DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.8.157 中图分类号：TM461 文献标志码：A

隔离式18脉波整流变压器漏感与输入电流谐波分析

刘 浩，孔玲玲，余思宇
(云南民族大学电气信息工程学院，昆明 650031)

摘要：多脉波整流技术具有实现简单、成本低、可靠性高等优点，在大功率整流系统中得到了广泛的应用。在传统的D型18脉波自耦变压器拓扑基础上，增加三角形连接一次侧来构成隔离式18脉波整流变压器应用于直流配电系统中，对其电路、工作原理、输出直流电压、输入电流谐波进行详细的理论分析；并应用Ansys-Maxwell软件对变压器进行等效建模仿真计算，将仿真结果与理论分析进行对比，验证了仿真结果的可靠性。运用漏磁通法与短路实验法2种方法进行变压器一次侧漏感的求解，着重分析变压器输入电流谐波，讨论变压器漏感对抑制输入电流谐波的影响。

关键词：18脉波；隔离式整流变压器；谐波；漏感

Analysis of Leakage Inductance and Input Current Harmonics for Isolated 18-pulse Rectifier Transformer

LIU Hao, KONG Lingling, YU Siyu
(School of Electrical and Information Engineering, Yunnan Minzu University, Kunming 650031, China)

Abstract: The multi-pulse rectifier technology has advantages such as simple realization, low cost and high reliability, and it has been widely applied in high-power rectifier systems. Based on the topology of a traditional D-type 18-pulse autotransformer, a triangle is added to connect the primary side to form an isolated 18-pulse rectifier transformer, which is further used in a DC distribution system. Its circuit, working principle, output DC voltage and input current harmonics are analyzed theoretically in detail. In addition, the software Ansys-Maxwell is used to perform equivalent modeling of the transformer, and the reliability of simulation results is verified by a comparison with the theoretical analysis. Two methods of leakage flux method and short-circuit experiment are used to solve the primary-side leakage inductance of the transformer. The input current harmonics of the transformer are analyzed in depth, and the influence of transformer leakage inductance on the suppression of input current harmonics is also discussed.

Keywords: 18-pulse; isolated rectifier transformer; harmonic; leakage inductance

由于可再生能源的飞速发展，直流微电网的概念引起越来越多学者的关注。直流配电系统因其具有可控性好、高效可靠、更适应可再生能源接入等优势，已经成为未来配电系统的发展方向[1]。配电变压器是配电系统中最关键的电气设备，它同时具备了不同电压等级电网互联和电力交换的功能，因此配电变压器安全稳定运行对配电系统的安全与稳定有着直接的影响[2]。

传统直流微电网并网接口是工频变压器和AC-DC变换器，有源整流元件的非线性使其成为电网的主要谐波源之一。解决整流系统谐波污染问题的思路主要有2种：一种是通过装配外加滤波装置(包括各种有源、无源设备)来抑制网侧输入电流谐波；另一种是改进整流电路。当前改进电路的主要手段有有源功率因数校正技术和多脉波整流技术。多脉波整流器作为1种无源方案，具有结构简

收稿日期：2024-07-19；**修回日期：**2024-09-13；**录用日期：**2024-09-26；**网络首发日期：**2024-10-14

单、可靠性高、效率高等优点，在大功率整流领域内得到了广泛的应用。21 世纪以来，国内与国外研究机构纷纷加大了对多脉波整流技术的研究。国外以美国 Texas A & M University 和 Rensselaer Polytechnic Institute、韩国 Seoul National Polytechnical University、日本 Tokyo Denki University、印度 Institute of Technology 为主，从多脉波整流的优化设计、移相变压器结构、多抽头变换器结构及直流侧谐波抑制方法等多方面展开研究；国内多脉波整流技术也分别在航天、船舶、轨道交通领域得到应用[3-5]。

随着多脉波整流技术的发展，整流系统的脉波数增多，总谐波畸变率得到有效控制，但脉波数的增多会导致系统过于复杂，制造的难度上升，精度难以保证，成本增加。本文采用 18 脉波整流，兼顾设备复杂度与成本等因素的同时，保证变压器网侧谐波达到并网要求。本文设计了 1 种隔离式 18 脉波整流变压器代替传统直流配电网并网系统配电部分。首先使用仅含二极管、铜、铁所构成的整流柜替代传统拥有大量 MOSFET、IGBT 等电力电子器件的 AC-DC 变换器，极大地提高了系统的可靠性；然后设计新型配电变压器连接 3 组不可控整流单元，通过 Ansys-Maxwell 软件对整流变压器进行电磁仿真，观察变压器的运行特性，记录网侧谐波，当考虑变压器漏感影响时，变压器漏感与变压器几何结构、绕组设计、铁心材料、温度和带载情况等有关。漏感提供了额外的电感性阻抗，有助于限制高频谐波电流的流动，从而减少谐波对电网的影响。本文在确定变压器几何结构与铁心材料后，通过在一、二次侧绕组间设定一定厚度的绝缘层来影响漏感的大小，使用 Maxwell 有限元方法计算整流变压器的一次侧漏感，对比不同绝缘层厚度下漏感对应的总谐波含量择优，最终使整流变压器输入电流谐波含量达到国网并网标准[6-7]，同时控制变压器漏感不宜过大，如果设计过大将会导致直流侧电压在满载工况下跌落过大。

