

大功率中频三相变压器绕组和铁芯谐波损耗模型

陈彬^{1,2}, 陈健², 梁旭³, 唐波^{1,2}, 万妮娜⁴

(1. 湖北省输电线路工程技术研究中心(三峡大学), 宜昌 443002; 2. 三峡大学电气与新能源学院, 宜昌 443002; 3. 国网湖北省电力有限公司直流运检公司, 宜昌 443000; 4. 国网湖北省电力有限公司宜昌供电公司, 宜昌 443002)

摘要: 基于磁耦合三相双有源全桥 DC/DC 变换器的固态变压器适合于大功率应用场合, 精确预估其核心磁性元件—大功率中频三相变压器在非正弦电压激励下的绕组与铁芯损耗, 研究不同工作模式、不同绕组联接方式下变压器损耗的变化趋势, 对于固态变压器精细化设计至关重要。在对隔离式三相双有源全桥 DC-DC 变换器工作原理进行分析的基础上, 建立 Y-Y、Y- Δ 和 Δ - Δ 型绕组联接方式下变换器的等效电路模型和相量图, 采用基波分析方法推导出中频三相变压器绕组非正弦电流的谐波计算表达式, 考虑各阶次谐波频率下集肤效应和邻近效应对交流电阻的影响, 实现绕组损耗的计算。结合不同绕组联接方式下电压波形和移相控制方式, 推导出六电平阶梯波和三电平阶梯波电压激励下的分段线性磁密波形表达式, 结合各种修正的 Steinmetz 经验公式的简化解析计算式, 计算出不同移相角下的铁芯损耗。针对 5 kHz/15 kW 纳米晶合金铁芯中频三相变压器模型, 将该方法的计算结果与有限元仿真和实验测量结果对比, 验证了该方法的有效性。

关键词: 中频三相变压器; 铁芯损耗; 绕组损耗; 非正弦波; 谐波电流

Harmonic Loss Model of Winding and Core of High-power Three-phase Medium-frequency Transformer

CHEN Bin^{1,2}, CHEN Jian², LIANG Xu³, TANG Bo^{1,2}, WAN Nina⁴

(1. Hubei Provincial Engineering Technology Research Center for Power Transmission Line, China Three Gorges University, Yichang 443002, China; 2. College of Electrical Engineering and New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China; 3. DC Operation Maintenance Company of State Grid Hubei Electric Power Company, Yichang 443000, China; 4. Yichang Electric Company, State Grid Hubei Electric Power Company, Yichang 443002, China)

Abstract: Solid state transformer (SST) based on the magnetically coupled three-phase dual-active-bridge (DAB3) DC/DC converter is suitable for high-power applications. It is crucial for the elaborate design of SST to accurately estimate the copper loss and magnetic core loss of its key magnetic component—high-power three-phase medium-frequency transformer (MFT3) under nonsinusoidal voltage excitation, and it is also crucial to analyze its variation with operation modes and winding configurations. Based on the analysis of operation principle and equivalent circuit model of the DAB3 converter, the expressions of harmonic current of MFT3 with different winding configurations, including Y-Y, Y- Δ , Δ - Δ , are derived by using fundamental wave analysis. The influences of skin effect and proximity effect on AC resistance at each order harmonic frequency are considered to realize the calculation of copper loss. Considering the voltage waveforms and phase shift strategy under different winding configurations, the expressions of the piecewise linear magnetic flux density waveforms under six-step and three-step voltage waveform excitations are deduced, and the extended expressions of modification expressions of the Steinmetz equation are presented to determinate the magnetic core losses under different phase shift angles. Simulation and experimental results on 5 kHz/15 kW MFT3 model with nanocrystalline alloy core verify the effectiveness of the above methods.

Key words: three-phase medium-frequency transformer; core loss; copper loss; non-sinusoidal; harmonic current

0 引言

目前,适用于大功率传输且满足功率双向自由流动的隔离型双有源全桥 DC/DC 变换器已经被应用于固态变压器的直流变换级^[1-3]。相比于单相双有源全桥拓扑结构,三相双有源全桥(three-phase dual-active-bridge, DAB3)更具优势,其不仅可以大幅减少中频变压器、开关器件、通信系统和辅助电源的数量,降低固态变压器的体积、重量和成本,还可以减少用于滤除直流电流纹波的电容值,降低环流功率,提高固态变压器的效率和功率密度^[4]。大功率中频三相变压器(three-phase medium-frequency transformer, MFT3)为三相 DC/DC 变换器的核心电磁元件,起到电气隔离和电压变换的功能,通过提高工作频率可以减小变压器的体积。随着工作频率、功率的提高以及变压器体积的减小,中频变压器的损耗和温升问题逐渐明显。精确求解出绕组和铁芯损耗对于大功率中频三相变压器的优化设计有重要意义。

现有高频绕组损耗计算方法主要可归纳为两类:解析法与有限元法。在解析法方面, Dowell 考虑高频条件下导线内集肤效应和邻近效应造成的附加损耗,提出了计算箔型绕组高频电阻的一维分析方法^[5]。对于箔型绕组, Dowell 公式都能进行准确计算,通过引入孔隙率, Dowell 公式也可以应用于计算圆形、扁铜线等非连续导体的高频电阻,但计算精度不如箔型绕组。文献[6]根据 Dowell 方程以及推导出的谐波电流表达式,计算出了单相中频变压器的高频绕组损耗。Ferreira 基于圆形导线内集肤效应与邻近效应的正交性,提出了仅适用于圆形导线损耗计算的二维分析方法^[7]。然而,当绕组紧密排布时, Ferreira 公式在高频下具有显著的误差,因为它忽略了同一层中导体的相互作用。为此, Bartoli 考虑填充率的影响,提出了修正的 Ferreira 公式^[8]。在有限元法方面,采用有限元法对绕组损耗进行计算,计算精度高,并且可以对任意形状的绕组进行研究。例如,文献[9]采用有限元法对高频条件下导体区域的电流密度进行计算,进而得到绕组损耗。但是,从有限元法计算原理上看,随着频率的增加,集肤深度变得很小,导体表面的剖分单元必须更小,从而造成运算量的增加。

高频铁芯损耗的计算方法可归纳为两种:解析法和有限元法。损耗数学模型法包括原始 Steinmetz

经验公式法、传统 Bertotti 损耗分离模型法。Steinmetz 提出基于实验数据拟合的经验公式法求解铁芯损耗并认为铁芯损耗仅决定于铁芯材料、频率与峰值磁通密度^[10]。原始 Steinmetz 经验公式法在单一正弦激励这一假设前提下建立的,在计算复杂激励条件下的铁芯损耗时,计算结果不再准确,计算误差变大。针对这一情况,国内外学者在原始 Steinmetz 经验公式法的基础上进行改进,使其适用于三角波、方波、PWM 波等复杂激励条件下的铁芯损耗计算,并且研究已经趋于成熟^[11-14]。原始 Steinmetz 经验公式法及其改进形式虽然具有计算参数少、形式简便等优点。文献[6]对比了 Steinmetz 经验公式法及其改进形式计算单相中频变压器铁芯损耗的计算精度。文献[15]采用了改进的广义 Steinmetz 公式对 Y-Y 型绕组联接方式下中频三相变压器的铁芯损耗进行计算。中频三相变压器电压波形与三相绕组联接方式、移相控制策略有关,这些修正公式在三相 DC/DC 变换器的三电平、六电平阶梯电压激励且伴随移相控制下的有效性还有待深入研究。G. Bertotti 提出了经典损耗统计理论(statistical theory of loss, STL),将总损耗分离为磁滞损耗、涡流损耗与剩余损耗分量^[16]。损耗统计理论具有物理概念清晰、适用于任意波形损耗计算的优点,但待定系数较多,而且基于铁磁材料内部磁通密度均匀分布、集肤效应可忽略的假设条件使得损耗统计理论仅在低频段适用^[17]。在有限元法方面,文献[18-19]采用瞬态有限元法计算了中频变压器的瞬时铁损值,采用等效椭圆形法计算瞬时磁滞损耗,利用损耗分离模型计算了瞬时涡流损耗和剩余损耗。采用有限元方法可以较为准确地得到铁芯高频损耗,但是仿真建模及计算过程繁琐。

针对以上问题,本文首先结合隔离式 DAB3 变换器的等效电路模型和相量图,采用基波分析方法推导出了 Y-Y 型、Y- Δ 型和 Δ - Δ 型绕组联接方式下中频三相变压器绕组电流的谐波计算表达式,考虑各阶次谐波频率下集肤效应和邻近效应对交流电阻的影响,实现绕组损耗的计算。根据原副边在不同绕组联接方式下对应的电压波形,得到铁芯分段线性磁通密度波形,结合推导出的 Steinmetz 公式改进形式,可以计算出在移相控制条件下不同绕组联接方式下的铁芯损耗。最后,针对 3 台具有不同绕组联接方式的中频三相变压器模型,采用上述解析计算方法得到绕组损耗和铁芯损耗,并将计算结果与

有限元仿真值和试验测量值进行对比, 验证了本文方法的有效性。

1 高频绕组损耗计算

1.1 谐波电流表达式推导

DAB3 变换器由一台中频三相变压器、3 个串联电感、输入侧和输出侧的三相全桥及直流滤波电容 C_1 和 C_2 组成^[20]。中频三相变压器起到变换器高低压两侧的电气隔离和电压变换的功能, 其绕组联接方式包括 Y-Y 型联接、Y- Δ 型联接、 Δ - Δ 型联接。以 Y-Y 型联接为例, DAB3 变换器的拓扑结构如图 1 所示。 U_{in} 和 U_{out} 为变换器两侧直流电压。 u_{AS} 、 u_{BS} 、 u_{CS} 分别为 U_{in} 侧三相电压瞬时值; u_{as} 、 u_{bs} 、 u_{cs} 分别为 U_{out} 侧三相电压瞬时值; i_{LA} 、 i_{LB} 、 i_{LC} 分别为 U_{in} 侧三相电流瞬时值; i_{La} 、 i_{Lb} 、 i_{Lc} 分别为 U_{out} 侧三相电流瞬时值。通过调节输入和输出侧三相电桥门控信号之间的移相角 φ 来控制功率的双向流动。

