

Máquinas Elétricas II

Máquinas Elétricas II

Rafael Schincariol da Silva

© 2018 por Editora e Distribuidora Educacional S.A.

Todos os direitos reservados. Nenhuma parte desta publicação poderá ser reproduzida ou transmitida de qualquer modo ou por qualquer outro meio, eletrônico ou mecânico, incluindo fotocópia, gravação ou qualquer outro tipo de sistema de armazenamento e transmissão de informação, sem prévia autorização, por escrito, da Editora e Distribuidora Educacional S.A.

Presidente

Rodrigo Galindo

Vice-Presidente Acadêmico de Graduação e de Educação Básica

Mário Ghio Júnior

Conselho Acadêmico

Ana Lucia Jankovic Barduchi Camila Cardoso Rotella Danielly Nunes Andrade Noé Grasiele Aparecida Lourenço Isabel Cristina Chagas Barbin Lidiane Cristina Vivaldini Olo Thatiane Cristina dos Santos de Carvalho Ribeiro

Revisão Técnica

Ana Paula Basqueira

Editorial

Camila Cardoso Rotella (Diretora) Lidiane Cristina Vivaldini Olo (Gerente) Elmir Carvalho da Silva (Coordenador) Leticia Bento Pieroni (Coordenadora) Renata Jéssica Galdino (Coordenadora)

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

Silva, Rafael Schincariol da S586m Máquinas elétricas II / Rafael Schincariol da Silva. – Londrina : Editora e Distribuidora Educacional S.A., 2018. 232 p.

ISBN 978-85-522-1145-7

1. Geradores. 2. Motores. 3. Conjugado. I. Silva, Rafael Schincariol da. II. Título.

CDD 621

Thamiris Mantovani CRB-8/9491

Sumário

Unidade 1 Aprofundamento teórico em máquinas CC e máquinas CA _	7
Seção 1.1 - Máquinas de corrente contínua	10
Seção 1.2 - Máquinas de indução	28
Seção 1.3 - Máquinas síncronas	44
Unidade 2 Controle de velocidade e conjugado em	
máquinas rotativas	61
Seção 2.1 - Controle de velocidade e conjugado nas	
máquinas CC	64
Seção 2.2 - Controle de velocidade e conjugado nas máquinas	
de indução	82
Seção 2.3 - Controle de velocidade e conjugado nas	
máquinas síncronas	101
Unidade 3 Máquinas de relutância variável (MRV) e motores de passo	119
Secão 3.1 - Fundamentos e configurações práticas da MRV	
Seção 3.2 - Formas de onda e conjugado	
Seção 3.3 - O motor de passo	
3eção 3.5 - O motor de passo	130
Unidade 4 Motores monofásicos e bifásicos	175
Secão 4.1 - Motores monofásicos	
Secão 4.2 - Campo magnético girante em motores de indução	
monofásicos	195
Seção 4.3 - Máquina de indução bifásica	212
•	

Palavras do autor

Olá, aluno. Seja bem-vindo à disciplina **Máquinas Elétricas II**. Esta disciplina tem o objetivo de ampliar os seus conhecimentos sobre máquinas elétricas rotativas. Na disciplina **Máquinas Elétricas** estudamos o princípio de funcionamento das máquinas elétricas rotativas e, com mais detalhes teóricos e técnicos, analisamos os principais tipos de máquinas, sendo elas as máquinas de corrente contínua e as máquinas de corrente alternada (síncronas e assíncronas).

Já vimos que as máquinas elétricas exercem um papel muito importante na indústria em geral. De um lado, os geradores elétricos convertem energia mecânica de uma fonte primária em energia elétrica, fornecendo a energia necessária para alimentar os diversos tipos de consumidores, sejam eles as indústrias ou nossas casas. Quando chegamos em nossa casa e acendemos as luzes, ligamos a televisão ou utilizamos outros aparelhos ligados à tomada, podemos estar utilizando uma energia que foi gerada por uma máquina elétrica funcionando como gerador. De outro lado, as máquinas elétricas também são utilizadas como motores elétricos para movimentar cargas nas industrias, como no caso de esteiras rolantes, tornos mecânicos e bombas, por exemplo. Em nossas casas, utilizamos motores elétricos em muitos eletrodomésticos. como no liquidificador, na máquina de lavar, na geladeira ou até mesmo no disco rígido do nosso computador. Como você pode ver, as máquinas elétricas estão tão presentes no nosso dia a dia que muitas vezes nem nos damos contal

Por este motivo, um profissional da área de engenharia deve se aprofundar na teoria de máquinas elétricas CC e CA. Além disso, também iremos conhecer com mais detalhes os conceitos relacionados ao controle de velocidade e conjugado de diferentes tipos de máquinas elétricas. Adicionalmente, ao final desta disciplina, deveremos conhecer os conceitos relacionados às máquinas de relutância variável e aos motores de passo, assim como aos motores monofásicos e bifásicos.

Na Unidade 1 aprofundaremos alguns conceitos teóricos das máquinas de corrente contínua, das máquinas de indução assíncronas e das máquinas síncronas. Desta forma, não só recordaremos o

princípio de funcionamento destas máquinas como aprofundaremos temas como a reação de armadura em máquinas de corrente contínua, o estudo do conjugado e potência e a realização de ensaios para determinação de parâmetros das máquinas de indução e as características dos polos salientes nas máquinas síncronas.

Na Unidade 2, aprofundaremos o estudo do controle de velocidade das máguinas rotativas. Sabemos que a máguina de corrente contínua vem ganhando aplicação industrial principalmente nos sistemas de controle de posição. No final do século XIX as máquinas de corrente contínua eram predominantes, pois foram as primeiras a serem inventadas, e o controle de velocidade era relativamente fácil. Os motores CA foram gradativamente substituindo as maguinas CC, pois apresentavam baixíssima necessidade de manutenção, porém o controle de velocidade era um desafio a ser superado. Redutores variadores mecânicos foram utilizados por muitos anos. O uso das máquinas CA se intensificou com a criação dos variadores eletromagnéticos, e, quando os inversores de frequência surgiram, o uso dos motores CA praticamente dominou as plantas industriais. Assim, com os avanços tecnológicos em diversas áreas, principalmente na eletrônica, é possível também realizar o controle de velocidade em máguinas de corrente alternada. Pelo fato de que estas máquinas são as mais presentes na indústria atual, o conhecimento destas técnicas é muito importante.

Na Unidade 3 estudaremos um novo tipo de máquina: as máquinas de relutância variável. Apesar de a aplicação destas máquinas não ser tão expressiva como as outras máquinas que já estudamos, o conhecimento teórico deste tipo de máquina será importante para compreendermos o funcionamento dos motores de passo, com ampla aplicação em processos de automação e robótica. Os motores de passo também serão estudados nesta unidade.

Por fim, na Unidade 4, estudaremos os motores monofásicos e as máquinas de indução bifásicas. Estes tipos de máquinas tratam-se de motores de potência fracionada, muito utilizados em aplicações residenciais e comerciais, tal como em refrigeradores, ventiladores, sistemas de ar-condicionado, bombas, máquinas de lavar e secadores.

Assim, ao estudar este tipo de máquinas, completamos um estudo abrangente e aprofundado das máquinas elétricas rotativas. Certamente o conhecimento aprofundado em máquinas elétricas será um fator diferencial no seu perfil profissional. Bons estudos!

Aprofundamento teórico em máquinas CC e máquinas CA

Convite ao estudo

Olá, aluno. Seja bem-vindo à primeira unidade da disciplina Máquinas Elétricas II. Já vimos que as máquinas CC e CA (assíncrona e síncronas) são os tipos principais de máquinas elétricas, amplamente utilizadas em aplicações industriais e também para geração de energia elétrica. Nesta unidade, aprofundaremos os conhecimentos das máquinas rotativas obtidos na disciplina Máquinas Elétricas, fazendo um estudo específico de certas características importantes em cada um dos tipos de máquinas. Ao final desta unidade, você poderá detalhar a operação das máquinas rotativas, considerando os efeitos da reação de armadura das máquinas de corrente contínua, e realizar ensaios com máquinas de corrente alternada.

Para motivar nossos estudos, vamos imaginar que um consórcio foi formado para a construção de uma usina hidrelétrica que terá uma capacidade de 30 GW de potência. Neste consórcio, uma empresa é responsável pelo fornecimento dos grupos geradores e equipamentos auxiliares, tais como os reguladores de velocidade das turbinas e as excitatrizes dos geradores. Juntamente com o gerador, que se trata de uma máquina síncrona, será fornecido um sistema de resfriamento composto por tubulações por onde passa um óleo de resfriamento, que é bombeado utilizando motores de inducão e sistemas auxiliares.

Imagine que você foi contratado para trabalhar neste grande projeto no setor de comissionamento e serviços da empresa fornecedora de geradores. Você irá trabalhar diretamente em campo e acompanhará todo o recebimento para montagem do gerador na casa de força da usina e instalação do sistema de resfriamento e dos equipamentos associados. Neste contexto, você vai lidar diariamente com motores e geradores elétricos, exercendo o seu raciocínio para resolução dos problemas que forem propostos.

O contexto atual da obra é conforme segue:

- Todas as peças do gerador já chegaram e foram montadas na casa de força.
- Você ainda aguarda a chegada dos equipamentos para montagem do sistema de resfriamento e, posteriormente, a chegada do regulador de velocidade da turbina e da excitatriz para que possa ser iniciado o comissionamento e a partida do grupo gerador.
- As únicas tensões de alimentação existentes são as tensões de alimentação de 220/380 V trifásica em tensão alternada, e será necessária uma tensão de alimentação contínua para realização de alguns testes.
- Na etapa de comissionamento, os motores utilizados pelo sistema de resfriamento deverão passar por testes de torque máximo, por isso será necessário obter o circuito equivalente dos motores.
- Os resultados dos testes e ensaios precisarão ser relatados em um relatório de montagem, comissionamento e partida do gerador.

Utilizando os seus conhecimentos de máquinas elétricas, você conseguiria imaginar o tipo de solução que poderia ser adotado para cada problema? Como conseguir uma tensão de alimentação contínua? Como realizar um estudo de torque máximo em motores de indução? Como deve ser elaborado um relatório de comissionamento de um grupo de geradores elétricos?

Na Seção 1.1, estudaremos o efeito da reação de armadura em máquinas de corrente contínua e suas implicações na operação da máquina. Na Seção 1.2, iremos aprofundar os estudos com as máquinas de indução, analisando os ensaios que serão realizados para determinação dos parâmetros da máquina e como obter as características de conjugado a partir destes parâmetros. Na Seção 1.3, analisaremos mais a fundo as máquinas síncronas, mais especificamente as características das máquinas de polos salientes, sendo estas as principais máquinas utilizadas como geradores de energia.

Espero que você aproveite este estudo que será muito importante para a sua carreira. Assim, leia o conteúdo desta unidade com uma visão crítica, resolva as situações propostas e faça as atividades sugeridas. Bons estudos!

Seção 1.1

Máquinas de corrente contínua

Diálogo aberto

Caro aluno, você já estudou na disciplina Máguinas Elétricas que a máquina CC é composta por dois enrolamentos, sendo um de campo, localizado no estator, e outro de armadura, localizado no rotor. Além deste aspecto construtivo, no rotor existe um elemento que é denominado de comutador, e sobre eles deslizam escovas de carvão permitindo que a alimentação CC altere a sua polaridade. Desta forma, internamente a máquina de corrente contínua tem uma forma de tensão alternada nos enrolamentos da armadura. Além disso, a forma de onda do fluxo magnético da máguina sofre uma deformação devido ao efeito da reação de armadura. Nesta seção, iremos estudar com maiores detalhes estes aspectos que afetam a operação adequada da máquina CC. Dessa forma, vamos lembrar da situação que imaginamos, em que você trabalha em uma empresa que está participando da construção de uma usina hidrelétrica em um consórcio construtor, com a responsabilidade de fornecer os geradores e os equipamentos auxiliares. Você está trabalhando juntamente com uma equipe no comissionamento destes geradores na usina, e deste trabalho resultará o relatório de comissionamento que será entregue à equipe de operação da usina. Todos os equipamentos do grupo gerador já estão entregues, no entanto estavam faltando os equipamentos para o sistema de resfriamento

Passados alguns dias, os equipamentos para instalação do sistema de resfriamento chegaram. Entretanto, existe a necessidade de acionar alguns sistemas de comando utilizando uma tensão contínua de 90 V. As únicas tensões disponíveis na casa de força são as tensões de alimentação de 220/380 V e não existe transformador adequado. Contudo, no almoxarifado da casa de força existe um motor de corrente contínua de 120 V, e utilizando os motores de indução é possível transformar este motor em um gerador de corrente contínua. A resistência de armadura é de 0,15 Ohms, então os técnicos fizeram o seguinte raciocínio: se a carga drena uma

corrente de 100 A, então haverá uma queda de aproximadamente 15 V na armadura. Desta forma, se colocarmos uma tensão de 105 volts em vazio, quando a carga for acoplada, teremos os desejados 90 V. Entretanto, como a conexão do motor é do tipo autoexcitado e a curva de magnetização está disponível, onde a tensão gerada (E_a) e a corrente de campo (I_f) estão relacionadas, conforme a Figura 1.1, você alerta que este raciocínio não está correto. De fato, para resolver este problema você deve ter um raciocínio crítico. Como você explicaria para a equipe de técnicos que esta solução está equivocada? Que tipo de solução seria a mais adequada? Utilizando sua justificativa você deve apresentar à equipe uma proposta para utilização da máquina de corrente contínua.

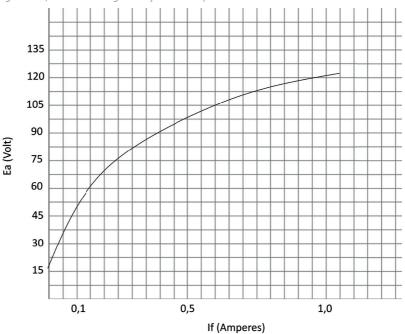


Figura 1.1 | Curva de magnetização da máquina de corrente contínua

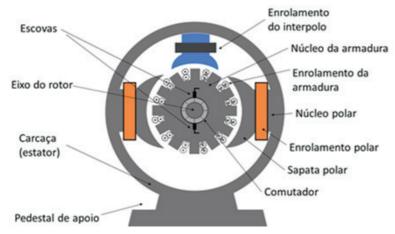
Fonte: elaborada pelo autor.

Nesta seção, você terá os conhecimentos necessários para fazer a análise gráfica da curva de magnetização, de forma a conseguir realizar essa tarefa.

Não pode faltar

Na Figura 1.2, apresenta-se a estrutura de uma máquina de corrente contínua (corte transversal) na qual estão representadas as partes principais. Tanto em motores como em geradores CC, estas partes são as mesmas. Nesta figura vemos os enrolamentos do estator, que compõem o enrolamento de campo da máquina CC, ou enrolamento polar, e o enrolamento do rotor, que é o enrolamento de armadura. Nesta mesma figura, também encontramos representado o enrolamento de interpolo. Este enrolamento tem por objetivo contornar os efeitos negativos da reação de armadura da máquina. Na disciplina Máquinas Elétricas abordamos brevemente este tema e aprendemos que a reação de armadura na máquina afeta a resultante de campo interferindo no valor da corrente de campo efetiva e consequentemente na tensão gerada. Agora iremos aprofundar um pouco mais nesta característica.

Figura 1.2 | Estrutura da máquina de CC



Fonte: elaborada pelo autor.



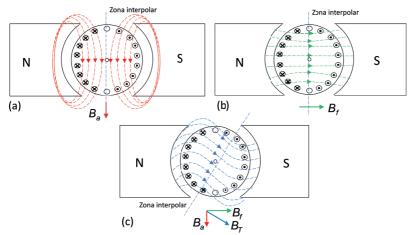
Além da reação de armadura, você consegue pensar em outros efeitos magnéticos que podem interferir na operação da máquina CC levando a perdas de eficiência?

A reação de armadura é um fenômeno importante, pois interfere na operação do comutador, devido ao deslocamento da zona neutra (ou zona interpolar) da máguina. Para entender melhor. vamos observar como ocorre a iteração do campo magnético do enrolamento de campo com o campo magnético do enrolamento de armadura. A Figura 1.3 apresenta a visão destes campos magnéticos em uma máguina CC. Na Figura 1.3(a) são apresentadas as linhas que representam o campo magnético que age somente no enrolamento da armadura. Se considerarmos a resultante de todas as linhas representadas nesta figura, ela pode ser representada por um vetor (B_a) paralelo à zona neutra da máquina com a direção para baixo na figura. A zona neutra tem este nome porque é a região considerada no enrolamento da armadura onde inexiste a ação dos campos magnéticos, ou seja, quando um condutor do enrolamento da armadura passa por essa região, a corrente resultante sobre ele é igual a zero.

Na Figura 1.3(b), pode-se observar a ação das linhas de campo magnético entre os polos do campo da máquina (neste caso o campo está sendo representado por um imã permanente, mas pode também ser um enrolamento de campo). Verifica-se que as linhas de campo magnético saem do polo norte em direção ao polo sul. Neste caso, também podemos considerar um vetor resultante ($B_{\rm f}$) como um vetor perpendicular à linha de zona neutra.

No entanto, estes campos magnéticos não agem separadamente na máquina. Do contrário, existe um campo magnético total que é resultado da interação entre os campos magnéticos existentes na armadura e no enrolamento de campo (B_{τ}) . Isso pode ser observado na Figura 1.3(c) onde as linhas representam a resultante da interação dos campos magnéticos de armadura e do campo principal. Este fenômeno faz com que a zona neutra saia fora do alinhamento original, e este deslocamento pode causar o centelhamento excessivo nas escovas deslizantes sobre o anel de comutação da máquina. Ainda, percebe-se que uma concentração do campo magnético ocorre mais em uma das extremidades do polo que em outra. O efeito da reação de armadura pode ser compensado por enrolamentos de interpolo ou de compensação, como os que vimos representados na Figura 1.2. Também, pode-se fazer o ajuste do anel de comutação com a zona neutra, porém este mecanismo não é muito trivial. Além disso, um erro no alinhamento do comutador com a zona neutra da máquina também pode causar o centelhamento, uma vez que promove um caminho de curtocircuito para a corrente.

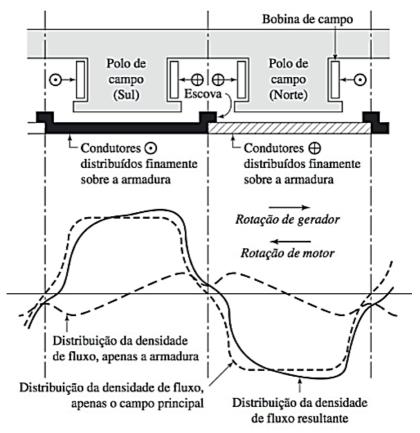
Figura 1.3 | Reação de armadura: (a) fluxo na armadura, (b) fluxo polar, (c) iteração entre os fluxos



Fonte: elaborada pelo autor.

A deformação na forma de onda da densidade de fluxo magnético pode ser visualizada na Figura 1.4. Nesta figura, é representada parte da máquina com dois polos onde o enrolamento da armadura está uniformemente distribuído de forma que se pode identificar uma região do lado direito, em que a corrente entra na armadura (círculo com cruz), e uma região à esquerda, onde a corrente sai (círculo com um ponto). Os polos norte e sul do enrolamento de campo são representados de forma similar. A forma como as correntes entram e saem dos enrolamentos gera formas de onda de densidade de campo magnético diferentes, que quando superpostas resultam em uma forma de onda cujo valor máximo não está na mesma direção que o centro dos polos, como no caso da densidade de fluxo do enrolamento de campo. A resultante tem um valor máximo concentrado em uma das extremidades do polo. Devido às características magnéticas do material utilizado na construção do polo da máquina, este efeito leva a saturação magnética, e por isso a quantidade de densidade de fluxo é reduzida, o que restringe a corrente de campo efetiva. Consequentemente, a tensão gerada será menor devido à reação de armadura da máguina.

Figura 1.4 | Distribuição espacial da densidade de fluxo magnético da máquina



Fonte: Umans (2014, p. 417).

Para entender como a reação de armadura influencia no funcionamento da máquina, podemos fazer uma análise da equação geral para o gerador, considerando a conexão com excitação independente ou a conexão shunt (paralelo). Essa equação é representada a seguir:

$$V_t = E_a - I_a R_a \tag{1.1}$$

Pela equação, pode-se perceber que a tensão terminal (V_t) é resultado da tensão induzida (E_a) na armadura menos a queda de tensão na resistência do enrolamento (I_aR_a) . Contudo, esta equação despreza o efeito da reação de armadura que causa uma queda de tensão interna (ΔV_{RA}) , conforme mostra a Figura 1.5 (a). Nesta figura,

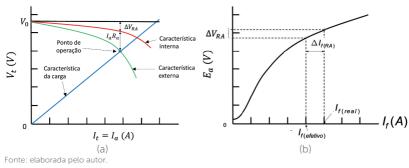
é mostrado o comportamento da tensão terminal com relação à corrente terminal I_t , que para a conexão shunt é praticamente igual à corrente de armadura I_a . A característica de uma carga resistiva conectada aos terminais do gerador também é mostrada nesta figura, e o ponto de operação da máquina ocorre no cruzamento destas curvas. Observa-se que ao considerar não somente a queda de tensão na resistência de armadura, mas também a queda de tensão devido à reação de armadura, a tensão terminal será menor. Em termos da força magnetomotriz (FMM) líquida, a reação de armadura tem o efeito de produzir uma FMM desmagnetizante, que acaba por reduzir a FMM total, conforme a equação:

$$FMM_{liquida} = FMM_{total} - F_{RA} = N_f I_f - N_s I_s - F_{RA}$$
 (1.2)

Na Figura 1.5 (b) está representado o que ocorre com a corrente de campo efetiva na curva de magnetização da máquina CC. Nela, verifica-se que devido a uma queda na tensão gerada a corrente de campo efetiva (ou, em outras palavras, a que de fato contribui para a conversão de energia) é uma corrente menor que a ajustada. A corrente efetiva é resultado da corrente de campo real menos uma diferença de corrente dado por $\Delta I_{c(RA)}$, assim como mostra a equação a seguir:

$$I_{c(\text{efetivo})} = I_{c(\text{real})} - \Delta I_{c(\text{RA})} \tag{1.3}$$

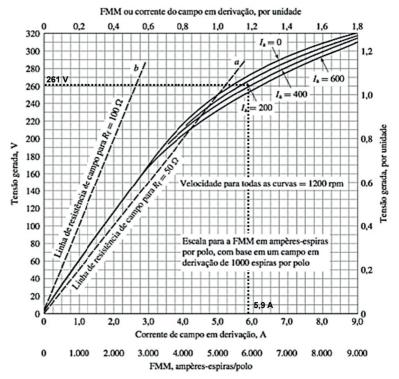
Figura 1.5 | Curva característica da tensão terminal (a) e da curva de magnetização (b), considerando o efeito da reação de armadura



A localização gráfica da corrente efetiva de campo devido à reação de armadura, conforme mostra Figura 1.5 (b), é trivial quando a conexão do gerador é de excitação independente. Isso porque, de posse da curva de magnetização da máquina, pode-se ajustar uma corrente de campo e verificar a tensão terminal em vazio (que será

igual à tensão gerada), e assim determinar a corrente de campo efetiva. Existe ainda uma outra forma de se obter a corrente de campo efetiva ou a tensão terminal para uma determinada corrente de carga ou corrente de armadura. Isso é possível por meio das curvas de magnetização para cada caso. A Figura 1.6 mostra as curvas de magnetização para uma máquina em vazio ($I_a=0$), assim como para vários valores de corrente de armadura. Percebese que, à medida que a corrente de armadura aumenta, as curvas sofrem certa amortização nas regiões mais próximas da saturação. Contudo, na parte linear, as curvas se sobrepõem, indicando que os efeitos da reação de armadura são mais significativos quando a máquina opera fora desta região linear.

Figura 1.6 | Curvas de magnetização para a máquina CC em vazio e em carga



Fonte: adaptada de Umans (2014, p. 422)

O exemplo que segue é uma adaptação de Umans (2014, p. 427) no qual deve ser considerado um gerador CC com curvas de magnetização, conforme mostrado na Figura 1.6, com ligação em shunt longo e um campo em derivação com 1.000 espiras por polo e um campo série com 3 espiras por polo. Essa máquina tem corrente nominal de 400 A. Considerando os efeitos da reação de armadura, qual é a tensão gerada para uma corrente nominal terminal quando a corrente de campo é de 4,7 A para 1200 rpm?

Resolução:

Como a conexão é de shunt longo, a corrente na armadura (I_a) e de campo série (I_s) são iguais de forma que a corrente da armadura é igual à corrente terminal (I_t) mais a corrente de campo (I_t):

$$I_a = I_t + I_f = 400 + 4.7 \simeq 405 \text{ A} = I_s + 1.5 \text{ A}$$

A corrente de campo em derivação equivalente será:

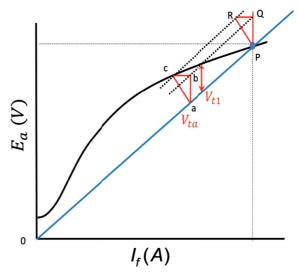
$$I_{f,eq} = I_f + \frac{N_s}{N_f}I_s = 4.7 + \left(\frac{3}{1000}\right)405 = 5.9 \text{ A}$$

Na curva indicada (Figura 1.6), para 400 A teremos que a FEM é 261 V para 1.200~rpm.

Existe também uma forma de se obter as características da reação de armadura em carga utilizando apenas a curva de magnetização em vazio, principalmente quando a conexão shunt é utilizada e não temos como obter diretamente a corrente de campo da máquina. Isso pode ser feito por meio da interpretação da curva de magnetização, considerando as guedas de tensão guando em carga. Na Figura 1.7, o segmento 0-P representa a reta da resistência de campo que intersecciona a curva de magnetização no ponto de operação da máquina. A reta P-Q representa a magnitude da queda de tensão na resistência de armadura para uma determinada corrente, que pode ser calculada. Ao excursionar este segmento na curva, obtém-se a tensão terminal V_{t1} , que corresponde à tensão terminal do gerador sem considerar a reação de armadura. Seja o segmento R-Q, paralelo ao eixo horizontal, e que corresponde à diferença de corrente de campo devido à reação de armadura. Primeiro, é possível traçar um segmento R-c, em que c intercepta a curva de magnetização, e que este segmento seja paralelo à reta

de carga. Pode-se também traçar uma reta intermediária a partir do ponto Q, paralela também à reta de carga. A partir do ponto c, uma reta paralela ao eixo horizontal é traçada chegando ao ponto b. Uma reta vertical a partir de b encontra o valor da tensão terminal V_{ta} que considera o efeito da reação de armadura. Assim, pode-se obter a corrente de campo efetiva a partir de V_{ta} , no eixo que representa a corrente de campo da máquina.

Figura 1.7 | Obtenção da tensão terminal no gerador CC de campo shunt considerando a reação de armadura



Fonte: adaptada de Sen (1986, p. 158).



A reação de armadura é o efeito desmagnetizante que a máquina CC apresenta devido à interação dos fluxos de campo magnético da armadura e do enrolamento de campo. Este efeito reduz o valor da corrente de campo efetiva, reduzindo também a tensão gerada. Além disso a reação de armadura provoca as seguintes alterações na operação normal da máquina:

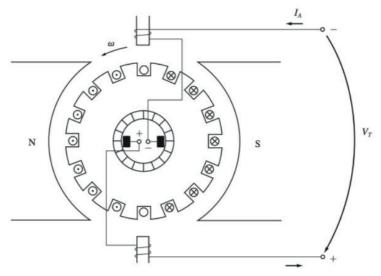
- Desloca a região da zona neutra no sentido oposto ao da rotação.
- Reduz o torque do motor devido à desmagnetização.
- Causa o centelhamento nas escovas devido a um curto-circuito da tensão induzida na armadura quando ocorre a comutação.

A queda de tensão na máquina CC devido à reação de armadura é um efeito indesejável. Contudo, os efeitos da reação de armadura podem ser contrabalanceados através do uso de alguns dos artifícios, tais como: ajuste da zona neutra, uso de interpolos e uso de enrolamentos compensadores.

O ajuste da zona neutra consiste em fazer o ajuste das escovas e do comutador, de forma a reposicioná-los no local onde a zona neutra foi deslocada. Uma forma de fazer este procedimento é afrouxar os parafusos da escova e alimentar uma corrente reduzida na armadura (cerca de 50% a 80% da corrente nominal) por um período curto. O enrolamento de campo deve estar dezenergizado. Se a zona neutra estiver desalinhada, a armadura tenderá a rotacionar. e, se isso acontecer, deve-se ir ajustando a posição das escovas no sentido contrário ao de rotação, até que o rotor figue parado. Note que este é um método empírico, ou seja, de tentativa e erro. Posteriormente deve-se ainda ajustar a velocidade do motor em ambos os sentidos, fazendo um ajuste fino da posição das escovas. Este método é um pouco complicado e, mesmo fazendo este ajuste, quando a máquina operar em carga, ocorrerá novamente o deslocamento da zona neutra devido às alterações nas iterações dos fluxos, necessitando de novo reposicionamento.

Por conta de o ajuste das escovas ser demasiadamente complicado, os motores de corrente contínua são construídos com interpolos e/ou enrolamentos compensadores contrabalancear os efeitos da reação de armadura. Os interpolos são pequenos polos posicionados entre os polos do campo principal, como é mostrado na Figura 1.8. Os enrolamentos destes polos são conectados em série com o enrolamento da armadura, de forma que o fluxo produzido pela passagem da corrente nestes enrolamentos seja o suficiente para gerar uma tensão oposta à tensão causada nas escovas devido ao deslocamento da zona neutra. Neste caso, embora a posição da zona neutra seja corrigida, ainda existe o efeito desmagnetizante nos polos do campo principal. Os interpolos são suficientes para corrigir o centelhamento nas escovas em máguinas pequenas, de até 1 HP, pois o enfraquecimento do campo nestes casos não exerce grande influência na operação da máguina.

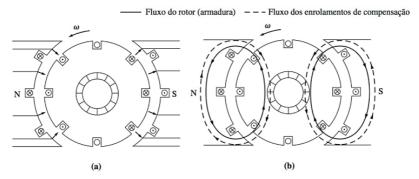
Figura 1.8 | Interpolos na máquina CC



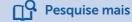
Fonte: Chapman (2013, p. 441).

Os enrolamentos compensadores são usualmente empregados em máquinas que passam por grandes aumentos de carga. Nestas máquinas, o enfraquecimento do campo causado pela reação de armadura pode influenciar com mais intensidade na operação. A Figura 1.9 mostra os enrolamentos compensadores, que são construídos em pequenas ranhuras da face dos polos do campo principal. Na Figura 1.9 (a), o fluxo dos polos principais é mostrado, onde nota-se que este fluxo vai do polo norte ao polo sul. Nesta figura, o fluxo magnético gerado pelos enrolamentos compensadores construídos nas faces dos polos do campo principal não é representado. Na Figura 1.9 (b) é mostrado o fluxo dos enrolamentos compensadores e o fluxo do enrolamento de armadura, onde se verifica que eles têm sentidos opostos. A construção dos enrolamentos de compensação tem por objetivo contrabalancear o fluxo da armadura de forma a reduzir o efeito desmagnetizante da reação de armadura. Em uma situação ideal, o contrabalanceamento é tal que o fluxo resultante é o entre os polos do campo principal, como mostrado na Figura 1.9 (a).

Figura 1.9 | Enrolamentos compensadores: (a) fluxo entre os polos do campo principal; (b) fluxo dos enrolamentos compensadores e do enrolamento de armadura



Fonte: adaptada de Chapman (2013, p. 443).



Um estudo mais aprofundado dos métodos para contrabalancear os efeitos da reação de armadura da máquina CC pode ser feito pela leitura do tópico *Soluções para problemas de comutação* do livro:

CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. Tradução: Anatólio Laschuk. 5. ed. Porto Alegre: McGraw-Hill, 2013. p. 439-445.

O link para acesso direto a esse conteúdo, por meio da biblioteca virtual, é mostrado a seguir:

E para um estudo adicional, um bom texto sobre comutação, interpolos e enrolamentos de compensação pode ser lido nas seções 7.8 e 7.9 do livro:

UMANS, S. D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. 7. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 2014. p. 442-446.

O link para acesso direto a esse conteúdo, por meio da biblioteca virtual, é mostrado a seguir:

https://integrada.minhabiblioteca.com.br/#/books/9788580553741/cfi/457!/4/4@0.00:0.00">https://integrada.minhabiblioteca.com.br/#/books/9788580553741/cfi/457!/4/4@0.00:0.00">https://integrada.minhabiblioteca.com.br/#/books/9788580553741/cfi/457!/4/4@0.00:0.00">https://integrada.minhabiblioteca.com.br/#/books/9788580553741/cfi/457!/4/4@0.00:0.00">https://integrada.minhabiblioteca.com.br/#/books/9788580553741/cfi/457!/4/4@0.00:0.00">https://integrada.minhabiblioteca.com.br/#/books/9788580553741/cfi/457!/4/4@0.00:0.00">https://integrada.minhabiblioteca.com.br/#/books/9788580553741/cfi/457!/4/4@0.00:0.00">https://integrada.minhabiblioteca.com.br/#/books/9788580553741/cfi/457!/4/4@0.00:0.00">https://integrada.minhabiblioteca.com.br/#/books/9788580553741/cfi/457!/4/4@0.00:0.00">https://integrada.minhabiblioteca.com.br/#/books/9788580553741/cfi/457!/dfi/4@0.000">https://integrada.com.br/#/books/9788580553741/cfi/400.00"<hr/>https://integrada.com.br/#/books/9788580553741/cfi/400.00"<hr/>https://integrada.com.br/#/books/9788580553741/cfi/400.00"<hr/>https://integrada.com.br/#/books/9788580553741/cfi/400.00"<hr/>https://integrada.com.br/#/books/9788580553741/cfi/400.00"<hr/>https://integrada.com.br/#/books/9788580553741/cfi/400.00"<hr/>https://integrada.com.br/#/books/9788580553741/cfi/400.00"<hr/>https://integrada.com.br/#/books/9788580553741/cfi/400.00"<hr/>https://integrada.com.br/#/books/9788580553741/cfi/400.00"<hr/>https://integrada.com.br/#/books/9788580553741/cfi/400.00"<hr/>https://integrada.com.br/#/books/9788580553741/cfi/400.00"<hr/>https://integrada.com.br/#/books/9788580553741/cfi/400.00"<hr/>https://integrada.com.br/#/books/9788580553741/cfi/400.00"<hr/>https://integrada.com.br/#/books/9788580553741/cfi/400.00"<hr/>https://integrada.com.br/#/books/9788580553741/cfi/400.00"<hr/>https://integrada.com.br/#/books/978858000<hr/>https://integrada.com.br/#/books/9788000<hr/>https://integrada.com.br/#/books/9788000<hr/>

Sem medo de errar

Com os conhecimentos adquiridos nesta seção, será possível resolver a situação e propor uma solução para a equipe de comissionamento da usina. Vamos relembrar a situação-problema, na qual você trabalha em uma empresa que está participando da construção de uma usina hidrelétrica em um consórcio construtor, fornecendo os geradores e os equipamentos auxiliares. Você está trabalhando juntamente com uma equipe no comissionamento destes geradores, e todos os equipamentos do grupo gerador já estão entregues, assim como os equipamentos para instalação do sistema de resfriamento. Entretanto, existe a necessidade de acionar alguns sistemas de comando utilizando uma tensão contínua de 90 V, mas a casa de força da usina não dispõe de nenhum recurso além de um motor de corrente contínua de 120 V. Os técnicos acreditam que basta acionar o eixo do gerador, de forma a ter uma tensão de 105 V para garantir uma queda de tensão na resistência de armadura e 90 V na carga. Entretanto, como a conexão do motor é do tipo autoexcitado, e a curva de magnetização está disponível, conforme a figura, você alerta que este raciocínio não está correto.

Para entender o que ocorre na máquina, deve-se analisar a curva de magnetização. Se o intuito é ajustar a tensão para 105 V, deve-se traçar a reta da resistência de campo conforme o segmento 0p na curva da Figura 1.10. O segmento pq representa a queda de tensão na resistência de armadura, que, considerando uma corrente de 100 A, pode ser calculada da seguinte forma:

$$pq = I_a R_a \simeq I_t R_a = 100 \times 0,15 = 15 V$$

Então, deve-se posicionar uma reta ab=pq entre a curva de magnetização e a reta da resistência de campo. Ao posicionar esta reta, verifica-se que a tensão terminal, considerando apenas a queda da resistência na armadura, já deverá ser menor que 90 V. Se considerar a corrente de reação de armadura (aqui consideramos um valor arbitrário, representado pelo segmento rq, então pode-se traçar a reta rc, paralela à reta da resistência de campo, e obter o valor da tensão terminal, tendo em conta o efeito da reação da armadura).

135 120 105 90 75 60 45 30 15 0,1 0,5 1,0 If (Amperes)

Figura 1.10 | Localização gráfica da tensão terminal para o problema proposto

Fonte: elaborada pelo autor.

Para que seja possível utilizar a máquina no acionamento, devese acionar a máquina com tensão nominal em vazio, pois queda de tensão quando em carga, neste caso, permitirá uma tensão um pouco acima de 90 V, e em seguida fazer o controle de tensão do gerador. Além disso, deve ser verificado se a máquina possui enrolamentos compensadores ou interpolos de modo a anular a queda de tensão devido à reação de armadura, ou até mesmo o efeito desmagnetizante.

Avançando na prática

Elaboração do manual de manutenção e operação de um motor CC

Descrição da situação-problema

Imagine que você trabalha no setor técnico de uma fábrica de motores e está encarregado da elaboração dos manuais de

manutenção e operação das máquinas de corrente contínua. Mais especificamente, você foi um dos incumbidos de escrever a seção de manutenção da máquina, abrangendo todos os elementos necessários para manutenção do conjunto comutador/escovas deslizantes. Você deve então determinar todas as necessidades de verificação na manutenção, de forma a garantir o fácil entendimento pelos usuários da máquina. Como você descreveria estas etapas?

Resolução da situação-problema

Na etapa de manutenção do conjunto comutador/escovas deslizantes é importante alertar inicialmente para a necessidade de certificar-se de que a máquina não esteja energizada e em seguida garantir a limpeza do conjunto. Sendo assim, é necessário alertar os cuidados para limpeza do compartimento das escovas, que deve ser limpo utilizando um aspirador de pó, removendo a poeira da máquina. Já o comutador deve ser limpo com um pano seco e limpo que não solte fios. O operador deve ser alertado acerca dos produtos de limpeza que podem ser nocivos à máquina e à saúde dele próprio, assim como a necessidade de manter a película formada pelo material das escovas no comutador (patina) que garante uma boa comutação. Por fim, deve-se orientar a limpeza das escovas, removendo-as do compartimento e garantindo a boa fixação após a limpeza.

Conforme as condições de uso, a manutenção do comutador deve ser periódica, de forma a garantir o bom funcionamento da máquina. Deve alertar para a cor da patina: normalmente ela é de uma coloração marrom escura ou levemente negra. Entretanto um alerta para a necessidade de troca das escovas é quando a superfície estiver brilhante, lustrosa ou áspera. Se a camada for negra e espessa indica que a máquina passou por uma sobrecarga prolongada, e por isso uma grande quantidade de material foi depositada, necessitando remoção com o uso de pedra-pome ou lixa.

Caso seja constatado um desgaste excessivo no comutador, deve-se orientar o usuário a proceder com o recondicionamento do motor. Alerte que a continuidade de um motor com comutador desgastado pode causar faiscamentos que levarão à danificação total do motor.

A verificação da comutação também é importante, e uma comutação bem-sucedida não significa necessariamente a que

não apresente faiscamento visível: deve-se aplicar carga ao motor e verificar o nível de faiscamento, e, no caso de faiscamento anormal, deve-se identificar as causas e eliminá-las. Por exemplo, pode haver a necessidade de ajuste da zona neutra da máquina, e neste caso alguns procedimentos padrão devem ser seguidos (WEG, 2012):

- 1. Deve-se afrouxar os parafusos de fixação do compartimento das escovas.
- 2. Energizar o enrolamento de armadura com uma tensão de cerca de 50% a 80% da corrente nominal, sem campo, por um tempo curto, até no máximo 30 segundos.
- Se houver tendência a giro, significa que a zona neutra está desalinhada, e neste caso deve-se girar o porta-escovas no sentido contrário de giro do motor, repetindo este procedimento até que o rotor fique parado.

Para um ajuste fino deve-se:

- 1. Ligar o motor com tensão nominal.
- 2. Verificar os dois sentidos de rotação e suas velocidades.
- 3. Caso a diferença na rotação seja maior que 1%, deve-se verificar qual o sentido de rotação em que a velocidade é maior e girar o porta-escovas no mesmo sentido do giro.

Além disso, deve-se atentar para a qualidade das escovas utilizadas no motor, orientando o usuário adequadamente.

Ao prever estas orientações no manual de manutenção e operação, sua tarefa estará concluída com exito!

Faça valer a pena

1. Uma máquina de corrente contínua funcionando como gerador tem o seu princípio de funcionamento baseado na lei de indução eletromagnética. Quando os condutores dos enrolamentos da máquina são submetidos a um campo magnético, surge nestes condutores uma tensão induzida. Entretanto, existem algumas particularidades da máquina que podem fazer com que a tensão terminal seja menor que a tensão induzida quando o gerador opera com uma carga.

Assinale a alternativa que elenca dois fatores que reduzem a tensão terminal da máquina de corrente contínua.

- a) A resistência de armadura e frequência da tensão.
- b) A resistência de armadura e a reação de armadura.
- c) A frequência da tensão e a reação de armadura.
- d) A frequência de rotação da máquina e a reação de armadura.
- e) A frequência de rotação da máquina e a resistência da armadura.
- 2. Sobre as máquinas de corrente contínua, considere a seguinte afirmativa:

O fenômeno da e	m máquinas	de corrente	contínua	ocorre
devido à interação entre o fluxo	magnético	gerado na ar	madura e	o fluxo
da máquina. Con	no resultado	da interação	destes ca	ampos,
ocorre o deslocamento da				

Assinale a alternativa que completa corretamente os espaços.

- a) Histerese interpolar zona neutra.
- b) Histerese induzido zona neutra.
- c) Histerese induzido escova deslizante.
- d) Reação de armadura interpolar zona neutra.
- e) Reação de armadura induzido zona neutra.
- **3.** Os termos de 1 a 4 a seguir estão relacionados às máquinas de corrente contínua. Logo abaixo, as definições de cada um dos termos são encontradas:
- 1 Reação de armadura
- 3 Interpolos
- 2 Ajuste da zona neutra 4 Enrolamentos de compensação
- () Efeito desmagnetizante que pode causar o deslocamento da zona neutra da máquina.
- () Enrolamentos conectados em série com a armadura, que tem o objetivo de criar uma tensão oposta à tensão das escovas, evitando faiscamento.
- () Mecanismo pelo qual o posicionamento das escovas da máquina síncrona é aiustado.
- () Enrolamentos construídos nas faces dos polos do campo principal, cuja função é contrabalancear o efeito desmagnetizante.

Assinale a alternativa que correlaciona os termos e as definições corretamente.

a) 1-3-4-2.

d) 2-4-1-3.

b) 1-3-2-4.

e) 3-1-2-4.

c) 2-1-3-4.

Seção 1.2

Máquinas de indução

Diálogo aberto

Caro aluno, já estudamos muitos detalhes referentes às máquinas de indução trifásica, seus aspectos construtivos e princípios de funcionamento, bem como conhecemos o circuito equivalente deste tipo de máquina. Saber modelar o circuito equivalente das máquinas de indução é muito importante para compreender alguns aspectos da operação interna da máquina. Nesta seção, aprofundaremos os estudos das máquinas de indução trifásica, aprofundando alguns aspectos relativos ao circuito equivalente, tal como a forma de obter os parâmetros das máquinas por meio dos ensaios de circuito aberto e de rotor bloqueado. Além disso vamos conhecer alguns aspectos relevantes sobre os rotores do tipo bobinado e duplo gaiola de esquilo.

Para contextualizar nosso estudo, vamos recordar a situaçãoproblema, na qual você trabalha em uma empresa que está participando da construção de uma usina hidrelétrica em um consórcio construtor, com a responsabilidade de fornecer os geradores e os equipamentos auxiliares. Você está trabalhando juntamente com uma equipe no comissionamento destes geradores na usina, e deste trabalho resultará o relatório de comissionamento que será entregue à equipe de operação da usina.

Para o comissionamento do sistema de resfriamento do gerador, você conseguiu resolver um problema relacionado a uma máquina de corrente contínua que funcionava como gerador. Agora, será necessário instalar um sistema de resfriamento para o gerador, cujas bombas que são responsáveis por fazer circular o óleo de resfriamento são acionadas por motores de indução. Este sistema deve ser acionado e manter o bombeamento em um fluxo constante, funcionando com duas bombas em um sistema em redundância.

Deseja-se fazer um estudo para determinar o torque máximo desenvolvido por estes motores; porém os motores de indução que chegaram à casa de força não possuem especificação quanto

às impedâncias internas. Os motores são trifásicos de 220 V, 60 Hz, 1.800 rpm, e a resistência medida entre dois terminais do estator é igual a 0,6 Ohms. Não é possível no momento contatar o fornecedor, pois trata-se de um período de férias coletivas e não há ninguém que possa lhe fornecer estes dados. Desta forma, foram realizados os ensaios em vazio e de rotor bloqueado, obtendo-se os seguintes valores:

Tabela 1.1 | Dados dos ensaios com máquina de indução

Ensaio	Dados obtidos
Em vazio	220 V - 7 A – 73,5 W
De rotor bloqueado (15 Hz)	45 V – 50 A – 500 W

Fonte: elaborada pelo autor.

Você ficou encarregado de realizar a análise dos dados para obter os parâmetros de impedância da máquina e, além disso, obter o torque máximo desenvolvido por ela. Utilizando o seu raciocínio crítico sobre os valores obtidos nos ensaios, você será capaz de resolver este problema de forma a fornecer os valores das impedâncias da máquina e o estudo de torque máximo no relatório de comissionamento do grupo gerador.

Como você procederia para obter as informações das impedâncias internas deste motor?

Nesta seção, você vai adquirir os conhecimentos necessários para fazer a análise dos dados dos ensaios realizados e obter os parâmetros da máquina. Em seguida, você estará apto a determinar o máximo torque desenvolvido pelo motor, conseguindo assim realizar essa tarefa.

Bons estudos!

Não pode faltar

Na disciplina Máquinas Elétricas estudamos a máquina de indução com muitos detalhes. Esta máquina é muito utilizada na indústria atual, uma vez que os sistemas de distribuição de energia que alimentam as indústrias são em corrente alternada, e o uso de motores de corrente contínua exige o uso de retificadores que

oneram a aplicação deste tipo de motor. Por conta disso, apesar de a máquina CC fornecer uma possibilidade variada de controle de velocidade, o uso da máquina de indução foi aos poucos substituindo o uso de máquinas CC nas plantas industriais. Além disso, ao comparar o motor de indução com o motor CC, o primeiro é mais vantajoso em termos de simplicidade, baixo custo de aquisição e operação e pouca manutenção. No entanto, para selecionar apropriadamente um motor de indução, há a necessidade de identificar de forma correta a característica da carga que este motor vai acionar e o comportamento da característica do conjugado desenvolvido pelo motor. Dessa forma, o estudo da característica do conjugado desenvolvido pelo motor de indução pode ser feito por meio de seu circuito equivalente, o qual é estabelecido pelos parâmetros característicos da máquina. Os aspectos relativos ao circuito equivalente foram estudados na disciplina precedente, e sendo assim devemos brevemente lembrar estes aspectos antes de seguirmos a diante.

