第 52 卷 第 3 期：1070-1080 高电压技术 Vol.52, No.3: 1070-1080
2026 年 3 月 31 日 High Voltage Engineering March 31, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20250006

基于 REBCO 带材的高温超导同步发电机转子线圈交流损耗计算方法及其影响因素

陈 龙[1,2]，翟雨佳[1,2,3]，申刘飞[1,2]，张 成[1,2]，吴星徵[1,2]，黄守道[1,2]
（1. 湖南大学电气与信息工程学院，长沙 410082；2. 海上风力发电装备与风能高效利用全国重点实验室，长沙 410082；3. 中国科学院电工研究所，北京 100190）

摘 要：高温超导材料具有直流零电阻特性，将高温超导线圈用作电机转子的励磁线圈，可以提高海上风机的功率密度和效率。超导材料需要在低温环境下工作，超导线圈的交流损耗直接影响制冷系统设计和整机效率。为此，基于 *T-A* 方程提出了一种新型的超导线圈交流损耗计算方法——多分法，通过将超导线圈的交流损耗进行分区域求解来减小计算模型的收敛难度，经验证，该方法可以在较短的时间内获得准确的计算结果。通过对不同电机结构的对比研究发现，采用铁磁定子齿时，铁芯转子结构较空芯转子可降低 70%以上的交流损耗。进一步分析表明，线圈匝数和线圈-定子齿间距是影响损耗的 2 个决定性因素。该研究对准确计算高温超导同步发电机中转子线圈的交流损耗有参考意义，并且在一定程度上可以指导超导电机的选型和超导线圈的设计。

关键词：高温超导；超导电机；*T-A* 方程；交流损耗；拓扑结构；谐波磁场

Calculation Method and Influence Factors of AC Loss of HTS Synchronous Generator Rotor Coil Based on REBCO Strip

CHEN Long[1,2], ZHAI Yujia[1,2,3], SHEN Liufei[1,2], ZHANG Cheng[1,2], WU Xingzheng[1,2], HUANG Shoudao[1,2]
(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China;
2. State Key Laboratory of Offshore Wind Power Equipment and Wind Energy High-Efficient Utilization, Changsha 410082, China;
3. Institute of Electrical Engineering China Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: High-temperature superconducting (HTS) materials, with their zero-resistance properties, are ideal for use as excitation coils in the rotors of offshore wind turbine motors, enhancing power density and efficiency. However, since superconductors require cryogenic operation, the AC losses in HTS coils impact the cooling system design and overall machine efficiency. To address this issue, a novel method for calculating AC losses in HTS coils based on the *T-A* formulation is proposed, which divides the HTS coil into multiple regions to simplify the computational model and improve convergence. Validation results demonstrate that the proposed method achieves accurate calculations with significantly improved processing time. Through comparative studies of different motor structures, it is found that, when ferromagnetic stator teeth are employed, the iron-core rotor structure can reduce AC losses by over 70% compared to an air-core rotor. Further analysis reveals that the number of coil turns and the distance from the ferromagnetic teeth to the coil are two decisive factors influencing the losses. This research provides valuable insights for accurately calculating AC losses in rotor coils of HTS synchronous generators and, to some extent, offers guidance for the selection of superconducting motors and the design of superconducting coils.

Key words: high-temperature superconducting; superconducting motor; *T-A* formulation; AC loss; topological structure; harmonic magnetic field

0 引言

海上风电以其丰富的风资源、无需占用陆地空间、适于规模化开发等特点，成为能源领域的重要发展方向，近年来我国海上风电的装机容量快速增长[1-4]。研究表明，风机容量的增加可以降低海上风力发电成本[5-6]，因此大容量风机是目前海上风电技术发展的重要趋势之一。超导材料具有直流零电阻

基金资助项目：国家自然科学基金(52177019)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (52177019).

和可承载大电流的特性[7]，在电机制造领域展现出显著优势。采用第 2 代 REBCO 高温超导带材绕制而成的超导线圈作为电机的励磁绕组，可显著提高电机的气隙磁通密度，进而增大电机的功率密度及转矩密度，同时降低电机的损耗。在兆瓦级风机中，即便考虑维持超导材料处于超导态的制冷消耗，超导电机总体的损耗相比传统电机依旧会降低约 50%[8]。

同步电机因其结构简单且可靠性高，在现有的超导风力发电机概念设计与样机研制中占据主导地位[9]。考虑超导励磁线圈的高电流密度优势，在一些超导电机的设计中，定、转子的齿部和轭部都使用非铁磁材料制造，以避免磁饱和、减少涡流损耗和减轻整机重量[10-12]，但是该设计方案会导致超导带材使用量增加以及成本增大[13]。因此，工程中需要根据实际需求选择超导同步电机的结构。现有研究针对超导电机拓扑结构进行了多维度分析。Karmaker 等学者针对 10 MW 级超导电机比较了 5 种不同拓扑结构，期望找到相同性能指标下超导带材使用量最少的拓扑[13]；Liu 等学者对 9 种不同拓扑结构的超导电机重量和成本进行对比研究，发现质量最大的拓扑并非预想中的传统铁芯设计[14]；Guan 等学者研究了 4 种不同拓扑结构的超导电机在不同励磁源下的短路性能，发现铁芯定子和空芯转子的组合能够改善超导电机的短路性能[15]；Qu 等学者则对 12 MW 超导电机的损耗特性进行研究，比较了采用铁磁定子齿和非铁磁定子齿时铜耗和铁耗的差异，发现非铁磁定子齿设计的总损耗反而更高，主要源于铜损占比的增加[16]。尽管上述研究涵盖了超导电机不同拓扑结构的超导带材使用量、整机重量、短路性能、铜耗和铁耗等方面，但未涉及超导励磁线圈交流损耗的差异性研究。当定子采用铁磁齿时，会引入谐波磁场，使得超导线圈产生交流损耗。虽然该损耗在损耗量中占比较小，但在低温环境下移除这部分热量需要制冷系统额外消耗大量的功率。过大的交流损耗不仅会增加冷却系统的投资成本和技术难度，还会因制冷功率的上升而使得整体系统效率降低。因此，计算和比较不同结构下超导线圈交流损耗的大小对于电机选型和冷却系统设计是有必要的。