图 2 为不同绕组联接方式下中频三相变压器的非正弦激励电压和电流波形示意图。对于 Y-Y 型联接, 原副边的激励电压波形均为六阶梯波; 对于 Δ - Δ 型联接, 原副边的激励电压波形均为三阶梯波; 对于 Y- Δ 型联接, 原副边的激励电压波形分别为六阶梯波和三阶梯波。流过中频三相变压器绕组的非正弦激励电流为分段线性波形, 与移相角和联接方式有关。

为了计算非正弦电流激励下中频三相变压器的绕组损耗, 首先需要得到不同联接方式下非正弦电流波的各阶次谐波。当移相角、三相绕组联接方式变化时, 非正弦电流波形也会发生改变。因此, 难以获得电流对应的非正弦周期函数, 不能采用傅里叶级数直接对 DAB3 变换器的非正弦周期电流进行谐波分析。为此, 本文结合 DAB3 变换器近似等效电路模型和相量图, 采用基波分析方法得到一种适用于 DAB3 变换器中频变压器的绕组谐波电流解析计算方法。

中频变压器绕组电阻远小于漏电感, 且励磁电感远大于漏电感时, 根据基波分析法可以得到变换器的近似等效电路。图 3 为移相控制条件下 DAB3 变换器的近似等效电路。为了清晰明了的反应接线情况, 采用单线图表示, 即用一根线表示之间连接了三根线。假设功率由 U_{in} 侧全桥传输至 U_{out} 侧全桥, 对于 Y-Y 型联接, u_{AS} 超前于 u_{as} 的相位角为 φ ; 对于 Δ - Δ 型联接, u_{AB} 超前于 u_{ab} 的相位角为 φ ; 对

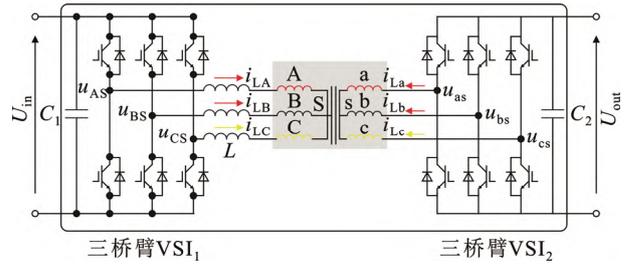


图 1 三相双有源全桥 DC-DC 变换器拓扑结构

Fig.1 DAB3 converter topology

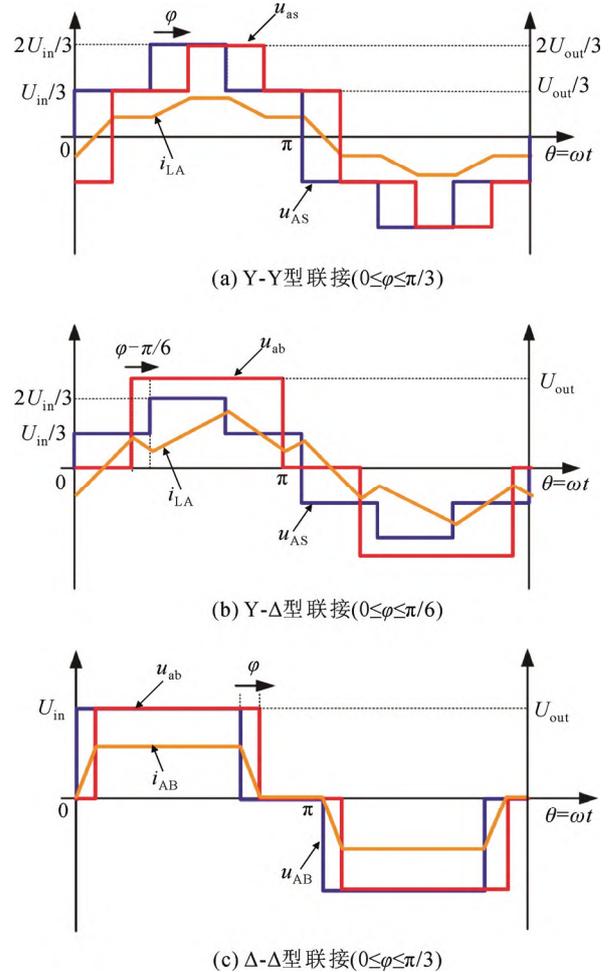


图 2 不同联接方式下 DAB3 变换器电压和电流波形

Fig.2 Voltage and current waveforms of DAB3 converter for different winding configurations

于 Y- Δ 型联接, u_{AS} 超前于 u_{ab} 的相位角为 $\varphi - \pi/6$ 。Y-Y 型、 Δ - Δ 型两种联接方式对应的相量图如图 4 中红色实线所示; Y- Δ 型联接方式对应的相量图如图 4 中虚线所示。

在图 4 中, Y-Y 型绕组联接方式下 DAB3 变换器相量图符号含义如下: $'U_{AS}$ 和 $'U_{as}$ 为电压 u_{AS} 和 u_{as} ($u'_{as} = u_{as} N_w$) 基波分量的幅值 (N_w 为原边绕组和

副边绕组的匝数比); ${}^1\Delta U_{Y-Y}$ 为 U_{in} 侧串联电感 L 上的电压降 Δu_{Y-Y} 的基波分量; φ 、 γ_1 、 ${}^1\phi_{Y-Y}$ 分别为基波电压 ${}^1U'_{as}$ 与 ${}^1U_{AS}$ 、 ${}^1I_{LA(Y-Y)}$ 、 ${}^1\Delta U_{Y-Y}$ 之间的相位差。 Δ - Δ 型联接与 Y-Y 型联接下的相量关系相同。Y- Δ 绕组联接方式下 DAB3 变换器相量图符号含义如下: ${}^1U_{AS}$ 和 ${}^1U'_{ab}$ 为电压 u_{AS} 和 u'_{ab} ($u'_{ab}=u_{ab}\cdot N_w/\sqrt{3}$) 基波分量的幅值; ${}^1\Delta U_{Y-\Delta}$ 为 U_{in} 侧串联电感 L 上的电压降; $\varphi-\pi/6$ 、 γ_2 、 ${}^1\phi_{Y-\Delta}$ 分别为基波电压 ${}^1U'_{ab}$ 与 ${}^1U_{AS}$ 、 ${}^1I_{LA(Y-\Delta)}$ 、 ${}^1\Delta U_{Y-\Delta}$ 之间的相位差。 ${}^1I_{LA(Y-Y)}$ 为 Y-Y 型联接方式下原边侧电流 i_{LA} 的基波分量; ${}^1I_{LA(Y-\Delta)}$ 为 Y- Δ 型联接方式下原边侧电流 i_{LA} 的基波分量。

为了得到各阶次谐波的表达式, 首先利用傅里叶级数的三角函数展开式, 对基频为 f 、移相角为 φ 的原副边电压进行傅里叶分解。

$$\begin{cases} u_{in}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} {}^nU_{in} \sin(n(\omega t + \varphi)) \\ u'_{out}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} {}^nU'_{out} \sin(n\omega t) \end{cases} \quad (1)$$

式中: ${}^nU_{in}$ 为 U_{in} 侧逆变输出的第 n 次谐波电压; ${}^nU'_{out}$ 为 U_{out} 侧逆变输出折合到 U_{in} 侧的第 n 次谐波电压; ω 为角频率, $\omega=2\pi f$, f 为开关频率。

由图 2(a)可知, Y-Y 型联接方式下原副边绕组的激励电压为六阶梯波, 六阶梯电压波的第 n 次谐波电压的幅值为

$$\begin{cases} {}^nU_{AS} = \frac{4U_{in}}{3n\pi} \left(1 - \cos\left(\frac{2n\pi}{3}\right)\right) \sin(n\omega t) \\ {}^nU'_{as} = \frac{4N_w U_{out}}{3n\pi} \left(1 - \cos\left(\frac{2n\pi}{3}\right)\right) \sin(n\omega t) \end{cases} \quad (2)$$

式中 ${}^nU_{AS}$ 和 ${}^nU'_{as}$ 分别为 Y-Y 型联接方式下原边侧电压 u_{AS} 和归算至原边侧的副变侧电压 u'_{as} 的第 n 次谐波电压的幅值。

由图 2(b)可知, Y- Δ 型联接方式下原边绕组的激励电压为六阶梯波, 副边绕组的激励电压为三阶梯波, 此时原副边两侧第 n 次谐波电压的幅值为

$$\begin{cases} {}^nU_{AS} = \frac{4U_{in}}{3n\pi} \left(1 - \cos\left(\frac{2n\pi}{3}\right)\right) \sin(n\omega t) \\ {}^nU'_{ab} = \frac{2N_w U_{out}}{\sqrt{3}n\pi} \left(1 - \cos\left(\frac{2n\pi}{3}\right)\right) \sin(n\omega t) \end{cases} \quad (3)$$

