

# 轴向磁通切换永磁电机精确铁损计算模型的研究

金华洋, 王艳丹, 韩 阳

南通科技职业学院智能制造学院, 江苏 南通

收稿日期: 2026年4月19日; 录用日期: 2026年5月13日; 发布日期: 2026年5月22日

## 摘 要

由于磁场调制效应, 轴向磁通切换永磁电机(Axial Field Flux-Switching Permanent Magnet Machine, 简称AFFSPMM)中存在丰富的调制谐波, 传统的Bertotti损耗分离模型无法满足铁损的计算精度需求。为了降低损耗, 提高能源利用率, 本文提出了一种精确、快速的AFFSPMM分频分段变系数铁损计算模型。该模型考虑了调制谐波和铁磁材料非线性饱和特性对AFFSPMM铁损的影响, 引入磁滞损耗附加磁通密度低阶项和涡流损耗附加磁通密度高阶项。同时, 将磁通密度和频率进行分段, 在每个磁通密度或频率区间拟合不同的补偿项系数来补偿磁滞和涡流损耗。最后, 基于一种考虑风磨损耗的铁损实测方法对分频分段变系数铁损模型进行实验验证, 并将该铁损模型分别与有限元模型和Bertotti损耗分离模型的计算速度进行了对比。结果表明所提出的铁损模型计算值与实测值较为接近, 且计算速度相比于有限元法有较大提升。

## 关键词

AFFSPMM, 铁芯损耗, 风磨损耗, 分频分段变系数法

# Research on Accurate Iron Loss Calculation Model of Axial Flux Switching Permanent Magnet Machine

Huayang Jin, Yandan Wang, Yang Han

School of Intelligent Manufacturing, Nantong College of Science and Technology, Nantong Jiangsu

Received: April 19, 2026; accepted: May 13, 2026; published: May 22, 2026

## Abstract

Due to the magnetic field modulation effect, there are abundant modulation harmonics in the axial flux-switching permanent magnet motor (AFFSPMM), and the traditional Bertotti loss separation model cannot meet the calculation accuracy requirements of iron loss. In order to reduce losses and improve energy utilization, an accurate and fast AFFSPMM frequency division and segmented variable coefficient iron loss calculation model is proposed in the paper. This model considers the influence of modulation harmonics and nonlinear saturation characteristics of ferromagnetic materials on the iron loss of AFFSPMM, and introduces the hysteresis loss additional magnetic flux density low-order terms and the eddy current loss additional magnetic flux density high-order terms. At the same time, the magnetic flux density and frequency are segmented, and the different compensation term coefficients are fitted in each magnetic flux density or frequency interval to compensate for hysteresis and eddy current losses. Finally, an actual iron loss measurement method with consideration of friction and windage losses is used to experimentally validate the accuracy of the frequency-divided variable coefficient iron loss model. And the calculation speed of the proposed iron loss model is separately compared with the finite element model and the Bertotti loss separation model. The results show that the calculated value of the proposed iron loss model is close to the measured value, and the calculation speed is greatly improved in contrast with the finite element method.

## Keywords

AFFSPMM, Core Loss, Friction and Windage Losses, Frequency Division and Segmented Variable Coefficient Method

Copyright © 2026 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

## 1. 引言

轴向磁通切换永磁电机(AFFSPMM)具有功率密度大、带载能力强、调速范围宽等优点,能够在有限的空间提供低速大转矩,在电动汽车领域具有较好的应用前景[1]-[3]。但由于转矩密度高,导致 AFFSPMM 损耗密度大,电机温升提高,严重时甚至引起整个系统的崩溃[4] [5]。因此,降低电机损耗是提升效率亟需解决的核心问题。铁芯损耗作为电机损耗的主要来源之一,其计算受到电机内部磁路饱和、磁化方式等多种因素影响,因此难以精确计算。为了降低电机损耗并提高其效率,准确计算铁损和分析其主要影响因素至关重要,只有在此基础上才能制定有效的降耗措施。因此,如何精确计算铁损成为了国内外学者关注的研究热点。

计算铁损通常采用有限元法[6]、解析法和半解析法[7]。有限元法可以通过仿真直接得到铁损,通过精细剖分可以提高计算精度,但也会增加计算时间。基于等效磁路的解析法首先计算铁芯磁通密度,然后将其代入计算模型计算铁损[8]。虽然该方法极大地减少了计算时间,但计算精度严重依赖于铁损计算模型。半解析法利用有限元法获得铁芯磁通密度,然后将其代入铁损计算模型中,可以缩短计算时间,提高计算精度,但损耗计算模型的精度有待增强。

目前,应用广泛的铁耗计算模型是 G. Bertotti 于 1981 年提出的三项常系数模型[9]。该模型将铁损分为磁滞损耗、涡流损耗和异常损耗三部分[10],并针对每种损耗提供了相应的计算公式。然而,当磁通密