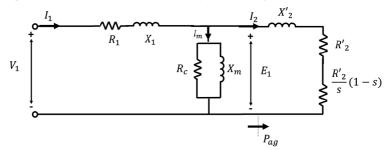


Circuito equivalente da máquina de indução

É importante lembrar que a máquina de indução, quando em funcionamento, pode ser tratada como uma carga trifásica equilibrada. Desta forma, o circuito equivalente de apenas uma das fases pode ser representado para fins de estudo.

O circuito equivalente de uma máquina de indução assemelha-se muito ao circuito equivalente de um transformador, conforme pode ser verificado na Figura 1.11. Para o caso da máquina de indução, R_1 e R^{\prime}_2 são as resistências do enrolamento do estator e do rotor, e X_1 e X^{\prime}_2 são as reatâncias dos enrolamentos do estator e do rotor, respectivamente. A impedância formada por R_c e X_m representa as perdas por correntes de fuga e de magnetização da máquina.

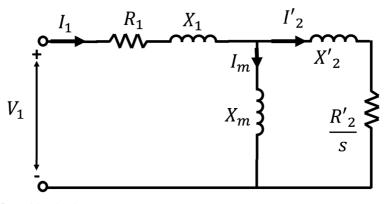
Figura 1.11 | Circuito equivalente da máquina de indução



Fonte: elaborada pelo autor.

Existe ainda um circuito simplificado recomendado pelo Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE). Neste circuito as perdas de corrente de fuga no núcleo são diluídas entre as perdas por atrito e na resistência dos enrolamentos. Este circuito equivalente é mostrado na Figura 1.12.

Figura 1.12 | Circuito equivalente da máquina de indução sugerido pelo IEEE



Fonte: elaborada pelo autor.

Uma pergunta que você deve se fazer é: como determinar os valores destas impedâncias da máquina se eu não as possuir? O procedimento para obter estes valores é a realização dos ensaios em vazio e com o rotor bloqueado.



Você viu que o circuito equivalente da máquina de indução assemelha-se muito ao circuito equivalente de um transformador. Você acha possível, então, a utilização de um motor de indução como transformador?

Para determinar os valores de R_1 , R'_2 , X_1 , X'_2 , R_c e X_m , utilizamos os ensaios e os valores medidos para a resistência CC do enrolamento do estator. O interessante é que os ensaios em vazio e de rotor bloqueado assemelham-se muito aos ensaios em aberto e em curto-circuito que são realizados com os transformadores a fim de se obter os parâmetros do circuito equivalente.

O ensaio em vazio na máquina de indução e o teste de circuito aberto no transformador é utilizado de forma a obter informações sobre a corrente de excitação e as perdas rotacionais. Para realizar este teste, aplica-se uma tensão balanceada trifásica nos enrolamentos do estator com frequência nominal. O rotor é mantido sem nenhuma carga mecânica acoplada ao eixo. Neste caso, haverá uma pequena perda de potência devido às perdas no núcleo, ao atrito e às correntes nos enrolamentos. Além disso, haverá uma perda rotacional, cujo valor total quando em tensão e frequência nominal será considerado constante quando em vazio.

O teste de rotor bloqueado na máquina de indução assemelhase ao teste de curto-circuito que é realizado no transformador para obtenção dos parâmetros. Este teste provê informações sobre as impedâncias de dispersão do circuito. Para realizá-lo, o rotor é bloqueado de forma a barrar qualquer tipo de rotação. Então, uma tensão balanceada trifásica é aplicada aos terminais do estator. O ensaio de rotor bloqueado deve ser feito sob as mesmas condições de corrente e frequência do rotor que prevalecerão na operação normal do motor. Por exemplo, se as características de desempenho em operação normal são requeridas (região de baixo escorregamento), o teste de rotor bloqueado deve ser feito em tensão e corrente nominal. A frequência deve também ser reduzida, pois a resistência efetiva e a reatância de dispersão com uma frequência reduzida pode diferir consideravelmente do valor em frequência nominal.

O IEEE recomenda que o teste de rotor bloqueado seja feito com uma frequência de cerca de 25% da frequência nominal de operação. As reatâncias de dispersão em frequência nominal podem ser obtidas considerando que a reatância indutiva é diretamente proporcional à frequência. Entretanto, para operação normal de motores de baixa potência (abaixo de 20 hp), os efeitos da frequência são desprezíveis, de forma que a frequência nominal pode ser utilizada para realização dos testes.



Assimile

O procedimento dos ensaios em vazio e de rotor bloqueado para a obtenção dos parâmetros do circuito equivalente da máquina de indução pode ser resumido conforme a seguir:

Ensaio em vazio:

- Mede-se a resistência CC no enrolamento do rotor.
- Com tensão e frequência nominais, mantém-se o eixo sem carga e mede-se a corrente e a potência de entrada.
- As perdas rotacionais podem ser obtidas subtraindo o valor das perdas na resistência do estator do valor da potência de entrada.
- Os parâmetros de impedância em vazio $Z_{vazio} = R_{vazio} + jX_{vazio}$ são obtidos dos valores medidos.

Ensaio de rotor bloqueado:

- Com tensão e frequência reduzidas, mantém-se o eixo bloqueado e mede-se a corrente e a potência de entrada.
- Os parâmetros de impedância de rotor bloqueado $Z_{rb} = R_{rb} + jX_{rb}$ são obtidos dos valores medidos.
- Os parâmetros da máquina são obtidos.

Para entender melhor como esse procedimento é realizado, vamos realizar um pequeno exemplo de aplicação a fim de obter os valores do circuito equivalente da máguina de inducão trifásica.



Exemplificando

Considere um motor trifásico de indução de 50 HP 2.500 V seis polos e 60 Hz, com rotor do tipo gaiola de esquilo. Os ensaios em vazio e com o rotor bloqueado foram realizados obtendo os seguintes valores:

- Para o ensaio em vazio, em frequência nominal, e tensão de linha igual à tensão nominal, foi obtida uma corrente de 5 A e uma potência de 1.500 W.
- Para o ensaio de rotor bloqueado, com frequência reduzida de 15 Hz e tensão de 300 V, foi obtida uma corrente de 28 A e uma potência de entrada de 9.000 W.
- A resistência CC medida no estator, em uma das fases é de 3 Ohms. Nestas condições, qual será a perda rotacional em vazio e os parâmetros do circuito equivalente?

Resolução:

Do teste em vazio, a potência obtida foi de 1.500 W, ou seja:

$$P_{\rm vazio} = 1.500 \, {\rm W}$$

Logo, podem ser obtidas as perdas rotacionais subtraindo-se deste valor as perdas de potência na resistência do rotor.

$$P_{rot} = P_{vazio} - 3I_1^2 R_1 = 1.500 - 3 \times 5^2 \times 3 = 1.275 \text{ W}$$

Para determinar os parâmetros, podemos considerar o circuito equivalente conforme recomendado pelo IEEE. Uma vez que no ensaio em vazio não existe carga no motor, o valor da resistência definida

por $\frac{R_2^{'}}{s}$ é muito grande, e desta forma a impedância equivalente será praticamente:

$$Z_{\text{vazio}} = R_{\text{vazio}} + jX_{\text{vazio}} = R_1 + j(X_1 + X_m)$$

Com os valores medidos, obtemos estes parâmetros. Primeiro obtemos a tensão por fase no estator e em seguida podemos calcular a impedância em vazio com a corrente obtida no ensaio em vazio:

$$V_1 = \frac{2.500}{\sqrt{3}} = 1.443,4 \text{ V/fase} \rightarrow Z_{vazio} = \frac{1.443,4}{5} = 288,7 \Omega$$

Da mesma forma, a resistência e a reatância em vazio podem ser obtidas:

$$R_{\text{vazio}} = \frac{P_{\text{vazio}}}{3I_1^2} = \frac{1.500}{3 \times 5^2} = 20 \ \Omega = R_1$$

$$X_{vazio} = \sqrt{Z_{vazio}^2 - R_{vazio}^2} = \sqrt{288,7^2 - 20^2} = 289,39 \,\Omega = X_1 + X_m$$

Quando o ensaio de rotor bloqueado é realizado, o escorregamento é igual à 1. Logo, no circuito equivalente teremos que a reatância de magnetização estará em paralelo com a impedância do rotor refletida do lado do estator. Como esta última é muito menor com relação à impedância de magnetização, então teremos que o valor da impedância equivalente desta associação em paralelo é praticamente igual à impedância $R_2 + jX_2$. Podemos então calcular a impedância de rotor bloqueado a partir dos dados medidos, sendo que: $Z_{rb} = R_{rb} + jX_{rb} = R_1 + R_2 + j(X_1 + X_2)$.

Os valores de impedância serão:

$$Z_{rb} = \frac{300}{\sqrt{3} \times 25} = 6,92 \,\Omega$$

$$R_{rb} = \frac{P_{rb}}{3I_1^2} = \frac{9.000}{3 \times 25^2} = 4.8 \,\Omega \rightarrow R_2 = R_1 - R_{rb} = 20 - 4.8 = 15.2 \,\Omega$$

$$X_{rb} = \sqrt{6,92^2 - 4,8^2} = 4,98 \,\Omega$$

A reatância de rotor bloqueado é calculada para 15 Hz. Para obter a reatância em 60 Hz, fazemos uma conversão:

$$X'_{rb} = 4,98 \frac{60}{15} = 19,93 \Omega = X_1 + X'_2$$

Uma boa aproximação é fazer $X_1 = X'_2$ e logo

$$X_1 = X'_2 = \frac{19,92}{2} \cong 10 \Omega$$

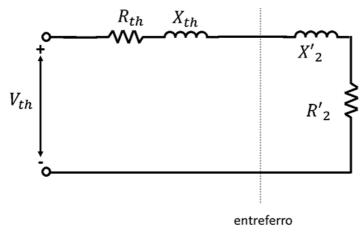
$$X_m = 288 - 20 = 268 \,\Omega$$

O circuito equivalente obtido, seja pelo ensaio em vazio ou pelo ensaio de rotor bloqueado, ou seja, pelos dados do fabricante, é um instrumento importante para a análise das características de desempenho da máquina. Vimos anteriormente que o conjugado (torque) mecânico está relacionado com a velocidade síncrona, com a corrente do rotor e com o escorregamento da máquina, conforme a seguinte equação:

$$T_{\text{mec}} = \frac{1}{\omega_{\text{s}}} I_2^{1/2} \frac{R'_2}{\text{s}} \tag{1.4}$$

Assim, podemos utilizar o circuito equivalente para escrever uma equação de torque que dependa dos parâmetros da máquina, utilizando o circuito equivalente de Thevenin visto pelos pontos A e B do circuito equivalente, conforme mostra a Figura 1.13:

Figura 1.13 | Circuito equivalente de Thevenin na máquina de indução



Fonte: elaborada pelo autor.

Os valores da tensão de Thevenin e da impedância equivalente de Thevenin no circuito da Figura 1.13 são dadas pelas Equações 1.5 e 1.6, respectivamente.

$$V_{th} = \frac{X_m}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_m)^2}} V_1 \tag{1.5}$$

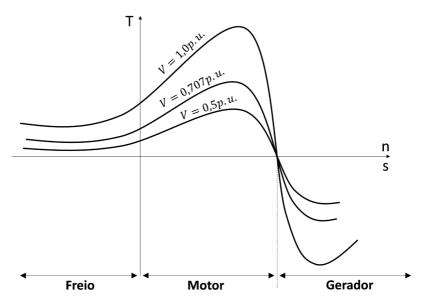
$$Z_{th} = \frac{jX_m(R_1 + jX_1)}{R_1 + j(X_1 + X_m)} = R_{th} + jX_{th}$$
 (1.6)

Pode-se então descrever a corrente do rotor refletida no estator (I_2) em função dos elementos do circuito equivalente de Thevenin. Dessa forma, a Equação 1.7 pode ser obtida para o torque mecânico.

$$T_{mec} = \frac{1}{\omega_s} \left(\frac{V_{th}^2}{(R_{th} + R_2' / s)^2 + (X_{th} + X_2')^2} \right) \frac{R_2'}{s}$$
(1.7)

O torque descrito na Equação 1.7 descreve o torque por fase. Para obtenção do torque trifásico, a equação dada deve ser multiplicada por 3. A Figura 1.14 mostra a característica de torque versus velocidade da máquina, mostrando os três modos de operação possível, mostrando que, para baixos valores de escorregamento, o torque mecânico varia com o quadrado da tensão de alimentação.

Figura 1.14 | Característica de torque versus velocidade da máquina de indução



Fonte: elaborada pelo autor.

Uma expressão para o máximo torque pode ser obtida a partir da equação do torque utilizando o circuito equivalente de Thevenin. Para isso devemos derivar a expressão com relação ao escorregamento e igualar a zero (fazendo $\frac{dT_{mec}}{ds}=0$). Dessa forma é possível chegar a uma condição na qual o valor do escorregamento corresponde ao máximo torque.

$$s_{T_{m\acute{a}x}} = \frac{R_{2}^{'}}{\sqrt{R_{th}^{2} + (X_{th} + X_{2}^{'})^{2}}}$$
(1.8)

O valor do torque máximo é obtido substituindo-se este valor de escorregamento na Equação 1.7, obtendo-se a expressão 1.9.

$$T_{m\acute{a}x} = \frac{1}{2\omega_s} \left[\frac{V_{th}^2}{R_{th} + \sqrt{(R_{th})^2 + (X_{th} + X_2^{'})^2}} \right]$$
(1.9)

A Equação 1.9 mostra que o máximo torque é desenvolvido independentemente do valor da resistência do circuito do rotor. Entretanto, da expressão para o escorregamento no torque máximo, fica evidente que o valor da resistência do circuito do rotor determina o valor do escorregamento e, consequentemente, o valor da velocidade na qual o máximo torque irá ocorrer.

De fato, a resistência do rotor é um fator limitante no projeto de máquinas de indução, pois o rendimento elevado em condições normais de operação da máquina requer um valor baixo de resistência de rotor. Contudo, para partir o motor, uma resistência baixa no rotor eleva a corrente de partida e resulta em conjugado e fator de potência muito baixos. Neste sentido, o projeto de rotores como o do tipo bobinado ou de dupla gaiola de esquilo pode contrabalancear os efeitos negativos da partida, garantindo uma resistência mais alta, enquanto que para a operação normal a resistência é mais baixa, garantindo o alto rendimento.

Os rotores bobinados permitem associação com reostatos de partida, deixando assim uma associação em série que eleva a resistência na partida da máquina, reduzindo assim a alta corrente de partida. À medida que a máquina desenvolve torque, o valor do reostato diminui o seu valor até ser curto-circuitado. Neste ponto a operação da máquina volta à operação normal.

Os rotores de dupla gaiola de esquilo são construídos com duas camadas de barras curto-circuitadas por anéis, cujas barras superiores têm resistência mais elevada que as barras inferiores, de forma a garantir um arranjo de fluxo tal que a resistência efetiva e a indutância de dispersão variam com a frequência, e dessa forma os valores da impedância do rotor, variam com a velocidade do rotor e não são constantes.



É interessante aprofundar-se no estudo dos rotores do tipo bobinados ou de dupla gaiola de esquilo. Existe ainda um arranjo de barras profundas que produz um efeito semelhante ao de dupla gaiola de esquilos. Estes tipos construtivos podem ser mais bem explicados nas seções 6.7.1 e 6.7.2 do seguinte livro:

UMANS, S. D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley.** 7. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 2014. p.380-386.

Sem medo de errar

Vamos então retomar a sua tarefa junto à equipe de comissionamento do grupo gerador, fazendo agora os testes com os equipamentos do sistema de resfriamento dos geradores. Desejase fazer um estudo para determinar o torque máximo desenvolvido por estes motores, e os motores de indução que chegaram à casa de força não possuem especificação quanto às impedâncias internas. No entanto, como vimos, os parâmetros podem ser obtidos pelos ensaios em vazio e de rotor bloqueado que foram realizados. Do ensaio em vazio, a potência obtida foi de 73,5 W. Para determinar os parâmetros, primeiro obtemos a tensão por fase no estator e em seguida podemos calcular a impedância em vazio com a corrente obtida no ensaio em vazio:

$$V_1 = \frac{220}{\sqrt{3}} = 127 \text{ V/fase} \rightarrow Z_{vazio} = \frac{127}{7} = 18,14 \Omega$$

Da mesma forma, a resistência e reatância em vazio podem ser obtidas.

$$R_{vazio} = \frac{P_{vazio}}{3l_1^2} = \frac{73.5}{3 \times 7^2} = 0.5 \Omega = R_1$$

$$X_{vazio} = \sqrt{Z_{vazio}^2 - R_{vazio}^2} = \sqrt{18,14^2 - 0,5^2} = 18,13\Omega = X_1 + X_m$$

No ensaio de rotor bloqueado, considera-se o escorregamento igual à 1. Podemos então calcular a impedância de rotor bloqueado a partir dos dados medidos. Os valores de impedância serão:

$$Z_{rb} = \frac{45}{\sqrt{3} \times 50} = 0,52 \Omega$$

$$R_{rb} = \frac{P_{rb}}{3I_1^2} = \frac{500}{3 \times 50^2} = 0,066 \Omega \rightarrow R_2' = R_1 - R_{rb} = 0,5 - 0,066 = 0,44 \Omega$$

$$X_{rb} = \sqrt{0,52^2 - 0,066^2} = 0,511 \Omega$$

A reatância de rotor bloqueado é calculada para 15 Hz. Para obter a reatância em 60 Hz, fazemos uma conversão:

$$X'_{rb} = 0.511 \frac{60}{15} = 2.044 \Omega = X_1 + X'_2$$

Uma boa aproximação é
$$X_1=X'_2=\frac{2,044}{2}=1,022\,\Omega$$
 , logo $X_m=18,13-1,022=17,11\,\Omega$.

Com base nos parâmetros calculados, podemos inicialmente calcular a impedância equivalente de Thevenin. Em seguida, utilizando os parâmetros da máquina e as impedâncias equivalentes obtidas, pode-se calcular o valor do torque máximo no motor de inducão.

$$V_{th} = \frac{X_m}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_m)^2}} V_1 = \frac{17,11}{\sqrt{0,5^2 + (1,022 + 17,11)^2}} 127 = 119,8 \text{ V}$$

$$V_{th} = \frac{(X_1 + X_1)^2}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_m)^2}} V_1 = \frac{17,11}{\sqrt{0,5^2 + (1,022 + 17,11)^2}} 127 = 119,8 \text{ V}$$

$$Z_{th} = \frac{jX_m(R_1 + jX_1)}{R_1 + j(X_1 + X_m)} = \frac{j17,11(0.5 + j1,022)}{0.5 + j(1,022 + 17,11)} = 0,4449 + j0,9767 = R_{th} + jX_{th}$$

Sabendo que a máquina tem velocidade mecânica síncrona de 1.800 rpm, então a velocidade angular síncrona será de 188,4956 rad/s e o torque máximo será:

$$T_{m\acute{a}x} = \frac{1}{2\omega_s} \left(\frac{V_{th}^2}{R_{th} + \sqrt{(R_{th})^2 + (X_{th} + X_2^2)^2}} \right)$$

$$= \frac{1}{2 \times 188,4956} \left(\frac{119,8^2}{0,4449 + \sqrt{(0,4449)^2 + (0,9767 + 1,022)^2}} \right) = 15,27 \,\text{Nm}$$

Desta forma, foi possível utilizar os dados obtidos nos ensaios com as máquinas de forma a obter o torque máximo da máquina. Pode-se ainda analisar o escorregamento no qual este torque máximo ocorre ou até mesmo analisar os diversos pontos da curva de conjugado versus escorregamento da máquina. Estes estudos podem ser apresentados ao seu supervisor e incluídos no relatório de comissionamento.

Avançando na prática

Aproximações da equação do torque para escorregamentos mínimos e máximos

Descrição da situação-problema

Imagine a situação em que você está realizando os ensaios de motores de indução em uma fábrica de motores elétricos. Um dos testes a serem realizados consiste em medir os valores de torque desenvolvido por esse motor quando o escorregamento for mínimo e também quando o escorregamento for o maior valor possível. Seu supervisor solicitou que você, antes de iniciar os ensaios propriamente ditos, faça uma breve análise para prever quais são os valores de torque desenvolvido pelo motor de indução nestas duas situações. Para isso, você deve fazer as aproximações necessárias na equação do torque com relação aos parâmetros da máquina.

Resolução da situação-problema

Para solucionar esta tarefa, deveremos partir da equação do torque desenvolvida tomando como base o circuito equivalente de Thevenin, conforme mostrada na Equação 1.7. Quando os valores de escorregamento são baixos, temos que $R_{th}+R_2^{'}/s>>X_{th}+X_2^{'}$ e também $R_{th}<< R_2^{'}/s$. Logo, pode-se reescrever a equação do torque conforme segue:

$$T_{mec} = \frac{1}{\omega_s} \left(\frac{V_{th}^2}{R_2^{'}} \right) s$$

Por outro lado, quando temos valores altos de escorregamento, $R_{th}+R_2^{'}/s << X_{th}+X_2^{'}$. Dessa forma, a equação do torque pode ser reescrita conforme mostra a equação a seguir

$$T_{mec} = \frac{1}{\omega_s} \left(\frac{V_{th}^2}{(X_{th} + X_2^{'})^2} \right) \frac{R_2^{'}}{s}$$

Estas duas equações nos dão informações intuitivas do que ocorre com o torque mecânico nas duas situações analisadas. Em situação de baixo escorregamento, percebe-se que as reatâncias da máquina não exercem tanta influência no comportamento do torque. O único parâmetro que tem influência no comportamento

na máquina é a resistência do rotor. Por outro lado, em situações em que os escorregamentos são altos, não só a resistência do rotor mas também as reatâncias apresentam influência no comportamento do torque da máquina.

Faça valer a pena

1. As máquinas de indução trifásicas são constituídas basicamente de duas partes: o estator e o rotor. O giro do rotor se dá por meio da indução magnética de correntes no rotor quando o estator da máquina é alimentado por uma tensão trifásica equilibrada, gerando assim um campo magnético girante. O princípio de funcionamento da máquina assemelhase muito a de um transformador, assim como os circuitos equivalentes também apresentam certa similaridade.

Os parâmetros do circuito equivalente do motor de indução podem ser obtidos pelo:

- a) Ensaio de sincronismo.
- b) Ensaio de curto-circuito.
- c) Ensaio de máxima corrente indutiva.
- d) Ensaio em vazio e de rotor bloqueado.
- e) Ensaio de circuito aberto.
- **2.** O circuito equivalente do motor de indução tem uma grande utilidade na análise do funcionamento da máquina em regime permanente. Seja um motor de indução trifásico de 460 V, 60 Hz, 6 polos, que possui os seguintes valores de resistências e reatâncias do circuito equivalente: R1 = 0.2 Ohms. R2' = 0.28 Ohms. X1 = X2' = 1.055 Ohms. Xm = 33.9 Ohms.

O valor do escorregamento no torque máximo desenvolvido por esta máquina será de aproximadamente:

- a) 5%.
- b) 10%.
- c) 13%.
- d) 20%.
- e) 33%.

3. Os circuitos equivalentes da máquina de indução podem ser utilizados para analisar as características de performance da máquina. Por exemplo, as características de torque (conjugado) da máquina podem ser definidas a partir do circuito equivalente de Thevenin.

Com base no estudo do conjugado da máquina de indução a partir do circuito equivalente de Thevenin, assinale a alternativa correta.

- a) A relação entre o torque e a velocidade da máquina é linear para qualquer valor de velocidade.
- b) Para valores baixos de escorregamento, o torque desenvolvido independe dos parâmetros do circuito do rotor.
- c) Para valores baixos de escorregamento, o torque desenvolvido independe dos parâmetros do circuito do estator.
- d) Para valores altos de escorregamento, o torque independe da reatância do rotor.
- e) O teorema de Thevenin é aplicado ao circuito do rotor.

Seção 1.3

Máquinas síncronas

Diálogo aberto

Olá, aluno. Chegamos à última seção desta unidade de aprofundamento em máquinas elétricas rotativas, momento em que serão apresentados alguns conceitos avançados sobre a máquina síncrona. Abordaremos inicialmente algumas particularidades da máquina de polos salientes, desenvolvendo uma expressão para o estudo do comportamento do ângulo de carga em regime permanente e do conjugado da máquina. Posteriormente, falaremos sobre as condições de sincronização para o gerador síncrono utilizado em grandes centrais hidrelétricas e termoelétricas para geração de energia. Também abordaremos os ensaios de escorregamento e da máxima corrente indutiva. Estes conceitos são importantes para finalizar o estudo aprofundado das máquinas síncronas.

Coma finalidade de contextualizar o nosso estudo, continuaremos imaginando a situação em que você foi contratado para trabalhar em um grande projeto no setor de comissionamento e serviços de uma empresa fornecedora de geradores. Você está trabalhando diretamente em campo e acompanhando todo o recebimento para montagem do gerador na casa de força da usina e instalação do sistema de resfriamento e dos equipamentos associados.

Finalmente, o sistema de resfriamento foi instalado, e os equipamentos auxiliares também chegaram e foram instalados na casa de força. Sendo assim, poderá ser executado o comissionamento do gerador para posterior partida do gerador e conexão deste com a rede elétrica. Ao final desta etapa, o relatório de comissionamento deverá ser finalizado por você e entregue à equipe de operação da usina. Uma das etapas do comissionamento é avaliar o ângulo de carga entre a tensão terminal do gerador e a tensão gerada por este. Além disso, deve-se avaliar a tensão de excitação necessária quando o gerador alimenta uma carga de 150 MW com fator de potência atrasado de 0,88. A tensão terminal desse gerador é de 30 kV, e

trata-se de um gerador de polos salientes com reatâncias de eixo direto e quadratura de 1,87 pu e 1,06 pu, respectivamente. O gerador é de 200 MVA, 60 Hz. Você pode perceber que o raciocínio crítico é essencial para resolução deste problema. Nestas condições, como você realizaria a sua atividade?

Para cumprir esta tarefa você precisará aprofundar o estudo das máquinas elétricas de rotores de polos salientes, conhecimento este que será adquirido no decorrer desta seção. Para tanto, recomendamos que você estude com dedicação, realizando as atividades propostas e pensando nas possíveis soluções para os problemas propostos. Seguindo este caminho, certamente você terá sucesso na realização da sua tarefa. Bons estudos!

Não pode faltar

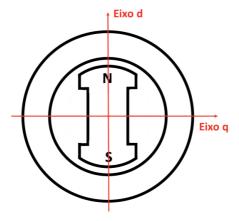
Iniciaremos nosso estudo aprofundado sobre as máquinas síncronas por definir as características de conjugado e potência da máquina de polos salientes. Quando a máquina é de polos lisos, o fluxo produzido pela FMM na máquina não depende do alinhamento espacial da onda com os polos da máquina. De outra forma, quando o entreferro não é uniforme, haverá uma forte dependência do fluxo com este alinhamento. Na disciplina Máquinas Elétricas estudamos brevemente os aspectos básicos da máquina de polos saliente, e cabe-nos aqui lembrarmos destes aspectos.



Lembre-se

Em uma máquina de polos salientes temos o eixo direto localizado ao longo do eixo do polo e o eixo de quadratura localizado na zona interpolar, conforme mostra a Figura 1.15. A permeância magnética ao longo do eixo direto é maior que a permeância ao longo do eixo de quadratura. Assim, uma grandeza de eixo direto corresponde a uma grandeza cujo efeito magnético está alinhado com o eixo polar, e, da mesma forma, uma grandeza no eixo de quadratura corresponde a uma grandeza com efeito magnético alinhada com o eixo interpolar.

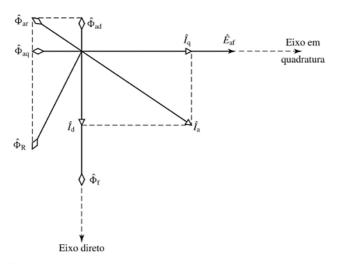
Figura 1.15 | Estrutura elementar da máquina de polos salientes e os eixos direto (eixo d) e de quadratura (eixo q)



Fonte: elaborada pelo autor.

Ao desenhar o diagrama fasorial de uma máquina de polos salientes, o fluxo de campo se encontrará alinhado ao eixo direto, uma vez que as linhas de campo estão alinhadas com este eixo no rotor da máquina, assim como mostra a Figura 1.16.

Figura 1.16 | Diagrama fasorial: tensão gerada, corrente e fluxos

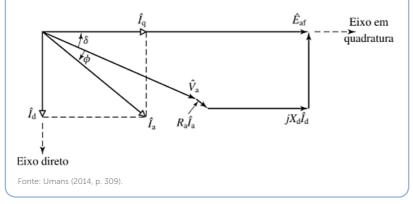


Fonte: elaborada pelo autor.

Como a produção da tensão induzida é obtida a partir da derivada do fluxo de campo, teremos a tensão induzida (\hat{E}_{af}) deslocada de 90 graus, de forma que encontraremos esta tensão sobre o eixo em quadratura. Assim, ao determinar o alinhamento da tensão induzida, conseguimos determinar a localização dos eixos direto e em quadratura. Além disso a corrente de armadura da máquina pode ser decomposta em duas componentes, uma ao longo do eixo direto e outra ao longo do eixo em quadratura, como mostra o diagrama fasorial, conforme mostra a Figura 1.16.

Uma vez que o entreferro da máquina de polos salientes não é uniforme, pode-se associar a cada um dos eixos uma reatância de magnetização, e assim determinam-se as reatâncias $X_d \in X_q$, que são as reatâncias síncronas de eixo direto e em quadratura, respectivamente. Para cada uma das componentes de corrente de armadura $\hat{l}_d = \hat{l}_q$, há associada uma componente de queda de tensão nas reatâncias síncronas, $jX_d\hat{l}_d$ e $jX_q\hat{l}_q$, e desta forma podemos descrever o diagrama fasorial das tensões na máquina de indução conforme mostra a Figura 1.17.

Figura 1.17 | Diagrama fasorial das tensões na máquina de polos salientes



Relembrar estes aspectos da máquina síncrona de polos salientes é essencial, pois utilizaremos o diagrama fasorial da máquina para obter a curva de potência com relação ao ângulo de carga, que é semelhante ao que foi feito na disciplina Máquinas Elétricas para a máquina de polos lisos. O estudo do conjugado deriva diretamente destas curvas, uma vez que, para um gerador síncrono, o conjugado fornecido ao eixo transfere uma potência mecânica que é convertida em energia elétrica.



Relembre no material da disciplina Máquinas Elétricas a diferença entre rotores de polos lisos e rotores de polos salientes na máquina síncrona. Este assunto é encontrado na Unidade 4 do livro a seguir:

FREITAS JÚNIOR, L. C. de; SILVA, R. S. **Máquinas Elétricas.** Londrina: Editora e Distribuidora Educacional S.A., 2018.

Considerando os diagramas fasoriais apresentados para a máquina na Figura 1.16, podemos escrever a seguinte equação para os módulos de \hat{I}_{a} e \hat{I}_{q} , como nas Equações 1.10 e 1.11. Nota-se que, para considerar o diagrama fasorial da Figura 1.16, deve-se considerar a soma dos ângulos, enquanto que em outros tipos de operação (como motor por exemplo) considera-se a diferença entre os ângulos. Deve-se atentar ainda que o sinal do ângulo não é considerado nas equações, apenas o valor absoluto, por isso você deve sempre recorrer ao diagrama fasorial da máquina.

$$|\hat{I}_d| = |\hat{I}_a| \sin(\phi \pm \delta)$$
 (1.10)

$$|\hat{I}_q| = |\hat{I}_a| \cos(\phi \pm \delta) \tag{1.11}$$

O cálculo dos valores dos módulos das correntes de eixo direto e quadratura depende do ângulo de fator de potência interno da máquina. Entretanto, muitas vezes este ângulo não é conhecido, mas conhecemos o ângulo de fator de potência terminal (ϕ). Com base nas relações trigonométricas dos diagramas fasoriais, podemos escrever a equação para δ , conforme Equação 1.12 (SEN, 1986). Desta forma, tem-se as informações necessárias para o cálculo de $\hat{\textit{l}}_{\textit{q}}$ e $\hat{\textit{l}}_{\textit{q}}$.

$$\tan(\delta) = \frac{|\hat{I}_a| X_q \cos(\phi)}{|\hat{V}_t| \pm |\hat{I}_a| X_q \sin(\phi)}$$
(1.12)

Conforme observado na Figura 1.16, a queda de tensão na resistência do estator é pequena, e desta forma, com a finalidade de simplificar a expressão da potência desenvolvida pela máquina de polos salientes, o valor da resistência do estator será desconsiderada. Assim, tomando por base o diagrama fasorial da máquina operando

como gerador, e mantendo a referência em \hat{E}_{af} , temos a equação da potência complexa definida por meio do equacionamento a seguir:

$$S = \hat{V}_{t} \hat{I}_{a}^{*} = (|\hat{V}_{t}| \angle - \delta)(|\hat{I}_{q}| - j|\hat{I}_{d}|)^{*} = (|\hat{V}_{t}| \angle - \delta)(|\hat{I}_{q}| + j|\hat{I}_{d}|)$$
(1.13)

Ainda, com base no diagrama fasorial, podemos escrever os módulos de \hat{l}_{d} e \hat{l}_{q} conforme Equações 1.14 e 1.15. Por fim, as equações das correntes \vec{l}_d e \vec{l}_a nestas equações podem ser substituídas na Equação 1.13, de forma que obteremos a equação para a potência complexa conforme mostrado na Equação 1.16.

$$|\hat{I}_{d}| = \frac{|\hat{\mathcal{E}}_{af}| - |\hat{V}_{t}| \cos(\delta)}{X_{d}}$$
(1.14)

$$|\hat{I}_q| = \frac{|\hat{V}_t|\sin(\delta)}{X_a}$$
 (1.15)

$$|\hat{I}_{q}| = \frac{|\hat{V}_{t}|\sin(\delta)}{X_{q}}$$

$$S = P + jQ = \left(|\hat{V}_{t}| \angle - \delta\right) \left(\frac{|\hat{V}_{t}|\sin(\delta)}{X_{q}} + j\frac{|\hat{E}_{af}| - |\hat{V}_{t}|\cos(\delta)}{X_{d}}\right)$$
(1.15)



Da Equação 1.16, os valores de potência ativa (P) e reativa (Q) podem ser extraídos a partir do desenvolvimento das expressões e da separação das componentes real e imaginária de S. Ao fazer isso, para a expressão da potência ativa, temos a Equação 1.17. O primeiro termo representa a potência devido à tensão de excitação (observa-se que é o mesmo valor obtido para a máquina de polos lisos). O segundo termo representa o efeito da saliência dos polos, o qual produz um torque relutante.

$$P = \frac{|\hat{V_t}||\hat{E}_{af}|}{X_d} \sin(\delta) + \frac{|\hat{V_t}|^2 (X_d - X_q)}{2X_d X_q} \sin(2\delta)$$
 (1.17)

Analogamente, para a expressão da potência reativa, teremos a Equação 1.18. Novamente, é apresentada uma equação com dois termos, na qual o primeiro termo representa a potência reativa devido à excitação e o segundo termo representa o efeito da saliência dos polos.

$$Q = \frac{|\hat{V_t}||\hat{E}_{af}|}{X_d}\cos(\delta) + |\hat{V_t}|^2 \left| \frac{\sin^2(\delta)}{X_q} + \frac{\cos^2(\delta)}{X_d} \right|$$
 (1.18)

Note que a expressão para a potência ativa (Equação 1.17) apresenta dois termos do lado direito da equação, entretanto, se $X_d = X_q$, o segundo termo da equação desaparece, restando apenas a potência devido a excitação. De fato, ao igualar as reatâncias de eixo direto e quadratura, o que teremos é a representação da máquina de polos lisos. Assim, ao igualar as reatâncias de eixo direto e quadratura, as Equações 1.17 e 1.18 se tornam as mesmas já vistas para a máquina de polos lisos.

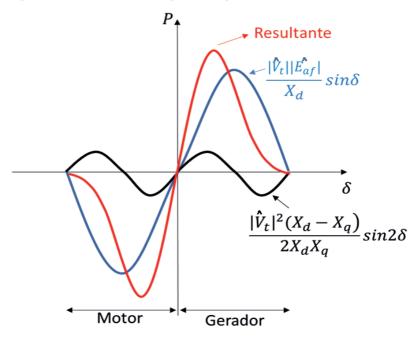
Dessa forma, considerando a equação para a potência ativa (Equação 1.17), o efeito do ângulo de carga na máguina de polos salientes é mostrado na Figura 1.17. Nela, a característica de potência de acordo com o ângulo de carga pode ser observada tanto para o modo de operação como motor, como para o modo gerador. A onda resultante corresponde à característica de potência considerando a Equação 1.17 completa, enquanto que as parcelas de potência devido à excitação da máquina e a característica da componente de potência de relutância também estão representadas na figura. Nota-se que a resultante da potência da máquina de polos salientes apresenta uma amplitude maior que a parcela de potência, devido à excitação da máquina, que corresponderia à máquina de polos lisos. Ainda, o máximo valor de potência ocorrerá em um ângulo menor que 90°, diferentemente do que ocorre com a máquina de polos lisos. Esta característica faz com que a máquina de polos salientes responda mais rapidamente às mudanças de torque no eixo.



Reflita

Considerando o comportamento da máquina síncrona de polos lisos, teremos a equação correspondente à primeira parcela de potência da Equação 1.17, considerando que a única reatância será a reatância síncrona da máquina. Neste caso, em termos de sincronismo, entre as máquinas de polos lisos e polos salientes, qual delas perderia mais facilmente o sincronismo em regime subexcitado?

Figura 1.18 | Característica do ângulo de carga na máquina de polos salientes



Fonte: elaborada pelo autor.



Em sistemas elétricos é muito comum trabalharmos com o sistema por unidade para simplificação de cálculos. Neste sistema, todas as unidades elétricas (Volt, Ampere, Ohms, Volt-Ampere, Watts, etc.) podem ser expressas como frações de um valor de base. Por exemplo, um gerador de 30 kV, 100 MVA teria os seguintes valores de base para tensão, potência, corrente e impedância (os valores de base são adotados geralmente como os dados de placa):

$$egin{aligned} V_{base} &= 30 \ \mathrm{kV} \quad S_{base} = 100 \ \mathrm{MVA} \ I_{base} &= rac{S_{base}}{\sqrt{3}V_{base}} = rac{100 imes 10^6}{30.000 imes \sqrt{3}} = 1.924,5 \ \mathrm{VA} \ Z_{base} &= rac{\left(V_{base}\right)^2}{S_{corr}} = rac{(30.000)^2}{100 imes 10^6} = 9 \ \Omega \end{aligned}$$

A partir destes valores, pode-se definir valores em pu para quaisquer parâmetros, fazendo:

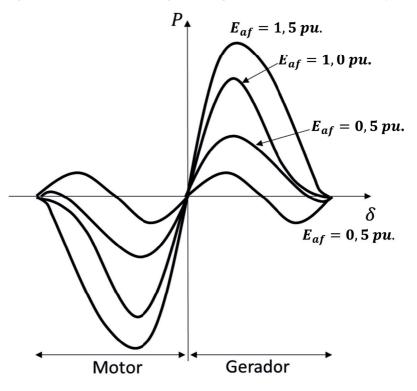
$$Valor(pu) = \frac{Valor}{Valor \ de \ base}$$

Exemplo: se o gerador estiver fornecendo 30 MW de potência com uma tensão de 33 kV, então os valores em pu serão:

$$P(pu) = \frac{30}{100} = 0.3 \text{ pu}$$
 $_{\odot} V(pu) = \frac{33}{30} = 1.1 \text{ pu}$

Podemos inferir ainda que a potência máxima na qual a máquina pode operar é tão maior quanto for a tensão de excitação da máquina. A característica do ângulo de carga para diferentes valores de tensão de excitação (em pu) e tensão terminal constante é mostrada na Figura 1.19. Veja que, mesmo que a tensão de excitação seja reduzida para zero, a máquina ainda é capaz de desenvolver torque, pois ainda sobra a potência de relutância devido à saliência dos polos. Em máquinas de polos lisos, reduzir muito a corrente de excitação da máquina pode fazer com que o torque desenvolvido seja menor que o torque requerido no eixo, e, se isso acontecer, a máquina perderá o sincronismo. Já na máquina de polos salientes, a corrente de excitação pode ser reduzida até zero, ou até mesmo invertida em alguns casos, desde que o conjugado (torque) de relutância mantenha a máquina em sincronismo.

Figura 1.19 | Característica do ângulo de carga para diversos valores de excitação



Fonte: adaptada de Sem (1996, p. 337).

De outro lado, se a corrente de excitação é aumentada em um valor acima do normal de operação, o efeito da saliência é quase desprezível, e dessa forma o torque de relutância só se torna importante para baixos valores de excitação.

Exemplificando

Seja um gerador síncrono de polos salientes com Xd = 1.7 pu e Xq = 1.0 pu, conectado a um barramento infinito em tensão nominal. Sabendo que o ângulo de potência é de 35 graus e que o valor da tensão de excitação é de 20% acima da nominal, determine a potência ativa entregue.

Resolução:

Sendo a tensão terminal definida como a tensão nominal, podemos fazer:

$$V_a = 1.0 \, \text{pu}$$

A tensão de excitação é 20% acima da nominal, logo:

$$E_a = 1.2 \, pu$$

Para simplificar a notação, podemos considerar o módulo do fasor da expressão tal que, por exemplo, $\left|\hat{V}_{t}\right| = V_{t}$ (sem o chapéu). Considerando o ângulo de carga dado, teremos:

$$P = \frac{V_t E_{af}}{X_d} \sin(\delta) + \frac{V_t^2 (X_d - X_q)}{2X_d X_q} \sin(2\delta)$$

$$= \frac{1,0 \times 1,2}{1,7} \sin(35^\circ) + \frac{1,0^2 (1,7 - 1,0)}{2 \times 1,7 \times 1,0} \sin(70^\circ)$$

$$= 0,7059 \times 0,5736 + 0,2059 \times 0,9397 = 0,5984 \text{ pu}$$

Considerando a máquina de 20 MVA, então temos o valor da potência de saída em MW:

$$P = 0.5984 \times 20 = 11.97 \text{ MW}$$

Similar aos ensaios de vazio e de curto-circuito para determinação do valor das reatâncias síncronas, existem dois ensaios que podem ser realizados com a máquina de polos salientes para determinação dos parâmetros. Estes ensaios são os de escorregamento e de máxima corrente indutiva. No ensaio de escorregamento, o rotor é colocado para girar com velocidade ligeiramente abaixo da velocidade síncrona do campo girante do estator, e o enrolamento do rotor é mantido em aberto. Os valores máximo e mínimo da tensão de fase e corrente de armadura são medidos, utilizando um osciloscópio. Desta forma são obtidos os valores de reatância de eixo direto e quadratura, conforme as Equações 1.19 e 1.20:

$$X_{d} = \frac{V_{\text{max}}}{I_{\text{min}}}$$

$$X_{q} = \frac{V_{\text{min}}}{I_{\text{max}}}$$
(1.19)

$$X_{q} = \frac{V_{\min}}{I_{\max}} \tag{1.20}$$

Alternativamente, tem-se o ensaio de máxima corrente indutiva. Neste ensaio inicialmente a máquina é acionada como motor em vazio e a excitação em valor nominal. A tensão de armadura é reduzida a 75% do valor nominal, em seguida reduz-se a excitação até zero, inverte-se a polaridade aumentando a excitação suavemente e, quando ocorre a instabilidade de corrente, devem ser registrados os valores de tensão V_a e corrente I_i antes do início da instabilidade. Então, utilizando estes valores, pode-se calcular a reatância do eixo de quadratura, conforme Equação 1.21:

$$X_q = \frac{V_a}{I_i} \tag{1.21}$$

Pesquise mais

Como vimos nesta seção, o comportamento da máquina síncrona de polos salientes apresenta certas particularidades que merecem uma especial atenção e estudo cuidadoso. Para aprofundar mais o estudo deste tipo de máquina, sugerimos uma leitura da seção 5.7 da referência a seguir:

UMANS, S. D. Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley. 7. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 2014, p.312-318.

Este material está disponível em nossa biblioteca virtual e pode ser acessado pelo link: https://biblioteca-virtual.com/.

Sem medo de errar

Vamos relembrar a situação-problema proposta no início desta seção, na qual você está trabalhando na montagem e no comissionamento do gerador da usina. O sistema de resfriamento já foi instalado, e os equipamentos auxiliares também chegaram e foram instalados na casa de força. Inicia-se agora a etapa de comissionamento do gerador para posterior partida e conexão com a rede elétrica. No relatório de comissionamento você deverá avaliar o ângulo de carga entre a tensão terminal do gerador e a tensão gerada. Também, você deverá avaliar a tensão de excitação necessária quando o gerador alimenta uma carga de 150 MW com fator de potência atrasado de 0,88. A tensão terminal desse gerador é de 30 kV, e trata-se de um gerador de polos salientes com reatâncias de eixo direto e quadratura de 1,87 pu e 1,06 pu, respectivamente.

Partindo destes dados relatados, podemos inicialmente recorrer à Equação 1.12 para calcular o ângulo de carga. Precisaremos inicialmente determinar a corrente que esta carga consome. Vamos trabalhar com valores por unidade para facilitar nossos cálculos. Assim, adotando os valores de base de 200 MVA para potência e 30 kV para tensão, temos que o valor da potência ativa consumida pela carga em pu será:

$$P = \frac{150 \text{ MW}}{200 \text{ MVA}} = 0,75 \text{ pu}$$

Logo, determinamos o valor da potência aparente e potência reativa, sabendo que o cosseno do ângulo entre tensão e corrente terminal corresponde ao fator de potência da carga:

$$\phi = \cos^{-1}(fp) = \cos^{-1}(0,88) = 28,35^{\circ}$$

$$|S| = \frac{P}{fp} = \frac{0,75 \text{ pu}}{0,88} = 0,8523 \text{ pu.} \rightarrow Q = S \sin(\phi) = 0,8523 \sin(28,35^{\circ}) = 0,4048 \text{ pu}$$

$$S = 0,75 + j0,4048 \text{ pu}$$

Considerando a referência na tensão terminal ($\hat{V}_t = \left|\hat{V}_t\right| \measuredangle 0^\circ$), podemos obter a corrente na armadura:

$$S = \hat{V_t} \hat{I_a}^* \rightarrow \hat{I_a} = \left(\frac{S}{\hat{V_t}}\right)^* = \frac{0.75 - j0.4048 \text{ pu}}{1.0 + j0.0} = 0.75 - j0.4048 \text{ pu}$$

$$\hat{I_a} = 0.8523 \angle -28.35^\circ$$

Assim podemos calcular a tangente do ângulo de carga:

$$\tan(\delta) = \frac{0.8523 \times 1.06 \times \cos(28.35^{\circ})}{1 + 0.8523 \times 1.06 \times \sin(28.35^{\circ})} = 0.5563$$
$$\delta = \tan^{-1}(0.5563) = 29.09^{\circ}$$

Finalmente, para determinar a tensão de excitação da máquina, devemos considerar o diagrama fasorial do gerador. A partir da corrente de armadura, podemos calcular as correntes de eixo direto e quadratura:

$$|\hat{I}_d| = |\hat{I}_a| \sin(\phi - \delta) = 0.8523 \sin(-57.4^\circ) = 0.7181 \text{pu}$$
 e, então, $\hat{I}_d = 0.7181 \angle -60.95^\circ$ pu devido à referência angular.

$$|\hat{I}_q| = |\hat{I}_a| \cos(\phi - \delta) = 0.8523\cos(-57.4^\circ) = 0.4591$$
pu e, então, $\hat{I}_q = 0.4591 \angle 29.09^\circ$ pu devido é referência angular.

$$\hat{E}_{af} = \hat{V_t} + jX_a\hat{I_d} + jX_a\hat{I_d} = 1,0 + j1,87(0,7181 \angle -60,95^\circ) + j1,06(0,4591 \angle 20,05^\circ)$$

$$\hat{E}_{af} = 2.2170 \angle 29,05^{\circ} \text{ pu}$$

Assim, percebe-se que a máquina está sobrexcitada com uma tensão de excitação de mais de duas vezes a tensão nominal. Estes cálculos devem ser relatados no relatório de comissionamento, e os valores obtidos devem ser confrontados com os valores dos testes realizados no comissionamento da usina.

