



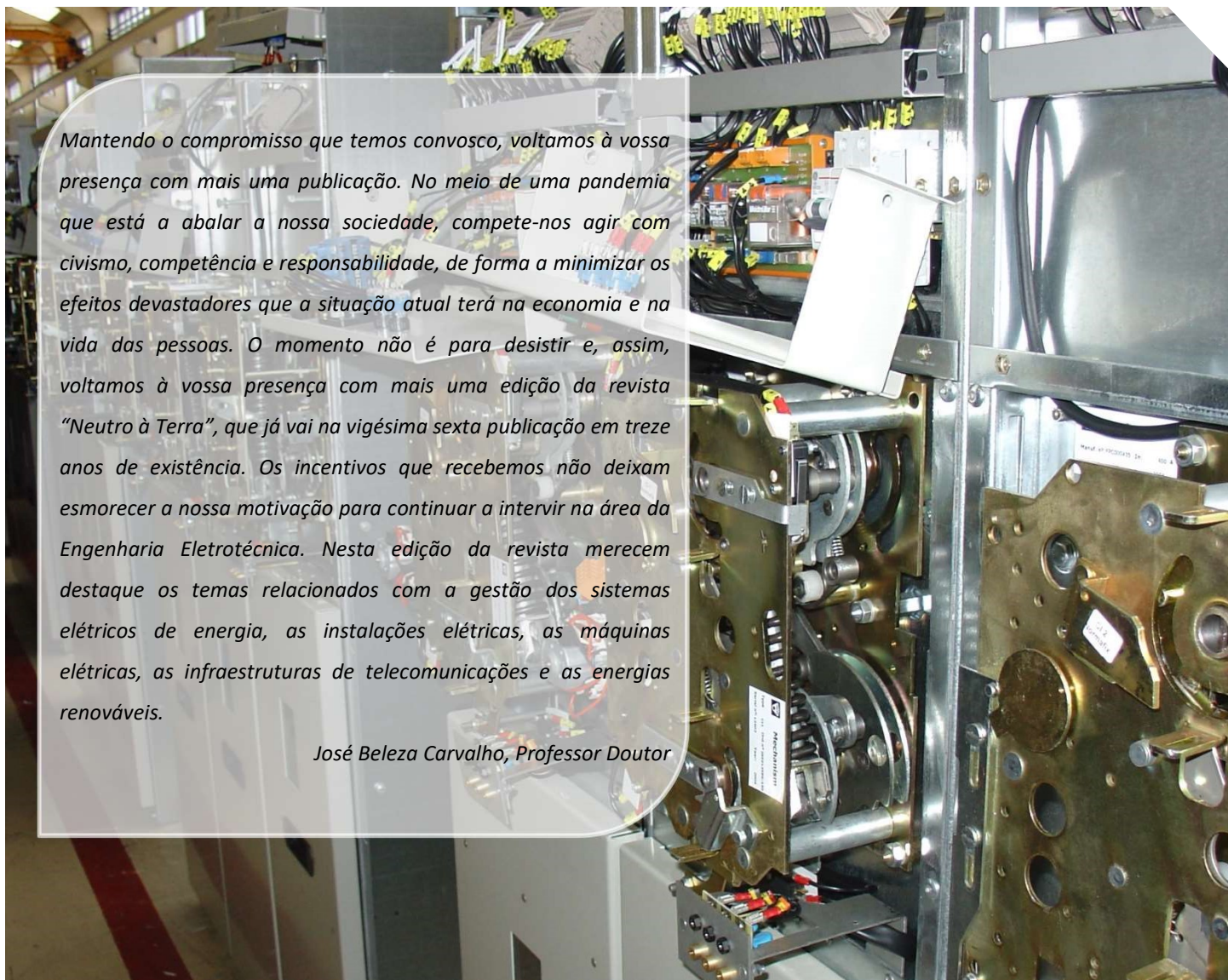
NEUTRO À TERRA

Revista Técnico-Científica

<http://www.neutroaterra.blogspot.com>

Mantendo o compromisso que temos convosco, voltamos à vossa presença com mais uma publicação. No meio de uma pandemia que está a abalar a nossa sociedade, compete-nos agir com civismo, competência e responsabilidade, de forma a minimizar os efeitos devastadores que a situação atual terá na economia e na vida das pessoas. O momento não é para desistir e, assim, voltamos à vossa presença com mais uma edição da revista "Neutro à Terra", que já vai na vigésima sexta publicação em treze anos de existência. Os incentivos que recebemos não deixam esmorecer a nossa motivação para continuar a intervir na área da Engenharia Eletrotécnica. Nesta edição da revista merecem destaque os temas relacionados com a gestão dos sistemas elétricos de energia, as instalações elétricas, as máquinas elétricas, as infraestruturas de telecomunicações e as energias renováveis.

José Beleza Carvalho, Professor Doutor



Máquinas e Veículos Elétricos



Produção, Transporte e Distribuição Energia



Instalações Elétricas



Telecomunicações



Segurança



Gestão de Energia e Eficiência Energética



Automação, Gestão Técnica e Domótica

ÍNDICE

- Editorial	3
- Estimação de Estado nos Sistemas Eléctricos de Energia José António Beleza Carvalho	5
- A review on aggregation approaches of distributed energy resources Inês Vieira Tavares	15
- Motores de Indução Monofásicos Alexandre Miguel Marques Da Silveira	25
- Correntes de Curto-Circuito em Sistemas Trifásicos. Cálculo de correntes de acordo com a norma CEI 60909 Filipe Miguel Tavares de Azevedo	41
- ITUR 3 – Infraestruturas de Telecomunicações em Loteamentos, Urbanizações e Conjuntos de Edifícios Sérgio Filipe Carvalho Ramos	55
- Smart Living ABB – Smart Home Solutions ABB-free@home® Paulo Alexandre Caldeira Branco	59
- Autores	63

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 Eléctricas Departamento de Engenharia Electrotécnica Instituto Superior de Engenharia do Porto
CONTATOS:	jbc@isep.ipp.pt ; aag@isep.ipp.pt

Estimados leitores

Mantendo o compromisso que temos convosco, voltamos à vossa presença com mais uma publicação. No meio de uma pandemia que está a abalar a nossa sociedade, compete-nos agir com civismo, competência e responsabilidade, de forma a minimizar os efeitos devastadores que a situação atual terá na economia e na vida das pessoas. O momento não é para desistir e, assim, voltamos à vossa presença com mais uma edição da revista “Neutro à Terra”, que já vai na vigésima sexta publicação em treze anos de existência. Os incentivos que recebemos não deixam esmorecer a nossa motivação para continuar a intervir na área da Engenharia Eletrotécnica. Nesta edição da revista merecem destaque os temas relacionados com a gestão dos sistemas elétricos de energia, as instalações elétricas, as máquinas elétricas, as infraestruturas de telecomunicações e as energias renováveis.