目前超导体交流损耗的计算方法主要可以分为解析法和有限元法 2 大类。解析法从理论角度出发，可以从本质上分析超导体交流损耗产生的机制和影响因素[17-20]，但解析法的计算需要基于一些基本假设得出，例如恒定的电流密度和均匀磁场等，而且计算的对象一般为单根超导带材，无法有效计算大型超导线圈的交流损耗。因此，对于超导线圈交流损耗的计算一般采用有限元法[21-23]。现有研究中，Coombs 等学者通过模拟纹波磁场条件下的超导线圈损耗，以等效对超导电机转子中超导励磁绕组的研究[24]；Zhang 等学者则发现传输电流和旋转磁场的叠加会大幅增加超导线圈的交流损耗[25]。然而，上述研究均未充分考虑实际电机中超导绕组的载流情况和背景磁场情况。Ohsaki 等学者虽然评估了实际系统中超导励磁线圈的交流损耗大小，但计算方法过于复杂，需要分别计算 264 根带材的损耗后再通过插值算法得出超导线圈整体交流损耗[26]；Song 等学者提出从电机模型中提取励磁线圈边界磁场，作为计算超导线圈交流损耗的边界条件[27]；上海交通大学进一步简化计算方法，直接采用超导线圈在电机模型中承受的最大交流磁场分量作为计算模型的边界条件[28]。相较而言，文献[27]的方法比文献[28]更为准确，但存在等待耗散功率[29-30]下降缓冲时间长和收敛性较差的问题。文献[28]的方法虽然计算简单收敛性好，但直接采用最大交流磁场分量计算交流损耗必然会导致计算结果偏大，相应地也会导致以此为依据设计的冷却系统冗余量过大。

综上所述，本文首先介绍了超导电机的建模方法，建立了不同拓扑结构的超导电机模型。随后，针对现有超导励磁线圈交流损耗计算方法的不足，提出了一种新的计算方法——多分法，通过将超导线圈的交流损耗进行分区域计算，以提升模型的准确度以及计算效率。基于该方法，系统分析了不同拓扑结构下超导线圈的交流损耗差异，识别出影响损耗的关键因素，从而为优化设计超导电机拓扑结构以降低低温制冷系统负担提供方向，并为超导电机选型提供参考依据。

1　超导电机建模

本研究采用普通电机模型与超导线圈模型耦合的方法等效对超导电机的研究，建模方法如图 1 所示。该方法通过在电机模型中忽视超导材料的非线性特性，避免了直接建立复杂的超导电机全模型，从而减小建模难度。且已有研究表明，该方法与全模型的计算结果之间具有良好的一致性[31]。

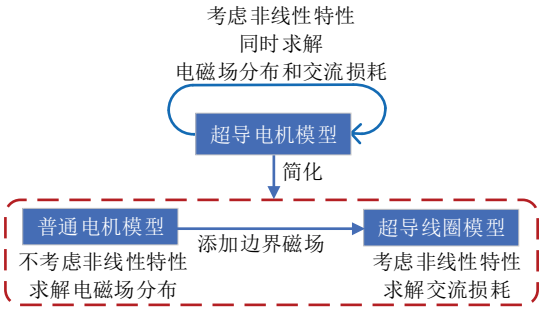


图 1 超导电机模型的建模方法

Fig.1 Modeling method of superconducting motor

1.1 普通电机模型

由于本文主要研究的是不同拓扑结构对超导励磁线圈交流损耗的影响，因此电机模型中定转子尺寸和齿槽参数采用统一的基础设计，未进行专门优化。不同拓扑结构的差异主要体现在转子铁磁材料的选择和励磁线圈匝数的调整上。铁磁材料的使用会影响电机的磁路，为保证不同拓扑结构电机功率等级一致，本文根据需求在维持励磁电流不变的前提下，通过等效磁路计算公式确定不同电机结构下励磁线圈的匝数，并通过有限元仿真软件进行验证，以确保电机输出电压基波幅值一致。表 1 列出了电机部分参数配置，表 2 说明了研究的拓扑结构以及相应的超导线圈匝数，图 2 展示了电机模型示意图。在普通电机模型中，不考虑高温超导材料的非线性特性，将励磁线圈的电导率设置为一个极大值，即 5.8×10^{17} S/m。

1.2 超导线圈模型

本文采用 2 维无限长模型下的 *T-A* 方程进行超导励磁线圈的建模。*T-A* 方程法通过式(1)定义电流矢量势 $\boldsymbol{T}$，计算超导域中的电流分布，通过式(2)定义磁矢量势 $\boldsymbol{A}$，计算超导域和非超导域中的磁场分布，$\boldsymbol{T}$ 方程和 $\boldsymbol{A}$ 方程通过麦克斯韦方程组中电磁感应定律式(3)和安培环路定律式(4)的磁场和电流项相互耦合。

$$\boldsymbol{J}=\nabla\times\boldsymbol{T} \tag{1}$$

$$\boldsymbol{B}=\nabla\times\boldsymbol{A} \tag{2}$$

$$\nabla\times\rho_{\mathrm{HTS}}\nabla\times\boldsymbol{T}=-\frac{\partial\boldsymbol{B}}{\partial t} \tag{3}$$

$$\nabla\times\left(\frac{1}{\mu}\nabla\times\boldsymbol{A}\right)=\boldsymbol{J} \tag{4}$$

式中：$\boldsymbol{B}$ 表示磁通密度；$\boldsymbol{J}$ 表示电流密度；μ 表示磁导率；ρ_{HTS} 是超导材料的电阻率，采用高度非线性的 *E-J* 指数模型表征为：

表 1 电机参数

Table 1 Parameters of the motor

参数	数值	参数	数值
定子外径/mm	4 400	气隙/mm	18
定子内径/mm	3 978	转子外径/mm	3 942
绕组相数	3	转子内径/mm	3 440
极数	24	轴长/mm	642
定子槽数	144	额定频率/Hz	2.9
励磁电流/A	706		

表 2 超导电机拓扑结构和超导励磁线圈匝数

Table 2 Topology of superconducting motor and number of turns of superconducting excitation coil

拓扑结构(转子/定子)	单极励磁线圈匝数	编号
凸极铁芯/铁磁齿	2×236	T1
非凸极铁芯/铁磁齿	2×300	T2
空芯/铁磁齿	2×440	T3

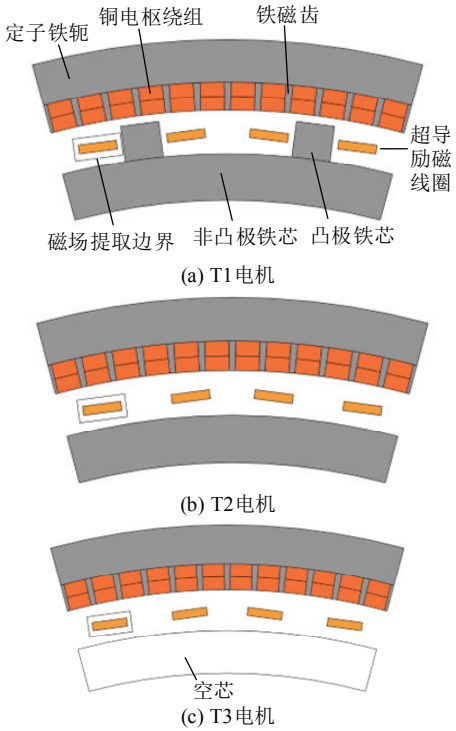


图 2 不同拓扑超导电机模型图

Fig.2 Models of superconducting motors in different topologies

$$\rho_{\mathrm{HTS}}=\frac{E_{\mathrm{c}}}{J_{\mathrm{c}}(\boldsymbol{B})}\left|\frac{\boldsymbol{J}}{J_{\mathrm{c}}(\boldsymbol{B})}\right|^{n-1} \tag{5}$$