Avançando na prática

Escolha de uma máquina síncrona como condensador síncrono

Descrição da situação-problema

Imagine a situação em que você trabalha como um consultor na área de sistemas de energia e um setor elétrico que atua na transmissão de energia elétrica procurou os seus serviços relatando o seguinte problema: na operação dos sistemas, há um período em que o despacho dos geradores é tal que as tensões da rede caem de forma muito significativa, ficando abaixo dos valores especificados nas normas. Isso significa que em determinados períodos a demanda por energia supera a capacidade de os sistemas de transmissão manterem as tensões nas barras da rede de forma mais estável e próxima dos valores nominais. Além de este problema ser negativo para a empresa que precisa atender os padrões de qualidade de energia, é também negativo para as indústrias que são atendidas por estas linhas de transmissão, uma vez que a operação abaixo do valor nominal incorre em perdas significativas de produção.

Você entende o problema e precisa propor uma solução, de forma a corrigir as tensões para os valores requeridos, sem, entretanto, propor corte de cargas ou reduzir o despacho de geração. Como você resolverá este problema?

Resolução da situação-problema

Conforme vimos nesta seção, se a máquina de polos lisos reduzir muito a sua corrente de excitação, pode ocorrer de o torque desenvolvido ser menor que o torque requerido no eixo da máquina, e neste caso ela a perderá o sincronismo. No entanto as máquinas de polos salientes possuem uma característica que pode ampliar a faixa de corrente de operação da máquina em regime subexcitado, conforme foi mostrado na Figura 1.18 referente à característica do ângulo de carga para diferentes valores de tensão de excitação (em pu) quando a tensão terminal é constante. Veja que, mesmo que a tensão de excitação seja reduzida para zero, a máquina ainda é capaz de desenvolver torque, pois ainda sobra a potência de relutância devido à saliência dos polos.

Neste caso, pode-se corrigir o problema através da utilização de condensadores síncronos, que são motores síncronos que operam sem carga em seu eixo, de forma a fornecer uma potência reativa ao sistema, elevando assim o nível de tensão nas barras da rede. Em sistemas de energia, existem situações em que os condensadores síncronos devem ser empregados de forma a regular a tensão da rede, o que é possível com a máquina operada de forma subexcitada. Assim sendo, a capacidade de operação da máquina de polos salientes pode ampliar a faixa de corrente de operação e um condensador síncrono.

Logo, como resultado de seu projeto de consultoria, em sua proposta, você pode propor o uso de condensadores síncronos na rede, empregando máquinas de polos salientes.

Faça valer a pena

1. Tem-se um motor síncrono trifásico de polos salientes que apresenta as reatâncias de eixo direto e quadratura tal que Xd = 1.5 Ohms e Xq = 1.0 Ohms. Esta máquina é ligada a um barramento infinito que possui uma tensão de 500 V por fase. A tensão gerada é de 503 V por fase.

Para esta máquina, nestas condições, qual será aproximadamente o valor da potência de torque de relutância máxima, em Watts?

a) 10.000. d) 125.000. b) 50.000. e) 150.000.

c) 100.000.

2. Uma máquina de polos salientes possui os seguintes parâmetros elétricos: Xd = 1.0 pu Xq = 0.6 pu. A máquina foi sincronizada para operar como gerador em um barramento infinito, alimentando uma carga com corrente de 0.5 pu.

Se o fator de potência da carga é de 0.85 atrasado, a relação entre a tensão gerada na armadura e a tensão terminal será de:

a) 1.055. d) 2.015. b) 1.325. e) 2.289.

c) 1.877.

3. Seja uma máquina síncrona operando como motor que possui os seguintes valores de reatância: Xd = 0.9 pu, Xq = 0.5 pu. A máquina tem uma carga em seu eixo de forma que o motor consome da fonte uma corrente nominal com fator de potência de 0.8 atrasado. As perdas rotacionais são de 0.2 pu.

Em determinado momento, a corrente de campo é reduzida a zero. Nestas condições, escolha a opção que mais se aproxima do comportamento da máquina.

- a) Continuará em sincronismo com corrente igual à nominal.
- b) Continuará em sincronismo com potência de conjugado de relutância igual a 0.2 pu.
- c) Continuará em sincronismo, pois a máxima potência de conjugado de relutância é maior que a potência consumida.
- d) Perderá o sincronismo, pois a máxima potência de conjugado de relutância é menor que a potência consumida.
- e) Perderá o sincronismo, pois a máxima potência de conjugado de relutância é maior que a potência consumida.

Referências

CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. Tradução: Anatólio Laschuk. 5. ed. Porto Alegre: McGraw-Hill, 2013.

SEN, P. C. **Principles of Electric Machines and Power Electronics**. 2. ed. Hoboken, Nova Jersey, EUA: John Wiley and Sons, 1996.

UMANS, S. D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. 7. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 2014.

WEG. Motores de corrente contínua: linha D: manual de instalação, operação e manutenção. rev. 6, jul. 2012.

Controle de velocidade e conjugado em máquinas rotativas

Convite ao estudo

Caro aluno, chegamos à Unidade 2 da disciplina Máquinas Elétricas II. Na unidade anterior, aprofundamos alguns dos conceitos das máquinas elétricas rotativas: analisamos o fenômeno da reação de armadura para a máquina CC, aprendemos sobre os ensaios para determinação de parâmetros nas máquinas de indução e aprofundamos o estudo sobre as máquinas síncronas de polos salientes. Ainda, analisamos as características do conjugado eletromecânico através do circuito de Thevenin nas máquinas de indução e a característica do ângulo de potência na máquina síncrona de polos salientes. Agora, chegou o momento de analisarmos como realizar o controle de velocidade e conjugado dessas máquinas.

Após estudarmos a Unidade 2, teremos condições de não apenas compreender como é feito o controle de velocidade e conjugado em máquinas elétricas rotativas, mas também de aplicar esses conceitos em diversas situações, utilizando as máquinas que foram estudadas.

Para que possamos contextualizar nosso estudo, imagine uma empresa produtora de bebidas que está reformulando o processo da linha de produção de forma a atender um requisito de redução de falhas no processo. Ocorre que o número de garrafas envasadas e rotuladas tem resultado em unidades defeituosas, o que corresponde à 20% do total produzido em toda a planta industrial. Os engenheiros de produção constataram que esse percentual de falha se deve a uma má calibração dos motores, de forma que tanto a velocidade

como o torque estão sendo erroneamente controlados. O principal objetivo da empresa é reduzir o total de falhas para abaixo de 5% do total produzido.

A linha de produção conta com os seguintes motores:

- Motores de corrente contínua: que consistem em motores cujos enrolamentos estão dispostos para serem conectados com excitação independente ou outra conexão que melhor convier.
- *Motores de indução:* utilizados para acionar cargas com velocidade variável. Atualmente, inversores de frequência convencionais têm sido utilizados no acionamento.
- *Motores síncronos:* também acionados por meio de inversores de frequência, são utilizados para acionamento de cargas com velocidade constante, porém ajustável.

Uma vez que o pessoal envolvido nesse projeto de redução de falhas não tem conhecimento a respeito de máquinas elétricas rotativas, decidiram contratar um consultor técnico para realizar o ajuste necessário ao controle de velocidade e conjugado dos motores. No processo de seleção, você se destacou devido ao seu conhecimento aprofundado em controle de máquinas elétricas rotativas. Assim, será necessário trabalhar com os três tipos de motores mencionados em diferentes aplicações.

Você consegue imaginar quais são os aspectos a serem considerados para realizar o controle de velocidade e conjugado em cada uma das máquinas rotativas? Em que pontos esses controles diferem?

O conteúdo a ser aprendido nesta unidade irá ajudá-lo a solucionar a questão proposta. Logo, na Seção 2.1, será estudado o controle de velocidade e conjugado nas máquinas CC. Para esse tipo de máquina, pode-se fazer o controle da característica de velocidade e conjugado da máquina por

meio da corrente de campo, da tensão aplicada ao circuito da armadura ou pela resistência externa associada ao enrolamento de armadura. Na Seção 2.2, será estudado o controle de velocidade e conjugado nas máquinas de indução, onde analisaremos as possibilidades de controle de velocidade via frequência de armadura, tensão de linha e resistência do rotor. Finalmente, na última seção, estudaremos o controle de velocidade e conjugado nas máquinas síncronas. Analisaremos os regimes de operação de velocidade variável, os tipos de controle de conjugado e alguns diagramas de controle.

Os conhecimentos adquiridos nesta unidade certamente serão um diferencial na sua formação, considerando-se a necessidade de dominar as técnicas para controle de velocidade e conjugado nos motores existentes na indústria. Para isso, indicamos dedicação e persistência. Bons estudos!

Seção 2.1

Controle de velocidade e conjugado nas máquinas CC

Diálogo aberto

Uma vez que já compreendemos os conceitos que cercam os motores CC, ao longo desta seção analisaremos quais modificações, aperfeiçoamentos ou adaptações devem ser feitos nesse tipo de máquina para que tenhamos a sua velocidade controlada. Como vimos na disciplina Máquinas Elétricas, as características de saída de um motor CC estão relacionadas à velocidade do seu eixo e ao torque exercido por este para atender à carga a ele conectada. Um dos principais desafios no controle de velocidade do motor CC é não descaracterizar a máquina quanto as suas características de saída, ou seja, deve haver sempre o cuidado de se buscar o ponto ótimo entre velocidade e o torque na saída da máquina.

Dessa forma, vamos voltar a imaginar uma empresa produtora de bebidas que está reformulando o processo da linha de produção de forma a reduzir o percentual de falha no envasamento de bebidas, por meio do ajuste adequado da velocidade de operação das máquinas elétricas rotativas. A linha de produção conta com motores CC e motores CA, e você foi selecionado para realizar o ajuste nas máquinas devido ao seu conhecimento aprofundado em controle de máquinas elétricas rotativas.

O primeiro motor que deve ser ajustado é um motor de corrente contínua conforme a especificação indicada (450 V, 80 kW, 1500 rpm). Esse motor é ligado com excitação independente, com o enrolamento de campo conectado em 300 V, e tem uma resistência de campo de 100 Ohms e uma resistência de enrolamento de armadura de 0,09 Ohms. Para realizar alguns testes, o motor foi alimentado com 450 V de tensão de campo e foi mantida essa tensão de forma constante, operando com conjugado nominal. Um controlador está sendo ajustado para controlar a velocidade do motor em três valores diferentes: o mais baixo em 400 rpm, um valor de velocidade intermediária de 800 rpm e um valor máximo de 1200 rpm. Uma vez que a constante geométrica do enrolamento

desse motor é de 0,794 V/(A·rad/s), você precisa ajustar, no controlador, as tensões de armadura necessárias para cada uma das velocidades indicadas, de forma que a velocidade do motor seja controlada, mantendo o torque nominal constante. Como você faria para calcular essas tensões com base nos dados do motor?

Para realizar a sua tarefa, é importante que você analise a equação característica da relação entre torque e velocidade da máquina CC e identifique os elementos necessários que devem ser calculados de forma a atingir o seu objetivo. Essa tarefa envolve um pouco de raciocínio crítico, além de curiosidade para entender o comportamento do torque na máquina. A seguir, detalharemos os tipos de controle de velocidade da máquina CC, de forma que ao final de sua leitura você estará apto a prosseguir com o cumprimento da sua tarefa.

Não pode faltar

As máquinas CC foram por muito tempo as máquinas escolhidas para serem aplicadas como motores quando havia a necessidade de flexibilidade no controle da velocidade. Com o avanço da eletrônica de potência e o surgimento dos inversores de frequência, as máquinas CA ganharam espaço e utilização em larga escala. No entanto, as máquinas CC ainda encontram algumas aplicações de interesse devido à facilidade de controle.

Os tipos de controle de velocidade e conjugado da máquina CC são muito bem definidos. São eles:

- Controle por meio do ajuste do fluxo de campo, controlando a corrente de campo.
- Controle por meio da resistência associada ao circuito de armadura.
- Controle por meio da tensão aplicada ao circuito de armadura.

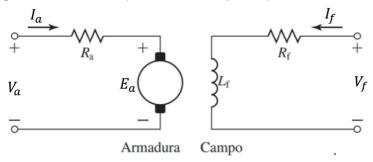
Antes de detalharmos cada um dos tipos de controle listados, vamos relembrar a equação geral que relaciona a velocidade da máquina com o torque desenvolvido.



Considerando um motor com excitação independente, conforme mostrado na Figura 2.1, a equação geral para um motor CC pode

ser obtida relacionando-se as potências na máquina. Para a tensão de armadura, temos a Equação 2.1, descrita de acordo com o circuito apresentado.

Figura 2.1 | Circuito da máquina CC com excitação independente



Fonte: adaptado de Umans (2014, p. 554).

$$V_a = E_a + R_a I_a \tag{2.1}$$

A equação geral para as potências pode ser obtida multiplicando-se os dois lados da Equação 2.1 pela corrente de armadura $m{I_a}$, obtendo-se a Equação 2.2, apresentada a seguir.

$$V_{a}I_{a} = E_{a}I_{a} + R_{a}I_{a}^{2}$$
 (2.2)

Na equação das potências, V_aI_a é a potência aplicada ao motor, E_aI_a é a potência eletromagnética e $R_aI_a^2$ consiste nas perdas nas resistências da armadura. O torque (\mathcal{T}) na máquina CC e a tensão na armadura são descritos pelas Equações 2.3 e 2.4, em que k_a é a constante da máquina CC e ω_m é a velocidade de rotação da máquina.

$$T = k_a \Phi l_a \tag{2.3}$$

$$\boldsymbol{E}_{a} = \boldsymbol{k}_{a} \boldsymbol{\Phi} \boldsymbol{\omega}_{m} \tag{2.4}$$

Assim, podemos dividir a Equação 2.2 em ambos os lados por $\pmb{k_a}\Phi \pmb{l_a}$, e substituir as Equações 2.3 e 2.4, obtendo a expressão geral que relaciona T e $\omega_{\pmb{m}}$, conforme mostrado na Equação 2.5.

$$\frac{V_a I_a}{k_a \Phi I_a} = \frac{E_a I_a}{k_a \Phi I_a} + \frac{R_a I_a^2}{k_a \Phi I_a}$$

$$\frac{V_f I_a}{k_a \Phi I_a} = \frac{k_a \Phi \omega_m I_a}{k_a \Phi I_a} + \frac{R_a I_a}{k_a \Phi}$$

$$\omega_m = \frac{V_a}{k_a \Phi} - \frac{R_a}{(k_a \Phi)^2} T$$
(2.5)

A equação desenvolvida de velocidade em função do torque nos mostra que a regulação de velocidade do motor CC pode ser feita das três formas que mencionamos inicialmente. De fato, ao analisarmos a Equação 2.5 podemos perceber que, para determinado valor de torque, ao se aumentar V_a a velocidade ω_m aumenta, e ao se aumentar R_a (por meio de uma resistência externa) ou Φ (por meio da corrente de campo) a velocidade diminui.

Vamos iniciar nosso estudo do controle de conjugado e velocidade por meio do controle da tensão de armadura da máquina. Normalmente, nesse tipo de controle a resistência da armadura é mantida constante, assim como a corrente de campo, que fica geralmente mantida no valor nominal. A corrente de campo pode ser mantida constante e diferente da tensão terminal, utilizando a configuração de excitação independente da máquina. A tensão aplicada ao enrolamento de armadura é variada para alterar a velocidade da máquina.



Tomando a Equação 2.5 e mantendo constantes o fluxo de campo e a resistência de armadura, então, se a reação de armadura for

desprezada, pode-se escrever a Equação 2.6, em que $K_1 = \frac{1}{(k_a \Phi)}$ e $K_2 = \frac{R_a}{(k_a \Phi)^2}$ são constantes.

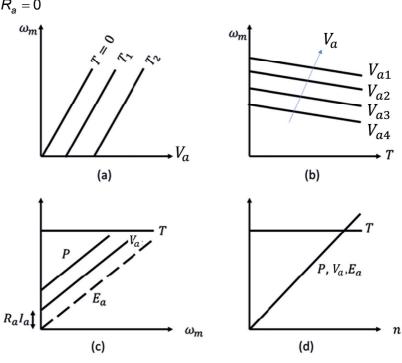
$$\omega_{m} = \mathbf{K_{1}V_{a}} - \mathbf{K_{2}T} \tag{2.6}$$

Percebe-se que, para esse caso, a característica da velocidade em função do torque pode ser variada conforme a variação da tensão de armadura, e essa variação tem o sentido de deslocar a reta característica conforme o valor da tensão aplicada.

Com base na Equação 2.6, que representa uma reta, são possíveis várias análises para as características. Por exemplo, a relação entre ω_m e V_a nos dá uma reta com coeficiente angular positivo, assim como é mostrado no gráfico da Figura 2.2 (a). Para um torque igual a zero, a curva corta a origem; enquanto, para outros valores de torque constante, a velocidade mudará linearmente, conforme a variação da tensão na armadura. Se a tensão terminal é mantida constante e o torque varia, a relação entre torque e velocidade é também caracterizada por uma equação de primeiro grau, em que, dessa vez, o coeficiente angular da reta é negativo. Como resultado, a velocidade pode ser ajustada pelo valor de V_a , conforme mostrado na Figura 2.2 (b), em que $V_{a1} > V_{a2} > V_{a3} > V_{a4}$.

Nas aplicações reais, quando a velocidade muda através da mudança da tensão de armadura, a corrente de armadura I_a é mantida constante. Nesse caso, E_a é proporcional a V_a e também proporcional a ω_m . Isso ocorre por que, ao manter I_a constante, o torque é mantido constante conforme nos mostrou a Equação 2.3. Consequentemente, a potência de entrada, dada por $P = V_a I_a$, irá variar de forma linear conforme a variação da velocidade da máquina, assim como nos mostra a Figura 2.2 (c). Para uma resistência de armadura nula ($R_a = 0$), os valores de V_a , E_a e P na velocidade nula são também nulos e aumentam conforme ocorre o aumento de velocidade, de acordo com a Figura 2.2 (d).

Figura 2.2 | Controle de velocidade por meio da tensão de armadura: (a) relação entre ω_m e V_t para torques constantes; (b) relação entre ω_m e T para valores constantes de V_t ; (c) comportamento para I_a constante; (d) operação para R=0



Fonte: adaptado de Sen (1996, p. 176).

Exemplificando

Considere uma máquina de corrente contínua com o campo alimentado tal que $k_a\Phi=0,504$. Se o circuito da armadura é alimentado em 190 V, determine a velocidade em rpm para um torque nulo.

Resolução:

Considerando a equação característica para torque nulo, teremos:

$$\omega_m = K_1 V_a - K_2 \times 0 = K_1 V_a = \frac{V_a}{K_a \Phi}$$

Substituindo os valores, teremos:

$$\omega_m = \frac{190}{0,504} = 376,98 \text{ rad/s}$$

Em rotações por minuto, teremos:

$$n_m = 376,98 \times \frac{60}{2\pi} = 3600 \text{ rpm}$$

Observa-se que o controle de velocidade por meio do controle da tensão de armadura disponibiliza uma gama de possibilidades de controle suave da velocidade de rotação, de zero até velocidade nominal, definida pela velocidade obtida quando a máquina é alimentada por uma tensão nominal. Entretanto, esse método de controle de velocidade é caro, pois requer uma fonte de tensão variável adicional (excitação independente) para o circuito de armadura, de forma que seja utilizada uma fonte de tensão constante para manter a corrente de campo constante. Esse tipo de controle pode ser aplicado, por exemplo, em elevadores e guindastes.

Seguindo nosso estudo, vamos analisar como é feito o controle da velocidade e conjugado por meio do ajuste do fluxo de campo. Nessa modalidade de controle, os valores de resistência de armadura e tensão de armadura são mantidos constantes, e a velocidade é controlada por meio do controle da corrente de campo. Para ajustar a corrente de campo, pode-se fazer uso de um reostato conectado em série com o enrolamento de campo, de forma que o ajuste da resistência desse reostato limitará ou permitirá uma maior passagem de corrente pelo circuito de campo, controlando consequentemente o fluxo de campo.



O controle da velocidade e conjugado por meio do ajuste do fluxo de campo assume que exista uma linearidade magnética, de forma que pode-se assumir que $k_a\Phi=k_f l_f$, ou seja, a mudança na corrente de

campo causará uma mudança proporcional no fluxo de campo. Dessa forma, pode-se escrever a Equação 2.5 como na Equação 2.7

$$\omega_{m} = \frac{V_{a}}{k_{f}I_{f}} - \frac{R_{a}}{\left(k_{f}I_{f}\right)^{2}}T$$
(2.7)

A Equação 2.7 tem a característica de uma reta da equação de primeiro grau, em que tanto o coeficiente angular como o coeficiente linear da reta podem ser variados por meio da variação da corrente de campo.

Essa característica de controle nos mostra que, para operação em vazio (sem carga), de forma que o conjugado seja nulo, tem-se

a velocidade aproximadamente igual a $\dfrac{V_{a}}{k_{f}l_{f}}$. Ou seja, a velocidade

varia de forma inversamente proporcional à corrente de campo, assim como mostra a Figura 2.3 (a).



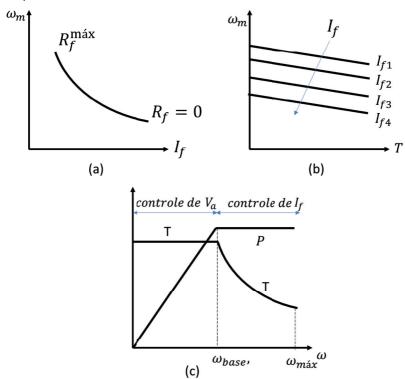
Tomando por base a situação anteriormente descrita, com conjugado nulo, se o circuito de campo for aberto, a corrente de campo cessará e será igual a zero, ou, de outra forma, a resistência associada ao enrolamento de campo aumenta significativamente. Nesse caso, o que pode ocorrer com a velocidade do motor?

Ainda tomando por base a equação descrita em 2.7, podemos fixar um valor particular de corrente de campo, a velocidade pode permanecer essencialmente constante, caindo linearmente conforme o aumento do torque. Isso é mostrado na Figura 2.3 (b), em que $I_{f4} > I_{f3} > I_{f2} > I_{f1}$.

Para realizar o controle de velocidade e conjugado por meio do fluxo de campo um requisito é que a máquina já esteja operando. Nesse caso, o campo da máquina é alimentado com valor nominal e utiliza-se o controle de velocidade via controle da tensão de armadura para levar a máquina da velocidade zero até a velocidade

nominal, ou base ($\omega_{\it base}$), conforme mostra a Figura 2.3 (c). A partir desse ponto, o aumento da velocidade é conseguido pela diminuição da corrente de campo, também chamada de enfraquecimento de campo. Se a corrente de armadura não exceder o limite térmico, sendo mantida constante, a operação é restringida à potência constante e um aumento de velocidade ocasiona uma diminuição no torque, conforme Figura 2.3 (c). Uma das desvantagens desse tipo de controle é que os enrolamentos de campo normalmente apresentam altas indutâncias e, por isso, a mudança da corrente de campo ocorre de forma muito lenta. No entanto, esse tipo de controle apresenta um baixo custo.

Figura 2.3 | Controle de velocidade por meio da corrente de campo: (a) relação entre $\omega_{\pmb m}$ e $I_{\pmb f}$ para torque nulo; (b) relação entre $\omega_{\pmb m}$ e T para valores constantes de $I_{\pmb f}$; (c) modos de controle



Fonte: adaptado de Sen (1996, p. 177).

Finalmente, podemos também fazer o controle da velocidade e conjugado por meio da resistência associada à resistência de armadura. Nesse tipo de controle, associa-se uma resistência externa (R_{ae}) ao enrolamento de armadura. Tanto a tensão aplicada ao enrolamento da armadura V_a quanto a corrente de campo I_f (e consequentemente o fluxo de campo denotado por Φ) serão mantidas constantes e o controle é feito por meio da resistência de armadura em associação.



Uma vez que a resistência de armadura é fixa, a variação da resistência de armadura, conforme dito, é feita ao se associar uma resistência externa variável ao enrolamento de armadura. Esse mecanismo é similar ao que é feito para o controle de corrente de partida de motores CC utilizando o dispositivo de proteção de partida (DPP). Logo, a Equação 2.5 pode ser reescrita como em 2.8.

$$\omega_{m} = \frac{V_{a}}{k_{a}\Phi} - \frac{R_{a} + R_{ae}}{\left(k_{a}\Phi\right)^{2}}T$$
(2.8).

Se a tensão terminal e o fluxo são mantidos constantes, obtém-se a equação linear, conforme em 2.9

$$\omega_{m} = K_3 - K_4 T \tag{2.9}$$

em que $K_3 = \frac{V_a}{k_a \Phi}$, representando a velocidade em vazio (torque

nulo), e
$$K_4 = \frac{R_a + R_{ae}}{\left(k_a \Phi\right)^2}$$
.

A equação para esse tipo de controle apresenta uma relação entre $\omega_{\it m}$ e T representada por uma reta decrescente, em que o eixo da velocidade é cortado em $\it K_{3}$. A inclinação dessa reta é dada por $\it K_{4}$, ou seja, pelo valor atribuído à resistência externa da armadura, conforme mostra a Figura 2.4 (a). Ao aumentar a resistência de armadura para um determinado torque, a velocidade cai, conforme também mostrado na Figura 2.4 (b). Além disso, a velocidade pode

ser variada de zero até a velocidade base com torque constante, diminuindo a resistência de armadura, conforme Figura 2.4 (c). Esse tipo de controle é de simples implementação, mas menos eficiente do que os outros dois tipos, uma vez que a resistência externa leva a perdas de potência adicionais que são significativas. Tal resistência deve ser dimensionada de forma a suportar a corrente de armadura e, nesse caso, o custo de implementação é maior do que a implementação do reostato necessário para controle da corrente de campo.



Exemplificando

Em uma máquina de corrente contínua, uma resistência externa é acoplada ao circuito de armadura de forma a realizar o controle de velocidade da máquina. Se a resistência de armadura é de 0,5 Ohms e a resistência externa varia de 0 a 10 Ohms, determine os valores máximo e mínimo do torque de partida da máquina quando $\textit{k}_a\Phi=0,903$ e $\textit{V}_a=50~\text{V}$.

Resolução:

Para a partida, a velocidade é nula, então podemos obter uma expressão para o torque, conforme indicado a seguir:

$$0 = \frac{V_a}{k_a \Phi} - \frac{R_a + R_{ae}}{\left(k_a \Phi\right)^2} T \rightarrow \frac{V_a}{k_a \Phi} = \frac{R_a + R_{ae}}{\left(k_a \Phi\right)^2} T$$

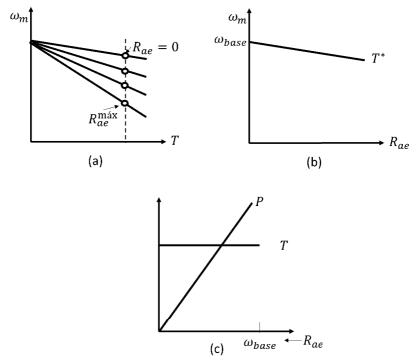
$$V_a = rac{R_a + R_{ae}}{k_a \Phi} T
ightarrow T = rac{k_a \Phi V_a}{R_a + R_{ae}}$$

Percebe-se que o torque máximo é obtido quando a resistência externa é nula, e o torque mínimo na partida é obtido com o valor de resistência externa máxima:

$$T_{\text{max}} = \frac{0,903 \times 50}{0,5+0} = 90,3 \text{ Nm}$$
 $T_{\text{min}} = \frac{0,903 \times 50}{0,5+10} = 4,3 \text{ Nm}$

Figura 2.4 | Controle de velocidade por meio da resistência de armadura: (a) relação

entre $\omega_{\it m}$ e T; (b) relação entre $\omega_{\it m}$ e $R_{\it ae}$ para um torque T^* ; (c) elevação da velocidade em torque constante



Fonte: adaptada de Sen (1996, p. 179).

Pesquise mais

Para aprofundar os conhecimentos sobre o controle de conjugado da máquina de corrente contínua, sugerimos uma leitura da Seção 10.1.2, da referência a seguir:

UMANS, S. D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley.** 7. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 2014. p. 568-572.

Sem medo de errar

Com os conhecimentos adquiridos nesta seção, podemos dar prosseguimento à solução da sua primeira tarefa como responsável

pelos ajustes no controle das máquinas elétricas utilizadas em uma empresa de bebidas. A primeira máquina é uma máquina CC de 450 V, cuja velocidade nominal é de 1500 rpm.

Sua tarefa é obter as tensões de alimentação de armadura necessárias para as velocidades de 400 rpm, 800 rpm e 1200 rpm. Inicialmente, vamos converter essas velocidades em rad/s, pois esta é a unidade com a qual trabalharemos.

$$n=1500 \text{ rpm} \rightarrow \omega_m = 1500 \frac{2\pi}{60} = 157,08 \text{ rad/s}$$

 $n=400 \text{ rpm} \rightarrow \omega_m = 400 \frac{2\pi}{60} = 41,89 \text{ rad/s}$
 $n=800 \text{ rpm} \rightarrow \omega_m = 800 \frac{2\pi}{60} = 83,78 \text{ rad/s}$
 $n=1200 \text{ rpm} \rightarrow \omega_m = 1200 \frac{2\pi}{60} = 125,66 \text{ rad/s}$

Em seguida, devemos observar a equação característica do comportamento da velocidade com relação ao torque da máquina. Percebemos que essa mesma expressão pode ser escrita em termos do coeficiente geométrico e da corrente de campo, conforme a equação.

$$\omega_{\mathit{m}} = \frac{\mathit{V}_{\mathit{a}}}{\mathit{k}_{\mathit{a}}\Phi} - \frac{\mathit{R}_{\mathit{a}}}{\left(\mathit{k}_{\mathit{a}}\Phi\right)^{2}}\mathsf{T} \Leftrightarrow \omega_{\mathit{m}} = \frac{\mathit{V}_{\mathit{a}}}{\mathit{k}_{\mathit{f}}\mathit{I}_{\mathit{f}}} - \frac{\mathit{R}_{\mathit{a}}}{\left(\mathit{k}_{\mathit{f}}\mathit{I}_{\mathit{f}}\right)^{2}}\mathsf{T}$$

Calculando a corrente de campo, temos:

$$I_f = \frac{V_f}{R_f} = \frac{300}{100} = 3 \text{ A} \rightarrow k_f I_f = 0,794 \times 3 = 2,382$$

Para obter o valor do torque nominal, devemos manipular a equação e utilizar a velocidade nominal dada.

$$T_N = \left(\frac{V_a}{k_f I_f} - \omega_n\right) \frac{\left(k_f I_f\right)^2}{R_a} = \left(\frac{450}{2,382} - 157,08\right) \frac{\left(2,382\right)^2}{0,09} = 2007,1 \text{ Nm}.$$

Em seguida, podemos obter uma equação que relaciona a velocidade e a tensão de alimentação da armadura, de forma que:

$$V_{a} = \omega_{m} k_{f} I_{f} + \frac{R_{a}}{k_{f} I_{f}} T$$

Assim, basta substituir os valores e obter os valores de tensão necessárias:

$$(400 \text{ rpm}) \rightarrow V_a = 41,89 \times 2,382 + \frac{0,09}{2,382} 2007,1 = 175,61 \text{ V}.$$

(800 rpm)
$$\rightarrow V_a = 83,78 \times 2,382 + \frac{0,09}{2,382} 2007,1 = 275,4 \text{ V}.$$

(1200 rpm)
$$\rightarrow V_a = 125,66 \times 2,382 + \frac{0,09}{2,382} 2007,1 = 375,16 \text{ V}.$$

Logo, para cada uma das velocidades requeridas, devemos ajustar a tensão de alimentação nos valores de 175,61 V, 275,4 V e 375, 16 V. Você deve fazer esse ajuste no controlador de tensão que será ligado ao enrolamento de armadura da máquina.

Avançando na prática

Projeto de um gerador de emergência

Descrição da situação-problema

Uma empresa que fabrica geradores de emergência emprega máquinas de corrente contínua alimentadas por baterias que se conectam a um eixo de um gerador de corrente alternada. Esses geradores produzem uma potência elétrica que é proporcional ao quadrado da velocidade de rotação, conforme a equação a seguir:

$$P_{ger} = 20 \left(\frac{n}{1800} \right)^2 \quad kW$$

Uma máquina de corrente contínua de 190 V e 1800 rpm é utilizada no projeto desse gerador. Tal máquina tem uma resistência de armadura de 5 Ohms e uma resistência de campo de 150 Ohms. Assuma uma constante geométrica unitária. A tensão de armadura permanece constante em 190 V. Um controlador deve ajustar a tensão de campo do motor CC de forma que a potência do gerador

seja controlada entre 5 kW e 20 kW. Como você faria para calcular as tensões necessárias para ajuste nesse controlador?

Resolução da situação-problema

Podemos escrever a equação da potência do gerador em função da velocidade em rad/s, conforme indicado a seguir:

$$P_{ger} = 20 \left(\frac{n}{1800} \right)^2 = 20 \left(\frac{\omega_m}{1800} \frac{60}{2\pi} \right)^2 = 20 \left(\frac{\omega_m}{60\pi} \right)^2 \text{ kW}$$

Se a potência do gerador deve ser controlada entre 5 kW e 20 kW, podemos calcular a velocidade de rotação em rpm para cada caso:

$$5 = 20 \left(\frac{\omega_m}{60\pi}\right)^2 \to \omega_m^2 = \frac{1}{4} (60\pi)^2 \to \omega_m = \frac{60\pi}{2} = 30\pi \text{ rad/s}.$$

$$20 = 20 \left(\frac{\omega_m}{60\pi}\right)^2 \to \omega_m^2 = (60\pi)^2 \to \omega_m = 60\pi \text{ rad/s}.$$

O torque mecânico pode ser calculado assumindo-se que toda a potência mecânica é convertida no gerador (desprezando-se as perdas no gerador), conforme segue:

$$T_m = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{P_{ger}}{\omega_m} = \frac{20}{\omega_m} \left(\frac{\omega_m}{60\pi}\right)^2 = \frac{\omega_m}{180\pi^2}$$
 Nm

Dessa forma, os torques mecânicos, em cada uma das velocidades, são conforme indicado a seguir:

$$T_{m}(30\pi) = \frac{30\pi}{180\pi^{2}} = \frac{1}{6\pi} \quad \text{Nm}$$

$$T_{m}(60\pi) = \frac{60\pi}{180\pi^{2}} = \frac{1}{3\pi} \quad \text{Nm}$$

$$\omega_{m} = \frac{V_{a}}{k_{f}I_{f}} - \frac{R_{a}}{(k_{f}I_{f})^{2}} T_{m} \rightarrow I_{f}^{2} - \frac{V_{a}}{k_{f}\omega_{m}} I_{f} + \frac{R_{a}T_{m}}{k_{f}^{2}\omega_{m}} = 0$$

Temos uma equação do segundo grau, em que:

$$a=$$
 1, $b=-rac{V_a}{k_f\omega_m}$, $c=rac{R_aT_m}{k_f^2\omega_m}$. A solução, então, é obtida achando-

se a raiz da equação.

$$I_{f} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} = \frac{1}{2} \left[\frac{V_{a}}{k_{f}\omega_{m}} \pm \sqrt{\left(\frac{V_{a}}{k_{f}\omega_{m}}\right)^2 - 4\frac{R_{a}T_{m}}{k_{f}^{\ 2}\omega_{m}}} \right]$$

Substituindo os valores:

$$I_{f} = \frac{1}{2} \left[\frac{190}{\omega_{m}} \pm \sqrt{\left(\frac{190}{\omega_{m}} \right)^{2} - \frac{2 \times 10^{-2} T_{m}}{\omega_{m}}} \right]$$

Para cada um dos casos, podemos substituir os valores e achar a corrente de campo:

$$I_{f} = \frac{1}{2} \left(\frac{19}{3\pi} + \sqrt{\left(\frac{19}{3\pi}\right)^{2} - \frac{1 \times 10^{-2}}{90\pi^{2}}} \right) \approx \frac{1}{2} \left(2,02 + \sqrt{\left(2,02\right)^{2}} \right) = 2,02 \text{ A}$$

$$I_f = \frac{1}{2} \left(\frac{19}{6\pi} + \sqrt{\left(\frac{19}{6\pi} \right)^2 - \frac{1 \times 10^{-2}}{90\pi^2}} \right) \approx \frac{1}{2} \left(1,01 + \sqrt{1,01^2} \right) = 1,01 \text{ A}.$$

Para cada corrente, tem-se o seguinte valor de tensão de campo:

$$V_f = R_f I_f = 100 \times 2,02 = 202 \text{ V}$$

$$V_f = R_f I_f = 100 \times 1,01 = 101 \text{ V}$$

Faça valer a pena

1. Em motores de corrente contínua, observa-se que o controle de velocidade por meio do controle da tensão de armadura disponibiliza uma gama de possibilidades de controle suave da velocidade de rotação, de zero até velocidade nominal.

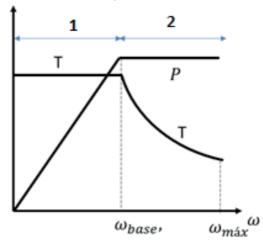
Analise as afirmativas a seguir, a respeito do controle de velocidade em motores CC:

- I. É possível variar a velocidade do motor CC de excitação *shunt* por meio da variação da tensão de alimentação.
- II. Se um motor com excitação série é acionado e a carga é retirada, a velocidade de rotação diminuirá.
- III. O motor série apresenta um torque elevado em baixas velocidades.

Agora, assinale a alternativa correta:

- a) Apenas a afirmativa I é verdadeira.
- b) Apenas a afirmativa II é verdadeira.
- c) Apenas a afirmativa III é verdadeira.
- d) Apenas as afirmativas I e II são verdadeiras.
- e) Apenas as afirmativas I e III são verdadeiras.
- **2.** Considere uma máquina de corrente contínua com controle de velocidade dado, conforme mostra o gráfico a seguir. Na região 1, a velocidade é levada até a velocidade base, ou nominal, com torque constante. A partir desse ponto, na região 2, a potência no eixo é mantida constante, de forma que, se a velocidade da máquina for aumentada, haverá queda do valor do torque mecânico.

Figura 2.5 | Modos de controle da máquina CC



Fonte: elaborada pelo autor.

Com base na figura e no texto dado, os tipos de controle utilizados nas regiões 1 e 2 são, respectivamente:

- a) Controle da resistência da armadura e aumento da corrente de campo.
- b) Aumento da corrente de campo e controle da resistência de armadura.
- c) Enfraquecimento de campo e controle da tensão de armadura.
- d) Controle da tensão da armadura e enfraquecimento de campo.
- e) Controle de corrente de campo e regulação da frequência da rede.
- **3.** No estudo do comportamento da característica de torque e velocidade da máquina de corrente contínua, observa-se que é possível realizar o controle de velocidade a partir da tensão de alimentação da armadura, da corrente de excitação de campo ou pela variação da resistência de armadura, utilizando uma resistência externa.

Em um motor *shunt* a tensão de alimentação da máquina e a corrente de excitação de campo são mantidas constantes e não existe resistência externa. Se traçarmos um gráfico da característica de torque por velocidade, em que a velocidade se encontra no eixo x e o torque, no eixo y, obteremos uma:

- a) Reta horizontal.
- b) Reta com inclinação para baixo.
- c) Reta com inclinação para cima.
- d) Parábola de concavidade para baixo.
- e) Parábola de concavidade para cima.

Seção 2.2

Controle de velocidade e conjugado nas máquinas de indução

Diálogo aberto

Caro aluno, na seção anterior estudamos o controle dos motores CC e, ao longo desta seção, analisaremos a máquina de indução, de forma a verificar quais os parâmetros desse tipo de máquina a serem ajustados para que tenhamos a sua velocidade controlada. Como vimos na Unidade 1, as características de conjugado versus velocidade do motor de indução podem ser bem descritas utilizando-se o circuito equivalente da máquina de indução, considerando suas impedâncias internas. Ainda, estudamos que esse tipo de máquina procura alinhar a velocidade do seu campo magnético induzido à velocidade do campo magnético girante da máguina, havendo sempre um escorregamento. Um dos principais desafios no controle de velocidade da máguina de indução é o fato de que, sendo fixos a frequência da rede elétrica e o número de polos da máquina, as alterações na velocidade da máquina ficam restritas ao ponto de operação da curva de conjugado, considerando o seu escorregamento. Em motores com rotores bobinados ainda é possível associar resistências à resistência do circuito do rotor, de forma a modificar as características dessa curva. Existem também máquinas pré-fabricadas com enrolamentos que permitem a alteração do número de polos, mas em todas as situações o controle da velocidade e da curva de conjugado é ainda bem limitado. Contudo, com o advento dos dispositivos de estado sólido e, em especial os inversores de freguência, o controle da velocidade do motor de indução se tornou possível e com uma grande flexibilidade.

Dessa forma, vamos voltar a imaginar uma empresa produtora de bebidas que está reformulando o processo da linha de produção de forma a reduzir o percentual de falha no envasamento de bebidas, por meio do ajuste adequado da velocidade de operação das máquinas elétricas rotativas. A linha de produção conta com motores CC e motores CA, e você foi selecionado para realizar o

ajuste nas máquinas devido ao seu conhecimento aprofundado em controle de máquinas elétricas rotativas.

Desta vez, você foi direcionado para trabalhar com um motor de indução que deve ser ajustado de forma a trabalhar com um torque constante, mas em diferentes velocidades. Esse motor é conectado em 380 V de linha e tem uma resistência de circuito de estator muito pequena. As reatâncias do circuito do estator e do rotor são iguais de 0,24 Ohms e a resistência do rotor é de 0,1 Ohms, com uma reatância de magnetização de 50 Ohms. Você precisa ajustar no controlador as frequências de alimentação necessárias para cada uma das velocidades de 30 rad/s, 60 rad/s, 90 rad/s e 120 rad/s, de forma que a velocidade do motor seja controlada mantendo o torque nominal constante de 200 Nm. Como você faria para calcular essas frequências com base nos dados do motor?

Para realizar a sua tarefa, é importante que você analise a equação característica da relação entre torque e velocidade da máquina de indução e identifique os elementos necessários a serem calculados de forma a atingir o seu objetivo. Essa tarefa também envolve muito de raciocínio crítico e curiosidade para entender o comportamento do torque na máquina. A seguir, detalharemos os tipos de controle de velocidade do motor de indução, e você poderá ajustar esse inversor de frequência adequadamente. Bons estudos!

Não pode faltar

Estudaremos agora o controle de velocidade e conjugado em máquinas CA. Para que possamos iniciar esse estudo, também precisamos lembrar dos conceitos de velocidade síncrona, escorregamento na máquina de indução, e retomar as equações que relacionam o conjugado eletromecânico com a velocidade da máquina. Dessa forma, poderemos vislumbrar as possibilidades de controle de velocidade e conjugado nas máquinas assíncronas.



Lembre-se

A velocidade síncrona da máquina CA é definida pela velocidade de rotação do seu campo magnético girante e é dado em função da frequência elétrica e do número de polos da máquina:

$$n_{\rm s} = 120 \frac{f_{\rm e}}{P} \tag{2.10}$$

O escorregamento da máquina assíncrona é definido pela diferença entre a velocidade real da máquina e a velocidade síncrona.

$$s = \frac{n_s - n_m}{n_s} \times 100\%$$
 (2.11)

Além disso, a característica de torque e velocidade da máquina de indução é afetada não somente pelo valor da velocidade síncrona e pelo escorregamento, mas também pelo valor da tensão de alimentação e pelos parâmetros da máquina conforme a equação do conjugado, Equação 2.12, em que R_{th} , X_{th} e V_{th} são os valores da resistência, reatância e tensão do circuito equivalente de Thevenin da Máquina de Indução.

$$T_{mec} = \frac{1}{\omega_{s}} \left[\frac{V_{th}^{2}}{(R_{th} + R_{2}^{'} / s)^{2} + (X_{th} + X_{2}^{'})^{2}} \right] \frac{R_{2}^{'}}{s}$$
(2.12)

Da equação da velocidade síncrona podemos perceber que a velocidade da máquina pode ser alterada com a variação da frequência elétrica e do número de polos da máquina. Ainda, pode-se dizer que o valor do escorregamento também interfere na velocidade de rotação, uma vez que quanto maior o escorregamento, menor será a velocidade real de rotação da máquina. As mudanças dessas variáveis afetarão o valor do torque desenvolvido pela máquina, conforme mostra a equação do conjugado mecânico que foi apresentado. Além disso, outros dois parâmetros podem ser ajustados na máquina de indução de forma a alterar a característica de torque por velocidade: a resistência do rotor e a tensão de alimentação. Na sequência, analisaremos como cada tipo de variação para controle da velocidade e do conjugado pode ser feito.



Qual dos tipos de controle de velocidade e conjugado da máquina de indução você considera o mais efetivo e o mais empregado atualmente? Quais seriam as implicações desse tipo de controle na curva de conjugado por velocidade da máquina?

Os motores de indução ganharam espaço nas indústrias devido à padronização da alimentação CA, porém não se apresentaram vantajosos em aplicações que exigiam uma considerável flexibilidade de alteração da faixa de velocidade. Contudo, com o advento dos dispositivos de acionamento modernos de estado sólido, com destaque para os inversores de frequência, foi possível dar ao motor de indução essa flexibilidade de operação.

Tipicamente, os motores de indução trabalham com velocidade de funcionamento limitada a 5% de escorregamento e a variação da velocidade dentro dessa faixa é feita por meio de incrementos e decrementos de carga no eixo. Assim, aumentar o escorregamento da máquina de forma a reduzir a velocidade de operação implica a redução da eficiência do motor devido às perdas no cobre, sendo estas diretamente proporcionais ao escorregamento.

Por tais motivos, as duas principais técnicas que podem ser usadas para controlar a velocidade de um motor de indução estão relacionadas à:

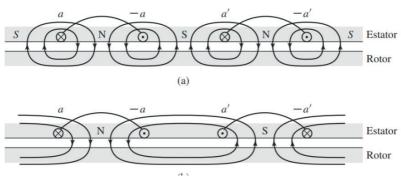
- 1. Variação da velocidade síncrona de rotação dos campos magnéticos do estator e do rotor.
- 2. Variação do escorregamento.