Nos Sistemas Elétricos de Energia (SEE), as tensões, as correntes e o trânsito de energia em todas as linhas do sistema de transmissão estão continuamente a ser monitorizadas pelos operadores do sistema. Estes dados são usados em modelos do sistema elétrico que incluem as linhas, transformadores, geradores e cargas. Estes modelos são conhecidos como estimadores de estado, e os seus resultados são o estado estimado do sistema. O Estado de um sistema elétrico de energia é uma “amostragem” das tensões e correntes do sistema, que, de uma só vez, os operadores usam para avaliar a condição do sistema e, se necessário, tomarem ações e intervir no seu funcionamento. Nesta edição da revista apresenta-se um artigo que aborda o problema da estimação de estado dos SEE, uma das mais importantes ações de gestão, monitorização e condução em segurança, efetuada nos centros de controlo dos atuais SEE.

O aumento crescente da penetração nas redes de energia elétrica com origem em produção distribuída de natureza renovável, principalmente fotovoltaica e, a existência de um novo tipo de carga relacionada com os veículos elétricos, leva a que os atuais SEE tenham que sofrer algumas alterações de forma a serem mais flexíveis, sustentáveis e económicos. Surgem novas entidades, como agregadores, que atuam como mediadores entre os consumidores finais e os operadores das redes, de forma a facilitar a gestão e o controlo do sistema elétrico de energia. Nesta edição da revista publica-se um interessante artigo em Inglês, que faz uma revisão das diferentes abordagens de agregação que podem ser aplicadas para a integração de produção distribuída nos sistemas elétricos de energia. O artigo analisa também a função dos agregadores de produção distribuída, agregadores de carga e agregadores de armazenamento de energia.

No âmbito das instalações elétricas, publica-se nesta edição da revista um importante artigo técnico que faz uma análise geral sobre os procedimentos do cálculo da corrente de curto-circuito de acordo com a norma CEI 60909-3. Esta parte da norma debruça-se sobre o cálculo de correntes de curto-circuito no caso de curto-circuitos equilibrados e desequilibrados. Neste artigo, são também analisados os defeitos monofásicos com contato à terra que são alvo de estudo na norma CEI 60909-3.

Nesta edição da revista “Neutro-à-Terra” pode-se ainda encontrar outros assuntos reconhecidamente importantes e atuais, como, no âmbito das máquinas elétricas, um artigo bem desenvolvido sobre os Motores de Indução Monofásicos, um interessante artigo no âmbito das infraestruturas de telecomunicações, que analisa as principais alterações e as novas abordagens introduzidas pela nova edição do Manual ITUR3 e, da responsabilidade da ABB, um interessante artigo sobre soluções de Domótica para edifícios “inteligentes”.

Fazendo votos que esta edição da revista “Neutro à Terra” satisfaça as habituais expectativas dos nossos estimados leitores, apresento os meus cordiais cumprimentos.

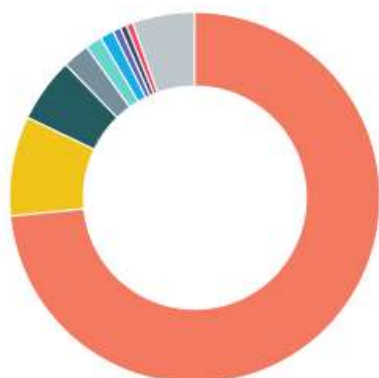
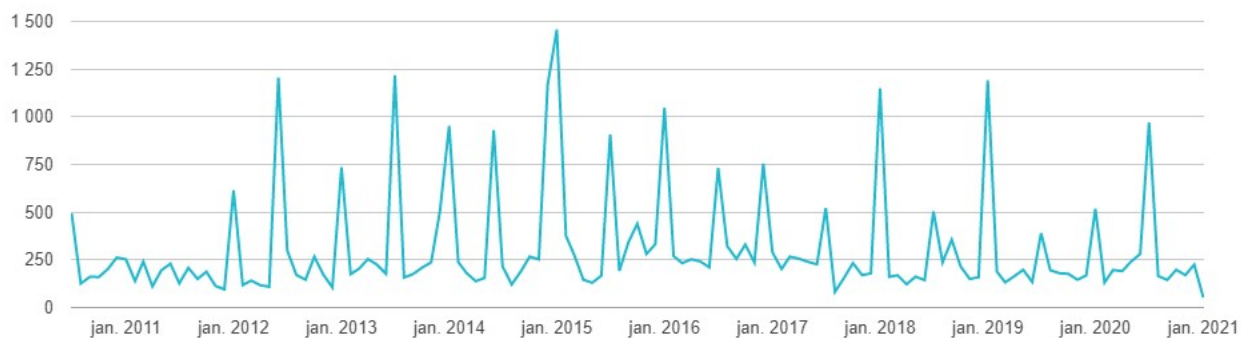
Porto, 30 de dezembro de 2020
José António Belezinha Carvalho

Blog:

www.neuroaterra.blogspot.com

Histórico de visualizações

39 037



Portugal	28 653
Estados Unidos	3 395
Brasil	2 198
Alemanha	916
Rússia	563
França	469
Angola	267
Reino Unido	225
Ucrânia	223
Outros	2 128

MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS

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.

