Nº29 · 1º semestre de 2022 · ano 15

ISSN: 1647-5496

EUTRO À TER

Revista Técnico-Científica http://www.neutroaterra.blogspot.com

Esta edição da nossa revista é subordinada ao tema das máquinas <mark>el</mark>étricas. Este é um assunto fundamental na área científica da Engenharia Eletrotécnica. Foi no passado, é no presente e continuará a ser no futuro. As máquinas elétricas são os grandes grupos geradores que equipam as grandes centrais de produção de energia elétrica, sejam elas térmicas ou hidráulicas, são os aerogeradores que equipam os parques eólicos, são a força motriz, responsável pelo consumo de 60% a 70% do consumo mundial de energia elétrica, são os transformadores elétricos, responsáveis pela energia elétrica que utilizamos ser em corrente alternada e os sistemas elétricos de energia serem estruturados, organizados e explorados da forma como os conhecemos atualmente.

José Beleza Carvalho, Professor Doutor

Edição Especial | Máquinas Elétricas









Produção, Transporte e Distribuição Energia

Instalacões









Elétricas

Telecomunicacões

Seguranca

Gestão de Energia e Eficiência Energética Automação, Gestão Técnica e Domótica

Instituto Superior de Engenharia do Porto – Engenharia Electrotécnica – Área de Máquinas e Instalações Eléctricas

TERRA	
EUTRO	

ÍNDICE

-	Editorial	3
-	O Eletromagnetismo nas Máquinas Elétricas	5
-	Core Loss Estimation Under Sinusoidal and Non-Sinusoidal Flux Density Waveforms: Overview	11
	and Challenges	
-	Transformadores. Funcionamento em paralelo na rede elétrica.	19
-	Types and construction of power transformers.	33
-	Motores de Indução Monofásicos.	37
-	Controlo escalar de velocidade no motor de indução trifásico.	53
-	Manutenção e diagnóstico de avarias em motores de indução trifásicos.	67
-	Evolução das Classes de Rendimento de Motores Elétricos.	85
-	Características Básicas do Motor de Relutância Comutado.	93
-	Motor Síncrono de Relutância	103
-	Wind Energy Conversion Systems.	113
-	Comparação de Tecnologias em Veículos Automóveis	123
-	A general overview on hybrid and electric vehicles.	131
-	Aplicação de Motores Síncronos de Ímanes Permanentes e Motores de Indução em Veículos	141
	Elétricos: Comparação e Perspetivas de Evolução.	
-	Controlo vetorial (FOC) de um motor de indução trifásico aplicado a um veículo elétrico.	145
-	Motores de propulsão em veículos elétricos: tipos, características e perspetivas de evolução	157
-	Simulador de carregamento para veículos elétricos.	167
-	Máquinas Elétricas de Corrente Contínua. Reação Magnética do Induzido e Comutação.	181
-	Lista de Autores	195

FICHA TÉCNICA

DIRETOR:	José António Beleza Carvalho, Doutor
SUBDIRETORES:	António Augusto Araújo Gomes, Eng.
	Roque Filipe Mesquita Brandão, Doutor
	Sérgio Filipe Carvalho Ramos, Doutor
PROPRIEDADE:	Área de Máquinas e Instalações Elétricas
PROPRIEDADE:	Área de Máquinas e Instalações Elétricas Departamento de Engenharia Electrotécnica
PROPRIEDADE:	Área de Máquinas e Instalações Elétricas Departamento de Engenharia Electrotécnica Instituto Superior de Engenharia do Porto

Estimados leitores

Voltamos à vossa presença com uma nova publicação da nossa revista "Neutro-à-Terra". Depois de uma crise pandémica, que ainda não está erradicada, mas que abalou a vida de todos nós, junta-se aquilo que seria impensável até há pouco tempo atrás, uma guerra na Europa cujo fim ainda não se consegue prever. No entanto, já se começam a fazer sentir as consequências muito preocupantes na nossa sociedade e na economia mundial, que nos deixa a todos com uma sensação de medo e de insegurança sobre o que será o nosso futuro. Forçosamente, vamos todos ter de mudar os nossos hábitos de vida e, como agora podemos bem perceber, os problemas ambientais, a sustentabilidade e a utilização mais racional das diferentes formas de energia, tomam uma importância acrescida e determinante para o nosso futuro. Neste âmbito, vamos continuar a contribuir na mitigação destes problemas, promovendo a discussão dos mesmos e apontando soluções, através da publicação de vários artigos técnicos e científicos, que procuraram ser uma mais valia na resolução destes problemas.

Esta edição da nossa revista é subordinada ao tema das máquinas elétricas. Este é um assunto fundamental na área científica da Engenharia Eletrotécnica. Foi no passado, é no presente e continuará a ser no futuro. As máquinas elétricas são os grandes grupos geradores que equipam as grandes centrais de produção de energia elétrica, sejam elas térmicas ou hidráulicas, são os aerogeradores que equipam os parques eólicos, são a força motriz, responsável pelo consumo de 60% a 70% do consumo mundial de energia elétrica, são os transformadores elétricos, responsáveis pela energia elétrica que utilizamos ser em corrente alternada e os sistemas elétricos de energia serem estruturados, organizados e explorados da forma como os conhecemos atualmente.

As máquinas elétricas têm atualmente um papel crucial no âmbito das questões ambientais e da sustentabilidade energética. Na produção de energia elétrica de natureza renovável, aparecem nas centrais hídricas de grande porte (acima de 10 MVA), nas minihídricas (acima de 100 kVA), e nas micro-hidricas. São também cruciais na produção eólica, com aerogeradores síncronos de corrente alternada, ou aerogeradores de indução duplamente alimentados. Na força motriz, são atualmente máquinas fundamentais nos veículos elétricos, com um crescimento que se prevê exponencial nos próximos anos. No âmbito da força motriz e dos transformadores, as diretivas europeias impõem aos construtores o fabrico de máquinas de muito elevada eficiência energética, proibindo a utilização de máquinas mais antigas de eficiência muito pobre.

Em todas as edições publicamos um artigo sobre máquinas elétricas. É um assunto crucial no âmbito da Engenharia Eletrotécnica. Nesta edição da revista publicamos uma coletânea de artigos sobre máquinas elétricas, em todas as suas vertentes, que foram publicados nos anos mais recentes e que entendemos serem relevantes neste assunto

Desejando que esta edição da revista "Neutro à Terra" satisfaça as habituais expectativas dos nossos estimados leitores, apresento os meus cordiais cumprimentos.

Porto, 30 de junho de 2022

José António Beleza Carvalho



Histórico de visualizações: 44 000



Localizações principais de visualizações



O ELETROMAGNETISMO NAS MÁQUINAS ELÉTRICAS

Edição n.º 20, 2.º Semestre de 2017

Resumo

O eletromagnetismo desempenha um papel fundamental na conversão de energia nas máquinas elétricas e a sua compreensão é importante para se ter um completo domínio do tema.

O campo magnético, que envolve o funcionamento das máquinas elétricas, pode ter origem em ímanes permanentes ou pode ser criado com recurso a bobinas. A abordagem ao magnetismo criado pelos ímanes permanentes ou bobinas é normalmente baseada nos efeitos observáveis e não na explicação a nível atómico desses fenómenos, recorrendo-se habitualmente a argumentos associados a observações experimentais, sem de facto se dar uma interpretação física.

O objetivo deste artigo é explicar os processos atómicos relacionados com fenómenos magnéticos e elétricos existentes nas máquinas elétricas, tornando mais claros e transparentes alguns conceitos, tais como a existência de polos magnéticos, interação de atração/repulsão magnética e campo magnético.

1. Introdução

As máquinas elétricas, compreendendo os geradores, motores ou transformadores, têm o seu princípio de funcionamento baseado em processos magnéticos que lhes conferem as suas caraterísticas.

As máquinas rotativas podem ter bobinas instaladas quer na parte móvel, "rotor", quer na parte estática, "estator". É de referir que, em diversas máquinas, uma dessas bobinas pode ser substituída por ímanes permanentes, podendo-se obter resultados semelhantes, embora com limitações relativas aos materiais utilizados. Para se compreender o funcionamento das máquinas elétricas é fundamental entender-se bem o magnetismo, pois dele dependem as interações que determinam as suas caraterísticas.

Dado que o magnetismo é invisível, a sua compreensão física não é óbvia, embora os seus efeitos possam ser facilmente observados ou sentidos, de uma forma básica, a partir da interação de repulsão ou atração entre dois ímanes. Desta forma é fácil demonstrar a existência de forças entre os campos magnéticos criados.

Do mesmo modo, com a conhecida experiência da limalha de ferro lançada sobre um vidro pousado sobre um íman, é simples demonstrar a formação das imaginárias "linhas de fluxo", pois a limalha orienta-se em alinhamentos que materializam as referidas linhas. Deste modo, por constatação, é simples aceitar esta ciência "oculta" como um dado adquirido, embora de facto não tenha sido explicada nem compreendida na sua essência.

Ficam sempre algumas dúvidas, ou seja, algumas questões não inteiramente esclarecidas, tais como, por exemplo, "porque é que dois ímanes têm a capacidade de se repelirem sem sequer se tocarem fisicamente?" Parece ser um processo de pura magia que desafia os nossos sentidos e que tem sido utilizado no mundo mítico, sendo o termo "magnetismo" frequentemente associado também a fenómenos transcendentais.

2. Estado da arte

Os conceitos associados ao eletromagnetismo são habitualmente apresentados recorrendo a leis da física transcritas em expressões que tornam pouco compreensíveis e difíceis de entender os verdadeiros fenómenos. São exemplos as afirmações seguintes: "a integral de linha da componente tangencial da intensidade de campo magnético H ao longo de um contorno fechado C é igual à corrente total que passa através de qualquer superfície S delimitada por esse contorno" [1]; "o fluxo magnético através de uma superfície é definido como a integral de superfície da componente normal do vetor campo magnético, B" [2]; "a intensidade de campo magnético, H, é uma forma de medida do esforco da corrente em estabelecer um campo magnético" [3]; "a descrição exata do campo magnético requer o uso das equações de Maxwell e o conhecimento das relações entre a indução B e a intensidade de campo magnético H" [4]; "encarando a força entre correntes elétricas numa perspetiva causa-efeito, a corrente cria um campo magnético à sua volta que exerce forças sobre outras correntes eventualmente existentes nessa região" [5]; "Sabemos da teoria eletromagnética de Maxwell que os polos magnéticos ocorrem em pares. Como tal, guando um íman é cortado em pedaços, cada peça terá um par de polos. Polos magnéticos iguais exercem forças entre si, de modo que se repelem mutuamente, enquanto os polos norte e sul se atraem" [6].

No livro de Física de *Knight* [7] são apresentadas de uma maneira simples algumas constatações para as quais ainda não foram, até agora, apresentadas justificações satisfatórias que se referem seguidamente:

 a) "O magnetismo é uma força de ação à distância. Polos iguais repelem-se e polos opostos atraem-se." (Fig. 1)





b) "É um fenómeno estranho que, cortando-se um íman pela metade (Fig. 2), fiquemos com dois ímanes mais fracos, porém completos, cada qual dotado de um polo norte e de um polo sul. Um polo magnético isolado, como um polo norte na ausência de um polo sul, seria chamado de monopolo magnético. Ninguém jamais observou um monopolo magnético. Por outro lado, ninguém ainda forneceu uma razão convincente para que monopolos magnéticos isolados não possam existir, e algumas teorias de partículas subatómicas preveem que eles deveriam existir. Se os monopolos magnéticos existem ou não na natureza, permanece uma questão aberta num dos níveis mais fundamentais da física."



Figura 2. "O corte de um íman cria novos dipolos". [7]

c) "Não é de todo óbvio que as forças magnéticas causadas por correntes correspondam ao mesmo tipo de magnetismo que aquelas exercidas por ímanes. Talvez existam dois tipos diferentes de forças magnéticas, um originado de correntes, e outro, de ímanes permanentes. Essas duas maneiras distintas de produzir efeitos magnéticos constituem, de facto, apenas dois aspetos diferentes de uma única força magnética." (Fig. 3)





- d) "Existem diversas formas de descrever o campo magnético através das suas propriedades:
 - Toda a corrente que flui num fio cria um campo magnético em todos os pontos do espaço ao seu redor (Fig. 4).



Figura 4. Campo magnético criado por um condutor percorrido por uma corrente. [7]

 Em cada ponto do espaço, o campo magnético é um vetor. Ele possui tanto um módulo que chamamos de intensidade de campo magnético B, quanto uma orientação (direção e sentido). (Fig. 5)



Figura 5. Campo magnético criado por uma bobina percorrida por uma corrente. [7]

- O campo magnético exerce forças sobre os polos magnéticos. A força exercida sobre um polo norte é paralela ao vetor B, e a força exercida sobre o polo sul é oposta ao vetor B.
- Forças magnéticas fazem com que a agulha de uma bússola fique alinhada paralelamente a um campo magnético, com o polo norte da bússola indicando a orientação (direção e sentido) do campo magnético naquele ponto.



Figura 6. "A agulha de uma bússola alinha-se paralelamente a um campo magnético". [7]

O campo magnético pode ser descrito através do uso das linhas de campo magnético que são linhas imaginárias desenhadas numa região do espaço de modo que toda a tangente a uma linha de campo esteja orientada no sentido do campo magnético. (Fig. 7 e 8)



Figura 7. As linhas de campo magnético são linhas imaginárias. [7]

 O campo magnético diretamente acima das espiras é oposto ao campo dentro das espiras. Uma bobina funciona como um agrupamento de espiras de corrente."



Figura 8. Linhas de campo magnético criadas por uma bobina [7] e por um íman [8].

3. Compreensão a nível atómico do campo magnético e dos polos magnéticos

"Eu sinto que é uma desilusão pensar nos eletrões e nos campos como duas entidades fisicamente diferentes e independentes. Uma vez que nenhuma delas pode existir sem a outra, há apenas uma realidade a ser descrita, que tem dois aspetos diferentes; e a teoria deve reconhecer isso desde o início em vez de fazer as coisas duas vezes." Albert Einstein [9]. O magnetismo de sólidos quase exclusivamente se origina pelo movimento de eletrões [10]. Em escala atómica, os momentos magnéticos intrínsecos estão associados à rotação de cada eletrão, spin, e uma contribuição adicional está associada ao seu movimento orbital em torno do núcleo [11]. Todos os campos magnéticos são gerados por correntes elétricas circulantes. [12]

A corrente elétrica (movimento ordenado de eletrões) ao circular nas espiras de uma bobine gera um campo magnético que tem exatamente as mesmas caraterísticas do campo magnético criado por um íman permanente (Fig. 7). Dado que, numa bobina alimentada por corrente contínua, o movimento circular de eletrões cria um campo magnético idêntico ao criado por um íman permanente, leva-nos a admitir que os eletrões dentro de um íman poderão ter orbitais igualmente circulares de modo a produzirem um efeito semelhante. Tal como um íman, uma bobina onde circula uma corrente contínua tem dois polos, tendo um a designação Norte e outro Sul. Nesta situação, olhando de topo para a extremidade da bobina onde a corrente circula no sentido contrário ao dos ponteiros do relógio, podemos associar este lado da bobina ao polo Norte, e consequentemente, o lado oposto ao polo Sul.



Figura 9. Sentido da corrente e polos criados nas extremidades de uma bobina

Do mesmo modo, com o auxílio de uma bússola podemos identificar o polo Norte de um íman e assumir igualmente que nesse lado do íman, os eletrões se movem ordenadamente em orbitais circulares e com sentido antihorário e, visto da extremidade Sul, acontece o contrário.



Figura 10. Sentido de circulação interna dos eletrões num íman permanente

Deste modo as designações de polo Norte e Sul de um íman estariam associadas à identificação do sentido de circulação interna dos eletrões. Assim, é evidente que quando se parte um íman se criam dois dipolos, pois não se altera o sentido de circulação dos eletrões.



Figura 11. O corte de um íman permanente cria novos dipolos

Do mesmo modo, também se torna evidente que ao dividirse a bobine a meio se obtenham dois dipolos. Assim, por exemplo, se dividirmos uma bobina de 100 espiras em 2 bobinas de 50 espiras cada, obtemos dois dipolos, fenómeno semelhante acontece quando se parte um íman ao meio.



Figura 12. O "corte" de uma bobina cria novos dipolos

Agora resta a questão de entender porque é que dois polos iguais se repelem e dois polos diferentes se atraem.

No caso de se aproximarem polos diferentes, o movimento dos eletrões em cada íman é circular e com o mesmo sentido levando a crer que as trajetórias dos eletrões sob influência de ambos os ímanes se encaixam sem colisões permitindo a aproximação dos dois ímanes. Por outro lado, é importante ter presente que os eletrões que giram em torno do núcleo são fortemente atraídos pelos respetivos núcleos e a distância entre eles é mantida graças às forças centrífugas que afastam os eletrões (cargas negativas) dos respetivos protões (cargas positivas). Acontece que o efeito dessas forças centrífugas apenas confere efeito de afastamento dos eletrões aos respetivos núcleos. Assim, quando se aproximam polaridades diferentes de dois ímanes, dado que as orbitais dos eletrões são circulares e têm iguais sentidos nos referidos ímanes, estes permitem a sua aproximação, mas os eletrões de um dado íman são fortemente atraídos pelos protões do outro íman. Ou seja, surgem forças de atração entre as diferentes polaridades dos ímanes.



Figura 13. Polaridades diferentes de dois ímanes atraem-se

Na outra situação de se aproximarem polos iguais de dois ímanes, o movimento dos eletrões em cada íman é circular, mas com sentidos contrários, levando a crer que os eletrões sob influência de ambos os ímanes sofrem colisões entre eles não permitindo a aproximação dos dois ímanes, ou seja surgem forças de repulsão promovendo o afastamento entre polos iguais.



Figura 14. Polos iguais de dois ímanes repelem-se

4. Conclusão

Partindo da compreensão da criação de campo magnético criado por uma corrente de eletrões quando percorre uma bobina abordou-se o conceito de polos magnéticos Norte e Sul; como os ímanes permanentes apresentam propriedades magnéticas semelhantes, a associação do magnetismo ao movimento circular dos eletrões permitiu entender por que razão surgem dois dipolos quando se parte um íman a meio e também a existência de forças de atração entre polos diferentes e repulsão entre polos iguais. Em termos de conclusão, foram abordados fenómenos com os quais convivemos diariamente, mas cuja explicação tem estado suportada na constatação dos seus efeitos e não na explicação numa escala atómica que justifica de uma forma simples e transparente o magnetismo tal como existe na natureza.

5. Referências

- Fitzgerald, A. K., Jr. Umans, S.D., Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley - 7.ed, AMGH Editora, 2014.
- [2] Toro, V. D., Fundamentos de Máquinas Eletricas, Guanabara, 1994.
- [3] Chapman, S. J., Electric Machinery Fundamentals, McGraw-Hill, 2012.
- [4] Mora, J. F., Máquinas eléctricas, McGraw-Hill Interamericana de España S.L., 2008.
- [5] Meireles, V. C., Circuitos Elétricos, Lidel, 2007.
- [6] Stefanita, C. G., Magnetism, Basics and Applications, Springer, 2012.
- [7] Knight, R. D., Física: uma abordagem estratégica, Eletricidade e Magnetismo vol. 3, Bookman, 2009.
- [8] Benelli, C., Gatteschi, D., Introduction to Molecular Magnetism: From Transition Metals to Lanthanides, Wiley, 2015.
- [9] Mead, C., Collective Electrodynamics: Quantum Foundations of Electromagnetism, MIT Press, 2002.
- [10]Skomski, R., Simple Models of Magnetism, OUP Oxford, 2012.
- [11]Coey, J. M. D., Magnetism and Magnetic Materials, Cambridge University Press, 2010.
- [12]Fitzpatrick, R., Maxwell's Equations and the Principles of Electromagnetism, Jones & Bartlett Learning, 2008.

Título:	Instalações Elétricas de Baixa Tensão - Aparelhagem de Proteção, Comando e Seccionamento
Autor:	António Augusto Araújo Gomes, Sérgio Filipe Carvalho Ramos, André Fernando Ribeiro de Sá
Editora:	Publindústria
Data de Edição:	Engebook
ISBN:	9789898927187
Nº Páginas:	226
Encadernação:	Capa mole

Sinopse:

A obra Instalações Elétricas de Baixa Tensão - Aparelhagem de Proteção, Comando e Seccionamento pretende ser, acima de tudo, uma ferramenta didática de apoio aos alunos de cursos de Engenharia Eletrotécnica, bem como a Técnicos Responsáveis pelo projeto, execução e exploração de instalações elétricas. Pretende ser, ainda, uma ferramenta prática de estudo e de trabalho, capaz de transmitir conhecimentos técnicos, tecnológicos, normativos e regulamentares sobre a aparelhagem de proteção, comando e seccionamento de baixa tensão, aos diversos agentes eletrotécnicos, tornando-os capazes de, para cada instalação na qual sejam intervenientes, maximizar a segurança, a fiabilidade e a funcionalidade, assim como reduzir os custos de execução e exploração das instalações.



INSTALAÇÕES ELÉTRICAS DE BAIXA TENSÃO

APARELHAGEM DE PROTEÇÃO, COMANDO E SECCIONAMENTO

ENGEBOOK

António Gomes Sérgio Ramos André Sá



CORE LOSS ESTIMATION UNDER SINUSOIDAL AND NON-SINUSOIDAL FLUX DENSITY WAVEFORMS: OVERVIEW AND CHALLENGES Edição n.º 27, 1.º Semestre de 2021

1. Introduction

Nowadays, electrical machines design and control developments are much attached to simulation models. Accurate loss estimation methods are fundamental for improving efficiency, but also to achieve the desired operation conditions [1].

The development of non-sinusoidal flux density machines and conventional machines fed by power converters (e.g., switched reluctance motors, brushless DC machines, permanent magnet synchronous motors and induction motors with PWM voltages), has motivated researcher's efforts to reach a deeper characterization of magnetic losses under such excitation waveforms. This can be done either by measurement or estimation [2], [3]. New challenges arise, sinusoidal-conventional methods since are clearly insufficient. Moreover, different flux density waveforms are related to particular electric machines configurations, which suggests that specific approaches for characterizing core losses must be addressed, according to the machine type [3]. Usually, empirical models for core loss estimation are engineers first choice, due to its simplicity and faster processing. Parameter estimation is based on curve-fitting methods, validated by manufacturer iron sheet data, experimental results or through finite element modeling (FEM) [3], [4]. Accuracy is much sensitive to parameter values, so their estimation must be attached to specific conditions (e.g., flux density and frequency ranges). Moreover, the manufacturing process of the machine has also a deep impact on core losses, which is very difficult to address in the parameter estimation process [5], [6]. Cutting and punching operations have a relevant influence in the material properties, since they can create inhomogeneous stresses inside the lamination. This depends on the alloy composite, whereas the grain size seems to have the main impact [5].

Most often, lamination manufacturers provide core loss data under sinusoidal excitation in a limited frequency and flux density range, as depicted in Fig. 1.



Fig. 1– Manufacturer core loss density (Lamination Steel: M35 (Fully Processed, thickness: 0,36 mm)) [7]

However, this might not be adequate for predicting losses in electrical machines with non-sinusoidal flux waveforms. Iron loss modelling is a very challenging task, since specific flux density waveforms may exist in different stator and rotor core sections. In addition, they depend on the motor design (e.g., geometry, number of stator and rotor poles, yoke size, number of phases), operating conditions and the type of control [8]. Core losses are more significant as speed increases, so for applications like hybrid and electric vehicles they must be carefully addressed.

This paper aims to give a general overview about magnetic lamination loss estimation methods (including some merits and demerits), which are the basis of most electrical machine's cores. The paper is organized as follows: Section 2 addresses core losses under conventional sinusoidal magnetic flux, where engineer approaches for loss estimation are discussed. Section 3 deals with losses under non-sinusoidal flux densities, particularly the main challenges that still exist and need to be overcome. Finally, the conclusions are in Section 4.

2. Core Loss Estimation with Sinusoidal Flux Densities

With:

$$f_{eq} = \frac{2}{\Delta B^2 \pi^2} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt}\right)^2 dt$$
(3)

Where: ∆B=B_{max}-B_{min}

The MSE has the advantage to highlight the physical origin of the losses, with the same parameters as in (1). A disadvantage of the MSE is that it underestimates losses for waveforms with a small fundamental frequency part. Another difficulty is the treatment of waveforms with multiple peaks, where peak-to-peak amplitude is not an enough description [11]. In fact, this reflects the increasing MSE limitations, as the flux density moves away from the pure sinusoidal waveform.

The Generalized Steinmetz Equation (GSE) in (4) was also developed from the original Steinmetz equation [11]. As with the previous one, losses are calculated in time domain. Here, the instantaneous iron loss is assumed to be a single-valued function of the rate dB/dt and B(t). The inclusion of B(t) allows to consider the DC-bias influence in the loss calculation, without additional measurements or curve-fitting functions.

$$P_{core} = \frac{1}{T} \int_0^T C_m \left| \frac{dB}{dt} \right|^{\alpha} |B(t)|^{\beta - \alpha} dt$$
(4)

For different frequency ranges, different parameter values are necessary. Thus, in the presence of relevant harmonics, the accuracy decays. This is an important drawback, particularly in the presence of minor loops. To overcome this limitation, in [12] the flux density waveform is split into a major loop and minor loop(s), in order to consider the later effect over loss calculation. Nonetheless, DC-bias influence is no longer included. This approach was named improved GSE (iGSE). In [13] is reported a test for loss calculation in nanocrystalline materials, with non-sinusoidal excitation voltage. Harmonic decomposition was considered, including the phase displacements. According to this reference, iGSE gives better results than GSE.

In the following, an overview on iron loss estimation is addressed, from an engineering perspective. The evolution of the most relevant methods, as well as their merits and limitations, is discussed.

Electrical machines core losses can be addressed by three different approaches (in time or frequency domain): empirical equations, loss separation components and hysteresis models. Only the first two are discussed here.

2.1. Empirical Models Based on Steinmetz Equation

The Steinmetz coefficients depend on both frequency and flux density [9], so in a waveform with relevant harmonics it might be difficult to find their values. Based on the results of many tests, the classical Steinmetz equation was the first attempt to calculate core loss [10]:

$$P_{core} = C_m f^{\alpha} B_{max}^{\beta} \tag{1}$$

Where Bmax is the peak value of the flux density at the lamination, f=1/T is the remagnetization frequency (T is the hysteretic cycle time interval), and coefficients Cm, α and β are estimated by fitting the loss model to the lamination manufacturer or measured data. It must be pointed that (1) assumes sinusoidal flux densities, with uniform distribution across the lamination thickness. Over the years, several upgrades were performed, in order to account for non-sinusoidal waveforms.

The Modified Steinmetz Equation (MSE) is an improvement, aiming to calculate core loss under arbitrary B waveforms. The macroscopic remagnetization rate dM/dt (which is proportional to dB/dt) is directly related to the core losses, as a consequence of wall domain motion [11]. Eq. (1) is then replaced by:

$$P_{core} = \left(C_m f_{eq}^{\alpha - 1} B_{max}^{\beta}\right) f \tag{2}$$

Both MSE and GSE are applied in time domain. It must be pointed out that the time evolution (history) of the flux density waveform is neglected. This has an impact on the physical phenomena insight, where loss evaluation may be affected.

2.2. Loss Separation Method

For a general scenario, the hysteresis loss density related to one cycle, in a particular core part, can be calculated by the following expression:

$$P_h = \frac{f}{m_v} \oint_{B_{min}}^{B_{max}} H dB \tag{5}$$

Where B and H are, respectively, the magnetic flux density and the magnetic flux strength, f is the cycle frequency and m_v is the density of the ferromagnetic material¹. The eddy current loss density is given by:

$$P_e = \frac{\sigma}{m_v} E^2 \tag{6}$$

Where E and σ are, respectively, the electric field and the material electric conductivity². However, in many situations, these equations are unpractical, even with finite element analysis. The complex non-linear B(H) characteristic, which is also dependent on the lamination thickness, is the main reason [14]. So, empirical models for core losses evaluation are often considered. The most common is the Steinmetz equation [10]: the following expression for core losses density in a ferromagnetic material (formulated as the sum of hysteresis (P_h) and classic eddy current (P_e) losses) was first achieved:

$$P_{core} = P_h + P_e = k_h f B_{max}^{1,6} + k_e f^2 B_{max}^2$$
(7)

Which is valid in the range of 0,1 T< B_{max} <1,5 T. Hysteresis and eddy current loss coefficients are, respectively, k_h and k_e , which can be extracted from measured data. They both depend on the core material; k_e also depends on the lamination thickness (d). In fact, k_e has an analytical formulation, which can be derived from Maxwell equations, assuming a uniform magnetic field distribution. Therefore, Eq. (6) can be expressed as:

$$P_e = \frac{\sigma \pi^2 d^2}{6m_v} f^2 B_{max}^2 \tag{8}$$

An important remark is that (5) also assumes uniform flux density distribution across the lamination thickness. Over the years, the original Steinmetz expression was upgraded, which brought higher accuracy. Experimental data showed that the measured eddy current losses are higher than P_e . Based on statistical loss theory, Bertotti proposed an additional term to account for the excess losses (P_{ex}), which can be expressed as [15]:

$$P_{ex} = k_{ex} (f \cdot B_{max})^{\frac{3}{2}}$$
⁽⁹⁾

Where k_{ex} is dependent on the material micro-structure, the conductivity, and the cross-sectional area of the lamination. Different theories have been developed to explain excess losses, but this is still under discussion [14].

For the hysteresis term, the power of B_{max} was found later to be dependent on the material type, as well on B_{max} . Therefore, a more accurate expression was adopted for core loss estimation, with a modified hysteresis term (k_h , a and b are its parameters) and including the excess losses:

$$P_{core} = P_h + P_e + P_{ex} = k_h f B_{max}^{a+b\cdot B_{max}}$$

$$+ k_e (f \cdot B_{max})^2 + k_{ex} (f \cdot B_{max})^{\frac{3}{2}}$$
(10)

Further experiments, together with finite element analysis, revealed that it predicts core losses with very good accuracy for $f \le 1500$ Hz and $B_{max} < 1$ T. For higher flux densities, it gives good results for frequencies up to 400 Hz [14].

¹ For f [Hz] and m_v [kg/m³], then P_h [W/kg]

 $^{^2}$ For E [V/m] and σ [S/m], then P_e [W/kg]

3. Core Loss Under Non-Sinusoidal Flux Densities

As stated before, (10) is suited for sinusoidal flux densities waveforms. Moreover, the hysteresis term is limited to symmetrically flux density variations about zero (i.e., $-B_{max}$ B $< B_{max}$) and, most important, without minor loops included in the main hysteresis loop [16]. Eq. (10) is then mostly suited for sinusoidal flux density waveforms, with uniform distributions in the core. Parameter estimation for empirical formulas under non-sinusoidal flux losses must be based on measured core loss values. Manufacturers data for sinusoidal flux may lead to large errors for non-sinusoidal core losses estimation. In order to consider non-sinusoidal waveforms, the product (f·B) is substituted by $(\frac{dB}{dt})$ in these two terms, leading to (11):

$$P_{core} = k_h f B_{max}^{a+b\cdot B_{max}} + k_e \int_0^T \left(\frac{dB}{dt}\right)^2 dt + k_{ex} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt}\right)^{\frac{3}{2}} dt$$
(11)

Where T=1/f.

It is important to highlight that most loss models assume uniform magnetic field distribution across the core lamination. However, the influence of skin effect and saturation over eddy current and hysteresis losses cannot be disregarded, in particular for high frequency operation. This leads to non-uniform field densities, which brings additional challenges for core loss modelling.

3.1. Eddy current, Hysteresis and Rotational Flux Losses

In this subsection, a brief discussion about the impact of non-uniform field density over eddy current and hysteresis losses is addressed. In addition, a short reference to rotational flux losses is included.

3.1.1. Eddy Current Loss

The skin effect in the magnetic core is due to the field created by eddy currents: for high frequencies, particularly for thick lamination core, eddy current density at the lamination surface is higher than 1n the center, as shown in Fig. 2.



Fig. 2– Eddy current distribution in a magnetic lamination of thickness d=2a, due to skin effect [17]

The skin-depth penetration is the distance from the lamination surface where eddy current density has decreased by a factor of 1/e, and it is approximately given by:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \tag{12}$$

Where f is the excitation frequency, μ the magnetic permeability and σ is the material electric conductivity.

Flux penetration in the lamination depends on the skindepth penetration (δ) and the lamination thickness (d). For high frequencies, particularly if $\delta \ll d$, the magnetic density field has a non-uniform distribution and it is mainly concentrated on the lamination surface (Fig. 3).





Moreover, their center and surface waveforms are also displaced [3], [14] Eddy current paths have now a higher resistance, meaning that its value and the correspondent losses are smaller, when compared to uniform field densities scenarios. Naturally, this is not foreseen by the previous expressions, which give excessive values. Several models to calculate eddy current loss in electrical machine laminations for non-uniform field density have been proposed [14]. A common approach for a periodic non-sinusoidal flux density waveform is to consider its Fourier series decomposition. The contribution of each harmonic component is calculated based on its frequency and magnitude, through Steinmetz expression. Frequency is particularly relevant, since it determines the skin effect magnitude of the individual harmonics. However, one must not forget that such an approach is based on the superposition principle. This way, its effectiveness must be always confronted with experimental loss values.

3.1.2. Hysteresis Loss

Depending on the machine geometry and operating conditions (in particular, high frequencies, local saturation and skin effect), the peak flux density may be very different in several parts of the lamination [3]. This causes local hysteresis loops, i.e., minor loops, in addition to the major loop (Fig. 4).



Fig. 4– Hysteresis loops (major in black, minors in red)

As a consequence, several points inside the lamination have different local hysteresis losses [3], [16], which may lead to core hot-spots. It should be noted that a relevant harmonic content in the flux density waveform reflects a significant number of minor loops. Moreover, these additional losses may represent an important proportion of the total hysteresis loss, which highlights the importance of modelling them [18].

A most relevant conclusion in this reference is that minor loop positions inside the main cycle (i.e., the DC flux density value associated to the minor loop) have a significant influence in the hysteresis losses. It should be noted that none of this is considered in the first term of (11).

Based on experimental studies, minor loop hysteresis loss evaluation has been frequently addressed through empirical formulas [3], [4] (in [4] is considered the Fourier series harmonic decomposition). However, one must be aware that the effectiveness of this approach is attached to certain simplifications and/or to specific flux waveforms.

This highlights the fact that for every kind of electrical machine, under specific operation conditions, a particular formula should be addressed. This suggests that a lot of work still has to be done, in order to get accurate methods to estimate hysteresis minor loop losses [3].

3.1.3. Rotational Flux Loss

Rotational flux densities (due to changes in the flux density vector direction, relatively to a given reference frame) may have important contributions for the total core losses in electrical machines.

Taking a Switched Reluctance Machine (SRM) as an example (Fig. 5), such rotational flux density variations are well pronounced around the stator and rotor tooth, due to changes in their relative position.



Fig. 5- SRM (6-4 pole) magnetic field distribution, for three rotor positions

Predicting rotational flux losses is much more complex than alternating flux, where the magnetic axis is fixed in space. Moreover, measuring them is quite complex, since precisely controlled rotational flux density waveforms are difficult to induce in test samples [16].

Some models have been proposed for estimating iron loss under rotational conditions but are based on sinusoidal flux densities. Usually, the flux density vector is decoupled into two orthogonal components, for a given machine region. For each component, losses are independently calculated and then added [19].

Once again, this approach relies on the superposition principle. Due to hysteresis high non-linearity, it seems reasonable to question the effectiveness of such approach.

4. Conclusions

Currently, electrical machines (EM) design and control developments are much dependent on simulation models, where FEM has a fundamental role. New losses estimation methods, in particular for core loss, are crucial to develop EM models with higher accuracy.

Traditionally, EM core loss estimation has been supported by empirical models for sinusoidal waveforms. However, this is not suitable for non-sinusoidal flux density machines and conventional machines fed by power converters, since flux density waveforms are no longer sinusoidal. Moreover, complex magnetic phenomena must be addressed, which are not considered in most empirical models.

In the last decades, considerable efforts have been addressing these issues. Nonetheless, further improvements are needed for a precise determination of the flux waveforms and correct calculation of iron loss at nonsinusoidal excitation and non-uniform flux distribution, which is a hard task.

This paper discusses some of the main challenges that must be tackled. These are open research fields, there is still a lot of work to be done.

Final Remark: this paper is based on the published work in [20].

References

- Torkaman, H., et al., A comprehensive power loss evaluation for Switched Reluctance Motor in presence of rotor asymmetry rotation: Theory, numerical analysis and experiments. Energy Conversion and Management, 2014. 77: p. 773-783.
- Bui, M.D. and U. Schäfer. Core losses measurement technique for high frequency and flux density of switched reluctance machines. in Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on. 2012. IEEE.
- Ibrahim, M. and P. Pillay, Core loss prediction in electrical machine laminations considering skin effect and minor hysteresis loops. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2013. 49(5): p. 2061-2068.
- Parsapour, A., B.M. Dehkordi, and M. Moallem, Predicting core losses and efficiency of SRM in continuous current mode of operation using improved analytical technique. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 2015. 378: p. 118-127.
- Krings, A., et al. Measurement and modeling of iron losses in electrical machines. in 5th International Conference Magnetism and Metallurgy WMM'12, June 20th to 22nd, 2012, Ghent, Belgium. 2012. Gent University.
- El-Kharahi, E., et al., Toward including the effect of manufacturing processes in the pre-estimated losses of the switched reluctance motor. Ain Shams Engineering Journal, 2015. 6(1): p. 121-131.
- Proto Laminations' Inc. Available from: http://www.protolam.com.
- Torrent, M., et al., Method for estimating core losses in switched reluctance motors. European Transactions on Electrical Power, 2011. 21(1): p. 757-771.
- Ionel, D.M., et al., On the variation with flux and frequency of the core loss coefficients in electrical machines. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2006. 42(3): p. 658-667.
- Steinmetz, C., On the Law of Hysteresis. American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the, 1892. 9(1): p. 1-64.

- Li, J., T. Abdallah, and C.R. Sullivan. Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms. in Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE.2001. IEEE.
- Venkatachalam, K., et al. Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters. in IEEE Workshop on Computers in Power Electronics. 2002.
- Aguglia, D. and M. Neuhaus. Laminated magnetic materials losses analysis under non-sinusoidal flux waveforms in power electronics systems. in Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on. 2013. IEEE.
- Zhang, Y., et al., Magnetic characteristics and core losses in machine laminations: High-frequency loss prediction from low-frequency measurements. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2012. 48(2): p. 623-629.
- Bertotti, G., Hysteresis in magnetism: for physicists, materials scientists, and engineers. 1998: Academic press.
- Calverley, S.D., G.W. Jewell, and R.J. Saunders, Prediction and measurement of core losses in a high-speed switched-reluctance machine. IEEE transactions on magnetics, 2005. 41(11): p. 4288-4298.
- Hamzehbahmani, H., et al., Eddy current loss estimation of edge burr-affected magnetic laminations based on equivalent electrical network—Part I: Fundamental concepts and FEM modeling. IEEE transactions on power delivery, 2013. 29(2): p. 642-650.
- Simão, C., et al. Simplified models for magnetic hysteresis losses evaluation in electromagnetic devices. in Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC'09. IEEE International. 2009. IEEE.
- Hernandez-Aramburo, C.A., T.C. Green, and A.C. Smith, Estimating rotational iron losses in an induction machine. Magnetics, IEEE Transactions on, 2003. 39(6): p. 3527-3533.
- Melo, P.S. and R.E. Araújo, Switched Reluctance Motor Modeling and Loss Estimation Review, in Modelling and Control of Switched Reluctance Machines. 2020, IntechOpen.

Título:	Instalações Elétricas de Média Tensão – Postos de Transformação e Seccionamento	
Autor:	: António Augusto Araújo Gomes, José António Beleza Carvalho	
Editora:	Publindústria	
Data de Edição:	2017	
ISBN:	9789897232541	
Nº Páginas:	195	
Encadernação:	Capa mole	

Sinopse:

Esta obra pretende ser, acima de tudo, uma ferramenta didática de apoio aos alunos de cursos de engenharia eletrotécnica, bem como a técnicos responsáveis pelo projeto, execução e exploração de instalações elétricas.

Pretende ser ainda uma ferramenta prática de estudo e de trabalho, capaz de transmitir conhecimentos técnicos, normativos e regulamentares sobre o projeto, execução e exploração de postos de transformação e seccionamento aos diversos agentes eletrotécnicos, tornando-os capazes de, para cada instalação na qual sejam intervenientes, maximizar a segurança, a fiabilidade e a funcionalidade, assim como reduzir os custos de execução e exploração das instalações.

António Augusto Araújo Gomes José António Beleza Carvalho

INSTALAÇÕES Elétricas De média tensão

POSTOS DE TRANSFORMAÇÃO E SECCIONAMENTO

Sobre o livro

Esta data pretende era cama de tuda, uma lemanenta distitui a de apoto ana aluanos de curso de empeñana detectorenta, las mores a herricos responsarios pelos polos pretençarios en enploração de mataliações eletranas. Pretende ser anda uma festamenta patilica de estados de tradades, capas de tranventir conferentement técnicos, normativos e regulamentamenta sobre o pujeito, encrução e exploração de postos de transformação e acontamentos no atencias responsarias, a fueblidade e a funcionalidade, assim como redust os custos de escuçados e utilização atimistações.

Sobre os autores

António Augusto Araújo Gom

José António Beleza Carvalho

Bisharel em Ingenhania Elesteneixa pelo Instituto Superior de Ingenhania do Itora, Mestare el Doutor em Engenhana Elestencian na especialidade de sistemas de ensinga pela facilidade de Engenhania da Universidade do Parto. Puelosco: Condenador no Departamiento de Engenhania (Entotecina) do Instituto Superior de Engenhania do Parto, desempenhando as funções de Diotera do Departamiento Interçaia arteguia da Sucioa Encondegica de Vale de Cambias caren espesentante do Instituto Pathenico do Funci. E aotor de valens artigos publicados em confientecian nacionaráe e intermacionaria, direitor da metata Neutro a Tiena e misigona váricuipismo de pressa publicas de doutosamento e pana a camba do emition superior.





TRANSFORMADORES.

FUNCIONAMENTO EM PARALELO NA REDE ELÉTRICA.

Edição n.º 19, 1.º Semestre de 2017

Resumo

O crescimento do consumo de energia elétrica verificado nos últimos anos e o aparecimento e evolução dos sistemas de produção de energia por fontes de energia renováveis, como a eólica e fotovoltaica, levam a que sejam necessários ajustes no sistema de forma a comportar estas variações no trânsito de potências. Assim, pode ser necessário instalar transformadores em paralelo para comportar o aumento da potência consumida num determinado local. Este artigo aborda a utilização dos transformadores nos Sistemas Elétricos de Energia e explica as condições necessárias para o correto funcionamento de transformadores em paralelo.

1 Introdução

Desde a produção até ao consumidor final, passando pelo transporte e distribuição, a energia elétrica sofre várias alterações no valor do seu nível de tensão. Isto é conseguido com o uso de transformadores de potência que estão instalados em locais estratégicos do Sistema Elétrico de Energia (SEE), como se pode ver na Figura 1. Um transformador é uma máquina elétrica estática com dois ou mais enrolamentos que, por indução eletromagnética, transforma um sistema de tensão e corrente alternada num outro sistema de tensão e corrente com valores normalmente diferentes mas com a mesma frequência, para a transmissão de energia entre os dois sistemas [1].

Idealmente, o transformador altera o valor do nível de tensão da entrada para outro valor na saída, sem afetar a potência fornecida. Se o transformador eleva o valor da tensão de entrada a corrente tem necessariamente que diminuir para que a potência fornecida seja igual à absorvida. Desta forma, a energia pode ser gerada numa central, o valor da sua tensão pode ser elevado para níveis de transporte, em grandes distâncias com baixas perdas, e o valor da tensão pode ser novamente diminuído para níveis de distribuição. Como as perdas nas linhas são proporcionais ao quadrado da corrente que nelas circula, elevando o valor da tensão e diminuindo o valor da corrente num fator de 10 no transformador, significa uma diminuição do valor das perdas num fator de 100. Pode afirmar-se que sem o uso de transformadores não seria possível a utilização da energia elétrica como hoje a conhecemos [2].



Figura 1 – Sistema Elétrico de Energia (Imagem adaptada de: http://arqaulas.wordpress.com)

Graças aos transformadores, é possível utilizar a energia elétrica dentro de limites recomendáveis de tensão, embora ela seja gerada na gama dos milhares de volts (6-25 kV), transportada até um milhão de volt (Muito Alta Tensão – MAT: 150 kV, 220 kV, 400 kV) e em muitos casos distribuída com tensões superiores a 30 kV (Alta Tensão – AT: 60 kV; Média Tensão – MT: 6 kV, 10 kV, 15 kV, 30 kV). Finalmente chega ao utilizador final com valores de 400/230V.

Por outro lado, os transformadores tornam possível a interligação de sistemas com valores de tensão diferentes, tornando-os mais flexíveis e fiáveis, levando a um melhor aproveitamento da potência total instalada [3].

Há vários tipos de transformadores, consoante o fim a que se destinam. No entanto, neste documento, serão apenas abordados os transformadores de potência destinados ao transporte e distribuição de energia elétrica.

2 Transformadores de Potência

Os transformadores utilizados em sistemas de potência devem ser projetados e construídos para que, além de se conseguir um custo aceitável, também se consiga [3]:

- Uma boa regulação de tensão: implica que tenham reduzidas quedas de tensão. Consegue-se pela intensificação do acoplamento magnético entre enrolamentos para redução dos fluxos de dispersão e correspondentes quedas reativas;
- Altos rendimentos: Implica obtenção de baixas perdas de energia, tanto no cobre como no ferro do núcleo. Consegue-se limitando as solicitações dos materiais utilizados (densidades de corrente no cobre e induções no ferro) a níveis compatíveis com os custos, melhorando por outro lado as suas propriedades;
- Baixas correntes e perdas no funcionamento em vazio: As baixas correntes em vazio conseguem-se com altas indutâncias de magnetização, utilizando núcleos altamente permeáveis. Menores perdas em vazio significam, principalmente, menores perdas no ferro.

Como se tratam de sistemas trifásicos, os transformadores utilizados também o são (podem ser usados bancos de três transformadores monofásicos). As ligações entre enrolamentos podem ser realizadas em estrela 'Y ou y', triângulo 'D ou d' ou zigue-zague 'Z ou z' (letra maiúscula refere-se ao enrolamento de tensão mais elevada e a letra minúscula ao enrolamento de tensão mais baixa). A partir daqui, neste documento, considera-se o enrolamento de mais alta tensão como o primário (transformador abaixador).

Desta forma, de acordo com a ligação de ambos os enrolamentos podemos ter diferentes configurações para um transformador. O esquema de ligação Yy é normalmente usada à saída de centrais e grandes subestações de distribuição. O esquema Dy é usado nos postos de transformação com o triângulo para as tensões da ordem dos 15 kV e a estrela do secundário para as tensões compostas de cerca de 400 V. É usado com condutor neutro e ligação à terra do neutro dos enrolamentos. A ligação Yd surge em subestações de distribuição para reduzir a tensão do transporte para níveis da distribuição. Normalmente, o neutro da estrela é ligado à terra e o triângulo a alimentar linhas aéreas ou redes de cabos [4].

3 Circuito Equivalente do Transformador

O funcionamento do transformador pode ser modelizado através do seu circuito equivalente, que está ilustrado na Figura 2. O transformador real pode ser representado por um transformador ideal em que aos enrolamentos do primário e secundário se encontram ligadas impedâncias representativas dos fenómenos que ocorrem no transformador real: quedas de tensão devidas às resistências e às indutâncias de fugas magnéticas, perdas de energia por efeito de Joule nas resistências, magnetização e perdas no ferro [4].

Este modelo é válido para regimes permanentes de funcionamento, com grandezas sinusoidais, não considerando os fenómenos não lineares do transformador real, como a saturação, histerese, etc.

O transformador ideal representado na figura está isento de quedas de tensão, fugas magnéticas e perdas de energia. Para qualquer regime de funcionamento, as tensões e intensidades de corrente são transformadas com alteração do módulo na proporção direta do número de espiras para as tensões e na proporção inversa para as correntes, e com uma rotação de fase de 180° para ambas as grandezas.

As perdas no cobre (RI²) traduzem-se no aquecimento dos enrolamentos do primário e secundário devido à passagem da corrente. No modelo estão consideradas em r1 e r2 que representam a resistência do enrolamento primário e secundário, respetivamente.

As perdas no ferro devido às correntes de *Foucault* traduzem-se no aquecimento do núcleo do transformador. São proporcionais ao quadrado da tensão aplicada ao transformador. As perdas histeréticas estão associadas à orientação dos domínios magnéticos do material ferromagnético. Estas perdas são função não linear da tensão aplicada ao transformador. As perdas no ferro estão consideradas no modelo em R0.