式中 ${}^nU'_{ab}$ 为 Δ - Δ 型联接方式下归算至原边的副边绕组的激励电压的第 n 次谐波电压的幅值。

由图 2(c)可知, Δ - Δ 型联接方式下原边绕组的激励电压为三阶梯波, 此时原副边两侧第 n 次谐波

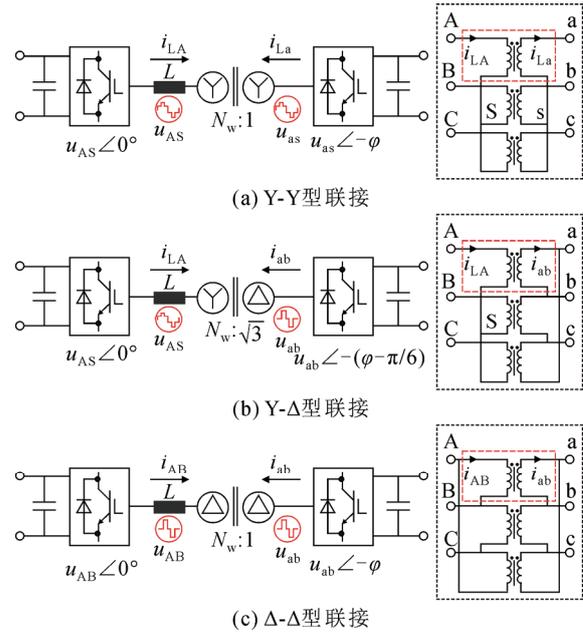


图 3 DAB3 变换器等效电路

Fig.3 The equivalent circuit of DAB3 converter

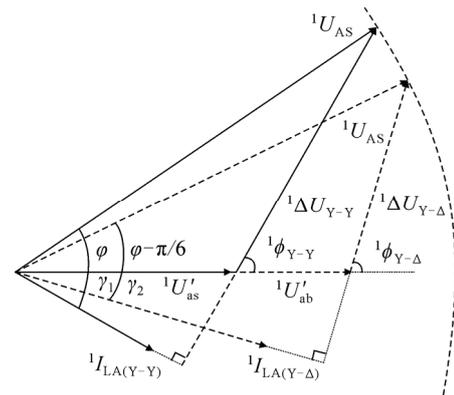


图 4 不同绕组联接方式下 DAB3 变换器相量图

Fig.4 Phasor diagram of DAB3 converter with different winding configurations

电压的幅值为

$$\begin{cases} {}^nU_{AB} = \frac{2U_{in}}{n\pi} \left(1 - \cos\left(\frac{2n\pi}{3}\right)\right) \sin(n\omega t) \\ {}^nU'_{ab} = \frac{2N_w U_{out}}{n\pi} \left(1 - \cos\left(\frac{2n\pi}{3}\right)\right) \sin(n\omega t) \end{cases} \quad (4)$$

式中 ${}^nU_{AB}$ 为 Δ - Δ 型联接方式下原边绕组的激励电压的第 n 次谐波电压的幅值。

结合上述非正弦电压的谐波幅值表达式 (2)–(3), 以及图 4 所示相量图给出的三角函数关系, 可以推导出相应绕组联接方式下的谐波电流幅值表达式。以 Y-Y 型绕组联接方式为例, U_{in} 侧的串联电感 L 上对应的电压降 Δu_{Y-Y} 的展开式为

$$\Delta u_{Y-Y}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} {}^n \Delta U_{Y-Y} \cos(n\omega t + {}^n \phi_{Y-Y}) \quad (5)$$

式中: ${}^n \Delta U_{Y-Y}$ 和 ${}^n \phi_{Y-Y}$ 分别为电压降 Δu_{Y-Y} 的第 n 次谐波分量幅值和相位。

结合图 4 所示的相量图可知, 在 Y-Y 型绕组联接方式下, 电感 L 上电压降 Δu_{Y-Y} 的第 n 次谐波 ${}^n \Delta U_{Y-Y}$, 以及电压降的相位 ${}^n \phi_{Y-Y}$ 的计算式为

$$\begin{cases} {}^n \Delta U_{Y-Y} = ({}^n U_{AS}^2 + {}^n U_{as}^2 - 2 {}^n U_{AS} {}^n U'_{as} \cos(n\varphi))^{\frac{1}{2}} \\ {}^n \phi_{Y-Y} = \arctan\left(\frac{{}^n U_{AS} \sin(n\varphi)}{{}^n U_{AS} \cos(n\varphi) - {}^n U'_{as}}\right) - \\ \frac{\pi}{2} \operatorname{sgn}({}^n U_{AS} \cos(n\varphi) - {}^n U'_{as}) \end{cases} \quad (6)$$

sgn 为符号函数

$$\operatorname{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & x = 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases} \quad (7)$$

由于电感 L 的电流 $i_{LA(Y-Y)}$ 滞后 Δu_{Y-Y} 为 90° , 所以电感电流可以表示为

$$\begin{aligned} i_{LA(Y-Y)}(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} {}^n I_{LA(Y-Y)} \sin(n\omega t + {}^n \phi_{Y-Y}) = \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{{}^n \Delta U_{Y-Y}}{2n\pi f L} \sin(n\omega t + {}^n \phi_{Y-Y}) \end{aligned} \quad (8)$$

式中: ${}^n I_{LA(Y-Y)}$ 为 U_{in} 侧逆变输出的第 n 次谐波电流幅值, 其大小与两侧全桥输出电压、电感有关。

结合式(2)、(6)、(8), 可以得到 Y-Y 型绕组联接下中频三相变压器的谐波电流。采用上述方法, 同样可以得到 Y- Δ 型、 Δ - Δ 型联接方式下的谐波电流幅值表达式, 此处不再赘述。

1.2 非正弦波激励下的绕组损耗计算

根据上述谐波电流幅值表达式和交流电阻系数表达式, 计算各个阶次谐波电流下的损耗; 运用线性叠加原理将各阶次谐波电流对应的损耗进行求和, 进而得到中频三相变压器的绕组损耗。以 Y-Y 型绕组联接方式为例, 根据式(8)给出的第 n 次谐波电流幅值, 以及 Dowell 给出的交流电阻系数计算式, 可以得到绕组损耗计算式如下

$$\begin{cases} P_{cu_pri} = 3R_{DC_pri} \sum_{n=1}^N F_{R_pri}(n) \left(\frac{{}^n I_{LA(Y-Y)}}{\sqrt{2}}\right)^2 \\ P_{cu_sec} = 3R_{DC_sec} \sum_{n=1}^N F_{R_sec}(n) \left(\frac{N_w {}^n I_{LA(Y-Y)}}{\sqrt{2}}\right)^2 \end{cases} \quad (9)$$

式中: P_{cu_pri} 为原边绕组的损耗; P_{cu_sec} 为副边绕组的损耗; $F_{R_pri}(n)$ 和 $F_{R_sec}(n)$ 分别为原副边绕组第 n

次谐波的交流电阻系数; R_{DC_pri} 和 R_{DC_sec} 分别为原副边绕组的直流电阻, 对于扁铜线绕组, 直流电阻计算式如下

$$\begin{cases} R_{DC_pri} = \frac{M_1 N_{11} l_{w_pri}}{\sigma_w d_{f1} h_{f1}} \\ R_{DC_sec} = \frac{M_2 N_{12} l_{w_sec}}{\sigma_w d_{f2} h_{f2}} \end{cases} \quad (10)$$

式中: l_{w_pri} 和 l_{w_sec} 为原副边绕组平均匝长; N_{11} 和 N_{12} 为原副边绕组每层匝数; M_1 和 M_2 为原副边绕组的层数; d_{f1} 和 d_{f2} 为原副边绕组扁铜线厚度; h_{f1} 和 h_{f2} 为原副边绕组扁铜线宽度; σ_w 为绕组导体的电导率。

对于 M 层绕组, 第 n 次电流谐波下的交流电阻系数可以采用 Dowell 方程计算得到^[21], 如下

$$\begin{aligned} F_R(n, M, \Delta) &= \frac{(\sqrt{n}\Delta)}{2} \left(\frac{\sinh(\sqrt{n}\Delta) + \sin(\sqrt{n}\Delta)}{\cosh(\sqrt{n}\Delta) - \cos(\sqrt{n}\Delta)} + \right. \\ &\quad \left. \frac{(4M^2 - 1) \sinh(\sqrt{n}\Delta) - \sin(\sqrt{n}\Delta)}{3 \cosh(\sqrt{n}\Delta) + \cos(\sqrt{n}\Delta)} \right) \end{aligned} \quad (11)$$

式中: Δ 为在基频分量下导体厚度对集肤深度 δ_w 的归一化厚度; 交流电阻系数 F_R 为谐波阶次 n 、绕组层数 M 、归一化厚度 Δ 的函数。

对于扁铜线绕组, 归一化厚度为:

$$\Delta_1 = \frac{d_{f1}}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma_w}} \cdot \sqrt{\frac{N_{11} h_{f1}}{h_{w1}}} \quad (12)$$

$$\Delta_2 = \frac{d_{f2}}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma_w}} \cdot \sqrt{\frac{N_{12} h_{f2}}{h_{w2}}} \quad (13)$$