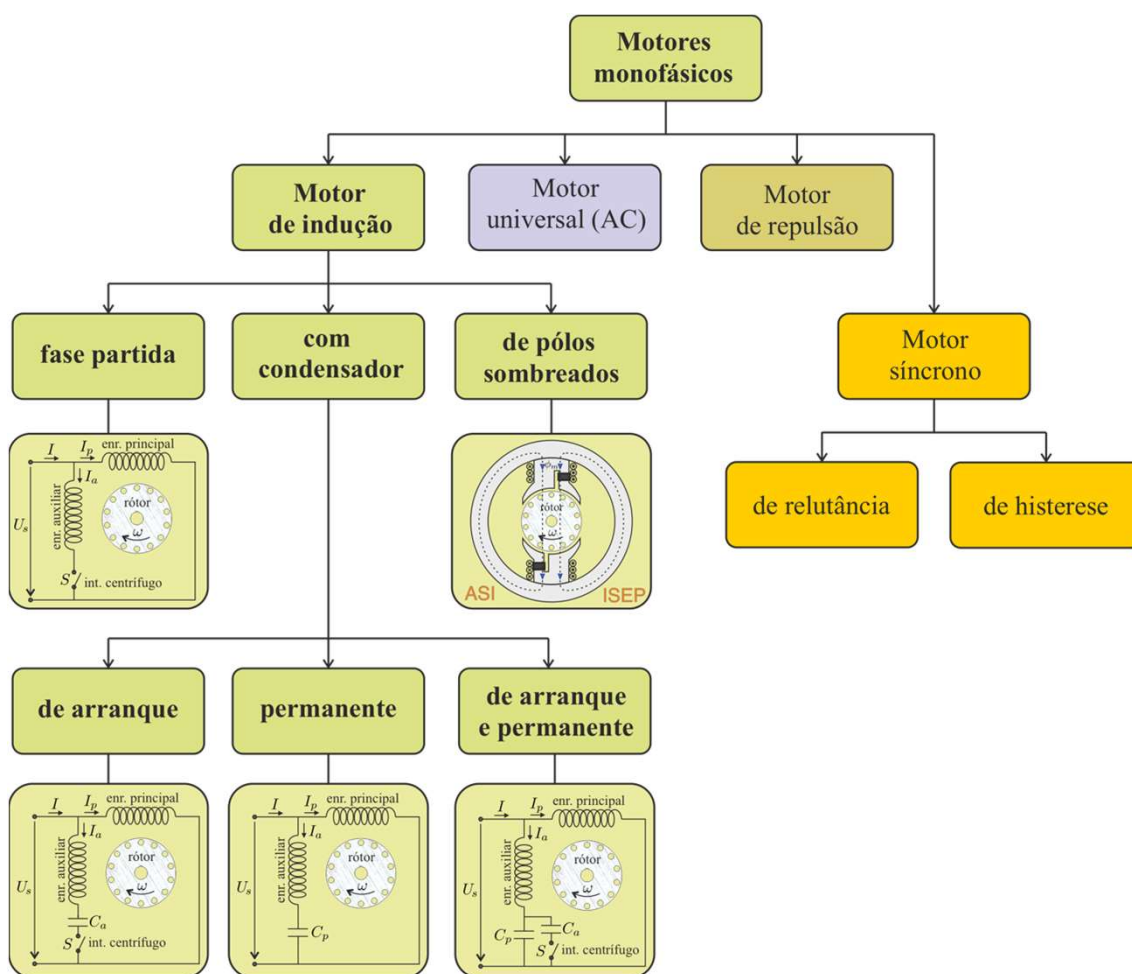


Figura 1 – Classificação dos motores monofásicos

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/single-phase-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 rotor em gaiola de esquilo.

Na verdade, o rotor 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 rotor. Estes, alojam os respetivos enrolamentos e não se encontram ligados fisicamente, havendo entre ambos um entreferro uniforme.

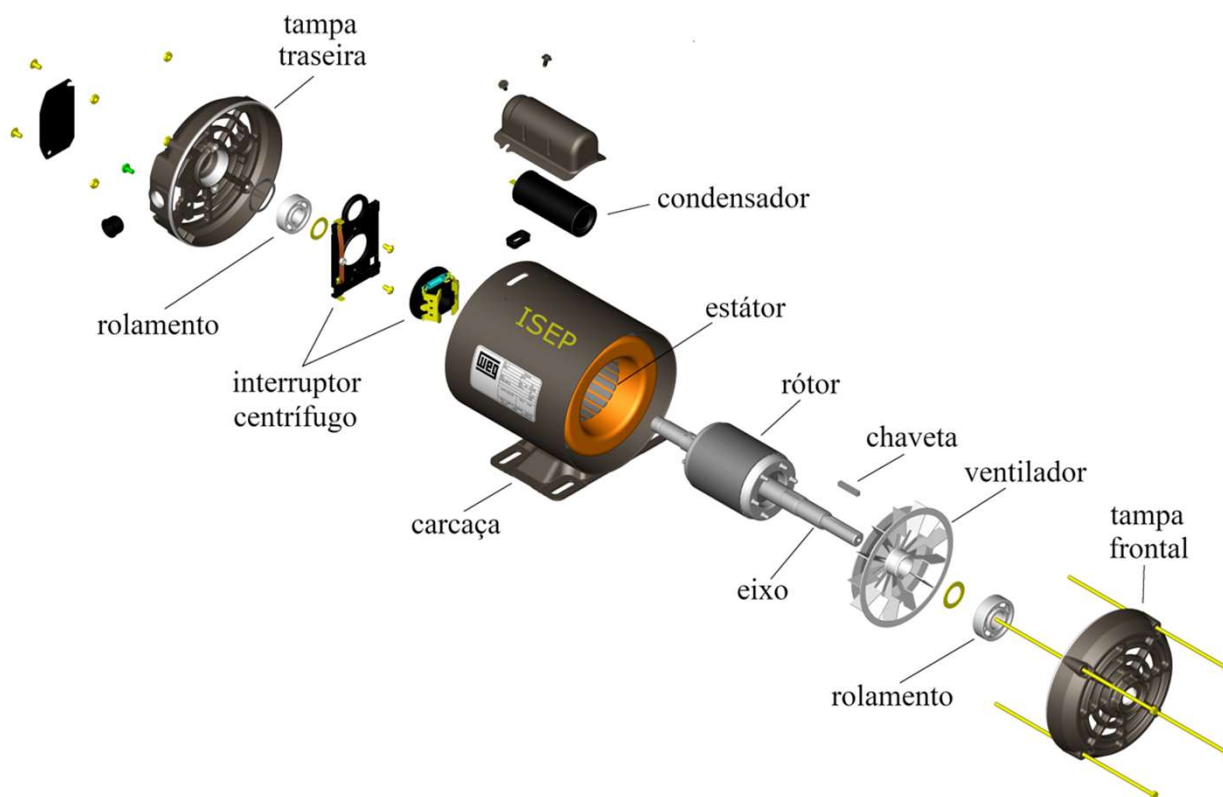


Figura 3 – Vista em expansão de um motor de indução monofásico

[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 rotor, 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 rotor estão permanentemente em curto-circuito.

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

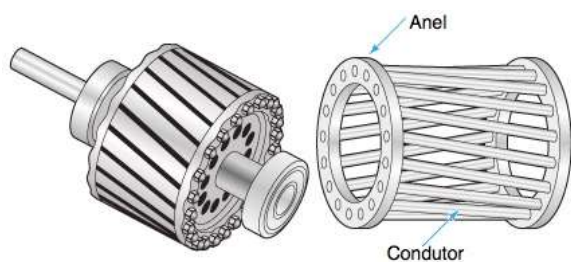


Figura 4 – Rotor em gaiola de esquilo

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.