式中：E_{c} 是标准电场强度，通常取 1 μV/cm；拟合指数 n 是高温超导材料特性和微观结构的特征量，其大小不仅取决于超导材料自身的特性，还受外界环境如背景磁场大小、角度的影响。研究表明，在

超导线圈临界电流为额定工作电流预留了足够裕量的情况下，超导励磁线圈的交流损耗几乎不受 n 值变化的影响[19,32]，所以可以取常数 n 值来研究超导励磁线圈的交流损耗，本文取第 2 类高温超导材料的典型值 21 作为 n 值[33-34]；$J_c(\boldsymbol{B})$是超导带材的临界电流密度，假设冷却系统能够维持超导材料的温度基本不变，则只需要考虑磁场对临界电流密度的影响，又由于临界电流密度主要受垂直磁场影响，因此 $J_c(\boldsymbol{B})$可以描述为：

$$J_c(\boldsymbol{B})=\frac{J_{c0}}{(1+\frac{|B_\perp|}{B_0})^{\alpha}} \tag{6}$$

式中：J_{c0} 是超导带材自场下的临界电流密度；$B_\perp$ 是垂直于带材表面的磁场分量；α、B_0 是带材的特征参数。为保证超导电机的稳定工作，所采用的超导带材绕制成跑道线圈后，临界电流需比额定工作电流大，以预留一定容量的安全裕度。因此，本文使用的带材参数 J_{c0}、α、B_0 分别为 2.006 7×10^{11} A/m^2、0.686 1、0.395 2 T[28]。

T-A 方程法通过对超导带材进行降维处理来实现求解变量的减少，3 维超导带材近似为 2 维超导面，2 维超导带材近似为 1 维超导线。可以进行上述近似处理的原因是，超导态下超导带材中所有电流都流经超导层，而超导层的厚度非常薄，通常只有微米级。降维过程如图 3 所示。

超导层内的电流大小以 $\boldsymbol{T}$ 方程边界约束条件形式给出，如式(7)所示。

$$I=\iint_S \boldsymbol{J}\mathrm{d}S=\iint_S(\nabla\times\boldsymbol{T})\mathrm{d}S=\oint_L \boldsymbol{T}\mathrm{d}l=(T_1-T_2)\delta \tag{7}$$

式中：I 是通入超导带材的电流；S 是超导层截面面积；L 是超导层截面周长；T_1 和 T_2 是超导层两侧厚度方向上的电流矢量势；δ 是超导层的厚度。

对于匝数较多的超导线圈，常用均质化法[35]减小计算量。均质化法的原理是将超导带材内非超导层等效为超导层，由于超导层厚度变大，因此需要对通入的电流进行折算，如式(8)所示。

$$\boldsymbol{J}_s=\frac{\delta}{\Lambda}\boldsymbol{J} \tag{8}$$

式中：$\boldsymbol{J}_s$ 是耦合到 $\boldsymbol{A}$ 方程中的电流密度；Λ 是超导带材厚度。

超导带材的交流损耗 P 可以解释为欧姆损耗，定义为：

$$P=\frac{\int_{T_s}\boldsymbol{E}\boldsymbol{J}\mathrm{d}t}{T_s} \tag{9}$$

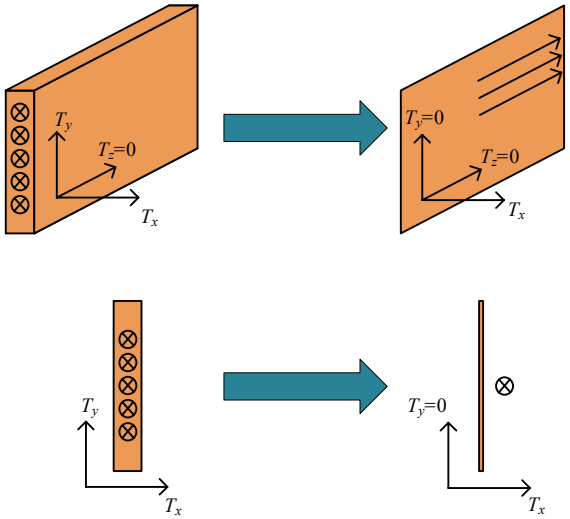


图 3　*T-A* 方程法降维过程

Fig.3　Dimension reduction process by *T-A* equation method

式中：$\boldsymbol{E}$ 是电场强度；T_s 是交流纹波磁场的波动周期。

1.3　交流损耗计算方法

超导励磁线圈交流损耗的计算方法主要包括边界场法[27]和最大磁场法[28]。边界场法需要从电机模型中提取超导线圈周围磁场数据，建立磁场关于空间和时间(x, y, t)的插值函数，并将其施加到超导线圈模型的边界上计算交流损耗。最大磁场法则直接采用超导线圈在电机模型中承受的最大交流磁场分量作为超导线圈模型的边界条件。边界场法计算结果相对准确，但计算时间长、收敛性差；最大磁场法计算简单，但计算结果偏大。因此，本文结合边界场法和最大磁场法的特点，提出采用多分法来计算超导励磁线圈的交流损耗。

多分法将超导线圈划分成面积相等的多个区域，每个区域的超导线圈施加各自区域内最大交流磁场分量进行交流损耗计算，这样既降低了计算模型的收敛难度，又避免了过于放大某个区域最大交流磁场分量的影响。由于多分法所划分区域内超导线圈受铁磁定子齿引起的谐波磁场幅值相差较小，因此可以使用该区域内提取点的磁场作为仿真模型的边界条件，以此近似谐波磁场对该区域超导线圈的影响，通过将该区域内提取点的最大磁场作为边界条件计算交流损耗，可以预留一定的安全裕量。由于多分法是采用各自区域内最大交流磁场分量进行计算的，因此避免了像最大磁场法一样过分高估交流损耗的情况。在本文中将使用四分、六分和八分法分别计算超导线圈的交流损耗，以讨论划分区域多少对多分法计算结果的影响。

为获取磁场分布数据，在电机模型励磁线圈周围设置了 20 个矩形分布的磁场提取点，将这些点的磁场提取出来作为边界场法、最大磁场法和多分法的计算边界条件。边界、磁场提取点编号以及划分区域示意如图 4 所示。

本文将详细分析交流损耗的求解，分别采用边界场法、最大磁场法和本文所提出的多分法计算，通过比较其求解时间和计算结果来验证所提方法的优越性。

2 仿真结果及分析

2.1 交流损耗求解与分析

T1 电机磁场分布如图 5 所示。将 T1 电机模型中 20 个提取点的磁场提取出来并作 Fourier 分析，图 6 为点 1 的磁场波动情况，图 7 为点 1 的磁场 Fourier 分析结果。

图 6、图 7 表明，点 1 的磁场表现为直流磁场叠加交流纹波磁场分量，谐波分量中幅值最大的分量频率为 34.8 Hz，等于电机额定频率(2.9 Hz)乘上一对磁极对应的定子齿个数(12)，而其他频率的谐