1 隔离式 18 脉波整流变压器工作原理与设计

1.1 电路描述

D 型隔离式 18 脉波整流变压器的电路原理如图 1 所示，其一次侧采用三角形连接，二次侧采用 D 型绕组结构产生 3 组相电压。在 3 组相电压中，主相电压 $(\hat{V}_{\mathrm{a}},\hat{V}_{\mathrm{b}},\hat{V}_{\mathrm{c}})$ 供电主整流桥，其余 2 组辅三相电压 $(\hat{V}_{\mathrm{a}'},\hat{V}_{\mathrm{b}'},\hat{V}_{\mathrm{c}'})$ 与 $(\hat{V}_{\mathrm{a}''},\hat{V}_{\mathrm{b}''},\hat{V}_{\mathrm{c}''})$ 分别供电 2 组辅整流桥，3 组整流桥输出并联后接直流负载。整流后直流侧输出电压使任意时刻的线电压最大值形成 18 脉波直流电压，二极管依照对应线电压的矢量大小变换次序选通[8-9]。

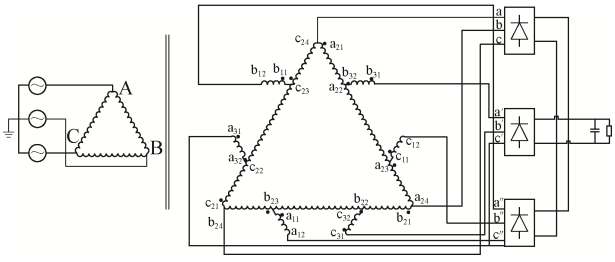


图 1 隔离式 18 脉波整流变压器电路

Fig. 1 Circuit of isolated 18-pulse rectifier transformer

1.2 工作原理与匝数比设计

如上所述，二次侧绕组导通电压矢量共包括 18 种状态，依据 18 组线电压矢量大小为 $\sqrt{3}V_{\mathrm{a}}$ 及相邻各矢量差 20°的要求，设计变压器各绕组间的匝数比关系。变压器产生 3 组相电压 $(\hat{V}_{\mathrm{a}},\hat{V}_{\mathrm{b}},\hat{V}_{\mathrm{c}})$、$(\hat{V}_{\mathrm{a}'},\hat{V}_{\mathrm{b}'},\hat{V}_{\mathrm{c}'})$ 与 $(\hat{V}_{\mathrm{a}''},\hat{V}_{\mathrm{b}''},\hat{V}_{\mathrm{c}''})$，其矢量图如图 2 所示。主三相电压 $(\hat{V}_{\mathrm{a}},\hat{V}_{\mathrm{b}},\hat{V}_{\mathrm{c}})$ 与一次侧三相电压 $(\hat{V}_{\mathrm{A}},\hat{V}_{\mathrm{B}},\hat{V}_{\mathrm{C}})$ 同相，依次滞后 120°，如图 2 中向量所示，可表示为

$$\begin{cases}\hat{V}_{\mathrm{a}}=1\angle 90\\ \hat{V}_{\mathrm{b}}=1\angle 330\\ \hat{V}_{\mathrm{c}}=1\angle 210\end{cases} \tag{1}$$

2 组辅三相电压 $(\hat{V}_{\mathrm{a}'},\hat{V}_{\mathrm{b}'},\hat{V}_{\mathrm{c}'})$ 与 $(\hat{V}_{\mathrm{a}''},\hat{V}_{\mathrm{b}''},\hat{V}_{\mathrm{c}''})$ 分别滞后和超前主三相电压 $(\hat{V}_{\mathrm{a}},\hat{V}_{\mathrm{b}},\hat{V}_{\mathrm{c}})$ 37°，对应图 2 中的 2 组向量，对于图 2 中的矢量三角形 aob' 的 $\angle b'ao=$

10°应用余弦定理，有

$$\left|\hat{V}_{b'}\right|_{rms}=\sqrt{\left|\hat{V}_{a}\right|_{rms}^{2}+\left|\hat{V}_{b'a}\right|_{rms}^{2}+2\left|V_{a}\right|_{rms}\left|V_{b'a}\right|_{rms}\cos(\angle b'ao)}=0.767V_{a} \tag{2}$$

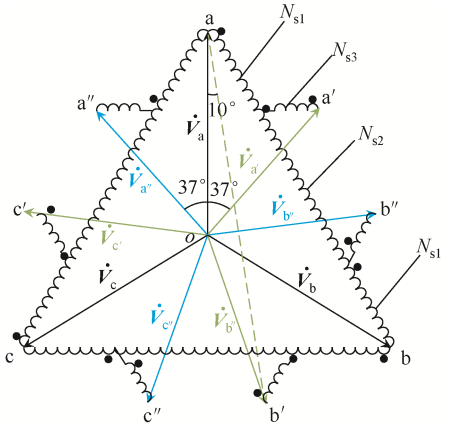


图 2　二次侧绕组接线

Fig. 2 Wiring of secondary-side winding

故 2 组辅三相电压矢量大小为 $0.767V_{a}$，可分别表示为

$$\begin{cases}\hat{V}_{a'}=0.767\angle 53,\ \hat{V}_{b'}=0.767\angle 293,\\ \hat{V}_{c'}=0.767\angle 173\\ \hat{V}_{a''}=0.767\angle 127,\ \hat{V}_{b''}=0.767\angle 7,\\ \hat{V}_{c''}=0.767\angle 247\end{cases} \tag{3}$$