As reactâncias x1 e x2 estão associadas aos fluxos de fugas ou dispersão que ocorrem no transformador quando o fluxo do núcleo (principal) se escapa e atravessa apenas um dos enrolamentos. Os efeitos da excitação magnética do núcleo são considerados na reatância de magnetização Xm. As equações de funcionamento do transformador são (as letras sublinhadas indicam fasores) [4]:

$$\underline{U}_1 = -\underline{\underline{E}}_1 + \underline{\underline{Z}}_1 \underline{\underline{I}}_1$$
(1)

$$\underline{E}_2 = \underline{U}_2 + \underline{Z}_2 \underline{I}_2 \tag{2}$$

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_0 + \underline{I}_{21} \tag{3}$$

$$\underline{I}_{21} = -\frac{N_2}{N_1} \underline{I}_2$$
 (4)

$$\underline{E}_1 = -j\omega N_1 \frac{\underline{\Phi}_M}{\sqrt{2}}$$
(5)

$$\underline{E}_2 = -j\omega N_2 \frac{\underline{\Phi}_M}{\sqrt{2}}$$
(6)

em que:

Z1=r1+jx1 e Z2=r2+jx2;

N1 – número de espiras do enrolamento primário;

N2 - número de espiras do enrolamento secundário;

E1 – f.e.m. induzida no primário;

E2 – f.e.m. induzida no secundário;

ΦM – valor máximo do fluxo principal;

l21 – corrente do secundário referida ao primário.



Figura 2 - Circuito equivalente do transformador

Sendo o transformador uma máquina que está ligada em conjunto com outras máquinas nas redes de energia elétrica, será mais cómodo o tratamento dos problemas relativos ao seu funcionamento se for representado como uma associação de impedâncias ou um quadripolo. Olhando para o esquema da Figura 2, verifica-se que uma simples associação de impedâncias se torna impossível devido à presença dos dois enrolamentos do transformador ideal [4].

É possível obter um circuito equivalente referido a um enrolamento, onde as grandezas no enrolamento equivalente vão ter valores diferentes das correspondentes no enrolamento real. Designar-se-ão com o índice 12 as grandezas primárias referidas ao secundário. No esquema da Figura 3 mostra-se o circuito equivalente referido ao secundário, com uma carga ligada aos terminais do secundário.



Figura 3 – Circuito equivalente referido ao secundário

Assim, sendo a razão do número de espiras dada por:

$$a = \frac{N_1}{N_2} \tag{7}$$

a passagem das impedâncias do primário para o secundário pode ser feita dividindo o seu valor pelo quadrado da razão do número de espiras, como se segue:

$$z_{12} = \frac{z_1}{a^2}$$
(8)

O valor da tensão do primário referido ao secundário U12 pode ser obtido a partir da expressão:

$$\underline{U}_{12} = -\frac{\underline{U}_1}{a} \tag{9}$$

O valor da corrente no primário será igual a:

$$\underline{I}_1 = -\frac{\underline{I}_{12}}{a} \tag{10}$$

Se o transformador tem baixas fugas magnéticas e o dimensionamento da corrente em vazio foi feito com cuidado, é possível, obter um circuito equivalente simplificado relativamente ao circuito anterior. Assim, considerando que a queda de tensão na impedância do primário assume valores muito baixos, o valor do fluxo e indução são praticamente constantes independentemente do regime de carga. Chega-se desta forma ao circuito equivalente simplificado, que está representado na figura seguinte:



Figura 4 – Circuito equivalente simplificado referido ao secundário

Neste circuito, a resistência do primário referida ao secundário r12 e a resistência do secundário r2 foram agrupadas em R2eq, assim como as reactâncias em X2eq. Então, R2eq=r12+r2 e X2eq=x12+x2.

Para transferir as impedâncias do secundário para o primário estas são multiplicadas pelo quadrado da razão do número de espiras:

$$\underline{z}_{21} = a^2 \underline{z}_2 \tag{11}$$

Quando se trata de transformadores trifásicos deve utilizarse os valores das tensões simples e correntes nas linhas, e este deverá considerar-se um circuito equivalente por fase (fase-neutro). Por outro lado, deve utilizar-se a razão de transformação m no lugar da razão do número de espiras pois, dependendo do tipo de ligação dos enrolamentos do primário e secundário, estas podem ser diferentes. A razão de transformação pode ser obtida através da seguinte expressão:

$$m = \frac{U_{1N}}{U_{20}}$$
(12)

em que U1N é a tensão nominal do primário e U20 a tensão do secundário em vazio.

Para a análise do paralelo de transformadores vai considerarse este esquema equivalente simplificado, cujo diagrama fasorial está representado na Figura 5, para uma carga indutiva.

4 Funcionamento de Transformadores em Paralelo

Conforme referido, o agrupamento de transformadores em paralelo é de grande importância para o funcionamento dos sistemas elétricos de energia. Esta ligação em paralelo tem algumas vantagens, nomeadamente [3]:

 Maior fiabilidade do sistema: se um dos transformadores ficar com algum defeito, o outro pode continuar a alimentar a carga;

- Possibilidade de manutenção sem cortes de alimentação: pode realizar-se manutenção num dos transformadores sem que seja necessário desligar a alimentação da carga (se a potência disponível no outro transformador for suficiente para alimentar a restante carga);
- Expansão do sistema: possibilidade de aumento da capacidade do sistema, acrescentando um transformador para aliviar outro que esteja em sobrecarga, ou simplesmente, aumento da potência disponível para alimentar a carga.
- Operação sob condições mais favoráveis de carga: com as variações de carga que existem ao longo do dia, é vantajoso ter os transformadores a funcionar em condições próximas às de máximo rendimento. Isto significa introduzir ou retirar de funcionamento unidades, para que se mantenham ligadas as que fiquem a funcionar próximo do seu regime nominal.

A questão fundamental que surge quando se pretendem ligar dois transformadores em paralelo, seja porque é necessário aumentar a potência instalada num posto de transformação, seja por razões de garantir melhor fiabilidade do serviço, tem a ver com o modo como a carga total solicitada ao conjunto se vai repartir pelos diferentes transformadores. O ideal será repartir a carga pelos transformadores de forma proporcional às suas potências nominais e haver concordância de fase entre a corrente que circula no secundário de cada transformador e a corrente total na carga. Não se verificando estas condições significará que a capacidade do conjunto à plena carga será inferior à soma das potências nominais de cada transformador [4].



Figura 5 – Diagrama fasorial correspondente ao circuito simplificado referido ao secundário

4.1 Condições para o Funcionamento de Transformadores em Paralelo

Para que se consiga uma distribuição da carga pelos transformadores de forma proporcional à sua potência nominal é necessário ter atenção ao seguinte [3]:

- Às polaridades dos transformadores monofásicos e sequência de fases dos polifásicos;
- Aos deslocamentos de fase entre primários e secundários de transformadores trifásicos;
- Às tensões nominais e relações de transformação;
- Aos valores das impedâncias de curto-circuito dos transformadores;

4.1.1 Polaridade

A polaridade de um enrolamento refere-se à característica que mostra a dependência do sentido da f.e.m. induzida em relação ao fluxo que a gera (normalmente assinalada com uma seta ou um ponto). Assim, dois terminais de dois enrolamentos são da mesma polaridade ou homólogos quando estiverem igualmente situados relativamente ao sentido positivo num e noutro enrolamento [4].

A figura seguinte ilustra um processo simples de identificar os terminais com a mesma polaridade de um transformador. Em primeiro lugar, alimenta-se um dos enrolamentos com uma tensão alternada, que pode ser de baixo valor relativamente ao valor nominal do enrolamento. Os terminais identificados com ponto têm a mesma polaridade se o valor da tensão Vt for igual à soma das tensões V1 e V2. Estas tensões podem ser medidas com um voltímetro ou com um osciloscópio [3].



Figura 6 – Identificação de terminais com mesma polaridade

Uma vez identificados os terminais do transformador, a ligação em paralelo é feita interligando-se os terminais igualmente identificados nos dois transformadores.

4.1.2 Deslocamentos de fase

No caso dos transformadores trifásicos (ou polifásicos) além do problema da polaridade dos enrolamentos de cada fase no primário e secundário, há que acrescentar o problema dos desfasamentos que podem ocorrer entre as tensões aos seus terminais, nas ligações em estrela, triângulo ou ziguezague. Podem ligar-se em paralelo dois transformadores trifásicos quando os seus deslocamentos de fase forem iguais. Se não o forem, as correntes de circulação entre eles podem atingir valores inaceitáveis [3].

Este assunto será abordado mais adiante neste documento.

4.1.3 Tensões nominais e relações de transformação

Para que dois transformadores possam ser ligados em paralelo é necessário, além de terem razões de transformação iguais, que os valores eficazes das suas tensões nominais sejam iguais. Diferenças nas relações de transformação levariam ao aparecimento de correntes de circulação entre os transformadores que poderiam atingir valores inaceitáveis.

Por outro lado, quando dois (ou mais) transformadores se ligam em paralelo significa que recebem energia da mesma linha pelo primário e a transferem para outra linha pelo secundário. Assim, devem ter a mesma tensão quer no primário quer no secundário, tanto em módulo como em fase. Desta forma, uma condição que deve ser garantida quando se pretende ligar dois transformadores em paralelo é que ambos tenham as mesmas tensões nominais no primário e secundário, que significa que devem ter a mesma razão de transformação m [5].

ARTIGO

Uma forma simples de verificar se os dois transformadores têm as mesmas tensões em valor eficaz, frequência e fase, está ilustrada na Figura 7 (para dois transformadores monofásicos) [4]:



Figura 7 – Paralelo de dois transformadores monofásicos

Se, com as ligações indicadas, houver concordância de fase, a tensão indicada no voltímetro será nula. Se por outro lado o valor indicado no voltímetro for o dobro da tensão de cada transformador, significa que as ligações estão trocadas.

4.1.4 Valores das impedâncias equivalentes

A análise que se segue aplica-se aos dois transformadores monofásicos da Figura 7, T' e T'', com razões de transformação m'=m''=m. Dessa análise verifica-se que o agrupamento em paralelo dos dois transformadores é ideal quando se tem igualdade de argumentos assim como módulos das suas impedâncias complexas equivalentes. Isto significa terem tensões de curto-circuito iguais. Assim, ao alimentarem uma carga com uma potência total S [3]:

As contribuições de cada um dos transformadores S' e S'' serão proporcionais às suas potências nominais. Assim, ambos podem funcionar em simultâneo à plena carga.

A potência total S solicitada pela carga será numericamente igual à soma das potências individuais fornecidas por cada transformador S=S'+S'', situação resultante da concordância de fase das correntes I' e I'' fornecidas por T' e T'' respetivamente [3]. Dado que esta análise se vai referir às correntes secundárias, no esquema equivalente de cada transformador não se considera a impedância de excitação, pelo que o esquema equivalente dos dois transformadores em paralelo será o representado na Figura 8. Considera-se ainda que: $\underline{U'}_{1N}=\underline{U''}_{1N}$ e $\underline{U'}_{20}=\underline{U''}_{20}=\underline{U}_{20}$.



Figura 8 – Circuito equivalente de dois transformadores em paralelo

As equações de funcionamento do lado secundário do transformador são [4]:

$$\underline{U}_{20} - \underline{U}_2 = \underline{Z'}_{2eq} \underline{I'}_2 = \underline{Z''}_{2eq} \underline{I''}_2$$
(13)

$$\underline{I}_{2} = \underline{I'}_{2} + \underline{I''}_{2}$$
(14)

Deste sistema pode obter-se:

$$\frac{\underline{I'}_{2}}{\underline{I''}_{2}} = \frac{\underline{Z''}_{2eq}}{\underline{Z'}_{2eq}}$$
(15)

$$\underline{I'}_{2} = \frac{\underline{Z''}_{2eq}}{\underline{Z'}_{2eq} + \underline{Z''}_{2eq}} \underline{I}_{2}$$
(16)

$$\underline{I}''_{2} = \frac{\underline{Z'}_{2eq}}{\underline{Z'}_{2eq} + \underline{Z}''_{2eq}} \underline{I}_{2}$$
(17)

As equações (16) e (17) determinam as correntes de cada transformador enquanto (15) mostra que estas se distribuem na razão inversa das impedâncias equivalentes.

4.1.4.1 Impedâncias iguais em módulo e fase

Como referido anteriormente, o ideal seria que a carga se dividisse proporcionalmente às potências nominais de cada transformador e quando houvesse concordância de fase entre a corrente de cada transformador e a corrente solicitada pela carga. Estas condições traduzem-se na seguinte relação [4]:

$$\frac{I'_2}{I''_2} = \frac{I'_{2N}}{I''_{2N}}$$
(18)

Como, de acordo com (15) temos:

$$\frac{I'_2}{I''_2} = \frac{Z''_{2eq}}{Z'_{2eq}}$$
(19)

Agrupando estas duas equações, obtém-se:

$$Z'_{2eq} I'_{2N} = Z''_{2eq} I''_{2N}$$
(20)

o que implica que os dois transformadores tenham iguais tensões de curto-circuito nominais.

Se os dois transformadores tiverem também iguais quedas óhmicas e indutivas nominais [4]:

$$R'_{2eq} I'_{2N} = R''_{2eq} I''_{2N}$$

$$X'_{2eq} I'_{2N} = X''_{2eq} I''_{2N}$$
(21)

então:

$$\frac{I'_{2N}}{I''_{2N}} = \frac{R''_{2eq}}{R'_{2eq}} = \frac{X''_{2eq}}{X'_{2eq}}$$
(22)

Substituindo em (19) e (20) obtém-se:

$$\frac{I'_{2}}{I''_{2}} = \frac{Z''_{2eq}}{Z'_{2eq}} = \frac{R''_{2eq}}{R'_{2eq}} = \frac{X''_{2eq}}{X'_{2eq}} = \frac{I'_{2N}}{I''_{2N}}$$
(23)

Analisando esta expressão, verifica-se que, independentemente do valor da carga, os dois transformadores funcionam com iguais quedas óhmicas e iguais quedas indutivas.

Isto significa que os diagramas de tensões são coincidentes e as correntes fornecidas por cada transformador estão em fase com a corrente solicitada pela carga, como ilustrado na figura seguinte (carga indutiva):

Em relação às potências que cada transformador fornece à carga elas serão proporcionais à potência nominal de cada um, como se demonstra a seguir [4]:

$$\frac{S'}{S''} = \frac{U'_2 I'_2}{U''_2 I''_2} = \frac{U'_{20} I'_{2N}}{U''_{20} I''_{2N}} = \frac{S'_N}{S''_N}$$
(24)

$$\frac{P'}{P''} = \frac{U'_2 I'_2 \cos \varphi'_2}{U''_2 I''_2 \cos \varphi''_2} = \frac{I'_{2N}}{I''_{2N}} = \frac{S'_N}{S''_N}$$
(25)





Então, ao se efetuar o agrupamento de dois transformadores em paralelo o pretendido é que a carga seja dividida pelos transformadores de forma proporcional à sua potência. Se os transformadores forem de potências iguais, podem dividir por eles a carga em partes iguais se, fornecendo a mesma corrente, apresentarem a mesma queda de tensão. Assim, é necessário que as resistências e reatâncias equivalentes de ambos sejam iguais. Pode afirmar-se que devem ter a mesma tensão de curto-circuito [6].

4.1.4.2 Impedâncias iguais apenas em módulo

Suponhamos agora que os triângulos de quedas não são iguais, embora tenham a mesma hipotenusa, ou seja, igualdade em módulo das tensões de curto-circuito. Assim, pode escrever-se [4]:

$$Z'_{2eq} I'_{2N} = Z''_{2eq} I''_{2N}$$

$$R'_{2eq} I'_{2N} \neq R''_{2eq} I''_{2N}$$

$$X'_{2eq} I'_{2N} \neq X''_{2eq} I''_{2N}$$
(26)

As equações (18), (19) e (20) mantêm-se, por isso há uma distribuição proporcional das correntes. Há ainda uma distribuição proporcional das potências aparentes (24). Assim, os dois diagramas de tensões vão ter triângulos de quedas apenas com as hipotenusas coincidentes, como ilustrado na Figura 10, para uma carga indutiva. Verifica-se facilmente que as fases das correntes são diferentes, não sendo proporcional a distribuição das potências ativas [4].

Daqui se pode concluir que os dois transformadores podem funcionar em paralelo, simultaneamente à plena carga mas,

como se tem $\varphi'_2 \neq \varphi''_2$, há diferença de fase nas correntes e $|\underline{l}_2| < |\underline{l}'_2 + \underline{l}''_2|$.

4.1.4.3 Impedâncias diferentes em módulo e fase

Se também não for possível igualar os módulos das tensões de curto-circuito, temos [4]:

$$Z'_{2eq} I'_{2N} = \alpha Z''_{2eq} I''_{2N} \quad (\alpha > 1)$$
(27)

Como (19) se mantém, combinando com esta última expressão, fica:

$$\frac{I'_{2}}{I''_{2}} = \frac{I'_{2N}}{\alpha \, I''_{2N}}$$
(28)

Verifica-se desta forma que deixa de haver uma distribuição de correntes proporcional. Senão vejamos: se o transformador T' estiver a funcionar em regime nominal, ou seja, $l'_2=l'_{2N}$, teríamos $l''_2=\alpha l''_{2N}$, que significa que o transformador T'' estaria a funcionar em sobrecarga. Para que T'' não entre em sobrecarga, a máxima corrente que T' deve fornecer à carga é l'_{2N}/α , que é inferior ao seu valor nominal.

Se um dos transformadores possuir uma tensão de curtocircuito menor significa que tem uma menor impedância equivalente. Como a potência se divide por eles na razão inversa das impedâncias equivalentes, o que possuir menor impedância equivalente, para ter a mesma queda de tensão, é forçado a fornecer uma maior corrente [6].



Figura 10 - Diagrama fasorial para o paralelo de dois transformadores com diferentes quedas óhmicas e indutivas

Daqui se conclui que este conjunto está subaproveitado, pois para um deles funcionar à corrente nominal o outro (o que tem maior tensão de curto-circuito) estará a funcionar abaixo do regime nominal.

4.2 Paralelo de Transformadores Trifásicos

Para se efetuar o paralelo de dois transformadores trifásicos devem garantir-se as condições enunciadas anteriormente. Assim, deve garantir-se que os deslocamentos de fase das tensões secundárias sejam iguais. Nos transformadores trifásicos, esta igualdade está relacionada com a forma de ligação dos seus enrolamentos (estrela, triângulo ou ziguezague), ou seja, depende do desvio angular dos transformadores.

Segundo a norma CEI 60076 [1], o desvio angular corresponde ao desfasamento entre os fasores representativos das tensões entre o ponto neutro (real ou fictício) e os terminais homólogos de dois enrolamentos, quando aos enrolamentos de mais alta tensão se supõe ligado um sistema de tensões trifásico direto com sequência numérica ou alfabética, se os seus terminais forem designados por números ou letras, respetivamente. O desfasamento correspondente ao desvio angular é medido em atraso.

Desta forma, o desvio angular é o desfasamento, em atraso, entre as tensões simples dos enrolamentos do primário (mais alta tensão) e do secundário (reais ou fictícias), da mesma fase. Este desfasamento pode traduzir-se pela hora indicada num relógio em que a posição do fasor que traduz a tensão entre o neutro e o terminal de linha do enrolamento de tensão mais elevada é fixada nas 12 horas (ponteiro dos minutos). O ponteiro das horas corresponde ao fasor que traduz a tensão entre o neutro e o terminal de linha homólogo do enrolamento de mais baixa tensão. O desvio angular exprime-se numericamente pelas horas correspondentes, ou seja, obtém-se dividindo por 30° o desfasamento entre os fasores indicados [4].

Para o conceito ficar mais claro, suponhamos o transformador ilustrado na Figura 11. O enrolamento do primário (mais alta tensão) está ligado em triângulo e o secundário em estrela.



Figura 11 – Transformador trifásico com primário ligado em triângulo e secundário em estrela

Para determinar o desvio angular e desta forma o índice horário, toma-se como referência a tensão simples I (fictícia neste caso) coincidente com as 12 horas. Como na estrela estão disponíveis os terminais não homólogos, as relações de fase entre as tensões correspondentes dos dois lados são:

- i em oposição a I-III
- ii em oposição a II-I
- iii em oposição a III-II

Estas relações estão ilustradas na Figura 12:



Figura 12 – Determinação do desvio angular do transformador

Como indicado na figura, o atraso de i relativamente a l é de 210° , correspondente às 7 horas.

Desta forma o transformador tem um índice 7 (210/30). Na chapa de características deste transformador aparecerá a designação Dy7.

As ligações mais usuais estão ilustradas na figura 13 [1]:

Do que foi exposto, percebe-se que dois transformadores

com o mesmo sistema de tensões no lado da alta tensão, um com o índice 6 e outro com o índice 7, não vão ter as tensões do lado da baixa em fase. Assim, para se efetuar o paralelo de dois transformadores trifásicos eles deverão pertencer a um mesmo grupo. Os quatro grupos existentes são os seguintes:

- GRUPO I: Índices horários 0, 4, e 8;
- GRUPO II: Índices horários 6, 10 e 2;
- GRUPO III: Índices horários 1 e 5;
- GRUPO IV: Índices horários 7 e 11.



Figura 13 – Esquemas de ligação mais usuais em transformadores trifásicos

Para o paralelo de transformadores com o mesmo índice, bastará ligar em ambos os lados os terminais com a mesma designação.

Dentro de um grupo, se os índices horários apresentam uma diferença de 4 ou 8, isto significa que há um desfasamento entre eles de 120° ou 240°, coincidente com o de duas fases de um sistema trifásico. Desta forma, ligam-se num dos lados os terminais com a mesma designação e no outro lado ligam-se entre si terminais por permutação circular das designações, como ilustrado na Figura 14 [4].

Há porém a possibilidade de efetuar o paralelo de transformadores de grupos diferentes (III e IV), de acordo com o seguinte [4]: Um transformador do grupo III pode ligar-se em paralelo com um do grupo IV se a ordem de sucessão das fases de um transformador se inverte em relação ao outro, como ilustrado na Figura 15.

Com exceção desta possibilidade anteriormente referida, é impossível o paralelo de transformadores pertencentes a grupos diferentes.



Figura 14 – Ligações para o paralelo de transformadores trifásicos pertencentes ao mesmo grupo horário

ARTIGO



Figura 15 – Ligações para o paralelo de transformadores trifásicos pertencentes a grupos horários diferentes (III e IV)

5 Conclusões

Quando se pretende colocar dois ou mais transformadores monofásicos a funcionar em paralelo, há que ter alguns cuidados. Para que o funcionamento em paralelo se realize de forma ideal, ou seja, com distribuição da potência solicitada pela carga proporcional à potência de cada transformador, devem garantir-se as seguintes condições:

- Iguais tensões nominais dos enrolamentos primários e secundários;
- Iguais relações de transformação;
- Iguais tensões de curto-circuito com iguais quedas óhmicas e indutivas nominais;
- Mesma polaridade nos terminais interligados.

Quando se trata de transformadores trifásicos, além destas condições é necessário garantir que as tensões estão em fase, ou seja, ambos devem pertencer ao mesmo grupo horário, embora se possam ligar em paralelo transformadores pertencentes ao grupo III e IV.

Quando se agrupam transformadores de potências

diferentes, o que tiver menor potência deve ter maior impedância equivalente. Os triângulos fundamentais dos dois devem estar entre si na razão inversa das suas potências.

No entanto não é aconselhável efetuar o paralelo de transformadores com potências muito diferentes (no máximo 1:3), porque assim será difícil satisfazer os requisitos anteriores e o conjunto estará a ser subaproveitado.

Referências

- I. E. Commission, "IEC 60076-1: Power Transformers," in General, ed, 1999, p. 96.
- [2] S. J. Chapman, Electric Machinery Fundamentals, Fourth ed.: McGraw Hill, 2005.
- [3] R. G. Jordão, Transformadores, 1ª edição ed. São Paulo: Edgard Blücher, 2002.
- [4] C. C. Carvalho, "Transformadores," Sebenta ed. Porto: FEUP, 1983, p. 249.
- [5] M. A. R. Pozueta. (2008, Dezembro). Transformadores en Paralelo. Available:
 - http://personales.unican.es/rodrigma/PDFs/Trafos_Paralelo.pdf
- [6] A. Martignoni, Transformadores, 8ª ed.: Editora Globo, 1969.

Título:	Instalações Elétricas de Baixa Tensão: Dimensionamento e Proteção de Canalizações Elétricas
	2ª Edição
Autor:	António Augusto Araújo Gomes, Henrique Jorge de Jesus Ribeiro da Silva, José António Beleza
	Carvalho
Editora:	Engebook
Data de Edição:	2019
ISBN:	9789898927620
Nº Páginas:	202

Sinopse:

Esta obra pretende ser, acima de tudo, uma ferramenta didática de apoio aos alunos de cursos de engenharia eletrotécnica, bem como a técnicos responsáveis pelo projeto, execução e exploração de instalações elétricas.

Pretende ser ainda uma ferramenta prática de estudo e de trabalho, capaz de transmitir conhecimentos técnicos, normativos e regulamentares sobre o dimensionamento e proteção de canalizações elétricas aos diversos agentes eletrotécnicos, tornando-os capazes de, para cada instalação nas quais sejam intervenientes, selecionar o tipo de canalização e o modo de instalação mais adequados, de forma a maximizar a segurança, a fiabilidade e a funcionalidade, assim como os custos de execução e exploração das instalações.



António Gomes, Henrique Ribeiro Da Silva, José Beleza Carvalho

Sobre a obra

Ela dela premieria na consel en la consel terminaria della dei espola se aluca de consel en regolaria el interpreta la consecutaria della consecutaria per premiera della consecutaria della consecutaria della consecutaria formante al assista dei estado e dei tabalo, capado en suscetto de la consecutaria della consecutaria della consecutaria formante al assista dei estado e dei tabalo, capado en suscetto della consecutaria del terminaria e seguranza, a fadellada e a funccionatadate, suon conse o materia de energia e esplando del instado/on.

Sobre os autores

Balance on Copensis Description 2: - Stream du Forego poly trabuto Specifica da La Dipolaria et al La Directoria da Directoria da

destinue forme de Jerus Ribeiro de Silve

Leencado em Engenhera Detostensia, seno de Produção, Taringonte e Distribuição de energia, pela Teoridade de Dispontania da Universidade do Forto e Menere (pre-Beltenha em Detosica Induntei pela Escola de Informana d Interventade do Minha Professor Adurto no Departamento de Engenharia Elescolecina do Intributo Superior de Engenhari do Partes.

losé António Beleza Carvalho

Italiant e Lonciado em Experiana Benerários a país intelhas Saperio el Esperanau da Final. Meter a Ocuso en oporteu Entredistro en apociatidad es de tornam de tenispa per lucitadas el impanua a durante das diferencies de Intelhas Condenador en Dipatemento de Esperanau Elestrotoria do Intelha Saperol de Esperanau es Tratidesegenerándo al autore a Alexolo de Mercia tora cua Meneral en Esterna Benos de Esperanau es Tratiango publicado em conferios an acordan e internacionada a del tenispa Lacad e da una antego publicada de acordan este enternacionada a del de de acorda Meneral en Esperanau el de publicador al del acorda de la especia de Tratina de la especia de la especia de la especia de las de





engebook



INSTALAÇÕES ELÉTRICAS DE BAIXA TENSÃO

DIMENSIONAMENTO E PROTEÇÃO DE CANALIZAÇÕES ELÉTRICAS

ENGEBOOK ELEMINOMECINIA



TYPES AND CONSTRUCTION OF POWER TRANSFORMERS.

I. Introduction

Transformers may be classified according to dielectric insulation material as follows:

- Oil-filled transformers
- Dry type transformers

II. Oil-filled Transformers

Two types of oil-filled transformers are commonly used:

- With expansion tank (conservator)
- Sealed

In this type of transformers windings and core are immersed in oil, in a tank with radiators; oil plays both functions of insulating material and cooling fluid.

Common applications of oil-filled transformers with conservator are:

- As step-up transformers in power plants.
- As step-down transformers in EHV/EHV, EHV/HV and HV/MV utilities substations (primary voltages above 52 kV).
- As step-down transformers in HV/MV or MV/MV industrial plants substations, with rated power above 2.5 MVA.



Oil-filled sealed transformers (without conservator) are mainly used in distribution networks (MV/LV) and in installations up to 52 kV, with a rated power up to 2.5 MVA, although some manufactures built this type of transformers up to 30 MVA.



The degree of protection (IP) provided by the tank allows that both types of transformers can be installed outdoors.

III. Dry Type Transformers

Dry type transformers present the most suitable solution in situations where the distribution of energy requires absolute safety and environmental friendliness. These transformers require less maintenance than oil-filled transformers, more safe to environment and have low fire hazard.



Windings and core are not installed in a tank and insulation of windings is usually made of cast resin.

They possess less space, about 2/3 of that of corresponding oil filled transformers, and their simple construction allows on-site replacement of windings. Dry type transformers are only suitable for indoors installation because the degree of protection provided by enclosure is IPOO and are usually employed on distribution networks and in installations with voltages up to 52 kV and rated power up to 2.5 MVA, although some manufactures built this type of transformers up to 50 MVA.

Typical use of dry type transformers is:

- Multi-storey buildings
- Hotels
- Malls
- Hospitals and clinics
- Airports
- Mines
- Other places where fire safety is a great concern

IV. Gas Insulated Transformers (GIT)

Rising demand for electric power in large cities, lack of space to construct new substations or upgrade existing substations and adverse environment conditions has encouraged largescale substations to be tucked away underground in overpopulated urban areas, leading to strong demand for incombustible and non-explosive, large-capacity gas insulated transformers from the view point of accident prevention and compactness of equipment.



In line with this requirement, several types of large-capacity gas insulated transformers have been developed, being SF6 the most common gas used.

Because the gas forced cooling type was considered to be available up to approximately 60 MVA, all of these gas insulated transformers are liquid cooled.

The main advantages of GIT are:

- Non flammable (gas insulated transformers, using incombustible SF6 gas as an insulation and cooling medium).
- Explosion-proof tank (pressure tank withstands pressure rise in case of internal fault).
- Compactness (since conservator or pressure relief equipment is not necessary, height of transformer room can be reduced approximately 2-2.5 meters).
- Easy installation (oil or liquid purifying processes are not necessary with gas insulated transformers).
- Easy inspection and maintenance work (only SF6 gas pressure need be basically monitored during periodic inspection).

Since gas insulated transformers do not need a conservator, the height of transformer room can be reduced. In addition, its non-flammability and non tank-explosion characteristics can remove firefighting equipment from transformer room.

As a result, gas insulated transformers, gas insulated shunt reactor, GIS and control panels can be installed in the same room, and such installation realizes the fully SF6 gas insulated substation.

V. Two and Three Windings Transformers

Usually transformers have two windings, the primary and the secondary.

However, in HV and EHV substations, with voltages above 52 kV, power transformers may have a third winding, with a rated voltage of 7 kV or 11.5 kV.

This winding is used for harmonic compensation, to reduce the unbalancing in the primary due to unbalancing in three phase load and to redistribute the flow of fault current. It is common practice to use this third winding to LV auxiliary services power transformer. VI. Single Phase Transformers and Autotransformers

For voltages above 123 kV and for high values of rated power (usually above 100 MVA), for handling and economic reasons it is usual to use single phase transformers.

In such a situation the three single phase transformers must work as a whole, since they are relatively interdependent.

The windings (both primary and secondary) of the three single phase transformers must be connected together in "star" or in "delta".

A special case of single phase transformers are autotransformers that have one single core and winding.



The main advantages of an autotransformer compared to a common single phase transformer are:

- More economic and easier to handle (only one winding and for the same rated power the dimensions and the weight are lower).
- More efficient (losses by Joule effect are lower, because there is only one winding).
- Lower voltage drop, being able to keep the voltage more stable.

In contrast the major disadvantages are:

- Primary and secondary windings are not isolated from each other.
- As the internal voltage drop is lower, in case of a short circuit the fault current is higher, causing higher electrodynamics stress in the windings, which by be a cause of ageing.

VII. Dissociated Phases Transformers

Another construction solution for voltages above 123 kV and for high values of rated power is the dissociated phases transformer, formed by three single-phase transformers within a common enclosure, where are made the connections of the three transformers and where the bushings are assembled.

The conservator, the cooling system and the on-load tap changer may be also assembled at that enclosure or assembled separately.



VIII. Zig-Zag & Grounding Transformers

Neutral grounding of transformers and transmission and distribution networks may be:

- Solid grounded
- Grounded through an impedance or a resistance
- Ungrounded

When it is required to connect the neutral of the transformers to the ground, (solid or through an impedance or a resistance) and when at the side it is designated to ground the neutral the windings are "delta" connected (usually MV/LV power transformers), in order to achieve neutral grounding is necessary to form an artificial neutral point. This is achieved using a zigzag grounding transformer.

pagina deixada intercionalmente embrancol
MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS.

Edição n.º 26, 2.º Semestre de 2020

1. Introdução

Os motores monofásicos constituem a maioria dos acionamentos eletromecânicos utilizados em aplicações domésticas, onde a grande parte das instalações são alimentadas por redes monofásicas. Estes motores são fabricados maioritariamente para baixas gamas de potência, abaixo de 1kW (*fractional kilowatt motors*). No entanto, podemos encontrar motores monofásicos com potências superiores a esta, como é o caso de algumas aplicações de tração elétrica ou em guindastes, que utilizam motores série monofásicos com potências que podem chegar às centenas de kW [1]. A gama de aplicações em ambiente doméstico dos motores monofásicos é enorme, podendo ser encontrados em ventiladores, berbequins, aspiradores, máquinas de lavar, secadores, frigoríficos, entre outras [2].

Os motores monofásicos podem ser classificados de acordo com as categorias indicadas na figura 1.

Embora haja vários tipos de motores monofásicos a funcionar nas mais variadas aplicações, neste artigo serão apenas abordados os motores de indução monofásicos.



Figura 1 – Classificação dos motores monofásicos

Na Figura 2 mostra-se uma ilustração de um destes motores, com condensador.



Figura 2 – Motor de Indução monofásico com condensador [https://www.theengineeringprojects.com/2016/10/singlephase-induction-motor.html]

2. Constituição do motor de indução monofásico

O motor de indução monofásico é muito semelhante a um motor de indução trifásico com rótor em gaiola de esquilo.

Na verdade, o rótor de qualquer motor de indução monofásico pode ser usado num motor de indução polifásico. No entanto, o desempenho do motor de indução monofásico é menos satisfatório que o motor de indução trifásico, como será explicado mais adiante.

A vista em expansão de um motor de indução monofásico encontra-se ilustrada na Figura 3.

As duas partes principais da máquina podem ser identificadas facilmente: o estátor e o rótor. Estes, alojam os respetivos enrolamentos e não se encontram ligados fisicamente, havendo entre ambos um entreferro uniforme.



Figura 3 – Vista em expansão de um motor de indução monofásico

[Adaptada de imagem fornecida pela WEG]

O núcleo ferromagnético do estátor é normalmente contruído a partir de chapas de aço-silício de elevada qualidade para minimizar as perdas magnéticas, por correntes de Foucault e de histerese. Estas perdas ocorrem devido à natureza alternada da alimentação do enrolamento do estátor que, no nosso caso, é alimentado à frequência de 50Hz quando alimentado a partir da rede elétrica nacional.

Relativamente ao rótor, o seu núcleo é também constituído por lâminas do mesmo material utilizado no estátor, sendo perfuradas junto à periferia para poderem alojar os condutores, que são normalmente de alumínio e estão curto-circuitados nas extremidades por anéis. Desta forma, os condutores do rótor estão permanentemente em curtocircuito.

As ranhuras do rótor são normalmente enviesadas para reduzir ruídos de funcionamento, para suavizar a curva de binário para diferentes posições do rótor e para reduzir o acoplamento magnético entre rótor e estátor [3]. Esta característica está patente na Figura 4 que mostra a estrutura do rótor em gaiola de esquilo (esquerda) e os seus condutores em curto-circuito (direita).



Figura 4 - Rótor em gaiola de esquilo

Na Figura 3 encontra-se também ilustrado o interruptor centrífugo, que é bastante importante em algumas destas máquinas. Este é constituído por um mecanismo que roda solidário com o veio e por um interruptor.

Para melhor compreensão do seu funcionamento, este mecanismo e o respetivo interruptor encontram-se desenhados na Figura 5.

O mecanismo possui umas massas que são deslocadas através da força centrífuga originada pela rotação do veio. Com esse deslocamento é acionado um interruptor que desliga o enrolamento auxiliar do motor, ficando o motor a funcionar apenas com o enrolamento principal. De notar que o mecanismo roda solidário com o veio, mas o interruptor encontra-se fixado à estrutura do motor.



Figura 5 – Interruptor centrífugo: (a) motor parado; (b) motor em funcionamento

O enrolamento auxiliar em conjunto com o enrolamento principal, têm a função de produzir um campo magnético rotativo promovendo o desenvolvimento de um binário de arranque. Este conceito será abordado mais adiante neste documento.

3, Produção de binário

No caso do motor de indução trifásico, os enrolamentos das três fases ao serem alimentados por um sistema trifásico de tensões e correntes, levam à produção de um campo magnético girante que roda à velocidade de sincronismo.

No caso do motor de indução monofásico com apenas um enrolamento, que é alimentado com uma tensão e corrente monofásicas, o campo magnético nele produzido é um campo pulsante e não um campo girante. Por esta razão, o motor de indução monofásico com apenas um enrolamento alimentado não desenvolve binário de arranque. Para ultrapassar este problema, foram desenvolvidos vários métodos que permitem que o motor de indução monofásico desenvolva um binário no arranque, que serão explicados mais adiante neste documento. Como já referido, quando uma corrente sinusoidal percorre as espiras de um enrolamento, é produzido um campo magnético pulsante.

De acordo com a Figura 6, quando uma corrente sinusoidal percorre o enrolamento do estátor, desprezando os efeitos da saturação do núcleo ferromagnético, o fluxo que atravessa o rótor também irá variar sinusoidalmente no tempo. Uma vez que este fluxo é pulsante, irá induzir *f.e.m.s* nos condutores do rótor que, por estarem em curto-circuito, serão percorridos por correntes, como mostra a figura para um determinado instante. Essas correntes vão por sua vez criar um fluxo que, de acordo com a lei de Lenz, se oporá ao que lhe deu origem.

Como ilustrado na figura, é percetível que o binário produzido no sentido dos ponteiros do relógio é neutralizado pelo binário produzido no sentido oposto, levando a que o rótor se mantenha parado.

Assim, um motor de indução monofásico com apenas um enrolamento alimentado não possui binário de arranque. No entanto, se o rótor for colocado a rodar num determinado sentido por um meio auxiliar, verifica-se que ele continuará a rodar nesse sentido [4].

Este facto pode ser explicado por duas teorias distintas:

- a) teoria do duplo campo girante;
- b) teoria do campo cruzado.

Sendo que apenas a primeira será abordada neste documento.

Figura 6 – Forças desenvolvidas nos condutores do rótor de um motor de indução monofásico alimentado pelo enrolamento principal, para um instante de tempo.

Teoria do duplo campo girante

Esta teoria foi inicialmente proposta por Maurice Leblanc¹ que enunciou o teorema conhecido na literatura como "Teorema de Leblanc".

De acordo com esta teoria, a onda da *f.m.m.* (força magnetomotriz) pulsante pode ser decomposta em duas *f.m.m.s* girantes com sentidos opostos, de igual amplitude que rodam à velocidade síncrona.

O efeito combinado de duas *f.m.m.s* de distribuição sinusoidal, cada uma com valor máximo $\mathcal{F}_{max}/2$, a rodar em sentidos opostos e à mesma velocidade, é equivalente ao de uma f.m.m. pulsante de amplitude $\mathcal{F}_{max} \sin \omega t$ variando entre \mathcal{F}_{max} e $-\mathcal{F}_{max}$.

A interpretação física deste conceito encontra-se ilustrada nos gráficos da Figura 7 para três instantes de tempo distintos, considerando apenas a componente fundamental da *f.m.m.* (distribuição espacial sinusoidal da *f.m.m.*).

Na parte inferior estão representados os correspondentes diagramas fasoriais para os mesmos instantes, mostrando que a *f.m.m.* pulsante é igual ao somatório das duas *f.m.m.s* girantes.



¹Físico, engenheiro e professor francês: https://pt.wikipedia.org/wiki/Maurice_Leblanc_(engenheiro)



Figura 7 – Interpretação gráfica do teorema de Leblanc: (a) $\omega t = \frac{\pi}{6}$ (b) $\omega t = \frac{\pi}{2}$ (c) $\omega t = \frac{2\pi}{3}$

Assumindo uma distribuição espacial sinusoidal da *f.m.m.* com variação sinusoidal no tempo, esta pode ser representada pela seguinte expressão:

$$\mathcal{F} = \mathcal{F}_{max} \sin \omega t \cos \alpha \tag{1}$$

onde \mathcal{F}_{max} é o valor máximo da *f.m.m.* correspondente ao valor máximo da corrente instantânea e α é o deslocamento angular relativamente ao eixo magnético da bobina.

O termo $sin(\omega t)$ mostra que a variação da *f.m.m.* é sinusoidal no tempo e o termo cos α mostra que varia de forma co-sinusoidal no espaço ao longo da periferia do entreferro.

Atendendo a que:

$$\sin a \cos b = \frac{1}{2} [\sin(a-b) + \sin(a+b)]$$

após expansão de (1), obtém-se a seguinte expressão:

$$\mathcal{F} = \frac{1}{2} \mathcal{F}_{max} \sin(\omega t - \alpha) + \frac{1}{2} \mathcal{F}_{max} \sin(\omega t + \alpha)$$
(2)

Esta expressão mostra que uma *f.m.m.* pulsante, com valor máximo \mathcal{F}_{max} , pode ser decomposta em duas *f.m.m.s* girantes com sentidos opostos e de igual amplitude. O valor máximo de cada uma será igual a metade do valor máximo da *f.m.m.* pulsante, ou seja, $\mathcal{F}_{max}/2$.

A primeira parcela desta equação, com argumento (ωt - α), será a responsável pela criação do campo girante no sentido direto. A segunda parcela, com argumento (ωt + α), será a responsável pela criação do campo girante no sentido retrógrado. Cada uma produz efeitos independentes no rótor, do mesmo modo que o campo girante no motor de indução trifásico. A diferença é que neste caso se consideram dois campos girantes a rodar em sentidos opostos à mesma velocidade. É importante realçar que tanto a f.m.m. direta como a f.m.m. retrógrada do estátor têm iguais amplitudes para qualquer velocidade do rótor, ao passo que os fluxos no sentido direto e retrógrado apenas têm iguais amplitudes quando o rótor está parado [3].

Os campos direto e retrógrado estão relacionados com os binários direto (T_d) e retrógrado (T_r), respetivamente, sendo estes em sentidos opostos, como se pode verificar nas curvas a tracejado da Figura 8.

Fazendo a sobreposição de ambos os binários, direto e retrógrado, obtém-se a característica de binário-velocidade do motor de indução monofásico ilustrada pela linha central (a cheio). A figura revela que o binário é nulo em duas situações: i) quando a velocidade do rótor é nula (motor parado) e; ii) quando a velocidade do rótor é ligeiramente inferior à de sincronismo n_s. Por outro lado, verifica-se que o motor pode rodar em qualquer sentido, se for aplicado ao veio um binário externo superior ao somatório dos binários de atrito e de carga [4].



Figura 8 – Características binário velocidade do motor de indução monofásico

Com o rótor a rodar à velocidade n, a sua velocidade em relação ao campo direto é ($n_s - n$), em que n_s é a velocidade do campo girante ou velocidade de sincronismo.

O deslizamento em relação ao campo direto é:

$$s_d = \frac{n_s - n}{n_s} = s \tag{3}$$

A velocidade do rótor em relação ao campo retrógrado é ($n_s + n$). Então, o deslizamento em relação ao campo retrógrado é:

$$s_r = \frac{n_s + n}{n_s} = \frac{n_s + n + (n_s - n_s)}{n_s} = \frac{2n_s}{n_s} - \frac{n_s - n}{n_s} = 2 - s$$
(4)

Desta forma, o campo direto induz correntes no rótor com frequência sf e o campo retrógrado com frequência (2 - s)f.

No caso do rótor parado, ambos os campos rodam à velocidade síncrona em relação ao rótor. Assim, ambos os campos induzem *f.e.m.s* iguais nos condutores do rótor, que serão percorridos por correntes iguais que produzem *f.m.m.s* de igual amplitude. Por sua vez, estas *f.m.m.s* interagem com a respetiva *f.m.m.* do estátor, levando a que, quando o rótor está parado, tanto o campo direto como o campo retrógrado sejam iguais. Para qualquer outra velocidade o campo direto é superior ao campo retrógrado [3].

Quando o rótor está a rodar à velocidade n, a velocidade do campo retrógrado em relação aos condutores do rótor é $(n_s + n)$. Desta forma, o campo retrógrado induz elevadas f.e.m.s nos condutores do rótor, que se traduzem em elevadas correntes e consequentemente elevada f.m.m. (produzida no rótor), quando comparada com o seu valor quando o rótor estar parado. Como a frequência das correntes no rótor é (2 - s)f, o fator de potência do rótor é reduzido (corrente em atraso relativamente à respetiva f.e.m.). Esta elevada f.m.m. do rótor com um reduzido fator de potência tem maior amplitude do que quando o rótor está parado e opõe-se à f.m.m. retrógrada girante do estátor (constante). Como consequência, a amplitude do campo girante retrógrado é reduzida consideravelmente em relação à situação do rótor parado [4].

No caso do campo direto, a sua velocidade em relação aos condutores do rótor é $(n_s - n)$. Esta baixa velocidade relativa induz reduzidas *f.e.m.s* nos condutores do rótor, sendo também estes percorridos por reduzidas correntes. Estas produzem uma *f.m.m.* no rótor de amplitude reduzida, quando comparada com a situação de rótor parado. Neste caso, a frequência das correntes no rótor é (sf), resultando numa reduzida reatância de fugas e, consequentemente, num fator de potência mais elevado. Assim, esta reduzida amplitude de *f.m.m.* com um fator de potência elevado é menor que a sua amplitude quando o rótor está parado, opondo-se também à *f.m.m.* girante direta do estátor (constante). Consequentemente, a amplitude do campo direto com o rótor está parado.

Verifica-se então que, quando o rótor acelera, a amplitude do campo girante direto aumenta, contrariamente ao que acontece à amplitude do campo retrógrado, que diminui. No entanto, o somatório dos campos direto e retrógrado deve permanecer constante para todas as velocidades do rótor. Isto acontece porque o fluxo no entreferro deve induzir uma *f.c.e.m.*² no estátor cujo valor é semelhante ao da tensão de alimentação, se a impedância do estátor for desprezável. A evolução das *f.c.e.m.s* em função da variação da velocidade do rótor está ilustrada na Figura 9.



De notar que o somatório das *f.c.e.m.s* E_d , E_r e da queda de tensão na impedância do enrolamento principal do estátor U_{Z_1} é igual à respetiva tensão de alimentação U. Por outro lado, o valor da *f.c.e.m.* relativa ao fluxo direto é igual à *f.c.e.m.* relativa ao fluxo retrógrado na situação de arranque. Quando o rótor acelera, o valor da primeira aumenta ao contrário do da segunda, que diminui.

Como referido e mostrado nos diagramas fasoriais da Figura 7, quando os campos direto e retrógrado têm iguais amplitudes, o campo equivalente é um campo pulsante. No caso dos campos direto e retrógrado terem diferentes amplitudes, o campo resultante equivalente já não é pulsante mas sim elíptico, como se mostra na Figura 10.





Figura 9 – Evolução das *f.c.e.m.s* em função da velocidade do rótor (valores eficazes)

² Força contra-eletromotriz.

Aqui, o campo direto B_d resulta da soma dos campos diretos do estátor e do rótor, e o campo retrógrado B_r igual ao somatório dos campos retrógrados do estátor e rótor. Os campos resultantes $B_1, B_2, ...$, foram desenhados para diferentes instantes de tempo. Notar que os valores máximos dos campos diretos e retrógrado foram escolhidos para facilitar a visualização da elipse.

Assim, em funcionamento normal, o binário no sentido direto T_d é superior ao binário no sentido retrógrado T_r , sendo o binário resultante igual a $T_d - T_r$ no sentido de rotação.

De notar que, para velocidades próximas da velocidade de sincronismo, a velocidade relativa entre os campos direto e retrógrado é igual ao dobro da velocidade de sincronismo. Assim, estes dois campos girantes em sentidos opostos interagem um com o outro produzindo pulsações de binário ao dobro da frequência da alimentação, com valor médio nulo. Este facto leva a que o motor de indução monofásico apresente maior ruído comparativamente com um motor de indução trifásico de potência equivalente [4].

Circuito equivalente do motor de indução monofásico

A análise apresentada nesta secção considera que o motor de indução monofásico está a funcionar apenas com o enrolamento principal alimentado. Com o rótor parado e apenas o enrolamento principal alimentado, o motor é equivalente a um transformador como o secundário em curto-circuito, em que existe um entreferro no circuito magnético.

De acordo com a teoria do duplo campo girante previamente apresentada, mostrou-se que a *f.m.m.* pulsante do estátor pode ser considerada equivalente a duas *f.m.m.s* girantes de amplitude constante e igual a metade da primeira, que rodam em sentidos opostos. Com o rótor parado, as amplitudes dos fluxos direto e retrógrado resultantes são iguais a metade da amplitude do fluxo pulsante. A *f.c.e.m.* resultante <u>E</u>₁ é criada no enrolamento principal pelo fluxo pulsante no entreferro devido às *f.m.m.s* do estátor e do rótor. Esta é igual à soma das duas componentes, criadas pelos fluxos direto e retrógrado, ou seja, <u>E</u>₁ = <u>E</u>_d + <u>E</u>_r . Nesta situação de rótor parado, o valor das *f.c.e.m.s* associadas aos fluxos direto e retrógrado são iguais, <u>E</u>_d = <u>E</u>_r , como se pode verificar na Figura 11, que representa o circuito equivalente do motor de indução monofásico estando o rótor parado [5].