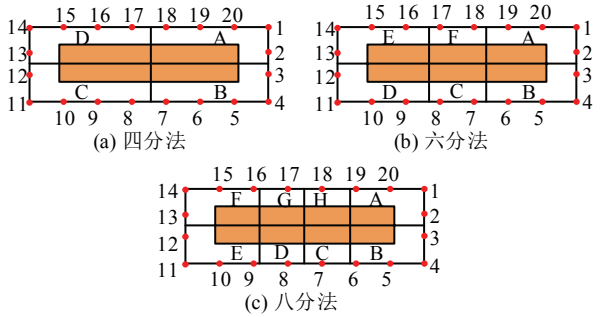


图 4 边界、磁场提取点编号以及划分区域示意图

Fig.4 Boundary, magnetic field extraction point number, and partition area diagram

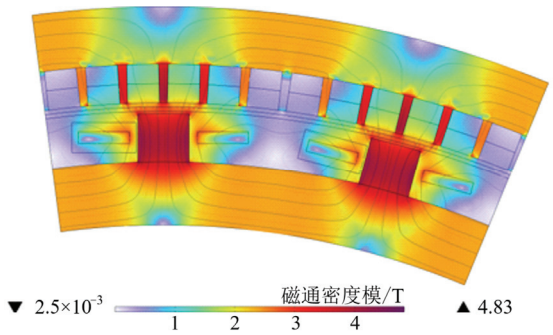


图 5 T1 电机磁场分布图

Fig.5 Magnetic field distribution of T1 motor

波分量幅值几乎为 0。其余提取点的磁场 Fourier 分析结果和点 1 基本相同，因此对于最大磁场法和多分法而言，可以只关注频率为 34.8 Hz 的交流磁场分量。图 8 展示了 T1 电机中 20 个提取点交流磁场分量的幅值情况。为了更直观地看出多分法划分的各区域内磁场提取点的幅值分布情况，在图 8 中用虚线区分了四分法的 A、B、C、D 区域。

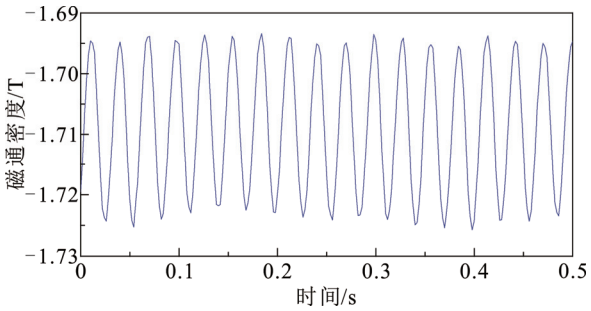


图 6 点 1 的磁场波动情况

Fig.6 Magnetic field fluctuation of point 1

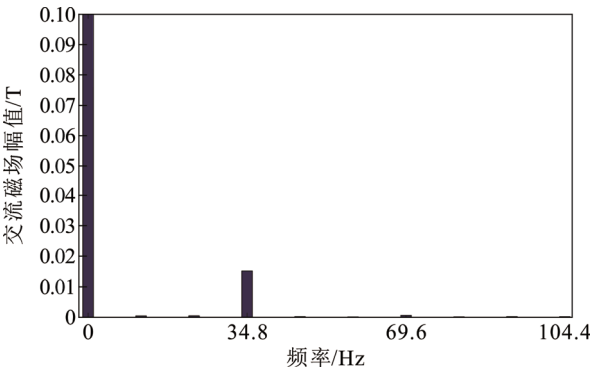


图 7 T1 电机点 1 的磁场 Fourier 分析结果

Fig.7 Fourier analysis result of magnetic field at point 1 of T1 motor

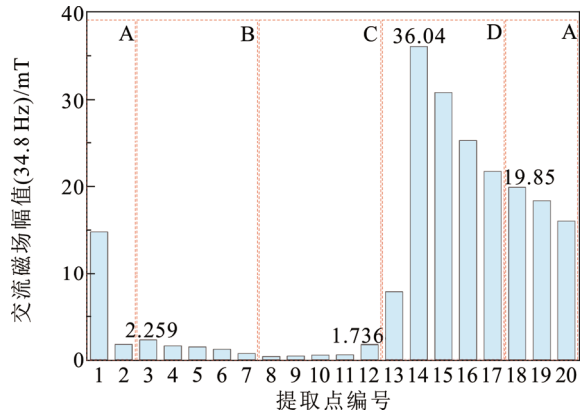


图 8 T1 电机边界磁场交流分量幅值

Fig.8 Amplitude of AC component of the boundary magnetic field of T1 motor

图 8 表明超导励磁线圈周围的磁场呈现阶梯形分布，各提取点的交流磁场分量幅值与其到铁磁定子齿的距离呈负相关关系。而且，在多分法所划分的区域内，各提取点的交流磁场分量幅值相对接近，所以采用多分法计算超导线圈的交流损耗是合理的。最大交流磁场分量出现在点 14 处，该点位于励磁线圈外侧靠近定子的一端，因此受定子铁磁齿引起的谐波磁场影响最大。对于最大磁场法来说，点 14 的交流磁场分量即为超导线圈模型的边界条件。对于多分法而言，将各自区域提取到的最大交流磁场分量作为计算的边界条件。以四分法为例，点 18、3、12、14 的交流磁场分量分别是区域 A、B、C、D 的最大交流磁场分量，因此是各区域求解交流损耗的边界条件。边界场法需要对 20 个点的磁场作关于(x, y, t)的插值函数，然后再将其作为计算模型的边界条件。

由于采用式(5)描述超导材料的电阻率，超导材料的电阻率永远大于 0，因此在有限元仿真中即使是只有直流载流的情况下，超导带材也会存在损耗。而且式(5)中的 n 值并非无穷大，因此超导带材的直流电流密度分布在有限元仿真中会趋向于均匀分布，从而使得计算过程中超导材料的交流损耗有一个缓慢下降的趋势，且交流损耗不会完全稳定，除非电流密度分布达到完全均匀，然而这需要非常长的计算周期。虽然有限元方法计算交流损耗存在以上缺陷，但文献[30]表明，有限元方法的计算结果和实际实验中的测量结果具有良好的一致性，虽然计算结果有误差，但总是趋向于高估交流损耗的，因此可以认为是给低温制冷系统预留的冗余量。

为消除耗散功率的初始衰减影响，仿真过程中电流从零线性上升至额定值后保持恒定，待系统稳定后记录瞬时交流损耗。不同方法计算的 T1 电机超导线圈瞬时交流损耗波形如图 9 所示。

图 9 表明在一个交流磁场周期内，最大磁场法和多分法出现了 2 次波峰，而边界场法只出现了 1 次。这是因为在最大磁场法和多分法中边界磁场是以相同的相位施加到整个空气域上的，所以在谐波磁场的波峰和波谷值处，超导线圈的瞬时交流损耗都会产生一个峰值。而对于边界场法来说，施加的边界磁场为各提取点磁场关于(x, y, t)的插值函数，边界上不同位置的磁场幅值、相位均不相同，所以一个纹波周期内只存在一个峰值，这也是边界场法瞬时交流损耗波形毛刺特别多的原因。采用式(9)分别求解不同方法趋于稳定后的 T1 电机超导线圈交流损耗的大小，并以边界场法为参照，计算最大磁场法和多分法的误差，计算结果以及有限元仿真求解时间如表 3 所示。