度或频率较高，或者硅钢片的特性线性度较差时，该模型难以保证铁耗计算的精度。

为解决计算精度问题，学者们提出了多种基于 Bertotti 损耗分离模型的改进铁损计算模型。文献[11]考虑了直线电机长定子侧旋转磁化以及高频时磁密谐波分量对计算模型的影响，采用改进的铁损分离计算模型来计算铁损。文献[12]考虑了磁路饱和与谐波磁场的影响，通过引入能够随磁通密度幅值和频率变化的涡流损耗和磁滞损耗附加系数实现了铁耗精细化分析，但该方法难以应用于轴向磁通切换电机。文献[13]基于 Bertotti 铁损分离模型，提出了一种考虑趋肤效应且适用于宽频率、宽磁通密度范围的改进铁损模型。上述方法有效提高了铁损计算模型的精度，但少有文献研究不同频率和磁通密度对轴向磁通切换电机损耗的影响。文献[14]研究了一种以软磁复合材料作为定子和转子铁芯的轴向磁通切换电机，提出一种结合了准三维算法和等效磁路法的分析方法来估计铁损，但没有考虑端部效应和漏磁，计算精度不够高。

因此，本文建立了基于 Bertotti 模型的分频分段变系数法铁损计算模型，针对铁芯磁饱和引起的涡流损耗增加和高频谐波磁场引起的磁滞损耗，引入了损耗修正系数。当磁通密度和频率发生变化时，模型中的损耗修正系数和常数系数随之变化，能够在保证精确度的情况下快速分析铁损。

## 2. AFFSPMM 三维拓扑结构

图 1 显示了模块化 6/14 极 AFFSPMM 的三维拓扑结构。

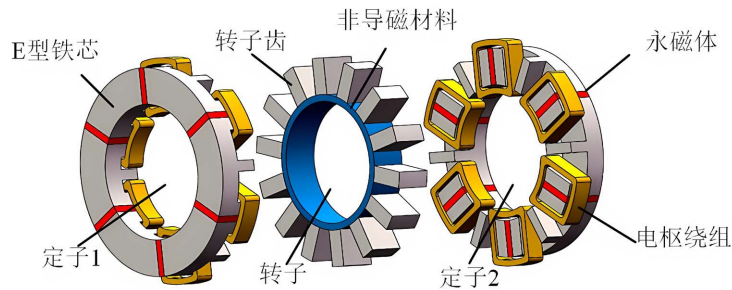


Figure 1. 3D structure of 6/14 AFFSPMM  
图 1. 6/14 极 AFFSPMM 的三维拓扑结构

每个定子由 6 个 E 形铁芯、6 个永磁体和 6 个电枢绕组组成。永磁体分别嵌在两个 E 形铁芯之间，并交替磁化，两个定子的磁化方向相反。定子 1 中的两个电枢绕组 A11 和 A12 串联构成定子 1 的 A1 相绕组，B11 和 B12 串联构成定子 1 的 B1 相绕组，C11 和 C12 串联构成定子 1 的 C1 相绕组。定子 2 中的 A2、B2 和 C2 相绕组以相同的方式构造。14 个转子齿均匀排列在转子非导磁环的外周上，结构简单、牢固。

## 3. 分频分段变系数铁损模型建立

### 3.1. 分频分段变系数计算模型

由铁芯磁饱和引起的附加涡流损耗可通过引入涡流损耗附加项来计算，因此铁耗修正后的表达式如式(1)所示。

$$P_{iron} = k_h B^\alpha f + k_e B^2 f^2 (1 + a_1 B^{a_2}) + k_a B^{1.5} f^{1.5} \quad (1)$$

式中， $B$  和  $f$  分别为磁通密度的幅值和频率； $k_h$ ， $\alpha$ ， $k_e$ ， $k_a$ ， $a_1$  和  $a_2$  为常数系数，可通过测量数据获得。

然而，由于  $a_1$  和  $a_2$  是常数，所以它们仅在一定的磁通密度和频率范围内有效。因此，在改进的模型

中，涡流损耗计算公式可如式(2)所示。

$$P_{eddy} = k_e B^2 f^2 (1 + k_2 B^{\beta_2}) \tag{2}$$

式中， $k_2$  和  $\beta_2$  为变损耗系数，它们会随着磁通密度的大小和频率而变化。

对于磁滞损耗，可使用可变参数模型进行修正，如式(3)所示。

$$P_{hsy} = k'_h B^{\alpha'} f \tag{3}$$

式中， $k'_h$  和  $\alpha'$  为变损耗系数，它们会随着磁通密度的大小和频率而变化。

对式(3)进行变换，分解出常系数，得到式(4)。

$$P_{hsy} = k'_h B^{\alpha'} f = (k_1 k_h) B^{\alpha + \beta_1} f = k_h B^\alpha f (k_1 B^{\beta_1}) \tag{4}$$

