



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE
COMPUTAÇÃO



Khristian Marques de Andrade Júnior

Aplicação de Técnicas SPWM na Segmentação dos Polos da Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes para Redução na Ondulação do Torque

Goiânia – GO

2020



UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE COMPUTAÇÃO

TERMO DE CIÊNCIA E DE AUTORIZAÇÃO (TECA) PARA DISPONIBILIZAR VERSÕES ELETRÔNICAS DE TESES

E DISSERTAÇÕES NA BIBLIOTECA DIGITAL DA UFG

Na qualidade de titular dos direitos de autor, autorizo a Universidade Federal de Goiás (UFG) a disponibilizar, gratuitamente, por meio da Biblioteca Digital de Teses e Dissertações (BDTD/UFG), regulamentada pela Resolução CEPEC nº 832/2007, sem ressarcimento dos direitos autorais, de acordo com a [Lei 9.610/98](#), o documento conforme permissões assinaladas abaixo, para fins de leitura, impressão e/ou download, a título de divulgação da produção científica brasileira, a partir desta data.

O conteúdo das Teses e Dissertações disponibilizado na BDTD/UFG é de responsabilidade exclusiva do autor. Ao encaminhar o produto final, o autor(a) e o(a) orientador(a) firmam o compromisso de que o trabalho não contém nenhuma violação de quaisquer direitos autorais ou outro direito de terceiros.

1. Identificação do material bibliográfico

☒ Dissertação ☐ Tese

2. Nome completo do autor

KHRISTIAN MARQUES DE ANDRADE JÚNIOR

3. Título do trabalho

"Aplicação de Técnicas SPWM na Segmentação dos Polos da Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes para Redução na Ondulação do Torque"

4. Informações de acesso ao documento (este campo deve ser preenchido pelo orientador)

Concorda com a liberação total do documento ☒ SIM ☐ NÃO¹

[1] Neste caso o documento será embargado por até um ano a partir da data de defesa. Após esse período, a possível disponibilização ocorrerá apenas mediante:

a) consulta ao(a) autor(a) e ao(a) orientador(a);

b) novo Termo de Ciência e de Autorização (TECA) assinado e inserido no arquivo da tese ou dissertação.

O documento não será disponibilizado durante o período de embargo.

Casos de embargo:

- Solicitação de registro de patente;
- Submissão de artigo em revista científica;
- Publicação como capítulo de livro;
- Publicação da dissertação/tese em livro.

Obs. Este termo deverá ser assinado no SEI pelo orientador e pelo autor.



Documento assinado eletronicamente por **KHRISTIAN MARQUES DE ANDRADE JÚNIOR**, Discente, em 15/01/2021, às 09:55, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).

Documento assinado eletronicamente por **Geyverson Teixeira De Paula**, Professor do Magistério Superior, em 15/01/2021, às 09:55, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º,



§ 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site

[https://sei.ufg.br/sei/controlador_externo.php?](https://sei.ufg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0)

[acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0](https://sei.ufg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0), informando o código verificador **1805473** e o código CRC **57DA908B**.

Referência: Processo nº 23070.033196/2020-42

SEI nº 1805473



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE
COMPUTAÇÃO



Khristian Marques de Andrade Júnior

Aplicação de Técnicas SPWM na Segmentação dos Polos da Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes para Redução na Ondulação do Torque

Dissertação de mestrado apresentada ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Federal de Goiás, para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Computação.

Orientador: Prof. Dr. Geyverson Teixeira de Paula

Universidade Federal de Goiás – UFG

Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação

Goiânia – GO

2020

Andrade Júnior, Khristian Marques de

Aplicação de Técnicas SPWM na Segmentação dos Polos da Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes para Redução na Ondulação do Torque/ Khristian Marques de Andrade Júnior. – Goiânia – GO, 2020-

100 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Geyverson Teixeira de Paula

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Goiás – UFG

Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, 2020.

1. Redução nas Ondulações de Torque. 2. Segmentação dos polos. 2. Técnicas SPWM. 4. Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes. I. Prof. Dr. Geyverson Teixeira de Paula. II. Universidade Federal de Goiás. III. Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação. IV. Título.



UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS

ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE COMPUTAÇÃO

ATA DE DEFESA DE DISSERTAÇÃO

Ata nº 10/2020 da sessão de Defesa de Dissertação de **KHRISTIAN MARQUES DE ANDRADE JÚNIOR**, que confere o título de Mestre em **Engenharia Elétrica e de Computação**, na área de concentração em **Engenharia Elétrica**.

Aos **vinte dias do mês de agosto de dois mil e vinte**, a partir das **14h00min**, realizou-se a sessão pública de Defesa de Dissertação intitulada “**Aplicação de Técnicas SPWM na Segmentação dos Polos da Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes para Redução na Ondulação do Torque**”. Os trabalhos foram instalados pelo Orientador, Professor Doutor Geyverson Teixeira de Paula (EMC/UFG) com a participação dos demais membros da Banca Examinadora: Professor Doutor Wander Gonçalves da Silva (EMC/UFG), membro titular externo e Professor Doutor Bernardo Pinheiro de Alvarenga (EMC/UFG), membro titular interno. A banca aconteceu por videoconferência. Durante a arguição os membros da banca **não fizeram** sugestão de alteração do título do trabalho. A Banca Examinadora reuniu-se em sessão secreta a fim de concluir o julgamento da Dissertação, tendo sido o candidato **aprovado** pelos seus membros. Proclamados os resultados pelo Professor Doutor Geyverson Teixeira de Paula, Presidente da Banca Examinadora, foram encerrados os trabalhos e, para constar, lavrou-se a presente ata que é assinada pelos Membros da Banca Examinadora, aos vinte dias do mês de agosto do ano de dois mil e vinte.

TÍTULO SUGERIDO PELA BANCA



Documento assinado eletronicamente por **Geyverson Teixeira De Paula, Professor do Magistério Superior**, em 20/08/2020, às 16:05, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Bernardo Pinheiro De Alvarenga, Professor do Magistério Superior**, em 20/08/2020, às 16:05, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Wander Gonçalves Da Silva, Professor do Magistério Superior**, em 20/08/2020, às 16:05, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **KHRISTIAN MARQUES DE ANDRADE JÚNIOR, Discente**, em 20/08/2020, às 16:16, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.ufg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **1493278** e o código CRC **DE1DB34E**.

Referência: Processo nº 23070.033196/2020-42

SEI nº 1493278

aos meus pais e avós.

“All we have to decide is what to do with the time that is given us.”
(J.R.R Tolkien)

Resumo

No presente trabalho são propostos seis métodos para a aplicação de técnicas PWM na segmentação dos polos da máquina síncrona de ímãs permanentes com o objetivo de se reduzir o valor das ondulações no torque. Tais métodos reduzem a ondulação no torque por meio da eliminação das harmônicas de baixa ordem da tensão induzida e redução na amplitude do torque de borda. As técnicas PWM consideradas aqui são a senoidal unipolar, bipolar, trapezoidal e senoidal com injeção de harmônicas. Uma análise em elementos finitos das máquinas projetadas, nas condições a vazio e em carga, é realizada para a validação dos métodos apresentados. Constatase que o Método 1 apresenta os melhores resultados quando o índice de modulação de amplitude foi mantido constante e com valor unitário, garantindo uma redução no torque de borda de 78,54%, todavia também reduzindo o torque eletromagnético em 17,87%. A grande desvantagem dos Métodos 2, 5 e 6 é a presença de harmônicas de baixa ordem em sua tensão induzida. O efeito da utilização de enrolamentos com passo fracionário é avaliado juntamente com esses métodos para contornar o problema mencionado, todavia observa-se que, ao contrário do desejado, as ondulações no torque sofrem elevação, além de seu valor médio ser reduzido. Além disso, constata-se que a eliminação de segmentos com comprimento inferior a 5° resulta, em geral, em um aumento das harmônicas da tensão induzida e um comportamento do torque de borda sem um padrão trivial aparente. Finalmente, um processo de otimização é realizado para os Métodos 1, 5 e 6, pois estes apresentam os melhores resultados, para determinação dos valores ótimos dos índices de modulação de amplitude e frequência que garantem uma redução no torque de borda e mitigam a depreciação no torque da máquina. Nesse cenário, o Método 6 possui os melhores resultados, reduzindo as ondulações em cerca de 88,02%, e elevando em 4,55% a fundamental da densidade de fluxo no entreferro com relação ao valor da máquina de referência. **Palavras-chave:** Máquina síncrona de ímãs permanentes, projeto da máquina, segmentação dos polos, redução das ondulações do torque, técnicas PWM.

Abstract

In the present work, six methods are proposed considering the application of PWM techniques in the pole segmentation of permanent magnet synchronous machines in order to reduce the value of the torque ripple. Such methods reduce this ripple by eliminating the back-emf low-order harmonics and reducing the amplitude of the cogging torque. The PWM techniques considered here are the unipolar sinusoidal, bipolar, trapezoidal and sinusoidal with harmonic injection. A finite element analysis of the designed machines, under no load and under load conditions, is carried out in order to validate the presented methods. Method 1 presents the best results when the amplitude modulation index was kept constant and with unit value, guaranteeing a reduction in the cogging torque of 78.54%, however also reducing the electromagnetic torque by 17.87%. The major disadvantage of Methods 2, 5 and 6 is the presence of low order harmonics in their back-emf. The effect of using fractional-pitch winding is evaluated when these methods are considered to surpass the mentioned problem, however it is observed that, contrary to what is desired, the torque ripple increases, while its average value reduces. Furthermore, the elimination of segments with width of less than 5° results, in general, in an increase of the back-emf harmonics and a behavior of the cogging torque without an apparent trivial pattern. Finally, an optimization process is carried out for Methods 1, 5 and 6, as these present the best results, to determine the optimal values of the amplitude and frequency modulation indices that guarantee a reduction in the cogging torque and mitigate the depreciation in the machine torque. In this scenario, Method 6 has the best results, reducing the torque ripple by about 88.02%, and increasing the fundamental density of the air gap flux by 4.55% in relation to that one of the reference machine. **Keywords:** Permanent magnet synchronous machine, machine design, pole segmentation, torque ripple reduction, PWM techniques.

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Formas de ondas ideais de λ^2 e B_s^2	25
Figura 1.2 – Comportamento das harmônicas espaciais do fluxo magnético.	26
Figura 1.3 – Comportamento do fator de passo do enrolamento para quatro polos e 24 ranhuras.	27
Figura 1.4 – Alteração na geometria do estator.	28
Figura 1.5 – Alteração na geometria do rotor.	30
Figura 1.6 – Exemplo de segmentação dos polos.	31
Figura 1.7 – Geometrias propostas para a segmentação dos polos.	32
Figura 2.1 – Exemplo de moduladora e portadora	33
Figura 2.2 – Exemplo de uma sequência PWM	34
Figura 2.3 – Pulsos simétricos isolados	35
Figura 2.4 – SPWM Bipolar.	37
Figura 2.4 – SPWM Bipolar (continuação).	38
Figura 2.5 – Conteúdo harmônico da sequência obtida com o SPWM Bipolar	38
Figura 2.6 – SPWM Unipolar.	39
Figura 2.6 – SPWM Unipolar (continuação).	40
Figura 2.7 – Conteúdo harmônico da sequência obtida com o SPWM Unipolar	41
Figura 2.8 – PWM Trapezoidal.	42
Figura 2.9 – Conteúdo harmônico da sequência obtida com o SPWM Trapezoidal . .	43
Figura 2.10–SPWM com injeção de harmônicas.	44
Figura 2.10–SPWM com injeção de harmônicas (continuação).	45
Figura 2.11–Conteúdo harmônico da sequência obtida com o a injeção de harmônicas	45
Figura 3.1 – Formato dos polos para o Método 1.	47
Figura 3.2 – Formato dos polos para os Métodos 2, 3 e 4.	47
Figura 3.2 – Formato dos polos para os Métodos 2, 3 e 4 (continuação).	48
Figura 3.3 – Formato dos polos para o Método 5.	48
Figura 3.4 – Formato dos polos para o Método 6.	49
Figura 3.5 – Conteúdo harmônico de B_s^2 devido à aplicação dos métodos propostos.	50
Figura 3.6 – Formas de onda ideal de λ^2 e seu conteúdo harmônico.	51
Figura 4.1 – Densidade de fluxo no entreferro sem ranhuras obtida analiticamente e por elementos finitos.	53
Figura 4.2 – Permeância do entreferro obtida analiticamente.	55
Figura 4.3 – Densidade de fluxo no entreferro com ranhuras obtida analiticamente e por elementos finitos.	56
Figura 4.4 – Torque de borda obtido analiticamente e por FEA.	58
Figura 4.5 – Tensão induzida obtida analiticamente e por FEA.	58

Figura 5.1 – Máquinas de referência.	60
Figura 5.2 – Densidade de fluxo no entreferro para $m_f = 15$ e quatro polos.	61
Figura 5.3 – Densidade de fluxo no entreferro para $m_f = 30$ e oito polos.	61
Figura 5.4 – Fluxo concatenado pelos enrolamentos em função de m_f	62
Figura 5.5 – THD da tensão induzida em função de m_f	62
Figura 5.6 – Torque eletromagnético em função de m_f	63
Figura 5.7 – Torque de borda em função de m_f	64
Figura 5.8 – Ondulações do torque em função de m_f	65
Figura 5.9 – Densidade de fluxo no entreferro para $m_f = 15$ e quatro polos.	66
Figura 5.10–Fluxo concatenado pelos enrolamentos em função de m_f	67
Figura 5.11–THD da tensão induzida em função de m_f	68
Figura 5.12–Torque eletromagnético em função de m_f	69
Figura 5.13–Torque de borda em função de m_f	70
Figura 5.14–Ondulações do torque em função de m_f	70
Figura 5.15–Densidade de fluxo no entreferro para $m_f = 15$ e quatro polos.	71
Figura 5.16–Fluxo concatenado pelos enrolamentos em função de m_f	72
Figura 5.17–THD da tensão induzida em função de m_f	72
Figura 5.18–Torque eletromagnético em função de m_f	73
Figura 5.19–Torque de borda em função de m_f	74
Figura 5.20–Ondulações do torque em função de m_f	74
Figura 5.20–Ondulações do torque em função de m_f (continuação).	75
Figura 5.21–Comparação entre a THD da tensão induzida dos seis métodos.	77
Figura 5.22–Formas de onda da tensão induzida para todos os métodos.	78
Figura 5.23–Distorção na tensão induzida da máquina de oito polos para m_f elevado.	79
Figura 5.24–Comparação entre o torque de borda dos seis métodos.	80
Figura 5.25–Comparação entre as ondulações do torque dos seis métodos.	81
Figura 5.26–Formas de onda do torque eletromagnético com corrente quadrada para todos os métodos.	82
Figura 5.27–Comparação entre o volume de ímãs utilizados nos seis métodos.	84
Figura 5.28–THD da tensão induzida em função de m_f com passo fracionário.	85
Figura 5.29–Torque eletromagnético em função de m_f com passo fracionário.	85
Figura 5.30–Torque eletromagnético em função de m_f com passo fracionário (conti- nuação).	86
Figura 5.31–Ondulações do torque em função de m_f com passo fracionário.	86
Figura 5.32–THD da tensão induzida em função do menor segmento aceitável.	88
Figura 5.33–Torque de borda em função do menor segmento aceitável.	89

Lista de tabelas

Tabela 5.1 – Parâmetros das máquinas avaliadas.	59
Tabela 5.2 – Resultados para a máquina de quatro polos.	75
Tabela 5.3 – Resultados para a máquina de oito polos.	76
Tabela 5.4 – Comparação entre os resultados para M2, M5 e M6 com bobinas de passo pleno e fracionário para a máquina de quatro polos.	87
Tabela 5.5 – Comparação entre os resultados para M2, M5 e M6 com bobinas de passo pleno e fracionário para a máquina de oito polos.	87
Tabela 5.6 – Resultados não-otimizados e otimizados da máquina de quatro polos para M1, M5 e M6.	91
Tabela 5.7 – Resultados não-otimizados e otimizados da máquina de oito polos para M1, M5 e M6.	92

Lista de símbolos

A	Amplitude dos pulsos
A_c	Amplitude da portadora
A_f	Amplitude da harmônica fundamental da sequência de pulsos obtida pela técnica SPWM unipolar
A_m	Amplitude da moduladora
A_t	Amplitude da onda triangular que dá origem a trapezoidal
A_1	Amplitude da onda trapezoidal
B	Densidade de fluxo no entreferro
B_g	Valor máximo da densidade de fluxo no entreferro
$B_{gr'}, B_{gt'}$	Componente radial e tangencial da densidade de fluxo do entreferro com ranhuras obtidas com análise em elementos finitos
B_{gr}, B_{gt}	Componente radial e tangencial da densidade de fluxo do entreferro com ranhuras
B_r, B_t	Componente radial e tangencial da densidade de fluxo do entreferro sem ranhuras
B'_r, B'_t	Componente radial e tangencial da densidade de fluxo do entreferro sem ranhuras obtidas com análise em elementos finitos
B_{res}	Densidade de fluxo residual dos ímãs
B_s	Densidade de fluxo no entreferro sem ranhuras
B_1	Amplitude da harmônica fundamental da densidade de fluxo no entreferro
E_a, E_b, E_c	Tensão induzida nos enrolamentos das fases a, b e c
f	Função periódica qualquer
f_{rms}	Valor eficaz de dois pulsos simétricos
F_{rms}	Valor eficaz da sequência total de pulsos
i	Corrente fluindo pelo enrolamento

i_a, i_b, i_c	Corrente dos enrolamentos das fases a, b e c
k_{dn}	Fator de distribuição do enrolamento
k_{pn}	Fator de passo de enrolamento
L	Indutância do enrolamento
L_{stk}	Comprimento do pacote magnético
m_a	Índice de modulação de amplitude
m_f	Índice de modulação de frequência
M_n	Coefficiente da série de Fourier da magnetização dos ímãs
N	Número de espiras do enrolamento
N_C	número de espiras-série de uma bobina
N_L	Mínimo múltiplo comum entre o número de polos e ranhuras
N_s	Número de ranhuras
p	Número de pares de polos
q	número de ranhuras por polo e por fase
r	Raio qualquer do entreferro
$\mathcal{R}$	Relutância do entreferro
R_m	Raio externo dos ímãs
R_s	Raio interno do estator
$\mathcal{R}_m$	Relutância dos ímãs
T	Período da onda
T_C	Torque de borda
T_e	Torque eletromagnético
THD	Distorção harmônica total da tensão induzida
T_M	Torque mútuo
T_R	Torque de relutância
V	Volume do entreferro

V_M	Volume dos ímãs
v_1	Onda senoidal qualquer com frequência angular unitária
v_2	v_1 com injeção de terceira harmônica
W	Energia do entreferro
W_c	Co-energia da máquina
x	Variável independente de f
y_q	Passo das bobinas
α	Ângulo de rotação do rotor
α_k	Posição angular do pulso/segmento de ímã
α_p	Razão entre o comprimento do ímã e o comprimento do polo
β	deslocamento angular entre as tensões induzidas de duas ranhuras adjacentes
γ_c	Ângulo correspondente ao passo das bobinas
δ_k	Comprimento do pulso/segmento de ímã
θ	Posição angular do entreferro
θ_s	Passo angular da ranhura
λ	Função permeância do entreferro
λ_r, λ_t	Componente radial e tangencial da permeância do entreferro
λ'_r, λ'_t	Componente radial e tangencial da permeância do entreferro obtidas com análise em elementos finitos
μ_r	Permeabilidade relativa do ímã
μ_0	Permeabilidade do vácuo
σ	Relação entre as amplitudes da onda triangular original e trapezoidal
ϕ	Metade do comprimento angular do patamar da onda trapezoidal
φ	Fluxo concatenado pelo enrolamento
φ_m	Fluxo produzido pelos ímãs
ω_r	Velocidade angular do rotor

Sumário

Introdução	18
1 Ondulações no Torque Eletromagnético e Técnicas para Mitigá-las	22
1.1 Torque Eletromagnético na PMSM	22
1.2 Formulação Alternativa para o Torque de Borda	24
1.3 Técnicas para Redução das Ondulações no Torque Final	26
1.3.1 Projeto do Enrolamento	26
1.3.2 Geometria do Estator	27
1.3.3 Geometria do Rotor	29
1.3.4 Segmentação dos Polos	30
2 Técnicas de Modulação por Largura de Pulso (PWM)	33
2.1 Harmônicas e Valor Eficaz	34
2.2 Tipos de Modulação	36
2.2.1 Modulação PWM Senoidal	36
2.2.2 Modulação PWM Trapezoidal	41
2.2.3 Modulação SPWM com Injeção de Terceira Harmônica	43
3 Métodos Desenvolvidos para Redução da Ondulação do Torque Eletromagnético	46
3.1 Descrição dos Métodos	46
3.1.1 Método 1	46
3.1.2 Método 2, 3 e 4	46
3.1.3 Métodos 5 e 6	48
3.2 Eliminação de Harmônicas da Tensão Induzida	48
3.3 Redução do Torque de Borda	49
4 Modelos Analíticos para Obtenção da Tensão Induzida e Torque de Borda	52
4.1 Densidade de Fluxo do Entreferro sem Ranhuras	52
4.2 Permeância do Entreferro	53
4.3 Densidade de Fluxo do Entreferro com Ranhuras	55
4.4 Torque de Borda	56
4.5 Tensão Induzida	57
5 Resultados Obtidos com a Análise em Elementos Finitos	59
5.1 Resultados	59
5.1.1 Método 1	60
5.1.2 Métodos 2, 3 e 4	65
5.1.3 Métodos 5 e 6	71
5.1.4 Comparação entre os Métodos	75

5.2	Utilização de Passo de Enrolamento Encurtado para Eliminação da 3 ^a Harmônica nos Métodos 2, 5 e 6	83
5.3	Efeito da Remoção de Segmentos com Dimensões Reduzidas	87
5.4	Processo de Otimização	90
Conclusão		93
Referências		95

Introdução

O mundo enfrenta hoje uma batalha contra as mudanças climáticas provocadas pelo avanço da civilização. Essas mudanças ameaçam diversas espécies de fauna e flora, além das cidades litorâneas graças à elevação dos oceanos. Nações ao redor do mundo buscam soluções pra redução do consumo de recursos não renováveis e diminuição da emissão de gases poluentes.

Nesse contexto, os carros elétricos voltam a ganhar destaque, uma vez que os à combustão representam boa parcela das emissões de gás carbônico [1, 2]. Além disso, os motores elétricos são bem mais eficientes que os à combustão e possuem uma complexidade menor por possuírem menos peças, o que resulta em menor manutenção, além de produzirem menos ruído [3].

As fabricantes de carros preocupam-se agora com qual é a melhor máquina para aplicação na tração elétrica, sendo duas dessas máquinas o motor de indução e a síncrona com ímãs permanentes no rotor (PMSM). Esta última com algumas vantagens sobre a primeira, sendo elas a maior eficiência graças à quase ausência de perdas joule no rotor, a maior compactidade graças a sua maior densidade de energia e, também, sua baixa inércia [4]. Todavia, a disputa política relacionada aos materiais de terras raras provoca instabilidades em seu custo [2].

Além do custo, as PMSMs também apresentam uma componente característica na ondulação de seu torque eletromagnético, conhecida como torque de borda ou, em inglês, *cogging torque*. Esse torque é causado pela tendência dos ímãs de se alinharem com as aberturas das ranhuras. Aliado ao torque de borda, a interação das harmônicas da corrente de acionamento com a tensão induzida nos enrolamentos graças à presença dos ímãs também contribui para um torque ondulante. Os estresses mecânicos causados por tais ondulações podem ser muito danosos dependendo da aplicação, logo seus efeitos devem ser minimizados.

É possível tornar o torque das PMSMs menos ondulante por meio de estratégias de controle/acionamento e, sendo o foco do presente trabalho, por meio do projeto da máquina. Inúmeras técnicas podem ser encontradas na literatura para reduzir as ondulações no torque por meio do projeto da máquina [5–33]. Algumas têm foco no rotor, alterando a forma de cabeças polares, comprimento e disposição de ímãs ou até mesmo seu formato. Já outras levam em conta o estator, em especial seus dentes, alterando seu formato ou das aberturas de ranhuras.

Dentre as técnicas voltadas para alterações no rotor, a presente dissertação tem foco na segmentação dos polos. Essa técnica consiste na divisão dos polos em partes

menores (segmentos), sendo seu comprimento e disposição os pontos principais para a redução do torque de borda e/ou eliminação de harmônicas da tensão induzida. Tal técnica foi escolhida por sua fácil implementação computacional, uma vez que apenas operações básicas de geometria são necessárias, além da possibilidade de redução das ondulações no torque e do volume utilizado de ímãs (leia-se custo).

Muitos artigos podem ser encontrados no estado da arte relacionados à segmentação [23–33], sendo a diferença entre cada um a forma como o comprimento e a distância dos segmentos são obtidos. O presente trabalho propõe seis métodos para determinação de tais variáveis por meio da aplicação de técnicas de modulação por largura de pulso (PWM) à segmentação dos polos. As contribuições do presente trabalho são melhor descritas logo abaixo.

São consideradas quatro técnicas PWM, sendo sua sequência de pulsos obtida por meio da comparação entre uma onda triangular, chamada de portadora, e a onda de referência, conhecida por moduladora. Cabe mencionar que a sequência final de pulsos dessas técnicas emulam o comportamento da moduladora. As técnicas consideradas aqui são a senoidal (SPWM) unipolar, senoidal bipolar, trapezoidal e senoidal com injeção de 3^a harmônica.

As ondas moduladoras consideradas aqui para aplicação nas técnicas supracitadas tem frequência a mesma frequência que a fundamental da densidade de fluxo no entreferro. Os métodos propostos consistem na atribuição de segmentos de ímã nas posições e com comprimento igual ao dos pulsos obtidos com alguma dessas técnicas PWM.

Os métodos diferem entre si pela técnica de modulação empregada e como a polaridade de cada ímã é determinada. Os Métodos 1, 5 e 6 utilizam respectivamente a técnica SPWM unipolar, trapezoidal e com injeção de harmônicos, sendo que pulsos positivos representam ímãs de polaridade norte e, negativos, sul. O Método 3 adota a modulação SPWM bipolar, enquanto os 2 e 4, variações de tal técnica. No Método 2, atribui-se um ímã de polo norte no primeiro semi-ciclo da sequência de pulsos e de polo sul no restante. Já o Método 3 atribui polaridade norte a cada pulso positivo e sul, a cada negativo. Por fim, o Método 4 considera apenas os pulsos positivos, sendo um ímã de polo norte para cada pulso.

A vantagem do emprego das técnicas PWM supracitadas na segmentação dos polos reside no conhecimento prévio das harmônicas que serão introduzidas na densidade de fluxo do entreferro. A ordem dessas harmônicas, em todas as técnicas citadas, depende do índice de modulação de frequência, relacionando a frequência das ondas moduladora e portadora.

Objetivos

O presente trabalho tem por objetivo reduzir as ondulações do torque das PMSMs por meio do projeto da máquina utilizando os métodos propostos para a segmentação dos polos. Para alcançar esse objetivo geral, os seguintes específicos devem ser alcançados:

- Implementar as técnicas SPWM unipolar, bipolar, trapezoidal e SPWM com injeção de harmônicos;
- Aplicar os métodos no projeto de PMSMs;
- Obter o valor dos parâmetros de desempenho de tais máquinas por meio de análise em elementos finitos;
- Comparação dos resultados com valores de referência, obtidos quando a máquina possui polos não segmentados, para validação dos métodos.

Organização do Trabalho

A presente dissertação é dividida em cinco capítulos, além de resumo/abstract, introdução, conclusão e referências, sendo o conteúdo de cada capítulo brevemente apresentado aqui.

O Capítulo 1 aborda a origem das ondulações do torque, equacionando tal torque por meio da variação da co-energia da máquina e pormenorizando essa equação em três parcelas. Cada parcela representa um torque que compõe o principal, sendo elas o torque de relutância, de borda e mútuo. Além disso, são apresentadas técnicas para redução dessas ondulações, bem como um equacionamento alternativo para o torque de borda que facilita sua análise.

Uma descrição mais detalhada sobre as técnicas de modulação PWM empregadas nesse trabalho é apresentada no Capítulo 2. A obtenção da sequência de pulsos final de cada técnica é mostrada passo-a-passo. Além disso, são equacionados o cálculo do valor eficaz da sequência de pulsos e sua série de Fourier, com o intuito de mostrar o efeito dos índices de modulação de amplitude e frequência, também definidos nesse capítulo, no desempenho da saída das técnicas PWM.

Por sua vez, o Capítulo 3 apresenta em detalhe os métodos propostos, explicando melhor como cada um molda de forma diferente os polos das máquinas. São apresentados ainda comparações entre a sequência de pulsos obtida com alguma técnica PWM e o respectivo formato do polo. Além disso, também é apresentado o princípio por trás dos métodos para redução das ondulações no torque (por meio da eliminação das harmônicas da tensão induzida e redução do torque de borda).

A validação dos métodos é apresentada no Capítulo 5, onde são apresentados os resultados obtidos com análise em elementos finitos para máquinas de rotor interno com quatro ou oito polos, cujos ímãs são montados na superfície do rotor. Para cada método são avaliados os efeitos na distribuição da densidade de fluxo no entreferro, no fluxo concatenado pelos enrolamentos, torque eletromagnético (valor médio e ondulações), torque de borda e distorção harmônica total da tensão induzida. Os resultados dos métodos também são comparados entre si e estudos de viabilidade do emprego de enrolamentos com passo fracionário com os Métodos 2, 5 e 6 ou remoção de segmentos com comprimento inferior a 5° são realizados.

O Capítulo 5 também descreve o processo de otimização realizado com o intuito de se encontrar os valores do índice de modulação de amplitude e frequência que minimizam as ondulações no torque, todavia mantendo o valor da fundamental da densidade de fluxo acima de 95% do valor de referência. Esse processo leva em conta apenas os Métodos 1, 5 e 6 graças aos seus resultados superiores aos demais. Vale mencionar que as expressões utilizadas nessa otimização são apresentadas no Capítulo 4.

1 Ondulações no Torque Eletromagnético e Técnicas para Mitigá-las

O presente capítulo tem por objetivo descrever os princípios de produção do torque eletromagnético nas PMSMs. Tal descrição se dá por meio de formulações matemáticas, explicitando cada termo/parcela que compõe o torque final (mútuo, de relutância e borda). Em seguida, técnicas para redução da ondulação nesse torque são abordadas, compreendendo eliminação/redução das harmônicas da tensão induzida e do torque de borda.

1.1 Torque Eletromagnético na PMSM

As máquinas rotativas, em geral, podem ser modeladas como sistemas conservativos, sendo suas perdas introduzidas posteriormente aos equacionamentos obtidos. Nesse sentido, o torque desenvolvido nessas máquinas corresponde à variação de sua co-energia conforme o rotor se movimenta, mantida a corrente em seus enrolamentos constante [34–36]. A eq. (1.1) apresenta a relação entre o torque, T_e , a co-energia, W_C , e o ângulo de rotação do rotor, α , para uma corrente constante i fluindo nos enrolamentos da máquina.

$$T_e = \left. \frac{\partial W_C}{\partial \alpha} \right|_i \quad (1.1)$$

A co-energia das PMSMs pode ser escrita conforme (1.2) [34]. O primeiro termo corresponde à co-energia armazenada na indutância própria dos enrolamentos, L , com N espiras; já o segundo corresponde à parcela armazenada no ímã, sendo φ_m o fluxo produzido pelos ímãs que chega ao estator, $\mathcal{R}$ a relutância do entreferro e $\mathcal{R}_m$ a relutância dos ímãs, esta última independente do movimento do rotor; por fim, o último termo representa a parcela devido ao fluxo mútuo enrolamentos-ímã, sendo φ o fluxo concatenado pelos enrolamentos.

$$W_C = \frac{1}{2}Li^2 + \frac{1}{2}(\mathcal{R} + \mathcal{R}_m)\varphi_m^2 + Ni\varphi \quad (1.2)$$

O torque nas PMSMs pode ser obtido substituindo (1.2) em (1.1) e realizando a derivação, cujo resultado é apresentado em (1.3). Por meio dessa equação, nota-se que o torque final é composto por três parcelas. A primeira, proporcional à corrente nos enrolamentos e à variação de sua indutância própria, configura um torque de relutância. A segunda, proporcional ao quadrado do fluxo produzido pelos ímãs e à variação da relutância do entreferro, representa o torque de borda, um torque indesejado característico desse tipo de máquina, causado pela tendência dos ímãs de se alinharem com as aberturas

das ranhuras. A última parcela corresponde ao torque mútuo produzido pela interação dos campos produzidos pelos ímãs e enrolamentos [34].

$$T_e = \frac{1}{2}i^2 \frac{dL}{d\alpha} + \frac{1}{2}\varphi_m^2 \frac{d\mathcal{R}}{d\alpha} + Ni \frac{d\varphi}{d\alpha} \quad (1.3)$$

A eq. (1.3) pode ser reescrita conforme (1.4), explicitando as três parcelas constituintes do torque final.

$$T_e = T_R + T_C + T_M \quad (1.4)$$

onde T_R corresponde ao torque de relutância, T_C ao torque de borda e T_M ao torque mútuo, sendo que

$$\begin{aligned} T_R &= \frac{1}{2}i^2 \frac{dL}{d\alpha} \\ T_C &= \frac{1}{2}\varphi_m^2 \frac{d\mathcal{R}}{d\alpha} \\ T_M &= Ni \frac{d\varphi}{d\alpha} \end{aligned}$$

O torque de relutância é utilizado em máquinas com polos salientes para aumentar o torque desenvolvido. As PMSMs com ímãs enterrados no rotor apresentam tal característica, ao contrário daquelas com ímãs montados na superfície [34, 35]. Todavia, apesar da relutância no entreferro das máquinas com ímã de superfície praticamente não sofrer alteração, a indutância da máquina pode variar caso o ferro dos dentes do estator sature, provocando um torque de relutância indesejado [37–41].

A maior contribuição para as ondulações no torque desse tipo de máquina é o torque de borda. Seu valor médio é nulo, todavia seus valores de pico dependem fortemente da geometria da máquina, bem como, da relação entre número polos e ranhuras. É possível amenizar os efeitos de tal parcela por meio do controle da máquina ou, como proposto no presente trabalho, durante o projeto da máquina [5–33]. Técnicas para sua redução durante a fase de projeto são apresentas na Seção 1.3.

É possível, ainda, expressar o torque mútuo por meio de (1.5), descrevendo melhor como tal parcela é produzida por meio das tensões induzidas nos enrolamentos graças à presença dos ímãs e as correntes fluindo pelos enrolamentos [34, 35]. Nas PMSMs é comum a presença de um enrolamento trifásico, sendo assim, E_a , E_b e E_c correspondem às tensões induzidas nos enrolamentos das fases a , b e c , respectivamente, quando a máquina gira com velocidade ω_r , enquanto i_a , i_b e i_c são as correntes fluindo por essas fases, naquela ordem.

$$T_M = \frac{E_a(\alpha)i_a + E_b(\alpha)i_b + E_c(\alpha)i_c}{\omega_r} \quad (1.5)$$

Além do torque de relutância e de borda, o próprio torque mútuo também pode contribuir para as oscilações no torque final. As interações entre as harmônicas da corrente

e da tensão induzida podem produzir torques a favor ou contrários ao da fundamental, fazendo com que o torque mútuo deixe de ser constante e passe a oscilar [34, 35]. É possível mitigar tais oscilações por meio do controle da máquina, eliminando harmônicas da corrente, ou pelo projeto da máquina, eliminando harmônicas da tensão induzida. Assim como para o torque de borda, a Seção 1.3 apresenta técnicas para eliminação das harmônicas da tensão induzida.

1.2 Formulação Alternativa para o Torque de Borda

Uma formulação alternativa para o torque borda pode ser obtida considerando a energia armazenada no entreferro quando nenhuma corrente flui pelos enrolamentos, uma vez que a variação da energia da máquina é, aproximadamente, igual a do entreferro [5, 28]. Assim, T_C pode ser expresso em função de W , a energia armazenada no entreferro, dada em joules, conforme (1.6).

$$T_C = - \left. \frac{\partial W}{\partial \alpha} \right|_{i=0} \quad (1.6)$$

A energia do entreferro pode ser obtida integrando sua densidade de energia em seu volume, conforme (1.7).

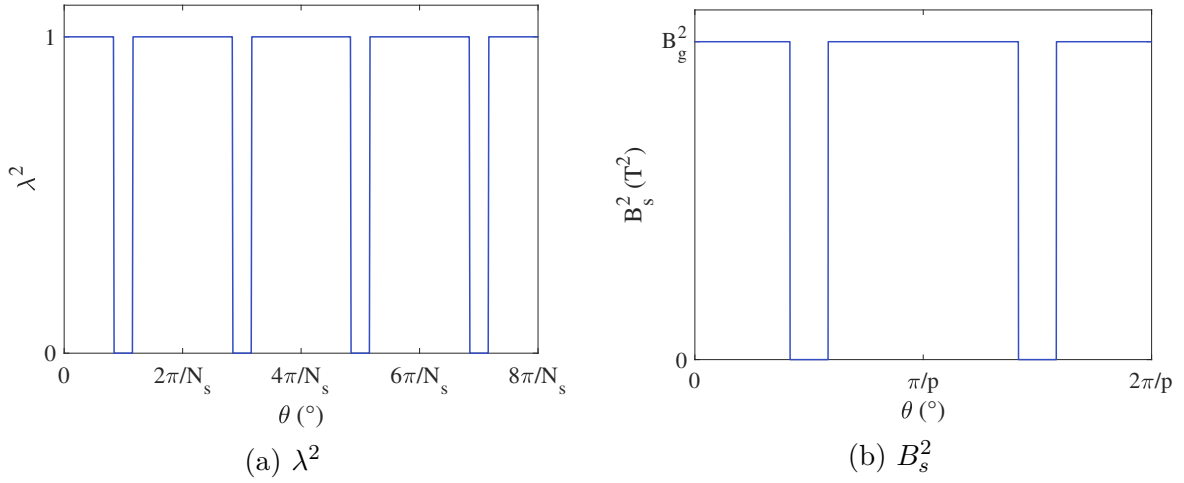
$$W = \frac{1}{2\mu_0} \int_V B^2 dV \quad (1.7)$$

em que μ_0 é a permeabilidade do vácuo, em henry por metro, V é o volume do entreferro, dado em metros cúbicos, e B é a densidade de fluxo magnético produzido pelos ímãs no raio médio do entreferro, em tesla.

É possível descrever a densidade de fluxo no entreferro de uma máquina com ranhuras por meio do produto de uma função moduladora, λ , representando o efeito das aberturas de ranhuras, pela densidade de fluxo de uma máquina sem ranhuras, B_s [5, 6, 24, 28]. Tal função moduladora é denominada permeância do entreferro e possui valor unitário nas regiões sobre os dentes e zero sobre aberturas de ranhura. Formas de onda típicas de λ^2 e B_s^2 são mostradas nas Figs. 1.1a e 1.1b, respectivamente, onde B_g representa o valor máximo da densidade de fluxo no entreferro. Assim, usando-se coordenadas cilíndricas para calcular parte da integral, a eq. (1.7) torna-se (1.8).

$$W = \frac{\pi L_{stk}}{4\mu_0} (R_s^2 - R_m^2) \int_0^{2\pi} \lambda^2 B_s^2 d\theta \quad (1.8)$$

sendo L_{stk} o comprimento do pacote de lâminas do estator, R_s o raio interno do estator, R_m o raio externo dos ímãs, todos dados em metros, e θ o ângulo do entreferro em radianos mecânicos.

Figura 1.1 – Formas de ondas ideais de λ^2 e B_s^2 .

Fonte: do autor, 2020

Agora, λ^2 e B_s^2 podem ser expandidas em suas séries de Fourier, conforme (1.10) e (1.9), respectivamente.

$$B_s^2 = B_0 + \sum_{m=1}^{\infty} B_{m2p} \cos[m2p(\theta - \alpha)] \quad (1.9)$$

$$\lambda^2 = \lambda_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_{kN_s} \cos(kN_s\theta) \quad (1.10)$$

em que B_0 , B_{m2p} , λ_0 e λ_{kN_s} são coeficientes da série de Fourier, m e k são inteiros positivos não-nulos representando as ordens harmônicas, $2p$ é o número de polos e N_s o número de ranhuras.

As eqs. (1.9) e (1.10) podem ser substituídas em (1.8). Após a substituição, a integral pode ser computada utilizando-se das propriedades de ortogonalidade das funções seno/cosseno, resultando em (1.11). Tais propriedades referem-se ao fato de a integral do produto de dois senos/cossenos num período ser não-nula somente se o argumento dessas duas funções forem iguais. Sendo assim, $m2p$ deve ser igual a kN_s , o que ocorre somente se tais valores forem iguais a nN_L , sendo n um número inteiro positivo não-nulo e N_L igual ao mmc($2p, N_s$).

$$W(\alpha) = \frac{\pi L_{stk}}{4\mu_0} (R_s^2 - R_m^2) \left[2\pi \lambda_0 B_0 + \sum_{n=1}^{\infty} B_{nN_L} \lambda_{nN_L} \cos(nN_L\alpha) \right] \quad (1.11)$$

Finalmente, a eq. (1.11) podem ser substituída em (1.6). Após realizar a diferenciação, a expressão para o torque de borda é obtida, conforme (1.12) [5, 6, 24, 28].

$$T_C(\alpha) = \frac{\pi L_{stk}}{4\mu_0} (R_s^2 - R_m^2) \sum_{n=1}^{\infty} nN_L B_{nN_L} \lambda_{nN_L} \sin(nN_L\alpha) \quad (1.12)$$

A expressão alternativa apresentada em (1.12) mostra que, de fato, o torque de borda depende da geometria da máquina, bem como da relação entre o número de polos e

ranhuras. Além disso, tal expressão permite o desenvolvimento de técnicas para redução desse torque indesejado, conforme apresentado na Seção 1.3.