式中: Δ_1, Δ_2 分别表示原边绕组和副边绕组的归一化厚度; μ_0 为真空磁导率; h_{w1} 和 h_{w2} 分别为原副边绕组高度。

2 高频铁芯损耗计算

2.1 磁通密度表达式

2.1.1 空载运行条件下磁通密度波形

对于 Y 型联接方式, 逆变侧产生六阶梯电压波, 取值分别为 $\pm(2/3)U_{in}$ 、 $\pm(1/3)U_{in}$; 对于 Δ 型联接方式, 逆变侧产生三阶梯电压波, 电压取 $+U_{in}$ 、 $-U_{in}$ 和零。铁芯损耗与铁芯的磁通密度波形有关, 依据图 2 的分段线性电压波形, 并结合式(14)所示励磁支路电压 $u_m(t)$ 与磁通密度 $B(t)$ 之间的关系, 可以得到六阶梯电压波和三阶梯电压波下的瞬时磁通密度表达式。由于中频变压器原边绕组电阻和漏电感很小, 忽略其上的电压降, 可以认为原边侧的激励电压 $u_1(t)$ 近似等于励磁支路电压 $u_m(t)$ 。

$$B(t) = \left(\int_0^T u_m(t) dt \right) / (N_1 k_c S) \quad (14)$$

式中： T 为周期； k_c 为铁芯叠片系数； N_1 为原边绕组匝数； S 为铁芯截面积。

图5为正弦电压波、六阶梯电压波、三阶梯电压波下的磁通密度波形。在六阶梯电压波和三阶梯电压波激励下,电压和磁通密度均为分段线性波形,可以采用分段线性函数表示^[15]。表1和表2分别给出了Y型和Δ型绕组联接方式下磁通密度 $B_Y(t)$ 和 $B_{\Delta}(t)$ 的瞬时值表达式。

六阶梯电压波和三阶梯电压波激励下峰值磁密表达式分别如下

$$B_{mY} = \frac{U_{in}}{9k_c N f S}, B_{m\Delta} = \frac{U_{in}}{6k_c N f S} \quad (15)$$

式中 $B_{mY}, B_{m\Delta}$ 分别为六阶梯电压波和三阶梯电压波激励下峰值磁密。

2.1.2 移相运行条件下磁通密度波形

在移相运行条件下,变换器的输入和输出侧分别产生移相角为 φ 的非正弦电压波。中频三相变压器铁芯的实际磁密波形是原副边绕组非正弦电压对

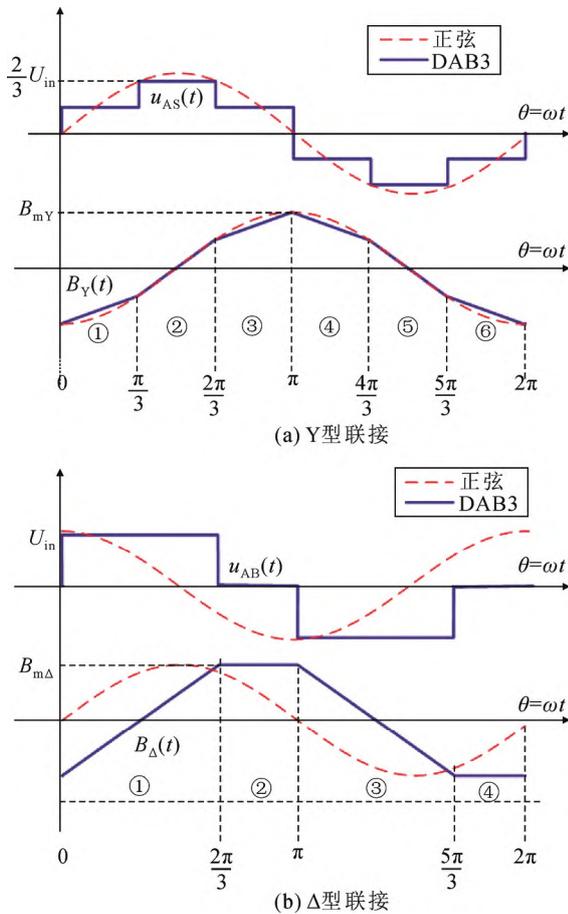


图5 空载条件下磁通密度波形

Fig.5 Flux density waveforms under no-load condition

应磁密波形的叠加^[15],波形取决于移相角和绕组联接方式,如图6所示。由图6可知,随着移相角的增大,各分段区间内磁通密度的变化速率 dB/dt 逐渐减小,这会影响铁芯损耗。

2.2 铁芯损耗计算式

2.2.1 正弦波激励下的铁芯损耗计算公式

针对正弦波激励下的铁芯损耗,工程上应用最为广泛的是Steinmetz公式(简称SE)^[10],如下

$$P_c = k f^\alpha B_m^\beta \quad (16)$$

式中： P_c 为铁芯损耗密度； f 为激励信号频率； B_m 为峰值磁感应强度； k, α 和 β 为损耗系数,需要基于铁芯的正弦损耗特性曲线拟合得到。

在非正弦电压波激励下,即使其对应的峰值磁通密度 B_m 和电压基波频率 f 与正弦激励电压相同,铁芯损耗也会发生改变。为了计算非正弦波激励下的铁芯损耗,很多学者在SE公式基础上进行改进,提出了若干非正弦激励下铁芯损耗计算公式。现有文献报道了几种基于SE的修正方法,如Steinmetz

表1 Y型联接方式下磁密波形表达式

Table 1 Expressions of the magnetic flux density waveform for Y winding configuration

序号	区间	磁通密度 $B_Y(t)$
①	$\theta \in \left(0, \frac{\pi}{3}\right)$	$-B_{mY} + \frac{3B_{mY}}{2\pi} \theta$
②	$\theta \in \left(\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}\right)$	$-\frac{B_{mY}}{2} + \frac{6B_{mY}}{2\pi} \left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$
③	$\theta \in \left(\frac{2\pi}{3}, \pi\right)$	$\frac{B_{mY}}{2} + \frac{3B_{mY}}{2\pi} \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$
④	$\theta \in \left(\pi, \frac{4\pi}{3}\right)$	$B_{mY} - \frac{3B_{mY}}{2\pi} (\theta - \pi)$
⑤	$\theta \in \left(\frac{4\pi}{3}, \frac{5\pi}{3}\right)$	$\frac{B_{mY}}{2} - \frac{6B_{mY}}{2\pi} \left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)$
⑥	$\theta \in \left(\frac{5\pi}{3}, 2\pi\right)$	$-\frac{B_{mY}}{2} - \frac{3B_{mY}}{2\pi} \left(\theta - \frac{5\pi}{3}\right)$

表2 Δ型联接方式下磁密波形表达式

Table 2 Expressions of the magnetic flux density waveform for Δ winding configuration

序号	区间	磁通密度 $B_{\Delta}(t)$
①	$\theta \in \left(0, \frac{2\pi}{3}\right)$	$-B_{m\Delta} + \frac{6B_{m\Delta}}{2\pi} \theta$
②	$\theta \in \left(\frac{2\pi}{3}, \pi\right)$	$B_{m\Delta}$
③	$\theta \in \left(\pi, \frac{5\pi}{3}\right)$	$B_{m\Delta} - \frac{6B_{m\Delta}}{2\pi} (\theta - \pi)$
④	$\theta \in \left(\frac{5\pi}{3}, 2\pi\right)$	$-B_{m\Delta}$

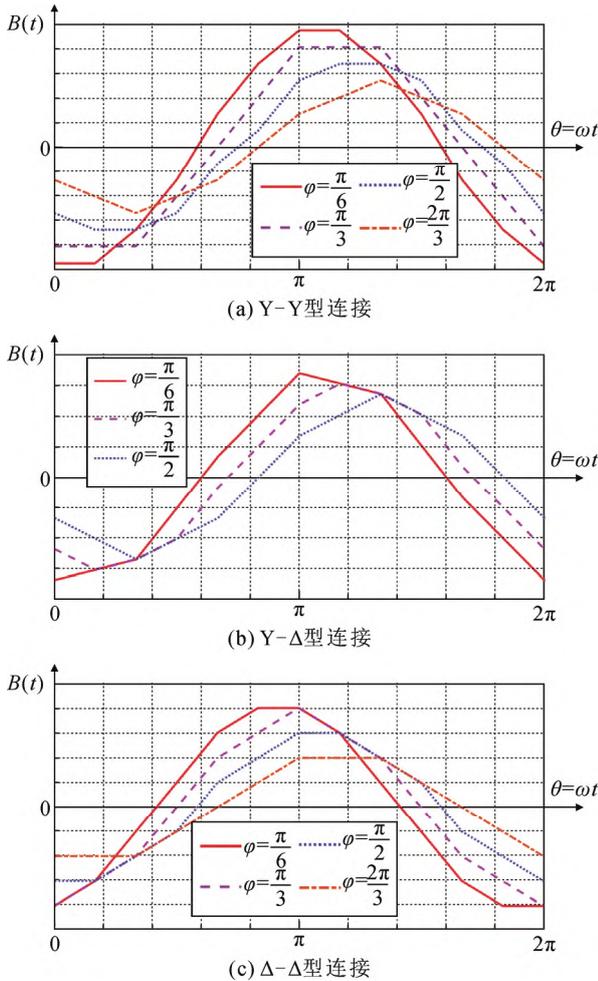


图 6 移相条件不同移相角下磁通密度波形

Fig.6 Flux density waveforms under load condition with different phase shift angles

修正公式(MSE)^[11]、广义 Steinmetz 公式(GSE)^[12]、改进广义 Steinmetz 公式(IGSE)^[13]、Steinmetz 波形系数公式(WcSE)^[14]等修正公式。这些 SE 的修正方法在一定程度上改善了非正弦电压波激励下铁芯损耗的计算准确度。

2.2.2 非正弦波激励下的铁芯损耗计算公式

1) MSE 公式: 文献[11]认为铁芯损耗和磁通密度的变化率 $dB(t)/dt$ 有关, 并且定义了一个与 $dB(t)/dt$ 有关的等效磁化频率, 提出了 MSE 方法来计算非正弦磁通密度波形激励下的铁芯损耗, 表达式如下

$$P_c = kf_{eq}^{\alpha-1} B_m^\beta f \quad (17)$$

式中: f_{eq} 为非正弦磁通密度波激励下的等效磁化频率, 表达式如下

$$f_{eq} = \frac{2}{(B_{max} - B_{min})^2 \pi^2} \int_0^T \left(\frac{dB(t)}{dt}\right)^2 dt \quad (18)$$