根据 1 组主相电压 $(\hat{V}_{a},\hat{V}_{b},\hat{V}_{c})$ 与 2 组辅相电压 $(\hat{V}_{a'},\hat{V}_{b'},\hat{V}_{c'})$ 与 $(\hat{V}_{a''},\hat{V}_{b''},\hat{V}_{c''})$ 矢量合成可以产生 3 组线电压。

(1)主线电压 $(\hat{V}_{ab},\hat{V}_{bc},\hat{V}_{ca})$ 直接由主三相电压得到，即

$$\begin{cases}\hat{V}_{ab}=\hat{V}_{a}-\hat{V}_{b}=1.732\angle 120\\ \hat{V}_{bc}=\hat{V}_{b}-\hat{V}_{c}=1.732\angle 0\\ \hat{V}_{ca}=\hat{V}_{c}-\hat{V}_{a}=1.732\angle 240\end{cases} \tag{4}$$

(2)其余线电压 $(\hat{V}_{ab'},\hat{V}_{bc'},\hat{V}_{ca'})$ 与 $(\hat{V}_{a''b},\hat{V}_{b''c},\hat{V}_{c''a})$ 由主三相电压与辅三相电压复合而成，即

$$\begin{cases}\hat{V}_{ab'}=\hat{V}_{a}-\hat{V}_{b'}=1.732\angle 100\\ \hat{V}_{bc'}=\hat{V}_{b}-\hat{V}_{c'}=1.732\angle 340\\ \hat{V}_{ca'}=\hat{V}_{c}-\hat{V}_{a'}=1.732\angle 220\\ \hat{V}_{a''b}=\hat{V}_{a''}-\hat{V}_{b}=1.732\angle 140\\ \hat{V}_{b''c}=\hat{V}_{b''}-\hat{V}_{c}=1.732\angle 20\\ \hat{V}_{c''a}=\hat{V}_{c''}-\hat{V}_{a}=1.732\angle 260\end{cases} \tag{5}$$

最终隔离式 18 脉波变压器的各电压矢量如图 3 所示。

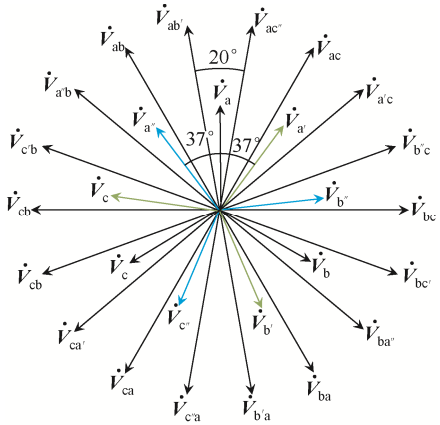


图 3　电压矢量

Fig. 3 Voltage vectors

二次侧一条三角形边绕组的总匝数为 N_{s}，将此绕组分为 3 个部分，引出 2 个抽头接其余二次侧绕组，3 个部分的匝数分别为 N_{s1}、N_{s2}、N_{s1}，2 个抽头各接匝数为 N_{s3} 的绕组，如图 2 所示。辅相电压 $\hat{V}_{a'}$ 和 $\hat{V}_{a''}$ 用主相电压和线电压表示为

$$\begin{cases}\hat{V}_{a'}=\hat{V}_{a}+\dfrac{N_{s1}}{N_{s}}\hat{V}_{ba}+\dfrac{N_{s3}}{N_{s}}\hat{V}_{bc}\\ \hat{V}_{a''}=\hat{V}_{a}+\dfrac{N_{s1}}{N_{s}}\hat{V}_{ca}+\dfrac{N_{s3}}{N_{s}}\hat{V}_{cb}\end{cases} \tag{6}$$

由式(1)、式(2)、式(4)和式(6)可计算出

$$\frac{N_{s1}}{N_{s}}=0.259,\ \frac{N_{s3}}{N_{s}}=0.135 \tag{7}$$

$$\begin{cases}\hat{V}_{a'}=\hat{V}_{a}+0.259\hat{V}_{ba}+0.135\hat{V}_{bc}\\ \hat{V}_{a''}=\hat{V}_{a}+0.259\hat{V}_{ca}+0.135\hat{V}_{cb}\\ \hat{V}_{b'}=\hat{V}_{b}+0.259\hat{V}_{cb}+0.135\hat{V}_{ca}\\ \hat{V}_{b''}=\hat{V}_{b}+0.259\hat{V}_{ab}+0.135\hat{V}_{ac}\\ \hat{V}_{c'}=\hat{V}_{c}+0.259\hat{V}_{ac}+0.135\hat{V}_{ab}\\ \hat{V}_{c''}=\hat{V}_{c}+0.259\hat{V}_{bc}+0.135\hat{V}_{ba}\end{cases} \tag{8}$$