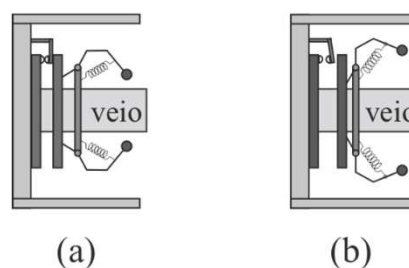


Figura 5 – Interruptor centrífugo: (a) motor parado; (b) motor em funcionamento

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 rotor também irá variar sinusoidalmente no tempo. Uma vez que este fluxo é pulsante, irá induzir *f.e.m.s* nos condutores do rotor 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 perceptível que o binário produzido no sentido dos ponteiros do relógio é neutralizado pelo binário produzido no sentido oposto, levando a que o rotor se mantenha parado.

Assim, um motor de indução monofásico com apenas um enrolamento alimentado não possui binário de arranque. No entanto, se o rotor 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:

- teoria do duplo campo girante;
- teoria do campo cruzado.

Sendo que apenas a primeira será abordada neste documento.

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

Teoria do duplo campo girante

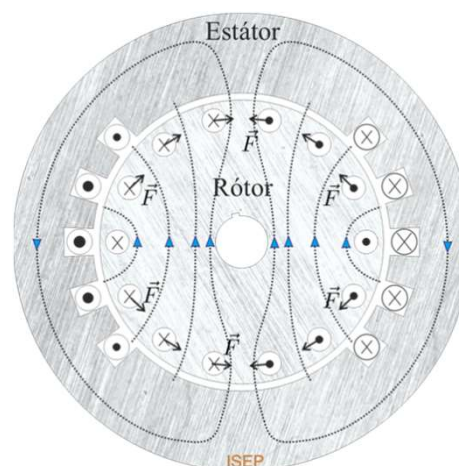
Esta teoria foi inicialmente proposta por Maurice Leblanc¹ que enunciou o teorema conhecido na literatura como “Teorema de Leblanc”.

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.



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

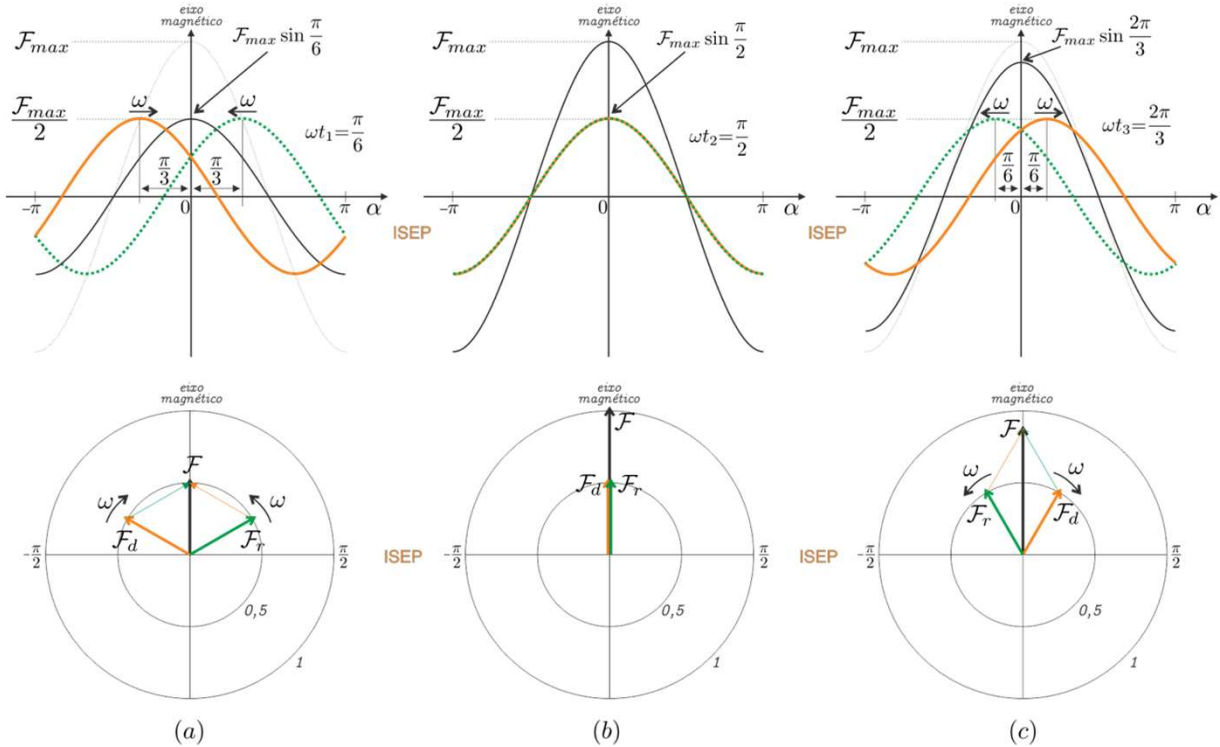


Figura 7 – Interpretação gráfica do teorema de Leblanc: (a) $\omega t = \frac{\pi}{6}$ (b) $\omega t = \frac{\pi}{2}$ (c) $\omega t = \frac{2\pi}{3}$

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

$$F = F_{max} \sin \omega t \cos \alpha \quad (1)$$

onde 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 $\cos \alpha$ 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:

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

Esta expressão mostra que uma *f.m.m.* pulsante, com valor máximo 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, $F_{max}/2$.

A primeira parcela desta equação, com argumento $(\omega t - \alpha)$, será a responsável pela criação do campo girante no sentido direto. A segunda parcela, com argumento $(\omega t + \alpha)$, será a responsável pela criação do campo girante no sentido retrógrado. Cada uma produz efeitos independentes no rotor, 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 rotor, ao passo que os fluxos no sentido direto e retrógrado apenas têm iguais amplitudes quando o rotor 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 rotor é nula (motor parado) e; ii) quando a velocidade do rotor 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].