1.3 Técnicas para Redução das Ondulações no Torque Final

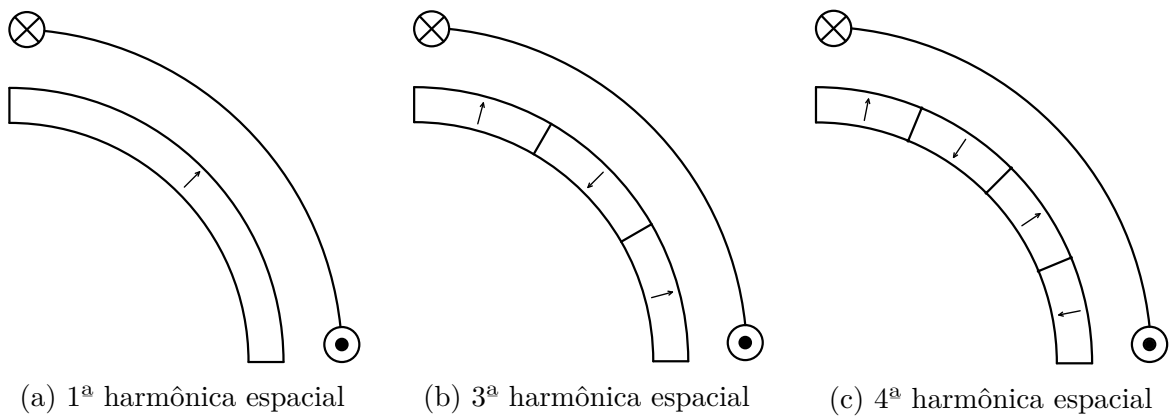
A presente seção apresenta técnicas para redução das ondulações no torque eletromagnético por meio do projeto da máquina, reduzindo a amplitude do torque de borda e eliminando harmônicas da tensão induzida.

1.3.1 Projeto do Enrolamento

O projeto do enrolamento da máquina depende fortemente do número de ranhuras e polos escolhido, assim como o torque de borda [35]. Uma escolha apropriada da relação entre esses dois números implica numa redução da amplitude desse torque indesejado e também num enrolamento com alta densidade de energia.

As harmônicas presentes na tensão induzida tem origem espacial, na própria distribuição do fluxo produzida pelos ímãs. Tais harmônicas espaciais agem como se a máquina possuísse um número maior de polos, como ilustrado na Fig. 1.2. Nessa figura, a máquina possui 24 ranhuras e quatro polos e uma bobina é mostrada, cujo passo é igual a seis ranhuras. A fundamental espacial do fluxo é mostrada na Fig. 1.2a, enquanto a 3ª e 4ª harmônicas nas Figs. 1.2b e 1.2c, respectivamente.

Figura 1.2 – Comportamento das harmônicas espaciais do fluxo magnético.



Fonte: do autor, 2020

Nota-se, da Fig. 1.2c, que durante a rotação da máquina, as bobinas sempre receberão fluxo de um número igual de polos norte e sul para a 4ª harmônica (ou qualquer harmônica par). Dessa forma, as harmônicas de ordem par possuem nenhuma influência

na tensão induzida. Todavia, se o passo da bobina fosse reduzido, tal fenômeno não mais ocorreria.

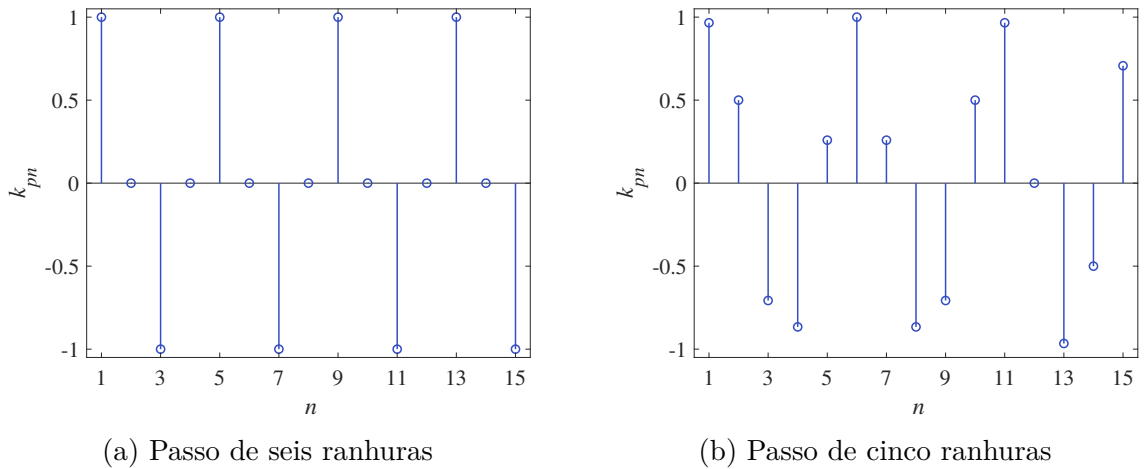
Fica claro, então, a influência do passo das bobinas na presença de harmônicas na tensão induzida. Nesse sentido, para facilitar a avaliação de tal efeito, define-se o chamado fator de passo do enrolamento para a n -ésima harmônica, como em (1.13) [35].

$$k_{pn} = \sin\left(np \frac{\pi}{N_s} y_q\right) \quad (1.13)$$

em que k_{pn} é o fator de passo do enrolamento para a n -ésima harmônica, p o número de pares de polos, N_s o número de ranhuras e y_q o passo da bobina.

É fácil, utilizando (1.13), determinar o passo da bobina que elimina determinada harmônica ou conjunto de harmônicas [34,35]. Todavia, deve-se ter cuidado para que a própria fundamental não seja muito afetada. A Fig. 1.3 apresenta o fator de passo para a máquina de 24 ranhuras e quatro polos com bobina de passo igual a seis e cinco ranhuras. Nota-se, com essa figura, que, de fato, o primeiro caso não apresentará harmônicas pares na tensão induzida, o que não é verdade para o segundo caso. Além disso, é possível notar uma redução na fundamental e 3ª harmônica para o passo encurtado.

Figura 1.3 – Comportamento do fator de passo do enrolamento para quatro polos e 24 ranhuras.



Fonte: do autor, 2020

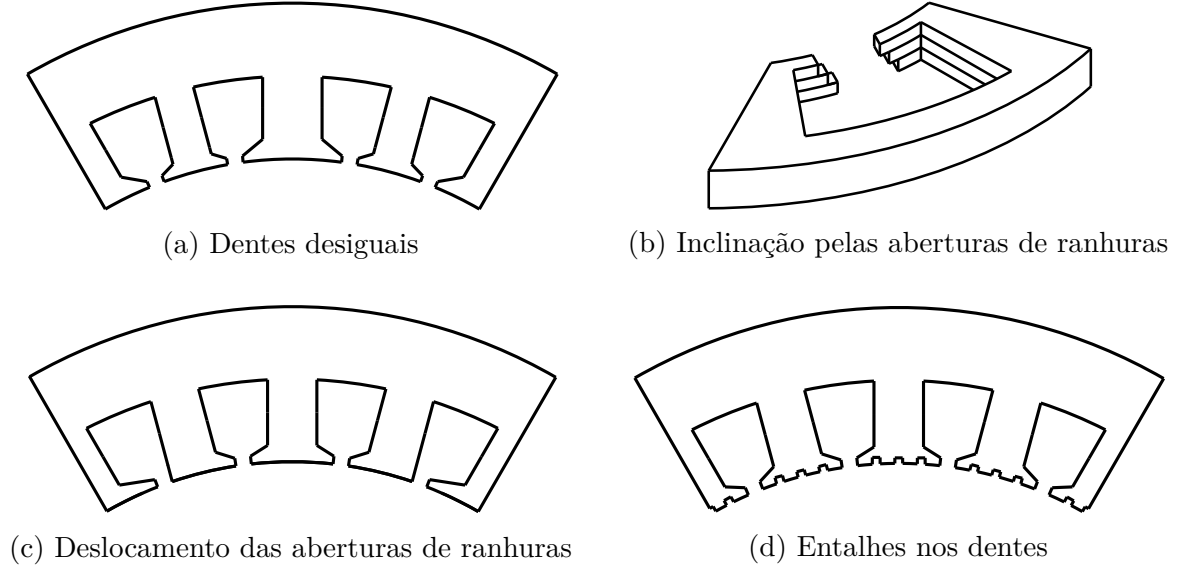
1.3.2 Geometria do Estator

Mudanças na geometria do estator, especificamente no formato dos dentes e abertura das ranhuras, podem acarretar em diminuições no torque de borda. Tal efeito ocorre graças à influência do formato dos dentes na permeância de entreferro, i.e., alterações na geometria do estator provocam variações em λ_{nN_L} , o que pode resultar numa diminuição do torque de borda.

Uma das técnicas para redução do torque de borda alterando a geometria do estator consiste na utilização de dentes com comprimento diferente [5,6]. Fisicamente, tal

uso resulta num número menor de alinhamentos entre abertura de ranhuras e bordas de ímãs. Matematicamente, os comprimentos dos dentes são obtidos de forma a minimizar os coeficientes λ_{nN_L} . A Fig. 1.4a mostra a utilização de dentes diferentes.

Figura 1.4 – Alteração na geometria do estator.



Fonte: do autor, 2020

Outra técnica consiste na otimização da abertura de cada ranhura das lâminas de cada camada para inclinar (do inglês, “skew”), de forma discreta, o pacote de lâminas do estator [7], conforme ilustrado na Fig. 1.4b. Novamente, tal técnica tem por objetivo alterar a forma de onda da permeância do entreferro, reduzindo os coeficientes λ_{nN_L} . Nessa técnica, apenas a abertura da ranhura é deslocada, mantendo a função do enrolamento centralizada. Embora a permeância do entreferro seja suavizada por meio desse método, o método de inclinação convencional apresenta uma tensão induzida senoidal.

O deslocamento das aberturas das ranhuras constitui outra técnica para redução do torque de borda [8]. As aberturas de ranhuras adjacentes são divididas em grupos tais que o torque de borda produzido por cada grupo esteja em fase. O ângulo total de deslocamento das aberturas de um grupo para eliminar a n -ésima harmônica do torque de borda é $2\pi/nkN_L$, considerando que há k grupos, sendo que $2 \leq k \leq m$ e m/k é um inteiro. Um grupo é deslocado em uma direção por metade desse ângulo e seu grupo emparelhado, deslocado pelo mesmo ângulo, todavia no sentido contrário. Tal técnica é mostrada na Fig. 1.4c.

A redução no torque de borda também pode ser obtida por meio da adição de entalhes nos dentes, conhecidos por “dummy slots” ou “auxiliary slots” [9, 19, 35, 42]. Tais entalhes têm efeito similar a um aumento do número de ranhuras, aumentando o valor de N_L , i.e., da frequência das harmônicas do torque de borda, reduzindo seu pico, uma vez que a amplitude das harmônicas de λ^2 reduzem-se com o aumento de sua frequência.

Dentes com “dummy slots” são mostrados na Fig. 1.4d.

1.3.3 Geometria do Rotor

Alterações na geometria do rotor ou dos ímãs também são uma boa estratégia para reduzir as ondulações no torque final. Por meio delas, é possível eliminar harmônicas da tensão induzida, bem como reduzir a amplitude do torque de borda (alterando os coeficientes B_{nN_L}).

É conhecido que o torque de borda surge da tendência dos ímãs de se alinharem com as aberturas de ranhura. Uma forma de reduzir o número de alinhamentos e, consequentemente, o pico desse torque indesejado, consiste na escolha adequada do comprimento do ímã com relação ao passo de ranhura, tanto em máquinas com ímãs superficiais quanto em máquinas com ímãs semi-enterrados [10]. Na literatura, é comum encontrar o uso de tal técnica para fins de comparação com novas técnicas propostas ou em conjunto com a nova técnica proposta.

Também é possível diminuir a amplitude do torque de borda por meio de deslocamentos na posição dos ímãs [11–13], como mostrado na Fig. 1.5a. A critério do projetista, é possível deslocar os pares de polos por certo ângulo ou mesmo deslocar cada ímã individualmente. Todavia, o uso de tal técnica pode resultar em eventuais desbalanceamentos eletromagnéticos/mecânicos. É possível aliar essa técnica com a mencionada no parágrafo anterior.

Além de alterar somente a posição dos ímãs, alterações no próprio formato dos mesmos resultam em reduções no torque de borda. [14–16]. Alterações na geometria dos ímãs podem reduzir o número de alinhamentos entre suas bordas e as aberturas de ranhura. Além disso, tais alterações implicam também em mudanças na forma de onda da densidade de fluxo no entreferro, podendo aprimorar a tensão induzida.

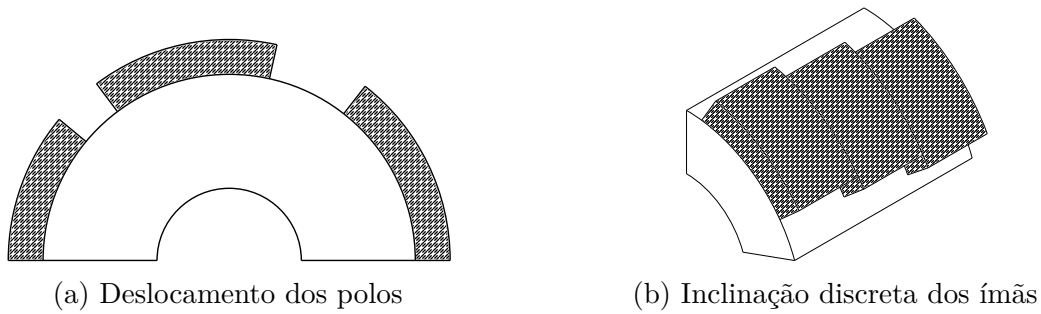
Ímãs com a chama geometria cosseno-inverso são capazes de produzir uma forma de onda de densidade de fluxo no entreferro praticamente senoidal. A utilização de tal geometria implica numa tensão induzida praticamente senoidal, além de reduzir o torque de borda, porém, também comprometem o valor médio do torque final. Esse problema pode ser superado adicionando uma quantidade otimizada de 3ª harmônica na geometria senoidal [17, 18], similarmente ao processo de injeção de harmônicas no SPWM. A 3ª harmônica injetada é eliminada das tensões de linha ou, por meio do projeto do enrolamento, da própria tensão de fase.

Bem como o processo realizado no estator, também é possível inclinar os ímãs (ou sua magnetização) [19, 20, 35], cabeças polares ou uma combinação dos dois [21]. As variáveis chaves nessa técnica são o ângulo de inclinação e o tipo, contínua ou discreta. A inclinação discreta é exemplificada na Fig. 1.5b. O ângulo de inclinação tem relação direta

com a redução do torque de borda, bem como a eliminação/redução de determinadas ordem harmônicas da tensão induzida.

Outra técnica para redução do torque de borda, denominada por deslocamento de unidades elementares do torque de borda [22], avalia o torque de borda produzido por cada ímã separadamente. Em seguida, os ímãs adjacentes que produzem torque de borda com fases diferentes são combinados em um grupo, chamado de unidade elementar de torque de borda. A redução nesse torque indesejado é alcançada por meio do deslocamento apropriado de tais unidades elementares.

Figura 1.5 – Alteração na geometria do rotor.



Fonte: do autor, 2020

1.3.4 Segmentação dos Polos

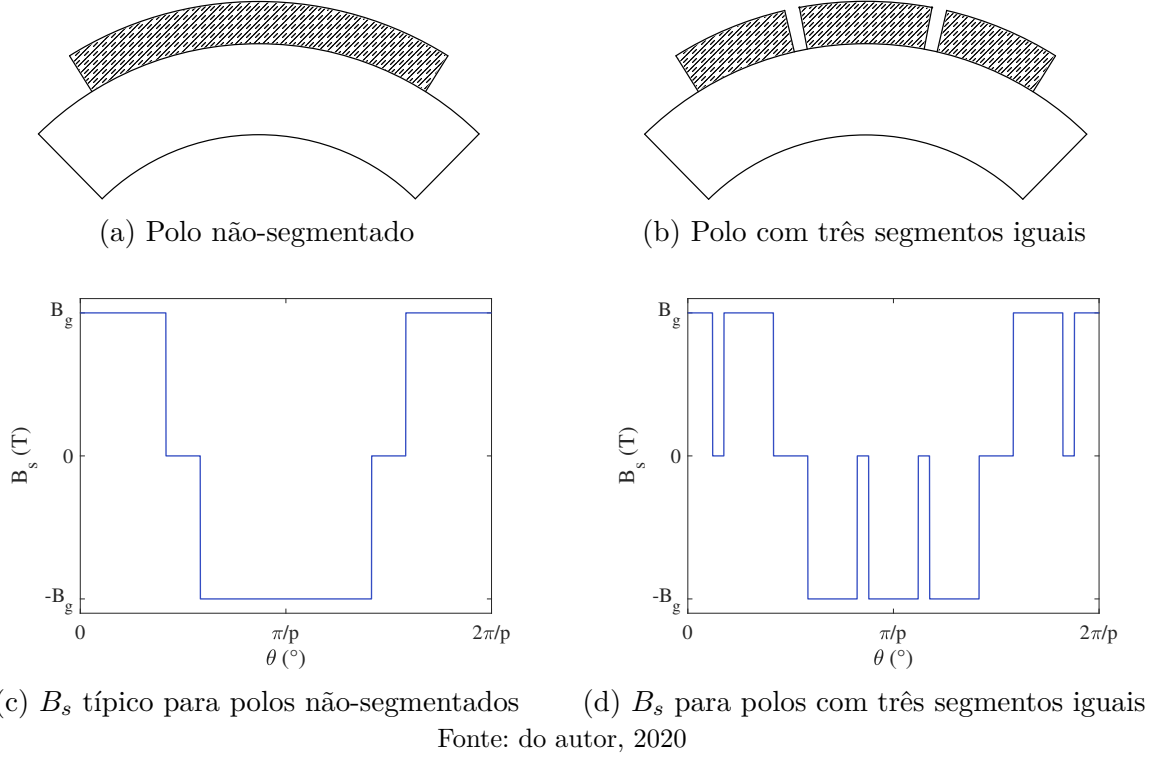
Outra técnica bastante comum na literatura com o objetivo de mitigar as ondulações do torque final consiste na segmentação dos polos que, como o nome sugere, consiste em dividir um polo em segmentos de ímã. Todavia, um subproduto dessa técnica é a depreciação no fluxo da máquina. Nesse sentido, o desafio enfrentado nos diferentes trabalhos do estado da arte [23–33] consiste em obter o comprimento e distribuição dos segmentos de forma a se reduzir as ondulações no torque e garantir uma mínima depreciação no fluxo.

A segmentação dos polos tem efeito direto na forma de onda da densidade de fluxo no entreferro. Matematicamente, essa técnica afeta diretamente os coeficientes B_{nN_L} da eq. (1.12), daí sua capacidade em reduzir o torque de borda. Além disso, tal técnica também pode reduzir o conteúdo harmônico da tensão induzida. O presente trabalho tem foco em tal técnica graças à facilidade de implementação computacional, replicação e modelagem matemática, bem como os bons resultados obtidos com sua aplicação.

Um exemplo de segmentação dos polos pode ser visualizado na Fig. 1.6. Nessa figura, o polo é dividido em três segmentos. A distribuição ideal da densidade de fluxo no entreferro para ambos os casos (não-segmentado e segmentado) são apresentadas nas Figs. 1.6c e 1.6d, respectivamente. Note a semelhança entre as Figs. 1.6d e 2.2, sendo assim, a densidade de fluxo para o polo segmentado pode ser representada por uma série de Fourier cujos coeficientes são dados por (2.3), sendo que A deve ser substituído por B_g , T por

2π e os ângulos α_k e δ_k devem ser dados em radianos elétricos, lembrando que k , aqui, corresponde ao número de segmentos.

Figura 1.6 – Exemplo de segmentação dos polos.



Por sua vez, o coeficiente B_{nN_L} para o polo segmentado pode ser obtido de forma análoga à obtenção do coeficiente b_n , descrita na Seção 2.1. O coeficiente B_{nN_L} , então, é dado por (1.14) [24]. Embora essa equação seja apenas uma aproximação do caso real, percebe-se que o conteúdo harmônico do torque de borda depende muito do número, comprimento e espaço entre os segmentos. O mesmo vale para a tensão induzida.

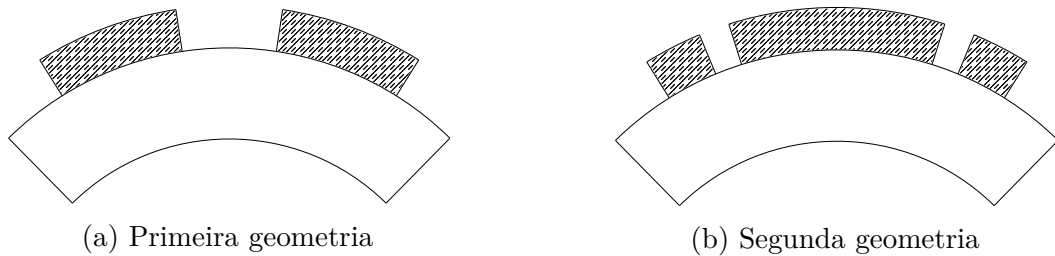
$$B_{nN_L} = \sum_{k=1}^N \frac{B_g^2}{n\pi^{N_L/p}} \sin\left(nN_L \frac{\delta_k}{2}\right) \cos\left[nN_L \left(\alpha_k + \frac{\delta_k}{2}\right)\right] \quad (1.14)$$

Os efeitos da segmentação dos polos, considerando segmentos com comprimento e distância entre eles iguais, são verificados em [24]. Nesse trabalho, os autores utilizam da eq. (1.14) para tentar eliminar a harmônica fundamental do torque de borda por meio da escolha do comprimento dos ímãs, δ_k , ou sua distribuição, $\alpha_k + \delta_k/2$. Embora tal método reduza o torque de borda, não é garantido que tal redução é máxima, uma vez que as outras harmônicas que compõe o torque de borda são negligenciadas.

Também é possível utilizar segmentos de mesmo comprimento, todavia, espaçados de forma não uniforme. Em [26] tal técnica é descrita, sendo uma otimização realizada com o intuito de encontrar os valores de deslocamento de cada segmento de forma a se minimizar o torque de borda.

Além de se utilizar segmentos de mesmo comprimento e espaçados igualmente, é possível que os segmentos apresentem diferentes valores para tais parâmetros. Nos trabalhos descritos em [27, 28], os autores usam blocos virtuais para determinar geometrias para a segmentação dos polos. As duas geometrias obtidas são apresentadas na Fig. 1.7. Nesses trabalhos, uma análise analítica mais aprofundada é utilizada, resolvendo-se as equações de Laplace e Poisson para o campo magnético no ímã/entreferro. Finalmente, em [28], as dimensões das geometrias propostas são otimizadas de forma a minimizar o torque de borda e garantir uma depreciação mínima no torque final da máquina.

Figura 1.7 – Geometrias propostas para a segmentação dos polos.



Fonte: do autor, 2020

Como mencionado, a segmentação dos polos também pode ser utilizada para eliminar harmônicas da tensão induzida. É possível, inclusive, obter uma tensão induzida senoidal [26, 32, 33], utilizando, por exemplo, técnicas PWM. Em [31], uma senoide de referência e os polos são divididos em cinco segmentos, sendo o comprimento de cada ímã obtido de forma que sua área seja igual à alguma das áreas da senoide.

O comprimento e a distância dos segmentos são obtidos por meio da resolução de um sistema não-linear em [32], de forma que específicas ordens harmônicas presentes na distribuição da densidade de fluxo no entreferro, escolhidas pelo projetista, sejam eliminadas. Embora eficaz, tal método elimina apenas as harmônicas selecionadas, além de apresentar uma implementação computacional mais difícil do que os métodos propostos no Capítulo 2.

Já em [33], a geometria da segmentação é obtida utilizando uma técnica de comparação, similar às descritas no Capítulo 2, sendo que a moduladora é a permeância de entreferro ideal desejada para se obter um fluxo senoidal no entreferro. A técnica também é eficaz, todavia, a densidade de fluxo no entreferro continua apresentando harmônicas de baixa ordem.

Os métodos propostos no presente trabalho também empregam técnicas PWM, todavia diferentes das utilizadas em [32] e [33], na segmentação dos polos para reduzir as ondulações no torque eletromagnético. Tais métodos são descritos no Capítulo 3.

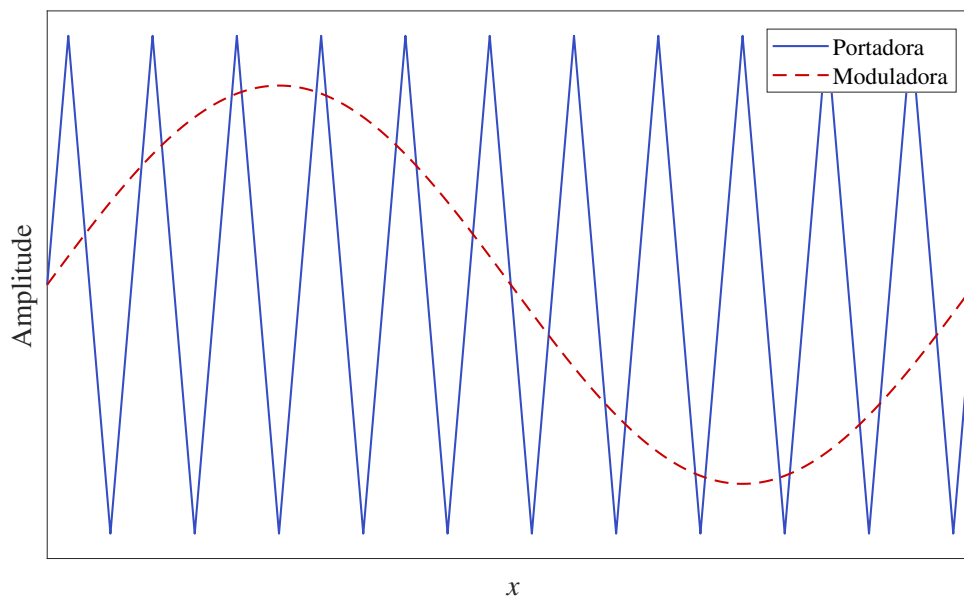
2 Técnicas de Modulação por Largura de Pulso (PWM)

Técnicas PWM são bastante utilizadas para controlar a tensão de saída dos inversores de frequência. Tais técnicas permitem a alteração do valor eficaz da tensão, bem como a eliminação de ordens harmônicas indesejadas [43–45], fazendo com que a onda de tensão emule uma forma de onda desejada qualquer.

O presente capítulo apresenta o princípio de certos tipos de técnicas PWM, relevantes para o presente trabalho, além de como o número de segmentos e seu tamanho afetam o valor eficaz e o conteúdo harmônico presente na forma de onda de saída.

A onda resultante da aplicação das técnicas PWM consiste em uma sequência de pulsos quadrados. Tal sequência pode ser obtida de várias formas, entretanto, no presente trabalho, interessam somente as obtidas pela comparação entre dois tipos de ondas: moduladora, F_m e portadora, F_c . A moduladora consiste na onda que se deseja emular, usualmente uma senoide, enquanto a portadora consiste em uma onda triangular, conforme ilustradas na Fig. 2.1. A frequência e valor eficaz da sequência de pulsos gerada com esse tipo de técnica dependem da frequência e amplitude, respectivamente, da onda moduladora. O uso de diferentes tipos e/ou número de moduladoras resulta em diferentes tipos de modulação [43–56].

Figura 2.1 – Exemplo de moduladora e portadora

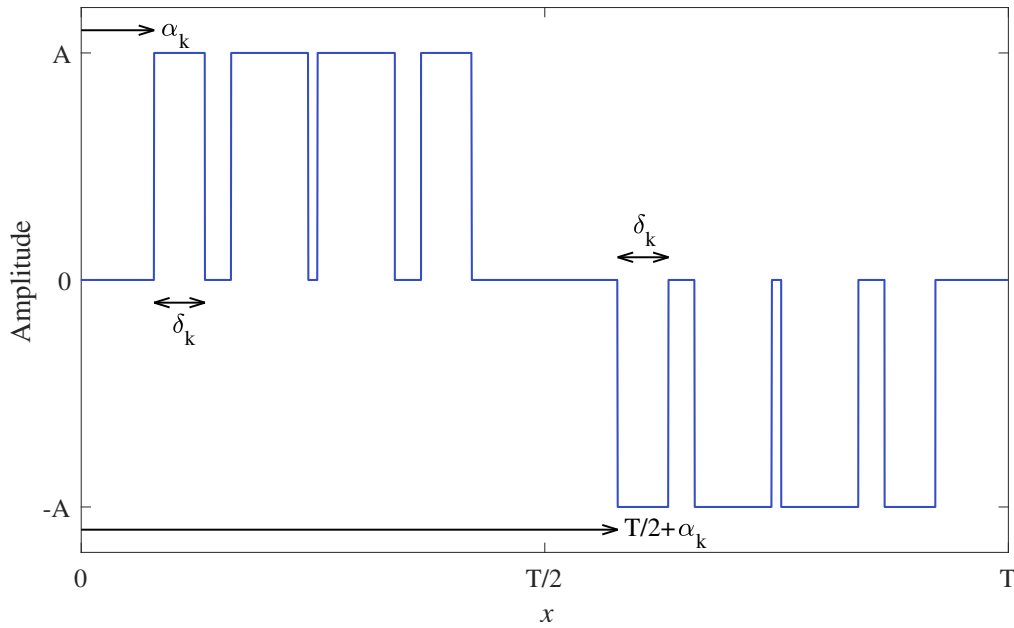


Fonte: do autor, 2020

2.1 Harmônicas e Valor Eficaz

Para se obter uma expressão para o valor eficaz e os coeficientes da série de Fourier de uma sequência qualquer de pulsos, gerada por meio da técnica de comparação supracitada, uma sequência de N pulsos por semi-ciclo é considerada. A posição do k -ésimo pulso é dada por α_k , enquanto sua largura por δ_k . Tal sequência é simétrica, de sorte que se um pulso de amplitude A está na posição α_k , um de amplitude $-A$, de mesma largura, estará na posição $T/2 + \alpha_k$ (ou vice-versa), sendo T o período de repetição da sequência. A Fig. 2.2 ilustra uma sequência de pulsos, evidenciando, ainda, sua simetria.

Figura 2.2 – Exemplo de uma sequência PWM



Fonte: do autor, 2020

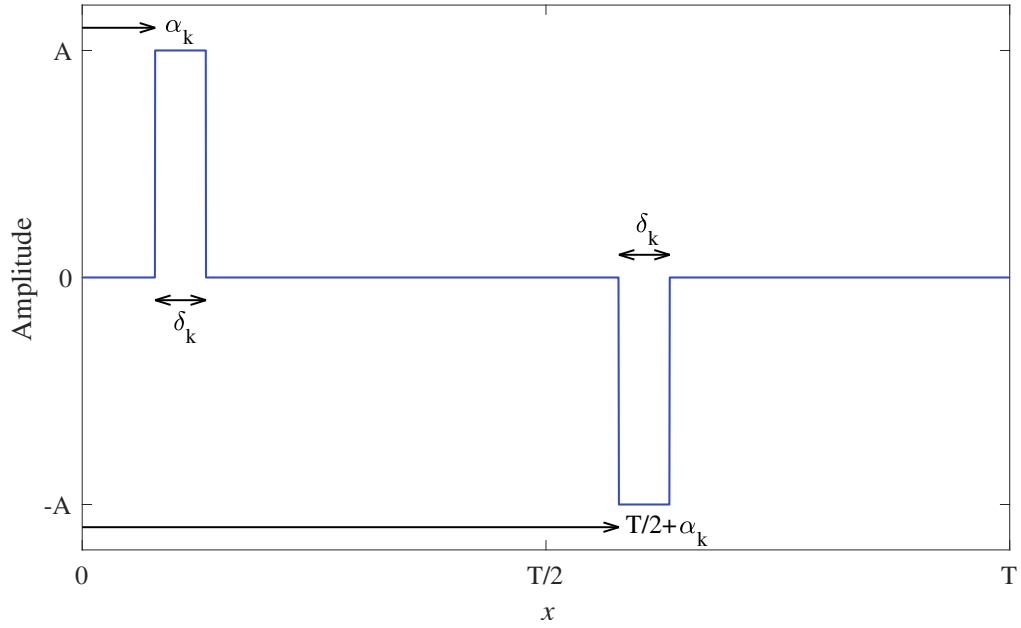
A obtenção da série de Fourier e do valor eficaz da onda mostrada na Fig. 2.2 pode ser simplificada considerando que tal onda é formada pela soma de múltiplos dois pulsos simétricos [43, 46, 55], um de amplitude positiva e outro negativa, conforme mostrado pela Fig 2.3.

A série de Fourier de uma função f periódica, cuja variável independente é x , é representada por (2.1). É válido mencionar que funções pares não possuem termos em seno, enquanto as funções ímpares só possuem tais termos.

$$f(x) \sim \frac{a_0}{2} + \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cos\left(n \frac{2\pi}{T} x\right) + b_n \sin\left(n \frac{2\pi}{T} x\right) \quad (2.1)$$

onde n representa a n -ésima ordem harmônica, T é o período da função $f(x)$ e os coeficientes

Figura 2.3 – Pulsos simétricos isolados



Fonte: do autor, 2020

a_0 , a_n e b_n são dados por

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{2}{T} \int_0^T f(x) dx \\ a_n &= \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \cos\left(n \frac{2\pi}{T} x\right) dx \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \sin\left(n \frac{2\pi}{T} x\right) dx \end{aligned}$$

Considerando essa mesma função $f(x)$, seu valor eficaz, f_{rms} , pode ser obtido por meio de (2.2).

$$f_{\text{rms}} = \left[\frac{1}{2T} \int_0^T f^2(x) dx \right]^{1/2} \quad (2.2)$$

Seja $f(x)$ a função apresentada na Fig. 2.3. Nessa figura, somente um período foi representado, todavia, é possível verificar que a função é ímpar bastando apenas repetir esse período. Assim sendo, a determinação de sua série de Fourier consiste simplesmente no cálculo dos coeficientes b_n , cuja expressão é dada por (2.3).

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \sin\left(n \frac{2\pi}{T} x\right) dx \\ b_n &= \frac{2}{T} \left[\int_{\alpha_k}^{\alpha_k + \delta_k} A \sin\left(n \frac{2\pi}{T} x\right) dx - \int_{T/2 + \alpha_k}^{T/2 + \alpha_k + \delta_k} A \sin\left(n \frac{2\pi}{T} x\right) dx \right] \\ b_n &= \frac{2A}{n\pi} \sin\left(n \frac{\delta_k}{2}\right) \left\{ \sin\left[n\left(\alpha_k + \frac{\delta_k}{2}\right)\right] - \sin\left[n\left(\frac{T}{4} + \alpha_k + \frac{\delta_k}{2}\right)\right] \right\} \end{aligned} \quad (2.3)$$

O valor eficaz dessa mesma função $f(x)$ é obtido por meio de (2.4).

$$\begin{aligned} f_{\text{rms}} &= \left[\frac{1}{2T} \int_0^T f^2(x) dx \right]^{1/2} \\ f_{\text{rms}} &= \left[\frac{1}{2T} \left(\int_{\alpha_k}^{\alpha_k + \delta_k} A^2 dx + \int_{T/2 + \alpha_k}^{T/2 + \alpha_k + \delta_k} A^2 dx \right) \right]^{1/2} \\ f_{\text{rms}} &= A \left(\frac{2\delta_k}{T} \right)^{1/2} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Finalmente, a série de Fourier e o valor eficaz da função $F(x)$ da Fig. 2.2, composta de N pulsos como os mostrados na Fig. 2.3, podem ser obtidos somando-se as contribuições individuais de cada par de pulsos simétricos, cujos valores são calculados por (2.3) e (2.4), respectivamente, conforme (2.5) e (2.6) [43].

$$B_n = \sum_{k=1}^N \frac{2A}{n\pi} \sin\left(n \frac{\delta_k}{2}\right) \left\{ \sin\left[n\left(\alpha_k + \frac{\delta_k}{2}\right)\right] - \sin\left[n\left(\frac{T}{4} + \alpha_k + \frac{\delta_k}{2}\right)\right] \right\} \quad (2.5)$$

$$F_{\text{rms}} = \sum_{k=1}^N A \left(\frac{2\delta_k}{T} \right)^{1/2} \quad (2.6)$$

onde B_n é o coeficiente dos termos em seno da série de Fourier da sequência de pulsos mostrada na Fig. 2.2 e F_{rms} , seu valor eficaz. Vale lembrar que, assim como os pulsos mostrados na Fig. 2.3, a referida sequência de pulsos é uma função ímpar, por isso somente os termos em seno da série de Fourier são não-nulos.

2.2 Tipos de Modulação

Como mencionado, é possível alterar o número de moduladoras utilizadas na modulação ou até mesmo sua forma de onda. Cada uma dessas alterações pode ser entendida como uma técnica de modulação PWM. No presente trabalho, são relevantes apenas a modulação utilizando uma ou duas moduladoras, com forma de onda senoidal [43–45, 51], trapezoidal [43, 52] ou senoidal com terceira harmônica [43, 44, 53, 54]. Tais técnicas de modulação foram escolhidas graças a sua facilidade de implementação computacional e os resultados satisfatórios obtidos com seu uso. Cada um desses tipos de modulação será detalhado abaixo. Na presente seção, F representa a sequência final de pulsos obtida por meio de qualquer um desses tipos de modulação, enquanto A_f consiste na amplitude da fundamental da sequência de pulsos obtida com o uso da modulação senoidal.

2.2.1 Modulação PWM Senoidal

Na modulação senoidal por largura de pulsos (SPWM), a moduladora consiste em uma senoide, como mostrado na Fig. 2.1. A sequência de pulsos é gerada por meio da comparação entre os valores instantâneos da moduladora e portadora.

Uma forma de determinar a sequência de pulsos consiste em gerar um pulso nos instantes em que a o valor instantâneo da moduladora é superior ao da portadora. Dessa forma, um aumento na amplitude da moduladora resulta em pulsos de maior duração, implicando em uma onda de saída com maior valor eficaz. Já, variações na frequência da portadora implicam em alterações no número de pulsos, uma vez que a quantidade de cruzamentos com a moduladora aumenta.

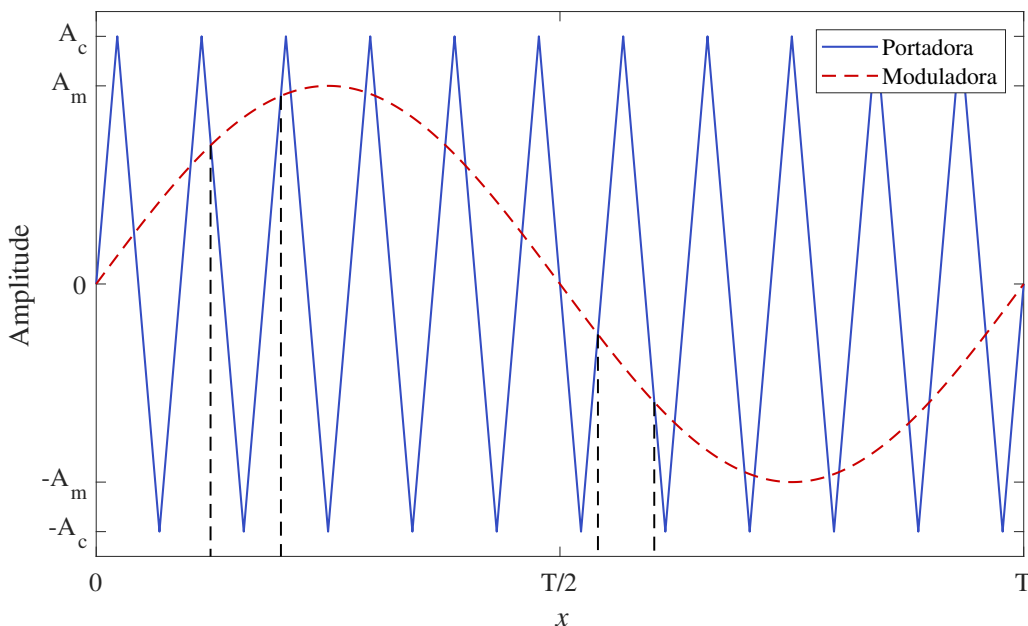
É comum definir índices, chamados “de modulação”, para representar a proporção entre as amplitudes da moduladora e portadora ou entre as frequências das mesmas. Define-se o índice de modulação de amplitude, m_a , como sendo a razão entre a amplitude da moduladora e da portadora, como descrito por (2.7). Por sua vez, o índice de modulação de frequência, m_f , é dado pela razão entre a frequência da portadora e da moduladora, como descreve (2.8) [43]. Os subíndices m representam grandezas da moduladora, enquanto os subíndices c , da portadora.

$$m_a = A_m/A_c \quad (2.7)$$

$$m_f = f_c/f_m \quad (2.8)$$

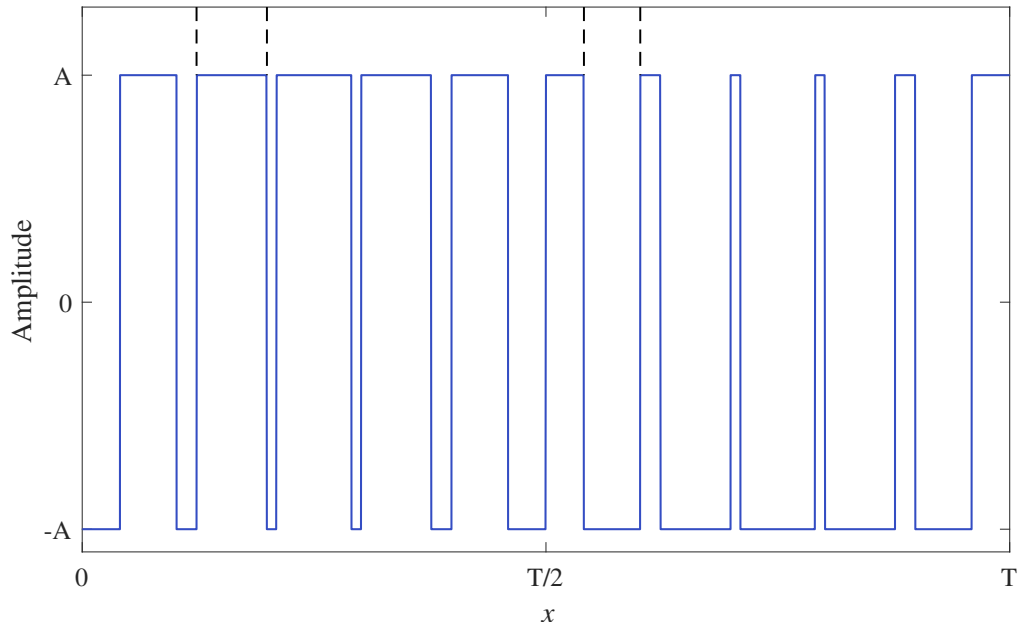
A técnica SPWM pode, ainda, receber duas classificações: bipolar ou unipolar. Na técnica SPWM bipolar, pulsos de amplitude positiva e negativa são encontrados juntos, sem regiões específicas. Isso se deve ao fato de que, nessa técnica, um pulso de amplitude positiva é gerado nos instantes em que o valor da moduladora é superior ao da portadora, enquanto os de amplitude negativa no restante. A geração da sequência de pulsos por meio do SPWM bipolar é ilustrado na Fig. 2.4.

