

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**BLINDAGENS ELETROSTÁTICAS PARA ATENUAÇÃO DAS
CORRENTES NOS MANCAIS DO MOTOR DE INDUÇÃO: ANÁLISE
COMPUTACIONAL DE SUA EFICÁCIA E IMPACTO NO
DESEMPENHO DO MOTOR**

**MARCO TÚLIO ALVES ÊVO
BELO HORIZONTE**

2020

TESE DE DOUTORADO Nº 338

**BLINDAGENS ELETROSTÁTICAS PARA ATENUAÇÃO DAS CORRENTES NOS
MANCAIS DO MOTOR DE INDUÇÃO: ANÁLISE COMPUTACIONAL DE SUA
EFICÁCIA E IMPACTO NO DESEMPENHO DO MOTOR**

Marco Túlio Alves Êvo

DATA DA DEFESA: 02/09/2020

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

BLINDAGENS ELETROSTÁTICAS PARA ATENUAÇÃO DAS CORRENTES NOS
MANCAIS DO MOTOR DE INDUÇÃO: ANÁLISE COMPUTACIONAL DE SUA
EFICÁCIA E IMPACTO NO DESEMPENHO DO MOTOR

Marco Túlio Alves Êvo

Tese de Doutorado submetida à banca examinadora designada pelo colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais como requisito para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Hélder de Paula

BELO HORIZONTE – MG
SETEMBRO DE 2020

E93b

Êvo, Marco Túlio Alves.

Blindagens eletrostáticas para atenuação das correntes nos mancais do motor de indução [recurso eletrônico] : análise computacional de sua eficácia e impacto no desempenho do motor / Marco Túlio Alves Êvo. - 2020.

1 recurso online (xxvii, 143 f. : il., color.) : pdf.

Orientador: Hélder de Paula.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Apêndices: f. 135-143.

Bibliografia: f. 128-134.

Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Método dos elementos finitos - Teses. 3. Motores elétricos de indução - Teses. I. Paula, Hélder de. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. III. Título.

CDU: 621.3(043)

**"Blindagens Eletrostáticas Para Atenuação das Correntes Nos
Mancais do Motor de Indução: Análise Computacional de Sua
Eficácia e Impacto No Desempenho do Motor"**

Marco Túlio Alves Êvo

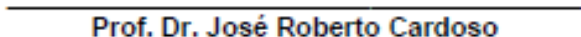
Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada
pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como
requisito para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 02 de setembro de 2020.

Por:

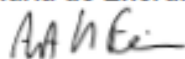


Prof. Dr. Hélder de Paula
Departamento de Engenharia Elétrica (UFU)



Prof. Dr. José Roberto Cardoso

Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétrica (USP)

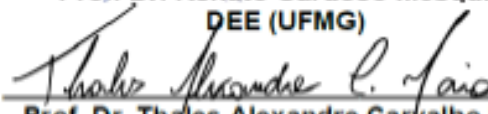


Prof. Dr. Antônio Carlos Ferreira

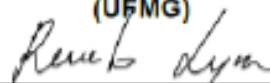
Instituto Alberto Luiz Coimbra de Pós Graduação e Pesquisa de
Engenharia (UFRJ)



Prof. Dr. Renato Cardoso Mesquita
DEE (UFMG)



Prof. Dr. Thales Alexandre Carvalho Maia
(UFMG)



Prof. Dr. Renato de Oliveira da Costa Lyra
Aerotech, Inc. - USA (Aerotech, Inc. - USA)

*Para aqueles que nunca tiveram a
oportunidade de obter a educação que
desejavam*

AGRADECIMENTOS

São tantos e tão grandes os agradecimentos para saudar a todas as pessoas que, direta ou indiretamente, fizeram parte desta travessia que creio ser muito pouco tudo o que eu venha a dizer nessas próximas linhas dedicadas a esse objetivo.

Gostaria de agradecer em primeiro lugar a minha amada companheira Ana Gabriela (Gabi). Sem dúvida, ela é a pessoa que esteve mais próxima de todo o desenrolar deste trabalho, vivendo, vibrando e sofrendo junto comigo todos esses momentos. A sua presença, as palavras de incentivo, a compreensão, enfim, o seu amor, foram fundamentais nessa caminhada.

Gostaria de agradecer às pessoas do Laboratório de Extra e Alta Tensão (LEAT) da Universidade Federal de Minas Gerais por cederem o servidor no qual uma grande parte das simulações computacionais deste trabalho puderam ser realizadas. Um agradecimento especial ao professor José Osvaldo, que além de sempre oferecer o seu apoio é também um exemplo que nos ajuda a encarar de uma forma mais amena e mais humana os desafios da nossa profissão e da vida.

Agradeço também a todos os meus colegas do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de São João del Rei. O apoio de vocês para que eu pudesse ter a dedicação exclusiva na realização do trabalho foi peça fundamental para a sua conclusão.

O meu muito obrigado aos meus grandes amigos: professor Carlos Caetano, professor Diogo Souza e professor Francisco Coelho. Agradeço a disponibilidade de sempre estarem abertos para discutir o andamento do trabalho, oferecendo esclarecimentos valiosos para que muitos caminhos pudessem ser construídos ao longo do estudo.

Agradeço também ao meu orientador professor Hélder de Paula. Além da amizade construída ao longo de mais de uma década de trabalho, tenho uma gratidão eterna pela confiança que sempre depositou em mim. Agradeço por todas as longas conversas, pelo apoio fornecido desde a decisão do tema do trabalho até a sua conclusão. Um muito obrigado especial pelo valioso apoio, também, na confecção dos artigos que foram frutos desta pesquisa.

Um obrigado aos meus familiares, em especial os meus amados pais, irmãs, irmão e a dona Celeste. O amor de vocês faz tudo ficar melhor. Não poderia deixar de fora todos os amigos que me acompanharam nessa e em tantas outras jornadas, dividindo as alegrias e frustrações vividas nesses anos. Sem vocês certamente a vida não teria nenhum sentido.

Agradeço a todas as pessoas que acreditam e estimulam o desenvolvimento da educação pública e de qualidade. Espero conseguir ao longo da minha carreira honrar o comprometimento

e dedicação destas pessoas, para que a educação possa, cada vez mais, cumprir o seu papel transformador e libertador.

Enfim, agradeço a vida, a Deus, ao universo, e tudo que faz parte desse mistério que nos acompanha e que nos permite estar aqui hoje celebrando a beleza que existe no ato de compartilhar.

*“Digo: o real não está na saída nem na chegada: ele se
dispõe para a gente é no meio da travessia”*

(João Guimarães Rosa, Grande Sertão: Veredas, 2015)

RESUMO

A busca por acionamentos mais eficientes culminou no surgimento de chaves semicondutoras cada vez mais rápidas, capazes de submeter os enrolamentos das máquinas rotativas a elevadas variações de tensão, na ordem de vários kV/ μ s. Além disso, durante a operação do conversor, é gerada naturalmente uma tensão de modo comum cujas componentes de altíssimas frequências (associadas aos elevados dv/dts) excitam os diversos acoplamentos capacitivos existentes no interior do motor, promovendo a circulação de correntes elétricas nos mesmos, em direção à terra. Dessa forma, caso tenham os mancais da máquina e/ou da carga acionada como parte de sua malha, tais correntes podem causar sérios danos a esses componentes. Considerando o acionamento via conversor de frequência, em geral são destacados na literatura cinco tipos diferentes de correntes nos mancais. A nomenclatura mais aceita as classifica como: (1) Correntes capacitivas; (2) Correntes resistivas ou de condução, (3) Correntes de descarga (em inglês *Electric Discharge Machining* - EDM), (4) Correntes circulantes e (5) Correntes de rotor. Diferentes soluções para minimizar essas correntes são encontradas na literatura, dentre as quais podem ser destacadas: utilização de filtros para redução da tensão e da corrente de modo comum; utilização de mancais eletricamente isolados; aterramento do eixo do motor; instalação de blindagem eletrostática. Particularmente em relação ao uso de blindagens para a redução das correntes nos mancais, nota-se a necessidade de maiores investigações para uma possível viabilização de sua aplicação comercial. Como forma de contribuir nesse tema, este trabalho realiza um estudo sobre a efetividade do uso de tais blindagens, analisando não apenas o seu efeito na atenuação das correntes nos mancais, mas também o seu impacto na operação do motor. Assim, a partir de modelos em duas e três dimensões que empregam o método dos elementos finitos, são realizados estudos de casos considerando diferentes configurações, dimensões geométricas e materiais para a construção da blindagem. Dessa maneira, a variação da efetividade da blindagem dentro de uma faixa de frequências de interesse é determinada, bem como o seu impacto em grandezas operacionais do motor como, por exemplo, a corrente do estator, o torque desenvolvido e o rendimento. Com isso, o estudo apresentado neste trabalho fornece boas orientações para o projeto prático de dispositivos de blindagem como solução para as correntes nos mancais do motor de indução.

Palavras chave: Tensão de modo comum, corrente de modo comum, correntes de alta frequência nos mancais, blindagem eletrostática, método dos elementos finitos.

ABSTRACT

The search for efficient electrical drives has allowed the emergence of very fast power switches that are capable to apply steep voltage pulses with high dv/dt s (several $kV/\mu s$) at the machine terminals. In addition, a common mode voltage is naturally generated at the inverter output and its high frequency components (which are associated to these high dv/dt s) excite the parasitic capacitances inside the motor, enabling the circulation of electrical currents. If the machine and/or load bearings are part of their path, such currents can cause serious damage to these components. The inverter-induced bearing currents are classified as: 1) Capacitive currents; 2) Resistive (or conduction) currents; 3) Electric discharge machine currents (EDM); 4) Circulating currents; 5) Rotor ground currents. Different mitigation techniques to eliminate the inverter-induced bearing currents can be found in the literature. These mitigation techniques include the use of filters to reduce common mode voltage and common mode current, insulated bearings, motor shaft grounding, electrostatic shielding installation, among others. With respect to the use of electrostatic shields to reduce the bearing currents, further investigations are needed for its industrial application feasibility. To contribute to this theme, a thorough analysis of the shielding effectiveness to mitigate the undesirable phenomena and its impact on the motor operation was carried out. Employing 2-D and 3-D models, several finite element analysis (FEA) simulations were thoroughly made addressing the shielding effectiveness (SE) to attenuate the bearing currents and the associated eddy current losses for different shield widths, thicknesses, and materials. Furthermore, the possible impacts on the machine operation quantities (such as line current, average torque, and efficiency) due to the shield presence are also evaluated, as well as the SE variation with frequency. The obtained results provide very good guidelines for the practical design of the shielding device.

Key words: Common mode voltage, common mode current, inverter-induced bearing currents, electrostatic shielding, finite element method.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Ilustração de possíveis danos nos mancais causados por correntes elétricas: (a) Microerosões com diâmetros na faixa de 5 – 8 μm ; (b) Padrão de estrias nas pistas; (c) Erosões mais profundas com crateras e diâmetros na faixa de 0,1 – 0,5 mm; [7].	2
Figura 2.1– Esquema de conversor de 2 níveis acionando motor.	9
Figura 2.2 - Tensões entre fase e o ponto de referência de terra (V_a , V_b e V_c) geradas pelo inversor PWM e a tensão resultante entre o neutro e terra (V_n).	10
Figura 2.3 – Acoplamentos capacitivos parasitas formados no interior do motor de indução.	11
Figura 2.4 – Acoplamentos capacitivos dentro de um mancal de rolamento de esferas.	13
Figura 2.5 – Divisor capacitivo no interior da máquina de indução.	14
Figura 2.6 – Condição de lubrificação completa do mancal que permite a formação da capacitância C_b .	15
Figura 2.7 – Correntes capacitivas nos mancais: (a) Trajeto percorrido no interior do motor; (b) Forma de onda típica (Fonte: [43]). O elemento Z_{fg} representa a impedância do aterramento da carcaça para altas frequências.	16
Figura 2.8 – Condição de não formação da película lubrificante no rolamento. Nessa situação $Z_b = R_b$.	16
Figura 2.9 - Correntes resistivas nos mancais (i_{bres}): (a) Trajeto percorrido no interior do motor; (b) Forma de onda típica. Fonte: [39].	17
Figura 2.10 - Correntes de descarga nos mancais (EDM): (a) Trajeto percorrido no interior do motor; (b) Forma de onda típica. Fonte: [43].	19
Figura 2.11 – Corrente entre o enrolamento e o núcleo/carcaça (I_{wf}).	23
Figura 2.12 – Trajeto percorrido pela corrente entre o enrolamento e a carcaça (corrente de modo comum) dentro do núcleo do estator. Os elementos R_c e L_c representam, respectivamente, a resistência e indutância inseridas pelo núcleo.	24
Figura 2.13 – Ilustração da distribuição da corrente I_{wf} ao percorreras chapas do núcleo do estator em direção ao ponto aterrado: (a) Esquema da geometria analisada; (b) Resultado da simulação.	25
Figura 2.14 – Fluxo de alta frequência gerado pela corrente I_{wf} e tensão induzida ao longo do eixo por esse fluxo.	27
Figura 2.15 - Ilustração da distribuição da densidade de fluxo magnético gerada pela corrente I_{wf} .	27
Figura 2.16 – Correntes circulante de alta frequência nos mancais: (a) Trajeto percorrido no interior do motor; (b) Forma de onda típica. Fonte: [43].	28
Figura 2.17 – Fluxo magnético associado às indutâncias do circuito das correntes circulantes: (a) Região do fluxo interno; (b) Região do fluxo externo.	30
Figura 2.18 – Correntes do rotor para o terra: (a) Trajeto percorrido no interior do motor; (b) Forma de onda típica, Fonte: [43].	32
Figura 2.19 – Ilustração do comportamento da tensão sobre o mancal na presença das correntes circulantes e combinadas. Fonte: [59].	34
Figura 2.20 – Bobina alojada em duas ranhuras do estator (a) e seu circuito equivalente simplificado para altas frequências (b). Figura retirada de [68].	35
Figura 3.1 - Atuação de blindagem para eliminar o acoplamento entre o enrolamento do estator e o rotor.	40

Figura 3.2 - Acoplamentos capacitivos no interior do motor com a presença do dispositivo de blindagem.	40
Figura 3.3 - Acoplamento capacitivo entre a cabeça de bobina e o anel de curto-circuito do rotor. Fonte: [77]. .	41
Figura 3.4 – Soluções de blindagem propostas em [21]: (a) Topologia 1 - Blindagem em todo o entreferro; (b) Topologia 2 - Blindagem na abertura da ranhura. Fonte: [21].	42
Figura 3.5 - Blindagem completa formada por tiras de papel alumínio proposta em [17]. Fonte: [17].	44
Figura 3.6 – Solução de blindagem proposta em [3]. Fonte: [3].	45
Figura 3.7 – Solução de blindagem composta por chapas de cobre proposta em [23]. Fonte: [23].	46
Figura 3.8 – Solução de blindagem parcial fora da região ativa proposta em [24] e em [17]. Fonte: [24].	47
Figura 3.9 - Dimensões geométricas das chapas dos núcleos: (a) Núcleo do estator; (b) Detalhe da ranhura do núcleo do estator; (c) Núcleo do rotor; (d) Detalhe da ranhura do núcleo do rotor. Dimensões em milímetro.	50
Figura 3.10 - Dimensões geométricas do anel de curto-circuito das barras do rotor.	51
Figura 3.11 - Esquema de bobinagem e ligações do enrolamento do estator.	51
Figura 3.12 - Detalhes da geometria da blindagem utilizada nas simulações.	52
Figura 3.13 - Geometria do motor utilizada para o cálculo da EB empregando o modelo eletrostático: (a) Geometria completa com a indicação dos materiais presentes; (b) Malha de elementos finitos empregada.	54
Figura 3.14 - Acoplamentos capacitivos no interior do motor, incluindo a impedância da blindagem Z_{sh}	55
Figura 3.15 - Geometria de uma ranhura em 3-D utilizada para a investigação da variação da efetividade da blindagem com frequência: a) Superfícies relacionadas às condições de contorno aplicadas; b) malha de elementos finitos.	57
Figura 3.16 - Distribuição das linhas de campo no interior da máquina	58
Figura 3.17 - Circuito equivalente formado pelas barras do rotor em gaiola.	60
Figura 3.18 - Ilustração das correntes induzidas nos condutores individuais da blindagem.	62
Figura 3.19 - Modelo em 2-D do motor de indução para calcular as perdas na blindagem: a) Geometria empregada nas simulações; b) Malha de elementos finitos.	63
Figura 3.20 - Variação da efetividade da blindagem com a largura e a espessura do dispositivo ($\epsilon_r = 3$).	65
Figura 3.21 - Distribuição do potencial elétrico nas proximidades da ranhura do estator: (a) Blindagem com 2 mm de largura e 0,125 mm de espessura; (b) Blindagem com 0,5 mm de largura e 0,125 mm de espessura.	66
Figura 3.22 - Ilustração do acoplamento formado entre o rotor e a carcaça por meio da distribuição do campo elétrico.	67
Figura 3.23 - Variação da efetividade da blindagem com a largura e a espessura do dispositivo ($\epsilon_r = 10$).	68
Figura 3.24 - Aumento relativo da EB para diferentes valores de permissividade do isolamento da blindagem. .	69
Figura 3.25 - Curva BH do aço silício M22 utilizado nas simulações.	70
Figura 3.26 - Variação da densidade de fluxo magnético ao longo do tempo em um ponto situado no núcleo: a) Componente radial da densidade de fluxo; b) Indicação da posição do ponto analisado.	72
Figura 3.27 - Variação das perdas na blindagem para diferentes larguras, espessuras e materiais.	73
Figura 3.28 - Distribuição da densidade de corrente dentro da blindagem: a) Blindagem com 2 mm de largura e 0,5 mm de espessura; b) Blindagem com 0,5 mm de largura e 0,125 mm de espessura.	74
Figura 3.29 - Perdas no estator, perdas no rotor e perdas totais no interior do motor para a configuração original (sem blindagem) e para todos os arranjos de blindagens analisados. Blindagens de cobre.	74
Figura 3.30 - Variação do BVR com a frequência considerando as configurações de blindagem analisadas	76

Figura 3.31 - Distribuição do potencial elétrico para a blindagem de 2 mm de largura e 0,125 mm de espessura, para uma frequência de 5 MHz.....	76
Figura 4.1 - Configuração de blindagem para atenuar as correntes circulantes: (a) Posicionamento da blindagem na ranhura; (b) Ilustração da atuação da blindagem.	80
Figura 4.2 – Circuito equivalente para representar a blindagem no interior do motor.	81
Figura 4.3 - Dimensões geométricas das lâminas dos núcleos: a) Núcleo do estator; b) Detalhe da ranhura do núcleo do estator; c) Núcleo do rotor; d) Detalhe da ranhura do núcleo do rotor. Todas as dimensões são dadas em milímetro.	84
Figura 4.4 - Dimensões geométricas do anel de curto-circuito das barras do rotor para o motor de 250 HP. Medidas em mm.....	85
Figura 4.5 - Distribuição das bobinas nas ranhuras do núcleo do estator. A figura mostra 1/8 de todo o enrolamento.	85
Figura 4.6 - Curva BH do aço silício M27 utilizado nas simulações.....	85
Figura 4.7 - Configuração de blindagem utilizada no estudo: a) Blindagem aberta; b) Blindagem fechada.....	86
Figura 4.8 - Geometria de uma ranhura em 3-D utilizada para a investigação da variação da efetividade da blindagem com a frequência: (a) Superfícies relacionadas às condições de contorno aplicadas; (b) Malha de elementos finitos.....	88
Figura 4.9 - Representação da impedância relacionada às superfícies de cada laminação do núcleo.	89
Figura 4.10 - Ilustração da distribuição das correntes e do campo magnético no interior da ranhura	92
Figura 4.11 - Modelo em 2D do motor de indução para calcular as perdas nas blindagens. Representação da malha e destaque para as bordas nas quais são impostas as condições de fronteira.....	94
Figura 4.12 – Comparação da efetividade da blindagem calculada empregando o modelo de uma ranhura em 3-D e a formulação analítica proposta em [18]. Análise da blindagem aberta, com 48 mm de altura e 0,1 mm de espessura.....	96
Figura 4.13 - Circuito equivalente proposto em [18] para o cálculo da efetividade da blindagem.	96
Figura 4.14 - Acoplamento capacitivo entre o enrolamento e a carcaça mesmo na presença da blindagem aberta.	97
Figura 4.15 - Comparação da efetividade da blindagem calculada empregando o modelo de uma ranhura em 3-D e a formulação analítica proposta em [18]. Análise da blindagem fechada, com 48 mm de altura e 0,1 mm de espessura.....	97
Figura 4.16 - Ilustração da distribuição da corrente ao longo do comprimento da blindagem.	98
Figura 4.17 - Comparação da efetividade da blindagem calculada empregando o modelo de uma ranhura em 3-D e a formulação analítica proposta em [18]. Análise da blindagem aberta, com 48 mm de altura e 0,1 mm de espessura. Parâmetros do circuito calculados com o modelo 3-D de uma ranhura, como descrito na seção 4.4.2.	99
Figura 4.18 - Comparação da efetividade da blindagem calculada empregando o modelo FEM 3D e o circuito equivalente proposto neste trabalho. Análise da blindagem fechada, com 48 mm de altura e 0,1 mm de espessura.	99
Figura 4.19 – Representação da distribuição do fluxo de alta frequência por meio das linhas de campo no interior do motor. Simulação realizada com uma fonte de tensão senoidal com frequência de 5 kHz.....	102

Figura 4.20 - Configurações de blindagens abertas analisadas considerando a variação da altura.	102
Figura 4.21 - Configurações de blindagens fechadas analisadas considerando a variação da altura.	103
Figura 4.22 - Variação da EB com a frequência para diferentes alturas da blindagem. Blindagens abertas.	104
Figura 4.23 - Representação do circuito simplificado para frequências até 100 kHz.	104
Figura 4.24 - Variação da EB com a frequência para diferentes alturas da blindagem. Blindagens fechadas.	105
Figura 4.25 - Variação das perdas na blindagem com a sua altura. Configurações abertas e fechadas.	106
Figura 4.26 - Linhas de campo no interior da ranhura para blindagens com alturas de 27 mm e 55 mm.	106
Figura 4.27 - Variação da EB com a frequência para diferentes espessuras da blindagem. Blindagens abertas.	107
Figura 4.28 - Variação da EB com a frequência para diferentes espessuras da blindagem. Blindagens fechadas.	108
Figura 4.29 - Variação das perdas na blindagem com a sua espessura. Configurações abertas e fechadas.	108
Figura 4.30 - Variação da EB com a frequência para diferentes materiais da blindagem. Blindagens abertas e fechadas.	109
Figura 4.31 - Variação das perdas na blindagem com o seu material. Configurações abertas e fechadas.	109
Figura 4.32 - Perdas no estator, perdas no rotor e perdas totais no interior do motor para todos os casos analisados.	110
Figura 4.33 - Redução no rendimento do motor estimada considerando a presença da blindagem.	111
Figura 4.34 - Redução no torque médio desenvolvido pelo motor para todas as blindagens analisadas.	112
Figura 4.35 - Linhas de campo no interior da ranhura: (a) Sem a presença da blindagem; (b) Com a presença da blindagem. Frequência de 5 kHz empregada nas simulações.	113
Figura 4.36 – Configurações de blindagem aberta e fechada com 6 segmentos.	114
Figura 4.37 – Perdas na blindagem, perdas no estator, perdas no rotor e perdas totais no interior do motor considerando a blindagem segmentada.	115
Figura 4.38 - Redução no rendimento do motor estimada considerando a blindagem segmentada.	115
Figura 4.39 - Variação da EB com a frequência considerando a presença da capacitância entre o enrolamento e o rotor formada na região de cabeça de bobina: a) Blindagem aberta; b) Blindagem fechada.	117
Figura 4.40 - Aplicação de tensão entre as extremidades da blindagem.	118
Figura 4.41 - Distribuição da energia magnética gerada pela corrente ao longo da blindagem: a) Blindagem aberta; b) Blindagem fechada.	119
Figura 4.42 - Comparações entre os resultados obtidos com o circuito equivalente e com o modelo FEM 3-D. Configurações de blindagens abertas.	120
Figura 4.43 - Comparações entre os resultados obtidos com o circuito equivalente e com o modelo FEM 3-D. Configurações de blindagens fechadas.	121

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Valores típicos das capacitâncias parasitas no interior do motor de indução	11
Tabela 3.1 - Principais parâmetros do motor de indução utilizado nas simulações.....	49
Tabela 3.2 - Capacitâncias parasitas e cálculo do BVR – isolante da blindagem com permissividade relativa (ϵ_r) igual a 3	64
Tabela 3.3 - Capacitâncias parasitas e cálculo do BVR – isolante da blindagem com permissividade relativa (ϵ_r) igual a 10	68
Tabela 3.4 - Resultados das perdas na blindagem para os modelos DF 60 Hz, DT 60 Hz e DT PWM	72
Tabela 4.1 - Principais parâmetros do motor de indução utilizado nas simulações.....	83
Tabela 4.2 - Resultados das perdas na blindagem para os modelos no domínio da frequência de [18], e os modelos no domínio do tempo DT 60 Hz e DT PWM *	101

LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIACÕES

Símbolos

Símbolo	Unidade	Nome
$\mathbf{A}$	Wb/m	Potencial vetor magnético
$\underline{\mathbf{A}}$	Wb/m	Vetor complexo que representa o potencial vetor magnético
A_z	Wb/m	Componente na direção z do potencial vetor magnético
$\underline{\mathbf{B}}$	T	Vetor complexo que representa a densidade de fluxo magnético
B_r	T	Componente na direção radial da densidade do fluxo magnético
B_ϕ	T	Componente na direção azimutal da densidade do fluxo magnético
C_b	F	Capacitância entre o rotor e o núcleo do estator/carcaça formada na região dos mancais
C_{rf}	F	Capacitância total entre o rotor e o núcleo do estator/carcaça
C'_{rf}	F	Capacitância entre o rotor e a carcaça formada na região do entreferro
C_{shf}	F	Capacitância entre a blindagem e o núcleo/cacaça
C_{shr}	F	Capacitância entre o rotor e a blindagem
C_{wf}	F	Capacitância entre o enrolamento do estator e o núcleo do estator/carcaça

Símbolo	Unidade	Nome
C'_{wf}	F	Capacitância residual entre o enrolamento do estator e o núcleo do estator/carcaça
C_{wr}	F	Capacitância total entre o enrolamento do estator e o rotor
C'_{wr}	F	Capacitância residual entre o enrolamento e o rotor
C_{wr_end}	F	Capacitância entre o enrolamento do estator e o rotor formada fora da região ativa
C_{wr_sl}	F	Capacitância entre o enrolamento do estator e o rotor formada na região das ranhuras
C_{wsh}	F	Capacitância entre o enrolamento do estator e a blindagem
$\underline{H}$	A/m	Vetor complexo que representa a intensidade de campo magnético
I_{bcap}	A	Corrente capacitiva nos mancais
I_{bob}	A	Corrente que flui pela bobina
I_{bres}	A	Corrente resistiva nos mancais
i_c	A	Corrente total que flui pelo condutor
I_{cbli}	A	Corrente que penetra o núcleo do estator com a blindagem
I_{cir}	A	Corrente circulante de alta frequência
I_{cm}	A	Corrente de modo comum no interior da máquina
I_{c0}	A	Corrente que penetra o núcleo do estator sem a blindagem

Símbolo	Unidade	Nome
I_{eddy}	A	Corrente induzida nos condutores da blindagem
I_{edm}	A	Corrente de descarga nos mancais
I_{rg}, I'_{rg}	A	Corrente de terra do rotor
I_{sh}	A	Corrente que deixa o terminal aterrado da blindagem
I_{wf}	A	Corrente que circula no percurso formado pelo enrolamento, núcleo do estator e carcaça
I_{wsh}	A	Corrente desviada diretamente para o ponto aterrado devido à presença da blindagem
J	A/m ²	Densidade de corrente
J_{bob}	A/m ²	Densidade de corrente dentro da área da seção em um dos lados de uma bobina do estator
J_{sh}	A/m ²	Densidade de corrente na blindagem
J_z	A/m ²	Componente na direção z da densidade de corrente
L_{bob}	m	Comprimento dos condutores da bobina
L_{bob}^{+}	m	Lado orientado positivamente da bobina
L_{bob}^{-}	m	Lado orientado negativamente da bobina
L_c	H	Indutância do núcleo do estator no circuito da corrente de modo comum
l_c	m	Comprimento do condutor

Símbolo	Unidade	Nome
N	-	Número de ranhuras do núcleo do estator
N_{bob}	-	Número de espiras de uma bobina
N_c	-	Número de laminações do núcleo do estator
$P_{\text{adicionais}}$	W	Perdas adicionais não consideradas na simulação
P_{perdas}	W	Perdas geradas no interior de um condutor
$P_{\text{in_original}}$	W	Potência de entrada simulada, considerando o motor sem a blindagem
P_{mec}	W	Potência mecânica desenvolvida pelo motor calculada com a simulação
P_{sh}	W	Perdas por efeito Joule na blindagem
$P_{\text{totais_estimadas}}$	W	Perdas totais estimadas no interior do motor para um dado rendimento
$P_{\text{totais_original}}$	W	Perdas totais calculadas na simulação do motor sem a blindagem
$P_{\text{totais_simuladas}}$	W	Perdas totais calculadas nas simulações
q_f	C	Carga acumulada no núcleo/carcaça
q_r	C	Carga acumulada no rotor
Q_s	-	Número de condutores por fase do enrolamento do estator
q_{sh}	C	Carga acumulada na blindagem

Símbolo	Unidade	Nome
r	m	Raio em coordenadas cilíndricas
R_{anel}	Ω	Resistência do anel de curto-circuito entre duas barras do rotor
R_b	Ω	Resistência equivalente dos mancais
R_{bob}	Ω	Resistência da bobina
R_c	Ω	Resistência do núcleo do estator no circuito da corrente de modo comum
r_c	Ω	Resistência DC do condutor
r_{e_in}	m	Raio interno do núcleo do estator
r_{e_ex}	m	Raio externo do núcleo do estator
r_i	m	Raio interno da área da seção transversal entreferro
r_o	m	Raio externo da área da seção transversal entreferro
s	%	Escorregamento
S_{bob}	m^2	Área da seção transversal da bobina
S_c	m^2	Área da seção transversal do condutor
S_g	m^2	Área da seção transversal entreferro
S_1	-	Superfície dos condutores do estator

Símbolo	Unidade	Nome
S_2	-	Superfície aterrada da blindagem
S_3	-	Superfície do rotor
S_4	-	Superfície isolante
S_5	-	Superfície do núcleo do estator
U_{bob}	V	Tensão entre os terminais da bobina
u_c	V	Diferença de potencial entre as extremidades de um condutor
u_s	V	Diferença de potencial entre as extremidades de um condutor do enrolamento do estator
V	V	Potencial escalar elétrico
$V_a \ V_b \ V_c$	V	Tensões entre a fase e o ponto de referência de terra
$V_{an} \ V_{bn} \ V_{cn}$	V	Tensões entre a fase e o neutro
v_b	V	Tensão entre o rotor/eixo e a carcaça formada entre as pistas dos mancais
V_{con}	m^3	Volume do condutor
V_{dc}	V	Tensão do barramento c.c. do inversor
V_f	V	Tensão nominal (de fase) da máquina
V_n	V	Tensão entre o neutro e o ponto de referência de terra

Símbolo	Unidade	Nome
V_{r_bli}	V	Tensão entre o rotor e a carcaça com a presença da blindagem
V_{r_ori}	V	Tensão entre o rotor e a carcaça sem a presença da blindagem
V_{sh}	m^3	Volume do condutor da blindagem
v_{sh}	V	Tensão induzida entre as extremidades do eixo
W_{mag_sh}	J	Energia magnética gerada pela corrente que deixa o terminal aterrado da blindagem
Z_b	Ω	Impedância equivalente dos mancais
Z_c	Ω	Impedância a do núcleo do estator no circuito da corrente de modo comum
Z_{fg}	Ω	Impedância de aterramento da carcaça
Z_{lam}	Ω	Impedância de uma das superfícies da laminação do núcleo do estator
Z_{rg}	Ω	Impedância de aterramento da carga acionada
Z_{sh}	Ω	Impedância da blindagem
ΔV_{wf}	V	Diferença de potencial entre o enrolamento e a carcaça
ΔV_{wr}	V	Diferença de potencial entre o enrolamento e o rotor
ΔV_{wsh}	V	Diferença de potencial entre o enrolamento e a blindagem

Símbolo	Unidade	Nome
δ_c	m	Profundidade de penetração do campo no núcleo do estator
ε	F/m	Permissividade elétrica
ε_r	-	Permissividade elétrica relativa
η	%	Rendimento do motor calculada com as simulações
η_{original}	%	Rendimento do motor sem a blindagem (dado de placa)
$\Phi_{I_{wf}}$	Wb	Fluxo magnético de modo comum
$\Phi_{I_{cir}}$	Wb	Fluxo magnético concatenado pela corrente circulante
λ_{bob}	Wb -espiras	Fluxo concatenado pela bobina
μ	H/m	Permeabilidade magnética do material
μ_c	H/m	Permeabilidade magnética incremental
μ'	H/m	Permeabilidade magnética efetiva
ω	rad/s	Frequência angular da fonte
ρ	C/m ³	Densidade de carga
σ	S/m	Condutividade elétrica
σ_{bob}	S/m	Condutividade elétrica dos condutores da bobina

Símbolo	Unidade	Nome
σ_c	S/m	Condutividade elétrica do núcleo
σ_{r_equ}	S/m	Condutividade elétrica equivalente das barras do rotor
σ_{sh}	S/m	Condutividade elétrica da blindagem

Abreviações

Abreviação	Nome
BVR	<i>Bearing Voltage Ratio</i>
CMC	Corrente de modo comum
DF	Domínio da frequência
DMD	<i>Dracon Mylar Dracon</i>
DT	Domínio do tempo
dv/dt	Derivada temporal da tensão
EB	Efetividade da blindagem
EDM	Correntes de descarga nos mancais (<i>Electric discharge machine</i>)
FA	Formulação analítica
FEM	<i>Finite Element Method</i>
GNO	Grão não orientado
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MI	Máquina de indução
TMC	Tensão de modo comum
2-D	Duas dimensões
3-D	Três dimensões

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	VI
RESUMO.....	IX
ABSTRACT	X
LISTA DE FIGURAS.....	XI
LISTA DE TABELAS	XV
LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIACÕES.....	XVI
1 - INTRODUÇÃO	1
1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO DO TEMA E MOTIVAÇÃO	1
1.2 OBJETIVOS.....	4
1.3 CONTRIBUIÇÕES GERAIS DO TRABALHO.....	5
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO	6
2 - CORRENTES DE ALTA FREQUÊNCIA NOS MANCAIS DA MÁQUINA DE INDUÇÃO....	8
2.1 INTRODUÇÃO	8
2.2 TENSÃO DE MODO COMUM E ACOPLAMENTOS CAPACITIVOS PARASITAS NO INTERIOR DO MOTOR DE INDUÇÃO.....	8
2.3 CORRENTES CAPACITIVAS, RESISTIVAS E DE DESCARGA	14
2.3.1 <i>Correntes capacitivas e resistivas</i>	14
2.3.2 <i>Correntes de descarga - EDM</i>	17
2.4 CORRENTES CIRCULANTES DE ALTA FREQUÊNCIA	22
2.4.1 <i>Corrente entre o enrolamento e o núcleo/carcaça (I_{wf})</i>	23
2.4.2 <i>Geração das correntes circulantes de alta frequência</i>	26
2.5 CORRENTES NOS MANCAIS DEVIDO ÀS CORRENTES DE TERRA DO ROTOR	31
2.6 OUTROS FENÔMENOS ASSOCIADOS ÀS CORRENTES NOS MANCAIS DO MOTOR DE INDUÇÃO	33
2.7 CORRENTES NOS MANCAIS CLÁSSICAS	36
2.8 CONCLUSÃO	37
3 - BLINDAGEM PARA ATENUAR AS CORRENTES DE DESCARGA.....	38
3.1 INTRODUÇÃO	38
3.2 EMPREGO DA BLINDAGEM PARA REDUZIR AS CORRENTES DE DESCARGA.....	39
3.2.1 <i>Blindagem completa</i>	42
3.2.2 <i>Blindagem parcial – Região ativa</i>	44
3.2.3 <i>Blindagem parcial – Externa à região ativa</i>	46
3.3 CARACTERÍSTICA DO MOTOR E DA BLINDAGEM UTILIZADOS PARA AS SIMULAÇÕES	49
3.4 METODOLOGIA PARA O CÁLCULO DA EFETIVIDADE DA BLINDAGEM E DAS PERDAS ASSOCIADAS	52

3.4.1	<i>Cálculo da efetividade da blindagem</i>	53
3.4.1.1.	Análise eletrostática para o cálculo da EB	53
3.4.1.2.	Modelo para análise da variação da EB com a frequência	55
3.4.2	<i>Modelo para o cálculo das perdas na blindagem</i>	57
3.5	RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES E DISCUSSÕES	64
3.5.1	<i>Resultados do cálculo da efetividade da blindagem – modelo eletrostático</i>	64
3.5.2	<i>Resultados do cálculo das perdas por correntes parasitas induzidas na blindagem</i>	69
3.5.2.1.	Análise do cálculo das perdas para diferentes modelos empregados.....	70
3.5.2.2.	Cálculo de perdas para diferentes dimensões geométricas e materiais da blindagem.....	73
3.5.3	<i>Variação da EB com a frequência</i>	75
3.6	CONCLUSÃO	77
4	BLINDAGEM PARA ATENUAR AS CORRENTES CIRCULANTES	79
4.1	INTRODUÇÃO	79
4.2	EMPREGO DA BLINDAGEM PARA REDUZIR AS CORRENTES CIRCULANTES DE ALTA FREQUÊNCIA.....	80
4.3	CARACTERÍSTICAS DO MOTOR DE INDUÇÃO E DA BLINDAGEM UTILIZADA NAS SIMULAÇÕES.....	82
4.4	METODOLOGIA PROPOSTA PARA O CÁLCULO DA EFETIVIDADE E DAS PERDAS NA BLINDAGEM	86
4.4.1	<i>Cálculo da efetividade da blindagem – Modelo em 3-D</i>	87
4.4.2	<i>Cálculo da efetividade da blindagem – Modelo em circuito</i>	91
4.5	MODELO PARA O CÁLCULO DAS PERDAS NA BLINDAGEM.....	93
4.6	RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES E ANÁLISES	94
4.6.1	<i>Comparações entre a modelagem desenvolvida e modelos da literatura</i>	95
4.6.1.1.	Comparações para o cálculo da efetividade da blindagem	95
4.6.1.2.	Comparações para o cálculo das perdas por correntes parasitas no interior da blindagem.....	100
4.6.2	<i>Resultados obtidos com o estudo de casos</i>	101
4.6.2.1.	Análise da variação da altura da blindagem	102
4.6.2.2.	Análise da variação da espessura da blindagem	106
4.6.2.3.	Análise da variação do material da blindagem	109
4.6.2.4.	Visão geral das perdas no motor analisado.....	110
4.6.2.5.	Análise de uma configuração de blindagem segmentada	114
4.6.3	<i>Influência da capacitância C_{wr_end} na EB</i>	115
4.6.4	<i>Validação do circuito equivalente</i>	116
4.7	CONCLUSÃO	122
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	124
	BIBLIOGRAFIA	128
	APÊNDICE	135
A.	TRAJETO EM ZIG-ZAG DA CORRENTE DE MODO COMUM	135
B.	VALORES DOS PARÂMETROS EMPREGADOS NO CIRCUITO PROPOSTO.....	138
C.	RESUMO DAS PUBLICAÇÕES RELACIONADAS AO TEMA DO TRABALHO	143

1 - INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização do tema e motivação

Os motores elétricos podem ser encontrados em praticamente todas as instalações industriais, comerciais e residenciais. É possível citar desde pequenos motores (frações de kW), que acionam os mais diversos tipos de eletrodomésticos, como também motores de dimensões e potência mais elevadas (milhares de kW), que movimentam bombas, compressores, ventiladores, servo-acionamentos e moinhos, dentre outras aplicações. Em relação à indústria, estima-se que cerca de 70 % da energia elétrica consumida é convertida em energia mecânica por motores elétricos [1]. Dentre os mais variados tipos disponíveis, os motores de indução trifásicos e monofásicos respondem por mais de 90 % do total de motores instalados nos setores industrial, rural, comercial e residencial [2]. Portanto, compreender e minimizar os problemas relacionados a este equipamento são objetivos importantes para melhorar a eficiência energética e reduzir o consumo de energia elétrica nos mais diferentes processos.

Embora a máquina de indução (MI) possa falhar por diversas razões, estima-se que cerca de 50 % dessas interrupções sejam por problemas em seus mancais, o que torna o tempo médio entre falhas da máquina extremamente dependente desses elementos [3]. Na maioria dos casos, os defeitos nos mancais são de origem mecânica e térmica, que podem ocorrer em consequência de um desalinhamento do motor ou da carga, esforço mecânico excessivo (carga radial ou axial exagerada), lubrificação inadequada, contaminação do lubrificante, superaquecimento, excesso de velocidade, vibração, defeitos de fabricação e manutenção imprópria, dentre outros [4]. No entanto, mesmo que em menor escala, a falha prematura dos mancais pode ser atribuída, também, a problemas causados por correntes elétricas que fluem através deste componente durante a operação do motor. Dependendo da intensidade e da frequência com que incidem, essas correntes podem causar sérios danos aos mancais, culminando em sua inutilização e consequente paralização da máquina em questão. Os primeiros sinais de deterioração aparecem na forma de ruído durante a rotação, já que, com o seu desgaste devido à presença das correntes, o atrito entre as suas partes aumenta. Esse processo pode evoluir para microerosões nas pistas

e, em um estágio mais avançado, pode causar estrias mais profundas, como ilustrado na Figura 1.1. Como resultado, caso nenhuma medida seja tomada para conter o avanço destes problemas, os mancais podem ser destruídos em poucos meses de uso [5] e [6].

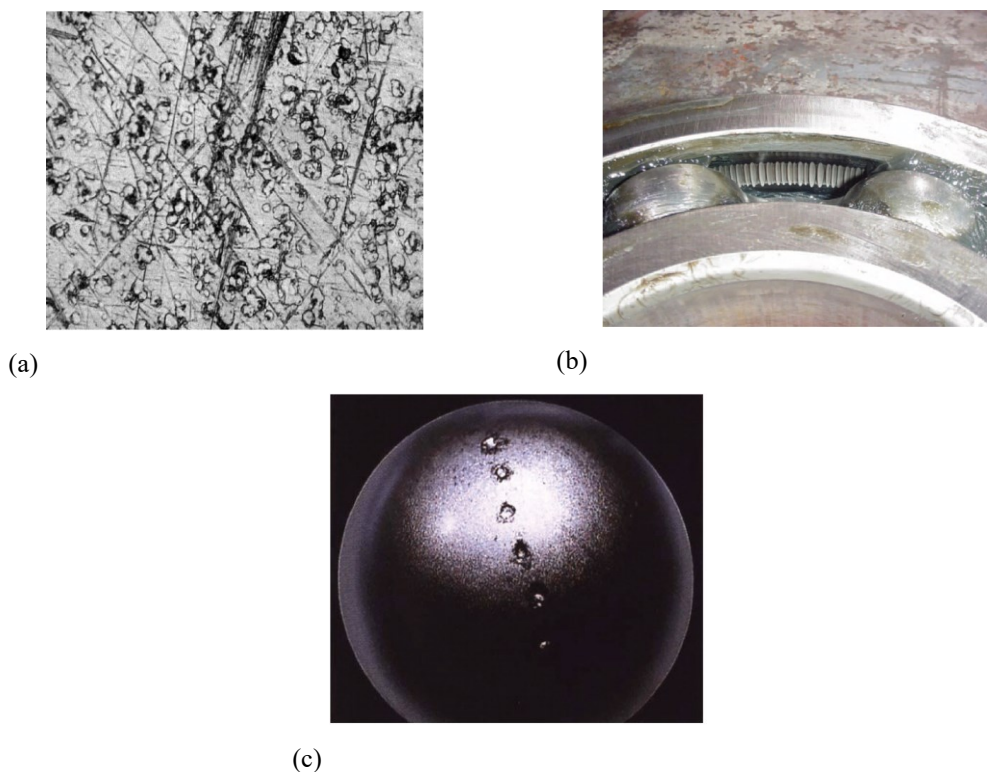


Figura 1.1 – Ilustração de possíveis danos nos mancais causados por correntes elétricas: (a) Microerosões com diâmetros na faixa de 5 – 8 μm ; (b) Padrão de estrias nas pistas; (c) Erosões mais profundas com crateras e diâmetros na faixa de 0,1 – 0,5 mm; Fonte: [7].

De acordo com o tipo de alimentação existente no acionamento, as correntes que fluem pelos mancais podem ser denominadas como clássicas ou de alta frequência. As clássicas (ou de baixa frequência) estão relacionadas ao suprimento via fontes senoidais, sendo os problemas resultantes da mesma objeto de estudos há muitas décadas [8] e [9]. A causa mais comum para a ocorrência deste tipo de corrente é a presença de assimetrias no circuito magnético da máquina, que resultam na indução de uma tensão entre as extremidades do eixo. Essa tensão pode promover a circulação de uma corrente que tem como parte de seu trajeto os mancais da máquina. Por outro lado, as correntes de alta frequência sucedem em razão da existência de uma alimentação via conversor de frequência. Em geral, a nomenclatura mais aceita as classifica da seguinte maneira: 1) Correntes capacitivas; 2) Correntes resistivas ou de condução; 3) Correntes de descarga (em inglês *Electric Discharge Machining* - EDM); 4) Correntes circulantes; 5) Correntes de rotor. O fenômeno das correntes de alta frequência nos

mancais (em inglês *inverter-induced bearing currents*) e os problemas associados às mesmas têm sido investigados desde os anos noventa [10] e [11]. Esse tópico se consolidou ao longo das últimas décadas como uma área específica de pesquisa, sendo que uma excelente revisão sobre esse tema pode ser encontrada em [12] e [13].

Diversos trabalhos propõem soluções para minimizar as correntes de alta frequência nos mancais, dentre os quais podem ser destacados: utilização de filtros para redução da tensão e/ou a corrente de modo comum [14] e [15]; utilização de mancais eletricamente isolados [7]; aterramento do eixo do motor [16]; instalação de blindagem eletrostática [17] e [18]. Além disso, a norma internacional IEC 60034-25 [19], em sua página 37, traz uma tabela que resume as principais técnicas de atenuação e enfatiza sobre quais correntes cada solução interfere. Ainda, em [20] é proposta uma estratégia para a seleção do método de mitigação a ser implementado.

De uma maneira geral, o emprego da blindagem consiste em inserir um material condutor no interior do motor, com o intuito de alterar os acoplamentos capacitivos parasitas que são formados nesta região. Dessa forma, dependendo da localização em que este condutor é alojado, diferentes tipos de correntes nos mancais podem ser mitigados. No entanto, ainda não são encontrados exemplares comerciais que operem com esta solução, uma vez que pesquisas adicionais são necessárias para o seu projeto e implementação. Além de uma análise do custo e de aspectos práticos do projeto de uma máquina especial que incorpore a blindagem, pelo menos outros dois pontos devem ser esclarecidos. Em primeiro lugar, para uma possível viabilização de sua aplicação industrial, é fundamental que se conheçam os níveis de atenuação das correntes nos mancais que podem ser alcançados com este dispositivo. Ademais, como esta solução propõe a inserção de um material condutor no interior da máquina, é necessário avaliar se a sua presença degrada o desempenho do motor, com reduções consideráveis no torque e no rendimento. Em outras palavras, é preciso estabelecer uma relação de compromisso entre a efetividade da blindagem para mitigar os fenômenos indesejados e os possíveis impactos negativos que a sua presença pode causar na operação do motor. Dessa maneira, é justamente na tarefa de encontrar a relação entre estas variáveis que este trabalho visa contribuir.

Na literatura podem ser encontrados alguns estudos que tratam do uso de blindagens para a redução das correntes nos mancais. A maioria deles emprega medições experimentais para mostrar o desempenho desse dispositivo [3], [17], [21] – [23]. Contudo, nesses casos poucos cenários são analisados, o que impossibilita uma caracterização da relação entre os parâmetros geométricos e elétricos da blindagem com a sua eficácia e impacto no motor.

Para realizar um estudo ainda em fase de projeto e avaliar diversas possibilidades de se construir o dispositivo de blindagem, este trabalho emprega inúmeras simulações computacionais para examinar as relações entre as grandezas de interesse. Dessa maneira, a partir de modelos em 2 e 3 dimensões (2-D e 3-D) que utilizam o método dos elementos finitos, uma profunda análise paramétrica é conduzida. Ou seja, diferentes simulações são realizadas para revelar como a efetividade da blindagem e suas perdas associadas variam, considerando alterações na geometria e nos materiais que compõem este dispositivo. Além disso, algumas grandezas relacionadas à operação do motor como, por exemplo, a corrente do estator, o torque e o rendimento também são avaliados. Ainda por meio dos modelos desenvolvidos, é observada a variação do poder de mitigação das blindagens para diferentes frequências de interesse.

É importante ressaltar que podem ser encontrados na literatura alguns trabalhos que recorrem a simulações para os cálculos de interesse, como mostrado em [18], [24] e [25]. Contudo, diferentemente do que foi concebido nesta tese, os modelos aplicados nestes estudos são extremamente simplificados e não permitem uma análise que relacione a efetividade da blindagem com outras variáveis como, por exemplo, o torque e o rendimento do motor. Diante do exposto, pode-se afirmar que a metodologia desenvolvida neste trabalho, com a incorporação de fenômenos em 2-D e 3-D anteriormente desprezados, juntamente com os resultados obtidos, que esclarecem a relação de compromisso entre a eficácia da blindagem e os seus impactos negativos para o motor, representam a principal contribuição deste trabalho. Todas as simulações computacionais foram realizadas utilizando o software COMSOL Multiphysics, aplicadas em seu módulo AC/DC.

1.2 Objetivos

O objetivo central deste trabalho consiste em avaliar o desempenho de diferentes tipos de blindagens utilizadas para reduzir as correntes de alta frequência nos mancais do motor de indução. O principal interesse é realizar uma análise sobre a relação de custo /benefício entre a eficácia da blindagem para mitigar as correntes nos mancais e os impactos deste dispositivo na operação do motor.

Os objetivos específicos são:

- Desenvolver modelos computacionais capazes de estimar o poder de atenuação das blindagens em relação às correntes nos mancais;
- Desenvolver modelos computacionais para estimar as perdas por correntes parasitas induzidas nas blindagens;
- Realizar uma análise paramétrica considerando diferentes configurações geométricas e materiais para a construção da blindagem;
- Analisar a variação da efetividade da blindagem para diferentes frequências de interesse.

1.3 Contribuições gerais do trabalho

Podem ser destacadas duas principais contribuições deste trabalho. A primeira delas é a metodologia de cálculo desenvolvida, uma vez que foram inseridos importantes elementos até então ignorados e que possibilitam realizar uma análise paramétrica para confrontar a eficácia da blindagem com grandezas como o rendimento e o conjugado da máquina. Em segundo lugar, os resultados obtidos a partir da metodologia proposta permitem gerar diretrizes para a viabilização do projeto de um dispositivo de blindagem empregado para reduzir as correntes de alta frequência nos mancais do motor de indução. Assim, estas diretrizes também se caracterizam como uma importante contribuição do trabalho. Nesse contexto, podem ser listadas algumas contribuições secundárias, como resumido abaixo:

- Esclarecimentos sobre a relação de compromisso entre a efetividade da blindagem e o seu impacto na operação do motor;
- Incorporação de fenômenos relacionados à geometria em 3-D do problema no cálculo da efetividade da blindagem;
- Reprodução adequada das componentes harmônicas de tempo e de espaço do fluxo magnético do motor para o cálculo das perdas na blindagem;
- Sugestão da possibilidade de se reduzir a quantidade de material condutor da blindagem que atenua as correntes de descarga, por meio do uso de materiais isolantes com alta permissividade elétrica.
- Sugestão da possibilidade de se utilizar a configuração de blindagem que atenua as correntes circulantes, para reduzir as perdas nos condutores do estator.

1.4 Organização do texto

Este trabalho é composto por cinco capítulos e três apêndices, como discutido a seguir.

No capítulo 2 é apresentada uma descrição detalhada sobre as principais correntes de alta frequência que podem circular pelos mancais do motor de indução. Além de uma explicação sobre os princípios físicos, são fornecidas, também, diversas informações sobre essas correntes como, por exemplo, a intensidade que podem alcançar, a influência do porte do motor no tipo de corrente que ele pode estar sujeito, a influência que os parâmetros operacionais do acionamento podem causar, dentre outros. Dessa maneira, as discussões realizadas neste capítulo servem como base para a construção dos modelos de cálculos exibidos nos capítulos seguintes.

No capítulo 3 é realizada uma análise detalhada do emprego da blindagem para reduzir as correntes de descarga. Em um primeiro momento, são discutidos os principais trabalhos que utilizam este dispositivo, ressaltando os resultados obtidos. Em seguida, é apresentada a metodologia desenvolvida para determinar a efetividade e as perdas associadas a esta aplicação. Assim, a partir de simulações computacionais com modelos em 2-D e 3-D, as grandezas de interesse são avaliadas para blindagens com diferentes larguras, espessuras e materiais. Além disso, são destacados os principais avanços alcançados com a metodologia de cálculo proposta em relação a outras formulações encontradas na literatura. Por fim, é discutida, também, a variação da eficácia da blindagem com a frequência.

No capítulo 4 é realizada uma investigação sobre o uso da blindagem para reduzir as correntes circulantes de alta frequência que podem circular nos mancais do motor de indução. Embora os fenômenos discutidos sejam muito diferentes, a estrutura deste capítulo é semelhante à do capítulo anterior. Desse modo, após expor a metodologia elaborada para as análises de interesse, a efetividade da blindagem e suas perdas são definidas para diferentes configurações geométricas e materiais examinados.

No capítulo 5 são tecidas as considerações finais do trabalho. São apresentadas as principais conclusões, além de apontados alguns caminhos como sugestões para a continuidade do trabalho.

No apêndice A é mostrada uma simulação que foi efetuada com o intuito de ilustrar a distribuição da corrente de modo comum no interior do motor. No apêndice B são exibidos todos os valores de resistências, indutâncias e capacitâncias calculados para o circuito

equivalente proposto no capítulo 4. Por fim, o apêndice C traz uma lista com as publicações realizadas até o momento com base no desenvolvimento deste trabalho.

2 - CORRENTES DE ALTA FREQUÊNCIA NOS MANCAIS DA MÁQUINA DE INDUÇÃO

2.1 Introdução

Neste capítulo é apresentada uma descrição das principais correntes de alta frequência que fluem pelos mancais do motor de indução. Como relatado no capítulo anterior, em geral, elas são classificadas em 5 categorias: 1) Correntes capacitivas; 2) Correntes resistivas ou de condução; 3) Correntes de descarga (EDM); 4) Correntes circulantes; 5) Correntes de rotor. Embora a origem dessas correntes esteja diretamente relacionada aos elevados dv/dt impostos pela tensão de modo comum, há várias questões e aspectos individuais que podem ser destacados. Assim, além de uma explicação sobre os princípios físicos envolvidos no surgimento dessas correntes, neste capítulo são fornecidas diversas informações encontradas na literatura como, por exemplo, a intensidade que podem alcançar, em quais níveis de potência de motores são mais esperadas de ocorrer, a influência que os parâmetros operacionais do acionamento podem causar, dentre outras. Dessa maneira, além de estabelecer uma visão geral sobre as correntes de alta frequência nos mancais do motor, as discussões realizadas neste capítulo também servem como base para a construção dos modelos de cálculos apresentados nos capítulos seguintes.

2.2 Tensão de modo comum e acoplamentos capacitivos parasitas no interior do motor de indução

De maneira geral, pode-se dizer que pelo menos dois elementos são fundamentais para a ocorrência das correntes de alta frequência nos mancais da máquina de indução. O primeiro deles é a existência de uma tensão de modo comum (TMC) na saída do conversor de frequência, que é aplicada aos terminais do motor. O segundo aspecto diz respeito a diversos acoplamentos

capacitivos parasitas que se formam no interior da máquina e são excitados pela tensão de modo comum. Os próximos parágrafos tratam desses dois fenômenos.

Dentro da operação normal de um conversor, naturalmente é gerada uma tensão de modo comum representada, geralmente, por uma diferença de potencial entre o neutro e a referência de terra. Para exemplificar esse fenômeno, o esquema simplificado de um conversor de 2 níveis acionando um motor é mostrado na Figura 2.1.