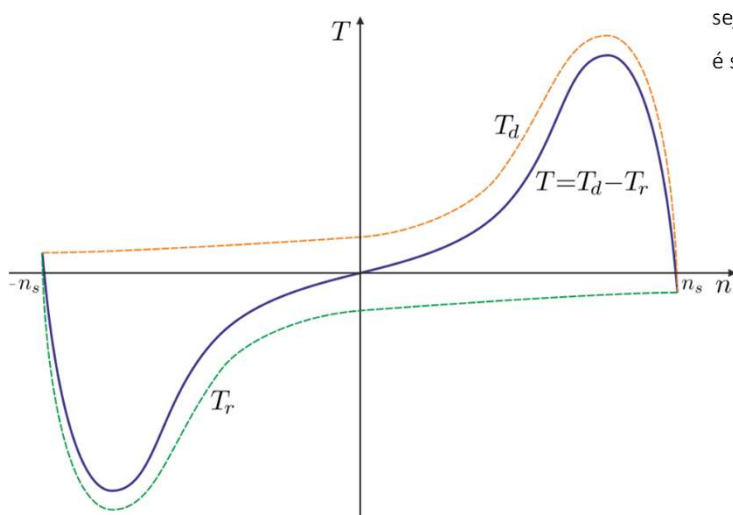


Figura 8 – Características binário velocidade do motor de indução monofásico

Com o rotor 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:

$$s_d = \frac{n_s - n}{n_s} = s \quad (3)$$

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

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

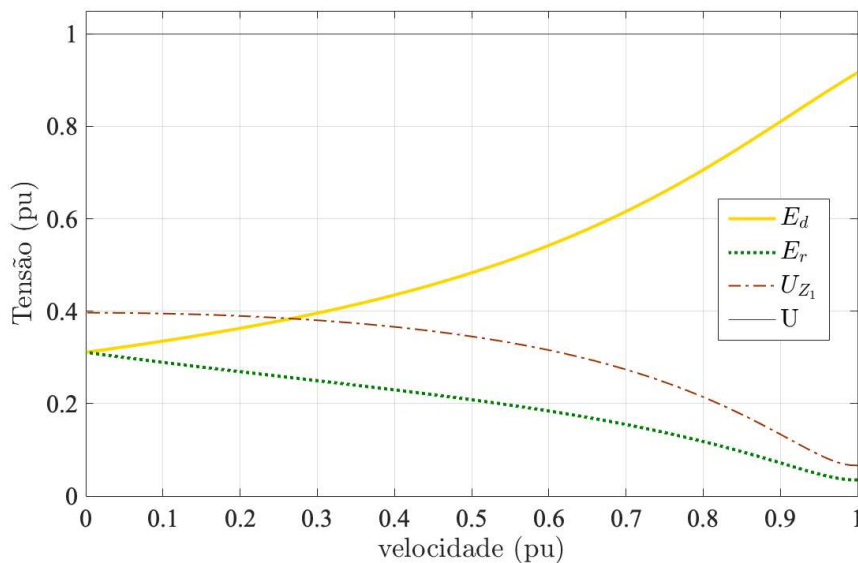
Desta forma, o campo direto induz correntes no rotor com frequência sf e o campo retrógrado com frequência $(2 - s)f$.

No caso do rotor parado, ambos os campos rodam à velocidade síncrona em relação ao rotor. Assim, ambos os campos induzem f.e.m.s iguais nos condutores do rotor, 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 rotor 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 rotor está a rodar à velocidade n , a velocidade do campo retrógrado em relação aos condutores do rotor é ($n_s + n$). Desta forma, o campo retrógrado induz elevadas f.e.m.s nos condutores do rotor, que se traduzem em elevadas correntes e consequentemente elevada f.m.m. (produzida no rotor), quando comparada com o seu valor quando o rotor está parado. Como a frequência das correntes no rotor é $(2 - s)f$, o fator de potência do rotor é reduzido (corrente em atraso relativamente à respetiva f.e.m.). Esta elevada f.m.m. do rotor com um reduzido fator de potência tem maior amplitude do que quando o rotor 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 rotor parado [4].

No caso do campo direto, a sua velocidade em relação aos condutores do rotor é $(n_s - n)$. Esta baixa velocidade relativa induz reduzidas *f.e.m.s* nos condutores do rotor, sendo também estes percorridos por reduzidas correntes. Estas produzem uma *f.m.m.* no rotor de amplitude reduzida, quando comparada com a situação de rotor parado. Neste caso, a frequência das correntes no rotor é (sf) , resultando numa reduzida reatância de fugas e, conseqüentemente, 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 rotor está parado, opondo-se também à *f.m.m.* girante direta do estator (constante). Conseqüentemente, a amplitude do campo direto com o rotor em movimento é maior que a mesma quando o rotor está parado.

Verifica-se então que, quando o rotor 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 rotor. Isto acontece porque o fluxo no entreferro deve induzir uma *f.c.e.m.*² no estator cujo valor é semelhante ao da tensão de alimentação, se a impedância do estator for desprezável. A evolução das *f.c.e.m.s* em função da variação da velocidade do rotor está ilustrada na Figura 9.



² Força contra-eletromotriz.

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 estator 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 rotor 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.

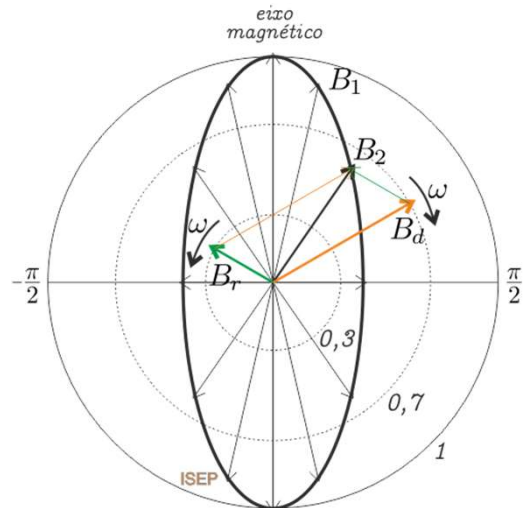


Figura 10 – Lugar geométrico do fasor campo magnético (elipse)

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

Aqui, o campo direto B_d resulta da soma dos campos diretos do estator e do rotor, e o campo retrógrado B_r igual ao somatório dos campos retrógrados do estator e rotor. Os campos resultantes B_1, B_2, \dots , 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].

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 rotor 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 estator 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 rotor parado, as amplitudes dos fluxos direto e retrógrado resultantes são iguais a metade da amplitude do fluxo pulsante. A *f.c.e.m.* resultante \underline{E}_1 é criada no enrolamento principal pelo fluxo pulsante no entreferro devido às *f.m.m.s* do estator e do rotor. Esta é igual à soma das duas componentes, criadas pelos fluxos direto e retrógrado, ou seja, $\underline{E}_1 = \underline{E}_d + \underline{E}_r$. Nesta situação de rotor parado, o valor das *f.c.e.m.s* associadas aos fluxos direto e retrógrado são iguais, $\underline{E}_d = \underline{E}_r$, como se pode verificar na Figura 11, que representa o circuito equivalente do motor de indução monofásico estando o rotor parado [5].