由表 3 可知，最大磁场法求解出来的交流损耗误差很大，而多分法求解出来的交流损耗则和边界场法的求解结果极为相近，四分法、六分法和八分法分别只有 2.53%、2.44%、0.57%的误差。而且多分法具有和最大磁场法相近的求解时间，最快的不到边界场法的 12%。

同样，对 T2、T3 电机模型中 20 个提取点的磁场进行 Fourier 分析，图 10 给出了 T1、T2 和 T3 电机各个提取点的交流磁场分量幅值情况。

观察图 10 可以发现，不同结构下超导励磁线圈在四分法所划区域 A、B、C 内的交流磁场分量幅值差异较小，仅在区域 D 内 T3 电机的交流磁场分量幅值较 T1、T2 电机显著增大，这一现象源于 T3 电机励磁线圈匝数增加导致区域 D 更靠近定子齿部，从而受到更强的谐波磁场影响。虽然 T2 电机的超导线圈匝数也比 T1 的要多，但是 20 个提取点的交流磁场分量幅值基本和 T1 电机的一致，原因是 T2 电机的线圈匝数与 T1 的差值并没有 T3 与 T1、T2 的大，而且 T1 电机的凸极铁芯相比于 T2

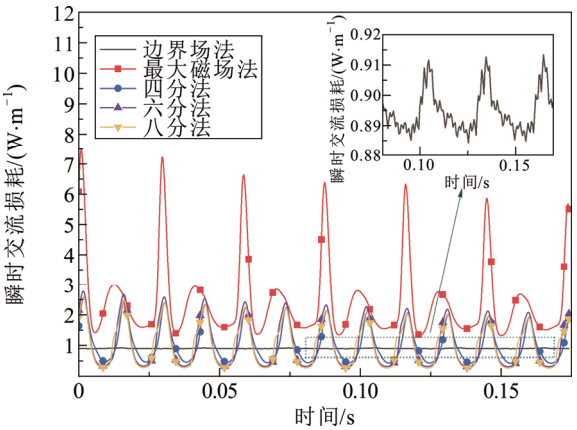


图 9　T1 电机瞬时交流损耗波形

Fig.9　Waveform of instantaneous AC loss for T1 motor

表 3　T1 电机交流损耗计算结果

Table 3　Calculation results of AC loss for T1 motor

方法	交流损耗/(W·m^{-1})	误差/%	求解时间/min
边界场法	0.895 0		35
最大磁场法	2.243 4	150.66	3
四分法	0.917 6	2.53	4
六分法	0.916 8	2.44	6
八分法	0.889 9	0.57	7

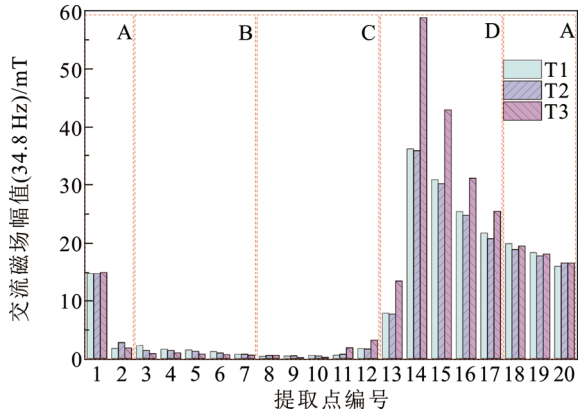


图 10 T1、T2 和 T3 电机边界磁场交流分量幅值

Fig.10 Amplitude of AC component of the boundary magnetic field of T1, T2, and T3 motors

的非凸极铁芯减小了磁路中的磁阻，两者相互作用使得 T1、T2 电机的边界磁场大小基本一致。

为验证所提方法的普适性，采用边界场法、最大磁场法和多分法求解 T2、T3 电机的交流损耗。图 11 展示了 2 种电机的瞬时交流损耗波形，其变化趋势与图 9 所示结果具有一致性。采用式(9)分别计算趋于稳定以后的 T2、T3 超导线圈交流损耗，并以边界场法为参照计算各方法的误差，计算结果以及有限元仿真求解时间如表 4、表 5 所示。

对比表 3、表 4 和表 5 的数据可以发现，四分法、六分法和八分法的计算时间随着划分区域的增加而增加，这主要是因为多分法中外加谐波磁场幅值小，线圈模型收敛快，所以计算时间取决于划分区域的个数。并且，分区数量的增加可以提高计算精度，这是因为更精细的划分会使得区域内的磁场分布更均匀，提取点的磁场数据更能准确反映谐波磁场对线圈的影响。分区数量对计算效率和精度的影响规律如图 12 所示。

当划分区域为 1 时，多分法即是最大磁场法。对于 T1、T2 电机而言，四分法、六分法和八分法的计算结果误差都比较小，均在 8%以内；但对于 T3 电机而言，四分法和六分法的计算结果与边界场法相比误差较大，只有八分法计算结果的误差在接受范围之内。产生这一差异的原因是 T3 电机的励磁线圈匝数远多于 T1、T2，采用四分法和六分法的时候，磁场提取点的磁场对所划分区域的超导线圈受谐波磁场影响的近似效果欠佳。因此，对于低匝数线圈可采用四分至八分法，而高匝数线圈至少需要八分法才能保证计算精度。在计算效率方面，多

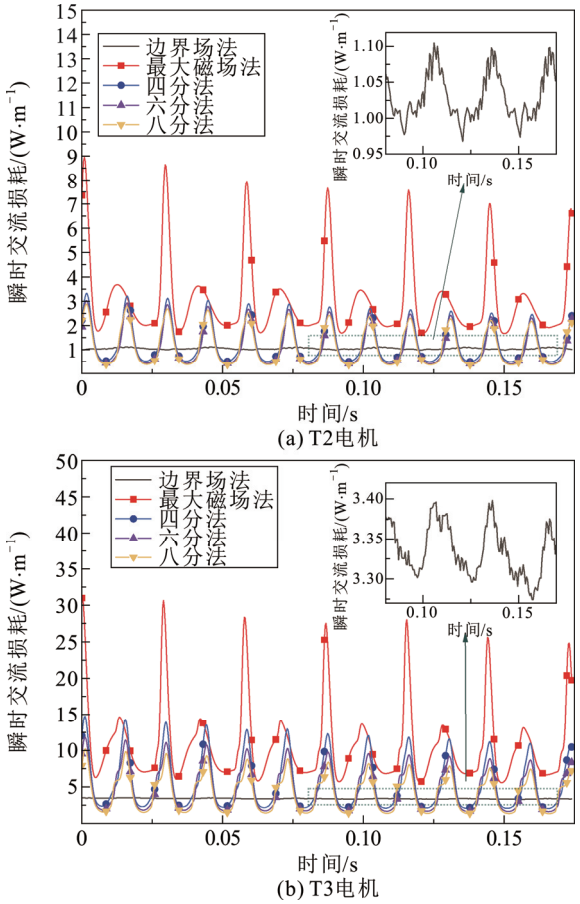


图 11 T2、T3 电机瞬时交流损耗波形

Fig.11 Waveform of instantaneous AC loss for T2, T3 motors

表 4 T2 电机交流损耗计算结果

Table 4 Calculation results of AC loss for T2 motor

方法	交流损耗/(W·m⁻¹)	误差/%	求解时间/min
边界场法	1.027 1		57
最大磁场法	2.763 0	169.01	3
四分法	1.102 4	7.33	4
六分法	0.978 1	4.77	6
八分法	0.983 8	4.22	8