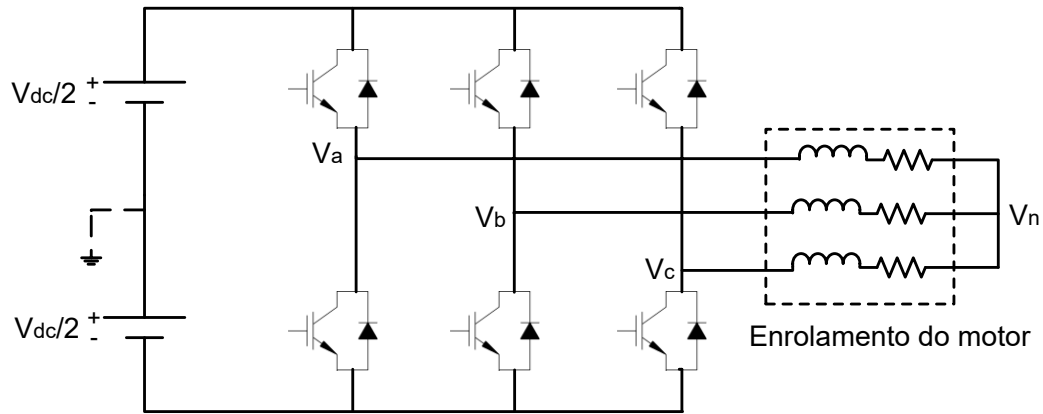


Figura 2.1– Esquema de conversor de 2 níveis acionando motor.

Nessa situação, a tensão entre cada fase e a referência de terra (simbolizada pelo ponto médio do barramento c.c.) pode ser dada por:

$$V_a = V_{an} + V_n \quad (2.1)$$

$$V_b = V_{bn} + V_n \quad (2.2)$$

$$V_c = V_{cn} + V_n \quad (2.3)$$

onde: V_a , V_b e V_c são as tensões entre fase e o ponto de referência de terra; V_{an} , V_{bn} e V_{cn} são as tensões entre fase e o neutro; V_n é a tensão entre o neutro e o ponto de referência de terra.

Uma vez que as tensões entre fase-neutro são, normalmente, um conjunto balanceado, a diferença de potencial entre o neutro e a referência de terra é dada como:

$$V_n = \frac{V_a + V_b + V_c}{3} \quad (2.4)$$

Portanto, observando as 8 combinações possíveis para o chaveamento, nota-se que a tensão V_n se alterna entre os valores dados por $\pm V_{dc}/6$ e $\pm V_{dc}/2$, como ilustrado na Figura 2.2. Dessa maneira, nota-se que, além das componentes de tensão úteis presentes no modo

diferencial, a saída do conversor fornece também uma componente de tensão de modo comum que não participa do processo da conversão eletromecânica de energia.

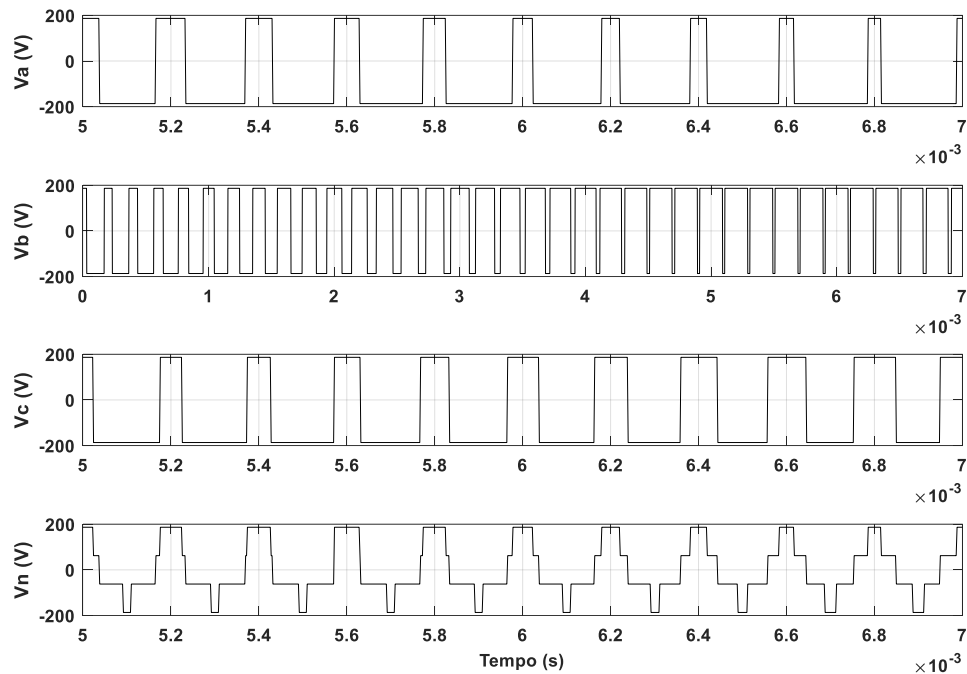


Figura 2.2 - Tensões entre fase e o ponto de referência de terra (V_a , V_b e V_c) geradas pelo inversor PWM e a tensão resultante entre o neutro e terra (V_n).

Devido à rápida resposta dos IGBT's, a tensão de modo comum apresenta tempos de subida extremamente curtos (na ordem de 100 ns [26]), submetendo os enrolamentos da máquina a altas taxas de dv/dt (vários kV/ μ s). Desse modo, as componentes de alta frequência desta tensão excitam os acoplamentos capacitivos de partes do motor, promovendo a circulação de correntes de alta frequência em seu interior. Ou seja, esses acoplamentos que para baixas frequências são considerados como meios isolantes, aparecem como caminhos de baixa impedância, permitindo o surgimento de correntes quando na presença dos altos dv/dt impostos pela presença do conversor.

Nesse contexto, considerando a máquina de indução com o rotor em gaiola, sabe-se que as capacitâncias distribuídas entre o enrolamento do estator e o seu núcleo/carcaça (C_{wf}), entre o enrolamento e o rotor (C_{wr}) e entre a carcaça e o rotor (C_{rf}), se constituem nos principais caminhos para as correntes de deslocamento excitadas pelas tensões de modo comum. O acoplamento entre o rotor e a carcaça pode ocorrer de duas maneiras: através do próprio entreferro da máquina (C'_{rf}) ou, ainda, por meio dos mancais do motor, cujo acoplamento

capacitivo é expresso por (C_b). Além disso, o acoplamento entre o enrolamento e o rotor se dá principalmente em duas regiões. A primeira se constitui na abertura da ranhura C_{wr_sl} , na porção em que o enrolamento é envolvido pelo pacote magnético do estator. Já a segunda se forma fora do núcleo, sobretudo entre as extremidades das bobinas (ou cabeça das bobinas) e o anel de curto-circuito do rotor C_{wr_end} . Todas essas capacitâncias são exibidas na Figura 2.3.

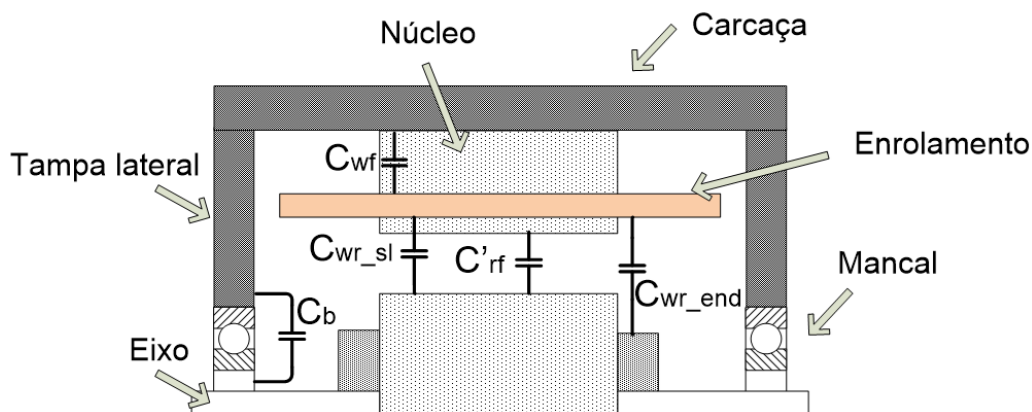


Figura 2.3 – Acoplamentos capacitivos parasitas formados no interior do motor de indução.

Seja por meio de modelos (analíticos e/ou numéricos) ou por medições experimentais, diversos trabalhos propõem valores típicos para as capacitâncias distribuídas no interior da máquina [24], [27] – [37]. Essas capacitâncias variam com a potência da máquina, e as faixas de valores normalmente encontradas na literatura são mostradas na Tabela 2.1 (motores na faixa de 2 a 1000 HP).

Tabela 2.1 – Valores típicos das capacitâncias parasitas no interior do motor de indução

Capacitância	Faixa
C_{wf}	Unidades até dezenas de nF
C_{rf}	Centenas de pF até unidades de nF
C_{wr}	Dezenas de pF até unidade de nF
C_b	Dezenas de pF até unidades de nF

Como usualmente o núcleo do estator se encontra acomodado na estrutura da máquina, pode-se considerar que o conjunto dado pelo pacote magnético do estator e carcaça formam um só condutor. Assim, qualquer acoplamento que se dê para a carcaça, na realidade ele é atribuído ao conjunto núcleo do estator/carcaça. Portanto, como os enrolamentos são alojados ao longo das ranhuras do núcleo, nota-se que existe uma grande área envolvida no acoplamento entre as bobinas e a carcaça. Além disso, a distância entre ambas é pequena quando comparada com essa área, uma vez que elas são separadas apenas por uma estreita camada isolante dentro da ranhura. Dessa maneira, como pode ser observado na Tabela 2.1, a capacitância entre o enrolamento do estator e a carcaça é predominante dentre todas as outras. De maneira semelhante, a capacitância entre o rotor e o estator também atinge valores relativamente elevados. O rotor e o núcleo/carcaça são separados apenas pelo entreferro. Com isso, uma grande área de contato isolada por uma pequena distância é formada entre essas partes. Por outro lado, o acoplamento entre o enrolamento e o rotor é, geralmente, fraco. Ou seja, o valor de C_{wr} é pequeno quando comparado com as duas capacitâncias anteriores, principalmente por causa da distância relativamente grande e à pequena área de contato existente entre o enrolamento do estator e o rotor. É interessante observar que, para a máquina de indução, o acoplamento entre a cabeça das bobinas e o anel de curto-circuito do rotor pode ter um papel importante na capacitância total entre o enrolamento do estator e o rotor. Ou seja, como será discutido com maiores detalhes no Capítulo 3, a capacitância dessa região (C_{wr_end}) pode ser da mesma ordem de grandeza daquela formada pelo acoplamento na porção situada nas aberturas das ranhuras (C_{wr_sl}). Dessa forma, a capacitância C_{wr_end} pode exercer grande influência em algumas correntes de alta frequência no interior do motor.

Dependendo das condições de operação, durante o movimento de rotação pode-se considerar que existe uma película de lubrificante separando as partes interna e externa dos mancais, formando acoplamentos capacitivos entre o rotor e a carcaça nessa região. Ou seja, supondo um mancal de rolamentos de esferas, por exemplo, podem ser descritas duas capacitâncias em série entre cada pista e a parte rolante (C_{bl}), como ilustrado na Figura 2.4. A capacitância do conjunto normalmente está compreendida na mesma ordem de grandeza de C_{wr} [32]. O acoplamento em paralelo conectando diretamente as pistas interna e externa é muito pequeno e pode ser ignorado [28].

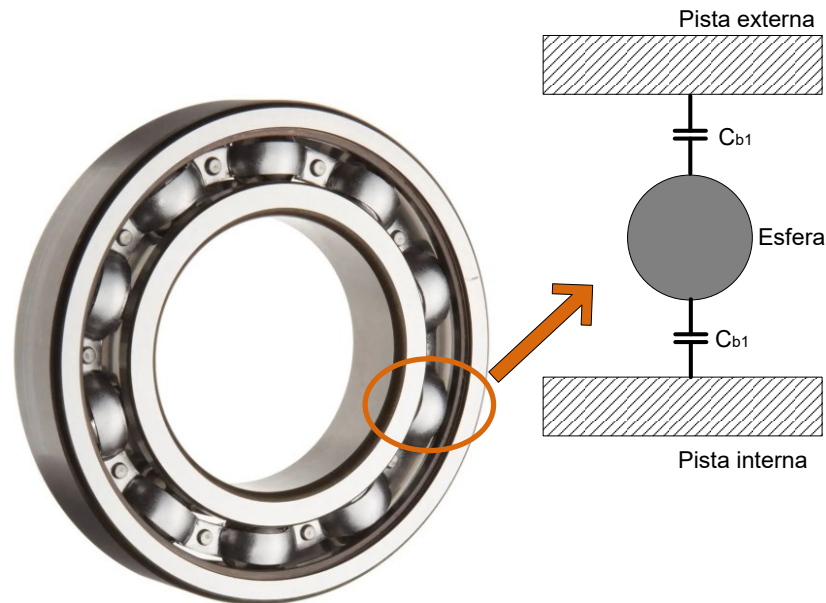


Figura 2.4 – Acoplamentos capacitivos dentro de um mancal de rolamento de esferas.

É interessante destacar que o comportamento elétrico dos mancais é extremamente complexo, podendo variar entre características resistivas e/ou capacitivas de acordo com a velocidade de rotação, temperatura, esforço longitudinal ou radial suportado etc. Maiores detalhes acerca das características elétricas dos mancais podem ser encontrados em, [28], [34], [37] e [38].

Em relação aos acoplamentos representados pelas capacitâncias C_{wf} , C_{rf} e C_{wr} , observa-se que eles crescem com o tamanho da máquina. Ou seja, para dimensões mais elevadas, maiores são, também, as áreas dos condutores e demais partes envolvidas nesses acoplamentos, aumentando, portanto, os valores dessas capacitâncias [39]. Por outro lado, em virtude de alterações nos espaços internos dos mancais, a sua capacitância equivalente reduz com o aumento do porte da máquina [39].

A partir dos acoplamentos descritos acima, nota-se que existem diferentes caminhos disponíveis para a circulação das correntes de alta frequência no interior do motor. Dessa forma, caso tenham os mancais da máquina e/ou da carga acionada como parte de sua malha, elas podem causar sérios danos a esses componentes [7] e [40]. Embora a origem de todas essas correntes esteja relacionada aos elevados dv/dts impostos pela tensão de modo comum, dependendo dos acoplamentos que estão em jogo, algumas particularidades podem ser destacadas. Portanto, as próximas seções visam abordar essas características, descrevendo com detalhes os principais tipos de correntes de alta frequência que fluem pelos mancais das máquinas de indução.

2.3 Correntes capacitivas, resistivas e de descarga

Os tipos de correntes analisadas nesse momento foram discutidos de forma pioneira nos trabalhos mostrados em [10], [29], [30], [38], e estão diretamente ligadas à existência de uma diferença de potencial entre o rotor/eixo e a carcaça. Essa tensão é “espelhada” na tensão de modo comum gerada pelo conversor por meio dos acoplamentos presentes no interior da máquina, que formam um divisor de tensão capacitivo. Como normalmente as partes interna e externa dos mancais estão diretamente conectadas ao eixo e à carcaça, respectivamente, essa tensão também é percebida por eles, como exposto na Figura 2.5 por v_b .

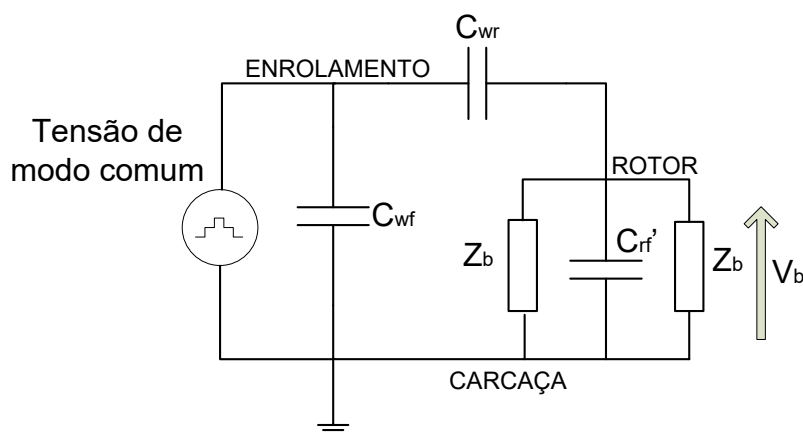


Figura 2.5 – Divisor capacitivo no interior da máquina de indução.

Dessa maneira, dependendo do estado que os mancais se encontram eletricamente (Z_b – impedância equivalente dos mancais), basicamente três formas de correntes podem existir, sendo denominadas capacitivas, resistivas e de descarga. Ou seja, dependendo das condições de operação a que se encontram submetidos, os mancais podem se exibir como bons ou mau condutores de eletricidade e exercem influência direta no tipo de corrente que os atravessam, como discutido a seguir.

2.3.1 Correntes capacitivas e resistivas

Se os mancais estiverem operando em uma condição na qual seja possível a formação de uma película de óleo lubrificante em seu interior, há uma isolação entre suas pistas e esferas, como ilustrado na Figura 2.6. Nessa situação, os mancais possuem características predominante capacitivas e pode-se dizer que $Z_b = C_b$. Dessa forma, em sincronismo com as comutações da

tensão de modo comum (dv/dt), são notadas correntes que seguem o trajeto formado pelo enrolamento, rotor, mancais e carcaça, tal como apontado pela linha verde (I_{bcap}) da Figura 2.7a. Já a Figura 2.7b revela a forma de onda típica das correntes capacitivas. Os principais fatores que determinam a formação desta película são a temperatura e velocidade de operação [41]. Assim, em geral, para velocidades acima de 100 rpm e/ou temperaturas abaixo de 40 °C, as condições para a existência do filme lubrificante são satisfeitas [34] e [42].

Principalmente devido aos baixos valores normalmente encontrados para a capacitância C_{wr} , as amplitudes alcançadas por I_{bcap} são reduzidas, geralmente compreendida na faixa de unidades até dezenas de [mA] [43]. Portanto, essa corrente não é foco de preocupação, podendo ser considerada inofensiva para os mancais [28] e [37].

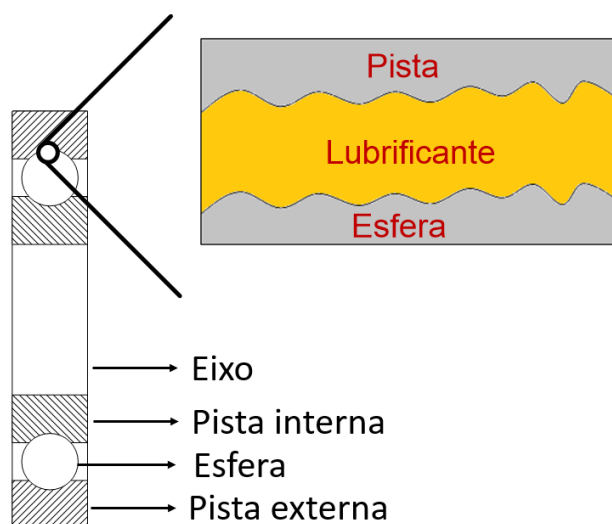


Figura 2.6 – Condição de lubrificação completa do mancal que permite a formação da capacitância C_b .

Por outro lado, sobretudo para velocidades muito reduzidas (< 100 rpm) e/ou temperaturas mais elevadas (> 70 °C [41] e [43]), a espessura da película lubrificante pode se tornar extremamente delgada, permitindo que haja uma grande área de contato quase metálico entre as rugosidades das esferas e das pistas dos mancais, como ilustrado na Figura 2.8. Nesse caso, os mancais se comportam basicamente como uma resistência elétrica de baixo valor ôhmico, tornando possível que uma corrente flua através dos mesmos sem elevações consideráveis em sua tensão ($Z_b = R_b \approx 0$) [44]. Dessa forma, em sincronismo com cada comutação da tensão de modo comum (dv/dt), ocorre a circulação de uma corrente (I_{bres}) no trajeto dado pelo enrolamento do estator, rotor, mancais e carcaça. O caminho de circulação e a forma de onda de I_{bres} são exibidos na Figura 2.9.

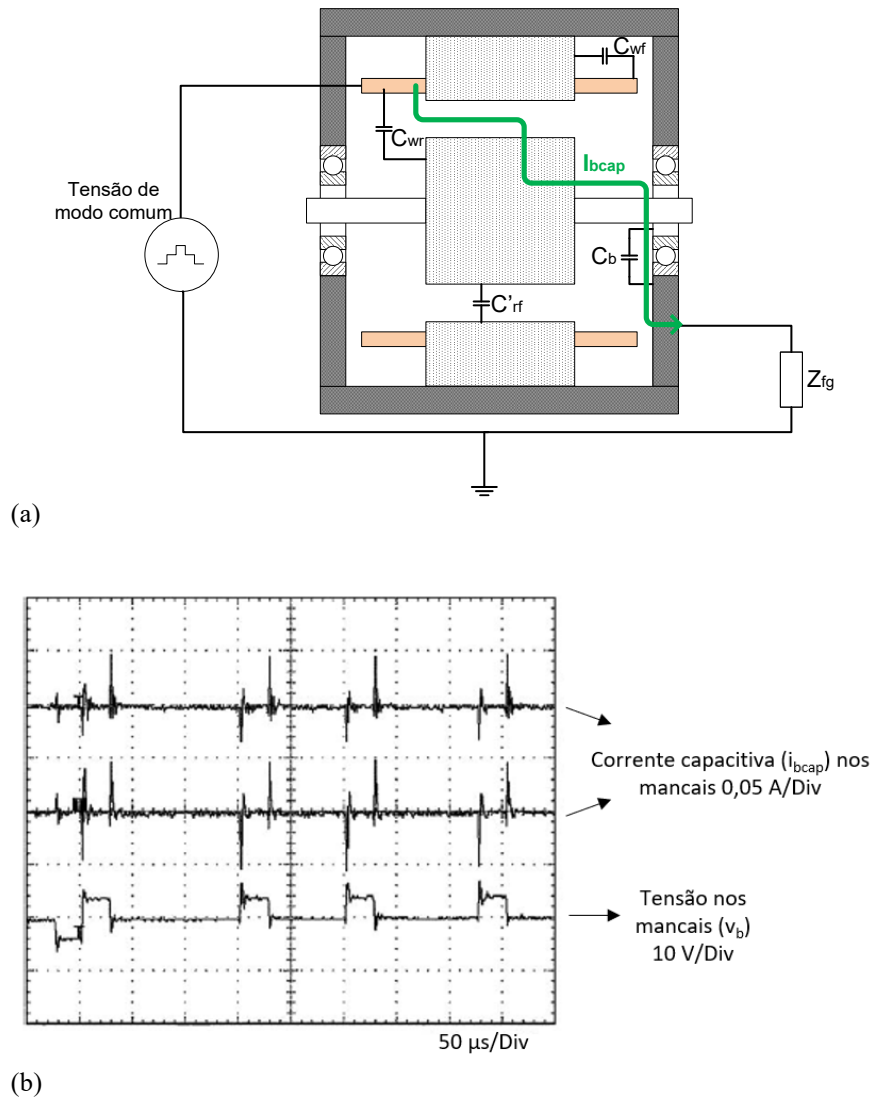


Figura 2.7 – Correntes capacitivas nos mancais: (a) Trajeto percorrido no interior do motor; (b) Forma de onda típica (Fonte: [43]). O elemento Z_{fg} representa a impedância do aterramento da carcaça para altas frequências.

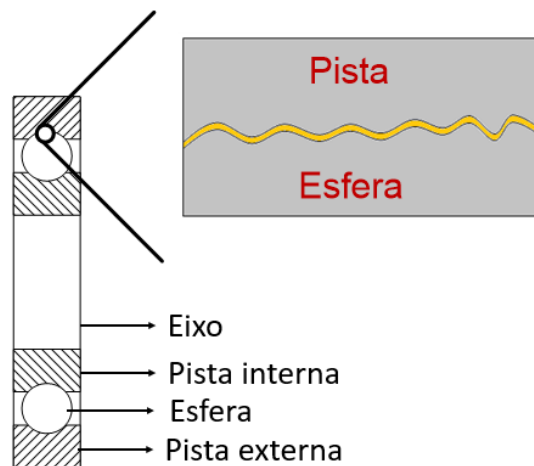


Figura 2.8 – Condição de não formação da película lubrificante no rolamento. Nessa situação $Z_b = R_b$.

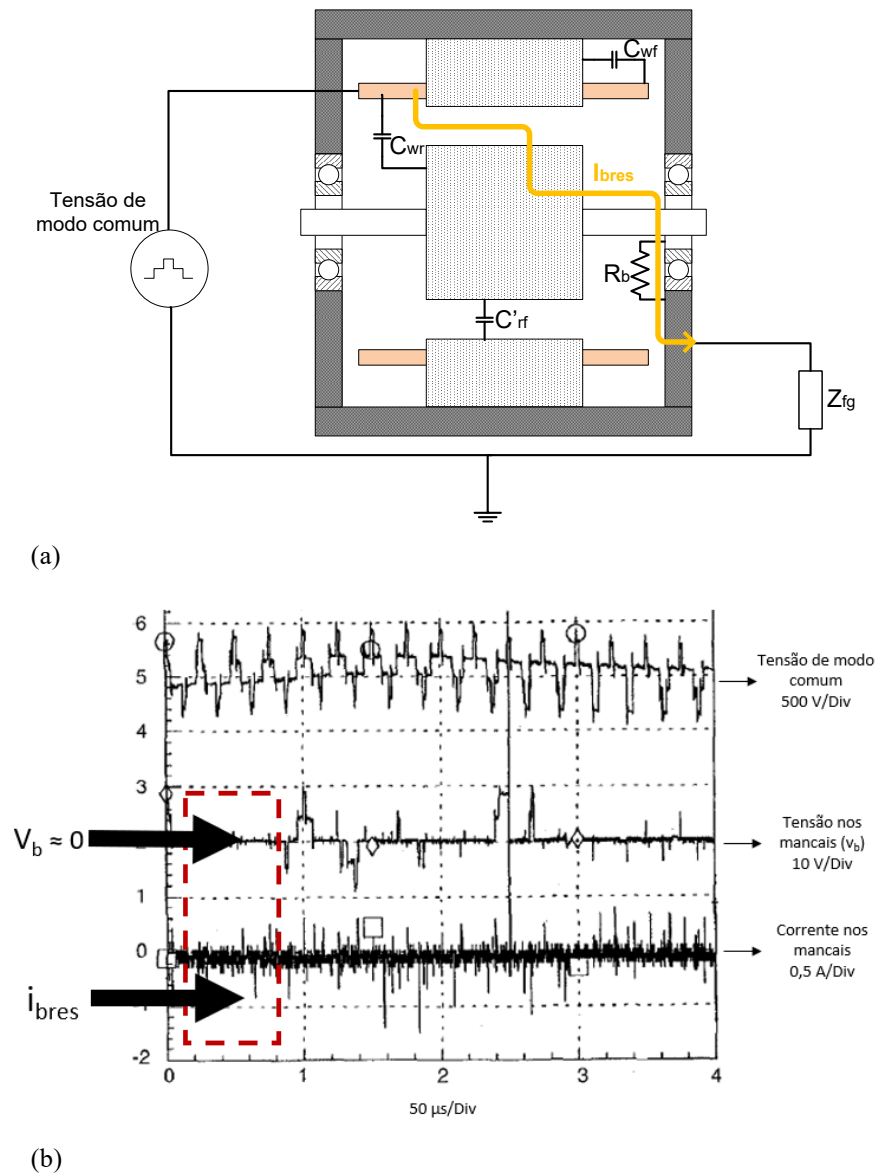


Figura 2.9 - Correntes resistivas nos mancais (i_{bres}): (a) Trajeto percorrido no interior do motor; (b) Forma de onda típica. Fonte: [39].

As correntes resistivas podem atingir intensidades de até algumas centenas de [mA] e, tal como as capacitivas, geralmente não apresentam perigo para os mancais [43]. Em alguns trabalhos elas são denominadas como de condução [10] e, por vezes, não é realizada uma distinção em relação às correntes capacitivas.

2.3.2 Correntes de descarga - EDM

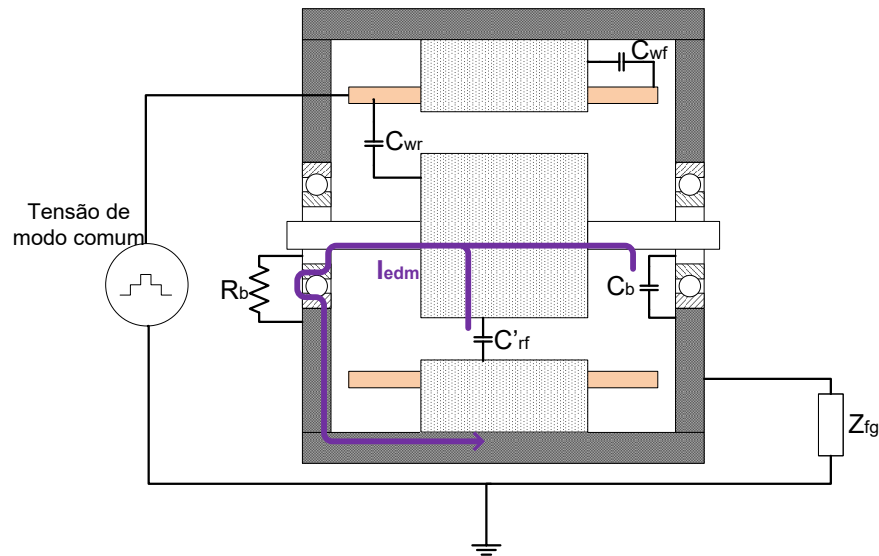
As correntes de descarga são observadas quando o mancal mantém por algum período características capacitivas e, subitamente, assumem propriedades de bons condutores. Dessa

forma, dependendo da condição de lubrificação, em geral são descritas duas maneiras nas quais esse fenômeno pode ocorrer.

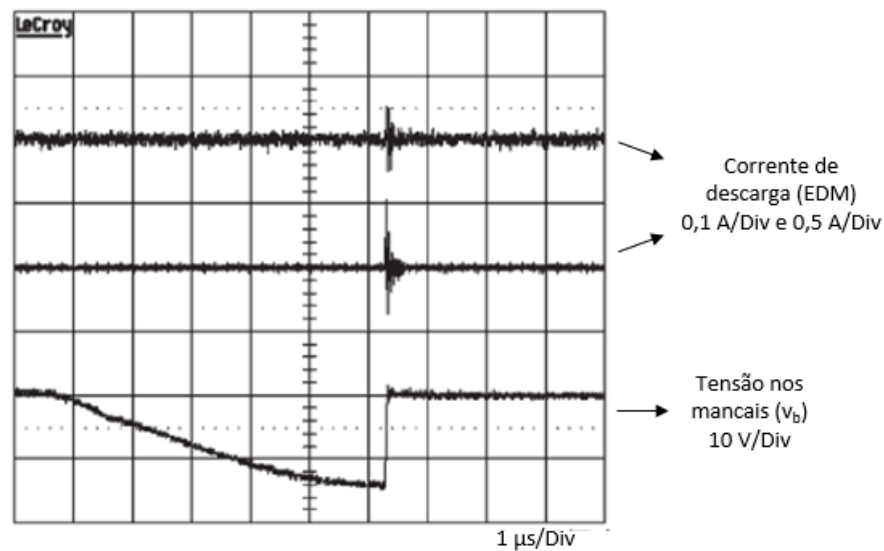
Na primeira delas, se a tensão entre o rotor/eixo e a carcaça (tensão v_b formada a partir do divisor capacitivo da Figura 2.5) resultar num potencial que proporcione uma intensidade de campo elétrico acima do limite suportável pelo material lubrificante, há uma ruptura elétrica em seu interior. Nessa situação, o comportamento elétrico do mancal deixa de ser capacitivo e passa a ser basicamente resistivo, com valores na faixa de alguns ohms e características não lineares [28]. Portanto, toda a carga acumulada no acoplamento capacitivo entre o rotor e a carcaça se descarrega através do mancal que teve o lubrificante corrompido, como ilustrado na linha em roxo (I_{edm}) da Figura 2.10a. A Figura 2.10b destaca a forma de onda da EDM e da tensão entre o eixo e a carcaça (v_b) no momento da descarga. É interessante ressaltar que a corrente de descarga não tem Z_{fg} como parte de sua malha. Assim, não há um acesso direto a esta corrente, o que insere alguma dificuldade para a sua medição. Além disso, as EDMs não podem ser atenuadas por estratégias que tenham por objetivo reduzir exclusivamente a corrente de modo comum, ou seja, ela não é afetada por métodos de mitigação da corrente de modo comum que não exerçam influência na tensão de modo comum.

Durante a operação da máquina eventualmente podem haver pontos de contato quase metálicos entre as esferas e as pistas, que se sucedem de maneira estatística durante a rotação e, conseqüentemente, colocam o mancal em curto-circuito [28], [31] e [37]. Segundo [28], este tipo de evento pode acontecer tanto por causa das rugosidades nas superfícies dos mancais quanto da presença de partículas metálicas no lubrificante resultantes de desgaste. Quando este fenômeno ocorre, a carga instantânea acumulada no eixo/rotor da máquina descarrega-se para a sua carcaça aterrada, gerando correntes de descarga semelhantes às explicadas anteriormente.

Embora os mecanismos envolvidos durante a ruptura do lubrificante ainda não estejam completamente compreendidos, é observado que as descargas ocorrem com uma distribuição estatística e, geralmente, não estão em sincronismo com as comutações da tensão de modo comum [10], [28], [37], [45] – [47]. Ou seja, fatores relacionados com as condições de operação da máquina (como por exemplo velocidade, temperatura, tensão mecânica sobre os mancais), além de parâmetros do material utilizado para lubrificação (como, por exemplo, a pureza do óleo base e uso de aditivos), e ainda possíveis contaminações dentro do lubrificante, podem levar a variações na intensidade de campo elétrico máxima suportada pela película de óleo. Assim, esse valor limiar não é constante durante a operação do motor, o que insere uma probabilidade para a existência ou não das correntes de descarga [45] e [48].



(a)



(b)

Figura 2.10 - Correntes de descarga nos mancais (EDM): (a) Trajeto percorrido no interior do motor; (b) Forma de onda típica. Fonte: [43].

As EDMs podem atingir amplitudes situadas na faixa de centenas de [mA] até algumas unidades de [A], que podem oscilar em frequências de até vários MHz [28] e [49]. Desse modo, ao contrário das capacitivas/resistivas, normalmente essas correntes são bastante preocupantes. Isso porque dependendo da intensidade e da frequência com que sucedem, as EDMs podem expor os mancais a densidades de correntes elevadas e lhes causar sérios danos, tal como reportado em [40]. Ainda, conforme relatado em [42], as amplitudes das EDM são relativamente independentes do tamanho do motor. Com isso, as máquinas de menor potência (na faixa de unidades de kW) estão expostas a maiores riscos, uma vez que seus mancais são

sujeitos a densidades de corrente de descarga mais intensas, já que a área de contato entre as suas (menores) esferas e pistas é mais reduzida. Ademais, para motores de porte mais elevado (acima de 100 kW), as correntes circulantes de alta frequência (ver seção 2.4) se tornam mais relevantes do que as de descarga [42].

As manifestações mais severas das EDMs não são esperadas para velocidades nem muito baixas (< 400 rpm) nem muito altas (> 2000 rpm), [37], [48], [42] e [50]. Para as velocidades reduzidas, pelo menos dois fatores podem estar em jogo. Primeiro, como já discutido para o caso das correntes resistivas (ver Seção 2.3), a camada lubrificante em geral não é formada completa e homogeneamente em velocidades muito baixas (< 100 rpm, por exemplo [42]). Nesta situação, existe uma grande área de contato entre as pistas e as esferas, consistindo principalmente de superfícies quase metálicas que perfuram o filme de óleo [38]. Dessa forma, o eixo da máquina permanece praticamente aterrado, de forma que a tensão v_b não é capaz de se elevar suficientemente para que aconteça a disrupção do lubrificante. Além disso, mesmo que a formação de uma película lubrificante seja possível, sua espessura diminui com a redução da velocidade. Portanto, para velocidades baixas (< 400 rpm [6], [37] e [42]), tensões relativamente pequenas são capazes de promover uma descarga. Com isso, ainda que possam acontecer, devido ao menor valor na tensão de ruptura, correntes menos intensas são mais comuns para esta situação.

Para velocidades muito altas (> 2000 rpm [6], [37], [42] e [50]), pelo menos quatro eventos que contribuem para a redução da amplitude das descargas podem ser elencados. Em primeiro lugar, de acordo com [28], estatisticamente o tempo médio para a ocorrência de um curto-circuito dentro do lubrificante por meio de partículas metálicas oriundas do desgaste dos mancais diminui à medida que a velocidade aumenta. Logo, para um número de rotações por minuto muito elevado, o sucessivo surgimento dessas pequenas descargas não permite o crescimento exacerbado da tensão nos mancais. Já em [6] é destacado que, como a película lubrificante possui espessura maior para velocidades elevadas, isso leva a maiores valores para a resistência equivalente do mancal durante a descarga (centenas de ohms), o que reduz a amplitude dessa corrente. Ainda, em [37] e [50] é comentado que o aumento da espessura da película com a velocidade pode fazer com que a tensão no mancal não atinja o valor limite para a disrupção. Por outro lado, em [34] é descrita que para velocidades acima de um certo limite, uma situação muito diferente da usual pode se passar no interior do mancal. Como já relatado, normalmente a espessura do filme lubrificante aumenta com o crescimento da velocidade. Contudo, em [34] é reportado que se a velocidade atingir um valor limiar, reduções significativas na espessura da película de graxa podem ser observadas. Esse fenômeno é

denominado *starvation* e, caso ele aconteça, a diminuição da espessura impede o surgimento de uma tensão entre as pistas dos mancais suficientemente elevada para gerar descargas mais intensas.

Diante do exposto, para uma dada temperatura de operação, existe um valor intermediário de velocidade para que as correntes de descargas aconteçam de forma mais severa. Contudo, à medida que a temperatura aumenta, o ponto em que ocorrem as descargas mais intensas é deslocado para velocidades maiores, [6], [28], [42] e [51]. Isso pode ser explicado, pois a espessura do filme lubrificante diminui com o aumento da temperatura. Em outras palavras, após certo aquecimento, é possível retomar a espessura que permita a tensão nos mancais (v_b) alcançar os valores críticos e, então, as descargas mais severas, elevando-se a velocidade de rotação. É importante destacar que, as tensões mecânicas que agem sobre os mancais (forças axiais e radiais) também exercem influência sobre o seu regime de lubrificação. De uma maneira geral, o aumento da carga sobre os mancais tende a reduzir a espessura do lubrificante e a aumentar a área de contato entre suas esferas e pistas [6], [30], [38] e [52]. Portanto, os mancais que operam em condições de baixas cargas estão sujeitos a um cenário mais propício para desenvolverem tensões e correntes com amplitudes mais elevadas [52].

Além da energia envolvida durante as descargas, a frequência (número de descargas por unidade de tempo) com que elas aparecem tem papel importante para a degradação dos mancais [53]. Os resultados obtidos em [45] mostram que a frequência com que acontecem as EDMs diminui com o tempo de operação do motor e, também, caso a máquina trabalhe em regime contínuo. Dessa forma, como notado também em [54], o trabalho de [45] sugere que, dentro de uma operação com velocidade variável, os mancais estão mais propensos a sofrer danos por efeito das correntes de descarga. Além disso, o número de descargas por unidade de tempo aumenta com a temperatura do eixo, a frequência de chaveamento, a tensão do barramento c.c. do inversor e as vibrações mecânicas no interior dos mancais [45] e [51].

Em relação aos limites de campo elétrico máximo suportável pelo lubrificante, nota-se que há pouca informação disponível sobre esses valores [48]. Por meio de dados fornecidos por fabricantes, em [29] é relatado que o campo elétrico máximo suportado pelo lubrificante dentro do mancal está na faixa de 1 a 30 V/ μ m. Por outro lado, a partir de testes laboratoriais realizados em [6], esse limiar de campo é estendido para valores entre 10 a 40 V/ μ m. Em [48] pode ser encontrado também uma faixa de 20 a 50 V/ μ m. Nesse contexto, embora alguns trabalhos utilizem o valor de 20 V/ μ m [6], ou mesmo 30 V/ μ m [52] e [55], o valor de 15 V/ μ m é geralmente aceito para representar a intensidade limite de campo elétrico suportada pelo lubrificante [33], [38], [42], [56]. Dessa forma, tendo em vista as espessuras normalmente

empregadas para os mancais de rolamentos com esferas (de 0,2 a 2 μm), a tensão de ruptura se encontra na faixa de 3 a 30 V [29], [38], [56] e [57].

Considerando que os mancais se encontram com comportamento capacitivo, a razão entre a tensão v_b e a de modo comum (TMC) pode ser calculada a partir do circuito da Figura 2.5, como mostrado pela Equação (2.5). Essa relação é denominada por BVR (*Bearing Voltage Ratio*) [31]. Como geralmente as capacitâncias C_{wr} e C_b são muito menores que C_{rf} , normalmente essa razão apresenta valores baixos, sendo tipicamente menores do que 10 % [32]. No entanto, como a tensão de modo comum é governada pelo barramento c.c., mesmo para essa faixa encontrada para o BVR, em muitos casos a tensão nos mancais pode atingir os limites suportáveis pelo lubrificante.

$$BVR = \left(\frac{C_{wr}}{C_{wr} + C_{rf} + 2C_b} \right) \times 100 \% \quad (2.5)$$

2.4 Correntes circulantes de alta frequência

As correntes circulantes de alta frequência que fluem pelos mancais da máquina de indução possuem um princípio físico muito diferente do que foi discutido nas seções anteriores. De uma maneira geral, todas as correntes analisadas até o momento foram tratadas como uma consequência direta dos elevados dv/dt da tensão de modo comum e da presença de acoplamentos capacitivos no interior da máquina, que são excitados por essa tensão. Embora para as correntes circulantes exista uma dependência desses fenômenos, a sua existência está ligada, também, a um acoplamento indutivo dentro do motor. Ou seja, como será discutido nas próximas seções, as correntes circulantes de alta frequência são geradas por indução, a partir de um fluxo magnético produzido pela corrente de modo comum (CMC), à medida que esta circula dentro do motor. Dessa forma, a compreensão acerca da origem desse fluxo é um ponto essencial para o entendimento do fenômeno. Para isso, antes de entrar em detalhes sobre as correntes circulantes, a geração das CMC no interior do motor é descrita a seguir.

2.4.1 Corrente entre o enrolamento e o núcleo/carcaça (I_{wf})

Dentre todos os acoplamentos capacitivos parasitas formados no interior do motor de indução (ver Seção 2.2), pode-se afirmar que a capacitância formada entre o enrolamento do estator e o núcleo/carcaça (C_{wf}) é predominante [58]. Dessa maneira, estando a carcaça propriamente aterrada (baixo valor para a impedância de aterramento da carcaça Z_{fg}), praticamente toda a corrente que retorna para o terra a partir do interior da máquina (I_{cm} na Figura 2.11) circula no percurso formado pelo enrolamento, núcleo do estator e carcaça, como ilustrado na linha em azul (I_{wf}) da Figura 2.11.

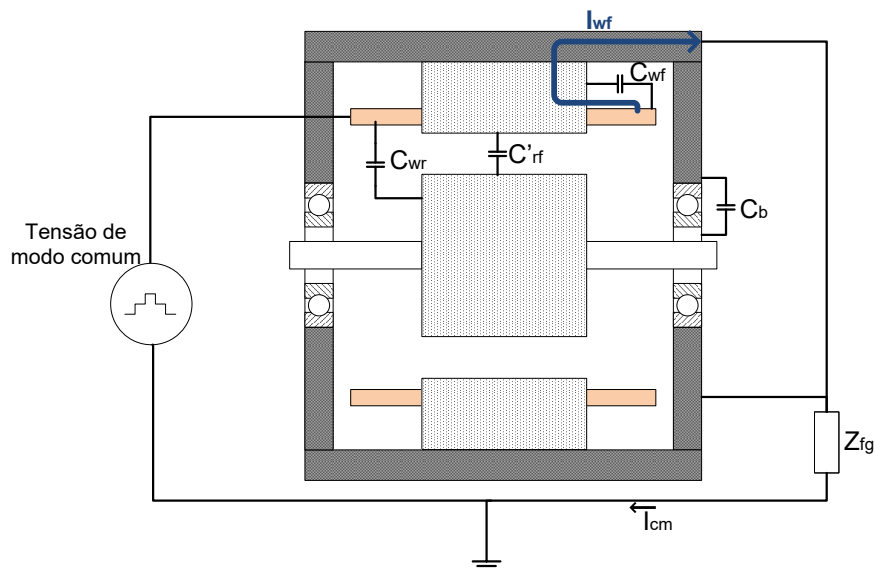


Figura 2.11 – Corrente entre o enrolamento e o núcleo/carcaça (I_{wf}).

Embora tenha influência primordial para outros fenômenos como, por exemplo, para as EDMs (ver Seção 2.3.2), a contribuição do rotor para a CMC pode ser considerada desprezível. Ou seja, ainda que a corrente capacitiva (I_{bcap}) discutida na Seção 2.3.1 também contribua para o valor total de I_{cm} , esta parcela é insignificante quando comparada à I_{wf} . Por essa razão, muitas vezes na literatura não é realizada uma distinção entre I_{cm} e I_{wf} , denominando ambas simplesmente como a corrente de modo comum do motor. Como C_{wf} está diretamente ligada ao tamanho da máquina, essas correntes podem assumir amplitudes desde algumas unidades até algumas dezenas de [A], dependendo da potência do motor [42]. Além disso, a sua frequência de oscilação está tipicamente na faixa de algumas centenas de kHz até alguns MHz [59].

Antes de atingir o ponto aterrado na carcaça, a corrente I_{wf} circula por um caminho extremamente complexo pelo núcleo do estator. Ou seja, ao percorrer as chapas do núcleo, ela não segue diretamente pela carcaça até o ponto aterrado, mas faz uma espécie de “zig zag”, “saltando” de uma chapa para a outra. Para compreender melhor esse trajeto, a Figura 2.12 ilustra um corte longitudinal do motor, evidenciando duas laminações do seu núcleo.

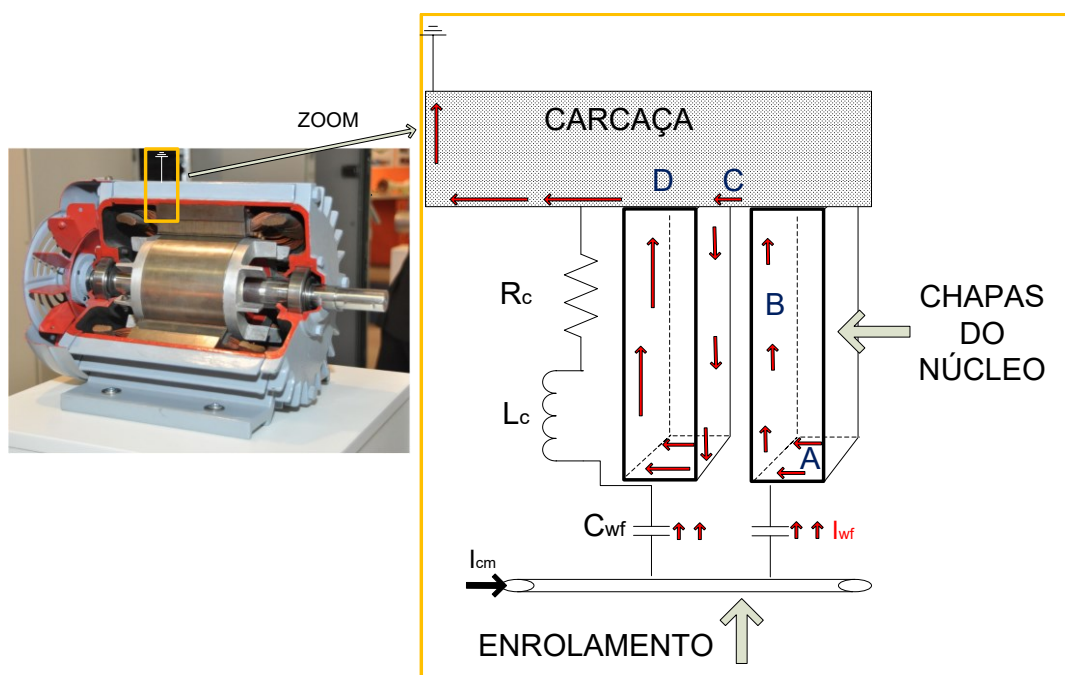


Figura 2.12 – Trajeto percorrido pela corrente entre o enrolamento e a carcaça (corrente de modo comum) dentro do núcleo do estator. Os elementos R_c e L_c representam, respectivamente, a resistência e indutância inseridas pelo núcleo.

Para as frequências em questão, a corrente I_{wf} se distribui fundamentalmente em uma estreita camada nas superfícies das chapas do núcleo do estator. Assim, observando a lâmina mais à direita da Figura 2.12, nota-se que I_{wf} atravessa a isolamento da ranhura por meio de C_{wf} (corrente de deslocamento) e flui pelas superfícies inferior (região A) e lateral (região B) desta chapa, seguindo em direção ao ponto aterrado na carcaça. Da mesma forma, as parcelas de I_{wf} que penetram o núcleo pelas lâminas adjacentes fazem um trajeto semelhante. Na região do isolamento entre as chapas, ela se desloca pela superfície da carcaça, como indicado no ponto C na Figura 2.12. Considerando que a impedância de contato entre o núcleo e a estrutura do estator é muito pequena [57], essa região pode ser tomada como um condutor único, sem nenhum gap separando ambas as partes. Devido ao efeito pelicular, a corrente que sai da chapa mais à direita não penetra a região entre o núcleo e carcaça (representada por D da Figura 2.12),

mas se distribui pelas superfícies laterais e inferior da lâmina que está adiante. A mesma situação descrita ocorre para todas as chapas que compõem o pacote magnético do estator.

Diante do exposto, as correntes que fazem o caminho enrolamento-núcleo-carcaça, perfazem um complexo trajeto em forma de “zig zag” ao passarem pela região das lâminas. Para ilustrar os fenômenos discutidos acima, a Figura 2.13 mostra um esquema simplificado utilizado para reproduzir a circulação de I_{wf} pelo núcleo do estator. A fonte de tensão é assumida na frequência de 100 kHz. Maiores detalhes sobre a simulação exibida na Figura 2.13 podem ser encontradas no Apêndice A.

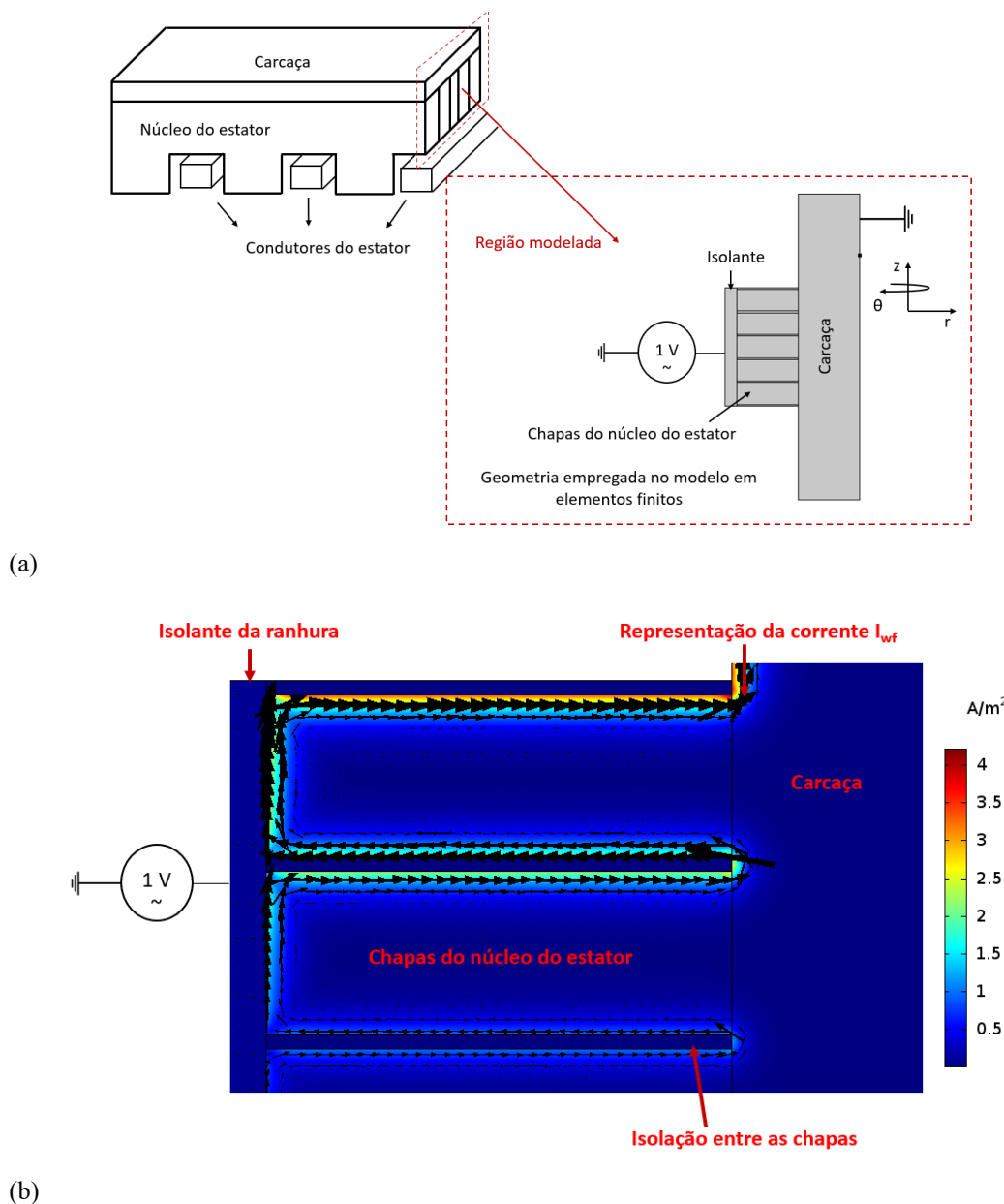


Figura 2.13 – Ilustração da distribuição da corrente I_{wf} ao percorreras chapas do núcleo do estator em direção ao ponto aterrado: (a) Esquema da geometria analisada; (b) Resultado da simulação.

A partir do resultado da simulação proposta na Figura 2.13, é possível notar o complexo trajeto de I_{wf} no interior do núcleo do estator. É interessante observar que quanto mais próximo do ponto de aterramento da carcaça, maior é a densidade de corrente. Isso porque essa região recebe a contribuição de todas as parcelas que são distribuídas ao longo das chapas adjacentes que se somam à medida que se aproximam do aterramento. Tal aspecto é exposto em ambas as Figura 2.12 e Figura 2.13 pelo tamanho das setas.

Em face do que foi discutido, nota-se que além do acoplamento C_{wf} , o núcleo do estator também insere uma impedância no caminho de circulação da corrente I_{wf} . Essa impedância é representada pela resistência R_c e indutância L_c na Figura 2.12. Diversos modelos que empregam formulações analíticas e análise em elementos finitos em duas e três dimensões podem ser encontrados para estimar a impedância das lâminas do núcleo do estator [44], [57], [60] – [62]. Além disso, em [63] é mencionado que, sobretudo para as frequências acima de 1 MHz, a inclusão de outras partes metálicas existentes no trajeto percorrido pela corrente I_{wf} , tal qual a consideração de acoplamentos magnéticos normalmente ignorados, podem ser importantes. Ou seja, para essa faixa de frequências, a contribuição de regiões como das tampas laterais e a carcaça, além de acoplamentos mútuos entre lâminas adjacentes, podem influenciar a impedância total “enxergada” por I_{wf} . Ademais, segundo [61], pesquisas futuras são necessárias para esclarecer possíveis efeitos causados pela presença de gaps entre o núcleo do estator e a carcaça e também pela existência de algumas linhas de soldagem ao longo do pacote magnético do estator criadas durante o processo de fabricação.