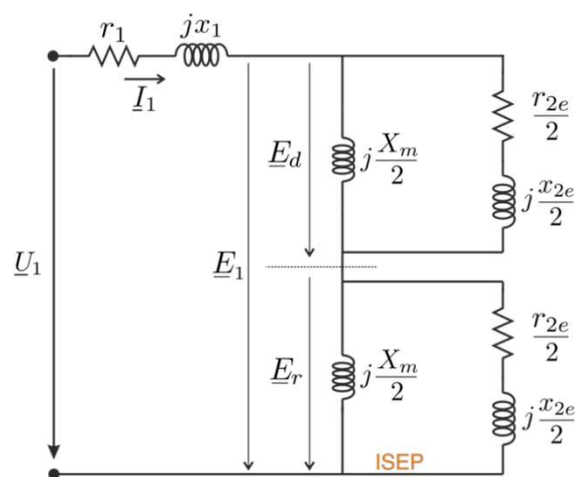


Figura 11 – Circuito equivalente do motor de indução monofásico como o rotor parado

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 rotor, referidas ao estator, estando o rotor parado. As perdas no núcleo não estão aqui contabilizadas, podendo ser incluídas posteriormente nas perdas rotacionais.

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

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

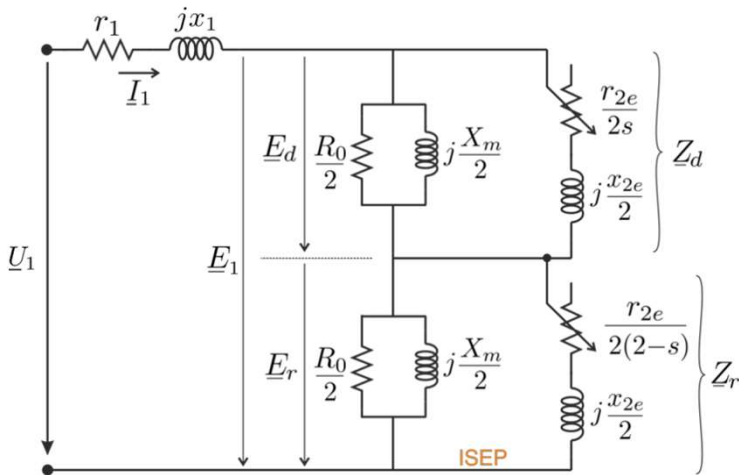


Figura 12 – Circuito equivalente do motor de indução monofásico

Quando o rotor 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 rotor cuja frequência é *(2-s)f*. Para pequenos deslizamentos, estas correntes no rotor têm quase o dobro da frequência da alimentação. Visto do estator, a *f.m.m.* do rotor originada pelo campo retrógrado roda à velocidade de sincronismo, mas em sentido contrário ao de rotação do rotor. Como referido em relação ao campo direto, o circuito equivalente visto do estator 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 \underline{E}_r , que representa a *f.c.e.m.* gerada no enrolamento principal do estator devida ao campo resultante retrógrado.

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

Assim, a *f.c.e.m.* \underline{E}_d é superior quando o rotor 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 rotor 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 opõem mutuamente, o binário resultante será dado por:

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

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

$$p_{J_{rotor}}^d = sP_d \quad (10)$$

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

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

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

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

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

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

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:

$$P_u = P_{el} - p_{rot} \quad (14)$$

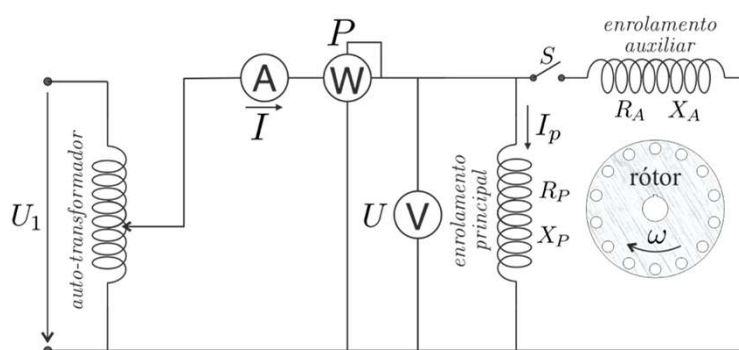


Figura 13 – Diagrama de ligações para os ensaios do motor de indução monofásico

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 rotor 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 rotor travado

Neste ensaio, o rotor é bloqueado e é aplicada uma tensão ao estator até que a corrente atinja o seu valor nominal. A tensão, corrente e potência absorvidas são registradas. Com o rotor 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.

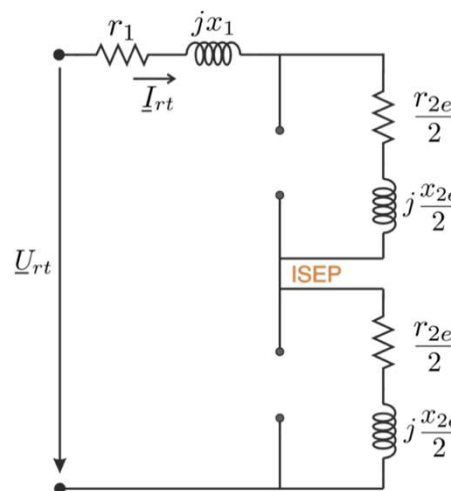


Figura 14 - Circuito equivalente quando o rotor está travado

Sendo U_{rt} , I_{rt} e 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:

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

O valor da impedância do circuito pode ser obtido por:

$$Z_{rt} = \frac{U_{rt}}{I_{rt}} \quad (16)$$

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

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

Como o valor da resistência do estator 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.

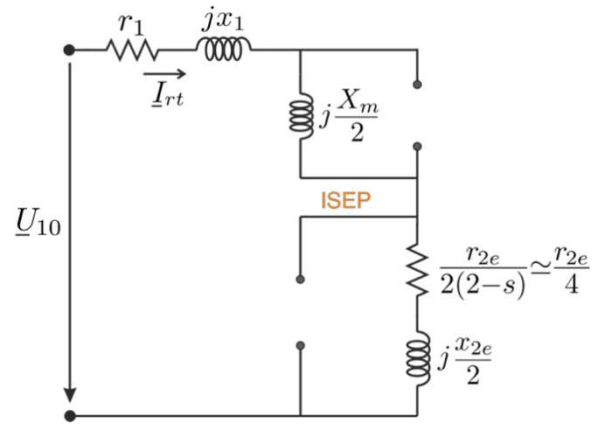


Figura 15 – Circuito equivalente quando o motor está em vazio

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

$$Z_{vz} = \frac{U_{10}}{I_{10}} \quad (18)$$

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

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

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

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

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:

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

Assim, e com os valores obtidos através dos cálculos relativos ao ensaio com o rotor 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 estator é constituído por dois enrolamentos, o enrolamento principal e o enrolamento auxiliar, que são colocados nas ranhuras do estator de forma que os seus eixos magnéticos fiquem deslocados de 90° 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 estator 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.