表 5 T3 电机交流损耗计算结果

Table 5 Calculation results of AC loss for T3 motor

方法	交流损耗/(W·m⁻¹)	误差/%	求解时间/min
边界场法	3.369 0		70
最大磁场法	9.865 8	192.84	4
四分法	4.773 0	41.67	4
六分法	4.092 3	21.47	7
八分法	3.602 7	6.94	8

分法对高匝数线圈的优势更为明显，以八分法为例，T1、T2、T3 电机的交流损耗求解时间分别为边界场法的 20%、14%、11%。

此外，研究还发现，T1 电机八分法、T2 电机六分法和八分法的计算结果均略低于边界场法，这

是磁场提取点的分布不够密集导致的。如图 4 所示，当对区域进行四分处理时，20 个磁场提取点在各区域分布均匀，可以认为是提取到了每个区域的最大磁场点；而六分和八分时中间区域提取点不足，可能存在遗漏局部最大值的情况。为更好地提取到各区域内的最大磁场，一方面可以增加磁场提取点的数量，另一方面也可以通过调整磁场提取点的分布来实现。例如，在磁场提取点总数不变的前提下，采用根据谐波磁场沿边界变化大小来调整磁场提取点分布的方法，重新计算 T1 电机八分法、T2 电机六分法和八分法模型。六分法模型中磁场提取点在谐波磁场变化大的 A、E、F 区域增加了提取点，相应地在谐波磁场变化小的 B、C、D 区域减少了提取点；八分法模型中磁场提取点在谐波磁场变化大的 A、F、G、H 区域增加了提取点，相应地在谐波磁场变化小的 B、C、D、E 区域减少了提取点。T1 电机八分法、T2 电机六分法和八分法重新计算出来的结果分别为 0.904 4W、1.008 7W、1.071 4W，均大于原来的计算结果，原因是改进的磁场提取点分布方法能够更好地在谐波磁场变化大的区域内提取到最大磁场。

本文所提多分法不仅适用于超导线圈截面划分，还可拓展应用于磁场提取点的区域划分。当保持磁场提取点的数量和分布不变时，图 4 中的 20 个磁场提取点可以有二、四、五、十共 4 种分法。其中，二、四分法本质上与截面划分法等效；而五、十分法则因矩形短边提取点的影响区域难以界定，而需要调整提取点数量或重新优化分布方式，如仅沿长边布置磁场提取点。上述结果表明，磁场提取点多分法的研究需重点考虑提取点的数量优化和空间分布重构。

理论上来说，分区数量的增加可有效提升计算精度，当划分的区域无限多时，多分法的计算过程类似边界场法。本文所提求解超导励磁线圈交流损耗的方法综合了边界场法和最大磁场法的优势，具有比最大磁场法更准确的计算结果和比边界场法更快的计算速度。

2.2　交流损耗影响因素研究

前文计算出的交流损耗结果只是单个磁极上超导励磁线圈交流损耗的一半，对于本文所研究的电机结构而言，电机整体超导励磁线圈的交流损耗还需要乘上相应的倍数以及轴长。以八分法计算结果进行运算可得，T1、T2 和 T3 电机的交流损耗分别为 27.42 W、30.32 W 和 111.02 W。T1、T2 和 T3 电机超导励磁线圈在八分法各区域的交流损耗计算结果如图 13 所示。

可以发现，对于 3 种不同结构的超导电机，交流损耗均主要集中在超导线圈的 A、F、G、H 区域，尤其是 F 区域；而 B、C、D、E 区域的交流损耗较小。这是因为 A、F、G、H 区域位于超导线圈的上半部，距离定子铁磁齿更近，因此受到谐波磁场的影响更大。另外，虽然 T1 和 T2 电机的边界磁场大小基本一致，但是由于 T2 励磁线圈的匝数多于 T1，因此 T2 电机各区域的交流损耗都要高于 T1。T3 电机同样由于超导线圈匝数更多，因此其各区域的交流损耗都大于 T1、T2，且 T3 的区域 F 离铁磁定子齿更近，故受到谐波磁场影响更大，从而求解出来的交流损耗要远大于 T1、T2。由此可以推断，超导励磁线圈的交流损耗主要受匝数数量以及线圈到铁磁定子齿的距离影响。图 14 展示了在 T1 电机中改变超导线圈与铁磁定子齿距离以及改变超导线圈匝