Figura 2.4 – SPWM Bipolar.



(a) Moduladora e portadora

Figura 2.4 – SPWM Bipolar (continuação).

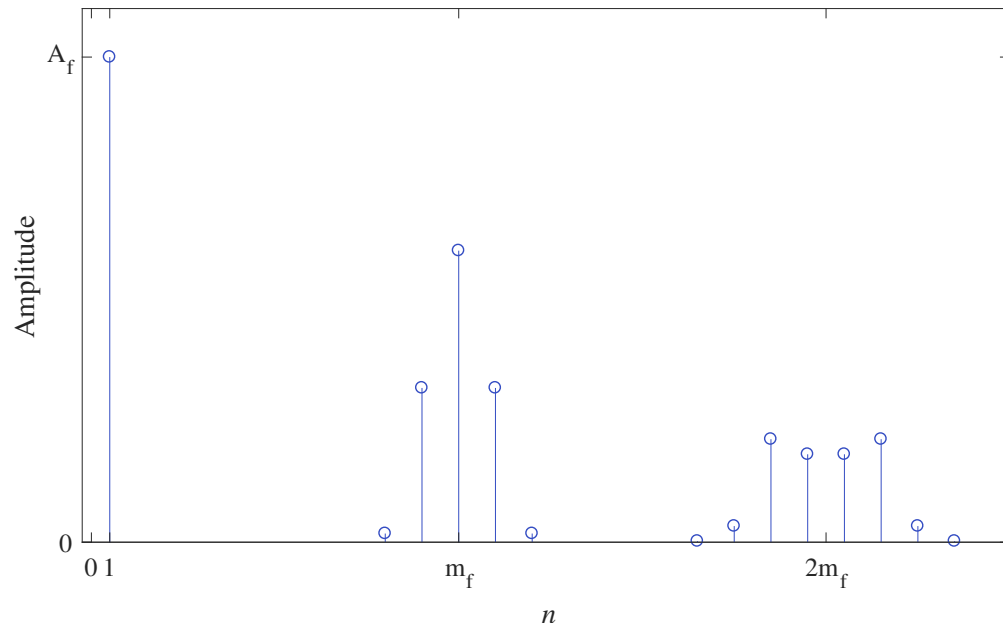


(b) Sequência final

Fonte: do autor, 2020

É possível realizar uma análise espectral da sequência resultante do uso da SPWM bipolar por meio de (2.5). Constata-se, a partir de tal análise, que essa técnica permite a eliminação de todas as harmônicas, com exceção da fundamental e de ordens próximas aos múltiplos inteiros de m_f [43, 51, 56]. Vide Fig. 2.5.

Figura 2.5 – Conteúdo harmônico da sequência obtida com o SPWM Bipolar

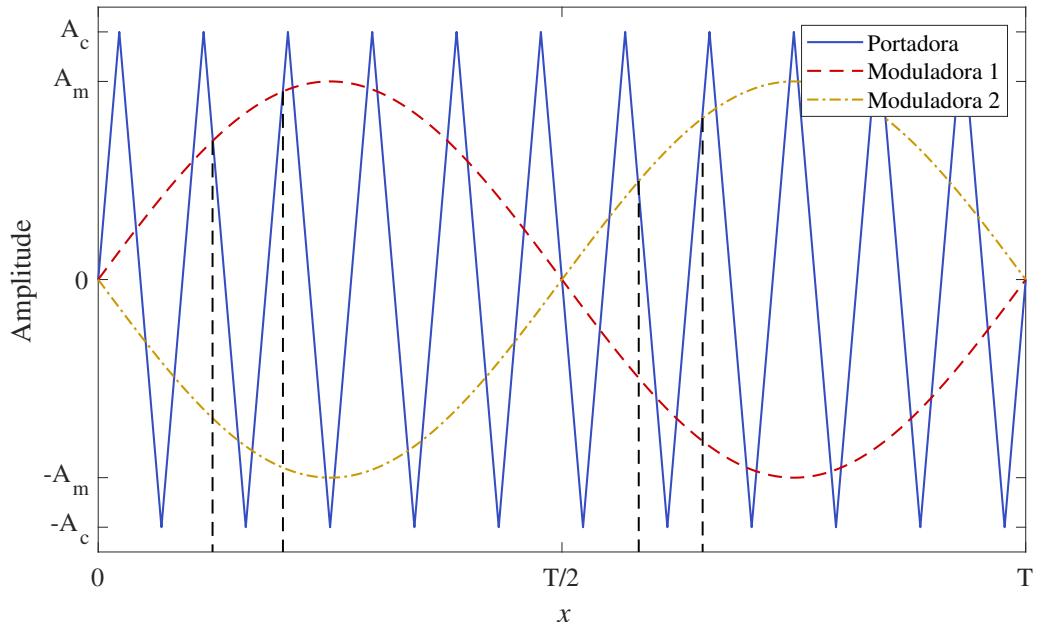


Fonte: do autor, 2020

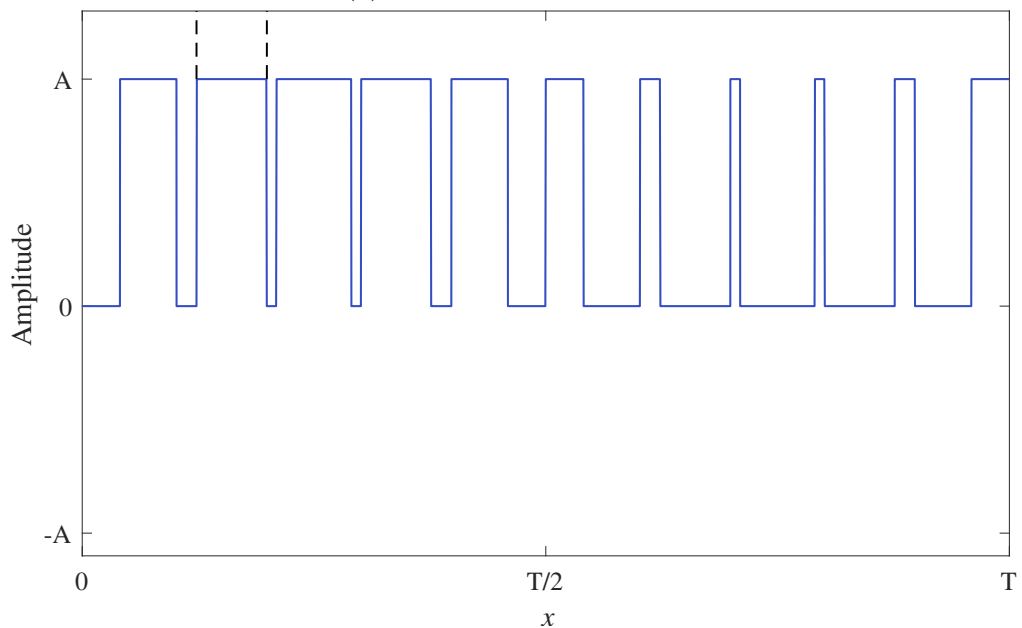
Por sua vez, a técnica SPWM unipolar apresenta uma divisão clara entre pulsos

positivos e negativos. Nessa técnica, duas moduladoras senoidais, 1 e 2, são utilizadas, defasadas entre si de 180° . A cada moduladora é atribuída uma sequência, F_1 para a moduladora 1 e F_2 para a 2, cujos pulsos são gerados assim que o valor instantâneo das moduladoras cresce acima do valor da portadora. A sequência de pulsos final é resultado da diferença entre as duas sequências, $F_1 - F_2$, obtidas para cada moduladora. O procedimento descrito ao longo deste parágrafo é ilustrado na Fig. 2.6.

Figura 2.6 – SPWM Unipolar.



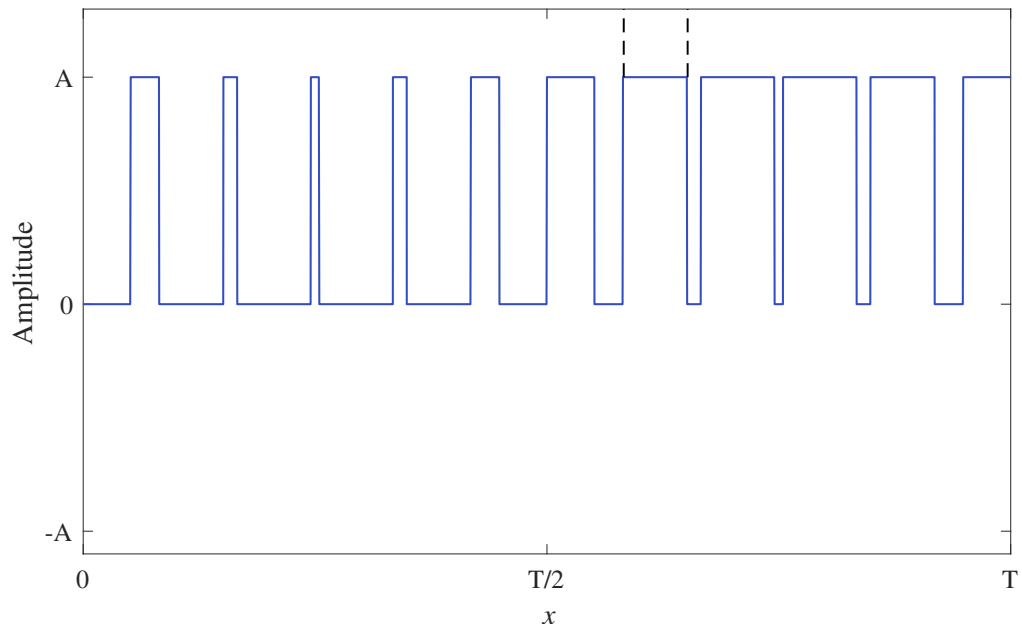
(a) Moduladora e portadora



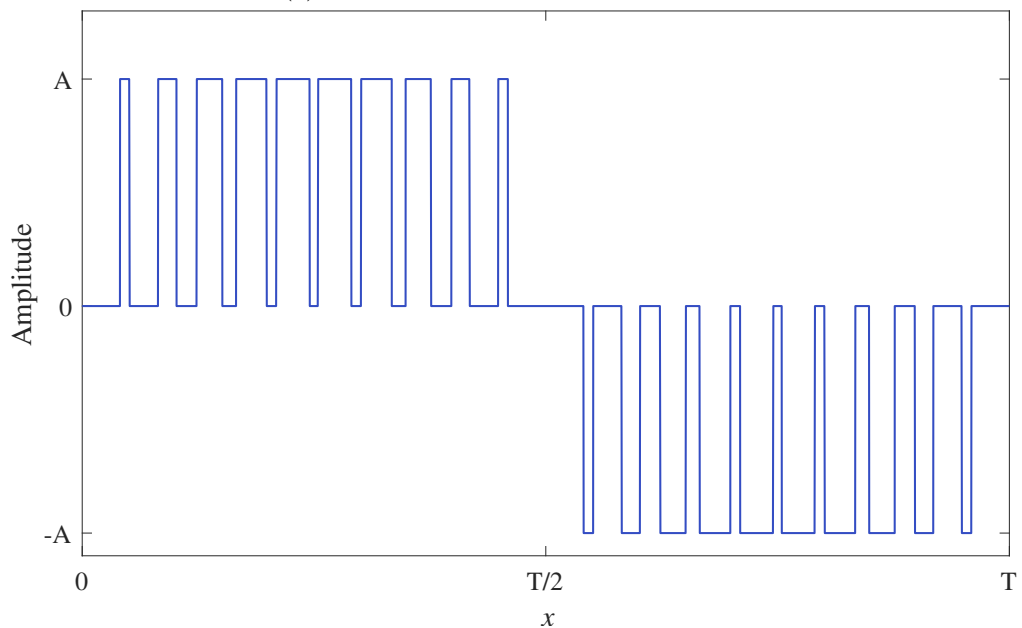
(b) Sequência da primeira moduladora

Novamente, recorrendo-se à (2.5), é possível determinar as harmônicas presentes na onda resultante da aplicação da modulação SPWM unipolar. Verifica-se a presença apenas da ordem harmônica fundamental, bem como ordens harmônicas vizinhas aos

Figura 2.6 – SPWM Unipolar (continuação).



(c) Sequência da segunda moduladora

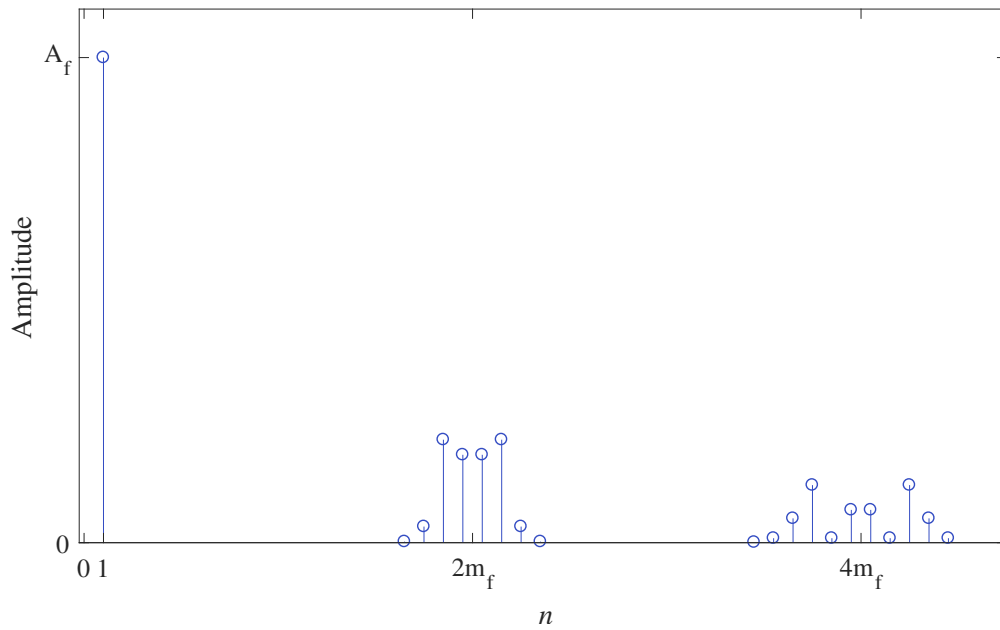


(d) Sequência final

Fonte: do autor, 2020

múltiplos inteiros de $2m_f$ [51, 56]. Fica evidente, então, que a modulação SPWM unipolar apresenta um desempenho harmônico superior à técnica SPWM bipolar, uma vez que para um mesmo valor de m_f , menos harmônicas de baixa ordem estão presentes na sequência obtida com a modulação SPWM unipolar. As harmônicas resultantes do uso do SPWM unipolar são mostradas na Fig. 2.7.

Figura 2.7 – Conteúdo harmônico da sequência obtida com o SPWM Unipolar



Fonte: do autor, 2020

2.2.2 Modulação PWM Trapezoidal

Uma das principais desvantagens da utilização de modulação SPWM em sistemas trifásicos consiste na harmônica fundamental da sequência de pulsos entre fases, a qual possui uma amplitude cujo valor é cerca de 86,67% da amplitude dos pulsos.

É possível superar tal desvantagem por meio da chamada sobremodulação. Tal técnica consiste em elevar a amplitude da onda moduladora para valores superiores a da portadora. Entretanto, a onda emulada pela sequência de pulsos começa a sofrer distorções, destoando de uma senoide e tornando-se cada vez mais similar a uma onda quadrada a cada aumento na amplitude da portadora [43, 44, 53].

Similarmente à modulação SPWM, a modulação trapezoidal também considera uma portadora triangular, todavia a onda moduladora é, agora, trapezoidal, conforme apresentado na Fig. 2.8.

A obtenção de tal onda trapezoidal é realizada limitando a amplitude de uma onda triangular [43, 52]. Na Fig. 2.8, A_1 representa a amplitude da onda triangular, sendo que a onda trapezoidal é obtida limitando-se o valor dessa onda triangular no intervalo de $-A_t$ a A_t .

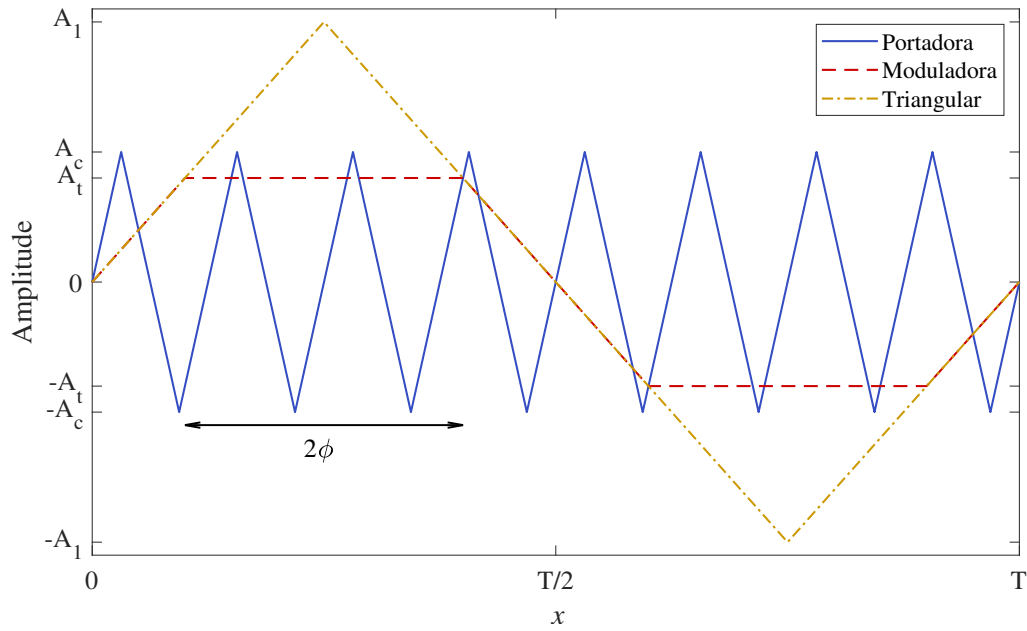
Define-se um fator, dito “triangular”, representado por σ , como a razão entre as amplitudes da onda triangular e trapezoidal, como em (2.9). Dessa forma, σ varia de zero a um, sendo que o valor unitário representa a própria onda triangular. Além disso, o ângulo

do patamar da onda trapezoidal, 2ϕ , pode ser obtido a partir de σ , utilizando (2.10) [52].

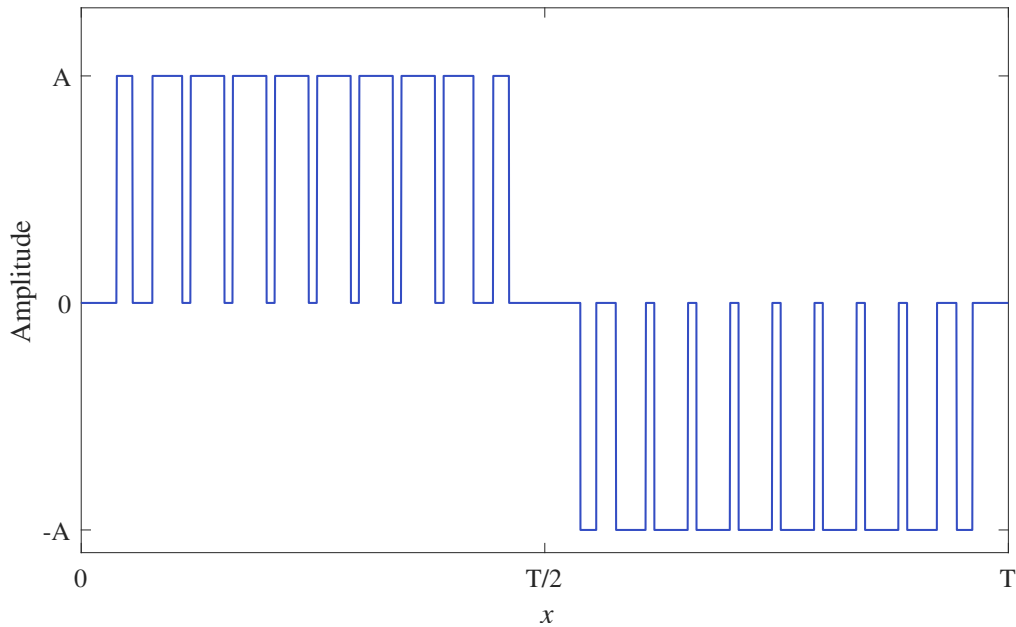
$$\sigma = A_t/A_1 \quad (2.9)$$

$$2\phi = (1 - \sigma)T/2 \quad (2.10)$$

Figura 2.8 – PWM Trapezoidal.



(a) Moduladora e portadora



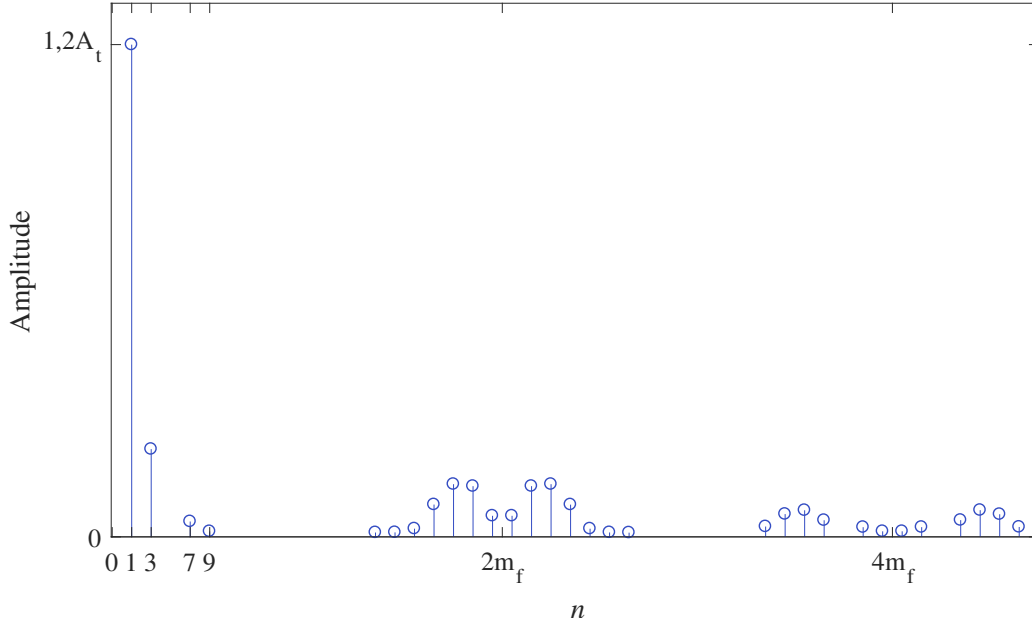
(b) Sequência final

Fonte: do autor, 2020

Em relação à modulação SPWM, a modulação trapezoidal apresenta vantagem com relação à máxima harmônica fundamental da onda de saída, entretanto, com a presença de baixas ordens harmônicas. A utilização da modulação trapezoidal permite

um aumento de até 26,44% na magnitude da fundamental da saída. Para balancear o ganho na fundamental com a presença de harmônicas de baixa ordem, o valor de $2/5$ para σ é recomendado, com ganho de 20,69% na fundamental e harmônicas de baixa ordem praticamente desprezíveis [43, 52]. Todavia, no presente trabalho, são considerados sistemas monofásicos. Assim, na Fig. 2.9, nota-se um elevado valor de 3ª harmônica acompanhando as harmônicas de baixa ordem.

Figura 2.9 – Conteúdo harmônico da sequência obtida com o SPWM Trapezoidal



Fonte: do autor, 2020

2.2.3 Modulação SPWM com Injeção de Terceira Harmônica

A adição de harmônicas múltiplas da 3ª mostra-se como uma alternativa viável à sobremodulação, permitindo um aumento significativo no pico da onda fundamental de saída sem distorcer a onda emulada.

Seja v_1 a moduladora proposta na técnica SPWM e v_2 uma moduladora com injeção de 3ª harmônica. As expressões para v_1 e v_2 são mostradas por (2.11) e (2.12), respectivamente.

$$v_1 = \sin(x) \quad (2.11)$$

$$v_2 = k_2 \sin(x) + ak_2 \sin(3x) \quad (2.12)$$

onde k_2 e k_3 são coeficientes escolhidos de forma a garantir que não haja sobremodulação e a mensura o quanto de 3ª harmônica será injetada em relação à fundamental.

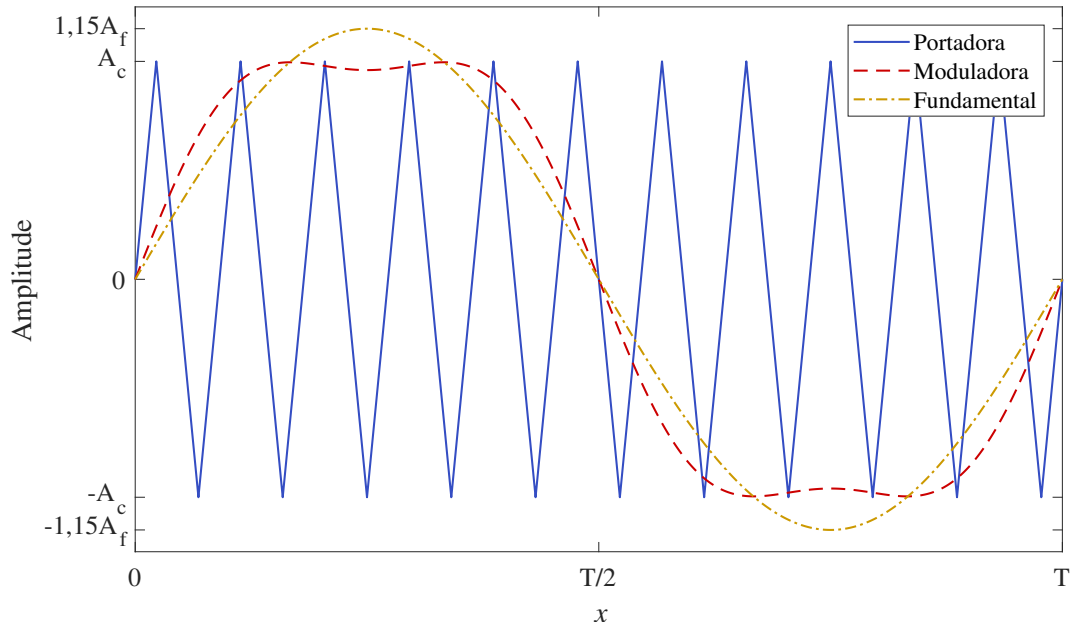
É possível otimizar o valor de a de forma a minimizar a amplitude de v_2 , maximizando, por meio de k_2 , a amplitude da harmônica fundamental da saída sem que ocorra

sobremodulação. Por meio dessa otimização, obtém-se $a = 0,17$ e $k_2 = 1,15$ [53]. Dessa forma, (2.12) pode ser reescrita como (2.13).

$$v_2 = 1,15 \sin(\omega t) + 0,19 \sin(3\omega t) \quad (2.13)$$

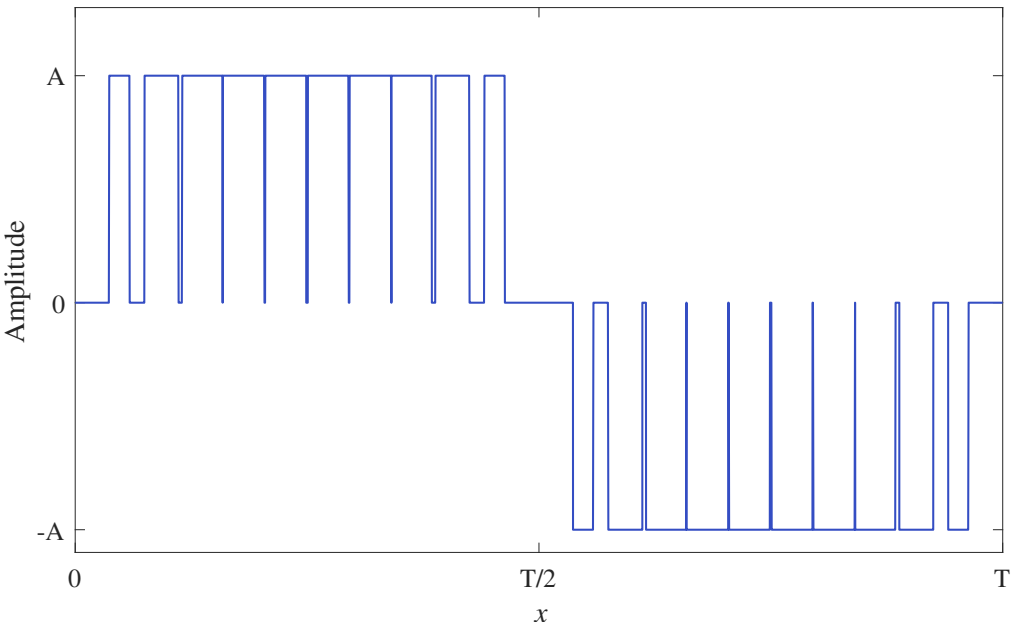
Fica evidente, então, que a utilização de v_2 implica em um aumento do pico da fundamental da sequência de pulsos. Em sistemas trifásicos, a 3ª harmônica adicionada é completamente removida nas grandezas de linha. Todavia, como o presente trabalho foca nos sistemas monofásicos, pela Fig. 2.11, nota-se a presença da distorção harmônica adicionada na moduladora senoidal.

Figura 2.10 – SPWM com injeção de harmônicas.



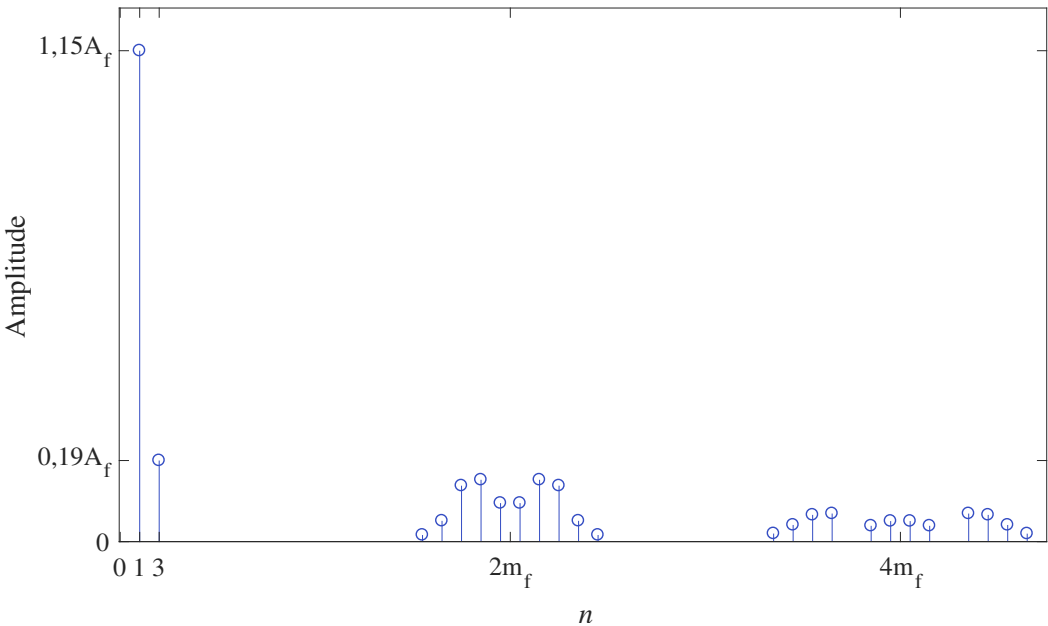
(a) Moduladora e portadora

Figura 2.10 – SPWM com injeção de harmônicas (continuação).



(b) Sequência final
Fonte: do autor, 2020

Figura 2.11 – Conteúdo harmônico da sequência obtida com o a injeção de harmônicas



Fonte: do autor, 2020

3 Métodos Desenvolvidos para Redução da Ondulação do Torque Eletromagnético

Os métodos desenvolvidos no presente trabalho para eliminação das harmônicas da tensão induzida e redução do torque de borda são apresentados no presente capítulo. Esses métodos consideram a técnica de segmentação dos polos, em que o comprimento e distribuição dos segmentos são obtidas por meio de técnicas PWM.

3.1 Descrição dos Métodos

Foram desenvolvidos seis métodos, sendo que cada método considera algum tipo (ou adaptação) de técnica de modulação PWM apresentada no Capítulo 2, i.e., modulação SPWM, trapezoidal ou SPWM com injeção de 3ª harmônica. Em todos os métodos, a moduladora utilizada representa a forma de onda desejada da distribuição de fluxo no entreferro. Para maior clareza, a descrição dos métodos foi dividida em subseções, apresentadas abaixo.

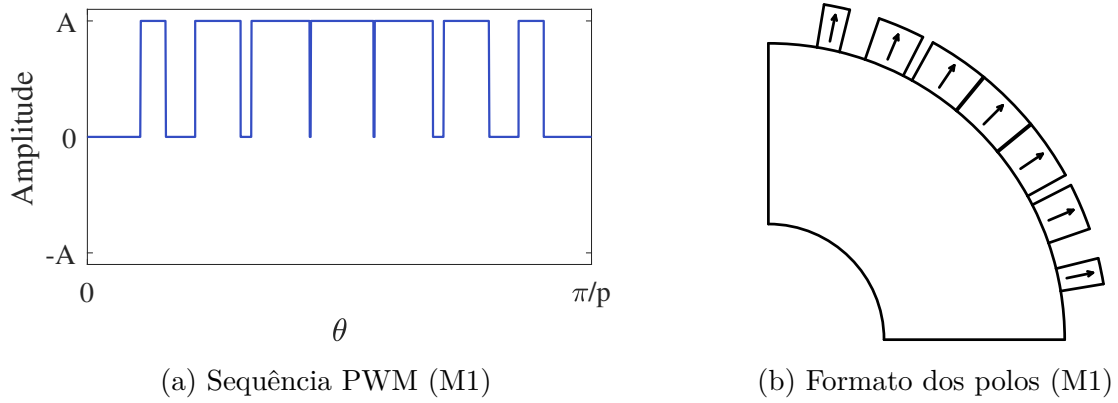
3.1.1 Método 1

O Método 1 (M1) utiliza a técnica SPWM unipolar para determinação da geometria dos polos. A onda moduladora utilizada aqui, bem como nos métodos 2, 3 e 4, consiste em uma onda senoidal, cuja frequência angular é igual ao número de pares de polos da máquina. Em seguida, atribui-se um ímã a cada pulso presente na sequência final do PWM, na mesma posição e com comprimento igual ao respectivo pulso. A polaridade dos ímãs é determinada pelo sinal do pulso: polo norte para pulsos positivo e sul para negativos. A Fig. 3.1b apresenta o formato dos polos resultante da aplicação do Método 1 para $m_f = 8$ e $m_a = 1$, ressaltando que somente um polo foi apresentado graças à simetria da modulação SPWM unipolar.

3.1.2 Método 2, 3 e 4

A técnica SPWM bipolar é utilizada nos métodos 2, 3 e 4 (M2, M3 e M4, respectivamente). Assim como o Método 1, ímãs são atribuídos a cada pulso da sequência final do SPWM. A diferença entre os métodos consiste na escolha dos polos dos ímãs. No Método 2, no primeiro semiciclo da sequência de pulsos atribui-se um ímã de polo norte para cada pulso positivo, enquanto no segundo semiciclo, atribui-se um ímã de polo sul para cada pulso negativo. Já no método 3, cada pulso positivo corresponde a um ímã de polo norte e cada pulso negativo, a um de polo sul. Por último, no método 4, atribui-se um ímã de polo

Figura 3.1 – Formato dos polos para o Método 1.



Fonte: do autor, 2020

norte a cada pulso positivo, sem ímãs de polo sul. As Figs. 3.2b, 3.2d e 3.2f apresentam a geometria dos polos obtida com o uso dos métodos 2, 3 e 4, respectivamente, todos para $m_f = 8$ e $m_a = 1$. A utilização desses métodos produz pares de polos assimétricos, todavia, em máquinas com número de polos superior a dois, a simetria da máquina é preservada, evitando, assim, desbalanceamentos mecânicos.

Figura 3.2 – Formato dos polos para os Métodos 2, 3 e 4.

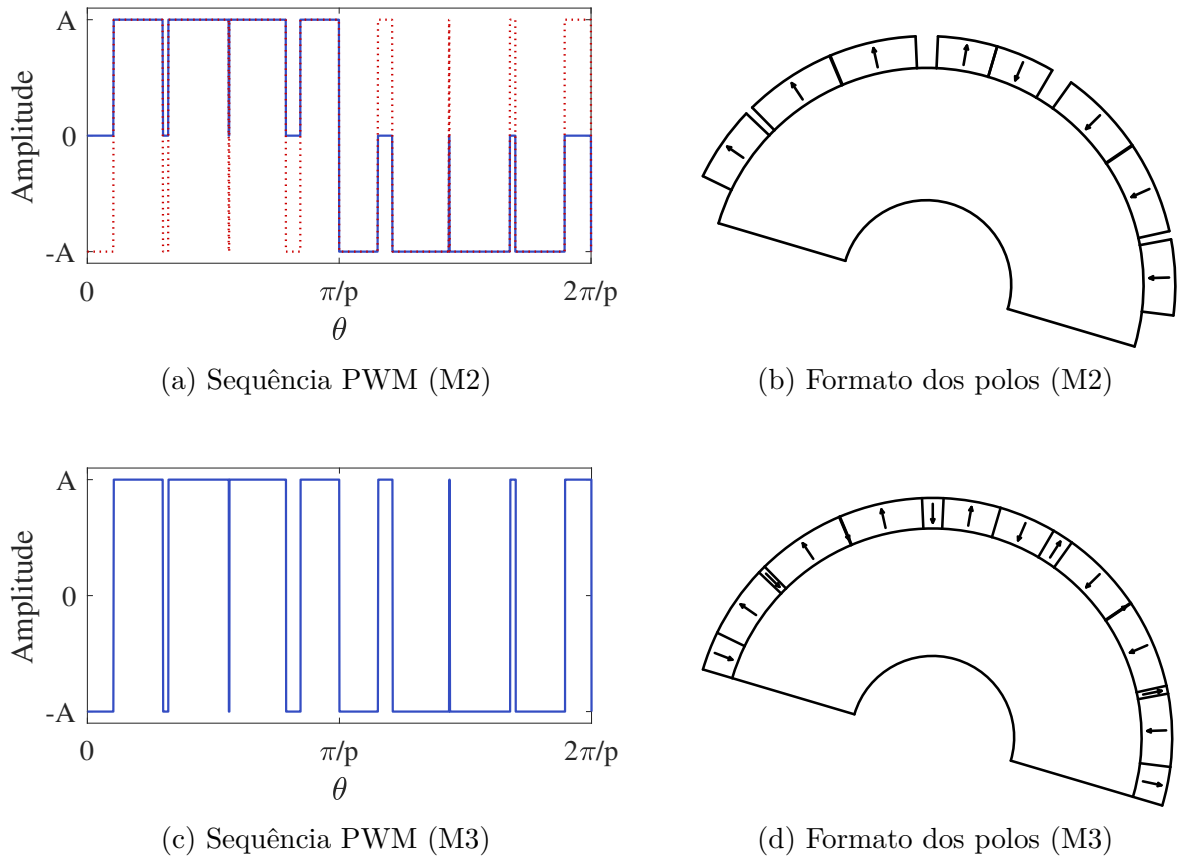
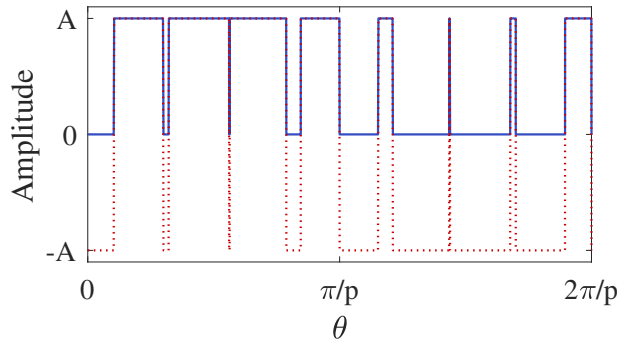
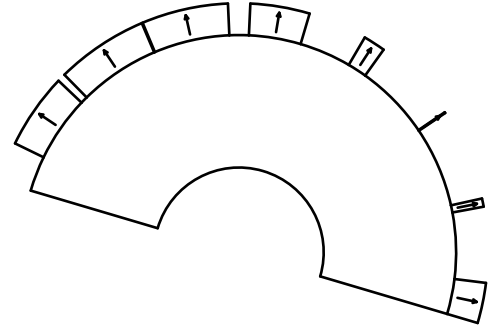


Figura 3.2 – Formato dos polos para os Métodos 2, 3 e 4 (continuação).