式中， $k_1$  和  $\beta_1$  为变损耗系数。

此外，分频分段变系数铁损模型考虑了调制谐波的影响，最终修正的铁损模型如式(5)所示，在不同的磁场强度和频率范围内，采用不同的系数计算铁磁材料非线性因素引起的涡流和磁滞损耗的变化。

$$P_{Fe} = k_h \sum_j l_m A_j \left[ \sum_n B_n^\alpha f_n (k_{1n} B_n^{\beta_{1n}}) \right] + k_e \sum_j l_m A_j \left[ \sum_n B_n^2 f_n^2 (1 + k_{2n} B_n^{\beta_{2n}}) \right] + \sum_j l_m A_j \sum_n k_a B^{1.5} f^{1.5} \tag{5}$$

式中， $l_m$  为铁芯材料的有效长度； $A_j$  为第  $j$  个有限元模型单元的面积； $f_n$ 、 $B_n$  分别为磁通密度第  $n$  次谐波的频率和幅值。

### 3.2. 分频分段变系数模型损耗系数的求解方法

#### 3.2.1. 经典 Bertotti 模型系数的求解

通常情况下，只有在较低的频率和磁通密度条件下，才能较为容易地将总损耗分离为磁滞、涡流和异常损耗。其中涡流损耗系数  $k_e$  可以通过麦克斯韦方程组得到，如式(6)所示。

$$k_e = \frac{\pi^2 d^2}{6 \rho \rho_e} \tag{6}$$

式中， $d$ 、 $\rho$  和  $\rho_e$  分别为硅钢片的厚度、密度和电阻率。

通常，磁滞损耗和异常损耗系数通常通过分析磁通密度小于 0.2 T、频率低于 50 Hz 的硅钢片损耗数据来获得。异常损耗系数的求解方法如下：

$$P_{f1}/f_1 = k_h B^\alpha + k_e B^2 f_1 + k_a B^{1.5} \sqrt{f_1} \tag{7}$$

$$P_{f2}/f_2 = k_h B^\alpha + k_e B^2 f_2 + k_a B^{1.5} \sqrt{f_2} \tag{8}$$

联立式(7)和(8)可得：

$$k_a = \frac{P_{f1}/f_1 - P_{f2}/f_2 - k_e B^2 (f_1 - f_2)}{(\sqrt{f_1} - \sqrt{f_2}) \times B^{1.5}} \tag{9}$$

式中， $P_{f1}$ 、 $P_{f2}$  为不同磁通密度下，频率分别为  $f_1$  和  $f_2$  时的实测铁耗值。

求出异常损耗系数后，磁滞损耗系数  $k_h$  和指数项  $\alpha$  的求解如下所示：

$$k_h B^\alpha = P_{f1}/f_1 - k_e B^2 f_1 - k_a B^{1.5} \sqrt{f_1} \tag{10}$$

式(10)两边取对数，可得：

$$\ln(P_{f1}/f_1 - k_e B^2 f_1 - k_a B^{1.5} \sqrt{f_1}) = \ln(k_h) + \alpha \ln(B) \tag{11}$$

根据式(11), 分别设定频率  $f_1$  和磁通密度  $B$  为自变量与应变量, 接着通过进行线性拟合即可求出磁滞损耗系数  $k_h$  和指数项  $\alpha$ 。

### 3.2.2. 涡流损耗附加磁通密度高次项系数的求解

为考虑饱和效应引起的涡流损耗增加, 引入了附加磁通密度高次项  $(1+k_{2n}B_n^{\beta_{2n}})$ 。在频率低于 400 Hz 时, 铁磁材料的磁滞回线畸变较小, 因此在这一频率范围内, 可以忽略磁滞损耗对涡流损耗的影响, 即令磁滞损耗附加低次项近似为 1。当磁通密度低于 1.2 T 时, 铁磁材料的线性度特性较好, 因此无需补偿。但是, 当磁通密度高于 1.2 T 时, 需要使用式(12)和式(13)求解每个频率段内的  $k_2$  和  $\beta_2$ 。

$$P'_{test} = \frac{P_{test}}{f} = k_h B^\alpha + k_e B^2 f (1 + k_2 B^{\beta_2}) + k_a B^{1.5} f^{0.5} \quad (12)$$

$$P'_{Bertotti} = \frac{P_{Bertotti}}{f} = k_h B^\alpha + k_e B^2 f + k_a B^{1.5} f^{0.5} \quad (13)$$

式中,  $P_{test}$  表示在给定频率下, 不同磁通密度下硅钢片的实测损耗值。

联立式(12)和(13), 可得:

$$D = \left| \frac{P'_{test} - P'_{Bertotti}}{k_e B^2 f} \right| = k_2 B^{\beta_2} \quad (14)$$