式中: B_{max} 和 B_{min} 分别为一个磁化周期内磁通密度

波形的最大值和最小值。

采用 MSE 方法可以准确地计算出占空比恒定的非正弦电压波激励下的铁芯损耗, 但不适用于计算正弦电压波激励和含有局部小磁滞回环情况的铁芯损耗。结合 MSE 方法, 以及不同联接方式下铁芯磁密波形, 推导出了 MSE 方法的简化形式, 如下

$$P_c = \frac{2^{2(\alpha-1)} k B_m^\beta f}{(B_{max} - B_{min})^{2(\alpha-1)} \pi^{2(\alpha-1)}} \sum_j \left(\frac{B_{j+1} - B_j}{t_{j+1} - t_j}\right)^{2\alpha-1} \quad (19)$$

式中 (B_j, t_j) 为分段线性磁通密度波形的第 j 个折点。

2) IGSE 公式: 文献[12]提出了 GSE 方法, 其同时考虑了磁通密度 $B(t)$ 的瞬时量及其变化率 $dB(t)/dt$ 的影响。当磁通密度波形出现较小波动时, GSE 方法仍会出现较大误差。为此, 文献[13]提出了改进的 IGSE 方法, 该方法不仅考虑了当前的磁通密度的变化情况, 还考虑了历史上的磁通密度变化情况, 其表达式如下

$$P_c = \frac{1}{T} \int_0^T k \cdot k_i \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^\alpha |\Delta B|^{\beta-\alpha} dt \quad (20)$$

其中, k_i 的计算式如下

$$k_i = \frac{1}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (21)$$

结合 IGSE 方法, 以及不同联接方式下铁芯磁密波形, 可以推导出 IGSE 方法的简化形式, 如下

$$P_c = \frac{\pi}{2} kf^{\alpha+1} B_m^\beta \sum_j (|B_j| + |B_{j+1}|)(t_{j+1} - t_j) \quad (22)$$

3) WcSE 公式: 在峰值磁通密度相同的情况下, 文献[14]将非正弦波和正弦波激励下的一个磁化周期内磁通密度曲线与坐标轴所包围的面积之比, 定义为波形系数。WcSE 方法通过波形系数, 将非正弦波激励下的铁芯损耗和正弦波激励下的铁芯损耗关联起来, 其表达式如下

$$P_c = \frac{\frac{4}{T} \int_0^T B_{non-sin}(t) dt}{\frac{4}{T} \int_0^T B_{sin}(\omega t) dt} kf^\alpha B_m^\beta \quad (23)$$

式中: $B_{non-sin}(t)$ 为非正弦磁通密度波形; $B_{sin}(t)$ 为与 $B_{non-sin}(t)$ 幅值相同的正弦磁通密度波形。

结合 WcSE 方法, 以及不同联接方式下铁芯磁密波形, 可以推导出 WcSE 方法的简化形式, 如下

$$P_c = \frac{\pi}{2} kf^{\alpha+1} B_m^\beta \sum_j (|B_j| + |B_{j+1}|)(t_{j+1} - t_j) \quad (24)$$

中频三相变压器的工作模式较为复杂, 尚未有文献明确指出上述何种方法最为适合求解其铁芯损

耗。因此本文将结合表 1 和表 2 给出的磁密波形表达式, 以及上述修正方法的简化解析计算式, 利用正弦激励下的损耗系数计算并对比不同移相角、不同绕组联接方式下的铁芯损耗结果。

3 模型验证及结果分析

3.1 中频三相变压器模型

下面按照 DAB3 变换器的传输功率为 15 kW, 两侧直流电压等级为 500 V/500 V, 工作频率为 5 kHz, 设计 3 台具有不同绕组联接方式的中频三相变压器。采用解析计算、有限元仿真和试验测量的方法得到绕组损耗和铁芯损耗, 通过对比解析计算值与仿真值、测量值, 验证本文解析计算方法的准确性。中频三相变压器的绕组联接方式分别为 Y-Y 型、Y-Δ 和 Δ-Δ 型, 中频三相变压器铁芯拓扑结构为三相五柱式(三框式), 结构示意图如图 7 所示, 主要的结构参数见表 3 所示。A、B、C、D、D₁ 分别为铁芯的几何尺寸。中频变压器采用的铁芯材料为安泰科技纳米晶铁芯, 通过 TD8120 软磁交流测量仪得到的损耗测量值。通过对损耗测量值进行拟合, 得到的 3 个系数为 $k=4.74 \times 10^{-5}$ 、 $\alpha=1.57$ 和 $\beta=1.95$ ^[22]。

采用有限元仿真方法, 计算出中频三相变压器在非正弦电压和电流激励下的铁芯损耗和绕组损耗^[23]。利用 MagNet 电磁场分析软件对中频变压器展开瞬态磁场仿真计算。以 Y-Y 型绕组联接方式下的中频三相变压器为例, 图 8 给出了该变压器的三维仿真模型。由于导线区域存在集肤效应, 在集肤效应层应进行加密剖分, 将集肤深度的剖分层数设置为 6 层, 其余区域采用自适应剖分。变压器的三维网格剖分结果如图 9 所示, 各个变压器模型的不同剖分区域的网格数量信息如表 4 所示。

按照图 10(a)所示的铁芯磁化曲线(B-H 曲线)和图 10(b)所示的损耗特性曲线(B-P 曲线), 对铁芯的材料属性进行设置。结合磁场强度的仿真结果, 按照式(25)计算出各个离散单元的铁芯损耗。由式(25)可知, 铁芯损耗被划分为磁滞损耗和涡流损耗, 待定系数可以由 B-P 曲线拟合得到, 拟合结果见表 5。

$$P_c = P_{hys} + P_{eddy} = K_h f^a B_m^b + K_e (K_c f B_m)^2 \quad (25)$$

式中: K_h 、 K_e 、 a 和 b 为损耗系数; K_c 为铁芯填充系数; P_{hys} 为磁滞损耗; P_{eddy} 为涡流损耗。

3.2 绕组损耗的计算

3.2.1 谐波电流计算方法的验证

为了验证谐波电流计算方法的有效性, 采用

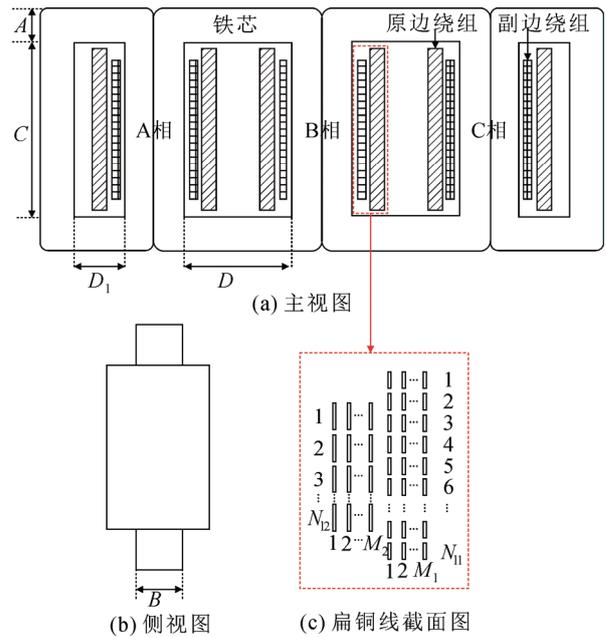


图 7 中频三相变压器结构示意图

Fig.7 Structure diagram of MFT3

表 3 不同联接方式下中频三相变压器结构参数

Table 3 Structural parameters of MFT3 with different winding configurations

几何尺寸	Y-Y 型联接	Y-Δ 型联接	Δ-Δ 型联接
(A/B/C/D)/mm	18/40/43/68.28	18/34/84/70.56	18/50/52/73.56
(A1/B1/C1/D1)/mm	18/40/43/36.64	18/34/84/37.78	18/50/52/39.28
$M_1 \times N_{11}$	3×8	2×14	4×10
$M_2 \times N_{12}$	4×6	2×12	5×8
($d_{n1} \times h_{n1}$)/mm	1×4	1×5	1×4
($d_{n2} \times h_{n2}$)/mm	1×4	1×6	1×4

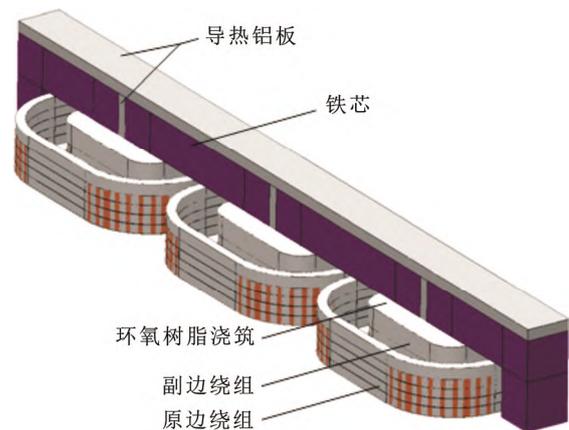


图 8 Y-Y 型绕组中频三相变压器模型示意图

Fig.8 MFT3 model with Y-Y winding configuration

Simulink 搭建图 11 所示的电路仿真平台。仿真过程中, 中频三相变压器设置为线性变压器, 绕组电阻按照计算的直流电阻来替代。根据 3 种联接方式下

DAB3 变换器传输的有功功率表达式^[20], 可以计算出在不同移相角下中频三相变压器归算至原边侧的最小串联电感值。以输入和输出侧之间移相角等于 $\pi/12$ 为例, 采用电路仿真方法中频三相变压器原边侧电流 i_{LA} 的电流波形及其频谱特性, 如图 12 所示。