(e) Sequência PWM (M4)



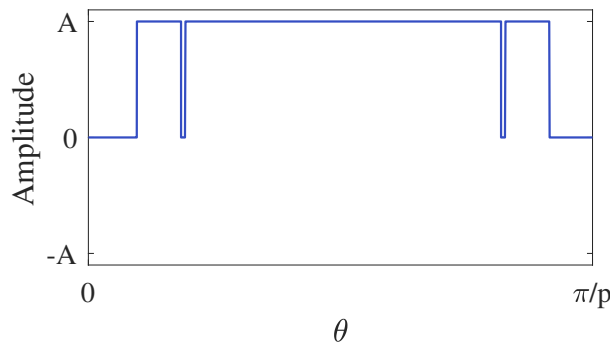
(f) Formato dos polos (M4)

Fonte: do autor, 2020

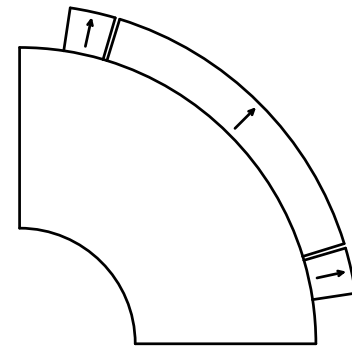
3.1.3 Métodos 5 e 6

Os métodos 5 e 6 (M5 e M6, respectivamente) são idênticos ao Método 1, todavia, o 5 utiliza a modulação PWM trapezoidal, enquanto o 6 considera a modulação SPWM com injeção de harmônicos. Os polos obtidos por meio dos métodos 5 e 6 são apresentados nas Figs. 3.3b e 3.4b, respectivamente, considerando $m_f = 8$ e $m_a = 1$ e, graças a sua simetria, somente um polo foi representado.

Figura 3.3 – Formato dos polos para o Método 5.



(a) Sequência PWM (M5)



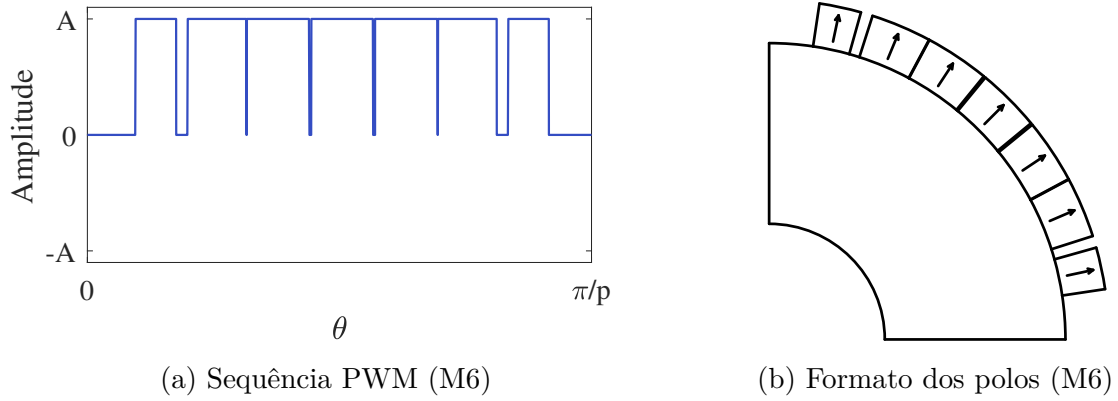
(b) Formato dos polos (M5)

Fonte: do autor, 2020

3.2 Eliminação de Harmônicas da Tensão Induzida

A eliminação de harmônicas de baixa ordem da tensão induzida pela aplicação dos métodos propostos é natural graças ao uso das técnicas PWM, enquanto as harmônicas de ordem alta são atenuadas pela dispersão e espraçamento. Um polo segmentado utilizando o Método 1, por exemplo, apresenta, na sua distribuição de fluxo no entreferro, a fundamental e as harmônicas múltiplas inteiras de $2m_f$, idealmente.

Figura 3.4 – Formato dos polos para o Método 6.



Fonte: do autor, 2020

Harmônicas espaciais de ordem elevada sofrem mais os efeitos da dispersão e espreadimento que as de baixa ordem graças ao seu comportamento. Como descrito no Capítulo 1, uma harmônica de ordem n se comporta como se houvessem $2np$ polos na máquina. Um número elevado de polos implica em alta dispersão e polos com dimensões bem reduzidas, o que provoca uma redução no número de linhas de fluxo paralelas, i.e., uma amplificação no espreadimento.

A priori, aparentemente, a escolha de um índice de modulação de frequência elevado é a melhor opção para a redução do conteúdo harmônico da tensão induzida. Todavia, nessa situação, os segmentos de ímãs resultantes da aplicação dos métodos propostos possuem dimensões bem reduzidas, inviabilizando a construção da máquina. Logo, a escolha de m_f pelo projetista deve balancear a viabilidade de construção da máquina com a ordem das harmônicas produzidas.

Além disso, como as harmônicas que estarão presentes na distribuição da densidade de fluxo do entreferro são conhecidas (idealmente), o projetista pode, antecipadamente, escolher o passo ideal das bobinas do enrolamento para eliminar harmônicas da tensão induzida de alta amplitude ou que causem possíveis estresses mecânicos.

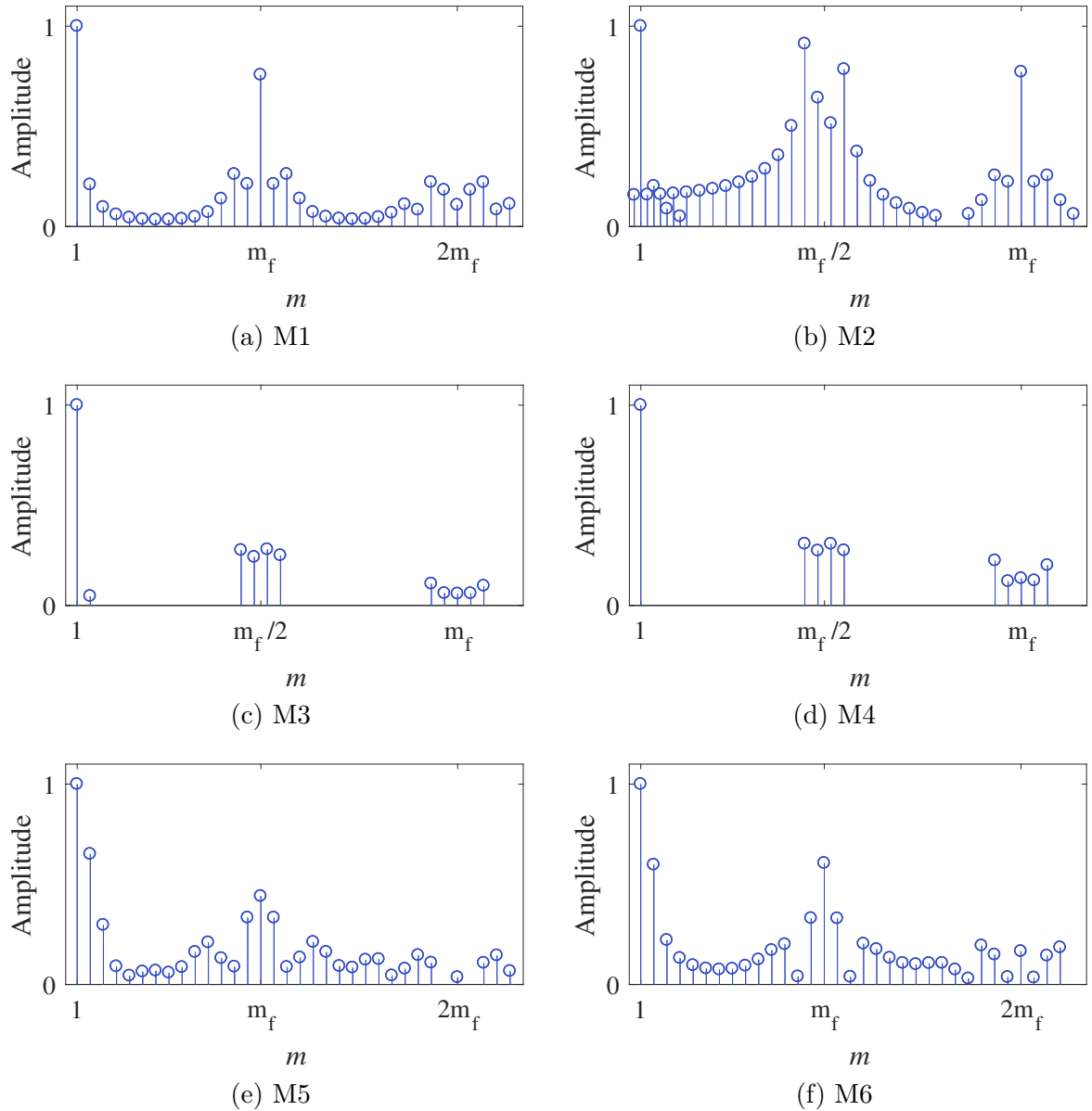
3.3 Redução do Torque de Borda

É possível avaliar o efeito da utilização dos métodos propostos no torque de borda considerando as eqs. (1.12) e (1.9) uma vez que a utilização desses métodos resulta em variações nos coeficientes B_{m2p} . Para tanto, com os valores de α_k e δ_k obtidos através dos métodos, basta computar os valores de B_{m2p} por meio de (1.14).

A avaliação supracitada se dará graficamente aqui para maior clareza, sendo o módulo do valor dos coeficientes B_{m2p} ideais quando os Métodos de 1 a 6 são utilizados, apresentado nas Figs. 3.5a–3.5f, respectivamente. As amplitudes dos coeficientes foram

normalizadas tomando como base a amplitude da fundamental. As Figs. 3.5c e 3.5d, referentes aos Métodos 3 e 4, levam em consideração a forma de onda de B_s^2 obtida pela análise em elementos finitos, uma vez que, idealmente, o conteúdo harmônico de tal forma de onda quando aplicados esses dois métodos consiste apenas no termo de corrente-contínua, i.e., B_0 . Além disso, a dispersão e o espreadimento do fluxo considerados na análise em elementos finitos atenuam as harmônicas de B_s^2 , daí o aspecto mais limpo das Figs. 3.5c e 3.5d.

Figura 3.5 – Conteúdo harmônico de B_s^2 devido à aplicação dos métodos propostos.



Fonte: do autor, 2020

As harmônicas geradoras de torque de borda de B_s^2 e λ^2 são aquelas cuja ordem é múltipla de N_L , conforme apresentado no processo para obtenção de (1.12) no Capítulo 1. É fácil verificar a partir das Figs. 3.5a–3.5f que as harmônicas de B_s^2 , com a utilização dos

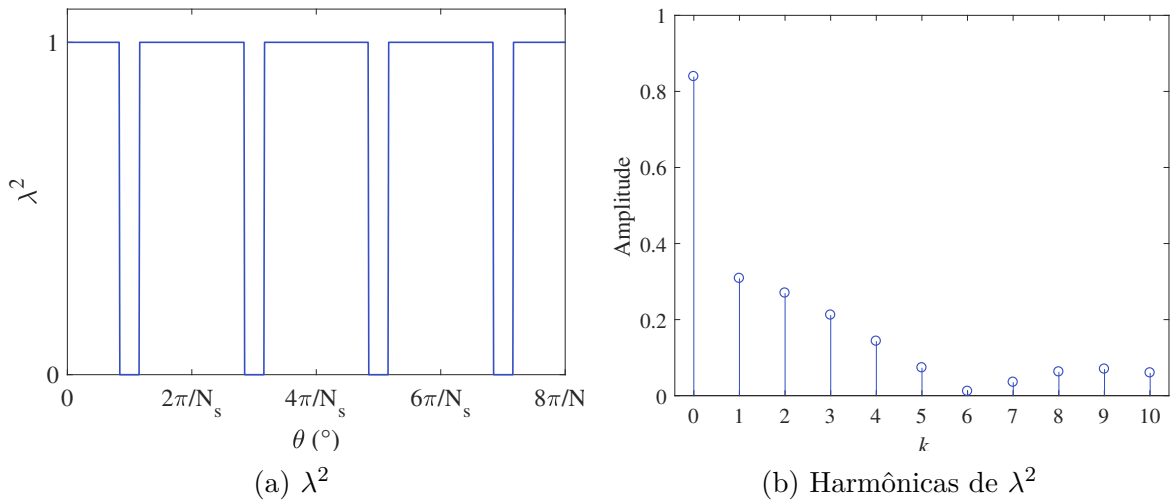
métodos propostos, segue padrão similar ao das técnicas de modulação PWM, dependendo, basicamente, de m_f . Portanto, pela escolha de m_f é possível reduzir o torque de borda.

Pelas Figs. 3.5a, 3.5e e 3.5f, nota-se que a utilização dos Métodos 1, 5 e 6 faz com que as harmônicas de maior amplitude de B_s^2 estejam na vizinhança imediata dos múltiplos inteiros de m_f . A aplicação desses métodos pode reduzir o torque de borda se o projetista utilizar um m_f que faça com que tais harmônicas não possuam ordens múltiplas de N_L .

Já para os Métodos 2, 3 e 4, por meio das Figs. 3.5b, 3.5c e 3.5d, percebe-se que as ordens harmônicas de B_s^2 vizinhas imediatas das múltiplas inteiras de $m_f/2$ são as de maior amplitude. Tais ordens harmônicas não podem ser múltiplas de N_L , caso se deseje reduzir a amplitude do torque de borda.

Há ainda outra forma de se reduzir o torque de borda por meio da aplicação dos métodos, uma vez que a amplitude das harmônicas de λ^2 é inversamente proporcional a sua ordem, conforme mostrado na Fig. 3.6b. Assim, além de escolher um m_f de forma que as harmônicas citadas nos dois parágrafos imediatamente acima não sejam múltiplas de N_L , o valor de m_f deve ser suficientemente alto para que as harmônicas de λ^2 geradoras do torque de borda tenham amplitude reduzida. Todavia, novamente, cabe lembrar que a viabilidade de construção da máquina também deve ser ponderada na escolha do seu valor.

Figura 3.6 – Formas de onda ideal de λ^2 e seu conteúdo harmônico.



Fonte: do autor, 2020

4 Modelos Analíticos para Obtenção da Tensão Induzida e Torque de Borda

A utilização da análise em elementos finitos implica em resultados precisos, todavia ao custo de muito tempo de processamento. No presente trabalho um processo de otimização é considerado e, para torná-lo mais dinâmico, recorre-se às expressões analíticas para as componentes radial e tangencial da densidade de fluxo no entreferro, as quais permitem também a obtenção do torque de borda e tensão induzida.

O presente capítulo apresenta todos os modelos analíticos, bem como uma breve descrição de como podem ser obtidos, utilizados para otimizar os resultados ao se utilizar algum dos métodos propostos neste trabalho.

4.1 Densidade de Fluxo do Entreferro sem Ranhuras

O primeiro componente a ser modelado analiticamente é a densidade de fluxo no entreferro quando a máquina, cujos ímãs são montados na superfície do rotor, não possui ranhuras. Sua obtenção se dá por meio da resolução das equações de Laplace e Quasi-Poisson para o potencial magnético escalar nos ímãs e entreferro, seguida da aplicação das condições de fronteira para ímãs com magnetização radial. Esse processo é realizado de forma detalhada em [57], sendo as equações obtidas apresentadas em (4.1) e (4.2), respectivamente para a componente radial e tangencial da densidade de fluxo no entreferro para máquinas com número de polos superior a dois.

Para confirmar a validade da predição obtida com (4.1) e (4.2), considera-se a máquina de referência com quatro polos descrita no Capítulo 5. Sua densidade de fluxo com a máquina sem ranhuras foi obtida por meio dessas equações e comparada com a obtida por meio de uma FEA. As Figs. 4.1a e 4.1b apresentam a comparação entre a densidade de fluxo no meio do entreferro radial e tangencial, nessa ordem. Verifica-se que, de fato, as eqs. (4.1) e (4.2) são adequadas para obtenção analítica das componentes radial e tangencial da densidade do fluxo no entreferro desprezando as ranhuras.

$$\begin{aligned}
 B_r(r, \theta) = & \sum_{n \text{ ímpar}}^{\infty} \frac{\mu_0 M_n}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1} \cdot \\
 & \cdot \left\{ \frac{(np-1) + 2 \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{np+1} - (np+1) \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{2np}}{\frac{\mu_r + 1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s} \right)^{2np} \right] - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{2np} - \left(\frac{R_r}{R_m} \right)^{2np} \right]} \right\} \cdot \\
 & \cdot \left[\left(\frac{r}{R_s} \right)^{np-1} \left(\frac{R_m}{R_s} \right)^{np+1} + \left(\frac{R_m}{r} \right)^{np+1} \right] \cos(np\theta)
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

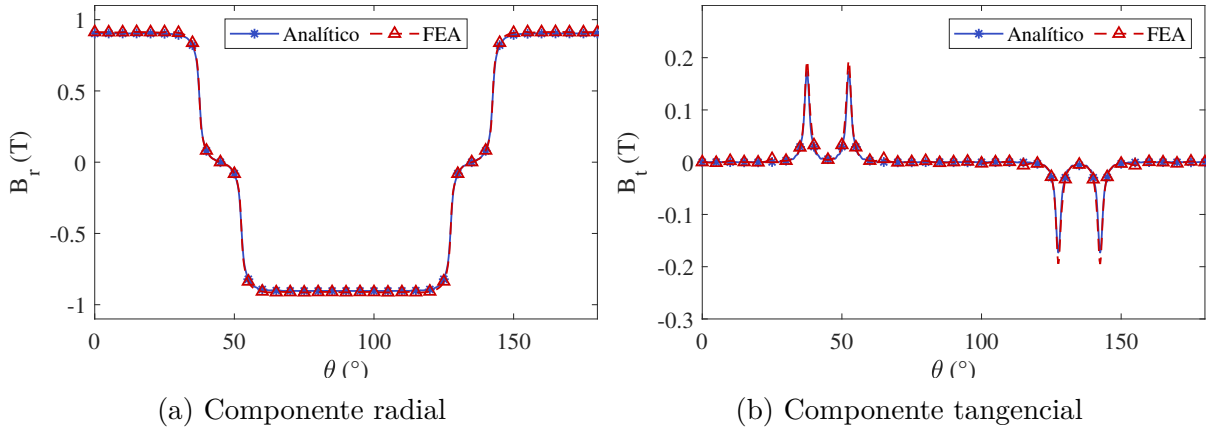
$$\begin{aligned}
B_t(r, \theta) = & \sum_{n \text{ ímpar}}^{\infty} -\frac{\mu_0 M_n}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1} \cdot \\
& \cdot \left\{ \frac{(np-1) + 2\left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{np+1} - (np+1)\left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^{2np}\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2np} - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np}\right]} \right\} \cdot \\
& \cdot \left[\left(\frac{r}{R_s}\right)^{np-1} \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{np+1} - \left(\frac{R_m}{r}\right)^{np+1} \right] \sin(np\theta)
\end{aligned} \quad (4.2)$$

sendo B_r a densidade radial de fluxo, B_t a densidade tangencial, μ_0 a permeabilidade magnética do vácuo, μ_r a permeabilidade relativa do ímã, R_r o raio externo do rotor ou interno dos ímãs, R_m o raio externo dos ímãs, R_s o raio interno do estator, r o raio onde se deseja obter a densidade do fluxo, de sorte que $R_m < r < R_s$, e M_n é dada por

$$M_n = 2 \frac{B_{\text{res}}}{\mu_0} \alpha_p \frac{\sin\left(\frac{n\pi\alpha_p}{2}\right)}{\frac{n\pi\alpha_p}{2}}$$

onde M_n é o coeficiente da série de Fourier da magnetização dos ímãs, α_p consiste na razão entre o arco do segmento de ímã e o passo polar.

Figura 4.1 – Densidade de fluxo no entreferro sem ranhuras obtida analiticamente e por elementos finitos.



Fonte: do autor, 2020

4.2 Permeância do Entreferro

Como já comentado, a distribuição da densidade de fluxo no entreferro de uma máquina que possui ranhuras pode ser modelada por meio de sua densidade com as ranhuras removidas e uma função moduladora, conhecida por permeância do entreferro. Essa função moduladora representa o efeito causado pelas aberturas das ranhuras.

Uma forma de se modelar a permeância do entreferro, tanto radial quanto tangencial, consiste em considerá-la como uma função de variáveis complexas. Para obter tal função

complexa, utiliza-se quatro transformações conforme, de modo que a geometria original da máquina é transformada em uma em que não há ranhuras, na qual as expressões para a densidade de fluxo são as mesmas (4.1) e (4.2) [58]. Vale ressaltar que esse procedimento é feito considerando que a máquina possua apenas uma ranhura. Conhecendo as relações de transformação entre os quatro planos, é possível obter a distribuição da densidade de fluxo na máquina original, sendo sua expressão dada por (4.3).

$$B_g(r, \theta) = (B_r + jB_t) \left[h \frac{w-1}{s\sqrt{(w-a)(w-b)}} \right]^* \quad (4.3)$$

em que “*” representa a operação conjugado, B_g é a densidade de fluxo no entreferro da máquina com ranhuras, s é igual a $re^{j\theta}$, h é obtido por meio de (4.4) e w é obtido resolvendo-se a equação não-linear apresentada em (4.5).

$$h = R_s \exp \left[j \left(\frac{g'}{\pi} \ln w + \frac{\theta_s}{2} \right) \right] \quad (4.4)$$

$$z = j \frac{g'}{\pi} \left[\ln \left| \frac{1+p}{1-p} \right| - \ln \left| \frac{b+p}{b-p} \right| - 2 \frac{b-1}{\sqrt{b}} \tan^{-1} \left(\frac{p}{\sqrt{b}} \right) \right] + \ln R_s + j\theta_2 \quad (4.5)$$

sendo z igual a $\ln(s)$, g' dado por $\ln(R_s/R_r)$, b'_o o ângulo da abertura da ranhura, θ_s o passo de ranhura, θ_2 o ângulo final da abertura da ranhura considerando como origem o centro do dente, b e p obtidos pelas eqs. (4.6) e (4.7), nessa ordem, com a igual ao inverso de b .

$$b = \left[\frac{b'_o}{2g'} + \sqrt{\left(\frac{b'_o}{2g'} \right)^2 + 1} \right]^2 \quad (4.6)$$

$$p = \sqrt{\frac{w-b}{w-a}} \quad (4.7)$$

A partir de (4.3), define-se a permeância complexa do entreferro como (4.8) [58]. As formas de onda de sua parte real, λ_r , e de sua parte imaginária, λ_t , são apresentadas respectivamente nas Figs. 4.2a e 4.2b. Apenas o efeito de uma ranhura foi modelado, por isso somente um período da função permeância é apresentado.

$$\lambda = h \frac{w-1}{s\sqrt{(w-a)(w-b)}} \quad (4.8)$$

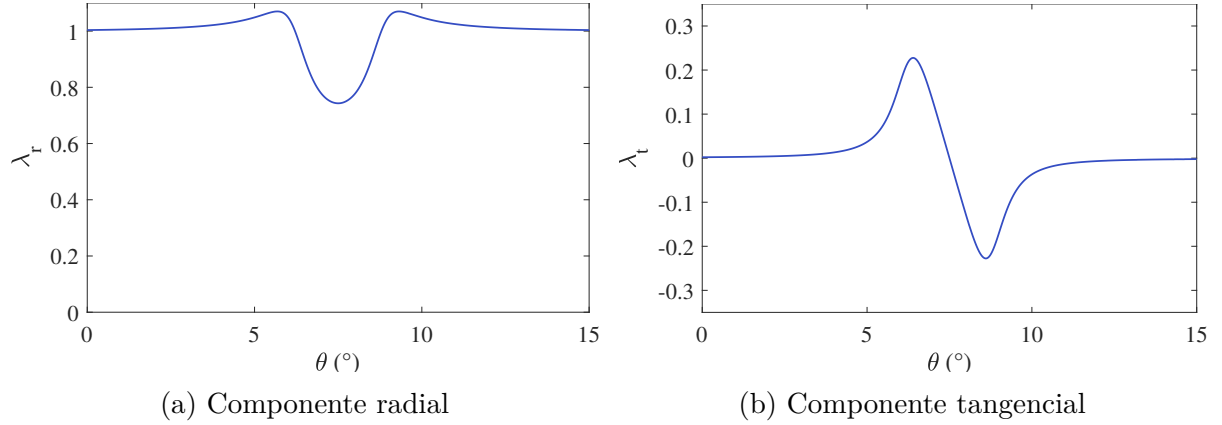
É possível obter a permeância para todo o entreferro por meio da expansão em série de Fourier das formas de onda mostradas nas Figs. 4.2a e 4.2b, conforme as eqs. (4.9) e (4.10) para λ_r e λ_s , nessa ordem.

$$\lambda_r = \lambda_0 + \sum_{i=1}^{N_\lambda} \lambda_{ri} \cos(iN_s\theta) \quad (4.9)$$

$$\lambda_t = \sum_{i=1}^{\infty} \lambda_{ti} \sin(iN_s\theta) \quad (4.10)$$

sendo λ_0 , λ_{rn} e λ_{tn} os coeficientes da série de Fourier e N_s o número de ranhura.

Figura 4.2 – Permeância do entreferro obtida analiticamente.



Fonte: do autor, 2020

4.3 Densidade de Fluxo do Entreferro com Ranhuras

A obtenção da densidade de fluxo do entreferro para a máquina com ranhuras é obtida de forma direta, uma vez que as expressões para a permeância do entreferro complexa e sua densidade de fluxo para a mesma máquina sem ranhuras já foram obtidas. As eqs. (4.11) e (4.12) apresentam expressões para computação da densidade de fluxo radial, B_{gr} , e tangencial, B_{gt} , nessa ordem, na máquina com ranhuras [58].

$$B_{gr} = B_r \lambda_r + B_t \lambda_t \quad (4.11)$$

$$B_{gt} = -B_r \lambda_t + B_t \lambda_r \quad (4.12)$$

As Figs. 4.3a e 4.3b apresentam uma comparação entre a forma de onda obtida com as expressões (4.11) e (4.12) e uma FEA, nessa ordem, considerando novamente a máquina de quatro polos de referência. Essa comparação confirma a viabilidade no uso das expressões analíticas.

Embora a obtenção da permeância do entreferro tenha bons resultados, uma vez que as máquinas simuladas terão o mesmo estator que as de referência, é possível obter essa função por elementos finitos, realizando apenas uma FEA para as máquinas de referência. Através de (4.11) e (4.12) é possível obter as componentes radial e tangencial da permeância, respectivamente através de (4.13) e (4.14).

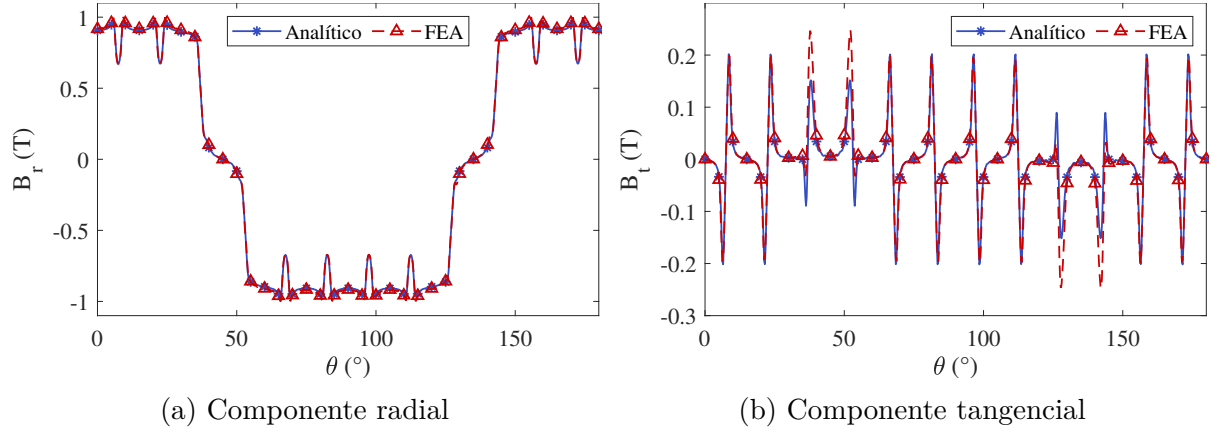
$$\lambda'_r = \frac{B'_{gr} B'_r + B'_{gt} B'_t}{B'^2_r + B'^2_t} \quad (4.13)$$

$$\lambda'_t = \frac{B'_{gr} B'_t - B'_{gt} B'_r}{B'^2_r + B'^2_t} \quad (4.14)$$

sendo que o apóstrofo indica a forma de onda obtida por meio de elementos finitos.

Cabe ainda mencionar que a obtenção da permeância por elementos finitos se deu em um passo de ranhura, obtendo formas de ondas similares às apresentadas nas

Figura 4.3 – Densidade de fluxo no entreferro com ranhuras obtida analiticamente e por elementos finitos.



Fonte: do autor, 2020

Figs. 4.2a e 4.2b. Sendo assim, para obtenção da forma de onda em todo o entreferro, os coeficientes da série de Fourier são obtidos, similarmente ao apresentado por (4.9) e (4.10). Nas próximas seções, a modelagem analítica leva em conta a permeância obtida por meio de elementos finitos.

4.4 Torque de Borda

Uma vez que a densidade de fluxo no entreferro para a máquina com ranhuras é conhecida, através de (4.11) a (4.14), é possível prever o comportamento do torque de borda. Para tanto, recorre-se ao métodos dos Tensores de Maxwell para computação desse torque parasita, como apresentado em (4.15).

$$T_C(\alpha) = \frac{L_{stk} r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} B_{gr}(r, \theta, \alpha) B_{gt}(r, \theta, \alpha) d\theta \quad (4.15)$$

sendo L_{stk} o comprimento do pacote magnético e α o ângulo de rotação do rotor. A densidade de fluxo no entreferro para certo ângulo de rotação α é obtido rotacionando a própria densidade de fluxo pelo mesmo ângulo.

A integral em (4.15) pode ser calculada por meio de métodos numéricos, sendo possível, então, obter o comportamento do torque de borda. A Fig. 4.4 apresenta uma comparação entre seu valor obtido por uma FEA e pelo método analítico supracitado para a máquina de referência com quatro polos. Vale ressaltar que somente três períodos são apresentados para maior clareza. Nota-se que os resultados são bem similares, sendo a diferença entre eles causada pelo nível de saturação das sapatas dos dentes não considerado nas expressões analíticas.

4.5 Tensão Induzida

É possível obter a tensão induzida nos enrolamentos conhecendo-se a componente radial da densidade de fluxo no entreferro. Primeiramente, deve-se obter o fluxo concatenado por tais enrolamentos, como mostra (4.16).

$$\varphi(\alpha) = Q_s L_{stk} R_s \int_{-\gamma_c/2}^{\gamma_c/2} B_{gr}(R_s, \theta, \alpha) d\theta \quad (4.16)$$

onde φ é o fluxo concatenado, γ_c é o ângulo correspondente ao passo das bobinas, y_q , calculado por $y_q 2\pi/N_s$. Por sua vez, Q_s é igual a $1/6 N_c N_s$ para enrolamentos de camada simples ou $1/3 N_c N_s$ de camada dupla, considerando um único caminho paralelo e N_c o número de espiras-série de uma bobina.

A tensão induzida é obtida diretamente pela derivada temporal do fluxo concatenado. Vale ressaltar que o tempo está implícito no ângulo de rotação, sendo este ângulo nada mais que o produto do tempo pela velocidade de rotação, ω_r . Realizando todas as operações e substituições matemáticas necessárias, a tensão induzida da fase “a”, E_a , é dada por (4.17).

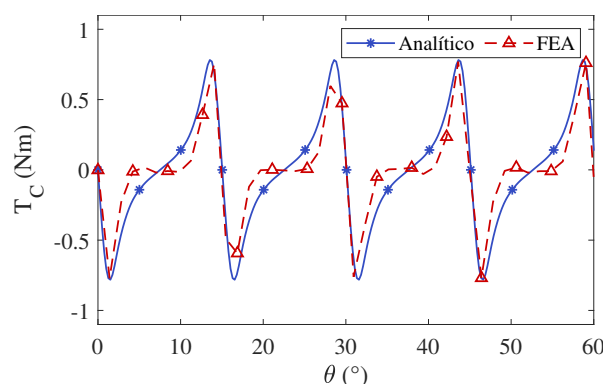
$$\begin{aligned} E_a(\alpha) = & Q_s \omega_r L_{stk} R_s \sum_{n \text{ ímpar}}^{\infty} k_{dn} \left\{ 2\lambda_0 B_r \sin\left(np \frac{\gamma_c}{2}\right) \right. \\ & + \sum_{i=1}^{\infty} (B_r \lambda_{ri} - B_t \lambda_{ti}) \frac{\sin\left[(np + iN_s) \frac{\gamma_c}{2}\right]}{np + iN_s} np C_i \\ & \left. + \sum_{i=1}^{\infty} (B_r \lambda_{ri} + B_t \lambda_{ti}) \frac{\sin\left[(np - iN_s) \frac{\gamma_c}{2}\right]}{np - iN_s} np C_i \right\} \sin(np\alpha) \end{aligned} \quad (4.17)$$

em que C_i possui valor unitário quando o passo das bobinas é ímpar e $\cos(i\pi)$ quando é par e k_{dn} é calculado por meio de 4.18, sendo q o número de ranhuras por polo e por fase e β o deslocamento angular entre as tensões induzidas de duas ranhuras adjacentes. Além disso, o termo $\frac{\sin\left[(np - iN_s) \frac{\gamma_c}{2}\right]}{np - iN_s}$ deve ser substituído por $\gamma_c/2$ nos casos em que $np = iN_s$.

$$k_{dn} = \frac{\sin\left(nq \frac{\beta}{2}\right)}{q \sin\left(n \frac{\beta}{2}\right)} \quad (4.18)$$

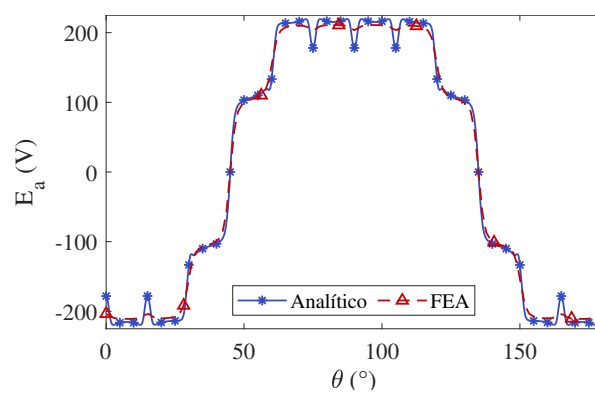
Para fins de comparação, apresenta-se na Fig. 4.5 a forma de onda da tensão da fase “a” para a máquina de referência com quatro polos e passo de bobina igual a seis ranhuras obtida com a formulação analítica e elementos finitos. Mais uma vez verifica-se que a utilização do modelo analítico é viável, sendo a diferença entre as duas formas de onda causada pela utilização de um número finito de ordens harmônicas da densidade de fluxo e a desconsideração do nível de saturação do estator.

Figura 4.4 – Torque de borda obtido analiticamente e por FEA.



Fonte: do autor, 2020

Figura 4.5 – Tensão induzida obtida analiticamente e por FEA.



Fonte: do autor, 2020

5 Resultados Obtidos com a Análise em Elementos Finitos

Os métodos propostos no presente trabalho foram aplicados em duas máquinas, de quatro e oito polos, cujos parâmetros se encontram listados na Tabela 5.1, e validados por meio da análise em elementos finitos (FEA). O presente capítulo apresenta os resultados obtidos, bem como algumas discussões. É válido mencionar que o estator da máquina de quatro polos é o mesmo da máquina projetada em [59], enquanto o da máquina de oito polos foi projetado pelo autor do presente trabalho.

Tabela 5.1 – Parâmetros das máquinas avaliadas.

Parâmetro	Valor		Unidade
	4 polos	8 polos	
Potência	1	1	cv
Velocidade Nominal	1500	1500	rpm
Diâmetro Interno do Estator	96	96	mm
Diâmetro Externo do Estator	182	132	mm
Comprimento do Pacote	102	102	mm
Entreferro	1	1	mm
Espessura dos Ímãs	6	6	mm
Abertura das Ranhuras	2	2	mm
Número de Espiras	19	7	-
Bitola dos Condutores	20	16	AWG
Material dos Ímãs	NdFeB 32 MGOe		-

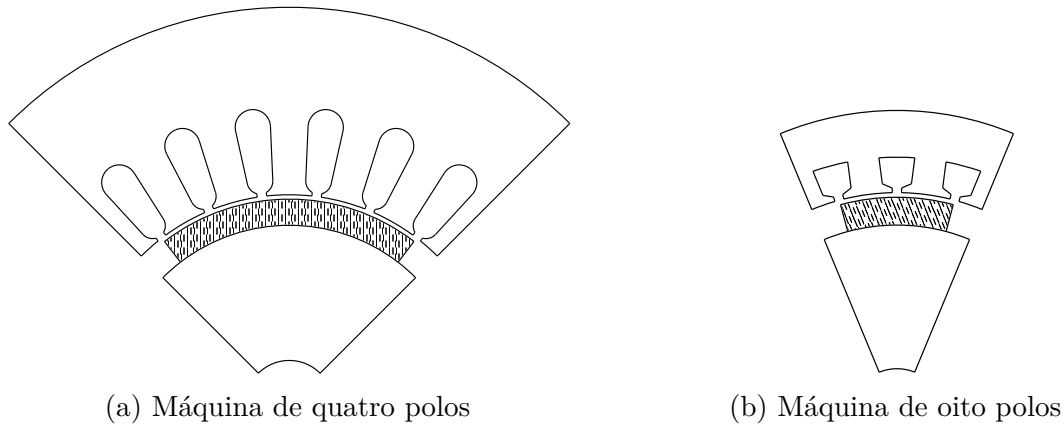
Fonte: do autor, 2020

Foram analisadas, ainda, duas máquinas com mesmo número de polos que as supracitadas, chamadas aqui de “referência”, com polos não segmentados, conforme mostra a Fig. 5.1. A máquina de referência com quatro polos possui passo polar de 150° , enquanto a de oito, de 120° . Tais valores de passo polar foram obtidos seguindo o proposto em [28]. É válido comentar que o número de polos das máquinas foi escolhido levando em consideração a sua viabilidade de construção, uma vez que quanto maior o número de polos, menor é a dimensão dos segmentos.

5.1 Resultados

Aqui são apresentados os resultados da análise em elementos finitos das máquinas cujos polos foram moldados por meio da utilização dos Métodos de 1 a 6, variando-se m_f na faixa de dois a 36 e mantendo-se m_a igual a um. Vale ressaltar que, visando a

Figura 5.1 – Máquinas de referência.



Fonte: do autor, 2020

viabilidade de construção da máquina, espaços entre segmentos inferiores a $0,2^\circ$ foram desprezados, i.e., preenchidos com o material dos ímãs.

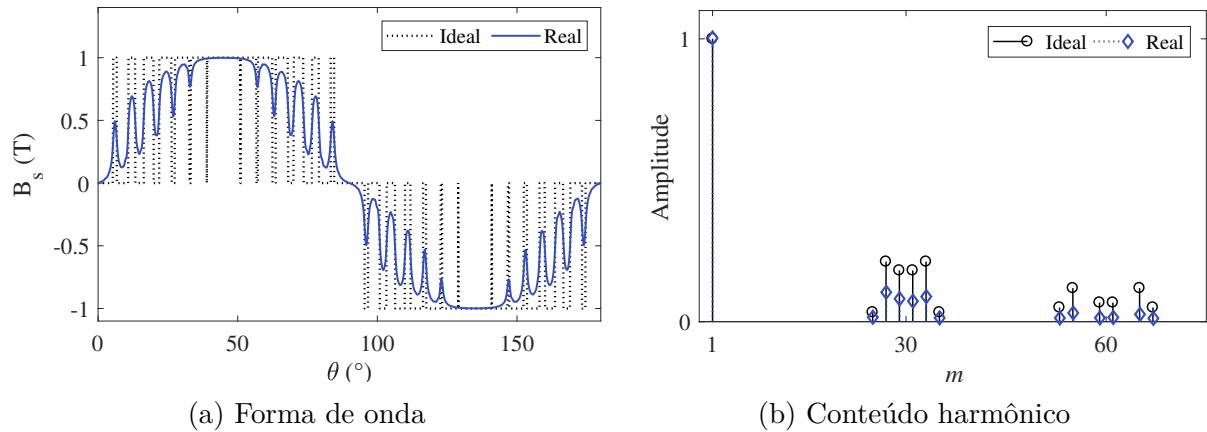
Os valores da distribuição de densidade de fluxo no entreferro, do fluxo concatenado pelos enrolamentos, da tensão induzida e do torque de borda foram obtidos considerando as máquinas operando em vazio, i.e., com corrente nula em seus enrolamentos. Já o torque desenvolvido foi obtido considerando que as máquinas são acionadas com correntes senoidais de 2,8 ampères de pico ou quadradas de 2,5454 ampères, em fase com a tensão induzida da fase “a”.