Embora a primeira forma também implique uma alteração da curva de conjugado por velocidade, ela está mais relacionada ao uso de inversores de frequência e, por isso, será estudada separadamente. Também é possível alterar a velocidade síncrona por meio do uso de máquinas de polos variáveis, mas estas permitem uma flexibilidade limitada de alteração de número de polos. A segunda forma é possível por meio da variação da alimentação dos enrolamentos do estator ou da variação da resistência do rotor, sendo esta última limitada às máquinas de rotor bobinado.

Variação dos polos da máquina de indução

Esse tipo de ajuste de velocidade é determinado pela ligação dos enrolamentos da máguina, de forma a estabelecer um número de polos adequado para a velocidade pretendida. Tal princípio está ilustrado na Figura 2.6, na qual a e a' são duas bobinas que correspondem a uma parte do enrolamento de estator da fase a. Para as outras fases, os enrolamentos não estão representados, mas apresentam a mesma disposição, sendo que cada uma das fases pode ser representada por diversos grupos de bobinas para esse fim. Nas figuras, o sinal negativo ao lado do índice (-a, -a') servem para indicar o termino do enrolamento, não estando necessariamente relacionados ao sentido da corrente. O sentido da corrente é dado pelas cruzes (entrando no plano da figura) e pelos pontos (saindo do plano da figura). Percebe-se pela Figura 2.6 (a) que a corrente elétrica entra no plano da figura nos terminais a e a' das bobinas e saem do plano da figura nos terminais –a e –a'. Isso cria uma configuração de fluxos, de forma a definir dois pares de polos norte e sul para a fase a, resultando em um total de quatro polos. Já na Figura 2.6 (b), é possível ver que o sentido da corrente elétrica nos enrolamentos cria uma configuração de fluxo magnético que determina um par de polos para o enrolamento, sendo, assim, uma máquina de dois polos. Dessa forma os enrolamentos da máquina podem ser conectados de modo a produzir a configuração do número de polos adequada.

Figura 2.6 | Enrolamentos e sentido da corrente em uma máquina CA: (a) para 4 polos; (b) para 2 polos



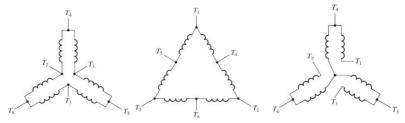
Fonte: Umans (2014, p. 598)

Logo, as alterações feitas nos enrolamentos são muito simples e o estator é projetado de modo que essas mudanças possam ser feitas, sempre na razão de dois para um, e o operador do motor pode selecionar uma das duas velocidades correspondentes. No entanto, existe ainda a possibilidade de se utilizar dois conjuntos independentes de enrolamentos e, dessa forma, permitir alterações dos polos para até quatro velocidades síncronas. O rotor desse tipo de motor é normalmente do tipo de gaiola de esquilo, para que seja induzido no rotor sempre o mesmo número de polos do estator.

A Figura 2.7 mostra duas formas na qual as conexões do motor são alteradas durante uma mudança de número de polos da máquina. Na Figura 2.7 (a) tem-se uma mudança, na qual o conjugado máximo resultante é o mesmo de antes da conexão. Para uma velocidade mais baixa, os terminais T1, T2 e T3 são alimentados pela linha e os terminais T4, T5 e T6 são mantidos em aberto. Já para a velocidade mais alta, os terminais T4, T5 e T6 são alimentados pela linha e os terminais T1, T2 e T3 são curto-circuitados. Na Figura 2.7 (b) os enrolamentos são preparados para que o conjugado máximo resultante seja o dobro do valor anterior. Para essa conexão, temse que, em uma velocidade mais baixa, os terminais T1, T2 e T3 são ligados juntos e os terminais T4, T5 e T6 são alimentados pela linha. Já para a velocidade mais alta, os terminais T1, T2 e T3 são alimentados pela linha e os terminais T1 T2 e T3 são abertos.

É possível ainda fazer a conexão de conjugado do tipo usado em ventilador, conforme a Figura 2.7(c), e dessa forma o conjugado, após a mudança de polos, seria a metade do valor anterior. Nesse caso, para uma velocidade mais baixa, os terminais T1, T2 e T3 são alimentados pela linha e os terminais T4, T5 e T6 são mantidos em aberto. Já para a velocidade mais alta, os terminais T4, T5 e T6 que são alimentados pela linha e os terminais T1, T2 e T3 são curto-circuitados.

Figura 2.7 | Conexões dos enrolamentos do estator: (a) para conjugado constante; (b) para potência de saída constante; (c) conexão de conjugado do tipo usado em ventilador



Fonte: adaptado de Chapman (2013, p. 366).

Contudo, existe uma desvantagem no método dos polos consequentes, que é o fato de as velocidades só poderem ser alteradas na razão de 2 para 1. Uma forma de contornar esse problema é por meio da utilização de um estator com mais de um enrolamento com números diferentes de polos, energizados um a cada vez. Assim, poderia-se mudar a velocidade de um motor de 1800 rpm para 1200 rpm, energizando um segundo enrolamento que trocasse o número de polos de um enrolamento com quatro polos, para um segundo com seis polos. Infelizmente, os enrolamentos de estator múltiplos tornam o custo do motor maior, o que também é um fator limitante.



Para alterar o número de polos de um motor de indução, podem ser utilizadas duas maneiras de conexão entre os enrolamentos da máquina (CHAPMAN, 2013):

- 1. O método dos polos consequentes: desenvolvido em 1897, baseia-se na alteração do número de polos do enrolamento do estator facilmente na razão 2:1, simplesmente fazendo trocas simples nas conexões das bobinas.
- 2. Enrolamentos de estator múltiplos: baseia-se em enrolamentos com números diferentes de polos, que são energizados apenas um de cada vez.



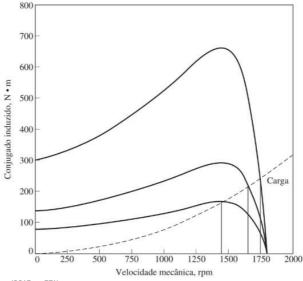
É possível combinar o método dos polos consequentes com o método dos enrolamentos múltiplos de estator, obtendo-se um motor

de quatro velocidades. Dessa forma, com enrolamentos separados de quatro e seis polos, obtém-se um motor com as velocidades de 600 rpm, 900 rpm, 1200 rpm e 1800 rpm, na frequência de 60 Hz.

Controle de velocidade por mudança da tensão de linha

A Figura 2.8 mostra como se comporta a curva de conjugado por velocidade quando a tensão de alimentação do motor de indução é variada dentro de uma faixa limitada de tensão. Por meio da Equação 2.12, pode-se verificar que o conjugado interno desenvolvido por um motor CA assíncrono é proporcional ao quadrado da tensão aplicada aos terminais primários. Nessa figura, é ainda apresentada a curva característica de uma carga, de onde percebemos que, se a tensão de alimentação da máquina for alterada, podemos reduzir a velocidade ou aumentá-la. Esse método de controle é utilizado em ventiladores que utilizam pequenos motores com rotor do tipo gaiola de esquilo. Entretanto, o intervalo de controle de velocidade é bastante limitado, apresentando baixo rendimento quando com escorregamento elevado.

Figura 2.8 | Curva de conjugado induzido versus velocidade para a mudança de tensão de alimentação da máquina



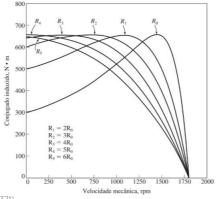
Fonte: Chapman (2013, p. 371).

Controle de velocidade por mudança da resistência do rotor

A forma da curva de conjugado versus velocidade de motores de indução de rotor bobinado podem ser alteradas com a inserção de resistências extras no circuito do rotor da máquina. Nesse caso, a diferença nas curvas obtidas é conforme mostrada na Figura 2.9. Se a curva de conjugado versus velocidade for como a mostrada nessa figura, então a alteração da resistência do rotor mudará também a velocidade de funcionamento do motor. Contudo, a inserção dessas resistências em série com o enrolamento do rotor bobinado reduz a eficiência da máquina em velocidades mais baixas. Isso por que aumentam as perdas nessas resistências. Também, devido às variações de carga, a regulação de velocidade é prejudicada. Esse método é similar ao método de controle de velocidade de motores CC por meio de resistências associadas em série com o circuito da armadura.

Assim, o controle de velocidade da máquina por meio da inserção de resistências externas, apesar de possível, aumenta o custo de manutenção e operação da máquina, o que já é um valor considerado quando se compara os motores com rotores bobinados aos do tipo gaiola de esquilo. Logo, isso justifica porque os motores de gaiola de esquilo combinados com acionamentos de estado sólido se tornaram a opção preferida na maioria das aplicações. De fato, de forma geral, o controle dos motores de indução é feito por meio do uso de inversores de frequência, assim como veremos na sequência.

Figura 2.9 | Curva de conjugado induzido versus velocidade para a mudança da resistência do circuito do rotor



Fonte: Chapman (2013, p. 371).

Controle de velocidade por meio da frequência de linha

A curva de conjugado magnético versus torque da máquina foi apresentada usando o circuito equivalente de Thevenin da máquina, na Equação 2.12. Conforme pode ser verificado nessa equação, o conjugado mecânico da máquina depende tanto da velocidade síncrona de rotação quanto dos parâmetros de resistência e reatâncias da máquina, assim como o seu escorregamento.



Se a frequência de alimentação do motor de indução cair pela metade, os únicos parâmetros da Equação 2.12 afetados seriam o valor da velocidade síncrona ($\omega_{\rm S}$) e do escorregamento (s), ou algum outro parâmetro sofre alteração?

De fato, o valor da velocidade síncrona é dado por $\omega_s=2\pi f_{\rm e}$, em que $f_{\rm e}$ é a frequência da tensão de linha que alimenta a máquina. No entanto, devemos lembrar que as reatâncias da máquina também são proporcionais à frequência da tensão de alimentação (lembre-se de que a reatância indutiva será $X_L=\omega_s L$). Dessa forma, algumas modificações devem ser previstas na Equação 2.12. Inicialmente, para estudo dessa característica, podemos aproximar a resistência do circuito do estator desprezível, de forma a igualá-la a zero ($R_1=0$). Ao fazer isso, teremos os seguintes valores para a tensão e

impedâncias equivalentes de Thevenin: $R_{th}=0$, $X_{th}=\frac{X_{m}X_{1}}{X_{4}+X_{-}}$ e

$$\hat{V}_{th} = \hat{V_1} \frac{X_m}{X_1 + X_m}$$
, em que $\hat{V_1}$ corresponde à tensão complexa que

alimenta o circuito de alimentação da máquina, $\hat{V_1}$ é a reatância de dispersão do enrolamento do estator e $\hat{V_1}$ é a reatância de magnetização da máquina.

Vamos considerar a base de frequência de 60 Hz ($f_{\rm e0}=60\,{\rm Hz}$). Assim, para qualquer alteração de frequência, teremos alterações nos parâmetros da curva.

A velocidade síncrona será alterada de acordo com a Equação 2.13, em que $\omega_{\rm e0}$ é a velocidade angular elétrica na frequência de 60 Hz.

$$\omega_{\rm s} = \frac{2}{P} \left(\frac{f_{\rm e}}{f_{\rm e0}} \right) \omega_{\rm e0} \tag{2.13}$$

As reatâncias da máquina serão alteradas de acordo com a Equação 2.14:

$$X_{th} + X_2 = \left(\frac{\omega_e}{\omega_{e0}}\right) (X_{th} + X_2)_0 \tag{2.14}$$

Se for usado o controle por volts/hertz constante, podemos escrever a tensão da fonte equivalente como $\hat{V_1} = \left(\frac{\omega_e}{\omega_{e0}}\right) \left(\hat{V_1}\right)_0$ e, dessa forma, a tensão equivalente de Thevenin será de acordo com a Equação 2.15.

$$V_{th} = \left(\frac{\omega_e}{\omega_{e0}}\right) (V_{th})_0 \tag{2.15}$$

O escorregamento é escrito conforme Equação 2.16, em que $\omega_{\it m}$ e $\omega_{\it e}$ são, respectivamente, a velocidade angular mecânica e a velocidade angular elétrica da máquina, e P é o número de polos.

$$\mathbf{s} = \frac{\omega_{s} - \omega_{m}}{\omega_{s}} = \frac{P}{2} \frac{\Delta \omega_{m}}{\omega_{e}} \tag{2.16}$$

Substituindo as Equações de 2.13 a 2.16 na Equação 2.12 e considerando a aproximação da resistência nula no estator, teremos a nova equação para o torque mecânico (Equação 2.17):

$$T_{mec} = \frac{(V_{th})_0^2 \frac{R_2'}{\Delta \omega_m}}{\left(\frac{2\omega_{e0}}{P} \frac{R_2'}{\Delta \omega_m}\right)^2 + \left[(X_{th} + X_2')_0\right]^2}$$
(2.17)

Considere um motor de indução de dois polos com $R_2^{'}=0,1\Omega$, $X_1=X_2^{'}=0,3\Omega$ e $X_m=30\Omega$, alimentado em uma tensão de linha de 220 V em 60 Hz. Determine a equação do torque mecânico em função da variação de velocidade mecânica $\Delta\omega_m$. Considere a resistência do estator desprezível.

Resolução:

Calculando as impedâncias e tensão equivalente de Thevenin para 60 Hz, utilizando os valores de linha, temos:

$$X_{th} = \frac{30 \times 0.3}{0.3 + 30} = \frac{9}{30.3} \approx 0.3 \,\Omega$$
 e

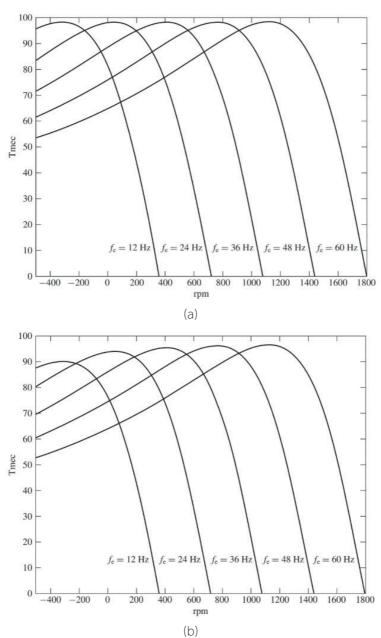
$$V_{th} = V_1 \frac{X_m X_1}{X_1 + X_m} \approx 220 \times 0.3 = 66 \text{ V}$$

Então, podemos escrever:

$$T_{mec} = \left(\frac{\left(66\right)_{0}^{2} \frac{0,1}{\Delta \omega_{m}}}{\left(2\pi \times 60 \frac{0,1}{\Delta \omega_{m}}\right)^{2} + \left[\left(0,3+0,3\right)_{0}\right]^{2}}\right) = \left(\frac{\frac{435,6}{\Delta \omega_{m}}}{\left(\frac{12\pi}{\Delta \omega_{m}}\right)^{2} + 0,36}\right)$$

Note, pela Equação 2.17, que a influência da variação da frequência na característica do torque da máquina é percebida apenas na variação de velocidade, uma vez que $\Delta \omega_{\it m}$ é em função da frequência de alimentação. A variação da frequência afeta a curva de torque mecânico, conforme mostra a Figura 2.10 (a), para diferentes valores de frequência. Perceba que a amplitude do torque máximo não se altera, apenas a velocidade na qual o torque máximo ocorre. Se a resistência do circuito do estator for considerada, o torque máximo sofrerá uma pequena redução, como mostrado na Figura 2.10 (b).

Figura 2.10 | Controle de velocidade por meio da mudança de frequência de linha: (a) desconsiderando resistência do estator; (b) considerando a resistência do estator



Fonte: Umans (2014, p. 601).



O controle de velocidade em motores de indução foi viabilizado por meio do uso de dispositivos de estado sólido, como os inversores de frequência. Para conhecer mais sobre esse tipo de dispositivo, assim como as formas de acionamento, sugerimos a leitura do texto indicado a sequir:

PETRUZELLA, F. **Motores elétricos e acionamentos**. Porto Alegre: AMGH, 2013. p. 304-311.

Sem medo de errar

Agora, com os conhecimentos adquiridos nesta seção, você pode ajustar o controlador do motor de indução. Esse controlador precisa ajustar as frequências necessárias de um inversor de frequência, de forma a fornecer as velocidades de 30 rad/s, 60 rad/s, 90 rad/s e 120 rad/s na máquina com um torque de 200 Nm. Para isso, deveremos determinar a equação característica do torque conforme a Equação 2.17.

Considerando que foram fornecidas as impedâncias desse motor conectado em 380 V de linha, temos a resistência de circuito de estator muito pequena, as reatâncias do circuito do estator e do rotor são ambas iguais a 0,24 Ohms, e a resistência do rotor é de 0,1 Ohms, com uma reatância de magnetização de 50 Ohms. Então, podemos inicialmente desprezar a resistência de estator e obter os valores do equivalente de Thevenin:

$$R_{th} = 0$$
 $X_{th} = \frac{50 \times 0,24}{0,24 + 50} = 0,2389 \,\Omega$ e a tensão:

$$V_{th} = 380 \frac{50}{0,24 + 50} = 380 \times 0,9952 = 378.18 \text{ V}$$

Esses são os valores para a frequência de 60 Hz. Substituindo os valores na equação do torque, obteremos:

$$T_{mec} = \frac{\left(V_{th}\right)_{0}^{2} \frac{R_{2}^{'}}{\Delta \omega_{m}}}{\left[\frac{2\omega_{e0}}{P} \frac{R_{2}^{'}}{\Delta \omega_{m}}\right]^{2} + \left[\left(X_{th} + X_{2}^{'}\right)_{0}\right]^{2}} = \frac{\left(378,18\right)^{2} \frac{0,1}{\Delta \omega_{m}}}{\left[\frac{2 \times 2\pi \times 60}{4} \frac{0,1}{\Delta \omega_{m}}\right]^{2} + \left(0,2389 + 0,24\right)^{2}}$$

$$T_{mec} = \frac{\frac{14302}{\Delta\omega_m}}{\left(\frac{18,85}{\Delta\omega_m}\right)^2 + 0,2293}$$

Precisamos de um torque de 200 Nm, então, desenvolvendo a equação para esse torque, teremos:

$$200 = \frac{\frac{14302}{\Delta\omega_{m}}}{\left(\frac{18,85}{\Delta\omega_{m}}\right)^{2} + 0,2293} \rightarrow 200\left(\frac{18,85}{\Delta\omega_{m}}\right)^{2} + 200 \times 0,2293 = \frac{14302}{\Delta\omega_{m}}$$

$$\frac{71065}{\left(\Delta\omega_{\it m}\right)^2} + 45,87 = \frac{14302}{\Delta\omega_{\it m}} \rightarrow \left(\Delta\omega_{\it m}\right)^2 - 311,8\Delta\omega_{\it m} + 1549,3 = 0$$

Resolvendo a equação do segundo grau obtida, teremos dois possíveis valores para $\Delta\omega_{\it m}$: $\Delta\omega_{\it m}=306,8~{\rm rad/s}$ e $\Delta\omega_{\it m}=5,05~{\rm rad/s}$, do qual escolhemos o menor valor, pois o maior corresponde a um valor muito alto de escorregamento.

Ainda,
$$\Delta\omega_{\it m}=\omega_{\it s}-\omega_{\it m}=\frac{2}{P}\times 2\pi f_{\it e}-\omega_{\it m}$$
, então, para cada valor

de velocidade, podemos obter a frequência correspondente:

$$\omega_m = 30 \text{ rad/s} \rightarrow 5,05 = \frac{2}{4} \times 2\pi f_e - 30 \Rightarrow f_e = 11,16 \text{ Hz}$$

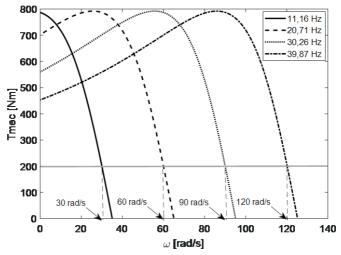
$$\omega_m = 60 \text{ rad/s} \rightarrow 5,05 = \frac{2}{4} \times 2\pi f_e - 60 \Rightarrow f_e = 20,7 \text{ Hz}$$

$$\omega_m = 90 \text{ rad/s} \rightarrow 5,05 = \frac{2}{4} \times 2\pi f_e - 90 \Rightarrow f_e = 30.26 \text{ Hz}$$

$$\omega_m =$$
 120 rad/s \rightarrow 5,05 $=$ $\frac{2}{4} \times 2\pi f_{\rm e} -$ 120 \Rightarrow $f_{\rm e} =$ 39,8 Hz

A figura a seguir mostra a localização do ponto de operação para cada uma das curvas:

Figura 2.11 | Localização dos pontos de operação da máquina para as frequências e torques indicados



Fonte: aFonte: elaborada pelo autor.

Podemos observar que, utilizando a equação característica do torque em função da velocidade da máquina, podemos fazer o controle de velocidade e torque para o motor de indução. Mostrando esses cálculos, assim como a localização dos pontos de operação na curva da máquina, você terá concluído a sua tarefa com êxito!

Avançando na prática

Alteração da velocidade do motor utilizando o controle por meio da tensão de linha

Descrição da situação-problema

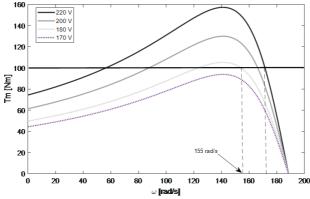
Em uma indústria, um motor de indução teve de ser remanejado para acionar uma carga de 100 Nm. No entanto, a tensão de

alimentação no local onde o motor será remanejado é de 220 V de linha. A velocidade da carga deve ser de cerca de 150 rad/s. Entretanto, não é possível dispor de um inversor de frequência, mas pode-se utilizar um VARIAC para variar a tensão de 0 V a 220 V. Você deve realizar um estudo para verificar se a máquina é capaz de atender à necessidade da carga utilizando o controle de velocidade via variação da tensão de linha. A máquina tem resistência de estator e de rotor iguais a 0,4 Ohms e reatância de magnetização igual a 30 Ohms. A resistência do circuito do estator pode ser desprezada e a resistência do rotor é de 0,2 Ohms. Como você realizaria essa tarefa?

Resolução da situação-problema

Uma forma de realizar esse estudo é traçar a curva característica de conjugado por velocidade da máquina, para diversos valores de tensão de linha, conforme mostra a Figura 2.12. Nessa figura, podemos verificar que é possível baixar a tensão de alimentação de 220 V para 180 V e que o motor consegue atender ao torque requerido de 100 Nm, mas a uma velocidade de cerca de 155 rad/s. Ainda, pode-se verificar que esse torque está muito próximo do torque máximo, de forma que, se houver uma variação muito brusca de carga, o motor não conseguirá atender. De fato, para a tensão de 170 V, o motor não consegue atender à carga de 100 Nm. Dessa forma, nesse caso, o controle de velocidade via tensão de alimentação não é aconselhável.

Figura 2.12 | Controle da velocidade do motor de indução via tensão de alimentação



Fonte: elaborada pelo autor.

Faça valer a pena

- **1.** Os motores de indução com rotor do tipo gaiola de esquilo começaram a ser utilizados nas últimas décadas do século XX, uma vez que podem ser empregados em aplicações que requerem controle de velocidade, substituindo, assim, os motores de corrente contínua. Considere as afirmativas a seguir:
- I. A variação da velocidade nos motores CA somente foi viabilizada com o surgimento da eletrônica de potência.
- II. Para uma mesma potência e velocidade nominal, os motores de indução do tipo gaiola de esquilo são mais baratos do que os motores CC. III. Para uma mesma potência e velocidade nominal, os motores de indução têm momento de inércia maior do que motores CC.

Escolha a alternativa em que estão elencadas as afirmativas verdadeiras:

- a) Afirmativa I, apenas.
- b) Afirmativa II, apenas.
- c) Afirmativa III, apenas.
- d) Afirmativas I e II, apenas.
- e) Afirmativas I, II e III.
- **2.** Quando um motor de indução é submetido ao controle de velocidade por meio do controle da frequência da tensão de alimentação, não somente a velocidade síncrona é afetada, mas também as impedâncias da máquina. Considere uma máquina de indução com os seguintes valores de resistências e reatâncias em 60 Hz: $R_1=0,1\Omega$, $X_1=0,3\Omega$, $R_2=0,15\Omega$, $X_2=0,4\Omega$, $X_m=30\Omega$ e 2 polos.

Se a frequência dessa máquina for alterada para 30 Hz, as impedâncias e a nova velocidade de rotação síncrona serão:

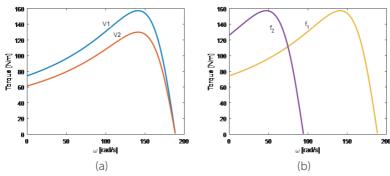
a)
$$R_1=0.2\,\Omega$$
 , $X_1=0.3\,\Omega$, $R_2=0.3\,\Omega$, $X_2=0.4\,\Omega$, $X_m=30\,\Omega$ e $\omega=120\pi$ rad/s .

b)
$$R_1=0.05\Omega$$
 , $X_1=0.3~\Omega$, $R_2=0.02~\Omega$, $X_2=0.4~\Omega$, $X_m=30~\Omega$ e $\omega=120\pi$ rad/s .

c)
$$R_1=0.1\Omega$$
, $X_1=0.15\,\Omega$, $R_2=0.15\,\Omega$, $X_2=0.2\,\Omega$, $X_m=15\,\Omega$ e $\omega=120\pi$ rad/s

- d) $R_1=0.2\,\Omega$, $X_1=0.15\,\Omega$, $R_2=0.3\,\Omega$, $X_2=0.2\,\Omega$, $X_m=15\,\Omega$ e $\omega=240\pi$ rad/s .
- e) $R_1=0.1\Omega$, $X_1=0.3~\Omega$, $R_2=0.15~\Omega$, $X_2=0.4~\Omega$, $X_m=30~\Omega$ e $\omega=240\pi$ rad/s .
- **3.** Para fazer o controle da característica de torque versus velocidade da máquina de indução trifásica, é possível variar a frequência da tensão de alimentação utilizando inversores de frequência. Alternativamente, podese variar a resistência do rotor ou a magnitude da tensão de armadura. A figura a seguir mostra dois tipos de controle:

Figura 2.13 | Formas de controle de conjugado e velocidade da máquina de indução: (a) pela tensão de alimentação; (b) pela frequência



Fonte: elaborada pelo autor.

A partir da análise das figuras, pode-se afirmar que:

- a) V1 = V2 e f1 > f2.
- b) V1 > V2 e f1 = f2.
- c) V1 < V2 e f1 > f2.
- d) V1 > V2 e f1 > f2.
- e) V1 > V2 e f1 < f2.

Seção 2.3

Controle de velocidade e conjugado nas máquinas síncronas

Diálogo aberto

Caro aluno, na seção anterior, estudamos o controle dos motores de indução, enquanto nesta analisaremos o controle de velocidade e conjugado da máquina síncrona, especificamente na atuação como motor. A máquina síncrona, assim como a máquina de indução, tem sua velocidade definida pela velocidade do campo magnético girante, de forma que o ajuste da frequência é essencial para esse controle. Um dos principais desafios no controle de velocidade da máquina síncrona está relacionado às características de saturação da máquina.

Dessa forma, vamos voltar a imaginar uma empresa produtora de bebidas que está reformulando o processo da linha de produção, de forma a reduzir o percentual de falha no envasamento de bebidas, por meio do ajuste adequado da velocidade de operação das máquinas elétricas rotativas. Tal linha de produção conta com motores CC e motores CA, e você foi selecionado para realizar o ajuste nas máquinas devido ao seu conhecimento aprofundado em controle de máquinas elétricas rotativas.

Agora, você foi direcionado para trabalhar com um motor síncrono que deve ser ajustado de forma a trabalhar com um torque nominal, tanto na frequência de 60 Hz quanto na frequência de 50 Hz.

O motor síncrono trifásico tem uma potência de 50 kVA, 380 V, 60 Hz e seis polos, deve ser acionado com um inversor, fornecendo 380 V a 60 Hz e, quando a tensão for reduzida para 50 Hz, deve manter a relação V/Hz constante. A máquina tem uma reatância síncrona 1,221 pu, quando está operando como gerador em vazio atinge a tensão nominal com uma corrente de campo de 2,5 A. As perdas do motor são muito pequenas e, para fins práticos, não precisam ser consideradas. A equipe acionará o motor com valores nominais e fator de potência unitário; e, posteriormente, reduzirá a frequência – no entanto, deve-se manter o conjugado nominal e, na seguência, reduzir o conjugado em 60%. Você ficou

responsável por determinar a corrente de campo que deve ser ajustada nesse motor, de forma a operar novamente com o fator de potência unitário. Como você faria para calcular as correntes de campo necessárias em cada situação (conjugado nominal e 60% do conjugado nominal) e manter o motor regulado?

Para realizar a sua tarefa, é importante que você analise a equação característica da relação entre torque e velocidade da máquina de síncrona e conheça o esquema de controle volt-hertz constante. Tal atividade exigirá um raciocínio crítico para a solução do problema proposto. A seguir, detalharemos os tipos de controle de velocidade do motor síncrono, e você poderá ajustar a corrente de campo adequadamente. Bons estudos!

Não pode faltar

Depois de estudar sobre o controle de velocidades e conjugado em máquinas de indução, estudaremos nesta seção o controle de velocidade e conjugado nas máquinas síncronas. É importante já destacarmos aqui que a máquina síncrona operando como motor é utilizada, principalmente, para aplicações que necessitem de velocidade constante. Entretanto, já vimos que a velocidade síncrona de rotação está associada à frequência da rede na qual a máquina está ligada.



A velocidade síncrona de rotação é definida pela frequência elétrica da rede ($f_{\rm e}$) e pelo número de polos da máquina P, de acordo com a Equação 2.18, em que $n_{\rm s}$ é a velocidade de rotação em rotações por minuto (rpm):

$$n_s = 120 \frac{f_e}{P} \tag{2.18}$$

ou, ainda, na forma da velocidade angular elétrica ($\omega_{\rm e}$), em radianos por segundo. Nesse caso, a velocidade angular síncrona ($\omega_{\rm s}$), também em radianos por segundo, é dada pela Equação 2.19.

$$\omega_{\rm s} = \frac{2}{P}\omega_{\rm e} \tag{2.19}$$

Quando estudamos o controle de velocidade nas máguinas de indução, pudemos verificar a complexidade de se alterar o número de polos da máquina e, para a máquina síncrona, existe a mesma complexidade. Se a parte construtiva do motor não pode ser modificada no decorrer da operação da máquina, o controle da velocidade do motor síncrono é feito, normalmente, de duas maneiras possíveis. Uma dessas formas é utilizar o motor síncrono na forma autocontrolada, ou seja, utilizando o controle em malha fechada da velocidade da máquina. Nesse tipo de controle, o ajuste da frequência elétrica é feito utilizando-se um controle direto de conjugado, como veremos adiante, que controlará a velocidade mecânica do motor por meio dessa malha de controle. Outra forma, e a mais usual, é a de alteração da frequência da rede elétrica por meio da utilização de inversores de frequência. Logo, a alteração da velocidade da máguina síncrona é feita da mesma forma realizada quando é utilizado o motor assíncrono.

Existe uma relação que pode ser obtida diretamente da lei de Faraday em máquinas rotativas. Essa relação leva em conta a componente de entreferro de tensão da armadura de uma máquina CA, sendo ela proporcional à densidade de fluxo de pico da máquina e à frequência elétrica, conforme nos mostra a equação 2.20, em que f_n e B_n são, respectivamente, os valores nominais de frequência e densidade de fluxo. Nessa equação, a queda de tensão, na resistência de armadura e na reatância de dispersão, são desprezadas, conforme indicado a seguir:

$$V_{a} = \left(\frac{f_{e}}{f_{n}}\right) \left(\frac{B_{pico}}{B_{n}}\right) V_{n}$$
 (2.20)

A relação obtida a partir Equação 2.20 é importante para que possamos fazer algumas considerações acerca da operação da máquina em tensão constante e com uma frequência elétrica diferente da frequência de base. Em uma situação em que a

frequência da tensão de armadura é variada, mantendo-se a tensão em um mesmo valor ($V_a = V_n$), a Equação 2.20 pode ser escrita conforme mostrado na Equação 2.21:

$$B_{pico} = \left(\frac{f_n}{f_e}\right) B_n \tag{2.21}$$

À primeira vista, a Equação 2.21 somente nos mostra que a densidade de fluxo varia de forma inversamente proporcional à frequência de operação. Isso significa que, ao variar a frequência de maneira a diminuí-la, a densidade de fluxo de pico aumentará. Entretanto, considerando as máquinas que operam próximo da saturação em frequência nominal, esse fato se torna um problema. Isso por que, ao aumentar a densidade de fluxo por decorrência da diminuição da frequência de operação, chegará a um ponto em que a máquina operará saturada, e a operação, nessas condições, aumenta de forma significativa as perdas no núcleo e as correntes necessárias para manter a máquina operando. Isso sobrecarrega o motor, podendo inclusive levar a danos irreversíveis.

Dessa forma, quando se varia a frequência da máquina em valores abaixo do valor nominal, é esperado que a máquina mantenha a densidade de fluxo constante, de forma que a Equação 2.20 possa ser reescrita como a Equação 2.22, levando em conta que ${\it B}_{\it pico} = {\it B}_{\it p}$:

$$V_{a} = \left(\frac{f_{e}}{f_{n}}\right)V_{n} \leftrightarrow \frac{V_{a}}{f_{e}} = \frac{V_{n}}{f_{n}}$$
(2.22)

Se considerarmos a equação que relaciona o torque e a potência magnética em uma máquina síncrona (vamos considerar uma máquina de polos lisos para simplificação dos cálculos), teremos:

$$T\omega_{m} = \frac{V_{t}E_{fa}}{X_{s}}sen(\delta)$$
 (2.23)

Sabe-se que existe uma relação diretamente proporcional entre a tensão gerada e a corrente de campo. Se a corrente de campo do gerador for mantida constante, então a tensão gerada também será proporcional à velocidade de rotação e, consequentemente, à frequência da rede, de forma que podemos escrever a equação, em que K é uma constante de proporcionalidade, como em $E_{\rm fa}=K\!f_{\rm e}$.

Sabendo que $\omega_{\it m}=\frac{4\pi f_{\it e}}{P}$ e que a reatância indutiva é diretamente

proporcional à frequência, então $X_s=2\pi f_{\rm e}L_{\rm s}$. Fazendo as substituições, teremos:

$$T = \frac{V_t E_{fa}}{\omega_m X_s} sen(\delta) = \frac{V_t K f_e}{\left(\frac{4\pi f_e}{P}\right) (2\pi f_e L_s)} sen(\delta)$$

$$T = \frac{PK}{8\pi^2 L_s} \frac{V_t}{f_e} sen(\delta) = K_t \frac{V_t}{f_e} sen(\delta)$$
(2.24)

Assim, concluímos que, para se obter o mesmo torque máximo em uma faixa de variação de velocidade e, adicionalmente, evitar a saturação magnética da máquina, é necessário mudar a tensão com a frequência, fazendo assim a operação com fluxo constante. Esse tipo de operação é conhecido como operação com volts/ hertz constante (V/Hz constante), e esse procedimento é feito para variações de frequência a partir do valor nominal até valores em que a queda de tensão na resistência de armadura se torne muito alta.

Exemplificando

Um motor síncrono de 380 V 60 Hz tem quatro polos e indutância síncrona de 20 mH. Sabendo que a sua tensão induzida varia conforme a frequência elétrica na proporção $\boldsymbol{E_{fa}} = 10 f_e$, determine o torque máximo em frequência nominal, assim como a tensão necessária para manter o torque máximo igual ao do valor nominal em uma frequência de 40 Hz.

Resolução:

Da equação para o torque, temos:

$$T_{ extit{m\'ax}} = rac{PK}{8\pi^2 L_{ extit{s}}} rac{V_t}{f_e}$$
 , em que K é dado no enunciado e é igual a 10.

Logo, para os valores nominais, calculamos:

$$T_{max} = \frac{4 \times 10}{8\pi^2 0.1} \frac{380}{60} = 32,08 \text{ Nm}$$

Assim, para manter esse torque em 40 Hz, temos:

$$\frac{V_t}{40} = \frac{380}{60} \Rightarrow V_t = 253,34 \text{ V}$$

Outras observações podem ainda ser feitas considerando a proporcionalidade com a frequência da rede. Se as condições de refrigeração estiverem adequadas na máquina, a corrente máxima permitida estará em termos da corrente nominal da máquina, independentemente da frequência aplicada. Dessa forma, vamos imaginar que a frequência da tensão de alimentação é ajustada para um valor abaixo da nominal, em que a tensão de armadura seja proporcional a essa frequência. Nesse caso, a potência máxima do motor será proporcional ao produto da frequência com o valor da potência nominal. Dividindo essa potência máxima pela velocidade do rotor, obtém-se o conjugado máximo, conforme Equação 2.25:

$$T_{m\acute{a}x} = \frac{f_e V_n I_n}{\omega_n} \tag{2.25}$$

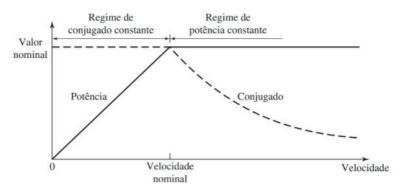
No entanto ω_n , é proporcional a f_e , então $T_{m\acute{a}x}$ é proporcional a V_nI_n , sendo constante e correspondente ao ponto de operação nominal. A Figura 2.14 mostra o comportamento da potência e conjugado máximos versus velocidade para um motor síncrono com frequência variável, em que se pode verificar esse comportamento nas velocidades de zero até a velocidade nominal de operação, correspondendo ao regime de conjugado constante.

Vamos agora pensar no inverso, ou seja, se a frequência da tensão nominal for superior à frequência nominal. Nesse caso, o fluxo no entreferro ficará abaixo do valor nominal e, para manter uma densidade de fluxo magnético no valor nominal, é preciso aumentar a magnitude do valor da tensão. Contudo, isso implicará danos ao isolamento, então, deve-se manter a tensão em valores nominais. Nesse caso, a potência máxima será constante e igual à potência nominal, de forma que o conjugado pode ser escrito como:

$$T_{m\acute{a}x} = \frac{V_n I_n}{\omega_n} \tag{2.26}$$

Verifica-se que o conjugado é inversamente proporcional à velocidade da máquina, de forma que a velocidade máxima de operação nesse regime de funcionamento será dada pelo inversor ou pela capacidade do rotor. Na Figura 2.14 esse regime de operação está mostrado como regime de potência constante.

Figura 2.14 | Regime de operação do motor síncrono em regimes de velocidade variável



Fonte: Umans (2014, p. 574).



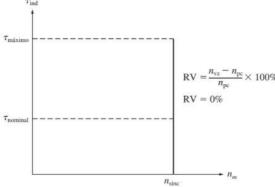
Observamos que, em regime permanente, a velocidade de um motor síncrono pode ser obtida pela frequência de operação, contudo, na prática, o controle de velocidade da máquina por meio do controle de frequência tem certas limitações relacionadas à capacidade de o rotor da máquina acompanhar as mudanças de frequência da tensão de armadura aplicada que possam ocorrer. Adicionalmente, a partida

da máquina envolve uma complexidade que leva ao uso de rotores do tipo gaiola de esquilo, parecidos com os enrolamentos utilizados em máquinas de indução, que são conhecidos como enrolamentos compensadores. Lembre-se de que esse nome também é dado aos enrolamentos da máquina CC que contrabalanceiam os efeitos da reação de armadura. No entanto, os enrolamentos compensadores da máquina síncrona exercem um papel diferente. Ao aplicar uma tensão polifásica ao enrolamento do estator da máquina, devido ao fenômeno da indução no rotor do tipo gaiola de esquilo, a máquina atingirá uma velocidade muito próxima da velocidade síncrona de rotação. Ao energizar o enrolamento de campo, tomando o cuidado para que a inércia e a carga não estejam ainda muito elevadas, o rotor entra em sincronismo com o campo magnético girante, atingindo a velocidade síncrona e podendo operar em carga nominal.

Existem ainda outros problemas relacionados às mudanças de velocidade: uma vez que o conjugado da máquina é inversamente proporcional à velocidade de rotação síncrona, para que a máquina desenvolva um controle adequado de conjugado constante, é necessário que a velocidade seja constante.

Considerando qualquer tipo de motor elétrico, a característica de conjugado por velocidade mecânica de rotação do seu eixo é um fator importante no estudo da máquina. Em especial para o motor síncrono, a relação para o torque em função da velocidade da máquina pode ser descrita por uma reta vertical no plano $\omega_{\it m} \times T_{\it m}$, conforme mostra a Figura 2.15

Figura 2.15 | Característica de torque por velocidade de rotação do motor síncrono



Fonte: Chapman (2013, p. 276).

Percebemos, por essa característica da máquina síncrona, que a velocidade de regime permanente do motor é constante, desde a situação de vazio, até o conjugado máximo que o motor pode fornecer. O conjugado máximo ocorre quando a tensão nos terminais da armadura e a tensão gerada são fasorialmente perpendiculares entre si. É importante também definirmos o conceito de regulação de velocidade (RV), que pode ser descrito pela Equação 2.27, em que $n_{\rm s}$ é a velocidade síncrona de rotação em rpm, e $n_{\rm pc}$ é a velocidade de rotação em plena carga:

$$RV = \frac{n_{s} - n_{pc}}{n_{pc}} \times 100\%$$
 (2.27)

Analisando a curva da Figura 2.14, podemos seguramente constatar que a regulação de velocidade da máquina síncrona é igual a zero. A regulação de velocidade mede a capacidade de um motor de manter constante a velocidade no eixo quando a carga varia.



Retorne a característica de conjugado por velocidade da máquina de indução que estudamos na última seção. Considerando essa curva, como será a regulação de velocidade da máquina? Para quais valores de escorregamento a regulação da máquina se aproxima mais de zero?

Assim, mudanças de velocidade da máquina síncrona, provocada pelo controle utilizando inversores de frequência, afetam essa curva característica. Tais problemas ainda derivam do fato de o conjugado constante da máquina requerer que o rotor permaneça em sincronismo com as alterações de fluxo na máquina. Nas situações em que existe a necessidade de variar a velocidade da máquina, o controle pode ser realizado utilizando-se esquemas de controle de fluxo de estator, de forma que a relação com o fluxo do rotor é controlada diretamente, o que corresponde ao controle direto de conjugado.

Existem muitas formas de se implementar um controle direto de conjugado, sendo uma delas o uso do controle vetorial ou controle de campo orientado. Esse tipo de controle trabalha com as grandezas de estator decompostas em componentes que giram em sincronismo com o rotor, ou seja, decompostas nas componentes de eixo direto e quadratura e sequência zero, denominados variáveis dq0.



O Apêndice C do livro a seguir aborda teoricamente e desenvolve as relações básicas de uma máquina CA em termos de variáveis dq0. Para um melhor entendimento das equações e dos diagramas de controle, recomenda-se uma breve leitura.

UMANS, S. D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. 7. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 2014. p. 664-674.

Aplicando a decomposição, as equações para os fluxos e correntes da máquina são representadas conforme as Equações de 2.28 a 2.30.

$$\lambda_d = L_d i_d + L_{af} i_f \tag{2.28}$$

$$\lambda_q = L_q i_q \tag{2.29}$$

$$\lambda_f = \frac{3}{2} L_{af} i_d + L_{ff} i_f \tag{2.30}$$

As equações de transformada da tensão da máquina resultarão em uma dependência das derivadas dos fluxos. Entretanto, estamos considerando operações com tensões equilibradas, de forma que as componentes de sequência zero são nulas e as ondas de FMM giram em sincronismo com o rotor, levando às derivadas do fluxo no valor nulo. Considerando ainda que a resistência de armadura é baixa e podemos desprezá-la, então as tensões podem ser escritas como nas Equações de 2.31 a 2.33.

$$\mathbf{V}_{d} = -\omega_{e} \lambda_{d} \tag{2.31}$$

$$\mathbf{v}_{q} = \omega_{e} \lambda_{d}$$
 (2.32)

$$\mathbf{v}_{f} = \mathbf{R}_{f} \mathbf{i}_{f} \tag{2.33}$$

Finalmente, a equação do torque mecânico pode ser desenvolvida em termos das variáveis dq0:

$$T_{m} = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \left(\lambda_{d} i_{q} - \lambda_{q} i_{d} \right)$$
(2.34)

Focando a atenção nas máquinas de polos lisos, teremos que $L_a=L_q=L_s$, de forma que é possível reescrever a equação do torque da seguinte forma:

$$T_{m} = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right) L_{af} i_{f} i_{q} \tag{2.35}$$

Uma vez que o conjugado é função do produto das correntes de campo e quadratura, a especificação apenas do valor do conjugado não é suficiente para determinar essas variáveis. Para que o controle por campo orientado possa ser feito, são necessárias tanto as correntes de eixo direto e quadratura quanto a corrente de campo.

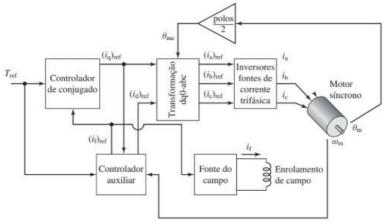
A Figura 2.16 mostra um diagrama de controle de conjugado por campo orientado. Para diversas correntes, os valores de referência são calculados, indicados pelo índice "ref".

É necessário um sensor de posição para medir a posição angular do rotor a fim de realizar a transformação dq0-abc e, dessa forma, determinar os valores de referência para as correntes de fase do motor, que serão fornecidas pelos inversores de frequência. Na Figura 2.16, o controlador de conjugado utiliza o valor de referência do conjugado e a corrente de campo de referência para calcular o valor da corrente de referência de eixo de quadratura, conforme Equação 2.36.

$$\frac{4T_m}{3PL_{af}i_f} = i_q \tag{2.36}$$

Os valores das correntes de referência de eixo direto e de campo são calculados por um controlador auxiliar.

Figura 2.16 | Diagrama de blocos do controle de conjugado na máquina síncrona



Fonte: Umans (2014, p. 581).

Às vezes, o objetivo final do controle é na verdade controlar a velocidade ou a posição, e não o conjugado. Dessa forma, o sistema de controle de conjugado pode ser usado como componente de uma malha de controle de velocidade.

Pesquise mais

O controle de conjugado utilizando as malhas de controle em termos das variáveis dq0 é um assunto extenso que pode ser aprofundado na referência a seguir:

UMANS, S. D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley.** 7. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 2014. p. 577-588.

Sem medo de errar

Com os conhecimentos que adquirimos sobre o controle de velocidade no motor síncrono, podemos retomar a situação em que a equipe com que você está trabalhando acionará um motor síncrono com valores nominais e fator de potência unitário. Posteriormente, será necessário reduzir a frequência, no entanto, deve-se manter o conjugado nominal. Em uma outra etapa, o

conjugado será reduzido em 60%. Você ficou responsável por determinar a corrente de campo que deve ser ajustada nesse motor, de forma a operar novamente com o fator de potência unitário na situação de frequência e torque reduzido. Você já sabe como realizar essa tarefa?