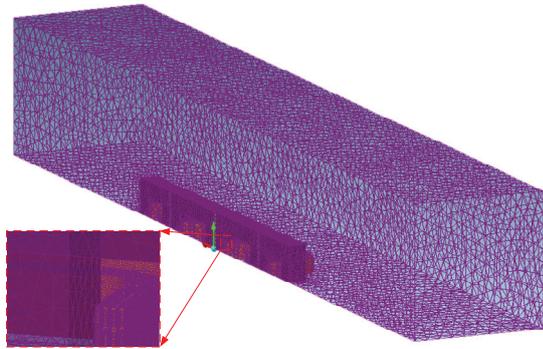


图 9 网格剖分后中频三相变压器三维模型
Fig.9 3D model of MFT3 under mesh operation

表 4 变压器不同区域的网格剖分数量信息

Table 4 Mesh operation information of studied transformer in different elements

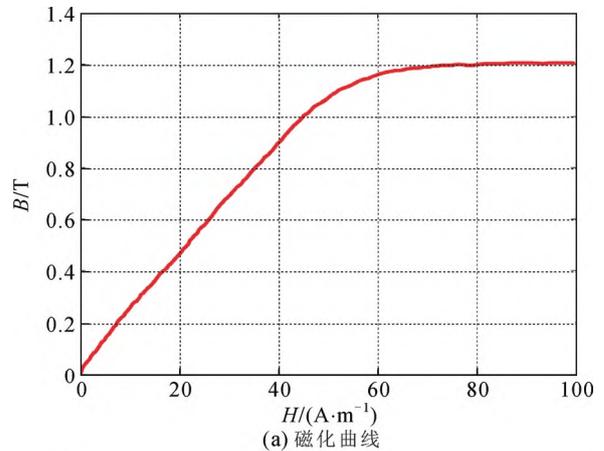
剖分区域	网格剖分数量		
	Y-Y 联接	Y-Δ 联接	Δ-Δ 联接
铁芯	15 672	14 854	17 892
绕组	67 895	67 376	68 624
空气	68 390	85 461	95 791

表 5 纳米晶材料的损耗系数

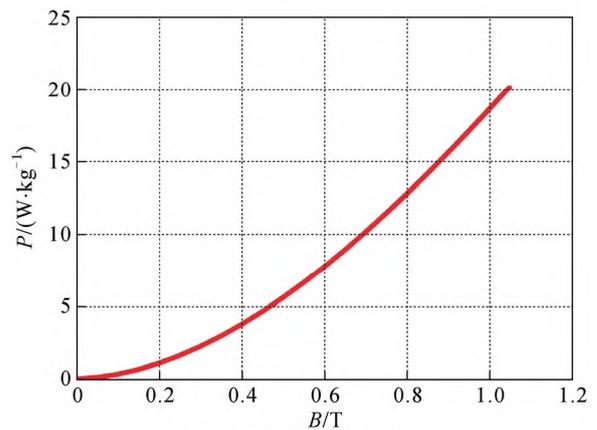
Table 5 Loss coefficients for nanocrystalline material

K_c	K_h	a	b	K_e
0.8	4.309×10^{-3}	0.963	1.950	3.256×10^{-7}

利用第 1.1 节给出的谐波电流表达式, 可以计算出绕组原边侧的电流各阶次谐波电流分量的幅值。由图 12 可知, 电路仿真计算和解析计算得到的频谱结果一致, 验证了本文提出的绕组谐波电流计算方法的正确性。



(a) 磁化曲线



(b) 5 kHz 损耗曲线

图 10 纳米晶铁芯磁化曲线和损耗曲线

Fig.10 Magnetization curve and loss curve of nanocrystalline core

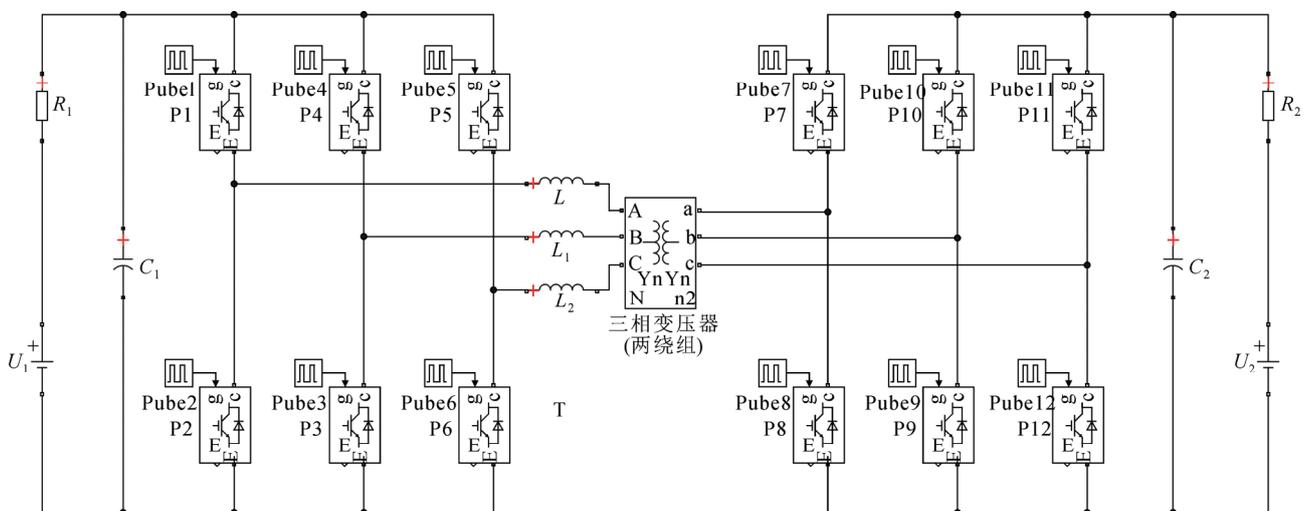


图 11 不同联接方式下实现软开关最小串联电感值

Fig.11 Minimum series inductance for ZVS under different winding configurations

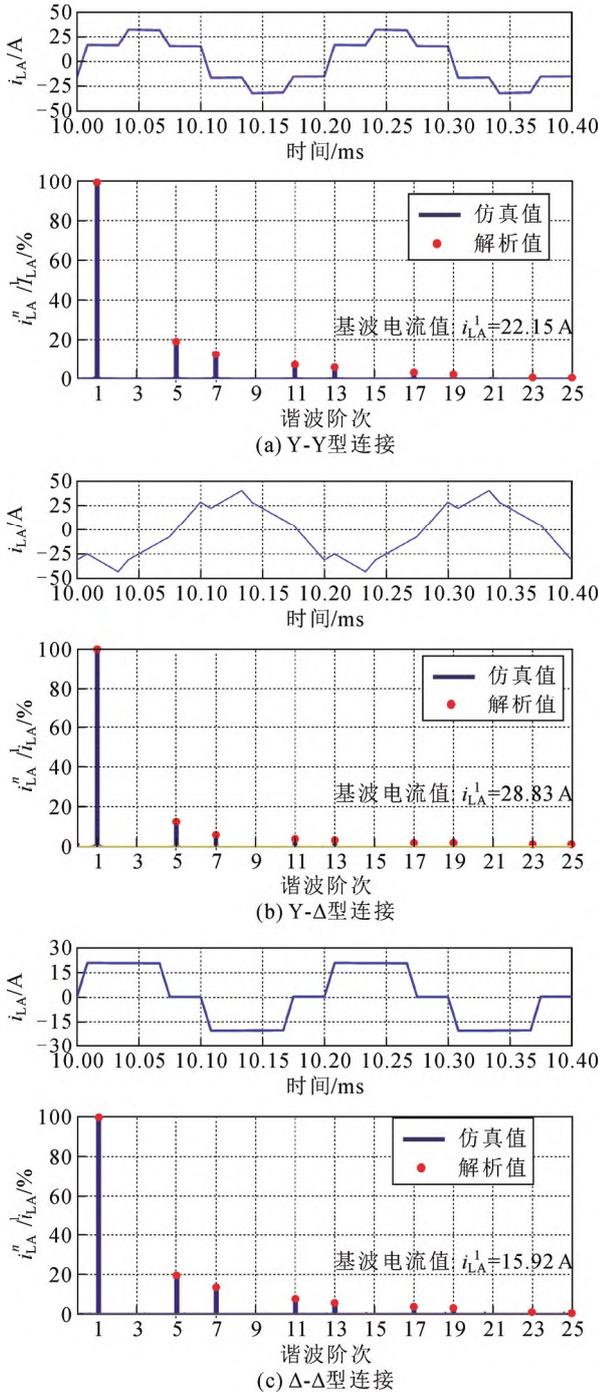


图 12 A 相绕组原边侧电流波形及各阶次谐波电流幅值
Fig.12 Current waveform and amplitude of each harmonic current

3.2.2 移相控制下绕组损耗计算方法的验证

针对表 3 给出的不同联接方式下中频三相变压器结构参数, 采用式(11)和有限元法求解出中频三相变压器原副边绕组在不同阶次谐波下的交流电阻系数, 结果如图 13 所示。随着频率的增加, 绕组端部的横向磁场分量逐渐增强, 端部效应的影