5.1.1 Método 1

Nessa seção, os resultados obtidos com a FEA para o Método 1 podem ser apreciados. São apresentados a forma de onda da densidade de fluxo no entreferro e seu conteúdo harmônico, a depreciação sofrida pelo fluxo concatenado pelos enrolamentos e torque eletromagnético, as variações no valor do torque de borda, ondulações do torque e distorção harmônica total (THD) da tensão induzida.

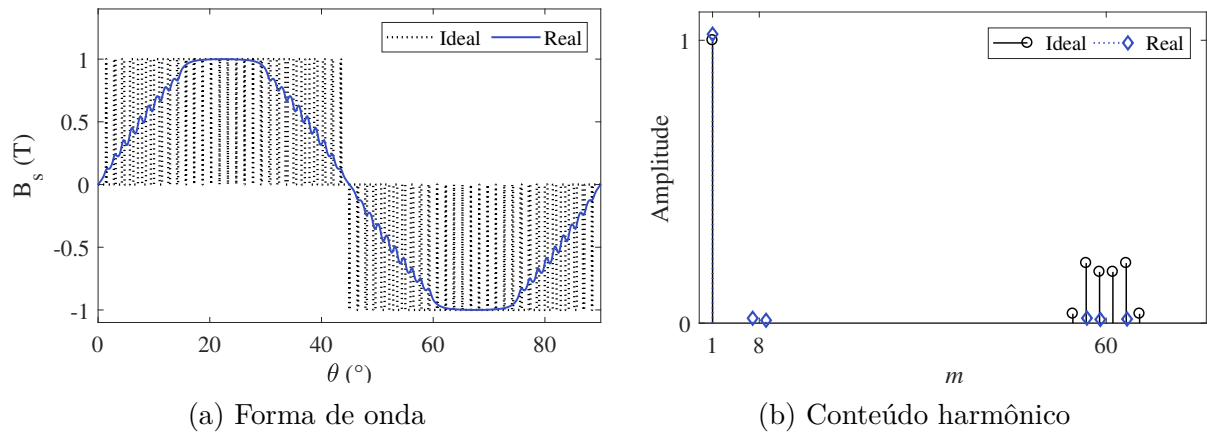
A Fig. 5.2a mostra a distribuição ideal e real da densidade de fluxo no entreferro para a máquina de quatro polos sem ranhuras, considerando $m_f = 15$. Nota-se que a real segue padrão similar à ideal, sendo diferente graças ao espreadamento e à dispersão. Além disso, a análise espectral de sua forma de onda, vista na Fig. 5.2b, confirma que as harmônicas espaciais previstas idealmente com a aplicação de M1, concentradas em torno das harmônicas de ordem múltiplas inteiras de $2m_f$, estão presentes no fluxo do entreferro. Além disso, graças aos fenômenos supracitados, percebe-se uma atenuação na amplitude das harmônicas da forma de onda real, especialmente naquelas de ordem elevada.

Em relação à máquina de oito polos, pode-se notar, que o comprimento e a distância entre os segmentos na máquina de oito polos possuem valores menores que a de quatro.

Figura 5.2 – Densidade de fluxo no entreferro para $m_f = 15$ e quatro polos.

Fonte: do autor, 2020

Com o aumento de m_f essas medidas são ainda mais reduzidas, fazendo com que a restrição imposta no valor mínimo aceitável para distância entre segmentos (de $0,2^\circ$) afete negativamente a máquina. As Figs. 5.3a e 5.3b mostram a distorção sofrida pela densidade de fluxo no entreferro na máquina de oito polos com $m_f = 30$, o que justifica o comportamento diferente daquele da de quatro polos. As principais causas dessa distorção são a restrição mencionada e o efeito acentuado da dispersão e espraçamento nos segmentos com dimensão reduzida.

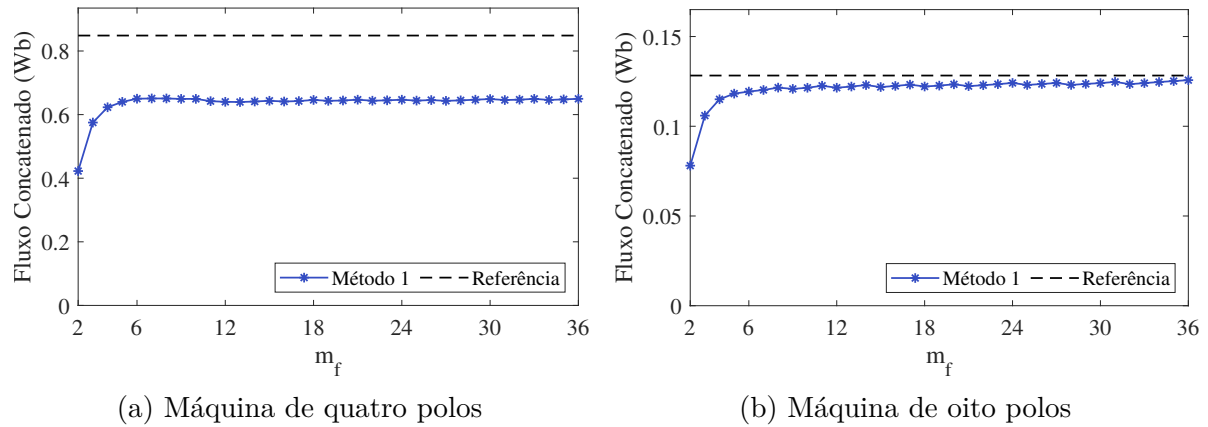
Figura 5.3 – Densidade de fluxo no entreferro para $m_f = 30$ e oito polos.

Fonte: do autor, 2020

É fato que a técnica de segmentação dos polos provoca uma atenuação na fundamental do fluxo produzido pelos ímãs. A utilização do Método 1 não é diferente. É possível notar tal redução avaliando o pico do fluxo concatenado pelos enrolamentos, mostrado nas Figs. 5.4a e 5.4b para a máquina de quatro e oito polos, respectivamente. Nota-se uma redução extremamente elevada para valores de m_f inferiores a seis, apontando a ineficácia na reprodução da onda moduladora pela modulação PWM nesse caso. Uma vez que para

tais valores a redução no fluxo observada é praticamente constante, as análises feitas para os demais parâmetros de desempenho nessa seção consideram valores de m_f superiores a seis. A máquina de quatro polos apresenta redução média de 23,43%, enquanto a de oito polos perde cerca de 4,52% com relação aos valores de referência. É válido comentar que a redução na máquina de quatro polos é superior graças ao passo polar utilizado, o que resulta num fluxo magnético maior que o da máquina de oito polos.

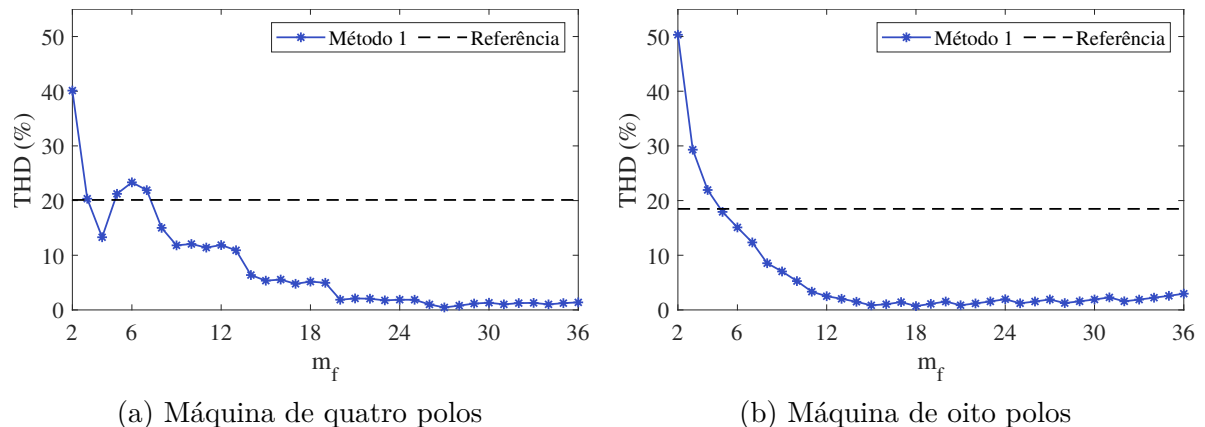
Figura 5.4 – Fluxo concatenado pelos enrolamentos em função de m_f .



Fonte: do autor, 2020

O conteúdo harmônico da tensão induzida pode ser avaliado por meio de sua THD, conforme apresentado nas Figs. 5.5a e 5.5b respectivamente para as máquinas de quatro e oito polos. Verifica-se que a THD diminui conforme m_f aumenta, como esperado, uma vez que as harmônicas geradas pela modulação SPWM possuem ordem elevada, sendo estas atenuadas pelos próprios fenômenos eletromagnéticos. A THD chega a valores inferiores a 2% para ambas as máquinas com a utilização do M1, resultando num tensão induzida praticamente senoidal. A diferença entre o comportamento da THD das duas máquinas deve-se, principalmente, à distribuição de seus enrolamentos.

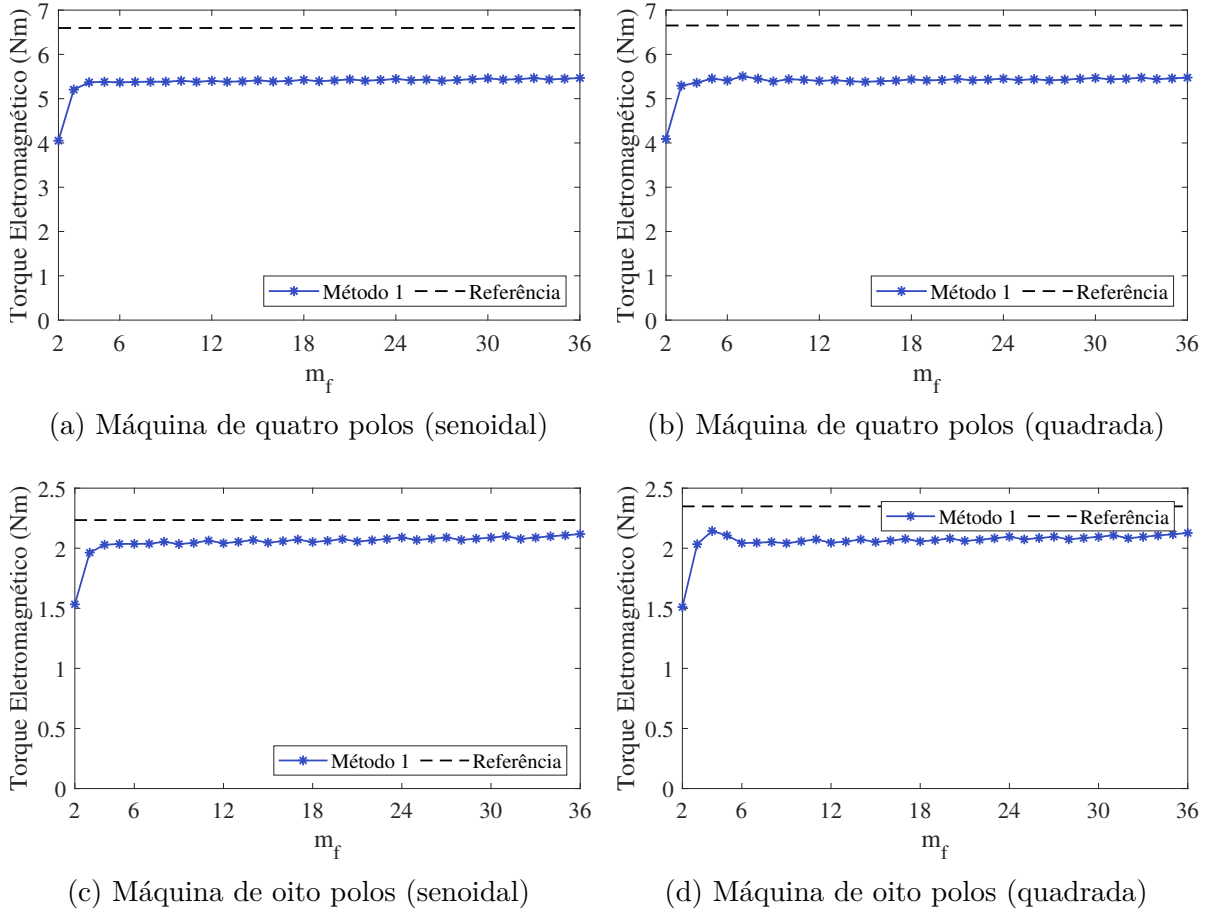
Figura 5.5 – THD da tensão induzida em função de m_f .



Fonte: do autor, 2020

A depreciação na densidade de fluxo da máquina resulta numa diminuição do valor médio do torque eletromagnético, como pode ser visto pelas Figs. 5.6a e 5.6c, para as máquinas de quatro e oito polos, respectivamente, e corrente senoidal, ou pelas Figs. 5.6b e 5.6d para corrente quadrada. Nota-se um comportamento no valor médio do torque similar ao do fluxo concatenado pelos enrolamentos, sendo a diferença causada pelo nível de saturação da máquina. Observa-se uma perda de 17,87% no torque da máquina de quatro polos e de 7,03% na de oito com corrente senoidal. Em relação à corrente quadrada, esses valores são de 18,19% e 11,20%, respectivamente. A redução sofrida neste último caso foi maior pois algumas harmônicas da tensão induzida também contribuem para a produção de torque útil e, com a utilização de M1, tais harmônicas acabam sendo eliminadas.

Figura 5.6 – Torque eletromagnético em função de m_f .



Fonte: do autor, 2020

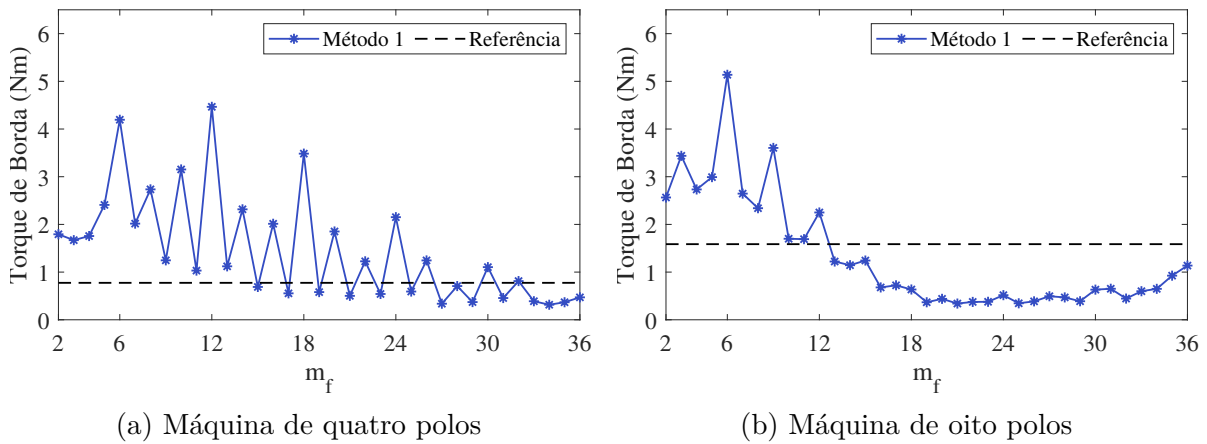
Conforme mencionado no Capítulo 3, o Método 1 reduz o torque de borda quando m_f é tal que as ordens harmônicas $j m_f \pm k$, $j = 1, 2, \dots$ e $k = 0, 1, 2$, de B_s^2 não são múltiplas de $N_L/2p$, especialmente quando $j = 1$. Para as máquinas avaliadas aqui $N_L = 24$, logo $N_L/2p$ é igual a seis para a máquina de quatro polos e três para a de oito.

As Figs. 5.7a e 5.7b apresentam o comportamento do torque de borda para as máquinas de quatro e oito polos, respectivamente, em função de m_f . Nota-se que um m_f

múltiplo de seis na máquina de quatro polos resulta num torque de borda elevado, uma vez que a ordem harmônica m_f , com a maior amplitude, também é múltipla de seis. O mesmo ocorre para m_f múltiplo de três na de oito polos. Além disso, para valores pares de m_f , alguma das ordens harmônicas $m_f \pm 2$, com segunda maior amplitude, é múltipla de seis, o que justifica os valores elevados na máquina de quatro polos nesse caso.

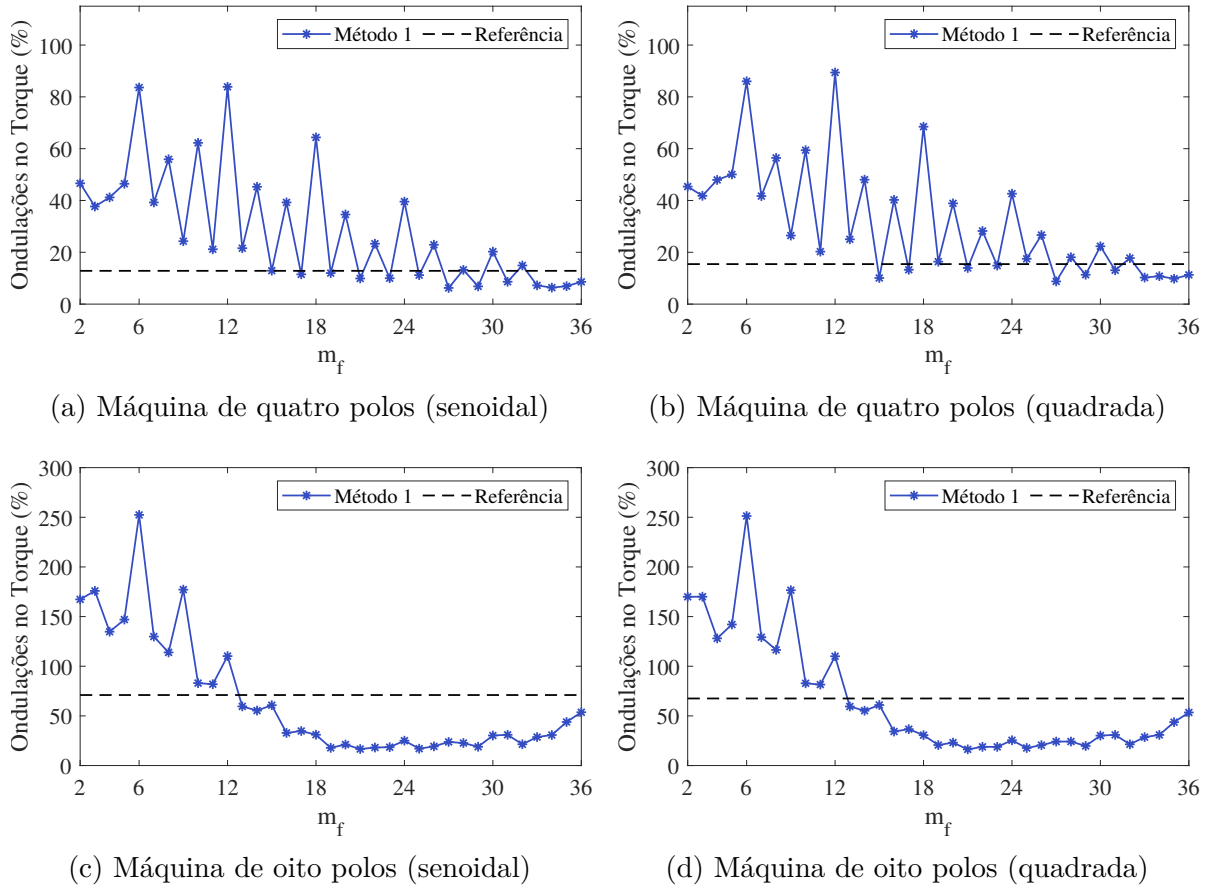
Agora, independente do valor de m_f , alguma das ordens harmônicas m_f , $m_f \pm 2$ ou $m_f \pm 1$ será múltipla de três, o que justifica os maiores valores de torque de borda na máquina de oito polos quando comparados aos da máquina de quatro. O torque de borda possui menor valor quando alguma das ordens harmônicas $m_f \pm 1$ é múltipla de três, uma vez que sua amplitude é menor que as demais. Também é possível notar uma diminuição natural com o aumento de m_f , devido à diminuição na amplitude das harmônicas de λ^2 com o aumento de sua ordem. Esse torque indesejado foi reduzido em 56,52% na máquina de quatro polos no melhor caso. Já para a máquina de oito polos, no melhor caso, o torque de borda foi reduzido em 78,54%.

Figura 5.7 – Torque de borda em função de m_f .



Fonte: do autor, 2020

Finalmente, o valor das ondulações no torque para as máquinas de quatro e oito polos são mostradas, respectivamente, nas Figs. 5.8a e 5.8c para acionamento senoidal e nas Figs. 5.8b e 5.8d para acionamento com corrente quadrada. Nota-se que para ambos os tipos de corrente o comportamento é praticamente igual ao do torque de borda, uma vez que sua ordem de grandeza é a mesma do torque desenvolvido. Esse padrão das ondulações no torque torna-se cada vez mais similar com o do torque de borda conforme m_f aumenta, evidenciando os efeitos da modulação SPWM nas harmônicas da tensão induzida e a atenuação daquelas de alta ordem pela dispersão/espraiamento. Quanto a valores, nos melhores casos, as ondulações são reduzidas em 51,38% e 76,61% para as máquinas de quatro e oito polos com acionamento senoidal e 43,31% e 75,88% para acionamento com corrente quadrada, respectivamente.

Figura 5.8 – Ondulações do torque em função de m_f .

Fonte: do autor, 2020

5.1.2 Métodos 2, 3 e 4

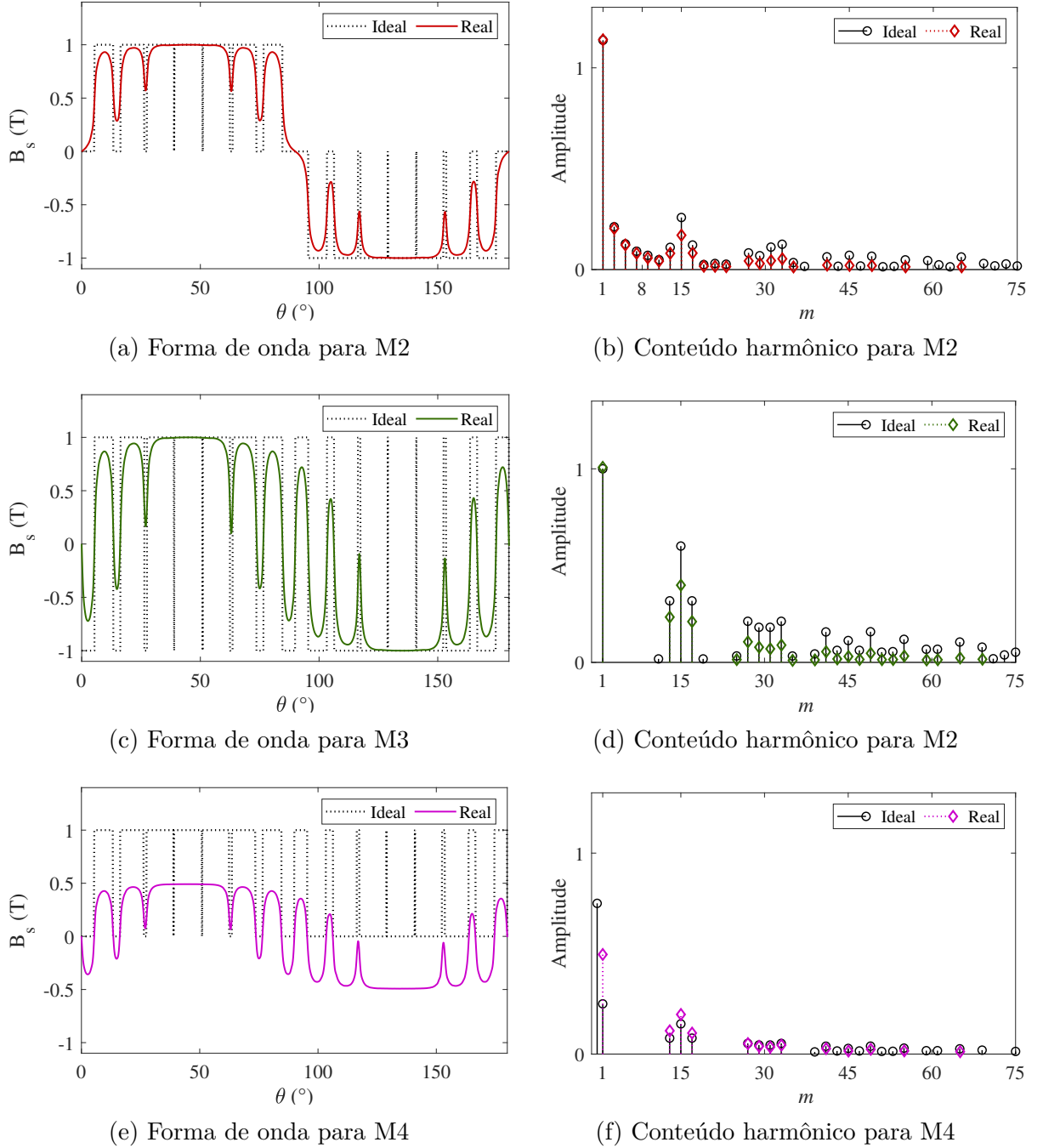
Todos os Métodos 2, 3 e 4 utilizam a técnica de modulação SPWM bipolar como base, sendo seus resultados apresentados juntos nessa seção. Assim como para M1, são avaliados a distribuição de fluxo no entreferro, o fluxo concatenado pelos enrolamentos, a THD da tensão induzida, o valor médio e ondulações do torque e o torque de borda.

O perfil da densidade de fluxo no entreferro (ideal e real) é mostrado nas Figs. 5.9a, 5.9c, e 5.9e para a máquina de quatro polos utilizando M2, M3 e M4, respectivamente, considerando $m_f = 15$. Verifica-se que para M2 e M3 a forma de onda real é fiel à ideal, o que não ocorre para M4. A diferença notada nesse método deve-se às linhas de fluxo magnético que atravessam o entreferro retornarem para os ímãs, resultando num padrão similar ao do Método 3, porém com cerca de metade de seu valor.

As Figs. 5.9b, 5.9d, e 5.9f apresentam as harmônicas espaciais presentes na densidade de fluxo do entreferro para M2, M3 e M4, respectivamente. Observa-se a presença das ordens harmônicas esperadas para a modulação bipolar, múltiplas inteiras de m_f , de 15 nesse caso. Nota-se, ainda, que o valor da fundamental de M2 é superior ao de M1, M3 e M4, o que garante um valor superior de torque. Entretanto, como M2 é uma variação

da modulação bipolar, harmônicas de baixa ordem não são eliminadas, resultando numa THD da tensão induzida superior aos demais métodos citados. Por fim, constata-se uma diferença entre ideal e real no M4, sendo ao fato mencionado no parágrafo acima.

Figura 5.9 – Densidade de fluxo no entreferro para $m_f = 15$ e quatro polos.



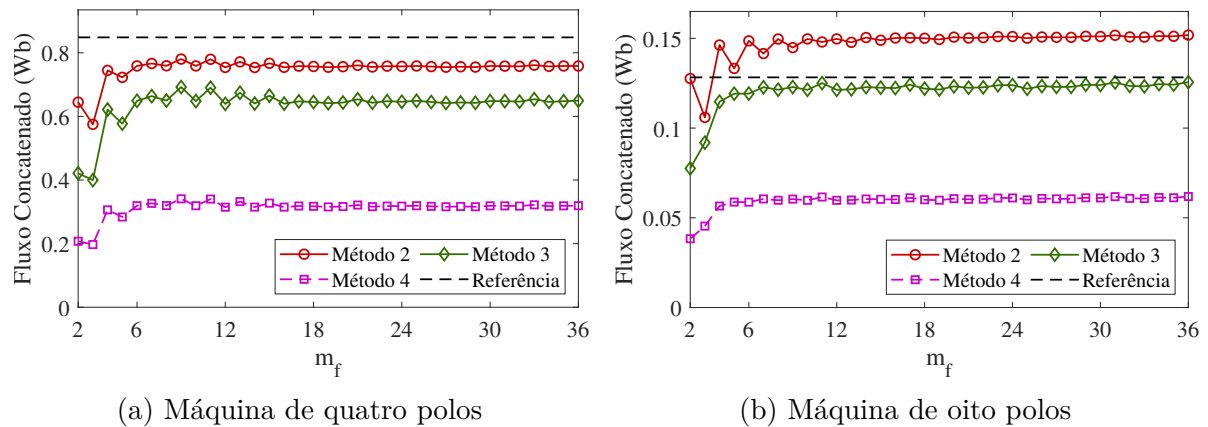
Fonte: do autor, 2020

A redução observada no fluxo concatenado pelos enrolamentos quando utiliza-se M1 para dar forma aos polos da máquina também é observada quando se utiliza M2, M3 ou M4, conforme mostram as Figs. 5.10a e 5.10b para as máquinas de quatro e oito polos, respectivamente. Novamente, valores de m_f inferiores a seis apresentam

redução extremamente elevada. Como esperado, verifica-se que M2 apresenta valor de fluxo concatenado superior aos demais mencionados, enquanto a utilização de M4 reduz o fluxo concatenado a valores inviáveis. Na máquina de quatro polos a utilização de M2, M3 e M4 reduz, em média, o fluxo concatenado em 10,59%, 23,50% e 62,37%, respectivamente. Para a de oito polos os valores são de -17,12%, 4,57% e 52,99%, naquela ordem (o valor negativo indica um acréscimo).

O leitor pode considerar que a utilização de um número mais elevados de espiras por bobina quando se utiliza o Método 4 compensa a perda de fluxo e é viável, uma vez que o volume de ímãs utilizado é consideravelmente reduzido. Todavia, deve-se ter em mente que a elevação no número de espiras resulta numa amplificação da reação da armadura, logo aumentar esse número não tem o efeito desejado no torque, uma vez que o fluxo produzido pelos ímãs sem carga possui valor bem baixo.

Figura 5.10 – Fluxo concatenado pelos enrolamentos em função de m_f .



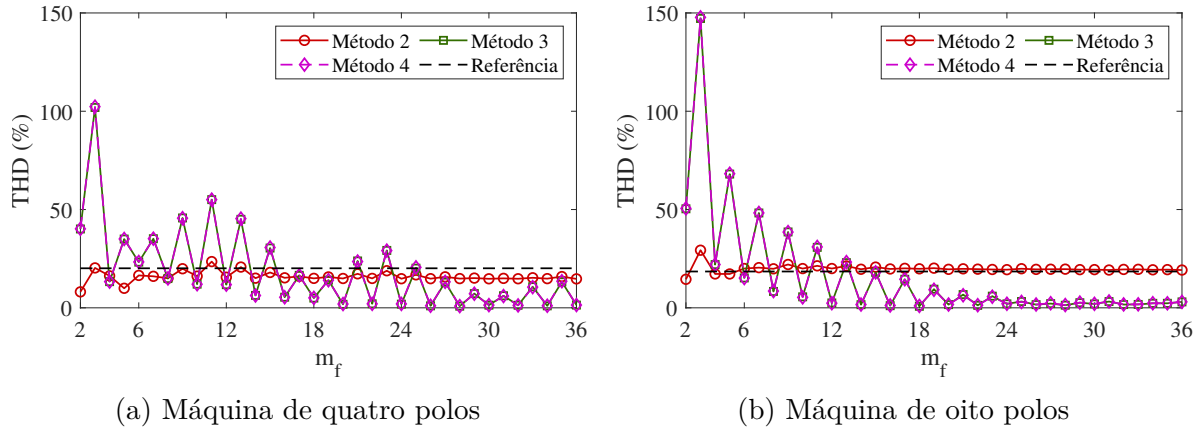
(a) Máquina de quatro polos

(b) Máquina de oito polos

Fonte: do autor, 2020

A THD da tensão induzida quando se utiliza os Método 2, 3 e 4 é apresentada nas Figs. 5.11a e 5.11b para as máquinas de quatro e oito polos, respectivamente. Uma rápida comparação com o Método 1 confirma que a modulação SPWM unipolar tem desempenho harmônico superior à bipolar. M2 apresenta uma THD praticamente igual a de referência, uma vez que esse método utiliza uma variação da técnica bipolar e apresenta muitas harmônicas de baixa ordem. Já para M3 e M4, percebe-se que para valores ímpares de m_f a THD aumenta, pois as harmônicas geradas nesse caso possuem ordem ímpar e a distribuição dos enrolamentos das máquinas elimina apenas as pares. Eventualmente, com o aumento de m_f , M1, M3 e M4 convergem, apresentando THD inferiores a 2%.

Por sua vez, a depreciação sofrida no valor médio do torque eletromagnético quando se utiliza algum dos Métodos 2, 3 ou 4 é mostrada nas Figs. 5.12a e 5.12b para acionamento senoidal, nas máquinas de quatro e oito polos, respectivamente. Já para acionamento com corrente quadrada, refira-se às Figs. 5.12c e 5.12d, naquela ordem. Novamente, verifica-se comportamento similar ao fluxo concatenado pelos enrolamentos. O valor dessa depreciação

Figura 5.11 – THD da tensão induzida em função de m_f .

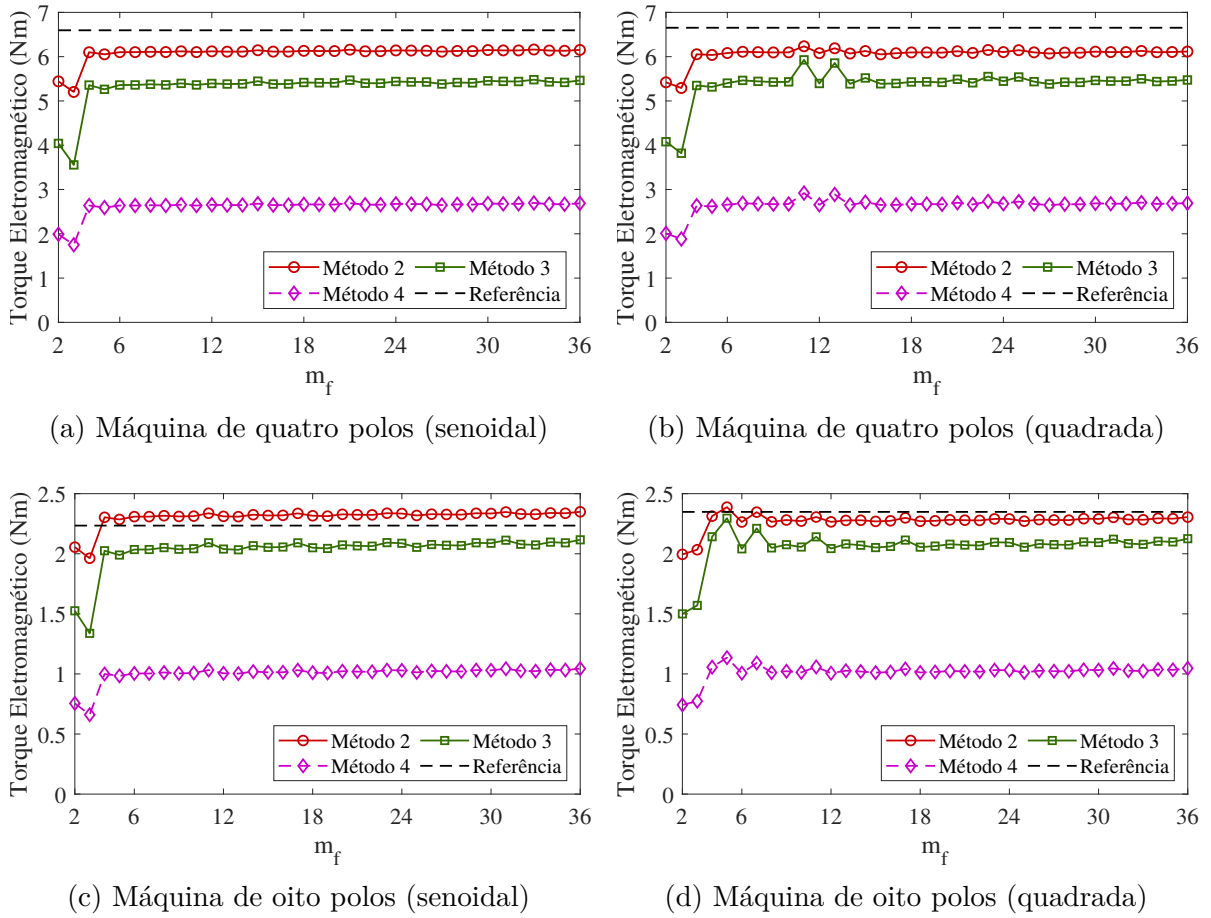
Fonte: do autor, 2020

na máquina de quatro polos é de 7,11%, 17,95% e 59,97%, enquanto na de oito é de -4,24%, 7,11% e 54,17% para acionamento senoidal, respectivamente para M2, M3 e M4. Com corrente quadrada, esses valores são 8,33%, 18,26% e 59,79% na máquina de quatro polos e 2,72%, 11,30% e 56,28% na de oito. Mais uma vez fica evidente a inviabilidade da utilização do Método 4 nessas máquinas.

Verifica-se, pelo Capítulo 3, que as ordens harmônicas de M2, M3 e M4 de maior amplitude são do tipo $j m_f / 2 \pm (j+k)/2$, $j = 1, 2, \dots$ e $k = 0, 2, 4$, sendo $j = 1$ as de maior influência. Além dessas, o Método 2 apresenta harmônicas de baixa ordem, o que justifica o comportamento do seu torque de borda ser diferentes de M3 e M4. Essas ordens harmônicas não devem ser múltiplas de $N_L/2p$ para reduzir o torque de borda, i.e., de seis para a máquina de quatro polos e três para a de oito.

O comportamento do torque de borda, respectivamente, para as máquinas de quatro e oito polos em função de m_f , quando se utiliza M2, M3 e M4, é apresentado nas Figs. 5.13a e 5.13b. As ordens harmônicas mencionadas no parágrafo acima serão geradoras de torque de borda quando m_f for ímpar, sendo os maiores picos notados quando m_f , além de ímpar, é também múltiplo de três. No melhor cenário observa-se uma redução de 13,05%, 42,79% e 78,83% na máquina de quatro polos quando se utiliza o segundo, terceiro e quarto métodos, respectivamente. Já na de oito polos, essa redução no torque de borda é de 66,32%, 77,00% e 88,95%. Tenha em mente que os números para o Método 4 são um tanto quanto enganosos, uma vez que a densidade de fluxo no entreferro com esse método é praticamente metade daquela do Método 3, por exemplo.

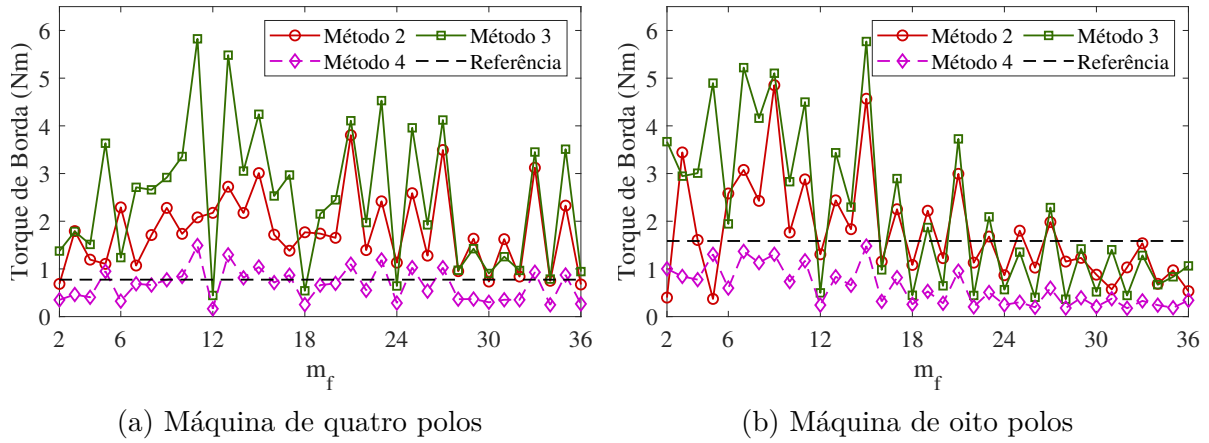
Observando a Fig. 3.5, o torque de borda de M2 deveria maior que o de M3, uma vez que o primeiro apresenta harmônicas de B_s^2 de maior amplitude. Isso ocorre pois foi utilizada uma FEA para avaliar M3, sendo as harmônicas nesse atenuadas pelos fenômenos eletromagnéticos desprezados no primeiro caso. Fisicamente, os valores maiores do pico do

Figura 5.12 – Torque eletromagnético em função de m_f .