O enrolamento auxiliar tem uma relação resistência/reatância superior à do enrolamento principal, $\frac{R_A}{X_A} > \frac{R_P}{X_P}$ (maior resistência e menor reatância), de modo 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 arranque [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.

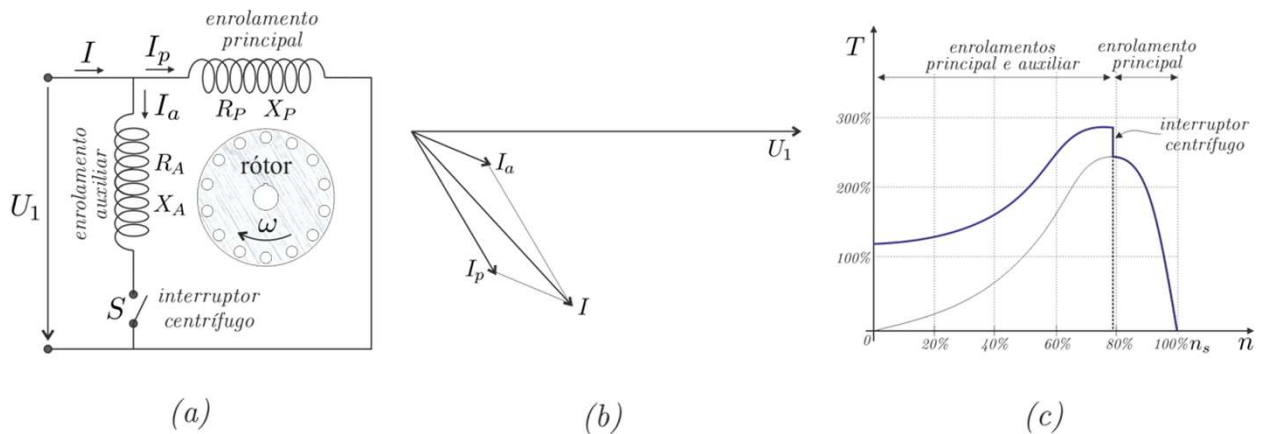


Figura 16 – Motor de indução monofásico de fase partida: (a) diagrama de ligações; (b) diagrama fasorial para o arranque; (c) características mecânicas

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, consegue-se que a corrente que percorre o enrolamento auxiliar fique 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 forem iguais em amplitude. Os condensadores utilizados são normalmente do tipo eletrolítico, uma vez que estão em funcionamento poucos segundos, apenas durante a fase do arranque. Valores típicos para um motor de 1kW encontram-se entre 50 e $100\mu\text{F}$.

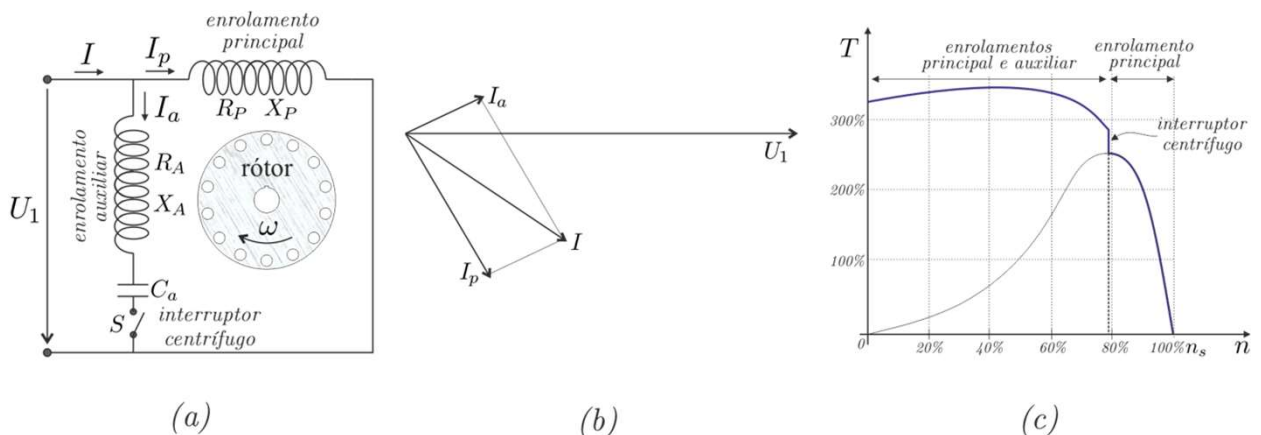


Figura 17 – Motor de indução monofásico com condensador de arranque: (a) diagrama de ligações; (b) diagrama fasorial para o arranque; (c) características mecânicas

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].

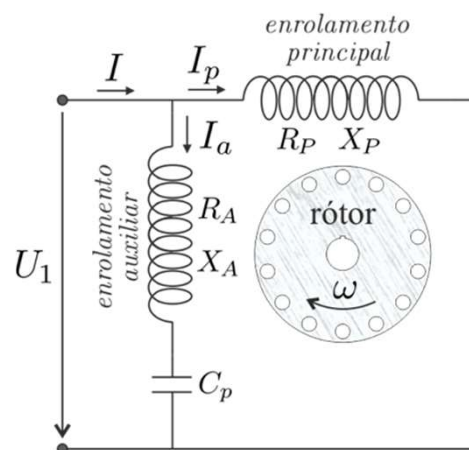
6.3. Motor com condensador permanente

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 auto-regenerante³, uma vez que têm perdas bastante inferiores aos equivalentes eletrolíticos. Valores típicos para motores de 1kW andam à volta dos 30 μ F [5].