Figura 11 – Circuito equivalente do motor de indução monofásico como o rótor parado

Neste circuito, r_1 e x_1 representam, respetivamente, a resistência e reatância de fugas do enrolamento principal, X_m representa a reatância de magnetização, e r_{2e} e x_{2e} representam, respetivamente, a resistência e reatância de fugas do rótor, referidas ao estátor, estando o rótor parado. As perdas no núcleo não estão aqui contabilizadas, podendo ser incluídas posteriormente nas perdas rotacionais.

Supondo que o rótor foi colocado a rodar por aplicação de um binário externo, o deslizamento é *s*. As correntes induzidas no rótor pelo campo direto têm frequência *sf*, sendo *f* a frequência da alimentação do estátor.

Como no caso do motor de indução trifásico, estas correntes no rótor produzem uma *f.m.m.* girante com velocidade proporcional a *sf* em relação ao rótor, sendo síncrona com a do estátor. A *f.m.m.* resultante destas duas, cria um fluxo resultante girante no sentido direto que dá origem à *f.c.e.m. Ea* no enrolamento principal do estátor. O efeito criado no rótor visto do estátor pode ser representado pela impedância $\frac{r_{2e}}{2s} + j \frac{x_{2e}}{2}$, como mostra a Figura 12.



Figura 12 – Circuito equivalente do motor de indução monofásico

Quando o rótor está a rodar com deslizamento s em relação ao campo direto, o seu deslizamento em relação ao campo retrógrado é 2-s. Assim, o campo retrógrado induz correntes no rótor cuja frequência é (2-s)f. Para pequenos deslizamentos, estas correntes no rótor têm guase o dobro da frequência da alimentação. Visto do estátor, a f.m.m. do rótor originada pelo campo retrógrado roda à velocidade de sincronismo, mas em sentido contrário ao de rotação do rótor. Como referido em relação ao campo direto, o circuito equivalente visto do estátor que representa estas reações é o equivalente ao de um motor polifásico com deslizamento 2-s, e é mostrado na parte inferior da Figura 12. Neste circuito já se encontram representadas as perdas magnéticas com a inclusão da resistência R_0 . Mostra-se também E_r , que representa a *f.c.e.m.* gerada no enrolamento principal do estátor devida ao campo resultante retrógrado.

Analisando o circuito equivalente verifica-se que, quando o rótor roda com pequenos deslizamentos, o efeito da resistência do rótor no campo direto, $\frac{r_{2e}}{2s}$, é muito superior em comparação com a situação de rótor parado, enquanto que o efeito no campo retrógrado, $\frac{r_{2e}}{2(2-s)}$, é inferior face à situação de rótor travado. Desta forma, a impedância associada ao campo direto Z_d é superior em relação à situação de rótor parado, enquanto que a impedância associada ao campo retrógrado, Z_r , é inferior.

Assim, a *f.c.e.m.* \underline{E}_d é superior quando o rótor está em movimento enquanto que a *f.c.e.m.* \underline{E}_r é inferior. Isto significa que o fluxo associado ao campo direto aumenta, ao contrário do que está associado ao campo retrógrado, que diminui quando o rótor acelera, como ilustrado previamente na Figura 9.

A potência mecânica e binário podem ser obtidas utilizando as mesmas relações estudadas para as máquinas polifásicas. Assim, as potências no entreferro para os campos direto e retrógrado podem ser obtidas pelas seguintes expressões:

$$P_d = I_1^2 R_d \tag{5}$$

$$P_r = I_1^2 R_r \tag{6}$$

onde R_d e R_r correspondem à parte real das impedâncias associadas ao campo direto \underline{Z}_d e retrógrado \underline{Z}_r , respetivamente.

Os binários produzidos pelos dois campos podem ser obtidos da seguinte forma:

$$T_d = \frac{1}{\omega_s} P_d \tag{7}$$

$$T_r = \frac{1}{\omega_s} P_r \tag{8}$$

onde ω_s é a velocidade síncrona em rad/s.

Como os dois binários se opõe mutuamente, o binário resultante será dado por:

$$T_{el} = T_d - T_r = \frac{1}{\omega_s} (P_d - P_r) = \frac{I_1^2}{\omega_s} (R_d - R_r)$$
(9)

Uma vez que as correntes no rótor devidas aos campos direto e retrógrado têm diferentes frequências, as perdas de Joule no rótor serão iguais à soma das perdas devidas a cada um dos campos. Então, as perdas de Joule no rótor devidas ao campo direto são:

$$p_{J_{rotor}}^d = sP_d \tag{10}$$

enquanto que as perdas de Joule no rótor devidas ao campo retrógrado são:

$$p_{J_{rotor}}^r = (2-s)P_r \tag{11}$$

Desta forma, as perdas de Joule totais no rótor são iguais a:

$$p_{J_{rotor}} = sP_d + (2-s)P_r \tag{12}$$

Uma vez que a velocidade angular do rótor é igual a $(1-s)\omega_s$, a potência mecânica desenvolvida pelo motor pode ser calculada pela seguinte expressão:

$$P_{el} = (1 - s)\omega_s T_{el} = (1 - s)(P_d - P_r)$$
(13)

Da mesma forma que no motor de indução trifásico, a potência mecânica desenvolvida é diferente da potência útil devido à existência de perdas rotacionais [4]. Assim:

5, Ensaios para determinação dos parâmetros?

Os parâmetros do circuito equivalente do motor de indução monofásico podem ser determinados a partir dos resultados dos ensaios com o rótor travado e em vazio.

Para ambos os ensaios, o esquema de ligações é o que se mostra na Figura 13, onde apenas o enrolamento principal é alimentado. (Não se consideram aqui os motores com condensador permanente).

5.1. Ensaio com o rótor travado

Neste ensaio, o rótor é bloqueado e é aplicada uma tensão ao estátor até que a corrente atinja o seu valor nominal. A tensão, corrente e potência absorvidas são registadas. Com o rótor travado, *s=1* e, neste caso, o paralelo de R_0 com X_m é muito superior a $r_{2e} + jx_{2e}$, pelo que pode ser desprezado, conforme ilustrado na Figura 14.



Figura 14 - Circuito equivalente quando o rótor está travado



Figura 13 – Diagrama de ligações para os ensaios do motor de indução monofásico

Sendo U_{rt} , $I_{rt} \in P_{rt}$ os valores da tensão, corrente e potência registados durante este ensaio, então o valor da resistência total equivalente do circuito R_{rt} pode ser obtido pela seguinte expressão:

$$R_{rt} = (r_1 + r_{2e}) = \frac{P_{rt}}{I_{rt}^2}$$
(15)

O valor da impedância do circuito pode ser obtido por:

$$Z_{rt} = \frac{U_{rt}}{I_{rt}} \tag{16}$$

Desta forma, o valor da reatância do circuito é igual a:

$$X_{rt} = (x_1 + x_{2e}) = \sqrt{Z_{rt}^2 - R_{rt}^2}$$
(17)

Como o valor da resistência do estátor pode ser medido e normalmente o valor de $x_1 = x_{2e}$, então os valores dos quatro parâmetros podem ser determinados.

5.2. Ensaio em vazio

Neste ensaio o motor é colocado a funcionar em vazio, alimentado à tensão nominal e os valores da tensão U_{10} , corrente absorvida I_{10} e potência absorvida P_{10} são registados. Neste ensaio, o enrolamento auxiliar é deixado em aberto.

Em vazio, $s \approx 0$, sendo que o valor de $\frac{r_{2e}}{s}$ é bastante superior ao de $\frac{X_m}{2}$. Da mesma forma $\frac{r_{2e}}{2(2-s)} \cong \frac{r_{2e}}{4}$ é bastante inferior ao valor de $\frac{X_m}{2}$.

Assim, desprezando também R_0 , o circuito equivalente do motor para a situação de vazio pode ser simplificado para o que se mostra na Figura 15.



Figura 15 – Circuito equivalente quando o motor está em vazio

Com os valores registados da tensão, corrente e potência absorvidas, é possível determinar o valor da impedância do circuito através da seguinte expressão:

$$Z_{\nu z} = \frac{U_{10}}{I_{10}}$$
(18)

Como no caso do rótor travado, é possível calcular o valor da resistência do circuito através da expressão:

$$R_{\nu z} = r_1 + \frac{r_{2e}}{4} = \frac{P_{10}}{I_{10}^2}$$
(19)

O valor da reatância do circuito pode ser obtido da seguinte forma:

$$X_{vz} = x_1 + \frac{X_m}{2} + \frac{x_{2e}}{2} = \sqrt{Z_{vz}^2 - R_{vz}^2}$$
(20)

No ensaio em vazio, o motor tem perdas de Joule, perdas magnéticas e mecânicas, sendo as duas últimas normalmente agrupadas nas chamadas perdas rotacionais. Desta forma, as perdas rotacionais podem ser obtidas da seguinte forma:

$$p_{rot} = P_{10} - p_J = P_{10} - \left(r_1 + \frac{r_{2e}}{4}\right) I_{10}^2$$
(21)

Assim, e com os valores obtidos através dos cálculos relativos ao ensaio com o rótor travado, é possível determinar todos os parâmetros que constam no circuito apresentado. Desta forma, o desempenho do motor em termos de binário desenvolvido, potência fornecida, corrente absorvida, fator de potência, rendimento, entre outras, pode ser determinado a partir do circuito equivalente obtido.

6. Métodos de arranque

Como já foi referido, o motor de indução monofásico com apenas o enrolamento principal alimentado, não possui binário de arranque, sendo necessários métodos especiais para esse efeito. Para isso, o estátor é constituído por dois enrolamentos, o enrolamento principal e o enrolamento auxiliar, que são colocados nas ranhuras do estátor de forma que os seus eixos magnéticos fiquem deslocados de 90¹⁷ elétricos.

O enrolamento auxiliar é então excitado com uma corrente que está desfasada da corrente que percorre o enrolamento principal, ou seja, há um desfasamento no tempo e no espaço entre as duas correntes, que permite a criação de um campo girante (elíptico). Se este desfasamento no tempo for de 90°, e as *f.m.m.s* criadas por ambos forem iguais, o binário de arranque desenvolvido será máximo.

O enrolamento auxiliar é normalmente colocado fora de serviço através de um interruptor centrífugo, que atua quando a velocidade de rotação se encontra entre 75%-85% da velocidade de sincronismo [5, 6].

Os motores de indução monofásicos podem ser classificados de acordo com o método utilizado para se obter uma diferença de fase entre as correntes dos dois enrolamentos, necessária para que o motor arranque.

Assim, são normalmente classificados como:

- Motor de fase partida (split-phase);
- Motor com condensador de arranque (capacitor-start);

- Motor com condensador permanente (capacitor-run);
- Motor com condensadores de arranque e permanente (capacitor-start capacitor-run);
- Motor de pólos sombreados (shaded poles);

Segue-se uma breve explicação sobre cada um destes métodos de arranque.

6.1 Motor de fase partida

O diagrama de ligações do motor de indução monofásico de fase partida está desenhado na Figura 16a. O estátor é constituído por dois enrolamentos: o enrolamento principal e o enrolamento auxiliar. Estes são colocados nas ranhuras de modo a que os seus eixos magnéticos fiquem desfasados de 90° elétricos no espaço.

0 enrolamento auxiliar tem uma relação resistência/reatância superior à do enrolamento principal, $\frac{R_A}{m} > \frac{R_P}{m}$ (maior resistência e menor reatância), de modo $\overline{X_{\Lambda}}$ $\overline{X_{n}}$ que as correntes ficam desfasadas no tempo, como se pode verificar no diagrama fasorial da Figura 16b, que é representativo da situação do arranque. Esta relação mais elevada é conseguida utilizando mais espiras de fio com menor secção, o que não é problemático pois o enrolamento auxiliar estará ligado apenas durante o curto período do arrangue [7].

Este circuito é desligado pelo interruptor centrífugo quando o motor atinge uma velocidade de rotação próxima dos 80% da velocidade de sincronismo.

A curva de binário ou característica mecânica encontra-se desenhada na Figura 16c. Este motor tem binários de arranque moderados, que dependem das correntes nos dois enrolamentos e do ângulo de desfasamento entre ambas [4].

De notar que as correntes nos dois enrolamentos estão desfasadas no tempo e no espaço, pelo que produzem um campo girante (elíptico). Aplicações típicas deste tipo de motor incluem ventiladores, exaustores, pequenos compressores, bombas centrífugas e material de escritório.

ARTIGO



Figura 16 – Motor de indução monofásico de fase partida: (a) diagrama de ligações; (b) diagrama fasorial para o arranque; (c) características mecânicas

6.2. Motor com condensador de arranque

Para algumas aplicações, o binário de arranque do motor de fase partida pode ser insuficiente para acionar a carga aplicada ao veio. Nessas situações pode ser utilizado um motor com condensador de arranque, cujo esquema está ilustrado na Figura 17a [7]. Este tipo de motor é também um motor de fase partida, só que o desfasamento temporal entre as duas correntes é conseguido com a inserção de um condensador em série com o enrolamento auxiliar, como ilustrado na Figura 17b [4]. Utilizando um condensador de valor apropriado, conseguese que a corrente que percorre o enrolamento auxiliar figue em avanço de aproximadamente 90° relativamente à corrente que percorre o enrolamento principal. Como os dois enrolamentos estão deslocados fisicamente de 90° elétricos, uma corrente com 90° de desfasamento irá permitir a criação de um campo magnético girante, se as duas correntes amplitude. forem iguais em Os condensadores utilizados são normalmente do tipo eletrolítico, uma vez que estão em funcionamento poucos segundos, apenas durante a fase do arrangue. Valores típicos para um motor de 1kW encontram-se entre 50 e 100µF.



Figura 17 – Motor de indução monofásico com condensador de arranque: (a) diagrama de ligações; (b) diagrama fasorial para o arranque; (c) características mecânicas

Uma curva binário-velocidade típica está ilustrada na Figura 17c. Como é visível, neste tipo de motores o binário de arranque é superior a 300% do valor nominal.

As aplicações usuais deste tipo de motores incluem equipamentos de ar condicionado, compressores, bombas hidráulicas e outras com cargas que requerem binários elevados no arranque [7].

6.3. Motor com condensador permanente

Como ilustrado na Figura 18a, o condensador permanente em série com o enrolamento auxiliar não é desligado da alimentação e fica em funcionamento em permanência. Uma vez que vai estar em funcionamento continuamente, é normalmente utilizado um condensador com tecnologia de filme de polipropileno metalizado com dielétrico autoregenerante³, uma vez que têm perdas bastante inferiores aos equivalentes eletrolíticos. Valores típicos para motores de 1kW andam à volta dos 30µF [5].

Por outro lado, como não é necessário o interruptor centrífugo, o seu custo fica mais reduzido. Ao mesmo tempo, o fator de potência, rendimento e pulsações de binário são também melhorados, uma vez que se trata de um motor com duas fases alimentadas em permanência. Neste contexto, o enrolamento auxiliar e o condensador podem ser projetados para um funcionamento perfeito das duas fases, no qual o campo retrógrado é eliminado. Desta forma, as perdas devidas ao campo retrógrado seriam também eliminadas, trazendo benefícios em termos de rendimento do motor.

As pulsações de binário com frequência dupla da alimentação são também minimizadas, com o condensador a funcionar como armazenador de energia, suavizando as pulsações na potência da alimentação, típicas nos motores monofásicos [4]. No entanto, como o condensador é dimensionado para se obterem melhorias no funcionamento normal do motor, o binário de arranque fica um pouco sacrificado, como se pode verificar na Figura 18b.







(b)

Figura 18 – Motor de indução monofásico com condensador permanente: (a) diagrama de ligações; (b) característica mecânica

Aplicações usuais deste tipo de motor são ventiladores, exaustores, bombas centrífugas e sistemas em que seja necessário o funcionamento com baixo ruído.

³ Exemplo: https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h7a/h41/WEG-50076226-metallized-polypropylene-motor-run-capacitors-en.pdf

ARTIGO

6.4. Motor com condensadores de arranque e permanente

Neste tipo de motores utilizam-se dois condensadores: um para o arranque e outro em funcionamento permanente, conforme ilustrado na Figura 19a. Teoricamente será possível obter-se bom binário de arranque e boas características em funcionamento normal. O condensador de arranque C_a é normalmente do tipo eletrolítico para corrente alternada e tem uma capacidade mais elevada. O condensador permanente C_P , ligado em série com o enrolamento auxiliar, é de menor capacidade e normalmente de filme de polipropileno metálico, pelas mesmas razões referidas para o caso do motor com condensador permanente.

As principais vantagens deste tipo de motor são o alto binário de arranque, bom rendimento e o funcionamento com baixo ruído. É um motor com melhores características que os anteriores, mas obviamente mais caro [7].



Aplicações típicas deste tipo de motores incluem compressores, fitas transportadoras, bombas e outras aplicações que necessitem binários altos e baixo ruído.

6.5. Motor de polos sombreados

Como ilustrado na Figura 20a, o motor de indução de pólos sombreados tem normalmente pólos salientes em que uma parte de cada pólo está abraçada por uma espira em curto-circuito, também designada de espira-sombra.

A curva binário-velocidade típica (característica mecânica) deste tipo de motores está desenhada na Figura 20b. Este tipo de motores é de produção bastante económica, mas é também construído para baixos valores de potência, tipicamente até 50W [4].



Figura 19 – Motor de indução monofásico com condensador de arranque e permanente: (a) diagrama de ligações; (b) característica mecânica.



O motor de indução de pólos sombreados é normalmente fabricado com o enrolamento inserido em apenas um lado, conforme visível na fotografia da Figura 21. Nesta são também são visíveis as espiras em curto-circuito que formam os chamados pólos sombra.



Figura 21 – Motor de indução de pólos sombreados (foto)

Como se mostra nas figuras anteriores, o enrolamento principal é bobinado nos pólos salientes e ao ser percorrido por corrente alternada, vão ser induzidas correntes nas espiras-sombra. Estas correntes induzidas vão fazer com que o fluxo na zona da espira-sombra fique atrasado em relação ao fluxo na outra parte dos pólos. Assim, o fluxo nas zonas sombra vai atingir o valor máximo depois do fluxo nas outras zonas o atingir. Esta variação é equivalente a um campo girante que se move da zona não sombra para a zona sombra dos pólos, como ilustrado na Figura 22. Este tipo de motores apresenta um baixo binário de arranque, baixo rendimento e baixo fator de potência. Sendo normalmente fabricados para aplicações de baixa potência devido à sua simplicidade, robustez e baixo custo, são indicados para aplicações como ventiladores, exaustores, purificadores de ar, secadores de cabelo, brinquedos, e outros tipos de equipamentos que necessitem de baixos binários de arranque [7].

Bibliografia

- I. L. Kosow, Electric machinery and transformers, Prentice Hall, 1991.
- [2] B. S. Guru e H. R. Hiziroglu, Electric machinery and transformers, New York: Oxford University Press, 2001.
- [3] S. K. Sahdev, Electrical machines, New York: Cambridge university press, 2018.
- [4] S. D. Umans, A. E. Fitzgerald e C. Kingsley, Electric Machinery, McGraw Hill, 2003.
- [5] P. C. Sen, Principles of electric machines and power electronics, John Wiley & Sons, Inc., 2014.
- [6] R. S. Navarro, Maquinas Electricas, Madrid: McGraw-Hill, 1989.
- [7] S. J. Chapman, Electric machinery fundamentals, New York: McGraw Hill, 2012.



Figura 22 – Motor de indução de pólos sombreados: Distribuição do fluxo para diferentes instantes.

CONTROLO ESCALAR DE VELOCIDADE NO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO.

Edição n.º 20, 2.º Semestre de 2017

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 rótor. Uma vez que estes estão em curto-circuito, vão circular correntes que, por sua vez, criam o campo magnético do rótor. Este campo do rótor 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 rótor acelera e se aproxima da velocidade do campo girante do estátor, a velocidade relativa entre o rótor 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 rótor de um motor de indução trifásico é dada pela seguinte expressão:

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

onde:

n – Velocidade do rótor;

f – Frequência da tensão aplicada ao estátor;

p - Número de pares de pólos da máquina;

s - Deslizamento.

O deslizamento pode ser obtido a partir da seguinte equação:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \tag{2}$$

onde:

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

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, consequentemente, da velocidade do rótor.

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 rótor da seguinte forma [2]:

$$T_{el} = \frac{_{3p}}{_{2}} \psi_m I_r \sin \delta \tag{3}$$

Por outro lado, o fluxo depende de:

$$\psi_m \cong K \frac{V_s}{f} \tag{4}$$

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:

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

Onde Vrms 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 Vp (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 estátor para o rótor, através do entreferro, por indução eletromagnética.

Como o estátor e o rótor estão acoplados magneticamente, esta máquina assemelha-se a um transformador com o secundário rotativo. Esta semelhança é ainda mais evidente se o rótor 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 rótor 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 estátor e rótor estão interligados por um transformador ideal.



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

Na figura temos (valores por fase):

٧ç Tensão aplicada ao circuito do estátor; Resistência do enrolamento estatórico; r_s $x_{ls} = 2\pi f L_{ls}$ 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;

 $E_s = 4,44 f N_s K_{ws} \psi_m$ f.e.m. induzida no estátor; $E'_r = 4,44 f N_r K_{wr} \psi_m$ f.e.m. induzida no rótor, com este parado;

- I_s Corrente absorvida no estátor;
- Corrente de magnetização; I_m
- I'_r Corrente no rótor;

Neste circuito desprezou-se a resistência associada às perdas no ferro (r₀).

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

Com o rótor 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 rótor vai ser igual a $f_r = sf$.

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

Consequentemente, podemos circuito 0

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

Esta diferença de frequências entre estátor e rótor 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 rótor da seguinte forma:

$$I'_{r} = \frac{sE_{r}}{\sqrt{r'_{r}^{2} + (sx_{r}^{\prime})^{2}}}$$
(6)

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

Desta forma a corrente no rótor pode ser escrita como:

$$I'_{r} = \frac{E'_{r}}{\sqrt{\left(\frac{r'_{r}}{s}\right)^{2} + (x'_{r})^{2}}}$$
(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 rótor.



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

considerar



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

Adicionalmente, podemos transferir os parâmetros do rótor para o estátor 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:

$$a = \frac{N_S K_{WS}}{N_r K_{Wr}} \tag{8}$$

Onde $N_s e N_r são o número de espiras dos enrolamentos do$ estátor e rótor e K_{ws} e K_{wr} são os fatores de bobinagem dosenrolamentos do estátor e rótor respetivamente.

Embora a razão efetiva do número de espiras possa ser facilmente obtida para um motor de indução com rótor bobinado, o mesmo já não acontece quando se trata de um motor de indução com rótor em gaiola de equilo. De qualquer maneira, esse fator deve ser considerado na obtenção do circuito equivalente referido ao estátor.

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 estátor e rótor. Neste circuito, a corrente Ir será o equivalente da corrente no rótor, embora referida ao estátor.

A resistência fictícia r_r/s pode ser decomposta em duas componentes:

- a resistência do rótor r_r (referida ao estátor);
- uma resistência adicional ^{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 estátor

ARTIGO

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:

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

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

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

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

Onde $\omega_m = (1-s)\frac{\omega_e}{p}$ é a velocidade mecânica do rótor 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 _o	2970Ω	
h _N	91,2%		x _{ls}	3,72Ω	
cosj _N	0,85		x _{lr}	3,72Ω	
S	0.0267		x	113 40	

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:

$$\gamma = \frac{x_{ls} + x_m}{x_m} \tag{11}$$

A nova resistência do rótor fica:

$$r_R = \gamma^2 r_r \tag{12}$$

A reatância de magnetização será igual a:

$$x_M = \gamma x_m \tag{13}$$

A reatância total de fugas será obtida da seguinte forma:

$$x_L = \gamma x_{ls} + \gamma^2 x_{lr} \tag{14}$$

A corrente do rótor referida ao estátor será:

$$I_R = \frac{I_r}{\gamma} \tag{15}$$

Neste novo circuito, que é equivalente ao circuito em 'T', a tensão do estátor é dada por:

$$\underline{V}_{s} = r_{s}\underline{I}_{s} + j\frac{2\pi}{\sqrt{2}}f_{s}\underline{\psi}_{s}$$
(16)

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

$$\underline{V}_{s} = j \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_{s} \underline{\psi}_{s} \tag{17}$$

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

$$\frac{V_s}{f_s} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}}\psi_s \tag{18}$$

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

$$\underline{I}_{M} \cong \frac{\underline{V}_{s}}{j\omega L_{M}} \tag{19}$$

Consequentemente, 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:

$$T_{el} = 3p \frac{\psi_s^2}{r_R} \frac{\omega_r}{(\tau \omega_r)^2 + 1}$$
(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 tensãofrequência 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 estátor, aplicando a mesma relação entre tensão e frequência leva a que o fluxo no estátor 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 estátor é utilizar a seguinte expressão para calcular a tensão de alimentação em função da frequência:

$$V_{s} = \begin{cases} (V_{sN} - V_{s0}) \frac{f}{f_{N}} + V_{s0} & se \ f < f_{N} \\ V_{sN} & se \ f \ge f_{N} \end{cases}$$
(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 estátor (que foi desprezada no cálculo das curvas da Figura 13), é necessário aplicar uma tensão inicial V_{so}, conforme está ilustrado na Figura 15.







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

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.

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

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



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. 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 rótor 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 do valor da velocidade do rótor 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 rótor, 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

- 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])

MANUTENÇÃO E DIAGNÓSTICO DE AVARIAS EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS.

Edição n.º 19, 1.º Semestre de 2017

Resumo

Os motores de indução trifásicos são usados na maioria dos sistemas eletromecânicos, pelo que a sua manutenção reveste-se de enorme importância. A monitorização contínua dos equipamentos é o elemento chave dos atuais sistemas de manutenção condicionada. A análise espectral da corrente absorvida pelo motor está muito implantada na indústria, mas apresenta várias limitações. Diversos métodos de deteção e diagnóstico de avarias têm sido desenvolvidos, baseados nas múltiplas grandezas que caracterizam o funcionamento do motor. A análise no domínio das frequências, com recurso a técnicas de processamento digital de sinal, tem sido bastante explorada. Este artigo pretende focar-se nas principais causas e métodos de diagnóstico de avarias no estator e rotor dos motores de indução.

1. Introdução

Os motores elétricos são elementos centrais em qualquer processo industrial atual. Na União Europeia, a sua utilização está associada a cerca de 70% da energia consumida no sector industrial. Em Portugal, verifica-se um valor semelhante para o mesmo sector, sendo que 30% do total de energia elétrica consumida no país é da responsabilidade dos motores elétricos [1]. Neste contexto, os motores de indução trifásicos (MI3) assumem uma importância determinante: cerca de 90% dos motores de corrente alternada utilizados são deste tipo, em particular, a variante de gaiola de esquilo.

Compreende-se a importância dos níveis de fiabilidade destas máquinas, ao longo do seu tempo de vida útil, na generalidade dos processos produtivos. A variedade de ambientes (mais ou menos agressivos), associada às condições de funcionamento dos motores, são os principais fatores que estão na origem do aparecimento de avarias: para além dos inconvenientes que podem surgir em termos produtivos, estão normalmente associadas à redução do tempo de vida útil dos motores [2]. Os dispositivos de proteção convencionais dos motores elétricos atuam somente após a ocorrência de falhas [3] (e.g., relés & disjuntores magneto-térmicos: curto-circuitos entre fases ou fase-terra, sobrecargas, defeitos à terra, flutuações e desequilíbrios nas tensão; fusíveis: curtocircuitos; proteções diferenciais: contra contactos indiretos). Se forem graves, tal implicará interrupções nos processos de fabrico, podendo também provocar danos noutros componentes dos sistemas eletromecânicos onde os motores se inserem. Naturalmente, os custos associados poderão ser avultados, tanto em equipamentos como, mais grave ainda, em vidas humanas.

Deste modo, a deteção antecipada de possíveis avarias reveste-se de enorme importância: redução dos custos de manutenção e tempos de interrupção, aumentando a fiabilidade e o tempo de vida útil dos motores e respetivos acionamentos [2]. Atualmente, o diagnóstico e deteção de avarias assenta na monitorização não intrusiva dos componentes do sistema, conjugadas com técnicas de processamento digital de sinal, cuja análise permite a identificação de múltiplas avarias no motor.

Este trabalho está estruturado da seguinte forma: A Secção 2 apresenta alguns conceitos gerais sobre manutenção condicionada de motores elétricos. Na Secção 3 descrevemse os principais tipos de avarias em MI3. A Secção 4 incide sobre as avarias elétricas mais frequentes: falhas nos enrolamentos do estator e quebra de barras no rotor. São também abordados alguns dos métodos mais relevantes que têm sido aplicados na sua deteção. A Secção 5 refere-se a duas técnicas aplicadas na deteção e diagnóstico de falhas, realçando as suas vantagens e limitações: a transformada rápida de Fourier (FFT) e a transformada de Park. Na Secção 6 são apresentados os resultados de algumas simulações de avarias e respetivo diagnóstico, com base nas técnicas anteriores. Finalmente, a Secção 7 contém as conclusões finais.

2. Manutenção Condicionada em Motores Elétricos

Tradicionalmente, as ações de manutenção em motores elétricos baseavam-se em métodos intrusivos (e.g., ensaios de isolamento à massa, medição da temperatura e da resistência dos isolantes & índice de polarização, ensaios de continuidade elétrica, análise de lubrificantes, etc). Estas técnicas são normalmente implementadas nos períodos de paragem das máquinas, no âmbito de operações de manutenção preventiva sistemática [4].

Nos últimos anos, os sistemas de diagnóstico e deteção de avarias têm sido alvo de consideráveis desenvolvimentos, assentes na manutenção condicionada ou preditiva: a monitorização contínua do estado da máquina durante o seu tempo de vida útil (idealmente, também dos restantes componentes do acionamento), de modo não intrusivo, permite a identificação de falhas numa fase inicial, ou mesmo a previsão do seu aparecimento. São vários os benefícios da sua aplicação: aumento da eficiência dos processos, diminuição de paragens não planeadas, aumento da vida útil dos equipamentos e, igualmente importante, o registo detalhado das falhas ocorridas nas máquinas [3], [4].

Na Figura 1 está representada a estrutura básica destes sistemas (retângulo cinzento).

Os programas de manutenção condicionada utilizados na indústria assentam na medição e análise de múltiplas grandezas (e.g., mecânicas, elétricas, térmicas, etc.). A utilização de técnicas de processamento digital de sinal tem revelado um enorme potencial no diagnóstico de avarias (e.g., tensões, correntes, fluxos magnéticos, descargas parciais, vibrações, velocidade, binário).



Figura 1. Deteção e diagnóstico de avarias em sistemas eletromecânicos

Atualmente, os sistemas industriais de diagnóstico de avarias de motores elétricos assentam na análise espectral das correntes absorvidas – *Motor Current Signature Analysis (MCSA)*. No entanto, há algumas limitações a considerar na sua aplicação, sendo de salientar:

- As características da máquina (e.g., assimetrias construtivas no estator e rotor, saturação magnética) podem levar a alterações no sinal da corrente, semelhantes à ocorrência de certas falhas, introduzindo erros nos diagnósticos de deteção de falhas [3];
- Em regimes transitórios de funcionamento ou se o motor é alimentado através de um conversor de frequência.

A disseminação das técnicas de análise dos sinais das grandezas do motor deve muito ao desenvolvimento e variedade de sensores atualmente disponíveis (e.g., fluxos magnéticos radiais e axiais, velocidade e posição do rotor, binário, vibrações, temperatura, etc.), bem como dos sistemas de aquisição de dados e técnicas de processamento de sinal. Deste modo, torna-se possível a deteção de múltiplas avarias no motor, através de uma monitorização de "largo espectro" [5], [6].

Os conversores de potência utilizados no controlo dos motores fomentam o aparecimento de avarias, limitando o seu tempo de vida útil. As técnicas de deteção de avarias atualmente mais usadas foram concebidas no âmbito de alimentações sinusoidais. Deste modo, o desenvolvimento de sistemas de deteção de falhas vocacionados para alimentações não sinusoidais reveste-se de extrema importância.

3. Tipos de Avarias em Motores de Indução [7]

As principais avarias em motores elétricos estão fundamentalmente associados a falhas mecânicas e elétricas – causas internas. Existem também avarias com origens externas ao motor; a disseminação dos conversores de potência na sua alimentação contribui para o aumento das avarias. Na Tabela 2 são referidas as avarias mais frequentes.

Tabela 2. Tipos de Avarias em MI

Avarias Eléctricas	Avarias Mecânicas	Avarias com Origem Exterior
Curto-circuitos entre fases ou entre espiras de enrolamentos – falhas de isolamento eléctrico.	Barras rotóricas partidas e/ou Anéis partidos das extremidades das gaiolas rotóricas.	Sobretensões, subtensões e desequilíbrios nas tensões de alimentação do motor.
Curto-circuitos entre fases ou entre espiras de enrolamentos – falhas de isolamento eléctrico.	Danificação do circuito magnético do motor (deteriorização das propriedades magnéticas em consequência de temperaturas elevadas, ambientes agressivos, etc)	Arranques intempestivos ou cortes na alimentação.
Ligações erradas entre enrolamentos.	Entreferros não uniformes.	Sobrecargas e/ou perda de uma ou mais fases.
Resistência elevada no contacto entre condutores de bobinas da mesma fase.	Falhas nos rolamentos.	Má selecção do motor.
Circulação de correntes nos rolamentos e no veio – motores alimentados através de conversores de potência.	Deslocamento do veio: axial,radial (excentricidades), desalinhamentos.	Falhas nos components mecânicos de transmissão de potência (e.g., correias, engrenagens).
Problemas na ligação à terra.	Veios torcidos.	Avarias no conversor de potência que alimenta o motor.

A figura 2 apresenta o peso relativo das avarias nos principais constituintes do motor, com base em dois estudos, efetuados em ambiente industrial [8]: o primeiro, pelo *Institute of Electrical and Electronic Engineers* (IEEE), sendo o segundo da responsabilidade do *Electric Power Research Institute* (EPRI).





Figura 2. Distribuição das avarias pelos principais componentes do motor

Levantamentos adicionais permitiram reduzir o peso da incerteza das causas de avarias ("Outras"), evidenciando que as falhas nos rolamentos correspondem a mais de 50% do total de avarias, enquanto as do estator situam-se em cerca de 20% [9].

Não obstante algumas discrepâncias, todos os resultados evidenciam que as falhas mais frequentes ocorrem nos rolamentos e no estator, principalmente, no isolamento dos seus enrolamentos.

4. Métodos de Deteção de Avarias

Nesta secção, apresenta-se as principais causas das avarias nos enrolamentos do estator e nas barras e anéis rotóricos, seguida de uma descrição dos métodos atuais mais relevantes na sua deteção.

4.1. Avarias em enrolamentos estatóricos

As avarias no estator podem ocorrer na sua estrutura magnética (e.g., correntes de circulação entre lâminas ou entre enrolamentos e o circuito magnético), na carcaça do motor (correntes de fugas para a terra) ou nos enrolamentos estatóricos (e.g., deterioração/envelhecimento dos materiais isolantes, deslocamento de condutores, etc.). Em todos os casos, as avarias estão sempre associadas a falhas nos isolantes, em particular, entre as espiras que compõem as bobinas dos enrolamentos.

Para além de boas propriedades dielétricas (e.g., elevada rigidez dielétrica e perdas reduzidas), os materiais isolantes requerem também características complementares, tais como tolerância a temperaturas e respetivas variações, a esforços mecânicos (forças, vibrações e consequente desgaste por abrasão (e.g., testas das bobinas)), bem como a ambientes quimicamente agressivos (contaminação & corrosão) [10]. O próprio processo de colocação das espiras que compõem os enrolamentos de fase do motor poderá alterar as propriedades dos materiais isolantes: em certos casos, os impactos sofridos nesta fase são superiores àqueles que se verificam no funcionamento posterior do motor [11]. Todas estas solicitações afetam, em maior ou menor grau, o processo de envelhecimento dos isolantes do motor.

São bem conhecidos os efeitos das temperaturas elevadas: trata-se de um dos principais fatores responsáveis pelas avarias nos isolantes. Situações extremas poderão levar a que aqueles materiais derretam – tais avarias ocorrem em intervalos de tempo muito curtos, uma vez que as subidas de temperatura ocorrem muito rapidamente (e.g., curtocircuitos). Funcionamentos com temperaturas elevadas (mas abaixo dos casos anteriores), durante intervalos de tempo longos, são o principal motivo do envelhecimento precoce dos isolantes: dão-se alterações químicas nos materiais, tornando-os quebradiços. Por outro lado, a expansão dos enrolamentos de cobre dá-se de um modo distinto dos materiais isolantes que os revestem, pelo que estes são também submetidos a esforços mecânicos deteriorantes [12]. As falhas daí decorrentes contam-se entre as mais frequentes, normalmente manifestando-se a médio/longo prazo. Com exceção das perdas por ventilação, as restantes perdas no interior do motor (perdas por efeito de Joule, magnéticas, mecânicas e adicionais) contribuem para o valor da temperatura máxima atingida no seu interior. Como tal, os fatores de serviço impostos ao motor, bem como as respetivas durações temporais, são determinantes na ocorrência destas avarias.

outro fenómeno igualmente responsável Um pelo envelhecimento dos materiais isolantes são as descargas parciais (arcos elétricos que surgem no interior do próprio isolante ou entre condutores e isolantes, devido a distribuições não uniformes do campo elétrico que excedem a sua rigidez dielétrica). Tipicamente, ocorrem em motores de alta tensão (>2300 V) ou quando alimentados através de inversores [10]. As descargas parciais são responsáveis pela deterioração progressiva dos materiais isolantes; a sua deteção é difícil, uma vez que são caracterizadas por amplitudes baixas com períodos muito curtos [10]. No entanto, a sua monitorização é de extrema importância, uma vez que é um meio eficaz de verificar o nível de envelhecimento dos isolantes [10], [12].

4.1.1. Deteção de Avarias

As falhas de isolamento podem ter consequências muito nefastas, tanto ao nível do processo em curso e impactos económicos, como, principalmente, na segurança dos operadores. Várias técnicas de diagnóstico têm sido desenvolvidas, baseadas em diferentes abordagens. A sua aplicação dependente de vários fatores: potência nominal e custo do motor, impacto da avaria, etc. Alguns dos métodos mais usuais são descritos em [13], [14], sendo de destacar: utilização da matriz de impedâncias do motor, análise da potência elétrica instantânea e análises espectrais (tensões, correntes, binário eletromagnético, fluxo magnético axial). Esta última referência apresenta uma descrição bastante exaustiva das causas de avarias em enrolamentos estatóricos de motores de indução e respetivos métodos de diagnóstico.

Há a distinguir os métodos intrusivos – que requerem a paragem do motor (Off-line) – , dos métodos não intrusivos (On-line):

Off- Line

Com vista a identificar o estado dos materiais isolantes, os ensaios mais comuns são os seguintes: medição da resistência óhmica, rigidez dielétrica, capacidade entre condutores estatóricos e o circuito magnético do estator ligado à terra e o fator de perdas do dielétrico $(tang(\delta))$. Podem ser também realizados ensaios de impulsos (e.g., ondas de choque) e ensaios de descargas parciais. Os diferentes ensaios permitem efetuar análises complementares aos isolantes; o maior inconveniente da sua realização é o facto de serem intrusivos e de colocar o motor fora de serviço [10]. Por estes motivos, os ensaios on-line, não intrusivos, têm merecido um maior interesse.

On-Line

A monitorização da temperatura dos enrolamentos estatóricos é a forma mais evidente de analisar o estado e/ou risco de deterioração dos seus isolantes. Tal poderá ser conseguido através da inclusão de termopares nos próprios enrolamentos (em motores de grande potência), ou através de câmaras termográficas. Complementarmente, é possível detetar avarias em partes específicas do motor, através de aumentos anormais da temperatura (locais ou globais) – e.g., avarias no sistema de ventilação, pontos mais quentes da máquina, etc. Como tal, o recurso à termografia tem-se revelado um instrumento valioso na deteção de avarias (não apenas no estator).

A monitorização on-line das descargas parciais é uma forma bastante eficaz de antecipação de avarias resultantes do envelhecimento dos isolantes estatóricos [10], [15]. Uma das consequências das descargas parciais nos enrolamentos estatóricos é a produção de ozono, pelo que a monitorização da sua concentração indicia o aparecimento destas avarias. No entanto, este fenómeno tende a ocorrer pouco antes de surgir a avaria, por isso deve ser usado de forma complementar [7], [10]. Sendo necessária a instalação de sensores e equipamentos específicos, somente em motores de grande potência (tensões nominais elevadas) será justificável esta monitorização.

4.2. Barras rotóricas partidas

Este tipo de falhas estão normalmente associadas a barras rotóricas partidas ou anéis de extremidade danificados. As principais causas devem-se aos seguintes fenómenos [13]:

- Sobrecargas térmicas e/ou distribuições não uniformes de temperatura na gaiola;
- Ruído e vibrações, forças eletromagnéticas excessivas sobre as barras e anéis (e.g., esforços de torção);
- Imperfeições de construção (e.g., assimetrias na distribuição das barras);
- Perturbações dinâmicas causadas pelas cargas acionadas e/ou pelos ciclos de funcionamento;
- Causas ambientais (e.g., corrosão);
- Falhas mecânicas (e.g., problemas nos rolamentos, separação de lâminas do circuito magnético do rotor, etc.).

Quando ocorrem, o motor poderá funcionar ainda por algum tempo, sem que se manifestem consequências extremas sobre a máquina. A quebra de uma barra impede a circulação de corrente nesse trajeto; se existirem correntes entre barras, a deteção desta avaria torna-se muito mais difícil, uma vez que tais correntes atenuam o desequilíbrio provocado pelas barras partidas [7].

4.2.1. Deteção de Avarias

A deteção destas avarias implica que o motor esteja a funcionar em carga (em vazio, as correntes rotóricas são praticamente nulas).

A análise espectral da corrente absorvida pelo motor tem-se revelado como uma ferramenta eficaz de deteção deste tipo de avarias, contrariamente ao que sucede no caso das falhas estatóricas.

A quebra de uma barra rotórica implica uma alteração na distribuição das correntes nas restantes barras – aumenta a corrente nas barras adjacentes [7].

Surgem interações entre campos e correntes rotóricas que originam componentes alternadas no binário desenvolvido, provocando oscilações na velocidade (dependentes da inércia da carga acionada). Em consequência, surgem componentes das correntes no estator, cujas frequências (f_b) se situam em torno da frequência fundamental [16]:

$$f_b = f_s(1 \pm k2s), \ k = 1, 2, 3, \dots$$
 (1)

Normalmente, atendendo à atenuação provocada pela inércia da carga sobre estes fenómenos, as frequências laterais $(\pm 2sf_s)$ são as mais significativas. Por outro lado, a relação entre as amplitudes destas componentes e a amplitude da componente fundamental da corrente, reflete a gravidade da falha ocorrida [5], [17].

5. Técnicas de Deteção e Diagnóstico de Avarias

5.1. Técnicas de Processamento de Sinal

Atualmente, as técnicas de manutenção condicionada, com
vista ao diagnóstico de avarias em máquinas elétricas, assentam na combinação de sistemas de aquisição de dados a diversos algoritmos de processamento digital de sinal. A análise no domínio das frequências está muito disseminada, em particular, através da Transformada Rápida de Fourier -Fast Fourier Transform (FFT) – e respetivas variantes. É no entanto de referir que a eficácia da FFT está associada a estacionários sinais (regimes permanentes de funcionamento), exigindo um número elevado de amostras do sinal a analisar, o que implica amostrar um amplo intervalo de tempo. Um outro aspeto fundamental são as dificuldades trazidas pela presença de ruído nos sinais amostrados, incontornável em ambientes industriais.

Assim, para regimes dinâmicos de funcionamento e/ou para eliminar a influência do ruído, outros algoritmos de processamento de sinal mais elaborados têm vindo a ser considerados. Não se pretende tratar aqui este assunto de forma exaustiva. Com vista a aprofundar este tema, sugerem-se as referências [18] e [19].

5.2. Transformada de Park

O vetor de Park da corrente elétrica de alimentação do motor constitui também uma ferramenta de diagnóstico de avarias em máquinas elétricas de corrente alternada convencionais [14].

Esta transformada permite representar uma máquina polifásica convencional (iguais parâmetros nas diferentes fases, simetria de eixos magnéticos, distribuições de campos magnéticos no espaço do entreferro do tipo sinusoidal), através de um sistema bifásico equivalente, representado por um sistema de eixos ortogonais (ângulos elétricos), d-q, animado com velocidade genérica D. É também possível considerar a existência de assimetrias no sistema com componentes homopolares da corrente não nulas, através da inclusão de um terceiro eixo, perpendicular ao plano d-q. Para uma máquina trifásica, no referencial estatórico (D=0), a relação invariante entre as correntes definidas do domínio d-q-0 e as correntes nas fases (a,b,c) é dada por:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$
(2)

Sendo vulgar a ausência do condutor neutro nos motores de indução, a componente homopolar (i_0) é nula, o que implica, em qualquer instante:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \tag{3}$$

Assim, as componentes do vetor de Park da corrente $(i_d e i_q)$ são obtidas do seguinte modo:

$$i_d = \frac{\sqrt{6}}{2}i_a \tag{4}$$

$$i_q = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_b - i_c) \tag{5}$$

A representação das componentes do vetor de Park da corrente elétrica (i_d e i_q) no referencial mencionado, tem sido aplicada na deteção de curto-circuitos entre espiras dos enrolamentos estatóricos.

Em condições de simetria das correntes em cada fase, a representação no plano $[i_d,i_q]$ corresponde a uma circunferência. Havendo curto-circuitos entre espiras, surgem elipses cujas orientações podem ajudar a identificar a fase do motor onde ocorreu a avaria. Esta representação apresenta algumas limitações quando aplicado à deteção de outras avarias. Por exemplo, no caso da quebra de barras rotóricas, surgem componentes com frequências $f_s(1 \pm 2s)$ em i_d e i_q que não são representadas no plano definido por estas correntes. Deste modo, foi proposta em [20] uma nova metodologia de diagnóstico, baseada na análise espectral do módulo do vetor de Park, designada por EPVA *(Extended Park Vector Approach)*.

Atendendo a (3), (4) e (5), o módulo do vetor (P) é dado por:

$$P = \left(i_a^2 + i_q^2\right)^{\frac{1}{2}} = \left[i_a^2 + i_b^2 + (i_a + i_b)^2\right]^{\frac{1}{2}}$$
(6)

Com efeito, havendo quebra de barras no rotor, o espectro de P contém uma componente contínua – resultante da componente associada à frequência de alimentação das correntes nas fases estatóricas do motor –, bem como duas componentes associadas às frequências [2sf]_s e [4sf]_s. Assim, torna-se mais evidente a deteção deste tipo de avarias. Mais, sendo estas frequências reduzidas, é também mais simples a eliminação do ruído que os sinais amostrados possam conter.

O EPVA foi também aplicado no diagnóstico de outras assimetrias (e.g., desequilíbrios no sistema de tensões de alimentação e a ocorrência de excentricidade estática e/ou desalinhamentos entre o motor e a carga mecânica a ele acoplada) [21].

De referir ainda a aplicação deste método na deteção de curto-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos de motores síncronos e assíncronos [22]. Se o motor for alimentado por um sistema de tensões equilibrado, não havendo qualquer avaria, o conteúdo espectral do módulo do vetor de Park não contém nenhuma componente. No caso de ocorrência de curto-circuitos entre espiras, surge uma componente espectral com o dobro da frequência de alimentação do motor (se não houver outras avarias). No entanto, desequilíbrios no sistema de tensões de alimentação, bem como assimetrias construtivas no motor, podem igualmente originar o aparecimento dessa componente espectral, pelo que não é possível concluir se existe realmente uma avaria deste tipo.

6. Simulações de Avarias

Nesta secção são apresentados alguns resultados de simulações de avarias.

Na Figura 3 está representado o modelo de simulação utilizado (MATLAB/SIMULINK): o bloco *Motor_Indução* consiste no modelo dinâmico do MI3 (espaço de estados), definido no sistema de eixos d-q. A opção por um motor de rotor bobinado permitiu simular avarias no rotor.

Dado que a análise efetuada incide sobre grandezas do estator, o modelo está definido no referencial estático, estando as fases estatóricas ligadas em estrela.

Começa-se por salientar as principais restrições e limitações do modelo:

- As perdas no ferro não são incluídas;
- As indutâncias parciais de fugas (estator e rotor) são assumidas como constantes, pelo que a influência da saturação nos trajectos dos fluxos magnéticos de fugas é desprezada;
- A influência da saturação no trajecto do fluxo útil principal é considerada somente em termos estáticos, i.e., a inclusão da característica em vazio do motor permite ajustar no modelo os valores da indutância de magnetização da máquina, em função do valor eficaz da corrente de magnetização: o ciclo histerético do circuito ferromagnético não é considerado;
- Trata-se de um modelo de parâmetros concentrados, assente no pressuposto da existência de simetria na disposição dos enrolamentos e homogeneidade das propriedades do circuito magnético da máguina, bem como na igualdade dos parâmetros elétricos em cada fase. Na ocorrência de avarias, estas características deixam de ser válidas, pelo que a inclusão no modelo de tais alterações apresenta diversas dificuldades e limitações. Não obstante, pretendeu-se evidenciar as potencialidades de algumas das técnicas de diagnóstico, em certos tipos de avarias e circunstâncias concretas: os resultados obtidos enquadram-se no que foi exposto nas secções anteriores, sublinhando também a necessidade de utilização de modelos mais elaborados, que possam incluir com maior profundidade os impactos das avarias sobre a máquina.