2.4.2 Geração das correntes circulantes de alta frequência

De maneira pioneira, o trabalho exibido em [11] aponta a existência das correntes circulantes de alta frequência pelos mancais do motor. Assim, é mostrado que essas correntes são geradas por indução a partir de um fluxo magnético que flui ao redor do eixo da máquina. Segundo [11], o surgimento desse fluxo é explicado como sendo o resultado de um desbalanceamento da corrente nos dois lados de uma mesma bobina. Ou seja, é assumido que a corrente que entra em um dos lados de uma bobina é maior do que a que sai pela outra extremidade, em razão da parcela que flui para a carcaça aterrada por meio das capacitâncias distribuída ao longo do enrolamento. Desse modo, essa diferença corresponde a uma quantidade de corrente líquida na direção axial, capaz de promover a geração do fluxo magnético em torno do eixo. Embora possa auxiliar na compreensão do fenômeno, a explicação contida em [11] se encontra de forma simplificada, e não traz uma visão que permita a construção de modelos para

representar as grandezas envolvidas. Nesse contexto, os trabalhos apontados em [44], [57], [60], [61], [64] e [65] trazem uma abordagem que ilustra de forma mais detalhada a geração do fluxo de alta frequência, descrevendo como o caminho da corrente I_{wf} influencia nesse processo, como será descrito a seguir.

Observando o trajeto em “zig zag” de I_{wf} é possível notar que, ao percorrer as lâminas, as suas componentes geram um fluxo magnético de alta frequência disperso ($\Phi_{I_{wf}}$ na Figura 2.14) que circunda as chapas do núcleo do estator. Para demonstrar este fenômeno, a mesma simulação da Figura 2.13 é empregada e a distribuição da densidade de fluxo resultante é apresentada na Figura 2.15. Uma vez que a densidade de corrente no núcleo aumenta à medida que se aproxima do ponto aterrado na carcaça (ver Figura 2.13b), mais intenso é também o fluxo gerado nessa região. Isso é revelado pelo tamanho dos círculos na Figura 2.14 e pode ser notado por meio da distribuição da densidade de fluxo da Figura 2.15.

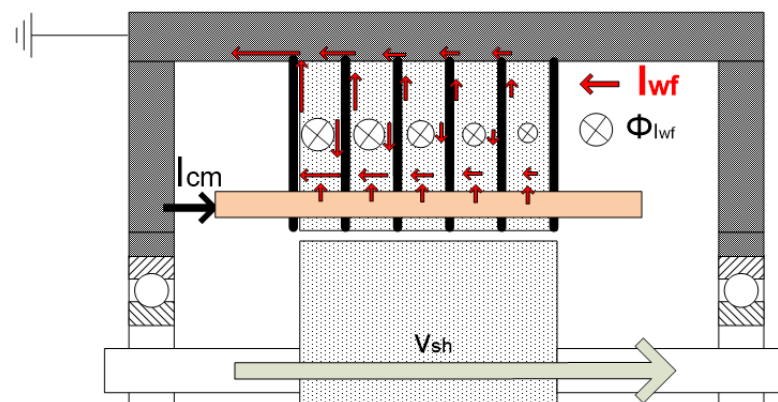


Figura 2.14 – Fluxo de alta frequência gerado pela corrente I_{wf} e tensão induzida ao longo do eixo por esse fluxo.

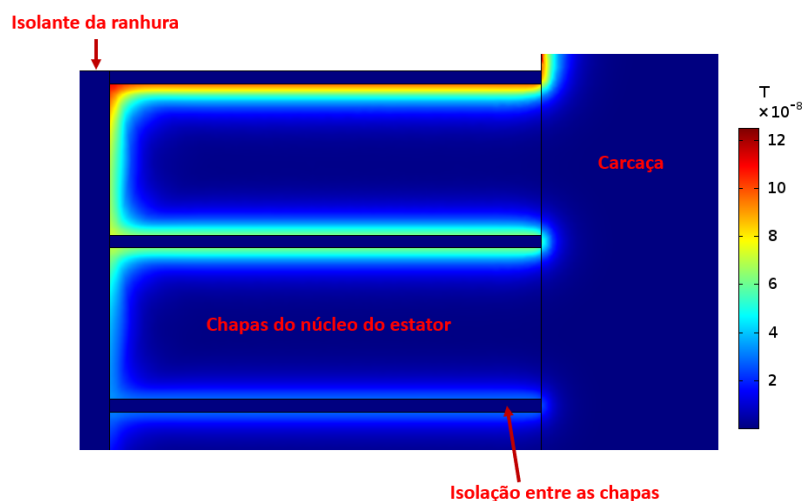
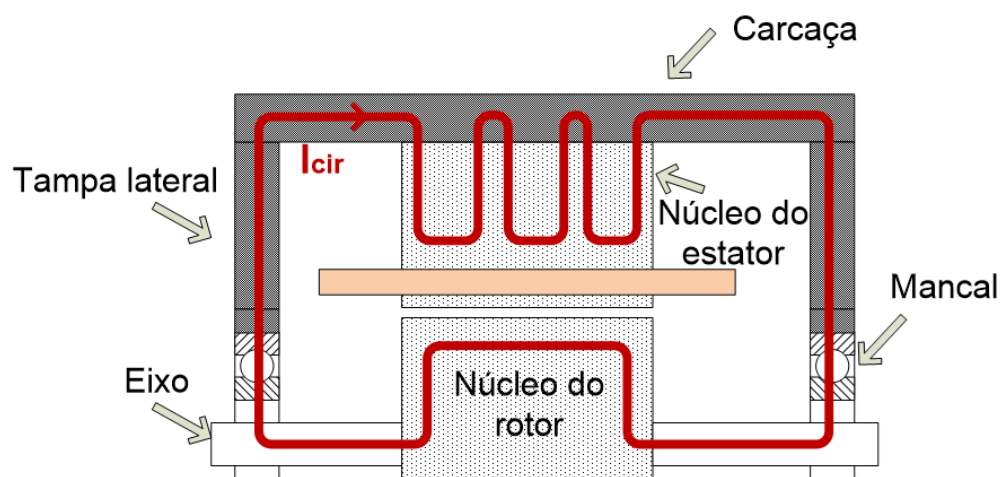
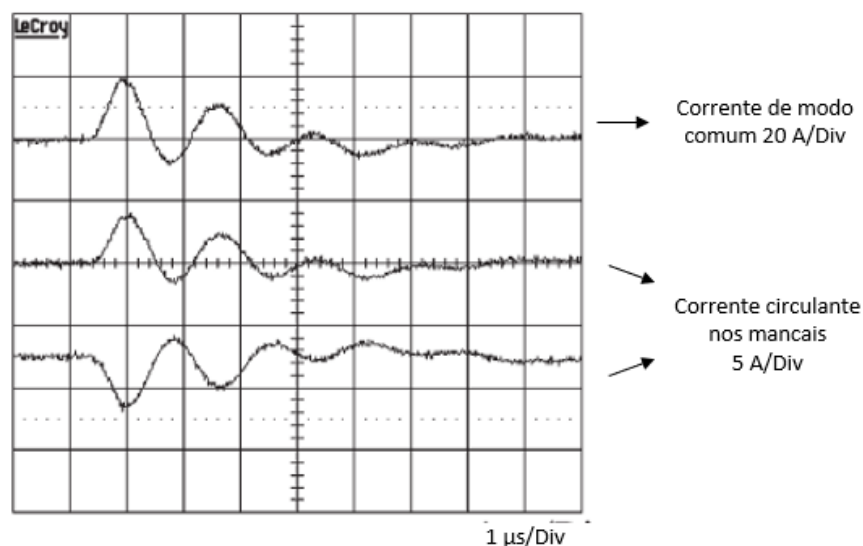


Figura 2.15 - Ilustração da distribuição da densidade de fluxo magnético gerada pela corrente I_{wf} .

O fluxo criado por I_{wf} enlaça o eixo da máquina e, por ação de transformação, induz uma tensão entre as suas extremidades, que é denominada por v_{sh} na Figura 2.14. Se a tensão induzida v_{sh} for suficientemente elevada para destruir as propriedades isolantes do filme lubrificante, ocorre a circulação de uma corrente ao longo do circuito formado pelo núcleo do estator – carcaça – tampa lateral – mancal – eixo – núcleo do rotor – eixo – mancal – tampa lateral – carcaça – núcleo do estator, como ilustrado por I_{cir} na Figura 2.16. A corrente circulante (I_{cir}) atravessa os mancais da máquina em direções opostas, como pode ser observado nas formas de onda exibidas na Figura 2.16b.



(a)



(b)

Figura 2.16 – Correntes circulante de alta frequência nos mancais: (a) Trajeto percorrido no interior do motor; (b) Forma de onda típica. Fonte: [43].

Na região do núcleo do estator, as correntes circulantes compartilham do mesmo complexo trajeto de I_{wf} . Ou seja, elas também passam pelas superfícies das chapas em um caminho em zig-zag de uma extremidade até a outra [64]. No entanto, nesse caso toda a corrente entra por uma das extremidades das laminações e sai pelo lado oposto. Isto é, nenhuma parcela é oriunda dos enrolamentos. Por outro lado, no pacote magnético do rotor, I_{cir} se distribui na região mais externa, nas proximidades do entreferro. Isso acontece porque existe a presença de um caminho condutivo entre as chapas adjacentes, em consequência de processos mecânicos realizados no rotor em gaiola para ajustá-lo ao entreferro [28] e [64]. Nas outras regiões metálicas (eixo e carcaça), I_{cir} se distribui em uma estreita camada ao longo dessas superfícies.

O fluxo concatenado pela corrente circulante ($\Phi_{I_{cir}}$) pode ser dividido em duas partes: uma interna ao seu caminho de circulação e outra externa, nas cavidades preenchidas de ar no entreferro e na região das extremidades das bobinas. Associadas a essas parcelas podem ser destacadas pelo menos cinco indutâncias internas, que são referentes ao fluxo dentro dos núcleos do estator (1) e do rotor (2), da carcaça (3), tampas laterais (4) e eixo (5), e uma indutância externa, devido ao fluxo na região preenchida de ar. Tanto o fluxo interno como o externo são assinalados na Figura 2.17. Além disso, a cada trecho percorrido pela corrente circulante pode ser associada, também, uma resistência elétrica.

Nesse ponto, há uma certa divergência sobre a importância que cada elemento possui na composição da impedância total do caminho das correntes circulantes. Em [57], são consideradas como relevantes apenas a região do núcleo do estator (indutâncias interna e resistência) e a indutância externa. Assim, as contribuições das indutâncias internas e das resistências das regiões fora do pacote magnético do estator são ignoradas. De maneira semelhante à realizada em [57], em [60] a impedância do núcleo do estator (indutância interna e resistência) também é levada em conta. Por outro lado, é comentado que esse circuito também inclui as impedâncias dos mancais, do rotor e das tampas laterais. No entanto, não fica claro qual a real contribuição de cada uma das partes, uma vez que elas são inseridas juntas em um único elemento. Já o trabalho apresentado [64] mostra que a impedância do rotor tem papel importante na composição do circuito de I_{cir} , podendo chegar a ter o mesmo valor daquela imposta pelo núcleo do estator. Portanto, pesquisas adicionais ainda são necessárias para esclarecer este ponto.

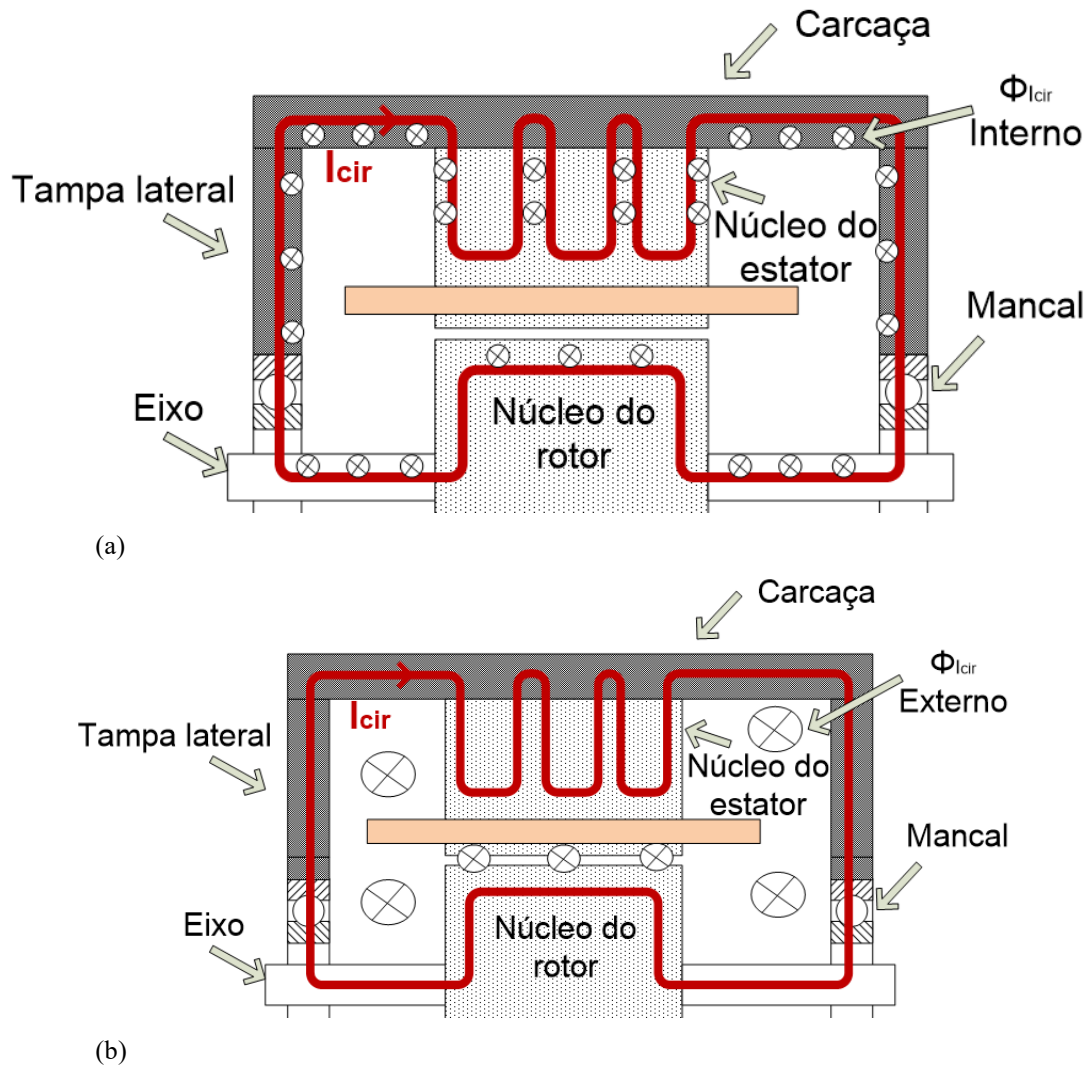


Figura 2.17 – Fluxo magnético associado às indutâncias do circuito das correntes circulantes: (a) Região do fluxo interno; (b) Região do fluxo externo.

A intensidade da corrente circulante é definida pelo valor da tensão induzida entre as extremidades do eixo v_{sh} e pelas características elétricas de todo o seu percurso. Dessa maneira, quando presentes, elas podem atingir valores de pico variando de algumas centenas de [mA] até dezenas de [A] [19], [28], [43] e oscilam em frequências na faixa de centenas de kHz a alguns MHz [47]. Além disso, como destacado em [57], o fluxo de alta frequência e, consequentemente a tensão v_{sh} , aumentam com o crescimento do tamanho do motor. Com isso, as correntes circulantes são mais esperadas para máquinas acima de 100 kW, nas quais as tensões induzidas entre as extremidades do eixo podem superar com facilidade o valor limite suportável pelo lubrificante. Embora a área de contato no interior dos mancais cresça com o tamanho da máquina, as amplitudes de I_{cir} aumentam ainda mais rapidamente com as dimensões do motor [42]. Dessa forma, em função dos valores de pico que podem alcançar, densidades de

correntes potencialmente perigosas para o funcionamento dos mancais podem ocorrer na presença das correntes circulantes [28], [42] e [66].

É interessante realçar que, como os mancais estão inseridos em sua malha, parâmetros como a velocidade, temperatura de operação e tensão mecânica também exercem influência nos valores alcançados pelas correntes circulantes. Uma vez que para velocidades reduzidas os mancais se comportam como resistências de baixo valor ôhmico, a sua intensidade aumenta com a redução da velocidade da máquina [54] e [67]. De maneira semelhante, à medida que a temperatura e as forças mecânicas sobre os mancais crescem, também são esperados picos de correntes mais severos [28] e [67].

Posto que são induzidas pelo fluxo de alta frequência que enlaça o eixo, as correntes I_{cir} se “espelham” na forma de onda daquelas que geram esse fluxo. Portanto, do mesmo modo que para I_{wf} , as correntes circulantes acontecem em sincronismo com as comutações (dv/dt) da tensão de modo comum. A razão de transformação entre ambas pode ser prevista por meio da relação entre as impedâncias de seus trajetos. De acordo com [57], a corrente circulante pode alcançar no máximo um valor de pico igual a 35% de I_{wf} . Contudo, em [64] são medidos valores de até 90 % para essa relação. Essa diferença é explicada pelo fato de que para as frequências de oscilações observadas em [64] (0,7 a 1,7 MHz) algumas considerações tomadas em [57] não são satisfeitas. Ou seja, nestas frequências, é relatado que não há uma distribuição uniforme de I_{wf} ao longo do comprimento das bobinas e, então, é necessário um modelo mais complexo para calcular as correntes circulantes.

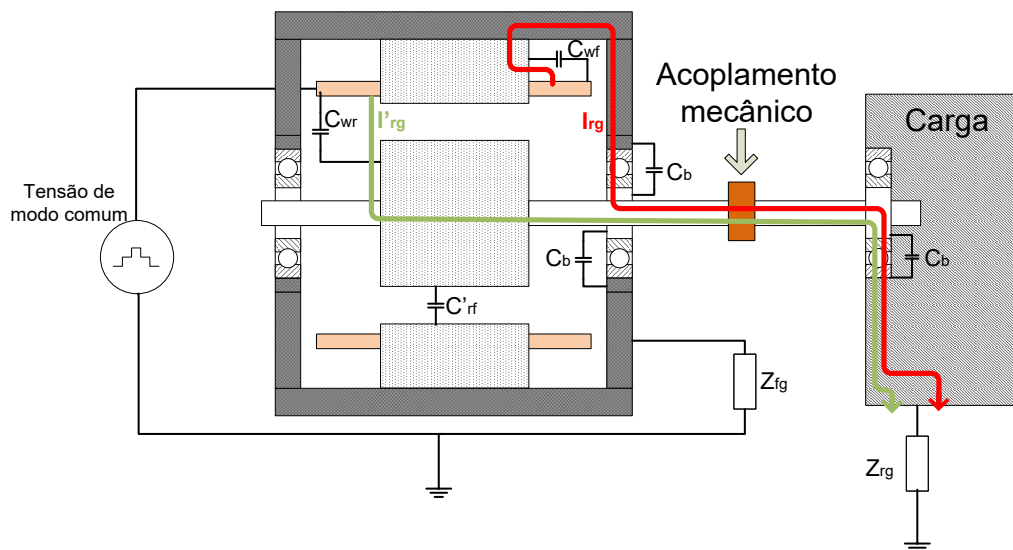
É interessante comentar que os resultados mostrados em [46] e [47] indicam a existência de pequenas descargas dentro dos mancais nos instantes iniciais em que as correntes circulantes se manifestam. No entanto, essas descargas seriam muito menos intensas e mais difíceis de serem detectadas do que as observadas na existência de uma EDM [46] e [47].

2.5 Correntes nos mancais devido às correntes de terra do rotor

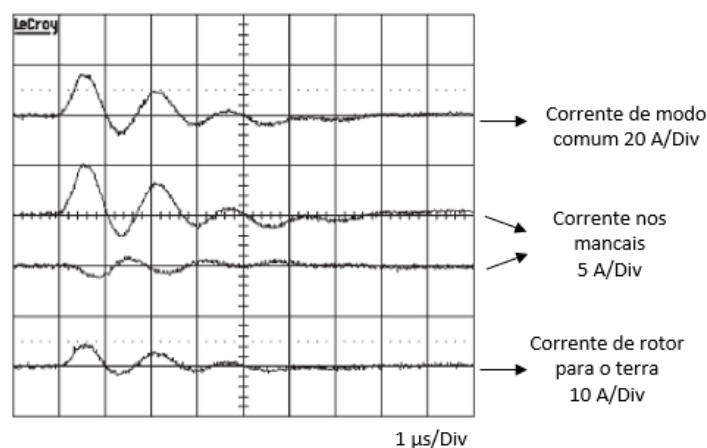
Se o motor possui um aterramento por meio da carga acionada, uma parte de sua corrente de modo comum irá fazer o trajeto de retorno para o terra por meio do caminho formado pelo enrolamento – núcleo do estator – carcaça – mancal – eixo – mancal do lado da carga – aterramento da carga, conforme ilustrado por I_{rg} na Figura 2.18a. Dependendo da relação entre as impedâncias de aterramento do motor e da carga, a intensidade da corrente I_{rg} pode ser

elevada, alcançando amplitudes na faixa de unidades até dezenas de [A] com a forma de onda e frequência semelhantes à de I_{wf} [13] e [28].

Como mostrado na Figura 2.18a, além de colocar em risco o mancal do motor, a corrente I_{rg} pode danificar também o mancal do lado da carga. Além disso, como ela flui pelo dispositivo que realiza a conexão mecânica entre os eixos, dependendo do tipo de acoplamento empregado, I_{rg} tem o potencial de causar danos a este elemento [66]. Um caminho alternativo que a corrente de rotor também pode circular é exibido por I'_{rg} na Figura 2.18a, sendo formado pelo enrolamento – eixo – mancal do lado da carga – aterramento da carga. Ao contrário de I_{rg} , nesse caso os mancais do motor não fazem parte da malha.



(a)



(b)

Figura 2.18 – Correntes do rotor para o terra: (a) Trajeto percorrido no interior do motor; (b) Forma de onda típica, Fonte: [43].

A Figura 2.18b mostra a forma de onda da corrente de rotor. Nesse caso, ela se encontra sobreposta à corrente circulante existente nessas medições. Além disso, ao contrário do que ocorre para I_{cir} , I_{rg} atravessa os mancais da máquina na mesma direção. Desse modo, a sua amplitude em cada mancal é diferente, pois em um deles há um aumento e no outro uma redução em consequência da sobreposição de I_{cir} e I_{rg} [28]. Nesse contexto, assim como acontece para as circulantes, a corrente de rotor aumenta com a redução da velocidade e com a elevação da temperatura [28].

2.6 Outros fenômenos associados às correntes nos mancais do motor de indução

As correntes de alta frequência e os fenômenos envolvidos no interior do motor de indução debatidas nas seções anteriores podem ser consideradas as mais importantes e que, portanto, recebem maior atenção. No entanto, um outro tipo de corrente, diferente daquelas analisadas até aqui também pode ser encontrada na literatura. Ademais, uma outra fonte para geração da tensão entre as extremidades do eixo da máquina também é citada.

Em [59] é discutida uma corrente de alta frequência que flui pelos mancais do motor denominada por “corrente combinada”. Segundo [59] ela é observada em casos muito específicos de máquinas que possuam um mancal de deslizamento em uma de suas extremidades e outro com elementos rolantes em seu lado oposto. Seu nome deriva do fato de que elas são compostas por uma mistura de efeitos indutivos e capacitivos no interior do motor. Ou seja, do mesmo jeito que para as circulantes, a origem das correntes combinadas está relacionada a um acoplamento indutivo, que existe em razão da presença do fluxo disperso ao redor do eixo criado por I_{wf} ao percorrer as lâminas do núcleo do estator. Com isso, a sua forma de onda se espelha em I_{wf} e, portanto, ela está em sincronismo com cada comutação (dv/dt) da tensão de modo comum. No entanto, ao contrário do que acontece com as circulantes, durante a ocorrência das correntes combinadas a tensão sobre o mancal (v_b) continua seguindo a tensão de modo comum, conforme ilustrado na Figura 2.19.

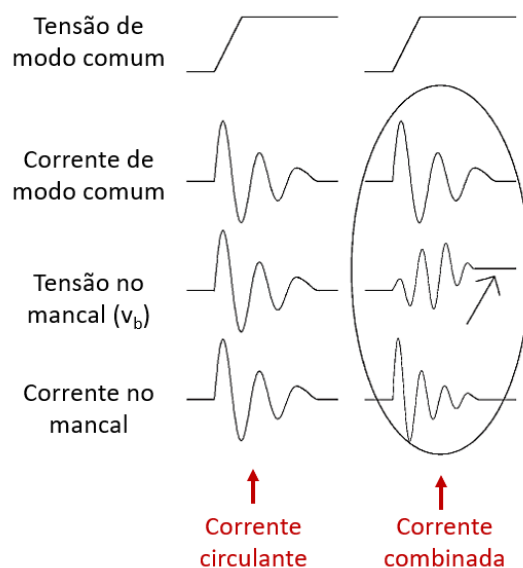


Figura 2.19 – Ilustração do comportamento da tensão sobre o mancal na presença das correntes circulantes e combinadas. Fonte: [59].

Como discutido em [59], as espessuras dos lubrificantes normalmente empregadas para o mancal de deslizamento são muito superiores às encontradas em um rolamento de esferas. Então, tendo em vista que o motor esteja em estado estacionário do ponto de vista térmico, a tensão induzida ao longo do eixo pelo fluxo magnético de alta frequência não é capaz de romper a rigidez dielétrica da película dentro do mancal de deslizamento. Dessa maneira, suas características capacitivas são preservadas permitindo que sua tensão continue seguindo a tensão de modo comum, mesmo na presença das correntes combinadas.

Por meio de uma série de medições experimentais, em [68] é apresentado que, mesmo para um motor alimentado apenas por tensões de modo diferencial, em algumas situações ainda pode ser notada uma tensão entre as extremidades do eixo. Ou seja, os autores mostram que mesmo sem a presença da tensão e da corrente de modo comum, outro mecanismo consegue gerar um fluxo magnético de alta frequência capaz de induzir uma diferença de potencial ao longo do eixo.

Para entender esse fenômeno, a Figura 2.20 expõe os lados de uma bobina alojada em duas ranhuras e o seu modelo simplificado em circuito elétrico para altas frequências, quando alimentado por uma tensão senoidal aplicada entre seus terminais.

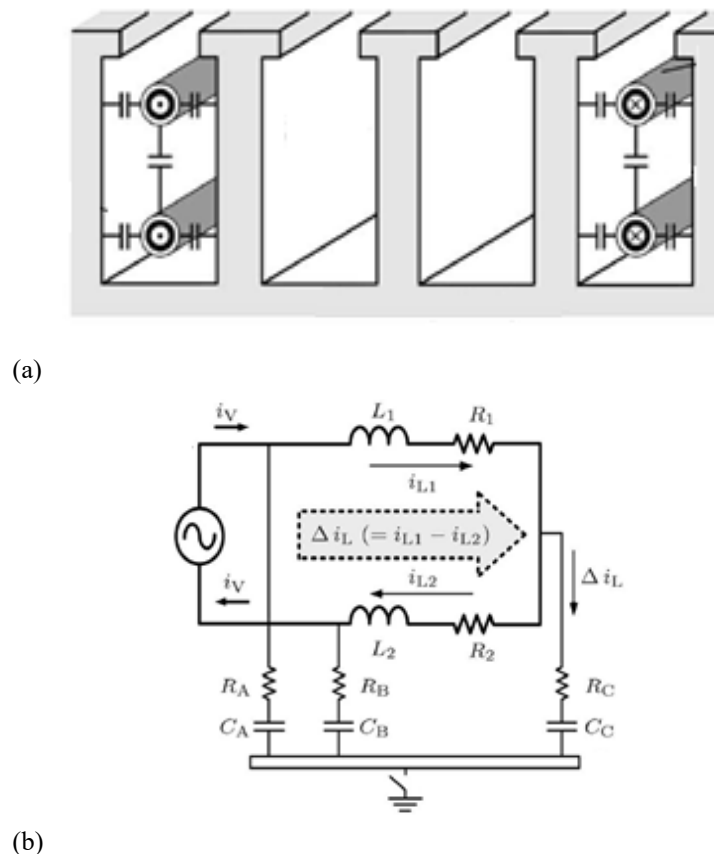


Figura 2.20 – Bobina alojada em duas ranhuras do estator (a) e seu circuito equivalente simplificado para altas frequências (b). Fonte: [68].

Os parâmetros L_1 , L_2 , R_1 e R_2 representam, respectivamente, as indutâncias e resistências equivalentes dos lados da bobina alojados em duas ranhuras distintas. As capacitâncias C_A , C_B e C_C representam os acoplamentos entre o enrolamento e a carcaça e as resistências R_A , R_B e R_C os efeitos de dissipação de energia dentro do núcleo/carcaça. Observando a Figura 2.20, nota-se que este arranjo tem o formato do conhecido circuito em ponte de *Wheatstone*. Assim, se o enrolamento possui seus parâmetros distribuídos de forma simétrica, isto é, se $R_1 = R_2$, $L_1 = L_2$, $R_A = R_B$ e $C_A = C_B$, nenhuma corrente flui pelo ramo formado por R_C e C_C e $i_{L1} = i_{L2}$. No entanto, sobretudo para enrolamentos nos quais os condutores das bobinas são dispostos de maneira aleatória, essa condição pode não ser satisfeita. Logo, uma distribuição assimétrica das capacitâncias parasitas e/ou das indutâncias da bobina fazem com que uma corrente líquida Δi_L siga na direção longitudinal, como mostrado na Figura 2.20. Dessa maneira essa corrente produz um fluxo magnético disperso que enlaça o eixo da máquina induzindo uma tensão entre suas extremidades. Contudo, devido ao baixo valor medido para essa tensão, em [68] é afirmado que ela não apresenta risco para o motor.

2.7 Correntes nos mancais clássicas

Embora o tema deste trabalho esteja relacionado apenas às correntes de alta frequência nos mancais do motor de indução, é interessante ressaltar a existência de um outro grupo denominadas como clássicas. Este tipo de corrente nos mancais das máquinas elétricas podem estar presentes em acionamentos via fontes senoidais e os seus problemas resultantes já são objeto de estudos há muitas décadas [8] e [9].

A causa mais comum para a ocorrência de correntes nos mancais considerando a alimentação por fontes senoidais é a presença de assimetrias no circuito magnético da máquina [66]. Diversos detalhes no projeto e construção da máquina podem levar a uma desigualdade de relutâncias nos circuitos magnéticos formados em seu interior. A presença dessas diferenças pode provocar um desequilíbrio do campo e gerar um fluxo disperso que enlaça o rotor. Nessa situação, é induzida uma tensão entre as extremidades do eixo, por ação de transformação. Se essa tensão atingir valores superiores aos suportáveis pelo filme lubrificante, uma corrente irá circular no caminho formado pelo eixo – mancal – tampa lateral – carcaça – tampa lateral – mancal – eixo. Como pode ser observado, o seu trajeto é semelhante ao da analisada na seção 2.4 e, por isso, ambas são denominadas como correntes circulantes.

Diferentes eventos podem contribuir para a existência das assimetrias do circuito magnético, podendo ser destacadas: a utilização de laminações do núcleo do estator segmentadas, diferenças de permeabilidade entre esses segmentos, disposição não simétrica dos furos para ventilação nas lâminas do núcleo, excentricidade do rotor, ou mesmo qualquer tipo de assimetria em função de tolerâncias normais no processo de fabricação da máquina.

Segundo [30] vários autores sugerem que se a tensão entre as extremidades do eixo for inferior a 0,3 V, tem-se uma operação segura. Contudo, para valores entre 0,5 V e 1,0 V podem ser desenvolvidas correntes prejudiciais, e as tensões acima 2 V podem destruir o mancal. A norma [69] define um limite de 0,3 V de pico para a tensão induzida ao longo do eixo e recomenda o emprego de mancais isolados para bloquear o caminho das correntes circulantes, caso esse limiar seja ultrapassado. Esse tipo de corrente é mais comum em motores com potência superior a 400 kW [19]. Nesse contexto, de acordo com [28], máquinas de porte acima de 1MW são produzidas equipadas com mancais isolados.

Para maiores informações acerca das correntes de mancal que podem existir mesmo com o suprimento via fontes senoidais, são sugeridos os trabalhos mostrados em [70] – [72].

2.8 Conclusão

Este capítulo apresentou uma descrição sobre as correntes de alta frequência que podem circular nos mancais de um motor de indução. Elas foram divididas em 5 categorias, sendo elas: Correntes capacitivas; Correntes resistivas ou de condução; Correntes de descarga (EDM); Correntes circulantes; Correntes de rotor. Além de uma explicação sobre os seus princípios físicos, foram fornecidas informações acerca da intensidade que elas podem alcançar, para quais níveis de potência dos motores determinado tipo é mais esperada de ocorrer, a influência que alguns parâmetros operacionais do acionamento podem causar nessas correntes, dentre outros.

Além de contribuir com uma revisão detalhada sobre as correntes de alta frequência nos mancais do motor de indução, diversas análises realizadas neste capítulo servem como ponto de partida para as modelagens que serão tratadas nos próximos capítulos.

3 - BLINDAGEM PARA ATENUAR AS CORRENTES DE DESCARGA

3.1 Introdução

Como foi discutido no Capítulo 2, a origem das correntes de alta frequência nos mancais da máquina de indução está diretamente relacionada à presença das tensões de modo comum, geradas na saída do conversor e à existência de acoplamentos capacitivos distribuídos no interior do motor. Nesse contexto, uma alternativa para redução desses fenômenos indesejados é a alteração de alguns desses acoplamentos por meio da utilização de materiais condutores, de modo a formarem blindagens eletrostáticas. Historicamente, essas soluções se apresentavam como um conceito e não como algo prático, pois dependem de um projeto especial para a máquina. Contudo, recentemente podem ser encontrados trabalhos que propõem estruturas mais simples e, portanto, teoricamente mais viáveis de serem aplicadas em uma máquina real. Isso torna esta opção mais atraente, sobretudo por causa de seu potencial para ser uma solução bastante eficaz.

Pelo menos duas maneiras de se usar as blindagens podem ser descritas. Uma delas se caracteriza por posicioná-la na região entre o enrolamento do estator e o rotor, de modo a minimizar possíveis correntes de descarga, como mostrado em, [3], [17], [21] – [24] e [73]. Por outro lado, a segunda forma constitui em alojar o dispositivo dentro das ranhuras, entre o enrolamento e as paredes do núcleo, para reduzir a ocorrência das correntes circulantes [18]. Ainda que ambas as configurações possuam o objetivo de minimizar as correntes que atravessam os mancais da máquina, elas atuam de maneiras diferentes.

Diante do exposto, este capítulo tem como objetivo descrever em detalhes o emprego da blindagem para atenuar as EDMs. Em um primeiro momento é realizada uma descrição teórica sobre os princípios físicos que regem o seu funcionamento. Além disso, são debatidos os principais trabalhos encontrados na literatura que utilizam este tipo de solução. Em seguida, a partir de modelos em 2-D e 3-D desenvolvidos neste trabalho, vários resultados computacionais são apresentados acerca da eficácia da blindagem para atenuar a tensão entre o eixo e a carcaça e das perdas por corrente parasitas geradas em seu interior. Desse modo,

examinando diferentes larguras, espessuras e materiais, os resultados obtidos fornecem boas diretrizes para o projeto prático deste dispositivo. Também são avaliados os possíveis impactos que a blindagem pode exercer em algumas grandezas operacionais da máquina (como a corrente do estator, o torque médio e as perdas no interior do motor), bem como a variação da sua efetividade com a frequência. Ademais, por meio de comparações entre modelos no domínio da frequência e do tempo é destacada a importância de se considerar fatores como a saturação do núcleo, o movimento do rotor e a presença de fontes não senoidais para o cálculo das perdas na blindagem.

Embora a solução para redução das EDMs abordada neste capítulo se mantenha restrita à máquina de indução com rotor em gaiola, recentemente conceitos semelhantes foram discutidos, também, em aplicações para geradores de indução duplamente alimentados [74] e para motores a ímã permanente [75].

3.2 Emprego da blindagem para reduzir as correntes de descarga

A utilização de blindagens eletrostáticas para solução de problemas relacionados às correntes de descarga no interior de uma máquina de indução foi avaliada de maneira pioneira em [21]. A ideia geral de seu uso constitui em minimizar o acoplamento eletrostático existente entre o enrolamento e o rotor, cobrindo a região entre essas duas partes com um material condutor, devidamente isolado e propriamente aterrado. Com isso, este material condutor age de forma semelhante a uma gaiola de Faraday, protegendo o rotor dos distúrbios elétricos gerados pela fonte externa. Nesse caso, uma parte da corrente que na situação original flui pelo trajeto enrolamento do estator – rotor – mancais – carcaça é redirecionada diretamente para a terra, conforme mostrado na Figura 3.1 por I_{wsh} . Dessa maneira, o potencial do rotor não acompanha a tensão de modo comum assim como na situação sem a blindagem e, portanto, as possíveis correntes de descarga nos mancais podem ser minimizadas.

Com este novo plano condutor dentro do motor, elementos adicionais são introduzidos, e a Figura 3.2 ilustra um circuito equivalente para representar esta situação. Esses elementos são marcados em vermelho e são descritos como: a capacitância entre o enrolamento do estator e a blindagem (C_{wsh}); a capacitância entre o rotor e a blindagem (C_{shr}). Nas regiões não cobertas pela blindagem, o acoplamento residual entre o enrolamento e o rotor é representado por C'_{wr} .

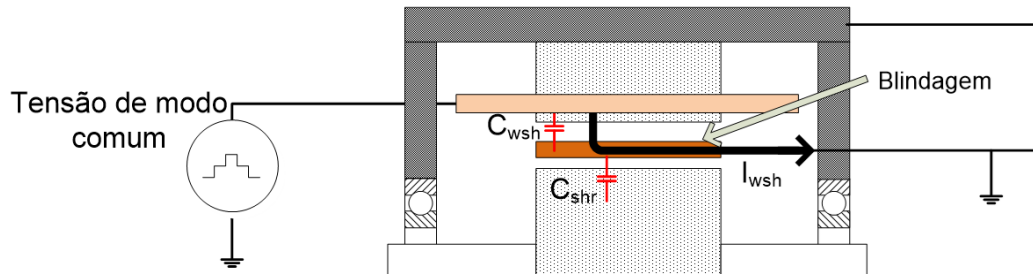


Figura 3.1 - Atuação de blindagem para eliminar o acoplamento entre o enrolamento do estator e o rotor.

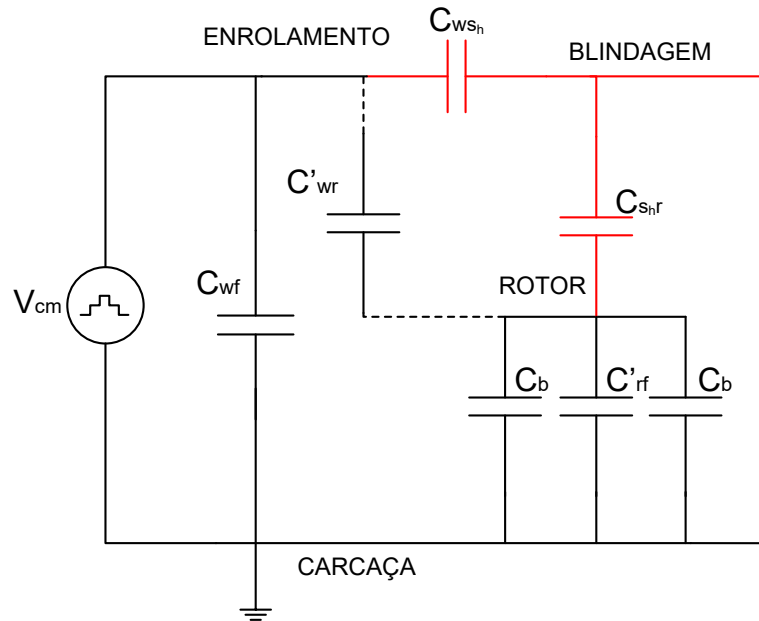


Figura 3.2 - Acoplamentos capacitivos no interior do motor com a presença do dispositivo de blindagem.

Portanto, a razão entre a tensão no rotor e a tensão de modo comum (BVR) é dada pelo novo divisor capacitivo da Figura 3.2, conforme exibido abaixo.

$$BVR = \left(\frac{C'_{wr}}{C'_{wr} + C'_{rf} + C_{shr} + 2C_b} \right) \times 100 \% \quad (3.1)$$

Como relatado no capítulo 2, o acoplamento capacitivo entre o enrolamento e o rotor é formado tanto na região ativa, nas proximidades da abertura das ranhuras (C_{wr_sl}), quanto fora do pacote magnético, sobretudo entre as extremidades das bobinas e o anel de curto-circuito do rotor (C_{wr_end}). É interessante observar que, para a máquina de indução com o rotor em gaiola, o valor de C_{wr_end} pode exercer um papel importante para o valor da capacitância total entre o enrolamento do estator e o rotor. Este acoplamento é ilustrado na Figura 3.3 e a relevância dessa

região para a capacitância total C_{wr} é maior para motores de pequeno porte (até algumas dezenas de kW) e diminui com o aumento do tamanho da máquina [76].

Alguns trabalhos que apresentam valores para a capacitância C_{wr_end} podem ser citados. Em [27], considerando os motores de indução analisados de 15 kW e 75 kW, a capacitância C_{wr_end} é estimada entre 5 % e 10 % do valor total de C_{wr} . Em [50], para um motor de 1,1 kW, esta relação foi calculada em 17 %. Por outro lado, para os cálculos apontados em [24] e [73], a capacitância dessa região chega a ser, respectivamente, 3,6 (motor de 1,5 kW) e 2,4 (motor de 50 kW) vezes superior à capacitância dada apenas pelo acoplamento na porção situada nas ranhuras, o que representa, respectivamente, 70 % e 78 % do valor total de C_{wr} . Além disso, os resultados computacionais obtidos em [76] sugerem que para os motores avaliados de potência entre 0,15 kW e 500 kW, a capacitância formada na região da cabeça de bobina esteve, respectivamente, entre 41 % e 35 % da capacitância total entre o enrolamento e o rotor.

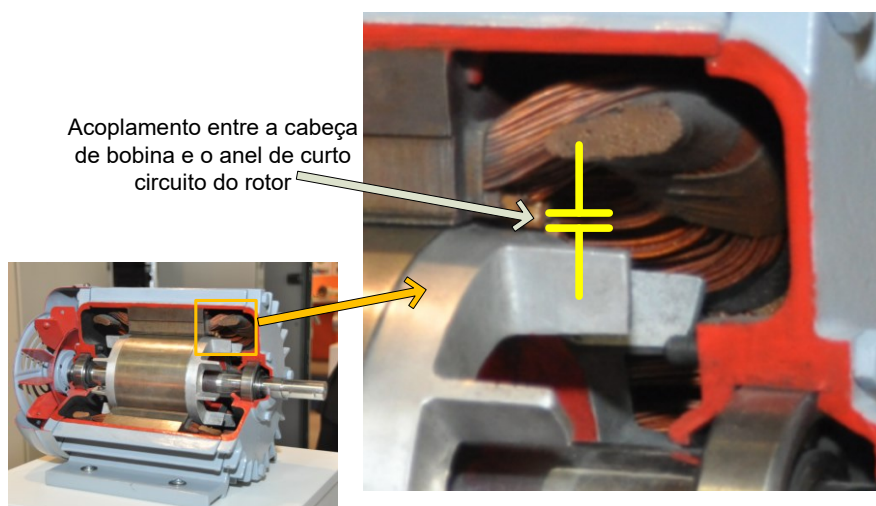


Figura 3.3 - Acoplamento capacitivo entre a cabeça de bobina e o anel de curto-circuito do rotor. Fonte: [77].

Diante do exposto, os trabalhos que propõem o emprego de blindagens como solução para atenuar as EDMs se alternam em inserir este dispositivo no interior do motor de três maneiras: apenas na região ativa da máquina, como mostrado em [3], [21] – [23] e [25]; na região da cabeça de bobina, como em [17] e [24]; ou ainda utilizam uma configuração mais completa, alojando o material condutor da blindagem em ambas as posições, como em [17], [21] e [73]. Dessa maneira, alguns dos principais resultados encontrados na literatura que investigam o desempenho deste tipo de mecanismo são descritos a seguir.

3.2.1 Blindagem completa

Para a configuração de blindagem completa, o material condutor deve cobrir tanto a região das ranhuras quanto a porção fora dos núcleos. Dessa forma, considerando uma situação ideal, o rotor é completamente protegido, suprimindo totalmente o acoplamento entre ele e as bobinas do estator (C_{wr}). Assim, o modelo em circuito elétrico que representa os acoplamentos envolvidos para essa situação é aquele apresentado na Figura 3.2, porém sem a presença da capacitância residual C'_{wr} .

Nesse contexto, em [21] são mencionadas três topologias distintas para construir a blindagem completa. Em relação às duas primeiras, foram utilizadas fitas adesivas de cobre em dois motores de 15 HP. Em uma delas o adesivo é alojado nas laminações do núcleo do estator, acompanhando toda sua circunferência, como ilustrado na Figura 3.4a. Por outro lado, para a segunda configuração as fitas são instaladas somente nas aberturas das ranhuras ao longo da direção axial, como mostrado na Figura 3.4b.

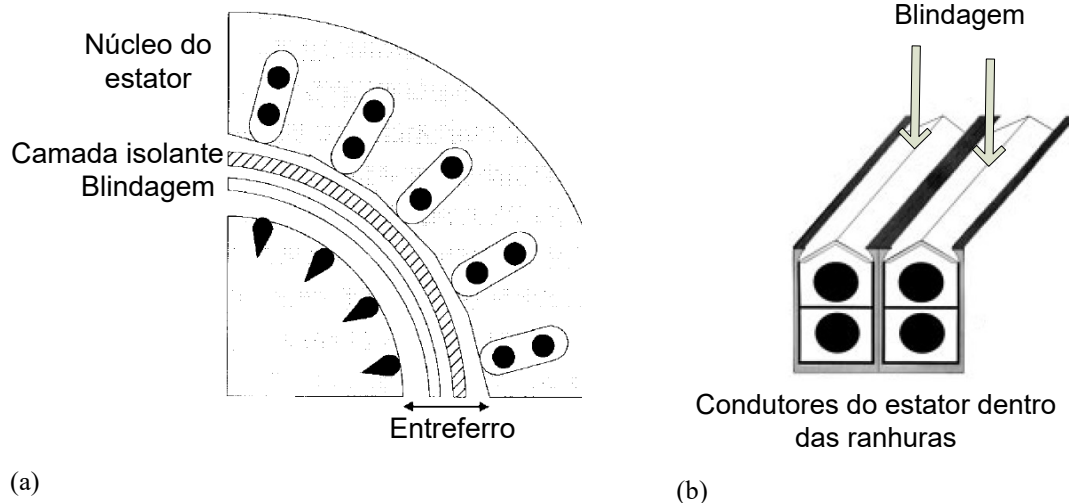


Figura 3.4 – Soluções de blindagem propostas em [21]: (a) Topologia 1 - Blindagem em todo o entreferro; (b) Topologia 2 - Blindagem na abertura da ranhura. Fonte: [21].

Em ambas as configurações, um fio condutor é soldado em cada tira adesiva e conectado a um ponto aterrado. Para completar a blindagem, as regiões das cabeças de bobinas são cobertas com um anel circular feito de material isolante (nomex), devidamente revestido com a fita adesiva de cobre e conectado ao ponto aterrado. O terceiro arranjo proposto em [21] emprega uma tinta condutora de cobre aplicada em um motor de 5 HP. Esta tinta é pulverizada

ao longo de todo o comprimento do estator, incluindo as porções fora dos núcleos, aterrando o conjunto em um ponto. Para isso, um verniz isolante é inserido nas laminações do estator e na área da superfície das cabeças de bobina antes da aplicação da tinta. Em todos os testes experimentais realizados em [21], a diferença de potencial entre o rotor e a carcaça foi reduzida em mais de 90 %. Para todas as situações analisadas, essa tensão não foi capaz de ultrapassar o limite suportável pelo lubrificante e, com isso, as EDMs foram eliminadas. Segundo [21], em razão da existência de possíveis acoplamentos dispersos entre o enrolamento e o rotor na região de cabeça de bobina, não foram atingidos os 100 % de atenuação da tensão no rotor esperados. A temperatura em várias partes do motor também foi monitorada. De acordo com os resultados apresentados em [21], tanto a vazio quanto com carga nominal, não se notaram diferenças relevantes no comportamento térmico nos pontos investigados. Dessa forma, foi concluído que a influência das blindagens no desempenho ou rendimento do motor é desprezível.

Em [73] a implementação da blindagem completa também é discutida, porém empregando simulações computacionais que utilizam o método dos elementos finitos. A blindagem é formada por chapas de alumínio e a sua efetividade é avaliada apenas de forma qualitativa, mostrando como ela atua protegendo o rotor nas proximidades da ranhura, por meio de linhas equipotenciais do potencial elétrico. Neste caso, é aplicada uma modelagem em 2-D que ignora a região fora dos núcleos. Assim, embora não seja explicitamente modelado, é assumido que o dispositivo pode suprimir completamente a capacitância C_{wr_end} . Além disso, a partir de um arranjo no domínio da frequência, foram exibidos resultados sobre as perdas por correntes parasitas geradas no interior do motor. Foi revelado que, ao conectar os condutores da blindagem em paralelo, houve uma redução de 4 % no rendimento do motor estudado. Desse modo, os autores concluem que, para evitar a existência de elevadas correntes induzidas em seu interior, esses condutores devem ser conectados em apenas uma de suas extremidades, formando um circuito aberto no lado oposto.

Em [17] o desempenho da blindagem para reduzir a tensão entre o eixo e a carcaça em um motor de indução de 11 kW foi explorada. Neste caso, ela foi construída a partir de tiras de folhas de papel alumínio que envolvem tanto a região da cabeça de bobina quanto a parte ativa da máquina, tal qual ilustrado na Figura 3.5. Cada uma das tiras foi conectada a um anel de cobre para realizar o aterramento da blindagem. Nessa situação, foi medida uma atenuação de 98,9 % da tensão entre o eixo e a carcaça. Contudo, em virtude da presença do material condutor, as perdas adicionais geradas no interior da máquina levaram a uma redução de 1,3 % no rendimento do motor, considerando a operação com carga nominal.

Anel de cobre para aterramento da blindagem



Tiras de papel alumínio

Figura 3.5 - Blindagem completa formada por tiras de papel alumínio proposta em [17]. Fonte: [17].

3.2.2 Blindagem parcial – Região ativa

Além da configuração completa, diversos trabalhos analisam um arranjo de blindagem mais simples, que cobre parcialmente o rotor, inserindo o material condutor apenas na região envolvida pelos núcleos. Nessa situação, idealmente o acoplamento entre o enrolamento e o rotor é restringido somente à porção fora da parte ativa da máquina, representada pela capacitância C_{wr_end} . Assim, o modelo em circuito elétrico que representa os acoplamentos envolvidos nessa situação é o mesmo da Figura 3.2, no qual $C'_{wr} = C_{wr_end}$.

Além de testar o arranjo completo, em [21] também são apresentados resultados experimentais que avaliam a eficácia das soluções propostas quando a blindagem na região das cabeças das bobina é excluída. Nesse contexto, a utilização das fitas adesivas de cobre reduziu a diferença de potencial máxima entre o rotor e a carcaça em uma faixa de 37 % a 56 %. Embora a blindagem completa permita atenuações mais severas (acima de 90 %), de acordo com [21] as configurações parciais também foram capazes de evitar a presença de correntes de descarga nos mancais dos motores verificados.

Em [22], é avaliada uma blindagem constituída de fios condutores embutidos nas aberturas das ranhuras do estator, devidamente isolados do núcleo e aterrados em uma de suas

extremidades. A partir de testes experimentais, foi mostrado que a configuração proposta reduziu em aproximadamente 66 % a tensão entre o eixo e a carcaça, diminuindo na mesma proporção a intensidade das correntes nos mancais. Nesse caso, um motor de indução com rotor em gaiola de 5 HP foi investigado.

Em [3], foi proposto um formato e blindagem que utiliza fios de cobre esmaltados de 2 mm de diâmetro, confinados apenas à região da abertura das ranhuras, como destacado na Figura 3.6. Os resultados experimentais revelaram que a solução sugerida atenuou em 60 % a tensão entre o eixo e a carcaça, considerando um motor de indução com rotor em gaiola de 5,5 kW. Além disso, os autores sugerem que o dispositivo implantado não exerce influência nos parâmetros operacionais do motor, embora não tenham sido expostos resultados quantitativos nesse sentido.

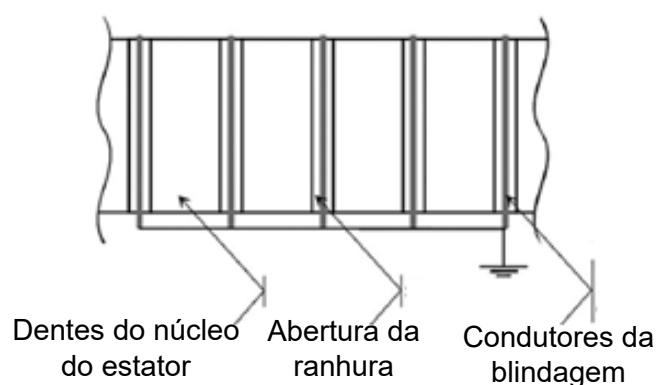


Figura 3.6 – Solução de blindagem proposta em [3]. Fonte: [3].

No trabalho debatido em [23] foi analisada uma blindagem semelhante à tratada em [3]. A diferença está no fato de que, ao invés de recorrer a fios condutores, ela foi construída com pequenas chapas de cobre com 2 mm de espessura, conforme exibido na Figura 3.7. Os resultados de [23] apontaram que a solução empregada atenuou em aproximadamente 81 % o valor máximo da tensão entre o eixo e a carcaça e em 94 % a amplitude da corrente que flui pelos mancais. Desse modo, foi eliminada a possibilidade de ocorrências das EDMs, restando apenas pequenas correntes capacitivas. Em [23] também foram realizadas medições para analisar o impacto desse dispositivo sobre os principais parâmetros de operação da máquina. Observou-se que, em função das perdas adicionais devido à presença da blindagem, houve um aumento de 1,8 °C na temperatura do motor e uma queda de 1,6 % em seu rendimento. Os autores concluem que embora alguns parâmetros de desempenho da máquina tenham se

deteriorado ligeiramente, o tempo de vida dos mancais aumentaria significativamente com a presença da solução proposta.

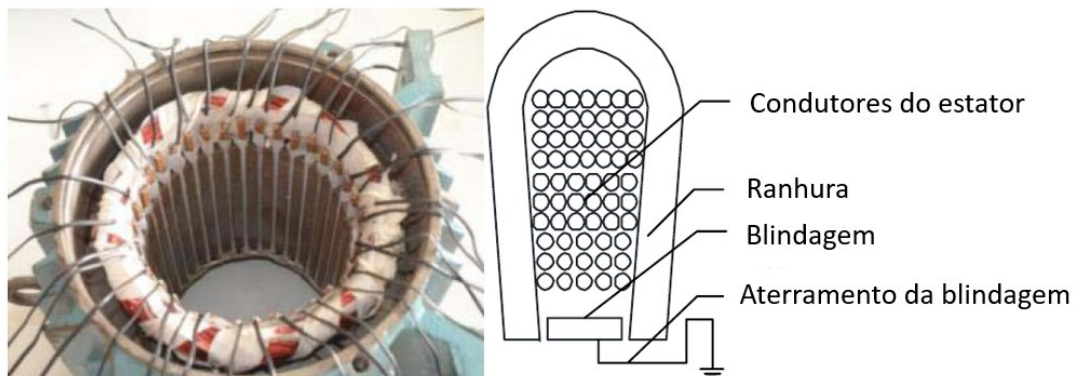


Figura 3.7 – Solução de blindagem composta por chapas de cobre proposta em [23]. Fonte: [23].

Em [25] a configuração estudada também é constituída de fios condutores inseridos na região da abertura da ranhura. Os resultados foram obtidos a partir de simulações computacionais que utilizam o método dos elementos finitos para a solução de um problema eletrostático, considerando um motor de indução de 30 kW. Nesse contexto, a variação do BVR com o raio, a quantidade e a posição dos condutores que formam a blindagem foram averiguadas. De maneira resumida, em [25] é concluído que aumentando o raio e o número de condutores, há uma redução no BVR. Além disso, quanto mais próximo da superfície do rotor e quanto menor a distância entre os condutores da blindagem, maior é a sua eficácia em atenuar a tensão entre o eixo e a carcaça. No entanto, o modelo desenvolvido não leva em conta o acoplamento capacitivo entre o enrolamento e o rotor formado fora da região ativa. Como para máquinas de pequeno porte essa capacitância tem importante influência no valor total de C_{wr} , os autores concluem que a aplicabilidade do método e sua adaptação para motores de tamanhos reduzidos devem ser esclarecidas em pesquisas futuras.