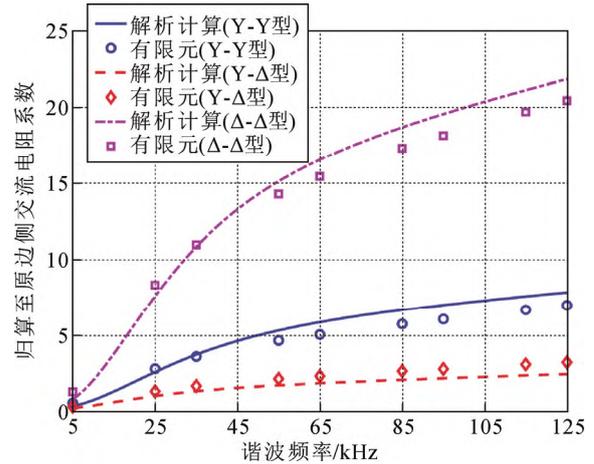


图 13 绕组交流电阻系数解析计算与有限元仿真结果
Fig.13 Resistance factor obtained by analytical method and FEM simulation

流电阻解析计算产生偏差的主要原因。

根据非正弦电流激励下绕组损耗表达式, 计算出不同移相角下的高频绕组损耗。图 14 对比了不同联接方式下 3 台中频三相变压器原副边绕组总损耗随移相角的变化情况。在 Y-Y、Y-Δ 和 Δ-Δ 型绕组联接方式下, 绕组损耗的解析计算结果与有限元计算结果之间的平均相对偏差分别为 8.54%、9.09%、5.25%。绕组损耗随移相角的增大先减小后增大, 移相角接近 $\pi/4$ 时达到最小值。

3.3 铁芯损耗的计算

为了研究移相角对铁芯损耗的影响规律, 将六阶梯或三阶梯电压波激励下的铁芯磁密波形的峰值磁密 B_{mY} 和 $B_{m\Delta}$ 保持在 0.5 T, 移相角的取值范围为 $\pi/24 \sim \pi/2$ 。采用磁密波形表达式和铁芯损耗密度表达式, 以及有限元仿真方法, 计算出不同绕组联接方式下铁芯损耗随移相角的变化规律。以移相角等于 $\pi/12$ 为例, 图 15 给出了 Y-Y 型联接中频三相变压器在移相控制方式下铁芯损耗密度仿真结果。

图 16 对比了不同绕组联接方式下铁芯损耗密度解析计算结果和有限元仿真结果随移相角的变化情况。随移相角增大, 铁芯损耗逐渐减小, 这是由于磁密变化速率 dB/dt 和峰值磁密逐渐减小所致。在移相角大于 $\pi/3$ 时, Y-Y 型与 Δ-Δ 型两种联接方式的铁芯损耗密度下降趋势增大; Y-Δ 型联接下的铁芯损耗密度在移相角小于 $\pi/6$ 时下降缓慢, 在移相角大于 $\pi/6$ 时铁芯损耗密度明显降低。以损耗仿真值为参考, 计算出了 Steinmetz 公式及其修正形式的平均相对偏差。由于 IGSE 方法考虑了非正弦激

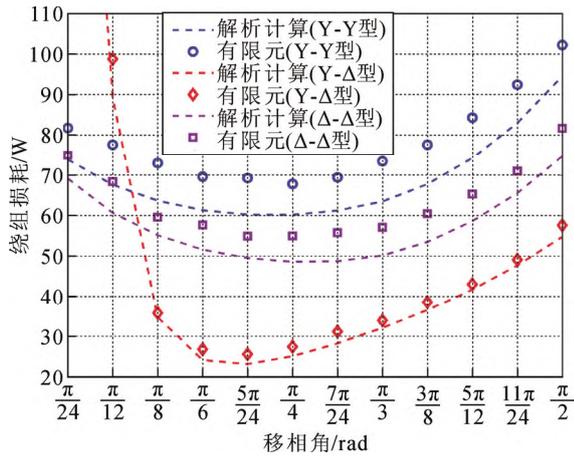


图 14 不同联接方式下绕组损耗随移相角变化

Fig.14 Variation of copper loss with phase shift angle under different winding configurations

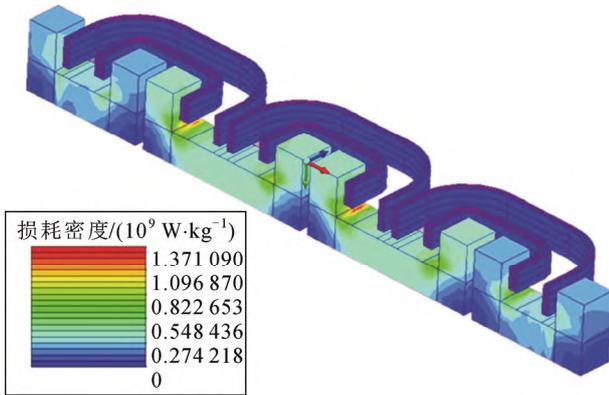


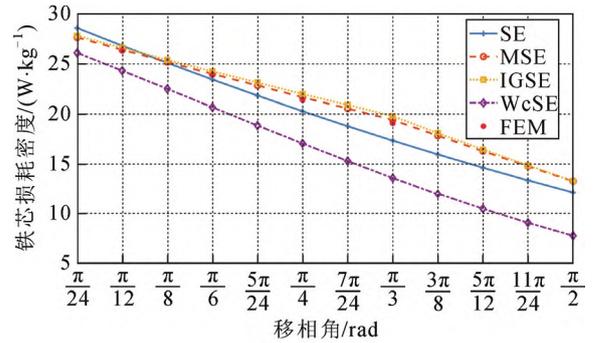
图 15 移相控制中频变压器损耗密度有限元计算结果

Fig.15 FEM results of the loss density in MFT3 under phase-shifted control condition

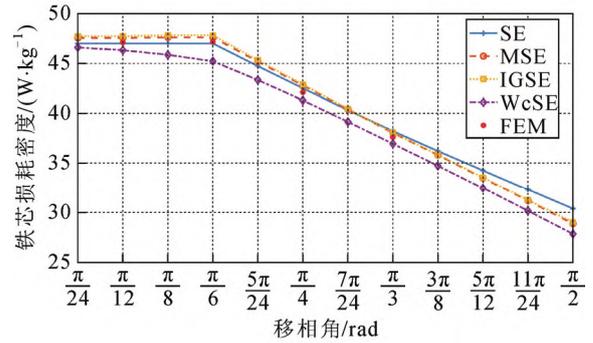
励下磁密变化率和磁化历史这两种因素对铁芯损耗的影响, 其计算精度最高。在 Y-Y、Y-Δ 和 Δ-Δ 型绕组联接方式下, IGSE 计算结果与有限元计算结果之间的平均相对偏差分别为 2.23%、2.74%、3.85%。

3.4 空载损耗和短路损耗实验测量

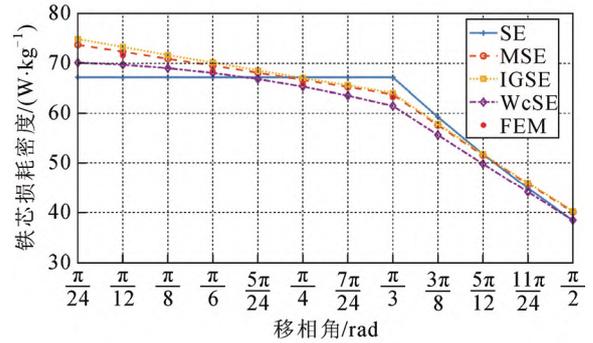
测量平台如图 17 所示, 激励源为 NF WF1974 信号发生器配合 NF4520A 功率放大器。由于实验电源限制, 根据文献[24-25]中介绍的单相法使用单相电源对中频三相变压器进行空载试验, 测量出变压器的铁芯损耗。第 1 次试验, 从 a-b 端供电, c-o 端短路, 测量 P_{oab} ; 第 2 次试验, 从 b-c 端供电, a-o 端短路, 测量 P_{obc} ; 第 3 次试验, 从 a-c 端供电, b-o 端短路, 测量 P_{oac} 。三相的空载损耗为 3 次测量值总和的一半。由于电源输出电压峰值的限制, 所以不能施加到变压器额定电压, 在空载试验中从副



(a) Y-Y型连接



(b) Y-Δ型连接



(c) Δ-Δ型连接

图 16 不同联接方式下铁芯损耗密度随移相角变化

Fig.16 Variation of core loss density with phase shift angle under different winding configurations

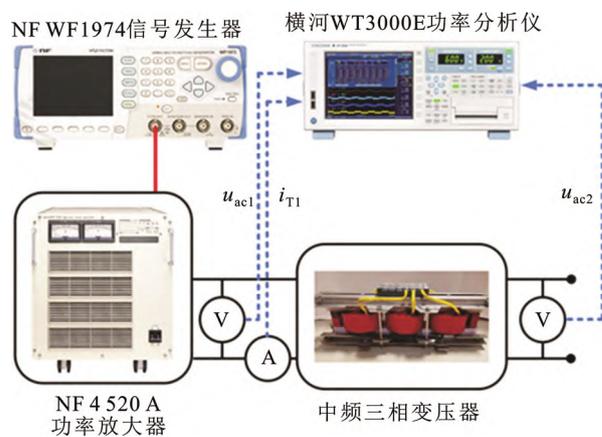


图 17 损耗测量系统

Fig.17 Loss measurement system

边侧施加频率为 5 kHz, 幅值为 120 V 的六阶梯电压。图 18(a)为空载试验下副边侧 a-b 端的电压和电流波形。按照上述方法测量出的铁芯损耗为 8.113 W。再换算成在副边加额定电压的值, 即 $P_0 = P'_0 (U_0/U)^2$ (P_0 为副边加额定电压时的铁芯损耗, P'_0 为实验过程中副边加实际电压时的铁芯损耗), 其中 U_0 为 500 V, U 为副边所加的实际电压, 因此空载损耗测量结果为 140.85 W, IGSE 方法解析值、仿真值与其之间的偏差分别为 3.74%、6.11%。