Características do motor considerado:

P_n=3 kW; U=400 V; f=50 Hz; n=1450 rpm, 2 pares de pólos

Os respetivos parâmetros estão incluídos na tabela seguinte:

Tabela 2 . Parâmetros do motor (referidos ao estator)

[Rs; Rr] (Ω)	[1,115; 1,083]	
[ls; lr] (H)	[5,974; 5,974]*10-3	
Lm (H)	(substituída pela caract. vazio)	
J (kg.m ²)	0,096	

Rs; Rr – resistências óhmica por fase, respetivamente, do estator e do rotor;

ls; Ir – indutâncias parciais de fugas por fase,
 respetivamente, do estator e do rotor;

Lm – indutância de magnetização.

No cenário inicial, o motor é alimentado à tensão e frequência nominais, acionando uma carga do tipo parabólica (Tc), definida como:

$$T_c = 4,87 \times 10^{-6}n^2 + 8 \ [Nm; rpm] ; J_c = 1 kg.m^2$$
 (7)

As avarias consideradas foram as seguintes:

- Curto-circuitos entre espiras de uma fase estatórica;
- Quebra de barras rotóricas.

Posteriormente, analisou-se a eficácia do diagnóstico das avarias no rotor para os seguintes casos:

- Influência do momento de inércia do sistema mecânico;
- Motor em vazio.

O diagnóstico implementado baseia-se na FFT das correntes absorvidas e na aplicação da transformada de Park – componentes (iq, id) e EPVA. Como tal, somente os regimes permanentes de funcionamento serão alvo de análise, não sendo considerados para este efeito os períodos de arranque. Finalmente, importa referir que os dados apresentados foram obtidos com uma frequência de amostragem de 10 kHz.

6

100

6

6.1. Funcionamento Normal



Figura 4. [correntes_estator]; [binário & velocidade]; [componentes_Park

Figura 5. [correntes_rotor]; [FFT(I_a_estator),N=16384]; [amplitude_ Park]

O regime permanente corresponde a T=18 N.m; 2r=1450 rpm. Como espectável, sendo uma sinusóide pura, a FFT da corrente absorvida apenas contém a frequência de alimentação. O módulo do vetor de Park é constante, pelo que a característica no plano [iq, id] é uma circunferência, cujo raio é igual ao módulo referido.

6.2. Curto-Circuito numa Fase do Estator



Figura 6. [correntes_estator];[binário & velocidade]; [amplitude_ Park]

A transformada de Park permite representar simbolicamente os campos girantes desenvolvidos na máquina, no plano anterior. Neste caso, é nítida a presença de um campo girante perfeito: a sua amplitude máxima é constante e proporcional ao módulo de Park; os raios da circunferência representam as posições instantâneas do eixo magnético do campo girante no sistema de coordenadas [iq, id].



Figura 7. [correntes_rotor];[FFT(I_a_estator),N=16384]; [FFT(comp_altern_Park),N=16384]

A implementação deste tipo de falhas foi feita através dos blocos "Falha_" – Figura 6. Estes consistem na série de uma resistência óhmica com uma indutância. Deste modo, os parâmetros Rs e ls foram previamente alterados, simulando um curto-circuito entre espiras de uma fase; A inclusão dos blocos anteriores nas outras fases permite assumir, do lado das fontes de alimentação, a constância daqueles parâmetros. Os resultados apresentados a seguir, assumem uma diminuição em 30% do número de espiras do enrolamento. O valor de ls foi alterado com base apenas na diminuição do número de espiras, não considerando possíveis alterações ao nível da saturação do trajeto do fluxo de fugas do estator. Deste modo, os novos valores assumidos para aqueles parâmetros foram os seguintes:

$$R_{s} = 0,7 \times 1,115 = 0,7805 \,\Omega \tag{8}$$

$$l_s = N_e^2 \left(\frac{l_{fe}}{\mu_{fe}A} + \frac{l_0}{\mu_0A} \right)^{-1} = 0.7^2 \times 5.974 \times 10^{-3} = 2.93 \times 10^{-3} H$$
 (9)

 N_{e} – número efetivo de espiras do enrolamento de uma fase do estator;

 μ_{fe} μ_{f0} – permeabilidades magnéticas associadas ao trajeto do fluxo de fugas de uma fase do estator (respetivamente, trajetos no material ferromagnético (fe) e no ar (0));

 A – secção reta associada ao trajeto do fluxo de fugas de uma fase do estator;

 I_{fe} , I_0 – Comprimentos associados ao trajeto do fluxo de fugas de uma fase do estator, respetivamente, no material ferromagnético (fe) e no ar (0)).

Sendo a componente alternada do vetor de Park (100 Hz) francamente menor do que nos casos anteriores, também o são as oscilações nas correntes rotóricas e no binário desenvolvido. A sua FFT apresenta uma componente associada à frequência de alimentação, visível na modulação da sua amplitude máxima. Este facto poderá estar associado à influência da redução considerada do número de espiras sobre o valor de Is, de acordo com (8). No entanto, é prematura uma conclusão definitiva sem confirmação experimental.



Figura 8. a) c.c. (fase_a); b) c.c. (fase_b); c) c.c. (fase_c)

6.3. Quebra de Barras Rotóricas

A opção pelo modelo de um motor de rotor bobinado, permite efetuar algumas alterações nos parâmetros rotóricos. No entanto, a simulação de barras partidas é feita com várias limitações. Por um lado, não será possível quantificar o número de barras afetadas; por outro lado, é inviável associar uma determinada barra com uma fase equivalente rotórica. Inevitavelmente, tal foi feito no modelo em questão: incluiu-se um bloco "Falha_" (R=4 Ω) em série com a fase rotórica onde se pretendeu simular a avaria (fase_a). Atendendo à maior dificuldade em estimar o impacto que uma avaria deste tipo terá no valor de l_r , e tendo presente que a análise efetuada corresponde a um regime de funcionamento com baixo deslizamento

ARTIGO

 $(R_r/s$ assume uma maior relevância), apenas se efetuaram alterações no valor destes parâmetros.











Figura 11. FFT(comp_altern_Park), N=16384

É bem visível o impacto da modulação da amplitude máxima da corrente do estator na sua FFT. O deslizamento associado ao regime de carga imposto ao motor é igual a 3,33 %, verificando-se que as componentes principais estão associadas a f_s (1±2), principalmente a que é inferior à frequência de alimentação – é bem patente o efeito da inércia do sistema, tal como referido em 4.2.1. (ϕ) características no plano [iq, id] evidenciam a ocorrência e intensidade da avaria: a frequência de modulação da amplitude máxima (\square 3 Hz), provoca alterações periódicas na amplitude máxima do campo girante estatórico (de notar que o campo girante é praticamente perfeito, uma vez que: 50 Hz >> 3 Hz). É nítida a correlação entre o valor desta última frequência e as bandas laterais do espectro da corrente estatórica.

A diferença entre os valores máximo e mínimo do raio das circunferências traduz a intensidade da avaria.

A análise da FFT da componente alternada do módulo do vector de Park é complementar às anteriores, verificando-se que as componentes principais são dadas por [[2sf]]_s e [[4sf]] _s (aprox.), o que confirma o exposto na secção 5.2. A frequência de modulação da amplitude máxima da corrente absorvida reflete-se na principal componente do módulo de Park, bem como na componente oscilatória do binário desenvolvido.

6.3.1. Influência do Momento de Inércia

Com vista à análise do efeito da inércia do sistema, apresentam-se os resultados seguintes. Para o cenário inicial de avaria na fase_a do rotor, fixou-se o momento de inércia em 0,1 Kg.m².



Figura 12. [correntes_estator];[binário & velocidade]; [componentes_Park]



Figura 13. [correntes_rotor];[FFT(I_a_estator),N=1638[[amplitude_Park]

São claramente visíveis as oscilações rotóricas, que se refletem em FFT's com conteúdos mais ricos. Com efeito, as principais componentes do espectro da corrente absorvida são dadas aproximadamente por (ver 4.2.1):

$$f_s(1 \pm k2s), \quad k = 1 \quad \rightarrow \quad [46,7; 53,3] \; Hz$$
 (10)
 $f_s(1 - k2s), \quad k = 2 \quad \rightarrow \quad [43,3; 56,7] \; Hz$ (11)



Figura 14. FFT(comp_altern_Park), N=16384

Também na FFT da componente alternada de Park se verifica que as principais componentes são as seguintes (aprox.):

$$2sf_s = 3,33 Hz \tag{12}$$

$$4sf_s = 6,7 Hz \tag{13}$$

$$6sf_s = 10 \ Hz \tag{14}$$

6.3.2. Funcionamento em Vazio

De modo a analisar a influência do regime de carga imposto ao motor, considerou-se a mesma avaria anterior, estando agora o motor em vazio. Naturalmente, tem-se agora J=0,096 Kg.m². Os resultados obtidos são os seguintes:







Figura 15. [componentes_ Park] & [FFT(I_a_estator),N=8192] ⁽⁹⁾ [amplitude_Park]

Não há alterações significativas relativamente ao funcionamento sem avarias, o que está de acordo com o exposto em 4.2.1. Não sendo conclusivo o diagnóstico, são realçadas as limitações destas técnicas na deteção de avarias, quando o motor funciona com baixas frações de carga. O desenvolvimento de técnicas cuja eficácia não dependa da fração de carga revela-se de grande importância.

Não obstante as limitações do modelo considerado, a aplicação da FFT e da Transformada de Park das correntes permitiu diagnosticar as avarias simuladas, realçando em simultâneo algumas das limitações destas técnicas.

7. Conclusões

A monitorização não intrusiva do estado dos equipamentos, permitindo a deteção precoce de avarias, sem perturbação dos processos, constitui a base dos atuais planos de manutenção dos sistemas eletromecânicos (conversor de potência + motor + transmissão + carga).

A análise através da FFT da corrente absorvida pelo motor

continua a ser o método mais disseminado na indústria. No entanto, apresenta várias limitações em certos tipos de avarias, pelo que a complementariedade com outras grandezas monitorizadas revela-se fundamental, no sentido de obter sistemas de diagnóstico mais eficazes. Por outro lado, a restrição a sinais estacionários, a necessidade de um número elevado de amostras, bem como a procura de técnicas com maior imunidade ao ruído, tem levado à aplicação de técnicas de processamento de sinal mais elaboradas. No entanto, a maior complexidade em implementá-las e interpretação de resultados, tem colocado alguns entraves à sua aplicação na indústria.

A disseminação dos conversores de potência na grande maioria dos sistemas eletromecânicos industriais, ou mesmo outras aplicações dinamicamente exigentes, como os veículos elétricos, tornam urgente o desenvolvimento de sistemas de diagnóstico de avarias que contemplem estas condições. A capacidade de processamento dos controladores já instalados, fornece uma plataforma para a integração de sistemas de diagnóstico de avarias; o tipo de controlo do motor terá uma influência relevante naqueles sistemas. A evolução dos sistemas de diagnóstico de avarias deverá assentar nos seguintes tópicos [18]:

- Desenvolvimento de modelos mais detalhados do motor, que permitam a inclusão e diagnóstico de avarias;
- Sensores e técnicas de monitorização vocacionados para a deteção de avarias;
- Técnicas de diagnóstico com maior sensibilidade à ocorrência de falhas, simultaneamente mais robustas à influência da carga e inércia;
- Maior integração dos procedimentos convencionais de diagnóstico e as técnicas de inteligência artificial.

O aumento da fiabilidade é um objetivo sempre presente. Os sistemas de deteção de avarias serão fundamentais na obtenção de sistemas eletromecânicos com maior tolerância a falhas. Em complemento, o dimensionamento de motores com múltiplas fases (e respetivos conversores) será também um importante contributo na aproximação daquele objetivo.

Referências

- "Medidas de Eficiência Energética Aplicáveis à Indústria Portuguesa: Um Enquadramento Tecnológico Sucinto", ADENE – Agência para a Energia, 2010.
- [2] Kalpesh J. Chudasama, Vipul Shah, "Induction Motor Noninvasive Fault Diagnostic techniques: A Review", International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), Vol.1, Issue 5, July 2012.
- [3] R. Fišer et al., "Diagnostic System for On-line Detection of Rotor Faults in Induction Motor Drives", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics & Drives (SDEMPED), 2011.
- [4] Erik L. Bonaldi, Levy E. L. de Oliveira, Jonas G. B. da Silva, Germano L.-Torresm, Luiz E. B. da Silva, "Predictive Maintenance by Electrical Signature Analysis to Induction Motors", Induction Motors - Modelling and Control, Prof. Rui Esteves Araújo (Ed.), ISBN: 978-953-51-0843-6, InTech, 2012.
- [5] M. El Hachemi Benbouzid, "A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, no. 5, pp. 984– 993, Oct. 2000.
- [6] Abdesselam Lebaroud, Amar Bentounsi, "Detection Improvement of the Broken Rotor Bars of IM After Supply Disconnection", Journal of Electrical Engineering, Vol. 56, No. 11-12, pp. 322–326, 2005.
- [7] H. A. Toliyat, S. Nandi, S. Choi, and H. Meshgin-Kelk, "Electric Machines – Modeling, Condition Monitoring and Fault Diagnosis". CRC Press, ISBN 13: 978-1-4200-0628-5 (eBook -PDF), 2013.
- [8] "Troubleshooting of Electric Motors Technical Report", Electric Power Research Institute, 2000.
- [9] A. H. Bonnett and C. Yung, "Increased efficiency versus increased reliability", IEEE Industry Applications Magazine, vol. 14, no. 1, pp. 29–36, 2008.
- [10] S. Lee and G.B. Kliman, "An online technique for monitoring the insulation condition of ac machine stator windings", IEEE Transactions on Energy Conversions, vol. 20, no. 4, pp. 737–745, 2005.
- [11] E.L. Brancato, "Insulation aging", IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. EI-13, no. 4, 1978.

- [12] G. Stone and J. Kapler, "Stator winding monitoring", IEEE Industry Applications Magazine, 1998.
- [13] S. Nandi, H. Toliyat, and X. Li, "Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors – a Review", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 4, pp. 719–729, Dec. 2005.
- [14] Sérgio M. A. Cruz, "Diagnóstico e Análise de Avarias nos Enrolamentos Estatóricos de Motores de Indução Trifásicos Através da Aplicação do Método dos Referenciais Múltiplos", Dissertação de Doutoramento, Universidade de Coimbra, Portugal, 2004.
- [15] Neelam Mehala, "Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Induction Motor Using Motor Current Signature Analysis", Dissertação de Doutoramento, National Institute of Technology Kurukshetra, India, 2010.
- [16] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and P. Vas, "AI techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect", in Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting Conf., pp. 655–662, 1996.
- [17] Ian Culbert P., Wendell Rhodes, "Using Current Signature Analysis Technology to Reliably Detect Cage Winding Defects in Squirrel-Cage Induction Motors", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 43, no. 2, pp. 422–428, 2007.
- [18] A. Bellini, F. Filippetti, C. Tassoni, G.-A. Capolino, "Advances in Diagnostic Techniques for Induction Machines", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, nº 12, pp. 4109-4126, 2008.
- [19] Shahin H. Kia, Humberto H., Gérard-A. Capolino, "Some Digital Signal Processing Techniques for Induction Machines Diagnosis", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics & Drives (SDEMPED), 2011.
- [20] Cruz, S. M. A. and Cardoso, A. J. M., "Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors, by Extended Park's Vector Approach", Electric Machines and Power Systems, vol. 28, nº 4, pp. 289-299, 2000.
- [21] Cruz, S. M. A. and Cardoso, A. J. M., "Diagnosis of the multiple induction motor faults using Extended Park's Vector Approach", International Journal of Comadem, vol. 4, nº 1, pp. 19-25, 2001.
- [22] Cruz, S. M. A., Cardoso, A. J. M., "Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the Extended Park's Vector Approach", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, nº 5, pp. 1227-1233, 2001.

pagina deixada intercionalmente embrancol

EVOLUÇÃO DAS CLASSES DE RENDIMENTO DE MOTORES ELÉTRICOS.

Resumo

Os acionamentos eletromecânicos são os maiores consumidores mundiais de energia elétrica, pelo que a melhoria dos seus rendimentos tem um elevado impacto na poupança de energia. Os motores de indução trifásicos são a opção dominante, razão pela qual a procura de máquinas com melhores rendimentos tem estado centrada nestes motores. No entanto, a ausência de um sistema universal de classificação dos rendimentos e, principalmente, a diversidade de métodos usados na sua estimação (com resultados distintos), constituiu um sério obstáculo à comercialização mundial destas máquinas. A classificação IE (CEI) foi decisiva na superação dessas dificuldades.

Este artigo pretende fazer uma síntese da evolução das classes de rendimento de motores elétricos de alcance internacional. Começa-se pelo acordo CE/CEMEP, no contexto europeu, referindo depois as sucessivas normas internacionais CEI, as quais traduzem a evolução da classificação IE.

1 Introdução

Estima-se que mais de 50% da energia elétrica consumida mundialmente esteja associada a acionamentos eletromecânicos [1]. Globalmente, o sector industrial é responsável por cerca de 64% desse consumo, enquanto na União Europeia (UE), cerca de 70 % da energia elétrica consumida neste sector é devida a motores elétricos [2].

Os motores de indução trifásicos (MIT) continuam a ser dominantes, pelo que a melhoria nos seus rendimentos tem um impacto substancial na redução do consumo de energia elétrica. Há já mais de 20 anos que os principais fabricantes têm vindo a direcionar esforços no desenvolvimento de motores com melhores rendimentos.

Edição n.º 23, 1.º Semestre de 2019

A nível mundial, a sua disseminação foi difícil e lenta, embora dependente da zona geográfica (e.g., EU e EUA). Os principais obstáculos foram a falta de consenso na classificação e definição de métodos para determinação do rendimento: consoante as regiões do mundo, as respetivas metodologias aplicadas na determinação do rendimento dos MIT tinham resultados distintos [3].

A procura de um consenso global motivou a Comissão Eletrotécnica Internacional (CEI) a desenvolver um conjunto de normas, com o objetivo de definir classes de rendimento, com base em métodos de estimação comuns. Resultam, pois, de um longo processo de discussões técnicas, económicas e políticas. Com vista à integração das tecnologias de motores mais recentes, este processo continua em evolução. Estas normas foram globalmente aceites, tendo sido transpostas para as normas nacionais e regionais em praticamente todo o mundo. Deste modo, deram um contributo importante na definição de critérios mínimos de eficiência energética (*Minimum Energy Performance Standards (MEPS)*), em vigor na maioria das economias avançadas e também nas que se encontram em desenvolvimento [3].

Atendendo ao perfil de cargas mais usual, a utilização de variadores eletrónicos de velocidade (VEVs) contribui significativamente para a redução dos consumos de energia desses sistemas. Por este motivo, a sua integração nos MEPS tem sido crescente.

Este artigo pretende fazer uma síntese da evolução das classes de rendimento de motores elétricos. Está estruturado do seguinte modo: a Secção 2 refere-se à distribuição do consumo de energia em função da potência e tipos de motores. Esta contextualização torna mais percetível o domínio de aplicação das normas referidas neste artigo. Na Secção 3 são indicados os pontos essenciais e consequências do acordo CE/CEMEP, bem como das normas internacionais mais relevantes. O seu conjunto constitui uma resenha do processo evolutivo, que conduziu à definição das classes de rendimento atuais, cuja abrangência ultrapassa já os motores elétricos.

Finalmente, a Secção 4 contém algumas conclusões.

Tipos de Motores Elétricos: Distribuição de Potência e Consumos

A Figura 1 apresenta uma síntese relativa à distribuição dos consumos de energia por gamas de potência, tipos de motores e cargas associadas [1].

Destaca-se o seguinte:

- Os consumos na gama [10-750] W (baixa tensão) apresentam um valor residual (9%), muito embora o número de unidades existente seja o mais elevado das gamas de potência definidas
- A gama [0,75-375] kW (baixa tensão) é responsável pelos maiores consumos de energia (68%).
- Na gama [375-10 000] kW (média tensão), o número de unidades é menor, mas o seu impacto no consumo de energia é significativo (23%).

Os MIT são claramente dominantes, mas há outras opções cuja relevância tem vindo a aumentar, sendo de destacar os motores síncronos de ímanes permanentes (MSIP), motores síncronos de relutância (MSR) e motores de relutância comutados (MRC).

Minimum size: 1 Watt		Maximum size: 100 000 k
	All Kinds of Electric Motors	1
Small motors	Medium Size General Purpose Motors	Large Motors
10 W - 750 W Appliances,	0.75 - 375 kW	375 kW - 10'000 kW
oumps, fans	Pumps, fans, compressors, conveyors, industrial handling & processing	Industry and infrastructure
Single phase	Polyphase	Polyphase
< 240 V	Low voltage 200 V - 1000 V	High voltage 1 kV - 20 kV
Induction, shaded pole, shunt wound,		
tc.	Asynchronous	Synchronous
	AC induction	Custom designed
	2-, 4-, 6-, 8-poles	Assembled on site
Custom made	Large series, standard dimensions, catalogues with short delivery	
Integrated in machines	Special Motors Technology: DC, Permanent Magnet, Switched Reluctance, Stepper, Servo, etc. Environment: Explosion, submerged, high altitude, high temperature, etc.	
9% energy	68% electric energy	23% energy
2 billion	Running stock: 230 million pieces	0.6 million

Source: A+B International, 2009.



Em particular, os primeiros 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 [1].

Os motores são utilizados numa vasta gama de aplicações, com destaque para as cargas parabólicas (i.e., bombas, sistemas de ventilação, compressores), a que corresponde o ponto2. A potência requerida por estas é função de n3 (n velocidade angular), pelo que a regulação da velocidade de operação através de VEVs apresenta um elevado potencial de poupança de energia.

3. Classificação de Motores: Evolução da Normalização Europeia

3.1 Acordo CE/CEMEP [4]

Em 1999 foi assinado um acordo voluntário, entre a Comissão Europeia e a Associação Europeia de Fabricantes de Máquinas Elétricas e de Eletrónica de Potência (CEMEP), que definia três classes distintas de rendimento:

- EFF3 Motores convencionais;
- EFF2 Motores de rendimento aumentado;
- EFF1 Motores de alto rendimento.

Este acordo englobava somente MIT (gaiola de esquilo), de 2 ou 4 pólos, 400 V, 50 Hz, IP 54 ou IP 55, com potências nominais compreendidas entre 1,1 e 90 kW. A Figura 2 ilustra o impacto verificado na distribuição dos motores pelas três classes, durante praticamente todo o período de vigência do acordo.

Houve uma transferência dos motores da classe inferior (EFF3) para a classe intermédia. Embora as máquinas da classe EFF3 tenham sido praticamente eliminadas, o fabrico de motores da classe EFF1 atingiu uma percentagem muito aquém do inicialmente previsto. Assim, os objetivos deste acordo foram parcialmente atingidos.

Os rendimentos eram determinados de acordo com o método indireto da norma CEI 60034-2:1996. Α determinação das perdas adicionais foi o principal motivo de discórdia com outras metodologias (nomeadamente, o método B da norma 112 do IEEE), pelo que o alcance deste acordo ficou confinado à União Europeia. Não obstante, este foi um primeiro passo para o estabelecimento de uma classificação global dos níveis de rendimento de MIT.

Com vista a atingir esse objetivo é, entretanto, publicada a

norma IEC 60034-30, que resultou dos esforços promovidos

pela CEI em obter uma classificação de alcance mundial, que viesse substituir as normas nacionais/regionais existentes



[3].



3.1 Norma CEI 60034-30 [5]

Em Outubro de 2008 foi publicada a 1ª edição da norma CEI 60034-30 (Rotating electrical machines - Part 30: Efficiency classes of single-speed, three-phase, cage-induction motors (IE-code)).

- Motores de 50Hz e 60Hz, 2, 4 e 6 pólos, na gama [0,75 375] kW;
- Tensão nominal ≤ 1000 V
- Operação em modo contínuo (fator de serviço S1);
- Inclui motores com 2 valores nominais (ou mais) de tensão e/ou frequência
- Aplicável a motores dimensionados para alimentação direta da rede;

A Tabela 1 apresenta as classes de rendimento IE:

Tabela 1 – Configurações de MRC

Classe	Designação
IE1	Standard Efficiency
IE2	High Efficiency
IE3	Premium Efficiency
IE4	Super Premium Efficiency
	(não definida, em fase de preparação)

Esta classificação resultou da integração de diversas classes de rendimento normalizadas, definidas por vários organismos regionais: Energy Policy Act "EPAct" (EUA), NEMA (EUA) e CE/CEMEP (UE) [2]. A Figura 3 ilustra a correlação entre a classificação IE e as classificações regionais mais relevantes.

O rendimento é determinado com base na norma CEI 60034-2-1:2007. A determinação das perdas adicionais baseia-se num método equivalente ao da norma IEEE 112.

A classificação IE e a norma CEI 60034-2-1 foram determinantes na definição dos MEPS na UE, através do regulamento (EC) No. 640/2009, de execução da Directiva 2005/32/EC.

A implementação faseada dos MEPS foi a seguinte (o acordo CE/CEMEP terminou em 06/2011):

- Desde 06/2011: classe mínima IE2 para todos os novos motores;
- Desde 01/2015: novos motores na gama [7,5 375] kW deverão ser IE3 ou IE2 c/ VEV;
- A partir de Janeiro de 2017, novos motores na gama
 [0,75 375] kW deverão ser IE3 ou IE2 c/ VEV.

O domínio de abrangência da norma CEI 60034-30⁽¹⁾ foi posteriormente aumentado, de que resultou uma subdivisão: motores AC convencionais (CEI 60034-30-1) e motores não convencionais, alimentados por variadores de velocidade (CEI TS 60034-30-2).

Em seguida, referem-se os pontos mais importantes de ambas.



⁽¹⁾Foi revogada pela norma CEI 60034-30-1.

3.2 Norma CEI 60034-30-1 [6]

Publicada em Março de 2014, a 1ª edição da norma CEI 60034-30-1 (Rotating Electrical Machines - Part 30-1: Efficiency classes of line operated AC motors (IE-code)) veio substituir a norma CEI 60034-30.

- Motores de uma velocidade (monofásicos & trifásicos);
- Motores de 50Hz e 60Hz, 2, 4, 6 e 8 pólos, na gama [0,12 – 1000] kW;
- Tensão nominal: [50 1000] V;
- Operação em modo contínuo (factor de serviço S1);
- Aplicável a motores dimensionados para alimentação direta pela rede (não limitado a motores de indução);

A Tabela 2 apresenta as classes IE.

Tabela 2 – Configurações de MRC

Classe	Designação
IE1	Standard Efficiency
IE2	High Efficiency
IE3	Premium Efficiency
IE4	Super Premium Efficiency
IE5	Ultra-Premium Efficiency
	(não definida, em fase de preparação)

Comparando com a norma anterior, há a realçar uma maior abrangência: não só na gama de potências, mas também nos tipos de motores, deixando de estar confinados aos MIT. Os limites da classe IE4 são definidos, deixando em aberto uma nova classe (IE5), a definir futuramente.

De referir ainda que o rendimento é agora determinado com base na 2ª edição da norma CEI 60034-2-1, publicada também em 2014.

3.3 Especificação técnica CEI TS 60034-30-2 [7]

Em Dezembro de 2016 foi publicada a 1ª edição da especificação técnica CEI TS 60034-30-2 (Rotating Electrical Machines - Part 30-2 Efficiency classes of variable speed AC motors (IE-code)).

- Aplicável a motores de todos os tipos (AC), na gama [0,12

 1000] kW, não alimentados através da rede (excluindo algumas tecnologias, como servomotores);
- Tensão nominal: [50 1000] V;
- Velocidade nominal: [600 6000] rpm;
- Operação em modo contínuo (fator de serviço S1)
- O rendimento é especificado para o seguinte regime:
 90% da velocidade nominal, com binário nominal;
- As perdas devidas aos harmónicos são consideradas na determinação do rendimento;
- São definidas 5 classes distintas de rendimento: IE1 a IE5.

Esta especificação técnica surge em consequência da importância crescente das aplicações baseadas em VEVs. Os limites da classe IE5 são aqui definidos, refletindo o facto destes motores poderem funcionar em regimes com melhores rendimentos. De referir que os regimes de funcionamento dos motores abrangidos correspondem a cargas na vizinhança dos valores nominais, com variações de velocidade lentas e pouco frequentes. Importa ainda mencionar que o rendimento é determinado com base na especificação técnica CEI TS 60034-2-3, de 2013.

3.3 Norma CEI 61800-9-2 [8]

A 1ª edição da norma CEI 61800-9-2 foi publicada em 2017, que define classes de rendimento e métodos de determinação das perdas dos seguintes sistemas:

- Conversores de potência
- Motor+Conversor Power Drive System (PDS).

As especificações para cada sistema são as seguintes:

- Conversores de potência
- Tensão nominal: [100 1000] V (AC);
- Potência nominal: [0,278 1209] kVA;
- Não inclui conversores com modo regenerativo;
- Classes: IEO, IE1 e IE2;
- Motor + conversor (PDS)
- Tensão nominal: [100 1000] V (AC);
- Potência nominal: [0,12 1000] kW;

- (excluindo algumas tecnologias, como servomotores)
- Não inclui conversores com modo regenerativo;
- Classes: IESO, IES1 e IES2;

São definidos dois sistemas de classificação: um para conversores (IE) e outro para PDS (IES). As classes IE1 e IES1 são as referências de ambos os sistemas (Figura 4).

Um aspeto muito relevante é que esta publicação não se dirige apenas a motores, indiciando um primeiro passo para a inclusão de todos os componentes do sistema eletromecânico - ainda que apenas o conversor e a sua integração com o motor sejam aqui tratados. Com efeito, o rendimento global depende dos rendimentos dos seus componentes, pelo que futuras normas sobre classificação de rendimentos e a sua determinação tenderão а integrar os restantes componentes.

3.5 Síntese Final

A Figura 5 apresenta uma síntese das normas abordadas neste artigo.

O conteúdo das normas que definem os ensaios de estimação do rendimento não foi aqui abordado. Este assunto requer um espaço próprio, pelo que será tratado noutras oportunidades.



IEC = International Electrotechnical Commission

VFD = variable frequency drive



4. Conclusões

O consumo de energia dos sistemas eletromecânicos é atualmente estimado em mais de 50% da energia elétrica consumida mundialmente. O impacto dos MIT é preponderante, pelo que o esforço na obtenção de motores com melhor rendimento tem sido muito direcionado para estas máquinas. No caso da UE, o acordo CE/CEMEP foi um estímulo importante na disseminação de motores de rendimento melhorado. Dado o seu carácter de adesão voluntária, os resultados ficaram aquém dos objetivos inicialmente traçados.





A aceitação global das normas CEI, que definem as classes IE e respetivos métodos de determinação do rendimento, fez destas normas a plataforma de referência usada no desenvolvimento de MEPS, em quase todas as regiões mundiais.

A enfase exclusiva sobre o rendimento do motor tem vindo a ser alterado, com vista a incluir todos os componentes do sistema eletromecânico (*drive*) – conversor de potência e respetivo controlador, motor, sistema mecânico de transmissão de potência e a carga a acionar. A evolução a que se tem assistido permite antever uma clara tendência para as futuras normas integrarem todos os componentes mencionados.

Referências

 P. Waide and C. U. Brunner, "Energy-efficiency policy opportunities for electric motor-driven systems," 2011.

- [2] H. Gavrila, V. Manescu, G. Paltanea, G. Scutaru, and I. Peter, "New Trends in Energy Efficient Electrical Machines," Procedia Engineering, vol. 181, pp. 568-574, 2017.
- [3] "Energy efficiency roadmap for electric motors and motor systems", 4E report, IEA, 2015.
- [4] "Electric Motors and Variable Speed Drives Standards and legal requirements for the energy efficiency of lowvoltage three-phase motors", CEMEP, 2011.
- [5] "Optimização da utilização da energia eléctrica em força motriz", EDP Corporate.
- [6] Conrad U. Brunner et al., "New technology needs new policy - From component to systems", EEMODS 2017, Rome, Italy, 2017.
- [7] "International standard IEC TS 60034-30-2 for variable speed motors", Bauer Gear Motor, 2018.
- [8] Martin Doppelbauer, "Update on IEC Motor and Converter Standards", Motor Summit.



pagina deixada intercionalmente embrancol

CARACTERÍSTICAS BÁSICAS DO MOTOR DE RELUTÂNCIA COMUTADO.

Edição n.º 22, 2.º Semestre de 2018

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 tês tipos de motores nas zonas de maiores rendimentos.



Velocidade (rpm)

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. Aspetos 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 >= 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.

m	N _s	N _r
3	6	4
3	12	8
4	8	6
5	10	8
6	12	10

14

12

Tabela 1 – Cor	ifigurações	de	MRC
----------------	-------------	----	-----

Em geral, quanto mais elevados forem N _s e N _r , maior será o		
pinário médio desenvolvido, sendo menor o <i>ripple</i> . No		
entanto, o conversor necessitará de um maior número de		
semicondutores e as perdas no ferro serão mais elevadas,		
bara uma dada velocidade. Com efeito, a frequência (f_s) dos		
mpulsos da corrente numa fase é dada por: f_s= $\omega_r * N_r$ (f _s [Hz];		
_{ν_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:

- De modo a evitar as situações a) e d), tem de se verificar a condição: N_s ≠ 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_{não_alinhado}) e máximo (L_{alinhado}) (Motor) ou entre L_{alinhado} e L_{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 (θ). Os valores não saturados de $L_{não_alinhado}$ e $L_{alinhado}$ têm uma importância de "primeira linha" para qualquer MRC, em particular a razão $L_{alinhado}/L_{não_alinhado}$ [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 θ

Para além de evidenciar os arcos polares do estator (β_s) e do rotor (β_r), os restantes ângulos são definidos do seguinte modo:

$$\tau_s = \frac{2\pi}{N_s} \tag{1}$$

$$\tau_r = \frac{2\pi}{N_r} \tag{2}$$

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

Os passos polares estatórico e rotórico são, respetivamente, $\tau_{\rm s}$ e $\tau_{\rm r}$. O ângulo $\theta_{\rm s}$ corresponde ao desfasamento espacial entre indutâncias de fases consecutivas. De notar que este é igual ao deslocamento angular mínimo (ε - 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:

$$\varepsilon = \frac{1}{m} \frac{2}{N_r}, \qquad m: n^{\circ} \ de \ fases \tag{4}$$

De notar que o número total de impulsos numa rotação corresponde ao denominador de ε .

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 Ls(θ) varia periodicamente com a posição do rotor (θ), sendo o período igual a τ_r . De notar que a origem considerada para Ls(θ) na Figura 3 é coincidente com a posição desalinhada. Assim, tem-se:

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

$$\theta_2 - \theta_1 = \beta_s \tag{6}$$

$$\theta_3 - \theta_2 = \beta_r - \beta_s \tag{7}$$

$$\theta_4 - \theta_3 = \beta_s \tag{8}$$

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



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

No funcionamento da máquina (Motor e Gerador)⁽¹⁾, 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 θ <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 θ 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

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

V_{fase}: tensão instantânea aplicada aos terminais de fase;
R_s: a resistência de uma fase do estator;
i: a corrente instantânea na fase;
Ψ(i, θ): fluxo magnético total de uma fase.

Equação Magnética

$$\Psi = L_s(i,\theta) \cdot i \tag{11}$$

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

Equação Eletromecânica (binário instantâneo)

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

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

Para i=i₁, a função co-energia (Wc) é definida como:

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

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

Equação Mecânica (Motor)

$$T - T_{carga} = J \frac{dr}{dt} + K_f r \tag{14}$$

T_{carga}: binário da carga;

J: momento de inércia equivalente do sistema mecânico; ω_r : 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 (θ). A Figura 8 representa as curvas de magnetização (ψ =f(i, θ)), 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.

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 uma variação infinitesimal da energia mecânica convertida $(dW_{mec}(i,\theta))$:

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

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

е

$$d(\mathbf{i},\theta) = \frac{\partial(\mathbf{i},\theta)}{\partial i} d\mathbf{i} + \frac{\partial(\mathbf{i},\theta)}{\partial \theta} d\theta$$
(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 θ a e a um deslocamento infinitesimal (d θ), a partir daquela posição, para i=i1.

Sendo Ψ (i, θ)=L_s (θ)·i, através de (17) tem-se:

$$d(i_1, \theta) = i_1 \cdot dL_s(\theta) \tag{18}$$



Figura 8 – Caraterísticas magnéticas do MRC, em função da posição do rotor (θ)

Pelo que (16) pode ser formulado como:

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



Figura 9 – Características magnéticas para θ a e θ a+d θ

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 $\theta_a \in \theta_a+d\theta$. 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:

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

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

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

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

$$T_f = \frac{dW_{mec}}{d\theta} \tag{22}$$

Vem que:

$$T_f = \frac{1}{2} \frac{dL_s(\theta)}{d\theta} \cdot i^2, \qquad i = constante$$
(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 $d L_s/d \theta \neq 0$; 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 0 MRC+conversor+controlador um sistema único е 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

- 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/torquecontrol/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.

MOTOR SÍNCRONO DE RELUTÂNCIA.

Edição n.º 28, 2.º Semestre de 2021

Este artigo faz uma pequena contextualização histórica sobre o desenvolvimento do motor síncrono de relutância, descreve a sua constituição, aborda o seu princípio de funcionamento e descreve o seu modelo matemático e principais características.

1. Introdução

Atualmente, as máquinas elétricas estão presentes na maioria das aplicações industriais, em algumas aplicações domésticas, aerospaciais e mesmo na indústria automóvel. Sabe-se que no setor industrial são responsáveis pelo consumo da maior parte da energia elétrica [1].

А máquina de indução, nomeadamente funcionamento como motor (MI) continua a ser a máquina mais utilizada a nível mundial nas diversas aplicações industriais devido a ter um custo inferior relativamente a outras alternativas, à sua robustez e também à possibilidade de funcionamento sem recurso a conversores de potência, ou seja, ligado diretamente à rede elétrica. No entanto, com a necessidade de sistemas cada vez mais eficientes do ponto de vista energético, quer seja nas aplicações industriais, no setor residencial ou mesmo na indústria automóvel, o motor de indução fica um pouco em desvantagem devido essencialmente à existência de perdas nos seus enrolamentos rotóricos, que fazem com que o seu rendimento seja inferior ao de outras máquinas elétricas [2]. Consequentemente, as máquinas síncronas surgem como principal alternativa à de indução, não só devido ao seu superior rendimento, mas também devido à maior facilidade de controlo face à de indução.

Com o recurso a este tipo de máquinas, encontram-se aplicações que utilizam as máquinas síncronas de ímanes permanentes (MSIP) ou na literatura inglesa (PMSM – permanente *magnet synchronous machine*) e, mais recentemente, as máquinas síncronas de relutância (MSR) ou na literatura inglesa (SynRM – *Synchronous reluctance machine*).

¹ https://www.tesmanian.com/blogs/tesmanian-blog/model-3-motor ² https://new.abb.com/motors-generators/pt/

áveis pelo face ao convencional motor de indução trifásico (MIT) em aplicações onde é requerido baixo custo inicial, elevada fiabilidade e robustez. Assim, o MSR apresenta vantagens no seu face às principais alternativas que são o MIT e a MSIP [3].
 a máquina aplicações Embora também se produzam motores síncronos de robustea a matematica a presenta a máquina aplicações Embora também se produzam motores síncronos de robustea a máquina aplicações produzam motores síncronos de robustea a máquina a máquina aplicações produzam motores síncronos de robustea a mátilizada pos

relutância com ímanes permanentes, como o utilizado no automóvel da marca Tesla, modelo 3 (IPM-SynRM)¹, neste documento o foco será para os tipos de rótor que não utilizam estes materiais obtidos a partir de terras raras.

As primeiras, por usarem ímanes permanentes, tornam o seu custo mais elevado e, por outro lado, quando sujeitos a

elevadas temperaturas tendem a desmagnetizar com o passar do tempo. As últimas, têm sido foco de investigação

na última década, devido a apresentarem alguns benefícios

A Figura 1 mostra a imagem de um motor síncrono de relutância desenvolvido pela ABB² denominado de SynRM. O seu projeto inovador confere-lhe um elevado rendimento assim como uma elevada densidade de binário.



Figura 1 – Imagem do motor síncrono de relutância (SynRM ABB)

Os primeiros artigos sobre o MSR surgiram no início do século XX, quando, em 1920, Kostko desenvolveu um modelo para atender a solicitações da indústria, que necessitavam de máquinas que funcionassem com velocidade constante. Nos modelos iniciais, este motor possuía uma gaiola no rótor para permitir o seu arranque direto, funcionando como um motor assíncrono, e também prevenir oscilações de velocidade do rótor em torno da velocidade de sincronismo. A Figura 2 ilustra alguns tipos de estruturas de rótor com gaiola utilizados atualmente em alguns MSR.



Figura 2 – Estruturas de rotor com gaiola

A utilização de um rótor com gaiola comprometia o desempenho deste tipo de motor, levando à diminuição do fator de potência e das densidades de potência e binário, pelo que estes motores foram pouco utilizados até há poucos anos. Outro fator bastante importante que levou à baixa utilização do MSR foi o seu baixo rendimento, que está relacionado com o baixo índice de saliência³ do rótor (ξ).

$$\xi = \frac{L_d}{L_q} \tag{1}$$

O problema da baixa saliência foi ultrapassado com o desenvolvimento de novas estruturas do rótor, levando à obtenção de rendimentos mais elevados. Este assunto será abordado mais à frente neste documento. Nos modelos mais atuais, como a ligação à rede é feita através de conversores eletrónicos de potência, as estruturas do rótor não necessitam de enrolamentos amortecedores como tinham inicialmente.

O conversor eletrónico de potência para ligação do MSR é semelhante aos utilizados para acionamentos de motores de indução trifásicos (MIT), como ilustrado na Figura 3.



Figura 3 – MSR moderno com conversor de potência (ABB)

2. Constituição

O MSR, na sua constituição, não tem qualquer tipo de contato entre o estátor e o rótor como acontece por exemplo nas convencionais máquinas síncronas ou no MIT. Este facto reflete-se numa elevada fiabilidade destas máquinas. Por outro lado, o estátor do MSR é semelhante ao de outras máquinas de corrente alternada (CA), como é o caso do MIT, onde os enrolamentos estão distribuídos ao longo da sua periferia. De facto, a carcaça, a caixa de ligações, o estátor, os enrolamentos do estátor e as chumaceiras são idênticas a qualquer motor de corrente alternada convencional.

A estrutura estatórica é basicamente composta por um núcleo laminado de chapas de material ferromagnético tratado termicamente, com a finalidade de reduzir quer as perdas histeréticas quer as perdas por correntes de Foucault. Estas chapas têm ranhuras distribuídas ao longo da periferia interior onde estão alojados os enrolamentos trifásicos, normalmente distribuídos.

A Figura 4 ilustra um estátor de uma máquina CA que pode ser utilizado num MSR considerando que, para a mesma carcaça, o MSR tenha potência superior [3].

³ Razão das indutâncias dos enrolamentos estatóricos segundo os eixos direto (d) e de quadratura (q).



Figura 4 – Estátor de uma máquina de CA

Em comparação com as máquinas CA tradicionais, o rótor é o elemento diferenciador. Este caracteriza-se por ser constituído por um núcleo de material ferromagnético de geometria anisotrópica que faz com que a relutância magnética seja variável em função do ângulo de rotação. A anisotropia é conseguida com diferentes topologias construtivas da estrutura do rótor, como se mostrará adiante. Assim, o rótor é construído de forma que, quando magnetizado pelo campo magnético girante, produzido pelas correntes que circulam nos enrolamentos do estátor, apresente pólos magnéticos temporários que são responsáveis pela sua rotação. Este fenómeno baseia-se no princípio da relutância magnética que tende a manter o fluxo magnético a percorrer sempre o mesmo caminho, o de menor relutância [4].

Desta foram, o rótor é construído de modo a conseguir-se uma maior diferença entre as indutâncias segundo o eixo direto (L_d) e o eixo transversal ou quadratura (L_q) . De facto, neste motor, o binário desenvolvido depende diretamente desta diferença $(L_d - L_q)$. A Figura 5 ilustra um rótor de um MSR com indicação dos eixos direto (d) e transversal ou quadratura (q), mostrando também os caminhos de alta e baixa permeabilidade magnética.

A Figura 6 mostra a evolução do MSR desde a sua criação em 1920, relativamente ao desenvolvimento de diferentes estruturas de rótor.



Figura 5 – Rótor de um MSR, com indicação dos eixos direto (d) e transversal (q)

Como é visível na figura, o MSR sofreu uma considerável evolução das estruturas do rótor até aos dias de hoje. Inicialmente eram utilizados rótores de máquinas existentes na altura, como o do MIT ou de máquinas síncronas tradicionais, que eram adaptados para funcionarem pelo princípio da relutância magnética. A utilização destes tipos de rótores modificados não era satisfatória, pelo que estas máquinas não foram muito utilizadas com essas adaptações.

Para se conseguir um motor que fosse competitivo era necessário desenvolver uma estrutura de rótor com um maior índice de saliência (ξ). Esse passo foi dado por Kostko, que adicionou barreiras de fluxo ao rótor, Figura 6 (a), obtendo um índice de saliência mais elevado do que os projetos existentes até então. De qualquer forma, as estruturas de rótor ilustradas na Figura 5 (a), (b), (c), apresentavam alguns problemas devido ao baixo índice de saliência $\xi = \frac{L_d}{L_a} < 4$.

Por outro lado, com as estruturas (d) e (e), conseguiram-se índices de saliência $\xi > 4$, que permitiu obter motores com o mesmo tamanho do MIT para a mesma potência. O problema que persistia era o elevado custo de fabrico e o motor ainda apresentava baixos valores de fator de potência [5].



Figura 6 – Evolução do MSR no desenvolvimento de diferentes estruturas de rótor. (a) rótor Kostko original; (b) rótor adaptado de um motor de indução; (c) rótor com múltiplas barreiras; (d) rótor com segmentos saturáveis; € rótor segmentado; (f) rótor laminado axialmente em 'V'; (g) rótor laminado axialmente em 'U'; (h) rótor moderno laminado transversalmente. (adaptado [7])

Mais recentemente, foram desenvolvidas as estruturas de rótor axialmente laminadas em 'V' ou em 'U', onde se conseguem obter índices de saliência na ordem de 7 ou superiores, o que melhora significativamente o desempenho deste tipo de motores relativamente ao binário e fator de potência, mas ainda com custos de produção a ter em conta. Já nos modelos mais atuais, (h), é possível obter índices de saliência em torno de 10 [6].

Os principais tipos de rótor de um MSR são o rótor de pólos salientes, o rótor axialmente laminado e o rótor transversalmente laminado, como ilustra a Figura 7.

Como referido anteriormente, as estruturas de rótor com melhores resultados em termos do índice de saliência são as laminadas axialmente (ALA) e as laminadas transversalmente (TLA). Nas últimas, é mais prático a conceção das barreiras de fluxo e a sua colocação numa posição ótima. No caso das estruturas de rótor ALA, como é necessário retirar ferro do núcleo rotórico, leva a uma maior saturação dos caminhos de fluxo segundo o eixo direto, havendo um aumento considerável das perdas no ferro neste tipo de estrutura de rótor [8].





transversalmente [9].

Como já referido, a utilização do MSR era residual pelo facto do seu rendimento ser baixo e, como a estrutura do rótor tinha gaiola para permitir o arranque direto da rede, causava problemas de estabilidade também não se conseguiam grandes binários de arranque. Este problema foi mitigado pelo desenvolvimento de novas estruturas de rótor e também com o desenvolvimento de conversores eletrónicos de potência. Além disso, é possível construir o MSR a partir de um MIT, utilizando o mesmo estátor, conforme comparação representada na vista em corte da Figura 8, apenas alterando o rótor.



Figura 8 – Vista em corte de um MI e de um MSR (SynRM) (adaptado de [10]).

3. Princípio de funcionamento

Contrariamente a outros motores cujo funcionamento se baseia no princípio de reação ou interação entre dois campos magnéticos produzidos por correntes ou ímanes permanentes, o princípio de funcionamento do MSR assenta na relutância magnética.

Como noutra máquina CA trifásica, quando se alimenta o estátor com um sistema trifásico e equilibrado de correntes sinusoidais, é criado um campo magnético girante no entreferro com velocidade que depende diretamente da frequência e inversamente do número de pólos do motor. Na presença deste campo magnético, o rótor fica magnetizado de forma não permanente, pois é constituído por material ferromagnético. Nesta situação, o sentido de menor relutância do rótor, ou eixo direto, tende a alinhar-se e a acompanhar esse campo girante de modo a minimizar a relutância do circuito.

Esta ideia está ilustrada na Figura 9. Na presença de um fluxo magnético (ψ), o rótor anisotrópico vai tender a alinhar-se de modo que o ângulo (δ) entre o eixo direto e o fluxo magnético seja nulo.



Figura 9 – Motor de relutância elementar

Nesta situação, o rótor vai sofrer a ação de um binário (T) que vai atuar de modo a diminuir a energia potencial do sistema ($\delta \rightarrow 0$). Se o ângulo de carga (δ) for mantido constante, devido, por exemplo, a uma carga acoplada ao veio, então a energia eletromagnética vai ser continuamente convertida em energia mecânica. A corrente que circula pelos enrolamentos do estátor é a responsável quer pela produção do campo girante quer pela produção de binário, que pode ser feito controlando o ângulo de corrente da máquina (θ), que é o ângulo entre o fasor da corrente de magnetização _I_m e o eixo direto do rótor no referencial síncrono [11].