Primeiramente, em 60 Hz, a máquina terá a velocidade de rotação nominal dada por:

$$n_s = \frac{120f_e}{P} = \frac{120 \times 60}{6} = 1200 \text{ rpm}$$

A corrente de campo pode ser obtida utilizando-se o valor da tensão gerada, mas deve-se levar em conta que a máquina está operando com fator de potência unitário. Isso significa que a corrente está em fase com a tensão, então:

$$\hat{E}_{af} = \hat{V}_t - jX_sI_a = 1,0 - j1,221 \times 1,0 = 1,58 \angle 50,68^{\circ} \text{ pu}.$$

Como a corrente de campo para tensão nominal em vazio é 2,5 A, então:

$$I_f = 1,58 \times 2,5 = 3,95 \text{ A}.$$

Quando reduzimos a frequência, temos uma alteração dos valores da reatância da tensão terminal e da tensão gerada, conforme a seguir, em que o índice 0 corresponde à frequência nominal:

$$egin{aligned} V_t = iggl(rac{f_{ extsf{e}}}{f_0}iggr) V_{t0} \ , \end{aligned} \qquad egin{aligned} oldsymbol{X}_{ extsf{s}} = iggl(rac{f_{ extsf{e}}}{f_0}iggr) oldsymbol{X}_{ extsf{s}0} \end{aligned} \qquad egin{aligned} oldsymbol{E}_{ extsf{af}} = iggl(rac{f_{ extsf{e}}}{f_0}iggr) iggl(rac{I_f}{I_{f0}}iggr) oldsymbol{E}_{ extsf{af}0} \ , \end{aligned}$$

então podemos escrever:

$$\hat{E}_{af} = \hat{V_t} - jX_sI_a \rightarrow \left(\frac{f_e}{f_0}\right)\left(\frac{I_f}{I_{f0}}\right)\hat{E}_{af0} = \left(\frac{f_e}{f_0}\right)\hat{V_{t0}} - j\left(\frac{f_e}{f_0}\right)X_{s0}\hat{I}_{a0}$$
$$\left(\frac{I_f}{I_{f0}}\right)\hat{E}_{af0} = \hat{V_{t0}} - jX_{s0}\hat{I}_{a0}$$

Para atender a esse requisito, deve-se ter a mesma corrente de campo, ou seja, 3,95 A.

Entretanto, é necessário reduzir o conjugado de carga em 60% do valor nominal. Se tomarmos a equação do conjugado em função

da tensão gerada e da corrente do motor, teremos $T_0 = \frac{E_{a0}I_{a0}}{\omega_0}$.

Para 60% desse valor,
$$T = 0.6 \times T_0 = 0.6 \times \frac{E_{a0}I_{a0}}{\omega_0} = \frac{E_{a0}\left(0.6I_{a0}\right)}{\omega_0}$$
,

ou seja, deve-se ter 60% da corrente nominal com fator de potência unitário. Então, para calcular a corrente de campo, fazemos:

$$\left(\frac{I_f}{I_{f0}}\right)\hat{E}_{af0} = \hat{V}_{t0} - jX_{s0}\left(0,6\hat{I}_{a0}\right) = 1 - j1,221 \times 0,6 = 1,24 \angle 36,23^{\circ} \text{ pu.}$$

$$\left(\frac{I_f}{3.95}\right)1,58 = 1,24 \rightarrow I_f = 3,1 \text{ A}$$

Então, o valor de 3,1 A deve ser ajustado no controlador, de forma que a velocidade seja ajustada para um conjugado de 60% do valor nominal.

Avançando na prática

Controle de conjugado direto do motor síncrono

Descrição da situação-problema

Uma equipe de engenheiros deseja implementar um sistema de controle em malha fechada em um motor síncrono e decidiu utilizar o controle direto de conjugado. Esse motor tem tensão nominal de 220 V, 60 Hz, seis polos e opera com corrente de campo de 3,7 A. Sabe-se que em circuito aberto a tensão nominal é induzida com uma corrente de campo de 2,84 A. Em determinado momento, a equipe carregou o motor com conjugado nominal em velocidade nominal. A equipe decidiu verificar se, ao fixar a corrente de eixo direto em zero, seria possível realizar o controle apenas das demais variáveis. Para isso, é necessário calcular os valores de corrente de

armadura e tensão terminal, tecendo as devidas conclusões. Como você realizaria essa tarefa?

Resolução da situação-problema

Inicialmente, devemos calcular os valores da indutância \mathcal{L}_{af} , que, ao se basear pelos dados fornecidos, pode ser calculada utilizandose a seguinte expressão:

$$L_{af} = \frac{\sqrt{2}E_{af}}{\omega_{e}i_{f}} = \frac{\sqrt{2} \times \left(\frac{220}{\sqrt{3}}\right)}{120\pi \times 2,84} = 0,168 \text{ H}$$

O conjugado nominal pode ser calculado também com base nos dados fornecidos:

$$T = \frac{P_n}{\omega_{e0}} = \frac{45 \times 10^3}{120\pi \frac{2}{6}} = 358 \text{ Nm}$$

Como a operação é com valores nominais, então, podemos definir o conjugado de referência no controlador igual ao conjugado nominal, e a corrente de campo de 3,7 A. Com base nisso, podemos calcular a corrente de eixo de quadratura, conforme segue:

$$i_q = \frac{2}{3} \frac{2}{P} \frac{T_{ref}}{L_{af} i_f} = \frac{2}{3} \times \frac{2}{6} \times \frac{358}{0,168 \times 3,7} = 128 \text{ A}$$

Como a corrente de eixo direto é igual a zero, é possível calcular a corrente de armadura fazendo:

$$I_a = \frac{i_q}{\sqrt{2}} = \frac{128}{\sqrt{2}} = 90,5 \text{ A}$$

Partindo do mesmo pressuposto, o fluxo de eixo direto é dado na forma:

$$\lambda_q = L_{af}i_f = 0.168 \times 3.7 = 0.622 \, Wb$$

$$\lambda_q = L_qi_q = L_si_q = 2.4 \times 10^{-3} \times 128 = 0.307 \, \, Wb$$

Finalmente, podemos calcular a tensão de armadura:

$$V_a = \sqrt{rac{v_q^2 + v_d^2}{2}} = \omega_e \sqrt{rac{\lambda_q^2 + \lambda_d^2}{2}} =$$

$$120\pi\sqrt{\frac{0,602^2+0,307^2}{2}}=180,1396\,V$$

Esse valor de tensão de armadura corresponde a um valor de fase, dessa forma, o valor de linha será próximo de 320 V, o que significa um valor muito acima do nominal. Sendo assim, a realização do controle mantendo a corrente de eixo direto igual a zero pode danificar o isolamento do motor. Ainda é provável que esse controle seja ineficiente devido à saturação da máquina. Como conclusão, devese obter outros valores para as correntes de eixo diretor quadratura e campo com a finalidade de controle direto de conjugado.

Faça valer a pena

1. Existe uma complexidade no controle de velocidade de máquinas síncronas quando se trata de alterar a estrutura da máquina, ou seja, o número de polos. Essa alteração é não trivial e permite apenas um número limitado de velocidades. Se parte construtiva do motor não pode ser modificada no decorrer da operação da máquina, a alteração da velocidade do motor síncrono é feita, normalmente, de duas maneiras possíveis.

Essas formas de alteração da velocidade no motor síncrono são:

- a) Variação da tensão terminal e uso de inversores de frequência.
- b) Variação da tensão terminal e associação de resistências no circuito do rotor.
- c) Associação de resistências no circuito do rotor e uso de inversores de frequência.
- d) Uso de inversores de frequência e controles de malha fechada.
- e) Controle em malha fechada e associação de resistências no circuito do rotor.
- **2.** A operação volts/hertz constante (V/Hz constante) é um procedimento feito para variações de frequência a partir do valor nominal para se obter o mesmo torque máximo em uma faixa de variação de velocidade e,

adicionalmente, evitar a saturação magnética da máquina. Considere um motor de 380 V em frequência nominal de 60 Hz.

Para manter o torque máximo com uma tensão de 220 V, qual deve ser, aproximadamente, a frequência de operação?

- a) 43 Hz.
- b) 54 Hz
- c) 114 Hz.
- d) 143 Hz.
- e) 230 Hz.
- **3.** Para qualquer tipo de motor elétrico, existe um fator importante para o estudo da máquina, que é a curva característica de conjugado por velocidade mecânica de rotação. Considere as afirmativas a seguir:
- I. O motor síncrono apresenta uma característica de conjugado diferente da máquina de indução assíncrona.
- II. A regulação de velocidade do motor de indução é igual a zero, independentemente do torque desenvolvido pela máquina.
- III. A regulação de velocidade do motor síncrono depende do valor do torque e do valor da velocidade de rotação do rotor.

Após analisar as afirmativas, assinale a alternativa correta:

- a) Apenas a afirmativa I está correta.
- b) Apenas a afirmativa II está correta.
- c) Apenas a afirmativa III está correta.
- d) Apenas as afirmativas I e III estão corretas.
- e) Todas as afirmativas estão corretas.

Referências

CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas.** Tradução: Anatólio Laschuk. 5. ed. Porto Alegre: McGraw-Hill, 2013.

PETRUZELLA, F. Motores elétricos e acionamentos. Porto Alegre: AMGH, 2013.

SEN, P. C. **Principles of electric machines and power electronics.** 2. ed. Hoboken, New Jersey: John Wiley and Sons, 1996.

UMANS, S. D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley.** 7. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 2014.

Máquinas de relutância variável (MRV) e motores de passo

Convite ao estudo

Olá, aluno, nesta unidade faremos o estudo das Máguinas de Relutância Variável (MRV) e dos motores de passo. As MRV apresentam o aspecto construtivo mais simples de todas as máquinas. Apesar de toda sua simplicidade, este tipo de máquina sempre teve uma aplicação limitada devido à dificuldade de fazer o controle apropriado, tanto da velocidade quando do conjugado desenvolvido. No entanto, com o avanço tecnológico na eletrônica de potência e também da disponibilização de sistemas digitais de baixo custo, nas décadas recentes existe um grande interesse, refletido principalmente em pesquisas, na aplicação deste tipo de motores. Os motores de passo são projetados construtivamente para aproveitar as vantagens de acionamento proporcionados pela eletrônica digital e atualmente já é aplicado, por exemplo, em computadores, impressoras 3D e em algumas aplicações na área de controle e automação. Assim, após o estudo desta unidade você irá compreender o princípio de funcionamento destas máquinas e saberá aplicar este tipo de motor em situações específicas.

Para contextualizar o estudo desta unidade, vamos imaginar a seguinte situação: uma empresa de brinquedos eletrônicos está fazendo um estudo para verificar se pode ser possível substituir as máquinas CC por máquinas de relutância variável ou motores de passo em seus produtos. As MRVs são mais simples construtivamente, de forma que a substituição pode baratear o custo de fabricação de maneira a reduzir preços e ganhar mais mercado. Na etapa de análise serão investigados os seguintes aspectos de cada máquina:

- O conjugado líquido em diferentes situações de corrente e ângulos mecânicos.
- As características de potência das MRVs.
- O comportamento dos motores de passo utilizando correntes senoidais.

Ao final desta análise, a equipe de projetos deverá emitir um relatório com a consultoria necessária, listando os prós e contras de utilização deste tipo de motores nos equipamentos da empresa.

Imagine também que você faz parte da equipe de consultores e tem o conhecimento necessário para realização de alguns cálculos relacionados aos motores que serão estudados. Sua função é realizar estes cálculos fornecendo a informação necessária para a equipe de consultores confeccionar o relatório.

Você saberia onde as MRVs e os motores de passo poderiam ser aplicados em brinquedos eletrônicos? Em que tipos de equipamentos estes tipos de motores são aplicados? O que seria necessário para fazer o acionamento destes motores?

Na primeira seção desta unidade, iremos conhecer os aspectos construtivos das MRV, os tipos de configurações possíveis, assim como o princípio de funcionamento. Iremos entender quais são os fatores que se apresentam como vantagens com relação aos outros tipos de máquinas, assim como quais são os fatores limitantes para a aplicação prática das MRVs

Na segunda seção, aprofundaremos os aspectos das MRVs duplamente salientes, estudando as curvas de indutâncias, o perfil de conjugado e as relações entre potência nominal e potência líquida da máquina. Também abordaremos o controle de velocidade das MRVs

Por fim, na última seção estudaremos os motores de passo, analisando os aspectos básicos de funcionamento e acionamento, as características de conjugado e aplicações.

Para que você aproveite o máximo deste estudo, é importante que além da leitura do material didático você seja curioso no sentido de buscar saber mais sobre este tipo de motores. Aproveite as propostas de atividades que são apresentadas, faça os exercícios propostos, e se dedique, pois certamente estes conhecimentos serão muito importantes para o seu desenvolvimento profissional. Bons estudos!

Seção 3.1

Fundamentos e configurações práticas da MRV

Diálogo aberto

Caro aluno, nesta seção iremos iniciar os estudos sobre as MRVs, analisando os aspectos construtivos e o princípio de funcionamento. Iremos analisar a formação de conjugado na máquina. Uma vez que as MRVs apresentam uma construção relativamente simples, existe um interesse em aplicações de engenharia, principalmente após a disponibilidade e o baixo custo da computação digital em combinação com a eletrônica de potência, que possibilitou simplificar o acionamento deste tipo de motor.

Sendo assim, vamos então retomar a situação que foi apresentada, sobre uma empresa fabricante de brinquedos eletrônicos. Atualmente a equipe de pesquisa e desenvolvimento da empresa está engajada no estudo das MRVs e dos motores de passo para saber se é possível aplicar este tipo de motor em seus produtos, de forma a baratear o custo de fabricação e reduzir preços para ganhar mais mercado. Ao final desta análise, será emitido um parecer consultivo, listando os prós e contras para esta substituição. Você faz parte da equipe de consultores e tem o conhecimento necessário para realização de alguns cálculos relacionados aos motores, fornecendo a informação necessária que irá compor este parecer.

Considere que a equipe está trabalhando na análise de uma MRV 4/2 duplamente saliente, bifásica, que tem um rotor com raio de 4 cm e entreferro de 1,5 cm. O ângulo formado pela face polar é igual para o rotor e para o estator da máquina e tem um ângulo de 60 graus. O comprimento desse motor é de 15 cm. Os polos dos enrolamentos de fase são conectados em série e cada polo tem 40 espiras sendo um total de 80 espiras em cada enrolamento de fase. Você precisa avaliar o torque máximo da máquina para uma corrente de até 6A. Sabendo que o motor precisa atender a um torque máximo de 2 Nm para os brinquedos eletrônicos produzidos,

qual deve ser a faixa de correntes que este motor poderia operar? Além disso, deve-se avaliar em quais posições o rotor consegue produzir um torque líquido, como você faria para demonstrar isso para a equipe?

No decorrer da seção, serão apresentados os princípios teóricos das MRV de forma que você consiga realizar os cálculos e as análises que são necessários para a realização desta atividade. Bons estudos!

Não pode faltar

O primeiro MRV que se conhece foi construído no século XIX na Escócia para movimentar uma locomotiva. Nos dias atuais, as MRV encontram poucas aplicações na indústria, devido à suas limitações. Entre estas limitações, podemos destacar o fato de que estes motores não podem ser conectados diretamente à rede elétrica, exigindo que o acionamento seja feito por meio de circuitos eletrônicos. Outra limitação é com relação ao projeto deste tipo de máquina que exige uma análise apurada do circuito magnético utilizando softwares de simulação específicos. Mas devido à sua simplicidade podemos encontrar muitas vantagens na utilização destes motores em potências até 150kW, além de muitas pesquisas sendo feitas no sentido de melhorar as MRVs para uso prático (CARVALHO, 2005).

Construtivamente, as MRV são as máquinas mais simples e normalmente consistem em um estator com enrolamentos que fazem o papel de excitação da máquina e um rotor magnético do tipo saliente. E esta é na verdade uma das características mais interessantes deste tipo de máquina, pois não possuem enrolamentos no rotor. Isso quer dizer que todas as perdas nas resistências ocorrem no estator. Como a perda nas resistências dos enrolamentos estão associadas a perdas de calor, a refrigeração da MRV é simplificada, pois a refrigeração do estator é mais simples que refrigerar o rotor da máquina.

Comumente as MRVs são divididas em dois tipos (UMANS, 2014):

MRV de rotor saliente

MRV duplamente saliente.

A estrutura de cada um destes dois tipos de máquinas é mostrada na Figura 3.1. Na Figura 3.1 (a) é mostrada uma MRV bifásica de rotor saliente, consistindo de um estator não saliente, com duas fases, e um rotor de dois polos. Na Figura 3.1 (b) é mostrada uma máquina duplamente saliente (ou seja, tanto o rotor quanto o estator possuem polos salientes), também de duas fases, mas neste caso tem-se um estator com quatro polos e cada polo com um enrolamento, sendo que os enrolamentos de polos opostos têm a mesma fase, podendo ser ligados em série ou em paralelo (UMANS, 2014).

Eixo magnético Eixo magnético da fase 2 da fase 2 Eixo do rotor Eixo do rotor 0 2 0 **⊠** −2 Eixo magnético Eixo magnético da fase 1 da fase 1 Rotor (b) (a)

Figura 3.1 | MRV bifásica (a) rotor saliente (b) duplamente saliente

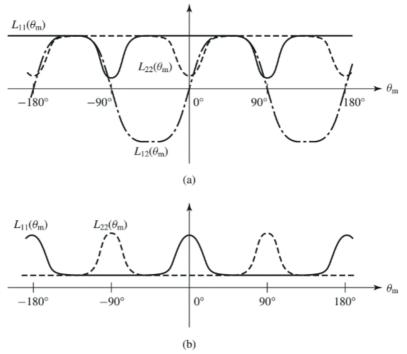
Fonte: Umans (2014, p. 462).

O funcionamento de uma MRV tem por princípio a tendência que o rotor tem de se deslocar em direção a uma mínima relutância correspondente à posição onde a indutância do enrolamento do estator é máxima. Como resultado, a MRV produz conjugado se as indutâncias dos enrolamentos do estator forem projetadas para variar com a posição do rotor. Na Figura 3.2 as características da variação das indutâncias próprias (L_{11} e L_{22}) e mútuas (L_{12}) dos enrolamentos do estator, com relação à posição do rotor, dada pelo ângulo θ_m , são mostradas para a MRV de rotor saliente (Figura 3.2 (a)) e para a MRV duplamente saliente (Figura 3.2 (b)). Para a MRV de rotor saliente é possível verificar que as indutâncias próprias de cada enrolamento são máximas quando o rotor está em posições

relativamente alinhadas com os eixos de cada enrolamento. A indutância mútua entre os enrolamentos 1 e 2 também varia continuamente, mas quando o rotor está alinhado com o eixo magnético de um dos enrolamentos, a indutância mútua é nula.

Já para a MRV duplamente saliente, a indutância por fase varia de um máximo até um mínimo. O máximo de uma fase ocorre quando o eixo do rotor está alinhado com o eixo da fase, e o mínimo quando são perpendiculares, conforme mostra a Figura 3.2 (b), sendo que as saliências presentes no estator aumentam a diferença entre os máximos e mínimos, aumentando a capacidade de produzir conjugado. Entretanto, considerando uma baixíssima relutância do ferro, as indutâncias mútuas serão iguais a zero, exceto por uma componente de fluxo de dispersão que é constante e muito pequena.

Figura 3.2 | Variação da indutância conforme posição do rotor (a) MRV de rotor saliente; (b) MRV duplamente saliente



Fonte: Umans (2014, p. 463).



Pelas curvas podemos perceber que as indutâncias se comportam periodicamente com um período de 180° , correspondendo ao ciclo de rotação do rotor, em que o circuito magnético não se altera mais. A relação entre o fluxo concatenado e as correntes nos enrolamentos da MRV de rotor saliente é dada pela relação matricial dada na Equação 3.1.

$$\begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11}(\theta_m) & L_{12}(\theta_m) \\ L_{21}(\theta_m) & L_{12}(\theta_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$
(3.1)

Por simetria podemos definir que $L_{22}(\theta_m) = L_{11}(\theta_m - 90^\circ)$. A partir

da definição de torque em função da coenergia ($oldsymbol{W_{cmp}}$), temos que:

$$T = \frac{\partial W_{cmp}^{\prime}(i_1, i_2, \theta_m)}{\partial \theta_m}$$
 (3.2)

Por sua vez, a coenergia pode ser definida por meio das indutâncias e das correntes da máquina conforme a Equação 3.3

$$W_{cmp}'(i_1, i_2, \theta_m) = \frac{1}{2} L_{11}(\theta_m) i_1^2 + L_{12}(\theta_m) i_1 i_2 + \frac{1}{2} L_{22}(\theta_m) i_2^2 \quad (3.3)$$

Assim, podemos obter o torque da MRV de rotor saliente derivando parcialmente a Equação 3.3, mantendo as correntes constantes, e dessa forma chegamos à:

$$T = \frac{1}{2} \frac{dL_{11}(\theta_m)}{d\theta_m} i_1^2 + \frac{dL_{12}(\theta_m)}{d\theta_m} i_1 i_2 + \frac{1}{2} \frac{dL_{22}(\theta_m)}{d\theta_m} i_2^2$$
 (3.4)

Na MRV de polos duplamente salientes, podemos considerar que a indutância mútua é nula e dessa forma o torque pode ser obtido eliminando-se o termo da derivada da indutância mútua.

$$T = \frac{1}{2} \frac{dL_{11}(\theta_m)}{d\theta_m} i_1^2 + \frac{1}{2} \frac{dL_{22}(\theta_m)}{d\theta_m} i_2^2$$
 (3.5)

Levando-se em conta a simetria, pode-se escrever a Equação 3.6:

$$T = \frac{1}{2} \frac{dL_{11}(\theta_m)}{d\theta_m} i_1^2 + \frac{1}{2} \frac{dL_{11}(\theta_m - 90^\circ)}{d\theta_m} i_2^2$$
 (3.6)

As equações de torque que deduzimos nos mostram alguns aspectos interessantes na MRV com indutância mútua desprezível. Neste caso, observamos que o torque é definido pelo quadrado das correntes individualmente. Isso significa que o conjugado depende do valor absoluto das correntes, não importando a polaridade. Isso é importante uma vez que as MRVs são acionadas por circuitos que utilizam eletrônica e dispositivos de estado sólido. Uma vez que não é necessária a reversão dos sentidos de corrente utilizando estes dispositivos, a eletrônica necessária corresponde apenas à metade do número de componentes utilizados em acionadores que revertem o sentido da corrente.



Obtemos a equação do torque considerando que o efeito da impedância mútua é desprezível. Como ficaria as mesmas equações ao considerar a impedância mútua devido à componente de dispersão constante?

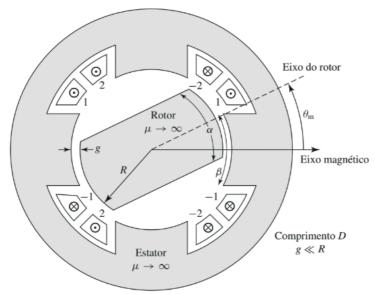
Entre as vantagens apresentadas pela MRV duplamente saliente está o fato deste apresentar uma grande robustez e pequeno custo de produção. Devido à simetria do circuito magnético e da alta permeabilidade do núcleo de ferro, o fluxo mútuo se torna realmente praticamente nulo. É importante ressaltar que na MRV duplamente

saliente, pode-se assumir que a indutância mútua é desprezível em situações na qual a máquina não está saturada. Ainda, em situações em que a máquina não está saturada, as variações de indutância própria podem ser consideradas praticamente lineares, o que simplifica significativamente a análise.



Considerando a linearidade na MRV, as características das indutâncias próprias da máquina variam linearmente, ou seja, de acordo com uma reta crescente ou decrescente. Considerando a Figura 3.3, onde o ângulo da face do rotor e da face do estator são iguais, sendo $\alpha=\beta=45^{\circ}$, como seria a característica da indutância própria e do conjugado na MRV?

Figura 3.3 | MRV duplamente saliente para o exemplo



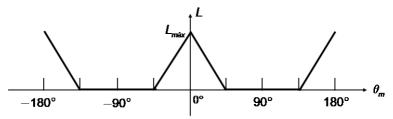
Fonte: Umans (2014, p. 465).

Resolução:

Desprezando o espraiamento, podemos considerar a variação linear da indutância conforme a seção reta do entreferro da máquina, dessa forma quando o eixo do rotor

coincidir com o eixo magnético a indutância é máxima, e quando a extremidade do rotor deixar totalmente a seção do polo do estator, tem-se indutância nula. Este comportamento pode ser representado como na Figura 3.4.

Figura 3.4 | Comportamento da indutância assumindo linearidade



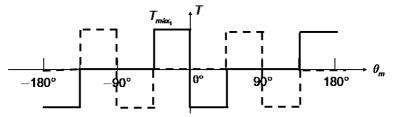
Fonte: elaborada pelo autor.

No momento que a indutância é máxima pode-se considerar o circuito magnético formado de forma que a indutância máxima pode ser dada pela Equação 3.7, onde N corresponde ao número total de espiras em cada enrolamento, g é o comprimento do entreferro R o raio do rotor, D o comprimento axial da máquina e μ_0 permeabilidade do ar.

$$L_{\text{máx}} = \frac{N^2 \mu_0 \alpha RD}{2\alpha} \tag{3.7}$$

O comportamento do torque pode ser obtido através da derivada da curva apresentada na Figura 3.4. Considerando que essa curva representa a indutância própria da fase 1, percorrida por uma corrente I_1 , a indutância própria da fase 2, percorrida por uma corrente I_2 pode ser obtida deslocando a curva de 90 graus, e assim obtemos os torques como na Figura 3.5.

Figura 3.5 | Comportamento do conjugado na MRV



Fonte: elaborada pelo autor.

Por outro lado, nos casos de saturação, podem surgir indutâncias mútuas que não podem ser desprezadas antes de uma minuciosa análise utilizando softwares de simulação magnética, além de que a relação entre indutâncias e posição do rotor deixa de apresentar um comportamento praticamente linear. Entretanto, na maioria dos casos as Equações 3.5 e 3.6 para as MRV duplamente saliente ainda são válidas. Assim, todo o torque produzido pelo motor pode ser considerado como devido à indutância própria de cada fase.



Para representar uma MRV é comum acompanhar o número de polos do estator e o número de polos do rotor da seguinte forma: MRV p_s / p_r . Sendo assim, uma máquina descrita como MRV 4/2 significa uma máquina de relutância variável com quatro polos no estator e dois polos no rotor. Além disso, essa relação determina um teste simples para determinar se a característica $T \times \theta_m$ resultante terá pontos de conjugado nulo. Se p_s / p_r corresponder a um número inteiro, significa que haverá pontos de conjugado nulo. Entretanto, se p_s / p_r for um número racional, então a máquina não apresenta pontos de conjugado nulo.

Apesar de a MRV de rotor saliente ter sido apresentada, em aplicações práticas a MRV duplamente saliente é preferida, pois em geral produz um conjugado maior. Os sistemas de acionamentos de MRV, que combinam motor e inversor, são normalmente projetados para atender alguns critérios essenciais, devendo o projeto final alcançar um ponto de equilíbrio entre estes diversos fatores (UMANS, 2014):

- Baixo custo.
- Conjugado constante independentemente da posição do rotor.
- Faixa de velocidades desejada.
- Alto rendimento
- Relação elevada entre conjugado e massa.

Uma das principais dificuldades no projeto de uma MRV duplamente saliente é na determinação de uma indutância mínima

o mais baixo quanto possível. Isso porque as indutâncias mínimas são praticamente determinadas pelos fluxos de dispersão e outras grandezas que são difíceis de se calcular na prática. Além disso, outro aspecto limitante é com relação aos pontos de conjugado nulo, conforme já foi abordado. Para corrigir este aspecto, vimos que é possível construir as máquinas de forma que a relação dos polos seja um número racional, no entanto, é possível que, devido às restrições de projeto, seja desejável construir máquinas com uma relação de números de polos que seja um número inteiro.

Uma destas configurações possíveis é conforme mostrado na Figura 3.6 (a), na qual é apresentada uma MRV com rotor assimétrico. Nesta configuração, o ângulo do rotor varia com o raio e, além disso, a extensão da face polar do rotor é maior que a face polar do estator. Este aspecto construtivo faz com que a variação da indutância em relação à posição angular do rotor seja conforme mostrada na Figura 3.6 (b). Veja que esta variação não é mais linear, de forma que ao se obter o valor do conjugado, conforme também mostrado na Figura 3.6 (b), os pontos de conjugado nulo são eliminados, uma vez que a derivada da indutância com relação ao ângulo não apresenta mais um comportamento constante.

(a) (b)

Figura 3.6 | MRV com rotor assimétrico (a) Estrutura construtiva (b) indutância e conjugado

Fonte: Umans (2014, p. 471).

Outra das complexidades da operação de uma MRV diz respeito ao controle de velocidade. Isso porque o acionamento de uma MRV se dá ao fazer o sequenciamento de energização das fases de forma que, quando uma fase é excitada, o conjugado faz com que o rotor seja arrastado para a região mais próxima onde o fluxo possa ser concatenado em seu máximo, e em seguida, sendo a fase desenergizada e energizando

a próxima fase, o rotor segue buscando a região produzindo giro. No entanto, a complexidade deste controle é significativa quando existe diferença entre o número de polos do estator e do rotor, gerando velocidades menores e em sentido contrário ao da energização dos enrolamentos.

Contudo, uma das configurações que toma vantagem desta característica é a configuração da **MRV em castelo** (pois a estrutura se assemelha à torre de um castelo medieval). Esta configuração divide os polos principais do estator e do rotor adicionando dentes, que funcionam como pequenos polos, como mostra a Figura 3.7. Na figura, cada polo do estator tem quatro subpolos de largura β , igualmente espaçados, e o mesmo é feito para o rotor utilizando mesma largura e espaçamento, resultando em 28 dentes no rotor. Estes valores foram escolhidos para que quando os dentes do rotor estão alinhados com os dentes do estator em um dos polos, ocorra o desalinhamento com os polos das demais fases, e assim a excitação sucessiva das fases resultará em uma rotação do rotor no sentido anti-horário, sendo a velocidade de rotação baixa, no caso,

com crescimentos angulares de $\frac{2\beta}{3}$. A estrutura cria MRVs capazes

de operar em baixas velocidades com um conjugado elevado para uma determinada potência de entrada, e com precisão no posicionamento do rotor, podendo ser aumentada quanto mais dentes forem acrescentados. Esta configuração é um exemplo de uma classe de MRVs denominada de motores de passo, pois este tipo de motor produz uma rotação correspondente a pequenos passos de precisão angular.

Estator \bigotimes_{1}^{β} \bigotimes_{1}^{β} $\bigotimes_{2\beta/3}$ $\Longrightarrow_{1}^{\beta}$ \bigotimes_{1}^{β} \bigotimes_{1}^{β} $\bigotimes_{2\beta/3}$ $\Longrightarrow_{1}^{\beta}$ \bigotimes_{1}^{β} \bigotimes_{1}^{β} $\bigotimes_{2\beta/3}$ $\Longrightarrow_{1}^{\beta}$ \bigotimes_{1}^{β} $\bigotimes_{1}^$

Figura 3.7 | MRV em castelo

Fonte: Umans (2014, p. 474).

Pesquise mais

Conforme foi abordado nesta seção, as configurações práticas são escolhidas de forma a atender os requisitos essenciais de custo e desempenho. Ainda, a adaptação da configuração da MRV pode viabilizar a aplicação da máquina como gerador. Para saber mais, faça a leitura do artigo a seguir:

BERNARDELLI, V. R.; et al. Um estudo sobre a máquina a relutância vairável operando como gerador auto-excitado. In: IX CONFERÊNCIA DE ESTUDOS EM ENGENHARIA ELÉTRICA - CEEL. **Anais...** Uberlândia, MG, Outubro, 2011. Disponível em: http://www.ceel.eletrica.ufu.br/artigos2011/IX_CEEL_021.pdf. Acesso em: 22 ago. 2018.

Sem medo de errar

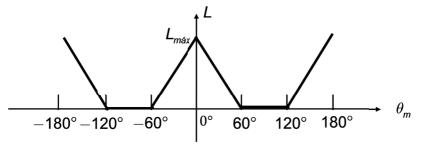
Muito bem, com os conhecimentos adquiridos nesta seção, você será capaz de realizar a tarefa que foi inicialmente proposta. Vamos lembrar da situação em que você faz parte da equipe de consultores de uma fábrica de brinquedos eletrônicos que está avaliando a possibilidade de utilizar MRVs e motores de passo nos brinquedos produzidos. Nesta análise você foi alocado para realização de alguns cálculos relacionados aos motores, fornecendo a informação necessária que irá compor um parecer dado pelos consultores.

Uma análise está sendo feita em uma MRV 4/2 duplamente saliente, bifásica, que tem um rotor com raio de 4 cm e entreferro de 1,5 cm. O ângulo formado pela face polar é igual para o rotor e para o estator da máquina e tem um ângulo de 60 graus. O comprimento desse motor é de 15 cm. Os polos dos enrolamentos de fase são conectados em série e cada polo tem 40 espiras sendo um total de 80 espiras em cada enrolamento de fase.

Inicialmente, sua tarefa é obter o torque máximo da máquina para uma corrente de até 6A. Para fazer isso, precisamos inicialmente obter o valor da indutância máxima, que ocorre quando existe o alinhamento dos polos do estator com o eixo dos polos do rotor. Desprezando o espraiamento, podemos considerar a variação linear

da indutância conforme a seção reta do entreferro da máquina, desta forma, considerando o ângulo dos polos do estator e rotor teremos o comportamento da indutância própria de uma das fases conforme mostra a Figura 3.8.

Figura 3.8 | Comportamento da indutância da MRV em estudo assumindo linearidade



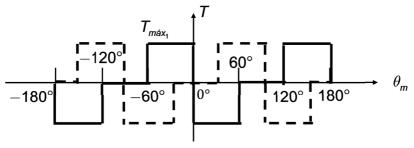
Fonte: elaborada pelo autor.

Podemos calcular a indutância máxima substituindo os valores na Equação 3.7 e assim temos:

$$L_{\text{máx}} = \frac{\textit{N}^2 \mu_0 \alpha \textit{RD}}{2g} = \frac{80^2 \times (4\pi \times 10^{-7}) \times 0.04 \times \frac{\pi}{3} \times 15 \times 10^{-2}}{2 \times 1.5 \times 10^{-4}} = 0.1684 \; \text{H}$$

O comportamento do torque pode ser obtido através da derivada da curva apresentada na Figura 3.8. Vamos considerar que uma corrente I_1 percorre a indutância própria da fase 1, e uma corrente I_2 percorre a fase 2, logo tem-se a seguinte característica de torque, como na Figura 3.9.

Figura 3.9 | Comportamento do conjugado na MRV em estudo



Fonte: elaborada pelo autor.

O valor de $T_{\rm m\acute{a}x}$ será a derivada das retas inclinadas na Figura 3.8 vezes a corrente que passa pelo enrolamento ao quadrado, conforme Equação 3.6. Como a derivada da reta será igual à

$$\frac{L_{\text{máx}}}{\alpha}$$
, então:

$$T_{ ext{máx}} = rac{L_{ ext{máx}}}{2lpha} i^2 = rac{0,1684}{2 imesrac{\pi}{3}} 6^2 = 2,8953 \; ext{Nm}$$

Sabendo que o motor precisa atender a um torque máximo de 2 Nm, pode-se constatar que uma corrente menor que 6 A atenderá a produção de conjugado necessária. Além disso, é necessário alertar que para alguns pontos, se a simetria for perfeita, o conjugado liquido terá valores para alguns pontos, conforme pode ser observado na Figura 3.9. Estes pontos são os pontos no qual a soma das curvas para as duas fases resulta em um valor nulo.

Estes pontos devem ser informados, assim como os cálculos efetuados para a equipe de consultores descrever o parecer adequadamente. Assim, a sua tarefa estará concluída com sucesso.

Avançando na prática

Escolha adequada da MRV para maior conjugado

Descrição da situação-problema

Imagine que você trabalha e uma empresa que presta serviços de consultoria para o uso de máquinas elétricas rotativas em situações específicas. Um cliente de uma montadora de equipamentos eletrônicos procurou os serviços da sua empresa para auxiliar na escolha de um motor de relutância variável para ser aplicado na linha de produção de placas de circuito impresso. Esta máquina deverá ser utilizada em um plotter que fará a impressão das trilhas na placa com a função de inserir os componentes e soquetes. O

requisito para esta aplicação é que a MRV seja capaz de fornecer um conjugado adequado. O seu cliente está em dúvida se deve utilizar uma MRV de rotor saliente ou uma MRV duplamente saliente para esta finalidade. Desta forma, solicitou uma análise qualitativa, indicando qual o melhor motor para esta aplicação. Como você demonstraria qual o melhor motor a ser aplicado?

Resolução da situação-problema

Já vimos que os sistemas de acionamentos de MRV devem ser projetados para balancear alguns critérios essenciais relacionados a custo, conjugado constante, faixa de velocidade, rendimento e relação de conjugado e massa. Assim, considerando a necessidade do seu cliente, é necessário que entre duas MRVs de mesmo tamanho (por exemplo, entre a MRV de rotor saliente e duplamente saliente) os critérios sejam balanceados para realizar a melhor escolha possível.

Isso pode ser analisado qualitativamente considerando que o conjugado da MRV é uma função da derivada da indutância com relação ao ângulo do rotor, conforme verificamos na Equação 3.4. Supondo uma estrutura magnética não saturada de alta permeabilidade, a derivada da indutância por fase em relação à posição angular do rotor de uma máquina de duplamente saliente produzirá um conjugado maior que na máquina de rotor saliente.

Para realizar esta análise qualitativa, podemos pensar na derivada como sendo uma razão entre a diferença das indutâncias de fase máxima e mínima pelo deslocamento angular $\Delta\theta_{\it m}$ entre as posições de indutância de fase máxima e mínima, conforme segue:

$$\frac{dL_{11}(\theta_m)}{d\theta_m} = \frac{L_{max} - L_{min}}{\Delta \theta_m} = \frac{L_{max}}{\Delta \theta_m} \left(1 - \frac{L_{min}}{L_{max}}\right)$$

Assim, constatamos que, para uma dada indutância máxima e

 $\Delta heta_{\it m}$, o menor valor da relação ${L_{
m min} \over L_{\it m\'ax}}$ produzirá o maior conjugado.

Uma estrutura de MRV duplamente saliente possui uma geometria tal que terá uma indutância mínima menor e, portanto, menor relação entre as indutâncias, produzindo um conjugado maior com a mesma estrutura de rotor. O desafio para um projetista de MRVs está em obter um valor baixo de indutância mínima, pois para esta indutância predominam os fluxos de dispersão e outras grandezas complexas.

Ao mostrar esta análise para o cliente, certamente ele estará convencido de qual o melhor tipo de máquina a ser empregado, e sua tarefa estará cumprida com êxito.

Faça valer a pena

1. As máquinas de relutância variável (MRV) podem apresentar várias configurações. Devido às características de conjugado da máquina duplamente saliente, essa se apresenta muito mais vantajosa em relação à MRV de rotor saliente, pois permite maiores conjugados.

Sobre as MRV duplamente salientes é correto afirmar que:

- a) Uma MRV 4/2 apresenta 2 polos no estator e 4 no rotor.
- b) Uma MRV 6/3 apresenta 6 polos no estator e 3 no rotor.
- c) Uma MRV 4/2 não apresenta valores de torque nulo.
- d) Uma MRV 6/4 apresenta valores de torque nulo.
- e) A MRV duplamente saliente apresenta uma saliência no rotor apenas.
- **2.** Considere uma MRV duplamente saliente em que pode ser desprezado o espraiamento e pode ser então considerada a variação linear da indutância conforme a seção reta do entreferro da máquina. Tem-se que o motor desenvolve um torque máximo de 5 Nm para uma corrente de 3 A nos enrolamentos. O ângulo do polo do rotor é igual ao ângulo do polo do estator e igual à 60 graus.

Nestas condições a indutância máxima será de:

a)
$$\frac{10\pi}{9}H$$
.

b)
$$\frac{27\pi}{10} H$$
.

- c) $\frac{27\pi}{5}$ H.
- d) $\frac{5\pi}{27}H$.
- e) $\frac{10\pi}{27}$ H
- **3.** Para obter um motor em que não ocorrem pontos de torque nulo, é possível construir uma configuração em que o ângulo do rotor varia com o raio e, além disso, a extensão da face polar do rotor é maior que a face polar do estator, fazendo com que a variação da indutância em relação à posição angular do rotor seja não linear, de forma que ao se obter o valor do conjugado os pontos de conjugado nulo são eliminados.

O motor descrito no texto corresponde a que tipo de motor?

- a) Motor de indução monofásico.
- b) MRV duplamente saliente.
- c) Motor CC de ímã permanente.
- d) MRV em castelo.
- e) MRV de rotor assimétrico.

Seção 3.2

Formas de onda e conjugado

Diálogo aberto

Caro aluno, estamos chegando na segunda seção da terceira unidade, e estamos estudando as principais características das máquinas de relutância variável. Este estudo será extremamente importante para o entendimento dos motores de passo, tema da nossa próxima seção.

Para continuar este estudo, vamos recordar que estamos estudando a situação de uma empresa de brinquedos eletrônicos interessada nas aplicações das MRVs de forma a baratear o custo de fabricação, reduzindo os preços e ganhando mais mercado. As características de potência das MRVs serão investigadas agora. Ao final desta análise, a equipe de projetos deverá emitir um relatório com a consultoria necessária, listando os prós e contras de utilização deste tipo de motores nos equipamentos da empresa. Você faz parte da equipe de projetos e tem o conhecimento necessário para realização de alguns cálculos relacionados aos motores que serão estudados. Sua função é realizar estes cálculos fornecendo a informação necessária para a equipe de consultores confeccionar o relatório

Imagine que a documentação técnica da máquina que está sendo avaliada não fornece nenhum dado sobre a potência líquida fornecida pela máquina, nem sobre a potência nominal do inversor que deve ser utilizado para o acionamento da MRV. Para utilização desta máquina dos brinquedos eletrônicos é necessário saber a razão entre a potência nominal do inversor necessária e a potência líquida de saída. Esta relação deve ser adequada para garantir um motor de tamanho suficiente e o acionamento apropriado. Contudo, existe uma relação de curvas de fluxo por corrente para a fase 1 dada conforme mostra a Figura 3.10. Você deve se lembrar que poderia analisar estas curvas de forma a dar uma estimativa desta relação. Esta máquina deverá desenvolver rotação com uma corrente de 30 A para desenvolver uma potência adequada no eixo. Como

você faria para determinar a relação das potências utilizando estas curvas de forma a auxiliar a equipe a dimensionar adequadamente o sistema de acionamento da máquina?

Família de curvas λ x i 0.7 $\theta_{m} = 0$ graus 0.6 0.5 0.4 0.30.2 0.1 $\theta_{m} = 90 \text{ graus}$ 10 15 20 25 30 35 40 45 50 Corrente [A]

Figura 3.10 | Curvas de fluxo por corrente da máquina de relutância variável

Fonte: elaborada pelo autor.

Para que esta atividade seja realizada com êxito, estudaremos como obter a razão entre potência nominal e potência líquida de saída com base nas curvas apresentadas. No entanto, faremos um estudo inicial das curvas de indutância versus posição do rotor, e também da formação dos perfis de conjugado da máquina. Além disso, estudaremos brevemente sobre o controle de velocidade de MRV. Sugerimos que você estude com muita atenção os tópicos apresentados, realizando as atividades propostas, pois esses conhecimentos certamente serão um diferencial na sua formação profissional. Bons estudos.

Não pode faltar

Em estudos anteriores verificamos como se comporta as indutâncias das fases de um MRV com relação à posição do rotor,

e também como ocorre a produção do conjugado. Se pudermos considerar a linearidade e desprezar a saturação e os efeitos das indutâncias mútuas, pode-se verificar que o torque mecânico é determinado pela soma de termos dados pelas derivadas das indutâncias próprias multiplicadas pelo guadrado das correntes.



Tomando como exemplo uma MRV 4/2 bifásica em que a saturação e as indutâncias mútuas podem ser desprezadas, o torque mecânico pode ser calculado pela Equação 3.5:

$$T = \frac{1}{2} \frac{dL_{11}(\theta_m)}{d\theta_m} i_1^2 + \frac{1}{2} \frac{dL_{22}(\theta_m)}{d\theta_m} i_2^2$$
 (3.5)

Levando-se em conta a simetria, pode-se escrever a Equação 3.6:

$$T = \frac{1}{2} \frac{dL_{11}(\theta_m)}{d\theta_m} \dot{I}_1^2 + \frac{1}{2} \frac{dL_{11}(\theta_m - 90^\circ)}{d\theta_m} \dot{I}_2^2$$
 (3.6)

A partir desta forma de cálculo do torque, verificamos que o conjugado para cada uma das fases será composto de pontos fixos, podendo ser negativo ou positivo a depender da posição do rotor. Também haverá pontos de conjugado nulo. Para cada fase, é possível calcular o a integral correspondente à área abaixo de

uma curva de $\frac{\textit{dL}_{\gamma}(\theta_{\it{m}})}{\textit{d}\theta_{\it{m}}}$, onde γ corresponde a uma das fases da

máquina. Isso pode ser feito para um ciclo completo de rotação conforme mostrado na Equação 3.8, onde p_r é o número de polos do rotor:

$$\int_{0}^{2\pi/\rho_{r}} \frac{dL_{\gamma}(\theta_{m})}{d\theta_{m}} d\theta_{m} = L_{\gamma}(2\pi/\rho_{r}) - L_{\gamma}(0) = 0$$
 (3.8)

O conjugado médio pode ser obtido analogamente integrandose a equação do torque (obtida pela soma de termos dados pelas derivadas das indutâncias próprias) durante um período completo.

No entanto, se a integral das curvas de $\dfrac{ extit{d} L_{\gamma}(\theta_{ extit{m}})}{ extit{d} \theta_{ extit{m}}}$ durante um período

resultam em um valor nulo, conforme mostrado na Equação 3.8, é intuitivo que para o conjugado médio o valor obtido também será nulo se as correntes de fase no estator forem constantes (considerando a linearidade!). Assim, é fácil concluir que neste caso o conjugado médio é nulo.

Exemplificando

Considerando uma MRV 4/2 e assumindo que a saturação e as indutâncias mútuas podem ser desprezadas, assumindo-se assim a linearidade. Determine o conjugado médio quando as correntes de fase do estator são mantidas constantes.

Resolução:

Para isso, podemos então integrar a equação do torque em termos da posição angular, conforme Equação 3.9.

$$T_{\text{médio}} = \frac{1}{2\pi/p_r} \int_{0}^{2\pi/p_r} T(\theta_m) d\theta_m$$
 (3.9).

Assim, ao substituir a Equação 3.6 na Equação 3.9, tem-se o torque médio calculado, conforme a seguir:

$$T_{\text{médio}} = \frac{1}{2\pi/p_{r}} \int_{0}^{2\pi/p_{r}} \left\{ \frac{1}{2} \frac{dL_{11}(\theta_{m})}{d\theta_{m}} i_{1}^{2} + \frac{1}{2} \frac{dL_{11}(\theta_{m} - 90^{\circ})}{d\theta_{m}} i_{2}^{2} \right\} d\theta_{m}$$

$$=\frac{1}{2\pi / p_{r}}\frac{1}{2} \left\{ i_{1}^{2} \int_{0}^{2\pi / p_{r}} \frac{dL_{11}(\theta_{m})}{d\theta_{m}} d\theta_{m} + i_{2}^{2} \int_{0}^{2\pi / p_{r}} \frac{dL_{11}(\theta_{m} - 90^{\circ})}{d\theta_{m}} d\theta_{m} \right\}$$

$$= \frac{1}{2\pi/\rho_r} \frac{1}{2} \left\{ i_1^2 \left(L_{11} (2\pi/\rho_r) - L_{11}(0) \right) + i_2^2 \left(L_{11} (2\pi/\rho_r - 90^\circ) - L_{11}(-90^\circ) \right) \right\}$$

$$= \frac{1}{2\pi/\rho_r} \frac{1}{2} \left\{ i_1^2 \times 0 + i_2^2 \times 0 \right\} = 0$$

Dependendo da aplicação, o conjugado de saída da MRV pode assumir valores diferentes. Por exemplo, na aplicação da máquina como motor é requerido que o conjugado seja um valor positivo. No entanto, se a máquina for aplicada como gerador, é requerido que o valor do torque seja negativo. Em ambos os casos, para que a máquina desenvolva um conjugado médio não nulo, é necessário que as correntes variem conforme a posição do rotor.