综上所述，变压器每个磁心上有 6 个绕组，变压器一次侧各 1 个绕组，二次侧各 5 个绕组，二次侧绕组匝比为 0.259:0.482:0.259:0.135:0.135。变压器一次侧与二次侧绕组匝数比可根据变压器一次侧输入电压有效值 U_{irms} 与二次侧输出线电压有效值 U_{orms} 进行计算，计算公式为 $N_{p}:(N_{s1}+N_{s2}+$

$N_{s3}) = U_{irms} : U_{orms}$。

下面设计变压器一次侧匝数 N_p，令变压器铁心的最大磁通密度为 B_m、导磁面积为 A_e，网侧输入电压线电压的有效值为 V_{lrms}，频率为工频 f。根据电磁感应定律，有

$$\begin{cases} B(t) = \dfrac{\int_0^t \sqrt{2} V_{lrms} \sin(2\pi f t) \mathrm{d}t}{N_p A_e} \\ B_m = \dfrac{V_{lrms}}{4.44 f N_p A_e} \end{cases} \tag{9}$$

由式(9)设计计算出一次侧匝数 N_p，并由之前计算出的一次侧与二次侧绕组匝数比推导得到二次侧全部绕组匝数。

1.3 输出直流电压分析

令 $v_a = \sqrt{2} V_a \sin(\omega t)$，由图 3 可知，$v_{ab} = \sqrt{2} V_l \cdot \sin\left(\omega t + \dfrac{\pi}{6}\right)$，$v_{a''b} = \sqrt{2} V_l \sin\left(\omega t + \dfrac{5\pi}{18}\right)$，$V_l$ 为线电压，令自然换相电角度为 θ，由 $v_{ab} = v_{a''b}$ 可得 $\theta + \dfrac{\pi}{6} = \pi - \left(\theta + \dfrac{5\pi}{18}\right)$，可计算出 $\theta = \dfrac{5\pi}{18}$，即 50°。则输出的直流电压为

$$V_d = \frac{\int_{\frac{5\pi}{18}}^{\frac{7\pi}{18}} \sqrt{2} V_l \sin\left(\omega t + \dfrac{\pi}{6}\right) \mathrm{d}(\omega t)}{2\pi/18} = 1.407 V_l \tag{10}$$

1.4 输入电流分析

忽略输出电流的脉动，假设输出电流为恒定值 I_d，来推导变压器的各绕组内电流关系，并分析变压器输入电流谐波情况。隔离式 18 脉波变压器的二次侧绕组绕制如图 4 所示。结合前文得到的自然换相角度，根据图 3 已得的换相次序，可以得到 a、a'、a''、b'、b''、c'、c'' 的节点电流波形，如图 5 所示。

对于 A、B、C 三相的 3 个磁心柱，根据磁势平衡原理可知

$$\begin{cases} N_p i_{AB} = -(N_{s1} i_{a21_22} + N_{s2} i_{a22_23} + N_{s1} i_{a23_24} + N_{s3} i_{c'}) + N_{s3} i_{c''} \\ N_p i_{BC} = -(N_{s1} i_{b21_22} + N_{s2} i_{b22_23} + N_{s1} i_{b23_24} + N_{s3} i_{a'}) + N_{s3} i_{a''} \\ N_p i_{CA} = -(N_{s1} i_{c21_22} + N_{s2} i_{c22_23} + N_{s1} i_{c23_24} + N_{s3} i_{b'}) + N_{s3} i_{b''} \end{cases} \tag{11}$$