Por outras palavras, o binário é produzido no entreferro se o vetor campo magnético e o sentido de maior permeabilidade magnética não estejam alinhados, como ilustrado na Figura 10. Este desfasamento é normalmente denominado de ângulo de carga e depende tanto da inércia mecânica do motor como do binário de carga aplicado ao veio. A figura ilustra também as densidade de fluxo magnético num MSR moderno de 4 pólos.



Figura 10 – Densidades de fluxo num MSR moderno de 4 pólos [12]

Pelo que foi referido, percebe-se que o binário produzido depende em grande escala das relutâncias segundo os eixos direto e transversal. Desta forma, quanto maior a diferença entre as reatâncias dos eixos direto (X d) e transversal (X q), maior será o binário produzido. Esta análise pode ser igualmente feita sob o ponto de vista das indutâncias, pelo facto do circuito ser praticamente indutivo. De facto, como o campo magnético no entreferro é produzido exclusivamente pelo fluxo magnético do estátor, a corrente absorvida pelo motor será maioritariamente reativa. Esta situação leva a que o fator de potência seja muito baixo. Como este depende do índice de saliência, quanto mais elevado for este índice menores serão as dificuldades causadas pelo baixo fator de potência [13].

Nestas máquinas a inexistência de enrolamentos no rótor leva a que apenas existam perdas de joule no estátor. Este aspeto resulta numa menor temperatura no interior do motor e, consequentemente, num aumento da durabilidade dos diversos componentes mecânicos que o constituem. Por outro lado, a magnetização do rótor através da corrente que circula no estátor, leva a um aumento destas perdas do lado do estátor. De qualquer forma, verifica-se um aumento do rendimento do MSR comparativamente ao de outras máquinas. A Figura 11 mostra um comparativo das perdas existentes num motor de indução trifásico convencional e um motor síncrono de relutância classe IE5. Este último não tem perdas de joule no rótor, pelo que terá rendimentos superiores.



Motor de indução convencional



Motor Síncrono de Relutância (SynRM) IE5



Figura 11 – Comparação entre MIT e MSR no que se refere às perdas⁴

⁴ Imagem adaptada de:

https://search.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=9AKK1 07743&LanguageCode=en&DocumentPartId=IE5&Action=Launch
4. Modelo do MSR

Como já referido, a produção de binário no MSR é explicada pelos conceitos da relutância magnética e do campo magnético girante produzido pela passagem de corrente nos enrolamentos que estão distribuídos pelas ranhuras do estátor. Desta forma, a única ligação entre o estátor e o rótor é o campo magnético que passa pelo estreito entreferro. As linhas de fluxo do estátor rodam à velocidade de sincronismo e o rótor deve manter-se alinhado com elas de forma contínua. Assim, também o rótor roda à velocidade de sincronismo logo que fique alinhado com o campo magnético girante do estátor (regime permanente).

Na obtenção do modelo aqui apresentado para o MSR, foi considerado o seguinte: o rótor do MSR não contém enrolamentos, gaiola ou ímanes permanentes na sua estrutura. Além disso, como os enrolamentos do estátor têm distribuição sinusoidal, a presença de harmónicos no fluxo de ligação no entreferro contribuem para um termo adicional na indutância de fugas do estátor [14]. Assim, as equações de Park usadas para modelar a máquina síncrona convencional serão usadas para obtenção o modelo do MSR [2], [14], [15].

O circuito equivalente do MSR encontra-se ilustrado na Figura 12. Todas as perdas do ferro no circuito equivalente foram transferidas para o estátor (R_cs), sendo a resistência equivalente às perdas no ferro do rótor (R_cr) desconsiderada, por simplicidade.



Figura 12 – Circuito equivalente do MSR, incluindo as perdas totais no ferro (adaptado de [15])

Assim, de acordo com as equações de Park, as equações fasoriais do MSR segundo os eixos direto e transversal, no referencial síncrono para a velocidade de base, podem ser escritas da seguinte forma:

$$\underline{V}_{s} = \underline{E}_{m} + R_{s}\underline{I}_{s} + j\omega L_{sf}\underline{I}_{s}$$
⁽²⁾

$$\underline{E}_m = \frac{d\underline{\psi}_m}{dt} + j\omega\underline{\psi}_m \tag{3}$$

onde $\underline{V}_s = V_d + jV_q$ é o fasor da tensão de alimentação por fase, $\underline{I}_s = I_{sd} + jI_{sq} = \underline{I}_m + \underline{I}_{cs}$ é o fasor da corrente por fase do estátor, E_m é a f.c.e.m. por fase do estátor, R_s é a resistência por fase do estátor, L_{sf} é a indutância de fugas por fase do estátor, ψ_m é o fluxo de ligação no entreferro e ω é a velocidade angular elétrica do referencial síncrono.



Figura 13 – Diagrama fasorial do MSR no referencial síncrono (adaptado de [15])

A Figura 13 ilustra o diagrama fasorial do MSR incluindo as perdas no ferro. Como os fluxos de magnetização ψ_{dm} e ψ_{qm} são altamente não lineares, são geralmente expressos por:

$$\psi_{dm} = \psi_{dm} (I_{dm}, I_{qm}, \theta_r) = L_{dm} (I_{dm}, I_{qm}, \theta_r) I_{dm}$$
(4)

$$\psi_{qm} = \psi_{qm} (I_{dm}, I_{qm}, \theta_r) = L_{qm} (I_{dm}, I_{qm}, \theta_r) I_{qm}$$
(5)

onde θ_r é o ângulo do rótor em relação ao referencial do estátor.

O efeito típico da saturação segundo os eixos direto e transversal está ilustrado na Figura 14. Como se pode verificar, as indutâncias de magnetização estão afetadas pela saturação e saturação magnética cruzada, mas o efeito da saturação no eixo transversal é muito inferior que no eixo direto, devido à presença das barreiras de fluxo na estrutura do rótor (eixo q).





Desta forma, como referido, as maiores fontes de não linearidade são a saturação, os efeitos das ranhuras e a saturação magnética cruzada. O fenómeno de saturação cruzada ocorre quando a corrente elétrica que percorre o enrolamento estatórico segundo um eixo interfere no valor da indutância do enrolamento estatórico segundo o o outro eixo (curvas com correntes superiores na Figura 14). Na realidade, o fluxo segundo o eixo direto será mais influenciado pela corrente segundo o eixo transversal, provocando uma desmagnetização do eixo direto. Estes efeitos traduzem-se inevitavelmente por uma redução do binário.

Como visível pela figura, o fluxo segundo o eixo direto não pode ser considerado ter variação linear com a corrente, ao contrário do fluxo segundo o eixo transversal. Assim, é aceitável considerar a indutância segundo o eixo transversal constante, ao contrário da indutância segundo o eixo direto [14]. Os efeitos destas não linearidades no fluxo do estátor $\underline{\psi} = \psi_d + j\psi_q$ são modelados pela utilização do fluxo de ligação no entreferro $\underline{\psi}_m = \psi_{dm} + j\psi_{qm}$, , também incluído na Figura 13. Desprezando os efeitos da saturação magnética cruzada, o fluxo de magnetização pode ser escrito da seguinte forma:

$$\underline{\psi}_m = L_{dm} I_{dm} + j L_{qm} I_{qm} \tag{6}$$

onde I_{dm} , I_{qm} e L_{dm} , L_{qm} são respetivamente as correntes de magnetização e indutâncias de magnetização segundo os eixos direto e transversal no referencial síncrono. Desta forma, em regime permanente, sendo $\frac{d\psi_m}{dt} \cong 0$, substituindo (3) e (6) em (2), pode obter-se a tensão da máquina nas suas componentes direta e quadratura como se mostra a seguir:

$$\underline{V} = \left(-\omega L_{qm}I_{qm} + R_s I_{dm}\right) + j\left(\omega L_{dm}I_{dm} + R_s I_{qm}\right)$$
(7)

$$\underline{V}_d = -\omega L_{qm} I_{qm} + R_s I_{dm} \tag{8}$$

$$\underline{V}_q = \omega L_{dm} I_{dm} + R_s I_{qm} \tag{9}$$

Com base nas equações e diagramas anteriores, o modelo matemático do MSR fica definido, sendo agora possível analisar o desempenho do motor. De gualquer forma, para avaliar o desempenho do MSR é interessante conhecer outras características e parâmetros também importantes, como o binário, o fator de potência, o rendimento, as perdas, etc. O binário do MSR é produzido pela interação do fluxo no entreferro com a correspondente corrente de magnetização. A partir da Figura 13 e das equações (1), (3) e (6), diferentes expressões para o binário podem ser obtidas [15]:

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_m I_m \sin(\beta) \tag{10}$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (L_{dm} - L_{qm}) I_{dm} I_{qm}$$
(11)

$$T_{e} = \frac{3}{2}p(L_{dm} - L_{qm})I_{m}^{2}\sin(2\theta)$$
(12)

$$T_e = \frac{3}{2}p(\xi - 1)\left(\frac{E_m}{\omega L_{dm}}\right)^2 \sin(2\delta)$$
(13)

onde p é o número de pares de pólos do MSR.

Pelas equações anteriores conclui-se que, para uma determinada tensão e velocidade de funcionamento, o binário desenvolvido depende do índice de saliência $(\xi = \frac{L_{dm}(I_{dm})}{L_{qm}})$ e tem um valor máximo para um determinado valor de ângulo de carga (δ) ou ângulo de corrente (θ).

Uma vez que, em funcionamento normal, o controlo direto do ângulo de carga não é viável, o ângulo de corrente é o parâmetro selecionado para controlar a posição do rótor.

A relação entre o ângulo de carga e o ângulo de corrente podem ser obtidas utilizando (1), (6) e (14), (15) a partir do diagrama vetorial da Figura 13.

$$\tan \delta = \frac{\psi_{qm}}{\psi_{dm}} \tag{14}$$

$$\tan\theta = \frac{I_{qm}}{I_{dm}} \tag{15}$$

$$\theta = \tan^{-1}(\xi \tan \delta) \tag{16}$$

Como ilustrado no diagrama fasorial, δ é o ângulo de carga, θ o ângulo de corrente, β o ângulo de binário e φ_i o ângulo do fator de potência interno. Em relação ao fator de potência interno, este é dado por:

$$IPF = \cos \varphi_i = \sin \beta = \cos \left(\frac{\pi}{2} + \delta - \theta\right)$$
(17)

$$IPF = (\xi - 1) \sqrt{\frac{\sin(2\theta)}{2(\tan\theta + \xi^2 \cot\theta)}}$$
(18)

Que mostra que o fator de potência interno é função do ângulo de corrente que por sua vez depende do índice de saliência, atingindo o valor máximo para ($\theta = \tan^{-1}(\sqrt{\xi})$). Consequentemente, o valor máximo do fator de potência interno é dado por:

$$IPF_{max} = \frac{\xi - 1}{\xi + 1} \tag{19}$$

O rendimento é uma característica importante de qualquer máquina e está relacionado com as perdas existentes. Como já referido, é necessário considerar as perdas no ferro e as perdas de joule nos enrolamentos estatóricos. Assim, o rendimento é dado por:

$$\eta = \left(1 + \frac{p_{totais}}{T_e \omega}\right)^{-1} \tag{20}$$

Onde p_{totais} corresponde à soma de todas as perdas do motor, $\omega = \frac{2\pi n_s}{60}$ à velocidade angular elétrica, n_s à velocidade de sincronismo e T_e ao binário desenvolvido. Para baixas velocidades, sendo as perdas no ferro desprezáveis face às perdas no cobre, o rendimento pode ser obtido de forma aproximada por:

$$\eta \approx \left(1 + \frac{1}{\frac{\omega}{3R_s} \left(\frac{T_e}{I_s^2}\right)}\right)^{-1}$$
(21)

Para velocidades elevadas já não se aplica esta expressão, sendo que as perdas no ferro associadas às oscilações na densidade de fluxo no ferro têm que ser consideradas.

6. Aplicações

Pelo que foi referido, como se trata de um motor robusto e com elevado rendimento, potenciando grandes poupanças energéticas, o MSR pode ser considerado apropriado para as mais diversas aplicações. O MSR pode ser aplicado em sistemas de conversão de energia e em diversas indústrias, como é o caso da química, alimentar, têxtil, papel, entre outras [13]. Devido à sua característica de velocidade constante é também adequado para aplicações que necessitem de fluxo ou transporte constante em processos automatizados de baixa velocidade e que necessitem de sincronização precisa como outros motores [16].

Esta solução é mais simples e confiável que outras que utilizam motores de corrente contínua ou máquinas assíncronas. Por outro lado, a utilização de motores de relutância dispensa o uso de transdutores de posição ou velocidade e outros componentes auxiliares de sincronização. Estes motores também podem ser operados através de um controlador eletrónico que permite variar a sua velocidade.

Algumas aplicações deste tipo são as indústrias de plásticos, pastas e papel, borracha, vidro e metais. Estas aplicações necessitam de controlo de velocidade preciso e ajustável de acordo com o processo.

O MSR pode também ser aplicado em acionamentos de sistemas de impressão, máquinas ferramentas, empacotadoras, dobradeiras e em posicionamento de hastes de controlo em reatores nucleares [16].

Referências bibliográficas

- Inovenergy, "EFICIÊNCIA ENERGÉTICA 1.1. DEPENDÊNCIA ENERGÉTICA." Accessed: Dec. 28, 2021. [Online]. Available: https://inovenergy.inovcluster.pt/media/28452 /Estado_da_arte_do_setor_do_frio_por_fileira. pdf.
- [2] D. Cavaleiro, "Motor síncrono de relutância para sistemas de tração de veículos elétricos Membros do júri," UC, Coimbra, 2015.
- [3] R. Branco, "Modelação e Simulação de Motores Síncronos de Relutância," 2015.

- [4] J. A. dos Santos Júnior, "Construção, acionamento, controle e análise de desempenho dinâmico de um motor síncrono a relutância," Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2018.
- [5] A. A. Tavares, "Otimização de um motor de relutância síncrono com barreiras de fluxo," Florianópolis, SC, 2005.
- [6] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Rotor Design Optimization of Synchronous Reluctance Machine," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 9, no. 2, pp. 359–365, 1994, doi: 10.1109/60.300136.
- [7] E. Agamloh, A. von Jouanne, and A. Yokochi, "An Overview of Electric Machine Trends in Modern Electric Vehicles," Mach. 2020, Vol. 8, Page 20, vol. 8, no. 2, p. 20, Apr. 2020, doi: 10.3390/MACHINES8020020.
- [8] R. Santos, "Projecto e análise de funcionamento de um motor síncrono de relutância através de elementos finitos," UC, Coimbra, 2019.
- J. Kolehmainen, "Synchronous reluctance motor with form blocked rotor," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 25, no. 2, pp. 450–456, Jun. 2010, doi: 10.1109/TEC.2009.2038579.
- [10] C. Donaghy-Spargo, "Synchronous reluctance motor technology: industrial opportunities, challenges and future direction," Eng. Technol. Ref., May 2016, doi: 10.1049/ETR.2015.0044.
- [11] R. Rajabi Moghaddam, "Synchronous Reluctance Machine (SynRM) in Variable Speed Drives (VSD) Applications," KTH Royal Institute of Technology, 2011.
- [12] M. H. Mohammadi, "A data-driven design process including multiphysics for synchronous AC machines using highperformance computing," McGill University, 2019.
- [13] D. M. B. de Matos, "Controlo vetorial de motores síncronos de relutância," Universidade da Beira Interior, 2014.
- [14] R. Rajabi Moghaddam, "Synchronous Reluctance Machine (SynRM) Design," KTH, School of Electrical Engineering (EES), 2007.
- [15] S. Taghavi, "Design of Synchronous Reluctance Machines for Automotive Applications," Concordia University, 2015.
- [16] C. E. G. Martins, "Motores síncronos de relutância com barreiras de fluxo e partida assíncrona," Florianópolis, SC, 2003.

WIND ENERGY CONVERSION SYSTEMS.

Introduction

1

The production of electricity from wind energy presents an increased growth and sustained since 1985. Currently, there are wind generators located throughout the world whose power already reaches values exceeding 250 GW.

The main technologies used in electromechanical conversion of wind energy into electric energy are based primarily on three types of electric machines:

- The direct current (DC) machine;
- The synchronous machine;
- The induction machine.

These machines work on the principles of the electromagnetic actions and reactions. The resulting electromechanical energy conversion is reversible. The same machine can be used as the motor for converting the electrical power into mechanical power, or as the generator converting the mechanical power into electrical power.

Typically, there is an outer stationary member (stator) and an inner rotating member (rotor). The rotor is mounted on bearings fixed to the stator. Both the stator and the rotor carry cylindrical iron cores, which are separated by an air gap. The cores are made of magnetic iron of high permeability, and have conductors embedded in slots distributed on the core surface. Other way, the conductors are wrapped in the coil form around salient magnetic poles.

In the Figure 1 is possible to see a cross-sectional view of the rotating electrical machine with the stator with salient poles and the rotor with distributed conductors. The magnetic flux, created by the excitation current in one of the two members, passes from one core to the other in the combined circuit always forming a closed loop. The electromechanical energy conversion is accomplished by interaction of the magnetic flux produced by one member with electric current in the other member.

Edição n.º 25, 1.º Semestre de 2020

The induced current is proportional to the rate of change in the flux linkage due to rotation.





2. DC Machine

The conventional DC machine is either self-excited by shunt or series coils carrying DC current to produce a magnetic field. Actually, the DC machine is often designed with permanent magnets to eliminate the field current requirement, hence, the commutator. It is designed in the "inside-out" configuration. The rotor carries the permanent magnet poles and the stator carries the wound armature which produces AC current. This current is then rectified using the solid state rectifiers. Such machines do not need the commutator and the brushes; hence, the reliability is greatly improved. The permanent magnet DC machine is used with small wind turbines, however, due to limitation of the permanent magnet capacity and strength. The brushless DC machine is expected to be limited to ratings below one hundred kW.

3. Synchronous Machine

Most of the electrical power consumed in the world is generated by the synchronous generator. For this reason, the synchronous machine is an established machine. The machine works at a constant speed related to the fixed frequency. Therefore, it is not suitable for variable-speed operation in the wind plants. Moreover, the synchronous machine requires DC current to excite the rotor field, which needs sliding carbon brushes on slip rings on the rotor shaft. This poses a limitation on its use. The need of DC field current and the brushes can be eliminated by the reluctance torque. The reliability is greatly improved while reducing the cost. The machine rating, however, is limited to tens of kW. The reluctance synchronous generator is actually used for small wind generators. In the Figure 2 is possible to see the diagram of connections of wind generators equipped with variable speed synchronous machines.

The systems represented in Figure 2, the synchronous machine is connected through a system of converting ac/dc/ac, as the frequency of stators voltage and currents is different in the frequency of the electrical network.

Such generators typically do not have the gearbox, and the mechanical speed of rotation of the rotor is identical to the speed of rotation of the turbine.

Typically, the speed of rotation of the turbine (and the rotor of synchronous machine) varies between 17 rpm and 36 rpm, so the machine has a high number of poles.

The stator of the synchronous machine has six phases and is connected to two independent converting systems ac/dc/ac. The parallel between the two conversion systems is made at the outlet of converters dc/ac (grid converters) that is connected to the elevator transformer.

Each of the converters ac/dc connected to the generator (the generator converters) consists of one to six pulse bridge converter equipped with thyristors. These thyristors operate with a constant firing angle.

The DC voltage at capacitor terminals, placed in parallel in connection at direct current, must be set to a constant value. However, for low values of the speed of the rotor, the excitation system of synchronous machine is unable to ensure that value, being necessary to use a "chopper" (converter dc/dc) converter installed between the generator and capacitor, which is disconnected when the rotor speed exceeds a certain value.



Figure 2: Diagram of connections of a synchronous generator operating the variable speed (Source: ABB Industries)

The grid converter is a six pulse converter bridge equipped with IGBTs, with a control system based in pulse width modulation (PWM). This converter controls the active power injected into the grid and the power factor. The control of active power in the grid converter allows the imposition of electromagnetic torque into generator, thus making it possible to control the rotational speed of the wind turbinegenerator group in order to obtain the specific speed of the tip of the blade optimal (2) for each value of wind speed.

Figure 3 illustrates the active and reactive power supplied by the grid converter of such a wind generator according to the rotational speed of the rotor.

Unlike the induction machine, the synchronous machine, when used in the grid-connected system, has some advantages. It does not require the reactive power from the grid. This results in better quality of power at the grid interface. This advantage is more important when the wind farm is connected to a small capacity grid using long low voltage lines. Actually, wind plants generally connect to larger grids using shorter lines, and almost universally use the induction generator.

4. Induction Machine

The primary advantage of the induction machine is the rugged brushless construction and no need for separate DC filed power.

The disadvantages of both the DC machine and the synchronous machine are eliminated in the induction machine, resulting in low capital cost, low maintenance, and better transient performance. For these reasons, the induction generator is extensively used in small and large wind farms and small hydroelectric power plants. The machine is available in numerous power ratings up to several megawatts capacity, and even larger.



Figure 4: Settings of synchronous machine used as a wind generator (CIGRE TF38.01.10)



Figure 3: Active and reactive power supplied by a wind generator equipped with synchronous generator operates the variable speed depending on the speed of the rotor.

The induction machine needs AC excitation current. The machine is either self-excited or externally excited. Since the excitation current is mainly reactive, a stand-alone system is self-excited by shunt capacitors. The induction generator connected to the grid draws the excitation power from the network. The synchronous generators connected to the network must be capable of supplying this reactive power. For economy and reliability, many wind power systems use induction machines as the electrical generator.

- Operation of the Induction Generator in Autonomous Mode

The induction machine to function as a generator must be operated at a speed above the synchronous speed and to be provided with a reactive power to produce and keep the machine's magnetic field. This reactive power can be produced by capacitors connected to the machine, as described in Figure 5. Thus it is possible to achieve selfexcitation of the machine in order to feed a load alone.

The capacitors are usually connected in delta because they have the advantage of lower capacity to get the same effect as with capacitors connected in star. Thus, the voltage V1 and the frequency f1 of the generators of induction in empty and laden depend primarily on parameters of the machine, the capacity of condensers and speed n> f1/p.

The existence of residual magnetism in the machine, with the machine to turn, will result in the emergence of power swing in the machine between the stator coils and condensers. Indeed, the coils of inductance L and the capacity C of the capacitors are an oscillating circuit and therefore fluctuations of energy may be damped or amplified.

If the rotor rotates with angular velocity wr whose frequency is higher than the frequency of own oscillations (given by 1 / \vee LC) then the power of the rotor copper losses in the oscillating circuit and the machine turns on. If, however there is no residual magnetism or if this is not enough, the oscillations do not occur or cushion quickly and the machine not exciting.

The operating voltage and frequency are determined in terms of the approximate equivalent circuit of Figure 5. On no load, the capacitor current Ic= V1/Xc must be equal to the magnetizing current Im=V1/Xm. The voltage V1 is a function of Im, linearly rising the saturation point of the magnetic core is reached (Figure 5). The stable operation requires the line ImXc to intersect the V1 versus Im curve.

The operating point is fixed where V1/Xc equal V1/Xm, that is when 1/Xc=1/Xm, where Xc=1/wC. This settles the operating frequency in hertz. With the capacitor value C, the output frequency of the self-excited generator is therefore:

$$f = \frac{1}{2\pi X_m} = \frac{1}{2\pi \sqrt{C.L_m}}$$

Under load conditions, the generated power V1I2cos ϕ 2 provides for the power in the load resistance R and the iron loss in Rm. The reactive currents must sum to zero:

$$\frac{V_1}{X} + \frac{V_1}{X_m} + I_2 . \sin \phi_2 = \frac{V_1}{X_c}$$



Figure 5: Approximate equivalent scheme of an induction generator for autonomous load



Figure 6: Operating characteristics of the induction generator with capacitive self-excitation.

As it possible to see in Figure 6, the process of self-excitation requires the presence of a residual magnetism and magnetic saturation of the magnetization curve of the machine to be successful, or to have a clear intersection between the two characteristics (of magnetization and strain in capacitors).

- Operation of the induction generator connected to the network

The electromagnetic power through the air gap is given by:

$$P_{em} = 3.I_2^{2} \cdot \frac{R_2}{s}$$

is positive for s>0 and negative for s <0.

That is, for s <0 the electromagnetic power flow at rotor to the stator. Part of this power is dissipated (by Joule effect) in the copper winding of the stator and the remainder is supplied to the network. This corresponds to the operation of the machine as a generator (Figure 8).

In this case, the machine must be operated at a speed n> f1/p and both the power and the electromagnetic torque are negative.



Figure 7: Two MW induction machine. (Source: Teco Westinghouse Motor Company)

117

This equation determines the output voltage of the machine under load.

ARTIGO



Figure 8: Torque versus speed characteristic of the induction machine in three operating modes.

When assessing the performance of induction generator, we can use the approximate equivalent diagram of Figure 5 with s <0. The resistance that ((1-s) / s) R2, which reflects the electromagnetic power, depends on the slip, but the reactance X does not depend on the slip, or are always positive. Consequently, the induction machine always absorbs reactive power in whatever condition of operation. How is possible to see in Figure 9, if the generator is loaded at constant torque TL, it has two possible points of operation, P1 and P2.

Only one of these two points, P1 is stable. Any perturbation in speed around point P1 will produce stabilizing torque to bring it back to P1.

The figure also shows the limit to which the generator can be loaded. The maximum torque it can support is called the breakdown torque, which is shown as Tmax. If the generator is loaded under a constant torque above Tmax, it will become unstable and stall, draw excessive current, and destroy itself thermally if not properly protected.



Figure 9: Torque versus speed characteristic of the induction generator under load.

- Usual Configuration of the Induction Generator

The induction generators connected to the network or in autonomous mode are mainly used, for constant or variable speeds and a link voltage/constant or variable frequency, in mini-hydro and wind energy systems. Possibilities for the use of double fed induction generators and the squirrel cage rotor are summarized in Table 1. The principle of operation of the double fed induction machine is based on the ability to control its speed by variation of the resistance of the rotor.

Figure 10 illustrates the change curves of torque/slip of the induction machine due to the variation of resistance connected in series with the winding rotor.

Induction	speed		Network	Icolatod	Frequency		Voltage	
generator	Constant	Variable	connection	Isolateu	Constant	Variable	Constant	Variable
Double Fed		х	х		х		х	
Squirrel Cage	х	х	х	х	х	х	х	х



Figure 10: Curves of torque-speed characteristics for different values of the resistance of the rotor.

As shown in the figure 10, for a given mechanical torque T, can vary the speed of induction machine by varying the rotor resistance. If instead of a variable resistance, if we install a system for converting ac/dc/ac connected to the rotor, it is possible to extract the active power by the rotor of the machine and thus control the speed. This is the principle of energy away from the winding rotor induction machine.

The mode of operation of double fed induction generators based on the principle described above: to negative slips, until it reaches the intensity of the stator rated current of the machine, the power extracted by the rotor of the machine is controlled so as to optimize the speed specified the tip of the blade of the rotor and thereby maximize the value of the coefficient of the power turbine.

For negative slips, higher (in modulus) for which the intensity of the stator current reaches the nominal value, the active power in the stator and the rotor remains constant.



Figure 11: Settings of induction machine used as a wind generator (CIGRE TF38.01.10)

This principle of speed control by use the slip energy means that this machine can function as a generator for positive slip. To ensure this mode of operation, it is necessary to provide active power to the rotor. In Figure 11 we can see different ways to use the induction machine as wind generator.

The connections of double fed induction machine are shown in Figure 12.



Figure 12: Scheme of connections of double fed induction machine (Almeida et al.,2004).

The stator of the induction machine is directly connected to electric power. The rotor is connected to the network through a system of converting ac/dc/ac and a transformer.

The converters ac/dc/ac that interconnect the rotor of the machine to the network via the transformer, are bridge-type converters PD3 to six pulses equipped with isolated gate bipolar transistors (IGBTs) controlled by the pulse width modulation.

Typically, in double fed induction machine, converter connected to transformer controls the voltage into the terminals of the capacitor in DC current system, and controls the power factor at the point common to the circuits of the rotor and stator. The converter directly connected to the rotor of the induction machine control module and the argument of the intensity of current injected or extracted through the rotor. The principle of operation of the control system with pulse width modulation can impose a form of wave approximately sinusoidal with frequency, amplitude and phase adjustable to the AC terminals of the converters.

In Figure 12, the converter ac/cc/ac connected to the rotor of the induction machine, allows the control of the frequency of the wave form applied to the rotor, which is equal to the slip frequency of the machine in a given point. Simultaneously, it also controls the module and argument of the intensity of current in the rotor. Converter ac/cc on the transformer, is controlled the magnitude of the voltage into the terminals of the capacitor. The frequency of the alternating current frequency is equal to the network with which the converter is interconnected and the control of the phase allows impose the power factor. This feature of the control system of pulse width modulation to adjust the phase of the wave of voltage and intensity of current wave can dispense the use of batteries of capacitors in most cases.

Typically, manufacturers provide a control of power factor between 0.9 inductive and 0.9 capacitive to terminal of the machine.

The purpose of the control system of converters ac/cc/ac is to ensure the maximization of the coefficient of the turbine power, especially in the region characteristic of the power depending on the wind and where the power is not controlled. Additionally, the control systems of converters maintain a given value of power factor at the point of interconnection of the doubly fed induction machine with the electric power grid. In region of characteristic where the turbine power is controlled, the control system of converters ac/cc/ac keeps constant the total power, extracted by the stator and rotor of the machine, complemented by the control system of step angle of the rotor blades. It is therefore concluded that the control system of wind generators equipped with double fed induction machine can maximize the electrical power delivered to the network in the range of variation of wind speed.

5. References

- [1] Almeida,R. G.; Peças Lopes, J. A. & Barreiros, J. A. L. Improving Power System Dynamic Behaviour Through Doubly Fed Induction Machines Controlled by Static Converter Using Fuzzy Control. IEEE Transactions on Power Systems, Vol.19, No.4, (November 2004) pp. 1942-1950.
- [2] Ekanayake, J. B.; Holdsworth, L.; Wu, X. & Jenkins, N. Dynamic Modeling of Doubly Fed Induction Generator Wind Turbines. IEEE Transactions on Power Systems, Vol.18, No.2, (May 2003) pp. 803-809.
- [3] Castro, R. Uma Introdução às Energias Renováveis: Eólica, Fotovoltaica e Mini-Hídrica. 2ª Edição. IST PRESS, 2016.
- [4] Brandão, R.M.; Carvalho, J.B. & Barbosa, F.P.M. Wind Energy Technology. Renewable Enegy 2009-In-tech, pp. 505-530.

NOTA DISPERSA

Decreto-Lei n.º 162/2019, de 25 de outubro

Objeto

1 - Estabelece o regime jurídico aplicável ao autoconsumo de energia renovável, estabelecendo a disciplina da atividade de produção associada às instalações de utilização do autoconsumidor de energia renovável.

2 - Estabelece, igualmente, o regime jurídico das comunidades de energia renovável, procedendo, nesta parte, à transposição parcial para o direito interno da Diretiva 2018/2001 do Parlamento Europeu e do Conselho, de 11 de dezembro de 2018, relativa à promoção da utilização de energia de fontes renováveis.

pagina deixada intercionalmente embrancol

COMPARAÇÃO DE TECNOLOGIAS EM VEÍCULOS AUTOMÓVEIS.

Edição n.º 21, 1.º Semestre de 2018

Resumo

O domínio do Motor de Combustão Interna (MCI) começa a ser ameaçado pelo aparecimento das tecnologias Zero Emissão (ZE). Há mesmo países que já anunciaram a intensão de proibir a comercialização dos automóveis com MCI a partir de 2030, devido às suas emissões poluentes. Neste artigo são analisadas as duas tecnologias ZE disponíveis e comparadas com o MCI [1].

1. Problemas ambientais

As energias fósseis foram um fator fundamental para o desenvolvimento industrial e social até à atualidade. Mas a sua utilização não é neutra do ponto de vista ambiental devido à libertação de gases de efeito de estufa (GEE), que estão a alterar o equilíbrio da atmosfera que existia no período pré-industrial. Apoiado em estudos científicos cada vez mais credibilizados pela comunidade científica, o poder político está a ficar cada vez mais consciente das suas consequências climáticas, já visíveis e penalizadoras no ponto de vista social e económico, e por isso empenhado em mudar a matriz energética com vista à sua progressiva redução, substituindo-as por energias renováveis.

Devido à poluição estima-se que em 2015 tenha havido 9 milhões de mortes prematuras, correspondendo a 16 % de todas as mortes em todo o mundo, sendo três vezes superior às provocadas pela sida, tuberculose e malária e 15 vezes superior em que a causa é atribuída à guerra ou outras formas de violência [2].

1.1. A poluição a nível global

Como se pode ver na figura 1.1, o sector que mais contribui para a emissão de CO2 a nível global corresponde ao sector da produção de eletricidade e calor com 42 % [3]. Mas, já há várias décadas que as centrais mais poluidoras estão a ser substituídas por centrais neutras ou com menor impacto ambiental, prevendo-se inclusivamente que até 2030 a maioria das centrais a carvão sejam desativadas. A entrada em serviço, para o parque produtor, de centrais com tecnologias neutras (eólicas e solares), permitiu que a produção de energia elétrica tenha cada vez mais incorporação de energias renováveis, que em Portugal no ano de 2016 atingiu 57 % [4]. O segundo sector que mais contribui para a emissão de CO2, a nível global, foi o dos transportes com uma percentagem de 24 % (ver figura 1.1).

Este sector está quase exclusivamente dependente dos combustíveis fosseis, porque a única medida tomada por vários países foi a incorporação de biodiesel no gasóleo e etanol na gasolina de um valor muito reduzido.



Figura 1.1 – Emissões globais de CO2 por sector [3]

1.2. A poluição nas cidades

Atualmente nas cidades vive a maioria da população mundial, com um consumo de energia elevado e consequente emissão de GEE também elevada.

Em várias capitais e cidades europeias quando a poluição atinge níveis acima dos valores máximos admissíveis a circulação é reduzida ou mesmo proibida nas zonas mais sensíveis. A Diretiva Quadro Europeia da Qualidade do Ar (Diretiva 2008/50/CE¹) que fixa os objetivos e parâmetros da qualidade do ar de forma a reduzir, prevenir e evitar os seus efeitos nocivos para a saúde humana, foi transposta pelo Decreto-Lei nº 102/2010², de 23 de setembro para a legislação nacional.

A Câmara Municipal de Lisboa criou as Zonas de Emissão Reduzia (ZER), cuja 1ª fase entrou em vigor no dia 4 de julho de 2011, pelas razões que se transcreve [5]:

- "8 Nos últimos anos, a cidade de Lisboa tem apresentado concentrações partículas inaláveis (PM10) superiores aos valores limite estabelecidos pela legislação nacional e comunitária para proteção da saúde humana, sobretudo nas zonas de maior tráfego, situação que originou um processo de contencioso contra o Estado Português, tendo a Comissão Europeia intentado recentemente uma ação junto do Tribunal de Justiça Europeu por este incumprimento;
- 9- O tráfego automóvel é, no momento presente, a principal causa da degradação da qualidade do ar na cidade de Lisboa, dado que é a principal origem de poluentes prejudiciais à saúde humana;".

Em 1 de abril de 2012 e em 15 de janeiro de 2015 entraram em vigor respetivamente a 2ª e a 3ª fase aumentando a exigência em termos ambientais.

1.3. Mudança das políticas ambientais

Nas cidades europeias progressivamente será proibida a circulação dos veículos poluidores, permitindo só a circulação de veículos ZE.

Vários países europeus entre eles a Alemanha, a partir de 2030 irão proibir a venda de automóveis novos com emissões poluentes.

2. Veículos Zero Emissão

Nas últimas décadas para poderem cumprir a legislação europeia cada vez mais restritiva, os veículos com MCI têm evoluído na redução de emissões poluentes. A descoberta da manipulação por software das emissões poluentes, por várias marcas, indicia um limite tecnológico do MCI. Com os híbridos é possível reduzir as emissões poluentes, mas não as anulam, e por isso também serão proibidos de entrar nas cidades. Noutra estratégia, adotada por outros construtores, foram desenvolvidos os veículos ZE: veículo elétrico com fuel-cell (FCVE) e veículo elétrico (VE).

2.1. Veículos Elétricos com Fuel-Cell

O FCVE é um automóvel com acionamento elétrico que utiliza as fuel-cell para converter o hidrogénio em energia elétrica para carregar a bateria. Atualmente no norte da Europa já estão a ser comercializados pela Hyundai o ix35 FC e pela Toyota o Mirai.

Constituição

Como exemplo da constituição de um FCVE apresenta-se na figura 2.1 o Toyota Mirai:

- Motor elétrico com 151 CV;
- Bateria de níquel de hidretos metálicos;
- Depósito de hidrogénio com capacidade de 5 kg;
- Autonomia de 500 km.





¹ Com a Rectificação do Jornal Oficial da União Europeia L 322, de 08 de dezembro de 2010, e as alterações introduzidas pela Diretiva 2015/1480 da Comissão, de 28 de agosto de 2015.

² Com as alterações introduzidas pelos Decreto-Lei n.º 43/2015, 27 de março e Decreto-Lei n.º 47/2017, de 10 de maio.

Pontos Fortes

Comparando com os VE e MCI, os pontos fortes são:

- O tempo de abastecimento é de 5 minutos (equiparados aos MCI);
- Autonomia de 500 km;
- Maior rendimento da fuel-cell (60 %) face ao MCI (< 40%).

Pontos Fracos

Os pontos fracos são:

- Preço elevado face aos VE;
- O menor rendimento da fuel-cell (60 %) face ao VE (80% global);
- O preço atual do hidrogénio (10 €/kg na Alemanha e Dinamarca) e um consumo de 1kg/100 km, ficam comparáveis aos MCI;
- A inexistência em Portugal de postos de abastecimento de hidrogénio.

2.2. Veículos Elétricos (VE)

O automóvel elétrico é um veículo com acionamento a partir de um motor elétrico que é alimentado exclusivamente com a energia elétrica armazenada na bateria. Por isso, a sua autonomia está dependente da capacidade da bateria, que é carregada a partir de uma fonte de eletricidade externa.

Motor

O motor elétrico, face ao MCI, tem a vantagem de ser leve, ter elevado rendimento (>80%), muito robusto e fiável por ser constituído por poucos componentes.

Poderão ser do tipo Corrente Alternada (CA) de indução (figura 2.2) ou do tipo CA síncrono de ímanes permanentes (figura 2.3).



Figura 2.2. Motor AC de indução do Tesla S[7]



Figura 2.3. Motor AC síncrono de ímanes permanentes do Nissan Leaf [8]

Baterias

A maioria das baterias atuais são construídas com células NCM (níquel, cobalto e manganês) e eletrólito de iões de lítio, colocadas na plataforma entre os eixos (figura 2.4 e 2.5).

A capacidade, presentemente, poderá ir até aos 100 kWh (Tesla S P100D), permitindo uma autonomia até 632 km [9] em testes normalizados, pois a autonomia real dependerá do modo de condução, das condições atmosféricas e do perfil da estrada.



Figura 2.4. Bateria do Nissan Leaf [10]



Figura 2.5. Bateria da Tesla [11]

O aumento da autonomia dos VE tem sido obtido através da evolução tecnológica das células, permitindo aumentar a capacidade das baterias sem aumentar o seu peso e volume, e também pelo aumento da economia de escala. Utilizando células NCM 622 (60 % de N, 20 % de C e 20 % de M) as baterias têm atualmente uma capacidade de 40 kWh (VE de gama média), mas com as NCM 811 (80 % + 10% + 10%) irão ter 60 kWh. As células NCM 811 já se encontram em produção, utilizando metade do cobalto, que é cinco vezes mais caro que o níquel, e por isso serão previsivelmente mais baratas.

O preço das baterias baixou de 1000 \$/kWh em 2010, para 216 \$/kWh em 2017, com uma redução em 2017 de 26 % face a 2016 (figura 2.6) [12].

- Tempo de carga

O tempo de carga da bateria irá depender da potência disponível para a carregar.

A maneira mais fácil de carregar um VE é nas garagens das nossas casas numa vulgar tomada monofásica de 16 A com terra. O VE do autor (Nissan Leaf2.zero) com bateria de 40 kWh com 20% de carga (ver figura 2.7) irá demorar 16 horas para ficar completamente carregada. Como se pode na mesma figura 2.7, o tempo de carga não é linear, pois a carga final irá demorar mais tempo.



Figura 2.7. Tempo de carga numa tomada monofásica de 16A

No primeiro mês após a compra e numa condução equivalente à que tinha com um Volvo V40 a gasóleo (80 a 90 % em autoestrada e o restante em cidade acima da velocidade legal mas dentro da tolerância permitida), teve um consumo médio de 16,5 kWh/100 km (figura 2.8). Com o custo da eletricidade de 0,115 €/kWh em vazio (contrato de fornecimento de energia com dupla tarifa), 100 km ficam por 1,9 €. Por esta razão, a sua utilização fica bastante económica além de ser neutro do ponto de vista ambiental.



Figura 2.6. Redução do preço das baterias[12]



Figura 2.8. Consumo médio no primeiro mês

Em Portugal já estão disponíveis carregadores rápidos (CR) com 50 kW DC da rede MOBI-E. Os CR são ideais para quem vive em prédios com garagens coletivas com tomadas de serviços comuns. Na fase piloto os carregamentos na rede Mobi-E são gratuitos.

Nas cidades do Porto, Gaia e Matosinhos existem 4 CR que fase à procura já são insuficientes.

Na figura 2.9 podemos ver que o carro do autor a realizar um carregamento rápido (Chademo) a 44 kW, ao fim de 1,5 horas a carga estava completa. Mas neste tipo de cargas (CR) é aconselhável não ultrapassar os 80 a 90 % para preservar a bateria de um envelhecimento precoce.



Figura 2.9 – Carregamento rápido de 50 kW DC

Pontos Fortes

Comparando com o FCVE e MCI, os pontos fortes são os seguintes:

- Elevada fiabilidade da bateria (um TESLA S chegou aos 400.000 milhas (643.737 km) em 3 anos e um Nissan Leaf de 24 kWh chegou aos 300.000 km);
- Maior rendimento global (80 %);
- O menor custo por km face aos MCI e FCVE;
- Menor custo de manutenção.

Pontos Fracos

Presentemente os pontos fracos são os seguintes:

- Preço mais elevado em relação ao MCI, mas mais barato que o FCVE;
- O tempo de abastecimento é mais demorado;
- A autonomia poderá ser inferior, dependente do VE;
- Pontos de carga rápida em número reduzido.

3. Carregamento dos Veículos Elétricos

3.1. Carga lenta

A carga lenta, para as baterias atuais, é a ideal, permitindo menor degradação e maior longevidade da bateria.

Habitação

Para quem tem uma potência contratada que permita o uso de uma tomada de 16 A (ver secção 2.2), a carga lenta é a ideal. Mas, com o previsível aumento de vendas irão aumentar os carregamentos domésticos, o que poderá sobrecarregar as redes de baixa tensão (BT). As redes elétricas BT são dimensionadas com fatores de simultaneidade inferiores a 1, por se verificar que a probabilidade de os consumidores ligarem ao mesmo tempo cargas elevados é baixa, e se ligarem, é no período curto das refeições.

A carga do VE altera completamente este paradigma, por ser uma carga elevada e prolongar-se por muitas horas.

Habitações coletivas (prédios)

Nos prédios, o carregamento de VE tem difícil resolução, dado que habitualmente as garagens serem coletivas e onde as tomadas são de serviços comuns com potência reduzida.

3.2. Supercarregadores da Tesla e Ultrarápidos

A Tesla está a criar a nível mundial uma rede de supercarregadores. No inicio de 2018 entraram em serviço os primeiros 2 [13], o primeiro em Fátima (ver figura 2.10) com 8 postos de carga a 120 kW cada, com alimentação a partir de um PT aéreo MT (15 kV) e junto a um restaurante e pensão localizado (eixo Porto-Lisboa).O segundo em Montemor (ver figura 2.11) com 8 postos de carga a 120 kW cada, integrado nas instalações de uma estrutura hoteleira (eixo Lisboa-Madrid).



Figura 2.10. Supercarregador da Tesla em Fátima



Figura 2.11. Supercarregador da Tesla em Montemor

Estes supercarregadores a 120 kW, permitem carregar a bateria de 100 kWh do Tesla S 100D em menos de uma hora.

Estão previstos pela Tesla abrir em breve em:

- Faro (eixo Algarve-Sevilha);
- Castro Verde (eixo Lisboa-Algarve);
- Guarda (eixo Porto-Espanha-França);
- Braga (eixo Porto-Galiza);
- Vila Real (eixo Portugal-Espanha-França).

O custo dos carregamentos depende do ano de aquisição do carro. Caso o Tesla tenha sido adquirido até 2017 são gratuitos, e para os restantes o custo é de 0,23 €/kWh tendo anualmente uma oferta de 400 kWh/ano por cada.

Atá agora a rede da Tesla tem privilegiado a carga nos eixos rodoviário, mas para ultrapassar a dificuldade das cargas na cidade de Los Angeles já está em funcionamento o primeiro supercarregador urbano da Tesla com 20 pontos de carga a 75 kW cada.

Numa crescente evolução das baterias, a Porsche desenvolveu as baterias com tecnologia de 800 V, duplicando a tensão elétrica das atuais. Estas novas baterias permitem os carregamentos ultrarápidos a 350 kW do tipo CCS (Combine Charges System), que neste momento se encontram em fase de testes com carregadores fornecidos pela Efacec [14]. A utilização até 2020 deste tipo de carga permitirá uma carga com um tempo mais próximo dos MCI.



Figura 2.12. Bateria a 800 V da Porsche (fonte: Porsche)

3.3. Soluções para um cenário de grande penetração de Veículos Elétricos

Num cenário muito provável de grande penetração de VE nos próximos anos, o aumento de carregadores rápidos e ultrarápidos até ao número de pontos de carga dos combustíveis tradicionais será a chave para resolver o problema da sua carga.

Existindo infraestruturas elétricas em todo o país, será fácil a implementação destes postos de abastecimento perto dos pontos fortes da rede elétrica, como por exemplo subestações AT/MT. Estes postos deverão ter desde os atuais 50 kW DC até carregadores ultra rápidos a 350 kW DC em número suficiente para fazer face à procura.

A utilização de baterias para o armazenamento de energia elétrica, com tripla utilização para minimizar o investimento, será outro aspeto importante a implementar, podendo:

- dar apoio à estabilidade das redes elétricas (controlo de frequência);
- absorver os excedentes de energias renováveis;
- minimizar o impacto dos carregamentos dos VE nas redes elétricas.

O aumento do consumo de energia elétrica deverá ser colmatado com novos aproveitamentos de energias renováveis, como por exemplo:

- sistemas fotovoltaicos, preferencialmente com armazenamento, aproveitando os recursos solares existentes nos telhados residenciais industriais ou terrenos que não tenham aptidão agrícola (cenário de verão);
- sistemas de cogeração, preferencialmente com armazenamento, produzindo calor e energia elétrica utilizando biomassa ou biocombustíveis, em alternativa utilizando um combustível de baixo carbono como o gás natural (cenário de inverno).

3. Conclusões

Nas próximas décadas, os veículos automóveis com MCI irão ser progressivamente proibidos de circular nas cidades devido às suas emissões poluentes. E, também, progressivamente a sua venda será proibida para os países poderem cumprir metas de redução de poluição assumidas internacionalmente.

Os veículos automóveis ZE aparecem como as únicas alternativas válidas, atualmente, para substituírem os com MCI, por serem neutros em termos ambientais.

Presentemente, o veiculo elétrico é o ZE mais importante, por ter a maior eficiência global e, por isso, menor custo por quilómetro.

A bateria, que inicialmente era considerada o seu ponto fraco, está continuamente a baixar de preço e apresenta atualmente elevada fiabilidade, permitindo aos fabricantes oferecer uma garantia de oito anos na sua aquisição. Com o aumento da sua produção, as marcas irão aumentar a economia de escala, prevendo-se que em 2020 tenham um preço semelhante aos automóveis com MCI.

As redes de carregamento deverão evoluir progressivamente em número e potência disponível para se tornarem numa solução equivalente aos postos de abastecimento de combustíveis convencionais.

4. Bibliografia

 António C. Andrade, "Qual o Futuro das Motorizações em Veículos Automóveis - Fuel - Cell | Elétrico | Combustão Interna" Revista Ingenium Nº162 da Ordem dos Engenheiros

- Philip J Landrigan et al. The Lancet Commission on pollution and health. [Consult.07Dez. 2017]– Disponível em: http://www.thelancet.com/pdfs/journals/lancet/PIIS 0140-6736(17)32345-0.pdf
- [3] IEA: INTERNATIONAL ENERGY AGENCY CO2 emissions from fuel combustion 2017 HIGHLIGHTS.
 [Consulta 07Dez. 2017] Disponível em: www.iea.org/publications/freepublications/publicati

on/CO2EmissionsfromFuelCombustionHighlights201 7.pdf

- [4] REN Relatório de contas 2016–[Consulta 07 Dez. 2017]
 Disponível em: http://relatorioecontas2016.ren.pt/media/78419/rc_ completo.pdf
- [5] CML: Câmara Municipal de Lisboa Deliberação n.º 247/CM/2011 –[Consulta 07 Dez. 2017] Disponível em: http://www.cmlisboa.pt/fileadmin/VIVER/Mobilidad e/ZER/Proposta_247-CM-2011_-_1_Fase_ZER.pdf
- [6] TOYOTA. Toyota Mirai [Consulta 07 Dez. 2017] –
 Disponível em: https://www.toyota-europe.com/new cars/mirai/#/video/tfv2-3-0
- [7] Motor AC de indução do Tesla S [Consulta 07 Dez. 2017]
 Disponível em: https://www.pinterest.pt/pin/423690277421509556

- [8] Motor AC síncrono de ímanes permanentes do Nissan Leaf [Consulta 07 Dez. 2017] Disponível em: https://www.quora.com/How-is-power-transmittedfrom-electric-motor-to-wheels-in-Nissan-Leaf-car
- [9] Disponível em: https://www.tesla.com/pt_PT/models/design
- [10] Disponível em: https://www.nissanusa.com
- [11] Disponível em: https://teslaportugal.blogspot.pt/2015/01/autonomi a-de-conducao-da-familia-model-s.html
- [12] Blomberg

Disponível em: https://www.bloomberg.com/news/articles/2017-12-05/latest-bull-case-for-electric-cars-the-cheapestbatteries-ever

- [13] Observador.
 Disponível em: https://observador.pt/2018/01/03/primeirossupercarregadores-da-tesla-ja-chegaram
- [14] EFACEC.