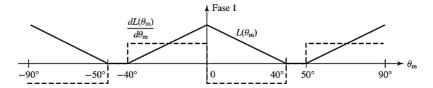
Para ilustrar este fato, vamos considerar uma MRV 6/4 trifásica em que os polos de rotor e estator tem 40 graus. As curvas de indutância para cada uma das fases desta máquina estão apresentadas na Figura 3.11.

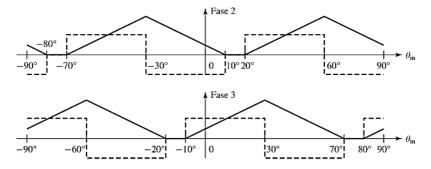
Pode ser observado também na Figura 3.11 que são apresentados

os perfis de
$$\frac{dL_{\gamma}(\theta_m)}{d\theta_m}$$
, que indicam relativamente como se

comportará o conjugado da máquina para cada uma das fases, se estas forem alimentadas por uma corrente constante.

Figura 3.11 | Curvas de indutância para as três fases da MRV trifásica





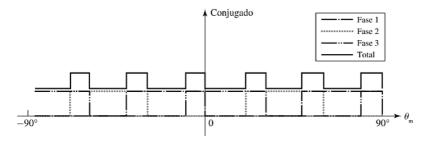
Fonte: Umans (2014, p. 475).

Vamos supor agora que desejamos operar esta máquina como motor. Neste caso, o conjugado líquido deve ser positivo. Para se conseguir este conjugado é necessário que os enrolamentos do estator da MRV sejam excitados nas posições do rotor no qual o

valor de
$$\frac{dL_{\gamma}(\theta_m)}{d\theta_m}$$
 é positivo para cada uma das fases. Dessa forma,

é possível conseguir um perfil de conjugado conforme mostra a Figura 3.12. Nesta figura, os conjugados de cada uma das fases só são considerados em posições de valores positivos. Como resultado, tem-se um valor de conjugado total também positivo.

Figura 3.12 | Perfil de conjugado da MRV



Fonte: UMANS (2014, p. 475).

De forma análoga, ao se considerar os pontos de conjugado de valor negativo apenas, pode-se satisfazer as condições de conjugado líquido total para operação da MRV como gerador.



Para que um conjugado positivo seja produzido na MRV é desejável que a fase seja excitada nas posições angulares em que

$$rac{dL_{\gamma}(heta_m)}{d heta_m}\!>\!0$$
 . Já para a produção de um conjugado negativo a

excitação é requerida nas posições do rotor em que se desenvolve um

valor tal que
$$\frac{\textit{dL}_{\gamma}(\theta_{\textit{m}})}{\textit{d}\theta_{\textit{m}}}\!<\!0$$
 .

A Figura 3.12 mostra que apesar do conjugado positivo, existem pulsações que poderiam ser evitadas com estratégias alternativas. Por exemplo, pode-se excitar cada fase por apenas 30 graus de posicionamento no lugar de 40 graus, desligando cada fase quando a fase seguinte fosse ligada de forma que não haveria sobreposição dos conjugados entre as fases. Contudo termos práticos nesta estratégia se torna inviável, uma vez que ligar e desligar instantaneamente as fases e correntes não é trivial.



Conheça mais a fundo as características das curvas de indutância e como obter diferentes perfis de conjugado. Este estudo pode ser feito consultando a referência a seguir:

UMANS, S.D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. 7. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 2014, p. 474 – 487.

Também está disponível na nossa biblioteca virtual através do link: https://integrada.minhabiblioteca.com.br/#/books/9788580553741/cfi/475!/4/4@0.00:0.00. Acesso em: 6 jun. 2018.

Podemos então verificar que as MRVs, apesar de terem uma estrutura relativamente simples, requerem um sistema de controle para excitação de suas fases conforme o acionamento do rotor, de forma que este fato faz com que a operação da MRV seja um pouco mais complicada. Isso porque, diferentemente das máquinas

CC e de indução, as MRVs não podem ser simplesmente ligadas ou acionadas por formas simples, ligadas diretamente ou por meio de chaves. As fases da MRV devem ser energizadas apropriadamente e de acordo com o tipo de controle desejado. No entanto, a faixa de aplicação das MRVs é ampla devido à disponibilidade e barateamento dos dispositivos de eletrônica, microprocessamento e potência, que minimizam os custos de controle e sensoriamento, necessários para o acionamento efetivo destas máquinas. Dessa forma, mesmo os sistemas de acionamento sendo mais complexos que os utilizados na máquina CC e na máquina de indução, estes sistemas apresentam competitividade devido ao baixo custo e maior flexibilidade quando em comparação com os demais sistemas.

- Um sistema básico de acionamento da MRV, de forma a garantir o controle de velocidade e conjugado, consiste dos seguintes elementos:
- Um sensor de posição do rotor para proporcionar uma medida da posição angular do rotor de forma a ser utilizada pelo controle.
- Um controlador implementado via software e microcontroladores para determinar a sequência e forma de onda da excitação necessária nos enrolamentos de forma a obter a característica desejada de conjugado por velocidade. O controlador fornece ainda a saída necessária para acionamento do inversor.
- Um inversor para fornecer as correntes de fase.

É importante ressaltar que os sistemas de acionamento das MRVs exigem um nível de controle bem sofisticado mesmo se a operação for simples. Por conta disso, a implementação prioriza mais o software embarcado em um hardware já consolidado, de forma a baratear ainda mais os custos de implementação, garantindo uma posição competitiva no mercado de acionamentos de MRVs.

Na Figura 3.13 são mostradas três configurações comuns para inversores utilizados em acionamento de MRVs bifásicas, denominadas de inversores em ponte H. Entretanto, as configurações com mais fases podem ser facilmente estendidas a partir dos diagramas acrescentando-se uma fase adicional. As chaves nos diagramas dos circuitos são implementadas por eletrônica de

potência utilizando transistores ou TRIACs, ou outros dispositivos de estado sólido.

 $C_{1a} \xrightarrow{i_1} D_{1b} \xrightarrow{i_2} C_{2a} \xrightarrow{i_2} D_{2b} \xrightarrow{X} C_1 \xrightarrow{Fase 1} \xrightarrow{=} v_0 \xrightarrow{Fase 2} D_2 \xrightarrow{X} C_2 \xrightarrow{i_1} C_2 \xrightarrow{I_1} C_2 \xrightarrow{I_2} C_2 \xrightarrow{I_2} C_2 \xrightarrow{I_1} C_2 \xrightarrow{I_2} C$

Figura 3.13 | Configurações possíveis para inversores de MRV

Fonte: Umans (2014, p. 616).

Quando se fala do acionamento de uma MRV deve-se considerar o desempenho de todos os componentes, incluindo a máquina, o seu controlador e o seu inversor, de forma que o projeto do acionamento se torna bem diferente dos outros tipos de máquinas que já foram estudadas anteriormente. Dessa forma, muitas MRVs são projetadas conjuntamente com o sistema de acionamento em um pacote único, e não separadamente como para os demais tipos de máquinas. Assim, as configurações de inversores apresentadas são mais ilustrativas, uma vez que a implementação prática possue variações em suas configurações de forma a adequar a escolha aos diversos fatores e considerações econômicas e de engenharia.

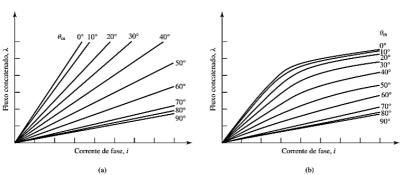
(c)

A saturação é outro efeito que deve ser levado em conta, principalmente para dimensionar a potência nominal adequada para o inversor necessário no sistema de acionamento. Além disso, para que seja possível tirar o melhor proveito das características magnéticas do material do qual a máquina é construída, as MRVs operam com densidade de fluxo elevada de forma que o material está em saturação em condições normais

de operação. Desta forma, uma análise da característica não linear da máquina se faz necessária.

Nas análises anteriores, as curvas características de indutância por posição angular do rotor assumiam permeabilidade magnética constante e, portanto, desprezavam o efeito da saturação. Neste caso linear, a relação entre o fluxo concatenado e as correntes de fase, de acordo com a posição angular do rotor, pode ser descrito pelo conjunto de retas mostrado na Figura 3.14 (a), onde o coeficiente angular da reta representa a indutância da fase para aguela posição angular específica. Entretanto, na prática, a MRV opera saturada, de forma que o conjunto de curvas que representa a relação entre a corrente de fase e o fluxo concatenado para cada uma das posições angulares é dada conforme mostra a Figura 3.14 (b). Nesta figura se observa que o fluxo concatenado varia linearmente para baixos valores de corrente, e para altos valores de corrente ocorre a saturação. Observa-se ainda que esta saturação é mais significativa quando a posição angular é igual a zero graus, ou seja, quando ocorre o alinhamento dos eixos, e a saturação diminui para outros valores de ângulo de posicionamento do rotor.

Figura 3.14 | Curvas de fluxo magnético por corrente da MRV (a) característica linear (b) característica com saturação

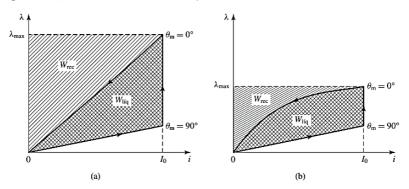


Fonte: Umans (2014, p. 488).

O efeito da saturação tem implicações importantes na operação da MRV. Se por um lado a saturação não é desejável, pois implica uma redução do conjugado mecânico, por outro, a operação saturada faz com que a potência nominal que o inversor deve

fornecer para uma determinada potência de saída da máquina seja menor que para o mesmo caso sem saturação. Este fato está ilustrado na Figura 3.15. A Figura 3.15 (a) apresenta a trajetória para o fluxo concatenado n operação da MRV da Figura 3.14 (a) para uma certa corrente I_0 , as áreas W_{liq} e W_{rec} equivalem respectivamente à energia útil correspondente ao trabalho líquido e à energia reativa, necessária para a máquina funcionar. Desta forma, a energia necessária que deve ser fornecida pelo inversor corresponde à soma das áreas. Na Figura 3.15 (b) é mostrado o comportamento da trajetória do fluxo para a máquina saturada, onde pode-se verificar que a energia necessária que deve ser fornecida pelo inversor (e consequentemente a potência nominal deste em VA) é menor para o caso saturado

Figura 3.15 | Análise das curvas de fluxo por corrente da MRV (a) linear (b) não linear



Fonte: Umans (2014, p. 489).

Pode-se determinar a potência nominal (VA) do inversor através da potência média por fase manipulada pelo inversor, sendo a potência nominal igual ao pico da entrada de energia da MRV dividida pelo tempo entre os ciclos. Já a potência média de saída por fase é obtida pela entrada líquida de energia dividida por este período. Assim, a razão entre a potência nominal (VA) do inversor e a potência de saída é:

$$\frac{\text{Potencia Nominal (VA)}}{\text{Potência de saída}} = \frac{area(W_{rec} + W_{liq})}{area(W_{liq})}$$
(3.10)

Esta relação é importante, pois além de relacionar a potência nominal à potência de saída, indica uma razão entre elas. Como a potência nominal determina o custo e tamanho do inversor, para uma determinada potência de saída se a relação para um inversor for menor que para outro tipo de inversor, significa um inversor menor e mais eficiente.



Reflita

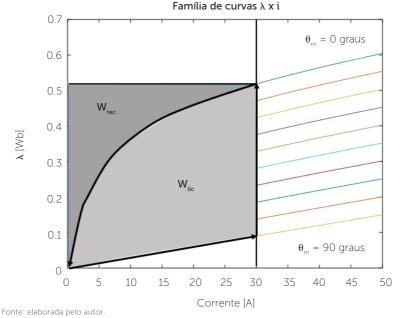
As MRV são máquinas que apresentam uma característica construtiva simples e uma das categorias muito aplicadas são os motores de passo. No seu dia a dia, onde você acha que pode encontrar os motores de passo?

Sem medo de errar

Vamos então retornar à situação em que é necessário saber a razão entre a potência nominal do inversor necessário e a potência líquida de saída, sendo adequada de forma a garantir um motor de tamanho suficiente e o acionamento apropriado. Contudo, a documentação técnica da máquina não fornece nenhum dado sobre a potência líquida fornecida pela máquina, nem sobre a potência nominal do inversor que deve ser utilizado para o acionamento da MRV. Entretanto, existe uma relação de curvas de fluxo por corrente para a fase 1 dada, conforme foi mostrado na Figura 3.10.

Para resolver este problema vamos inicialmente analisar a família de curvas de fluxo por corrente. Como se trata de uma máquina bifásica com 4 polos no estator e 2 polos no rotor, devemos considerar a trajetória de 90 graus até zero graus do rotor. Assim, consideremos que a partir de 90 graus a corrente atinge sua corrente máxima de 30 A e gira até zero graus, onde a corrente decresce até zero. Essa trajetória é mostrada na Figura 3.16 que também mostra as áreas \boldsymbol{W}_{rec} e \boldsymbol{W}_{lin} .

Figura 3.16 | Trajetória para análise das curvas com corrente de 30 Amperes

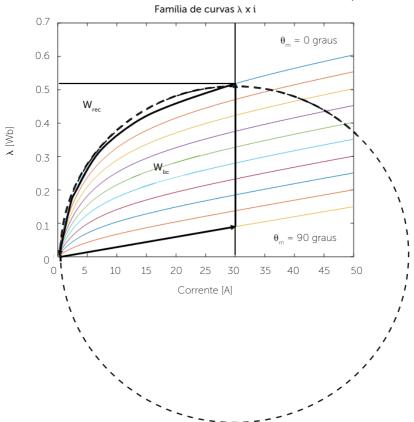


Uma análise visual da figura nos mostra que a área composta por $W_{rec}+W_{liq}$ pode ser obtida pela diferença de duas áreas: definiremos $Area_1$ como sendo a área do retângulo que possui um lado de altura igual à magnitude do máximo fluxo quando o rotor está em zero graus e o outro lado de dimensão igual à corrente de 30 A. A $Area_2$ é formada pelo triângulo inferior formado com altura dada pelo máximo fluxo quando o rotor está em 90 graus e base igual à corrente de 30 A. Dessa forma, teremos:

$$W_{rec} + W_{liq} = Area_1 - Area_2 = 0,53 \times 30 - \frac{0,1 \times 30}{2} = 14,4 \text{ J}.$$

A dificuldade maior está em determinar a área dada pela região em que temos W_{liq} . No entanto, uma análise visual também nos mostra que podemos considerar que essa região é formada pela diferença também de duas áreas. Uma área, que chamaremos de $Area_3$ corresponde a um quarto da área de uma elipse aproximada, cujos raios são o máximo fluxo em 0 graus, e a máxima corrente de 30 A, assim como mostra a Figura 3.17

Figura 3.17 | Aproximação de uma elipse para determinar a área de $\,W_{\it lig}$



Fonte: elaborada pelo autor

A outra área é a \textit{Area}_2 que já falamos. No entanto, essa análise nos mostra que a área parcial da elipse é um pouco maior que a área que nos interessa, assim, podemos reduzir esta área de um fator para dar uma maior precisão para os nossos cálculos. Assim teremos:

$$W_{\text{liq}} = 0.9 \times Area_3 - Area_2 = 0.9 \frac{\pi \times 30 \times 0.53}{4} - \frac{0.1 \times 30}{2} = 9.74 \text{ J}.$$

Finalmente, podemos calcular a relação entre a potência nominal do inversor e a potência líquida de saída.

$$\frac{W_{rec} + W_{liq}}{W_{lia}} = \frac{14.4}{9.74} = 1.4784.$$

Com o valor desta relação os procedimentos para determinação do inversor poderão ser tomados adequadamente e você terá concluído a sua tarefa com êxito.

Avançando na prática

Consultoria para o projeto de aprimoramento de veículos elétricos

Descrição da situação-problema

Um gerente de projetos de uma empresa de automação está envolvido em um projeto para apresentar caminhos para a evolução dos motores em veículos elétricos. Para isso, ele precisa de um trabalho de consultoria sobre motores de relutância variável. De acordo com o gerente de projetos, dentre os fatores necessários para que essa evolução ocorra, estão: a redução de seu preço elevado e o aumento da velocidade de rotação. Como projeto piloto a empresa resolveu fazer a integração eletromecânica do gerador de energia do carro com o motor, de forma a obter uma redução de peso e de custo. Neste projeto deve-se buscar materiais com alta eficiência e muito robustos.

A empresa buscou os seus serviços de consultoria para indicar quais serão os elementos necessários para fazer o acionamento do motor de relutância variável de modo a garantir a eficiência necessária para a aplicação. Como você poderia ajudar o seu cliente? Que informações são relevantes?

Resolução da situação-problema

Nós estudamos que as MRVs apresentam uma estrutura relativamente simples, porém requerem um complexo controle

para excitação seguencial das fases para o acionamento do rotor. As MRVs não podem ser simplesmente ligadas ou acionadas por formas simples, ligadas diretamente ou por meio de chaves, mas devem ser ligadas apropriadamente e de acordo com o tipo de controle desejado. No caso do veículo elétrico, o controle é necessário de forma a acionar adequadamente a máquina nas operações como motor e como gerador. Devido à disponibilidade e barateamento dos dispositivos de eletrônica, microprocessamento e potência, que minimizam os custos de controle e sensoriamento, as formas de controle podem variar e serem customizadas para cada aplicação. Um sistema básico de acionamento da MRV, de forma a garantir o controle de velocidade e conjugado, consiste em um sensor de posição do rotor para proporcionar uma medida da posição angular do rotor de forma a ser utilizada pelo controle, um controlador com software embarcado para determinar a seguência e forma de onda da excitação necessária nos enrolamentos de forma a obter a característica desejada de conjugado por velocidade, e um inversor para fornecer as correntes de fase. Lembrando ainda que o controlador fornece a saída necessária para acionamento do inversor. Os sistemas de acionamento das MRVs exigem um nível de controle bem apurado e é importante lembrar que isso vale mesmo se a operação for simples, priorizando o software embarcado em um hardware já consolidado, barateando os custos de implementação conforme requerido pelo cliente.

Faça valer a pena

- **1.** Na análise linear das máquinas de relutância variável (MRVs) deve-se assumir algumas simplificações de forma a obter as curvas de indutância e o perfil de conjugado da máquina. Considerando este tipo de máquina, as seguintes afirmações são feitas:
- I. Pode-se desprezar as indutâncias mútuas entre as fases e assumir a linearidade, no entanto, isso só é possível para as máquinas saturadas.
- II. As MRVs necessitam de um esquema de acionamento que possa excitar as fases sequencialmente de forma conveniente para produzir o conjugado adequado.
- III. Para que um conjugado positivo seja produzido na MRV é desejável que a fase seja excitada nas posições angulares em que a derivada da indutância com relação ao ângulo do rotor é um valor positivo.

Com relação às afirmativas assinale a alternativa que contém as numerações das afirmativas corretas.

- a) I apenas.
- b) Il apenas.
- c) III apenas.
- d) le ll apenas.
- e) II e III apenas.
- **2.** As máquinas de relutância variável (MRVs) não podem ser simplesmente ligadas ou acionadas por formas simples, ligadas diretamente ou por meio de chaves. As fases da MRV devem ser energizadas apropriadamente e de acordo com o tipo de controle desejado. Normalmente o acionamento é composto por três partes principais.

Escolha a alternativa que elenca as três partes principais do controle da MRV.

- a) sensor de posição do rotor, reostato de campo e inversor.
- b) reostato de campo, controlador e inversor.
- c) sensor de posição do rotor, controlador e inversor.
- d) sensor de posição do rotor, controlador e reostato de campo.
- e) dispositivo de proteção de partida, controlador e sensor de posição do rotor.
- **3.** Para uma máquina de relutância variável, pode-se determinar a potência nominal (VA) do inversor através da potência média por fase manipulada pelo inversor, sendo a potência nominal igual ao pico da entrada de energia da MRV dividida pelo tempo entre os ciclos. Já a potência média de saída por fase é obtida pela entrada líquida de energia dividida por este período. Considere uma MRV 4/2 que apresenta as curvas para uma das fases em que, para uma corrente de 10 A o fluxo máximo quando o rotor está em zero graus é de 1 Wb e o fluxo quando ele está em 90 graus é de 0.2 Wb.

Se nestas condições, a máquina desenvolve uma rotação de 2000 rpm e a razão entre potências nominal do inversor e líquida é de 1,5, então podese afirmar que a potência líquida de saída por fase será:

- a) 110 W.
- b) 210 W.
- c) 330 W.
- d) 400 W.
- e) 500 W

Seção 3.3

O motor de passo

Diálogo aberto

Caro aluno, estamos chegando à última seção sobre as MRVs, e nesta seção estudaremos com detalhes este tipo particular de MRV que são os motores de passo. Este tipo de motor exerce um papel muito importante atualmente, principalmente em aplicações que exigem motores que apresentem rotação com posicionamentos precisos. Você pode encontrar motores de passo em várias aplicações, como em impressoras, plotters, impressoras 3D e equipamentos de robótica.

Para contextualizar nosso estudo, vamos continuar imaginando uma empresa de brinquedos eletrônicos que está fazendo um estudo para verificar se pode ser possível substituir as máquinas CC por outro tipo de máquina. Uma sugestão é a utilização de máquinas de relutância variável que são mais simples construtivamente, de forma que a substituição pode baratear o custo de fabricação de maneira a reduzir preços e ganhar mais mercado. Na etapa de análise, foram investigados os seguintes aspectos de cada máquina:

- O conjugado líquido em diferentes situações de corrente e ângulos mecânicos.
- As características de potência das MRVs para definição de um inversor apropriado.

Ao final desta análise, a equipe de projetos deverá emitir um relatório com a consultoria necessária, listando os prós e contras de utilização deste tipo de motores nos equipamentos da empresa.

Entretanto, após a análise da MRV foi constatado que possivelmente possam ser utilizados motores de passo, que é um tipo especial de MRVs. Imagine que você faz parte da equipe de projetos e sua equipe solicitou que você realize um estudo para verificar se é possível utilizar um motor de passo bifásico de ímã

permanente de forma que as fases deste rotor sejam alimentadas com correntes de forma sequencial. Para que o controle seja ajustado adequadamente, é necessário identificar as posições de repouso do rotor, ou seja, as posições de conjugado nulo. O torque do motor bifásico de ímã permanente pode ser descrito de acordo com a seguinte equação:

$$T = 30(i_1 \cos \theta_m + i_2 sen\theta_m)$$

No estudo que foi solicitado, está inclusa a identificação das posições de conjugado nulo. O caso a ser analisado ocorre quando o motor for comandado por um sistema de acionamento em que as correntes de fase possam ser ajustadas com valores iguais a -10 A, 0 e +10 A. Como você realizaria esta tarefa?

Nesta seção, estudaremos os motores de passo e as principais aplicações. Faremos a análise do conjugado, e também analisaremos os mecanismos necessários para acionamento dos motores de passo. Posteriormente, analisaremos os valores nominais da máquina e demais características. Após este estudo, você estará apto para realizar as suas atividades relacionadas a motores de passo com sucesso. Bons estudos!

Não pode faltar

Motores de passo são aplicados em situações que requerem precisão no movimento e que este movimento seja feito em passos fixos referentes a uma fração de ângulo. Normalmente, eles são empregados quando se deseja controlar uma combinação entre a posição do rotor (ângulo), com a devida velocidade e o sincronismo.

Discutimos nas seções anteriores que, quando as fases de uma MRV são energizadas de modo sequencial por passos, a MRV irá girar de um ângulo específico a cada passo. Os motores de passo são então projetados especificamente para tirar vantagem dessa característica.

Para entender o funcionamento do motor de passo, podemos pensar em solenoides que são alinhados dois a dois, de forma que no momento em que se excita estes solenoides uma polaridade magnética é gerada, fazendo com que os polos do rotor sejam atraídos e alinhados segundo um caminho de baixa relutância. Essa atração e alinhamento ocasiona uma rotação causando uma variação de ângulo que é denominada de "passo". Pode-se dimensionar a velocidade e o sentido que os passos ocorrem pela forma como os solenoides são energizados, considerando a ordem e a velocidade de excitação (e também a polaridade).

Cabe lembrar que a principal vantagem de um motor de passo não é a geração de torque, embora seja possível analisar o torque da máquina, mas principalmente o controle preciso de movimentos. Logo, o ponto forte de um motor de passo é a capacidade de possibilidade de realizar o controle preciso dos movimentos. Também, pode-se afirmar que as velocidades dos motores não são em si o principal aspecto. Por conta disso, podemos encontrar este tipo de motor sendo utilizados em impressoras, scanners, brinquedos, automação industrial, robótica, entre outros dispositivos eletrônicos que requerem de precisão. O número de passos típicos por rotação deste tipo de motores pode variar, por exemplo, em 50, 100 ou 200 passos de forma que quanto maior o número de passos menor o ângulo de rotação, e por isso, maior a precisão.



Reflita

Se um motor de passo apresenta em sua especificação 50 passos, qual o ângulo de giro desse motor? E para 100 passos? E para 200 passos?

Algo muito importante no momento de especificar um motor para cada tipo de aplicação se refere à adequada especificação do número de passos, que corresponde justamente ao número de alinhamentos possíveis entre rotor e bobinas do estator. Assim, para que seja possível aumentar o número de passos de um motor é necessário que o número de bobinas seja aumentado de acordo para cada projeto ou alternativamente aumentar o número de polos do rotor.

Inicialmente, é importante entender o princípio de acionamento do motor de passo de forma a entender como as bobinas devem ser energizadas. Se considerarmos a energização de somente uma das bobinas por vez, teremos um pequeno deslocamento que ocorre pelo fato de o rotor estar magneticamente ativo e quando a bobina do estator é alimentada, cria-se um campo magnético que terá um valor muito intenso e fará com que o alinhamento com os dentes do rotor ocorra. Se a polarização adequada for prevista, teremos um movimento descrito como sendo de meio passo, correspondendo ao alinhamento intermediário de duas bobinas com o rotor, ou de passo completo.

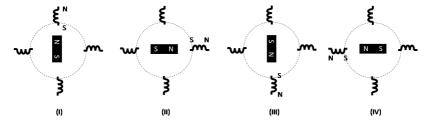
Podemos ainda considerar o modo de operação do motor de passo como motores unipolares ou motores bipolares.

Os motores unipolares possuem dois enrolamentos por fase, sendo que um dos enrolamentos conduz a corrente em um sentido e o outro no sentido oposto, de forma que os campos magnéticos gerem polaridades opostas. Dessa forma, o circuito de comutação pode ser relativamente simples bastando apenas ligar ou desligar a corrente das bobinas e no arranjo um polo magnético pode ser invertido sem comutar o sentido da corrente. Assim, um dos terminais de cada uma das bobinas são conectados ao terra em pontos comuns, enquanto os quatro demais terminais são alimentados energizando as bobinas e produzindo as polaridades necessárias. Desta forma, este tipo de motor possui cinco terminais de conexão, sendo um para o terra e quatro para as excitações das bobinas.

Os motores bipolares possuem apenas um enrolamento por fase, e dessa forma existe a necessidade de inverter a corrente no enrolamento para que a polaridade magnética seja invertida. Dessa forma, existe uma complexidade maior no circuito de condução. Entretanto, neste tipo de motor os enrolamentos são melhor utilizados, e por isso são mais poderosos do que um motor unipolar do mesmo peso.

Iremos na sequência analisar cada um destes tipos de motores e movimentos separadamente de forma que você consiga visualizar melhor. Na Figura 3.18 é mostrado um motor unipolar de passo inteiro. Considerando uma determinada polaridade para o rotor, as bobinas são excitadas separadamente nas posições I, II, III e IV. Dessa forma, o rotor perfaz uma rotação completa, pois o campo magnético do rotor se alinha com o campo magnético das bobinas sequencialmente, produzindo passos de 90 graus em cada uma das posições descritas.

Figura 3.18 | Motor unipolar de passo inteiro

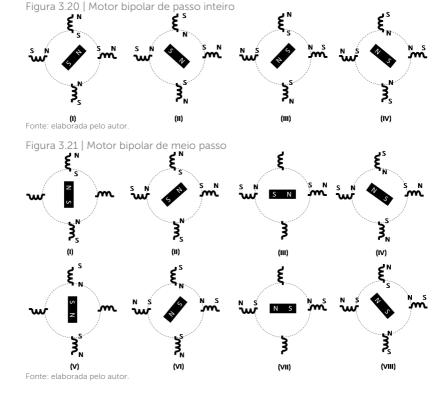


Fonte: elaborada pelo autor.

Já na Figura 3.19 tem-se um motor unipolar de meio passo, em que as bobinas podem ser excitadas isoladamente ou de duas a duas em cada passo. Na posição I apenas uma das bobinas está excitada, gerando um campo magnético no qual o rotor se alinha. Ao excitar simultaneamente uma nova bobina da forma como mostrada na posição II, percebe-se que o rotor descreve um giro de 45 graus no sentido horário, pois o rotor se alinha ao campo magnético. Na posição III uma das bobinas é desenergizada e dessa forma o rotor descreve um novo passo no sentido horário de rotação, alinhando-se com a única bobina que está energizada. Este movimento se repete para as posições de IV a VIII perfazendo um giro completo. Nota-se que este motor, diferente do motor unipolar de 4 passos da Figura 3.18, corresponde a um motor unipolar de 8 passos.

Fonte: elaborada pelo autor.

Vamos analisar agora os motores bipolares cujo funcionamento está detalhado nas Figuras 3.20 e 3.21. Na Figura 3.20 encontramos um motor bipolar de passo inteiro, e que notamos que o rotor faz um giro completo com passos de 90 graus. No entanto, para este tipo de motor cada um dos enrolamentos é excitado de forma a estabelecer uma polaridade nas bobinas que levem ao alinhamento do rotor. Devemos considerar que a bobina superior e inferior corresponde a um enrolamento enquanto as bobinas à direita e esquerda são conectadas de forma a compor um enrolamento. Durante todo o giro do rotor os enrolamentos estão alimentados, no entanto ocorre a comutação de um enrolamento por passo, de forma a promover o giro em passos de 90 graus, conforme mostrado na Figura 3.20. Por outro lado, na Figura 3.21 é mostrado um motor bipolar de meio passo. Para que seja possível promover o giro do motor em passos de 45 graus é necessário que algumas bobinas sejam desenergizadas em passos intermediários, de forma a promover o alinhamento dos campos magnéticos do rotor e das bobinas de uma fase, sem influência da polaridade da outra fase.



O que torna o motor de passo uma opção para aplicação é a sua compatibilidade com os sistemas eletrônicos digitais. Com o passar dos anos esses sistemas se tornaram mais potentes e mais eficientes, com o adicional de terem também um menor custo. possibilitando assim serem empregados em uma ampla variedade de aplicações. Uma das principais aplicações do motor de passo, por exemplo, é nos sistemas de controle digital. Neste tipo de controle o motor recebe comandos na forma de trem de pulsos para movimentar um eixo ou um obieto por uma certa distância. Outras formas de aplicação estão relacionadas à informática, em impressoras e plotters (controle da alimentação de papel e do posicionamento da cabeça de impressão), unidades de disco rígido e tocadores de CD. Também encontram aplicações em motores de posicionamento de mesa de trabalho, ferramentas e equipamentos de usinagem controlados numericamente (CNCs). O controle da posição pode ser feito utilizando sensores de posição, contudo em muitas aplicações não são empregados sensores, mas utiliza-se o registro dos pulsos enviados ao motor de forma a estabelecer a informação da posição angular do motor adequadamente.

Outras formas possíveis de acionar um motor de passo e conseguir o controle adequado são fazendo uso de circuitos de comandos dedicados, como o uso do inversor em ponte H. Esta é muito utilizada em robótica e consiste em um circuito formado por chaves eletrônicas que controla o sentido de rotação do motor, tanto no sentido horário como no sentido anti-horário.

Assim percebe-se a necessidade de uma resolução precisa do ângulo de posicionamento do rotor. Quando discutimos a MRV, verificamos que a resolução angular poderia ser determinada pelo número de dentes do rotor e do estator. Utilizando as técnicas como a de estrutura em castelo, esta precisão pode ser significativamente aumentada. As configurações disponíveis dos motores de passo se assemelham a estas configurações dos MRV. As configurações podem ser as mais diversas, no entanto a principal característica dos motores de passo é que estes podem ter a sua construção baseada em ímãs permanentes ou baseadas em rotor de relutância. Existe ainda uma configuração em que se procura aliar o uso de uma geometria de relutância do rotor com o uso de ímãs permanentes que aumenta significativamente o conjugado e a

precisão do posicionamento do rotor, e neste caso é chamado de modelo híbrido.



Construtivamente, os motores de passo podem ser classificados em:

Motores de Relutância Variável que consiste de um rotor fabricado em ferro, possuindo face seccionada com dentes múltiplos e no estator enrolamentos de fase. A rotação ocorre quando os enrolamentos do estator são excitados com corrente CC e ocorre a magnetização dos polos, simultaneamente os dentes do estator e do rotor são alinhados em um caminho de menor relutância como resultado de uma atração magnética, e devido à força que aparece o rotor gira.

Motores de passo de ímã permanente: este tipo de motor tem baixo custo e também apresenta uma resolução menor, (com passos típicos de 7), e a 15 graus. O rotor é feito essencialmente de ímãs permanentes e neste caso não possuem dentes, pois os próprios polos do rotor já provêm de uma magnetização de maior intensidade de fluxo magnético. Quando comparado ao motor de passo de relutância variável, os motores de ímã permanente possuem maior torque.

Motores de passos híbridos: este é o tipo mais caro, mas garante um melhor desempenho com respeito à resolução de passo, torque e velocidade. Os passos típicos dos motores híbridos vão de 3,6 a 0,9 graus correspondendo de 100 a 400 passos por ciclo. Este tipo combina as melhores características dos outros tipos anteriores, com um rotor construído com dentes que determinam um melhor caminho para o fluxo, como no motor de relutância, sendo esse rotor também constituído por um ímã permanente ao redor do seu eixo.

É extremamente importante considerarmos as vantagens do motor de passo em relação a outros motores. Inicialmente, temos a vantagem que o motor de passo segue uma lógica digital, pois o seu acionamento é possível através de um trem de pulsos que com a ajuda da eletrônica adequada torna possível que as bobinas sejam energizadas de forma sequencial, como já foi abordado anteriormente. Esta energização sequencial alinha o rotor com as bobinas provocando o deslocamento e o movimento desejado.

Outra vantagem em relação aos outros tipos de motores diz respeito à alta precisão em seu posicionamento. O posicionamento do motor de passo tem uma alta resolução devido ao deslocamento do rotor em ângulos fixos e pequenos. Adicionalmente, tem-se variações pequenas no torque, devido ao seu funcionamento. Esta precisão de movimentos confere ao motor uma boa resposta à aceleração do rotor ou à desaceleração deste, sendo estas efetuadas de forma bem rápida uma vez que ocorre o rápido alinhamento do rotor com os enrolamentos excitados do estator.

Contudo, o motor também possui desvantagens com relação aos demais motores. O motor de passo possui baixo desempenho em altas velocidades, pois o aumento da aceleração do rotor é feito pela desernegização e energização das bobinas no tempo, sendo necessário um rápido chaveamento do solenoide energizado que não confere eficiência para manutenção do movimento.

Além disso, enquanto o outro tipo de motor apresenta operação relativamente simples, o motor de passo requer o uso de uma lógica digital que nem sempre é muito simples, e a depender da aplicação exige um aparato de controle complexo para ativação das bobinas. À medida que o número de passos do motor aumenta, aumenta também o custo de operação, pois existirão mais terminais a serem acionados e controlados e isso também faz aumentar a complexidade dos algoritmos de controle necessários para a adequada operação.

Adicionalmente, se o controle for feito de forma inadequada, pode ocorrer de o motor entrar em uma frequência de ressonância causando a oscilação, aquecimento, perda de passos. Contudo este problema pode ser contornado otimizando a operação do motor.

Assim, o motor de passo é recomendado quando a aplicação exige um posicionamento preciso com baixa ocorrência de falhas. Existe também a possibilidade de utilização do motor de passo na função freio, bastando manter fixa a alimentação nas bobinas de forma a alinhar os polos do rotor com o campo, sem provocar a rotação magnética. Entretanto, o motor de passo não consiste em um dispositivo adequado para ser usado em casos que necessitem de alta velocidade ou alto torque, pois ao ser utilizado nestas situações o motor pode perder o controle e não funcionar adequadamente.

Exemplificando

Deseja-se utilizar um motor para movimentar uma ponte rolante para movimentação de cargas em uma fábrica de geradores e turbinas hidrelétricas. Esta ponte rolante deve fazer a movimentação do içamento nos sentidos horizontal e vertical, carregando cargas muito pesadas ao longo de toda a planta industrial, retirando a carga diretamente das máquinas em pontos específicos e entregando as cargas em outros pontos da planta. Pode-se utilizar o motor de passo para esta função?

Resolução:

Apesar de o motor de passo conferir uma movimentação de alta precisão, a utilização para movimentação de pontes rolantes requer um torque muito elevado, o que inviabiliza a utilização do motor de passo. Para esta aplicação é mais indicado o uso dos tradicionais motores de indução, sendo controlados externamente.



Para saber mais sobre os motores de passo, recomendamos a leitura da Seção 8.5 do livro da referência a seguir:

UMANS, S. D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. 7. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 2014.

Sem medo de errar

Vamos agora retomar a situação em que você faz parte da equipe de projetos e irá fazer um estudo para verificar se é possível utilizar um motor de passo bifásico de ímã permanente cujo comportamento do torque pode ser descrito de acordo com a seguinte equação:

$$T = 30(i_1 \cos \theta_m + i_2 sen\theta_m)$$

Sua equipe solicitou que você faça um estudo para identificar as posições de conjugado nulo se o motor for comandado por um sistema de acionamento tal que as correntes de fase possam ser ajustadas com valores iguais a -10 A, 0 e +10 A.

Em geral, as posições de conjugado nulo do motor podem ser encontradas tornando a expressão do conjugado igual a zero e obtendo a posição resultante do rotor. Assim, fazendo:

$$T = 30(i_1 \cos \theta_m + i_2 sen\theta_m) = 0$$

Para isso é necessário que:

$$i_1 \cos \theta_m + i_2 \sin \theta_m = 0$$

 $-i_1 \cos \theta_m = i_2 \sin \theta_m$

Então o ângulo pode ser determinado como a seguir:

$$\frac{\operatorname{sen}\theta_m}{\cos\theta_m} = -\frac{i_1}{i_2} \to \tan\theta_m = -\frac{i_1}{i_2} \to \theta_m = \tan^{-1}\left(-\frac{i_1}{i_2}\right)$$

Assim, as posições de conjugado nulo podem ser determinadas a partir das correntes de fase. Por exemplo, para $i_1=0$, tem-se dois ângulos possíveis: $\theta_m=0^\circ$ e $\theta_m=180^\circ$. Os conjugados nulos ocorrerão para ângulos iguais a 0, 90, -90 180. É necessário além disso olhar com atenção a equação do conjugado. Podemos a partir desta análise construir a seguinte tabela:

<i>i</i> ₁	i ₂	$-\frac{i_1}{i_2}$	$ heta_{\it m}$ para T=0
0	10 A	0	0° e 180°
0	-10 A	0	0° e 180°
10 A	0	$-\infty$	90° e 270°
-10 A	0	$+\infty$	90° e 270°
10 A	10 A	-1	135° e 315°
10	-10 A	1	45° e 225°

-10 A	10 A	1	45° e 225°
-10 A	-10 A	-1	135° e 315°

É interessante notar que para uma análise para saber quando o rotor se encontrará em repouso não é suficiente analisar quando o conjugado é nulo. É preciso também analisar se:

$$\left. \frac{\partial T}{\partial \theta_m} \right|_{i_1,i_2} < 0$$

Derivando a equação temos:

$$\frac{\partial T}{\partial \theta_m} = 30 \left(-i_1 sen\theta_m + i_2 \cos \theta_m \right) < 0$$

Refazendo a tabela para cada caso, teremos.

<i>i</i> ₁	i ₂	$ heta_{\it m}$ para T = 0
0	10 A	$0^{\circ} \Rightarrow \frac{\partial T}{\partial \theta_m} > 0$ $180^{\circ} \Rightarrow \frac{\partial T}{\partial \theta_m} < 0$
0	-10 A	$0^{\circ} \Rightarrow \frac{\partial T}{\partial \theta_m} < 0$ $180^{\circ} \Rightarrow \frac{\partial T}{\partial \theta_m} > 0$
10 A	0	$90^{\circ} \Rightarrow \frac{\partial T}{\partial \theta_m} < 0$ $270^{\circ} \Rightarrow \frac{\partial T}{\partial \theta_m} > 0$

-10 A	0	$90^{\circ} \Rightarrow \frac{\partial T}{\partial \theta_m} > 0$	
		$270^{\circ} \Rightarrow \frac{\partial T}{\partial \theta_m} < 0$	
10 A	10 A 10 A	10 Δ 10 Δ	$135^{\circ} \Rightarrow \frac{\partial T}{\partial \theta_{m}} < 0$
		$315^{\circ} \Rightarrow \frac{\partial T}{\partial \theta_m} > 0$	
10	45° \Rightarrow $\frac{\partial T}{\partial \theta_m}$ $<$ 0		
	-10 A	$225^{\circ} \Rightarrow \frac{\partial T}{\partial \theta_{m}} > 0$	
10 A		$45^{\circ} \Rightarrow \frac{\partial T}{\partial \theta_m} > 0$	
-10 A	10 A $225^{\circ} \Rightarrow \frac{\partial T}{\partial \theta_m} < 0$		
-10 A	40.4	$135^{\circ} \Rightarrow \frac{\partial T}{\partial \theta_m} > 0$	
	-10 A	$315^{\circ} \Rightarrow \frac{\partial T}{\partial \theta_m} < 0$	

Logo, para cada um dos casos de excitação existe apenas um ângulo no qual o rotor estará em repouso, além do caso no qual nenhuma bobina estiver excitada. Estes resultados devem ser informados a sua equipe e sua tarefa estará cumprida com êxito.

Avançando na prática

Projeto de um motor de passo para pequenas resoluções

Descrição da situação-problema

Suponha que você trabalhe em uma empresa de motores elétricos que está prestando um serviço a um cliente que deseja uma solução para um motor que garanta precisão de movimento com pequenos passos na rotação. Como consultor desta empresa, você já imagina que a aplicação de motores de passo é a mais adequada. No entanto, a precisão de passos requerida pelo seu cliente é de 6 graus. Você entrou em contato com a equipe de fabricação de motores e eles informaram que os motores de passo disponíveis possuem passos maiores que esse valor, mas ao examinar o almoxarifado você identificou um lote de estrutura de rotores de relutância variável dentados com 12 dentes cada, como mostra a Figura 3.22. Como base nessas informações, como você poderia ajudar o seu cliente?

Figura 3.22 | Rotor de relutância variável dentado



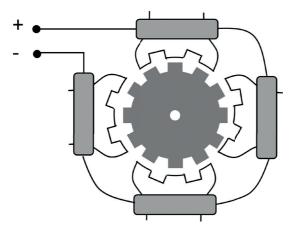
Fonte: elaborada pelo autor.

Resolução da situação-problema

Se for possível construir uma estrutura de rotor-estator como uma MRV do tipo castelo (uma categoria de motor de passo), como a mostrada na Figura 3.23 você poderá ajudar o seu cliente.

Isso por que ao alinhar esta estrutura em um formato de pilha, e energizar as bobinas separadamente, é possível construir um motor do tipo empilhado que garante uma maior resolução de passos. Ao energizar as bobinas do estator, o rotor se alinha perfeitamente ao estator, dente a dente.

Figura 3.23 | Estrutura estator-rotor com dentes de 4 polos



Fonte: elaborada pelo autor.

Para conseguir a precisão adequada de ângulo basta empilhar o número de estruturas adequados construindo um motor que pode ter as bobinas de cada estrutura energizada uma a uma de forma a realizar o movimento. Uma vez que um ciclo completo é de 360 graus, tem-se que com uma estrutura a resolução de ângulo será:

$$\tau_p = \frac{360^\circ}{12} = 30^\circ$$

Para determinar o número de estruturas a serem empilhadas deve-se fazer:

$$6^{\circ} = \frac{360^{\circ}}{12N} \Rightarrow 12N = \frac{360^{\circ}}{6^{\circ}} \Rightarrow N = \frac{60}{12} = 5$$

Propondo esta solução para o seu cliente, sua tarefa estará concluída com êxito!

Faça valer a pena

1. 0	é	uma	máquina	usualmente	empregada	em
situações que requerem	m	ovime	ntos bem	precisos na	forma de pa	ssos
fixos ou pequenos ângulo	SC	de rota	ıção. Norm	nalmente eles	são emprega	ados
quando se deseja contro	ola	r uma	combina	ção entre a	posição do r	otor
(ângulo), com a devida ve	elo	cidade	e e o sincro	onismo.		

Assinale a alternativa que completa adequadamente a lacuna e descreve o tipo de motor ao qual o texto se refere:

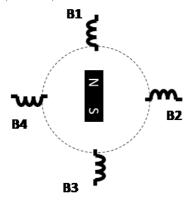
- a) Motor de indução.
- b) Motor síncrono.
- c) Motor CC.
- d) Motor de passo.
- e) Motor linear.
- **2.** Os motores de passo podem apresentar muitas variações em sua forma construtiva, mas basicamente podem ser de três tipos:
- A- consiste de um rotor fabricado em ferro, possuindo face seccionada com dentes múltiplos e no estator enrolamentos de fase. A rotação ocorre quando os enrolamentos do estator são excitados e os dentes do estator e do rotor são alinhados em um caminho de menor relutância.
- B- este tipo de motor tem baixo custo e também apresenta uma resolução menor. O rotor neste caso não possue dentes, pois os próprios polos do rotor já provêm de uma magnetização de maior intensidade de fluxo magnético.
- C- é o tipo mais caro, mas garante um melhor desempenho com respeito à resolução de passo, torque e velocidade. Este tipo combina as melhores características dos outros tipos anteriores.

Os tipos de motores de passo descritos em A, B e C são, respectivamente:

- a) Motor de passo de relutância motor de passo de ímã permanente
 motor de passo híbrido.
- b) Motor de passo de ímã permanente motor de passo de relutância
 motor de passo híbrido.
- c) Motor de passo híbrido motor de passo de ímã permanente motor de passo de relutância.

- d) Motor de passo de relutância motor de passo híbrido motor de passo de ímã permanente.
- e) Motor de passo híbrido motor de passo de relutância motor de passo de ímã permanente.
- **3.** Considere o motor de passo de ímã permanente unipolar da figura. Este motor pode operar tanto com meio passo ou com passo pleno, dependendo do modo como as bobinas forem energizadas. No instante inicial, a bobina B1 está energizada mantendo o rotor na posição descrita na figura.