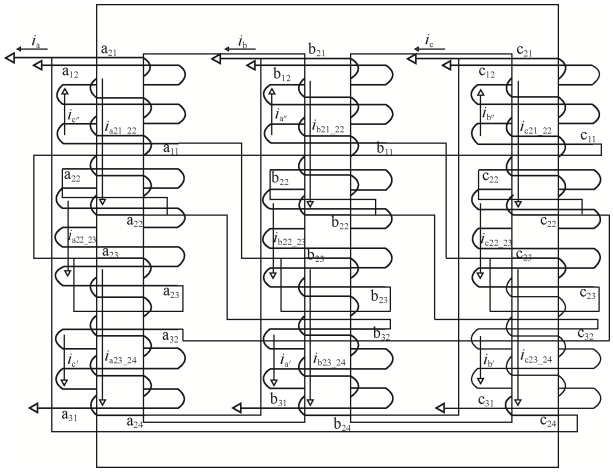


图 4 二次侧绕组绕制

Fig. 4 Secondary-side winding

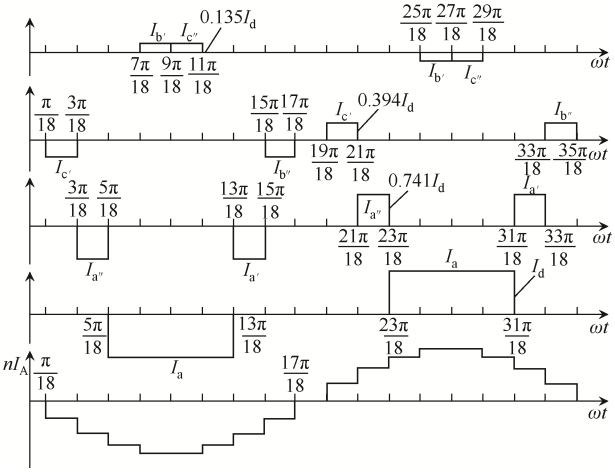


图 5 整流变压器电流波形

Fig. 5 Current waveforms of rectifier transformer

根据基尔霍夫电流定律可知各个节点电流的关系为

$$\begin{cases} i_{a21_22} = i_{a'} + i_{a22_23} \\ i_{a22_23} = i_{b''} + i_{a23_24} \\ i_a = i_{c23_24} - i_{a21_22} \\ i_A = i_{AB} - i_{CA} \\ i_{b21_22} = i_{b'} + i_{b22_23} \\ i_{b22_23} = i_{c''} + i_{b23_24} \\ i_b = i_{a23_24} - i_{b21_22} \\ i_B = i_{BC} - i_{AB} \\ i_{c21_22} = i_{c'} + i_{c22_23} \\ i_{c22_23} = i_{a''} + i_{c23_24} \\ i_c = i_{b23_24} - i_{c21_22} \\ i_C = i_{CA} - i_{BC} \end{cases} \tag{12}$$

由式(8)、式(11)和式(12)可得

$$ni_{\mathrm{A}}=i_{\mathrm{a}}+0.135(i_{\mathrm{b}'}+i_{\mathrm{c}''})+0.741(i_{\mathrm{a}'}+i_{\mathrm{a}''})+0.394(i_{\mathrm{b}''}+i_{\mathrm{c}'}) \tag{13}$$

结合各波形可以绘制出 ni_{A} 的波形如图 5 所示。ni_{A} 是整流变压器的 A 相输入电流波形，其有效值为

$$nI_{\mathrm{A}}=\sqrt{\frac{2}{9}(1.135^2+0.741^2+0.394^2+1)}\times I_{\mathrm{d}}=0.815I_{\mathrm{d}} \tag{14}$$

将输入电流 n_1I_{A} 正负波形的中点视为时间零点对其进行傅里叶分解可得

$$n_1I_{\mathrm{A}}=\sum_{n=1,17,19}^{\infty}\frac{4I_{\mathrm{d}}}{n\pi}\left(0.394\cos\frac{n\pi}{18}+0.347\cos\frac{3n\pi}{18}+0.259\cos\frac{5n\pi}{18}+0.135\cos\frac{7n\pi}{18}\right)\sin(n\omega t) \tag{15}$$

取 n=1 时，则 A 相输入电流的基波有效值为

$$n_1I_{\mathrm{A1}}=0.811I_{\mathrm{d}} \tag{16}$$

由式(16)可以计算出不考虑漏感情况下 A 相输入电流总谐波畸变率为

$$\mathrm{THD}=\sqrt{I_{\mathrm{A}}^2-I_{\mathrm{A1}}^2}\Big/I_{\mathrm{A1}}=10.11\% \tag{17}$$

1.5 变压器漏感对网侧电流谐波的影响分析

变压器实际运行过程中，漏感是不可避免的，由于漏感的影响，变压器二次侧的电流将不再是图 5 所示的严格矩形波。漏感的等效电感对电流的变化起阻碍作用，电感电流不能突变，因此换相过程不能瞬间完成。电流的实际谐波含量与理想条件下不同是由于漏感的影响，其与换相重叠角γ有关[10]。变压器一次侧输入谐波电流表达式为

$$I_{1(n)}=I_{1(1)}\cdot\sqrt{a^2+b^2-2ab\cos\gamma}\,/\,d \tag{18}$$

$$\mathrm{THD}=\sqrt{\sum_{n=6k-1,6k+1,k=1,2,3,\cdots}^{\infty}\left(\frac{I_{1(n)}}{I_{1(1)}}\right)^2} \tag{19}$$

式中：$a=\dfrac{1}{n-1}\sin[(n-1)\gamma/2]$；$b=\dfrac{1}{n+1}\sin\dfrac{(n+1)\gamma}{2}$；$d=\gamma(1-\cos\gamma)$，$1-\cos\gamma=\dfrac{L_{\mathrm{s}}\omega_0I_{\mathrm{dc}}}{\sqrt{2}U_{2n}}$，$L_{\mathrm{s}}$ 为变压器漏感。

由式(19)可求得不同变压器漏感下网侧电流的谐波含量。

2　仿真结果分析

2.1 模型设计

根据理论分析，设计 1 台 10 kV/800 kVA 的隔离式 18 脉波整流变压器模型，模型参数见表 1。

表 1　整流变压器参数设计

Tab. 1 Design of parameters of rectifier transformer

参数	数值
T/mm	200
A_{e}/mm^2	33 200
V_{f}/kV	10
f/Hz	50
B_{m}/T	1.6
N_{min}/Turns	847.87
绕组允许高度/mm	642