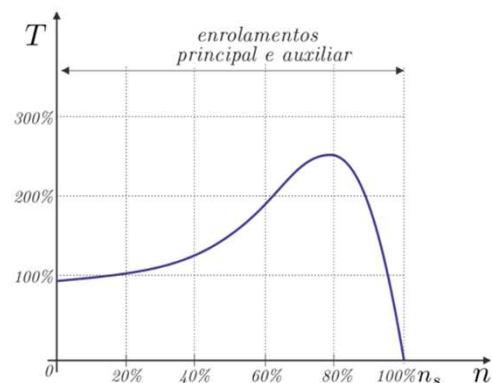
Por outro lado, como não é necessário o interruptor centrífugo, o seu custo fica mais reduzido. Ao mesmo tempo, o fator de potência, rendimento e pulsações de binário são também melhorados, uma vez que se trata de um motor com duas fases alimentadas em permanência. Neste contexto, o enrolamento auxiliar 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.



(a)



(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>

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].

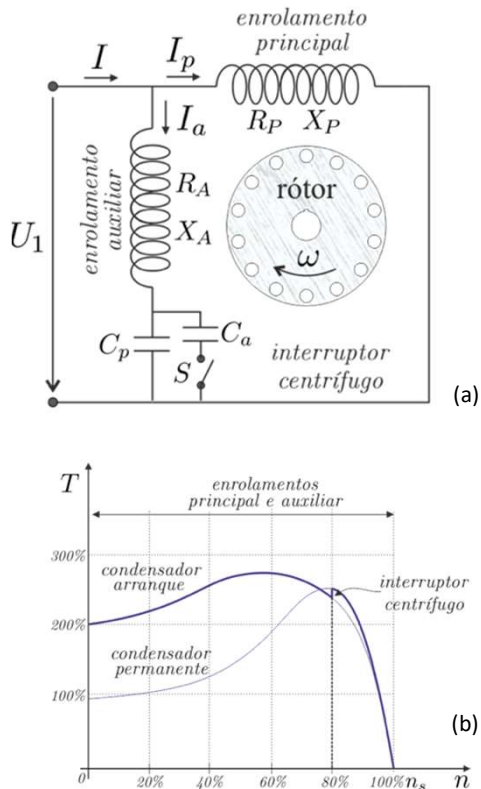


Figura 19 – Motor de indução monofásico com condensador de arranque e permanente: (a) diagrama de ligações; (b) característica mecânica.

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].

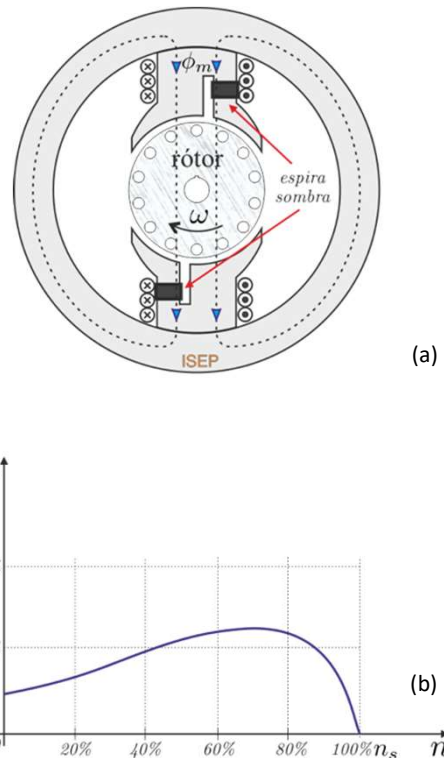


Figura 20 – Motor de indução de pólos sombreados: (a) diagrama de ligações; (b) característica mecânica.

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 visíveis as espiras em curto-circuito que formam os chamados pólos sombra.

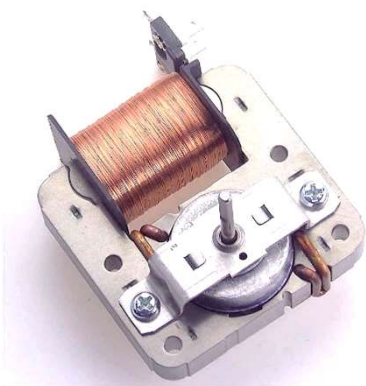


Figura 21 – Motor de indução de pólos sombreados (foto)

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.

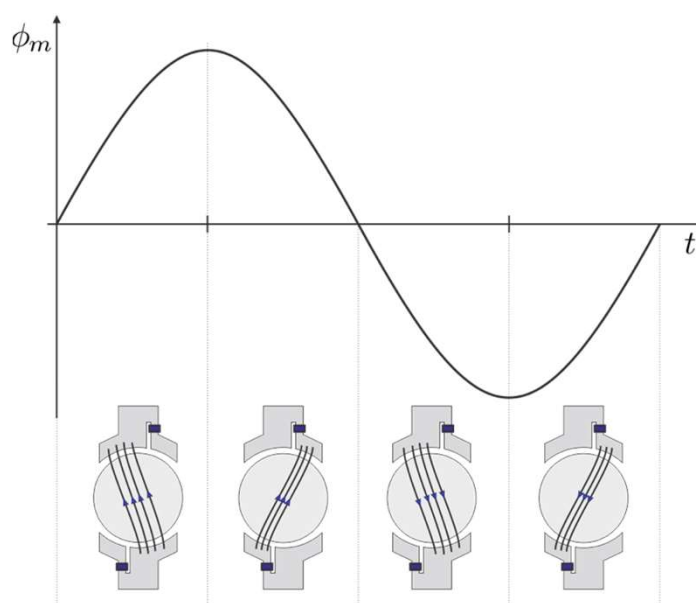


Figura 22 – Motor de indução de pólos sombreados: Distribuição do fluxo para diferentes instantes.

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

- [1] 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.

COLABORARAM NESTA EDIÇÃO:

Alexandre Miguel Marques Da Silveira

Professor Adjunto - Instituto Superior de Engenharia do Porto

asi@isep.ipp.pt

www.isep.ipp.pt

Filipe Miguel Tavares de Azevedo

Professor Adjunto - Instituto Superior de Engenharia do Porto

fta@isep.ipp.pt

www.isep.ipp.pt

Inês Vieira Tavares

Aluno - Mestrado em Engenharia Eletrotécnica – Sistemas Elétricos de Energia

Instituto Superior de Engenharia do Porto

1161211@isep.ipp.pt

www.isep.ipp.pt

José António Beleza Carvalho

Professor Coordenador - Instituto Superior de Engenharia do Porto

jbc@isep.ipp.pt

www.isep.ipp.pt

Paulo Alexandre Caldeira Branco

Product Marketing & Consulting | Electrification Business

paulo.branco@pt.abb.com

<https://new.abb.com/pt>

Sérgio Filipe Carvalho Ramos

Professor Adjunto - Instituto Superior de Engenharia do Porto

scr@isep.ipp.pt

www.isep.ipp.pt