3.2.3 Blindagem parcial – Externa à região ativa

Uma maneira alternativa para se construir a blindagem parcial é posicionando o material condutor fora do pacote magnético, cobrindo apenas a região entre a cabeça de bobina e o anel de curto-circuito do rotor. Nesse caso, ao contrário do que ocorre para os arranjos analisados na seção anterior, o acoplamento entre o enrolamento e o rotor fica restrito à região ativa da máquina, sobretudo nas proximidades da abertura das ranhuras, representado pela capacitância

C_{w_sl} . Dessa forma, o modelo em circuito elétrico que representa os acoplamentos envolvidos nessa situação também é o mesmo apresentado na Figura 3.2, contudo com $C_{wr} = C_{wr_sl}$.

Em [24] é implementada uma blindagem parcial formada por chapas de cobre de 0,5 mm de espessura, que são alojadas em ambas as extremidades de um motor de indução com rotor em gaiola, de 1,5 kW, como mostrado na Figura 3.8. Utilizando a equação (3.1) e tendo em vista os valores das capacitâncias estimados, os autores de [24] calculam que uma redução de 5 vezes no BVR é esperada. Em relação aos testes experimentais, primeiramente foi mencionado que em um intervalo de aproximadamente 36 s, houve 10 descargas com picos superiores a 0,25 A (valor considerado danoso aos mancais) com a máquina acionada a uma velocidade de 300 rpm, sem carga no eixo. Por outro lado, ao inserir o dispositivo de blindagem, foram realizados testes apenas para um intervalo de tempo extremamente curto, de 0,7 ms. Assim, observou-se que durante esse período, a tensão entre o eixo e a carcaça ficou sempre abaixo de 1,5 V, sendo notadas somente pequenas correntes capacitivas nos mancais. Contudo, é comentado que dependendo das condições de operação, algumas disrupções da película lubrificante ainda puderam ocorrer, mesmo com a presença da blindagem proposta. Portanto, é concluído que são necessárias medições adicionais com durações mais longas para uma análise mais completa do comportamento da máquina.

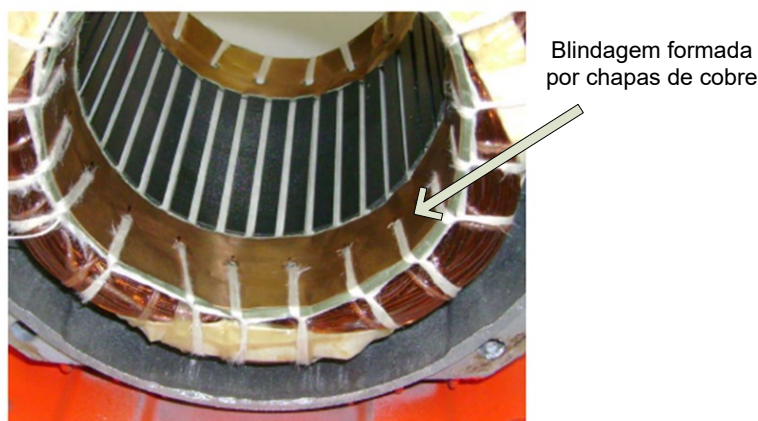


Figura 3.8 – Solução de blindagem parcial fora da região ativa proposta em [24] e em [17]. Fonte: [24].

Além de analisar a configuração de blindagem completa, o trabalho mostrado em [17] avalia também a utilização do material condutor posicionado apenas na região entre a cabeça de bobina e o anel de curto-circuito do rotor, de uma maneira semelhante à ilustrada na Figura 3.8. A blindagem é fabricada por tiras de papel alumínio e, na sua presença, foi medida uma atenuação de aproximadamente 35 % na tensão entre o eixo e a carcaça em relação à situação

com o motor original. Ao contrário do que ocorreu para a configuração completa, nesse caso não foi observada nenhuma alteração no rendimento do motor.

Diante de tudo o que foi abordado acima, principalmente dois aspectos da blindagem devem ser examinados para uma possível viabilização de sua aplicação industrial. São eles: o cálculo de sua efetividade para a redução das correntes de descarga; e a determinação de possíveis perdas adicionais e consequente degradação do desempenho da máquina por causa da sua presença. Em relação ao cômputo da eficácia, a maioria dos trabalhos empregam medições experimentais para estimar essa grandeza, como discutido em [3], [17], [21] – [23]. Embora esses resultados possam dar uma visão realista do fenômeno, a utilização de simulações computacionais se torna mais adequada, considerando a fase de projeto da blindagem. Isso porque esse tipo de ferramenta permite que um número muito grande de cenários possa ser avaliado para a melhoria do dispositivo, economizando drasticamente o tempo e os custos de desenvolvimento. Contudo, apenas alguns trabalhos fazem uso de simulações para uma análise quantitativa do poder de mitigação deste tipo de solução [24] e [25]. Além disso, os modelos empregados não contemplam grande parte da geometria da máquina e não examinam possíveis variações de sua eficácia dentro da faixa de frequências em jogo (centenas de kHz até unidades de MHz).

Em relação ao cálculo das perdas e dos impactos negativos que a blindagem pode gerar no funcionamento do motor, apenas alguns poucos estudos tratam deste tema. Para alguns autores, [3] e [21], a presença da blindagem não é capaz de exercer influência em grandezas como temperatura, rendimento e torque do motor. Por outro lado, há autores que afirmam que as perdas adicionais relacionadas à blindagem são capazes de causar certa redução no rendimento e incremento de temperatura [17] e [23]. Atentando-se para os trabalhos que propõem este tipo de cálculo por meio de simulações, além de serem raros, usualmente a análise é realizada somente no domínio da frequência, com a utilização de fontes puramente senoidais e materiais com propriedades magnéticas lineares, como por exemplo em [73]. Entretanto, como será mostrado nos resultados deste capítulo, a consideração de fatores como o movimento do rotor, materiais magnéticos não lineares e fontes não senoidais, pode levar a enormes discrepâncias nos valores encontrados para as perdas nas blindagens. Além do mais, em nenhum dos trabalhos é exibida a relação de custo e benefício entre a efetividade desta solução para mitigar as EDMs e o seu impacto na operação do motor, levando em conta alterações em seus parâmetros elétricos e geométricos.

Nesse contexto, nas próximas seções será apresentada toda a modelagem desenvolvida neste capítulo para a determinação do desempenho da blindagem. A partir dos modelos

propostos, diversos resultados são obtidos, esclarecendo como a eficácia da blindagem e as suas perdas variam com a geometria e materiais usados na sua fabricação. São discutidos, também, possíveis impactos que a presença da blindagem pode causar em algumas grandezas de operação da máquina (como a corrente, o torque médio e as perdas no interior do motor), bem como a variação da sua efetividade com a frequência. Contudo, antes de entrar nos detalhes da modelagem, a seção a seguir apresenta o tipo de motor e de blindagem empregados nas análises.

3.3 Característica do motor e da blindagem utilizados para as simulações

Todas as simulações presentes neste capítulo foram realizadas para um único motor de indução cujo principais parâmetros são mostrados na Tabela 3.1. As dimensões geométricas das laminações dos núcleos do estator e do rotor, assim como detalhes das ranhuras são mostradas na Figura 3.9. Esses parâmetros podem ser encontrados também em [78].

O rotor é do tipo gaiola de esquilo com barras de alumínio e ranhuras fechadas. O anel de curto-circuito é construído do mesmo material das barras e a Figura 3.10 destaca a suas principais dimensões geométricas.

Tabela 3.1 - Principais parâmetros do motor de indução utilizado nas simulações

Potência	3 HP (2,2 kW)	Comprimento do núcleo	120 mm
Velocidade nominal	1735 rpm	Número de ranhuras do estator	36
Torque nominal	12,1 N.m	Número de ranhuras do rotor	28
Tensão nominal	380 (YY)	Número de condutores por ranhura	67
Corrente nominal	4,8 A	Comprimento do entreferro	0,3 mm
Número de polos	4	Classe de isolamento	B

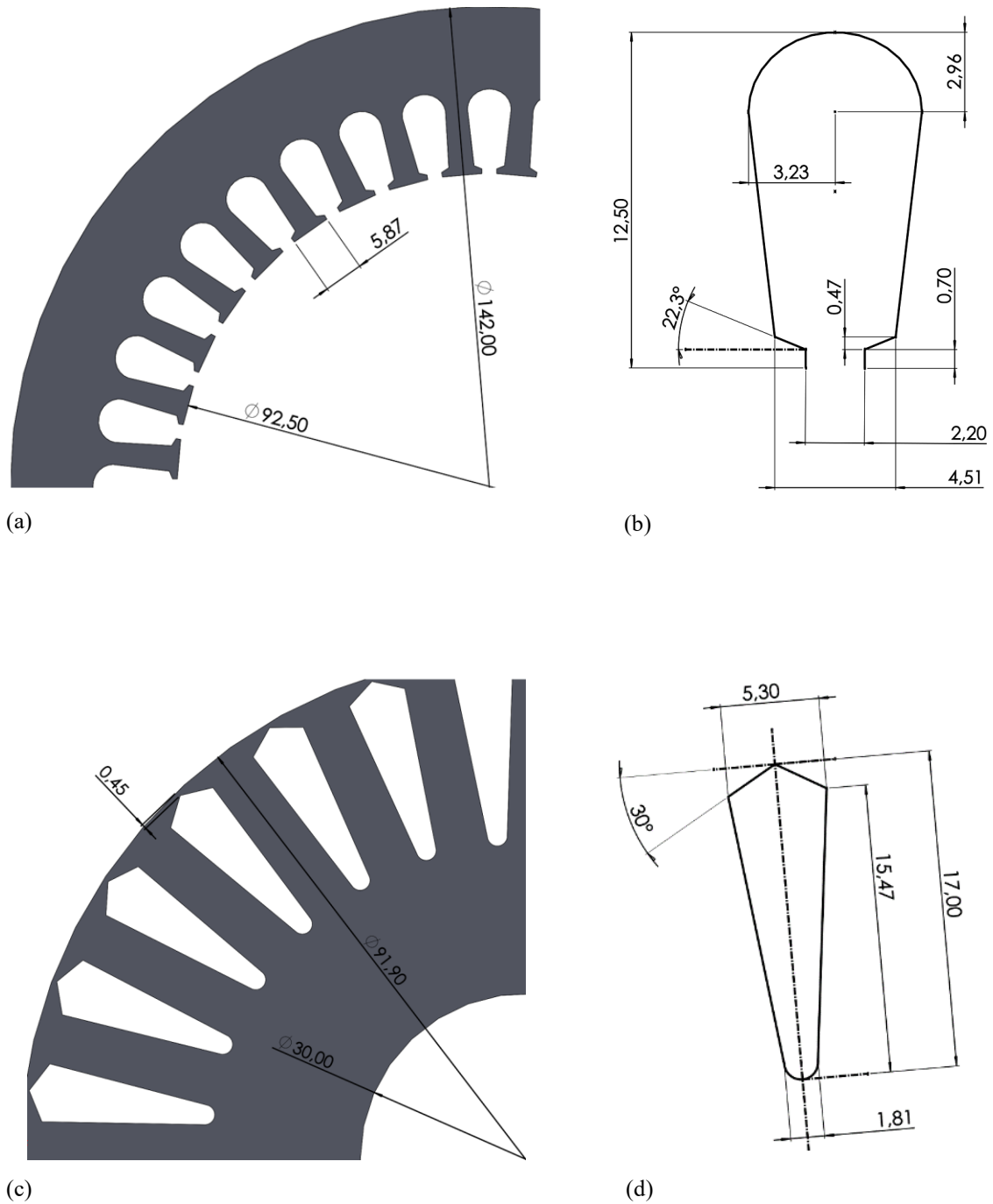


Figura 3.9 - Dimensões geométricas das chapas dos núcleos: (a) Núcleo do estator; (b) Detalhe da ranhura do núcleo do estator; (c) Núcleo do rotor; (d) Detalhe da ranhura do núcleo do rotor. Dimensões em milímetro.

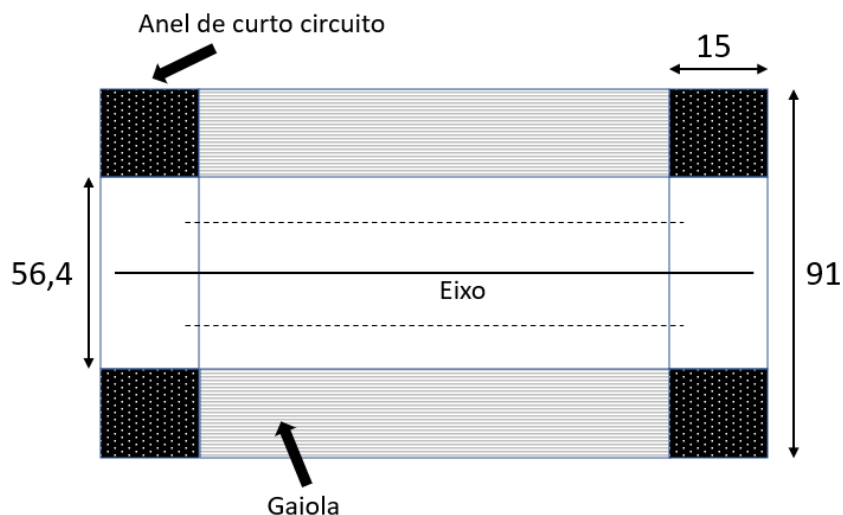


Figura 3.10 - Dimensões geométricas do anel de curto-circuito das barras do rotor. Dimensões em milímetro.

As bobinas do estator são compostas por fios de cobre esmaltados de 0,75 mm de diâmetro. A isolação da ranhura é feita por um filme isolante Dracon Mylar Dracon (DMD) de espessura média igual a 0,3 mm. O enrolamento é do tipo concêntrico, com passo polar 1:8:10:12, contendo três bobinas por grupo e dois grupos por fase ligados em paralelo. A Figura 3.11 ilustra o esquema de bobinagem do motor simulado.

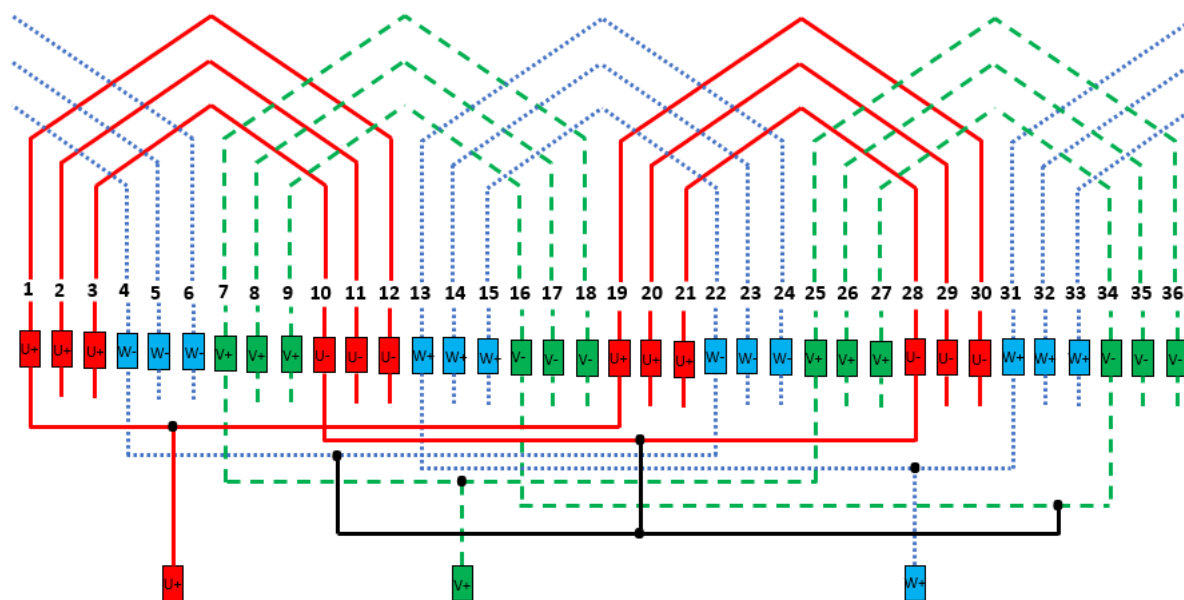


Figura 3.11 - Esquema de bobinagem e ligações do enrolamento do estator.

A blindagem utilizada nas simulações é formada por chapas retangulares metálicas inseridas nas aberturas de todas as ranhuras do estator. Para avaliar o seu desempenho foi realizado um estudo de casos, empregando larguras de 2 mm, 1 mm e 0,5 mm e espessuras de

0,5 mm, 0,25 mm e 0,125 mm. Além disso, dois materiais foram analisados, sendo eles o cobre e o alumínio. Com o intuito de evitar que a blindagem toque nas chapas do núcleo do estator, ela é envolvida por um material isolante. Assim, à medida que a sua geometria varia, a espessura e largura do isolante acompanha essas mudanças para que toda a abertura da ranhura seja preenchida pelo conjunto.

A Figura 3.12 ilustra uma das chapas condutoras que formam a blindagem, destacando as suas dimensões geométricas alteradas dentro do estudo de casos e, também, as isolações da ranhura e da própria blindagem.

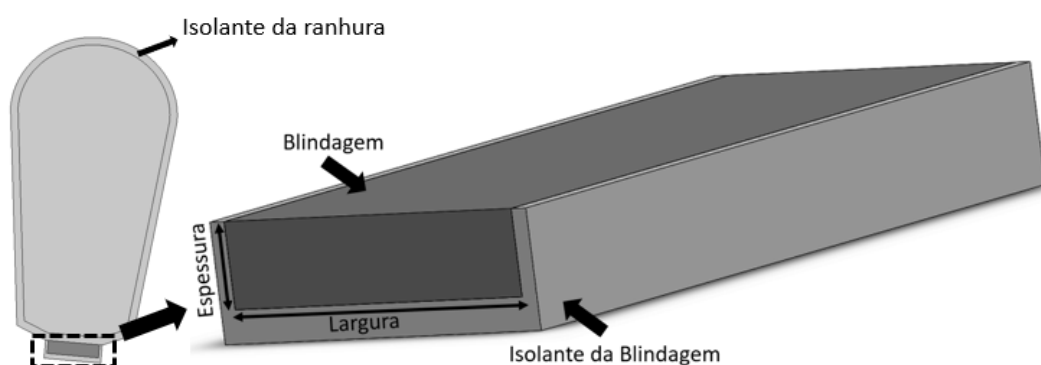


Figura 3.12 - Detalhes da geometria da blindagem utilizada nas simulações.

3.4 Metodologia para o cálculo da efetividade da blindagem e das perdas associadas

Nesta seção são abordados os modelos elaborados para calcular a atenuação da tensão entre o eixo e a carcaça e as perdas adicionais por correntes parasitas no interior da blindagem. As geometrias em 2-D e 3-D empregadas no estudo, as equações relevantes e as condições de contorno aplicadas, além de outras questões da modelagem / simulação, também são descritas. É importante ressaltar que, ainda que as geometrias utilizadas para descrever os modelos tenham sido extraídas do motor de 3 HP apresentado na seção anterior, a mesma modelagem pode ser generalizada para outros motores.

3.4.1 Cálculo da efetividade da blindagem

Neste capítulo, a efetividade da blindagem (EB) é definida como a razão da tensão entre o rotor e a carcaça para o motor original e modificado, como mostrado abaixo.

$$EB = \left(1 - \frac{V_{r_bli}}{V_{r_ori}} \right) \times 100 \% \quad (3.2)$$

onde V_{r_bli} e V_{r_ori} são, respectivamente, a tensão entre o rotor e a carcaça com e sem a presença da blindagem

Para estimar esta grandeza foram desenvolvidos dois modelos. O primeiro representa a geometria em 3-D da máquina em uma análise eletrostática capaz de calcular todas as capacitâncias em jogo. Desse modo, utilizando as Equações (3.1) e (3.2), é possível determinar a EB. No entanto, nesse caso não é possível investigar a variação da EB com a frequência, uma vez que os condutores são todos assumidos como ideais. Para isso, um segundo modelo formado apenas por uma ranhura em 3-D, capaz de considerar toda a impedância da blindagem é construído.

3.4.1.1. Análise eletrostática para o cálculo da EB

Para encontrar a efetividade da blindagem, as capacitâncias intrínsecas ao motor são computadas a partir da solução de um problema eletrostático. Dessa maneira, a distribuição do potencial escalar elétrico (V) ao longo do domínio de interesse é dada por:

$$-\epsilon \nabla^2 V = \rho \quad (3.3)$$

onde ϵ é a permissividade elétrica dos materiais e ρ é a densidade de cargas.

As superfícies metálicas da máquina são definidas como equipotenciais. Ou seja, para determinar a capacitância entre o enrolamento e as outras porções condutoras, por exemplo, o potencial de $V_1 = 1$ V é atribuído às superfícies de todas as bobinas, enquanto o valor $V_2 = 0$ V é aplicada às paredes da carcaça, núcleo, rotor e blindagem. Dessa forma, solucionando a Equação (3.3) é possível estabelecer a carga acumulada em cada condutor e, a partir da Equação (3.4), as capacitâncias entre o enrolamento e a carcaça, rotor e blindagem são definidas.

Realizando um procedimento semelhante ao descrito, as demais capacitâncias presentes no sistema podem ser obtidas.

$$C_{wf} = \frac{q_f}{\Delta V_{wf}} \quad C_{wr} = \frac{q_r}{\Delta V_{wr}} \quad C_{wsh} = \frac{q_{sh}}{\Delta V_{wsh}} \quad (3.4)$$

onde q_f , q_r e q_{sh} representam a carga acumulada, respectivamente, no núcleo/carcaça, rotor e blindagem e ΔV_{wf} , ΔV_{wr} e ΔV_{wsh} a diferença de potencial entre o enrolamento e a carcaça, rotor e blindagem, respectivamente.

O problema é solucionado a partir de um modelo em 3-D que considera tanto a região ativa quanto a porção fora do pacote magnético. Dessa forma é possível computar a influência que o acoplamento entre a cabeça de bobina e o anel de curto-circuito das barras exercem sobre o valor da tensão entre o rotor e a carcaça. A Figura 3.13a ilustra a geometria empregada, destacando os diferentes materiais presentes. A Figura 3.13b mostra a malha de elementos finitos empregada para a solução do problema. Na região ativa da máquina a discretização da malha é feita por elementos em formato de prismas. Isso reduz significativamente o número de graus de liberdade o que diminui o custo computacional para solucionar o problema. Por outro lado, na porção preenchida por ar fora dos pacotes magnéticos, são utilizados tetraedros para construir a malha. Além disso, devido à simetria do problema, apenas a metade da máquina precisa ser examinada.

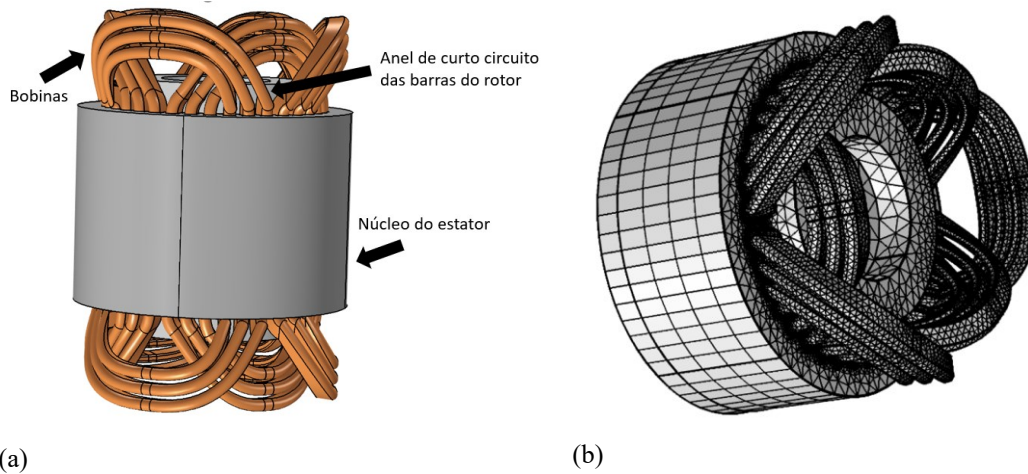


Figura 3.13 - Geometria do motor utilizada para o cálculo da EB empregando o modelo eletrostático: (a) Geometria completa com a indicação dos materiais presentes; (b) Malha de elementos finitos empregada.

É importante ressaltar que a capacitância dos mancais (C_b) não foi considerada no modelo. Como geralmente esta capacitância é muito menor que o acoplamento entre o rotor e a carcaça (C'_{rf}), apenas pequenas alterações no BVR são esperadas ao desprezar C_b [27].

3.4.1.2. Modelo para análise da variação da EB com a frequência

Para determinar a variação da EB com a frequência, além dos efeitos capacitivos discutidos na seção anterior, deve ser analisada a influência que a impedância da blindagem pode exercer nos resultados. Isso porque, dependendo das frequências em questão, essa impedância pode impor alguma dificuldade para que o dispositivo atue redirecionando as correntes capacitivas que atravessam o entreferro do motor diretamente ao ponto aterrado. Em outras palavras, para as altíssimas frequências associadas às variações na tensão de modo comum (que podem chegar até a ordem de MHz), o conjunto formado pela capacitância entre a blindagem e a carcaça (C_{shf}), a resistência (R_{sh}) e a indutância (L_{sh}) da blindagem, podem agir reduzindo a EB. O circuito equivalente da Figura 3.14 ilustra esta situação, adicionando aos acoplamentos capacitivos no interior do motor os elementos que representam a impedância Z_{sh} .

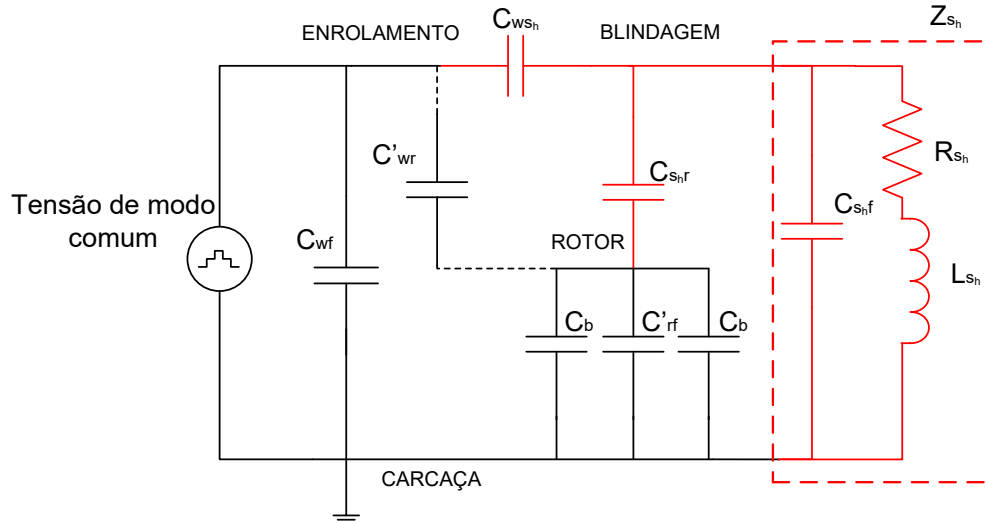


Figura 3.14 - Acoplamentos capacitivos no interior do motor, incluindo a impedância da blindagem Z_{sh} .

Diante do exposto, para levar em consideração ambos os efeitos elétricos e magnéticos, as equações de Maxwell são resolvidas com uma formulação **A-V** no domínio da frequência, conforme mostrado abaixo:

$$\begin{aligned}\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times \underline{\mathbf{A}} + (j\omega\sigma - \omega^2\varepsilon)\underline{\mathbf{A}} + (\sigma + j\omega\varepsilon)\nabla V &= 0 \\ \nabla \cdot ((j\omega\sigma - \omega^2\varepsilon)\underline{\mathbf{A}} + (\sigma + j\omega\varepsilon)\nabla V) &= 0\end{aligned}\tag{3.5}$$

onde $\underline{\mathbf{A}}$ é uma grandeza complexa que representa o potencial vetor magnético, ω é a frequência angular da fonte, μ e σ são, respectivamente, a permeabilidade magnética e a condutividade elétrica dos materiais.

O problema é resolvido com um modelo em 3-D de apenas uma ranhura, como ilustrado na Figura 3.15. A utilização da geometria em 3-D se fez necessária para uma avaliação da distribuição da corrente ao longo do comprimento da blindagem. Assim, é possível contabilizar naturalmente a influência da impedância da blindagem nos resultados. A seguir, são apontadas todas as condições de contorno empregadas, assim como as suas respectivas justificativas.

- Como mostrado na Figura 3.15, a bobina no interior da ranhura não é discretizada, sendo modelada apenas por uma condição de contorno. Nesse caso, é considerado que a superfície da bobina se encontra em um mesmo potencial (elétrico), devido à presença da tensão de modo comum. Dessa maneira, para representar as componentes de alta frequência da tensão de modo comum, um potencial $V_{S_1} = 1\text{ V}$ é imposto nas superfícies S_1 . É importante ressaltar que o valor de 1 V foi escolhido de forma arbitrária para a realização dos cálculos.

- Para representar o aterramento da carcaça e da blindagem, o potencial $V_{S_2} = V_{S_5} = 0\text{ V}$ é atribuído às superfícies S_2 e S_5 .

- A superfície do rotor (S_3) é assumida como um potencial flutuante. Assim, a tensão ao longo dessa superfície é constante, o que implica em $V_{S_3} \equiv \text{Constante}$;

- Todas as outras superfícies são consideradas como isolantes, incluindo a extremidade oposta da blindagem que não se encontra aterrada, implicando em $\mathbf{n} \cdot \mathbf{J} = 0$

- Em razão da pequena profundidade de penetração para as altíssimas frequências em questão, assumiu-se que o fluxo magnético não pode cruzar os limites da ranhura. Portanto, a condição $\mathbf{n} \times \underline{\mathbf{A}} = 0$ é imposta em todas as suas superfícies.

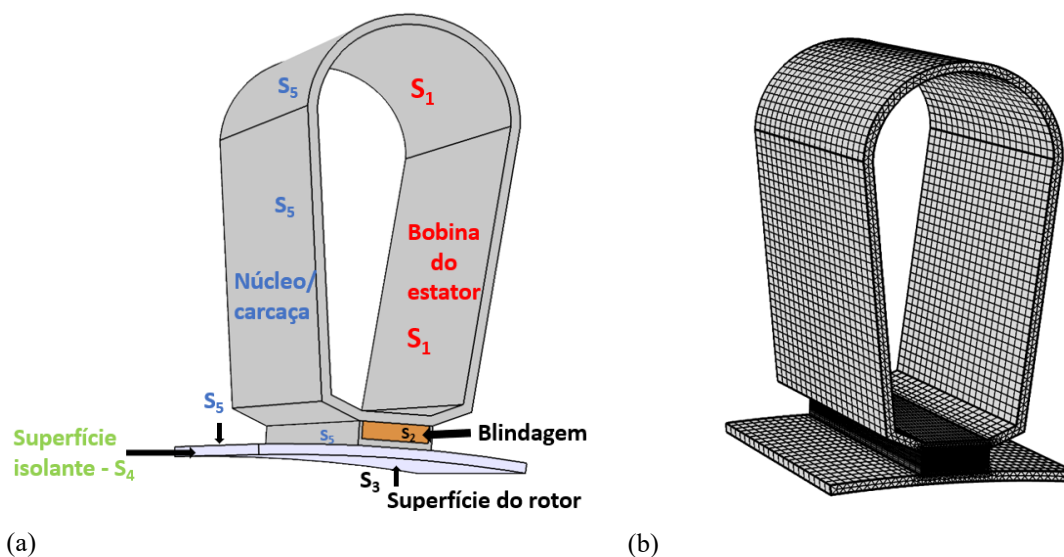


Figura 3.15 - Geometria de uma ranhura em 3-D utilizada para a investigação da variação da efetividade da blindagem com frequência: a) Superfícies relacionadas às condições de contorno aplicadas; b) malha de elementos finitos.

Na região da blindagem, a malha deve ser fina o suficiente para capturar o efeito pelicular em todas as frequências de interesse. Dessa maneira, para as frequências mais elevadas, como por exemplo na ordem de MHz, a profundidade de penetração pode se tornar extremamente pequena. Para reduzir o esforço computacional, novamente são usados elementos em forma de prismas para construir a malha, como ilustrado na Figura 3.15b.

A partir do modelo desenvolvido com as considerações acima mencionadas, é possível determinar a tensão entre o eixo e a carcaça (diferença entre o potencial flutuante em S_3 e o potencial nulo em S_2) e, com isso, verificar a efetividade da blindagem atentando-se para diferentes frequências da tensão aplicada.

3.4.2 Modelo para o cálculo das perdas na blindagem

Para computar as perdas por correntes parasitas no interior da blindagem é necessário calcular todo o fluxo magnético que possa penetrar a região onde ela se encontra alojada. Observando as linhas de campo no interior de uma ranhura exibidas na Figura 3.16, nota-se que, além do fluxo de dispersão, o fluxo principal que cruza o entreferro também pode atravessar a região da abertura da ranhura onde a blindagem é posicionada. Portanto, para o cálculo das perdas, todo o fluxo magnético gerado dentro do motor deve ser levado em conta. Nesse contexto, para o acionamento feito por conversor de frequências, o fluxo produzido no interior da máquina de indução pode ser dividido em três parcelas [79]: (i) Fluxo na frequência

fundamental; (ii) Componentes harmônicas espaciais relacionadas à distribuição do enrolamento, às ranhuras do estator e do rotor, saturação do núcleo; (iii) Componentes harmônicas de tempo relacionadas ao suprimento de tensão não senoidal (PWM). Para considerar todos esses aspectos e representar as componentes harmônicas do fluxo é realizada uma análise no domínio do tempo, de uma maneira semelhante ao encontrado em [79] e [80].

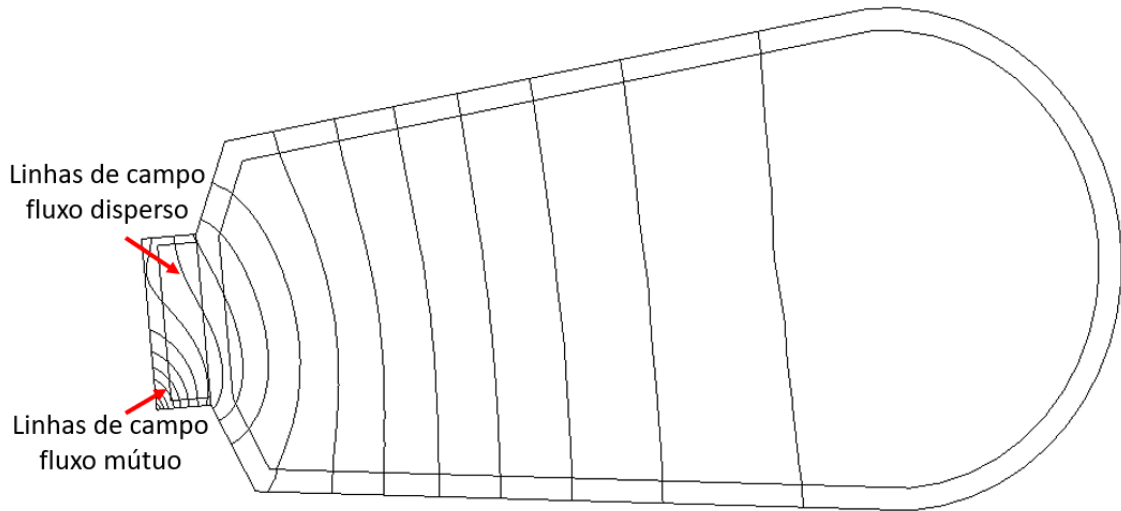


Figura 3.16 - Distribuição das linhas de campo no interior da máquina

Como a blindagem é alojada apenas nas ranhuras do núcleo do estator, o campo magnético fora da região do pacote magnético pode ser ignorado no cálculo das perdas. Logo, uma aproximação em duas dimensões modelando apenas a seção transversal do motor é satisfatória. Desse modo, a equação diferencial parcial que descreve a distribuição do potencial vetor magnético dentro da região de interesse, pode ser dada por:

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} = \mathbf{J} \quad (3.6)$$

$$\mathbf{J} = -\sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \sigma \frac{u_c}{l_c} \quad (3.7)$$

onde u_c representa a diferença de potencial entre as extremidades de um condutor com comprimento l_c ; o potencial vetor magnético $\mathbf{A}$ e a densidade de corrente $\mathbf{J}$ possuem apenas a componente na direção longitudinal representada pelo eixo z em coordenadas cartesianas, como mostrado abaixo:

$$\mathbf{A} = A_z(x, y, t)\mathbf{e}_z \quad (3.8)$$

$$\mathbf{J} = J_z(x, y, t)\mathbf{e}_z \quad (3.9)$$

Onde A_z e J_z são, respectivamente, as componentes na direção z do potencial vetor magnético e da densidade de corrente e $\mathbf{e}_z$ é um vetor de unitário na direção longitudinal.

Para usar as Equações (3.6) e (3.7) na modelagem do enrolamento do estator, cada condutor alojado dentro da ranhura deve ser resolvido separadamente. Isso levaria, no entanto, a modelos computacionalmente muito caros, como resultado do grande número de espiras que são normalmente encontradas nas bobinas que formam o enrolamento do estator em motores de pequeno porte [81] e [82]. Para reduzir o esforço computacional, assume-se que as bobinas do estator são formadas por condutores suficientemente finos, de forma que o efeito pelicular em cada condutor individual possa ser desprezado. Assim, a densidade de corrente dentro da seção transversal em um dos lados de uma bobina (J_{bob}) é uniforme e pode ser dada por:

$$J_{bob} = \frac{N_{bob}I_{bob}}{S_{bob}} \quad (3.10)$$

onde: N_{bob} é o número de espiras, S_{bob} a área da seção transversal da bobina e I_{bob} a corrente que flui pela bobina.

Como a alimentação é realizada por meio de fontes de tensão, é necessário que a corrente seja uma função da tensão aplicada. Portanto, a partir da diferença de potencial de uma bobina do enrolamento, essa relação pode ser estabelecida, conforme disposto a seguir.

$$U_{bob} = R_{bob}I_{bob} + \frac{\partial \lambda_{bob}}{\partial t} \quad (3.11)$$

$$I_{bob} = \frac{U_{bob} - \frac{\partial \lambda_{bob}}{\partial t}}{R_{bob}} \quad (3.12)$$

$$R_{bob} = \frac{L_{bob}}{\int_{S_{bob}} \sigma_{bob} dS} \quad (3.13)$$

Onde U_{bob} , R_{bob} e λ_{bob} são, respectivamente, a tensão, a resistência e o fluxo concatenado da bobina. L_{bob} e σ_{bob} , são, respectivamente, o comprimento e a condutividade dos condutores da bobina.

Tendo em vista apenas a região ativa da máquina, a derivada temporal do fluxo concatenado por uma bobina (força contra eletromotriz) pode ser dada por:

$$\frac{\partial \lambda_{bob}}{\partial t} = N_{bob} \frac{L_{bob}^+}{S_{bob}} \iint_{S_{bob}} \frac{\partial A}{\partial t} dS - N_{bob} \frac{L_{bob}^-}{S_{bob}} \iint_{S_{bob}} \frac{\partial A}{\partial t} dS \quad (3.14)$$

onde os sinais + e - indicam, respectivamente, o lado orientado positivamente e negativamente da bobina.

Dessa maneira, substituindo a Equação (3.12) na Equação (3.10), a densidade de corrente no interior das bobinas do estator é dada por:

$$J_{bob} = \frac{N_{bob} \left(U_{bob} - \frac{\partial \lambda_{bob}}{\partial t} \right)}{S_{bob} R_{bob}} \quad (3.15)$$

Em operações com baixo escorregamento, a resistência do anel de curto-circuito das barras do rotor é o principal parâmetro a ser considerado dentre todos aqueles associados à região fora do pacote magnético [83]. Para incluir esse elemento no modelo em 2-D, as barras do rotor são interconectadas por meio de componentes de circuitos externos, que representam as resistências do anel entre duas barras (R_{anel}), como ilustrado na Figura 3.17.

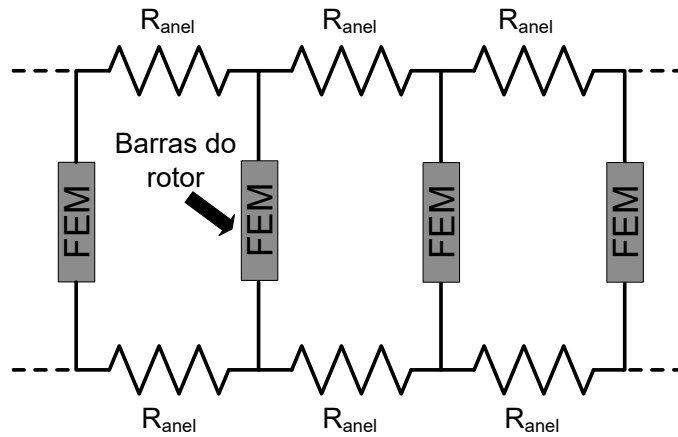


Figura 3.17 - Circuito equivalente formado pelas barras do rotor em gaiola.

A relação entre a diferença de potencial e a corrente total em cada barra condutora pode ser obtida integrando a densidade de corrente (Equação (3.7)) sobre a seção transversal do condutor:

$$i_c = \int_{S_c} \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} = \int_{S_c} \left(-\sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \sigma \frac{u_c}{l_c} \right) \cdot d\mathbf{S} \quad (3.16)$$

Resolvendo a Equação (3.16) para a tensão na barra, tem-se:

$$u_c = r_c i_c + r_c \int_{S_c} \sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} \quad (3.17)$$

$$r_c = \frac{l_c}{\int_{S_c} \sigma dS} \quad (3.18)$$

onde r_c e S_c são, respectivamente, a resistência c.c. e a área da seção transversal do condutor.

Portanto, para a região das barras do rotor, as equações formadas pelo circuito elétrico da Figura 3.17 e a Equação (3.17) que descreve a tensão em cada barra condutora são acopladas e solucionadas juntamente à equação de campo (3.6).

Para evitar correntes induzidas extremamente elevadas, os condutores que formam a blindagem devem ser conectados em apenas uma de suas extremidades. Ou seja, ao contrário do que ocorre para as barras de um rotor em gaiola, por exemplo, ela deve ser construída como um circuito aberto. Logo, as correntes induzidas em seu interior formam laços que são restritos apenas a cada condutor individual, como mostrado por I_{eddy} na Figura 3.18. Portanto, a corrente total em qualquer seção transversal desses condutores deve ser zero. Para simular esse comportamento, uma fonte de corrente com valor nulo é aplicada em todos os domínios da blindagem.

Em todos os casos analisados as perdas nos núcleos foram ignoradas. Segundo [84], a sua inclusão na solução do problema afeta apenas marginalmente o cálculo da corrente do motor, fator de potência, perdas no cobre e velocidade de rotação. Ademais, de acordo com [85], o campo de reação causado pelas correntes parasitas nas chapas do núcleo pode ser desprezado.

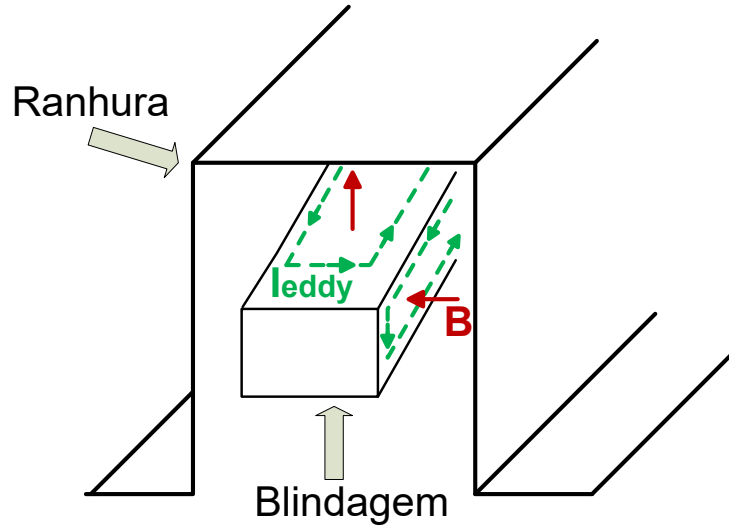


Figura 3.18 - Ilustração das correntes induzidas nos condutores individuais da blindagem.

As equações do estator e rotor são resolvidas em seus próprios sistemas de coordenadas. Uma condição de contorno no entreferro é utilizada para conectar a estrutura rotativa ao estator e impor a continuidade para o potencial vetor no sistema global de coordenadas estacionário. O rotor é girado a cada passo de tempo por um ângulo correspondente à frequência angular mecânica desejada, permitindo seu movimento contínuo.

Por causa da simetria do problema, a geometria do motor avaliado é reduzida para a porção de apenas um de seus polos, como ilustrado na Figura 3.19a. Nessa situação, nas fronteiras E_1 e E_2 são impostas condições de antiperiodicidade para o potencial vetor magnético, como mostrado na Equação (3.19). Além disso, é considerado que não existe fluxo magnético através do eixo ou pela superfície externa da máquina, conforme disposto na Equação (3.20).

$$\begin{aligned} A_{E_1} &= -A_{E_2} \\ \text{para } E_1 \text{ e } E_2 \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{n} \times \mathbf{A} &= 0 \\ \text{para } E_3 \text{ e } E_4 \end{aligned} \quad (3.20)$$

Nas regiões da blindagem e das barras do rotor, a malha deve ser fina o suficiente para capturar o efeito pelicular para todas as frequências de interesse. Desse modo, o tamanho dos elementos próximos às superfícies desses condutores deve ser no mínimo da mesma ordem de grandeza da profundidade de penetração do campo. Para esses casos, as frequências mais altas de interesse estão relacionadas, principalmente, à frequência de chaveamento do conversor (na

ordem de alguns kHz). Nesse contexto, a Figura 3.19b ilustra a malha empregada para solucionar o problema.

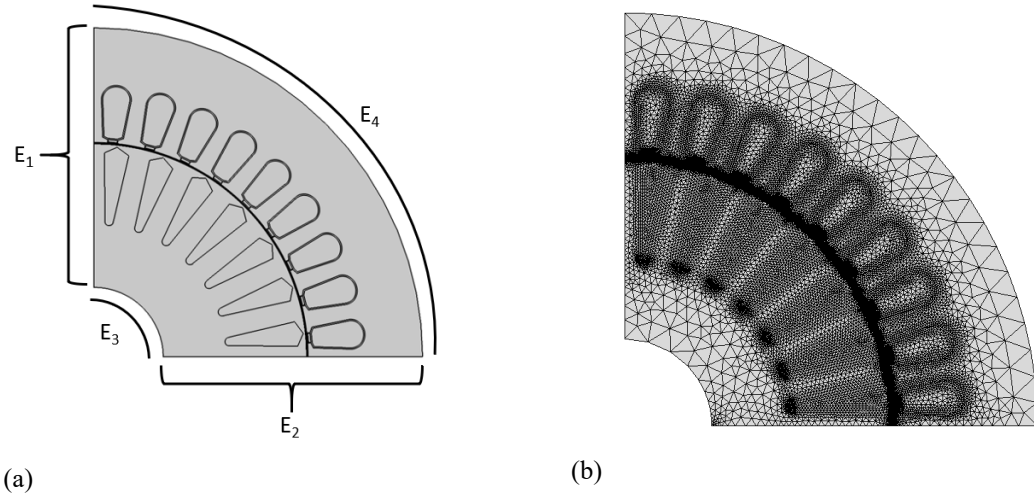


Figura 3.19 - Modelo em 2-D do motor de indução para calcular as perdas na blindagem: a) Geometria empregada nas simulações; b) Malha de elementos finitos.

A partir dos resultados obtidos com a modelagem descrita, o valor instantâneo das perdas é calculado por meio de uma integral ao longo do volume do condutor de interesse (V_{con}), como mostrado abaixo:

$$P_{erdas} = \int_{V_{con}} \frac{J^2}{\sigma} dV \quad (3.21)$$

O torque eletromagnético desenvolvido pelo motor (T_{ele}) é dado por [82]:

$$T_{ele} = \frac{1}{\mu_0(r_0 - r_i)} \iint_{S_g} r B_r B_\phi dS \quad (3.22)$$

onde r_0 é o raio externo, r_i é o raio interno e S_g é a área da seção transversal entreferro, r é o raio em coordenadas cilíndricas, B_r e B_ϕ são, respectivamente, as componentes nas direções radial e azimutal da densidade do fluxo magnético.

Após as simulações atingirem o regime permanente, o valor médio das perdas e do torque são calculados para as análises.

3.5 Resultados das simulações e discussões

Nesta seção, um estudo de casos é conduzido para determinar o desempenho da blindagem considerando diferentes dimensões geométricas, materiais condutor e isolante para construir esse dispositivo. São analisadas, também, as diferenças no cálculo das perdas comparando a modelagem proposta neste trabalho com outras formulações encontradas na literatura. Os resultados alcançados são exibidos nas seções a seguir.

3.5.1 Resultados do cálculo da efetividade da blindagem – modelo eletrostático

Neste momento, a EB é avaliada usando a análise eletrostática desenvolvida no modelo descrito na Seção 3.4. A partir da definição das capacitâncias de interesse, os níveis de atenuação da tensão entre o eixo e a carcaça foram determinados atentando-se para variações nas dimensões geométricas da blindagem (largura e espessura) e na permissividade elétrica relativa de seu material isolante.

Tabela 3.2 - Capacitâncias parasitas e cálculo do BVR – isolante da blindagem com permissividade relativa (ϵ_r) igual a 3

$\epsilon_r = 3$	Motor Original	Largura – 2 mm			Largura – 1 mm			Largura – 0,5 mm		
Espessura	-	0,5 mm	0,25 mm	0,125 mm	0,5 mm	0,25 mm	0,125 mm	0,5 mm	0,25 mm	0,125 mm
C_{wf} (nF)	11,5	11,3	11,3	11,3	11,5	11,5	11,5	11,5	11,5	11,5
C'_{wr} (pF)	83,5	39,6	39,6	39,6	41,7	44,0	46,4	49,4	54,6	59,1
C'_{rf} (pF)	832,3	791,0	824,8	838,9	826,7	844,3	853,1	843,1	854,9	860,8
C_{wsh} (pF)	-	815,9	815,8	815,6	562,7	556,9	548,8	401,7	390,7	377,9
C_{shr} (pF)	-	202,6	136,9	113,6	157,1	110,5	91,2	122,5	84,5	67,6
BVR (%)	9,12	3,83	3,95	3,99	4,07	4,41	4,68	4,87	5,49	5,98

Para a configuração original do motor (sem blindagem), a razão entre as tensões no eixo e de modo comum calculada foi de 9,1%, como mostrado na Tabela 3.2. Por outro lado, para todos os casos analisados, a presença da blindagem foi capaz de reduzir o BVR para valores entre 3,8% e 6,0 %, o que representa atenuações na tensão entre o rotor e a carcaça de 58,0 % a 34,4 %, respectivamente, como ilustrado na Figura 3.20. Por meio dos resultados obtidos, nota-se que a EB diminui tanto com a sua largura quanto com a sua espessura.

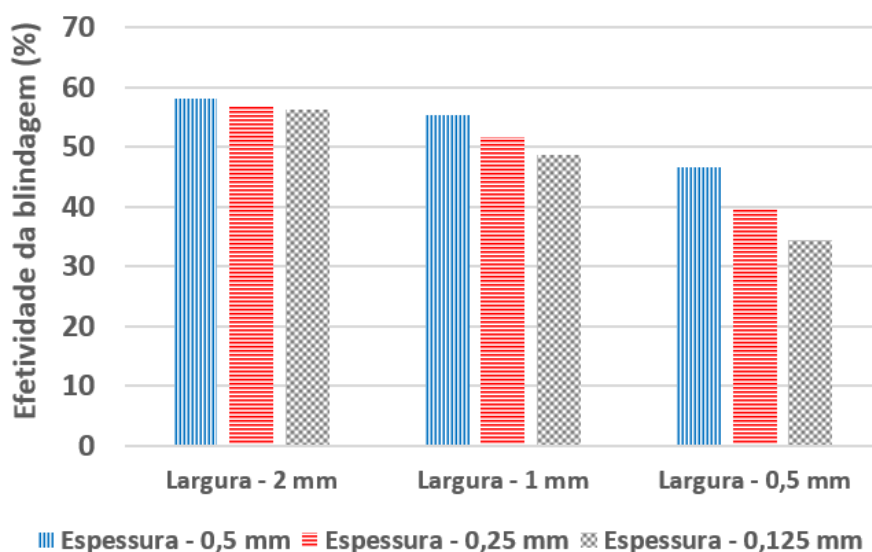


Figura 3.20 - Variação da efetividade da blindagem com a largura e a espessura do dispositivo ($\epsilon_r = 3$).

Observando a Tabela 3.2 e comparando as Equações (2.1) e (3.1) que tratam do cálculo do BVR com e sem a blindagem, nota-se que esse dispositivo atua de duas maneiras. A primeira delas e mais importante se dá pela redução do acoplamento total entre o enrolamento e o rotor (C_{wr}), sobretudo em virtude da minimização da parcela formada na região das ranhuras (C_{wr_sl}). Em relação à segunda maneira de atuação, uma vez que o acoplamento direto entre o rotor e a carcaça (C'_{rf}) se forma principalmente na região do entreferro, próxima aos dentes do núcleo do estator, a presença da blindagem pouco afeta essa grandeza. Além disso, devido ao novo plano condutor inserido no interior do motor, um acoplamento adicional é criado entre o rotor e a referência de terra, representada por C_{shr} . Esses fatores resultam na redução do BVR, já que levam à diminuição do numerador e o aumento do denominador da Equação (3.1), quando comparada ao contexto do motor original com a Equação (2.1).

Para a configuração com largura de 2 mm, a capacitância C_{wr} não se altera com as variações na espessura. Nessa situação, quase não há vazamento de campo pelas laterais da blindagem e, portanto, o acoplamento entre o enrolamento e o rotor na região da ranhura (C_{wr_sl}) é praticamente eliminado. Ou seja, como mostrado na Figura 3.21a, mesmo para a espessura

mais fina (0,125 mm), o arranjo com 2 mm de largura consegue impedir que o potencial do enrolamento influencie o rotor na região da abertura da ranhura. Nesse caso, o valor calculado para a capacitância C'_{wr} se restringe ao acoplamento formado entre as cabeças de bobina e o anel de curto-circuito do rotor. Em outras palavras, a partir dos resultados contidos na Tabela 3.2, conclui-se que $C_{wr_end} = 39,6$ pF, o que representa 47,4 % da capacitância total C_{wr} do motor original. Por outro lado, para as blindagens com larguras menores, há um espreadimento de campo considerável em suas laterais, como ilustrado pela distribuição do potencial em uma ranhura na Figura 3.21b. Nesses casos, à medida que a espessura diminui, mais linhas de campo conseguem atingir o rotor e, conseqüentemente, a capacitância C'_{wr} aumenta. De maneira semelhante nota-se que, para uma mesma espessura, quanto menor for a largura da blindagem maior se torna C'_{wr} , uma vez que a área do rotor que é protegida diminui.

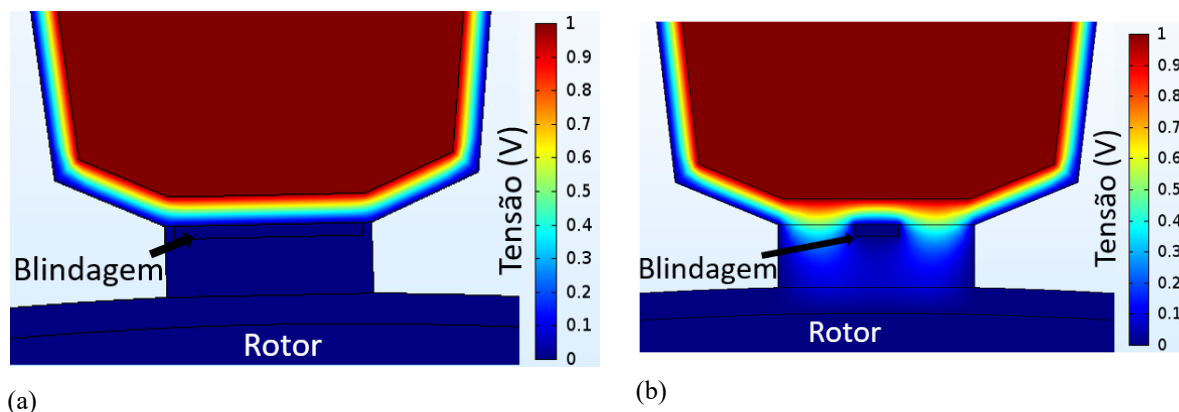


Figura 3.21 - Distribuição do potencial elétrico nas proximidades da ranhura do estator: (a) Blindagem com 2 mm de largura e 0,125 mm de espessura; (b) Blindagem com 0,5 mm de largura e 0,125 mm de espessura.