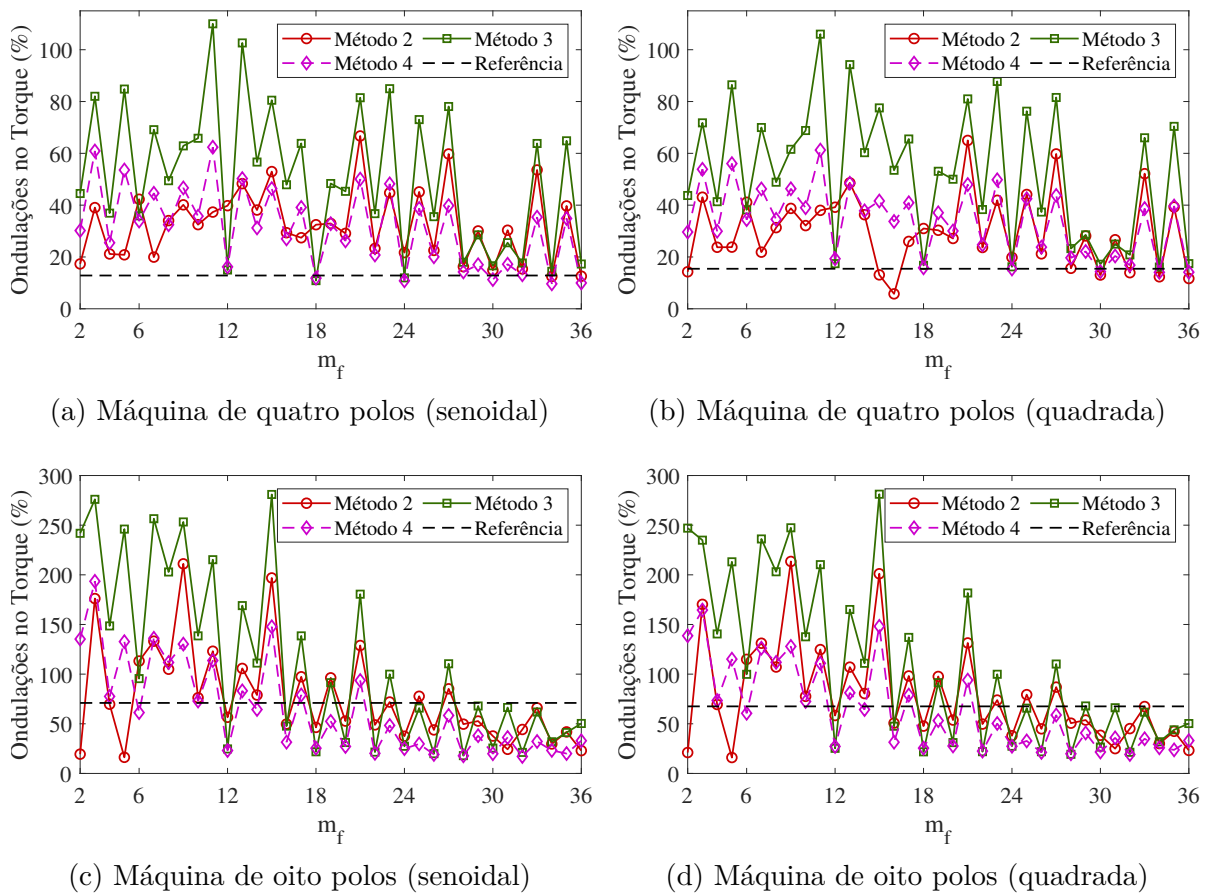
Fonte: do autor, 2020

torque de borda para M3 se explicam pelo aumento no número de bordas de ímãs graças a sua forma de construção dos polos.

Por último, o valor das ondulações no torque para as máquinas de quatro e oito polos pode ser apreciado, respectivamente, nas Figs. 5.14a e 5.14c para correntes senoidais e nas Figs. 5.14b e 5.14d para correntes quadradas. O pior desempenho harmônico da modulação bipolar em comparação com a unipolar fica evidente, também, pelo comportamento das ondulações do torque, estas diferentes do padrão apresentado pelo torque de borda para valores de m_f inferiores a 20. Os valores apresentados a seguir referem-se aos Métodos 2, 3 e 4, nessa ordem. No melhor cenário com acionamento senoidal as ondulações são reduzidas em 2,80%, 15,34% e 15,96%, e 67,65%, 74,75% e 74,99%, respectivamente para as máquinas de quatro e oito polos. Esses valores são de 62,73%, -4,27% e 8,87%, e 65,68%, 71,47% e 70,67% para correntes quadradas. Essencialmente, a diminuição nas ondulações do torque quando se utiliza M2 deve-se à diminuição do torque de borda, uma vez que sua tensão induzida é distorcida.

Figura 5.13 – Torque de borda em função de m_f .

Fonte: do autor, 2020

Figura 5.14 – Ondulações do torque em função de m_f .

Fonte: do autor, 2020

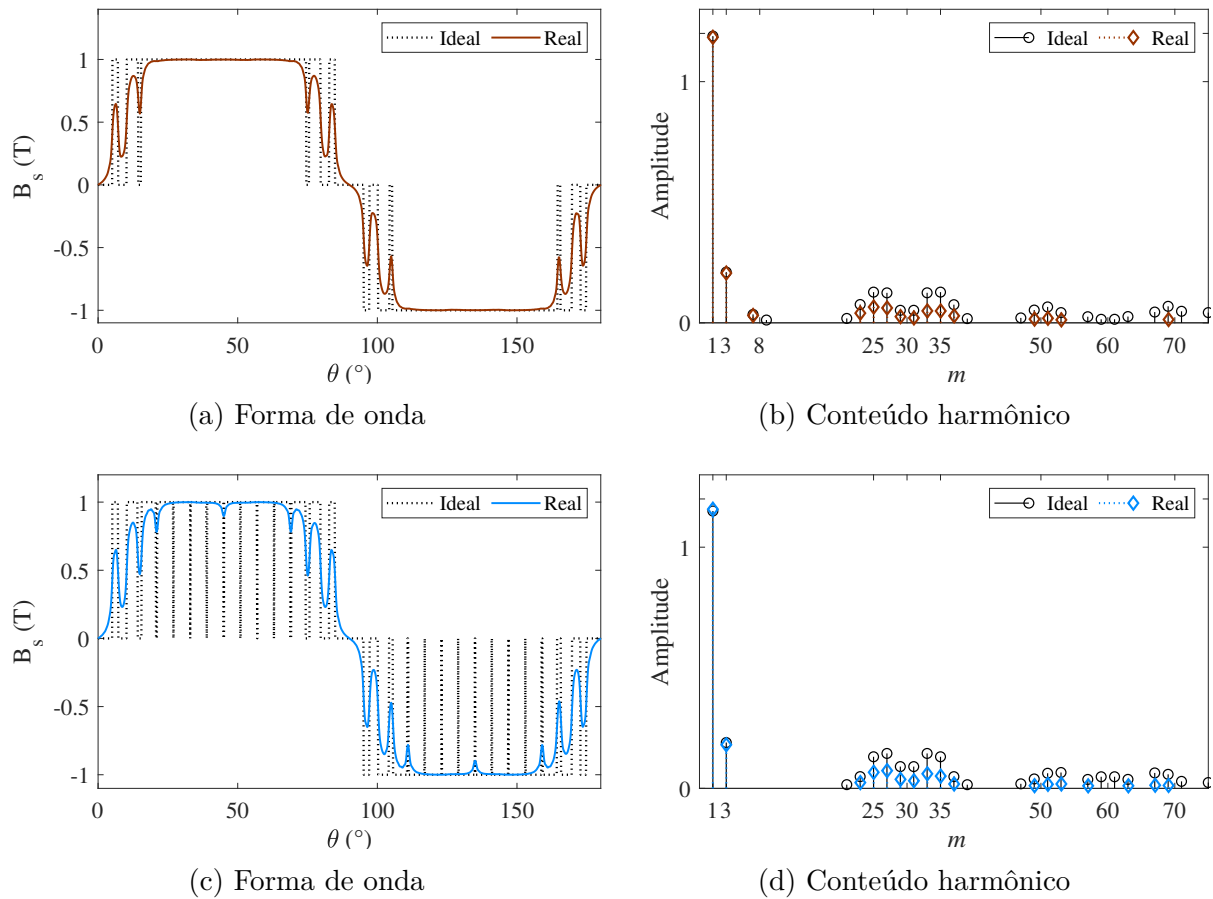
Embora o Método 4 apresente resultados insatisfatórios quanto o valor médio do torque eletromagnético, percebe-se que seu comportamento com a variação de m_f é bem similar ao do Método 3. Sendo assim, a utilização de M4 em outras topologias de PMSM, que não seja a com ímãs montadas na superfície, pode ser viável.

5.1.3 Métodos 5 e 6

A distribuição de fluxo no entreferro, o fluxo concatenado pelos enrolamentos, a THD da tensão induzida, o valor médio e as ondulações do torque eletromagnético e o torque de borda, obtidos com a FEA para os Métodos 5 e 6 são apresentados aqui.

As Figs. 5.15a e 5.15c mostram a distribuição ideal e real da densidade de fluxo no entreferro para a máquina de quatro polos sem ranhuras, considerando $m_f = 15$, respectivamente para M5 e M6. É possível notar que a distribuição real segue padrão similar à ideal, sendo diferente graças ao espreadamento e a dispersão. Sua análise espectral, apresentada nas Figs. 5.15b e 5.15d, confirma a presença de ordens harmônicas nas regiões próximas dos múltiplos de $2m_f$, no caso, de 30. Também observa-se a presença de harmônicas de baixa ordem para ambos os métodos, como esperado para a modulação trapezoidal e com injeção de 3ª harmônica.

Figura 5.15 – Densidade de fluxo no entreferro para $m_f = 15$ e quatro polos.

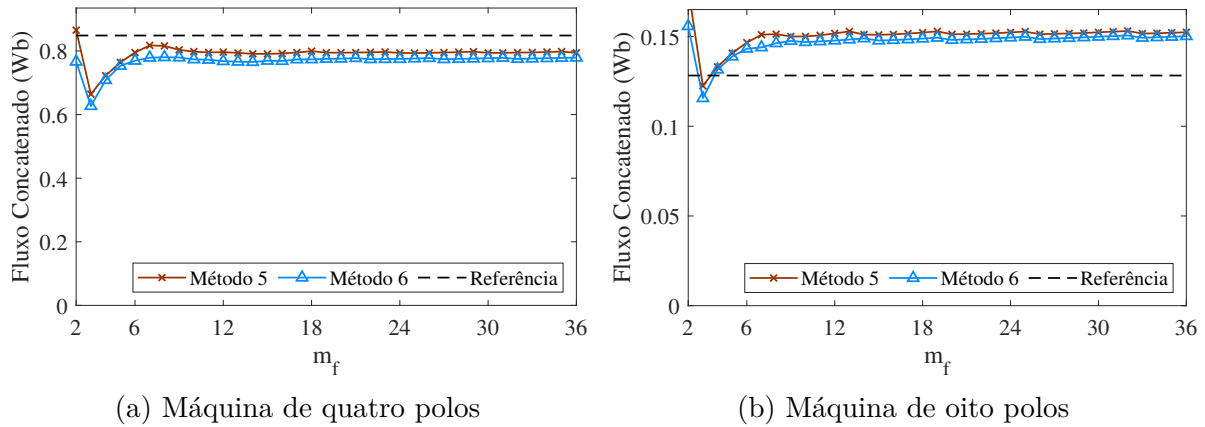


Fonte: do autor, 2020

A variação no fluxo concatenado pelos enrolamentos em função do valor de m_f é apresentada nas Figs. 5.16a e 5.16b para as máquinas de quatro e oito polos, respectivamente, considerando a utilização do quinto e sexto métodos. Na máquina de quatro polos é observada uma diminuição média de 6,38% e 8,77% nesse fluxo, respectivamente

quando se utiliza M5 e M6. Todavia, a utilização desses métodos provoca um aumento médio de 16,54% e 14,37% no fluxo da máquina de oito polos. Essa diminuição na máquina de quatro e o aumento na de oito polos deve-se à amplitude mais elevada da primeira harmônica da densidade de fluxo no entreferro quando comparada àquela dos Métodos 1, 3 e 4. Os valores mencionados consideram m_f com valor superior ou igual a seis.

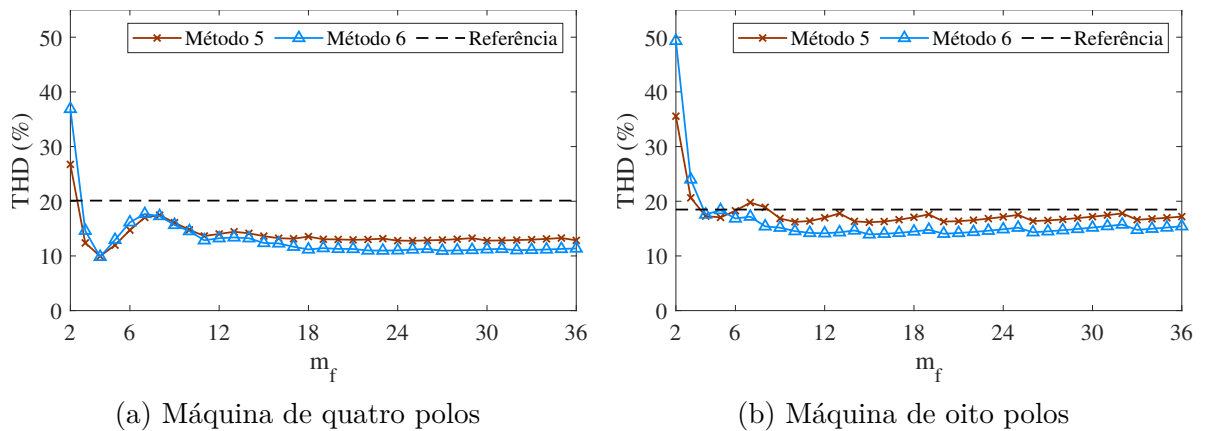
Figura 5.16 – Fluxo concatenado pelos enrolamentos em função de m_f .



Fonte: do autor, 2020

Uma desvantagem da utilização de M5 e M6 é a THD mais elevada da tensão induzida quando comparada com àquela do primeiro, terceiro e quarto métodos. Essa distorção deve-se à presença de harmônicas de baixa ordem oriundas da modulação trapezoidal ou com injeção de 3ª harmônica. Em média, a THD ficou abaixo de 14,50% na máquina de quatro polos com a utilização dos Métodos 5 e 6 e abaixo de 17,83% na de oito. Vale mencionar que os valores de referência são 20,12% e 18,48%, naquela ordem.

Figura 5.17 – THD da tensão induzida em função de m_f .

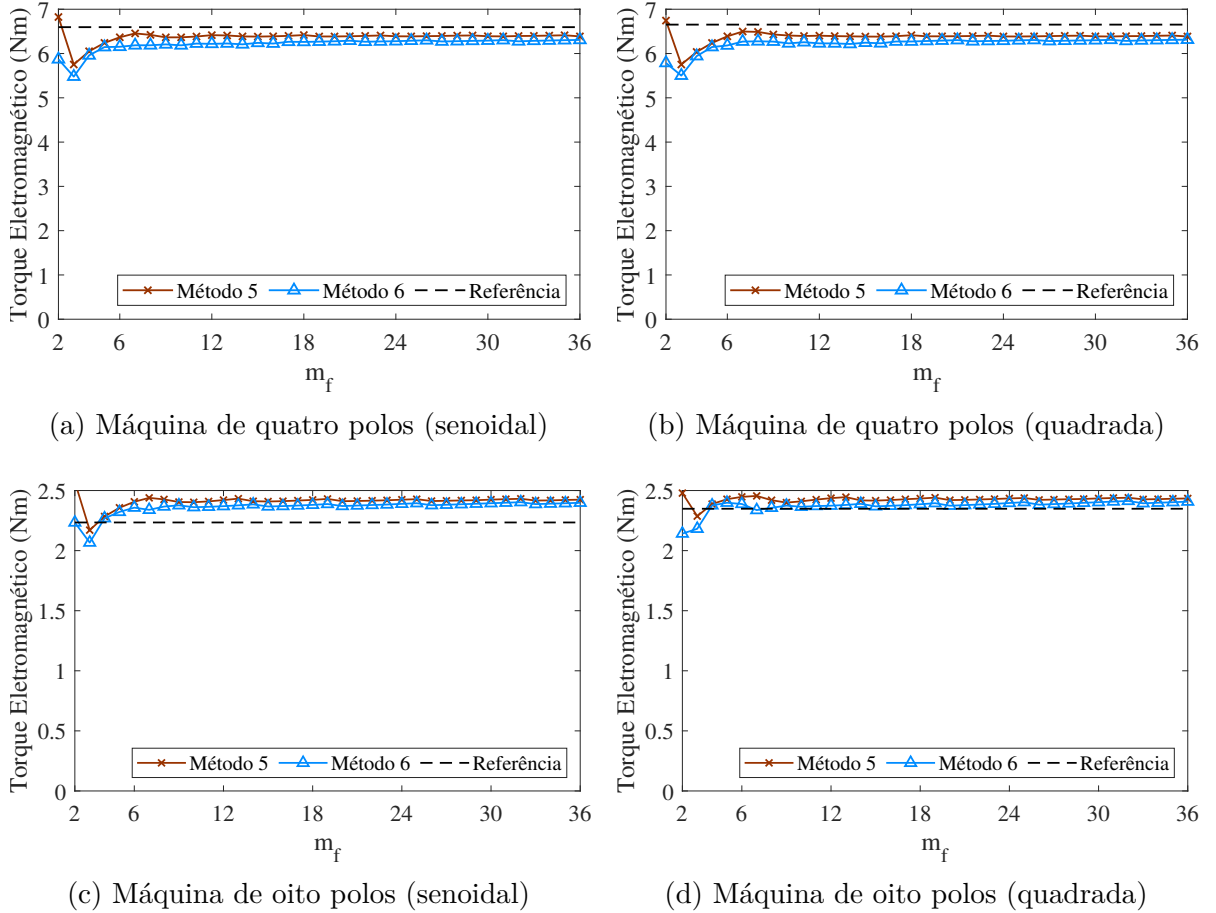


Fonte: do autor, 2020

O padrão do valor médio do torque eletromagnético devido à variação de m_f e aplicação dos Métodos 5 e 6 nas máquinas de quatro e oito polos pode ser visto nas Figs. 5.18a e 5.18c, respectivamente, para acionamento com corrente senoidal, ou nas Figs. 5.18b

e 5.18d com corrente quadrada. Seguindo padrão similar ao do fluxo concatenado, sendo a diferença causada pelo nível de saturação da máquina, a redução do torque na máquina de quatro polos foi de 3,31% para M5 e 5,54% para M6 e acionamento senoidal ou 4% e 6,09% com corrente quadrada. Por sua vez, a máquina de oito polos apresentou ganho de 8,10% e 6,43% com corrente senoidal ou 3,93% e 2,10% com quadrada.

Figura 5.18 – Torque eletromagnético em função de m_f .



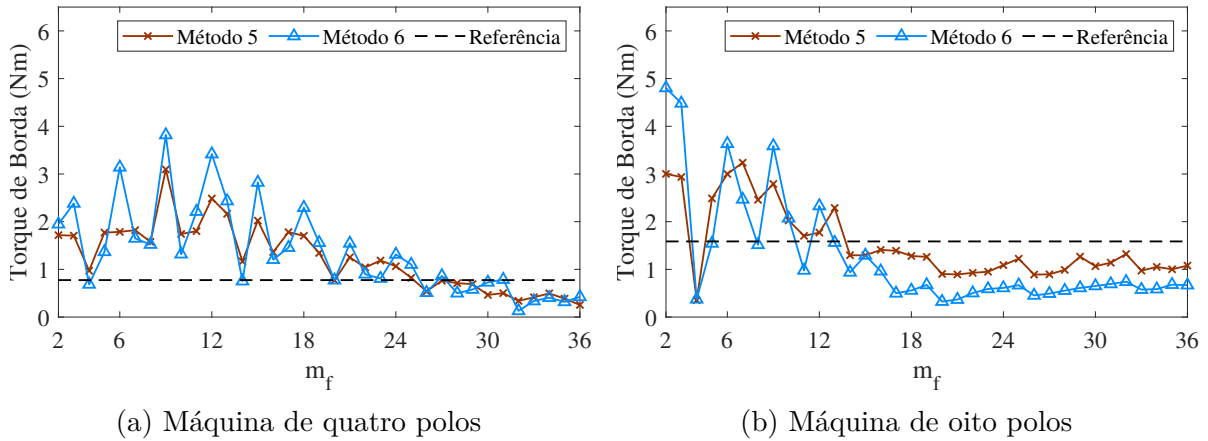
Fonte: do autor, 2020

Pela análise espectral de B_s^2 realizada no Capítulo 3, percebe-se que as ordens harmônicas, quando se utiliza os Métodos 5 e 6, são similares às do Método 1, i.e., têm a forma $j m_f \pm k$, $j = 1, 2, \dots$ e $k = 0, 1, 2$. Novamente, as ordens de maior influência ocorrem para $j = 1$. Todavia, a presença de harmônicas de baixa ordem com amplitude elevada nesses métodos afeta o torque de borda, por isso a diferença de valores entre esses métodos e o primeiro. Além disso, para k e j iguais a um têm-se as segundas harmônicas de maior amplitude. Novamente, é possível reduzir o torque de borda quando se utilizam esses métodos se as ordens harmônicas supracitadas não forem múltiplas inteiras de $N_L/2p$, ou seja, de seis para a máquina de quatro polos e três para a de oito.

As Figs. 5.19a e 5.19b apresentam o valor de pico do torque de borda, respectivamente, para as máquinas de quatro e oito polos em função de m_f quando seus polos são alterados de acordo com M5 e M6. A maior redução na máquina de quatro polos com M5

foi de 67,22% e, com M6, de 83,32%. Já para a máquina de oito polos, respectivamente para o quinto e sexto métodos, foi de 43,89% e 79,53%. O padrão é similar com o Método 1 para valores de m_f pares. Todavia, atente-se à diferença entre tais métodos para valores de m_f do tipo $6l \pm 1$, sendo l um inteiro positivo, para a máquina de quatro polos ou $3l \pm 1$ para de oito polos, uma vez que as harmônicas de ordem $m_f \pm 1$ no Método 1 são as que apresentam menor amplitude e nos Métodos 5 e 6 são as com segunda maior amplitude.

Figura 5.19 – Torque de borda em função de m_f .



Fonte: do autor, 2020

Por fim, os valores das ondulações no torque são apresentados nas Figs. 5.20a e 5.20c para as máquinas de quatro e oito polos, respectivamente, com acionamento senoidal e nas Figs. 5.20b e 5.20d para acionamento com corrente quadrada. Assim como no Método 2, para os Métodos 5 e 6, o maior fator de impacto nas ondulações é a diminuição do torque de borda, uma vez que sua THD da tensão induzida é elevada. Para acionamento senoidal, o quinto e sexto métodos reduzem as ondulações em 64,15% e 81,12%, respectivamente, para a máquina de quatro polos e 48,04% e 80,68% para a de oito. Com acionamento em corrente quadrada, os valores são 37,06% e 48,12% para a máquina de quatro e 48,01% e 77,07% para a de oito polos.

Figura 5.20 – Ondulações do torque em função de m_f .

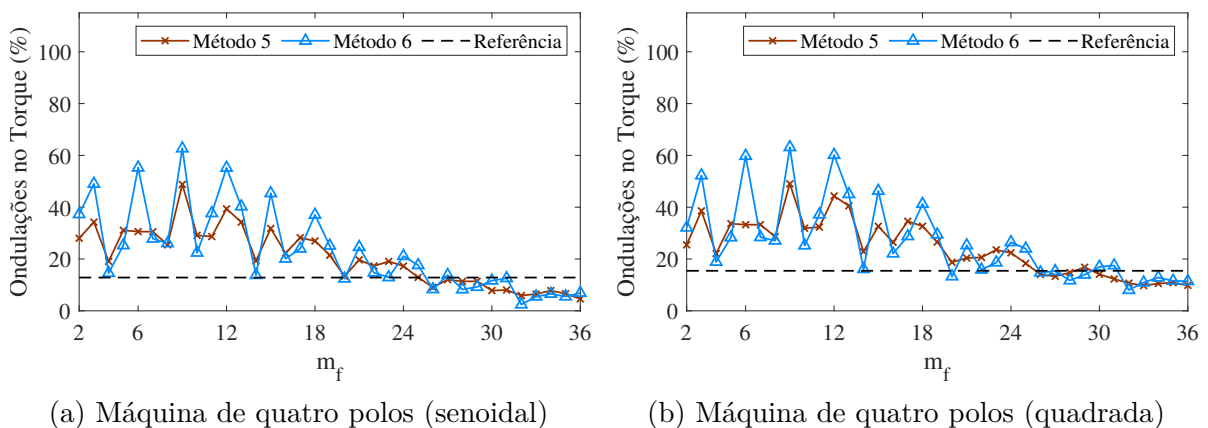
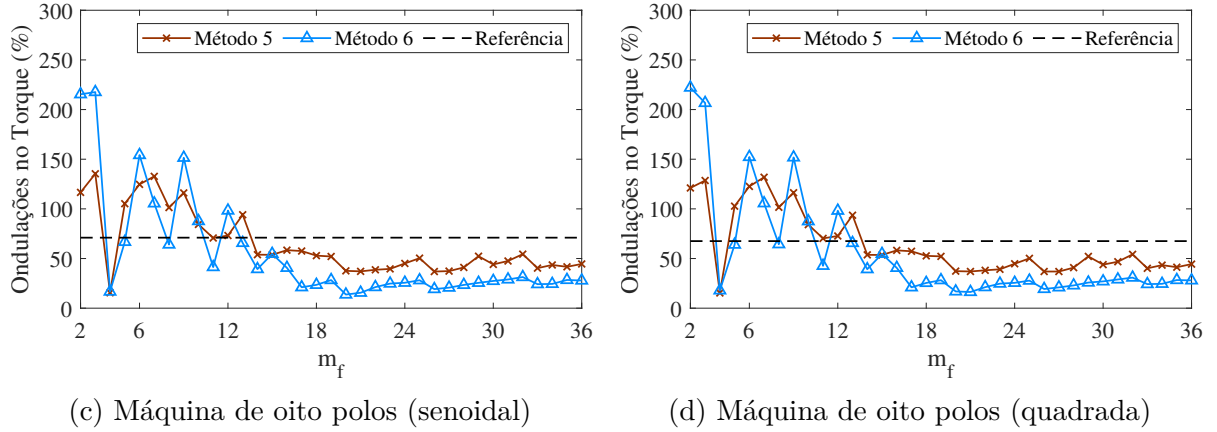


Figura 5.20 – Ondulações do torque em função de m_f (continuação).

Fonte: do autor, 2020

5.1.4 Comparação entre os Métodos

A presente seção apresenta uma comparação entre os seis métodos. Como o objetivo dos métodos é reduzir as ondulações do torque, serão comparados apenas a tensão induzida e sua THD, o pico do torque de borda, T_C , e as ondulações do torque. Além disso, são considerados como parâmetros de controle a harmônica fundamental da densidade de fluxo no entreferro, B_1 , que possui relação direta com o torque eletromagnético, e o volume utilizado de ímãs, V_M .

Para facilitar a comparação, uma função objetivo OF , mostrada em (5.1), foi utilizada, sendo avaliada para valores de m_f acima de seis para todos os métodos e máquinas. Foi considerado que o método com o menor valor de OF apresentou os melhores resultados. Vale ressaltar que essa função objetivo é similar à apresentada em [28] e será otimizada na Seção 5.4. As Tabelas 5.2 e 5.3 apresentam o menor valor de OF para os seis métodos aplicados na máquina de quatro e oito polos, nessa ordem.

$$OF = \frac{T_C^3 V_M \text{THD}}{B_1^2} \quad (5.1)$$

Tabela 5.2 – Resultados para a máquina de quatro polos.

Método	m_f	B_1 (T)	T_C (Nm)	V_M (dm ³)	THD (%)	$OF (\times 10^{-4})$
Referência	—	1,108	0,775	0,141	20,115	11,904
1	27	0,907	0,337	0,108	0,229	0,023
2	36	1,033	0,674	0,139	14,722	5,879
3	24	0,914	0,642	0,169	1,861	1,003
4	34	0,448	0,247	0,001	1,051	0,936
5	36	1,073	0,254	0,135	12,850	0,248
6	32	1,054	0,129	0,133	11,040	0,028

Tabela 5.3 – Resultados para a máquina de oito polos.

Método	m_f	B_1 (T)	T_C (Nm)	V_M (dm ³)	THD (%)	$OF (\times 10^{-4})$
Referência	–	0,990	1,586	0,113	18,481	83,984
1	21	0,909	0,340	0,109	0,860	0,0445
2	36	1,040	0,534	0,141	19,219	3,809
3	28	0,915	0,365	0,169	1,324	0,130
4	28	0,450	0,181	0,001	1,415	0,449
5	26	1,068	0,890	0,135	16,378	13,698
6	20	1,049	0,325	0,132	14,058	0,578

A função objetivo apresentada em (5.1) balanceia a redução no pico do torque de borda e a THD da tensão induzida relacionados à redução nas ondulações do torque, bem como a redução no volume dos ímãs e da amplitude da fundamental da densidade de fluxo no entreferro. Nesse sentido, o Método 1 apresentou o melhor desempenho em ambas as máquinas, seguido pelo Método 6.

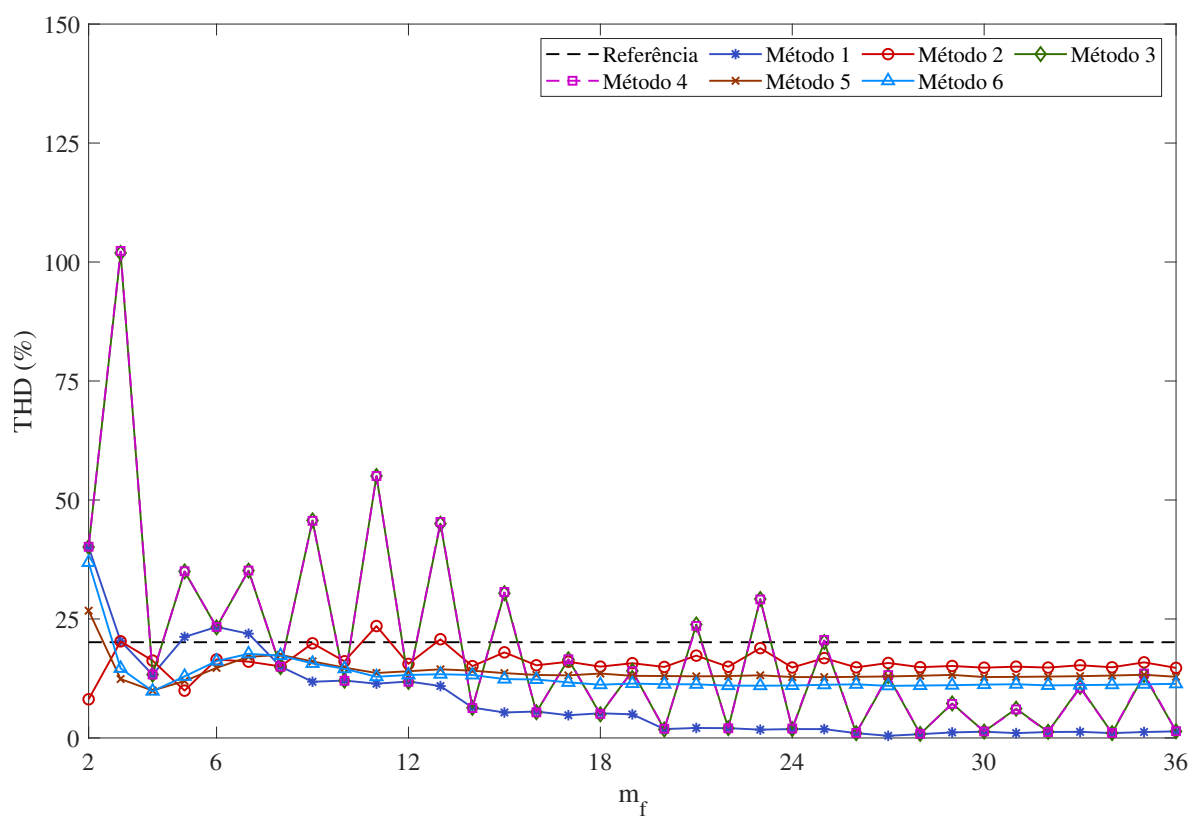
Seguindo na comparação entre os métodos, as Figs. 5.21a e 5.21b apresentam o comportamento da THD da tensão induzida para todos os métodos, respectivamente para a máquina de quatro e oito polos. Observa-se que o Método 1, devido à modulação SPWM, apresenta os melhores resultados nesse quesito. Além disso, verifica-se que o comportamento dos Métodos 1, 3 e 4 é igual quando m_f é par graças à distribuição dos enrolamentos que eliminam as harmônicas de ordem par. O pior resultado é apresentado quando se utiliza o Método 2, seguido pelos Métodos 5 e 6, nessa ordem, graças às harmônicas de baixa ordem geradas com sua utilização.

Para visualizar os efeitos da redução da THD da tensão induzida, sua forma de onda para aplicação de todos os métodos e $m_f = 15$ é apresentada nas Figs. 5.22a e 5.22b para as máquinas de quatro e oito polos, respectivamente. Observa-se que, mesmo para esse valor de m_f , o Método 1 já apresenta comportamento senoidal. Nota-se também uma semelhança entre a forma de onda dos Métodos 3 e 4 ou dos Métodos 5 e 6, bem como o valor de pico bem reduzido do Método 4 graças a sua densidade de fluxo no entreferro.

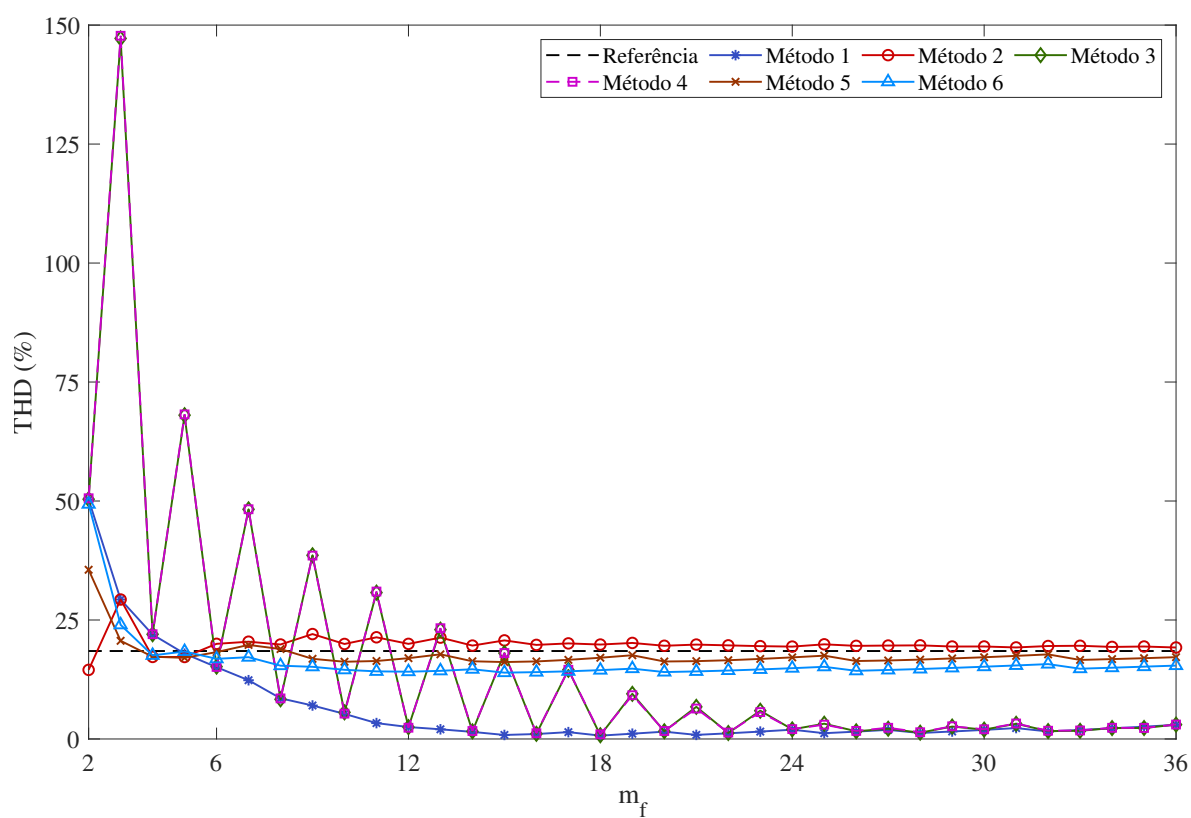
Valores elevados de m_f na máquina de oito polos causam distorções na sua distribuição de fluxo no entreferro. É possível notar tal distorção observando a Fig. 5.23, considerando $m_f = 25$. As formas de onda de M1 e M3 deveriam ter comportamento senoidal nesse caso, todavia suas formas de onda são praticamente idênticas e trapezoidais.

A comparação entre o torque de borda com a utilização dos métodos é mostrada nas Figs. 5.24a e 5.24b para as máquinas de quatro e oito polos, nessa ordem. Aparentemente o Método 4 apresenta os melhores resultados, todavia cabe lembrar que a densidade de fluxo nesse método é cerca de metade das demais. Nesse sentido, os Métodos 1 e 6 são os que realmente apresentam os melhores resultados em ambas as máquinas.

Figura 5.21 – Comparação entre a THD da tensão induzida dos seis métodos.



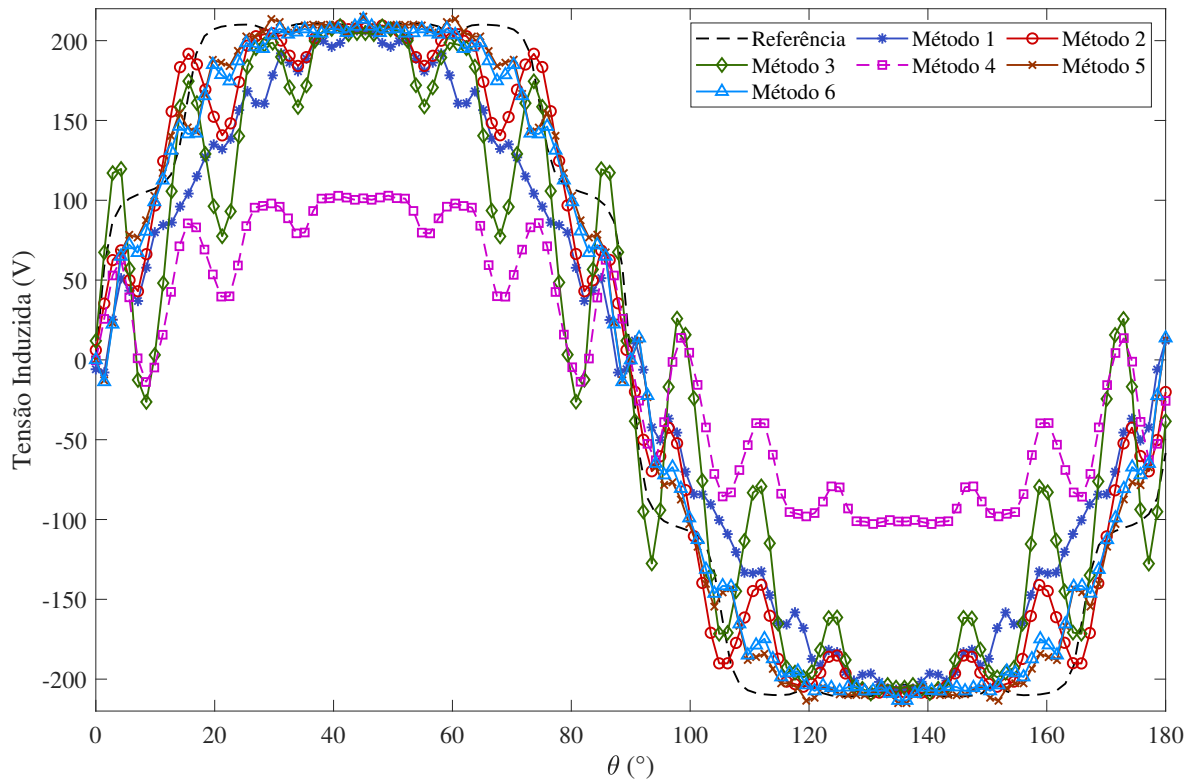
(a) Máquina de quatro polos



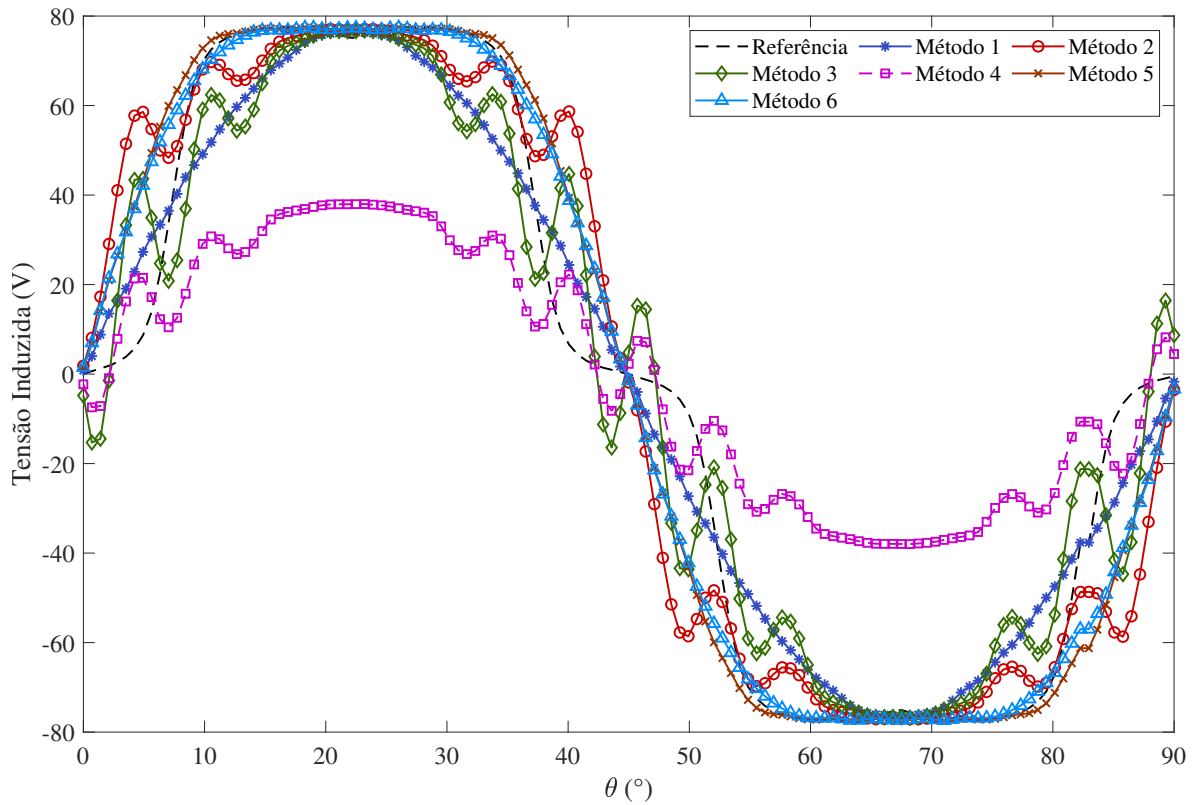
(b) Máquina de oito polos

Fonte: do autor, 2020

Figura 5.22 – Formas de onda da tensão induzida para todos os métodos.