由于电源输出电流峰值的限制, 因此在副边不能加载到额定电流。将原边 A、B、C、O 4 个接线柱短接在一起, 然后分别对副边加电流 I_{ab} 、 I_{bc} 、 I_{ac} , 施加电流的频率为 5 kHz、电流幅值为 10 A, 测得 3 次功率 P_{Kab} 、 P_{Kbc} 、 P_{Kac} 分别为 10.471 W、10.699 W、10.340 W。三相的绕组损耗为 3 次测量值总和的一半, 即在实际电流幅值为 10 A 的正弦电流激励下绕组损耗测量值为 15.76 W。图 18(b)为短路试验条件下副边绕组的电压和电流波形。校正到额定电流时的绕组损耗为 $P_k = P'_k (I_e/I)^2$ (P_k 为额定电流下的绕组损耗, P'_k 为实验过程中施加实际电流下的绕组损耗), 其中 I_e 为副边侧的额定电流幅值 22.15 A, I 为所加实际电流, 换算到额定电流下的绕组损耗为 77.29 W, 解析值、仿真值与其之间的偏差分别为 12.49%、0.43%。

4 结论

本文针对三相双有源桥 DC-DC 变换器的核心磁性元件—大功率中频三相变压器的非正弦绕组损耗和铁芯开展相关研究, 具体结论如下:

1) 采用基波分析方法推导出了 Y-Y 型、Y-Δ 型和 Δ-Δ 型绕组联接方式下中频三相变压器谐波电流的解析计算式, 并且采用电路仿真方法对其进行验证, 结果表明谐波电流频谱与解析计算方法一致, 验证了解析计算方法的正确性。考虑高频条件下集肤效应和邻近效应的影响, 推导出了交流电阻系数表达式。在此基础上, 研究了移相角变化对绕组损耗的影响规律。

2) 结合六阶梯电压和三阶梯电压波形, 推导出了 Y-Y 型、Y-Δ 型和 Δ-Δ 型绕组联接方式下的分段线性磁通密度表达式以及各种修正 Steinmetz 公式的解析计算式。研究了移相角变化对铁芯损耗的影响规律, 并且将各种铁芯损耗计算式的计算结果与三维瞬态有限元计算结果进行对比, 结果表明

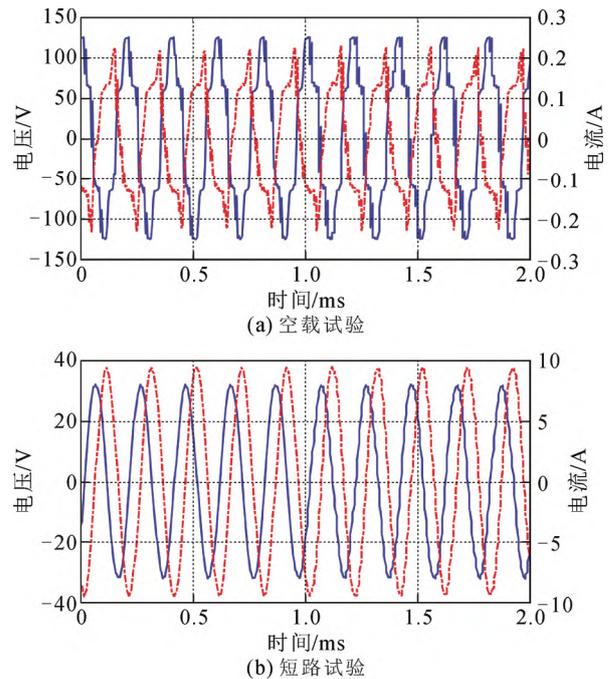


图 18 空载和短路试验下测量的电压和电流波形
Fig.18 Measured voltage and current waveforms of transformers for no-load and load experiments

IGSE 方法的计算精度最高。

参考文献 References

- [1] 王威望, 刘莹, 何杰峰, 等. 高压大容量电力电子变压器中高频变压器研究现状和发展趋势[J]. 高电压技术, 2020, 46(10): 3362-3373.
WANG Weiwang, LIU Ying, HE Jiefeng, et al. Research status and development of high frequency transformer used in high voltage and large capacity power electronic transformer[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(10): 3362-3373.
- [2] BAHMANI M A, THIRINGER T, RABIEI A, et al. Comparative study of a multi-MW high-power density DC transformer with an optimized high-frequency magnetics in all-DC offshore wind farm[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(2): 857-866.
- [3] 李凯, 赵争鸣, 袁立强, 等. 面向交直流混合配电系统的多端口电力电子变压器研究综述[J]. 高电压技术, 2021, 47(4): 1233-1250.
LI Kai, ZHAO Zhengming, YUAN Liqiang, et al. Overview on research of multi-port power electronic transformer oriented for AC/DC hybrid distribution grid[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(4): 1233-1250.
- [4] JIMICHI T, KAYMAK M, DE DONCKER R W. Comparison of single-phase and three-phase dual-active bridge DC-DC converters with various semiconductor devices for offshore wind turbines[C]//IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference & Ecce Asia. Kaohsiung, China: IEEE, 2017: 591-596.
- [5] DOWELL P L. Effects of eddy currents in transformer windings[J]. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1966, 113(8): 1387-1394.
- [6] 律方成, 郭云翔. 非正弦激励下中频变压器铁损计算方法对比分析[J]. 高电压技术, 2017, 43(3): 808-813.

- LÜ Fangcheng, GUO Yunxiang. Comparative analysis of core loss calculation methods for medium frequency transformer under nonsinusoidal excitation[J]. High Voltage Engineering, 2017, 43(3): 808-813.
- [7] FERREIRA J A. Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1994, 9(1): 127-131.
- [8] BARTOLI M, NOFERI N, REATTI A, et al. Modelling winding losses in high-frequency power inductors[J]. Journal of Circuits, Systems and Computers, 1995, 5(4): 607-626.
- [9] BAHMANI M A, THIRINGER T, ORTEGA H. An accurate pseudoempirical model of winding loss calculation in HF foil and round conductors in switchmode magnetics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4231-4246.
- [10] STEINMETZ C P. On the law of hysteresis[J]. Proceedings of the IEEE, 1984, 72(2): 197-221.
- [11] REINERT J, BROCKMEYER A, DE DONCKER R W A A. Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(4): 1055-1061.
- [12] LI J L, ABDALLAH T, SULLIVAN C R. Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms[C]//Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting. Chicago, USA: IEEE, 2001: 2203-2210.
- [13] VENKATACHALAM K, SULLIVAN C R, ABDALLAH T, et al. Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters[C]//IEEE Workshop on Computers in Power Electronics. Mayagüez, USA: IEEE, 2002: 36-41.
- [14] SHEN W. Design of high-density transformers for high-frequency high-power converters[D]. Blacksburg, USA: Virginia Polytechnic Institute, 2006.
- [15] SOLTAU N, EGGERS D, HAMEYER K, et al. Iron losses in a medium-frequency transformer operated in a high-power DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(2): 7023604.
- [16] BERTOTTI G. General properties of power losses in soft ferromagnetic materials[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1988, 24(1): 621-630.
- [17] KOWAL D, SERGEANT P, DUPRÉ L, et al. Comparison of iron loss models for electrical machines with different frequency domain and time domain methods for excess loss prediction[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(1): 6300110.
- [18] LIN D, ZHOU P, FU W N, et al. A dynamic core loss model for soft ferromagnetic and power ferrite materials in transient finite element analysis[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2004, 40(2): 1318-1321.
- [19] BAHMANI M A, AGHEB E, THIRINGER T, et al. Core loss behavior in high frequency high power transformers—I: effect of core topology[J]. Journal of Renewable and Sustainable Energy, 2012, 4(3): 033112.
- [20] BAARS N H, EVERTS J, WIJNANDS C G E, et al. Performance evaluation of a three-phase dual active bridge DC-DC converter with different transformer winding configurations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(10): 6814-6823.
- [21] KAZIMIERCZUK M. High-frequency magnetic components[M]. 2nd ed. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd., 2014: 3-5.
- [22] BIN C. Design optimisation of an inductor-integrated MF transformer for a high-power isolated dual-active-bridge DC-DC converter[J]. IET Power Electronics, 2019, 12(11): 2912-2922.
- [23] 陈彬, 梁旭, 万妮娜, 等. 中频变压器瞬态电磁场-温度场耦合求解分析[J]. 高电压技术, 2020, 46(12): 4400-4409.
CHEN Bin, LIANG Xu, WAN Ni'na, et al. Coupled transient electromagnetic-thermal fields analysis of medium-frequency transformer[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(12): 4400-4409.
- [24] 尹克宁. 变压器设计原理[M]. 北京: 中国电力出版社, 2003: 134-144.
YIN Kening. Transformer design principle[M]. Beijing, China: China Electric Power Press, 2003: 134-144.
- [25] 沈阳变压器厂. 变压器试验[M]. 北京: 机械工业出版社, 1987.
Shenyang Transformer Factory. Transformer test[M]. Beijing, China: China Machine Press, 1987.



CHEN Bin
Ph.D.

Corresponding author

陈彬(通信作者)

1989—, 男, 博士, 讲师

主要从事电力装备电磁特性模拟与测量技术、电
工新材料综合电磁特性模拟与测量技术的研究工作

E-mail: chenbin@ctgu.edu.cn

收稿日期 2021-03-17 修回日期 2021-12-01 编辑 陈蔓