等式两边取对数, 可得:

$$\ln(D) = \ln(k_2) + \beta_2 \ln(B) \quad (15)$$

根据式(15), 通过线性拟合的方法可以求出各个磁通密度和频率段的  $k_2$  和  $\beta_2$ 。

当频率超过 400 Hz 时, 硅钢片会表现出明显的非线性特性。为了补偿由此引起的涡流损耗增加, 加入了能够随频率变化而变化的涡流损耗附加磁通密度高次项系数。并且, 在求解系数时, 为了尽可能减小磁滞损耗变化而产生的影响, 应选择磁滞损耗变化较小的区域, 即令磁滞损耗附加磁通密度项接近为 1。

接着通过对磁通密度在 0.6 T~1.4 T 之间的硅钢片实测损耗值进行线性拟合, 即可求解出涡流损耗附加磁通密度高次项系数。

### 3.2.3. 磁滞损耗附加磁通密度低次项系数的求解

磁滞损耗附加磁通密度低次项  $(k_{1n} B_n^{\beta_{1n}})$  用于考虑局部磁滞回线引起的磁滞损耗变化。其求解过程如下:

$$p'_{test} = P_{test} / f = k_h B^\alpha (k_1 B^{\beta_1}) + k_e B^2 f (1 + k_2 B^{\beta_2}) + k_a B^{1.5} f^{0.5} \quad (16)$$

$$p'_{IEM} = P_{IEM} / f = k_h B^\alpha + k_e B^2 f (1 + k_2 B^{\beta_2}) + k_a B^{1.5} f^{0.5} \quad (17)$$

联立式(16)和(17)可得:

$$E = \left| \frac{P_{test} - P_{IEM}}{k_h B^\alpha - 1} \right| = k_1 B^{\beta_1} \quad (18)$$

式(18)两边取对数, 可得:

$$\ln(E) = \ln(k_1) + \beta_1 \ln(B) \quad (19)$$

同样, 根据式(19), 可以通过线性拟合的方法求解出不同频率段中的  $k_1$  和  $\beta_1$ 。

### 3.3. 损失系数的确定

测量 DW470 硅钢片在不同磁通密度和频率下的损耗数据。各个损耗的附加系数见表 1，不同频段中的损耗附加系数见表 2。

**Table 1.** Additional coefficients of various losses of silicon steel sheet DW470  
**表 1.** 硅钢片 DW470 的各损耗附加系数

损耗系数	$\alpha$	$k_h$	$k_e$	$k_a$
求解结果	1.74	0.025	0.00013	0.00132

磁通密度和频率的分段原则旨在保证分频和分段变系数铁损计算模型的精度。在确保模型精度的前提下，分段数应尽可能少。首先，对磁通密度进行分段处理：当频率低于 400 Hz 时，磁通密度被分为三个区间： $B < 1.2 \text{ T}$ 、 $1.2 \text{ T} \leq B \leq 1.6 \text{ T}$  和  $B > 1.6 \text{ T}$ ；当频率大于或等于 400 Hz 时，磁通密度不再分段。接着，对频率进行分段。在分段过程中，将拟合的铁损结果与实际值进行比较，并将误差控制在 10% 以内。如果满足要求，则保留分段结果，否则调整区间范围，直到满足误差要求为止。

**Table 2.** Eddy current loss additional magnetic flux density high-order term coefficient and hysteresis loss additional magnetic flux density low-order term coefficient of silicon steel sheet DW470  
**表 2.** 硅钢片 DW470 的涡流损耗附加磁通密度高阶项系数和磁滞损耗附加磁通密度低阶项系数

$f/\text{Hz}$	$K_2, \beta_2$			$K_1, \beta_1$
	$0 \text{ T} \leq B < 1.2 \text{ T}$	$1.2 \text{ T} \leq B \leq 1.6 \text{ T}$	$1.6 \text{ T} < B$	$0 \text{ T} \leq B$
0~80	0, 0	0.178, 3.4	0.155, 2.0	1.000, 0
80~130	0, 0	0.280, 1.4	0.232, 1.6	1.048, 0
130~180	0, 0	0.198, 1.4	0.158, 2.0	1.013, 0.06
180~250	0, 0	0.010, 6.0	0.107, 1.4	1.033, 0.24
250~300	0, 0	0.068, 2.2	0.025, 4.2	1.044, 0.34
300~400	0, 0	0.106, 1.8	0.034, 4.0	1.032, 0.42
400~500		0.049, 3.6		0.883, 0.42
500~700		0.397, 1.4		0.853, 0.43
700~900		0.438, 1.2		0.853, 0.45