Figura 3.24 | Motor de passo unipolar com 4 bobinas



Fonte: elaborada pelo autor.

Para que o rotor gire no sentido anti-horário por um ângulo de 135 graus, é necessário energizar e desligar as bobinas na sequência correta. Não é necessário que o rotor gire a uma velocidade constante. Assinale a alternativa que possui essa sequência.

- a) Desligar B1 e ligar B2. Em seguida, ligar B3 com B4 ainda energizada.
- b) Desligar B1 e ligar B4. Em seguida, ligar B3 com B4 ainda energizada.
- c) Ligar B2 mantendo B1 ligada. Em seguida, desligar B1.
- d) Ligar B4 mantendo B1 ligada. Em seguida, desligar B1.
- e) Ligar B3 e desligar B1.

Referências

BERNARDELLI, V. R. et al. **Um estudo sobre a máquina a relutância variável operando como gerador autoexcitado**, IX Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica – CEEL, Uberlândia, MG, Outubro, 2011. Disponível em: http://www.ceel.eletrica.ufu. br/artigos2011/IX_CEEL_021.pdf>. Acesso em: 22 ago. 2018.

CARVALHO, C. F.; SIGNORELLI, M. H. A. **Princípio de funcionamento e acionamento do motor a relutância variável**, IV Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica – CEEL, Uberlândia, MG, novembro, 2005. Disponível em: http://www.ceel.eletrica.ufu.br/artigos2005/ceel2005_045.pdf>. Acesso em: 22 ago. 2018.

UMANS, S. D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. 7. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 2014.

Motores monofásicos e bifásicos

Convite ao estudo

Prezado aluno, chegamos à quarta unidade da disciplina de Máquinas Elétricas II, e iremos finalizar os estudos das principais máquinas elétricas rotativas fazendo um estudo compreensivo dos motores monofásicos e bifásicos. Já estudamos as máquinas elétricas rotativas trifásicas que são máquinas amplamente utilizadas em aplicações industriais e em outras aplicações, como na geração de energia elétrica. Contudo, em ambientes residenciais, alguns ambientes industriais e algumas aplicações de pequeno porte, como sistemas de refrigeração, ventilação, ar condicionado, etc., a alimentação de energia fornecida pode ser monofásica ou mesmo bifásica. Por conta disso, é inviável utilizar um motor trifásico sem que sejam utilizados os recursos necessários para criar uma tensão trifásica equilibrada para alimentar adequadamente estes tipos de motores. Dessa forma, o uso de motores monofásicos ganha espaço, pois eles podem ser alimentados utilizando outros padrões de fornecimento de energia.

Desta forma, para contextualizar nosso estudo, faremos análises específicas de aplicações dos motores monofásicos e bifásicos. Imagine então que você trabalha em uma empresa que fabrica motores elétricos de potência fracionária e está trabalhando em um projeto para um grande cliente de forma a fornecer motores de indução monofásicos e bifásicos. Neste projeto, você deve dimensionar um acionamento adequado para os motores, e garantir ao seu cliente o funcionamento adequado de acordo com as características de desempenho que ele lhe fornecer. Quais seriam as principais características

de desempenho que os motores de potência fracionária devem atender? Como garantir isso?

Na primeira seção, analisaremos os aspectos construtivos das máquinas de indução monofásica, conheceremos como os enrolamentos são conectados e quais os dimensionamentos necessários para garantir a partida adequada da máquina.

Na segunda seção estudaremos mais a fundo a formação do campo magnético girante nos motores monofásicos e por fim, na terceira seção iremos relacionar a teoria dos motores de indução monofásicos a teoria de motores de indução bifásicos, que por serem alimentados por tensões desequilibradas exigem uma formulação matemática em componentes de sequência para minimização dos esforços de cálculo.

Para que você aproveite o máximo dos estudos desta última unidade, sugerimos que você se dedique às atividades propostas e pense nas possíveis soluções para as situações que você precisa resolver. Para isso, seu empenho, sua curiosidade e seu raciocínio lógico são primordiais.

Bons estudos!

Seção 4.1

Motores monofásicos

Diálogo aberto

Olá aluno, nesta seção iniciaremos o estudo das máquinas de indução monofásicas. Estas máquinas apresentam o aspecto construtivo mais simples quando comparada com a máquina de indução trifásica, e encontram espaço em algumas aplicações residenciais e comerciais, e algumas industriais. Construtivamente, apresentam-se com rotores do tipo gaiola de esquilo, e normalmente com dois enrolamentos. Isso significa que a máquina pode ser operada com tensões bifásicas ou monofásicas, sendo a forma de uso mais comum a utilizando tensões monofásicas. No estudo deste tipo de máquina, é importante saber como os enrolamentos dos motores são conectados para propiciar a correta partida da máquina, uma vez que este tipo de máquina quando operando como motor monofásico apresenta torque nulo.

Para ilustrar este fato, vamos imaginar que estamos trabalhando no projeto de um motor monofásico de indução de fase dividida. Este motor é para a tensão de 120 V, 3 kW e 60 Hz.

É necessário projetar um capacitor para ser incluído no circuito de partida da máquina. O enrolamento principal tem uma impedância de 5+j4 Ohms, enquanto que o enrolamento de partida tem uma impedância de 10+j4 Ohms. O objetivo do projeto do capacitor é levar as correntes dos enrolamentos principal e auxiliar em quadratura, ou seja, defasados de 90 graus.

Como você faria para obter o valor deste capacitor? Você seria capaz de inferir se é necessário um capacitor de valor alto ou valor baixo para atingir este objetivo?

Nesta seção, analisaremos os aspectos construtivos da máquina, conheceremos o conceito da máquina de indução monofásica de fase dividida e entenderemos como utilizar um capacitor para partir a máquina adequadamente. Certamente, após o estudo desta

seção você estará apto a dimensionar o valor do capacitor para este objetivo, além de que este será um grande diferencial para a sua formação. Bons estudos!

Não pode faltar

Com relação a parte construtiva dos motores monofásicos, estes são muito semelhantes aos motores CA trifásicos. Os motores de indução monofásicos possuem um rotor do tipo de gaiola de esquilo, e a disposição dos enrolamentos do estator é feita de forma diferente das máquinas CA trifásicas.

A indução magnética é também responsável pelo funcionamento do motor de indução monofásico. No entanto, os motores de indução monofásicos não possuem torque de partida, diferentemente dos motores trifásicos. Isso porque o motor de inducão trifásico desenvolve um campo magnético girante logo que alimentado por uma fonte trifásica, de forma que o rotor procura se alinhar com este campo, mas nos motores monofásicos é necessário fornecer um auxílio na partida, e só depois de estar em movimento é que um campo magnético girante é estabelecido. Antes de o rotor iniciar a rotação, existe apenas um campo magnético estacionário pulsante. O esquema do motor de indução monofásico é mostrado na Figura 4.1.

Rotor gaiola Enrolamento de esquilo do estator

Figura 4.1 | Esquema de um motor de inducão monofásico do tipo gaiola de esquilo

Fonte: Umans (2014, p. 511)

Conforme dito anteriormente, em situações nas quais a disponibilidade de energia elétrica é feita no padrão monofásico e bifásico de fornecimento, as máquinas elétricas monofásicas possuem maior aplicabilidade que as máquinas trifásicas. Na Figura 4.1 pode-se observar que o enrolamento monofásico do estator possui, na realidade, dois enrolamentos distintos, de forma que os motores monofásicos e bifásicos são tratados da mesma forma. Assim, quando falamos em motores monofásicos podemos retomar o estudo das máquinas CA elementares. Neste sentido temos que recordar de alguns aspectos relacionados ao princípio de funcionamento de máquinas CA.



Lembre-se

Quando estudamos os conceitos fundamentais das máquinas elétricas rotativas, definimos equações genéricas para descrever a Força Magneto Motriz (FMM) das máquinas CA. Podemos descrever a FMM resultante no entreferro de uma máquina com enrolamento monofásico como na Equação 4.1, no qual $K_{\it enr}$ é determinado pelas características construtivas do enrolamento da máquina, $i_{\it a}$ é a corrente que percorre o enrolamento de fase do estator e $\theta_{\it ae}$ é o ânqulo de rotação do rotor em unidades elétricas.

$$FMM_a = K_{enr}i_a \cos \theta_{ae}$$
 (4.1)

Antes de descrevemos os principais tipos de motores monofásicos e como é feita a adequada partida deste motor, precisamos fazer uma análise qualitativa do seu princípio de funcionamento. Da Equação 4.1 percebemos que a FMM no entreferro é uma função cossenoidal em termos do ângulo de rotação da máquina. Assumindo que a corrente do estator seja também cossenoidal com relação ao tempo, com uma frequência angular $\omega_{\bf e}$ podemos substituir ${\it i_a}$ na Equação 4.1 resultando na Equação 4.2.

$$FMM_g = K_{enr}I_a \cos \omega_e t \cos \theta_{ae}$$
 (4.2)

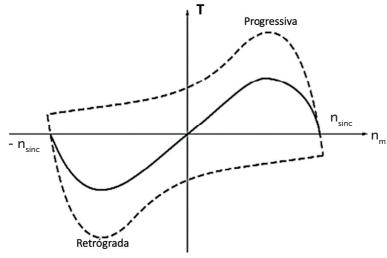
No entanto, ao desenvolver os termos da equação aplicando a relação trigonométrica do produto de dois cossenos

 $(2\cos A\cos B = sen(A+B) + sen(A-B))$ verificaremos que a FMM no entreferro quando o enrolamento é percorrido por uma corrente cossenoidal no tempo pode ser escrita como a soma de ondas, progressiva e retrógrada, de amplitudes iguais, conforme mostrado na Equação 4.3, em que $F_{max} = K_{enr}I_a$.

$$FMM_{g} = \underbrace{\frac{1}{2}F_{\text{max}}^{+}\cos(\omega_{\text{e}}t - \theta_{\text{ae}})}_{\text{Onda progressiva}} + \underbrace{\frac{1}{2}F_{\text{max}}^{-}\cos(\omega_{\text{e}}t + \theta_{\text{ae}})}_{\text{Onda retrógrada}} \tag{4.3}$$

As ondas de FMM progressiva e retrograda produzem conjugados característicos de uma máquina de indução, conforme pode ser visto na Figura 4.2. Verifica-se que estes conjugados gerados estão em sentidos opostos, de forma que a resultante da soma das curvas de conjugado é tal que quando o rotor está em repouso o conjugado total é nulo, como um resultado da soma das FMMs de valores iguais, mas em sentidos opostos nesta situação. A consequência deste fato é que não existe torque de partida na máquina. Entretanto, quando os enrolamentos do estator estão energizados é possível fornecer um auxílio ao rotor para a partida, e neste caso um conjugado será gerado no sentido em que o rotor foi inicialmente colocado para girar.

Figura 4.2 | Curva característica de conjugado da máguina de indução monofásica



Fonte: adaptada de Chapman (2013, p. 572).

Além dos conjugados, pulsações de conjugado com o dobro da frequência do estator são produzidas pelas interações entre as ondas de fluxo e FMM, que giram em sentidos opostos e cruzam-se com o dobro da velocidade síncrona. Essas interações não produzem conjugado médio, mas tendem a tornar o motor mais ruidoso e menos eficiente do que um motor polifásico. Essas pulsações de conjugado são inevitáveis em um motor monofásico porque as pulsações na potência instantânea de entrada são inerentes a um circuito monofásico. Os efeitos do conjugado pulsante podem ser minimizados usando uma montagem elástica para o motor. O conjugado referido nas curvas de conjugado versus velocidade de um motor monofásico é a média, no tempo, do conjugado instantâneo.



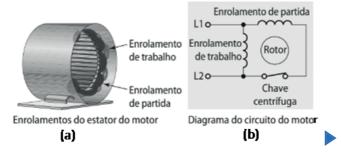
Para partir um motor monofásico pode-se girar mecanicamente o seu rotor aplicando a alimentação no estator em seguida. Este procedimento é normalmente feito utilizando um esquema de partida automática. Dessa forma, os motores monofásicos são classificados em função da forma como ocorre a sua partida e operação, sendo basicamente três os tipos de motores: o motor de indução de fase dividida, de fase dividida com capacitor e o motor de polos sombreados.

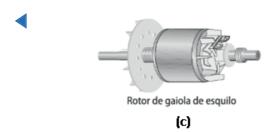
Para selecionar o tipo de motor mais apropriado para uma aplicação deve-se levar em consideração as características de conjugado de partida requeridas para as cargas de trabalho, considerando também o ciclo de trabalho da carga e as imposições acerca da corrente, considerando as limitações destas no trabalho do motor. Normalmente o custo de motores aumenta proporcionalmente ao aumento das características de potência e desempenho e para minimizar este custo a escolha do motor é tal que os mínimos requisitos sejam atendidos escolhendo-se o motor com as menores especificações de potência e desempenho. Deve-se considerar ainda substituir um grande número de motores de características limitadas utilizados em um propósito específico por um motor especial de maior tamanho para o mesmo fim, minimizando os custos desta forma.

Conforme dito anteriormente temos basicamente três tipos de motores monofásicos de indução, e nesta seção estudaremos um pouco das características de cada um deles. Na Figura 4.3 podese visualizar a estrutura construtiva do motor de indução, no qual estão apresentados o estator, o rotor e a forma de conexão dos enrolamentos do motor monofásico de fase dividida. O motor de indução monofásico possui um rotor de gaiola de esquilo da mesma forma que o encontrado no motor trifásico, conforme também mostrado na Figura 4.3. Este tipo de motor apresenta dois enrolamentos no estator, sendo eles o enrolamento de trabalho, ou principal e o enrolamento de partida, ou auxiliar. A estrutura é composta de um enrolamento bifásico de forma que os enrolamentos são construídos dispostos entre si de 90 graus elétricos no espaço. Quando conectados na forma mostrada na Figura 4.3, obtém-se um motor monofásico.

O motor de indução de fase dividida é o tipo mais comum sendo de projeto simples e custo menor quando comparado com outros motores monofásicos. A ligação destes enrolamentos está também mostrada na Figura 4.3, de forma que o enrolamento de partida é conectado em série com uma chave centrífuga para desligar o enrolamento após a partida da máquina. Com relação a impedâncias destes enrolamentos, o enrolamento auxiliar tem uma relação de resistência e reatância mais elevada que o do enrolamento principal, levando à defasagem das correntes que percorrem os dois enrolamentos na partida, conforme mostra o diagrama fasorial na Figura 4.4 (a). Devido a essa característica, a corrente do enrolamento auxiliar fica adiantada com relação à corrente que percorre o enrolamento principal de forma que o campo no estator atinge um primeiro máximo no eixo do enrolamento auxiliar.

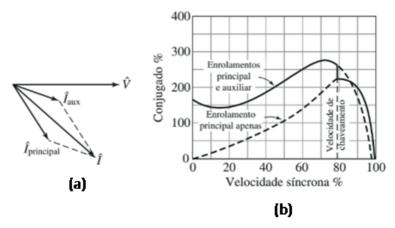
Figura 4.3 | Estrutura do motor de indução monofásico de fase dividida. (a) enrolamentos do estator (b) Diagrama do circuito do motor (c) Rotor gaiola de esquilo





Fonte: Petruzella (2013, p. 1414).

Figura 4.4 | Motor monofásico de fase dividida (a) diagrama fasorial dos enrolamentos (b) característica do conjugado



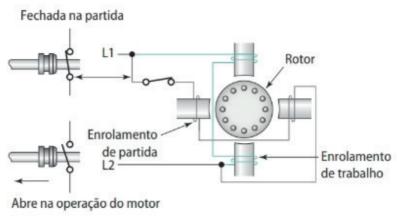
Fonte: Umans (2014, p. 514).

Assim, os enrolamentos da máquina são conectados de tal forma que as correntes que percorrem estes enrolamentos são equivalentes a correntes bifásicas desequilibradas de um motor bifásico desequilibrado, resultando em um campo girante no estator que leva à partida da máquina. A inversão do sentido de rotação da máquina pode ser conseguida com a inversão dos terminais de um dos enrolamentos da máquina. A razão de resistência e reatância elevada no enrolamento auxiliar pode ser obtida por meio do uso de uma seção de fio menor no enrolamento auxiliar, que embora aumentando as perdas não causa grandes complicações uma vez que este enrolamento é utilizado apenas na partida da máquina. Outra forma é reduzir a reatância pela construção do enrolamento nos topos das ranhuras do estator.

Após o motor partir, o enrolamento auxiliar pode ser desconectado utilizando-se a chave centrífuga. Esta chave irá atuar quando o rotor

estiver com uma velocidade correspondente a aproximadamente 75% da velocidade síncrona de rotação da máquina, podendo ser implementada por meio de dispositivos de estado sólido, ou mecanicamente. Um exemplo que ilustra a operação de uma chave centrífuga mecânica é mostrada na Figura 4.5, consistindo em um mecanismo que guando o motor se aproxima da velocidade síncrona faz atuar uma força centrífuga que supera a força da mola abrindo os contatos das chaves conectadas em série com o enrolamento de partida. Posteriormente, o motor continua em operação apenas com o uso do enrolamento de trabalho. Entretanto, uma falha na operação da chave centrífuga pode causar problemas ao motor, por exemplo, se ocorre uma falha na abertura da chave após a partida da máquina, pode ocorrer a carbonização ou queima do enrolamento de partida devido às altas correntes. Em geral, o enrolamento de partida é projetado para trabalhar com a tensão de linha da máquina durante curtos períodos de tempo. De outra forma. se quando o motor for parado a chave não for devidamente fechada, o circuito de partida ficará aberto de forma que em uma nova energização para operar o motor novamente a partida não ocorrerá.

Figura 4.5 | Chave de partida do motor de fase – exemplo de funcionamento



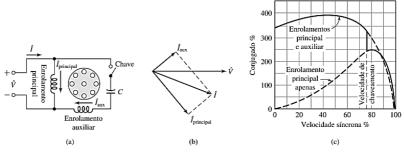
Fonte: Petruzella (2013, p.142).

O conjugado dos motores de fase dividida é considerado baixo ou moderado. Tem-se disponível motores com capacidades típicas entre 50 e 500W. As aplicações mais comuns deste tipo de motor são em ventiladores, sopradores, máquinas de escritório e ferramentas, como pequenas serras ou furadeiras, ou outros tipos de aplicação onde a carga é aplicada após o motor ganhar a rotação. Existem ainda motores

de dupla tensão, que permitem conexão com diferentes tensões de linha. Nestes tipos de motores existem enrolamentos de trabalho com dupla tensão, de forma que se o motor é operado em baixa tensão os enrolamentos de trabalho são conectados em paralelo, e se a operação é em uma tensão maior, os enrolamentos de trabalho são conectados em série.

O processo para partida dos motores de fase dividida, assim como a sua operação, pode ser melhorado por meio do uso de capacitores. Basicamente existem três formas de utilizar capacitores para a partida do motor. A primeira delas é associar o capacitor em série com o enrolamento de partida, da forma como mostrado na Figura 4.6 (a). Utilizando este esquema o deslocamento de fase no tempo entre as correntes dos enrolamentos é obtido por meio deste capacitor: podese fazer com que a corrente do enrolamento auxiliar seja adiantada de 90 graus elétricos com relação a corrente do enrolamento principal no momento em que o rotor está parado, como mostrado na Figura 4.6 (b), o que se assemelha ao que ocorre com o motor bifásico equilibrado. Ainda assim, o enrolamento auxiliar é desligado do circuito quando o motor está próximo da velocidade de rotação, dessa forma o capacitor e o enrolamento auxiliar podem ser projetados objetivando o custo mínimo. O conjugado por sua vez é mostrado na Figura 4.6 (c), na qual podemos verificar um alto conjugado na partida da máguina. Na prática, o melhor custo benefício entre conjugado e custo ocorrerá com um ângulo de fase um pouco inferior que 80 graus. Esses motores são aplicados em compressores, bombas, equipamentos de refrigeração e de ar condicionado e outras cargas de partida difícil.

Figura 4.6 – Motor monofásico de indução de fase dividida com capacitor de partida. (a) esquema de ligação (b) diagrama fasorial (c) Característica de conjugado



Fonte: Umans (2014, p. 515).

Um motor de indução monofásico de fase dividida com capacitor opera em 60Hz e possui as seguintes impedâncias para o enrolamento de partida e de trabalho:

$$Z_{trabalho} = 9 + j3 \Omega$$

 $Z_{partida} = 4 + j3 \Omega$

Se um capacitor permanente de **150** μ F for utilizado no enrolamento de partida, qual a defasagem da corrente em relação a tensão durante a partida da máquina?

Resolução:

A reatância indutiva pode ser calculada:

$$X_c = -\frac{1}{\omega C} = -\frac{1}{2\pi \times 60 \times 150 \times 10^{-6}} = -17,68 \Omega$$

Assim podemos calcular a impedância resultante durante a partida (chave fechada):

$$Z_{\scriptscriptstyle T} = Z_{\scriptscriptstyle principal} / I(Z_{\scriptscriptstyle partida} + X_{\scriptscriptstyle c})$$

$$Z_{\tau} = 9 + j3 / /(4 - j14,68) = \frac{(9 + j3)(4 - j14,68)}{9 + j3 + 4 - j14,68} = 8 - j2.05$$

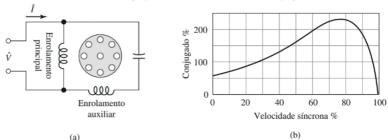
$$\hat{I} = \frac{\hat{V}}{Z_{\tau}} = \frac{V_{\alpha}}{8 - j2,05} = (0,1173 + 0,0301i)V_{\alpha} = 0,1211V_{\alpha} \angle 14.4^{\circ} \text{ A}$$

Indicando que a defasagem da corrente é de 14,4 graus.

Uma forma alternativa de utilizar o capacitor é torná-lo permanente no enrolamento de partida. Neste tipo de conexão não ocorre a desconexão do enrolamento de partida e dessa forma não é utilizada a chave, conforme mostra a Figura 4.7 (a). As vantagens são uma melhora no fator de potência, no desempenho da máquina e nas pulsações de conjugado. É possível projetar o capacitor juntamente com o enrolamento de partida de forma a eliminar a onda retrograda de fluxo para uma determinada carga, de forma a se obter uma onda de conjugado conforme mostrado na Figura

4.7 (b). Fazendo dessa forma, obtém-se melhoria de desempenho em decorrência da eliminação das perdas causadas pelo campo retrógrado, também eliminando as pulsações de conjugado com o dobro da frequência, pois o capacitor funciona como armazenador de energia suavizando as pulsações na entrada da alimentação do motor, de forma a silenciar o motor e eliminar as vibrações. Contudo, tem-se uma perda no conjugado de partida de forma que quanto melhor o capacitor for selecionado, balanceando os meios-termos de projeto, melhor para a característica de conjugado da máquina.

Figura 4.7 | Motor monofásico de indução de fase dividida com capacitor permanente. (a) esquema de ligação (b) Característica de conjugado

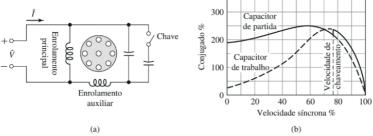


Fonte: Umans (2014, p. 516).

Uma outra alternativa para melhorar o desempenho da máquina é utilizar dois capacitores, sendo um para a partida e outro para o enrolamento principal. Neste caso, o desempenho pode ser melhorado tanto para a partida como para a operação da máquina. A forma de conexão destes capacitores na máquina de indução monofásica é mostrada na Figura 4.8 (a), e a característica de torque resultante na Figura 4.8 (b). Existe um capacitor que é ligado de forma permanente, cujo valor é pequeno, e apenas para garantir boas condições de trabalho. Um outro capacitor de valor mais elevado é conectado em paralelo com o primeiro, por meio de uma chave que abre quando o motor atinge sua velocidade de trabalho. Este motor é conhecido como motor com capacitores de partida e de trabalho

Em termos de custo, os motores de fase dividida com capacitor de partida são os mais baratos. Naturalmente, o custo eleva para os motores com partida com capacitor permanente, sendo ainda mais caro para os motores com capacitores de partida e trabalho.

Figura 4.8 | Motor monofásico de indução de fase dividida com capacitor de partida e trabalho. (a) esquema de ligação (b) Característica de conjugado



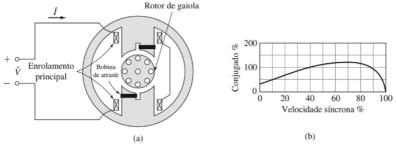
Fonte: Umans (2014, p. 516).

Outro tipo de motor monofásico é o motor de polos sombreados, mas diferente dos outros tipos, este tem apenas um enrolamento que corresponde ao enrolamento principal da máquina. O rotor é do tipo gaiola de esquilo e a partida ocorre por meio do uso de uma espira contínua de cobre em torno de uma parte de cada polo, como mostra a Figura 4.9 (a), pela qual percorre uma corrente que atrasa a fase do fluxo magnético nesta parte do polo ajudando a criar um campo rotativo. Dessa forma, é possível fornecer um torque para a rotação do motor, embora este torque seja mais baixo quando comparado com os outros motores monofásicos, como pode ser verificado na Figura 4.9 (b).



No caso de um motor de polos sombreados, como é possível inverter a rotação do motor?

Figura 4.9 | Motor monofásico de polos sombreados. (a) esquema de ligação (b) Característica de conjugado



Fonte: Umans (2014, p. 518)

Nos outros tipos de motores monofásicos a corrente no estator é controlada por uma tensão contrária, e isso não ocorre no motor de polos sombreados, de forma que o escorregamento não interfere no controle da velocidade que pode ser controlada simplesmente por variação da tensão, ou por um enrolamento com múltiplas derivações.

Pesquise mais

Temos ainda o motor universal e motor de histerese que podem ser estudados como tipos de motores monofásicos especiais.

O motor universal corresponde a um motor CC do tipo série com um enrolamento de campo e um enrolamento de armadura conectadas em série, e podem ser operados em CC ou CA, nas configurações monofásica e bifásica.

No motor de histerese, o fenômeno de histerese é utilizado para produzir conjugado mecânico, utilizando para isso um rotor com características construtivas especiais.

Para saber mais sobre estes tipos de motores, sugerimos a leitura dos conteúdos dos livros nas referências a seguir:

PETRUZELLA, F. **Motores Elétricos e Acionamentos**, Porto Alegre: AMGH, 2013, p.144 a 146.

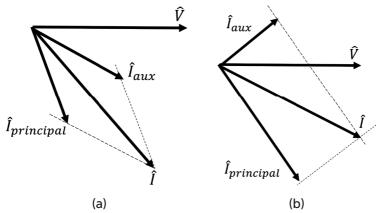
UMANS, S.D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley**, 7. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 2014, p. 518-521.

Sem medo de errar

Vamos, então, retomar a situação em que é necessário projetar um capacitor para ser incluído no circuito de um motor monofásico de indução de fase dividida. Este motor é para a tensão de 120 V, 3 kW e 60 Hz. O enrolamento principal tem uma impedância de 5+j4 ohms enquanto que o enrolamento de partida tem uma impedância de 10+j4 Ohms. O objetivo do projeto do capacitor é levar as correntes dos enrolamentos principal e auxiliar em quadratura, ou seja, defasados de 90 graus.

Para realizar esta tarefa, vamos retomar ao diagrama fasorial do caso do motor de fase dividida sem o capacitor de partida e com o capacitor de partida, conforme mostrado na Figura 4.10.

Figura 4.10 | Diagramas fasoriais antes e depois da inserção do capacitor



Fonte: elaborada pelo autor.

Observando os diagramas fasoriais das duas figuras, podemos concluir que para colocarmos as correntes em quadratura precisamos inserir um capacitor que adiante a corrente com relação a tensão de alimentação do motor. Considerando que a referência de ângulo está na tensão $\hat{\boldsymbol{V}}$, podemos determinar o ângulo da corrente $\hat{\boldsymbol{I}}_{principal}$ por meio do ângulo da impedância do enrolamento principal.

$$\phi_{\it principal} = an^{-1} \! \left(\! rac{4}{5} \!
ight) \! = 38,66^\circ$$
 .

O ângulo que foi calculado é referente à impedância, de forma que a corrente no enrolamento principal está atrasada em relação à tensão. Assim, para que a corrente do enrolamento auxiliar esteja em quadratura com o enrolamento principal, é necessário que o ângulo da impedância do circuito de partida seja:

$$\phi = 38,66^{\circ} - 90^{\circ} = -51,34^{\circ}$$
 .

Com esse ângulo, poderemos calcular a impedância combinada do enrolamento auxiliar em conjunto com o capacitor de partida. A impedância total pode ser descrita como a soma da impedância do enrolamento mais a reatância capacitiva do capacitor de partida, conforme a seguir:

$$Z = Z_{aux} + jX_{c} = 10 + j4 + jX_{c} = 10 + j(4 + X_{c})\Omega$$

Logo, podemos calcular a reatância:

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{4 + X_c}{10} \right) \Rightarrow \frac{4 + X_c}{10} = \tan(-51,34^\circ) = -1,25,$$

$$\frac{4 + X_c}{10} = -1,25 \to 4 + X_c = -12,5 \to X_c = -12,54 - 4 = -16,54 \Omega$$

Logo, a capacitância pode ser determinada:

$$X_{C} = \frac{-1}{2\pi fC} = -16,54 \ \Omega \rightarrow C = \frac{-1}{2\pi fX_{C}} = \frac{-1}{2\pi \times 60 \times (-16,54)} = 160,4\mu F$$

Assim, com estes cálculos você pode encontrar a capacitância requerida para o motor, e a sua tarefa está concluída com êxito.

Avançando na prática

Projeto de ventiladores de teto

Descrição da situação-problema

Uma das aplicações de motores monofásicos é para aplicações residenciais, como um ventilador de teto que pode ser acionado em até 3 velocidades. Este controle é feito por meio de uma resistência externa conectada ao enrolamento principal da máquina, de forma a limitar a corrente do enrolamento de trabalho quando em operação. Considere que você trabalha em o motor de indução monofásico 120 V, 3 kW e 60 Hz com as seguintes características de impedâncias:

$$egin{aligned} Z_{ extit{principal}} &= 4 + j 3 \ \Omega \ Z_{ extit{aux}} &= 9 + j 2 \ \Omega \end{aligned}$$

Se um capacitor de **160,4\muF** é conectado ao enrolamento de partida da máquina, determine a defasagem das correntes dos enrolamentos principal e auxiliar na partida da máquina para as resistências externas conectadas de 5 Ohms e 10 Ohms

Resolução da situação-problema

Sendo:

$$egin{aligned} Z_{\it principal} &= 4 + j 3 \; \Omega \ Z_{\it aux} &= 9 + j 2 \; \Omega \end{aligned}$$

Primeiro encontraremos a impedância do enrolamento com o capacitor de partida, que será:

$$Z'_{aux} = Z_{aux} + jX_{C} = 9 + j2 + j(2\pi \times 60 \times 200 \times 10^{-6})^{-1} = 9 + j(4 - 13,3)\Omega$$

= 9 - j9,3 \Omega

Então a defasagem da corrente em relação à tensão de entrada (adotando a referência angular na tensão) será:

$$\phi = -\tan^{-1}\left(\frac{-9.3}{9}\right) = 45.94^{\circ}$$

Para o enrolamento principal, tem-se dois casos:

$$Z_1 = Z_{principal} + R_1 = 4 + j3 + 5 = 9 + j3 \Omega$$

 $Z_2 = Z_{principal} + R_2 = 4 + j3 + 10 = 14 + j3 \Omega$

Então as defasagens da corrente no enrolamento auxiliar em cada caso serão:

Para
$$Z_1$$
: $\phi_1 = -\tan^{-1}\left(\frac{3}{9}\right) = -18,44^\circ$

Para
$$Z_2$$
: $\phi_2 = -\tan^{-1}\left(\frac{3}{14}\right) = -12,10^{\circ}$

As defasagens entre as correntes serão:

$$\phi - \phi_1 = 45,94^{\circ} + 18,44^{\circ} = 63,38^{\circ}$$

$$\phi - \phi_2 = 45,94^{\circ} + 12,10^{\circ} = 58,04^{\circ}$$

Com estes cálculos, as defasagens estão identificadas e a sua tarefa estará concluída com sucesso!

Faça valer a pena

1. Os motores de indução monofásicos têm o aspecto construtivo do rotor muito semelhante aos motores CA polifásicos. Os motores de

indução monofásicos possuem um rotor do tipo de gaiola de esquilo, mas, no entanto, a disposição dos enrolamentos do estator é feita de forma diferente das máquinas CA trifásicas. Motores de indução monofásicos são normalmente compostos por dois enrolamentos conectados de forma a utilizar uma fonte monofásica.

Assinale a alternativa que contém o nome dos enrolamentos da máquina de indução monofásica de fase dividida.

- a) Enrolamento de armadura e enrolamento de campo.
- b) Enrolamento de trabalho e enrolamento principal.
- c) Enrolamento auxiliar e enrolamento de armadura
- d) Enrolamento de partida e enrolamento de trabalho.
- e) Enrolamento de partida e enrolamento auxiliar.
- 2. Para partir um motor monofásico utiliza-se um procedimento automático para girar mecanicamente o rotor e posteriormente aplica-se a alimentação monofásica no estator. Dessa forma, os motores monofásicos são classificados em função da forma como ocorre a sua partida e operação. Considere as formas de partida e operação dos motores na coluna da direita e algumas características relacionadas à esquerda.
- partida a capacitor.
- I Motor de fase dividida com A As vantagens deste tipo são uma melhora no fator de potência, no desempenho da máquina e nas pulsações de conjugado.
- II Motor de fase dividida capacitor B Corresponde a forma de permanente.
 - partida e operação mais custosa quando comparada com outras máquinas.
- III Motor de fase dividida com C Possui um alto conjugado de capacitor de partida e de trabalho.
 - partida e o capacitor juntamente com o enrolamento auxiliar é desconectado quando a máquina atinge a velocidade de trabalho.

Assinale a alternativa que correlaciona adequadamente as colunas.

d)
$$I - C$$
, $II - B$, $III - A$.

3. Considere um motor de indução monofásico de fase dividida com capacitor que será levado para a Europa e possui impedâncias para o enrolamento de trabalho de 10+j5 ohms e de 5+j3 para o enrolamento de partida. Um capacitor de **160** $\mu {\rm F}$ foi dimensionado para ser utilizado no enrolamento de partida.

Qual a defasagem da corrente em relação a tensão durante a partida da máquina?

- a) **8,54**°.
- b) 10,45°.
- c) **13,14°**.
- d) 15,12°.
- e) 18,22°.

Seção 4.2

Campo magnético girante em motores de indução monofásicos

Diálogo aberto

Caro aluno, nesta seção vamos aprofundar os estudos dos motores monofásicos examinando com mais detalhes alguns aspectos das características de operação destes motores. Iremos analisar a formação do campo magnético girante, as influências dos campos progressivo e retrógrado e o circuito equivalente do motor de indução monofásico. Desta forma, poderemos entender como ocorre a produção de potência e conjugado, além de podermos comparar estes motores com os motores de indução polifásicos. Ao final desta seção você estará mais apto a avaliar os motores de indução monofásicos em situações específicas de aplicação. Estes conhecimentos certamente serão um diferencial para a sua formação profissional, pois assim saberá lidar com uma maior variedade de motores de indução, não somente os alimentados utilizando redes trifásicas, mas também os alimentados em redes monofásicas. muito comuns em locais onde o padrão de alimentação impõe a utilização destes motores.

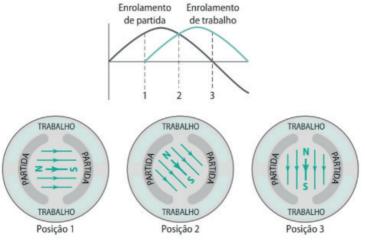
Para contextualizar o nosso estudo vamos pensar na seguinte situação: você está trabalhando em uma empresa fabricante de motores monofásicos de indução, e seu supervisor solicitou que você analisasse um motor monofásico de 110 V, 60Hz e 4 polos. Este motor será ligado em tensão nominal, e deverá desenvolver uma rotação com escorregamento de 0,07. As impedâncias do enrolamento deste rotor são conforme segue: para o enrolamento do estator, tem-se 2 Ohms de resistência e 2,8 Ohms de reatância. No rotor a resistência é de 4 Ohms e a reatância de 2 Ohms. A reatância do núcleo é de 70 Ohms. Foram analisadas as perdas rotacionais e no núcleo, e sabe-se que a somatória destas perdas é de 40 W. Nestas condições, seu supervisor solicitou que você calcule o rendimento esperado para a máquina. Como você faria para realizar estes cálculos?

Nesta seção, você irá adquirir os conhecimentos necessários para que você desempenhe a sua função. Inicialmente iremos examinar como se dá a formação do campo magnético girante no rotor, posteriormente iremos analisar a interação dos campos para formar o circuito equivalente da máquina e derivar as equações de potência e torque. Para que você tenha êxito no seu trabalho, sugerimos um estudo atento do conteúdo apresentado nesta seção, tire as suas dúvidas e realize as atividades propostas. Bons estudos!

Não pode faltar

Já estudamos os motores monofásicos quanto à sua estrutura construtiva, e verificamos que, apesar do motor ser alimentado por uma fonte monofásica, o acionamento pode ser realizado por meio da divisão do enrolamento de fase (e daí o nome: motor de fase dividida) utilizando dois enrolamentos, sendo um enrolamento de trabalho e o outro o enrolamento de partida da máquina. Vamos verificar como os enrolamentos deste tipo de máquina produzem um campo magnético girante, analisando a Figura 4.11 conforme mostrado a seguir.

Figura 4.11 | Formação do campo magnético girante no motor de indução monofásico



Fonte: Petruzella (2013, p. 141).

Note como o funcionamento do motor gera o campo magnético girante:

- O estator é alimentado com tensão CA fazendo com que uma corrente circule no enrolamento de partida adiantada 45 graus da corrente que circula no enrolamento principal, conforme mostrado na Figura 4.11.
- Percebe-se que as correntes têm o mesmo padrão senoidal. Dessa forma, enquanto ocorre a variação da corrente, ocorre também a alternância do magnetismo de forma contínua. Dessa forma, uma polaridade norte e sul surge de forma que a posição desta polaridade no enrolamento muda de forma continua parecendo uma rotação no sentido horário.
- Simultaneamente, o campo girante atravessa os condutores do rotor do tipo gaiola de esquilo, e correntes elétricas são induzidas nas barras, criando também polos magnéticos que interagem com os polos do campo magnético girante que foi gerado no estator, dessa forma, é produzido um torque na máquina.

Já vimos que a onda de Força Magneto Motriz (FMM) do enrolamento do estator equivale à soma de duas ondas de FMM de amplitude constante e sentidos contrários que giram com velocidade síncrona. De forma análoga ao motor de indução polifásico, cada uma das ondas de FMM que são presentes no estator induzem nos rotores correntes elétricas nas barras do rotor, criando um conceito de campo magnético girante duplo, cuja utilidade não é somente do ponto de vista qualitativo, mas pode ser empregada no desenvolvimento quantitativo da teoria de motores de indução monofásicos que deve ser analisada. Entretanto, esta análise não deve ser feita em toda a sua totalidade, mas apenas considerando o caso mais simples para elucidar o comportamento e as equações necessárias. Assim, faremos a análise de um motor de indução monofásico considerando que este funciona apenas com o seu enrolamento de trabalho, ou seja, em uma operação já em regime.

Para realizar esta análise vamos considerar inicialmente que o rotor está travado e o enrolamento do estator está sendo alimentado com uma tensão alternada. Dessa forma, o motor de indução monofásico pode ser encarado como um transformador

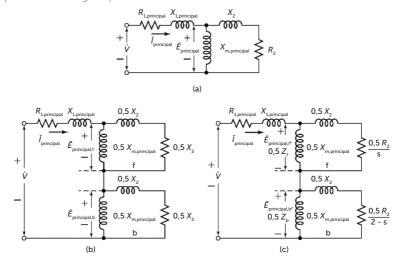
monofásico no qual os terminais do secundário estão curtocircuitados. Então podemos modelar o circuito equivalente de acordo como mostra a Figura 4.12 (a). Neste circuito temos $R_{\text{1.principal}}$ e $X_{\text{1.principal}}$ que correspondem à resistência e reatância de dispersão do enrolamento de trabalho, respectivamente. Temos também $R_{2,\textit{principal}}$ e $X_{2,\textit{principal}}$ que correspondem à resistência e reatância de dispersão do rotor na condição estática, estando referido ao enrolamento principal. E finalmente temos a reatância de magnetização dada por $X_{m.principal}$. Uma tensão \hat{V} alternada é aplicada ao enrolamento monofásico da máquina, e uma corrente surge no enrolamento principal, denotada por $\hat{m{I}}_{\it principal}$. Uma força contra eletromotriz é gerada no enrolamento principal, sendo denotada por $\hat{E}_{nrincipal}$. Esta tensão é produto da onda de fluxo pulsante estacionária de entreferro, que por sua vez, é produzida pela interação da corrente do estator com as correntes induzidas no rotor. As perdas no núcleo serão incorporadas juntamente com as perdas rotacionais, não sendo consideradas nesta etapa.

Vimos que a FMM pode ser decomposta nos campos progressivo e retrógrado, dando origem ao conceito de campo magnético girante duplo na máquina de indução monofásica. Supondo a situação em que o rotor da máquina está parado, teremos que as amplitudes das ondas progressiva e retrógrada são ambas iguais à metade da amplitude do campo pulsante. Isso nos permite representar os efeitos dos fluxos no entreferro em duas partes iguais, de forma a fazer com que o circuito equivalente reflita os efeitos dos campos progressivo e retrógrado na máquina. Isso está mostrado na Figura 4.12 (b), com as forças contra-eletromotriz de cada uma das parcelas de FMM progressiva ($\hat{\boldsymbol{E}}_{principal,f}$) e retrógrado ($\hat{\boldsymbol{E}}_{principal,b}$).

Vamos então pensar que o motor está em funcionamento em regime, ou seja, ele já atingiu a velocidade de trabalho e está trabalhando apenas com o enrolamento principal, tendo o enrolamento auxiliar sido usado apenas para a partida e sendo desconectado quando a velocidade atingiu 75% do valor da velocidade de trabalho. Nesta operação, a máquina tem uma

rotação com certo escorregamento s, e as correntes que estão sendo induzidas no rotor pelo campo progressivo possuem frequência de escorregamento dado por sf_a , em que f_a é a freguência da fonte na qual o enrolamento do estator está conectado. O que acontece no rotor é exatamente igual ao que ocorre com o motor trifásico, com a onda progressiva de FMM deslocando-se para frente da velocidade de escorregamento em relação ao rotor, e a FMM resultante das ondas progressivas do rotor e do estator cria uma resultante progressiva de fluxo no entreferro, gerando a força contra-eletromotriz $\ddot{E}_{principal\ f}$ no enrolamento principal do estator. O efeito disso é representado por uma impedância que equivale à soma de metade da reatância do rotor vista pelo estator, com a metade da resistência do rotor, vista pelo estator, dividido pelo valor do escorregamento da máguina, conforme mostrado na Figura 4.12 (c). Esta impedância está em paralelo com metade da reatância de magnetização.

Figura 4.12 | Circuitos equivalente para o motor monofásico (a) considerando o rotor parado (b) com a influência dos campos progressivo e retrógrado, (c) circuito equivalente em regime permanente



De forma similar, tem-se o efeito da onda retrograda representada pela segunda parcela do circuito mostrada na Figura 4.12 (c).

Fonte: Umans (2014, p. 522).

Considerando o campo retrógrado, entretanto, enquanto o motor continua em rotação com um certo valor de escorregamento em relação ao campo progressivo, o escorregamento em relação ao campo retrógrado será igual a 2-s, e por isso a metade da resistência do rotor vista pelo estator correspondente ao campo retrógrado está dividida por esse valor. Este campo induz correntes no estator com frequências iguais a $(2-s)f_{\rho}$. Logo, podemos concluir que quando o motor opera com baixos escorregamentos, a corrente induzida no rotor será composta de uma parcela de baixa freguência devido ao campo progressivo e uma componente de alta frequência devido ao campo retrógrado. Dessa forma, o circuito equivalente que representa as componentes de alta frequência é conforme a parcela indicada na Figura 4.12 (c) que corresponde ao circuito do rotor visto pelo estator como o de um motor polifásico cujo escorregamento é 2-s. Os fatores de 0,5 são devido à decomposição da FMM pulsante do estator em componentes progressiva e retrógrada. Tem-se ainda a tensão denotada por $\hat{E}_{principal,b}$ que corresponde à força contra-eletromotriz originada pelo campo retrógrado no enrolamento do estator.

A partir o circuito equivalente desenvolvido, pode-se obter as características de potência da máquina. Utilizando a tensão de alimentação do motor e a corrente de entrada, pode-se obter a potência de entrada, por exemplo. No entanto, a potência de saída e consequentemente as características de torque por velocidade da máquina também podem ser facilmente obtidas utilizando o circuito equivalente e tomando os cuidados necessários nos cálculos.

Vamos inicialmente obter uma impedância equivalente para os circuitos devido aos campos progressivo e retrógrado, para um determinado valor de escorregamento. Chamaremos de Z_f a impedância da parte devido ao campo progressivo e Z_b a impedância equivalente da parte devido ao campo retrógrado. Assim, fazendo as devidas associações de impedância teremos as Equações 4.4 e 4.5 para calcular estas impedâncias.

$$Z_{f} \equiv R_{f} + jX_{f} \equiv \left(\frac{R_{2,principal}}{s} + jX_{2,principal}\right) / jX_{m,principal}$$
(4.4)

$$Z_{b} \equiv R_{b} + jX_{b} \equiv \left(\frac{R_{2,principal}}{2 - s} + jX_{2,principal}\right) / jX_{m,principal}$$
(4.5)



Reflita

Com base na natureza e magnitude dos valores das resistências e reatâncias envolvidas nas Equações 4.4 e 4.5, e sabendo que normalmente as reatâncias de magnetização das máquinas de indução monofásicas são muito maiores que as demais resistências e reatâncias, quais aproximações que podem ser feitas para calcular $\pmb{Z_t}$ e $\pmb{Z_b}$? Estas aproximações valem para que tipos de escorregamentos?

No entanto, do ponto de vista do enrolamento monofásico do estator, teremos apenas metade das impedâncias que foram calculadas utilizando as Equações 4.4 e 4.5. Desta forma, no modelo do circuito equivalente estas impedâncias devem estar representadas multiplicadas por um fator de 0,5.



É importante neste ponto de nosso estudo fazer uma análise qualitativa para mostrar que a onda progressiva de fluxo no entreferro cresce e a onda retrógrada diminui quando o rotor é colocado em movimento. Para isso vamos imaginar que a máquina está em movimento, e consequentemente possui um escorregamento, digamos em um valor menor que 5%. Isso nos faz deduzir que a parcela

 $\frac{0,5R_{2,\textit{principal}}}{s}$, correspondente ao efeito refletido da resistência do

rotor sobre o campo progressivo, é muito maior que a parcela.

 $\frac{0,5R_{2,\textit{principal}}}{2-s}$, correspondente ao efeito refletido da resistência do

rotor sobre o campo retrógrado.

Portanto, a impedância do campo progressivo é maior do que seu valor com o rotor parado, ao passo que a do campo retrógrado é menor. A força contra-eletromotriz do campo progressivo é maior do que com o rotor parado, ao passo que a força contra-eletromotriz do campo retrógrado é menor, ou seja, a onda progressiva de fluxo cresce, ao passo que a onda retrógrada de fluxo diminui.