A Figura 3.22 ilustra o acoplamento entre o rotor e a carcaça por meio da distribuição do campo elétrico entre essas superfícies. Embora a maior parte da capacitância C_{rf} esteja distribuída no entreferro, entre a superfície do rotor e os dentes do núcleo do estator (C'_{rf_gap} na Figura 3.22), uma parcela inferior também se forma pelas paredes laterais das aberturas das ranhuras (C'_{rf_sl} na Figura 3.22). Assim, diminuindo a largura e a espessura da blindagem, ocorre uma intensificação do espreadimento do campo próximo às bordas dos dentes do núcleo do estator. Como resultado, a capacitância C'_{rf_sl} cresce, o que causa um aumento no acoplamento total entre o rotor e a carcaça C'_{rf} , conforme mostrado na Tabela 3.2. Ademais, quanto menor a área utilizada pelas chapas condutoras da blindagem, maior é a parte da abertura da ranhura ocupada com o seu material isolante. Como no caso original essa região foi preenchida por ar, dependendo das dimensões da isolação que envolve a blindagem, a

capacitância C'_{rf} pode atingir valores superiores aos encontrados para o motor sem a presença desse dispositivo.

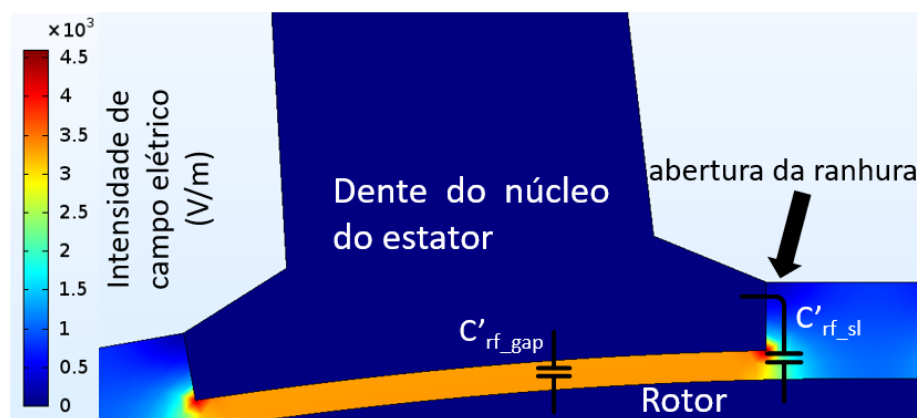


Figura 3.22 - Ilustração do acoplamento formado entre o rotor e a carcaça por meio da distribuição do campo elétrico.

Todas as superfícies da blindagem contribuem para a formação das capacitâncias entre ela e os outros condutores presentes no interior do motor. Com isso, reduzir a sua largura e espessura é o mesmo que diminuir a área dos eletrodos que formam esses acoplamentos. Portanto, os valores de C_{shr} e C_{wsh} caem com reduções nas dimensões da blindagem, conforme mostrado na Tabela 3.2.

Seja em maior ou menor escala, a permissividade elétrica relativa do material isolante que envolve os condutores da blindagem (ϵ_r) exerce influência nas capacitâncias acima mencionadas. Desse modo, elevando esse parâmetro para 10, a presença da blindagem reduz o BVR para valores entre 3,7 % e 5,0 %, o que representa atenuações na tensão entre o eixo e a carcaça de 59,2 % a 44,7 %, respectivamente, como exibido na Tabela 3.3 e na Figura 3.23. Dessa maneira, comparando com a situação anterior ($\epsilon_r = 3$), nota-se um aumento na EB para este novo caso. Isso porque, o incremento na permissividade tende a aumentar as capacitâncias C'_{rf} e C_{shr} e, em alguns casos, a reduzir o acoplamento C_{wr} .

O crescimento de C'_{rf} e C_{shr} pode ser explicado pelo fortalecimento dos acoplamentos capacitivos, em função da presença de um material com permissividade elétrica superior. Em relação à C'_{wr} , para a blindagem com largura de 2 mm, a situação é a mesma que a obtida para $\epsilon_r = 3$. Nesse caso, não há vazamento de campo pelas suas laterais e, então, todo o acoplamento entre o enrolamento e o rotor na região das ranhuras é eliminado. Assim, o valor de C'_{wr} é o mesmo daquele calculado para a permissividade elétrica menor e representa apenas a

capacitância entre a cabeça de bobina e o anel de curto-circuito do rotor. Entretanto, para as larguras de 1 mm e 0,5 mm, ocorre um espriamento de campo na região das bordas da blindagem, e o aumento da permissividade atua de maneira a elevar o acoplamento entre ela e o enrolamento do estator. Em outras palavras, para $\epsilon_r = 10$, o fluxo elétrico é mais facilmente desviado diretamente para a blindagem aterrada, impedindo que as linhas de campo atinjam o rotor, o que reduz C'_{wr} .

Tabela 3.3 - Capacitâncias parasitas e cálculo do BVR – isolante da blindagem com permissividade relativa (ϵ_r) igual a 10

$\epsilon_r = 10$	Largura - 2mm			Largura - 1mm			Largura - 0,5mm		
Espessura	0,5 mm	0,25 mm	0,125 mm	0,5 mm	0,25 mm	0,125 mm	0,5 mm	0,25 mm	0,125 mm
C_{wf} (nF)	11,3	11,3	11,3	11,5	11,5	11,5	11,6	11,6	11,6
C'_{wr} (pF)	39,6	39,6	39,6	40,7	42,2	43,7	45,5	49,2	52,5
C'_{rf} (pF)	791,3	833,9	853,7	835,4	861,0	875,4	859,7	879,7	891,2
C_{wsh} (pF)	817,3	816,9	816,7	598,9	591,5	580,6	467,0	452,5	434,5
C_{shr} (pF)	233,4	176,6	152,1	185,0	145,6	125,3	151,2	117,1	98,4
BVR (%)	3,72	3,77	3,79	3,83	4,02	4,18	4,31	4,70	5,04

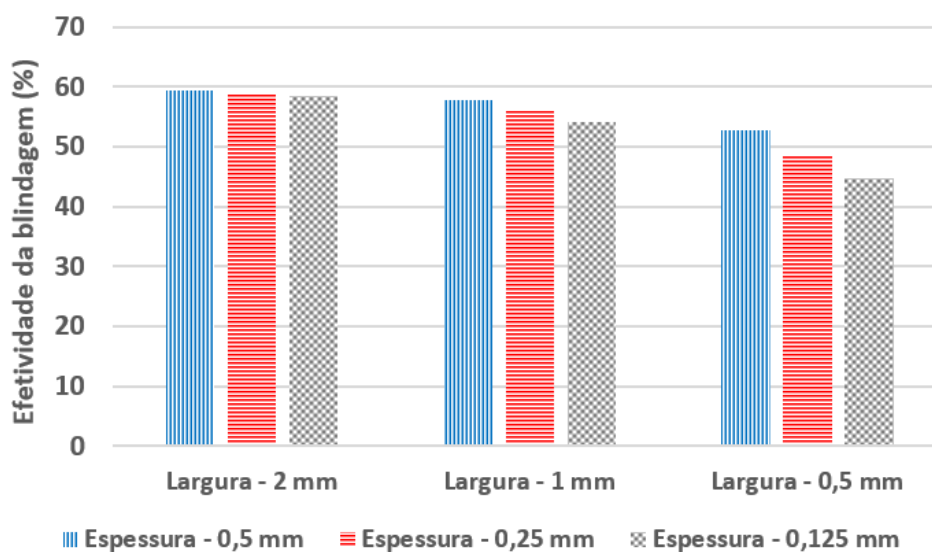


Figura 3.23 - Variação da efetividade da blindagem com a largura e a espessura do dispositivo ($\epsilon_r = 10$).

A Figura 3.24 mostra a diferença entre a EB calculada considerando o material isolante com permissividades iguais a 10 e a 3. À medida que a largura e a espessura dos condutores da blindagem diminuem, a influência de seu isolante nas capacitâncias de interesse aumenta e, então, maior é o incremento em sua eficácia. Portanto, os resultados apontam que é possível reduzir a quantidade de material condutor utilizado na blindagem, sem diminuir seu poder de atenuação, por meio da variação da permissividade elétrica de seu material isolante.

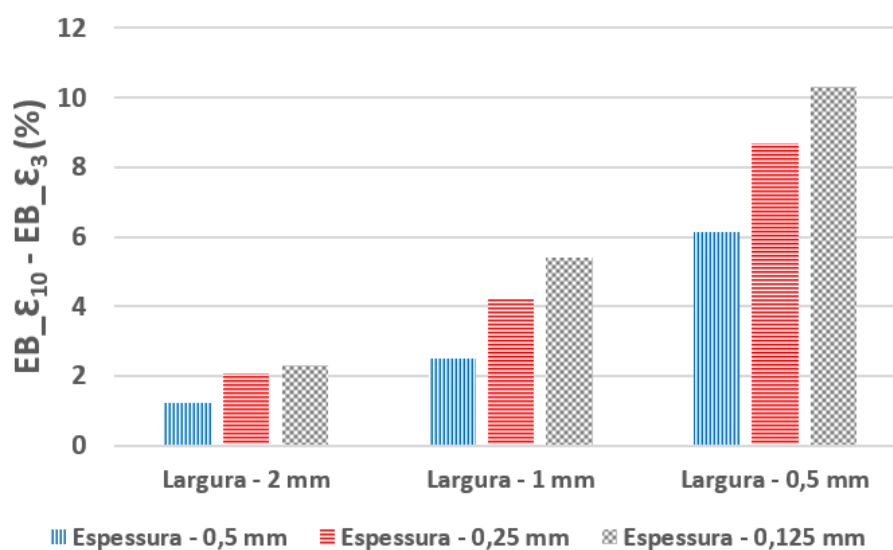


Figura 3.24 - Aumento relativo da EB para diferentes valores de permissividade do isolamento da blindagem.

Como para todas as situações a capacitância C_{wf} é muito maior que a C_{wsh} , a alteração no acoplamento entre o enrolamento do estator e a referência de terra em razão da presença da blindagem é insignificante. Esse acoplamento está diretamente relacionado à intensidade das correntes de modo comum no interior do motor. Com isso, a solução apresentada não interfere nessa corrente e nem em seus problemas associados.

3.5.2 Resultados do cálculo das perdas por correntes parasitas induzidas na blindagem

Nesta seção, as perdas por correntes parasitas induzidas na blindagem são analisadas de acordo com a metodologia exibida na Seção 3.4.2. De maneira semelhante ao realizado para o cálculo da EB, as perdas são determinadas considerando variações na largura, na espessura e no material utilizado para construir a blindagem. Além disso, parâmetros de desempenho do motor como, por exemplo, o torque médio, a corrente do estator e as perdas no interior do motor são comparados para as situações com e sem a presença desse dispositivo. Para todos os casos

é assumido que o motor está operando com tensão e velocidade nominais. A temperatura de 130 °C (classe de isolamento B) é atribuída para a definição da condutividade elétrica do cobre e do alumínio.

A Figura 3.25 mostra a curva BH do aço silício de grão não orientado (GNO – M22) empregado nos núcleos do estator e do rotor. Como discutido na Seção 3.4.2, em todos os casos examinados as perdas nos núcleos foram ignoradas. Para a resistência do anel de curto-circuito entre duas barras do rotor foi empregado o valor de $R_{\text{anel}} = 3,17 \mu\Omega$.

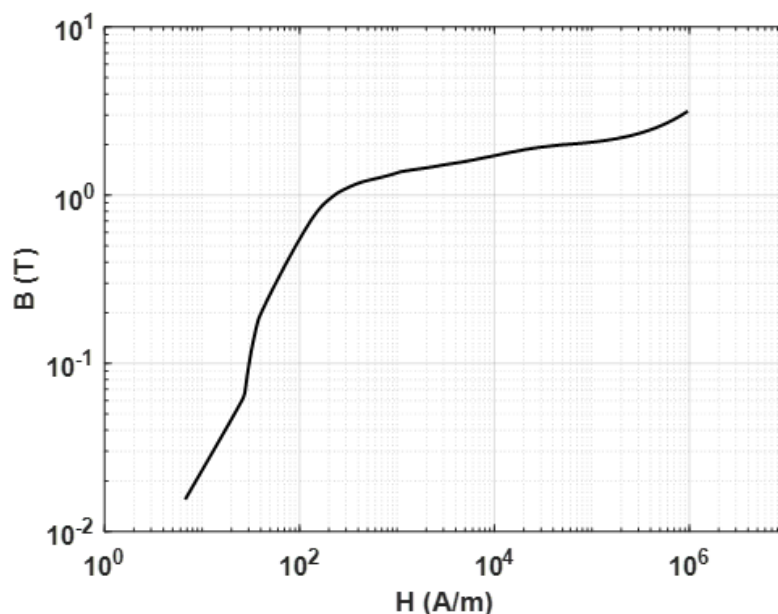


Figura 3.25 - Curva BH do aço silício M22 utilizado nas simulações.

Antes de apresentar os resultados acerca do estudo de casos proposto, tem-se o interesse em verificar as diferenças no cálculo das perdas na blindagem ao utilizar modelos no domínio da frequência e do tempo. Conclusões importantes são tecidas a partir deste estudo preliminar como, por exemplo, a relevância de se computar de forma adequada o efeito dos harmônicos de espaço e de tempo do fluxo magnético para as análises desejadas, como mostrado a seguir.

3.5.2.1. Análise do cálculo das perdas para diferentes modelos empregados

Para esta investigação inicial, três simulações diferentes são abordadas. Para a primeira delas, o problema foi analisado no domínio da frequência (DF 60 Hz), considerando apenas a componente fundamental (60 Hz) da tensão PWM aplicada no enrolamento do motor, de maneira semelhante ao realizado em [73]. Nesse caso, as grandezas de interesse possuem uma variação puramente senoidal. Desse modo, a formulação exposta pelas Equações (3.6) e (3.7)

pode ser simplificada, pois a dependência do tempo é eliminada empregando variáveis complexas, como mostrado abaixo:

$$\underline{J} = \text{Re} \{ \underline{J}(\underline{x}, \underline{y}) e^{j\omega t} \} \quad (3.23)$$

$$\underline{A} = \text{Re} \{ \underline{A}(\underline{x}, \underline{y}) e^{j\omega t} \} \quad (3.24)$$

Nesse contexto, a distribuição do potencial vetor pode ser apresentada como:

$$\nabla \times \frac{1}{\mu'} \nabla \times \underline{A} + \sigma j\omega \underline{A} - \sigma \frac{u_c}{l_c} = 0 \quad (3.25)$$

onde μ' é a permeabilidade magnética efetiva usada para aproximar o comportamento do material magnéticos não linear.

Para computar as correntes induzidas no circuito do rotor, é empregada uma condutividade elétrica equivalente (σ_{r_equ}) para as suas barras condutoras, conforme expressado abaixo.

$$\sigma_{r_equ} = s\sigma_r \quad (3.26)$$

onde σ_r é a condutividade elétrica original das barras do rotor e s é o escorregamento.

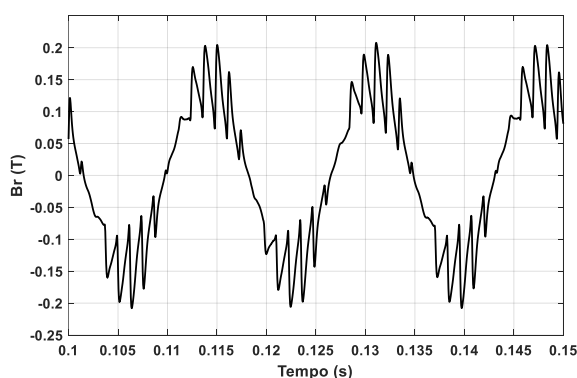
Como mencionado acima, para este primeiro teste, as bobinas do estator são alimentadas por fontes de tensão senoidais com frequência de 60 Hz e amplitude igual ao valor nominal. A segunda simulação utiliza um modelo no domínio do tempo (DT 60 Hz), considerando o movimento do rotor e fontes senoidais de mesma amplitude e frequência do caso anterior. A terceira repete a segunda, porém a alimentação é feita via fontes não senoidais (DT PWM). Nesse caso, uma tensão PWM com componente fundamental idêntica à tensão empregada nas simulações anteriores é usada para suprir as bobinas do estator. A frequência de chaveamento aplicada para gerar a tensão PWM foi de 5 kHz e, para garantir uma boa resolução e precisão dos cálculos, foi definido um passo de tempo mínimo de 2 μ s. As investigações são efetuadas para uma blindagem de cobre com 2 mm de largura e 0,5 mm de espessura.

A Tabela 3.4 contém os resultados das perdas geradas na blindagem e da corrente de frequência fundamental (60 Hz) para os três casos avaliados. Embora a modelagem no domínio

da frequência (DF 60 Hz) seja uma alternativa muito eficiente em termos do custo computacional, as simplificações realizadas nesse caso levam a estimativa das perdas para uma direção errada. O erro se deve ao fato de que a análise do domínio da frequência desenvolvida não pode reproduzir adequadamente os efeitos relacionados às componentes harmônicas espaciais do fluxo magnético no interior do motor. Ou seja, por causa de alguns fatores como, por exemplo, a presença das ranhuras na geometria do motor, a saturação do núcleo ferromagnético e o movimento do rotor, a suposição de uma variação senoidal para as quantidades analisadas é uma aproximação grosseira. Para ilustrar esta discussão, a Figura 3.26a apresenta a variação no tempo da componente na direção radial da densidade de fluxo magnético (B_r) em um ponto situado na abertura da ranhura, como destacado na Figura 3.26b. Nesse caso, foi empregado o modelo no domínio do tempo (DT 60 Hz) sem nenhuma blindagem. Observando a forma de onda da densidade de fluxo, nota-se que como comentado acima, o uso de uma variação senoidal não é satisfatório para representar as variáveis de interesse.

Tabela 3.4 - Resultados das perdas na blindagem para os modelos DF 60 Hz, DT 60 Hz e DT PWM

Blindagem de cobre – 2 mm de largura e 0.5 mm de espessura	DF 60 Hz	DT 60 Hz	DT PWM
Perdas calculadas	99,5 mW	2,1 W	3,4 W
Corrente no estator (60 Hz)	5,7	5,0	5,0



(a)



(b)

Figura 3.26 - Variação da densidade de fluxo magnético ao longo do tempo em um ponto situado no núcleo: a) Componente radial da densidade de fluxo; b) Indicação da posição do ponto analisado.

Ao inserir a rotação do rotor e o material não linear com a análise no domínio do tempo, é possível incluir os efeitos dos harmônicos espaciais do fluxo no interior do motor. Assim, as

perdas obtidas com o modelo no domínio do tempo (DT 60 Hz) foram 21,4 vezes maiores que o valor estimado no primeiro caso (DF 60 Hz), mesmo utilizando fontes de tensão puramente senoidais em ambos os casos. Além disso, a aplicação de uma fonte não senoidal (DT PWM) adiciona componentes harmônicos de tempo que levaram a um aumento de 58 % nas perdas, quando comparado ao modelo DT 60 Hz.

3.5.2.2. Cálculo de perdas para diferentes dimensões geométricas e materiais da blindagem

Neste momento são apresentados os resultados relacionados ao estudo de casos que investiga o uso de diferentes larguras, espessuras e materiais para formar a blindagem. Diante da discussão promovida na seção anterior, todas as simulações para o cálculo das perdas a serem mostradas na sequência empregaram o modelo no domínio do tempo com fontes de tensão PWM (DT PWM).

A partir dos resultados exibidos na Figura 3.27, nota-se que as perdas na blindagem diminuem com reduções tanto em sua largura quanto em sua espessura. A Figura 3.28 mostra as linhas de campo e a distribuição da densidade de corrente na região da abertura da ranhura, considerando duas configurações de blindagem, e o mesmo instante de tempo. Observa-se que, para o arranjo de dimensões mais elevadas (Figura 3.28a), maior é o fluxo magnético que atravessa a sua superfície, induzindo uma densidade máxima quase 8 vezes superior do que para a situação com a geometria menor (Figura 3.28b). Ainda, por possuir condutividade elétrica inferior, as perdas geradas com a utilização de alumínio são, aproximadamente, 60 % do valor calculado com o cobre.

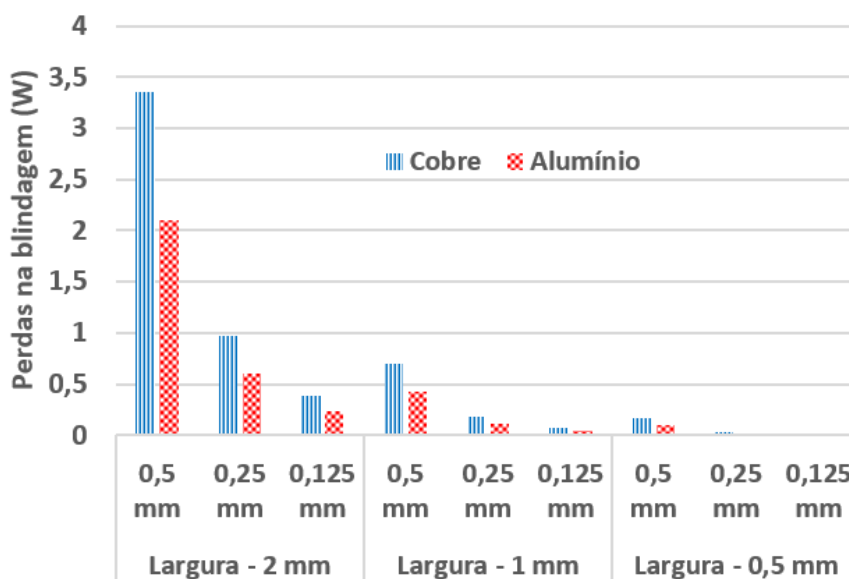


Figura 3.27 - Variação das perdas na blindagem para diferentes larguras, espessuras e materiais.

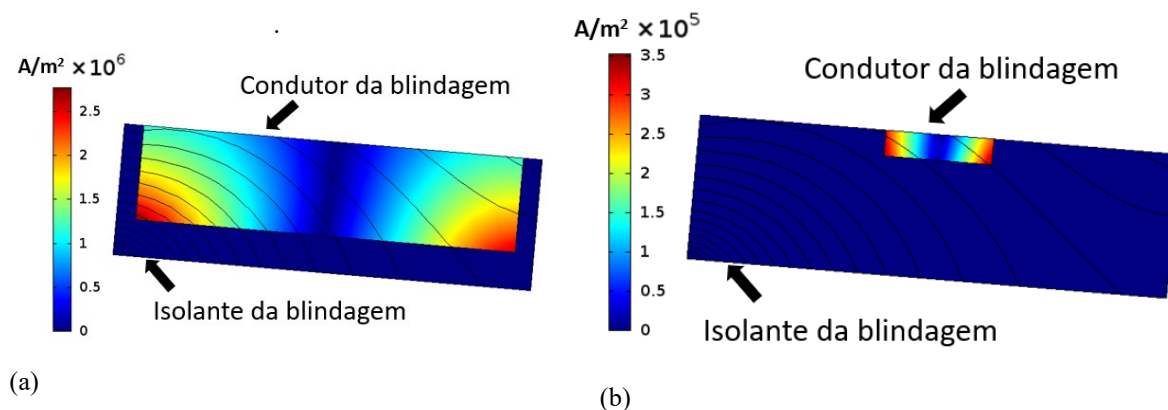


Figura 3.28 - Distribuição da densidade de corrente dentro da blindagem: a) Blindagem com 2 mm de largura e 0,5 mm de espessura; b) Blindagem com 0,5 mm de largura e 0,125 mm de espessura.

A Figura 3.29 mostra as perdas no estator, as perdas no rotor e as perdas totais no interior do motor calculadas para a configuração original (sem blindagem) e para todos os arranjos de blindagem de cobre analisados. Como pode ser observado, a presença da blindagem praticamente não altera o valor das perdas em relação à situação original. Além disso, o torque médio desenvolvido pelo motor apresentou uma variação menor do que 1 %, ficando na faixa de 12,6 N.m a 12,7 N.m, tanto com quanto sem a presença da solução empregada. Na realidade, mesmo o valor mais alto de perdas na blindagem estimados (3,4 W), está na ordem de apenas 1 % das perdas totais deste tipo de motor, o que explica o impacto pequeno desse dispositivo nos resultados. Para a blindagem de alumínio os resultados foram muito parecidos com os exibidos na Figura 3.29 e, portanto, foram omitidos.

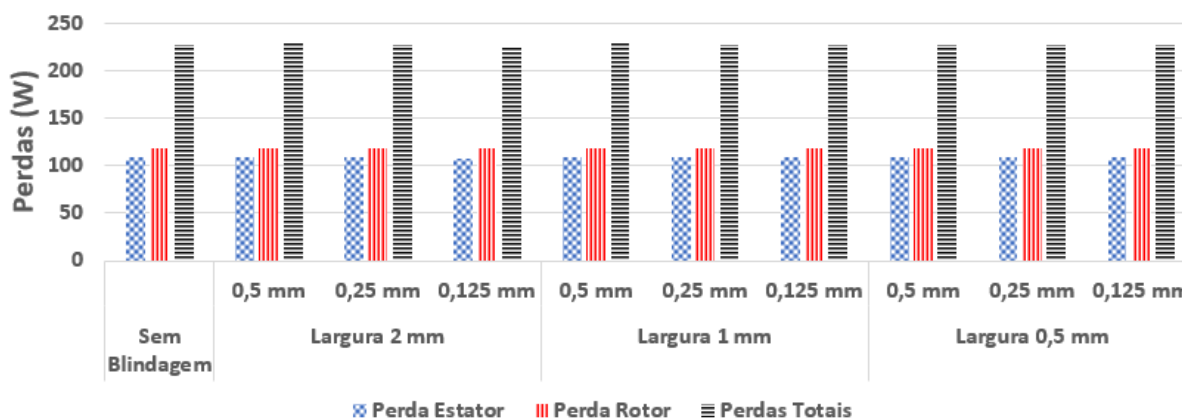


Figura 3.29 - Perdas no estator, perdas no rotor e perdas totais no interior do motor para a configuração original (sem blindagem) e para todos os arranjos de blindagens analisados. Blindagens de cobre.

Diante do exposto, pode ser concluído que a solução proposta praticamente não exerce influência no funcionamento do motor, considerando a operação em condições nominais. Além disso, ainda que a EB cresça com o aumento das dimensões da blindagem e as perdas associadas variem de acordo com o gráfico da Figura 3.27, a escolha da melhor configuração para a implementação desse dispositivo dependerá não apenas dessas grandezas, mas também da complexidade e custo de fabricação do motor especial. Há uma relação de custo e benefício entre essas variáveis e uma metodologia de otimização para definir o melhor design é desejável. Nesse contexto, os resultados apresentados neste capítulo fornecem uma boa base de dados para a aplicação dessa técnica.

3.5.3 Variação da EB com a frequência

Devido ao rápido tempo de comutação dos IGBTs, a tensão de modo comum produzida pelo inversor é feita de transições muito íngremes, cujos componentes de alta frequência excitam as capacitâncias parasitas do motor. Para identificar a dependência da eficácia da blindagem em relação a essas frequências, nesta seção é exposta uma investigação que emprega a geometria em 3-D de uma ranhura, utilizando a metodologia descrita na Seção 3.4.1. Para a avaliação do BVR, são aplicadas nos condutores do estator tensões senoidais de 1 V de amplitude e com a frequência variando na faixa de 100 kHz a 5 MHz. Foram analisadas blindagens com larguras de 2 mm, 1 mm e 0,5 mm e espessura de 0,125 mm. Para esses casos, o cobre foi usado para formar a parte condutora e uma permissividade relativa igual 3 foi definida para formar o isolante.

A partir dos resultados exibidos na Figura 3.30, nota-se que praticamente não há alterações no BVR para todas as frequências consideradas. Assim, é concluído que a impedância imposta pela blindagem (ver Figura 3.14) não influencia a sua efetividade. Isso pode ser entendido observando a Figura 3.31, que mostra a distribuição do potencial elétrico dentro de um condutor da blindagem, para o arranjo de 2 mm de largura e 0,125 mm de espessura na frequência de 5 MHz. Embora exista uma distribuição não uniforme, o potencial em todos os pontos é praticamente nulo. Com isso, mesmo para uma frequência de até 5 MHz, a blindagem se comporta quase como um curto-circuito para o ponto aterrado, garantindo que não haja variações em sua eficácia. Resultados semelhantes foram obtidos ao empregar o alumínio, bem como para outras dimensões geométricas. Dessa maneira, por apresentar sempre menores perdas e por ser um material com custo geralmente inferior em relação ao cobre, os resultados apontam que a utilização do alumínio é mais indicada.

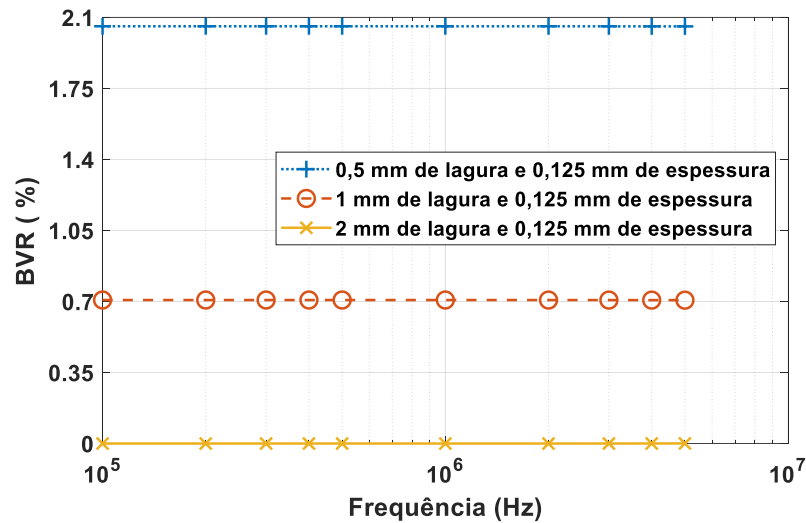


Figura 3.30 - Variação do BVR com a frequência considerando as configurações de blindagem analisadas

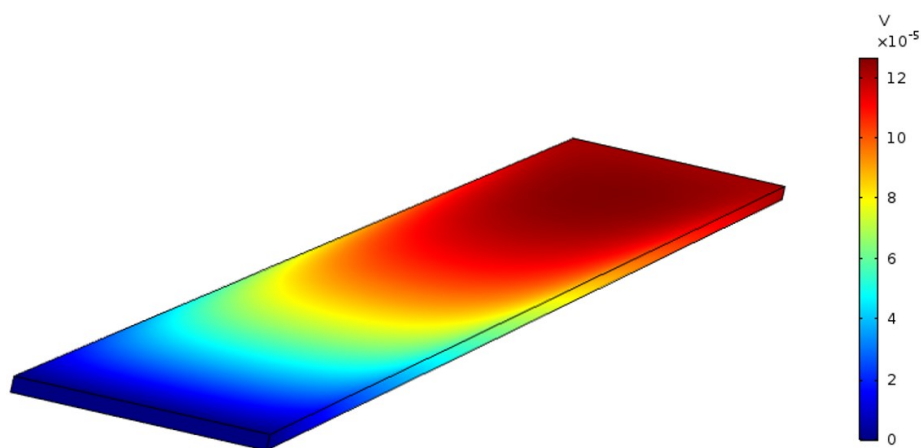


Figura 3.31 - Distribuição do potencial elétrico para a blindagem de 2 mm de largura e 0,125 mm de espessura, para uma frequência de 5 MHz.

É importante ressaltar que o modelo em questão não leva em conta o acoplamento entre a cabeça de bobina e o anel de curto-circuito. Desse modo, a capacitância C_{wr} é relativa somente à porção formada entre o enrolamento do estator e o rotor na região das ranhuras (C_{wr_sl}). Portanto, os valores alcançados para o BVR na Figura 3.30 são menores do que aqueles encontrados na Seção 3.5. Ou seja, observando a Tabela 3.2, ao eliminar a parcela de C_{wr} relacionada ao acoplamento fora da região ativa ($C_{wr_end} = 39,6$ pF), nota-se que o BVR para essas três configurações de blindagem seria dado por:

$$\begin{aligned} BVR_{2\text{ mm_Largura}} &= \frac{C_{wr} - C_{wr_end}}{(C_{wr} - C_{wr_end}) + C'_{rf} + C_{br}} = \frac{(39,6 - 39,6)pF}{(39,6 - 39,6 + 791 + 202,6)pF} = 0 \\ BVR_{1\text{ mm_Largura}} &= \frac{C_{wr} - C_{wr_end}}{(C_{wr} - C_{wr_end}) + C'_{rf} + C_{br}} = \frac{(46,4 - 39,6)pF}{(46,4 - 39,6 + 853,1 + 91,2)pF} = 0,71 \% \quad (3.27) \\ BVR_{0,5\text{ mm_Largura}} &= \frac{C_{wr} - C_{wr_end}}{(C_{wr} - C_{wr_end}) + C'_{rf} + C_{br}} = \frac{(59,1 - 39,6)pF}{(59,1 - 39,6 + 860,8 + 67,6)pF} = 2,06 \% \end{aligned}$$

o que explica, portanto, os resultados da Figura 3.30.

Por fim, é interessante destacar que as análises aqui realizadas não atentam para a influência dos terminais de conexão da blindagem ao ponto aterrado, uma vez que foi atribuído o potencial nulo diretamente a uma de suas extremidades.

3.6 Conclusão

Este capítulo apresentou um estudo detalhado sobre a utilização de blindagens eletrostáticas para a redução das correntes de descarga que podem fluir pelos mancais de máquinas de indução. A partir de simulações computacionais foram exibidos resultados acerca da sua eficácia na atenuação da tensão entre o rotor e a carcaça e de possíveis impactos negativos que a sua presença pode causar na operação da máquina. Para atingir os objetivos propostos, construíram-se três modelos em 2-D e 3-D, que aplicam o método dos elementos finitos para a solução dos problemas.

O primeiro modelo mostrou que a efetividade da blindagem diminui tanto com a sua largura quanto com a sua espessura. Variando esses parâmetros na faixa de 2 mm a 0,5 mm para a largura e 0,5 mm a 0,125 mm para a espessura, o dispositivo reduziu o BVR de 9,1 % para valores entre 3,8% a 6,0 %, o que representa atenuações na tensão entre o rotor e a carcaça de 58,0 % a 35,4 %, respectivamente. Além disso, os resultados apontaram que a capacitância formada fora da região ativa denominado por C_{wr_end} , representa 47,4 % do acoplamento total existente entre o enrolamento e o rotor. Assim, foi destacado o papel crucial de C_{wr_end} no cálculo do BVR. Os resultados também indicaram que aumentando a permissividade elétrica do material isolante da blindagem de 3 para 10, a sua efetividade cresce significativamente. Como esse aumento é maior para os arranjos de dimensões menores, foi sugerida a

possibilidade de se reduzir a quantidade de material condutor, sem decréscimo na EB, buscando materiais isolantes de maior permissividade relativa.

Os resultados obtidos com o segundo modelo revelaram a importância das componentes harmônicas de tempo e de espaço do fluxo magnético no interior do motor para a avaliação das perdas na blindagem. Foi demonstrado que ao empregar um modelo no domínio do tempo em oposição ao uso de simulações simplificadas no domínio da frequência, podem ocorrer diferenças de até 33 vezes nos valores calculados. Mostrou-se também que as perdas na blindagem diminuem tanto com a sua largura quanto com a sua espessura e que a utilização de alumínio garante uma redução nessa grandeza para, aproximadamente, 60 % do valor encontrado com o cobre. Ademais, é importante enfatizar que, mesmo para o maior valor de estimado (pior caso), elas estão na ordem de apenas 1% das perdas totais para esse tipo de motor. Dessa forma, a solução proposta praticamente não influencia a operação do motor, sendo este fato observado em termos da corrente do estator, do torque desenvolvido e das perdas no interior do motor.

Por fim, o terceiro modelo expôs que, mesmo para frequências na faixa de MHz, a eficácia da blindagem não é alterada. Além do mais, não foram observadas diferenças na EB comparando o uso de cobre ou alumínio. Isso sugere que o emprego deste último seja mais indicado, uma vez que está associado a menores perdas e, em geral, possui um custo menor. Em resumo, os resultados apresentados neste capítulo fornecem diretrizes para o projeto prático do dispositivo de blindagem para a proteção dos mancais do motor contra correntes de descarga.

4 - BLINDAGEM PARA ATENUAR AS CORRENTES CIRCULANTES

4.1 Introdução

A presença de um material condutor entre o enrolamento e o rotor pode ser uma solução eficiente para minimizar a diferença de potencial entre o eixo e a carcaça que acompanha a tensão de modo comum e, portanto, reduzir as correntes de descarga. Contudo, esse tipo de abordagem não atua em nada no que diz respeito às tensões induzidas entre as extremidades do eixo e, conseqüentemente, às correntes circulantes de alta frequência no interior da máquina. Para atenuar este problema, em [18] é mostrada uma forma diferente de posicionar a blindagem inserindo-a dentro da ranhura, entre o enrolamento do estator e o núcleo. A presença deste material condutor é capaz de atenuar a tensão entre as extremidades do eixo e, desse modo, minimizar as correntes circulantes.

Nesse contexto, este capítulo tem como objetivo analisar a utilização da blindagem para atenuar as correntes circulantes de alta frequência que podem fluir pelos mancais do motor de indução. Ainda que os fenômenos tratados agora sejam completamente diferentes dos estudados no capítulo anterior, novamente o interesse é em determinar a efetividade da blindagem e o seu possível impacto na operação do motor. Com isso, além de uma estrutura semelhante, este capítulo também se aproveita de alguns dos modelos desenvolvidos no capítulo anterior.

Em um primeiro momento é realizada uma descrição teórica sobre os princípios físicos que regem o funcionamento da blindagem. Em seguida, é apresentada a metodologia para os cálculos, ressaltando principalmente as diferenças entre os modelos empregados neste e no capítulo anterior. A partir da modelagem produzida, são exibidos diversos resultados que descrevem com detalhes a relação de compromisso existente entre a eficácia da blindagem e as perdas adicionais associadas à sua presença.

É interessante comentar que um conceito semelhante pode ser encontrado, também, em aplicações para a redução da tensão ao longo do eixo em motores a ímã permanente, como mostrado em [86].

4.2 Emprego da blindagem para reduzir as correntes circulantes de alta frequência

A ideia geral do uso da blindagem para atenuar as correntes circulantes de alta frequência consiste em usar este dispositivo para reduzir a tensão induzida entre as extremidades do eixo do motor. Nesse caso, o material condutor é alojado dentro da ranhura, entre o enrolamento e o núcleo, sendo devidamente isolado e aterrado, como ilustrado na Figura 4.1a. Como resultado, é fornecido um caminho de baixa impedância para a corrente de modo comum, desviando-a diretamente para o ponto aterrado, e impedindo que ela possa penetrar nas laminações do núcleo do estator, como indicado na Figura 4.1b por I_{wsh} .

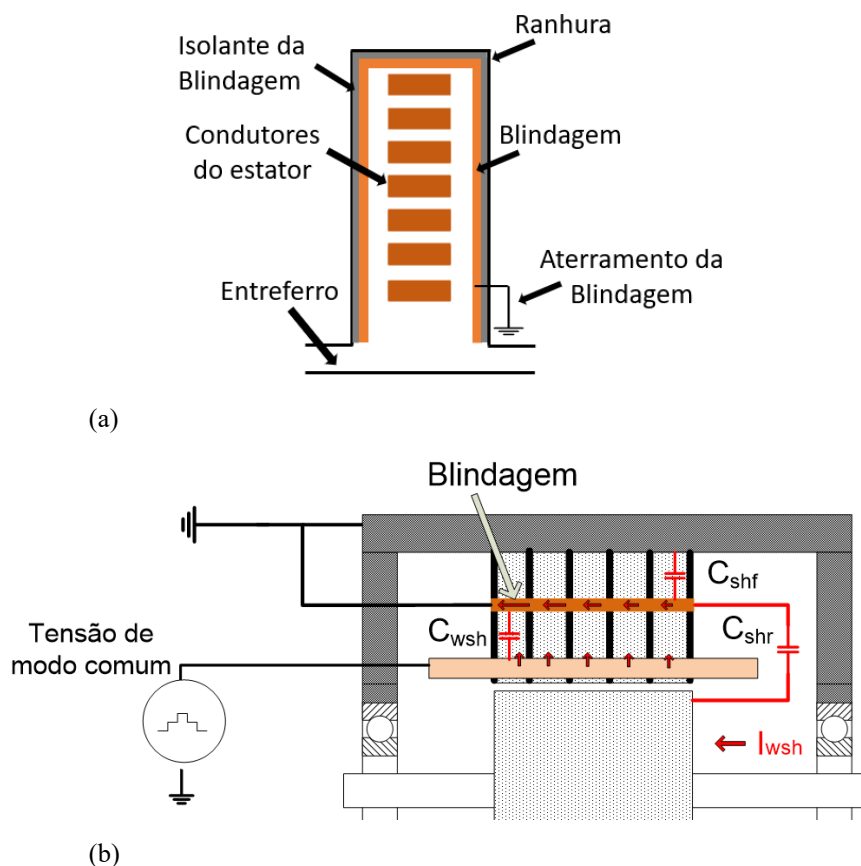


Figura 4.1 - Configuração de blindagem para atenuar as correntes circulantes: (a) Posicionamento da blindagem na ranhura; (b) Ilustração da atuação da blindagem.

Ao reduzir a amplitude da corrente que penetra o núcleo do estator, a geração do fluxo disperso de alta frequência ao redor do rotor é minimizada. Como esse fluxo é responsável pela indução da diferença de potencial entre as extremidades do eixo, com a presença da blindagem essa tensão e, conseqüentemente, as correntes circulantes podem ser atenuadas. É interessante observar que as parcelas de corrente que são desviadas se somam à medida em que se aproximam do ponto aterrado. Assim, quanto mais próximo de seu aterramento, a amplitude da corrente no interior da blindagem aumenta, como apontado pelo tamanho das setas na Figura 4.1b. Como será visto na seção 4.6.1, esse fenômeno tem uma grande importância para o cálculo da impedância da blindagem.

Do mesmo modo que foi discutido no capítulo anterior, o novo plano condutor inserido pela blindagem introduz elementos adicionais no interior do motor. A Figura 4.2 ilustra um circuito equivalente proposto neste trabalho para representar esta situação. Nesse caso, além dos novos elementos (representados pela capacitância entre o enrolamento do estator e a blindagem – C_{wsh} , a capacitância entre o rotor e a blindagem – C_{shr} , a capacitância entre a blindagem e a carcaça – C_{shf} , a resistência – R_{sh} e a indutância – L_{sh} da blindagem), a impedância do núcleo (representada por R_c e L_c) também é modelada no circuito (ver seção 2.4.1). A capacitância C'_{wf} representa um acoplamento capacitivo residual entre o enrolamento e a carcaça que se formam nas regiões não cobertas pela blindagem.

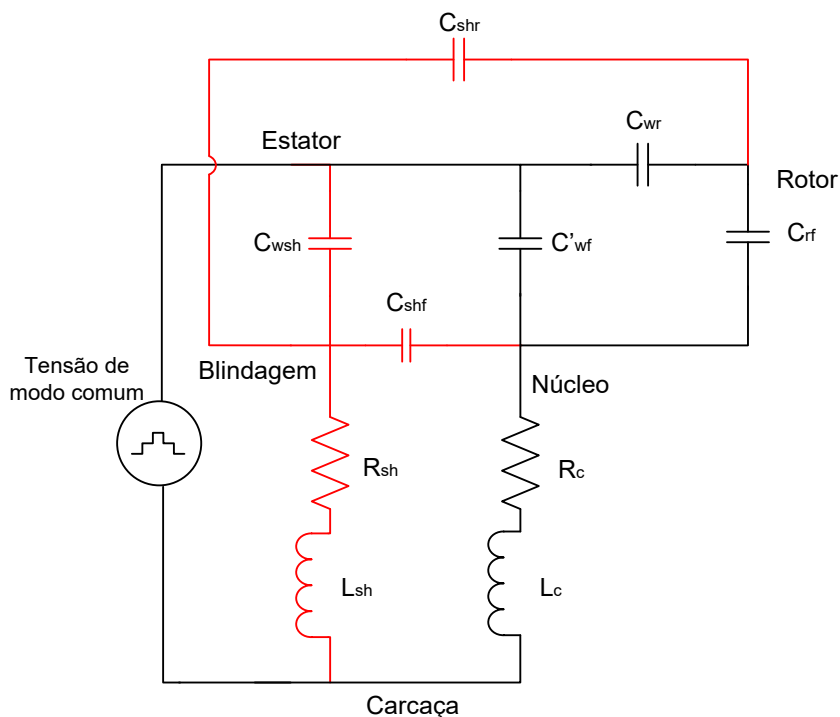


Figura 4.2 – Circuito equivalente para representar a blindagem no interior do motor.

Para verificar a aplicabilidade desta solução, em [18] são apresentados resultados computacionais acerca da eficácia da blindagem e das perdas adicionais por correntes parasitas induzidas em seu interior. Para os casos analisados, a efetividade da blindagem foi superior a 60 dB em toda a faixa de frequências avaliada. Nesse caso, a maneira como a efetividade foi calculada se difere daquela apresentada no capítulo anterior, como será mostrado adiante. Além disso, as perdas computadas se encontraram na faixa entre 10 % e 0,3% das perdas totais do motor estudado. Contudo, embora possa auxiliar para um rápido julgamento sobre a utilização desse dispositivo, a modelagem apresentada em [18] é extremamente simplificada. Ou seja, para determinar a sua eficácia, por exemplo, são usadas formulações analíticas que não levam em consideração todos os acoplamentos capacitivos pertinentes mostrados na Figura 4.2. Ainda, os cálculos desenvolvidos em [18] ignoram a variação na amplitude da corrente ao longo do comprimento da blindagem e o efeito pelicular em seu interior. Dessa maneira, como será abordado nos resultados deste capítulo, a implementação de uma modelagem em 3-D capaz de representar de forma mais realista a geometria do problema e a correta distribuição da corrente no interior da blindagem, pode levar a diferenças significativas na estimação do desempenho deste dispositivo.

Em relação às perdas na blindagem, a análise proposta em [18] é realizada somente no domínio da frequência, com o uso de fontes puramente senoidais e materiais com propriedades magnéticas ideais. Entretanto, de forma semelhante ao discutido no capítulo anterior, os resultados exibidos neste momento deixam claro que a inclusão de fatores como o movimento do rotor, fontes não senoidais e a não linearidade dos materiais são muito importantes para o cômputo das perdas por correntes parasitas, também neste tipo de arranjo de blindagem.

4.3 Características do motor de indução e da blindagem utilizada nas simulações

Uma vez que as correntes circulantes são mais preocupantes para motores de potência acima de 100 kW, neste capítulo o motor empregado para as análises não é o mesmo do capítulo anterior. Dessa forma, para todas as simulações realizadas neste momento foi utilizado um motor de indução trifásico 60 Hz, 2400 V conectado em estrela (Y), 250 HP. Os principais dados deste motor podem ser encontrados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Principais parâmetros do motor de indução utilizado nas simulações

Número de polos	8	Comprimento dos núcleos	235 mm
Velocidade nominal	877 rpm	Número de ranhuras do estator	120
Corrente nominal	55,6 A	Número de ranhuras do rotor	96
Grupos de bobinas em paralelo	1	Número de espiras por bobina	6
Passo do enrolamento em número de ranhuras	12	Comprimento do entreferro	1,016 mm
Barras do estator em paralelo por espira	1	Número de bobinas por ranhura	2 (camada dupla)

O enrolamento do estator é do tipo pré-moldado, constituído de barras de cobre com 5,18 mm de largura por 3,28 mm de altura. As barras de uma mesma bobina são conectadas em série, do mesmo modo que todas as bobinas de uma mesma fase. O material isolante preenche quase toda a região da ranhura do estator e possui um valor de permissividade elétrica relativa igual a 3. O rotor é do tipo gaiola de esquilo, com ranhuras semiabertas e condutores de cobre. A Figura 4.3 mostra as dimensões geométricas dos núcleos e dos condutores do estator e do rotor e a Figura 4.4 ilustra as dimensões do anel de curto-circuito das barras do rotor. A Figura 4.5 exhibe o esquema de bobinagem do motor simulado, considerando um passo polar. Para a resistência do anel entre duas barras adjacentes foi empregado o valor de $1,98 \mu\Omega$. A Figura 4.6 mostra a curva BH do aço silício de grão não orientado (GNO – M27) o qual foi usado para compor os núcleos do estator e do rotor. Conforme realizado no capítulo anterior, em todos os casos analisados as perdas nos núcleos foram ignoradas.

É interessante ressaltar que o motor avaliado foi modelado a partir de adaptações efetuadas em um motor apresentado em [87]. Nesse contexto, de forma diferente ao indicado na Tabela 4.1, na configuração original deste motor o núcleo do rotor possui 97 ranhuras. Contudo, para diminuir a geometria do problema e economizar uma quantidade importante de tempo de computação, o número de ranhuras do rotor foi reduzido para 96, permitindo que o modelo de apenas um polo seja suficiente para realizar o cálculo das perdas. Embora este ajuste possa alterar os harmônicos de espaço do fluxo magnético no interior da máquina, uma vez que esta adaptação foi praticada em todas as situações, a comparação entre os resultados com e sem o dispositivo de blindagem não é comprometida. Além disso, ainda que em [87] sejam fornecidas informações sobre as dimensões geométricas dos núcleos e dos parâmetros elétricos

do motor, isso não ocorre para a sua velocidade de operação. Assim, para garantir que a corrente do estator e o torque desenvolvido estivessem próximos aos valores nominais, foi assumido o valor de 877 rpm (escorregamento igual a 2,5 %) como a velocidade nominal do motor.

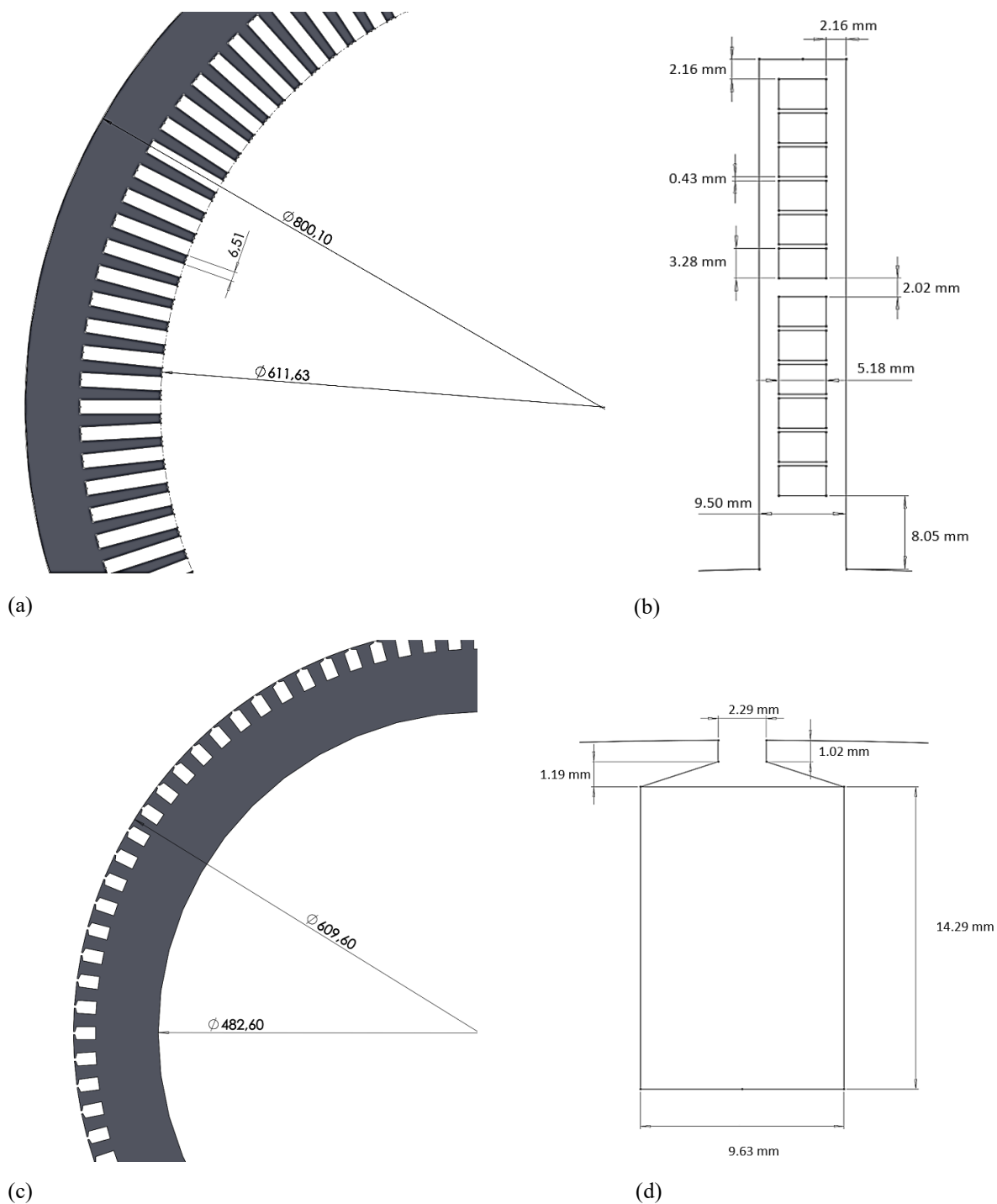


Figura 4.3 - Dimensões geométricas das lâminas dos núcleos: a) Núcleo do estator; b) Detalhe da ranhura do núcleo do estator; c) Núcleo do rotor; d) Detalhe da ranhura do núcleo do rotor. Todas as dimensões são dadas em milímetro.

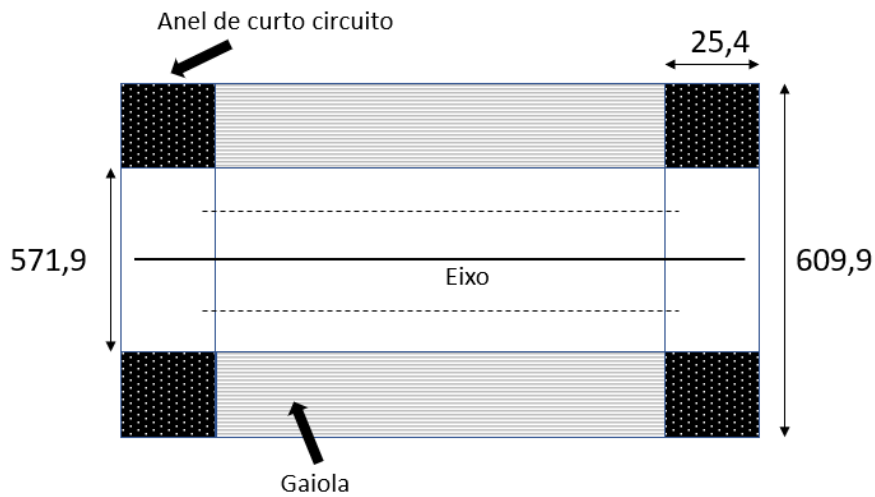


Figura 4.4 - Dimensões geométricas do anel de curto-circuito das barras do rotor para o motor de 250 HP. Medidas em mm.

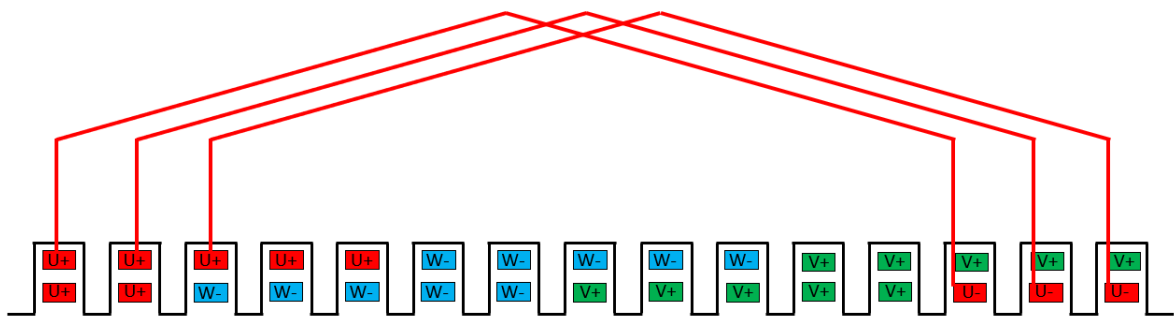


Figura 4.5 - Distribuição das bobinas nas ranhuras do núcleo do estator. A figura mostra 1/8 de todo o enrolamento.