## 4. 考虑风磨损耗的铁损实验测试方法

为了验证分频分段变系数计算模型的有效性，本文参考 IEC 标准，基于考虑风磨损耗的铁损实测方法获得 AFFSPMM 的铁损，具体测试方法如图 2 所示。

### 4.1. 定子绕组损耗

未校正的定子绕组损耗  $P_S$  如式(20)所示。

$$P_S = mI^2R \tag{20}$$

式中， $m$  为电机的相数， $I$  为相电流平均值， $R$  为绕组电阻。

由于定子绕组在带载测试时存在明显温升，对定子绕组铜耗有较大影响，因此加入了温度校正系数  $k_\theta$ 。

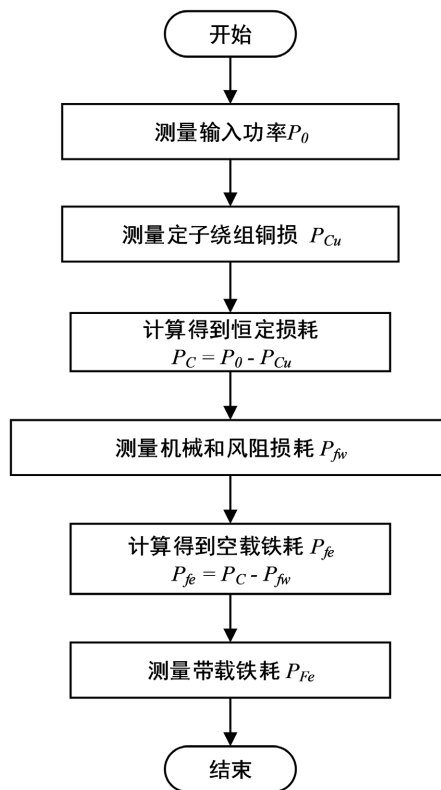


Figure 2. Loss test flow chart  
图 2. 损耗测试流程图

$$k_{\theta} = \frac{235 + \theta_w + 25 - \theta_c}{235 + \theta_w} \quad (21)$$

式中， $\theta_w$  为定子绕组温度， $\theta_c$  为电机外壳温度。

校正后的定子绕组损耗  $P_{S,\theta}$  如式(22)所示。

$$P_{S,\theta} = P_S \times k_{\theta} \quad (22)$$

#### 4.2. 摩擦损耗和风阻损耗

在空载情况下，恒定损耗被认为是摩擦、风阻、铁损耗的总和，如式(23)所示。

$$P_C = P_0 - P_{S,\theta} = P_{fw} + P_{fe} \quad (23)$$

式中， $P_0$  为输入功率， $P_{fw}$  是摩擦损耗和风阻损耗的总和， $P_{fe}$  为铁芯损耗。

根据 IEC 标准，通过测量 60% 的空载电压和 30% 的空载电压之间的四个连续的空载损耗点，得出恒定损耗相对于空载电压平方的曲线，将曲线外推至零电压点，该截距被视为该速度下的摩擦和风阻损耗。

#### 4.3. 定子铁芯损耗

通过测量额定电压 90% 和额定电压 110% 之间的四个或以上连续的空载铁损点，得出空载铁损  $P_{fe}$  相对于额定电压  $U_0$  的曲线，其中，空载铁损  $P_{fe}$  可由式(24)得出。

$$P_{fe} = P_C - P_{fw} \quad (24)$$

为了得到带载时的铁芯损耗，应计算考虑了一次绕组电阻压降的内部电压  $U_i$ ，如式(25)所示。

$$\begin{cases} U_i = \sqrt{\left( U - \frac{\sqrt{3}}{2} IR \cos \varphi \right)^2 + \left( \frac{\sqrt{3}}{2} IR \sin \varphi \right)^2} \\ \cos \varphi = \frac{P_1}{\sqrt{3}UI}; \quad \sin \varphi = \sqrt{1 - \cos^2 \varphi} \end{cases} \quad (25)$$

式中,  $P_1$  是不包含励磁的输入功率,  $U$  为相电压平均值,  $I$  为线电流平均值,  $R$  为相电阻。

根据 IEC 标准, 通过插值法将带载情况下测得数据计算得到的  $U_i$  插入空载铁损  $P_{fe}$  与额定电压  $U_0$  的拟合曲线中, 将  $U_i$  在曲线中对应的铁耗值视为对应工况下的带载铁损  $P_{Fe}$ 。

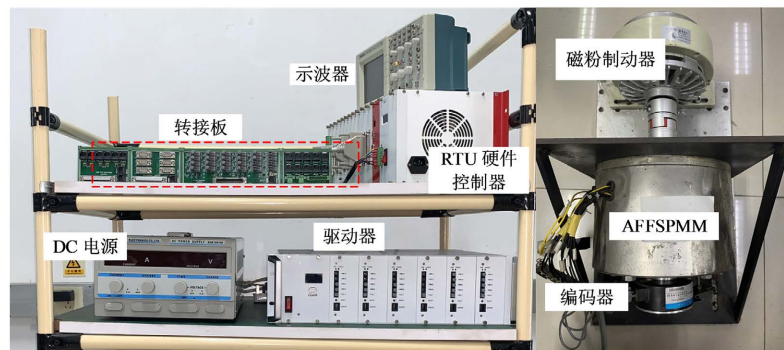
### 5. 实验对比

为了进一步验证本文所提方法的精确性和快速性, 本文基于 RTU (Real-Time Control Unit) 控制实验平台进行了实验对比, 实验平台和电机参数分别如图 3 和表 3 所示。