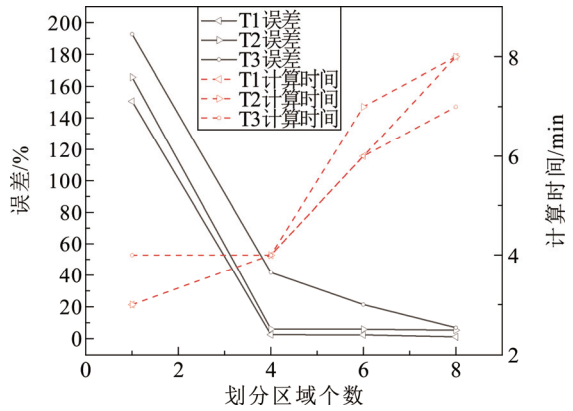


图 12　划分区域对计算效果的影响

Fig.12　Effect of dividing regions on the calculation results

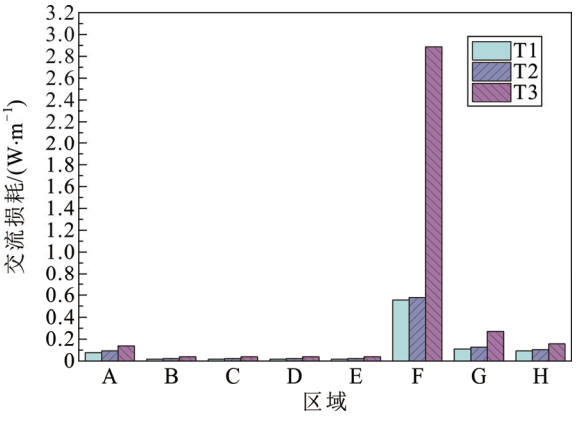


图 13　各区域超导线圈交流损耗

Fig.13　AC loss of each region of superconducting coil

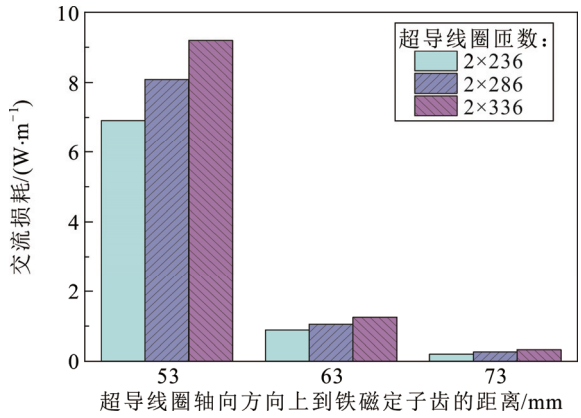


图 14 匝数和距离对超导线圈交流损耗的影响

Fig.14 Effect of turns and distance on AC loss of superconducting coil

数对交流损耗的影响。超导线圈轴向方向上到铁磁定子齿的距离意味着谐波磁场对超导线圈的影响程度，距离越近，谐波磁场影响就越深，产生的交流损耗也就越大。超导线圈匝数的增加不仅会增大超导线圈产生交流损耗的区域，而且会因增加径向宽度，而导致超导线圈到铁磁定子齿的距离变小，从而使得交流损耗增大。

综上所述，影响超导励磁线圈交流损耗的主要因素是超导线圈匝数和超导线圈到铁磁定子齿的距离。超导线圈匝数越多，产生交流损耗的区域就越大，超导线圈到铁磁定子齿的距离越近，则受谐波磁场影响就越深，两者都会增大超导线圈的交流损耗。由此可以得出一种通过优化线圈形状结构来增大铁磁定子齿到超导线圈距离，从而减小交流损耗的思路，例如将矩形截面的线圈换为金字塔形截面的线圈，具体证明见附录 A。

对于本文研究的电机结构而言，采用铁芯转子的 2 种结构(凸极与非凸极)较空芯结构可降低 70%以上的交流损耗。因此，对于已经确定要采用铁磁定子齿的超导同步电机而言，建议优先选用铁芯转子设计，这样不仅可以减小超导线圈的交流损耗，提高电机效率，还可以减小超导带材的使用量，减少成本投入。虽然谐波磁场在铁磁材料上也会引起涡流损耗，但其散热难度远低于超导损耗，因此整体有利于冷却系统的优化设计。

3 结论

1）本文提出的多分法结合了边界场法和最大磁场法的优势，既考虑到了超导线圈不同区域谐波磁场分量幅值的差异，又简化了超导线圈交流损耗的计算模型，在保证计算精度的同时显著提升了计算效率。多分法的计算精度与分区数量呈正相关关系，对于高匝数线圈，需适当增加分区数量以确保磁场提取点的代表性。在本文研究的电机仿真模型中，多分法最优情况下能在不到边界场法 12%的计算时间内获得与其误差不大于 3%的计算结果。

2）影响超导励磁线圈交流损耗的主要因素是超导线圈的匝数和超导线圈到铁磁定子齿的距离。采用铁芯转子结构可使线圈匝数减少约 33%，同时使交流损耗降低 70%以上，这主要得益于产生交流损耗的区域减小和超导励磁线圈到铁磁定子齿的距离变远。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

参考文献 References

[1] 阳岳希，贺之渊，彭 程，等. 海上风电柔性直流外送系统主动支撑技术综述[J]. 高电压技术，2025，51(6)：2720-2733.
YANG Yuexi, HE Zhiyuan, PENG Cheng, et al. Review on grid support control for VSC-HVDC connecting offshore wind farm[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(6): 2720-2733.

[2] 魏东辉，房俊龙. 风电在电力系统恢复规划中的应用[J]. 高电压技术，2022，48(1)：398-408.
WEI Donghui, FANG Junlong. Application of wind power in power system restoration planning[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(1): 398-408.

[3] 李庆民，于万水，赵继尧. 支撑“双碳”目标的风光发电装备安全运行关键技术[J]. 高电压技术，2021，47(9)：3047-3060.
LI Qingmin, YU Wanshui, ZHAO Jiyao. Key technologies for the safe operation of wind and solar power generation equipment in support of the “peak CO_2 emissions and carbon neutrality” policy[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(9): 3047-3060.

[4] 王秀丽，张海涛，周嘉豪，等. 远距离风电分频送出方式及大功率变频装置的研发[J]. 高电压技术，2024，50(5)：1978-1986.
WANG Xiuli, ZHANG Haitao, ZHOU Jiahao, et al. Frequency converter development of fractional frequency transmission system in long-distance wind power integration[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(5): 1978-1986.

[5] KUMAR Y, RINGENBERG J, DEPURU S S, et al. Wind energy: trends and enabling technologies[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2016, 53: 209-224.

[6] PERVEEN R, KISHOR N, MOHANTY S R. Off-shore wind farm development: present status and challenges[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2014, 29: 780-792.

[7] 程时杰，周 敏. 先进电工材料发展战略[J]. 高电压技术，2023，49(9)：3573-3583.
CHENG Shijie, ZHOU Min. Development strategy of advanced electrical materials[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(9): 3573-3583.

[8] 白利锋，张平祥. 高温超导电机研究进展[J]. 低温物理学报，2016，38(5)：1-6.
BAI Lifeng, ZHANG Pinxiang. The development of HTS motors[J]. Chinese Journal of Low Temperature Physics, 2016, 38(5): 1-6.

[9] CHOW C C T, AINSLIE M D, CHAU K T. High temperature super-

conducting rotating electrical machines: an overview[J]. Energy Reports, 2023, 9: 1124-1156.

[10] KEIM T A, LASKARIS T E, FEALEY J A, et al. Design and manufacture of a 20 MVA superconducting generator[J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1985, PAS-104(6): 1474-1483.

[11] NITTA T. Progress of technology for superconducting generator[J]. Cryogenics, 2002, 42(3/4): 151-155.

[12] KIM J H, HYEON C J, CHAE S H, et al. Design and analysis of cooling structure on advanced air-core stator for Megawatt-Class HTS synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2017, 27(4): 52025071-7.

[13] KARMAKER H, HO M, KULKARNI D. Comparison between different design topologies for multi-megawatt direct drive wind generators using improved second generation high temperature superconductors[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2015, 25(3): 5201605.

[14] LIU D, POLINDER H, ABRAHAMSEN A B, et al. Comparison of 10 MW superconducting generator topologies for direct-drive wind turbines[C]//Proceedings of the 2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference. Coeur d'Alene, USA: IEEE, 2015: 174-180.

[15] GUAN Y, VEDREO-SANTOS F, AZAR Z, et al. Performance of superconducting generators with different topologies under fault conditions[J]. The Journal of Engineering, 2019, 2019(17): 4090-4095.

[16] LIU Y Z, QU R H, WANG J. Comparative analysis on superconducting direct-drive wind generators with iron teeth and air-gap winding[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2014, 24(3): 5201405.

[17] BRANDT E H, INDENBOM M. Type-II-superconductor strip with current in a perpendicular magnetic field[J]. Physical Review B, 1993, 48(17): 12893.