Disponível em:

http://electricmobility.efacec.com/ev-high-power/

A GENERAL OVERVIEW ON HYBRID AND ELECTRIC VEHICLES.

Edição n.º 19, 1.º Semestre de 2017

Abstract

The economical and environment impacts of fossil energies increased the interest for hybrid, battery and fuel-cell electric vehicles. Several demanding engineering challenges must be faced, motivated by different physical domains integration.

This paper aims to present an overview on hybrid (HEV) and electric vehicles (EV) basic structures and features. In addition, it will try to point out some of the most relevant challenges to overcome for HEV and EV may be a solid option for the mobility issue. New developments in energy storage devices and energy management systems (EMS) are crucial to achieve this goal.

Index Terms

Hybrid and electric vehicles, batteries and fuel cells, energy management systems.

1. Introduction

HEV and EV concepts were first introduced at the end of the XIX century. At that time the main efforts were made to improve the internal combustion engine (ICE) features and the autonomy of electric motor (EM) based vehicles. It should be noted that ICE development was in the beginning, while EM technology was in a much higher level: for instance, braking mode was already available, allowing recover the vehicle kinetic energy and storing it in batteries. That was a major contribution for HEV and EV efficiency and autonomy, which is still a fundamental issue for its development, particularly for the last one [1].

In the 1920's there was a huge evolution in the ICE – higher rated power and efficiency with smaller dimensions –, which overcame the EM option. Difficulties on its control, smaller autonomies, higher weight and cost turned out to be fatal for EV development [1].

The energy crises at the end of the 20th century, together with the environment impacts and the awareness of limitations on fossil fuel reservations are the main reasons why hybrid and electric vehicle's interest started to boost once again. In fact, so far they represent the most promising alternative to the classic vehicles based on internal combustion engine (ICE).

It is in the transportation sector that the fossil energy consumption achieves the highest levels, which are increasing every year [1]. Particularly on urban centers, electric vehicle's spreading will be responsible for considerable reductions in the air pollution, as well in noise levels. The green-house gases emissions of fuel electric plants related to the electric vehicles will be much lesser than the ones in ICE vehicles. The main reasons are the electric power train higher efficiency and regenerative braking mode.

Since the 1990 decade hybrid conceptions started to get a general interest, as a consequence of serious difficulties in overcome EV limitations, when compared to ICE based vehicles. Several automobile manufacturers developed different hybrid prototypes, although none of them achieved the commercial stage. The exceptions were the Japanese manufacturers: in 1997, Toyota launched the Prius and Honda released the hybrid versions of Insight and Civic. Since then, other manufacturers started to produce hybrid versions. Presently, the most important car manufacturers offer hybrid vehicles with good dynamic performances and energy consumption [1], [2].

HEV and EV are bringing new engineering challenges, since several different domains (electric motors, power electronics, energy storage devices, control theory, automobile technology) must be integrated, in order to achieve (at least) drivability performances similar to conventional vehicles. As for the EV development and diffusion, the fundamental issue is still on the energy storage devices, although a lot of work and progress has been made in this field. So far, batteries energy and power densities are in a much lower level than the fuel deposit of a conventional vehicle. As a consequence, the relative short trails in urban centers are presently the ones with higher potential for EV acceptance.

Meanwhile, a considerable amount of effort has been made in fuel cells (FC) development for EV, both by car manufacturers and academic researchers. The biggest challenges to deal with are the energy storage levels so far achieved, manufacturing costs and hydrogen storage and distribution. FC technology is still far from a mature stage, which brings some uncertainty for this option in the future. This paper is structured as follows: Section 2 presents an overview on HEV (sub-section 2.1) and EV (sub-section 2.2) main features: an emphasis is made on the energy storage devices (batteries and fuel cells), EV EMS's major challenges, different configurations and plug-in vehicles. In Section 3 some conclusions are presented.

2. Hybrid and electric vehicles features

Currently, HEVs and EVs are the most promising alternatives to ICE conventional vehicles. The first ones combine ICE together with EM, while in EVs only EMs are present. Energy supply systems for both alternatives include batteries or fuel cells (FCs). Super-capacitors (SC) may also be considered.



Figure 1 – HEV major configurations

2.1. Hybrid Electric Vehicles

HEVs use a combination of ICE and electric motor power train to overcome the disadvantages of both ICE vehicles (demand for oil, green-house gas emissions) and the pure battery-powered electric vehicle (high initial cost, short driving range and long charging time) [3]. HEVs use the electric motor(s) to optimize the efficiency of the ICE, as well to recover the kinetic energy during the vehicle braking. Basically, there are three different configurations, depending on the ICE connection to the electric propulsion system, as depicted in figure 1 [1], [4]:

2.1.1. Series HEV

The ICE mechanical output is converted into electricity using a generator, which either charges the battery or is used to propel the wheels through electric motor and mechanical transmission. So, there is no mechanical connection between the ICE and the traction load. The decoupling between the ICE and the driving wheels has the advantage of flexibility for fixing the engine operating states. Nevertheless, it has three propulsion devices (ICE, generator, electric motor). Therefore, the efficiency of series HEV is generally lower.

2.1.2. Parallel HEV

It allows both the ICE and electric motor to deliver power in parallel to drive the wheels. Both the ICE and electric motor are generally coupled to the drive shaft of the wheels via two clutches, so the propulsion power may be supplied by the ICE alone, by the electric motor, or by both.

The electric motor can be used as a generator to charge the battery in two ways:

- Regenerative braking;
- Absorbing power from the ICE when its output is greater than that required to drive the wheels.

The parallel hybrid needs only two propulsion devices – ICE and the electric motor. Another advantage over the series case is that a smaller ICE and a smaller electric motor can be used to get the same performances.



Figure 2 – Planetary gear set [5]

2.1.3. Series-Parallel HEV

This configuration incorporates the features of both the series and parallel HEVs, but involving an additional mechanical link and an additional electric machine compared with, respectively, the series hybrid and parallel hybrid. A planetary gear set (figure 2) must be included in the drive-train, in order to allow the mechanical coupling between the three machines and the transmission shaft.

However, the planetary gear set and the three machines make the drive train more complicated, costly and increase the control complexity. In order to reduce the system weight and size, a combination of two concentric electric machines can be used as a power split device, instead of the planetary gear set [4]. Also, in addition, special electromechanical converters were developed: the two electric machines are substituted by a single one, with double rotor – the electric variable transmission concept [5], [6].

2.2. Electric Vehicles

EV main obstacles are its high weight and initial cost, battery limited ranges and high charging time, together with small power densities (W/Kg) Nevertheless, several achievements have been made in recent years, both by academic and industry, aiming to the development of new battery devices [7], [10]. Hybrid energy storage systems (e.g. battery + super-capacitor) are also considered, in order to overcome batteries (and fuel-cells) low energy density features. Figure 3 presents an EV basic structure.

There are three fundamental sub-systems:

- Electrical Power Propulsion System;
- Energy Source/Storage System;
- Auxiliary Services System.



Figure 3 – EV general structure (based in [1])

The electrical power propulsion system includes the vehicle propulsion controller (VPC), static power converter, electric motor(s) and the mechanical power transmission.

The energy storage system includes the energy source and/or storage devices, the energy management system and an exterior interface for energy supply.

The auxiliary services system provides energy for several units, like steering system, ABS, active suspension, air conditioning, etc. They are in every kind of vehicle, conventional, hybrid or pure electric; the number of services included in this system has a clear trend to increase and, of course, its energy needs.

Signals generated by the accelerator and brake pedals are processed by the VPC unit in order to regulate the energy fluxes between the electric motor(s) and the energy storage devices, in both ways. Naturally, the VPC actuates directly on the power converter unit.

The VPC also gets information from the EMS, which has a crucial role in the vehicle's performances: it controls the braking modes and energy storage operations, the energy supply from the exterior, the monitoring of energy storage devices, just to mention some of its mainly tasks.

For EVs there are several electric motor topologies, including more than one motor (see 2.2.4). Regarding to the vehicle energy supply, basically two different options may be considered: Battery Electric Vehicles and Fuel Cell Electric Vehicles.

2.2.1. Battery Electric Vehicles (BEV)

Presently, the most common batteries for HEV and EV are Lead Acid (Pb Acid), Nickel Metal Hydride (NiMH), and Lithium Ion (Li-Ion). Particularly, Li-Ion seems to be the most promising option (at the moment they present the highest energy density values). Considering batteries and supercapacitors features (see figure 4), integrating both devices through power electronic converters not only allows to decouple the power (acceleration, braking mode) and energy (cruise speed) functions, providing lower power levels in batteries, but also improves the energy management efficiency in the storage system [8], [9], [10].

Figure 4 shows some relevant facts: batteries features for HEV and Plug-in HEV (PHEV) already reached its goals; however, for pure EV, batteries technology does not fulfill its requirements. Currently, metal-air batteries are the ones with higher potential, both in energy and power density; in addition, they allow a substantial reduction in the battery's weight.





Traction batteries may operate in very aggressive environments (wide temperature ranges, shock and vibration). Besides the hard loading cycles to which they are subjected, a fast aging process may occur (loss of capacity and internal resistance increase) [9]. There are several factors that affect battery performance, such as [10]:

- State of charge (SOC);
- Battery storage capacity;
- Rate of charge/discharge;
- Operation temperature;
- State of health (SOH);
- Age.

Every battery pack must include a management system, not only to monitor and protect the battery and its users, but also for keeping it ready to deliver (or charging) the power demanded by the Energy Management System (EMS). The battery management system (BMS) must pay a special attention to acceleration and braking modes, since the large current and gradient values may destroy the battery pack.

Particularly, lithium battery cells must be operated under tight controlled conditions. These cells are affected by over voltage, over current and temperature, which may lead to irreversible cell damage.

An important challenge in BMS development is also the ability to monitoring the battery SOH in real time. In fact, most of the present methods used for this purpose are time consuming, meaning they are not suitable for online applications [10], [11].

As stated before, the high initial cost of BEVs and its weight, its short driving range and long recharging time, together with low power densities and relative low energy density (Wh/Kg), when compared to a conventional fuel tank, are its main drawbacks.

2.2.2. Fuel Cell Electric Vehicles (FCV)

FCs generate electrical energy as a result of an electrochemical reaction based on hydrogen (nonpolluting fuel, with high energy content per unit of weight). ; FCs reaction's product is water steam. There is an important difference between a FC and a battery: the first one generates (convert) energy, the last one stores it. Some of its advantages are efficient conversion of fuel (hydrogen) to electrical energy, quiet operation, zero or very low emissions and rapid refueling [2], [4].

Fuel cell's produced electricity can be used to provide power to the propulsion motor or stored in batteries or supercapacitors for future use [2].

FCV development is in a considerable lower technologic level than batteries. The future of FCV is dependent on the development of a large scale hydrogen infrastructure – hydrogen economy paradigm; however many authors and experts have a reluctant perspective about a hydrogen based economy [12].

2.2.3. EMS for EVs

The EMS is a fundamental component for HEV, BEV and FCV, since the energy flux in the drive-train must be always associated to high efficiency levels, without compromising the vehicle performance constraints.

Since Evs near future (at least) will pass by multiple energy sources and converters, to benefit from the best characteristics of the available energy sources. EMS will have to deal with the necessity of multiple energy sources (hybridization) [13].

Modeling these systems is a fundamental step to achieve efficient EMS. However, it is complex due to the multiple interconnected physical subsystems and its different dynamic interactions [4]. For instance, considering EV, basic drive train structure includes fuel cell and/or batteries, super-capacitors, power converters, electric motors and mechanical transmission [8]. Due to system's complexity, EMSs should be considered at two different levels [4]:

- Local energy management for each subsystem, in real time;
- Global energy management, at system level to coordinate the power flow in each subsystem and supervising the whole system.

Designing EMSs with good efficiency in different scenarios determined by traffic conditions, topography and driver characteristics, is a hard task, particularly for real-time applications. With the availability of traffic information from global positioning systems (GPS), mobile phones, and geographic information systems (GIS), predictions of the vehicle propulsion load can be made.

Different EMS structures, together with efficient real-time performance, significantly increase the control task complexity. Modeling and simulation are crucial to achieve efficient EMS, since it allow concept evaluation and prototyping, in a non-expensive and time consuming way. This is determinant for new powertrain configurations and controllers development [3].

2.2.4. EV Configurations Based on EMs Features

As stated before, there are several possible configurations for the propulsion system, related to the EM's high flexibility.

In figure 5 are depicted different possibilities, with distinct features [1].

- a) Given the high EM working flexibility, both in low speed (constant torque region) and high speed (flux weakening region), the multi-gear system (unavoidable for ICE vehicles) may be replaced by a simpler system, with a fixed gear. This way, the clutch is eliminated and the size and weight of the mechanical system have a substantial reduction.
- b) The mechanical differential is replaced by an electronic one. Naturally, EM's controllers will adjust both wheel's speed in a coordinate way, particularly in curve paths where wheel speeds are different.



Figure 5 – EV possible configurations

- c) In order to simplify the mechanical transmission, each EM is fixed on the traction wheel through its own gear (in-wheel system). Several issues must be taken into account (motor dimension, weight, robustness, reliability,...).
- d) When compared to c), the gear system is removed. The rotor is directly attached to the wheel, so motors are directly controlled both in torque and speed. In addition to the issues mentioned in c), motor must be able to develop high starting torques, since there is no gear system.

Although EV has zero local emissions, global emissions in battery charge may have a significant impact, depending on the level of green-house utilities for its energy supply.

2.3. External Electric Energy Supply – (Plug-in Vehicles)

An external charging system supplies the vehicle's battery.

The propulsion system of Plug-in HEV is similar to the conventional ones. For short distances, only electrical propulsion is activated, meaning that batteries must ensure the energy propulsion; on longer distances, when batteries SOC is below a certain level, the ICE starts working, together with the electric motors (hybrid mode). In both scenarios, Plug-in HEV propulsion is close to pure EV [14]. As a consequence, it should be noted that batteries for Plug-in HEV must have similar features to the ones in EV (usually, these are Plug-in vehicles).

Another relevant possibility for Plug-in vehicles (PV) is that they can be used as energy storage units to serve the grid when they are parked and plugged-in (particularly at night), and supply energy to the grid during day time, helping to achieve a more uniform charge diagram [14].

Table 1 presents a summary of the main characteristics of each kind of vehicle.

	HEV	BEV	FCV
Energy Storage Subsystem	- Battery	- Battery	- H ₂ tank
(ESS)	- Supercapacitor	-Supercap.	-Battery & supercapacitor
	- Fossil or alternative fuels		to enhance power density
Energy Source and	- Gasoline stations	-Electric grid charge	- H ₂
Infrastructure	-Electrical grid charge	facilities	-H ₂ production and
	facilities (Plug-in hybrid)		transport infrastructure
Characteristics	- Low local emissions	- Zero local emissions	- Zero local emissions
	- High fuel economy	- High energy efficiency	- High energy efficiency
	- Dependence on fossil fuel	- Independent of fossil	- Fossil fuel independent (if
	- Long driving range	fuel	not using gasoline to
	- Higher cost than ICE	- Relatively short range	produce H ₂)
	vehicles	- High initial cost	- High cost
Major Issues	- Battery sizing and	- Battery sizing and	- Fuel cell cost, life cycle and
	management	management	reliability
	- Control, optimization and	- Charging facilities	- Hydrogen production and
	management of multiple	- Cost	distribution infrastructure
	energy sources	- Battery lifetime	- Cost

Table I – Characteristics of the HEV, BEV and FCV [4]

3. Conclusions

The economical and environment impacts of fossil energies increased the interest for hybrid, battery and fuel-cell electric vehicles. HEV and BEV spreading, particularly in urban centers, will be responsible for considerable reductions in the air pollution, as well in noise levels. The green-house gases emissions of fuel electric plants related to BEV will be much lesser than the ones in ICE vehicles. The main reasons are the electric power train higher efficiency and regenerative braking mode.

The integration of multi-domain efforts (electric motors, power electronics, energy storage devices, control theory, automobile technology) in order to achieve high drivability, safety and reliability performances make HV and EV conception a very challenging engineering task. Modeling and simulation are crucial in order to reach these goals.

EMS's are a fundamental key for vehicle's energy fluxes control with high efficiency levels, particularly in real-time. Also, several vehicle power-train architectures must be considered, which require different energy management approaches.

So far, HEVs have been known a higher development stage: there is already available a considerable commercial set of HEV. Vehicle final cost and the development of efficient EMS are the main challenges to face.

Large efforts are also being made for developing each of BEV's subsystems. The biggest issue is still relying on the batteries features (energy and power densities, charge/discharge cycles and its lifetime, costs). As for the FC, its development stage is far from being a mature one, which, in turn, puts important doubts about its future.

PV in particularly, pure electrical ones, are an important step towards zero emissions goal, particularly with renewable energy sources integration. However, having in mind battery's sate of the art, it is predictable, in the near future, that pure electrical PV will be limited to urban drive scenario (relative short distances).

Finally, it should be pointed out that, besides technical and scientific issues previously discussed, HV and EV future will deeply rely on the integration of multiple social and economy players, like public opinions together with country's government incentives, automotive manufacturers, transport companies, academic research communities and energy utilities.

References

- [1] Ehsani, Mehrdad, Gao, Yimin, E. Gay, Sebastien, Emadi, Ali (2005). "Modern Electric, Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles – Fundamentals, Theory and Design", CRC Press.
- [2] Chan, C.C. (2007). "The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles", Proceedings of the IEEE, Vol. 95, No. 4, pp. 704-718.
- [4] Letrouvé, T., Bouscayrol, A., Lhomme, W., Dollinger, M., Calvairac, F.M. (2010). "Different Models of a Traction Drive for an Electric Vehicle Simulation".
 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), September 1-3, France.
- [3] Chan, C.C., Bouscayrol, A., Chen, K. (2010). "Electric, Hybrid and Fuel- Cell Vehicles: Architectures and Modeling", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.59, 2, 589--598.
- [5] K. T. Chau and C. C. Chan (2007). "Emerging energyefficient technologies for Hybrid Electric Vehicle", Proc. IEEE, vol. 95, no. 4, pp. 821–835.
- [6] Hoeijmakers, Martin J., Ferreira, Jan A. (2006). "The Electric Variable Transmission", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.42, No4, pp. 1092-1100.

- [7] Affanni, Antonio et al. (2005). "Battery Choice and Management for New-Generation Electric Vehicles", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.52, No5, pp. 1343-1349.
- [8] Guzzella, Lino, Sciarretta, Antonio (2005). "Vehicle Propulsion Systems-Introduction to Modeling and Optimization", Springer, Heidelberg.
- [9] Miller, John M., Startorelli, Gianni (2010). "Battery and Ultracapacitor Combinations – Where Should the Converter Go?", IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), September 1-3, France.
- [10] Young, Kwo et al. (2013). "Electric Vehicle Battery Technologies". In: R. Garcia-Valle and J.A. Peças Lopes (eds), Electric Vehicle Integration into Modern Power Networks . (pp.15-56). Springer Science+Business Media New York. ISBN 978-1-4614-0133-9.

- [11] Banaei, Anahita, Fahimi, Babak (2010). "Real Time Condition Monitoring in Li-Ion Batteries via Battery Impulse Response", IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), September 1-3, France.
- [12] Neef, H.-J (2009)."International overview of hydrogen and fuel cell research". J. Energy 34, 327--333.
- [13] Silva, M., Trovão, J.P., Pereirinha, P., Marques, L.(2008). "Multiple Energy Sources Monitoring System for Electric Vehicle". SPEEDAM.
- [14] Amjad, Shaik al. (2010). "Review of Design Considerations and Technological Challenges for Successful Development and Deployment of Plug-in Hybrid Electric Vehicles", Renewable and Sustainable Energy Reviews, No14, pp. 1104-1110, Elsevier.



Aplicação de Motores Síncronos de Ímanes Permanentes e Motores de Indução em Veículos Elétricos: Comparação e Perspetivas de Evolução.

Resumo

Os sistemas de propulsão baseados em motores síncronos de ímanes permanentes (MSIP) têm sido considerados como a opção mais promissora para os veículos híbridos (VH) e elétricos (VE). A situação atual relativa às reservas e custos dos elementos de terras-raras poderá trazer algumas alterações nesta tendência; a opção por motores que prescindem destes elementos poderá trazer um novo estímulo à aplicação dos motores de indução neste domínio.

Este artigo procura apresentar uma análise comparativa entre MSIP e motores de indução (MI) num espectro alargado de velocidades de funcionamento, com especial destaque para os seus desempenhos energéticos. Começa-se por abordar as características gerais de comportamento exigidas aos VE, que definem os múltiplos cenários de funcionamento que poderão ser impostos aos motores. Em seguida, são focadas as principais características de ambas as máquinas, procurando realçar as vantagens e desvantagens mais relevantes, no contexto dos VE. Com base nos regimes de funcionamento a que serão submetidos, analisam-se as diferenças dos rendimentos naturais de ambos os motores. Para os MI é também abordado o importante tema dos algoritmos de minimização de perdas, com vista ao aumento dos rendimentos em regimes de carga onde o desempenho destas máquinas é inferior.

1. Introdução

A dependência dos meios de transporte sobre os combustíveis fósseis, aliada à limitação dos impactos ambientais, tem promovido, nos últimos anos, um crescente investimento no desenvolvimento de alternativas mais eficientes e ecológicas. Os VH (sistema de propulsão composto por um motor de combustão interna (MCI), auxiliado por motor elétrico) e os VE (sistema de propulsão composto por motor(es) elétrico(s)) têm surgido como uma alternativa aos veículos convencionais, baseados em MCI –

Edição n.º 19, 1.º Semestre de 2017

sobretudo os primeiros. Atualmente, a sua expressão é já bastante significativa: nos últimos anos, os principais fabricantes de automóveis têm vindo a desenvolver e comercializar vários modelos híbridos [1], [2].

Uma questão essencial é a escolha do tipo de motor elétrico, o qual deverá responder a exigentes requisitos impostos por diferentes ciclos de condução. São de destacar: bons desempenhos dinâmicos com elevados níveis de eficiência energética (numa ampla gama de variação de bináriovelocidade, incluindo as frenagens), elevadas capacidades de sobrecarga, bem como densidades de potência e fiabilidade, naturalmente com custos que tornem viável a sua implementação [3]. Tais exigências colocam múltiplos desafios ao desenvolvimento e aplicação dos motores elétricos.

Num artigo anterior [4], foram focados os principais tipos de motores atualmente mais promissores:

- MI;
- MSIP;
- Motores de relutância comutada (MRC).

A tecnologia associada aos MI apresenta um nível de maturidade muito elevado, não significando que esteja esgotado o espaço para novos desenvolvimentos. Fundamentalmente, a aplicação de novos materiais e alterações de projeto [5], [6], bem como a implementação de métodos de limitação de perdas [7], apresentam um potencial considerável de desenvolvimento. Por seu lado, os MSIP e os MRC são conceções mais recentes, cujas aplicações para VH e VE têm merecido um enorme interesse da parte da comunidade científica e dos fabricantes: a vasta quantidade de trabalhos publicados nos últimos anos confirma este facto, de que são exemplos as referências [8], [9].

Até ao momento, as opções têm vindo a incidir, fundamentalmente, nos MSIP e MI. Por este motivo, optouse por analisar principalmente estas máquinas. Em termos comparativos, os primeiros apresentam maior rendimento nominal e densidade de binário, juntamente com excelentes comportamentos dinâmicos.

Como tal, os MSIPs têm sido encarados como a escolha mais promissora para os VH e VE pela generalidade dos fabricantes. São, no entanto, de referir as exceções da General Motors e da Tesla, que optaram pelo MI [2].

As recentes pressões impostas pela China sobre os elementos de terras-raras (atualmente, este país suporta cerca de 97% da procura mundial destes materiais), tanto ao nível dos preços, como das quantidades exportadas, começam a colocar em causa a preponderância dos sistemas de propulsão baseados nos MSIP [10].

Com efeito, os ímanes permanentes que apresentam atualmente as maiores densidades de energia são compostos por estes materiais.

Ainda recentemente, a Toyota anunciou que o novo RAV4 EV virá equipado com MI [2].

O presente artigo procura efetuar uma caraterização dos MSIP e MI, realçando as principais vantagens e desvantagens, sobretudo ao nível dos rendimentos.

À luz do contexto atual da exploração e comercialização dos materiais de terras-raras, procura-se referir as tendências que parecem indiciar algumas mudanças no papel que estas máquinas poderão vir a desempenhar no contexto da mobilidade elétrica (VH e VE). Na secção 2 são abordados os desempenhos espectáveis de um VE, focando as exigências impostas aos respetivos motores elétricos. A secção 3 apresenta alguns aspetos construtivos dos MI e MSIP, bem como vantagens e desvantagens relativas na aplicação em VE. As características dos seus rendimentos são o principal destaque.

Neste sentido, a secção 4 refere uma ferramenta gráfica muito disseminada, com vista à caracterização do rendimento de um motor em toda a sua gama de funcionamento: os mapas de eficiência. Pela sua relevância neste domínio, a secção 5 faz uma breve referência aos algoritmos de minimização de perdas para MI. Por último, na secção 6 são apresentadas algumas conclusões.

2 Caraterísticas de desempenho dos e VE

Em termos gerais, os requisitos comportamentais dos VE caracterizam-se por elevados binários na zona das baixas velocidades, estando a gama das altas velocidades associada a funcionamentos com potência constante (Figura 1).





Naturalmente, as caraterísticas dos percursos previstos (ciclos de condução) são fundamentais na fixação daquelas grandezas: do binário máximo disponível (modo contínuo) dependerá o desempenho do veículo em subidas; em trajetos planos, a velocidade máxima atingida (modo contínuo) é determinada pela potência fixada para a gama de altas velocidades. A capacidade de funcionamento em sobrecarga dos motores elétricos (por períodos limitados, tanto menores quanto maior o valor da sobrecarga) é uma mais-valia muito relevante sobre os MCI [11]. Com efeito, há a considerar um acréscimo do binário máximo e potência máxima desenvolvidos: o funcionamento em sobrecarga está representado pela característica a tracejado da Figura 1.

Surgem vantagens tanto em modo motor (possibilidade de desenvolver elevados binários em toda a gama de velocidades ⇒ maiores acelerações, bem como picos de velocidade), como em modo frenagem (aumento da capacidade de frenagem eletromagnética do veículo). É, no entanto, de realçar a extrema importância das características do inversor do motor, bem como das baterias do sistema. Em termos práticos, o acréscimo do binário máximo será limitado pela corrente nominal do inversor; por outro lado, no aumento da potência máxima devem estar presentes as limitações das baterias [11]; embora tenham elevadas densidades de energia (Wh/Kg), apresentam baixas densidades de potência (W/Kg).

3 MI e MSIP em VE: Análise Comparativa

3.1 Motores de Indução

Os MI com rotor em gaiola apresentam elevada robustez e simplicidade, aliadas a custos comparativamente mais baixos. Em termos de controlo dinâmico, os sistemas baseados no controlo vetorial por orientação de campo – principalmente, do campo rotórico – encontram-se, atualmente, muito disseminados e com custos bastante atrativos [8].

Os tipos de perdas mais relevantes nestas máquinas são as perdas por efeito de Joule e as magnéticas. Na zona de enfraquecimento de campo (velocidades elevadas), as perdas magnéticas são naturalmente menores. Este é o principal motivo para os valores mais elevados do rendimento se encontrarem em regimes de funcionamento associados a velocidades superiores à nominal; pelo contrário, o rendimento é menor na gama das baixas velocidades (entre o repouso e a velocidade nominal), em particular com cargas baixas. Nesta gama de velocidades sobressaem as vantagens do MSIP. Atendendo à maior dificuldade em dissipar as elevadas perdas no ferro e por efeito de Joule que podem ocorrer no MI (poderá justificar a inclusão de sistemas de ventilação forçada), a capacidade de sobrecarga do MI aparece limitada, em comparação com o MSIP [3].

No contexto dos VH e VE, este é um aspeto de grande relevância em ambos os modos de funcionamento (motor e frenagem). Estas distribuições de perdas decorrem da regulação convencional do campo magnético, implícita na Figura 1.

É de realçar o facto de, na zona de binário máximo constante, o campo magnético ser mantido no seu valor nominal; voltar-se-á a este aspeto na secção 5.

No caso de ocorrer uma falha na alimentação do motor (problema no inversor), a tensão aos seus terminais é nula (após a extinção dos transitórios eletromagnéticos), uma vez que a máquina fica desmagnetizada. Tal não acontece com os MSIP. Tratando-se de um aspeto diretamente relacionado com a segurança do veículo e seus utilizadores, é, pois, uma vantagem importante dos MI face a estes últimos [8].

3.2 Motores Síncronos de Ímanes Permanentes

Estas máquinas são dotadas de ímanes permanentes no rotor, baseados em terras-raras (*ligas compostas por neodímio (Nd), ferro (Fe) e boro (B)*). Sendo ímanes com elevadas densidades de energia, obtêm-se máquinas mais compactas em relação aos MI e com melhores fatores de potência.

A ausência de enrolamentos rotóricos permite a eliminação das perdas por efeito de Joule no rotor (em regime permanente), sendo possível alcançar elevados rendimentos nominais, superiores aos do MI. Para estes regimes de funcionamento são de realçar os valores consideráveis das perdas no ferro do estator, atendendo às características dos ímanes utilizados [3]. O rendimento é fundamentalmente elevado na vizinhança da velocidade nominal. Com efeito, o enfraquecimento do campo magnético está associado à regulação da componente id da corrente estatórica, responsável pela criação de um campo magnético de reação do induzido que se opõe ao campo indutor desenvolvido pelos ímanes permanentes. Como consequência, a gama de velocidades elevadas (zona de enfraquecimento do campo) é caracterizada por elevados valores de id (componente longitudinal da corrente do estator), tanto maiores quanto a velocidade: embora as perdas no ferro do estator diminuam, as perdas por efeito de Joule são agora preponderantes, levando a diminuições do rendimento.

Importa ter presente que elevados valores de id poderão conduzir à desmagnetização dos ímanes; por outro lado, sendo estes muito sensíveis à temperatura, a sua monitorização no interior da máquina é fundamental [3]. Deste modo, as sobrecargas que lhe são impostas deverão ter sempre estes dois aspetos em consideração, sobretudo na gama das altas velocidades.

Contrariamente aos MI, no caso de haver uma falha no inversor, poderá surgir uma sobretensão nos terminais estatóricos da máquina. O valor desta sobretensão depende da velocidade, pelo que na gama das altas velocidades a possibilidade de ocorrência destas falhas representa um sério risco para os ocupantes do veículo, bem como para os respetivos equipamentos. Existem duas configurações distintas, tal como indicado na Figura 2:

- imanes montados na superfície do rotor (SR);
- imanes colocados no interior do rotor (IR).



Figura 2 – Variantes Construtivas de MSIP: a) [12], b) [8]

Em termos construtivos, há a salientar a maior vulnerabilidade às forças centrífugas dos ímanes na variante SR (particularmente crítico nas altas velocidades). No caso IR, é necessária a inclusão de barreiras de fluxo (Figura 2-b)), o que introduz uma complexidade superior na sua manufatura [11].

As consequências mais importantes das diferenças construtivas das variantes anteriores são as seguintes [4]:

- O circuito magnético IR apresenta características anisotrópicas (L_d≠L_q) [Ld-coeficiente de autoindução longitudinal do enrolamento induzido; Lq-coeficiente de autoindução transversal do enrolamento induzido], mais concretamente, anisotropia inversa (L_d<L_q), uma vez que a permeabilidade magnética (μ) dos ímanes é aproximadamente igual à do ar (μ₀);
- Como tal, o binário desenvolvido tem duas componentes: uma resultante da interação do campo magnético fixo e do campo de reação do induzido; uma segunda componente resultante do binário de anisotropia ⇒ maior capacidade de sobrecarga mecânica em toda a gama de velocidades, bem como menor influência do aumento de temperatura, uma vez que este ocorre essencialmente no estator [8], [11].

Torna-se claro o maior potencial de aplicação da configuração IR. É também de salientar que as sobretensões associadas a falhas no inversor são menores, comparativamente à configuração SR. Com efeito, o valor do fluxo magnético dos ímanes é menor no caso IR, atendendo à anisotropia da máquina [11].

Tabela 1 – Comparação entre MI e MSIP [3]

	МІ	MSIP
Densidade de Potência	Média	Muito Boa
Rendimento Nominal	Bom	Muito Bom
Custos	Muito Bom	Mau
Fiabilidade	Muito Bom	Média
Maturidade Tecnológica	Bom	Média
4 Mapas de Eficiência

Com vista à caracterização do desempenho energético de uma determinada máquina (não necessariamente elétrica), é frequente a utilização de mapas de eficiência. Trata-se de representações bidimensionais (curvas de nível) do rendimento da máquina no plano (binário, velocidade). É importante referir que são representações estáticas, isto é, os valores do rendimento estão associados apenas a regimes permanentes de funcionamento. A título de exemplo, a Figura 3 apresenta um mapa de eficiência de um MI.



Velocidade (rpm)

Figura 3 – Mapa de eficiência do motor de Indução com regulação de fluxo convencional [13]

Na Figura 4 estão representadas as zonas de rendimentos elevados (>85%), tipicamente associadas aos MSIP, MI e MRC.



Velocidade (rpm)

Figura 4 – MSIP, MI e MRC: Zonas de funcionamento com elevados rendimentos [3]

Naturalmente, serão as caraterísticas do ciclo de condução que delimitam a zona de funcionamento no plano *(binário, velocidade)*. No caso do MSIP, é visível que na vizinhança da velocidade nominal e na parte inicial da zona de enfraquecimento de campo estão concentrados os valores de rendimento mais elevados; no caso do MI, os maiores rendimentos situam-se entre as áreas correspondentes ao MSIP e ao MRC (mais próxima deste último), na zona de enfraquecimento de campo. Daqui ressalta que o tipo de percurso em causa (citadino, estrada ou misto) tornará mais favorável a opção por um determinado tipo de motor.

Poder-se-ão considerar algumas formas de contornar as limitações anteriores. Uma hipótese evidente será a de incluir um sistema de engrenagens, possibilitando o funcionamento do motor em regimes de carga com elevados rendimentos, na gama de velocidades pretendida [13]. No caso dos MSIP, há também a vantagem de poder ser eliminada а implementação de algoritmos de enfraquecimento de campo (regulação da componente i_d da corrente estatórica), os quais implicam uma maior complexidade em termos de controlo, bem como o perigo de desmagnetização. No entanto, é bem conhecida a influência da massa dos VH e VE sobre as suas características (dinâmicas, autonomia, maior complexidade,...). Como tal, compreendem-se os esforços que têm vindo a ser desenvolvidos na procura de soluções que possam simplificar a estrutura mecânica, sobretudo nos VE [13].

De facto, na literatura especializada há inúmeros exemplos de trabalhos sobre esta temática, desenvolvidos nos últimos anos. A conceção/ novos materiais aplicados nos motores [6] e o desenvolvimento de algoritmos de minimização de perdas [14] enquadram-se nos esforços referidos.

5 Algoritmos de Minimização de Perdas para MI

Embora exista uma grande quantidade de algoritmos de minimização de perdas (AMP) que têm sido desenvolvidos para os MI, MSIP e MRC, este é um assunto que continua a merecer a atenção de vários investigadores – veja-se o elevado número de exemplos referidos em [7] e [14], apenas para MI. Atendendo ao reforço do interesse dos MI em VE, apresentase uma breve referência aos AMP para estas máquinas.

Em termos gerais, os AMP assentam na resolução de problemas de otimização, pelo que, dependendo da formulação matemática, há diversas metodologias que podem ser aplicadas na sua resolução (determinísticas, heurísticas, lógica difusa, "machine learning", …). A velocidade de convergência (determinante em aplicações em tempo-real) e precisão da solução, bem como a sensibilidade à variação dos parâmetros do motor são fatores críticos a considerar no desenvolvimento dos AMP [14].

A Figura 5 apresenta uma estrutura relativa à classificação de AMP: são de destacar os métodos "Offline" e "Online".





Os métodos "Offline" assentam na otimização das características da máquina (melhorias no projeto, utilização de materiais de melhor qualidade) ou no conhecimento prévio de regimes de funcionamento previstos para o motor.

Estando a máquina em funcionamento, não é possível qualquer regulação do valor das perdas. Como tal, a eficácia da sua aplicação está dependente da verificação das condições inicialmente previstas, pelo que não são as metodologias convenientes para aplicações em VH e VE.

As metodologias "Online" baseiam-se no conhecimento dos valores instantâneos – por medição direta ou através de

estimadores de estado – das grandezas físicas que caracterizam o funcionamento do motor (tensões, correntes, fluxos magnéticos, velocidade, ...).

Podem ser agrupadas do seguinte modo [7], [14]:

- Algoritmos baseados em modelos matemáticos do motor (estáticos ou dinâmicos), a partir dos quais se extraem expressões analíticas para as perdas – *funções de custo a minimizar*. A influência das variações dos seus parâmetros é determinante na eficácia destes algoritmos. A monitorização de tais variações representa um desafio complexo (em geral, não sendo possível a sua medição, procura-se obter estimações dessas variações). Como tal, o desenvolvimento de AMP com menor sensibilidade às alterações dos parâmetros reveste-se de grande importância.
- Métodos de procura (search controllers of minimum losses). Não dependem de qualquer modelo do motor, pelo que são imunes às variações dos seus parâmetros. Para um determinado valor de carga (definida pelo binário e velocidade), a potência absorvida é reduzida para o valor mínimo que garanta os requisitos impostos pela carga. Em geral, o tempo de convergência da solução é superior ao dos algoritmos anteriores.
- Métodos híbridos (combinações dos anteriores, com vista a reunir as vantagens de ambos).

A zona de baixas velocidades, onde tipicamente o fluxo é mantido no valor nominal, é a que apresenta maior potencial para aumentos do rendimento, , tal como é percetível na figura 4. Em particular, para cargas reduzidas, aquele valor de fluxo é normalmente excessivo, pelo que se torna possível reduções apreciáveis nas perdas no ferro, sem comprometer as condições impostas pela carga.

Com efeito, uma boa parte dos AMP desenvolvidos para MI assenta na otimização do fluxo magnético nas velocidades mais baixas. Deste modo, torna-se possível o funcionamento com elevados níveis de rendimento, numa extensa gama de velocidades.

6 Conclusões

As aplicações associadas à tração impõem cenários de funcionamento muito díspares entre si. Independentemente do tipo de motor elétrico selecionado, haverá a considerar necessidades de funcionamento sob múltiplos regimes de carga, incluindo sobrecargas, nos modos motor e frenagem, com rendimentos necessariamente distintos. As condições impostas ao motores nestas aplicações são muito exigentes, a vários níveis (elétricas, térmicas, mecânicas, ambientais, ...).

Até agora, os MSIP têm sido a escolha preferencial para os sistemas de propulsão dos VH e VE, principalmente dos primeiros. As elevadas densidades de potência e binário, bem como os altos rendimentos nominais, estão na base desta opção.

Entre outras opções, os MI possuem uma sólida tecnologia de fabrico, aliada a várias características (simplicidade, robustez e custo) que os tornam sérios candidatos para a propulsão dos VH e VE.

A atual situação relativa ao comércio dos elementos de terras-raras (preços elevados e dificuldade em aceder a estas matérias primas), poderá mudar o posicionamento dos MSIP como primeira escolha para os sistemas de propulsão elétrica. É de prever, a curto e médio prazo, um aumento do interesse por motores que prescindem de terras raras, de que são exemplos os MRC e os MI. Entre vários aspetos, a melhoria dos rendimentos e densidades de potência dos MI (conjugação da fase de projeto com a utilização de novos materiais) e a procura de novos AMP (permitindo aumentar o espectro das velocidades associadas a elevados rendimentos) poderão ser ainda mais estimulados, com vista a fortalecer a opção pelos MI na propulsão elétrica.

Bibliografia

 Bucherl, Dominik et al. "Comparison of Electrical Machine Types in Hybrid Drive Trains: Induction Machine vs. Permanent Magnet Synchronous Machine", Proceedings of the 18th International Conference on Electrical Machines, 2008. [2] Miller, Peter "xEV market trend and prospect", IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2012.

[3] Finken, Thomas et al. "Comparison and design of different electrical machine types regarding their applicability in hybrid electrical vehicles.", Proceedings of the 18th International Conference on Electrical Machines, 2008.

[4] Melo, Pedro "Características e Tipos de Motores em Veículos Eléctricos", Revista Neutro à Terra, Nº 4, Outubro de 2009.

[5] Bazzi, Ali M., Krein, Philip T. "Comparative Evaluation of Machines for Electric and Hybrid Vehicles Based on Dynamic Operation and Loss Minimization", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010.

[6] Morimoto, Masayuki "Rare Earth Free, Traction Motor for Electric Vehicle", IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC), 2012.

[7] Lim, S. and K. Nam "Loss-minimising control scheme for induction motors. IEE Proceedings - Electric Power Applications", Vol.151, No.4, pp. 385-397. 2004.

[8] Pellegrino, Gianmario et al. "Comparison of Induction and PM Synchronous motor drives for EV application including design examples", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.23, No99, pp. 107-115, 2012.

[9] Chin, Y.K., Soulard, J. "A Permanent Magnet Synchronous Motor for Traction Applications of Electric Vehicles", IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), 2003.

[10] Poole, R., "Rare earth metals in short supply?", IET E&T, Vol. 7issue4,23rdApril2012,http://eandt.theiet.org/magazine/2012/04/releasingthe-rare-earths.cfm

[11] Vagati,A. et al. "Comparison between SPM and IPM motor drives for EV application", XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010.

[12] Krishnan, R., "Electric Motor Drives – Modeling, Analysis and Control", Prentice Hall, 2001.

[13] Amrhein, Marco et al. "Evaluation of a Re-Rated Induction Machine", IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005

[14] Bazzi, Ali M., Krein, Philip T. "Review of Methods for Real-Time Loss Minimization in Induction Machines", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.46, No.6, pp. 2319-2328, 2010. pagina deixada intercionalmente embrancol

CONTROLO VETORIAL (FOC) DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO APLICADO A UM VEÍCULO ELÉTRICO.

INTRODUÇÃO I.

Os motores de indução (MI) com rotor em gaiola de esquilo estão muito disseminados nos atuais sistemas de variação de velocidade ("drives"). A sua simplicidade e robustez, aliadas a baixos preços (comparativamente a outras máquinas) e ampla gama de potências disponíveis, são as principais razões.

A evolução verificada nos domínios da eletrónica de potência e nos sistemas de controlo (em particular, o controlo digital), permitiram aplicar os MI em sistemas de elevado desempenho dinâmico (e.g., controlo de binário posição), substituindo os motores DC, cujas e/ou características dinâmicas e simplicidade de controlo os tornavam a primeira escolha em tais aplicações. Com efeito, as "drives" baseadas em MI apresentam características dinâmicas em tudo semelhantes aos sistemas DC, incluindo a possibilidade de funcionamento nos quatro quadrantes do plano (T, n_r). No entanto, a complexidade do conversores e, sobretudo, dos sistemas de controlo é muito mais elevada em AC. O controlo vetorial é o mais usual nas "drives" baseadas nas máquinas AC convencionais (assíncronas e síncronas). Existem outras metodologias também usadas na indústria (e.g., controlo direto do binário - DTC), mas neste trabalho somente o controlo vetorial será abordado. Neste dominio existem diversas variantes, sendo o método mais poderoso e utilizado o controlo por orientação de campo (Field Oriented Control - FOC). Desde finais da década de 60 do século passado, têm vindo a ser desenvolvidos vários métodos de controlo por orientação de campo [1]. Na sua essência, assentam numa filosofia semelhante aos sistemas DC: controlo independente do fluxo magnético e do binário desenvolvido. A sua implementação assenta na consideração de um referencial que gira com velocidade instantânea igual à do campo girantegirante (referencial síncrono), estando alinhado, em qualquer instante, com a posição desse mesmo campo 1.

Edição n.º 19, 1.º Semestre de 2017

O mais eficaz é sem dúvida o controlo por orientação do campo do rotor, sendo por isso o mais usual. No entanto, a implementação deste processo em AC é bastante mais complexa: para além dos valores das amplitudes é também necessário o controlo instantâneo da posição relativa dos fasores da expressão anterior, ou seja, é imprescindível o conhecimento, em cada instante, da posição espacial do fluxo do rotor em relação ao estator (i.e., referencial fixado ao estator).

II. ROTOR FOC

A implementação do controlo por orientação de campo rotórico assenta na conversão da máquina polifásica em análise (não necessariamente trifásica), num sistema bifásico equivalente (eixos ortogonais d-q)², definido no referencial síncrono $\omega_{\psi r}.$ A Figura 1 ilustra os conceitos associados ao controlo por orientação do campo do rotor - Rotor FOC (com base em [2]).



Figura 1. Controlo por orientação do campo do rotor em MI

O Rotor FOC assenta na definição das equações elétricas e magnéticas no referencial síncrono ($\omega_{\Psi r} = 2\pi f/p$ (rads⁻¹)), sendo a direção do fluxo do rotor alinhada, em cada instante, com o eixo d desse referencial. As partes real e imaginária do fasor espacial corrente estatórica (i,) são, respetivamente, $i_f e i_T$, pelo que:

¹ Poderá ser considerado qualquer um dos campos girantes presentes no motor: estator, entreferro ou rotor.

² De modo a simplificar a representação, na Figura 1 estão somente representados os eixos d.

 $i_f \rightarrow$ alinhada com Ψr , regula o seu valor (eixo d);

 $i_T \rightarrow$ desfasada de $\pi/2$ rad. eléctricos em relação a i_f , controla o binário electromagnético desenvolvido (eixo q).

Em regime permanente tem-se:

$$\Psi r = L_m i_f \tag{1}$$

$$T_{el} = K_T \Psi r i_T$$
 (2)

Em termos conceptuais, o controlo é implementado no referencial síncrono. No entanto, o controlador físico (hardware) actua ao nível do referencial do estator, isto é, sobre as tensões e correntes que alimentam o motor (3 fases \rightarrow (u_a, u_b, u_c), (i_a, i_b, i_b)). A determinação instantânea de i_f e i_T no referencial estático (ω =0) é fundamental. Uma vez que θ_{T} = arctg(i_T/i_f), a obtenção do valor instantâneo de θ_{f} é o ponto central (simultaneamente, o mais exigente) na implementação do Rotor FOC.

Rotor FOC – Método Indireto

Sendo esta a metodologia mais usualmente empregue, apresenta-se em seguida o modelo matemático do respetivo algoritmo de controlo. No essencial, θ_{f} é determinado através da medição de θ_{r} e da estimação de θ_{dl} (ver Figura 1).

Considerando a representação no sistema de eixos d-q, no referencial síncrono, as equações elétricas do rotor de um MI com gaiola de esquilo são dadas por:

$$0 = i_{rd}R_r + \frac{d\Psi_{rd}}{dt} - (\omega_{\Psi r} - \omega_r)\Psi_{rq}$$
(3)

$$0 = i_{rq}R_r + \frac{d \Psi_{rq}}{dt} + (\omega_{\Psi r} - \omega_r) \Psi_{rd}$$
(4)

Sendo: $\Psi_{rd} = \Psi_r e \Psi_{rq} = 0$, as equações anteriores tomam a forma seguinte:

$$0 = i_{rd}R_r + \frac{d\Psi_r}{dt}$$
(5)

$$0 = i_{rq}R_r + (\omega_{\Psi r} - \omega_r)\Psi_r \tag{6}$$

Por outro lado, as equações magnéticas do rotor, definidas no mesmo referencial, tomam a seguinte forma:

$$\Psi_{rd} = \Psi_r = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \tag{7}$$

$$\Psi_{rq} = 0 = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \tag{8}$$

Fixando: $i_{sd} = i_f e i_{sq} = i_T$, vem que:

$$i_{rd} = \frac{\Psi_r - L_m i_f}{L_r} \tag{9}$$

$$i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} i_T \tag{10}$$

Substituindo estas últimas expressões nas equações eléctricas do rotor, obtém-se:

$$i_f = \frac{1}{L_m} \left(\Psi_r + T_{r0} \frac{d \Psi_r}{dt} \right) \tag{11}$$

$$i_T = \frac{1}{L_m} T_{r0} (\omega_{\Psi r} - \omega_r) \Psi_r$$
(12)

 $[T_{r0}:$ constante de tempo do rotor c/ o estator em circuito aberto)]

Com base nas equações magnéticas do estator, também definidas no referencial $\omega_{\Psi r}$, o binário electromagnético instantâneo é dado por:

$$T_{el} = \frac{3}{2} p \left(\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd} \right) = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \Psi_r i_T$$
(13)

Assim, a velocidade associada ao deslizamento, ω_{di} , expressa em função de T_{el} e Ψ_r é dada por:

$$\omega_{dl} = \omega_{\Psi r} - \omega_r = \frac{L_m}{T_{r0}} \frac{i_T}{\Psi_r} = \frac{2R_r}{3p} \frac{T_{el}}{\Psi_r^2}$$
(14)

O campo girante do rotor gira com velocidade igual a $\omega_{\Psi r}$, relativamente ao referencial estatórico. Desta forma, considerando um instante t₀, tal que: $\theta_f(t_0)=\theta_{f0}$; $\theta_r(t_0)=\theta_{r0}$; θ_{dl} (t_0)= θ_{dlo} , tem-se:

$$\Theta_{d1}(t) = \Theta_{d1}(t_0) + \int_{t_0}^t \omega_{dl} dt$$
(15)

Através da velocidade instantânea do rotor (ω_r), obtém-se:

$$\Theta_{r}(t) = \Theta_{r}(t_{0}) + \int_{t_{0}}^{t} \varpi_{r} dt$$
(16)

O valor de $\theta_{\rm f}$ é então obtido através de (ver Figura 1):

$$\theta_{f}(t) = \theta_{dl}(t) + \theta_{r}(t)$$
 (17)

A conversão entre as mesmas grandezas definidas nos referenciais estático e síncrono é efetuada através da transformada de Park. Atendendo à ausência das componentes homopolares (dado que, usualmente, não existe condutor neutro nos MI), esta transformada é dada por:

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin\theta_e & \sin(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos\theta_e & \cos(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}$$
(18)

III. SIMULAÇÃO

O modelo de simulação utilizado baseia-se no conteúdo do bloco *"Field Oriented Control Induction Motor Drive",* integrado na *"Electric Drives Library"* do MATLAB/SIMULINK. Existem diversas limitações a considerar, sendo de referir:

- As perdas do conversor de potência não são consideradas;
- O modelo do motor não inclui as perdas no ferro;
- Não é possível efetuar frenagens regenerativas, somente dissipativas (i.e., sem recuperação de energia.