(a) Máquina de quatro polos



(b) Máquina de oito polos

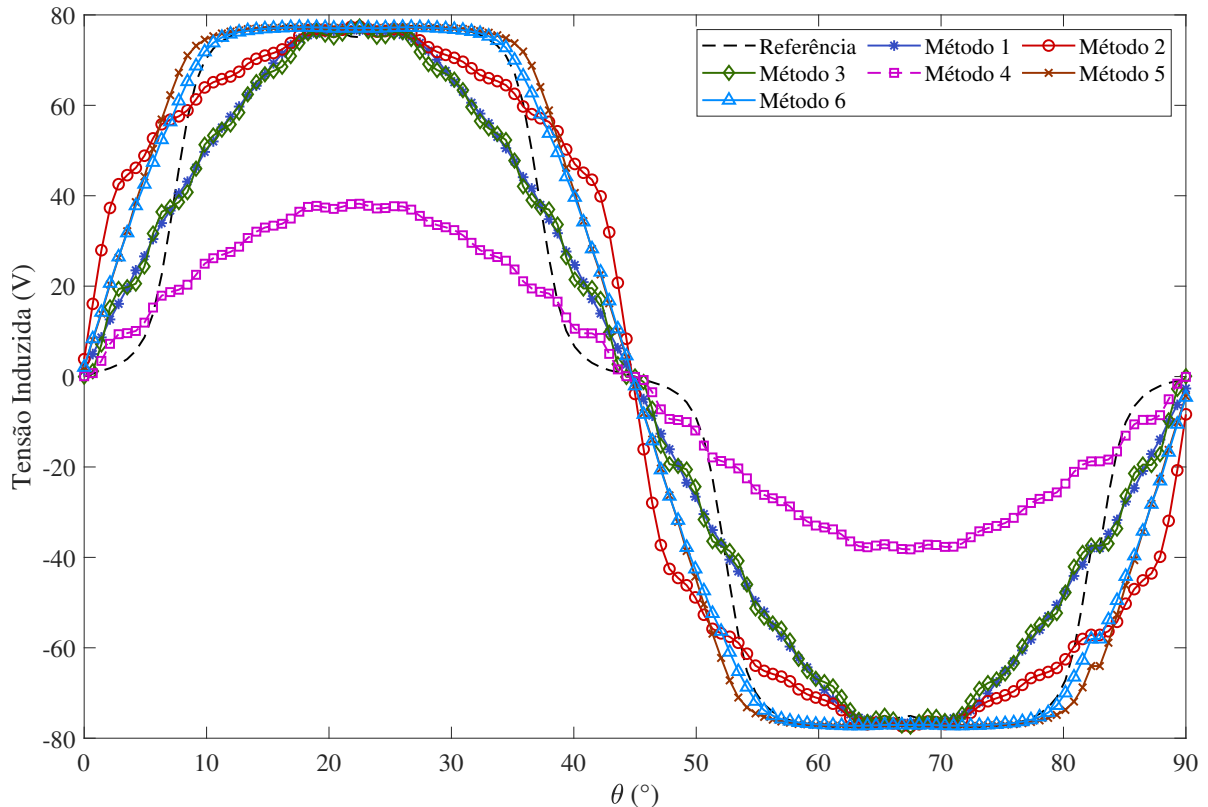
Fonte: do autor, 2020

Por sua vez, as ondulações no torque eletromagnético para todos os métodos são comparadas por meio da Fig. 5.25a na máquina de quatro polos e da Fig. 5.25b na de oito, considerando acionamento com corrente quadrada. Só são apresentadas comparações para esse caso pois esse tipo de acionamento produz mais ondulações no torque. Novamente, como esperado, o Método 1 apresenta os melhores resultados em ambas as máquinas graças ao desempenho harmônico superior da modulação SPWM.

As alterações na ondulação e valor médio do torque eletromagnético podem ser notadas analisando suas formas de onda, considerando três períodos para maior clareza, apresentadas na Fig. 5.26a para a máquina de quatro polos e na Fig. 5.26b para a de oito para $m_f = 15$. Observe como o torque dos Métodos 1, 5 e 6 oscila menos que os demais. Note também que o valor da redução sofrida no valor médio do torque na máquina de quatro polos é superior ao da máquina de oito graças ao passo polar utilizado e como tal redução é acentuada quando se utiliza o Método 4. Novamente, vale ressaltar que só foram apresentadas as formas de onda do torque obtido com acionamento em corrente quadrada pois, nesse caso, as ondulações são maiores.

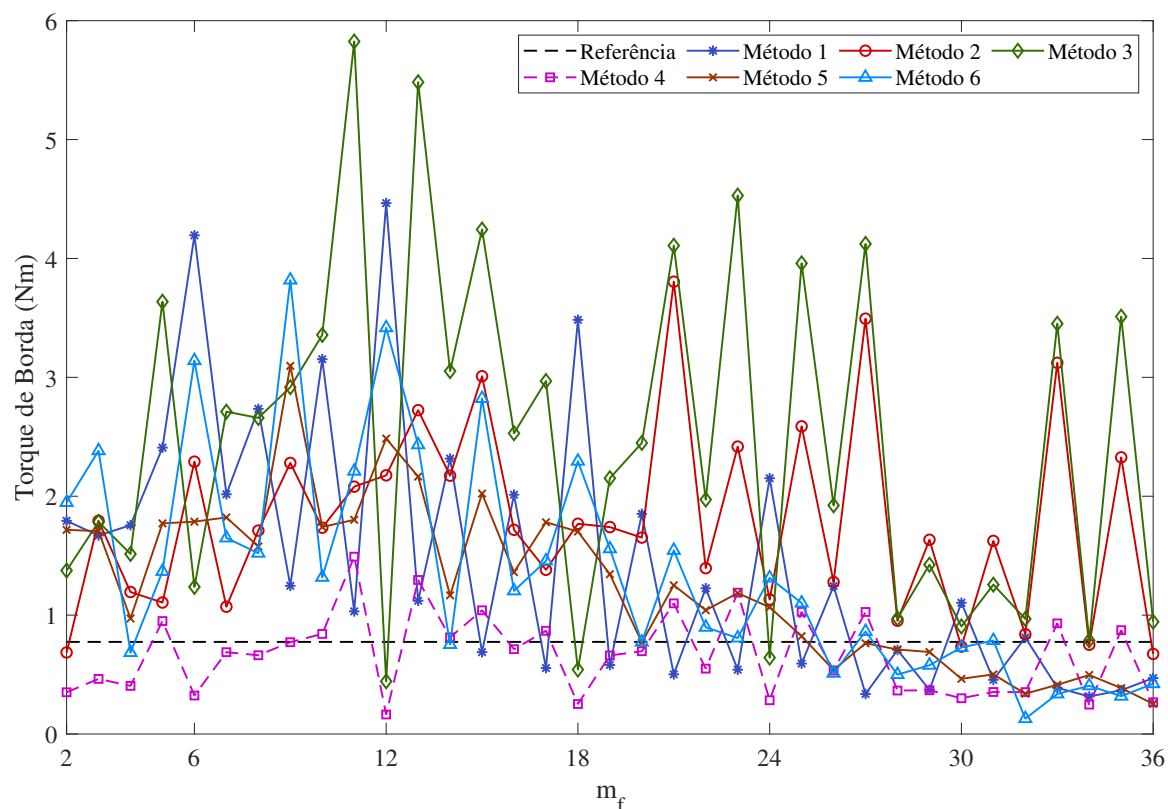
Outro quesito a ser comparado entre os métodos corresponde ao volume de ímãs utilizado na construção das máquinas. Tal comparação é feita de forma visual, sendo o volume total de ímãs apresentado nas Figs. 5.27a e 5.27b em função de m_f para todos os

Figura 5.23 – Distorção na tensão induzida da máquina de oito polos para m_f elevado.

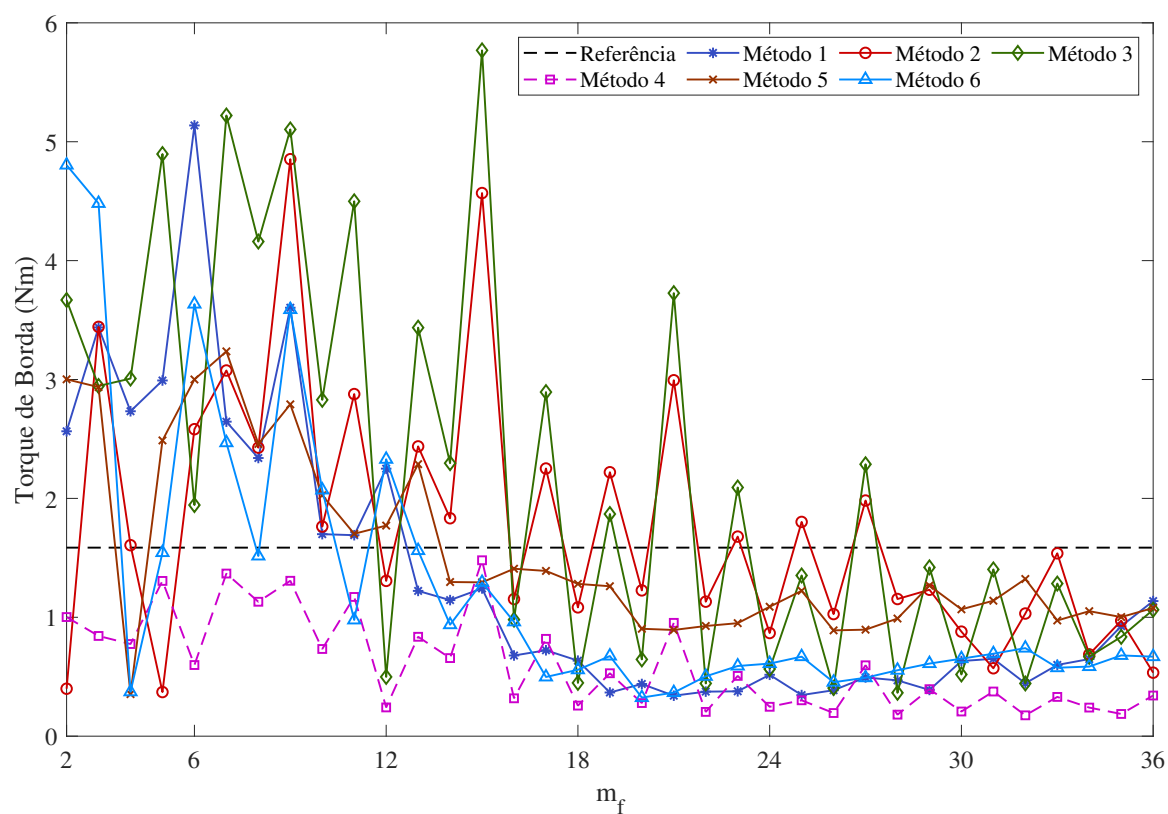


Fonte: do autor, 2020

Figura 5.24 – Comparação entre o torque de borda dos seis métodos.



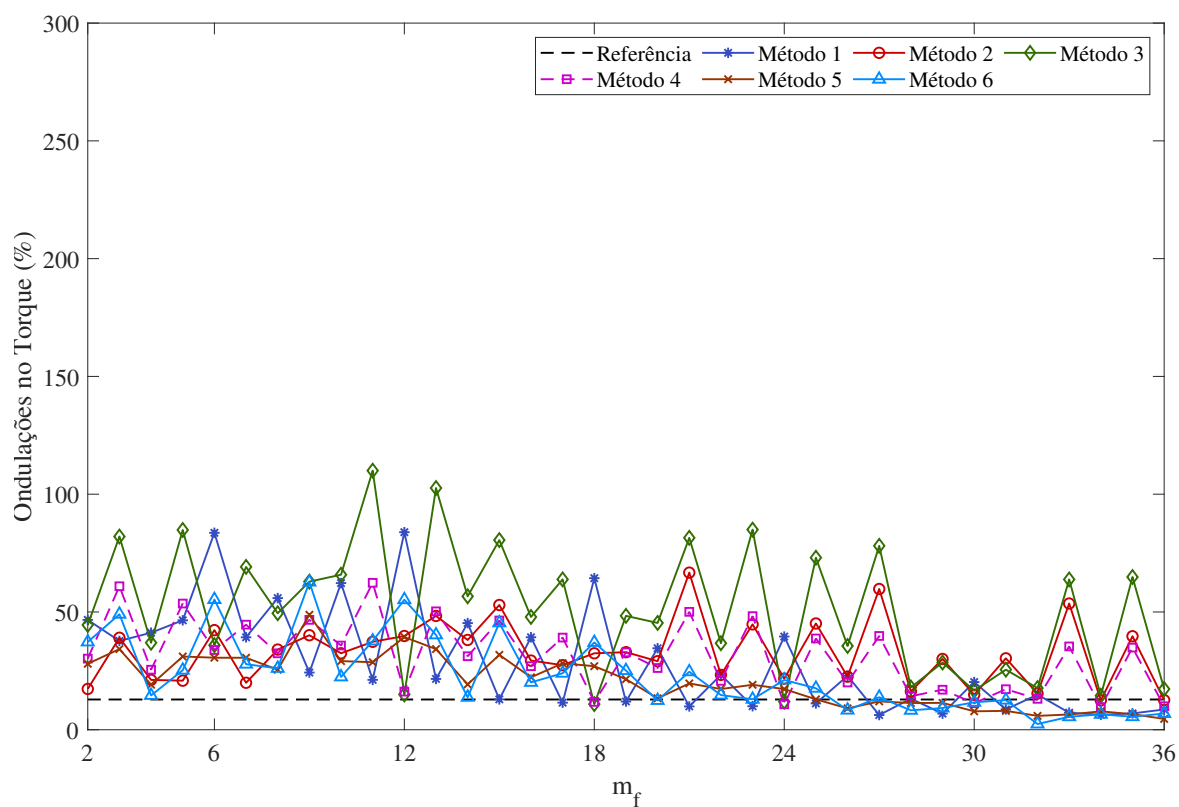
(a) Máquina de quatro polos



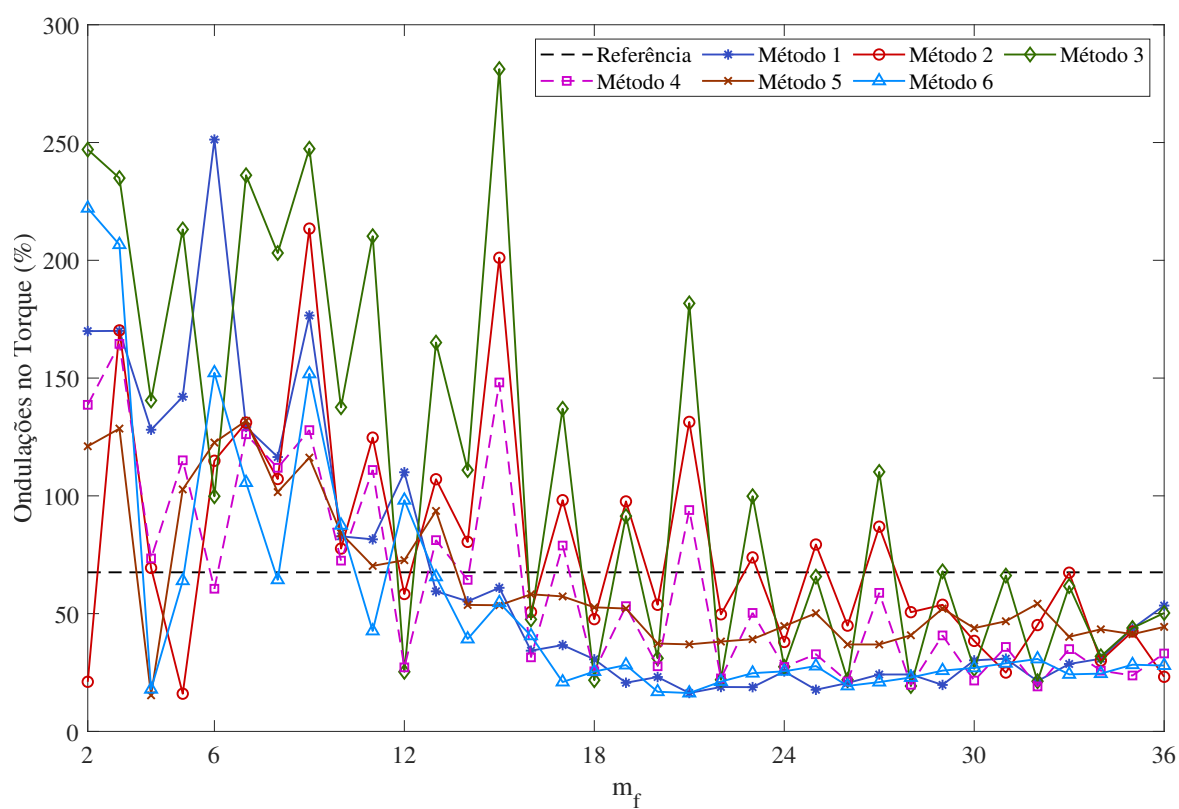
(b) Máquina de oito polos

Fonte: do autor, 2020

Figura 5.25 – Comparação entre as ondulações do torque dos seis métodos.



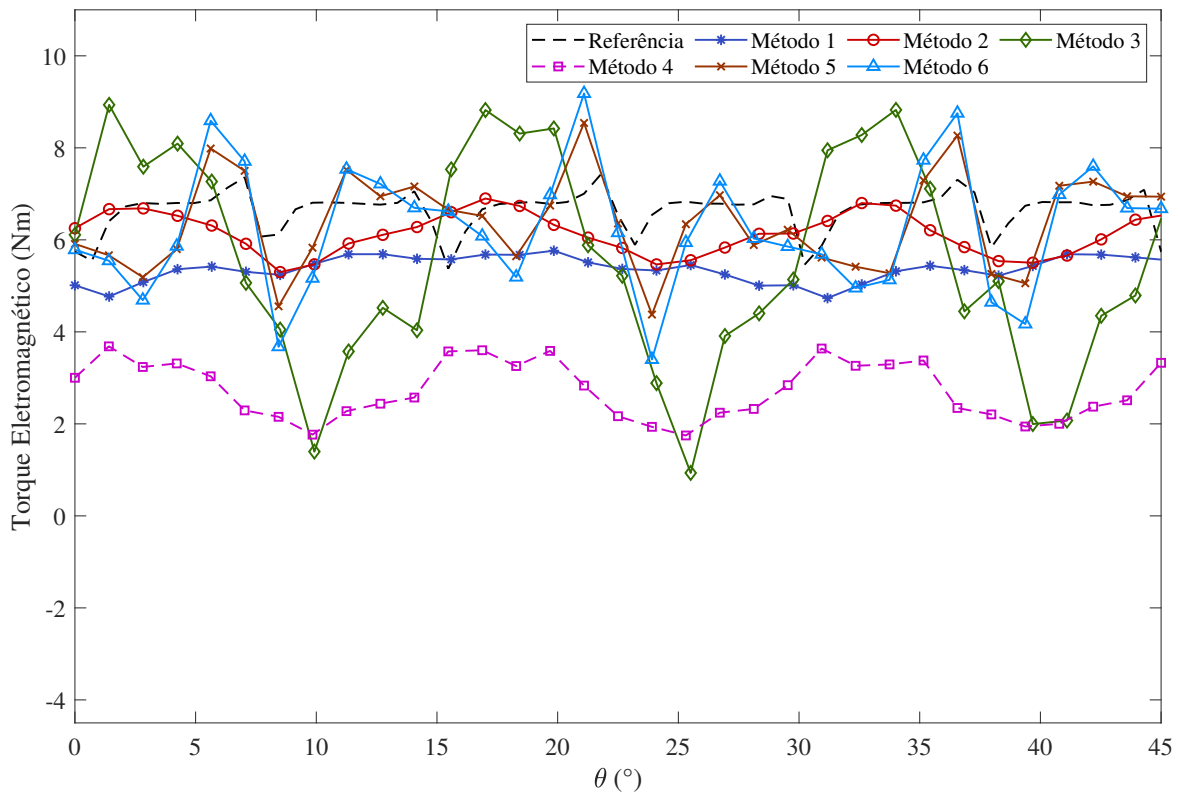
(a) Máquina de quatro polos



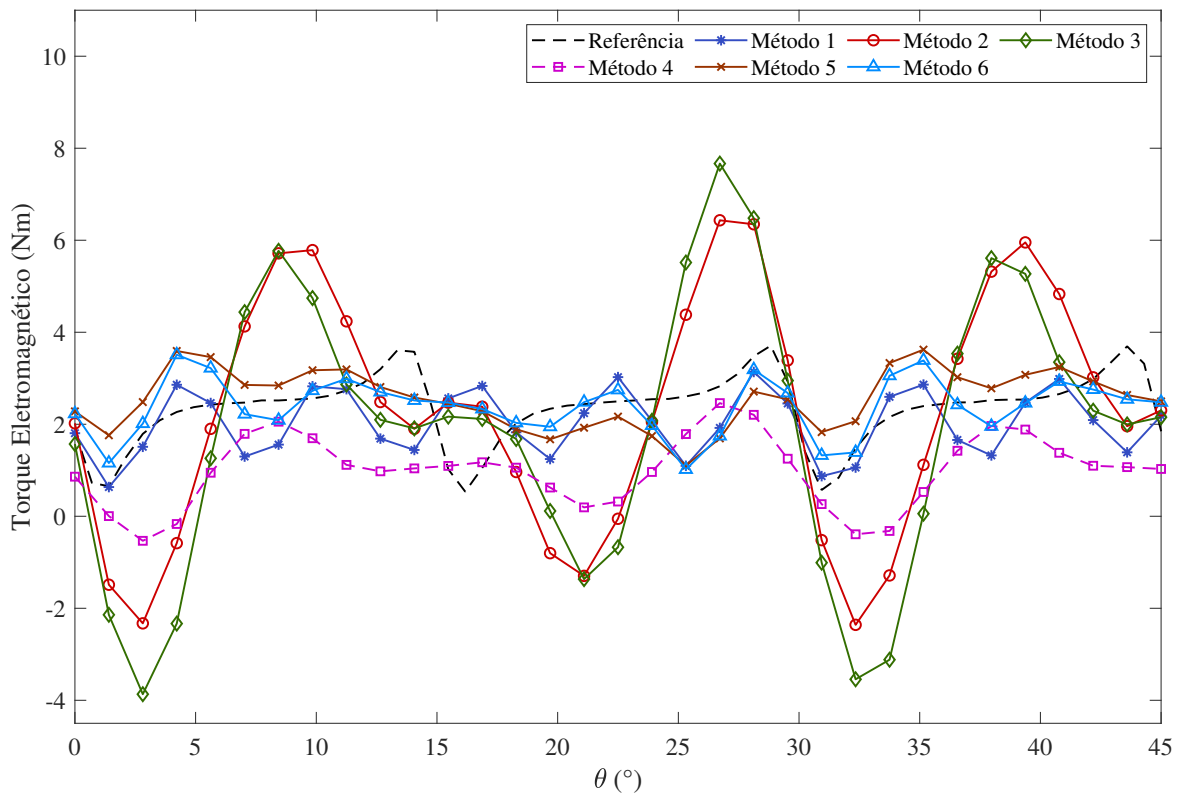
(b) Máquina de oito polos

Fonte: do autor, 2020

Figura 5.26 – Formas de onda do torque eletromagnético com corrente quadrada para todos os métodos.



(a) Máquina de quatro polos



(b) Máquina de oito polos

Fonte: do autor, 2020

métodos na máquina de quatro e oito polos, nessa ordem. Como esperado, verifica-se que a maior redução ocorre no Método 4, todavia esse método também reduz o torque a níveis inviáveis. Também como esperado, o volume do Método 3 é constante e muito superior aos demais métodos, uma vez que toda a superfície do rotor é preenchida com ímãs. Por sua vez, os Métodos 2, 5 e 6 apresentam ligeira diminuição na máquina de quatro polos e um aumento no volume na máquina de oito, todavia com um aumento no torque neste último caso e redução nas ondulações do torque em ambos. Finalmente, em ambas as máquinas, o Método 1 reduz o volume total de ímãs utilizado.

Com o exposto, constata-se que o Método 1 apresenta o melhor balanceamento entre os valores dos parâmetros de desempenho das máquinas e a depreciação no valor médio do torque desenvolvido pela máquina. Além disso, o Método 6 também merece atenção especial, uma vez que além dos valores satisfatórios para os parâmetros de desempenho, também apresenta uma menor atenuação no torque desenvolvido pela máquina quando comparada ao Método 1.

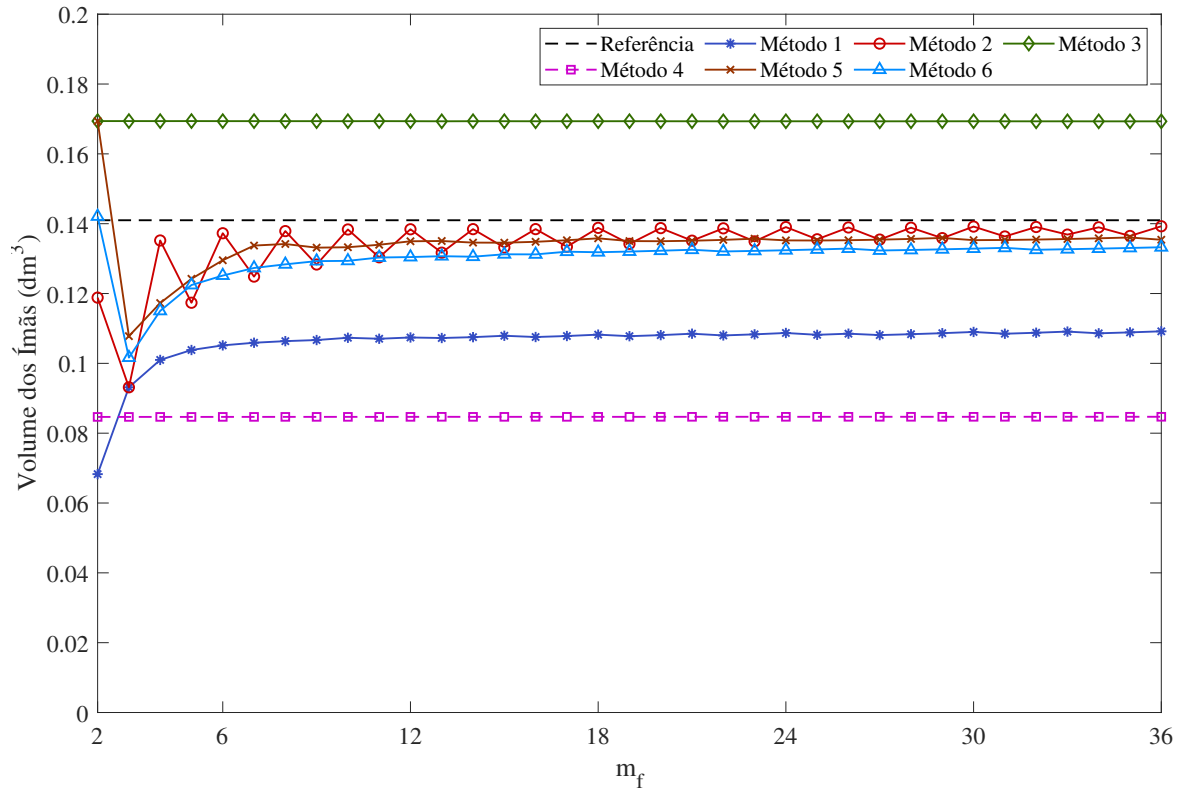
5.2 Utilização de Passo de Enrolamento Encurtado para Eliminação da 3ª Harmônica nos Métodos 2, 5 e 6

Como mostrado na seção anterior, os Métodos 2, 5 e 6 produzem harmônicas de baixa ordem na densidade de fluxo do entreferro, o que acaba distorcendo a forma de onda da tensão induzida nos enrolamentos. A presente seção apresenta uma análise sobre a viabilidade de se utilizar espiras com passo fracionário juntamente com esses métodos para redução das múltiplas da 3ª harmônica da tensão induzida. Para tanto, utiliza-se um passo de $2/3$ do passo pleno, valor obtido analisando (1.13). É necessário verificar tal viabilidade uma vez que o passo encurtado causa também uma redução na fundamental da tensão induzida e, para a máquina de quatro e oito polos com 24 ranhuras, também deixa de filtrar as harmônicas de ordem par.

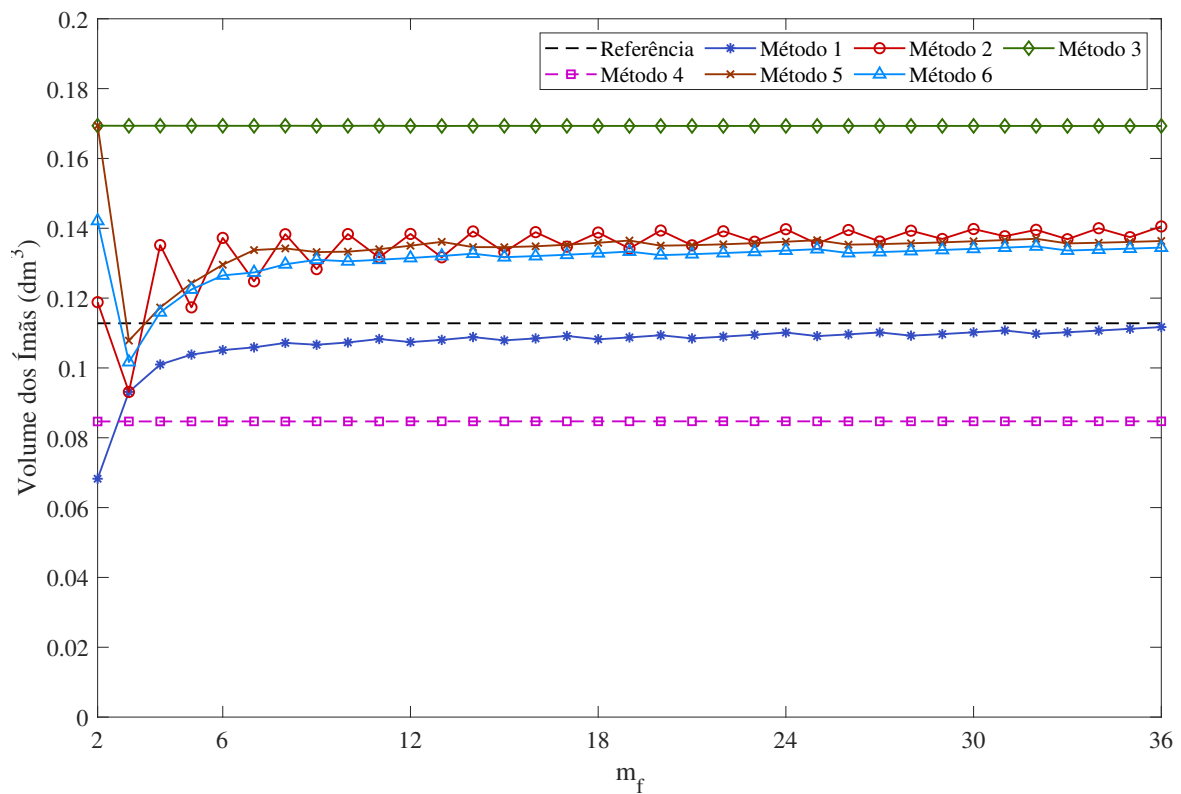
São apresentados aqui o valor da THD da tensão induzida, as ondulações e o valor médio do torque para acionamento senoidal, $T_m^{(s)}$ e $T_r^{(s)}$, respectivamente, e com onda quadrada, $T_m^{(q)}$ e $T_r^{(q)}$, para ambas as máquinas de quatro e oito polos. Os valores apresentados nas Tabelas 5.4 e 5.5 correspondem ao respectivo valor de m_f em que OF apresentou o menor valor quando o enrolamento possui passo pleno. Com esses parâmetros é possível analisar tanto o efeito da remoção da 3ª harmônica quanto da depreciação da fundamental da tensão induzida.

A utilização de passo encurtado quando são considerados os Métodos 2, 5 e 6 reduz drasticamente a THD da tensão induzida, como pode ser visto nas Figs. 5.28a e 5.28b.

Figura 5.27 – Comparação entre o volume de ímãs utilizados nos seis métodos.



(a) Máquina de quatro polos

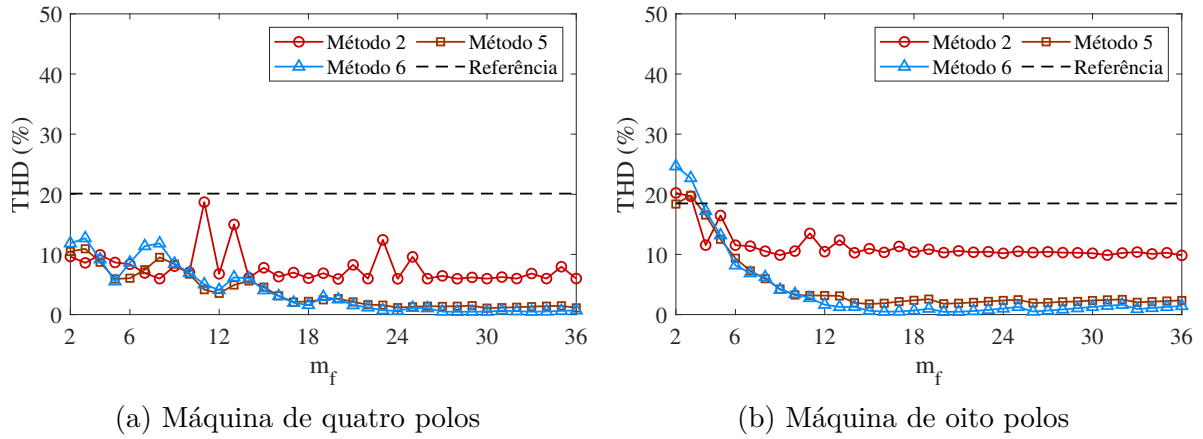


(b) Máquina de oito polos

Fonte: do autor, 2020

Embora o passo encurtado reduza a THD do M2, seu desempenho é pior que M5 e M6. Uma comparação entre a THD da tensão induzida para as máquinas com passo pleno e encurtado é feita nas Tabelas 5.4 e 5.5.

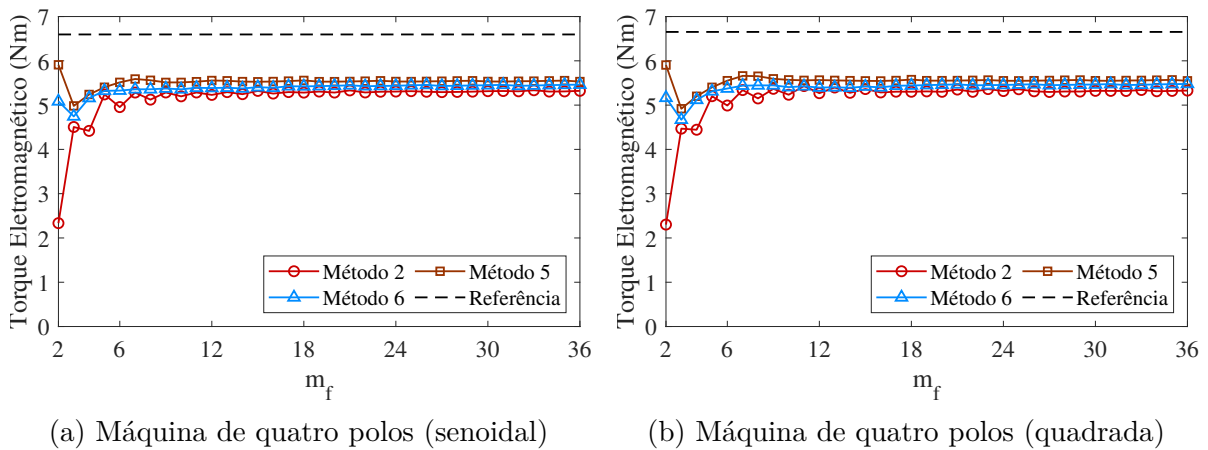
Figura 5.28 – THD da tensão induzida em função de m_f com passo fracionário.



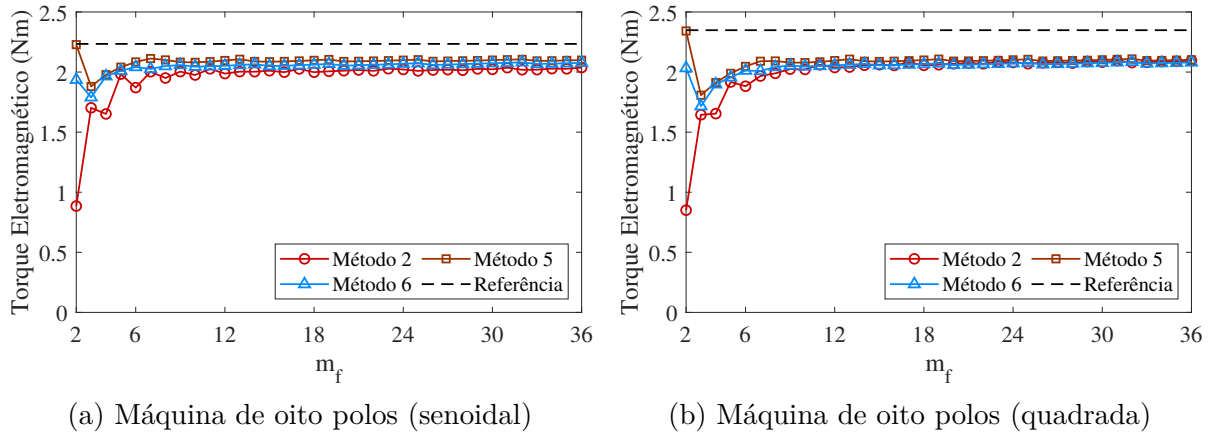
Fonte: do autor, 2020

A redução na harmônica fundamental da tensão induzida quando da utilização de enrolamentos com passo encurtado é perceptível por meio do torque eletromagnético. Em ambas as máquinas de quatro e oito polos e ambos tipos de acionamento, para todos os três métodos, o passo encurtado reduziu o valor médio do torque, como pode ser percebido nas Figs. de 5.29a a 5.30b. Para evidenciar essa diminuição, observe as Tabelas 5.4 e 5.5.

Figura 5.29 – Torque eletromagnético em função de m_f com passo fracionário.