[18] MIKITIK G P, MAWATARI Y, WAN A T S, et al. Analytical methods and formulas for modeling high temperature superconductors[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2013, 23(2): 8001920.

[19] ZHANG H Y, YAO M, JIANG Z N, et al. Dependence of dynamic loss on critical current and *n*-value of HTS coated conductors[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2019, 29(8): 8201907.

[20] ZHANG H Y, CHEN H Y, JIANG Z N, et al. A full-range formulation for dynamic loss of high-temperature superconductor coated conductors[J]. Superconductor Science and Technology, 2020, 33(5): 05LT01.

[21] SHEN B Y, GRILLI F, COOMBS T. Overview of *H*-formulation: a versatile tool for modeling electromagnetics in high-temperature superconductor applications[J]. IEEE Access, 2020, 8: 100403-100414.

[22] XU X Y, HUANG Z, LI W, et al. 3D finite element modelling on racetrack coils using the homogeneous *T-A* formulation[J]. Cryogenics, 2021, 119: 103366.

[23] 朱汉山，陈向荣，王恩哲，等. 缺陷带材对多层高温超导电缆交流损耗的影响[J]. 高电压技术，2024，50(11)：5125-5131.
ZHU Hanshan, CHEN Xiangrong, WANG Enzhe, et al. Effect of defective tapes on AC loss of multi-layer HTS cables[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(11): 5125-5131.

[24] HONG Z, YUAN W, AINSLIE M, et al. AC losses of superconducting racetrack coil in various magnetic conditions[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2011, 21(3): 2466-2469.

[25] ZHANG Y C, HUANG Z Y, CHEN J L, et al. Electromagnetic distribution of stacked HTS tapes subjected to a rotating magnetic field[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2024, 34(8): 4605803.

[26] QUÉVAL L, OHSAKI H. AC losses of a grid-connected superconducting wind turbine generator[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2013, 23(3): 5201905.

[27] SONG X W, MIJATOVIC N, ZOU S N, et al. AC losses and their thermal effect in high-temperature superconducting machines[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26(4): 5900105.

[28] 黄新彬. 兆瓦级高温超导风力发电机电磁设计与故障仿真的研究[D]. 上海：上海交通大学，2018.
HUANG Xinbin. Study on electromagnetic design and fault simulation of megawatt HTS wind generator[D]. Shanghai, China: Shanghai Jiao Tong University, 2018.

[29] LAHTINEN V, STENVALL A. The difficulty of modeling ripple field losses in superconductors using the eddy current model[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2013, 23(3): 4900505.

[30] LAHTINEN V, PARDO E, ŠOUC J, et al. Ripple field losses in direct current biased superconductors: simulations and comparison with measurements[J]. Journal of Applied Physics, 2014, 115(11): 113907.

[31] WANG Y, SONG W J, YAZDANI-ASRAMI M, et al. A fast numerical modeling approach based on boundary field method for calculating AC losses in superconducting motors[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2023, 33(3): 5200906.

[32] SUN Y M, BADCOCK R A, JIANG Z N. The influence of $J_c(B)$ and *n*-value on magnetization loss and dynamic loss in REBCO coated conductors[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2024, 34(3): 5900106.

[33] HONG Z, CAMPBELL A M, COOMBS T A. Numerical solution of critical state in superconductivity by finite element software[J]. Superconductor Science and Technology, 2006, 19(12): 1246-1252.

[34] MA J, GENG J Z, CHAN W K, et al. A temperature-dependent multilayer model for direct current carrying HTS coated-conductors under perpendicular AC magnetic fields[J]. Superconductor Science and Technology, 2020, 33(4): 045007.

[35] HUBER F, SONG W J, ZHANG M, et al. The T-A formulation: an efficient approach to model the macroscopic electromagnetic behaviour of HTS coated conductor applications[J]. Superconductor Science and Technology, 2022, 35(4): 043003.



陈　龙
2000—，男，硕士生
主要从事高温超导同步发电机交流损耗与低温制冷仿真计算研究工作
E-mail: bj1088chenlong@163.com

CHEN Long



翟雨佳(通信作者)
1990—，女，博士，教授，博导
主要从事超导电力应用及新能源方面的研究，包括超导风电制氢一体化、超导无线电能传输、高温超导磁体等
E-mail: yz378@hnu.edu.cn

ZHAI Yujia
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期　2025-01-02　在线出版日期　2025-06-03　　编辑　何秋萍

附录 A

以本文研究中 T1 电机的双饼线圈为例，保持截面高度和面积不变，通过下饼线圈宽度增加 d、上饼线圈宽度减小 d 来延长铁磁齿到励磁线圈的距离。取电机二维截面圆心为原点，矩形线圈、金字塔形上下饼线圈中距离铁磁齿最近的点如图 A1 所示。

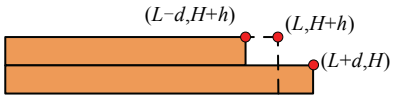


图 A1　金字塔形截面线圈

Fig.A1　Coil with pyramidal shape

图中展示的是超导线圈二维截面模型中的右半部分，其中 L 为矩形截面线圈中最外侧的点到励磁线圈对称轴的距离，H 为上下饼分界线到圆心所在水平线的距离，h 为单饼线圈的厚度，L、H、h 分别为 168.4 mm、1 914 mm、13 mm。金字塔形截面上、下饼线圈和矩形截面线圈到圆心的最大距离平方可以分别表示为 $R^2_{\mathrm{pyr,up}}$，$R^2_{\mathrm{pyr,down}}$，$R^2_{\mathrm{rec,up}}$，如式(A1)—(A3)所示。

$$R^2_{\mathrm{pyr,up}} = (L-d)^2 + (H+h)^2 \tag{A1}$$

$$R^2_{\mathrm{pyr,down}} = (L+\mathrm{d})^2 + H^2 \tag{A2}$$

$$R^2_{\mathrm{rec,up}} = L^2 + (H+h)^2 \tag{A3}$$

分别作 $R^2_{\mathrm{rec,up}}$ 与 $R^2_{\mathrm{pyr,up}}$、$R^2_{\mathrm{pyr,down}}$ 的差值，可得：

$$R^2_{\mathrm{rec,up}} - R^2_{\mathrm{pyr,up}} = 2Ld - d^2 \tag{A4}$$

$$R^2_{\mathrm{rec,up}} - R^2_{\mathrm{pyr,down}} = h^2 + 2Hh - d^2 - 2Ld \tag{A5}$$

T1 电机中单极励磁线圈匝数为 2×236，所以 $0<d<94.4$ mm。分别对式(A4)、(A5)进行计算，发现其结果总大于 0，即金字塔形截面线圈中上下饼到铁磁齿的最短距离总要小于矩形截面线圈的距离。对于上饼线圈而言，y 方向上距离不变，x 方向上减小，因此距离减小；对于下饼线圈而言，由于 H 远大于 L，因此 y 方向上减小的 h 允许其能在 x 方向上增加更多的 d。