此变压器目的为输出 800 V 的直流电压，根据变压器的匝数比分析，对绕组进行建模设计(绕组序号参照图 1)，见表 2。

表 2　变压器绕组建模设计

Tab. 2 Design of modeling of transformer winding

绕组		匝数	截面积/mm^2	内阻/mΩ
一次侧		875	5×2	1 170
绝缘层		—	—	—
二次侧	11_12	7	12×10	1.065
	21_22	13	20×10	1.097
	22_23	24	16×10	2.950
	23_24	13	20×10	1.097
	31_32	7	12×10	1.065

对于一次侧绕组，紧贴磁心，每层绕制 125 匝，高度为 125×5.1=637.5 mm，共绕 7 层；绝缘层厚度与漏感相关，暂定 10 mm；21_22 绕组紧贴绝缘层外壁绕制，占一半高度，13 匝总高度为 13×20.2=262.6 mm；23_24 绕组与 21_22 绕组同一层，占另一半高度；11_12 绕组紧贴 21_22 绕组的外部，在上半部分绕制，7 匝总高度为 7×12.1=84.7 mm；31_32 绕组紧贴 23_24 绕组的外部，在下半部分绕

制；22_23 绕组在最外层绕制，24 匝总高度为 24×16.2=388.8 mm。铁心材料为 DW310_35 叠压方式，绕组材料为铜，变压器 2D 整体模型如图 6 所示，单相细节如图 7 所示。

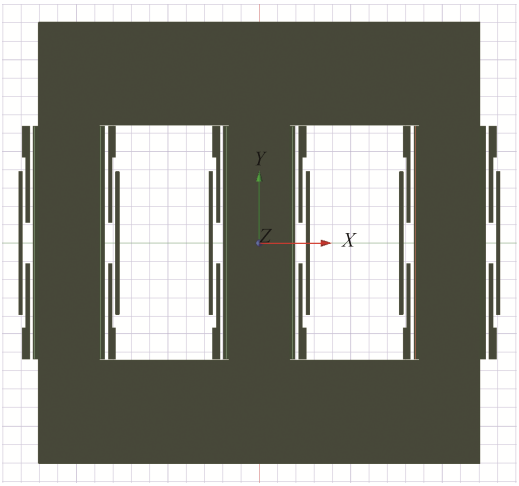


图 6 整流变压器 2D 模型

Fig. 6 Two-dimensional model of rectifier transformer

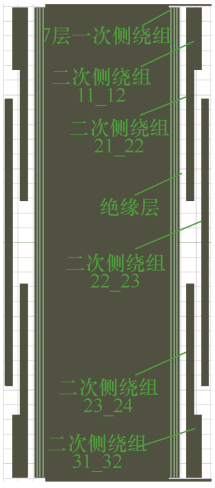


图 7 单相绕组建模示意

Fig. 7 Schematic of modeling of single-phase winding

2.2 2D 变压器模型漏感计算方法

2.2.1 漏磁通法

将变压器 A 相铁心柱与铰链部分分成 n 段，即有 n+1 个面，如图 8 所示。然后通过 Ansys- Maxwell 电磁仿真得到铁心柱上 n+1 个面上的磁通 $\phi_1,\phi_2,\cdots,\phi_i(i=1,2,\cdots,n+1)$，铁心上下对称，取 i 面为中心对称面，ϕ_i 为对称面 i 上的磁通量[11-13]，那么 i 面到 $i-1$ 面的漏磁链 ψ_1 可表示为

$$\psi_1=(\phi_i-\phi_{i-1})N_{i-1} \tag{20}$$

同理，$i-1$ 面到 $i-2$ 面的漏磁链 ψ_2 可表示为

$$\psi_2=(\phi_{i-1}-\phi_{i-2})(N_{i-1}+N_{i-2}) \tag{21}$$

依此类推，第 2 面到第 1 面的漏磁链 ψ_{i-1} 可表示为

$$\psi_{i-1}=(\phi_2-\phi_1)(N_{i-1}+N_{i-2}+N_{i-3}+\cdots+N_1) \tag{22}$$

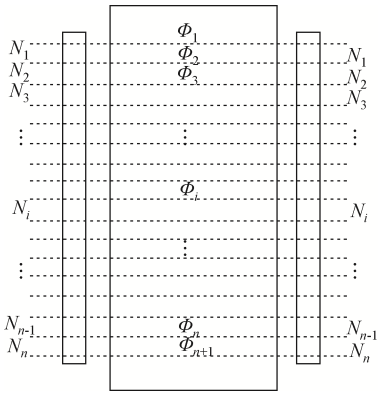


图 8 铁心分段

Fig. 8 Segmentation of core

上半部分绕组 $N_1+N_2+\cdots+N_{i-1}$ 的漏磁链可表示为

$$\psi=\psi_1+\psi_2+\cdots+\psi_{i-1}=(\phi_2-\phi_1)N_1+(\phi_3-\phi_1)N_2+\cdots+(\phi_i-\phi_1)N_{i-1} \tag{23}$$