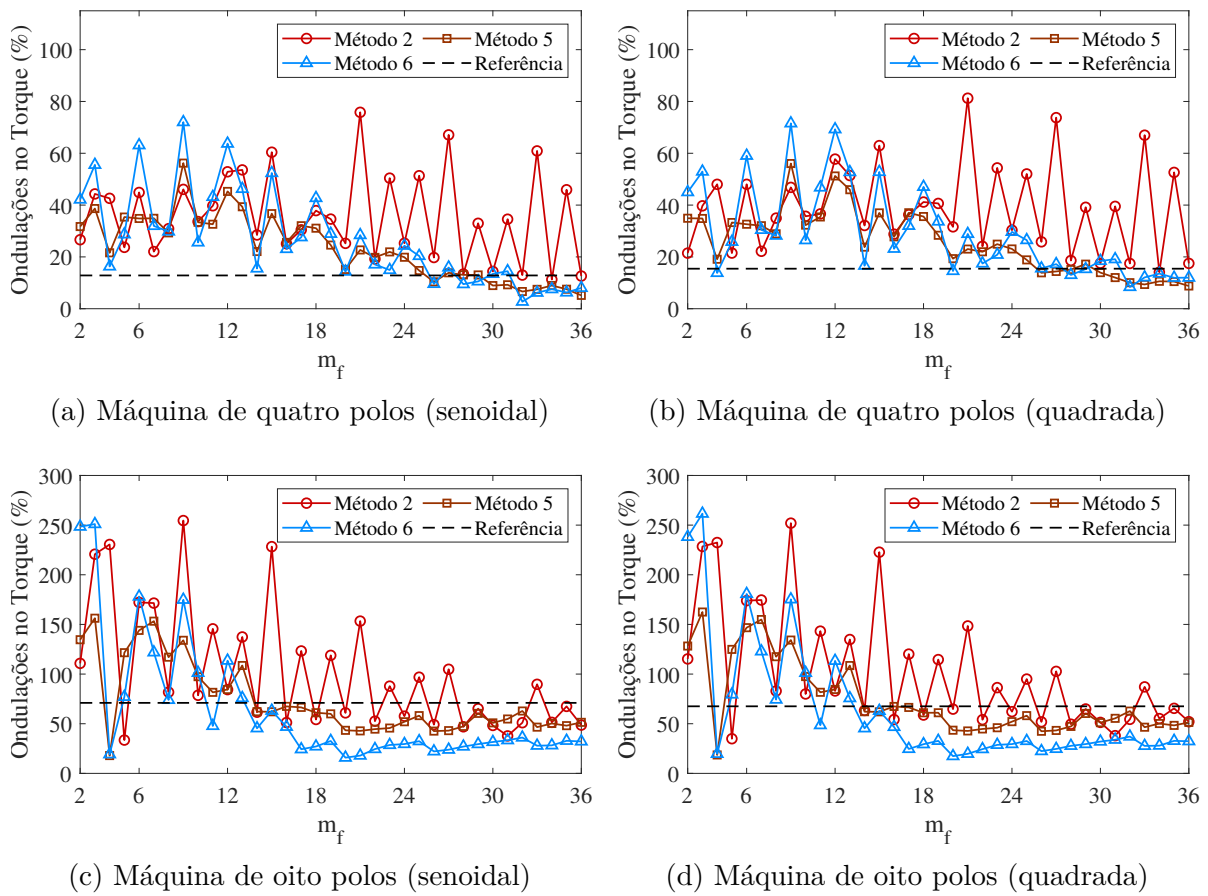


O valor das ondulações no torque com a utilização de passo das bobinas encurtado é apresentado nas Figs. 5.31a e 5.31b para a máquina de quatro polos, respectivamente para acionamento senoidal e com corrente quadrada. Para a máquina de oito polos as Figs. são a 5.31c e 5.31d, naquela ordem. O comportamento parece idêntico quando se utiliza passo pleno, todavia, as Tabelas 5.4 e 5.5 mostram que, ao contrário do esperado, as ondulações no torque sofrem um acréscimo. Isso é devido à diminuição no valor do

Figura 5.30 – Torque eletromagnético em função de m_f com passo fracionário (continuação).

Fonte: do autor, 2020

torque e, assim, constata-se que o torque de borda possui maior influência que a THD da tensão induzida nas máquinas estudadas aqui.

Figura 5.31 – Ondulações do torque em função de m_f com passo fracionário.

Fonte: do autor, 2020

Com o exposto, fica evidente que a utilização de passo encurtado em M2, M5 e M6 com o objetivo de eliminar as múltiplas da 3ª harmônica da tensão induzida reduz

Tabela 5.4 – Comparação entre os resultados para M2, M5 e M6 com bobinas de passo pleno e fracionário para a máquina de quatro polos.

Método	m_f	THD (%)	$T_m^{(s)}$ (Nm)	$T_r^{(s)}$ (%)	$T_m^{(q)}$ (Nm)	$T_r^{(q)}$ (%)	Passo
Referência	-	20,115	6,596	12,843	6,653	15,446	Pleno
2	36	14,722	6,152	12,578	6,115	11,678	
5	36	12,850	6,387	4,604	6,385	9,833	
6	32	11,040	6,276	2,425	6,285	8,14	
2	36	5,993	5,322	12,607	5,3281	17,494	Curto
5	36	1,123	5,532	5,147	5,449	8,770	
6	32	0,563	5,435	2,707	5,452	8,382	

Tabela 5.5 – Comparação entre os resultados para M2, M5 e M6 com bobinas de passo pleno e fracionário para a máquina de oito polos.

Método	m_f	THD (%)	$T_m^{(s)}$ (Nm)	$T_r^{(s)}$ (%)	$T_m^{(q)}$ (Nm)	$T_r^{(q)}$ (%)	Passo
Referência	-	18,481	2,234	71,001	2,348	67,540	Pleno
2	36	19,219	2,349	22,975	2,305	23,180	
5	26	16,378	2,413	36,889	2,422	36,916	
6	20	14,058	2,371	13,716	2,374	16,844	
2	36	9,800	2,034	26,4687	2,088	25,545	Curto
5	36	1,928	2,089	42,572	2,092	42,408	
6	32	0,450	2,053	15,825	2,060	17,351	

sua THD. Todavia, a depreciação no torque causada por conta do passo reduzido retira a melhor característica desses métodos, o torque mais elevado que os demais. Além disso, o menor valor do torque torna mais evidente o efeito do torque de borda, elevando o valor das ondulações do torque em praticamente todos os casos.

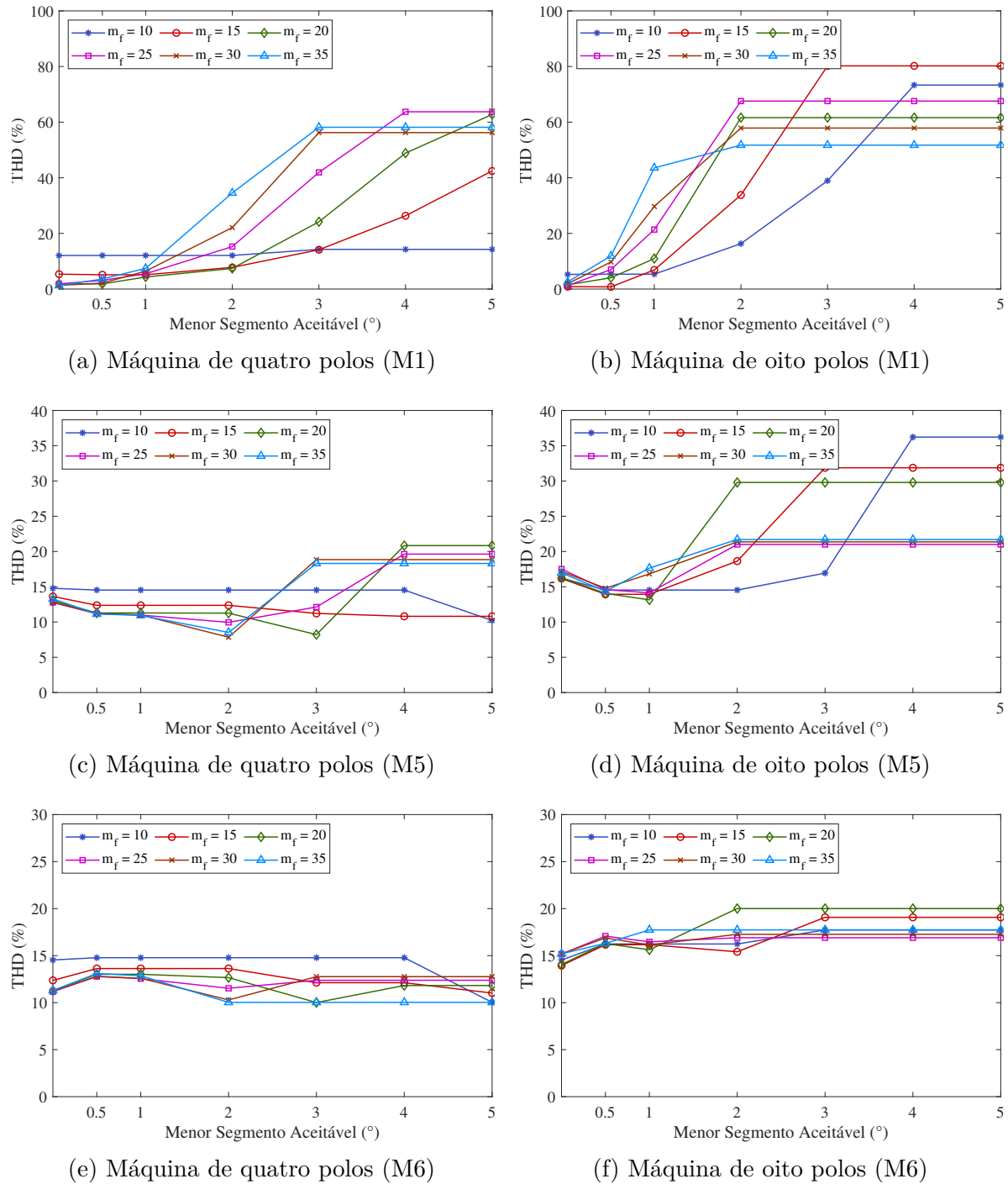
5.3 Efeito da Remoção de Segmentos com Dimensões Reduzidas

A maior dificuldade na construção de PMSM com ímãs montados na superfície utilizando-se os métodos propostos consiste no tamanho dos segmentos. Com esse enfoque, a presente seção tem por objetivo avaliar os efeitos da remoção de ímãs com dimensão inferior a 5° . Essa avaliação se dá por meio da comparação entre os valores do torque de borda e da THD da tensão na máquina sem e com a remoção de tais segmentos para os Métodos 1, 5 e 6, já que apresentaram os resultados mais viáveis para sua aplicação.

A Fig. 5.32 apresenta a THD da tensão induzida para ambas as máquinas de quatro e oito polos, considerando M1, M5 e M6, em função do menor comprimento de segmento aceitável. Nota-se que, com poucas exceções, a THD aumenta conforme os segmentos

vão sendo eliminados. Também é possível notar, por meio dos patamares presentes nos gráficos (quando o número de segmentos removidos entre dois valores de referência é igual), que quanto menor o valor de m_f , maior é o comprimento dos segmentos, como previsto. Esses patamares são ainda mais extensos na máquina de oito polos, indicando que seus segmentos são menores que os da máquina de quatro polos, como esperado.

Figura 5.32 – THD da tensão induzida em função do menor segmento aceitável.

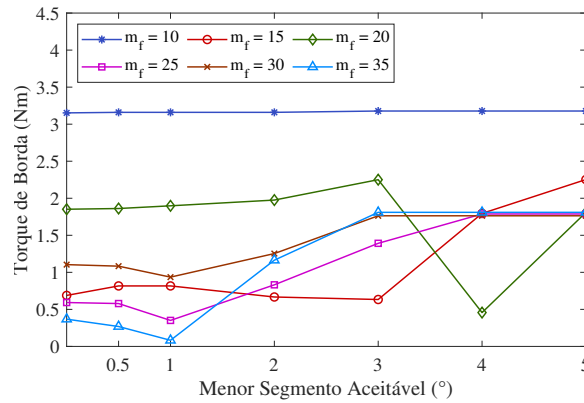


Fonte: do autor, 2020

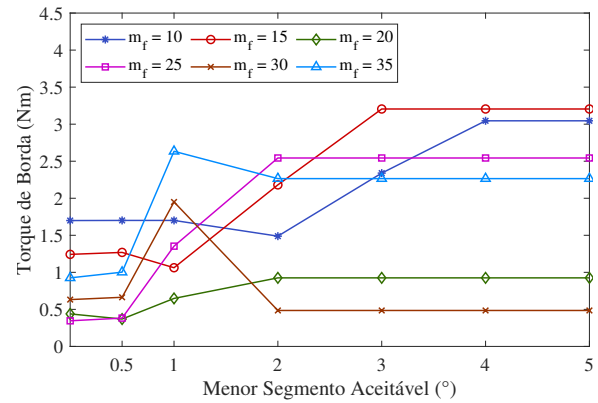
Por sua vez, o comportamento do torque de borda quando segmentos são removidos

é um tanto quanto imprevisível em ambas as máquinas de quatro e oito polos, como observa-se na Fig. 5.33. Em alguns casos, o torque de borda é reduzido quando se remove segmentos, em outros há pouca variação ou até mesmo um aumento no seu valor de pico. Essas flutuações no valor do torque de borda são causadas pelas variações nos alinhamentos/interações entre os ímãs e as aberturas de ranhuras.

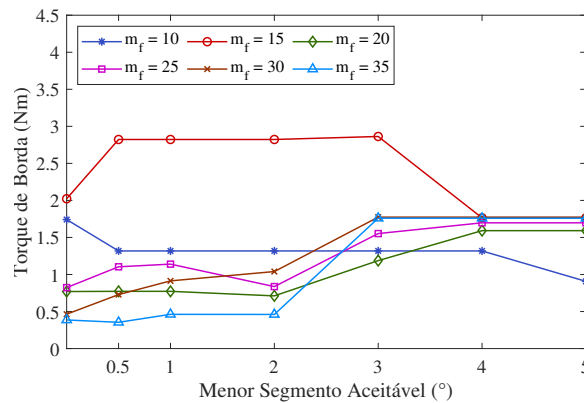
Figura 5.33 – Torque de borda em função do menor segmento aceitável.



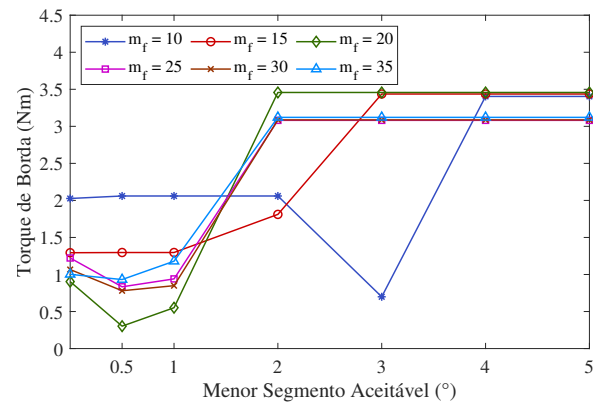
(a) Máquina de quatro polos (M1)



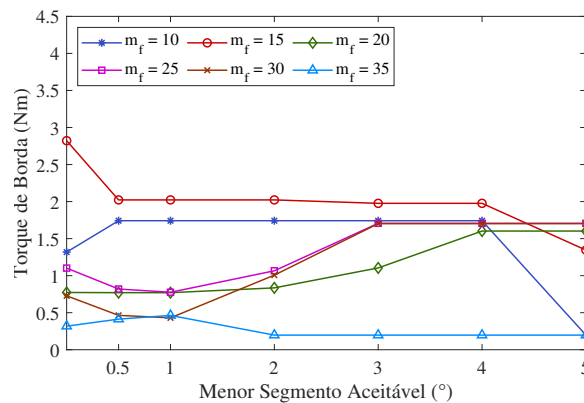
(b) Máquina de oito polos (M1)



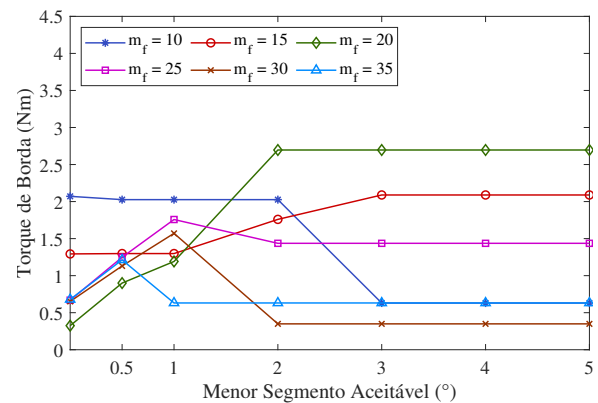
(c) Máquina de quatro polos (M5)



(d) Máquina de oito polos (M5)



(e) Máquina de quatro polos (M6)



(f) Máquina de oito polos (M6)

Fonte: do autor, 2020

Por fim, aconselha-se ao projetista que, caso deseje utilizar os Métodos 1, 5 e 6,

avaliar cuidadosamente os efeitos na THD da tensão induzida e, principalmente, no torque de borda quando se deseja eliminar segmentos abaixo de um certo comprimento, uma vez que não é trivial obter o padrão do comportamento desses parâmetros.

5.4 Processo de Otimização

As técnicas de modulação PWM permitem não apenas variar a frequência da sequência de pulsos, como também seu valor eficaz. Essa característica é transmitida intrinsecamente para os métodos propostos neste trabalho, o que permite a realização de um processo de otimização para determinar a melhor combinação entre m_a e m_f a fim de se obter um valor mínimo para as ondulações no torque. Tal processo de otimização é apresentado neste capítulo.

Os Métodos 2, 3 e 4 não entrarão no processo de otimização pois o primeiro gera muitas harmônicas de baixa ordem, o segundo não apresenta nenhuma vantagem quanto ao volume utilizado de ímãs e a densidade de fluxo do terceiro é muito inferior a dos demais. Embora a injeção de harmônicas na modulação SPWM tem o objetivo de evitar a sobremodulação, esse processo também é empregado no Método 6 com o intuito de se verificar os efeitos da sobremodulação em seu desempenho.

O processo de otimização é simples e tem como meta minimizar a função objetivo apresentada em (5.1). Desse modo, garante-se uma redução na THD da tensão induzida e torque de borda, i.e., nas ondulações do torque, enquanto também é considerado o volume total dos ímãs e a harmônica fundamental da densidade de fluxo no entreferro, a qual tem grande influência no valor médio do torque eletromagnético. As variáveis a serem otimizadas aqui são o índice de modulação de amplitude, m_a , e o de frequência, m_f .

Para guiar o processo de otimização, as seguintes restrições são impostas:

1. O valor da fundamental da densidade de fluxo no entreferro não deve ser inferior a 95% daquele da respectiva máquina de referência;
2. O valor de m_f varia de 10 a 50;
3. O valor de m_a varia de um a quatro para o Método 1. Já para os Métodos 5 e 6, a faixa de valores de m_a é de 0,5 a quatro;

Para cada valor de m_a e m_f são obtidos os respectivos comprimentos e distância entre os segmentos. Em seguida, considerando a distribuição dos segmentos, o valor de B_1 é obtido por meio de (4.11), (4.13), (4.13) e a função `fft()` disponível no Matlab e, em seguida, é verificado se tal valor atende à restrição 1. Então, o valor de T_C é computado por meio de (4.15), da THD da tensão induzida utilizando (4.17) e, novamente, a função

`fft()` e de V_M considerando (5.2).

$$V_M = (R_m^2 - R_r^2) L_{stk} \sum_{k=1}^N \frac{\delta_k}{2} \quad (5.2)$$

sendo δ_k o comprimento do k -ésimo segmento e N o número de segmentos

Para auxiliar nesse processo de otimização, utilizou-se a função `ga()` disponível na *toolbox* de otimização do Matlab. Essa função minimiza a função objetivo desejada por meio de algoritmos genéticos, permitindo a utilização de restrições lineares e não lineares.

Os resultados obtidos com o processo de otimização são apresentados nas Tabelas 5.6 e 5.7 para as máquinas de quatro e oito polos, nessa ordem. Esses resultados estão assinalados por 1#, 5# e 6# para M1, M5 e M6, respectivamente. Foram incluídos nessas tabelas os melhores resultados desses métodos sem otimização, para fins de comparação.

Pela Tabela 5.6 verifica-se que o processo de otimização foi capaz de reduzir em quase 50% o valor do torque de borda do melhor resultado do Método 1 sem otimização na máquina de quatro polos. Entretanto, o inverso ocorreu com os Métodos 5 e 6, com uma elevação de 19,69% e 24,03%, respectivamente, sendo um dos motivos as limitações dos modelos analíticos. Além disso, constatou-se que a restrição sobre a harmônica fundamental da densidade de fluxo foi atendida em todos os casos. Cabe ressaltar que os valores de OF com o processo de otimização foram maiores graças à elevação na THD da tensão induzida, causada pelo processo de sobremodulação nos Métodos 1 e 6. Caso a obtenção de uma tensão induzida senoidal seja a prioridade, basta alterar o expoente da THD em (5.1). Todavia, cabe lembrar que, como constatado, as ondulações no torque das máquinas consideradas aqui são mais sensíveis ao torque de borda.

Tabela 5.6 – Resultados não-otimizados e otimizados da máquina de quatro polos para M1, M5 e M6.

Método	m_a	m_f	B_1 (T)	T_C (Nm)	V_M (dm ³)	THD (%)	OF ($\times 10^{-4}$)
Referência	–	–	1,108	0,775	0,141	20,115	11,904
1		27	0,907	0,337	0,108	0,229	0,023
5	1	36	1,073	0,254	0,135	12,850	0,248
6		32	1,054	0,129	0,133	11,040	0,028
1#	1,672	41	1,075	0,169	0,136	13,058	0,074
5#	0,972	40	1,071	0,304	0,135	12,552	0,414
6#	1,130	42	1,083	0,160	0,139	14,297	0,069

Por sua vez, na máquina de oito polos, o processo de otimização reduziu o pico do torque de borda para todos os métodos quando comparado aos valores não-otimizados. Essa redução foi de 83,04%, 74,09%, e 88,02% com relação ao valor da máquina de referência para M1, M5 e M6, respectivamente. Além disso, a restrição imposta também foi atendida para todos os casos. Os comentários feitos para OF e as ondulações do torque na máquina de quatro polos se aplicam aqui novamente.

Tabela 5.7 – Resultados não-otimizados e otimizados da máquina de oito polos para M1, M5 e M6.

Método	m_a	m_f	B_1 (T)	T_C (Nm)	V_M (dm ³)	THD (%)	OF ($\times 10^{-4}$)
Referência	–	–	0,990	1,586	0,113	18,481	83,894
1		21	0,909	0,340	0,109	0,860	0,0445
5	1	26	1,068	0,890	0,135	16,378	13,698
6		20	1,049	0,325	0,132	14,058	0,578
1#	1,404	20	1,036	0,269	0,129	11,753	0,273
5#	0,876	28	1,047	0,411	0,131	13,190	1,087
6#	0,950	23	1,035	0,190	0,130	12,181	0,101

Com o exposto, verifica-se que o processo de otimização produz resultados satisfatórios com relação aos valores não-otimizados, uma vez que o tempo requerido para se obter os valores ótimos de m_f e m_a com esse processo é significativamente menor que varrê-los com análise em elementos finitos.

Conclusão

O presente trabalho apresentou seis métodos para reduzir as ondulações no torque eletromagnético das máquinas síncronas com ímãs permanentes no rotor. Tais métodos são utilizados durante a fase de projeto da máquina, segmentando os polos por meio de técnicas PWM. As ondulações no torque são atenuadas graças à diminuição no valor de pico do torque de borda e, também, à eliminação das harmônicas de baixa ordem na tensão induzida nos enrolamentos.

Os métodos foram validados por meio da análise em elementos finitos em máquinas de quatro e oito polos. Foram consideradas ainda duas máquinas, uma com quatro e a outra com oito polos, cujos resultados/valores são utilizados como referência, permitindo verificar a eficácia dos métodos.

No Método 1, a técnica PWM senoidal unipolar é considerada, sendo esse o que apresentou os melhores resultados. Essa técnica de modulação faz com que as harmônicas da densidade de fluxo no entreferro sejam as múltiplas inteira do dobro do índice de modulação de frequência. Essas harmônicas de alta ordem são atenuadas pelos próprios fenômenos eletromagnéticos presentes na máquina, sendo possível reduzir tanto o torque de borda, quanto a distorção da tensão induzida. No melhor caso, esse método reduziu as ondulações no torque em 78,54%, todavia, no pior caso, também reduzindo o valor médio do torque em 17,87%.

Por sua vez, os Métodos 2, 3 e 4 utilizam-se da técnica PWM senoidal bipolar ou adaptações da mesma. O desempenho harmônica inferior dessa técnica com relação à unipolar garantiu que os resultados desses métodos fossem piores que os do Método 1 com relação à redução nas ondulações do torque. Todavia, a adaptação utilizada no Método 2 permitiu que o torque médio desse método fosse cerca de 10% superior aos demais (não incluso o Método 4) já citados, bem como o aparecimento de harmônicas de baixa ordem, distorcendo a tensão induzida. Já para o Método 4, seu conteúdo harmônico mostrou-se similar ao do Método 3, todavia, dentre todos os métodos, seu valor do torque médio foi o pior, com redução de até 59,79%.

A técnica de modulação trapezoidal foi empregada no Método 5. Essa técnica, idealmente, permite um aumento de aproximadamente 20% na amplitude da harmônica fundamental da densidade de fluxo, o que é refletido no valor médio do torque. Em contrapartida, sua utilização implica numa forma de onda da tensão induzida semelhante a um trapézio. No melhor cenário, esse método permitiu uma redução de 64,15% nas ondulações do torque, bem como um acréscimo de até 8,10% também no torque médio.

A técnica PWM senoidal com injeção de 3ª harmônica também permite elevar

a amplitude da fundamental da densidade de fluxo, sendo a atribuída ao Método 6. A 3ª harmônica reduz o pico da onda moduladora, permitindo um acréscimo de 15% na fundamental sem que ocorra sobremodulação. O melhor resultado desse método compreende uma redução de 81,12% nas ondulações do torque e acréscimo de até 6,43% em seu valor médio.

A influência do valor do índice de modulação de frequência no comportamento dos parâmetros de desempenho da máquina ficou clara em todos os métodos, com destaque para o torque de borda. Dependendo do valor desse índice, o pico desse torque parasita quando se utilizou algum dos métodos acima foi superior ao triplo do valor de referência.

Quanto ao volume de ímãs utilizado nas máquinas, todos os métodos, com exceção do terceiro, reduziram seu valor nas máquinas de quatro polos, sendo a maior redução obtida com o Método quatro, seguido pelo Método 1. Já nas máquinas de oito polos, a utilização dos Métodos 2, 3, 5 e 6 resultou num acréscimo do volume utilizado de ímãs. Todavia, vale ressaltar que nesse último caso, houve um acréscimo também no torque médio da máquina e uma redução em suas ondulações com os Métodos 2, 5 e 6. Fica evidente, então, que o Método 3 é o pior nesse quesito.

A utilização de enrolamentos com passo fracionário, i.e., cujo passo de suas bobinas não é o máximo possível, permite a eliminação de certas harmônicas. Um enrolamento com passo de $2/3$ do seu valor máximo permite a eliminação das harmônicas múltiplas de três, as de maior amplitude presentes nos Métodos 2, 5 e 6. Todavia, sua utilização também afeta negativamente a fundamental. Nesse sentido, foram verificados os efeitos de sua utilização juntamente com esses métodos, sendo constatado que a tensão induzida nesse caso apresenta uma distorção harmônica total inferior ao valor de referência. Em contrapartida, a utilização desse passo elimina a principal vantagem desses métodos, seu valor de torque superior aos demais.

Por fim, um processo de otimização foi realizado considerando os Métodos 1, 5 e 6, cujo objetivo é minimizar as ondulações no torque e manter o valor da fundamental do fluxo no entreferro superior a 95% daquele de referência. As variáveis a serem otimizadas são os índices de modulação de amplitude e frequência. O Método 6 apresentou os melhores resultados, garantindo, no melhor caso, uma redução no pico do torque de borda de 88,02%, elevando a densidade de fluxo em 4,55% além do valor de referência.

Com o exposto, é possível concluir que os objetivos foram alcançados e que as principais vantagens dos métodos propostos são a possibilidade de redução no valor do torque de borda, na obtenção de uma tensão induzida senoidal e na diminuição do volume utilizado de ímãs. Contudo, a principal desvantagem dos métodos é a depreciação na harmônica fundamental da densidade de fluxo no entreferro. Para trabalhos futuros recomenda-se a verificação da viabilidade de utilização de outras técnicas de modulação PWM ou topologia de máquinas.

Referências

- [1] ABDEL-RAHMAN; ADEL. On the emission from internal combustion engines: A review. *International Journal of Energy Research*, v. 22, p. 483 – 513, 05 1998. Citado na página [18](#).
- [2] KRAMER, M. et al. Prospects for non-rare earth permanent magnets for traction motors and generators. *JOM*, v. 64, p. 752–763, 06 2012. Citado na página [18](#).
- [3] SILVA, J. E. d.; JUNIOR, J. U. Converting a conventional vehicle into an electric vehicle (ev). *Brazilian Archives of Biology and Technology*, scielo, v. 62, 00 2019. ISSN 1516-8913. Citado na página [18](#).
- [4] Feng, J. et al. Split ratio optimisation of high-speed permanent magnet brushless machines considering mechanical constraints. *IET Electric Power Applications*, v. 13, n. 1, p. 81–90, 2019. Citado na página [18](#).
- [5] Yubo Yang et al. Research of cogging torque reduction by different slot width pairing permanent magnet motors. n. 1, p. 367–370 Vol. 1, 2008. Citado 5 vezes nas páginas [18](#), [23](#), [24](#), [25](#) e [27](#).
- [6] HWANG, S. M. et al. Various design techniques to reduce cogging torque by controlling energy variation in permanent magnet motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 37, n. 4 I, p. 2806–2809, 2001. Citado 5 vezes nas páginas [18](#), [23](#), [24](#), [25](#) e [27](#).
- [7] ABBASZADEH, K.; Rezaee Alam, F.; TESHNEHLAB, M. Slot opening optimization of surface mounted permanent magnet motor for cogging torque reduction. *Energy Conversion and Management*, v. 55, p. 108–115, 2012. Citado 3 vezes nas páginas [18](#), [23](#) e [28](#).
- [8] LIU, T. et al. Cogging torque reduction by slot-opening shift for permanent magnet machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 49, n. 7, p. 4028–4031, 2013. Citado 3 vezes nas páginas [18](#), [23](#) e [28](#).
- [9] KOH, C. S.; SEOL, J. S. New Cogging-Torque Reduction Method for Brushless Permanent-Magnet Motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 39, n. 6, p. 3503–3506, 2003. Citado 3 vezes nas páginas [18](#), [23](#) e [28](#).
- [10] LI, T.; SLEMON, G. Reduction of cogging torque in permanent magnet motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 24, n. 6, p. 2901–2903, 1988. Citado 3 vezes nas páginas [18](#), [23](#) e [29](#).

- [11] Dosiek, L.; Pillay, P. Cogging torque reduction in permanent magnet machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 43, n. 6, p. 1565–1571, 2007. Citado 3 vezes nas páginas 18, 23 e 29.
- [12] BARMAN, D.; SENGUPTA, S.; BHATTACHARYA, T. K. Cogging Torque Reduction in Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Machine. *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, PEDES 2016*, v. 2016-January, p. 1–5, 2017. Citado 3 vezes nas páginas 18, 23 e 29.
- [13] Ishikawa, T.; Slemon, G. R. A method of reducing ripple torque in permanent magnet motors without skewing. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 29, n. 2, p. 2028–2031, 1993. Citado 3 vezes nas páginas 18, 23 e 29.
- [14] LEE, G.-c.; JUNG, T.-u. Design of Stator Tooth Pairing Structure on Outer Rotor Radial Flux Permanent Magnet Generator for Cogging Torque Reduction. n. 2, p. 11. Citado 3 vezes nas páginas 18, 23 e 29.
- [15] LI, Z. et al. Cogging torque reduction in external-rotor permanent magnet torque motor based on different shape of magnet. *2017 IEEE International Conference on Cybernetics and Intelligent Systems, CIS 2017 and IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics, RAM 2017 - Proceedings*, v. 2018-Janua, n. 1, p. 304–309, 2018. Citado 3 vezes nas páginas 18, 23 e 29.
- [16] NUR, T.; MULYADI, M. Improved cogging torque method in inset-permanent magnet synchronous machine. *Proceedings of 4th IEEE International Conference on Applied System Innovation 2018, ICASI 2018*, IEEE, p. 1211–1213, 2018. Citado 3 vezes nas páginas 18, 23 e 29.
- [17] SUN, H. Y.; WANG, K. Effect of third harmonic flux density on cogging torque in surface-mounted permanent magnet machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 8, p. 6150–6158, 2019. Citado 3 vezes nas páginas 18, 23 e 29.
- [18] WANG, K. et al. Average torque improvement of interior permanent-magnet machine using third harmonic in rotor shape. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 9, p. 5047–5057, 2014. Citado 3 vezes nas páginas 18, 23 e 29.
- [19] TODOROV, G. et al. Effects of cogging torque reduction techniques applied to surface mounted PMSMs with distributed windings. *2017 15th International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems, ELMA 2017 - Proceedings*, p. 17–21, 2017. Citado 4 vezes nas páginas 18, 23, 28 e 29.
- [20] AKGEMCI, A.; ZEINALI, R.; KEYSAN, O. Minimization of EMF Harmonics and Cogging Torque for a Medium Speed RFPM Wind Turbine Generator. *7th International*

- IEEE Conference on Renewable Energy Research and Applications, ICRERA 2018*, IEEE, v. 5, p. 342–347, 2018. Citado 3 vezes nas páginas 18, 23 e 29.
- [21] JO, I. H. et al. A Study on the Reduction of Cogging Torque for the Skew of a Magnetic Geared Synchronous Motor. *IEEE Transactions on Magnetics*, IEEE, v. 55, n. 2, p. 1–5, 2019. Citado 3 vezes nas páginas 18, 23 e 29.
- [22] GAO, J. et al. Cogging Torque Reduction by Elementary-Cogging-Unit Shift for Permanent Magnet Machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 53, n. 11, p. 2015–2018, 2017. Citado 3 vezes nas páginas 18, 23 e 30.
- [23] Sang-Moon Hwang; Kyung-Tae Kim. Effects of segmented poles on motor performances. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 35, n. 5, p. 3712–3714, 1999. Citado 4 vezes nas páginas 18, 19, 23 e 30.
- [24] LATEB, R.; TAKORABET, N.; MEIBODY-TABAR, F. Effect of magnet segmentation on the cogging torque in surface-mounted permanent-magnet motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 42, n. 3, p. 442–445, 2006. Citado 7 vezes nas páginas 18, 19, 23, 24, 25, 30 e 31.
- [25] BOUKAIS, B.; ZEROUG, H. Magnet segmentation for commutation torque ripple reduction in a brushless DC motor drive. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 46, n. 11, p. 3909–3919, 2010. Citado 4 vezes nas páginas 18, 19, 23 e 30.
- [26] ABBASZADEH, K.; ALAM, F. R.; SAIED, S. A. Cogging torque optimization in surface-mounted permanent-magnet motors by using design of experiment. *Energy Conversion and Management*, Elsevier Ltd, v. 52, n. 10, p. 3075–3082, 2011. Citado 6 vezes nas páginas 18, 19, 23, 30, 31 e 32.
- [27] TIANG, T. L. et al. A novel analytical method using virtual PM blocks to optimize magnet segmentations in surface-mounted PM synchronous machines. *2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2015*, p. 1278–1283, 2016. Citado 5 vezes nas páginas 18, 19, 23, 30 e 32.
- [28] ASHABANI, M.; MOHAMED, Y. A.-r. I. Multiobjective shape optimization of segmented pole permanent-magnet. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 47, n. 4, p. 795–804, 2011. Citado 9 vezes nas páginas 18, 19, 23, 24, 25, 30, 32, 59 e 75.
- [29] AREHPANAHI, M.; KASHE, H. Cogging torque reduction of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM). *Scientia Iranica*, v. 25, n. 3D, p. 1471–1477, 2018. Citado 4 vezes nas páginas 18, 19, 23 e 30.
- [30] SAYEEF, S.; FOO, G.; RAHMAN, M. F. Analysis of PI-DTC in a segmented interior permanent magnet machine. *2007 Australasian Universities Power Engineering Conference, AUPEC*, p. 781–786, 2007. Citado 4 vezes nas páginas 18, 19, 23 e 30.

- [31] AN, Y. et al. Study on cogging torque in PM motor with pole width modulation rotor. *Proceedings - 2012 IEEE Symposium on Electrical and Electronics Engineering, EESYM 2012*, v. 2, n. 3, p. 371–374, 2012. Citado 5 vezes nas páginas 18, 19, 23, 30 e 32.
- [32] CHAITHONGSUK, S.; TAKORABET, N.; MEIBODY-TABAR, F. On the use of pulse width modulation method for the elimination of flux density harmonics in the air-gap of surface PM motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 45, n. 3, p. 1736–1739, 2009. Citado 5 vezes nas páginas 18, 19, 23, 30 e 32.
- [33] CHAITHONGSUK, S. et al. Optimal design of PM motors for quasi-sinusoidal air-gap flux density. *Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2010 45th International*, n. 3, p. 1–6, 2010. Citado 5 vezes nas páginas 18, 19, 23, 30 e 32.
- [34] HANSELMAN, D. *Brushless Permanent Magnet Motor Design*. 2ª edição. ed. Orono, Estados Unidos: Magna Physics, 2006. Citado 4 vezes nas páginas 22, 23, 24 e 27.
- [35] JR, J. R. H.; MILLER, T. J. E. *Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*. 1ª edição. ed. Hillsboro, Estados Unidos: Magna Physics and Clarendon Press, 1994. Citado 7 vezes nas páginas 22, 23, 24, 26, 27, 28 e 29.
- [36] GIERAS, J. F. *Permanent Magnet Motor Technology*. 3ª edição. ed. New York, Estados Unidos: CRC Press, 2009. Citado na página 22.
- [37] Chu, W. Q.; Zhu, Z. Q. On-load cogging torque calculation in permanent magnet machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 49, n. 6, p. 2982–2989, 2013. Citado na página 23.
- [38] Azar, Z.; Zhu, Z. Q.; Ombach, G. Influence of electric loading and magnetic saturation on cogging torque, back-emf and torque ripple of pm machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 48, n. 10, p. 2650–2658, 2012. Citado na página 23.
- [39] Tangudu, J. K. et al. Segregation of torque components in fractional-slot concentrated-winding interior pm machines using frozen permeability. In: *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 3814–3821. Citado na página 23.
- [40] Chu, W. Q.; Zhu, Z. Q. Average torque separation in permanent magnet synchronous machines using frozen permeability. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 49, n. 3, p. 1202–1210, 2013. Citado na página 23.
- [41] Arellano-Padilla, J. et al. Inductance characteristics of pmsms and their impact on saliency-based sensorless control. In: *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. S1–1–S1–9. Citado na página 23.

- [42] Bianchi, N.; Bolognani, S. Design techniques for reducing the cogging torque in surface-mounted pm motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 38, n. 5, p. 1259–1265, 2002. Citado na página 28.
- [43] RASHID; H, M. Eletrônica de potência: Circuitos. *Dispositivos e aplicações*, 1999. Citado 7 vezes nas páginas 33, 34, 36, 37, 38, 41 e 43.
- [44] Boost, M. A.; Ziogas, P. D. State-of-the-art carrier pwm techniques: a critical evaluation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 24, n. 2, p. 271–280, 1988. Citado 3 vezes nas páginas 33, 36 e 41.
- [45] OHNISHI, T.; OKITSU, H. A novel pwm technique for three-phase inverter/converter. *The transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan.B*, v. 105, n. 2, p. 176–183, 1985. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 36.
- [46] Patel, H. S.; Hoft, R. G. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part i–harmonic elimination. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-9, n. 3, p. 310–317, 1973. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.
- [47] Salmon, J. C.; Olsen, S.; Durdle, N. A three-phase pwm strategy using a stepped reference waveform (inverter drives). *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 27, n. 5, p. 914–920, 1991. Citado na página 33.
- [48] Divan, D. M. Inverter topologies and control techniques for sinusoidal output power supplies. In: *[Proceedings] APEC '91: Sixth Annual Applied Power Electronics Conference and Exhibition*. [S.l.: s.n.], 1991. p. 81–87. Citado na página 33.
- [49] Rahman, M. A.; Quaicoe, J. E.; Choudhury, M. A. Performance analysis of delta modulated pwm inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PE-2, n. 3, p. 227–233, 1987. Citado na página 33.
- [50] Thorborg, K.; Nystrom, A. Staircase pwm: an uncomplicated and efficient modulation technique for ac motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 3, n. 4, p. 391–398, 1988. Citado na página 33.
- [51] Algaddafi, A. et al. Comparing the performance of bipolar and unipolar switching frequency to drive dc-ac inverter. In: *2016 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 680–685. Citado 4 vezes nas páginas 33, 36, 38 e 40.
- [52] Taniguchi, K.; Irie, H. Trapezoidal modulating signal for three-phase pwm inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-33, n. 2, p. 193–200, 1986. Citado 5 vezes nas páginas 33, 36, 41, 42 e 43.

- [53] Houldsworth, J. A.; Grant, D. A. The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three-phase pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20, n. 5, p. 1224–1228, 1984. Citado 4 vezes nas páginas 33, 36, 41 e 44.
- [54] Taniguchi, K.; Ogino, Y.; Irie, H. Pwm technique for power mosfet inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 3, n. 3, p. 328–334, 1988. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 36.
- [55] Patel, H. S.; Hoft, R. G. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part ii — voltage control techniques. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-10, n. 5, p. 666–673, 1974. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.
- [56] Soomro, J.; Memon, T. D.; Shah, M. A. Design and analysis of single phase voltage source inverter using unipolar and bipolar pulse width modulation techniques. In: *2016 International Conference on Advances in Electrical, Electronic and Systems Engineering (ICAEEES)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 277–282. Citado 3 vezes nas páginas 33, 38 e 40.
- [57] Zhu, Z. Q. et al. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet dc motors. i. open-circuit field. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 29, n. 1, p. 124–135, 1993. Citado na página 52.
- [58] Zarko, D.; Ban, D.; Lipo, T. A. Analytical calculation of magnetic field distribution in the slotted air gap of a surface permanent-magnet motor using complex relative air-gap permeance. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 42, n. 7, p. 1828–1837, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 54 e 55.
- [59] Paiva Jr., R. D. et al. Magnetic topology with axial flux concentration: a technique to improve permanent magnet motor performance. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, v. 16, n. 4, p. 881–899, 2017. Citado na página 59.