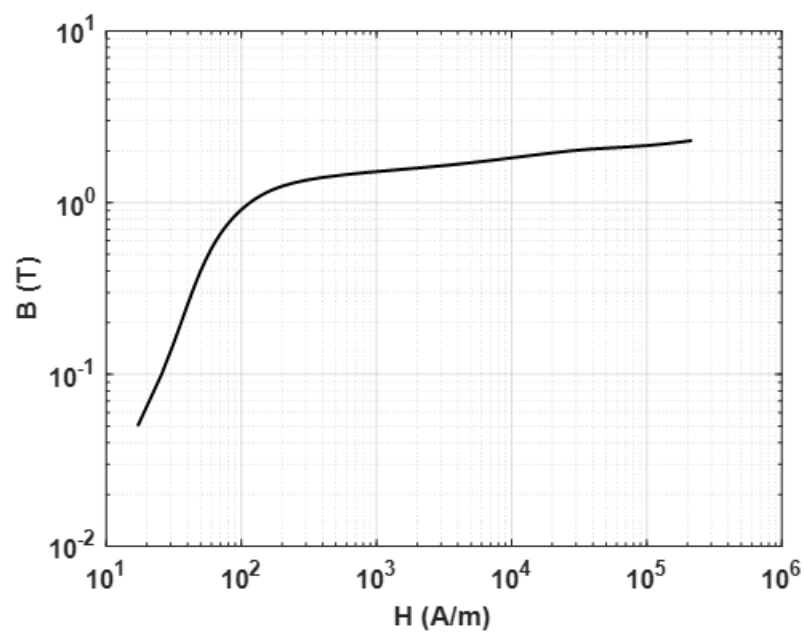


Figura 4.6 - Curva BH do aço silício M27 utilizado nas simulações

Duas configurações de blindagens são analisadas. A primeira delas é denominada por aberta e possui o formato em “U” invertido, como mostrado na Figura 4.7a. A segunda topologia é uma extensão da primeira, na qual ela é totalmente fechada envolvendo completamente os condutores no interior da ranhura do estator, como ilustrado na Figura 4.7b. Para evitar o contato com o núcleo, em todos os casos examinados a blindagem possui uma camada isolante de 0,1 mm de espessura. Diante do exposto, variando a altura, a espessura, e o material condutor que a compõem, o desempenho dessa solução é computado em diferentes situações, como será visto nas próximas seções.

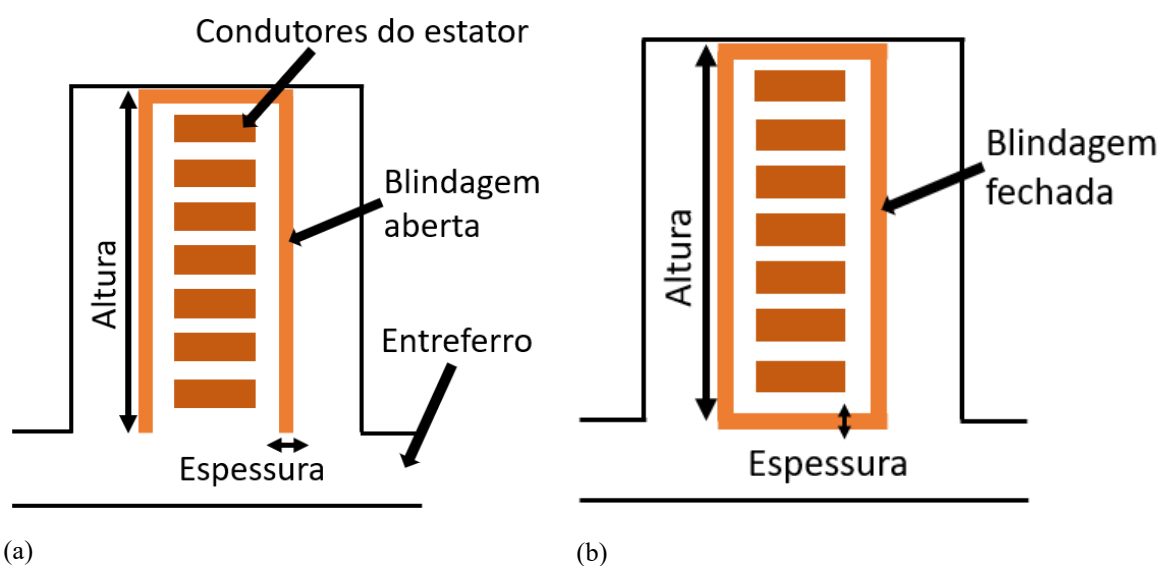


Figura 4.7 - Configuração de blindagem utilizada no estudo: a) Blindagem aberta; b) Blindagem fechada

4.4 Metodologia proposta para o cálculo da efetividade e das perdas na blindagem

Nesta seção são explorados os modelos concebidos para estimar a efetividade da blindagem usada para a redução das correntes circulantes e as perdas adicionais associadas a presença desse dispositivo no interior do motor. Para isso, a seção foi dividida em três partes. A primeira delas apresenta a configuração em 3-D de uma ranhura utilizado para o cálculo da variação da efetividade com a frequência. A segunda parte mostra a metodologia empregada para determinar os parâmetros do circuito equivalente proposto neste trabalho e ilustrado na Figura 4.2. Como será visto na seção de resultados, com o intuito de validar este circuito, a efetividade da blindagem calculada com ele é confrontada com os valores obtidos ao aplicar o

modelo em 3-D. Por fim, a terceira parte desta seção expõe a metodologia empregada para o cálculo das perdas na blindagem.

É importante ressaltar que alguns desses modelos já foram devidamente descritos no capítulo anterior. Portanto, neste momento a modelagem é abordada visando apenas destacar as particularidades envolvidas nas análises das grandezas de interesse deste capítulo. Além disso, ainda que as geometrias utilizadas para descrever o modelo tenham sido extraídas do motor de 250 HP apresentado na seção anterior, a mesma modelagem pode ser generalizada para outros motores.

4.4.1 Cálculo da efetividade da blindagem – Modelo em 3-D

Neste capítulo, a efetividade da blindagem (EB) é definida como a razão entre a amplitude da corrente que penetra o núcleo do estator para o motor original e modificado, como expressado abaixo:

$$EB = 20 \log \left(\frac{I_{c0}}{I_{cbli}} \right) \quad (4.1)$$

onde: I_{c0} e I_{cbli} são, respectivamente, a corrente que entra no núcleo sem e com a presença da blindagem.

Como pode ser observado na Equação (4.1), para estimar a EB não é realizado o cálculo direto das correntes circulantes. No entanto, como foi discutido no capítulo 2, elas são induzidas por ação de transformação, em função da presença do fluxo magnético de alta frequência ao redor do eixo da máquina. Logo, uma vez que a fonte geradora desse fluxo é a corrente que penetra o núcleo do estator, a partir da Equação (4.1) é possível encontrar indiretamente o poder de mitigação que a blindagem exerce sobre as correntes circulantes de alta frequência no motor de indução.

Assim como feito para analisar a atenuação das EDMs, este capítulo também tem o interesse de avaliar a variação da efetividade da blindagem que reduz as correntes circulantes com a frequência. Dessa forma, para levar em conta tanto os efeitos elétricos quanto magnéticos, a mesma formulação A-V no domínio da frequência mostrada na Equação (3.5) é implementada. O problema é resolvido com um modelo em 3-D de apenas uma ranhura, como ilustrado na Figura 4.8a. As condições de fronteira consideradas são semelhantes às que foram aplicadas no arranjo de uma ranhura do capítulo anterior, sendo descritas a seguir.

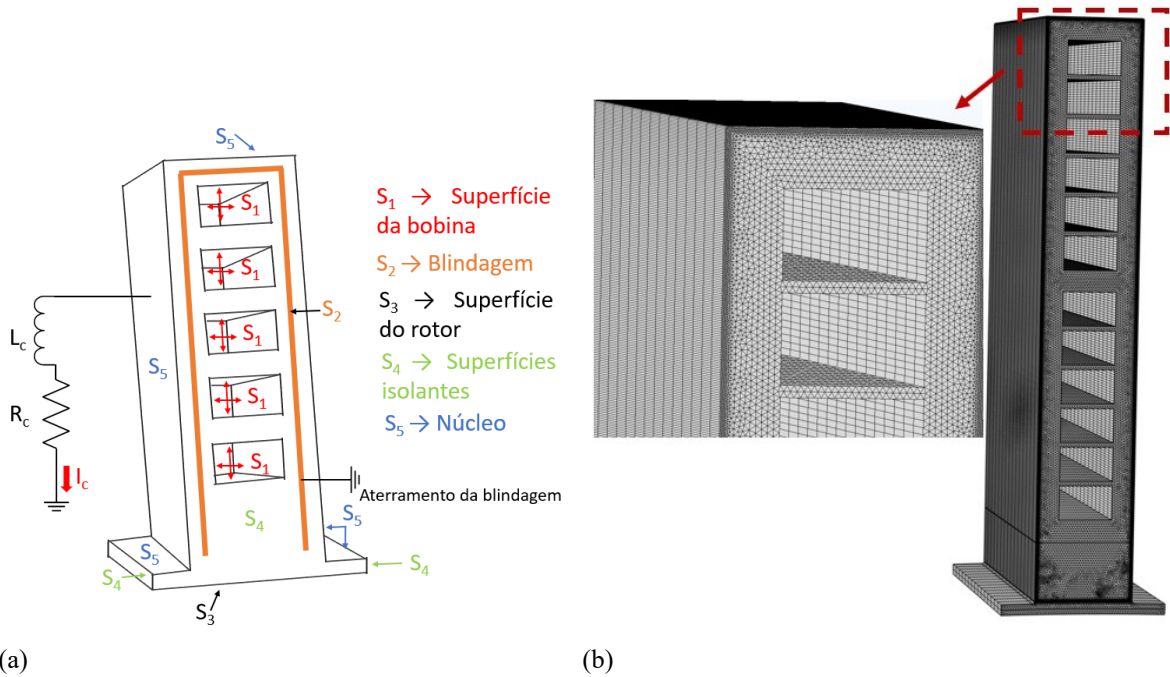


Figura 4.8 - Geometria de uma ranhura em 3-D utilizada para a investigação da variação da efetividade da blindagem com a frequência: (a) Superfícies relacionadas às condições de contorno aplicadas; (b) Malha de elementos finitos.

- Novamente as bobinas não são discretizadas, sendo modeladas por uma condição de contorno. Assim, para representar as componentes de alta frequência da tensão de modo comum, um potencial $V_{S_1} = 1 \text{ V}$ é imposto nas superfícies S_1 .

- Para representar o aterramento da blindagem, o potencial $V_{S_2} = 0 \text{ V}$ é atribuído à superfície S_2 na Figura 4.8a.

- A superfície do rotor (S_3 na Figura 4.8a) é assumida como um potencial flutuante. Com isso, a tensão ao longo dessa superfície é constante, o que implica em $V_{S_3} \equiv \text{Constante}$.

- Para representar a impedância imposta pelo núcleo do estator no caminho da corrente de modo comum, foram utilizados elementos de circuito conectados à superfície S_5 da Figura 4.8a. Essa impedância é determinada por meio da formulação apresentada em [60], da maneira descrita a seguir.

De acordo com o que foi discutido no capítulo 2, a parcela da corrente de modo comum que penetra o núcleo do estator se distribui em uma estreita camada nas superfícies das laminações do núcleo, devido ao efeito pelicular (ver Figura 2.13). Portanto, cada uma dessas superfícies é modelada por um condutor plano de profundidade infinita na direção axial, cuja impedância é ilustrada por Z_{lam} na Figura 4.9 e calculada como:

$$Z_{lam} = \frac{(1+j)}{2\pi\delta_c\sigma_c} \ln\left(\frac{r_{e_ex}}{r_{e_in}}\right) \quad (4.2)$$

$$\delta_c = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma_c\mu_c}} \quad (4.3)$$

onde, r_{e_in} e r_{e_ex} são, respectivamente, os raios interno e externo do núcleo do estator, σ_c é a condutividade elétrica e μ_c é a permeabilidade magnética incremental¹ do material do núcleo e δ_c é a profundidade de penetração do campo.

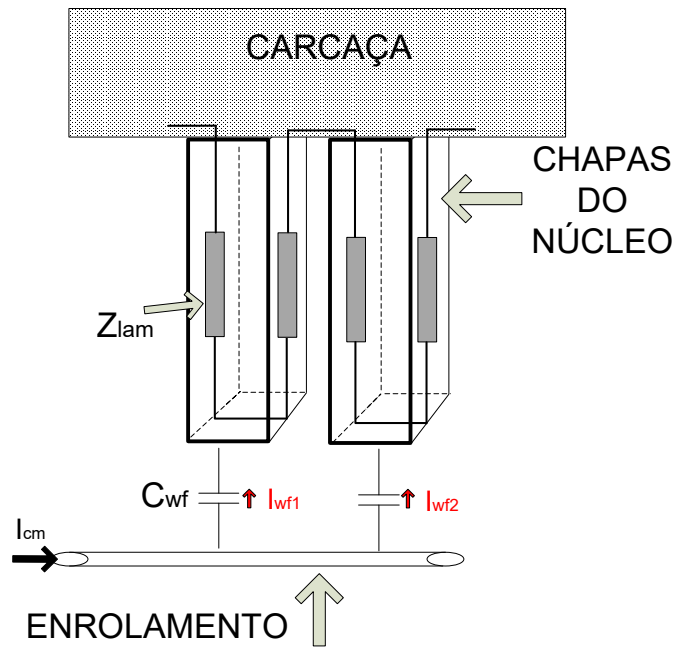


Figura 4.9 - Representação da impedância relacionada às superfícies de cada laminação do núcleo.

Dessa maneira, assumindo que a corrente de modo comum se distribui de maneira uniforme ao longo da direção axial ($I_{wf1} = I_{wf2} = I_{wfNc}$), a impedância imposta pelas laminações do núcleo do estator (Z_c), considerando um número suficientemente grande de laminações (N_c), é dada por:

$$Z_c = \frac{2}{3} N_c Z_{lam} \quad (4.4)$$

Assim, a resistência e a indutância do núcleo são determinadas por:

¹ Essa permeabilidade é empregada para modelar o material magnético na presença do fluxo de alta frequência gerado pela corrente de modo comum, mas que se encontra polarizado pelo campo principal do motor.

$$R_c = \frac{N_c}{3\pi\delta_c\sigma_c} \ln\left(\frac{r_{e_ex}}{r_{e_in}}\right) \quad (4.5)$$

$$L_c = \frac{R_c}{\omega} \quad (4.6)$$

É importante ressaltar que na formulação original das Equações (4.2) – (4.6) é admitido que todas as bobinas contribuem para a geração da corrente de modo comum que penetram o núcleo do estator. Dessa forma, para contabilizar todo o enrolamento do motor, os elementos representados no circuito equivalente da Figura 4.2 devem ser constituído por N ramos conectados em paralelo, no qual cada ramo representa uma ranhura do estator. Como na Equação (4.4) já estão embutidas essas conexões em paralelo, a impedância do núcleo encontrada com o equacionamento sugerido é N vezes menor do que o valor que seria estimado caso apenas uma ranhura fosse considerada. Uma vez que o modelo proposto na Figura 4.2 representa apenas uma das ranhuras do estator, neste trabalho a Equação (4.4) é multiplicada pelo fator N. Maiores detalhes em relação ao cálculo da impedância do núcleo podem ser encontrados em [28], [44] e [61].

- Todas as outras superfícies são tidas como isolantes, incluindo a extremidade oposta da blindagem que não se encontra aterrada, o que implica em $\mathbf{n} \cdot \mathbf{J} = 0$.

- Por causa da pequena profundidade de penetração para as frequências em questão, assumiu-se que o fluxo magnético gerado pelas correntes que fluem no interior da ranhura não pode cruzar os limites impostos pelas paredes do núcleo. Portanto, a condição $\mathbf{n} \times \underline{\mathbf{A}} = 0$ é imposta em todas as suas superfícies.

A malha em elementos finitos utilizada para a solução do problema é apresentada na Figura 4.8b. Na região da blindagem, a malha deve ser fina o suficiente para capturar o efeito pelicular em todas as frequências de interesse. Para reduzir o esforço computacional, novamente são usados elementos em forma de prismas, como ilustrado na Figura 4.8b. A partir da modelagem descrita é possível computar a amplitude da corrente que penetra o núcleo (I_c na Figura 4.8a) com e sem a presença da blindagem. Com isso, por meio da Equação (4.1) a EB é avaliada para todas as frequências de interesse. É interessante ressaltar que o arranjo de uma ranhura não leva em conta o acoplamento entre o enrolamento e o rotor formado na região de cabeça de bobina (C_{wr_end}). No entanto, a influência dessa capacitância na EB é discutida na seção 4.6.3.

4.4.2 Cálculo da efetividade da blindagem – Modelo em circuito

Com o intuito de validar o circuito equivalente proposto na Figura 4.2, a EB calculada a partir deste circuito é comparada com os valores conseguidos com o modelo de uma ranhura em 3-D. Para isso, a corrente que penetra no núcleo é computada em duas situações. Uma sem a presença da blindagem, eliminando os elementos C_{wsh} , C_{shf} , C_{shr} , R_{sh} e L_{sh} do circuito da Figura 4.2, e a outra considerando essas parcelas adicionais. Com exceção da impedância do núcleo (R_c e L_c), todos os parâmetros são determinados usando a geometria 3-D da Figura 4.8a, como descrito a seguir.

As capacitâncias são definidas a partir da solução de um problema eletrostático, da mesma maneira como foi realizado no capítulo anterior (ver seção 3.4.1). Ou seja, as superfícies metálicas da máquina (condutores do estator, superfície do rotor, blindagem e núcleo do estator) são assumidas como equipotenciais e, solucionando a Equação (3.3), é possível encontrar a carga acumulada em cada condutor. De posse das diferenças de tensão entre os condutores e suas cargas, todas as capacitâncias da Figura 4.2 são estabelecidas.

Para determinar a resistência e a indutância da blindagem (R_{sh} e L_{sh}), é utilizada a mesma formulação A-V no domínio da frequência mostrada na Equação (3.5) e que foi empregada para o cálculo da EB com o modelo em 3-D discutido na seção anterior. Para a solução do problema, são admitidas as mesmas condições de fronteiras aplicadas à configuração de uma ranhura, contudo sem a presença da impedância do núcleo. Dessa forma, para cada frequência de interesse, a corrente total que flui ao longo da blindagem e que deixa o seu terminal aterrado (I_{sh}), as perdas por efeito Joule (P_{sh}) e a energia magnética gerada por essa corrente (W_{mag_sh}) são computadas. Com isso, a resistência R_{sh} e a indutância L_{sh} podem ser calculadas como:

$$R_{sh} = \frac{P_{sh}}{I_{wsh}^2} \quad (4.7)$$

$$L_{sh} = 2 \frac{W_{mag_sh}}{I_{wsh}^2} \quad (4.8)$$

As perdas na blindagem são encontradas integrando a densidade de corrente (J_{sh}) em todo o seu volume (V_{sh}), como mostrado abaixo.

$$P_{sh} = \iiint_{V_{sh}} \frac{J_{sh}^2}{\sigma_{sh}} dV \quad (4.9)$$

Onde σ_{sh} é a condutividade elétrica da blindagem.

Em virtude da complexidade da geometria analisada, a distribuição do campo magnético dentro da região de interesse é bastante complicada. Este campo é definido tanto pelas correntes no interior da blindagem quanto, também, pelas de deslocamento que fluem pelos acoplamentos capacitivos, como ilustrado de maneira simplificada na Figura 4.10 por $\underline{B}_1$ e $\underline{B}_2$, respectivamente.

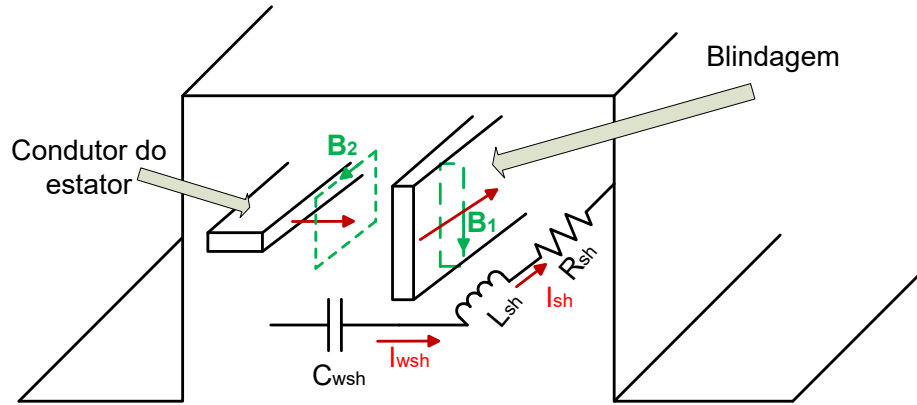


Figura 4.10 - Ilustração da distribuição das correntes e do campo magnético no interior da ranhura

Dessa maneira, não é possível separar as contribuições individuais dessas correntes para a energia total. Contudo, como será visto na seção 4.6.4, a energia magnética associada à I_{sh} se distribui preferencialmente em algumas regiões no interior da ranhura. Para a blindagem aberta, essas regiões são dadas pelo interior de seu próprio condutor e de seu isolante. Para a configuração fechada, além das porções anteriores, a energia magnética atribuída à I_{sh} também pode ter valores significativos na região preenchida de ar, localizada nas proximidades da abertura da ranhura. Assim, para definir a indutância L_{sh} é assumido que a energia magnética relacionada à corrente I_{sh} está situada somente nas partes descritas acima. Dessa maneira, realizando uma integral ao longo dos volumes de interesse, essa energia é calculada como expressado abaixo [88]:

$$W_{mag_sh} = \iiint_V \frac{1}{4} R_e \{ \underline{B}^* \cdot \underline{H} \} dV \quad (4.10)$$

onde R_e significa a parte real de um vetor complexo, $\underline{\mathbf{B}}$ e $\underline{\mathbf{H}}$ são vetores complexos que representam a densidade de fluxo magnético e a intensidade de campo magnético, respectivamente, e o operador $*$ denota um vetor complexo conjugado.

Diante do exposto, por meio da metodologia descrita nessa seção é possível determinar a efetividade da blindagem a partir do circuito equivalente da Figura 4.2. Com intuito de validar os cálculos propostos, os resultados obtidos com este circuito são comparados aos encontrados quando aplicada diretamente a análise em elementos finitos, como será visto na seção 4.6.4. Além disso, como mostrado na seção 4.6.1, a metodologia usada para estabelecer os parâmetros do circuito equivalente é confrontada com formulações analíticas encontradas na literatura.

4.5 Modelo para o cálculo das perdas na blindagem

Para calcular as perdas por correntes parasitas no interior da blindagem, a mesma metodologia empregada no capítulo anterior é aplicada. Ou seja, o cálculo é realizado a partir de uma geometria em 2-D que modela a seção transversal da máquina, utilizando a formulação apresentada pelas Equações (3.6) – (3.9) e (3.16) – (3.18). Entretanto, ao contrário do que foi procedido anteriormente, para este caso, todos os condutores do estator são solucionados individualmente. Como o motor analisado neste momento possui bobinas pré-moldadas, formadas por barras de cobre, a consideração de espiras com condutores finos é suficiente para desprezar o efeito pelicular em seu interior não é mais válida, sobretudo para o acionamento com conversor de frequências.

Para o motor examinado neste capítulo, todos os condutores de uma mesma bobina, bem como todas as bobinas de uma mesma fase são conectados em série. Dessa forma, tendo em vista apenas a região ativa da máquina, a tensão em cada condutor do enrolamento do estator é dada por:

$$u_c = \frac{V_f}{Q_s} \quad (4.11)$$

onde Q_s é o número de condutores por fase e V_f é a tensão de fase da máquina.

Tal qual realizado no capítulo anterior, a simetria do problema permite reduzir a geometria do motor para a porção de apenas um de seus polos, como ilustrado na Figura 4.11. Nessa situação, nas fronteiras E_1 e E_2 são impostas condições de antiperiodicidade para o potencial vetor magnético. Ademais, é assumido que não existe fluxo magnético através do eixo ou pela superfície externa da máquina (fronteiras E_3 e E_4 da Figura 4.11).

De maneira semelhante ao realizado para o motor de 3 HP analisado no capítulo anterior e apresentado na Figura 3.17, os condutores do rotor são interconectados por elementos de circuito que representam a resistência do anel de curto-circuito entre duas barras adjacentes. Todas as outras considerações do modelo são as mesmas tomadas no capítulo anterior e detalhadas na seção 3.4.2.

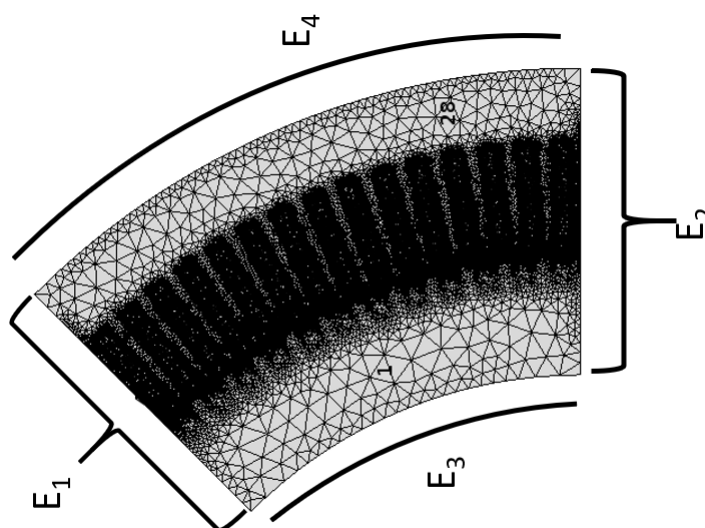


Figura 4.11 - Modelo em 2D do motor de indução para calcular as perdas nas blindagens. Representação da malha e destaque para as bordas nas quais são impostas as condições de fronteira

4.6 Resultados das simulações e análises

Os resultados deste capítulo são divididos em quatro partes. A primeira delas visa destacar os principais avanços obtidos ao realizar os cálculos com os modelos desenvolvidos neste trabalho. Nesse caso, a EB e as perdas por correntes parasitas no interior da blindagem são calculadas utilizando tanto os modelos discutidos na seção 4.4 quanto outras formulações encontradas na literatura. Dessa maneira, comparando os resultados para essas duas situações, é possível observar os ganhos alcançados com o uso da modelagem feita neste trabalho.

A segunda parte dos resultados apresenta um estudo de casos detalhado que mostra como a EB e as suas perdas associadas variam, considerando diferentes configurações, dimensões geométricas e materiais condutores para construir o dispositivo de blindagem. Nessa situação, apenas os modelos implementados neste trabalho e abordados na seções 4.4.1 (modelo em 3-D de uma ranhura – formulação no domínio da frequência) e 4.5 (modelo em 2-D da seção transversal do motor no domínio do tempo) são empregados.

Na terceira parte é analisada a influência que a capacitância entre o enrolamento e o rotor formada na região da cabeça de bobina (C_{wr_end}) exerce na eficácia da blindagem. Por fim, para validar o circuito equivalente da Figura 4.2, os resultados atingidos com este circuito são comparados com os encontrados aplicando diretamente a modelagem 3-D em elementos finitos.

4.6.1 Comparações entre a modelagem desenvolvida e modelos da literatura

Para ilustrar os avanços obtidos com a metodologia de cálculo proposta neste trabalho, os resultados alcançados utilizando o modelo de uma ranhura em 3-D (FEM 3D) são comparados com os encontrados empregando uma formulação analítica (FA) mostrada em [18]. Primeiro, é realizada uma análise detalhada para computar a EB. Em seguida, são discutidas as diferenças relacionadas à estimativa das perdas.

4.6.1.1. Comparações para o cálculo da efetividade da blindagem

Inicialmente é analisada uma configuração de blindagem aberta de alumínio com 48 mm de altura e 0,1 mm de espessura. Como pode ser observado na Figura 4.12, o modelo FEM 3D (curva “Blindagem aberta - FEM”) leva a resultados muito diferentes daqueles encontrados com a formulação analítica (curva “FA”). Essas diferenças são explicadas a seguir.

Considerando a formulação analítica, o circuito empregado para os cálculos é extremamente simplificado e assume que a blindagem pode suprimir completamente os acoplamentos C'_{wf} e C_{wr} . A FA também despreza a corrente que percorre o trajeto dado pelo enrolamento - blindagem - rotor - carcaça. Assim, o circuito equivalente usado na FA para estimar a EB é resumido ao exibido na Figura 4.13. No entanto, para o arranjo aberto há sempre um acoplamento residual entre o enrolamento e a carcaça. Em outras palavras, seja pela superfície do núcleo que não é coberta pela blindagem, ou pela região da abertura da ranhura, sempre haverá a formação de uma capacitância entre o enrolamento e a carcaça, como ilustrado pela distribuição do campo elétrico na Figura 4.14. Além disso, quase não há alterações na

capacitância C_{wr} na presença de uma configuração aberta. Nesse contexto, como o modelo FEM 3D leva em conta todos esses acoplamentos descritos, os resultados mostraram as enormes diferenças presentes na Figura 4.12.

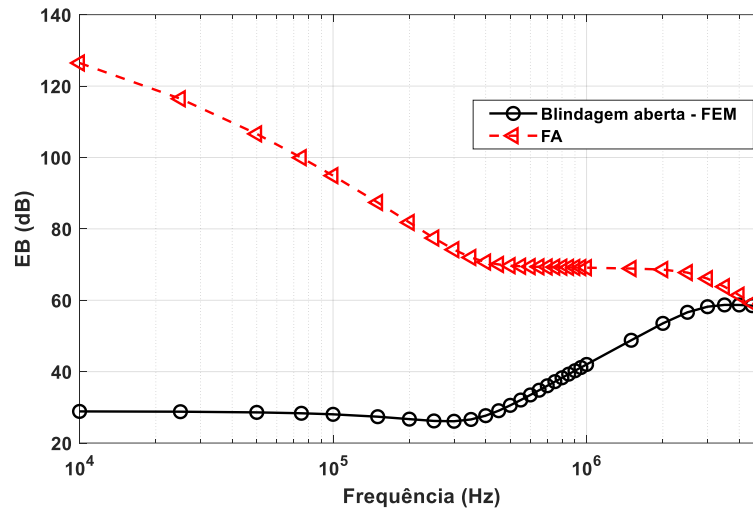


Figura 4.12 – Comparação da efetividade da blindagem calculada empregando o modelo de uma ranhura em 3-D e a formulação analítica proposta em [18]. Análise da blindagem aberta, com 48 mm de altura e 0,1 mm de espessura.

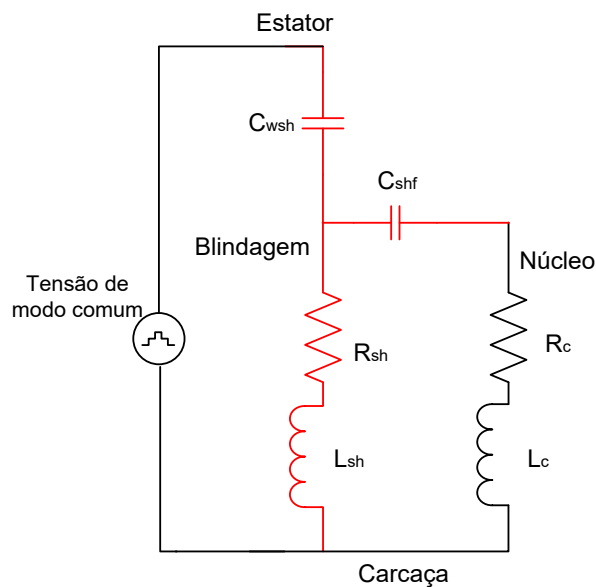


Figura 4.13 - Circuito equivalente proposto em [18] para o cálculo da efetividade da blindagem.

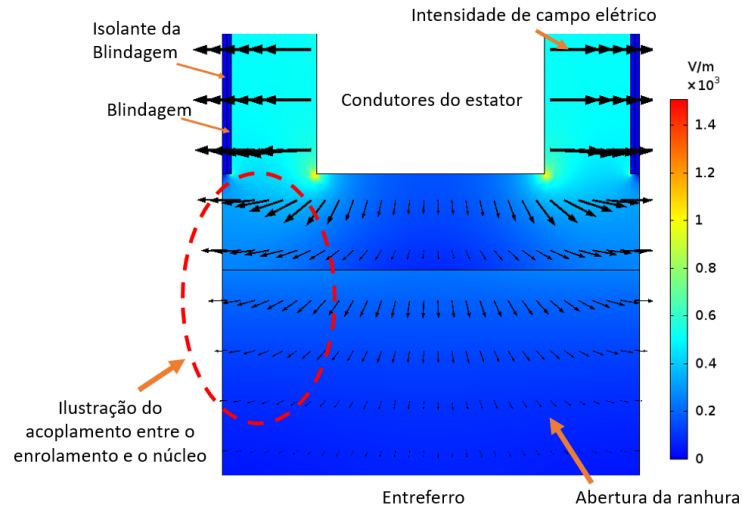


Figura 4.14 - Acoplamento capacitivo entre o enrolamento e a carcaça mesmo na presença da blindagem aberta.

Em seguida, uma blindagem fechada com a mesma altura e espessura da analisada acima é empregada para os cálculos. Nesse caso, as capacitâncias C'_{wf} e C_{wr} são eliminadas e, desse modo, é possível comparar o modelo FEM 3D em uma situação mais próxima daquela encontrada na FA. Os resultados obtidos são mostrados na Figura 4.15.

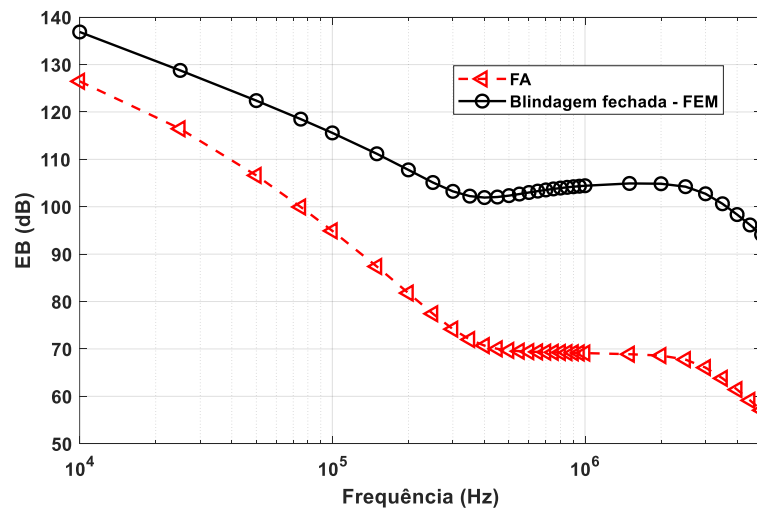


Figura 4.15 - Comparação da efetividade da blindagem calculada empregando o modelo de uma ranhura em 3-D e a formulação analítica proposta em [18]. Análise da blindagem fechada, com 48 mm de altura e 0,1 mm de espessura.

A partir da Figura 4.15 nota-se que, embora a EB computada com o modelo FEM 3D (curva “Blindagem fechada - FEM”) tenha se aproximado dos resultados calculados com a FA, ainda existem grandes diferenças entre essas curvas. Essas diferenças estão associadas à metodologia aplicada na FA para encontrar a resistência (R_{sh}) e a indutância (L_{sh}) da blindagem.

Nessa situação, esses parâmetros são determinados por meio de equações analíticas que consideram que a corrente total desviada pela blindagem percorre todo o seu comprimento. No entanto, como mostrado na Figura 4.16, a corrente que deixa a blindagem pelo seu terminal aterrado é maior do que aquela entrando em sua extremidade oposta, uma vez que as parcelas de corrente que deixam as bobinas do estator se somam ao longo do comprimento dos condutores da blindagem. Assim, os valores de R_{sh} e L_{sh} são sobrestimados na FA, uma vez que maiores perdas e energia magnética são calculadas quando essa distribuição da corrente não é levada em consideração. Portanto, como utiliza uma maior impedância para a blindagem, a EB obtida com a FA é inferior à prevista com o modelo FEM 3D, como ilustrado na Figura 4.15. Além disso, a FA despreza o efeito pelicular, o que também leva a diferenças na EB, principalmente para as frequências mais elevadas.

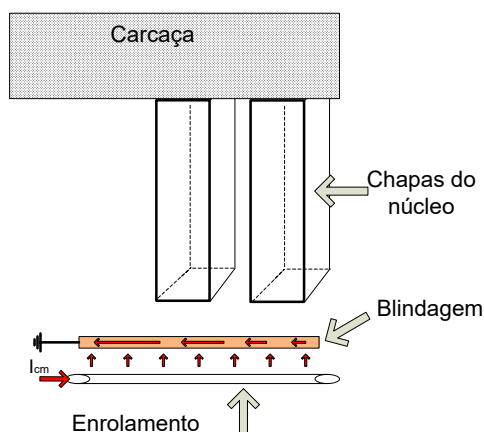


Figura 4.16 - Ilustração da distribuição da corrente ao longo do comprimento da blindagem.

Para contabilizar todos os fenômenos descritos e estimar de maneira mais adequada as resistências, capacitâncias e indutâncias do problema, os parâmetros do circuito usados na FA (ver Figura 4.13) são obtidos a partir do modelo em 3-D de uma ranhura, como descrito na seção 4.4.2. Procedendo dessa maneira, a EB é novamente calculada para a mesma configuração de blindagem fechada analisada anteriormente (alumínio, 48 mm de altura e 0,1 mm de espessura). Nesse contexto, a Figura 4.17 mostra a comparação entre os resultados computados com o modelo FEM 3D e com o circuito da formulação analítica, porém com os seus parâmetros determinados a partir da metodologia desenvolvida neste trabalho e discutida na seção 4.4.2 (curva “Circuito da FA com parâmetros calculados via modelo FEM”). Ao admitir o fato de que a corrente que percorre a blindagem varia ao longo de seu comprimento e o efeito pelicular para o cálculo de R_{sh} e L_{sh} , os resultados obtidos com o circuito proposto em [18] e com a modelagem de uma ranhura em 3-D são praticamente os mesmos.

Por fim, empregando novamente o arranjo aberto, com 48 mm de altura e 0,1 mm de espessura, a EB é avaliada utilizando o circuito equivalente proposto neste trabalho e exibido na Figura 4.2. A variação da EB com a frequência para essa situação é exposta na Figura 4.18 por meio da curva “circuito proposto”. Levando em conta todos os acoplamentos capacitivos do sistema e a correta distribuição dentro da corrente na blindagem, a EB calculada com o circuito proposto é praticamente a mesma daquela encontrados aplicando diretamente o modelo FEM 3D. Para completar a validação deste circuito, a seção 4.6.4 mostra diversas comparações de resultados para diferentes configurações de blindagem.

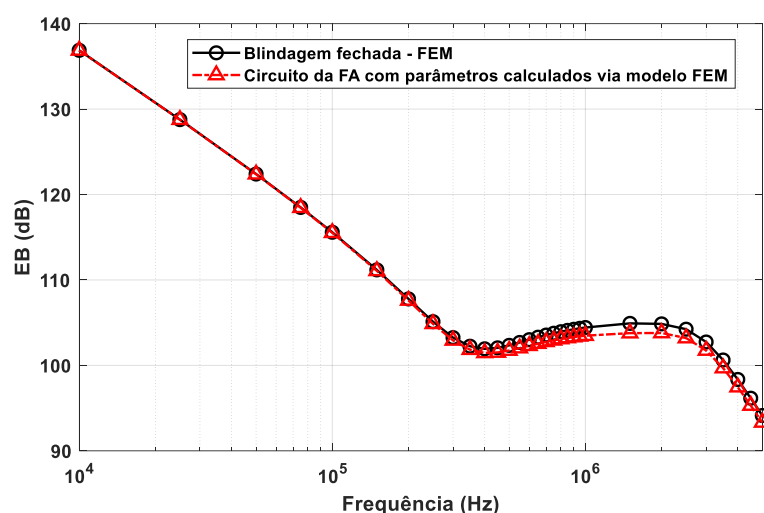


Figura 4.17 - Comparação da efetividade da blindagem calculada empregando o modelo de uma ranhura em 3-D e a formulação analítica proposta em [18]. Análise da blindagem aberta, com 48 mm de altura e 0,1 mm de espessura. Parâmetros do circuito calculados com o modelo 3-D de uma ranhura, como descrito na seção 4.4.2.

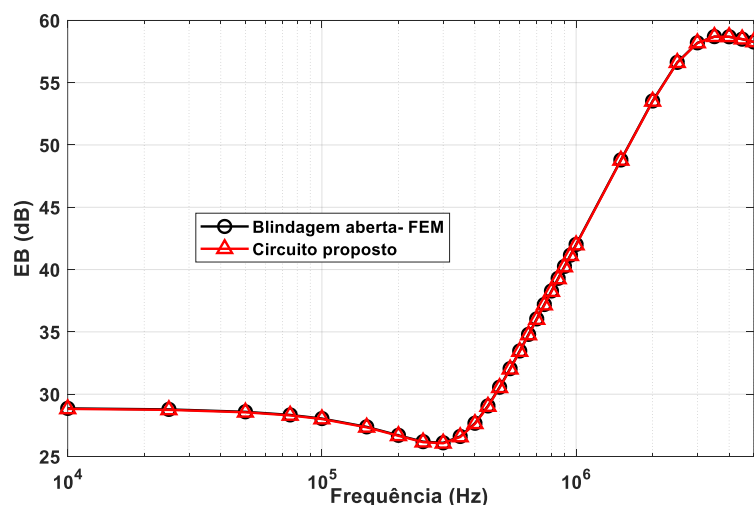


Figura 4.18 - Comparação da efetividade da blindagem calculada empregando o modelo FEM 3D e o circuito equivalente proposto neste trabalho. Análise da blindagem fechada, com 48 mm de altura e 0,1 mm de espessura.

4.6.1.2. Comparações para o cálculo das perdas por correntes parasitas no interior da blindagem

De forma semelhante ao realizado no capítulo anterior, três simulações distintas são apresentadas para esta investigação inicial. Na primeira delas, é empregado um modelo no domínio da frequência de maneira semelhante à realizada em [18]. Para este caso, são tomadas três considerações principais, sendo elas: a permeabilidade magnética do núcleo é assumida como infinita; as perdas por correntes parasitas são causadas somente devido ao fluxo disperso no interior da ranhura de frequência fundamental (60 Hz); a alimentação das bobinas é realizada por uma fonte de corrente puramente senoidal. A partir dessas considerações, os núcleos são excluídos do modelo e as análises são realizadas utilizando a geometria de apenas uma ranhura do estator.

A segunda simulação emprega o modelo no domínio do tempo que admite o movimento do rotor e a saturação do núcleo (DT 60Hz). Neste caso, as bobinas do estator são alimentadas por fontes de tensão senoidais de valor nominal e todas as partes da geometria do motor são contabilizadas. A terceira simulação repete a segunda, porém recorrendo a fontes de tensão não senoidais. Nessa situação, é aplicada uma tensão PWM com componente fundamental idêntica à da simulação anterior. A frequência de chaveamento usada para gerar a tensão PWM foi novamente de 5 kHz e o passo de tempo mínimo da simulação foi definido como 4 μ s. Para os 3 casos é usada uma configuração de blindagem aberta de alumínio com 48 mm de altura e 0,1 mm de espessura.

A Tabela 4.2 mostra os valores das perdas geradas na blindagem e da corrente de frequência fundamental (60 Hz) para os três casos tratados. De maneira semelhante ao discutido no capítulo anterior, as simplificações admitidas para a formulação no domínio da frequência levam o cálculo das perdas a uma direção errada. Dois principais problemas podem ser destacados. Em primeiro lugar, tem-se que além do fluxo de dispersão, uma parcela do fluxo principal que cruza o entreferro também pode penetrar o interior da ranhura e gerar perdas por correntes parasitas na blindagem. No entanto, com o modelo de apenas uma ranhura, esta parte do fluxo não é contabilizada. O outro problema está relacionado ao fato de que a avaliação desenvolvida em [18] não permite inserir de maneira adequada os efeitos associados às componentes harmônicas de tempo e espaço do fluxo magnético no interior do motor. Portanto, bem como abordado no capítulo anterior, ao modelar o movimento do rotor e o material não linear na análise no domínio do tempo, é possível incluir de maneira apropriada esses fenômenos nos cálculos.

Tabela 4.2 - Resultados das perdas na blindagem para os modelos no domínio da frequência de [18], e os modelos no domínio do tempo DT 60 Hz e DT PWM *

Blindagem de alumínio – 48 mm de altura, 0,1 mm de espessura	Domínio da frequência - [18]	DT 60 Hz	DT PWM
Perdas calculadas (kW)	0,37	0,42	1,53
Corrente no estator – 60 Hz (A)	57,0	57,0	56,7

* Os valores são para toda a geometria da máquina

Dessa maneira, as perdas computadas com o modelo no domínio do tempo aplicando fontes senoidais (DT 60 Hz) foram 13 % superiores ao valor estimado no primeiro caso. Além disso, a consideração de uma fonte não senoidal (DT PWM) insere harmônicos temporais no fluxo que levaram a um aumento de 264 % das perdas, quando comparado ao modelo DT 60 Hz.

De acordo com [79], as componentes de alta frequências relacionadas aos harmônicos espaciais do fluxo afetam mais os condutores posicionados nas proximidades do entreferro. Dessa maneira, como apenas uma pequena parte da blindagem analisada se encontra perto da abertura da ranhura, esses fluxos exercem uma leve influência nas perdas, como pode ser observado na Tabela 4.2. Por outro lado, os harmônicos de tempo do fluxo estão presentes em toda a região da ranhura, e cruzam as suas paredes passando diretamente de um dente do núcleo para o outro, como discutido em [79] e ilustrado na Figura 4.19. Embora sejam mais intensos perto do entreferro e diminuam gradualmente no interior da ranhura, os harmônicos de tempo do fluxo podem atravessar praticamente todas as faces dos condutores da blindagem. Assim, conforme mostrado na Tabela 4.2, os fluxos de alta frequência relacionados ao suprimento com tensões PWM têm uma importância significativa para as perdas.

4.6.2 Resultados obtidos com o estudo de casos

Nesse momento, todas as simulações realizadas para calcular a EB utilizam o modelo FEM 3D de uma ranhura descrito na seção 4.4.1. Para estimar as perdas por correntes parasitas na blindagem, foi empregado o modelo no domínio do tempo com fontes de tensão PWM. Em todas as avaliações das perdas, o motor é considerado na tensão e velocidade nominais.

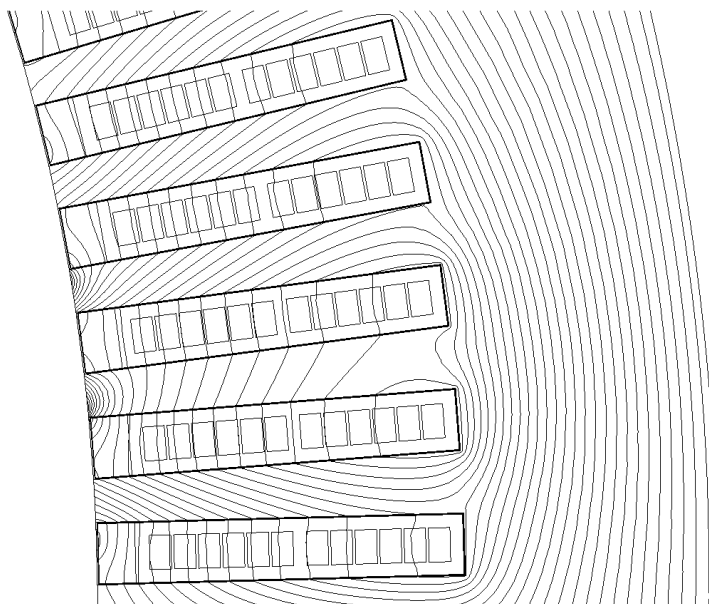


Figura 4.19 – Representação da distribuição do fluxo de alta frequência por meio das linhas de campo no interior do motor. Simulação realizada com uma fonte de tensão senoidal com frequência de 5 kHz.

4.6.2.1. Análise da variação da altura da blindagem

Inicialmente, as análises são efetuadas para blindagens abertas, de alumínio, com 0,1 mm de espessura e três alturas diferentes: 28 mm, 48 mm e 55 mm. Em seguida, as alturas de 48 mm e 55 mm são avaliadas, também, para uma configuração fechada. A Figura 4.20 e a Figura 4.21 ilustram as dimensões dos arranjos analisados.

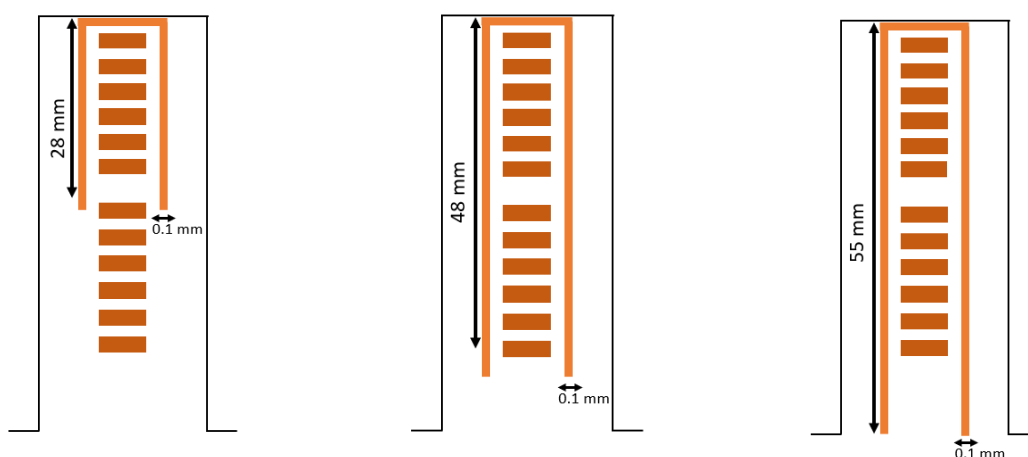


Figura 4.20 - Configurações de blindagens abertas analisadas considerando a variação da altura.

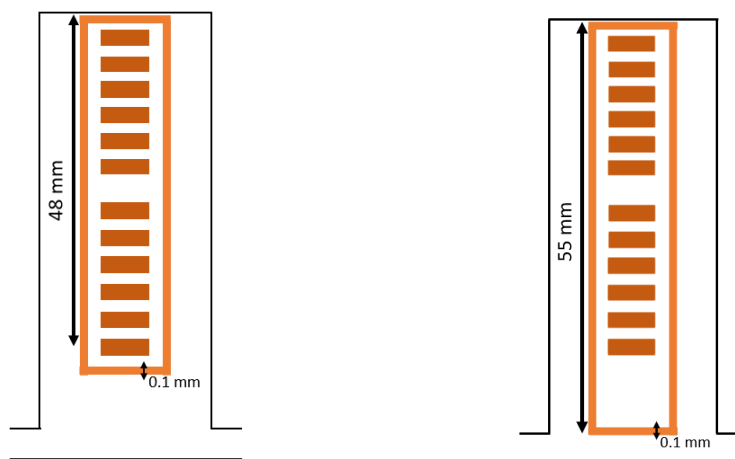


Figura 4.21 - Configurações de blindagens fechadas analisadas considerando a variação da altura.

A partir dos resultados apresentados na Figura 4.22, nota-se que a EB diminui com reduções na altura, tendo em vista as configurações abertas. Isso porque à medida que a altura da blindagem diminui, a área não coberta por esse dispositivo cresce, o que aumenta a corrente que penetra o núcleo do estator e, conseqüentemente, degrada a sua eficácia.

Para as frequências até 100 kHz, as impedâncias impostas pelo núcleo e pela blindagem podem ser desprezadas. Desse modo, quase toda a corrente presente no núcleo flui por meio de dois caminhos, sendo eles: enrolamento – núcleo – carcaça e/ou enrolamento – rotor – núcleo – carcaça, como ilustrado no circuito simplificado da Figura 4.23. Portanto, para frequências abaixo de 100 kHz, a impedância “enxergada” pela corrente que penetra as lâminas do núcleo é dada principalmente pela capacitância C_{wr} em série com C_{rf} e esse grupo conectado em paralelo com a capacitância C'_{wf} . De forma semelhante, para a situação sem a blindagem, a impedância predominante é dada pela capacitância C_{wf} . Assim, nessa faixa de frequência, a EB é aproximadamente constante e pode ser calculado pela razão entre C_{wf} (motor original) e a associação de C_{wr} , C_{rf} e C'_{wf} (motor modificado) descrita acima. Por outro lado, para a frequências acima de 100 kHz, as impedâncias da blindagem e do núcleo passam a se tornar relevantes. Dessa maneira, dependendo das relações impostas pelas resistências, indutâncias e capacitâncias do sistema, um aumento na frequência pode representar uma maior ou menor dificuldade para a corrente de modo comum ser desviada pela blindagem.

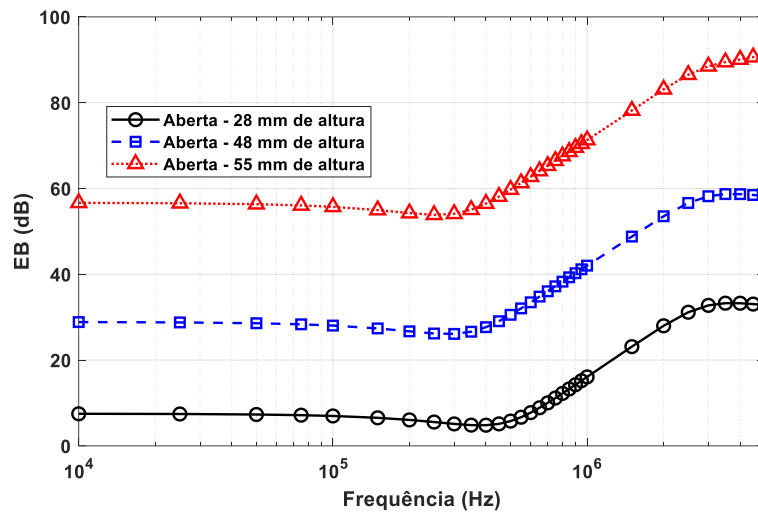


Figura 4.22 - Variação da EB com a frequência para diferentes alturas da blindagem. Blindagens abertas.

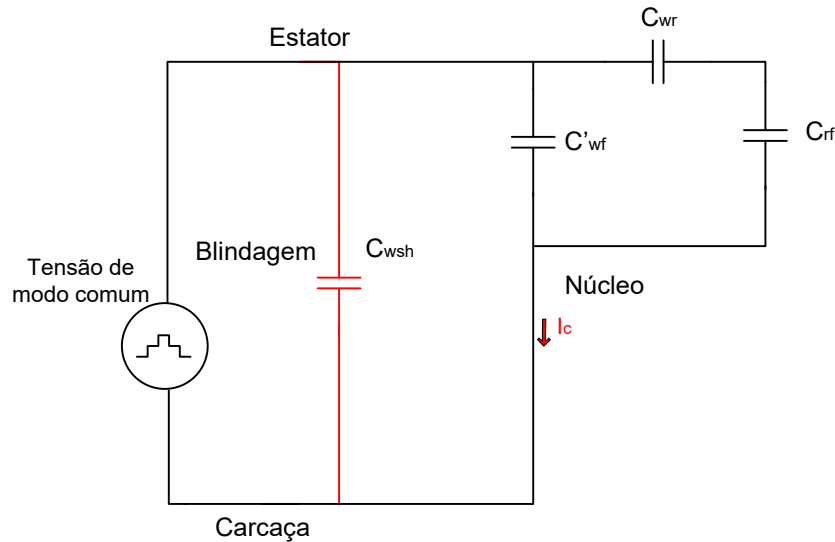


Figura 4.23 - Representação do circuito simplificado para frequências até 100 kHz.

Como pode ser observado na Figura 4.24, a utilização de uma disposição fechada leva a resultados bastante diferentes daqueles encontrados para o arranjo aberto. Nessa situação, os acoplamentos capacitivos que se formam entre o enrolamento e as regiões da carcaça e do rotor são completamente anulados ($C'_{wf} = C_{wr} = 0$). Com isso, diferentemente do que ocorre para o formato aberto, a impedância da blindagem exerce influência em sua efetividade em toda a faixa de frequências de interesse. Como essa impedância apresenta apenas uma pequena alteração para as alturas de 48 mm e 55 mm, a EB é quase a mesma para essas duas configurações. Maiores informações acerca de todos os valores de resistências, indutâncias e capacitâncias calculadas podem ser encontradas no Apêndice B.