令绕组匝数为 N，高度为 l，则单位高度的匝数为 N/l，铁心上半部分漏磁链计算式为

$$\psi=\int_0^{\frac{l}{2}}(\phi_x-\phi_1)\frac{N}{l}\mathrm{d}x \tag{24}$$

由于同一时刻磁通量大小关于对称面 i 对称分布，所以整个绕组的漏磁链为上半部分绕组漏磁链的 2 倍，即

$$\psi_{\text{total}}=2\int_0^{\frac{l}{2}}(\phi_x-\phi_1)\frac{N}{l}\mathrm{d}x \tag{25}$$

由于漏磁场的路径大部分由非铁磁材料组成，漏磁链与绕组电流为线性关系，因此漏电感 L 可表示为

$$L=\frac{\psi}{I}=\frac{2\int_0^{\frac{l}{2}}(\phi_x-\phi_1)\frac{N}{l}\mathrm{d}x}{I} \tag{26}$$

2.2.2 短路实验法

对于拥有 m 套绕组的 Maxwell-2D 变压器模型，每个绕组记作 $W_i(i\leqslant m)$，其自互感矩阵可以表示为

$$\begin{bmatrix} L_1 & M_{12} & M_{13} & \cdots & M_{1m} \\ M_{21} & L_2 & M_{23} & \cdots & M_{2m} \\ M_{31} & M_{32} & L_3 & \cdots & M_{3m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{m1} & M_{m2} & M_{m3} & \cdots & L_m \end{bmatrix} \tag{27}$$

式中：$L_i(i \leqslant m)$ 为每套绕组的自感；$M_{ij}(i \neq j)$ 为每套绕组之间的互感，而且有 $M_{ij}=M_{ji}$。令矩阵

$$|\boldsymbol{M}| = \begin{vmatrix} L_1 & M_{12} & M_{13} & \cdots & M_{1m} \\ M_{21} & L_2 & M_{23} & \cdots & M_{2m} \\ M_{31} & M_{32} & L_3 & \cdots & M_{3m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{m1} & M_{m2} & M_{m3} & \cdots & L_m \end{vmatrix} \tag{28}$$

设每套绕组的端电压与绕组上的电流分别为 U_i、$I_i(i \leqslant m)$，根据欧姆定律可知

$$\mathrm{j}\omega \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} & M_{13} & \cdots & M_{1m} \\ M_{21} & L_2 & M_{23} & \cdots & M_{2m} \\ M_{31} & M_{32} & L_3 & \cdots & M_{3m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{m1} & M_{m2} & M_{m3} & \cdots & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_{\mathrm{m}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ \vdots \\ U_m \end{bmatrix} \tag{29}$$

可简写为

$$\begin{cases} \mathrm{j}\omega \boldsymbol{MI} = \boldsymbol{U} \\ \boldsymbol{I} = \dfrac{1}{\mathrm{j}\omega} \boldsymbol{M}^{-1} \boldsymbol{U} \\ \boldsymbol{I} = \dfrac{1}{\mathrm{j}\omega} \boldsymbol{QU} \\ \boldsymbol{Q} = \boldsymbol{M}^{-1} \end{cases} \tag{30}$$

短路实验法测量各组绕组漏感，先对第一套绕组供电，其余绕组做短路处理，即端电压为 0，此时式(29)可改写为

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_m \end{bmatrix} = \frac{1}{\mathrm{j}\omega} \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} & Q_{13} & \cdots & Q_{1m} \\ Q_{21} & Q_{22} & Q_{23} & \cdots & Q_{2m} \\ Q_{31} & Q_{32} & Q_{33} & \cdots & Q_{3m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ Q_{m1} & Q_{m2} & Q_{m3} & \cdots & Q_{mm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{31}$$

$\dfrac{1}{Q_{11}}$ 即为第一套绕组的漏感，记为 L_{s1}，由此可推出 2D 变压器各套绕组的漏感为 $\dfrac{1}{Q_{11}}, \dfrac{1}{Q_{22}}, \cdots, \dfrac{1}{Q_{mm}}$。

2.3 漏感仿真结果

在图 6 模型的基础上，采用 Maxwell 瞬态场求解，外部电路激励如图 9 所示，模型中铁心与绕组的材料电气参数见表 1。铁心材料为 DW310_25，*B-H* 曲线如图 10 所示。分别用 2.2 节所述漏磁通法与短路实验法对变压器漏感进行如下计算。

(1)漏磁通法。对外电路进行空载处理，即对于图 9 右侧方框内直流负载侧，将额定负载 0.8 Ω 改为 10 000 Ω 等效空载。对 2D 变压器模型进行额定电压下的电磁仿真，得到变压器磁感线分布与磁密云图分别如图 11 和图 12 所示。由式(25)求得一