Em síntese, o modelo do sistema da cadeia de potência do veículo inclui somente a drive do motor e a transmissão mecânica. Deste modo, a tónica principal será dada ao desempenho do controlador, baseado no Rotor FOC (indireto). Na figura 2, está representado o modelo considerado da cadeia de potência do veículo.



Figura 2. Modelo dinâmico do veiculo

Os principais blocos são o "*Driving Cycle*" (a verde, inclui o ciclo de condução pré-definido e os modelos do veículo e da transmissão) e o "*Field Oriented Control Induction Motor Drive*" (a azul, representa a drive do motor de indução).

Ciclo de condução + Modelo do veículo (dinâmico e transmissão)

Para a implementação dos modelos da transmissão mecânica e da dinâmica do veículo, recorreu-se à *toolbox "QuasiStatic Simulation Toolbox"* (QSS TB), desenvolvida por [3], em ambiente MATLAB/SIMULINK. Esta *toolbox* foi especificamente desenvolvida para a modelização de veículos híbridos e elétricos, com os seguintes elementos: ciclos de condução, modelo dinâmico do veículo, transmissão mecânica, motor de combustão interna e motor elétrico, baterias, super-condensadores e células de combustível (*fuel-cells*). Na figura 3 estão representados os elementos utilizados neste trabalho.



Figura 3. Ciclo de condução e modelo do veículo (dinâmica + transmissão

A potência instantânea pedida ao MI (Tload* ω_r) é calculada com base no ciclo de condução selecionado, no comportamento dinâmico do veículo (considera o atrito resultante do contacto roda-pavimento e a resistência aerodinâmica do ar, em deslocamentos planos) e num sistema de transmissão mecânico com uma razão constante.

A equação seguinte corresponde ao modelo dinâmico do veículo:

$$M_{t} \frac{dv(t)}{dt} = F_{d}(t) - M_{t}gC_{r} - \frac{1}{2}\rho C_{w}Av(t)^{2}$$
 (19)

- M_t Massa do veículo + massa equivalente dos elementos móveis;
- v(t) Velocidade instantânea do veículo, (direção longitudinal);
- F_d(t) Força motora (instantânea) aplicada ao veículo, segundo a direção longitudinal;
- g Aceleração gravítica [9.8 m⁻s-2];
- C_r ; C_W Coeficiente de atrito de rolamento; coeficiente de atrito aerodinâmico;
- p; A Densidade do ar [1.294 kg/m³]; superfície frontal do veículo.

O 1º membro representa a força de inércia associada à aceleração do veículo, considerando também a variação da energia cinética acumulada nos componentes do veículo animados de movimento rotativo (*Massa equivalente dos elementos móveis – Tabela 3*).

Com efeito, tais variações da energia cinética são suportadas pelo motor.

Os parâmetros do veículo e do sistema de transmissão considerados estão indicados, respetivamente, nas Tabelas 1 e 2:

Tabela 1. Parâmetros do veículo

Massa (kg)	350
Massa equivalente dos elementos móveis (%)	5
Secção Transversal (m²)	1,5
Diâmetro da roda (m)	0,3
Coeficiente de atrito aerodinâmico	0,3
Coeficiente de atrito de rolamento	0,008

Tabela 2. Parâmetros da Transmissão Mecânica

Razão de transmissão	4
Rendimento (%)	98
Idling losses by friction (W)	10
Velocidade da roda acima da qual são eeradas perdas (rad/s)	1

Na figura 4 está representado o modelo da drive do MI3 (conversor de potência + controlador + Motor de indução).

É visível a cadeia de transmissão de potência (conversor + motor de indução), bem como o controlador de velocidade e o controlador vetorial – bloco "F.O.C.". O valor de referência do fluxo do rotor (Flux*)³ é gerado pelo controlador de velocidade.

³ O símbolo * está associado à representação das grandezas de referência.

Drive do motor de indução trifásico



Figura 4. Estrutura da drive: conversor(vermelho), motor (verde) e controlador (azul)

Deste modo, é definida a gama de velocidades associada a fluxo constante (binário máximo constante) e a zona de enfraquecimento de campo (potência constante), de acordo com a figura 5:



Figura 5. Zonas de funcionamento do MI: Fluxo constante (Baixas velocidades) e enfraquecimento de campo (Elevadas velocidades)

O conversor é do tipo fonte de tensão (*Voltage Source Inverter* – VSI), usual para a potência do motor considerado. É composto por um retificador não controlado (ponte de díodos – *Three-phase diode rectifier*) um andar DC intermédio (incluído no bloco "*Braking chopper*") e um inversor (*Three-phase inverter*), cuja tensão de saída é regulada por PWM (*Pulse Width Modulation*). Neste caso, a fonte externa da figura 2 e o retificador representam, de modo muito simplificado, a bateria do veículo. Existe a possibilidade de funcionamento nos 4 quadrantes, através de frenagens dissipativas (i.e., não é possível a recuperação da energia cinética do veículo): com efeito, há somente uma resistência de frenagem (bloco "Braking chopper"), onde se dá a dissipação da referida energia cinética. Com vista a evitar sobretensões na alimentação do inversor (V_{dc}) devido a desacelerações bruscas ou velocidades excessivas nas descidas. A ação frenante associada à resistência é regulada através de um controlador histerético de tensão (ON se Vdc ≥Vmax; OFF se Vdc ≤ Vmin).

A Tabela 3 contém os parâmetros do MI considerado.

Tabela 3. Parâmetros do motor de indução (7.5 kW; 400 V; 13 A; 50 Hz; 4 pólos; 1440 rpm)

[Rs; Rr] (Ω)	[0,7384; 0,7402]	
[Ls; Lr] (H)	[127,14; 127,14]*10-	
[ls; lr] (H)	[3,045; 3,045]*10-3	
Lm (H)	124,1*10-3	
J(kg m²)	0,0343	

Rotor FOC



A Figura 6 ilustra o conteúdo do bloco "F.O.C.", onde é implementado o algoritmo da secção 2.1.

Figura 6. Implementação do Rotor FOC (indireto)

É bem visível o desacoplamento da regulação do fluxo rotórico e do binário: através do controlador PI do fluxo do rotor ("Flux_PI") é gerado o sinal Phir*, sendo calculado o valor de referência Id* através de (1).

O bloco "iqs* *Calculation*" determina a referência da corrente associada ao binário (Iq*), com base em (2).

Os blocos a verde estão associados à transformada de Park no referencial síncrono (ABC-DQ) e respetiva inversa (DQ-ABC). Neste referencial, o fluxo instantâneo do rotor é regido por (11); o seu valor é obtido através do bloco "*Flux Calculation*".

Finalmente, $\omega_{dl} \in \theta_f$ são calculados no bloco "Teta_Calculation", através de, respetivamente, (14) e (17).

O *duty-cycle* do trem de impulsos aplicado aos terminais das "gates" dos IGBTs do inversor é regulado em função da diferença entre labc* e labc – bloco "*Current Regulator*".

Análise de Resultados

Nas figuras 7-10 estão representados os resultados obtidos, para o ciclo de condução considerado (Japan: 11-Mode).

A figura 7 ilustra as referências de velocidade (ciclo de condução) e binário (eixo motor), bem como o desempenho do MI3.



Figura 7. Perfil de velocidade e binário

A velocidade rotórica segue de modo muito fiel a referência pretendida. Naturalmente, tal resulta do facto do perfil do binário motor desenvolvido seguir a respetiva referência (modo motor: valores positivos; frenagem: valores negativos).

É de salientar o "ripple" existente nos intervalos de aceleração e desaceleração: sendo uma componente de alta frequência, o momento de inércia do sistema (motor+transmissão+carga) atenua quase na totalidade a influência desta componente, o que é visível no perfil de velocidade obtido.

As influências de Id e Iq (referencial síncrono) sobre, respetivamente, o fluxo rotórico e o binário desenvolvido estão bem evidenciadas na Figura 8.



Figura 8. Perfis de I_d e I_a (referencial síncrono)

"fluxo fronteira entre zona А de constante" e "enfraquecimento de campo" é definida pela velocidade de sincronismo do motor (ns) - neste caso, 1500 rpm. Observase o valor constante de Id para nr < 1500 rpm. Para valores superiores da velocidade (zona de enfraquecimento de campo), Id varia de forma inversamente proporcional à velocidade. Por seu turno, é visível a semelhança entre os perfis de Ig e do binário desenvolvido: naturalmente, na zona de enfraquecimento de campo, lo tende a desviar-se do perfil do binário, de modo a compensar a diminuição do fluxo rotórico, de acordo com (2).

Para o ciclo de condução seleccionado, a potência instantânea é inferior à potência nominal do motor seleccionado (Figura 9).



Figura 9. P_{útil} do motor

No entanto, tratando-se de regimes dinâmicos, é necessária uma análise mais profunda relativamente às condições de funcionamento do motor. A título de exemplo, na Figura 10 é patente o risco de danos causados pelos efeitos térmicos, atendendo aos intervalos em que a corrente se encontra entre 20 A e 30 A (altas velocidades). Notar que o valor da corrente de pico nominal do motor é igual a: sqrt(2)*13=18,4 A).



Figura 10. Corrente absorvida pelo motor

A escolha da classe de isolamento do motor e a necessidade de inclusão de ventilação forçada deverão ser devidamente ponderadas. As solicitações mecânicas nas altas velocidades (nomeadamente, nos rolamentos) é outro fator a ser analisado.

Por outro lado, o motor é submetido a uma gama de potências bastante ampla. Torna-se importante caracterizar o rendimento da máquina em múltiplos regimes de funcionamento tanto em modo motor como em frenagem. Os mapas de eficiência são usualmente empregues com este fim.

Na Figura 11 está representado o mapa da máquina usada (modo motor – 1º quadrante), bem como os regimes de funcionamento impostos pelo ciclo de condução escolhido (vermelho). De referir que as perdas no ferro do motor foram aqui incluídas.



o motor funciona com rendimentos Neste caso. relativamente elevados, em guase todo o ciclo de condução. As zonas de rendimentos mais baixos situam-se nas baixas velocidades, com cargas baixas. Dependendo das características dos ciclos de condução e da razão de transmissão, 0 motor poderá funcionar preponderantemente em tais zonas. Nesses casos, com vista a melhorar o rendimento da máguina, duas opções poderão

-Optar por um sistema de transmissão com múltiplas razões;

 -Incluir algoritmos de otimização de fluxo, uma vez que a principal razão dos baixos rendimentos nas zonas referidas se deve ao valor demasiado elevado do fluxo magnético, face ao binário exigido [4].

IV. CONCLUSÕES

ser consideradas:

Neste artigo procurou-se incidir nos princípios de base do controlo vetorial por orientação do campo rotórico, aplicado aos motores de indução trifásicos. Os níveis de exigência dinâmica associados aos sistemas de tração dos veículos elétricos são muito elevados (e.g., funcionamento nos 4 quadrantes, múltiplos regimes de funcionamento com variações mais ou menos bruscas, rendimentos distintos).

Como tal, a opção por um MI3 (ou outras máquinas elétricas) só é viável através de sistemas de controlo capazes de dotarem as máquinas de comportamentos dinâmicos que estejam à altura de tais exigências – o controlo vetorial (Rotor FOC) é a opção mais usual, no caso das "drives" AC convencionais. Com base num modelo de simulação, apresentou-se um exemplo de aplicação num veículo elétrico, procurando também evidenciar algumas das condições de funcionamento da máquina elétrica, e respetivos impactos sobre a mesma. Por último, é de frisar o carácter introdutório com que se procuraram abordar estes assuntos; é essa a perspetiva com que se pretende que este artigo seja encarado.

Referências

- [1] Marques, Gil (1999). "Controlo de Motores Eléctricos", IST.
- [2] Krishnan, R. (2001). Electric Motor Drives Modeling, Analysis and Control (1 edition), Prentice Hall, ISBN 13: 978-0130910141.
- [3] Guzzella, L., & Amstutz, A. (2005), The QSS Toolbox Manual, Measurement and Control Laboratory –Swiss Federal Institute of Technology Zurich.
- [4] P. Melo, R. d. Castro, and R. E. Araújo, "Evaluation of an Energy Loss-Minimization Algorithm for EVs Based on Induction Motor", Induction Motors - Modelling and Control, Intech (2012)

MOTORES DE PROPULSÃO EM VEÍCULOS ELÉTRICOS: TIPOS, CARACTERÍSTICAS E PERSPETIVAS DE EVOLUÇÃO Edição n.º 24, 2.º Semestre de 2019

Resumo

Os sistemas de propulsão baseados em motores síncronos de ímanes permanentes (MSIP) e motores de indução (MI) têm sido as principais opções para veículos híbridos (VH) e elétricos (VE). As limitações das reservas e os elevados custos das terras-raras (constituinte essencial dos ímanes permanentes (IP)) têm motivado o interesse por motores sem IP ou com menores quantidades de terras-raras. Várias configurações têm vindo a ser desenvolvidas e/ou aperfeiçoadas, com vista a ultrapassar as limitações dos MI, sendo que a otimização do seu projeto também tem sido alvo de atenção. De modo não exaustivo, o objetivo deste artigo é incidir sobre os tipos de motores atualmente aplicados na propulsão elétrica. No final, apresenta-se uma breve referência às principais tecnologias emergentes.

1. Introdução

A dependência dos meios de transporte relativamente aos combustíveis fósseis, bem como o aumento dos impactos ambientais, tem promovido, um crescente investimento no desenvolvimento de alternativas mais eficientes e ecológicas. Atualmente, os VH (sistema de propulsão composto por um motor de combustão interna (MCI), auxiliado por motor elétrico) e os VE (sistema de propulsão composto por motor(es) elétrico(s)) são as principais alternativa aos veículos convencionais, baseados em MCI – sobretudo os primeiros [1], [2]. Os principais fabricantes de automóveis têm vindo a desenvolver um número crescente de modelos híbridos e, mais recentemente, puramente elétricos.

As características dos sistemas de propulsão dos VE dependem de múltiplos fatores, sendo de destacar as restrições impostas pela estrutura do veículo, tipos de fonte de energia (e.g., baterias, supercondensadores, células de combustível), características dos trajetos e requisitos do condutor. Os principais aspetos a considerar no dimensionamento de um sistema de propulsão elétrica são [3]:

- Tipo de motor, características do conversor de potência e método de controlo;
- Capacidades máximas de binário e velocidade, bem como dos níveis de tensão e corrente;
- Número de motores e tipos de transmissão de potência;
- Tipos de sistemas de armazenamento de energia e características (e.g., máxima energia, máxima potência instantânea);
- Sistema de carregamento e monitorização (e.g., Battery Management System).

Deste modo, os desafios colocados aos motores de propulsão dos VE são muito mais exigentes do que em aplicações industriais.

Até ao momento, os motores síncronos de ímanes permanentes (MSIP) e os motores de indução (MI) têm sido as escolhas dos principais fabricantes de VH e VE, com destaque para os primeiros (Tabela 1).

Tabela 1 – Motores de propulsão em VH e VE [3]

Make	Model	Traction Motor
Honda	EV Plus	DC Motor
Holden	Ecommodore	SRM
Nissan	Tino,Leaf,Altra	PMSM
Honda	Insight, Accord, Civic	PMSM
Toyota	Prius C & V	PMSM
Toyota	Highlander, Avalon	PMSM
Toyota	Camry	PMSM
Ford	Fusion SE Hybrid	PMSM
Ford	C Max Hybrid SEL	PMSM
Hyundai	Blueon	PMSM
Chevrolet	Volt & Energi	PMSM
Renault	Kangoo	IM
Chevrolet	Silverado	IM
Daimler Chrysler	Durango	IM
Tesla	Roadster	IM
Honda	Fit EV	IM
Toyota	Reva4	IM
REVA	NXR	IM
Ford	Focus Electric	IM
Ford	Transit Connect	IM
GM	EV1	IM
BMW	X5	IM

O preço e disponibilidade dos elementos de terras-raras, que compõem os ímanes permanentes (IP) com maiores densidades de energia, têm incentivado o desenvolvimento de máguinas sem aqueles componentes ou com IP sem terras-raras (e.g., Alnico e ferrites, que são materiais mais baratos). No entanto, a sua densidade de energia é substancialmente mais baixa do que a das terras-raras, o que coloca limitações à densidade de potência e rendimentos obtidos: a otimização do projeto dos motores é determinante na mitigação destas consequências, entre outras. Por outro lado, o desenvolvimento de novos materiais, arguiteturas de conversores de potência e sistemas de controlo tem estimulado o aparecimento de novas conceções de motores mais compactos (i.e., maiores densidades de potência e binário), com melhores rendimentos, mais robustas e tolerantes a falhas [3], [4].

Este artigo pretende incidir sobre as características gerais de diferentes tipos de motores para VE. Começa-se por abordar os MI e MSIP, seguindo-se outros motores com potencial para aplicações em VE e que se encontram em fases distintas de desenvolvimento. As características dos respetivos conversores e sistemas de controlo não serão aqui abordadas.

A estrutura do artigo é a seguinte: A secção 2 refere-se às características dos sistemas de propulsão dos VE, focando as exigências impostas aos motores. Na secção 3 são apresentadas as características, vantagens e desvantagens dos motores que integram os VH e VE comercializados atualmente, bem como de outros tipos de motores em fase avançada de desenvolvimento.

A secção 4 faz uma breve referência às tecnologias emergentes que têm vindo a captar maior atenção.

Finalmente, na secção 5 são apresentadas algumas conclusões.

2. Características de Desempenho dos VE

Os sistemas de propulsão dos VE caracterizam-se por disponibilizarem elevados binários na zona das baixas velocidades, com uma zona ampla de altas velocidades (funcionamento com potência constante).

A Figura 1 ilustra as características de um sistema de propulsão concreto.

Entre outros aspetos, os ciclos de condução e desempenhos pretendidos são fundamentais no dimensionamento e desempenho dos sistemas de propulsão: do binário máximo disponível (modo contínuo) dependerá o desempenho do veículo em subidas; em trajetos planos, a velocidade máxima atingida (modo contínuo) é determinada pela potência fixada para a gama de altas velocidades.



Figura 1 – Características dos sistemas de propulsão elétrica

ARTIGO

A capacidade de funcionamento em sobrecarga dos motores elétricos (característica a tracejado da Figura 1) é uma maisvalia muito relevante sobre os MCI [5]. Com efeito, há a considerar um acréscimo do binário e potência máximos desenvolvidos, ainda que por períodos limitados (tanto menores quanto maior a sobrecarga): Surgem vantagens tanto em modo motor (possibilidade de desenvolver elevados binários em toda a gama de velocidades ⇒ maiores acelerações, bem como picos de velocidade), como em modo frenagem (aumento da capacidade de frenagem com recuperação de energia).

É de realçar a extrema importância das características do inversor do motor, bem como das baterias do sistema de propulsão. Em termos práticos, o acréscimo do binário máximo está limitado pela corrente nominal do inversor; por outro lado, no aumento da potência máxima devem estar presentes as limitações próprias das fontes de energia do veículo [5].

As características da Figura 1 são fundamentais para o dimensionamento dos motores que integram os sistemas de propulsão dos VE [6]. De referir ainda que o valor da tensão na entrada do inversor e a sua regulação têm um impacto direto na extensão da zona das altas velocidades.

Em síntese, as principais características dos motores que integram os VE são [3], [6]:

• Elevadas densidades de potência e binário;

- Rendimentos elevados em todas a gamas de binário e velocidade;
- Ampla zona de funcionamento com potência constante;
- Binário de arranque elevado;
- Sistemas de controlo flexível;
- Elevada robustez e tolerância a falhas;
- Elevada capacidade de sobrecarga (os intervalos entre sobrecargas consecutivas podem ser curtos);
- Elevadas respostas dinâmicas;
- Limitação das componentes oscilatórias do binário, bem como dos níveis de ruído;
- Custo moderado.

É de realçar que estas características não dependem apenas do motor, mas também da sua integração com o conversor de potência e sistema de controlo que compõem a drive de propulsão.

Este aspeto é fundamental na eficácia dos sistemas de propulsão elétrica (dispositivos de armazenamento de energia, drive, transmissão mecânica e sistemas de controlo), o que coloca desafios muito exigentes à sua conceção.

3. Motores Elétricos para Propulsão

Na Figura 2 são indicados os tipos de motores elétricos com maior potencial para a propulsão elétrica, incluindo algumas configurações emergentes [7].



Figura 2 – Tipos de motores elétricos para propulsão

É evidente a eliminação dos comutadores mecânicos, anéis e escovas.

Os motores atualmente mais usados estão assinalados a vermelho e a azul as máquinas aplicadas residualmente. Os restantes são conceções em fase de desenvolvimento. Com exceção do motor síncrono de relutância, estes últimos são sumariamente referidos neste artigo.

3.1. Motor de Corrente Contínua (DC)

Historicamente, o início da tração elétrica esteve intimamente associado ao motor série DC. As principais razões prendem-se com a característica mecânica naturalmente adaptada às exigências dos sistemas de tração, bem como a simplicidade dos sistemas de controlo e sua (controlo independente do campo implementação magnético e do binário). São também de referir a utilização de outras variantes clássicas de motores DC: excitação independente e "shunt". No entanto, os motores de corrente contínua convencionais apresentam rendimentos relativamente baixos e baixas densidades de potência, para além de exigirem elevados níveis de manutenção (fiabilidade reduzida). Para tal, muito contribui a existência do sistema coletor/escovas, o qual impõe também limites na velocidade.

Em certos casos, são usados motores DC de ímanes permanentes (o enrolamento de excitação é substituído por ímanes permanentes). Embora apresentem melhores rendimentos, não eliminam os inconvenientes do comutador mecânico (coletor/escovas). Os motores DC continuam a ser uma opção em aplicações que requerem potências baixas. Aliada às excelentes respostas dinâmicas destas máquinas, os conversores de potência tendem a ser mais simples, com menores custos [8].

3.2. Motor de Indução Trifásico

São muito utilizados, atendendo à sua simplicidade construtiva e robustez, principalmente a variante em gaiola de esquilo (Figura 3).



Figura 3 – MI: a) aspeto geral; b) corte seccional

Tipicamente, a zona de funcionamento com potência constante corresponde a 4-5 vezes a velocidade nominal, o que é vantajoso no contexto dos VE [3]. Por outro lado, os rendimentos mais elevados estão associados a esta zona: nesta máquina, as perdas por efeito de Joule são as dominantes, pelo que a menor corrente de magnetização (zona de enfraquecimento de campo) contribui para a sua diminuição. O funcionamento com deslizamentos baixos em toda a gama de velocidades é fundamental, uma vez que as perdas por efeito de Joule no rotor dependem desse valor.

As principais desvantagens do MI são os baixos fator de potência e densidade de potência (em comparação com o MSIP); nas baixas velocidades, os rendimentos vêm diminuídos, sobretudo para cargas reduzidas. A dificuldade em dissipar as perdas no rotor limita a capacidade de sobrecarga do MI. Os sistemas de ventilação forçada mitigam este efeito, mas aumentam o volume e complexidade da máquina.

A tecnologia associada aos MI apresenta um nível de maturidade muito elevado, o que não significa que esteja esgotado o espaço para novos desenvolvimentos [6]. Fundamentalmente, a aplicação de novos materiais e melhorias no projeto, bem como a implementação de métodos de otimização das perdas, apresentam um potencial considerável de desenvolvimento [9].

Os sistemas baseados no controlo vetorial – controlo por orientação de campo – permitem dotar o MI de excelentes desempenhos dinâmicos, possibilitando o funcionamento nas duas zonas indicadas na Figura 1.

3.3. Motor Síncrono de Ímanes Permanentes

De modo distinto do MI (motor assíncrono), nestas máquinas a velocidade do rotor é igual à velocidade de sincronismo do campo girante Estatório (regime permanente). No rotor são colocados IP baseados em terras-raras (i.e., ligas compostas por neodímio (Nd), ferro (Fe) e boro (B)). Sendo ímanes com elevadas densidades de energia, obtêm-se máquinas mais compactas do que os MI, com melhores rendimentos e fator de potência. A ausência de enrolamentos rotóricos permite a eliminação (quase total) das perdas por efeito de Joule no rotor, o que contribui para os elevados rendimentos destas máquinas. Por outro lado, a refrigeração torna-se mais simples, uma vez que as perdas ocorrem sobretudo no estator. Atendendo às características dos ímanes, as perdas no ferro do estator podem atingir valores consideráveis [10]. Existem duas configurações distintas, tal como indicado na Figura 4:

- Ímanes montados na superfície do rotor (SR);
- Ímanes colocados no interior do rotor (IR).



Figura 4 – MSIP: exemplo de aspeto geral; variantes rotóricas: SR (a) e IR (b)

Em termos construtivos, há a salientar a maior vulnerabilidade às forças centrífugas dos ímanes na variante SR (particularmente crítico nas altas velocidades). No caso IR, é necessária a inclusão de barreiras de fluxo (Figura 4-b)), o que introduz uma maior complexidade e custo no seu fabrico [10]. As consequências mais importantes das diferenças entre estas duas variantes são:

- O circuito magnético IR apresenta características anisotrópicas (i.e., Ld≠Lq)⁽¹⁾ – anisotropia inversa (Ld<Lq)
 –, pois a permeabilidade magnética dos ímanes é aproximadamente igual à do ar;
- O binário desenvolvido na configuração IR tem duas componentes: uma resultante da interação do campo magnético fixo com o campo de reação do induzido; uma segunda componente devida ao binário de anisotropia.
 O binário resultante é mais elevado, pelo que esta configuração é mais utilizada em VH e VE.

O rendimento é elevado na gama das baixas velocidades. Para o motor atingir velocidades superiores à nominal é necessário que id (componente longitudinal da corrente do estator)⁽²⁾, alinhada com a direção do campo magnético indutor (IP), crie um campo magnético de reação que se oponha a este (zona de enfraquecimento de campo). Assim, quanto maior for a velocidade pretendida, maior será o valor de id; as perdas por efeito de Joule aumentam, o que leva à diminuição do rendimento. Importa ter presente que elevados valores de id podem ter um duplo efeito na desmagnetização dos ímanes, quer pela ação do campo criado, quer também pelo aumento da temperatura devido ao acréscimo das perdas Joule. Com efeito, as propriedades das terras-raras deterioram-se com temperaturas elevadas. Deste modo, a limitação do rendimento e o risco de desmagnetização dos IP limitam o funcionamento nas altas velocidades [11]. Em caso de falha na alimentação podem surgir sobretensões aos terminais da máquina; o seu valor depende da velocidade, pelo que na gama das altas velocidades a possibilidade de ocorrência destas falhas representa um sério risco para os ocupantes do veículo, bem como para os respetivos equipamentos [12]. Para além do maior custo, estas são as principais desvantagens dos motores com IPs.

 ⁽¹⁾ Ld e Lq são, respetivamente, os coeficientes de auto-indução longitudinal e transversal de um enrolamento de fase do estator.
 (2) De modo complementar, iq é a componente transversal da corrente do estator associada ao binário desenvolvido.

De modo semelhante aos MIs, as estratégias de controlo vetorial são normalmente aplicadas aos MSIPs, com base nos objetivos pretendidos (e.g., maximização do binário, rendimento, fator de potência, etc).

3.4. Motor "Brushless" DC

Do ponto de vista construtivo, os motores "brushless" DC (MBDC) têm uma estrutura semelhante aos motores DC convencionais, sem o enrolamento da armadura (rotor) e o sistema coletor/escovas. Os enrolamentos do estator são do tipo concentrado, alimentados por uma fonte exterior. No rotor são colocados ímanes permanentes, à semelhança dos motores anteriores (Figura 5).



Figura 5 – MBDC: a) aspeto geral; b) corte seccional

Há dois aspetos essenciais a referir [10]:

- O coletor/escovas é substituído por um sistema de comutação eletrónica: as correntes no estator são comutadas em função da posição do campo magnético rotórico. Normalmente, são utilizados sensores de efeito de Hall para este fim;
- Atendendo à configuração deste tipo de motores, a distribuição espacial do campo magnético do rotor no entreferro é, em cada instante, do tipo retangular (mais precisamente, trapezoidal).

As correntes nos enrolamentos estatóricos têm uma evolução temporal do tipo trapezoidal. Em comparação com distribuições de campos magnéticos e correntes sinusoidais, com os mesmos valores de pico (motores anteriores), os binários desenvolvidos são consideravelmente mais elevados, atendendo aos maiores valores eficazes; no entanto, a componente alternada é maior. Para além das vantagens comuns aos MSIPs – robustez, fiabilidade – há a salientar densidades de potência e rendimentos superiores [3]. As características referidas das correntes estatóricas, bem como a comutação eletrónica, implicam a inclusão de conversores de potência e sistemas de controlo dedicados. Estes últimos são bastante mais simples do que no caso dos MSIP [12]. Quanto às desvantagens, as mais relevantes são semelhantes às descritas na secção anterior.

3.5. Motor Síncrono de Relutância

Os motores síncronos de relutância (MSrel) procuram combinar as vantagens dos MSIP e MI: são máquinas robustas e sem IP, com rendimentos elevados, atendendo à (quase) ausência de perdas no rotor. O seu maior inconveniente é o baixo fator de potência [13].

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 6), que lhe conferem características anisotrópicas, isto é, propriedades magnéticas distintas segundo as direções radiais (d e q)⁽³⁾.



Figura 6 – MSrel: a) aspeto geral; b) corte seccional

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⁾ Ao contrário do MSIP, tem-se L_d>L_a

O baixo fator de potência implica valores relativamente elevados de potência reativa, associados ao funcionamento destas máquinas, tendo um impacto direto no tamanho do conversor de potência. O fator de potência pode ser melhorado aumentando a razão L_d/L_q : a forma, o posicionamento e número das barreiras de fluxo têm aqui um impacto determinante.

Com vista ao aumento do fator de potência e do rendimento, tem sido explorada a adição de IP no rotor (Figura 7).



Figura 7 – Corte seccional de rotor de MSrel com IP [13]

De notar que as quantidades de IP são muito menores, pelo que o fluxo magnético é bastante menor do que nos MSIP. Em consequência, os problemas associados à desmagnetização dos IP e funcionamento a altas velocidades são atenuados. Torna-se também viável a opção por materiais magnéticos sem terras-raras, como foi já referido. Para além da robustez, são máquinas com boa tolerância a falhas. Quanto aos sistemas de controlo, são muito semelhantes aos dos MSIP.

3.6. Motor de Relutância Comutado

A sua estrutura é equivalente à dos motores de passo de relutância variável, necessitando de um conversor e controlador dedicados.

O motor de relutância comutado (MRC) é uma máquina com dupla configuração polar (i.e., os circuitos magnéticos do estator e do rotor têm polos salientes – normalmente, o nº de polos do estator é maior do que o nº de polos do rotor). Os circuitos magnéticos do estator e do rotor são formados por empilhamentos de chapas ferromagnéticas, isoladas entre si. Os enrolamentos das fases do estator são do tipo concentrado, colocados em torno dos respetivos núcleos polares. No rotor não existem enrolamentos nem ímanes permanentes [14]. A Figura 8 ilustra alguns pormenores do estator e rotor de uma configuração real (a) e o respetivo corte seccional (b).



Figura 8– MRC [4 fases - 6 polos no estator e 4 no rotor (6/4)]: a) aspeto geral; b) corte seccional

As fases do estator são alimentadas com impulsos de corrente, em função da posição do rotor, pelo que é fundamental conhecer-se a sua posição instantânea. Apresentam uma construção simples, robusta e fiável, à semelhança dos MI. Têm boa tolerância a falhas, que aumenta com o nº de fases. São máquinas anisotrópicas, funcionamento cujo princípio de assenta no desenvolvimento de binários de relutância. Apresentam excelentes características para a tração - binários muito elevados nas baixas velocidades e zona de funcionamento com potência constante caracterizada por intervalos alargados de velocidades.

Os sistemas de controlo são bastante complexos, atendendo aos níveis de saturação que ocorrem no circuito magnético, particularmente, nas extremidades dos pólos do estator. O binário desenvolvido não é constante; existe uma componente alternada (ripple), principalmente nas velocidades baixas, que tende a diminuir com o número de fases do motor. Uma outra desvantagem é o ruído acústico. Aqui, as componentes mecânicas do motor têm também um papel importante na sua diminuição [14].

4. Configurações Emergentes de Motores para VE

Com vista ao aumento das densidades de potência e binário, bem como rendimentos e robustez elevados, diversas configurações de máquinas têm vindo a ser desenvolvidas, sendo de destacar as seguintes [15] (ver Figura 2):

- i. Motores com polos salientes no estator e rotor
 - Com IP (normalmente no estator):
 - Doubly-salient PM (DSPM);
 - Flux reversal PM (FRPM);
 - Flux switching PM (FSPM);
 - Flux-controllable PM (FCPM) inclui um enrolamento no estator, alimentado em DC, o que permite regular o fluxo magnético.
 - Sem IP (substituídos por enrolamentos DC):
 - Switched Reluctance Motor (SR) Motor de Relutância Comutado;
 - Doubly-salient DC (DSDC) neste caso, o estator possui dois enrolamentos (AC e DC);
 - Flux reversal DC (FRDC);
 - Flux switching DC (FSDC).
- ii. Motores Vernier:

O seu funcionamento assenta no efeito Vernier, com vista ao aumento do binário nas baixas velocidades, permitindo obter densidades de binário superiores à generalidade dos motores com IP. Finalmente, importa referir que as configurações referidas podem ser aplicadas a máquinas de fluxo radial (convencional), fluxo axial ou fluxo transversal, influenciando as densidades de potência obtidas.

5. Conclusões

A propulsão elétrica coloca níveis de exigência aos motores (elétricas, térmicas, mecânicas, ambientais, ...) muito acima das aplicações industriais. São de destacar elevadas densidades de potência e binário, zona ampla de funcionamento com potência constante, rendimentos elevados, robustez e tolerância a falhas, etc. A otimização do projeto das máquinas (elétrico, magnético e térmico), combinada com a arquitetura do conversor, métodos de controlo e tecnologias de fabrico, são determinantes para a melhoria contínua do desempenho das drives dos sistemas de propulsão elétrica.

Os MSIPs e os MIs têm sido as escolhas preferenciais, principalmente os primeiros. As elevadas densidades de potência e binário, com altos rendimentos, são as principais justificações. No entanto, o custo e disponibilidade dos elementos de terras-raras tem incentivado o interesse e desenvolvimento de motores elétricos sem IPs ou que não possuam terras raras.

Pela sua maturidade, o MI tem sido a principal alternativa comercial. Atendendo às suas limitações, o potencial de outras configurações (algumas recentes, outras nem tanto) está a ser explorado. São de destacar o motor síncrono de relutância, os motores com polos salientes no estator e rotor (e.g, MRC) e os motores Vernier.

Em termos gerais, este artigo procurou incidir, de modo não exaustivo, sobre os tipos de motores atualmente aplicados na propulsão elétrica (ou próximos disso), com uma breve referência às tecnologias emergentes mais promissoras.

Bibliografia

- D. Bucherl, R. Nuscheler, W. Meyer, and H.-G. Herzog, "Comparison of electrical machine types in hybrid drive trains: Induction machine vs. permanent magnet synchronous machine," in 2008 18th International Conference on Electrical Machines, 2008, pp. 1-6: IEEE.
- P. Miller, "xEV market trend and prospect," in 2012
 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2012, pp. 1095-1099: IEEE.
- [3] S. J. Rind, Y. Ren, Y. Hu, J. Wang, and L. Jiang, "Configurations and control of traction motors for electric vehicles: A review," Chinese Journal of Electrical Engineering, vol. 3, no. 3, pp. 1-17, 2017.
- [4] R. Poole, "Rare earth metals in short supply?," IET E&T, vol. 7, no. 4, 2012.
- [5] A. Vagati, G. Pellegrino, and P. Guglielmi, "Comparison between SPM and IPM motor drives for EV application," in The XIX International Conference on Electrical Machines-ICEM 2010, 2010, pp. 1-6: IEEE.
- [6] Y. A. Alamoudi, A. Ferrah, R. Panduranga, A. Althobaiti, and F. Mulolani, "State-of-the Art Electrical Machines for Modern Electric Vehicles," in 2019 Advances in Science and Engineering Technology International Conferences (ASET), 2019, pp. 1-8: IEEE.
- [7] K.-T. Chau, C. Jiang, W. Han, and C. H. Lee, "State-ofthe-art electromagnetics research in electric and hybrid vehicles," Progress in electromagnetics research, vol. 159, pp. 139-157, 2017.
- [8] P. Bhatt, H. Mehar, and M. Sahajwani, "Electrical Motors for Electric Vehicle–A Comparative Study," Available at SSRN 3364887, 2019.
- [9] A. M. Bazzi and P. T. Krein, "Comparative evaluation of machines for electric and hybrid vehicles based on dynamic operation and loss minimization," in 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2010, pp. 3345-3351: IEEE.

- [10] P. M. A. d. S. Melo, "Veículos eléctricos. Características e tipos de motores," Neutro à Terra, pp. 13-22, 2009.
- [11] F. Un-Noor, S. Padmanaban, L. Mihet-Popa, M. N. Mollah, and E. Hossain, "A comprehensive study of key electric vehicle (EV) components, technologies, challenges, impacts, and future direction of development," Energies, vol. 10, no. 8, p. 1217, 2017.
- G. Pellegrino, A. Vagati, B. Boazzo, and P. Guglielmi, "Comparison of induction and PM synchronous motor drives for EV application including design examples," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, no. 6, pp. 2322-2332, 2012.
- [13] 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.
- [14] P. Sousa Melo, "Características Básicas do Motor de Relutância Comutado," Neutro à Terra, 2018.
- [15] I. Boldea and L. Tutelea, Reluctance Electric Machines: Design and Control. CRC Press, 2018.

HUMOR ELETRO



pagina deixada intercionalmente embrancol

SIMULADOR DE CARREGAMENTO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS.

Edição n.º 22, 2.º Semestre de 2018

Resumo

Este artigo tem como objetivo analisar o comportamento dos utilizadores de veículos elétricos, e perceber qual o impacto que a variação dos preços da energia elétrica tem sobre os mesmos. Pretende-se entender se optar por tarifas dinâmicas possa ser compensatória em comparação com uma tarifa fixa constante.

Para atingir este objetivo foi desenvolvido uma ferramenta que simula viagens de veículos elétricos e o carregamento destes, considerando alguns comportamentos dos seus utilizadores. Os resultados demonstram que optar por uma tarifa dinâmica pode revelar-se compensatório para os utilizadores.

Palavras-Chave: Veículos Elétricos, Mobilidade Elétrica, Comportamentos de Carregamento, Simulador, Preços de Energia.

1. INTRODUÇÃO

A necessidade de reduzir as emissões de gases de efeito estufa é cada vez maior. O Acordo de Paris, anunciado em dezembro de 2015, visa limitar o aumento da temperatura média global a menos de 2° Celsius acima dos níveis préindustriais [1].

O setor dos transportes representa 23% das emissões de gases com efeito de estufa, sendo apenas superado pelas emissões de combustíveis fósseis (por exemplo, produção de energia) [2]. Isso revela que a eletrificação do transporte desempenha um papel significativo em tornar o planeta um lugar mais verde, reduzindo a dependência de combustíveis fósseis.

A utilização de veículos elétricos (VEs) não só apresenta potencial na alteração da mobilidade individual, bem como

na redução de emissões de poluentes que é considerada uma das principais causas da poluição do ar e responsável por graves problemas de saúde na população. No entanto, como as cargas carregadas crescentes serão, idealmente cobertas pela produção renovável para alcançar a descarbonização do setor de transporte, a introdução de preços dinâmicos da eletricidade poderia aumentar o risco de sobrecargas de subestações [3]. Na Europa, o crescimento do uso de VEs resultará numa procura extra de energia, com o seu consumo a aumentar de aproximadamente 0,03% em 2014 para 9,5% em 2050 [4].

Num modo geral, a população está habituada a lidar com as energias fósseis e com a facilidade que conseguem em encontrar uma estação de serviço que permite abastecer os seus veículos, rapidamente e sem constituir qualquer incómodo. Isto é, não existem preocupações no que respeita ao tempo de espera nem preocupações inerentes ao combustível necessário para chegar ao destino previsto. Perante um VE, é importante considerar estes fatores. Além disso, existem outros desafios como o aumento da procura de energia de pico se os eventos de carregamento ocorrerem no mesmo instante que os horários de pico [5].

A rede reage consoante o nível de cargas que nela ficam ligadas, e com um afluente crescido deste meio de transporte no futuro, torna-se necessário estudar como os impactos da energia extra podem ser mitigados. Entender o comportamento dos utilizadores dos veículos elétricos perante as mudanças na rede será uma peça fundamental.

Estudos recentes, sugerem que os preços dinâmicos da eletricidade podem propagar a procura e ajudar as operadoras a evitar investimentos dispendiosos em infraestruturas [6]. Contudo, a falta de variabilidade nos preços da eletricidade não permite que os estudos sejam, completamente realistas.

Nesse contexto, torna-se importante abordar a principal questão de investigação:

Poderão os utilizadores de Veículos Elétricos alterar os seus padrões de carregamento, como consequência da variação dos preços da eletricidade?

2. ESTADO DE ARTE

2.1. Mobilidade Elétrica

Em 2017 o número de VEs a circular nas estradas foi de cerca de 3.1 milhões, um aumento de 57% em relação a 2016 (conforme Figura 1). Este aumento foi semelhante ao registado entre 2015 e 2016, de 60% [7]. É possível ainda verificar que os veículos puramente elétricos (BEV), tiveram um crescimento maior que os veículos híbridos (PHEV), representando dois terços do total. A China é o país com a maior fatia, representando 40% do total. Com a popularidade dos VEs a aumentar, surge a necessidade de melhorar as infraestruturas de carregamento e oferecer modelos mais acessíveis. Apesar dos governos oferecerem incentivos para a adoção de VEs e continuarem a investir nas infraestruturas, os motivos que levam as populações a optar por este meio de transporte são cada vez mais evidentes: é a solução mais limpa que irá ajudar a sustentar um planeta habitável.

Isto reflete-se na satisfação dos utilizadores de VEs, em que 51% afirmam que o maior incentivo para a compra de um, é o facto de contribuírem para um futuro mais sustentável [8]. No geral, os resultados mostram que esta adoção não depende apenas de incentivos, mas também de existirem menos obstáculos para uma condução mais confortável.

Neste sentido, torna-se fundamental que o carregamento seja acessível. É importante existirem estações de carregamento nos centros comerciais, parques de estacionamento, no trabalho e em casa. Outro aspeto a considerar é o tipo de carregamento, uma vez que o tempo é, talvez, a variável que o consumidor mais valoriza.



Figura 1 - Número de VEs em várias regiões

A potência de carregamento elevada dos carregadores rápidos (Corrente Contínua maior que 40 kW), dificulta a sua implementação nas residências habitacionais, devido a questões técnicas, que apesar de serem concebíveis, ainda estão pouco desenvolvidas. Nesta perspetiva, a implementação de estações de carregamento (EC) rápido irá facilitar o utilizador, reduzindo os tempos de espera.

2.2. SmartCities

Espera-se que até 2050 exista um aumento de 68 % da população a residir nas áreas urbanas [9], o que representa cerca de 2500 milhões de pessoas. Estas alterações justificam uma melhor eficiência na utilização dos recursos disponíveis nas áreas urbanas.

Uma das componentes numa *SmartCity* é a *SmartGrid*, e a sua existência na cidade vai permitir uma dinâmica dos preços da eletricidade mais em tempo real, que significa uma utilização mais eficiente dos recursos da cidade.

2.3. Comportamentos de Carregamento

Entre 2011 e 2013 foram recolhidos dados sobre padrões de condução e carregamento de VEs, num estudo realizado na Europa[10]. Foram registados mais de 230,000 carregamentos. A média do estado da bateria (SoC) quando foram iniciados os carregamentos era de 60%, o que mostra que os utilizadores não deixam a bateria descarregar, ligando-se à rede sempre que têm oportunidade e não quando a bateria está baixa. Aliás, a percentagem média de utilizadores que iniciaram uma viagem ou um carregamento com um nível de SoC inferior a 20% é menor que 5%. Relativamente ao momento dos carregamentos, verifica-se que a maioria são realizados entre as 18:00h e 22:00h, o que corresponde às horas de ponta de energia.

Franke and Krems[11] analisaram o comportamento de carregamento dos utilizadores num estudo realizado na Alemanha. Eles concluíram que os níveis de autonomia afetam as decisões de carregamento. Também desenvolveram um modelo conceitual baseado em princípios de autorregulação e teoria de controlo onde é possível entender, um pouco melhor, o uso eficiente de recursos energéticos.

Este modelo, baseia-se na premissa de que sempre que os utilizadores interagirem com fontes de energia limitadas, estes, monitorizam e gerem, continuamente, a relação entre as suas necessidades de mobilidade e os seus recursos de mobilidade. Por exemplo, as necessidades de mobilidade dizem respeito à distância que separa um local de um destino e os recursos de mobilidade dizem respeito à autonomia restante.

Os utilizadores, geralmente, sentem a denominada *range anxiety* ou "stress de autonomia" que pode ser descrita como a discrepância experienciada entre os buffers de recurso de alcance disponíveis e preferenciais. Quanto maior a ansiedade, maior é a probabilidade de os utilizadores recorrerem a estratégias que possam lidar com esta situação, nomeadamente, conduzir de forma económica ou carregar o carro mais vezes.

Marmaras et al.[12] também consideraram dois perfis de comportamento para simulações: *unaware* e *aware*.

O *Unaware* tenta encontrar a melhor solução possível com acesso limitado às informações e com o mínimo de interação com o ambiente e outros utilizadores de VEs. Aqui, o nível de *range anxiety* é forte e este utilizador procura sempre carregar o veículo, mesmo quando não é necessário.

O Aware tem mais acesso a informação e interage com o seu ambiente e outros VEs de forma a encontrar a melhor solução possível. Este, tem um nível de range anxiety baixo, carregando o seu veículo só quando necessário.

Segundo os resultados desta investigação, o utilizador Unaware começa a carregar assim que chega a casa, entre as 17:30h e as 18:00h, enquanto que, o utilizador Aware espera pelas horas fora de ponta, entre as 22:00h e as 06:00h.

2.4. Ferramentas de Simulação

É possível verificar o resumo com as caraterísticas das ferramentas revistas na Tabela 1. O modelo proposto destaca-se em alguns aspetos que se podem observar.

3. SIMULADOR

Neste ponto são descritos os parâmetros e algoritmo do simulador. O programa permite simular viagens de veículos elétricos de uma forma simples. O simulador foi desenvolvido de raiz, utilizando o Rstudio [21], um software que desenvolve ferramentas gratuitas para R, uma linguagem de programação estatística *open-source*.

3.1. Parâmetros

Na Tabela 2 estão descritos os parâmetros globais do simulador.

Estes parâmetros significam que são aplicados a todos os perfis gerados, ou seja, que para qualquer momento da simulação são os mesmos. Estes são valores predefinidos, mas que podem ser alterados conforme as preferências.

Parâmetro	Descrição	Valor de
		exemplo
ncars	Número de veículos elétricos	1000
cdist	Distância compensatória entre	20%
	dois pontos	
sf	Fator de escala do mapa	5
hcpower	Potência do carregamento em	3.7 kW
	casa	
chargingeff	Eficiência do modo de	85%
	carregamento	

3.2. Algoritmo do Simulador

O simulador é constituído por duas partes principais: a geração de dados e a simulação das viagens dos carros.

São gerados dados relativamente aos perfis de cada utilizador, como as características do veículo (bateria, consumo, etc.), as viagens a realizar (localizações e tempos de saída) e, os parâmetros comportamentais.