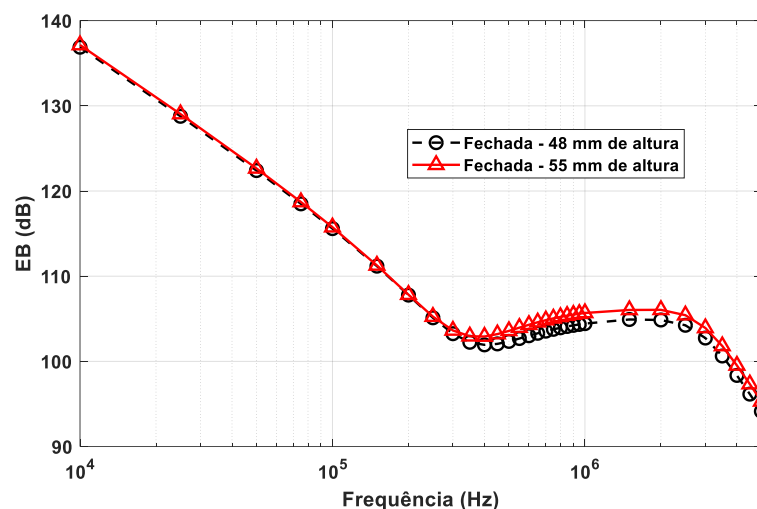


Figura 4.24 - Variação da EB com a frequência para diferentes alturas da blindagem. Blindagens fechadas.

Conforme mostrado na Figura 4.25, as perdas na blindagem crescem com o aumento da altura para ambas as configurações, aberta e fechada. À medida que a sua altura se expande, uma quantidade maior de fluxo magnético cruza as suas superfícies e, portanto, as perdas por correntes parasitas que são induzidas na blindagem se elevam. Para ilustrar este fenômeno, a Figura 4.26 exibe as linhas de campo dentro de uma ranhura do estator, para o arranjo aberto com alturas de 28 mm e 55 mm. Enquanto os condutores se aproximam da região do entreferro, além do fluxo que cruza a ranhura passando de um dente do núcleo do estator para o outro, uma parcela do fluxo que penetra a região da abertura da ranhura na direção radial também contribui para as perdas. Além disso, as componentes harmônicas de tempo e de espaço do fluxo magnético no interior do motor são mais intensas nas proximidades do entreferro [79]. Nesse contexto, as blindagens de altura igual a 55 mm atingem valores de perdas na ordem de 230 % e 250 % em relação às aquelas com 48 mm de altura. Para o arranjo aberto, observa-se um crescimento de aproximadamente 2000 % nas perdas comparando as configurações de menor e de maior altura (27 mm e 55 mm, respectivamente). Ainda, uma vez que as partes condutoras adicionais para o formato fechado são inseridas próximas às aberturas das ranhuras, esta topologia apresenta um aumento entre 50 % e 60 % nas perdas em relação à aberta.

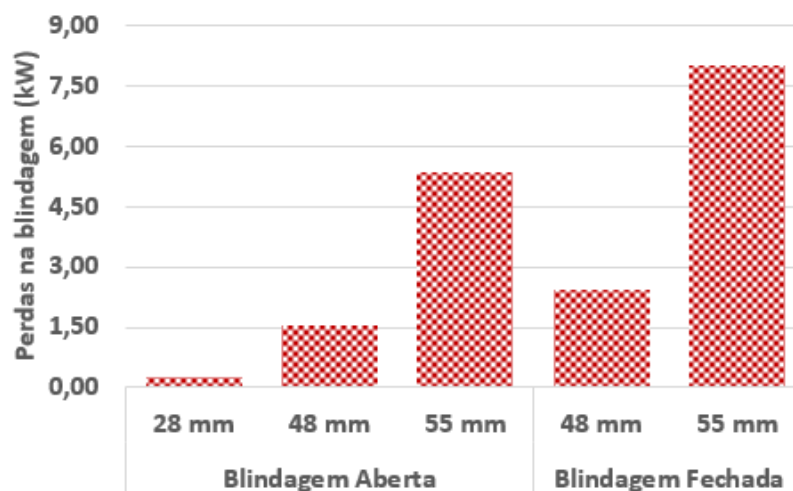


Figura 4.25 - Variação das perdas na blindagem com a sua altura. Configurações abertas e fechadas.

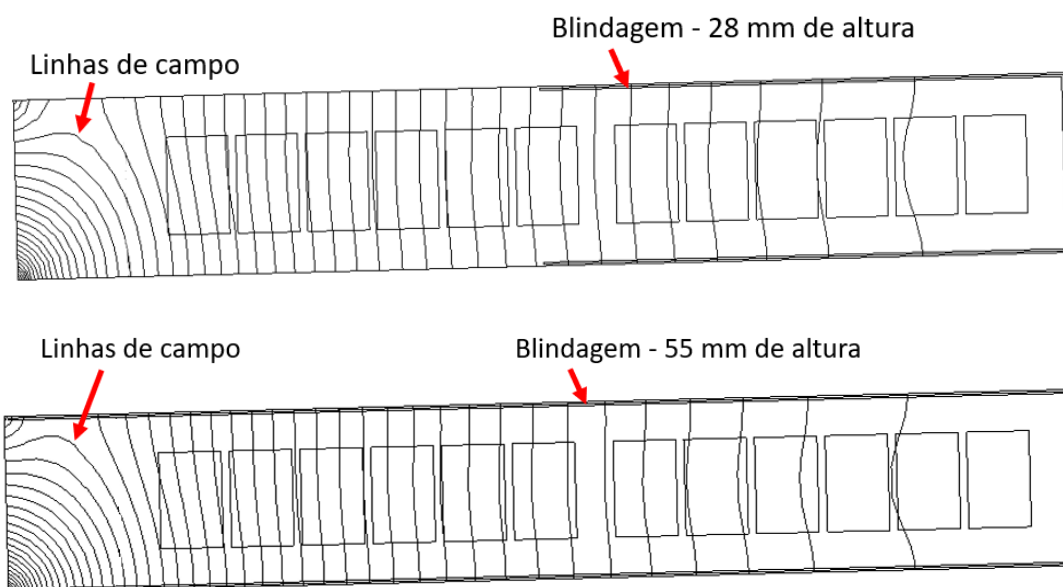


Figura 4.26 - Linhas de campo no interior da ranhura para blindagens com alturas de 27 mm e 55 mm.

4.6.2.2. Análise da variação da espessura da blindagem

Em seguida, é analisado o desempenho de configurações de blindagens abertas e fechadas, de alumínio, com altura de 55 mm, para três valores de espessura: 0,025 mm, 0,1 mm e 0,4 mm. Para os formatos abertos, embora possa ser notado um ligeiro incremento da EB com o aumento da espessura, em geral a variação desse parâmetro exerce pouca influência nos resultados, como mostrado na Figura 4.27. Nessa situação, a impedância da blindagem praticamente não influencia a sua efetividade. Dessa maneira, as variações na espessura levam

apenas a pequenas alterações nas capacitâncias em jogo, causando as alterações nas curvas da EB expostas na Figura 4.27.

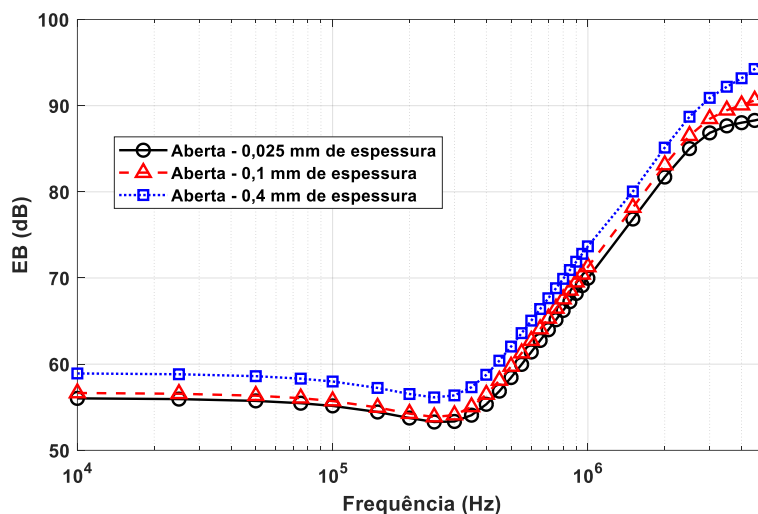


Figura 4.27 - Variação da EB com a frequência para diferentes espessuras da blindagem. Blindagens abertas.

Por outro lado, como discutido anteriormente, os resultados calculados para a disposição fechada são muito diferentes dos alcançados com a configuração aberta, como ilustrado na Figura 4.28. Nesse caso, em razão da supressão de C'_{wf} e C_{wr} , a impedância da blindagem tem uma influência significativa em sua eficácia para todas as frequências analisadas. Nessa situação, até a frequência de aproximadamente 300 kHz, a resistência da blindagem é a parte predominante de sua impedância total. Uma vez que essa resistência é menor para as topologias mais espessas, o arranjo fechado mostra um aumento na EB com o crescimento da sua espessura para essa faixa de frequências. Contudo, à medida que a frequência aumenta, a reatância indutiva da blindagem se torna a parte mais significativa da sua impedância total. Ademais, para as frequências mais altas, a indutância desse dispositivo apresentou valores semelhantes para todas as espessuras examinadas, devido ao efeito pelicular. Assim, sobretudo para frequências acima de 3 MHz, a impedância da blindagem é aproximadamente a mesma e a EB se torna independente da espessura, como pode ser visto na Figura 4.28.

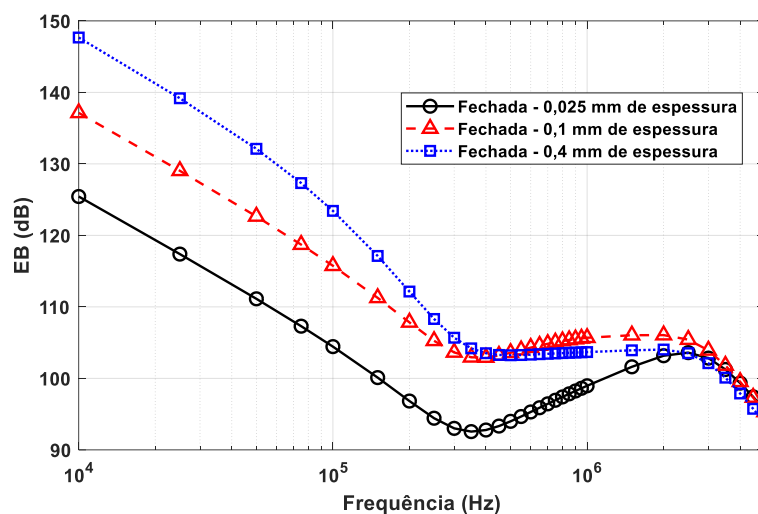


Figura 4.28 - Variação da EB com a frequência para diferentes espessuras da blindagem. Blindagens fechadas.

Em função do aumento do volume de material condutor para as configurações mais espessas, as perdas na blindagem crescem à medida que a sua espessura aumenta, como mostrado na Figura 4.29. Com isso, o uso da espessura igual a 0,4 mm leva a valores de perdas na ordem de 125 % e 52 % superiores aos obtidos para as espessuras de 0,025 mm e 0,1 mm, respectivamente. Diante dos resultados apresentados, nota-se que, como observado para a EB, as perdas na blindagem são menos sensíveis à variação em sua espessura do que às mudanças em sua altura.

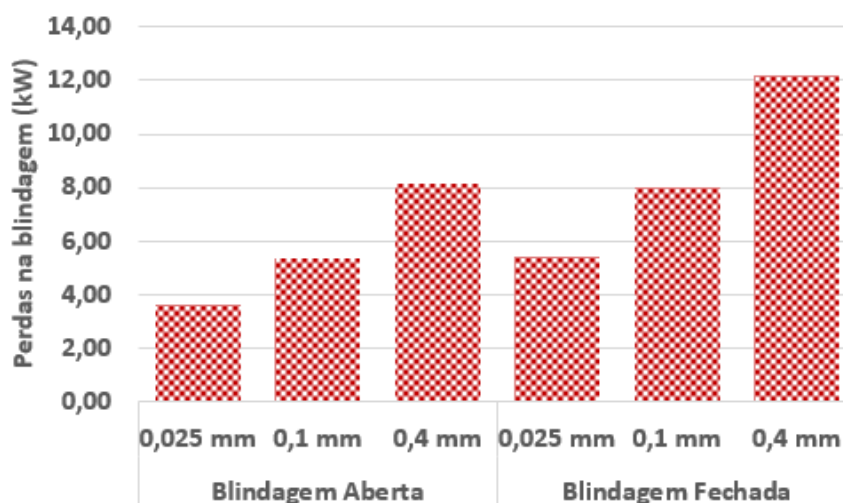


Figura 4.29 - Variação das perdas na blindagem com a sua espessura. Configurações abertas e fechadas.

4.6.2.3. Análise da variação do material da blindagem

Neste momento é investigada a influência que o material utilizado na blindagem pode exercer em sua efetividade. Para isso são analisadas configurações de cobre, aberta e fechada, com 55 mm de altura e 0,1 mm de espessura. Como mostrado na Figura 4.30, o uso do cobre praticamente não altera os resultados, quando comparado ao emprego de uma blindagem constituída de alumínio. Considerando o formato fechado, nota-se apenas um ligeiro acréscimo na EB para as frequências até 300 kHz, em consequência da menor resistência associada ao cobre.

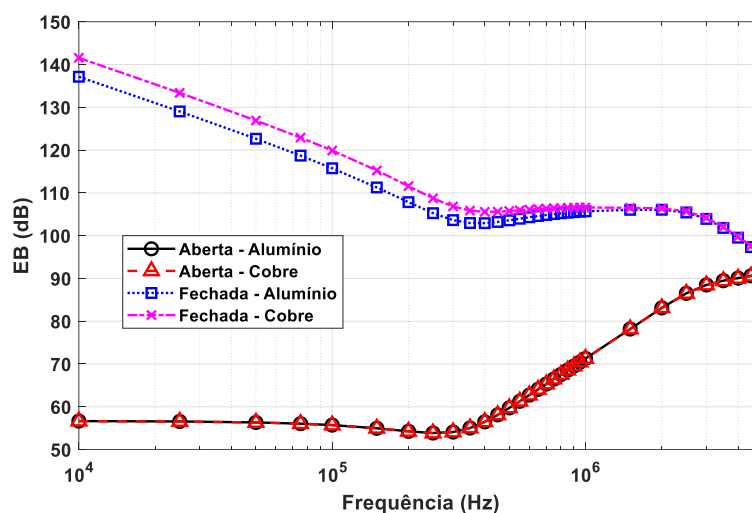


Figura 4.30 - Variação da EB com a frequência para diferentes materiais da blindagem. Blindagens abertas e fechadas.

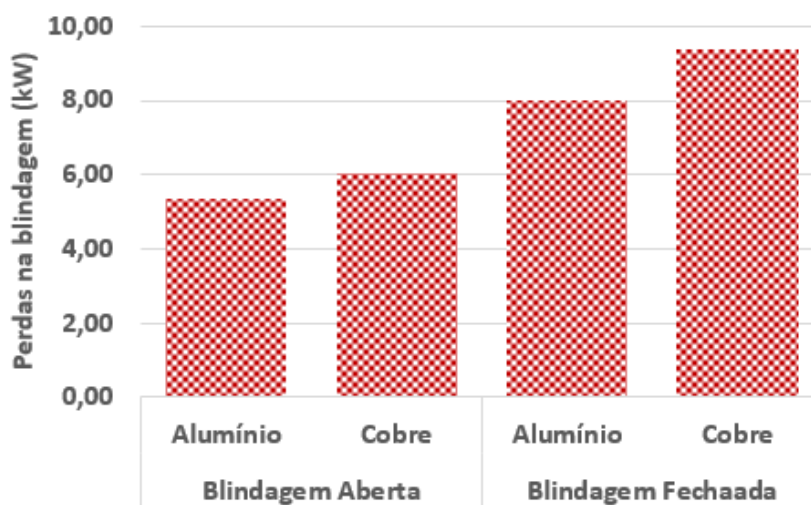


Figura 4.31 - Variação das perdas na blindagem com o seu material. Configurações abertas e fechadas.

Como mostrado na Figura 4.31, por causa de sua maior condutividade elétrica, o emprego do cobre resulta em um aumento nas perdas de aproximadamente 13 % e 17 % em relação à blindagem de alumínio aberta e fechada, respectivamente. Neste contexto, como não são encontradas grandes diferenças entre a EB calculada com as blindagens de cobre ou alumínio, o uso dessa última é mais indicado, uma vez que o alumínio possui perdas correspondentes mais baixas e um menor custo.

4.6.2.4. Visão geral das perdas no motor analisado

A Figura 4.32 mostra as perdas no enrolamento do estator, nos condutores do rotor e totais no interior do motor para todos os casos avaliados, incluindo a sua configuração original.

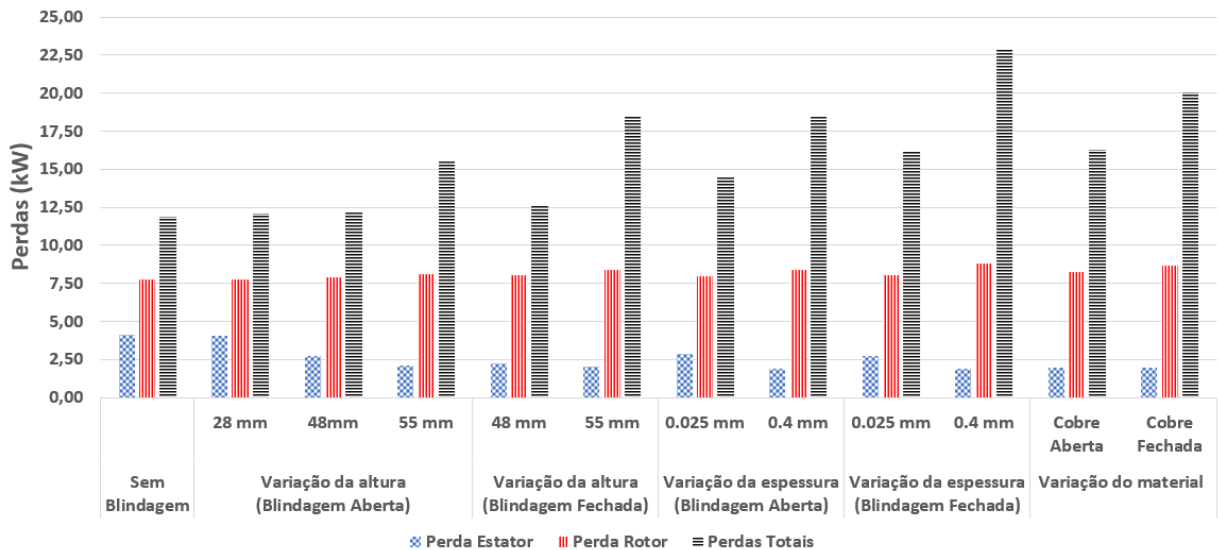


Figura 4.32 - Perdas no estator, perdas no rotor e perdas totais no interior do motor para todos os casos analisados.

Utilizando estes valores, foram estimadas possíveis reduções no rendimento do motor em virtude da presença da blindagem. Nesse contexto, assumindo um rendimento de 93 % (valor típico) para o motor analisado nas simulações sem blindagem ($\eta_{original}$), as perdas totais ($P_{totais_estimadas}$), incluindo as parcelas ignoradas nas simulações (perdas no núcleo, por atrito e ventilação e as perdas nos condutores do estator fora da região ativa), são dadas por:

$$P_{totais\ estimadas} = (1 - \eta_{original}) \times P_{in\ original} = 15,7\ kW \quad (4.12)$$

onde $P_{in_original}$ é a potência de entrada do motor sem nenhuma blindagem, computada nas simulações.

Assim, as porções das perdas não contempladas nas simulações ($P_{adicionais}$) pode ser calculada como:

$$P_{adicionais} = P_{totais\ estimadas} - P_{totais_{original}} = 3,8\ kW \quad (4.13)$$

onde $P_{totais_original}$ são as perdas totais calculadas na simulação do motor sem a blindagem.

Considerando os valores extremos entre a maior e a menor amplitude da componente fundamental em 60 Hz, a corrente no estator apresentou variações menores do que 2 % para todos os casos avaliados. Além disso, a tensão aplicada e a velocidade do motor foram sempre as mesmas. Dessa maneira, para estimar o rendimento, é realizada a aproximação de se admitir constantes as perdas adicionais estimadas pela Equação (4.13). Assim, o valor encontrado para $P_{adicionais}$ é somado às perdas totais determinadas em cada simulação. Portanto, o rendimento (η) do motor é dada por:

$$\eta = 100 \times \left(\frac{P_{mec}}{P_{mec} + P_{totais\ simuladas} + P_{adicionais}} \right) \quad (4.14)$$

onde P_{mec} e $P_{totais_simuladas}$ são, respectivamente, a potência mecânica desenvolvida e as perdas totais computadas nas simulações.

Procedendo da maneira descrita acima, a Figura 4.33 mostra os valores estimados para a redução no rendimento do motor para todas as configurações de blindagem avaliadas.

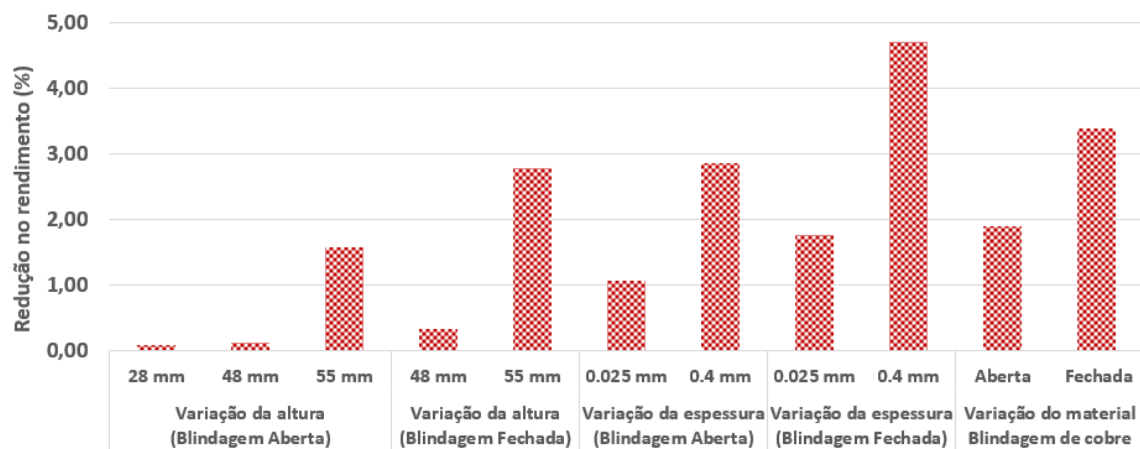


Figura 4.33 - Redução no rendimento do motor estimada considerando a presença da blindagem.

A Figura 4.34 apresenta a redução percentual no torque médio desenvolvido pelo motor para todas as blindagens analisadas, utilizando como referência o valor determinado para o motor original.

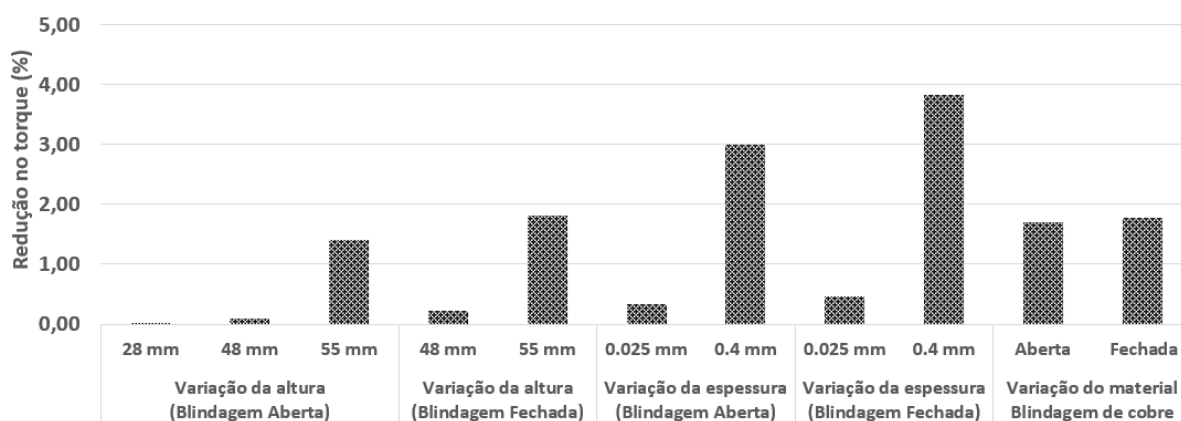


Figura 4.34 - Redução no torque médio desenvolvido pelo motor para todas as blindagens analisadas.

Embora as blindagens com 55 mm de altura tenham exibido uma efetividade alta (sempre acima de 50 dB), as perdas totais no interior do motor geradas com essas configurações são sempre muito superiores à situação com o motor original, como mostrado na Figura 4.32. Dessa maneira, para todos os casos com altura igual a 55 mm, foi estimada uma redução no rendimento entre 1,0 % e 4,7 %, além de um decréscimo de 0,3 % a 3,8 % no torque médio desenvolvido pelo motor, o que inviabiliza o emprego deste tipo de arranjo. Por outro lado, ainda que para a blindagem aberta com altura de 28 mm praticamente não haja alterações em relações as perdas no interior do motor, em seu rendimento e no torque, a EB alcançada por essa configuração pode não ser satisfatória, sobretudo para as frequências até 1 MHz (ver Figura 4.22).

Tendo em vista a relação de compromisso entre a EB e as perdas geradas, a blindagem aberta com 48 mm de altura se revelou como a mais indicada. Para este arranjo, a EB permanece acima de 26 DB para todo o espectro de frequência. Desse modo, ele garante uma atenuação de pelo menos 20 vezes na amplitude da corrente que penetra o núcleo do estator. Além disso, observando as Figura 4.32, nota-se que esta configuração de blindagem praticamente não altera as perdas totais do motor, sendo calculado uma redução no rendimento e no torque desenvolvido de aproximadamente 0,1 %, como ilustrado na Figura 4.33 e Figura 4.34.

De uma maneira geral, a presença da blindagem pode reduzir consideravelmente as perdas nos condutores do estator, como pode ser observado na Figura 4.32. Isso porque, embora a blindagem não exerça influência no fluxo magnético de frequência fundamental do motor,

esse fato não é verdadeiro em relação às componentes harmônicas de tempo. Como já discutido na seção anterior, as componentes de alta frequência do fluxo que são geradas em razão da alimentação por tensão não senoidal, cruzam a ranhura passando diretamente de um dente do núcleo do estator para o outro (ver Figura 4.19). Com isso, uma grande parte desse fluxo corta as paredes da blindagem induzindo correntes parasitas nas mesmas. Dessa forma, essas correntes induzidas geram um campo magnético de oposição, que age de maneira a atenuar os fluxos de alta frequência dentro da ranhura. Para ilustrar este fenômeno, a Figura 4.35 mostra as linhas de campo no interior de uma ranhura, considerando as situações para o motor original e modificado, e uma alimentação a partir de fontes puramente senoidais de frequência igual a 5 kHz. Observando a Figura 4.35, nota-se que a presença da blindagem reduz o fluxo disperso de alta frequência no interior da ranhura. Assim, ela age protegendo os condutores do estator contra as componentes harmônicas de tempo do fluxo, reduzindo as perdas por correntes parasitas nas bobinas do enrolamento. Dessa maneira, é possível empregar o arranjo aberto com 48 mm de altura sem grandes alterações nas perdas totais do motor, garantindo o seu rendimento e torque desenvolvido.

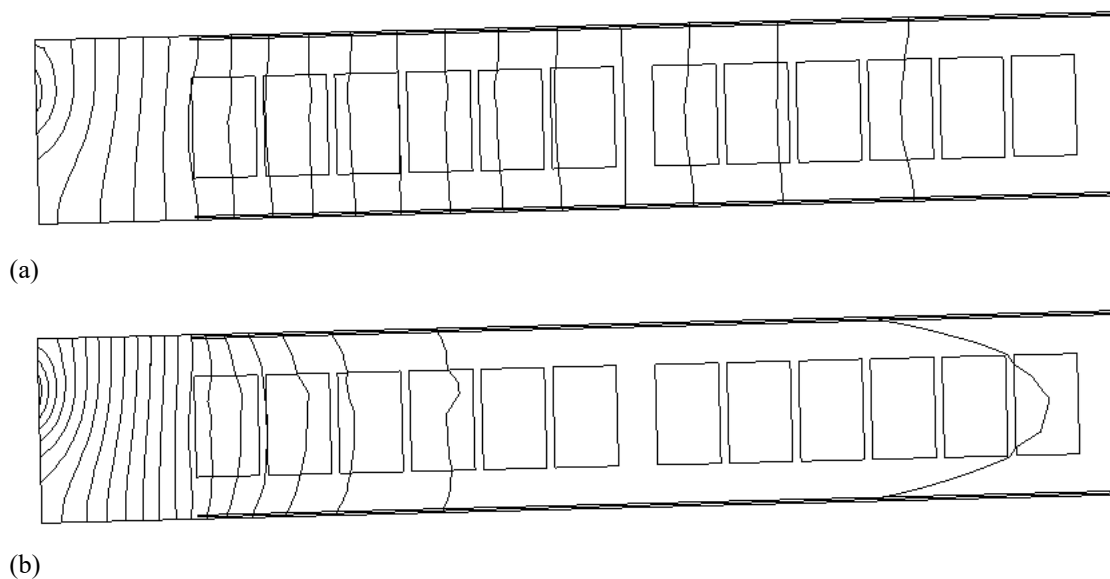


Figura 4.35 - Linhas de campo no interior da ranhura: (a) Sem a presença da blindagem; (b) Com a presença da blindagem. Frequência de 5 kHz empregada nas simulações.

É importante ressaltar que, além de diminuir as perdas no enrolamento do estator, a presença da blindagem pode causar uma pequena elevação nas perdas relacionadas aos condutores do rotor, como mostrado na Figura 4.33. Uma vez que a fonte de tensão aplicada nos terminais do estator não se altera, ao reduzir as componentes harmônicas de tempo do fluxo disperso, há um ligeiro acréscimo no fluxo mútuo relacionado a estas frequências. Com isso,

há um pequeno aumento nas correntes induzidas nas barras do rotor e, portanto, suas perdas também crescem.

4.6.2.5. *Análise de uma configuração de blindagem segmentada*

Além da redução na altura e na espessura, as perdas geradas pela presença da blindagem podem ser minimizadas com o uso de um arranjo segmentado, conforme ilustrado na Figura 4.36. Nesse caso, o isolamento entre os segmentos reduz a área disponível para a indução de correntes parasitas e, conseqüentemente, há uma atenuação nas perdas. Para examinar essa possibilidade, foram analisadas blindagens de alumínio, aberta e fechada, com 55 mm de altura e 0,1 mm de espessura, empregando 6 segmentos.

Os resultados das perdas e da redução no rendimento do motor são mostrados na Figura 4.37 e Figura 4.38. Comparando com os valores obtidos para as configurações não segmentadas, aberta e fechada, verificou-se uma redução de 50 % e 65 % nas perdas na blindagem, respectivamente. Além disso, para ambos os arranjos, houve um decréscimo de 15 % nas perdas totais no interior do motor. Desse modo, considerando a topologia aberta, a redução no rendimento saiu de 1,6 % (1 segmento), para 0,7 % (6 segmentos). Já para o arranjo fechado, essa redução foi de 2,8 % (1 segmento) para 1,1 % (6 segmentos). A distância entre cada segmento foi pequena o suficiente para garantir a EB encontrada no caso de 1 segmento (distância de 0,04 mm). No entanto, certamente há uma dificuldade maior para a construção e instalação deste tipo de blindagem.

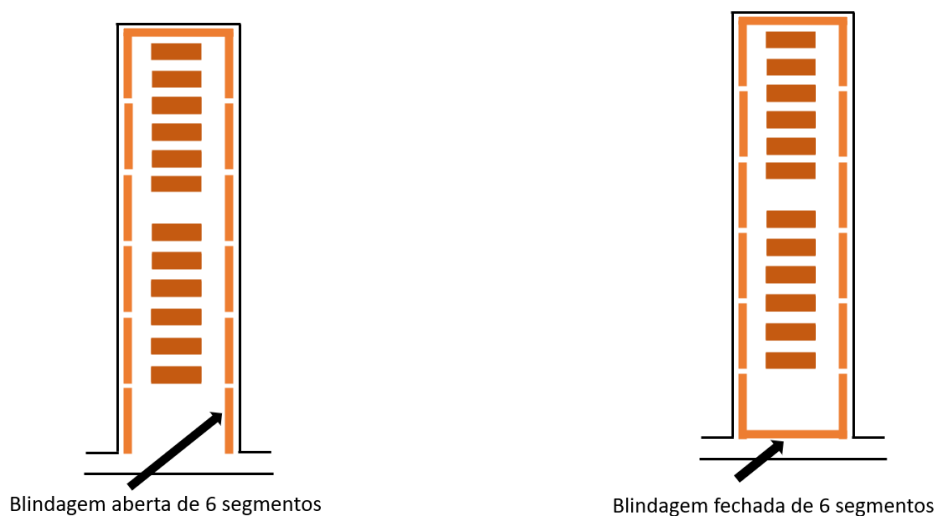


Figura 4.36 – Configurações de blindagem aberta e fechada com 6 segmentos.

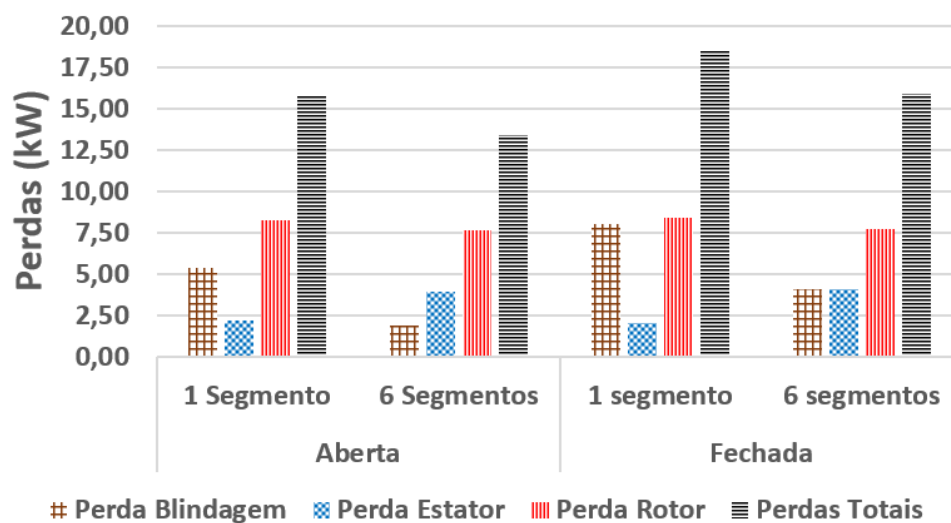


Figura 4.37 – Perdas na blindagem, perdas no estator, perdas no rotor e perdas totais no interior do motor considerando a blindagem segmentada.

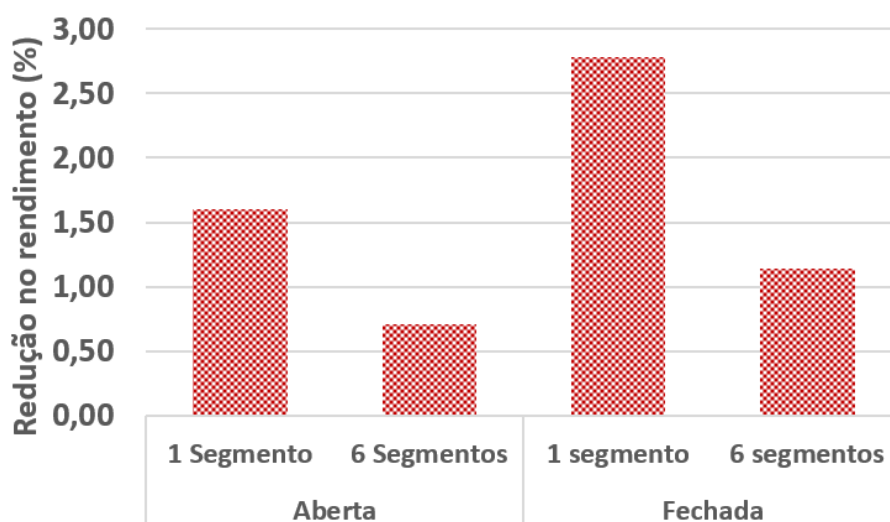


Figura 4.38 - Redução no rendimento do motor estimada considerando a blindagem segmentada.

4.6.3 Influência da capacitância C_{wr_end} na EB

O modelo de uma ranhura em 3-D, desenvolvido para o cálculo da EB, representa apenas a região ativa da máquina. Portanto, ele não contempla o acoplamento capacitivo entre o enrolamento e o rotor formado na região da cabeça de bobina (C_{wr_end}). Para analisar a influência da capacitância C_{wr_end} na eficácia da blindagem, o circuito equivalente proposto na Figura 4.2 é empregado. Contudo, diferentemente do que foi realizado até o momento, nessa situação a capacitância entre o enrolamento e o rotor possui duas parcelas, como mostrado abaixo:

$$C_{wr} = C_{wr_FEM} + C_{wr_end} \quad (4.15)$$

$$C_{wr_end} = \left(\frac{x}{1-x} \right) C_{wr_FEM} \quad (4.16)$$

onde x é o valor percentual de C_{wr_end} em relação à capacitância total entre o enrolamento e o rotor e C_{wr_FEM} é o valor da capacitância entre o enrolamento e o rotor já computada com o modelo em 3-D de uma ranhura.

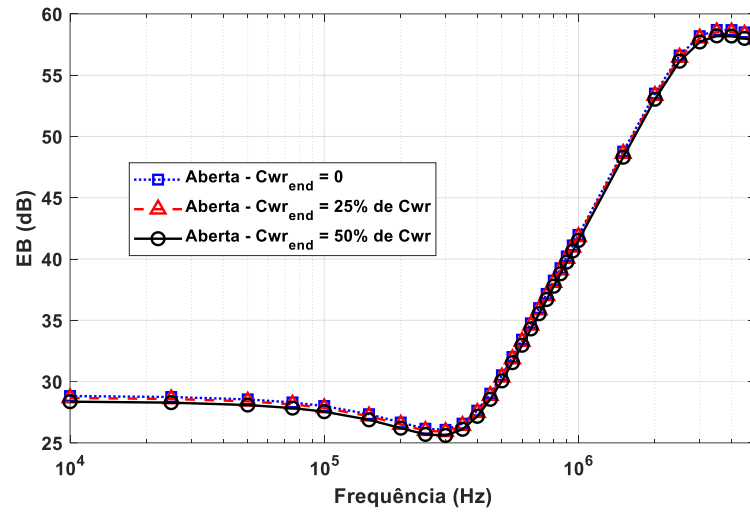
Variando o valor da taxa “ x ” na Equação (4.16), é possível alterar a proporção de C_{wr_FEM} e C_{wr_end} na capacitância total C_{wr} . Assim, esta taxa é assumida como:

$x = 0$	→	Valor de referência que não considera C_{wr_end} .
$x = 0,25$	→	A capacitância formada na região da cabeça de bobina representa 25 % do valor total do acoplamento entre o enrolamento e o rotor
$x = 0,5$	→	A capacitância formada na região da cabeça de bobina representa 50 % do valor total do acoplamento entre o enrolamento e o rotor.

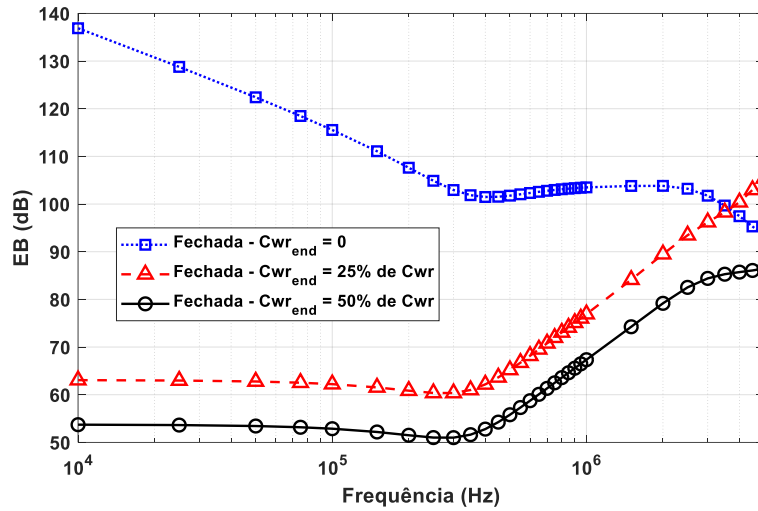
Procedendo da maneira descrita acima, a Figura 4.39 mostra os resultados obtidos usando blindagens de alumínio, aberta e fechada, com 48 mm de altura e 0,1 mm de espessura. Como pode ser observado na Figura 4.39a, a presença do C_{wr_end} praticamente não altera a EB, para a topologia aberta. Por outro lado, como ilustrado na Figura 4.39b, a capacitância C_{wr_end} pode alterar completamente os resultados alcançados com a blindagem fechada. Nesse caso, a presença do trajeto dado pelo enrolamento – rotor – carcaça faz com que o arranjo fechado se assemelhe a uma configuração aberta.

4.6.4 Validação do circuito equivalente

Nesta seção, os resultados da EB obtidos empregando o circuito equivalente proposto neste trabalho e mostrado na Figura 4.2 são confrontados com os alcançados utilizando diretamente o modelo FEM em 3-D de uma ranhura. Como discutido na seção 4.4.2, as capacitâncias deste circuito foram determinadas a partir da solução de um problema eletrostático, usando a geometria em 3-D de uma ranhura do motor. A impedância do núcleo foi calculada por meio das Equações (4.5) e (4.6). Por outro lado, a impedância da blindagem foi encontrada levando em consideração os efeitos elétricos e magnéticos no interior da ranhura.



(a)



(b)

Figura 4.39 - Variação da EB com a frequência considerando a presença da capacitância entre o enrolamento e o rotor formada na região de cabeça de bobina: a) Blindagem aberta; b) Blindagem fechada.

Ou seja, para cada frequência de interesse, a corrente que deixa o terminal aterrado da blindagem (I_{sh}), as perdas por efeito Joule (P_{sh}) e a energia magnética gerada por essa corrente (W_{mag_sh}) são computadas. Dessa forma, a resistência (R_{sh}) é estabelecida a partir de P_{sh} , como descrito na Equação (4.7) e a indutância (L_{sh}) é encontrada por meio de W_{mag_sh} , como expresso na Equação (4.8).

Devido à complexidade da distribuição do campo magnético dentro da região de interesse, não é possível separar as contribuições individuais das correntes em jogo para a energia total produzida. Contudo, conforme será visto a seguir, a porção de energia magnética relacionada apenas à I_{sh} se distribui preferencialmente em algumas partes da região analisada.

Para mapear estas regiões foram realizadas simulações nas quais é aplicada uma diferença de potencial somente entre as extremidades da blindagem, como ilustrado na Figura 4.40. Assim, é possível notar a distribuição da energia magnética relacionada apenas à corrente que flui ao longo do seu comprimento.

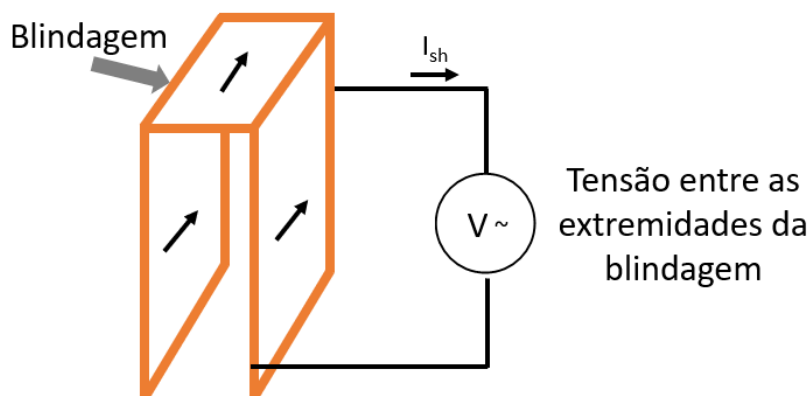
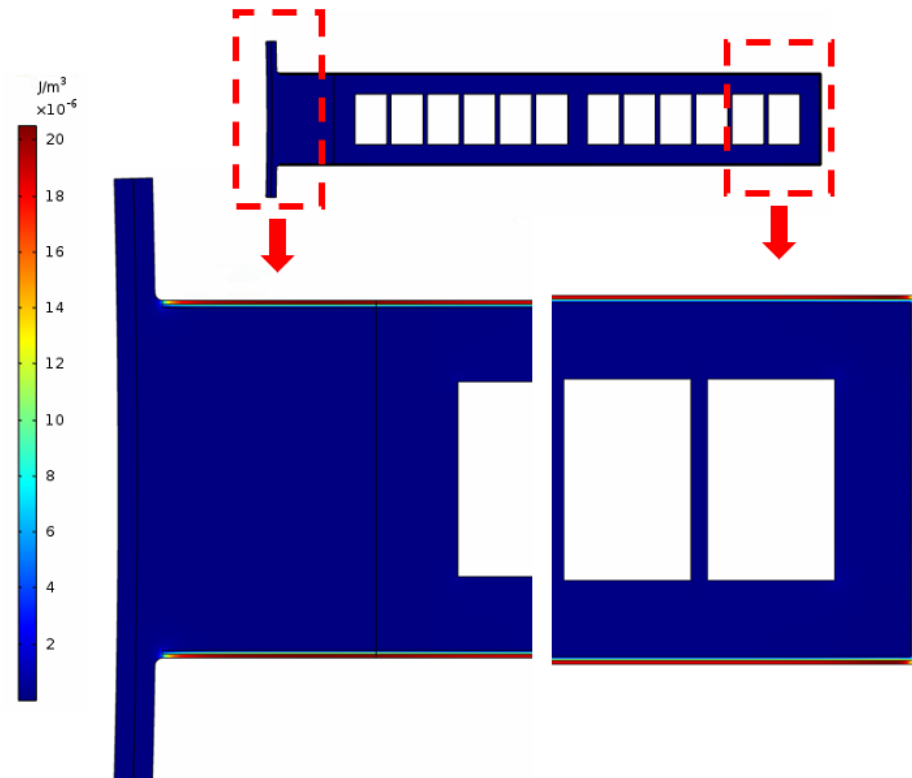


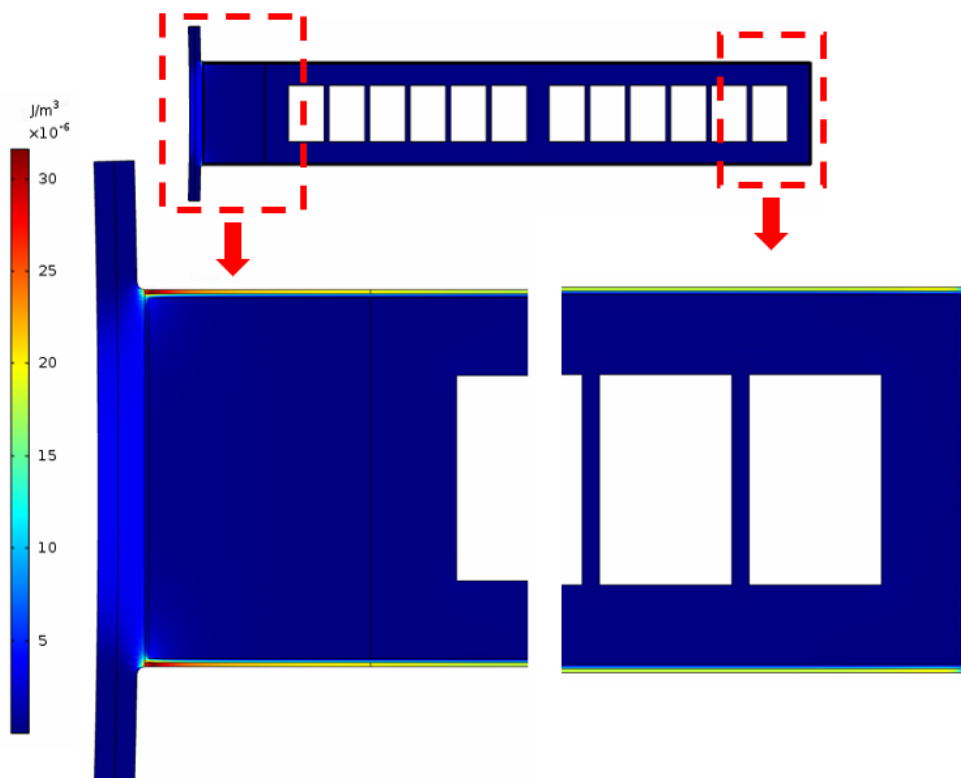
Figura 4.40 - Aplicação de tensão entre as extremidades da blindagem.

A partir das simulações propostas na Figura 4.40, a Figura 4.41 mostra a densidade de energia magnética na região analisada, para as configurações de blindagem aberta e fechada. Diante desses resultados, observa-se que para o arranjo aberto, a energia magnética gerada por I_{sh} está principalmente no interior da blindagem e de seu isolante. Para a fechada, além das porções anteriores, a região de ar nas proximidades da abertura da ranhura também deve ser considerada. Assim, para calcular a indutância L_{sh} é assumido que a energia magnética relacionada à corrente I_{sh} está situada somente nas partes descritas acima.

Uma vez definidos todos os parâmetros do circuito equivalente, a Figura 4.42 e a Figura 4.43 mostram a comparação das curvas da efetividade da blindagem determinadas com este circuito e com o modelo FEM em 3-D de uma ranhura. Os valores de todas as resistências, indutâncias e capacitâncias empregadas no circuito equivalente podem ser encontradas no Apêndice B. Como pode ser observado, os resultados obtidos com ambos os modelos estiveram muito próximos. Para as blindagens fechadas, há uma maior influência da sua impedância nos valores calculados. Além disso, quanto mais espessos são os seus condutores, maior é a influência do campo externo às regiões consideradas, o que dificulta a determinação da resistência R_{sh} e da indutância L_{sh} .

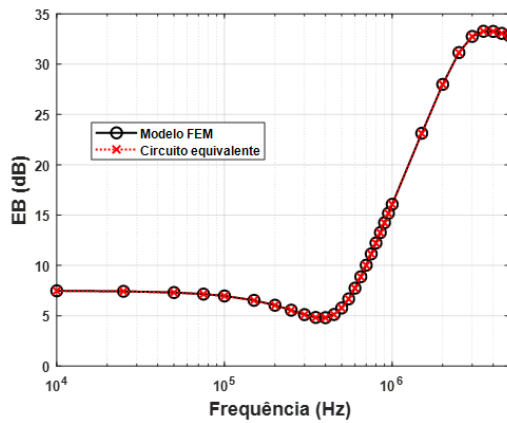


(a)

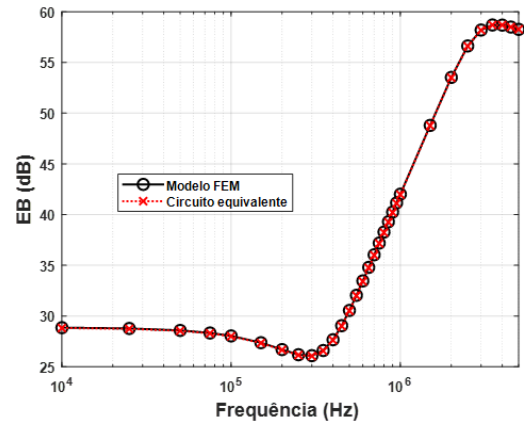


(b)

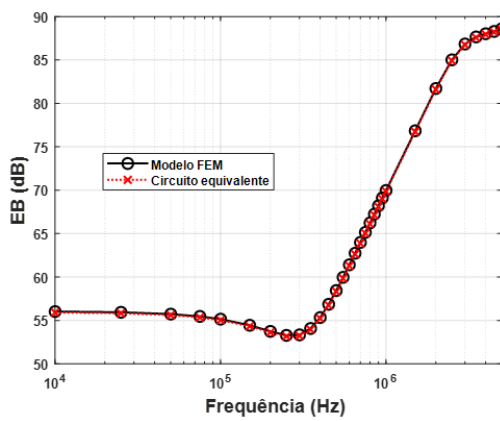
Figura 4.41 - Distribuição da energia magnética gerada pela corrente ao longo da blindagem: a) Blindagem aberta; b) Blindagem fechada.



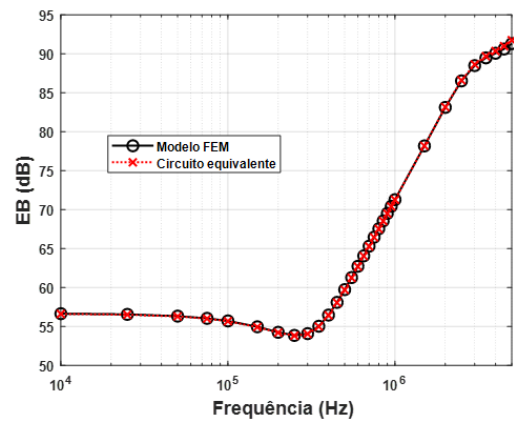
(a) alumínio, 28 mm de altura e 0,1 mm de espessura



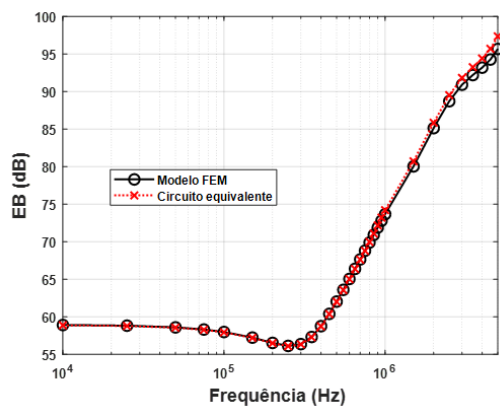
(b) alumínio, 48 mm de altura e 0,1 mm de espessura



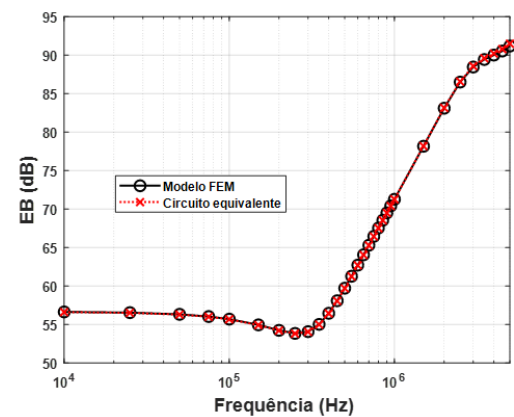
(c) alumínio, 55 mm de altura e 0,025 mm de espessura



(d) alumínio, 55 mm de altura e 0,1 mm de espessura

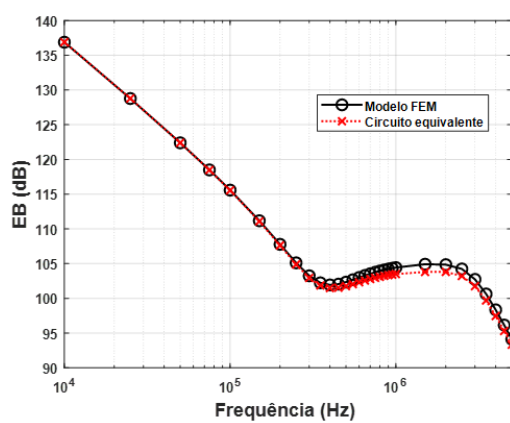


(e) alumínio, 55 mm de altura e 0,4 mm de espessura

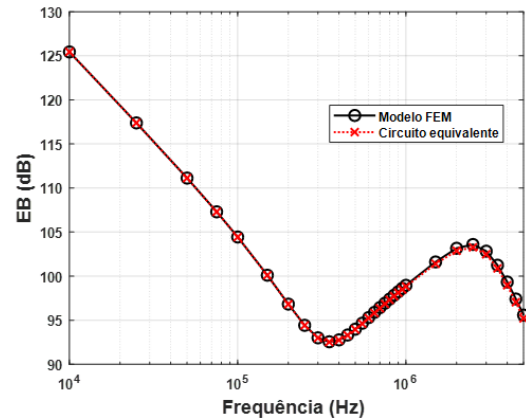


(f) cobre, 55 mm de altura e 0,1 mm de espessura

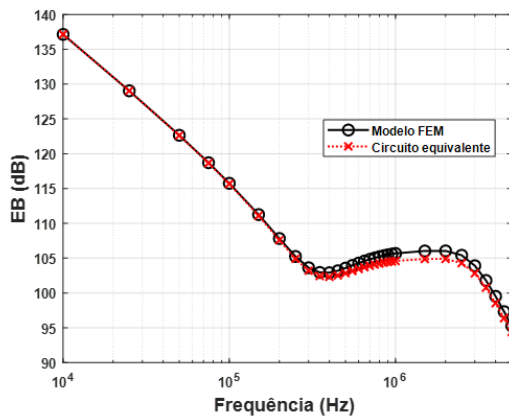
Figura 4.42 - Comparações entre os resultados obtidos com o circuito equivalente e com o modelo FEM 3-D. Configurações de blindagens abertas.