As relações de conjugado e potência de uma máquina elétrica de indução trifásicas podem ser utilizadas para se obter a potência e o conjugado mecânicos. No entanto, deve-se ter o cuidado para trabalhar com os valores dos conjugados produzidos por cada um dos campos progressivo e retrógrado. Como visto para as máquinas de indução polifásicas, o conjugado eletromagnético da máquina é função da potência do entreferro e da velocidade síncrona da máquina. Da mesma forma, podemos chamar de $T_{principal,f}$ o conjugado do campo progressivo de forma que obtemos a Equação 4.6, em que $\omega_{\rm s}$ é a velocidade síncrona em rad/s e $P_{\rm gf}$ é a potência entregue pelo enrolamento do estator ao campo progressivo.

$$T_{principal,f} = \frac{1}{\omega_s} P_{gf} \tag{4.6}$$

A potência entregue pelo enrolamento do estator ao campo progressivo, será dada pela Equação 4.7, em que R_f é a componente de resistência do campo progressivo que foi definida anteriormente.

$$P_{gf} = I_{principal}^2(0,5R_f) \tag{4.7}$$

De forma análoga, temos o valor do conjugado devido ao campo retrógrado em função da potência entregue pelo enrolamento do estator ao campo retrógrado, e da velocidade síncrona da máquina, conforme Equação 4.8.

$$T_{principal,b} = \frac{1}{\omega_s} P_{gb} \tag{4.8}$$

E a potência entregue pelo enrolamento de estator ao campo retrógrado, dada pela Equação 4.9, em que R_b é a componente resistiva da impedância Z_b do campo retrógrado

$$P_{qb} = I_{principal}^2(0,5R_b) \tag{4.9}$$

Finalmente, podemos calcular o conjugado mecânico que é resultante da interação do conjugado do campo progressivo e retrógrado. Sabendo que o campo retrógrado tem sentido oposto ao do campo progressivo, o conjugado líquido será dado conforme Equação 4.10.

$$T_{mec} = T_{principal,f} - T_{principal,b} = \frac{1}{\omega_s} (P_{gf} - P_{gb})$$
 (4.10)

As correntes de rotor produzidas pelas componentes progressiva e retrógrada de campo têm frequências diferentes, de forma que a perda total do rotor deve ser correspondente à somatória das perdas causadas por cada campo. Assim, temos que:

$$PerdasJoule_{rotor,f} = sP_{af}$$
 (4.11)

$$PerdasJoule_{rotor,b} = (2-s)P_{ab}$$
 (4.12)

$$PerdasJoule_{totais} = sP_{gf} + (2-s)P_{gb}$$
 (4.13)

A potência interna pode ser obtida conforme a Equação 4.14, sabendo que a potência é o conjugado vezes a velocidade angular. Uma vez que velocidade angular do rotor corresponde à $(1-s)\omega_s$, e fazendo a utilização da Equação definida em 4.10.

$$P_{mec} = (1-s)\omega_s T_{mec} = (1-s)(P_{gf} - P_{gb})$$
 (4.14)

Exemplificando

Considere uma máquina monofásica de 4 polos e 60 Hz onde as resistências $R_{\rm f}$ e $R_{\rm b}$ são de 6 Ohms e 2 Ohms, respectivamente. Se a máquina opera com escorregamento de 3%, qual a potência mecânica e o torque mecânico desenvolvido pela máquina com uma corrente de 10 A?

Resolução:

A máquina é de 4 polos o que nos dá o valor da velocidade síncrona em rad/s sendo:

$$\omega_{s} = \frac{2}{P}\omega_{e} = \frac{2}{P}2\pi f_{e} = \frac{2}{4}2\pi \times 60 = 188,5 \text{ rad/s}$$

Considerando as resistências e a corrente elétrica, podemos calcular as potências entregues ao entreferro:

$$P_{gf} = 10^2 (0,5 \times 6) = 300 \text{ W}$$

 $P_{gf} = 10^2 (0,5 \times 2) = 100 \text{ W}$

Com o escorregamento de 3% tem-se os valores de potência e torque mecânico:

$$P_{mec} = (1-s)(P_{gf} - P_{gb}) = (1-0.03)(300-100) = 194 \text{ W}$$

$$T_{mec} = \frac{1}{(1-s)\omega_s} P_{mec} = \frac{194}{0.97 \times 188.5} = 1.06 \text{ Nm}$$

Note que as perdas rotacionais não foram levadas em consideração em nenhum momento, no entanto, deve-se subtrair as perdas por atrito e ventilação dos valores de potência e conjugado mecânico que foram aqui deduzidos, e em geral se assume que as perdas no núcleo podem ser tratadas da mesma maneira.

Pesquise mais

O estudo do circuito equivalente da máquina de indução monofásica é importante para o cálculo das características elétricas da mesma, como acabamos de ver. Ainda, a análise da ordem de magnitude dos valores dos parâmetros da máquina nos permite fazer aproximações que em geral podem se relacionam com a impedância do campo retrógrado. Assim, sugerimos que você aprofunde seus conhecimentos por meio da leitura do final da Seção 9.3 do livro que trata sobre esse assunto, que é indicado na referência a seguir, nas páginas 527 e 528:

UMANS, S. D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley**, 7. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 2014.

Sem medo de errar

Vamos então retomar a situação na qual você está trabalhando em uma empresa fabricante de motores monofásicos de

indução, e seu supervisor lhe atribuiu a tarefa de determinar o rendimento de um motor de indução monofásico de 110 V, 60Hz e 4 polos, que será ligado em tensão nominal, e deverá desenvolver uma rotação com escorregamento de 0,07. Considerando que para o estator, tem-se 2 Ohms de resistência e 2,8 Ohms de reatância e no rotor tem-se a resistência é de 4 Ohms e a reatância de 2 Ohms, ambas refletidas para o lado do enrolamento de trabalho. A reatância do núcleo é de 70 Ohms. Foram analisadas as perdas rotacionais e no núcleo e sabe-se que a somatória destas perdas é de 40 W.

Para iniciar a análise da máquina, vamos determinar a velocidade síncrona desta máquina em rad/s. Considerando a velocidade angular elétrica temos que:

$$\omega_{\rm s} = \left(\frac{2}{P}\right)\omega_{\rm e} = \left(\frac{2}{4}\right) \times 2\pi \times 60 = 188,5 \text{ rad/s}$$

Logo, a velocidade mecânica em rad/s será:

$$\omega_m = (1-s)\omega_s = (1-0,07)188,5 = 175,3 \text{ rad/s}$$

Em seguida, devemos calcular as impedâncias referentes ao campo progressivo e retrogrado. Para isso, podemos utilizar as seguintes equações:

$$Z_{f} \equiv R_{f} + jX_{f} \equiv \left(\frac{R_{2}}{s} + jX_{2}\right) / jX_{m}$$

$$= \frac{1}{2} \left(\frac{R_{2}}{s} + jX_{2}\right) / jX_{m}$$

$$= \frac{1}{2} \left(\frac{R_{2}}{s} + jX_{2}\right) / jX_{m}$$

Desenvolvendo as associações em paralelo teremos:

$$R_{f} = \left(\frac{X_{m}^{2}}{X_{22}}\right) \frac{1}{sQ_{2} + \frac{1}{sQ_{2}}}, \qquad X_{f} = \left(\frac{X_{m}X_{2}}{X_{22}}\right) + \left(\frac{R_{f}}{sQ_{2}}\right),$$

$$R_{b} \left(\frac{X_{m}}{X_{22}}\right)^{2} \left(\frac{R_{2}}{2 - s}\right) \in X_{b} = \left(\frac{X_{m}X_{2}}{X_{22}}\right) + \left(\frac{R_{f}}{(2 - s)Q_{2}}\right)$$

Onde
$$X_{22} = X_2 + X_m \in Q_2 = \frac{X_{22}}{R_2}$$

Substituindo os valores, obteremos então:

$$Z_f = 6,10 + j17,65 \Omega$$

$$Z_b = 1,71 + j1,98 \Omega$$

E a impedância equivalente será:

$$Z = R_1 + jX_1 + 0.5Z_f + 0.5Z_b = 5.9 + j12.8 \Omega$$

 $|Z| = 14.1 \Omega$

A corrente no enrolamento do estator será:

$$I = \frac{V}{|Z|} = \frac{110}{14,1} = 7.8 A.$$

O fator de potência é dado pelo cosseno do ângulo da impedância, então teremos:

$$fp = \frac{R}{|Z|} = \frac{5,9}{14,1} = 0,4184$$

A potência ativa de entrada então será:

$$P_{in} = V \times I \times fp = 110 \times 7,8 \times 0,4184 = 358,8 \text{ W}$$

Para determinarmos a potência de saída, inicialmente precisamos determinar a potência no entreferro devido a cada um dos campos progressivo e retrógrado. Assim temos que

$$P_{gf} = 0.5I^2R_f = 0.5 \times 7.8^2 \times 6.1 = 185.83 \text{ W}$$

 $P_{gb} = 0.5I^2R_b = 0.5 \times 7.8^2 \times 1.71 = 52.04 \text{ W}$
 $P_{eixo} = P_m - P_{nerdes} = 123.9 - 40 = 83.86 \text{ W}$

E finalmente, pode-se calcular o rendimento da máquina:

$$\eta = \frac{P_{eixo}}{P_{in}} = \frac{83,86}{358,8} = 0,2337$$

Avançando na prática

Obtenção de parâmetros do motor de indução monofásico

Descrição da situação-problema

Imagine que você trabalha em uma empresa que realiza ensaios em motores elétricos. Um cliente enviou um lote de motores de indução monofásicos de 120 V e 60Hz, com potência nominal de 1/4 hp e solicitou que você realizasse testes para obtenção dos parâmetros da máquina. Um dos engenheiros sugeriu que para a identificação dos parâmetros da máquina você poderia realizar os testes de rotor bloqueado e em vazio, da mesma forma como é feita para os motores de indução trifásico. Assim, ao realizar os testes, foram medidos os seguintes valores:

- Medição da resistência do estator: R = 2,9 Ohms.
- Teste de rotor bloqueado: V = 43 V, I = 5 A e P = 140 W.
- Teste em vazio: V = 120 V, I = 3.5 A, P = 125 W.

O próximo passo se refere a utilização dos valores medidos nos cálculos dos parâmetros. Como você faria para obter os parâmetros do circuito equivalente do motor monofásico?

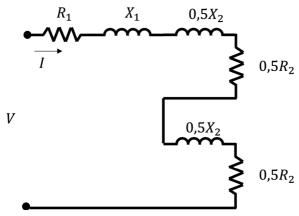
Resolução da situação-problema

Para determinar os parâmetros da máquina deveremos analisar o circuito equivalente do motor de indução em ambas as situações de rotor bloqueado e em vazio. Inicialmente, vamos pensar na situação em que o rotor está bloqueado, o que quer dizer que ele está parado, e logo o escorregamento é igual à 1. Sendo assim, temos que:

$$j0.5X_2 + 0.5R_2 \ll 0.5X_m$$
 .

Dessa forma o circuito equivalente nessa situação pode ser representado conforme a Figura 4.13.

Figura 4.13 | Circuito equivalente para o motor de indução monofásico com rotor bloqueado



Fonte: elaborada pelo autor.

Com base no circuito equivalente podemos determinar alguns de seus parâmetros iniciais. De início, podemos concluir que $R_1=2,9\Omega$, em seguida temos que:

$$P_{BL}=5^2(2,9+R_2)=140~{\rm W} \rightarrow R_2=2,7\Omega$$

$$Z_{BL}=\frac{V_{BL}}{I_{BL}}=\frac{43}{5}=8,6\Omega$$

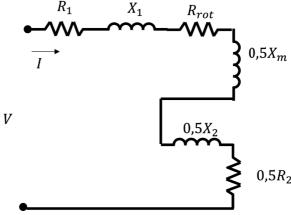
$$8,6^2=(2,9+2,7)^2+(X_1+X_2)^2\Rightarrow X_1+X_2=6,53\Omega$$
 Considerando que $X_1=X_2$ temos que $X_1=X_2=\frac{6,53}{2}=3,26\Omega$

Para o teste em vazio, temos um pequeno escorregamento, então podemos assumir que:

$$j0.5X_2 + 0.5\frac{R_2}{s} > 0.5X_m \in j0.5X_2 + 0.5\frac{R_2}{2-s} \ll 0.5X_m$$

Assim o circuito equivalente fica conforme a Figura 4.14, no qual as perdas rotacionais são representadas por uma resistência em série $R_{\rm rot}$.

Figura 4.14 | Circuito equivalente para o motor de indução monofásico em vazio



Fonte: elaborada pelo autor.

Temos que:

$$P_{NL} = I^2(R_1 + R_{rot} + R_2) = I^2 R_{NL}$$

 $125 = 3.5^2 R_{NL} \Rightarrow R_{NL} = 10.2\Omega$

O valor da impedância em vazio pode ser obtido:

$$Z_{NL} = \sqrt{R_{NL}^2 + (X_1 + 0.5X_m + 0.5X_2)^2} = \frac{V_{NL}}{I_{NL}}$$
$$10.2^2 + (3.26 + 0.5X_m + 1.63)^2 = \left(\frac{120}{3.5}\right)^2$$

Assim, os parâmetros da máquina foram identificados e sua atividade foi concluída com sucesso.

Faça valer a pena

1. Apesar de não serem alimentados com uma fonte de tensão trifásica, os enrolamentos das máquinas de indução monofásicas também produzem um campo magnético girante. Considere as seguintes informações a respeito da formação deste campo girante:

A. Como as correntes apresentam padrão senoidal tem-se a alternância do magnetismo surgindo uma polaridade norte e sul que muda de acordo com uma rotação no sentido horário.

- B. Uma tensão CA é aplicada ao estator e circula uma corrente no enrolamento auxiliar adiantada, 45 graus da corrente que circula no enrolamento de trabalho
- C. O campo girante atravessa os condutores do rotor induzindo corrente nas barras, e polos magnéticos que interagem com os polos do campo magnético girante no estator, produzindo torque.

Assinale a alternativa que apresenta a ordem correta na qual o campo magnético girante se forma, produzindo torque.

- a) B-C-A.
- b) A-C-B
- c) B-A-C
- d) A-B-C.
- e) C-A-B.
- 2. Com relação ao circuito equivalente do motor de indução monofásico considere as seguintes afirmações a seguir:
- I. A impedância do campo progressivo do motor em movimento é maior do que seu valor com o rotor parado, assim como a do campo retrógrado.
- II. Com o motor em movimento, o torque mecânico desenvolvido considera as potências entregues ao entreferro devido a ambos os campos progressivo e retrógrado.
- III. As perdas rotacionais devem ser subtraídas dos valores de potência mecânica obtidas com base nas potências entregues ao entreferro e o escorregamento da máquina. Normalmente as perdas no núcleo são desconsideradas

Assinale a alternativa que expressa corretamente quais afirmativas estão corretas.

- a) Apenas a l está correta.
- b) Apenas a II está correta.
- c) Apenas a III está correta.
- d) Apenas as alternativas I e II estão corretas.
- e) Apenas as alternativas II e III estão corretas.
- **3.** Um motor de indução monofásico de 120 V, 60Hz e 4 polos, será ligado em tensão nominal, e deverá desenvolver uma rotação com escorregamento de 5%. Considere que para o estator tem-se 3 Ohms de resistência e 3.5 Ohms de reatância e no rotor tem-se a resistência

de 5 Ohms e a reatância de 3 Ohms, ambas refletidas para o lado do enrolamento de trabalho. A reatância do núcleo é de 50 Ohms. Foram analisadas as perdas rotacionais e no núcleo e sabe-se que a somatória destas perdas é de 60 W.

Nestas condições, o torque mecânico desenvolvido no eixo será aproximadamente:

- a) 0,5 Nm.
- b) 0.8 Nm.
- c) 1,0 Nm.
- d) 1.2 Nm.
- e) 1,5 Nm.

Seção 4.3

Máquina de indução bifásica

Diálogo aberto

Caro aluno, estamos chegando à última seção da disciplina Máquinas Elétricas II, quando terminaremos os estudos dos motores de indução monofásicos e bifásicos. Retomando o que já estudamos nesta unidade, devemos lembrar que os motores monofásicos são compostos de dois enrolamentos, sendo um o enrolamento principal e o outro o enrolamento auxiliar, utilizado na partida da máquina. São os chamados motores monofásicos de fase dividida. Vimos que estes motores precisam de um mecanismo de partida, uma vez que eles têm um conjugado nulo quando o motor está parado. A principal forma de partir um motor monofásico de fase dividida é com a utilização de capacitores, conectados com o enrolamento auxiliar. Os capacitores podem ser conectados de forma que sejam desconectados após a partida ou mesmo conectados de forma permanente.

Veremos nesta seção que os motores monofásicos de fase dividida são, em realidade, um tipo de motor bifásico que opera com tensões desequilibradas. Sendo assim, convém desenvolver alguns artifícios matemáticos para permitir uma melhor manipulação de cálculos, que seriam demasiadamente complexos se fossem utilizadas as tensões convencionais de fase, mesmo utilizando os fasores delas.

Para ilustrar nosso estudo, vamos imaginar um motor de indução bifásico assimétrico, de modo que em cada uma das fases seja colocada uma tensão alternada de forma desequilibrada. Vamos considerar que este motor possui os seguintes valores de impedâncias de estator e de rotor, em ohms por fase:

$$R_{\rm l}=0,432~\Omega$$
 , $X_{\rm l}=2,33~\Omega$, $R_{\rm l}=0,889~\Omega$ $X_{\rm l}=2,71~\Omega$ e $X_{\rm m}=100~\Omega$

Sabendo que a tensão que alimenta os enrolamentos é de 214 V e 244 V, com uma defasagem entre elas de 120 graus, como é possível obter um par de tensões de sequência positiva e negativa para permitir uma melhor análise da máquina? Uma vez que você dispõe dessas tensões equilibradas, seria possível obter as características de potência da máquina quando ela opera com um escorregamento de 3%?

No decorrer desta seção, desenvolveremos uma teoria de componentes de sequência para representar as tensões e as correntes da máquina, e dessa forma a análise das condições de operação da máquina poderão ser simplificadas. Para que você tenha êxito nesta sua última tarefa, sugerimos que você estude atentamente o conteúdo desta seção, realizando as atividades que lhe forem propostas, assim como os exemplos de aplicação, e aprofunde seus estudos nas referências indicadas. Bons estudos!

Não pode faltar

Já vimos que os motores monofásicos são compostos por dois enrolamentos, sendo um enrolamento auxiliar, utilizado apenas na partida da máquina, e um enrolamento principal, também chamado de enrolamento de trabalho, que conduz uma corrente elétrica alternada. Desta forma, os motores monofásicos são construtivamente motores bifásicos, tendo seus enrolamentos adaptados para funcionar com tensão monofásica ou bifásica.

O motor de indução monofásico é alimentado por uma tensão de corrente alternada monofásica, e para que a partida seja realizada é necessário algum artifício externo, como o uso de capacitores juntamente com o enrolamento auxiliar, que por sua vez encarece a construção e em certos casos pode fazer com que a utilização se torne impraticável. Por exemplo, o uso do enrolamento auxiliar com capacitor, ao ser desconectado quando se atinge a velocidade de trabalho, pode causar o centelhamento no platinado do interruptor quando em operação em ambientes com gases explosivos.

Por outro lado, o uso do motor com enrolamento bifásico de forma simétrica permite algumas vantagens, como um campo

magnético girante uniforme e constante, uma força magnetomotriz (FMM) uniforme no entreferro, velocidade constante, conjugado de partida, e também torna possível a inversão do sentido de rotação quando a sequência de fase é mudada. O motor de indução bifásico simétrico possui dois enrolamentos que estão separados de 90 graus elétricos, e, para uma operação equilibrada, seria necessário que estes enrolamentos fossem alimentados por uma fonte bifásica na qual as tensões estivessem defasadas também de 90 graus elétricos. No entanto sabemos que não existe a disponibilidade de tal fonte, uma vez que as alimentações de padrão monofásico e bifásico derivam da distribuição de energia trifásica convencional. Isso significa que, em uma alimentação de duas fases da rede elétrica convencional, as tensões teriam defasagem de 120 graus elétricos. Para utilização de um motor bifásico em operação equilibrada seria necessária então a utilização de inversores de frequência ou outros dispositivos de controle que pudessem fornecer as duas tensões com a defasagem requerida. Contudo isso apresenta algumas desvantagens com relação ao custo de implementação e uso do motor, perdendo vantagem para os motores trifásicos que apresentam ainda maior eficiência que os motores bifásicos. Também já estudamos que os motores monofásicos apresentam certos inconvenientes que decorrem, direta ou indiretamente, da forma como os campos magnéticos operam na máguina. Como exemplo destes inconvenientes podemos citar, além do baixo rendimento, a ausência de conjugado de partida, baixos fatores de potência, oscilações de FMM e conjugado, vibrações e ruídos.

Existe, contudo, uma necessidade em instalações comerciais e industriais de utilização de motores de baixa potência, e nesse contexto os motores monofásicos e bifásicos ganham certo espaço, pois apresentam uma simplicidade em aspectos construtivos, conforme já vimos.

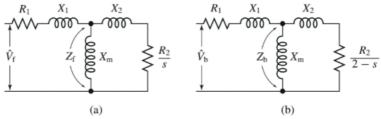
Assim, os motores de indução bifásicos são, de uma forma geral, operados de forma desequilibrada. A devida análise deste tipo de máquina requer que sejam previstos requisitos matemáticos para a modelagem de sistemas desequilibrados, uma vez que os cálculos utilizando as tensões convencionais desequilibradas podem ser demasiadamente complexos. Desta forma, iniciaremos nosso estudo definindo um modelo em

componentes simétricas para o motor bifásico, de forma que os esforços de cálculo sejam minimizados.

Inicialmente, vamos considerar o que acontece quando a máquina é alimentada por tensões bifásicas equilibradas: neste

caso, as correntes estão em quadratura no tempo, de forma que a FMM também estarão defasas de 90 graus elétricos. Se o motor gira com certo escorregamento s, então a impedância terminal por fase pode ser dada pelo circuito da Figura 4.15 (a), quando uma das tensões está atrasada de outra de 90 graus elétricos. Essa tensão \hat{V}_f é na verdade a componente de sequência positiva, uma vez que as correntes de sequência positiva geradas por ela resultam em um campo progressivo. Entretanto quando a mesma tensão de uma fase está atrasada em relação a outra de 90 graus elétricos, as correntes são de sequência negativa e geram campos retrógrados, resultando no circuito da Figura 4.15 (b), em que \hat{V}_b corresponde à componente de sequência negativa.

Figura 4.15 | Circuitos equivalentes para o motor de indução bifásico



Fonte: Umans (2014, p. 529).

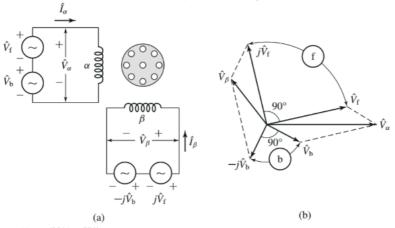
Assim sendo, é possível imaginar que as tensões bifásicas desequilibradas possam ser representadas por um par de tensões de sequência positiva e negativa equilibradas, que por sua vez são opostas e conectadas em série. Para ilustrar melhor este fato, vamos então considerar um motor de indução bifásico do tipo gaiola de esquilo, conforme mostrado na Figura 4.16 (a). Cada uma das fases do motor monofásico é alimentada por uma tensão alternada, sendo denotada por \hat{V}_{α} e \hat{V}_{β} , que são desequilibradas. No entanto, podemos representar estas tensões como um par de tensões de sequência positiva e negativa \hat{V}_f e \hat{V}_b , conforme mostram as Equações 4.15 e 4.16.

$$\hat{\mathbf{V}}_{\alpha} = \hat{\mathbf{V}}_{f} + \hat{\mathbf{V}}_{h} \tag{4.15}$$

$$\hat{V}_{\beta} = j\hat{V}_{f} - j\hat{V}_{b} \tag{4.16}$$

O que as equações nos mostram na verdade é que o par de tensões bifásicas desequilibradas podem ser representados pela associação em série das tensões de sequência positiva e negativa. O diagrama fasorial apresentado na Figura 4.16 (b) apresenta estas tensões, formando um sistema progressivo, ou de sequência positiva, dado pelos fasores $\hat{V_f}$ e $\hat{JV_f}$, e um sistema retrógrado, ou de sequência negativa, dado pelos fasores $\hat{V_b}$ e $\hat{JV_b}$. Estes sistemas resultam nas tensões $\hat{V_a}$ e $\hat{V_g}$, que não são iguais, nem em valor nem em quadratura de tempo, ou seja, compõem um sistema bifásico desequilibrado.

Figura 4.16 | Operação do motor bifásico desequilibrado: (a) tensões desequilibradas decompostas em componentes de sequência; (b) diagrama fasorial



Fonte: Umans (2014, p. 530).



Um sistema de tensões bifásicas desequilibradas pode ser representado por um sistema de tensões equilibradas de sequência positiva e negativa. Esta transformação pode ser feita também matricialmente na forma dada pela Equação 4.17.

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{V}}_{\alpha} \\ \hat{\mathbf{V}}_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{V}}_{f} \\ \hat{\mathbf{V}}_{b} \end{bmatrix}$$
 (4.17)

A partir da equação, podemos também derivar as componentes de sequência positiva e negativa a partir do par de fasores das tensões bifásicas desequilibradas. Para isso, devemos multiplicar ambos os lados da equação pelo inverso da matriz de transformação conforme a seguir:

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \hat{V}_{\alpha} \\ \hat{V}_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_{f} \\ \hat{V}_{b} \end{bmatrix} \longrightarrow \begin{bmatrix} \hat{V}_{f} \\ \hat{V}_{b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \hat{V}_{\alpha} \\ \hat{V}_{\beta} \end{bmatrix}$$
$$\begin{bmatrix} \hat{V}_{f} \end{bmatrix} \quad 1 \begin{bmatrix} 1 & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_{\alpha} \end{bmatrix}$$

$$\rightarrow \begin{bmatrix} \hat{V}_f \\ \hat{V}_b \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_{\alpha} \\ \hat{V}_{\beta} \end{bmatrix}$$

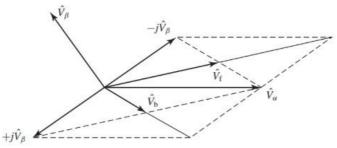
A operação resulta então nas Equações 4.18 e 4.19.

$$\hat{V}_f = \frac{1}{2} (\hat{V}_{\alpha} - j\hat{V}_{\beta}) \tag{4.18}$$

$$\hat{V}_{b} = \frac{1}{2} \left(\hat{V}_{\alpha} + j \hat{V}_{\beta} \right) \tag{4.19}$$

As operações destas equações estão evidenciadas no diagrama fasorial da Figura 4.17.

Figura 4.17 | Diagrama fasorial das operações com os fasores de tensões desequilibradas para obtenção das componentes simétricas



Fonte: Umans (2014, p. 531).

Dessa forma, é muito mais fácil trabalhar com as componentes de sequência do que com as componentes bifásicas desequilibradas que elas originam. Tal como as tensões de sequência, existem as correntes de sequência positiva e negativa que também originam correntes bifásicas desequilibradas.



Reflita

Como correntes de sequência positiva e negativa podem ser obtidas a partir de um par de fasores de correntes desequilibradas?



Exemplificando

Considere uma máquina de indução bifásica que tem as seguintes tensões de fase desequilibradas:

$$V_{\alpha} = 115 \angle 30^{\circ} V$$

$$V_{\beta} = 110 \angle 150^{\circ} V$$

Obtenha as componentes de sequência.

Resolução:

Aplicando as Equações 4.18 e 4.19, teremos:

$$\hat{V}_{f} = \frac{1}{2} (\hat{V}_{\alpha} - j\hat{V}_{\beta}) = \frac{1}{2} (99,6 + j57,5 + j95,26 - 55,0)$$
$$= 77,3 + j76,4 \text{ V}$$

$$\hat{V_b} = \frac{1}{2} (\hat{V_\alpha} + j\hat{V_\beta}) = \frac{1}{2} (99.6 + j57.5 - j95.26 + 55.0)$$
$$= 22.3 - j18.81 V$$

Ou ainda:

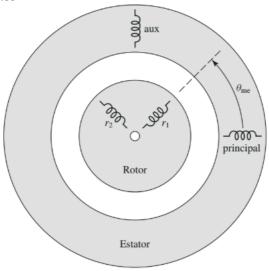
$$\hat{V}_f = 108,7 \angle 44,7^{\circ} \text{ V}$$

$$\hat{V}_{b} = 29,2 \angle -40,25^{\circ} \text{ V}$$

Uma vez que um motor de indução monofásico com um enrolamento principal e outro auxiliar é um exemplo de motor de indução bifásico assimétrico, podemos estudar este caso específico com a finalidade de desenvolver o equacionamento de um modelo para esse motor usando as notações já vistas e bem conhecidas ao motor monofásico. Entre as considerações que faremos para obter este modelo, inclui-se que os enrolamentos tenham seus eixos magnéticos em quadratura, no entanto podem apresentar outro tipo de assimetria, tal como um número diferente de espiras por fase. Assumiremos, entretanto, que pode ser realizada uma abordagem analítica de um motor com enrolamento equivalente bifásico, da forma como mostrado na Figura 4.18, onde pode ser visualizada a existência dos enrolamentos principal e auxiliar assim como os enrolamentos equivalentes do rotor, denotados por r1 e r2. O ângulo θ_{me} corresponde ao ângulo definido pelo eixo do enrolamento principal com o enrolamento equivalente do rotor r1.

Começaremos por definir a relação existente entre o fluxo concatenado nas bobinas e a corrente para rotor e estator, conforme mostra a Equação 4.20. Note, entretanto, que esta equação matricial considera as variáveis como funções senoidais.

Figura 4.18 | Motor de indução bifásico assimétrico como um motor monofásico – enrolamentos



Fonte: Umans (2014, p. 536)

$$\begin{bmatrix} \lambda_{\textit{principal}} \\ \lambda_{\textit{aux}} \\ \lambda_{\textit{r1}} \\ \lambda_{\textit{r2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\textit{principal}} & 0 & L_{\textit{principal,r1}}(\theta_{\textit{me}}) & L_{\textit{principal,r2}}(\theta_{\textit{me}}) \\ 0 & L_{\textit{aux}} & L_{\textit{aux,r1}}(\theta_{\textit{me}}) & L_{\textit{aux,r2}}(\theta_{\textit{me}}) \\ L_{\textit{principal,r1}}(\theta_{\textit{me}}) & L_{\textit{aux,r1}}(\theta_{\textit{me}}) & L_{r} & 0 \\ L_{\textit{principal,r2}}(\theta_{\textit{me}}) & L_{\textit{aux,r2}}(\theta_{\textit{me}}) & 0 & L_{r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\textit{principal}} i_{\textit{aux}} \\ i_{\textit{aux}} \\ i_{\textit{r1}} \\ i_{\textit{r2}} \end{bmatrix}$$

$$(4.20)$$

Na Equação 4.20, $L_{principal}$, L_{aux} e L_r são as indutâncias próprias dos enrolamentos principal, auxiliar e do rotor, respectivamente. As indutâncias $L_{principal,r1}(\theta_{me})$, $L_{principal,r2}(\theta_{me})$, $L_{aux,r1}(\theta_{me})$ e $L_{aux,r2}(\theta_{me})$ correspondem às indutâncias mútuas entre os enrolamentos principal e auxiliar do estator e o rotor, e são dadas em função do ângulo θ_{me} .

Os valores de corrente, sendo senoidais com frequência angular $\omega_{\rm e}$, levam equações de fluxo que também são funções senoidais, de forma que podemos representar os fluxos por fasores $\hat{\lambda}_{\it principal}$, $\hat{\lambda}_{\it aux}$, $\hat{\lambda}_{\it r1}$ e $\hat{\lambda}_{\it r2}$. Dessa forma, uma manipulação da equação nos mostrará que as tensões $\hat{V}_{\it principal}$ e $\hat{V}_{\it aux}$ serão dadas por:

$$\hat{V}_{principal} = \hat{I}_{principal} R_{principal} + j\omega_e \hat{\lambda}_{principal}$$
(4.21)
$$\hat{V}_{aux} = \hat{I}_{aux} R_{aux} + j\omega_e \hat{\lambda}_{aux}$$
(4.22)

É possível também determinar uma equação para o conjugado eletromagnético da máquina. Partindo da definição de conjugado, que é proporcional à derivada parcial do fluxo com relação ao ângulo mecânico, ao derivar parcialmente a equação obteremos:

$$\begin{split} T_{mec} &= i_{\textit{principal}} i_{r1} \bigg(\frac{\textit{dL}_{\textit{principal},r1}(\theta_{\textit{me}})}{\textit{d}\theta_{\textit{m}}} \bigg) + i_{\textit{principal}} i_{r2} \bigg(\frac{\textit{dL}_{\textit{principal},r2}(\theta_{\textit{me}})}{\textit{d}\theta_{\textit{m}}} \bigg) \\ &+ i_{\textit{aux}} i_{r1} \bigg(\frac{\textit{dL}_{\textit{aux},r1}(\theta_{\textit{me}})}{\textit{d}\theta_{\textit{m}}} \bigg) + i_{\textit{aux}} i_{r2} \bigg(\frac{\textit{dL}_{\textit{aux},r2}(\theta_{\textit{me}})}{\textit{d}\theta_{\textit{m}}} \bigg) \end{split}$$

Manipulando esta equação e substituindo os valores de funções senoidais por fasores, conforme já mencionado, pode-se mostrar que o conjugado eletromagnético médio é dado pela seguinte expressão:

$$\langle T_{mec} \rangle = \left(\frac{P}{2} \right) \operatorname{Re} \left[\left(L^{2}_{principal,r} \hat{I}_{principal} \hat{I}^{*}_{principal} + L^{2}_{aux,r} \hat{I}_{aux} \hat{I}^{*}_{aux} \right) \left(\hat{K}^{+} - \hat{K}^{-} \right)^{*} + j L_{principal,r} L_{aux,r} \left(\hat{I}^{*}_{principal} \hat{I}_{aux} - \hat{I}_{principal} \hat{I}^{*}_{aux} \right) \left(\hat{K}^{+} + \hat{K}^{-} \right)^{*} \right]$$

$$(4.23)$$

Onde, considerando que R_r seja a resistência do rotor, teremos:

$$\hat{\mathcal{K}}^+ = \frac{s\omega_e}{2(R_r + js\omega_e L_r)}$$
, e

$$\hat{K}^{-} = \frac{(2-s)\omega_{e}}{2(R_{r} + j(2-s)\omega_{e}L_{r})}$$

Pesquise mais

Para estudar com mais detalhes o desenvolvimento deste equacionamento para o conjugado médio no motor bifásico assimétrico como um motor monofásico, sugerimos uma leitura das páginas 535 a 539 da referência a seguir:

UMANS, S. D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley.** 7. ed. São Paulo: McGraw-Hill. 2014.

Sem medo de errar

Com os conhecimentos adquiridos nesta seção, podemos retomar a situação em que você possui um motor de indução bifásico assimétrico a ser alimentado com uma tensão bifásica desequilibrada. Este motor possui os seguintes valores de impedâncias de estator e de rotor, em ohms por fase:

$$R_1=0,432~\Omega$$
 , $X_1=2,33~\Omega$, $R_2=0,889~\Omega$, $X_2=2,71~\Omega$ \in $X_m=100~\Omega$.

Sabendo que a tensão que alimenta os enrolamentos é de 214 V e 244 V, com uma defasagem entre elas de 120 graus, você deseja obter um par de tensões de sequência positiva e negativa para

permitir uma melhor análise da máquina. Ainda, você deseja obter as características de potência da máquina quando operando com um escorregamento de 3%.

Inicialmente, se as tensões estão defasadas de 120 graus, podemos tomar uma tensão por referência angular e escrevê-las conforme segue:

$$V_{\alpha} = 214 \angle 0^{\circ} = 214 + j0 V$$

 $V_{\beta} = 244 \angle 120^{\circ} = -122 + j211,3 V$

Assim, podemos obter as tensões de sequência, aplicando as Equações 4.18 e 4.19

$$\hat{V}_{f} = \frac{1}{2} (\hat{V}_{\alpha} - j\hat{V}_{\beta}) = \frac{1}{2} (214 + j0 + 122 - j211,3)$$
$$= 212,66 + j61,0 \text{ V}$$

$$\hat{V}_b = \frac{1}{2} (\hat{V}_\alpha + j\hat{V}_\beta) = \frac{1}{2} (214 + j0 - 122 + j211,3)$$
$$= 1.34 + j61.0 V$$

Um passo intermediário necessário é calcular as impedâncias Z_f e Z_h do circuito equivalente das máquinas. Fazendo isso, teremos:

$$Z_{f} = jX_{m} / \left(\frac{R_{2}}{s} + jX_{2}\right) = j100 / \left(\frac{0,889}{0,03} + j2,71\right)$$

$$= 25,9316 + j10,1202 \Omega$$

$$Z_{b} = jX_{m} / \left(\frac{R_{2}}{2-s} + jX_{2}\right) = j100 / \left(\frac{0,889}{2-0,03} + j2,71\right)$$

As correntes de sequência podem ser obtidas utilizando os circuitos equivalentes da máquina, e dessa forma temos:

 $= 0.4278 + i2.6404 \Omega$

$$\hat{l}_f = \frac{\hat{V}_f}{R_1 + jX_1 + Z_f} = \frac{212,66 + j61,0}{0,432 + j2,33 + 25,932 + j10,120}$$

$$= 7,5 - j1.23 A$$

$$\hat{I}_b = \frac{\hat{V}_f}{R_1 + jX_1 + Z_b} = \frac{1,34 + j61,0}{0,432 + j2,33 + 0,4278 + j2,6404}$$
$$= -11.9 - j2.32 A$$

A partir das correntes de sequência, podemos obter as potências de entreferro e a potência mecânica a partir das relações:

$$egin{aligned} P_{gf} &= 2 \Big(\mathrm{Re} \Big\{ \hat{V}_f \hat{I}_f^* \Big\} - \Big| \hat{I}_f \Big| R_1 \Big) \ P_{gb} &= 2 \Big(\mathrm{Re} \Big\{ \hat{V}_b \hat{I}_b^* \Big\} - \Big| \hat{I}_b \Big| R_1 \Big) \ P_{mec} &= (1-s)(P_{af} - P_{ab}) \end{aligned}$$

Logo:

$$P_{gf} = 2986,1 \,\mathrm{W}$$

 $P_{gb} = 125,18 \,\mathrm{W}$
 $P_{mec} = (1-0,03)(2986,1-125,18) = 2775,1 \,\mathrm{W}$

Assim, a sua tarefa de obter a potência mecânica da máquina está concluída com sucesso.

Avançando na prática

Circuito equivalente do motor bifásico em condições especiais

Descrição da situação-problema

Imagine um motor bifásico simétrico de forma que as indutâncias próprias e mútuas, assim como as resistências possuem valores iguais nos enrolamentos da fase α e fase β (UMANS, 2014). Neste caso, podemos simplificar as equações de fluxo concatenado que são relacionadas com as correntes. Assim, podemos escrever as equações de fluxo conforme seque:

$$\begin{split} \hat{\lambda}_{\alpha} &= \left[L_{\alpha} - j L_{\alpha,r}^{2} (\hat{K}^{+} + \hat{K}^{-}) \right] \hat{J}_{\alpha} + L_{\alpha,r}^{2} (\hat{K}^{+} - \hat{K}^{-}) \hat{J}_{\beta} \\ \hat{\lambda}_{\beta} &= -L_{\alpha,r}^{2} (\hat{K}^{+} - \hat{K}^{-}) \hat{J}_{\alpha} + \left[L_{\alpha} - j L_{\alpha,r}^{2} (\hat{K}^{+} + \hat{K}^{-}) \right] \hat{J}_{\beta} \end{split}$$

E as tensões em cada enrolamento são descritas conforme segue:

$$\begin{split} \hat{V_{\alpha}} &= \hat{I_{\alpha}} R_{\alpha} + j \omega_{e} \hat{\lambda}_{\alpha} \\ \hat{V_{\beta}} &= \hat{I_{\beta}} R_{\alpha} + j \omega_{e} \hat{\lambda}_{\beta} \end{split}$$

Neste caso, como seria o circuito da máquina se ela for operada a partir de uma sequência positiva de tensões tal que $\hat{V}_{\beta} = j\hat{V}_{\alpha}$?

Resolução da situação-problema

Para a situação descrita, é necessária a substituição das tensões de sequência positiva nas equações descritas.

$$\hat{\mathbf{V}}_{\boldsymbol{\alpha}} = \hat{\mathbf{I}}_{\boldsymbol{\alpha}} \mathbf{R}_{\boldsymbol{\alpha}} + j \boldsymbol{\omega}_{\mathbf{e}} \left[\mathbf{L}_{\boldsymbol{\alpha}} - j \mathbf{L}_{\boldsymbol{\alpha},r}^2 (\hat{\mathbf{K}}^+ + \hat{\mathbf{K}}^-) \right] \hat{\mathbf{I}}_{\boldsymbol{\alpha}} + j \boldsymbol{\omega}_{\mathbf{e}} \mathbf{L}_{\boldsymbol{\alpha},r}^2 (\hat{\mathbf{K}}^+ - \hat{\mathbf{K}}^-) \hat{\mathbf{I}}_{\boldsymbol{\beta}}$$

Temos que $\hat{K}^- = 0$, então podemos escrever:

$$\frac{\hat{V}_{\alpha}}{\hat{I}_{\alpha}} = R_{\alpha} + j\omega_{e} \left[L_{\alpha} - jL_{\alpha,r}^{2}(\hat{K}^{+}) \right] + j\omega_{e}L_{\alpha,r}^{2}(\hat{K}^{+}) \frac{\hat{I}_{\beta}}{\hat{I}_{\alpha}}$$

Substituindo $\hat{\mathbf{K}}^-$, teremos:

$$\begin{split} \frac{\hat{V}_{\alpha}}{\hat{I}_{\alpha}} &= R_{\alpha} + j\omega_{e} \left[L_{\alpha} - \frac{jL_{\alpha,r}^{2}\omega_{e}}{2(\frac{R_{r}}{s} + j\omega_{e}L_{r})} \right] + j\omega_{e}L_{\alpha,r}^{2} \left(\frac{\omega_{e}}{2(\frac{R_{r}}{s} + j\omega_{e}L_{r})} \right) \frac{\hat{I}_{\beta}}{\hat{I}_{\alpha}} \\ &= R_{\alpha} + j\omega_{e}L_{\alpha} + \frac{\omega_{e}^{2}L_{\alpha,r}^{2}}{2(\frac{R_{r}}{s} + j\omega_{e}L_{r})} + \frac{j\omega_{e}^{2}L_{\alpha,r}^{2}}{2(\frac{R_{r}}{s} + j\omega_{e}L_{r})} \frac{\hat{I}_{\beta}}{\hat{I}_{\alpha}} \end{split}$$

Se $\hat{V}_{\beta}=-j\hat{V}_{\alpha}$, considerando a mesma impedância das fases, temse que $\hat{I}_{\beta}=-j\hat{I}_{\alpha}$, então:

$$\frac{\hat{V_{\alpha}}}{\hat{I_{\alpha}}} = R_{\alpha} + j\omega_{e}L_{\alpha} + \frac{\omega_{e}^{2}L_{\alpha,r}^{2}}{2(\frac{R_{r}}{s} + j\omega_{e}L_{r})} + \frac{j\omega_{e}^{2}L_{\alpha,r}^{2}}{2(\frac{R_{r}}{s} + j\omega_{e}L_{r})} - \frac{j\hat{I_{\alpha}}}{\hat{I_{\alpha}}}$$

$$=R_{\alpha}+j\omega_{\rm e}L_{\alpha}+\frac{\omega_{\rm e}^{2}L_{\alpha,\rm r}^{2}}{R_{\rm r}/{\rm s}+j\omega_{\rm e}L_{\rm r}}$$

Essa equação pode ser escrita como:

$$Z_{\alpha} = R_{\alpha} + j(X_{\alpha} - X_{\alpha,r}) + \frac{jX_{\alpha,r} \left[j(X_{r} - X_{\alpha,r}) + \frac{R_{r/s}}{s} \right]}{R_{r/s} + j\omega_{e}X_{r}}$$

Fazendo: $R_1=R_{\alpha}$, $X_1=X_{\alpha}-X_{\alpha,r}$, $X_m=X_{\alpha,r}$ e $X_2=X_r-X_{\alpha,r}$, teremos um circuito conforme Figura 4.15 (a).

Faça valer a pena

1. O uso do motor com enrolamento bifásico de forma simétrica permite algumas vantagens, como um campo magnético girante uniforme e constante, uma FMM uniforme no entreferro, velocidade constante, conjugado de partida, e também torna possível a inversão do sentido de rotação guando a seguência de fase é mudada.

Qual é a principal dificuldade de se operar um motor bifásico simétrico?

- a) Só existem motores monofásicos no mercado.
- b) Motores bifásicos não podem ser alimentados a partir de uma rede trifásica.
- c) As tensões bifásicas simétricas não estão disponíveis nas redes convencionais de alimentação e exigiriam inversores de frequência que encarecem a aplicação.
- d) Motores bifásicos só possuem dois enrolamentos.
- e) Ao alimentar um motor bifásico com uma tensão bifásica, não será possível dar a partida no motor, uma vez que o enrolamento de partida será utilizado.
- **2.** Motores bifásicos são construtivamente semelhantes aos motores monofásicos de fase dividida. Considere as seguintes assertivas sobre esse tipo de motor:
- I. Os motores de indução bifásicos são, de uma forma geral, operados de forma desequilibrada.

PORQUE

II. Existe uma necessidade em instalações comerciais e industriais de utilização de motores de baixa potência, e nesse contexto os motores monofásicos e bifásicos ganham certo espaço.

Sobre as assertivas é correto afirmar que:

- a) l e II estão corretas, e a II é uma justificativa da I.
- b) l e ll estão corretas, mas a ll não é uma justificativa da l.
- c) Apenas a l está correta.
- d) Apenas a II está correta.
- e) Nenhuma está correta.
- **3.** Devido à impossibilidade de se obter tensões equilibradas na rede elétrica convencional, os motores de indução bifásicos são, de uma forma geral, operados de forma desequilibrada. No caso equilibrado, entretanto, as tensões teriam mesma magnitude e estariam defasadas de 90 graus entre uma fase e outra.

Considerando uma tensão bifásica equilibrada, é correto afirmar que:

- a) A sequência positiva é sempre nula.
- b) A sequência negativa é sempre nula.
- c) As tensões de sequência positiva e negativa são iguais.
- d) Uma das tensões de sequência, positiva ou negativa, é nula, e a outra tem módulo igual à tensão de fase.
- e) As tensões de sequência positiva e negativa são iguais e têm módulo igual à metade da tensão de fase.

Referências

CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas.** Tradução: Anatólio Laschuk. 5. ed. Porto Alegre: McGraw-Hill, 2013

PETRUZELLA, F. Motores elétricos e acionamentos. Porto Alegre: AMGH, 2013.

SEN, P. C., **Principles of Electric Machines and Power Electronics.** 2 ed. Hoboken, Nova Jersey, EUA: John Wiley and Sons, 1996.

UMANS, S. D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley.** 7. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 2014.