**Table 3.** Parameters of AFFSPMM

**表 3.** AFFSPM 电机参数

参数	数值
额定功率/W	380
额定转矩/N·m	6
额定转速/(r/min)	600
永磁磁链幅值/Wb	0.0676
极对数 $P_n$	14
定子电阻/ $\Omega$	1.9
转动惯量 $J/kg\cdot m^2$	0.0008



**Figure 3.** RTU experimental platform

**图 3.** RTU 实验平台

风磨损耗主要取决于电机转速[15], 因此认为同一转速不同负载下的风磨损耗一致。AFFSPMM 在不同转速下的风磨损耗如表 4 所示。

**Table 4.** Friction and windage losses of AFFSPMM

**表 4.** AFFSPMM 的风磨损耗

转速(r/min)	200	300	400	500	600
风磨损耗 $P_{fw}$ (W)	3.64	5.47	6.41	9.28	11.69

为了验证所提模型的精确性，计算 AFFSPMM 在额定转矩不同转速(200~600 rpm)和额定转速不同转矩(0~6 N·m)下的铁损，并与实测铁损进行了比较。

从图 4 可以看出，在额定转矩 6 N·m 的条件下，转速低于 400 rpm 时，分频分段变系数铁损计算模型、Bertotti 损耗分离模型以及实测得到的结果基本一致。然而，随着转速的增加，两种计算模型与有限元分析之间的误差逐渐增大。转矩  $T_e = 6 \text{ N}\cdot\text{m}$  时，分频分段变系数铁损计算模型的计算结果与实测值的最大误差为 3.37%，而 Bertotti 损失分离模型的计算结果与实测值的最大误差为 8.53%。

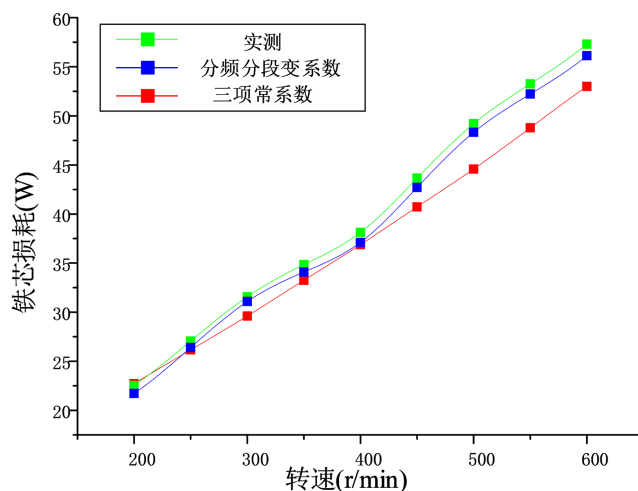


Figure 4. Stator iron loss at different speeds when torque  $T_e = 6 \text{ N}\cdot\text{m}$

图 4. 转矩  $T_e = 6 \text{ N}\cdot\text{m}$  时不同转速下的定子铁损

图 5 表明，随着电流的增加，Bertotti 损失分离模型的计算结果与实测值的误差逐渐增大，两者之间的最大误差为 10.38%。分频分段变系数铁损计算模型与实测值的最大误差仅为 3.7%。

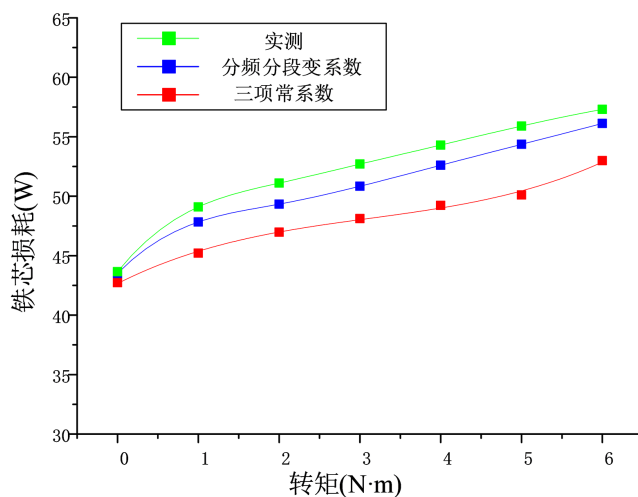


Figure 5. Stator iron loss under different torques when speed  $n = 600 \text{ rpm}$