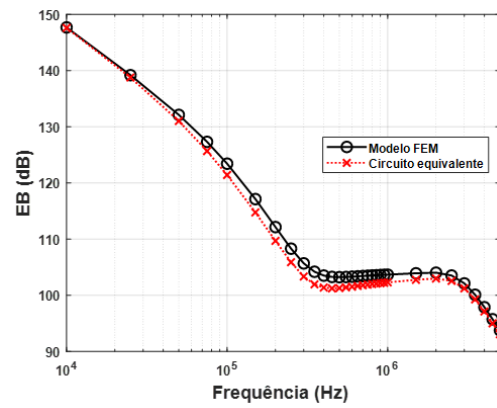
(a) alumínio, 48 mm de altura e 0,1 mm de espessura



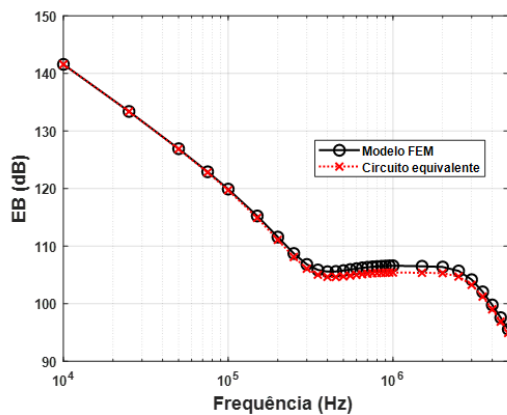
(b) alumínio, 55 mm de altura e 0,025 mm de espessura



(c) alumínio, 55 mm de altura e 0,1 mm de espessura



(d) alumínio, 55 mm de altura e 0,4 mm de espessura



(e) cobre, 55 mm de altura e 0,1 mm de espessura

Figura 4.43 - Comparações entre os resultados obtidos com o circuito equivalente e com o modelo FEM 3-D. Configurações de blindagens fechadas.

É importante ressaltar que, sobretudo para as frequências acima de 1 MHz, a impedância imposta pelas laminações (Z_{lam} na Figura 4.9) pode determinar uma distribuição não uniforme da corrente de modo comum ao longo do comprimento do núcleo. Assim, a corrente que penetra

o núcleo do estator teria valores diferentes para os acoplamentos capacitivos distribuídos entre o enrolamento e o núcleo/carcaça (C_{wf}). Para capturar este fenômeno, o modelo em 3-D de uma ranhura deve conter a presença da laminação do núcleo do estator. Contudo, por causa do grande número de chapas normalmente contidas no pacote magnético do motor e ao efeito pelicular dentro das lâminas individuais, existem severas complicações para a geração de uma malha em elementos finitos que contemple tal modelagem.

4.7 Conclusão

Este capítulo apresentou um estudo detalhado sobre a utilização de blindagens para a redução das correntes circulantes nos mancais das máquinas de indução. A partir de simulações computacionais, foram exibidos resultados acerca da sua eficácia na atenuação da corrente que penetra o núcleo do estator, que é a fonte geradora das correntes circulantes. Também foram calculadas as perdas adicionais geradas no interior do motor em consequência da presença da blindagem. Para alcançar os objetivos propostos, desenvolveram-se modelos em duas e três dimensões que utilizam o método dos elementos finitos para a solução dos problemas. Os resultados obtidos se dividiram em quatro partes que são resumidas a seguir.

Em um primeiro momento, destacaram-se os principais avanços atingidos por meio do uso das simulações concebidas neste trabalho. Em relação à efetividade, foi mostrada a importância da representação de todos os acoplamentos capacitivos no interior do motor. Além disso, destacou-se também a importância de se levar em conta a distribuição não uniforme da corrente no interior da blindagem para o cálculo de sua impedância.

Ainda na primeira parte, foi discutida a importância de se contabilizar de maneira adequada as componentes harmônicas de tempo e espaço do fluxo magnético para estabelecer as perdas na blindagem. Assim, em virtude das simplificações efetuadas na modelagem no domínio da frequência, ela levou a diferenças de até 4 vezes no valor determinado para as perdas, quando comparada às simulações no domínio do tempo com fontes de tensão PWM.

Na segunda parte, foram apresentados diversos resultados obtidos a partir de um detalhado estudo de casos empregando duas configurações de blindagens, denominadas aberta e fechada. Nesse contexto, mostrou-se que para a topologia aberta, a sua efetividade reduz de maneira significativa com a diminuição da altura e é pouco sensível para alterações na espessura. Por outro lado, para o arranjo fechado a sua eficácia praticamente não muda com a sua altura,

mas reduz com a diminuição da espessura, sobretudo para as frequências até 300 kHz. Para ambos os formatos, a utilização de cobre ou alumínio pouco altera a sua efetividade.

Tanto para a configuração aberta quanto fechada, as perdas geradas na blindagem diminuem com a redução de ambas, a altura e a espessura. Dessa forma, elevando a sua altura de 48 mm para 55 mm há um aumento de 230 % a 250 % nas perdas no interior da blindagem. Para o arranjo aberto, há um crescimento superior a 2000 % nessa grandeza, ao variar a altura de 27 mm para 55 mm. Além disso, o uso da espessura igual a 0,4 mm leva a valores de perdas na ordem de 125 % e 52 % superiores aos obtidos para as espessuras de 0,025 mm e 0,1 mm, respectivamente. Em razão da parte adicional condutora presente na disposição fechada, em geral ela apresentou perdas na ordem de 50 % a 60 % superiores às geradas nas abertas. Por possuir uma maior condutividade elétrica, a o uso do cobre levou a perdas superiores do que com o emprego do alumínio. Como não há grandes diferenças na EB calculada com o cobre ou alumínio o uso desta última é mais indicado, sobretudo devido às menores perdas associadas e ao custo mais baixo.

Os resultados também mostraram que a presença da blindagem pode reduzir as componentes harmônicas de tempo do fluxo no interior da ranhura e, conseqüentemente, diminuir as perdas nos condutores do estator. Dessa maneira, é sugerida a possibilidade de se projetar uma blindagem que garanta ao mesmo tempo um poder de atenuação elevado (maior que 26 dB), sem comprometer o rendimento do motor.

Em seguida, foi investigada a influência que o acoplamento entre o enrolamento e o rotor formada na região da cabeça de bobina exerce na efetividade da blindagem. Desse modo, notou-se que, para a configuração aberta, essa capacitância praticamente não altera os resultados. Por outro lado, o acoplamento formado fora da região ativa faz com que a topologia fechada se comporte como uma aberta, alterando bastante a EB computada nessa situação.

Por fim, foi realizada uma comparação entre a EB calculada diretamente com o modelo FEM em 3-D e com o circuito equivalente proposto neste trabalho. Uma vez que os resultados estiveram muito próximos para todos os arranjos de blindagem testados, concluiu-se que o circuito empregado e a metodologia desenvolvida para determinar seus parâmetros estão adequados para estimar a EB. Assim como foi efetuado para analisar a influência exercida pelo acoplamento entre o enrolamento e o rotor formado fora da região ativa, este circuito pode ser utilizado para avaliar rapidamente o impacto na EB causado pela variação de outros elementos presentes nele.

5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente trabalho apresentou uma análise detalhada acerca do uso de blindagens formadas por materiais condutores aplicadas para a redução de correntes de alta frequência que podem circular e causar danos aos mancais do motor de indução. Duas configurações de blindagens foram discutidas, sendo que a primeira delas consiste em inserir o material condutor entre o enrolamento do estator e o rotor, de maneira a minimizar o acoplamento capacitivo intrínseco entre essas duas partes. Dessa forma, a tensão entre o eixo e a carcaça pode ser reduzida, o que diminui a probabilidade da ocorrência das EDMs nos mancais do motor. A segunda maneira de construir a blindagem consiste em alojar o material condutor entre o enrolamento do estator e o núcleo. Nesse caso, o objetivo é impedir que a corrente de modo comum penetre a laminação do núcleo do estator para evitar a geração de uma tensão induzida entre as extremidades do eixo e, desse modo, suprimir as correntes circulantes de alta frequência no motor.

A partir de modelos em 2-D e 3-D desenvolvidos neste trabalho, diversos resultados computacionais foram exibidos. O principal objetivo das simulações foi investigar a relação de compromisso existente entre a eficácia da blindagem em atenuar os fenômenos indesejados e o seu impacto em parâmetros operacionais do motor como, por exemplo, a corrente, o torque e o rendimento. Para isso, foram realizados extensos estudos de casos, com o propósito de caracterizar o desempenho da blindagem para diferentes tipos de arranjos, dimensões geométricas e materiais. Com isso, estes resultados fornecem diretrizes para a viabilização do projeto de uma máquina especial, que incorpore essa solução.

Em relação à blindagem empregada para minimizar as correntes de descarga, as principais conclusões obtidas no trabalho podem ser resumidas como:

- A sua efetividade aumenta com o aumento da largura e a espessura.
- Para o motor analisado (3 HP), a capacitância formada entre a porção do enrolamento fora da região ativa (cabeça de bobina) e os anéis de curto-circuito do rotor representa quase 50% do acoplamento total entre o enrolamento e rotor. Dessa forma, esta região tem um papel crucial no cálculo do BVR.
- É possível reduzir a quantidade de material condutor usado para construir a blindagem, sem diminuir a sua efetividade, por meio do uso de materiais isolantes de maior permissividade elétrica.

- A efetividade não varia utilizando cobre ou alumínio, mesmo para frequências na faixa de MHz.

- O uso de alumínio é mais indicado, em virtude das menores perdas associadas e o menor custo.

- A presença do dispositivo de blindagem praticamente não exerce influência em grandezas operacionais do motor, como, por exemplo, a corrente do estator, o torque desenvolvido e as perdas no interior do motor. Nesse contexto, mesmo os maiores valores estimados (pior caso) estiveram na ordem de apenas 1% das perdas totais deste tipo de motor. Dessa maneira, foi concluído que a blindagem analisada para reduzir as correntes de descarga nos mancais não interfere no desempenho do motor.

Por outro lado, tendo em vista a blindagem empregada para minimizar as correntes circulantes, as conclusões mais importantes são resumidas abaixo:

- Considerando o arranjo aberto, a sua efetividade reduz de forma expressiva com a diminuição da sua altura, sendo, contudo, pouco sensível para alterações em sua espessura.

- Para a configuração fechada, a sua efetividade praticamente não muda com a sua altura, mas reduz com a diminuição de sua espessura.

- Para ambos os formatos (aberto e fechado), as perdas geradas na blindagem diminuem com a redução da altura e da espessura. Contudo, essas variações são menos sensíveis a alterações na espessura do que a mudanças na altura da blindagem.

- Dependendo do arranjo utilizado, as perdas adicionais podem impactar de maneira negativa na operação do motor, reduzindo o seu rendimento e o torque desenvolvido.

- A presença da blindagem pode reduzir as perdas nos condutores do estator que são geradas pelas componentes harmônicas de tempo do fluxo (harmônicos relacionados ao suprimento não senoidal).

- Com base na conclusão anterior, os resultados sugerem a possibilidade de projetar uma blindagem que garanta uma efetividade elevada, com uma influência desprezível em relação à operação do motor.

- O acoplamento capacitivo formado entre o enrolamento e o rotor fora da região ativa praticamente não influencia a efetividade da blindagem aberta. No entanto, a presença desta capacitância pode alterar drasticamente a eficácia da configuração fechada, fazendo o seu desempenho se assemelhar ao de um arranjo aberto.

Além de todas as observações citadas acima, também foram apontados alguns avanços alcançados com a modelagem proposta. Isso foi feito comparando os resultados dos modelos

desenvolvidos neste trabalho e de outras formulações encontradas na literatura. De maneira resumida, pode-se dizer que:

- A reprodução adequada das componentes harmônicas de tempo e de espaço do fluxo magnético no interior do motor é essencial para o cálculo correto das perdas na blindagem.
- A consideração da variação da corrente ao longo do comprimento da blindagem é muito importante para a determinação de sua impedância.

Embora este trabalho já apresente um avanço para a implementação da blindagem como solução para as correntes nos mancais do motor, alguns aspectos ainda precisam ser abordados no futuro. De acordo com os resultados obtidos, o material isolante que envolve a blindagem pode ter um papel relevante para a atenuação das correntes de descarga. Assim, é interessante investigar a possibilidade de se utilizar materiais com alta permissividade elétrica, de maneira a reduzir a quantidade de material condutor necessário para compor a blindagem.

Em relação aos modelos de simulação desenvolvidos, algumas questões também podem ser exploradas. Como mostrado no capítulo 3, o acoplamento capacitivo entre o enrolamento e o rotor formado fora da região ativa pode ter um papel crucial para o BVR. Desse modo, os arranjos construídos nesse capítulo podem ser estendidos de maneira a contemplar a análise de uma blindagem posicionada na região da cabeça de bobina.

Considerando a modelagem em 3-D de uma ranhura elaborada no capítulo 4, uma melhor representação do núcleo do estator pode ser investigada, sobretudo para frequências acima de 1 MHz. Ou seja, uma questão interessante a ser explorada é a influência causada na efetividade da blindagem devido a uma distribuição não uniforme da corrente que penetra o núcleo ao longo de seu comprimento. Ademais, podem ser estudadas possíveis variações na determinação da impedância da blindagem, ao não admitir as paredes da ranhura como uma barreira para o fluxo magnético. Diante do exposto, uma modelagem que inclua as laminações do núcleo pode aprimorar os cálculos.

Como existe uma relação de compromisso entre a efetividade da blindagem e as suas perdas adicionais, o emprego de uma metodologia de otimização para definir a melhor configuração é desejável. A sua implementação prática para a medição das grandezas de interesse também se mostra importante.

Outra tarefa importante para viabilizar a instalação da blindagem é um estudo sobre o custo para a fabricação desta máquina especial. Além de conhecer o impacto desse dispositivo na operação do motor, é necessário determinar custos com materiais e instalação associados à construção deste tipo de solução.

Os resultados também mostraram que a presença do material condutor entre o enrolamento e o núcleo pode atuar reduzindo as perdas nas bobinas do estator, quando acionado por fontes não senoidais. Isso permite analisar a inserção da blindagem não apenas no contexto da atenuação das correntes nos mancais, mas abre também um campo para pesquisar sobre possíveis reduções na temperatura e, conseqüentemente, possibilitar uma elevação da capacidade de condução de corrente das bobinas do motor, com o emprego desse dispositivo.

Por fim, é interessante ressaltar que, embora não tenha sido analisado neste trabalho, caso exista o interesse em atenuar simultaneamente tanto as correntes de descarga, quanto as correntes circulantes, a configuração de blindagem fechada pode ser empregada. Em outras palavras, ao cobrir a região entre o enrolamento e o núcleo e a porção entre o enrolamento e o rotor, o arranjo de blindagem fechada pode ser utilizado para a mitigação dessas duas correntes de alta frequência que podem circular pelos mancais da máquina.

BIBLIOGRAFIA

- [1] A. J. Bazurto, E. C. Quispe e R. C. Mendoza, “Causes and failures classification of industrial electric motor,” em *IEEE ANDESCON*, Arequipa, Peru, 2016.
- [2] F. Ferreira, P. Pereirinha e A. d. Almeida, “Study on the bearing currents activity in cage induction motors using finite-element method,” em *Proc. 17th Int. Conf. Electr. Mach*, 2006.
- [3] F. J. T. E. Ferreira, M. V. Cistelecan e A. T. d. Almeida, “Evaluation of Slot-Embedded Partial Electrostatic Shield for High-Frequency Bearing Current Mitigation in Inverter-Fed Induction Motors,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, nº 2, pp. 382 - 390, April 2012.
- [4] W. Tong, *Mechanical Design of Electric Motors*, CRC Press Taylor & Francis Group, 2014.
- [5] A. v. Jouanne, H. Zhang e A. K. Wallace, “An evaluation of mitigation techniques for bearing currents, EMI and overvoltages in ASD applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, nº 5, pp. 1113 - 1122, Agosto 2002.
- [6] O. Magdun, Y. Gemeinder e A. Binder, “Investigation of influence of bearing load and bearing temperature on EDM bearing currents,” em *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Atlanta, USA, 2010.
- [7] J. A. Oliver, G. Guerrero e J. Goldman, “Ceramic Bearings for Electric Motors: Eliminating Damage with New Materials,” *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 23, nº 6, pp. 14 - 20, 2017.
- [8] P. L. Alger e H. W. Samson, “Shaft currents in electric machines,” *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 42, nº 2, pp. 1325 - 1334, 1923.
- [9] C. Pearce, “Bearing Currents - Their Origin and Prevention,” *The Electric Journal*, vol. 24, nº 8, pp. 372-376, 1927.
- [10] S. Chen, T. A. Lipo e D. Fitzgerald, “Source of induction motor bearing currents caused by PWM inverters,” vol. 11, nº 1, pp. 25 - 32, Mar 1996.
- [11] S. Chen e T. A. Lipo, “Circulating type motor bearing current in inverter drives,” vol. 4, nº 1, pp. 32 - 38, Jan 1998.
- [12] A. Muetze, “Thousands of hits: on inverter-induced bearing currents, related work, and the literature,” *Elektrotechnik & Informationstechnik*, vol. 128, nº 11, p. 382–388, Dezembro 2011.
- [13] T. Plazenet, T. Boileau, C. Caironi e B. Nahid-Mobarakeh, “A Comprehensive Study on Shaft Voltages and Bearing Currents in Rotating Machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, nº 4, pp. 3749 - 3759, Mar 2018.
- [14] H. Akagi e S. Tamura, “A Passive EMI Filter for Eliminating Both Bearing Current and Ground Leakage Current From an Inverter-Driven Motor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, nº 5, pp. 1459 - 1469, Setembro 2006.

- [15] R. d. S. Araújo, R. d. A. Rodrigues, H. d. Paula, B. J. C. Filho, L. M. R. Baccarini e A. V. Rocha, "Premature Wear and Recurring Bearing Failures in an Inverter-Driven Induction Motor—Part II: The Proposed Solution," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, nº 6, pp. 92 - 100, Junho 2014.
- [16] A. Muetze e H. W. Oh, "Design Aspects of Conductive Microfiber Rings for Shaft-Grounding Purposes," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, nº 6, pp. 1749 - 1757, Novembro 2008.
- [17] S. Gerber e R.-J. Wangi, "Reduction of Inverter-Induced Shaft Voltages Using Electrostatic Shielding," em *Southern African Universities Power Engineering Conference/Robotics and Mechatronics/Pattern Recognition Association of South Africa (SAUPEC/RobMech/PRASA)*, Bloemfontein, South Africa, South Africa, 2019.
- [18] P. Mäki-Ontto e J. Luomi, "Bearing current prevention of converter-fed AC machines with a conductive shielding in stator slots," *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03*, vol. 1, pp. 274 - 278, Jun 2003.
- [19] IEC60034-25, "Rotating electrical machines - Part 25: AC electrical machines used in power drive systems" - Application guide," 2007.
- [20] A. Muetze e A. Binder, "Practical Rules for Assessment of Inverter-Induced Bearing Currents in Inverter-Fed AC Motors up to 500 kW," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, nº 3, pp. 1614 - 1622, Abril 2007.
- [21] D. F. Busse, J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel e G. L. Skibinski, "An evaluation of the electrostatic shielded induction motor: a solution for rotor shaft voltage buildup and bearing current," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, nº 6, pp. 1563 - 1570, Nov 1997.
- [22] J.-S. Kim e K.-H. Nam, "A method of lowering bearing current with embedded circular comb-like coil," em *IEEE Industry Applications Conference*, Rome, Italy, 2000.
- [23] B. Bai, Y. Wang e X. Wang, "Suppression for Discharging Bearing Current in Variable-Frequency Motors Based on Electromagnetic Shielding Slot Wedge," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, nº 11, Jun 2015.
- [24] O. Magdun, Y. Gemeinder e A. Binder, "Prevention of harmful EDM currents in inverter-fed AC machines by use of electrostatic shields in the stator winding overhang," em *36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society - IECON 2010*, Glendale, AZ, USA, 2010b.
- [25] K. Vostrov, J. Pyrhönen, J. Ahola e M. Niemelä, "Non-circulating Bearing Currents Mitigation Approach Based on Machine Stator Design Options," em *XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2018.
- [26] A. Binder, "High frequency effects in inverter-fed AC electric machinery," em *International Conference on Electrical Machines*, presented as tutorial handouts at ICEM, 2016, 2016.
- [27] J. Ahola, A. Muetze, M. Niemelä e A. Romanenko, "Normalization-Based Approach to Electric Motor BVR Related Capacitances Computation," em *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, San Antonio, TX, USA, 2018.
- [28] A. Muetze, "Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors," Tese de Doutorado, Aachen, Alemanha, 2004.

- [29] D. Busse, J. Erdman, R. Kerkman, D. Schlegel e G. Skibinski, "System electrical parameters and their effects on bearing currents," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, n° 2, pp. 577 - 584, 1997c.
- [30] J. M. Erdman, M. W. U. Allen Bradley Co., R. J. Kerkman, D. W. Schlegel e G. L. Skibinski, "Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, n° 2, pp. 250 - 259, April 1996.
- [31] D. Busse, J. Erdman, R. Kerkman, D. Schlegel e G. Skibinski, "Bearing currents and their relationship to PWM drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, n° 2, pp. 243 - 252, 1997.
- [32] A. Muetze e A. Binder, "Calculation of Motor Capacitances for Prediction of the Voltage Across the Bearings in Machines of Inverter-Based Drive Systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, n° 3, pp. 665 - 672, 2007.
- [33] O. Magdun e A. Binder, "Calculation of roller and ball bearing capacitances and prediction of EDM currents," em *5th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009. IECON*, Porto, Portugal, 2009.
- [34] E. Wittek, M. Kriese, H. Tischmacher, S. Gattermann, B. Ponick e G. Poll, "Capacitances and lubricant film thicknesses of motor bearings under different operating conditions," em *XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Roma, 2010.
- [35] V. Kindl, B. Skala, R. Pechanek, M. Byrtus e K. Hruska, "Calculation of induction machine parasitic capacitances using finite element method," em *ELEKTRO, 2016*, Strbske Pleso, Slovakia, 2016.
- [36] C. S. Chaves, J. R. Camacho, H. d. Paula, M. L. R. Chaves e E. Saraiva, "Capacitances calculation using FEM for transient overvoltage and common mode currents prediction in inverter-driven induction motors," em *IEEE Trondheim PowerTech*, Trondheim, Norway, 2011.
- [37] Y. Gemeinder, M. Schuster, B. Radnai, B. Sauer e A. Binder, "Calculation and validation of a bearing impedance model for ball bearings and the influence on EDM-currents," em *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Berlin, 2014.
- [38] D. Busse, J. Erdman, R. Kerkman, D. Schlegel e G. Skibinski, "The effects of PWM voltage source inverters on the mechanical performance of rolling bearings," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, n° 2, pp. 567 - 576, 06 Agosto 1997.
- [39] D. Busse, J. Erdman, R. Kerkman, D. Schlegel e G. Skibinski, "Characteristics of shaft voltage and bearing currents," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 3, n° 6, pp. 21 - 32, 1997b.
- [40] R. d. S. Araújo, H. d. Paula, R. d. A. Rodrigues, L. M. R. Baccarini e A. V. Rocha, "Premature Wear and Recurring Bearing Failures in an Inverter-Driven Induction Motor—Part I: Investigation of the Problem," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, n° 6, pp. 4861 - 4867, Julho 2015.
- [41] E. Wittek, M. Kriese, H. Tischmacher, S. Gattermann, B. Ponick e G. Poll, "Capacitance of bearings for electric motors at variable mechanical loads," em *XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Marseille, França, 2012.
- [42] A. Binder e A. Muetze, "Scaling Effects of Inverter-Induced Bearing Currents in AC Machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, n° 3, pp. 769 - 776, 2008.

- [43] A. Muetze e A. Binder, "Techniques for Measurement of Parameters Related to Inverter-Induced Bearing Currents," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, nº 5, pp. 1274 - 1283, 2007c.
- [44] P. Mäki-Ontto, "Modeling and reduction of shaft voltages in ac motors fed by frequency converters," Tese de Doutorado, Espoo, Finland, 2006.
- [45] A. Muetze, J. Tamminen e J. Ahola, "Influence of Motor Operating Parameters on Discharge Bearing Current Activit," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, nº 4, pp. 1767 - 1777, 2011.
- [46] V. Niskanen, A. Muetze e J. Ahola, "Study on Bearing Impedance Properties at Several Hundred Kilohertz for Different Electric Machine Operating Parameters," *IEEE Transactions on Industry Applications* , vol. 50, nº 5, pp. 3438 - 3447, 2014.
- [47] A. Muetze, V. Niskanen e J. Ahola, "On Radio-Frequency-Based Detection of High-Frequency Circulating Bearing Current Flow," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, nº 4, pp. 2592 - 2601, 2014.
- [48] H. Tischmacher, I. P. Tsoumas e S. Gattermann, "Probability model for discharge activities in bearings of converter-fed electric motors," em *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Berlin, Germany, 2014.
- [49] W. P. Almeida, H. Paula, A. W. F. V. Silveira e R. S. Araújo, "Contribuições ao Estudo das Correntes de Alta Frequência no Motor de Indução Acionado por Inversor PMW," em *Conferência Internacional de Aplicações Industriais - INDUSCON*, Fortaleza, 2012.
- [50] M. Schuster, J. Springer e A. Binder, "Comparison of a 1.1 kW-induction machine and a 1.5 kW-PMSM regarding common-mode bearing currentsMartin Schuster ; Jonas Springer ; Andreas Binder," em *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Amalfi, Italy, 2018.
- [51] H. Tischmacher e S. Gattermann, "Investigations on bearing currents in converter-fed electrical motors," em *XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Marseille, France, 2012.
- [52] H. Tischmacher, S. Gattermann, M. Kriese e E. Wittek, "Bearing wear caused by converter-induced bearing currents," em *36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society - IECON*, Roma, 2010.
- [53] M. Kriese, E. Wittek, S. Gattermann, H. Tischmacher, G. Poll e B. Ponick, "Influence of bearing currents on the bearing lifetime for converter driven machines," em *XXth International Conference on Electrical Machines*, Marseille, France, 2012.
- [54] H. Tischmacher e S. Gattermann, "Bearing currents in converter operation," em *XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Rome, Italy , 2010.
- [55] O. Magdun, Y. Gemeinder, A. Binder e K. Reis, "Calculation of bearing and common-mode voltages for the prediction of bearing failures caused by EDM currents," em : *8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives*, Bologna, Italy, 2011.
- [56] R. Naik, T. Nondahl, M. Melfi, R. Schiferl e J.-S. Wang, "Circuit model for shaft voltage prediction in induction motors fed by PWM-based AC drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, nº 5, pp. 1294 - 1299, 2003.

- [57] A. Muetze e A. Binder, "Calculation of Circulating Bearing Currents in Machines of Inverter-Based Drive Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 5, n° 2, pp. 932 - 938, 2007.
- [58] M. Schuster e A. Binder, "Comparison of different inverter-fed AC motor types regarding common-mode bearing currents," em *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, QC, Canada, 2015.
- [59] A. Muetze, "On a New Type of Inverter-Induced Bearing Current in Large Drives With One Journal Bearing," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, n° 1, pp. 240 - 248, Jan-Feb 2010.
- [60] P. Mäki-Ontto e J. Luomi, "Induction Motor Model for the Analysis of Capacitive and Induced," em *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, San Antonio, USA , 2005.
- [61] O. Magdun e A. Binder, "An iron core impedance model for calculating high frequency common mode currents and shaft voltages in inverter-fed AC machines," em *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Sorrento, Italy, 2012.
- [62] O. Magdun, A. Binder e Y. Gemeinder, "Representation of iron core and dielectric losses for calculation of common mode stator ground currents in inverter-fed AC machines," em *12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, Basov, Romania, 2010.
- [63] N. Boucenna, S. Hlioui, B. Revol e F. Costa, "Modeling of the propagation of high-frequency currents in AC motors," em *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE)*, Rome, Italy, 2012.
- [64] O. Magdun, Y. Gemeinder e A. Binder, "Rotor impedance of the high frequency circulating bearing current path in inverter-fed AC machines," em *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Denver, USA , 2013.
- [65] H. D. Gersem, A. Muetze, A. Binder e T. Weiland, "Finite-Element Simulation of the Common-Mode Flux in Inverted-Fed Induction Machines," em *6th International Conference on Computational Electromagnetics (CEM)*, Aachen, Germany, 2006.
- [66] R. F. Schiferl e M. J. Melfi, "Bearing current remediation options," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 10, n° 4, pp. 40 - 50, July 2004.
- [67] A. Muetze e A. Binder, "Don't lose your bearings," *IEEE Industry Applications Magazine* , vol. 12, n° 4, pp. 22 - 31, 2006.
- [68] U. T. Shami e H. Akagi, "Identification and Discussion of the Origin of a Shaft End-to-End Voltage in an Inverter-Driven Motor," *IEEE Transactions on Power Electronics* , vol. 25, n° 6, pp. 1615 - 1625, Jun 2010.
- [69] NEMA, "Standards Publication MG 1-2009: Motors and Generators, Part 31, Sec. IV," 2009.
- [70] K. J. Ong Raymond, "An investigation of shaft current in a large sleeve bearing induction machine," Ph.D. dissertation, McMaster University, Hamilton, Canadá, 1999.
- [71] M. J. Costello, "Shaft voltages and rotating machinery," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, n° 2, pp. 419 - 426, 1993.
- [72] C. Ammann e K. Reichert, "Shaft voltages in generators with static excitation systems-problems and solution," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 3, n° 2, pp. 409 - 419, 1988.

- [73] B. Heidler, K. Brune e M. Doppelbauer, "Design aspects of an electrostatic shield in an electric machine for hybrid electric vehicles," em *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*, Glasgow, UK, 2016.
- [74] R. Liu, E. Yang, J. Chen e S. Niu, "Novel Bearing Current Suppression Approach in Doubly-Fed Induction Generators," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 171525 - 171532, 2019.
- [75] J.-K. Park, W. Thusitha, S.-J. Choi e J. Hur, "Shaft-to-frame voltage suppressing approach by applying eletromagnetic shield in IPMSM," em *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, Miami, FL, USA, 2017.
- [76] K. Vostrov, J. Pyrhönen e J. Ahola, "The Role of End-Winding in Building Up Parasitic Capacitances in Induction Motors," em *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, San Diego, CA, USA, USA, 2019.
- [77] "Motor de Indução," 2020. [Online]. Available: https://pt.wikipedia.org/w/index.php?title=Motor_de_indu%C3%A7%C3%A3o&oldid=58117480. [Acesso em 24 Maio 2020].
- [78] C. d. S. Chaves, "Determinação das capacitâncias de fuga de motores de indução através do método dos elementos finitos," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, 2011.
- [79] M. Islam e A. Arkkio, "Effects of pulse-width-modulated supply voltage on eddy currents in the form-wound stator winding of a cage induction motor," *IET Electric Power Applications*, vol. 3, nº 1, pp. 50 - 58, jan 2009.
- [80] M. Islam e A. Arkkio, "Time-stepping finite-element analysis of eddy currents in the form-wound stator winding of a cage induction motor supplied from a sinusoidal voltage source," *IET Electric Power Applications*, vol. 2, nº 4, pp. 256 - 265, jul 2008.
- [81] J. Pippuri, "Finite element analysis of eddy current losses in steel laminations of inverter-fed electrical machines," Espoo, Finland, 2010.
- [82] A. Arkkio, "Analysis of induction motors based on the numerical solution of the magnetic field and circuit equations," Helsinki,, 1987.
- [83] R. D. Weerd, E. Tuinman, K. Hameyer e R. Belmans, "Finite Element Analysis of Steady State Behavior of Squirrel Cage Induction Motors Compared with Measurements," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, nº 2, pp. 2093 - 2096, Março 1997.
- [84] E. Dlala, A. Belahcen e A. Arkkio, "On the Importance of Incorporating Iron Losses in the Magnetic Field Solution of Electrical Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, nº 8, pp. 3101 - 3104, jul 2010.
- [85] K. Yamazaki, A. Suzuki, M. Ohto e T. Takakura, "Circuit Parameters Determination Involving Stray Load Loss and Harmonic Torques for High-Speed Induction Motors Fed by Inverters," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, nº 1, pp. 154 - 163, 2013.
- [86] T. Wellawatta, J.-K. Park, S.-J. Choi e J. Hur, "Reduction method based on looped slot wedges for end to end shaft voltage in inverter driven IPM motor," em *IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC)*, Miami, FL, USA, 2016.

- [87] T. A. Lipo, Introduction to Ac machine design, T. Samad, Ed., Piscataway, New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2017.
- [88] R. Lin e A. Arkkio, "Calculation and Analysis of Stator End-Winding Leakage Inductance of an Induction Machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, nº 4, pp. 2009 - 2014, Abril 2009.

APÊNDICE

A. Trajeto em zig-zag da corrente de modo comum

A simulação desenvolvida com o modelo descrito abaixo teve o objetivo de ilustrar o complexo trajeto da parcela da corrente de modo comum que flui pelas chapas do núcleo do estator (mostrado na página 25). Para isso, um modelo em 2-D que utiliza o método dos elementos finitos foi construído de maneira semelhante ao mostrado em [63]. Nesse caso, é considerado um modelo simplificado de um corte longitudinal no motor, como mostrado na Figura A. 1.

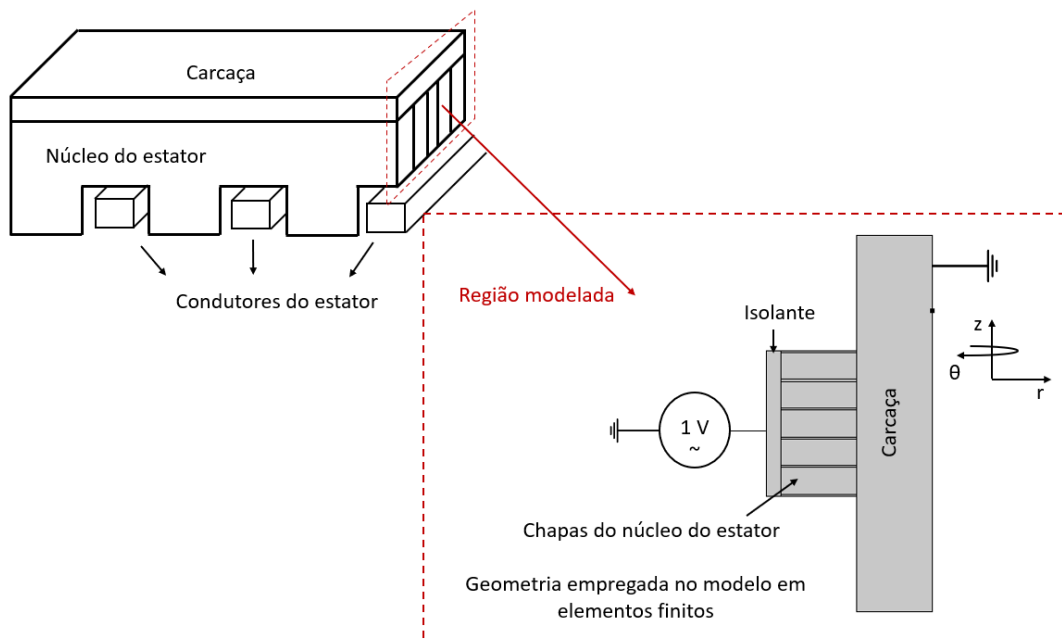


Figura A. 1 - Geometria empregada para o modelo e simulação.

Por causa da simetria em torno do eixo, o problema é solucionado utilizando coordenadas cilíndricas. Nessa situação as correntes fluem no plano rz . Assim, o potencial vetor A possui componentes não nulas na direção r e na direção z (A_r , 0 , A_z). Portanto, o campo magnético existe somente na direção azimutal (0 , B_θ , 0). Para levar em conta tanto os efeitos elétricos quanto magnéticos, as equações de Maxwell são resolvidas por meio da formulação A-V no domínio da frequência, como mostrado abaixo.

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times \underline{A} + (j\omega\sigma - \omega^2\varepsilon)\underline{A} + (\sigma + j\omega\varepsilon)\nabla V = 0 \quad (A.1)$$

$$\nabla \cdot ((j\omega\sigma - \omega^2\varepsilon)\underline{A} + (\sigma + j\omega\varepsilon)\nabla V) = 0$$

Para representar as bobinas do estator, a tensão de 1 V é aplicada na fronteira mais externa do isolante, como mostrado pela fonte de tensão na Figura A. 1. Além disso, para representar o aterramento da carcaça, um potencial nulo é atribuído no canto superior direito da Figura A. 1. A frequência empregada para a simulação foi de 100 kHz.

A Figura A. 2 mostra a distribuição da densidade de corrente no interior das chapas do núcleo do estator. As setas indicam a direção, o sentido e a amplitude dessa grandeza. Como pode ser observado, devido ao efeito pelicular, a corrente se distribui preferencialmente em uma estreita camada nas superfícies dos condutores. Nessa situação, após penetrar o núcleo, ela não atravessa diretamente a carcaça em direção ao ponto aterrado. Na realidade, ela realiza um complexo trajeto em zig zag percorrendo as superfícies das chapas. Além disso, a Figura A. 2 mostra também que, à medida em que se aproxima do ponto aterrado, maior é a intensidade da corrente, uma vez que a contribuição de todas as parcelas distribuídas ao longo das chapas adjacentes se somam à medida que se aproximam do aterramento.

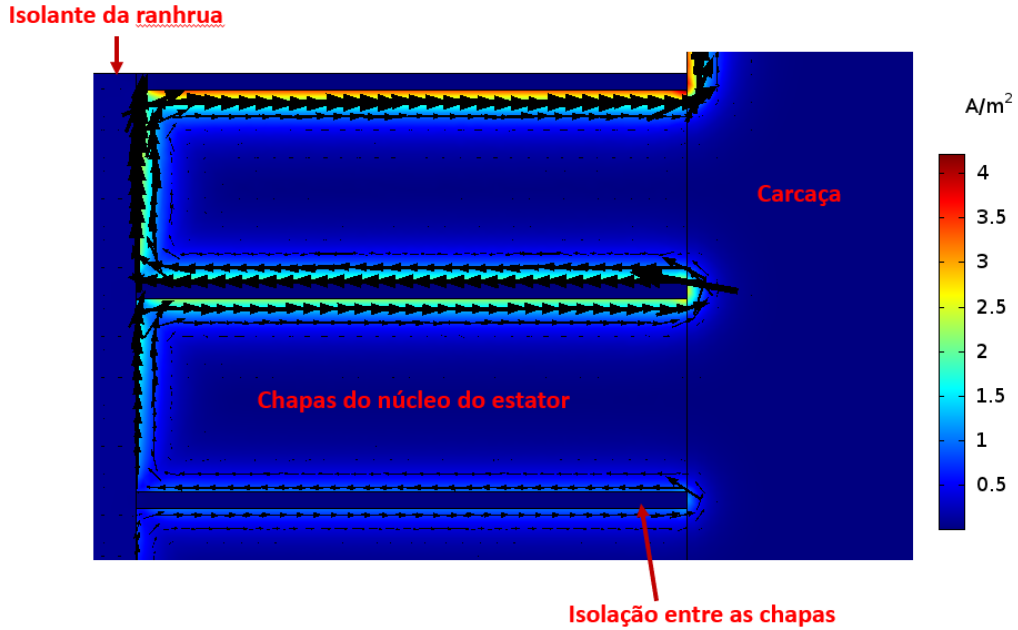


Figura A. 2 - Ilustração do trajeto em zig zag realizado pela corrente de modo comum ao percorrer as lâminas do núcleo.

Ao percorrer as chapas do núcleo do estator, a corrente de modo comum gera um fluxo magnético de alta frequência. Para ilustrar a sua presença, a Figura A. 3 mostra a distribuição da densidade de fluxo magnético para a mesma simulação realizada anteriormente. Assim como ocorre com a corrente, este fluxo também se concentra em uma estreita camada nas superfícies das lâminas do núcleo, em consequência do efeito pelicular.

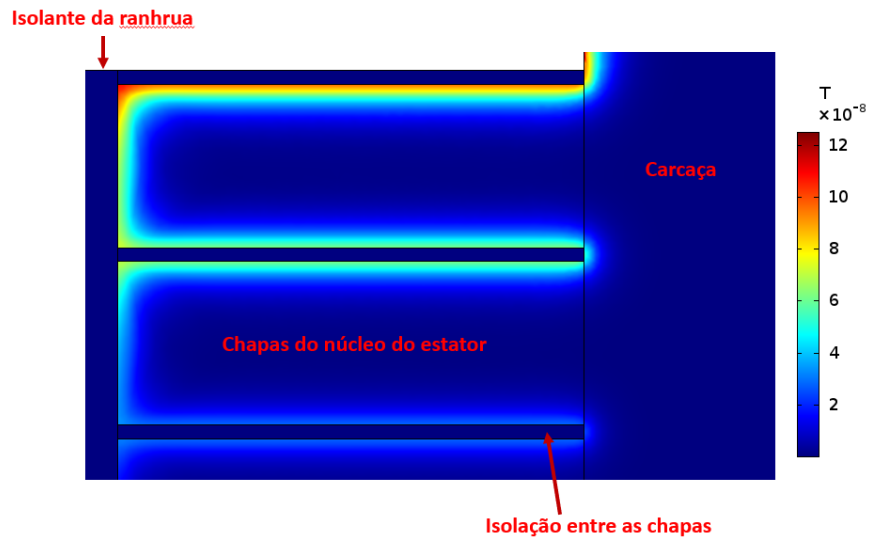


Figura A. 3 - Distribuição da densidade de fluxo gerada pela corrente de modo comum.

B. Valores dos parâmetros empregados no circuito proposto

No capítulo 4 o circuito equivalente mostrado na Figura 4.2 foi proposto para o cálculo da efetividade da blindagem que atenua as correntes circulantes de alta frequência pelos mancais. Neste contexto, as Tabelas B.1, B.2, B.3, B.4, B.5 e B.6 apresentam os valores dos parâmetros deste circuito calculados a partir da metodologia descrita na seção 4.4.2, considerando todas as configurações de blindagem testadas.

Tabela B. 1 - Capacitâncias do motor com e sem blindagem - Configurações abertas e fechadas, com 0,1 mm de espessura e 27 mm, 48 mm e 55 mm de altura - Resultados obtidos considerando apenas uma ranhura do estator

	Original	28 - Aberta	48 - Aberta	55 - Aberta	48- Fechada	55- Fechada
C_{wf} (pF)	294,0	123,7	10,0	$0,1 \times 10^{-1}$	0	0
C_{wr} (pF)	0,7	0,7	0,7	0,6	0	0
C_{rf} (pF)	19,4	194	19,3	14,4	18,9	14,0
C_{wsh} (pF)	-	186,8	312,0	322,6	334,8	323,3
C_{shf} (nF)	-	4,1	6,6	7,5	6,8	7,5
C_{rsh} (pF)	-	0	$0,5 \times 10^{-1}$	5,4	1,1	16,0

Tabela B. 2 - Capacitâncias do motor com blindagem - Configurações abertas e fechadas, com 55 mm de altura. 0,025 mm e 0,4 mm de espessura - Resultados obtidos considerando apenas uma ranhura do estator

	0,025 Aberta	0,025 - Fechada	0,4 - Aberta	0,4 - Fechada
C_{wf} (pF)	$0,2 \times 10^{-1}$	0	$5,0 \times 10^{-3}$	0
C_{wr} (pF)	0,6	0	0,5	0
C_{rf} (pF)	14,6	13,9	14,1	14,0
C_{wsh} (pF)	300,9	311,9	379,4	380,0
C_{shf} (nF)	7,1	7,5	7,5	7,5
C_{rsh} (pF)	5,0	16,0	6,6	16,0

Tabela B. 3 - Resistência e indutância da blindagem - Configurações aberta, com 0,1 mm de espessura, alumínio (exceto última coluna), alturas de 28 mm, 48 mm e 55 mm – Resultados obtidos considerando apenas uma ranhura do estator

Altura (mm)	28 - Aberta		48 - Aberta		55 - Aberta		55 - Aberta cobre	
$R_{sh} (\mu\Omega)$ $L_{sh} (pH)$	R_{sh}	L_{sh}	R_{sh}	L_{sh}	R_{sh}	L_{sh}	R_{sh}	L_{sh}
10 kHz	531,4	139,8	329,2	86,7	286,3	79,8	171,8	79,8
25 kHz	531,4	139,8	329,3	86,7	286,3	79,8	171,8	79,7
50 kHz	531,5	139,8	329,3	86,7	286,4	79,7	172,0	79,7
75 kHz	531,8	139,7	329,4	86,7	286,7	79,7	172,3	79,5
100 kHz	532,1	139,7	329,6	86,7	286,9	79,6	172,8	79,4
150 kHz	532,9	139,5	330,0	86,6	287,7	79,4	173,8	79,0
200 kHz	534,1	139,3	330,5	86,5	288,7	79,2	175,1	78,5
250 kHz	535,4	139,1	331,2	86,4	289,8	79,0	176,4	78,2
300 kHz	536,9	138,8	332,0	86,3	291,0	78,7	177,8	77,8
350 kHz	538,5	138,6	332,8	86,3	292,3	78,5	179,3	77,5
400 kHz	540,2	138,3	333,8	86,2	293,7	78,2	180,8	77,3
450 kHz	542,1	138,1	334,8	86,1	295,1	78,0	182,4	77,1
500 kHz	544,0	137,9	335,9	86,0	296,5	77,8	184,1	76,9
550 kHz	546,0	137,7	337,1	85,9	297,9	77,6	185,8	76,7
600 kHz	548,1	137,6	338,3	85,9	299,4	77,5	187,6	76,5
650 kHz	550,2	137,4	339,6	85,8	300,9	77,3	189,6	76,4
700 kHz	552,5	137,2	341,0	85,7	302,5	77,2	191,6	76,3
750 kHz	554,9	137,1	342,4	85,7	304,1	77,1	193,8	76,1
800 kHz	557,3	137,0	344,0	85,6	305,7	76,9	196,0	76,0
850 kHz	559,8	136,8	345,6	85,5	307,4	76,8	198,3	75,9
900 kHz	562,6	136,7	347,3	85,5	309,1	76,7	200,8	75,8
950 kHz	565,3	136,6	349,0	85,4	310,9	76,6	203,3	75,7
1 MHz	568,2	136,5	350,8	86,4	312,8	76,5	205,9	75,6
1,5 MHz	602,3	137,2	373,1	85,9	334,3	76,7	235,8	75,3
2 MHz	646,0	136,2	401,9	85,2	361,4	76,0	271,2	74,1
2,5 MHz	697,3	135,1	435,6	84,5	393,0	75,3	308,6	72,8
3 MHz	754,0	134,0	473,0	83,8	427,8	74,6	345,6	71,7
3,5 MHz	813,8	132,9	512,4	83,1	464,4	73,8	381,0	70,6
4 MHz	875,2	131,7	552,8	82,3	501,9	73,1	414,2	69,6
4,5 MHz	936,8	130,6	593,2	81,5	539,3	72,4	445,1	68,8
5 MHz	997,4	129,5	633,0	80,8	576,1	71,7	473,9	68,0

Tabela B. 4 - Resistência e indutância da blindagem - Configurações fechadas, com 0,1 mm de espessura, alumínio (exceto última coluna) – Resultados obtidos considerando apenas uma ranhura do estator

Altura (mm)	48- Fechada		55 - Fechada		55 – Fechada Cobre	
R _{sh} (μΩ) L _{sh} (pH)	R _{sh}	L _{sh}	R _{sh}	L _{sh}	R _{sh}	L _{sh}
10 kHz	292,6	97,6	266,7	105,0	160.3	104.2
25 kHz	294,5	95,9	268,0	102,8	162.1	99.4
50 kHz	298,4	92,4	271,3	97,5	165.2	91.4
75 kHz	301,4	89,8	274,5	92,7	167.2	86.7
100 kHz	303,4	88,2	276,9	89,1	168.6	84.0
150 kHz	305,9	86,3	280,3	84,9	170.6	81.3
200 kHz	307,6	85,3	282,6	82,7	172.3	79.9
250 kHz	308,9	84,7	284,4	81,3	173.8	79.1
300 kHz	310,1	84,3	286,1	80,4	175.3	78.5
350 kHz	311,2	84,0	287,7	79,7	176.8	78.0
400 kHz	312,4	83,8	289,2	79,2	178.4	77.6
450 kHz	313,6	83,6	290,7	78,8	180.0	77.4
500 kHz	314,8	83,4	292,2	78,5	181.6	77.1
550 kHz	316,1	83,3	293,7	78,2	183.4	76.9
600 kHz	317,4	83,2	295,3	77,9	185.2	76.7
650 kHz	318,8	83,0	296,8	77,7	187.2	76.6
700 kHz	320,2	82,9	298,4	77,5	189.2	76.4
750 kHz	321,7	82,9	300,0	77,4	191.3	76.3
800 kHz	323,2	82,8	301,7	77,2	193.6	76.1
850 kHz	324,9	82,7	303,3	77,1	195.9	76.0
900 kHz	326,6	82,6	305,1	76,9	198.3	75.9
950 kHz	328,4	82,6	306,9	76,8	200.9	75.8
1 MHz	330,2	82,5	308,7	76,7	203.5	75.7
1,5 MHz	352,2	82,9	330,2	76,8	233.3	75.3
2 MHz	380,6	82,2	357,3	76,1	268.7	74.1
2,5 MHz	413,9	81,5	388,8	75,3	306.0	72.9
3 MHz	450,6	80,8	423,5	74,6	343.0	71.7
3,5 MHz	489,4	80,0	460,1	73,9	378.2	70.6
4 MHz	529,0	79,3	497,5	73,1	411.3	69.6
4,5 MHz	568,7	78,5	534,8	72,4	442.1	68.8
5 MHz	607,6	77,8	571,5	71,7	470.8	68.0

Tabela B. 5 - Resistência e indutância da blindagem – Configurações de alumínio, abertas e fechadas, com 55 mm de altura, 0,025 mm e 0,4 mm de espessura – Resultados obtidos considerando apenas uma ranhura do estator

Altura (mm)	0,025 Aberta		0,025 - Fechada		0,4 - Aberta		0,4 - Fechada	
R _{sh} (μΩ) L _{sh} (pH)	R _{sh}	L _{sh}	R _{sh}	L _{sh}	R _{sh}	L _{sh}	R _{sh}	L _{sh}
10 kHz	1143,7	62,6	1062,8	87,0	70,9	140,1	67,2	161,7
25 kHz	1143,8	62,6	1063,2	86,9	71,8	139,0	69,7	148,9
50 kHz	1143,7	62,6	1064,4	86,4	74,6	136,1	73,3	139,8
75 kHz	1143,8	62,6	1066,3	85,6	78,3	133,4	77,2	135,4
100 kHz	1143,8	62,6	1068,9	84,7	82,7	131,0	81,6	132,3
150 kHz	1143,9	62,6	1074,9	82,3	93,3	126,8	92,2	127,6
200 kHz	1144,0	62,6	1081,6	79,7	105,4	122,7	104,3	123,4
250 kHz	1144,2	62,5	1087,9	77,3	118,2	118,9	117,1	119,4
300 kHz	1144,3	62,5	1093,6	75,1	130,9	115,3	129,8	115,8
350 kHz	1144,6	62,5	1098,6	73,3	143,1	112,1	142,0	112,5
400 kHz	1144,8	62,5	1102,9	71,7	154,8	109,2	153,6	109,5
450 kHz	1145,1	62,5	1106,6	70,5	165,8	106,6	164,5	106,9
500 kHz	1145,5	62,5	1109,7	69,4	176,1	104,3	174,9	104,6
550 kHz	1145,9	62,4	1112,4	68,5	186,0	102,3	184,6	102,5
600 kHz	1146,2	62,4	1114,8	67,7	195,3	100,5	193,9	100,7
650 kHz	1146,6	62,4	1117,0	67,1	204,2	98,9	202,8	99,0
700 kHz	1147,0	62,4	1118,9	66,5	212,8	97,4	211,3	97,6
750 kHz	1147,4	62,3	1120,5	66,1	221,0	96,1	219,5	96,2
800 kHz	1147,9	62,3	1122,1	65,7	229,1	94,8	227,5	95,0
850 kHz	1148,3	62,3	1123,6	65,3	236,9	93,7	235,2	93,8
900 kHz	1148,8	62,2	1125,0	65,0	244,5	92,7	242,8	92,8
950 kHz	1149,4	62,2	1126,1	64,7	251,9	91,7	250,2	91,8
1 MHz	1149,9	62,2	1127,3	64,4	259,2	90,8	257,4	90,9
1,5 MHz	1155,3	61,9	1136,5	62,9	316,2	85,0	314,1	85,1
2 MHz	1160,6	61,5	1143,3	62,1	369,3	80,8	366,8	80,9
2,5 MHz	1165,5	61,3	1148,8	61,6	416,5	77,9	413,8	78,0
3 MHz	1169,7	61,0	1153,3	61,2	459,6	75,8	456,7	75,8
3,5 MHz	1173,4	60,9	1157,1	61,0	499,8	74,1	496,6	74,1
4 MHz	1176,6	60,7	1160,5	60,8	537,7	72,7	534,4	72,8
4,5 MHz	1179,7	60,6	1163,6	60,7	573,8	71,6	570,3	71,6
5 MHz	1182,5	60,5	1166,5	60,6	608,3	70,6	604,6	70,7

Tabela B. 6 - Resistência e indutância do núcleo – Resultados obtidos considerando apenas uma ranhura do estator

	Resistência do núcleo	Indutância do núcleo
	$R_c (\Omega)$	$L_c (\mu H)$
10 kHz	7.8	124.4
25 kHz	12.4	78.7
50 kHz	17.5	55.6
75 kHz	21.4	45.4
100 kHz	24.7	39.3
150 kHz	30.3	32.1
200 kHz	35.0	27.8
250 kHz	39.1	24.9
300 kHz	42.8	22.7
350 kHz	46.3	21.0
400 kHz	49.4	19.7
450 kHz	52.4	18.5
500 kHz	55.3	17.6
550 kHz	58.0	16.8
600 kHz	60.6	16.1
650 kHz	63.0	15.4
700 kHz	65.4	14.9
750 kHz	67.7	14.4
800 kHz	69.9	13.9
850 kHz	72.1	13.5
900 kHz	74.2	13.1
950 kHz	76.2	12.8
1 MHz	78.2	12.4
1,5 MHz	95.8	10.2
2 MHz	110.6	8.8
2,5 MHz	123.6	7.9
3 MHz	135.4	7.2
3,5 MHz	146.3	6.7
4 MHz	156.4	6.2
4,5 MHz	165.9	5.9
5 MHz	174.8	5.6

C. Resumo das publicações relacionadas ao tema do trabalho

Abaixo estão listadas as publicações que foram realizadas até o momento que envolvem o assunto deste trabalho:

1. M. T. A. Êvo, H. d. Paula, “Electrostatic shielding for bearings discharge currents attenuation: analysis of its effectiveness, losses and impact on the motor performance – a study for design guidelines”, *IET Electric Power Applications*, vol. 14, nº 6, pp. 1050 - 1059, 2020.
2. M. T. A. Êvo, H. d. Paula, “Blindagens Eletrostáticas para a Redução das Correntes nos Rolamentos do Motor de Indução”, em *International Conference on Industry Applications – INDUSCON 2018*, São Paulo, Brasil, 2018.
3. M. T. A. Êvo, H. d. Paula, “Análise e discussão das correntes parasitas de alta frequência no interior do motor de indução”, *XXII Congresso Brasileiro de Automática - CBA 2018*, João Pessoa, Brasil, 2018.