Modelo/Simulador	Decisões de carregamento utilizando comportamentos de carregamento estudados	Preços Dinâmicos	Simulação/Análise de Viagens	Modelo/Análise de Estações de Carregamento	Impacto na rede elétrica
Modelo Proposto	Sim	Sim	Sim	Considera	Não
[13]	Não	Não	Sim	Não	Não
MATSim[14]	Não	Não	Não	Não	Não
SUMO [15]	Não	Não	Sim	Não	Não
[16]	Não	Não	Sim	Sim	Não
[17]	Não	Não	Não	Não	Sim
[18]	Não	Não	Não	Sim	Sim
EVeSSi[19]	Não	Não	Sim	Não	Sim
V2G-sim [20]	Não	Não	Não	Não	Sim

Tabela 1– Resumo das ferramentas estudadas

3.3. Geração de Dados

A geração da população é um processo iterativo em que cada uma das variáveis é gerada aleatoriamente a partir de uma amostra de valores com probabilidades individuais.

Inicialmente, é atribuída uma localização inicial a cada perfil, consoante as posições disponíveis no mapa da cidade. Esta localização será uma residência ou um ponto de saída/entrada na cidade, considerando utilizadores não habitantes da cidade. De seguida são gerados valores para o SoC inicial, o nível de carga preferido e o perfil de viagens. É também gerado o valor da capacidade da bateria que irá determinar o resto das características do veículo. Do mesmo modo é atribuído um valor para o peso da distância na decisão da escolha da estação de carregamento, que consoante esse valor, são depois atribuídos os restantes pesos. Os últimos conjuntos de dados a serem gerados são as viagens e tempos em que serão realizadas, assim como a sua importância. O algoritmo segue a seguinte estrutura:

FOR (each of the cars) DO Add an x coordinate to variable X (x equal to some of the IF correspondent existent x available on the map) THEN Add y coordinate to y variable END IF Generate initial SoC, available preference, battery capacity range and trip importance Random generate w1 IF (w1 equals to a specific value) THEN w2 = 1 - w1 - w3w3 = 1 - w1 - w2END IF IF (cars battery = value) THEN Attribute all data to this car model in the cars data frame END IF IF (i=0 to 5) THEN Number of trips = 2, 3, 4or 10-15 Generate trips importance locations for Generate the number of trips Generate work day times, night times and/or leisure times END IF END FOR

3.4. Simulação de Viagens

A simulação das viagens corre em períodos de 15 minutos, totalizando 96 (j=96) para um dia completo.

Toda a sua estrutura e modo de funcionamento está descrita através de um fluxograma, na Figura 2.

Cada veículo tem uma localização inicial e uma série de viagens a realizar durante o dia. Para cada viagem está associado um tempo de saída, o período j em que o utilizador irá realizar essa viagem. Quando isso acontece, é calculada a distância euclidiana – através de uma função incluída no software - entre a localização atual e a localização do próximo destino, com uma margem acrescida de 20%, uma vez que a distância calculada é em linha reta, multiplicado pelo fator de escala — sf. Sabendo a distância, determina-se o tempo de viagem consoante a velocidade média do veículo em questão.

Por exemplo, se a distância calculada for de 9000 m, e a velocidade média for de 35 km/h, o tempo de viagem será de 15 minutos e 26 segundo, o que é superior a um intervalo de tempo, e desta forma a viagem demorará 2 períodos. No entanto se a velocidade média for de 40 km/h, o tempo de viagem será de 13 minutos e 30 segundos, o que equivale a 1 período de tempo.

O tempo de viagem determina-se através da seguinte equação:

$$T = \frac{\frac{d}{Vm \times (1000/_{3600})}}{60}$$

onde:

d- Distância entre destinos

Vm- velocidade média do veículo

ARTIGO



3.5. Estações de Carregamento

Para simular o carregamento, foram considerados quatro estações de carregamento e utilizadores que possuam um carregador privativo em casa. Das estações, duas são de carregamento normal com potência de 7,2 kW e, outras duas de carregamento rápido (*fast charge*) com uma potência de 50 kW. Os carregadores domésticos têm uma potência de 3,7 kW.

A localização das estações não foi escolhida utilizando uma metodologia. A sua distribuição foi realizada de modo a abranger todos os pontos da cidade, com alguma aleatoriedade. Neste sentido, o objetivo passa sempre por perceber quais e como os variados fatores podem influenciar a escolha do local de carregamento e, de que forma os preços da energia influenciam os utilizadores dos VEs.

3.6. Decisões de Carregamento

Quando o utilizador decide ir carregar, tem de escolher um local (estação de carregamento ou casa). Para esta simulação foram consideradas 3 variáveis: distância, preço da energia e tempo de carregamento (*slow ou fast*). Depois de determinadas as pontuações de cada uma das variáveis, somam-se, e considerando as preferências de cada utilizador por uma ou outra destas variáveis, obtém-se a pontuação final (Equação 2). A estação de carregamento com maior pontuação é o escolhido para o utilizador ir carregar o seu veículo.

Pontuação Final = $Ds \times w_1 + Ps \times w_2 + Cts \times w_3$

Onde:

Ds- Pontuação da distância, de 0 a 100 Ps- Pontuação do preço, de 0 a 100 Cts- Pontuação do tempo de carregamento, de 0 a 100 W- Peso para cada uma das variáveis O processo de seleção do local preferido para carregar segue a estrutura descrita na Figura 3.



Figura 3 - Fluxograma da escolha da estação de carregamento

Inicialmente são calculadas as distâncias às estações de carregamento do tipo normal. Estes valores, em conjunto com o preço da energia (€/kWh) e o tempo de carregamento para o tempo que tem o utilizador dispõe, permitem obter uma pontuação final entre 0 e 100 para cada estação. Se o veículo permitir carregamento rápido, este processo é repetido para as estações de carregamento deste tipo. Finalmente, comparam-se as pontuações para as estações disponíveis e aquela que for a maior será o local escolhido.

Para determinar o tempo que cada utilizador pode atrasar uma viagem para carregar o seu veículo, ou até mesmo se a pode ou não descartar, foi criada uma variável que define a sua importância. Assim, foram designados 3 níveis diferentes de valor:

- Baixa importância esta viagem é descartada e o carro fica a carregar até à viagem seguinte;
- Média importância o utilizador atrasa a viagem, e todas as outras posteriores, até a um limite de tempo que varia consoante o tipo de utilizador;
- Alta importância o utilizador tem de realizar esta viagem, não podendo carregar, a não ser que o nível de carga de bateria atinja um nível crítico.

Para assegurar que cada utilizador tem sempre carga suficiente para realizar as viagens foi considerado um estado crítico do nível da bateria. Seguindo os resultados previamente revistos em [10], este valor é de 20%. Sempre que um utilizador atinja um nível inferior a este, independente da viagem que tenha que fazer deve ir carregar o seu veículo. Neste caso existem duas opções: ou encontra um local perto do seu local de trabalho (1º destino) e deixa lá o carro até à hora da próxima viagem, ou, caso contrário, procura o posto de carregamento mais perto de casa e deixa lá o carro durante a noite até à próxima viagem programada. Assume-se que o utilizar deixa o carro neste local e, hipoteticamente, faz o resto das suas viagens utilizando outro meio de transporte.

3.7. Preço da Energia

Uma das variáveis que o utilizador considera para decidir o local onde irá carregar o seu veículo é o preço da energia elétrica. Este preço difere entre o tipo de estação (*slow* ou *fast*) e as tarifas domésticas. Além disto, existem ainda duas situações onde os preços também são distintos: simulação com preços fixos ou simulação com preços variáveis (preços dinâmicos).

Nos preços fixos, o utilizador paga sempre o mesmo independentemente da altura em que vai carregar o veículo.

O preço da energia no carregamento rápido é superior ao normal, e a tarifa paga em casa foi definida para ser igual em todas as situações.

No caso dos preços dinâmicos, estes variam em intervalos de 15 minutos. Isto é conseguido utilizando um programa de operação e reconfiguração da rede de distribuição, que atualiza os LMPs consoante a procura de energia. Depois do simulador receber os LMPs, é calculado o preço de energia. Em primeiro lugar calcula-se um preço adicional (Equação 3), que varia de acordo com a potência contratada, seja ela para o carregamento normal ou para o carregamento rápido:

$$PA = \frac{\frac{0,397 \times Potência \ de \ Carregamento}{720}}{T_{XU}}$$

onde:

0,397- Custo do operador da estação de carregamento Potência de Carregamento- 7,2 kW para slow charge e 50 kW para *fast charge* TxU- Taxa de utilização da estação de carregamento

720- Número de horas média anual de ocupação

De seguida, calcula-se o preço final da energia para o consumidor (Equação 4). Este valor é a soma do LMP recebido, com a tarifa a aplicar para o período horário em questão e o preço adicional calculado anteriormente. A isto acrescenta-se uma taxa de 5%, a pagar ao proprietário da estação de carregamento, e o valor do IVA:

Preço Final = (LMP + Tarifa + PA) * 1,05 * IVA

onde:

LMP- Locational Marginal Prices recebidos a cada período pelo programa auxiliar

Tarifa-Tarifa da energia elétrica por período horário

4. ESTUDO DE CASOS

Para realizar os casos de estudo foi utilizado um modelo físico da *SmartCity*, GECAD-BISITE [22] como local.

A cidade é composta por 6 edifícios de escritórios, um hospital, um quartel de bombeiros, um centro comercial e 15 edifícios habitacionais, como se pode verificar nas Figura 4.

Assim





Fire Station

- 💷 Set of Houses (14)

Capacitor Banks

(w

Substation/Supplier

Electric vehicle

Parking Lot

(PV) Photovoltaic Field

Wind Farm

PLA



S/E

Figura 4 - Topologia da rede da cidade

A rede que alimenta toda a cidade é constituída por 13 barramentos, 4 dos quais alimentam as estações de carregamento existentes. As estações de carregamento normal (1 е 2), encontram-se junto ao edifício L19 e junto das residências, respetivamente. As estações de carregamento rápido estão situadas no edifício L24 e no L1 (centro comercial), respetivamente (Figura 5). A escala visível nesta figura é apenas utilizada como referência, uma vez que o fator de escala (sf) permite aumentar o tamanho da cidade, situação que se verifica nos casos de estudo deste capítulo, onde se utilizou um sf=5.



Figura 5 - Topologia da cidade

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

Foram realizadas simulações utilizando preços de energia fixos e variáveis. Para cada uma foram variadas as preferências do utilizador pelo preço, distância e tempo de carregamento.

Para que a comparação entre as simulações seja mais credível, as populações utilizadas são sempre as mesmas, alterando apenas os aspetos que diferenciem os casos de estudo. Valores como número e modelos dos veículos (Tabela 5), carga inicial da bateria, conjunto de viagens a realizar, tempos a que estas serão efetuadas e localização inicial são exatamente os mesmos em todas as simulações realizadas nos casos de estudo deste capítulo. Os casos de estudo que obtiveram maior preponderância têm uma população de 5000 VEs. No entanto, também foram realizadas simulações adicionais com populações de 2500 e 7000 VEs para melhor compreender a relevância do número de veículos.

4.1. Preços Fixos

Neste estudo de caso foram utilizados preços fixos para qualquer período do dia. As estações de carregamento normal praticam o mesmo preço entre elas, e o mesmo acontece para as estações de carregamento rápido as quais que têm um preço superior. O preço da energia doméstica é constante para todas as simulações. Para cada um dos casos de estudo utilizando preços fixos foram realizadas simulações com três cenários de preços, como se pode verificar na Tabela 6.

Tabela 3 - Preços fixos da energia

	Preço (€/kWh)			
Local	Cenário 1	Cenário 2	Cenário 3	
Estação de Carregamento 1	0,15	0,2	0,25	
Estação de Carregamento 2	0,15	0,2	0,25	
Estação de Carregamento 3	0,25	0,3	0,35	
Estação de Carregamento 4	0,25	0,3	0,35	
Casas	0,2094	0,2094	0,2094	

4.2. LMPs

As simulações utilizando preços variáveis foram conseguidas com recurso a um programa específico. Na metodologia proposta, os LMPs são definidos através de multiplicadores *Lagrangeanos* das restrições correspondentes (equilíbrio de potência) do problema de otimização que tem como objetivo minimizar os gastos com o operador do sistema. O problema de operação e reconfiguração da rede de distribuição num contexto de *smartgrids* com alta penetração de recursos de PD em relação aos aspetos de comportamento dos utilizadores de VEs e preço de carregamento de VE dinâmico considerando LMPs é classificado como problema com variáveis discretas e continuas (MINLP) devido às características de não-linearidade. Para resolver problemas complexos como este, a decomposição de *Benders* é uma técnica adequada.

4.3. Preços Fixos Vs. Preços Variáveis

O objetivo deste trabalho passa por perceber se os preços dinâmicos podem ser mais compensatórios para os utilizadores de VEs, em comparação com uma tarifa fixa. Nesta secção os resultados das simulações entre preços fixos e dinâmicos são comparados de forma a perceber quais as diferenças e se será benéfico optar por tarifas variáveis ou fixas.

Relativamente às simulações em que a população tem maioritariamente preferência pelo preço, foram registadas diferenças.

Numa análise de sensibilidade, observando a Figura 6, podese concluir que os utilizadores conseguem pagar menos em média pelo preço da energia – 0,19 €/kWh comparativamente a todas as simulações com preços fixos.

Além disso, o custo médio da energia é o mais baixo de todos os casos simulados – 10,43 €.



Figura 6 - Análise de sensibilidade para a preferência pelo preço

Quando os utilizadores optam por dar prioridade à proximidade da estação de carregamento, começa a ser compensatório optar por tarifas dinâmicas a partir de um

preço médio de 0,22 €/kWh (Figura 7). Nas simulações realizadas, apenas o primeiro cenário de preços obteve melhores resultados com preços fixos.



Figura 7 - Análise de sensibilidade para a preferência pela distância

Relativamente à análise de sensibilidade para a preferência pelo tempo de carregamento, não faz sentido realizá-la, uma vez que foram verificados preços irrealistas com os quais não seria de todo vantajoso optar pelas tarifas dinâmicas, como se pode observar na Tabela 4.

Período	Preço (€/kWh)			
(h)	EC 1	EC 2	EC 3	EC 4
18:30	0,0914	0,0677	0,1926	0,1937
18:45	0,1927	0,29	0,3721	0,375
19:00	0,3688	3,6962	0,4632	4,0335
19:15	12915,04	12915,01	12915,14	12915,14
19:30	0,3468	0,6179	4,0183	4,0526
19:45	0,2817	0,3983	0,3999	0,4041

Tabela 4 - Preços da energia elevados nos períodos de pico

5. CONCLUSÕES

Nas simulações realizadas com tarifas fixas, as diferenças mais visíveis entre os diferentes níveis de preços foram os encargos com a energia carregada, como seria esperado.

Quando a preferência dos utilizadores recai sobre o preço da energia, as estações de carregamento com os preços mais baixos, são as que tem uma maior aderência. Em contraste, quando a preferência recai sobre o tempo de carregamento, os utilizadores optam mais vezes pelas estações de carregamento rápido e, como consequência, existe uma maior procura da energia devido à elevada potência destas estações.

Os casos de estudo que envolveram os LMPs, permitindo obter preços de energia dinâmicos, mostraram resultados diferentes. Foi possível observar uma maior influência nas decisões de carregamento, comparativamente às tarifas fixas. As estações de carregamento normais, principalmente a EC 1 foram escolhidas com uma grande diferença das estações de carregamento rápido. O facto de estas últimas estarem um pouco mais afastadas dos destinos frequente dos utilizadores, também influenciou as decisões.

O caso de estudo em que o tempo de carregamento é prioritário mostrou ser o mais problemático, isto devido à elevada energia requisitada à rede.

Ao aderirem a estações de carregamento rápido, com potência elevada, os preços de energia retornados pelo modelo de operação de rede, foram demasiado elevados para serem considerados realistas. Houve um período em que o preço da energia atingiu os 1000 €/kWh, algo irrealista.

A rede ficou congestionada em demasia para o que são os seus limites. Isto pode demonstrar que a rede em questão não está preparada para enormes quantidades de energia a circular nas linhas e, ao mesmo tempo, realçar que a introdução de VEs nas estradas tem de ser estudado aprofundadamente, uma vez que o seu impacto nas redes é considerável.

De modo geral, a introdução de preços dinâmicos no mercado energético demonstra ser promissor no sentido de oferecer aos utilizadores de VEs mais opções no momento de decidir qual o local mais apropriado para carregar o VE.

Comparativamente com uma tarifa fixa, este estudo demonstra que os utilizadores conseguem reduzir a sua fatura ao existirem tarifas dinâmicas. No entanto também se verifica que os tempos de carregamento baixos, que é algo que os utilizadores poderão favorecer, especialmente considerando que é algo que estão habituados quando utilizam combustíveis fósseis, poderão causar problemas na rede de distribuição.

Referências

- UNFCCC. Conference of the Parties (COP), "Paris Climate Change Conference-November 2015, COP 21," 2015.
- [2] European Commission, "Greenhouse gas emission statistics - emission inventories - Statistics Explained."
 [Online]. Available: http://ec.europa.eu/eurostat/statisticsexplained/index.php/Greenhouse_gas_emission_statis tics_-_emission_inventories. [Accessed: 08-Mar-2018].
- [3] F. Salah, J. P. Ilg, C. M. Flath, H. Basse, and C. van Dinther, "Impact of electric vehicles on distribution substations: A Swiss case study," Appl. Energy, vol. 137, pp. 88–96, 2015.
- [4] European Environment Agency, "Electric vehicles and the energy sector - impacts on Europe's future emissions," Eea.Europa.Eu, pp. 1–5, 2016.
- [5] N. Daina, A. Sivakumar, and J. W. Polak, "Electric vehicle charging choices: Modelling and implications for smart charging services," Transp. Res. Part C Emerg. Technol., vol. 81, pp. 36–56, 2017.
- [6] C. Latinopoulos, A. Sivakumar, and J. W. Polak, "Response of electric vehicle drivers to dynamic pricing of parking and charging services: Risky choice in early reservations," Transp. Res. Part C Emerg. Technol., vol. 80, pp. 175–189, 2017.
- [7] "Global EV Outlook 2018," 2018.
- [8] EV-BOX, "Manifesto of Electric Mobility," 2017.
- [9] I. Pes, "2018 Re-imagining the Electric Grid."
- [10] C. Corchero, S. Gonz??lez-Villafranca, and M. Sanmart??, "European electric vehicle fleet: Driving and charging data analysis," 2014 IEEE Int. Electr. Veh. Conf. IEVC 2014, no. Figure 1, 2015.
- [11] T. Franke and J. F. Krems, "Understanding charging behaviour of electric vehicle users," Transp. Res. Part F Traffic Psychol. Behav., vol. 21, pp. 75–89, 2013.

- [12] C. Marmaras, E. Xydas, and L. Cipcigan, "Simulation of electric vehicle driver behaviour in road transport and electric power networks," Transp. Res. Part C Emerg. Technol., vol. 80, pp. 239–256, 2017.
- [13] J. Sewall, D. Wilkie, P. Merrell, and M. C. Lin, "Continuum traffic simulation," Comput. Graph. Forum, vol. 29, no. 2, pp. 439–448, 2010.
- [14] K. W. Axhausen, The Multi-Agent Transport Simulation MATSim. 2016.
- [15] D. Krajzewicz, J. Erdmann, M. Behrisch, and L. Bieker, "Recent Development and Applications of {SUMO -Simulation of Urban MObility}," Int. J. Adv. Syst. Meas., vol. 5, no. 3, pp. 128–138, 2012.
- [16] M. Strehler, S. Merting, and C. Schwan, "Energyefficient shortest routes for electric and hybrid vehicles," Transp. Res. Part B Methodol., vol. 103, pp. 111–135, 2017.
- [17] P. Demand, P. Production, E. Cost, and S. Platform, "SIMULATION PLATFORM FOR COORDINATED CHARGING OF ELECTRIC," pp. 8–11, 2015.
- [18] S. Bae and A. Kwasinski, "Spatial and Temporal Model of Electric Vehicle Charging Demand," vol. 3, no. 1, pp. 394–403, 2012.
- [19] J. Soares, B. Canizes, C. Lobo, Z. Vale, and H. Morais, "Electric vehicle scenario simulator tool for smart grid operators," Energies, vol. 5, no. 6, pp. 1881–1899, 2012.
- [20] "V2G-Sim." [Online]. Available: http://v2gsim.lbl.gov/.[Accessed: 01-Sep-2018].
- [21] RStudio, "Home RStudio," 2015. [Online]. Available: https://www.rstudio.com/. [Accessed: 01-Sep-2018].
- [22] B. Canizes, T. Pinto, J. Soares, Z. Vale, P. Chamoso, and D. Santos, "Smart City: A GECAD-BISITE Energy Management Case Study," vol. 641794, no. 641794, 2018, pp. 92–100.

pagina deixada intercionalmente embrancol
MÁQUINAS ELÉTRICAS DE CORRENTE CONTÍNUA.

REAÇÃO MAGNÉTICA DO INDUZIDO E COMUTAÇÃO.

Edição n.º 21, 1.º Semestre de 2018

1. Introdução

Na máquina elétrica de corrente contínua (máquina DC) vai manifestar-se a existência de dois campos magnéticos que vão compor-se entre si originando um campo resultante no entre ferro da máquina, cuja amplitude direção e sentido tem fortes consequências no funcionamento da máquina, particularmente no que diz respeito ao fenómeno da comutação da máquina de corrente contínua.

Estes campos magnéticos são devidos à excitação do circuito indutor e do circuito induzido da máquina. A excitação do circuito indutor e o respetivo campo magnético obtido, são uma condição fundamental para o funcionamento desta máquina elétrica. Quando não existe corrente no induzido (ou armadura) da máquina DC, o campo magnético na máquina são devidos apenas à excitação magnética do



circuito indutor principal da máquina, como se apresenta na Figura 1.

Este campo apresenta-se na máquina numa direção longitudinal ao entre ferro da máquina. É denominado campo indutor principal, ou campo longitudinal da máquina DC.



Figura 1. Campo indutor principal da máquina DC. Percurso das linhas de força do campo magnético

Na Figura 2 apresenta-se a variação deste campo ao longo do entre ferro da máquina.

Este campo é responsável pela manifestação da força eletromotriz em vazio da máquina DC.



Figura 2. Variação no entre ferro do campo indutor principal da máquina DC

Quando a máquina DC se encontra em carga, fluí corrente elétrica no circuito induzido da máquina. Esta corrente originará a excitação magnética do induzido, ou armadura, que se apresentará numa direção perpendicular ao campo indutor principal, que resulta na denominação de reação magnética do induzido ou reação transversal do induzido ou armadura.

A Figura 3 apresenta o campo magnético na máquina DC na hipotética situação de só existir corrente no induzido da máquina.

2. Campo de reação do induzido

Para fazer-se o estudo prático deste campo, admite-se que se faz passar através do induzido a corrente que lá passaria em carga sem que no entanto exista qualquer campo indutor. Deste modo o único campo a assinalar na máquina será o campo de reação do induzido, como se apresenta na Figura 3.



Figura 3. Campo magnético produzido pela reação do induzido na máquina DC

O campo do induzido cujas linhas de força têm o aspeto de feijões, tem, no entre ferro, valor nulo na linha dos pólos, como facilmente se conclui reparando que acima dessa linha o campo tem um dado sinal e abaixo um sinal contrário, como se pode ver na Figura 4. Verifica-se assim, que em metade do pólo o campo de reação do induzido reforça o campo indutor principal e, na outra metade, atenua o campo indutor principal.





Partindo do ponto dois da Figura 5, por exemplo, à medida que se aproxima da aresta da expansão polar cada vez será maior a densidade do fluxo, pois que agora cada vez serão em maior número os condutores cujas correntes originarão esse campo.



Figura 5. Campo reação do induzido da máquina DC. Percurso das linhas de força do campo magnético.

De dois até aresta tem-se então um aumento. A partir desta o campo volta a diminuir, pois que embora haja mais condutores em ação, agora as linhas de força são abrigadas a fechar-se, através de um maior entre ferro aumentando consequentemente a relutância e diminuindo a indução. Na linha neutra em vazio, agora já não se pode considerar um campo nulo, como no caso do campo indutor principal, pois não há inversão do sentido dos campos. A variação do campo de reação do induzido tem no entre ferro o aspeto do diagrama representado na Figura 6.



Figura 6. Variação no entre ferro do campo reação do induzido da máquina DC

3. Campo resultante

Considerando agora a presença simultânea dos dois campos magnéticos, vai haver uma nova distribuição das linhas de força, constituindo o campo magnético resultante, como se pode ver na Figura 7. Nas zonas entre 1 e 2, e entre 3 e 4 os dois campos têm o mesmo sinal e então o campo resultante aparecerá reforçado, enquanto que nas zonas 2-3 e 4-1, os campos opõem-se resultando um abaixamento do campo nestas regiões.

Com estas alterações a linha neutra (linha fronteira entre o campo que entra e o que sai do induzido) deixa a posição que tinha em vazio. Aparece uma nova linha neutra, a linha neutra em carga, que como se observa pela composição dos campos magnéticos, aparece deslocada da anterior no sentido do movimento do induzido (ver os novos zeros do campo resultante na Figura 8). Ao longo do entre ferro, o campo resultante obter-se-á, somando para cada abcissa o valor das ordenadas dos campos parciais. Na curva resultante, verifica-se o reforço do campo nas arestas de saída dos pólos e o enfraquecimento nas arestas de entrada dos pólos.



Figura 7. Campo resultante na máquina DC



Figura 8. Composição dos campos magnéticos e campo resultante na máquina DC

Se a máquina fosse um motor, como para o mesmo sentido de rotação as correntes no induzido teriam sentido oposto, o reforço dos campos dar-se-á nas arestas de entrada e o enfraquecimento nas arestas de saída.

O reforço dos campos, ao produzir maiores forças eletromotrizes, cria maior diferença de potencial entre secções e, consequentemente, entre lâminas do coletor. Isto pode causar o aparecimento de arcos elétricos entre lâminas, se o coletor não estiver em boas condições de funcionamento.

Representando por um vetor o campo indutor e por outro vetor o campo do induzido, verifica-se a perpendicularidade entre os dois. Tudo se passa como se surgissem dois novos pólos fictícios N' e S', que representam a reação do campo do induzido. Dada a posição perpendicular do campo de reação do induzido, resulta na denominação deste campo, campo de reação magnética do induzido ou reação transversal do induzido ou armadura.



Este campo terá um sentido de acordo com o movimento de rotação do induzido.

O campo resultante será a soma vetorial dos dois, aparecendo as linhas neutras perpendiculares aos respetivos vetores.

4. Influência da saturação magnética

Na curva das induções ao longo do entre ferro soma-se ordenada por ordenada as induções parciais dos campos indutor e induzido. Ora este processo nem sempre e lícito. Quando existem correntes no indutor e no induzido manifesta-se uma excitação indutora e uma excitação induzida e a excitação total será em cada ponto a soma algébrica das duas; porém, para se passar de excitação para indução, há que contar com a permeabilidade do material e esta pode não ser constante quando varia o valor da excitação H. Supor que o material da expansão polar tem uma curva de magnetização como se apresenta na Figura 9.

Seja a excitação indutora Hi e a excitação do induzido HI, a que correspondem separadamente as induções Bi e BI. Nas zonas em que os campos se somam (arestas de saída dos pólos) as excitações também se somam, sendo a excitação total Ht=Hi+HI. Porém, a esta excitação Ht corresponde uma indução Bt, bastante inferior ao valor da soma das duas induções parciais Bi+BI. Este facto verifica-se porque a excitação total Ht=Hi+HI é superior à de saturação e, como tal, vai apanhar a curva de magnetização ou ciclo histerético já na parte menos ascendente. Evidentemente que se não se atingir a curva da saturação, mantendo-se na zona linear, é perfeitamente lógico que se some os campos parciais para se obter o campo total.



Figura 9. Efeito da saturação devido ao campo de reação do induzido na máquina DC

Pode-se assim constatar que se for atingida a saturação nas zonas das arestas de saída dos pólos em que os campos se somam, aparecerá uma indução inferior à soma das parciais e na curva resultante haverá que registar um abaixamento do valor da indução máxima, com se pode ver na Figura 9. Assim, sem saturação, o fluxo de reação do induzido que se soma ao do indutor em metade do pólo vai subtrair-se na outra metade e o fluxo resultante será igual ao fluxo em vazio (apenas devido ao campo indutor). Se houver saturação isto já não é verdade e o que se subtrai é mais do que o que se soma, diminuindo o fluxo resultante.

A diminuição do fluxo provoca a diminuição da força eletromotriz gerada pela máquina, consequência importante de haver saturação no ferro das expansões polares ou dos dentes da armadura.

Em resumo, as principais consequências da reação magnética do induzido ou armadura, são:

- Distorção do campo magnético na máquina;
- Deslocamento da linha neutra da máquina;
- Abaixamento do valor da força eletromotriz, se houver saturação;
- Maior diferença de potencial entre lâminas do coletor, na zona de reforço dos campos magnéticos.

5. Modificação da posição das escovas

Até agora tem-se considerado as escovas a curto-circuitar as secções que estão a passar na linha neutra em vazio. Ao variar-se a posição das escovas, altera-se a distribuição das correntes no induzido e consequentemente o campo de reação do induzido.

Como exemplo, vai-se supor o induzido de um dínamo com as escovas na linha neutra em vazio, como se apresenta na Figura 10. Nela suprimem-se as ranhuras, considerando-se apenas um condutor a representar todos os condutores alojados na ranhura e colocam-se as escovas diretamente sobre os condutores a que realmente estão ligadas através do coletor.

Desloque-se as escovas de um certo ângulo no sentido do movimento. Houve uma alteração na distribuição das correntes segundo o novo esquema apresentado na Figura 10.



Figura 10. Modificação da posição das escovas na máquina DC

A direção do campo de reação do induzido, agora já não aparecerá segundo a perpendicular ao indutor, mas segundo uma linha, que é a nova linha das escovas. Querendo, podemos decompor este campo em dois. Um perpendicular ao indutor, a que se chama campo de reação transversal do induzido, e outro colinear com o indutor, que se chama campo de reação longitudinal do induzido. Será responsável pelo primeiro destes campos, os condutores marcados no setor a pontuado, e pelo segundo o dos setores a cheio. O diagrama vetorial será o da figura 11.



Figura 11. Diagrama fasorial

Se o deslocamento das escovas em vez de ser feito no sentido do movimento fosse no sentido contrário ao do movimento, os condutores dos setores a cheio apareciam percorridos por correntes de sentidos contrários aos do caso anterior e então o sentido do campo de reação longitudinal, em vez de ser de oposição ao do indutor, como se viu antes, aparecia a reforça-lo tal como mostra a figura acima apresentada.

Ao verificar-se que a deslocação das escovas no sentido contrário ao do movimento vai aumentar o valor do campo resultante pode pensar-se que essa é uma boa solução, porém, não é assim pois prejudicaria muito a comutação, ponto esse essencial ao bom funcionamento da máquina.

Se a máquina funcionar como motor, as correntes têm o sentido inverso para o mesmo sentido de rotação, logo as conclusões quanto à deslocação das escovas são inversas quanto à situação do funcionamento como dínamo.

Uma das formas de eliminar, ou pelo menos atenuar o efeito da reação magnética do induzido, é utilizar enrolamentos de compensação nas superfícies das massas polares. Este enrolamento é o prolongamento da bobinagem do induzido e, portanto, percorrido pela corrente que circula no induzido e que origina a respetiva reação magnética do mesmo. Este facto, permite que o enrolamento de compensação crie um campo de igual amplitude e com polaridade que permite anular o de reação magnética do induzido, como se pode ver na figura 12.



Figura 12. Utilização de enrolamentos de compensação nas superfícies das massas polares

6. Comutação

O fenómeno da comutação verifica-se quando uma secção passa duma via para a via seguinte e em que, portanto, o sinal da intensidade de corrente que a percorre se inverte. O estudo da comutação é dos mais complexos nas máquinas de corrente contínua e o cálculo duma máquina que apresente boa comutação é uma das preocupações dos construtores.

Considere-se um troço de enrolamento de um dínamo que inclua uma secção em comutação, como se apresenta na Figura 13.



Figura 13. Secção em comutação na máquina DC

Supõe-se que as várias secções figuradas, representam as sucessivas posições tomadas pela secção no seu movimento de rotação. Verifica-se que antes da comutação a secção é percorrida por uma corrente com um determinado sentido e após a comutação quando entra na outra via será percorrida por uma outra corrente igual e de sentido contrário. Enquanto se encontra curto-circuitada pela escova, na secção circula uma corrente i, variável entre o valor da corrente numa via e o valor da corrente na via seguinte, isto é, se fixarmos o primeiro dos sentidos como positivo será entre +I e –I.

Relativamente à corrente 21 colhida na escova a corrente i não influirá, pois que se vai somar dum lado e subtrair do outro. O estudo do modo como varia a corrente de circulação i, na secção em comutação, é fundamental para o estudo deste fenómeno da comutação.

7. Comutação ideal

Na comutação ideal (ou linear) a que corresponde o diagrama da Figura 14 admite-se uma variação uniforme da intensidade de corrente que percorre a secção desde +I a –I. Então, as ordenadas dessa reta indica-nos o valor da corrente i na secção em comutação.

Para cada instante t pode-se saber os valores das correntes convergentes para a escova, respetivamente I+i e I-i. Admitindo o induzido a girar com uma velocidade constante, as abcissas de cada ponto considerado serão proporcionais às superfícies de contacto escova-lâminas da secção em comutação.

Assim no instante t, σ 1 indicará a área de contacto da escova com a lâmina 1 e σ 2 a referida área de contacto com a lâmina 2. Como se vê pelo diagrama, quando a lâmina 2 larga a escova (instante T) já na secção em comutação a corrente atingiu o valor -l que vai ter quando pertencer à nova via. Tudo se passaria, assim, sem variações bruscas nem quaisquer outros problemas.



Figura 14. Comutação ideal na máquina DC

8. Comutação real

A comutação não se processa de forma linear e a prática mostra que o diagrama referente à variação da corrente i pode ter o aspeto do da Figura 15.



Figura 15. Comutação real na máquina DC

Na parte inicial a curva decresce mais lentamente, devido aos efeitos indutivos gerados na própria secção, para junto do final da comutação, abaixar rapidamente para o valor final -l. Muitas vezes este valor não é atingido no tempo T, isto é, até no instante em que a lâmina deixa a escova e então salta uma faísca entre ambos.

De facto se, quando a lâmina deixa a escova, a corrente na secção que estava em comutação ainda não atingiu o valor -l (corrente na nova via onde a secção entrou) vai haver um restabelecimento brusco. Como nessa altura a lâmina deixou de estar em contacto com a escova essa igualização só pode ser feita através do ar e saltará uma faísca. No diagrama, essa variação será representada como mostra o esquema da Figura 16. O aparecimento de faíscas no coletor é indicativo de má comutação. Provoca a deterioração do mesmo, devido à formação dos arcos elétricos.

De qualquer forma, o atraso que provoca o encurvamento final significa que a corrente que passa no contacto entre a escova e a lâmina que vai largar a escova (na figura a lâmina 2) é ainda muito intensa embora o contacto superficial já seja pequeno. Logo, grandes densidades de corrente e aquecimento elevado, que pode vir a danificar o coletor.



Figura 16. Comutação deficiente na máquina DC

9. Equação geral de Comutação

Para analisar convenientemente o fenómeno da comutação torna-se necessário encontrar uma equação matemática que traduza a variação da corrente i na secção em comutação. Para isso vai-se aplicar a 2ª lei de Kirchhoff à dita secção em comutação. Procura-se primeiro determinar com que forças eletromotrizes (f.e.m.) vai-se ter que contar. Como estas são originadas por campos magnéticos, vai-se considerar os existentes na máquina que são o campo indutor principal e o campo de reação do induzido. O campo de reação do induzido pode-se decompor em: Campo da própria secção em comutação, campo das outras secções em comutação e campo das secções não em comutação.

Analise-se agora quais destes campos originarão f.e.m. na secção em comutação que se está a estudar. Como se sabe, para que existam forças eletromotrizes (f.e.m.) é necessário que haja uma variação do campo no espaço ou no tempo. Relativamente ao campo indutor há na realidade um deslocamento da secção durante o tempo de comutação e se o campo não for nulo, na zona em que se encontram as escovas aparecerá uma f.e.m.. O campo da própria secção em comutação e criado pela corrente i que lá passa que, sendo variável, criará uma f.e.m. de auto-indução dada pela conhecida expressão:

$$-L\frac{di}{di}$$

O campo das secções não em comutação é afinal, aquele que foi considerado no estudo da reação do induzido e que na zona de comutação terá um certo valor, embora pequeno.

Como a corrente nas secções não em comutação é constante, a distância entre secções também é constante, só haverá f.e.m. por variar o meio devido à expansão polar. Porém, pelo que se disse, incluindo a pequena amplitude do campo, esta f.e.m. é de desprezar.

As outras secções em comutação sendo percorridas por correntes variáveis influenciarão a secção em estudo dum modo distinto, conforme se encontrem mais ou menos perto da secção em estudo que se encontra na comutação.

No caso do enrolamento ser diametral haverá nas mesmas ranhuras onde se encontram os lados da secção em estudo, lados de outras secções em comutação.

Consequentemente haverá uma forte influência mútua pelo facto dos referidos condutores se encontrarem muito próximos, podendo-se assim simplificar admitindo que o coeficiente de indução mútua é igual ao próprio coeficiente de autoindução, M=L.

Esta simplificação equivale a supor os lados coincidentes e então a f.e.m. de autoindução será:

$$-L\frac{di}{dt} - M\frac{di}{dt} \cong -2L\frac{di}{dt}$$

Para se determinar a equação de *Kirchhoff* é necessário saber quais as quedas de tensão pois já se conhecem as f.e.m..

Considere-se, então, uma secção em comutação, apresentada na Figura 17 em que:



- R resistência da secção em comutação;
- rc resistência de cada uma das pontas da secção às lâminas do coletor
- u11 tensão de contacto entre a lâmina 1 e a escova;
- u12 tensão de contacto entre a lâmina 2 e a escova.

Figura 17. Secção em comutação na máquina DC

Assim, representando-se por ε o valor da f.e.m. criada pelo campo indutor principal e pelo campo das outras secções não em comutação (à soma dos dois chama-se campo de comutação), aparecerá a equação geral da comutação:

$$\varepsilon - L\frac{di}{dt} - M\frac{di}{dt} = Ri + 2r_ci + u_{11} - u_{12}$$

A integração desta equação diferencial é muito difícil porque se desconhece como variam as quedas de tensão u11 e u12 em função da corrente.

A sua integração tem sido feita admitindo hipóteses simplificativas.

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

10. Tensão de reactância

A Tensão de Reactância é um valor relacionado com as f.e.ms. de autoindução e de indução mútua geradas na secção em comutação e que permite avaliar a qualidade da comutação, pois como se viu são as f.e.m. mais perturbadoras da comutação.

Admitindo, que as escovas se encontram na linha neutra em carga o campo de comutação praticamente não terá influência, isto é, 2 =0. Ficará apenas a f. e.m.:

$$-2L\frac{di}{dt}$$

Então, admitindo que 🛛 é nulo, que Rt é a resistência total da secção em comutação, que as densidades de corrente nas lâminas 1 e 2 são iguais Þ u11 = u12 e que L = M, a equação geral de comutação é equivalente a:

$$-2L\frac{di}{dt} = R_t i \rightarrow 2L\frac{di}{dt} + R_t i = 0$$

Atendendo ao valor da corrente na secção no início da comutação (i(0)=I), a solução da equação é a seguinte:

$$i(t) = Ie^{-(R_t/2L)t}$$

sendo T a duração da comutação, tem-se:

$$i(T) = Ie^{-(R_t/2L)T}$$

A existência da f.e.m. de autoindução e de indução mútua na secção em comutação tem como consequência um valor de corrente na secção diferente de –I quando a secção abandona o contacto com a escova. Quanto maior for esta diferença, mais intensas são as consequências nefastas sobre as lâminas do coletor (arcos elétricos mais intensos), logo maior o desgaste provocado no colector.

A solução para este problema passa pelo desenvolvimento na secção em comutação de uma f.e.m. de origem exterior (ϵ), que permita uma comutação aproximadamente linear como se apresenta na Figura 18.



Figura 18. Comutação linear na máquina DC

A equação geral associada à secção em comutação será agora traduzida por:

$$\varepsilon - 2L\frac{di}{dt} = R_t i$$

Da Figura 18 pode-se obter a equação da respetiva função linear afim, e a respetiva derivada.

$$i(t) = -\frac{2I}{T}t + I \qquad \qquad \frac{di}{dt} = -\frac{2I}{T}$$

Substituindo estes valores na equação geral associada à secção em comutação obtém-se:

$$\varepsilon - 4L\frac{I}{T} = R_t \left(-\frac{2I}{T}t + I\right)$$

Chama-se Tensão de Reactância ao valor médio da f.e.m. induzida na secção em comutação por efeito da reação do induzido, e será igual:

$$E_r \Longrightarrow \varepsilon = 4L\frac{I}{T}$$

Foram determinados valores práticos que permitem, pelo conhecimento da tensão de reactância, saber se uma certa comutação é boa ou má. Quando a máquina não apresenta modificações especiais com vista a melhorar a comutação diz-se que tem uma Comutação Natural. Se a máquina possui dispositivos especiais para melhorar a comutação diz-se então que tem uma Comutação Artificial. Os valores práticos referidos dão as seguintes indicações:

- Er < 0,5 V → Comutação Natural: máquinas sem dispositivos especiais para criação de f.e.m. exterior;
- 0,5 < Er < 1 V → Comutação natural razoável, necessário algum cuidado com a escolha das escovas;
- $Er > 1 V \rightarrow Comutação Artificial.$

11. Processos para melhorar a comutação natural

Emprego de escovas apropriadas

Já se referiu, a tensão de contacto escova-coletor era, como não podia deixar de ser, ponto fundamental no fenómeno da comutação. Verifica-se na prática que a substituição dumas escovas por outras de maior resistividade consegue, em muitos casos, melhorar suficientemente a comutação . Tal acão poderá explicar-se, sucintamente, pelo aumento da influência da resistência (fundamentalmente ter elevada resistência transversal), relativamente à influência da autoindução, no circuito da secção em comutação, isto é, o circuito fica menos indutivo. De qualquer forma, no caso de se detetar uma má comutação é sempre aconselhável verificar se as escovas em uso são as aconselhadas pelo fabricante da máquina, pois a má comutação pode ser o resultado de a máquina não estar a funcionar com as escovas apropriadas.

Diminuição do valor da autoindução da secção em comutação

Este processo, só possível na fase de projeto das máquinas, consiste em procurar diminuir o valor da autoindução L.

Da expressão:

$$L = \frac{N^2}{R}$$

r

se conclui que dois caminhos se podem seguir: ou aumentar a relutância do circuito magnético da secção, ou diminuir o número de espiras. O aumento da relutância é um processo viável dentro de certos limites pois não pode ser feito de modo a aumentar a relutância do circuito magnético do fluxo indutor o que iria diminuir o valor do fluxo e, portanto, da f.e.m. Adiante, ver-se-á a importância que a forma das ranhuras adquire, relativamente a esta questão. A diminuição do número de espiras, é muito mais eficiente, pois N aparece ao quadrado. Se pretender-se do dínamo uma determinada tensão tem-se que manter um certo número de condutores ativos e, consequentemente, a diminuição do número de espiras por secção levará à necessidade de aumentar o número de secções. Este facto, irá tornar a máquina mais dispendiosa, por ter de se construir um maior número de secções e de lâminas no coletor.

Utilização de enrolamentos em corda diminui a tensão de reactância: L+M < 2L

Com o enrolamento em corda, isto é, encurtado ou alongado, os lados das secções em comutação não ficarão na mesma ranhura, e o coeficiente de indução mútua será nitidamente inferior ao de autoindução, isto é, L+M < 2L o que vai fazer diminuir a Tensão de Reactância.

12. Comutação artificial

Calagem das escovas

Um dos processos de realizar uma melhoria na comutação consiste em deslocar as escovas de um certo ângulo (ângulo de calagem) no sentido do próprio movimento para que a f.e.m. desenvolvida na secção em comutação e devida ao campo de comutação (ε) se vá opor ao de autoindução com um valor suficiente para que sejam anuladas os seus efeitos (ver equação geral da comutação). Como se pode ver raciocinando com o sentido dos fluxos esse deslocamento nos dínamos deverá ser feito no sentido do próprio movimento do induzido pois tem-se de procurar a posição em que os campos indutor e reação do induzido se oponham. Uma dificuldade surge pelo facto do campo indutor variar bruscamente, quando se aproxima a aresta de entrada dos pólos. Daí a enorme dificuldade em regular a posição das escovas, pois se avançar mais que o devido o efeito seria contraproducente. Por outro lado, cada vez que variar a carga da máquina varia o valor do campo de reação do induzido e, portanto, devia modificar-se a calagem das escovas.

Quando anteriormente se apresentou a reação do induzido devido ao deslocamento das escovas referiu-se que aparecia uma reação transversal e outra longitudinal, e que no caso do deslocamento se fazer no sentido contrário ao do movimento, o efeito da reação longitudinal é reforçar o campo indutor. Disse-se também que este efeito à primeira vista benéfico, não se podia aproveitar por prejudicar a comutação. Verifica-se agora que de facto assim é, pois o deslocamento das escovas no sentido contrário ao do movimento, vai criar uma f.e.m. na secção em comutação que se irá somar à de autoindução em vez de a ir compensar como se desejaria. Claro está que, para motores, as deslocações das escovas terão sentidos inversos aos considerados para os dínamos.

Pólos auxiliares de comutação

No caso anterior fazia-se a calagem das escovas para procurar um fluxo que gerasse na secção em comutação uma f.e.m. de oposição à de autoindução. Com os pólos auxiliares de comutação não é necessário deslocar as escovas pois que esses pólos são colocados na própria zona de comutação e fornecerão o fluxo necessário para a desejada compensação.

Estes pólos auxiliares, de menor volume, são colocados entre os pólos principais e, como é óbvio, a sua polaridade será tal que o campo por eles criado, se oponha ao campo de reação do induzido na zona de comutação.



Figura 19. Pólos auxiliares de comutação na máquina DC

O fluxo destes pólos é criado por uma corrente que é função da própria corrente de carga da máquina o que permite manter a compensação mesmo com variações de carga. Por outro lado, o sistema além de ser independente do sentido de rotação, também permite que a máquina funcione quer como dínamo quer como motor sem qualquer modificação, pois nos motores, como se sabe, para um mesmo sentido de rotação a corrente no induzido tem o sentido contrário da que aparece nos dínamos. Como o fluxo dos pólos de comutação é criado por essa mesma corrente, havendo inversão na reação do induzido também haverá neste fluxo, como se pode ver na Figura 18.

Influência da largura das escovas

Tem-se até agora raciocinado supondo as escovas com uma largura mínima. Analise-se agora as consequências na comutação se aumentar a largura das escovas. Se assim acontecer, entram em comutação várias secções ao mesmo tempo, aumenta a autoindução e a indução mútua, e pode parecer que aumenta a tensão de reactância. Acontece, porém, que pelo facto da escova ser mais larga também será maior o tempo de comutação, que começa quando a lâmina entra em contacto com a escova e só acaba quando termina esse contacto. Como aumenta o numerador e o denominador a tensão de reactância Er permanecerá sensivelmente constante. Por outro lado o aumento da largura das escovas, trás o benefício da diminuição da densidade de corrente no contacto escova-coletor pelo aumento da superfície de contacto.

O aumento da largura das escovas, terá, porém, um limite pois que não se pode conceber que estejam em comutação condutores diretamente influenciados e destinados à criação de f.e.m., isto é, a largura das escovas é limitada pelo espaço entre as expansões polares, isto é, pela zona neutra, ou quase neutra.

Referências bibliográficas

- Beleza Carvalho, J. A., Máquinas Elétricas de Corrente Contínua. Apontamentos da disciplina de Máquinas Elétricas I. ISEP, Porto, março de 2014.
- Sen, P.C., Principles of Electric Machines and Power Electronics. Editor: John Wiley & Sons.
- Fitgerald, A.E., Charles Kingsley. Electric Machinery.
 Editor: McGraw Hill.
- Carlos Ferreira, Máquinas Elétricas de Corrente Contínua.
 Apontamentos das disciplinas de Máquinas Elétricas.
 Edição: ISEP.
- M. Kostenko e L. Piotrovski, Máquinas Eléctricas volumes
 I e II. Editor: Lopes da Silva Editora



Figura 20. Comutação artificial através de pólos auxiliares na máquina DC

pagina deixada intercionalmente embrancol

LISTA DE AUTORES:

Aldo dos Anjos Faria Pestana Trindade

EFACEC

aldopestanatrindade@gmail.com

Alexandre Miguel Marques da Silveira

Professor Adjunto, Instituto Superior de Engenharia do Porto asi@isep.ipp.pt

António Carvalho de Andrade

Professor Adjunto, Instituto Superior de Engenharia do Porto ata@isep.ipp.pt

António Quadros Flores

Professor Adjunto, Instituto Superior de Engenharia do Porto aqf@isep.ipp.pt

José António Beleza Carvalho

Professor Coordenador, Instituto Superior de Engenharia do Porto

jbc@isep.ipp.pt

Manuel Bolotinha

Engenheiro Eletrotécnico manuelbolotinha@gmail.com

Pedro Miguel Azevedo de Sousa Melo

Assistente de 2.º Triénio, Instituto Superior de Engenharia do Porto pma@isep.ipp.pt