图 5. 转速  $n = 600 \text{ rpm}$  时不同转矩下的定子铁损

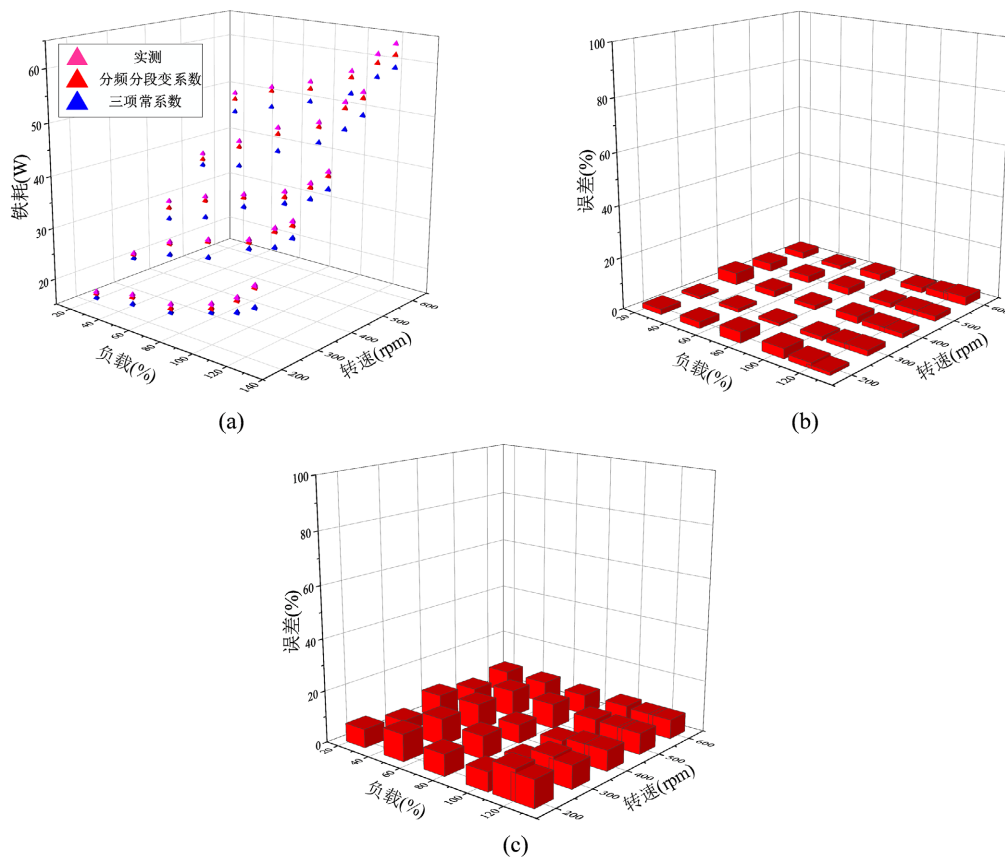
各工况下不同方法计算铁损与实测铁损的对比分析如图 6 和表 5 所示。通过对比图 6(b)和图 6(c)可以看出，分频分段变系数铁损计算模型相比于三项常系数铁损计算模型，相对误差明显降低。以表 5 中

500 rpm, 6 N·m 工况为例, 三项常系数铁损与实测铁损的相对误差为 8.53%, 而分频分段变系数铁损与实测铁损的相对误差仅为 1.81%, 相对误差值降低了 6.72%。

**Table 5.** The relative errors between the iron loss calculated by different methods and the measured iron loss under rated load. (a) Frequency division and segmented variable coefficient method; (b) Three constant coefficient method

**表 5.** 额定负载下的不同方法计算铁损与实测铁损之间的相对误差。(a) 分频分段变系数法; (b) 三项常系数法

(a)					
转速(r/min)	200	300	400	500	600
实测铁损(W)	22.546	31.58	38.12	49.2	57.3
分频分段变系数铁损(W)	21.72	31.09	37.1	48.32	56.12
相对误差(%)	3.79	1.56	2.74	1.81	2.66
(b)					
转速(r/min)	200	300	400	500	600
实测铁损(W)	22.546	31.58	38.12	49.2	57.3
三项常系数铁损(W)	20.99	29.89	35.89	45.33	52.99
相对误差(%)	7.37	5.64	6.19	8.53	8.12



**Figure 6.** Comparative analysis of calculated iron loss and measured iron loss (a) Comparison of calculated iron loss and measured iron loss; (b) Relative error between frequency division and segmented variable coefficient iron loss and measured iron loss; (c) Relative error between three constant coefficient iron loss and measured iron loss

**图 6.** 计算铁损与实测铁损对比分析。(a) 计算铁损与实测铁损对比; (b) 分频分段变系数铁损与实测铁损相对误差; (c) 三项常系数铁损与实测铁损相对误差

此外,对三维瞬态场有限元法、三项常系数法、分频分段变系数法铁损的计算时间进行了比较,如表6所示。

**Table 6.** Comparison of calculation time under different calculation methods

**表 6.** 不同计算方法的计算时间对比

	有限元法	三项常系数法	分频分段 变系数法
AFFSPMM	80.16 min	57.76 min	60.33 min

从图6和表6可以看出,分频分段变系数法相比于有限元法节省了19.83 min,与三项常系数法相比只需花费4%的额外计算时间却大大提升了计算精度,有利于电机的初始设计与优化,并且避免了实验测试铁损前期样机制造与实验平台建设投入较大的问题。

## 6. 结论

本文提出了一种精确、快速的解析铁损计算模型。在所提出的模型中,考虑了调制谐波和铁磁材料非线性饱和特性在不同频率不同磁通密度下对电机铁损的影响,引入磁滞损耗附加磁通密度低阶项和涡流损耗附加磁通密度高阶项附加系数以提高铁损计算精度。实验结果表明,所提出的铁损计算模型精度高于三项常系数铁损计算模型,不同工况下的铁损值接近于实测结果,并且计算时间相比于有限元法减少了28%。为高效设计轴向磁通切换永磁电机奠定了基础,有利于推动该电机在电动汽车领域中的应用。

## 基金项目

2024年度校青年基金项目暨乡村振兴研究专项课题(KY202410)。

## 参考文献

- [1] 段树成. 多工况下永磁电机损耗研究分析[J]. 防爆电机, 2021, 56(5): 17-19.
- [2] 赵纪龙, 逯卓林, 韩青峰, 等. 轴向磁通永磁电机系统及关键技术前沿发展综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(7): 2744-2765.
- [3] 乔丕凡, 张凯, 李晓林, 等. 高速永磁无刷直流电机损耗优化设计研究[J]. 微电机, 2023, 56(4): 13-18+62.
- [4] 陈彬, 王书恒, 景弋洋, 等. 车用驱动电机损耗温升分析与多目标优化[J]. 微特电机, 2024, 52(1): 36-42.
- [5] 姜明盛, 张志锋, 武岳, 等. 轴向磁通永磁电机混合冷却结构设计与分析[J]. 微特电机, 2024, 52(3): 11-15+21.
- [6] Fratila, M., Benabou, A., Tounzi, A. and Dessoude, M. (2017) Iron Loss Calculation in a Synchronous Generator Using Finite Element Analysis. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **32**, 640-648. <https://doi.org/10.1109/tec.2017.2648512>
- [7] Liu, L., Guo, Y., Lei, G. and Zhu, J.G. (2021) Iron Loss Calculation for High-Speed Permanent Magnet Machines Considering Rotating Magnetic Field and Thermal Effects. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, **31**, 1-5. <https://doi.org/10.1109/tasc.2021.3096506>
- [8] Xu, X.B., Zhang, W., Cheng, J.R., et al. (2023) Design and Optimization of Axial Field Flux-Switching Magnetic Gear Composite Motor Based on Varying-Network Magnetic Circuit. *IEEE Access*, **11**, 53749-53759. <https://doi.org/10.1109/access.2023.3275444>
- [9] Zhu, Q.Y., Wu, Q.P., Li, W., Pham, M. and Zhu, L. (2021) A General and Accurate Iron Loss Calculation Method Considering Harmonics Based on Loss Surface Hysteresis Model and Finite-Element Method. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **57**, 374-381. <https://doi.org/10.1109/tia.2020.3036017>
- [10] Bertotti, G. (1988) General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials. *IEEE Transactions on Magnetics*, **24**, 621-630. <https://doi.org/10.1109/20.43994>
- [11] Bao, M.J., Lin, Y.B. and Zheng, X.Q. (2022) Amorphous Long Stator Core Loss Calculation of Linear Motor Based on an Improved Calculation Model. 2022 25th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS),

- 
- Chiang Mai, 29 November-2 December 2022, 1-5. <https://doi.org/10.1109/icems56177.2022.9982984>
- [12] 张冬冬, 赵海森, 王义龙, 等. 用于电机损耗精细化分析的分段变系数铁耗计算模型[J]. 电工技术学报, 2016, 31(15): 16-24.
- [13] Sun, H., Li, Y.J., Yu, X.R., *et.al.* (2019) Research of Harmonic Effects on Core Loss in Soft Magnetic Composite Materials Based on Three-Dimensional Magnetic Test System. 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Harbin, 11-14 August 2019, 1-5. <https://doi.org/10.1109/icems.2019.8921638>
- [14] Haddad, R.Z. (2022) Iron Loss Analysis in Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Motors with Soft Magnetic Composite Core Material. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **37**, 295-303. <https://doi.org/10.1109/tec.2021.3098824>
- [15] Zhang, D., Dai, H., Zhao, H. and Wu, T. (2018) A Fast Identification Method for Rotor Flux Density Harmonics and Resulting Rotor Iron Losses of Inverter-Fed Induction Motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **65**, 5384-5394. <https://doi.org/10.1109/tie.2017.2779432>