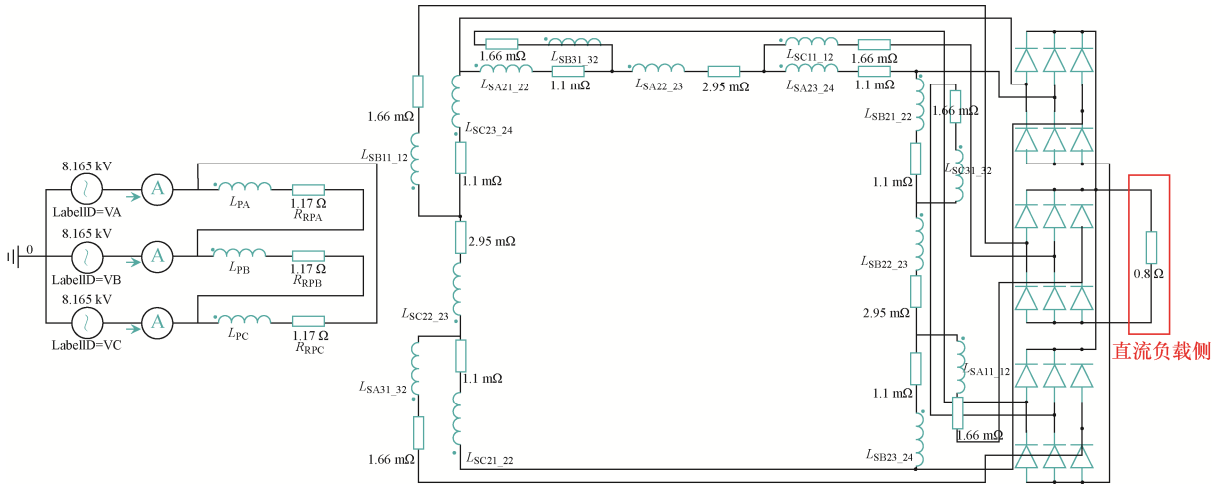


图 9　变压器外部激励电路

Fig. 9 External excitation circuit of transformer

相铁心柱总的漏磁链，再由式(26)求得漏电感。通过改变模型中绝缘层的厚度来改变漏感大小。仿真得到不同绝缘层厚度下的漏磁链与绕组电流，最终得到不同绝缘层厚度下的漏感，见表 3。

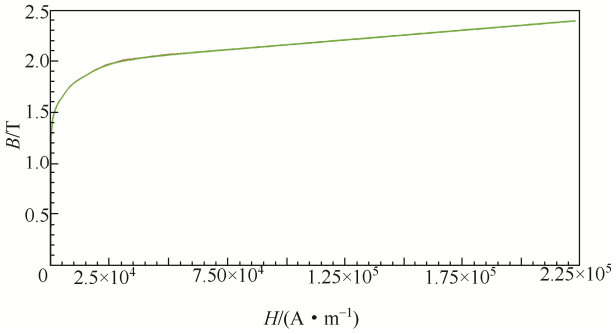


图 10 铁心 *B-H* 曲线

Fig. 10 *B-H* curve of core

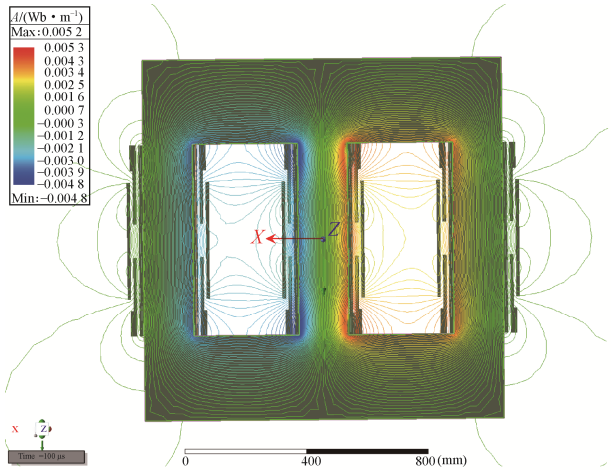


图 11 变压器磁力线分布

Fig. 11 Distribution of magnetic force lines of transformer

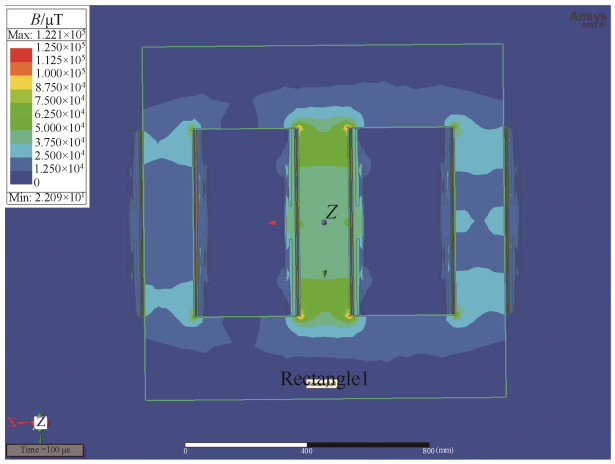


图 12 变压器磁密云图

Fig. 12 Nephogram of magnetic density of transformer

表 3 漏磁通法与短路实验法下不同绝缘层厚度一次侧漏感对比

Tab. 3 Comparison of primary-side leakage with different thicknesses of insulation layer between leakage flux method and short-circuit experiment method

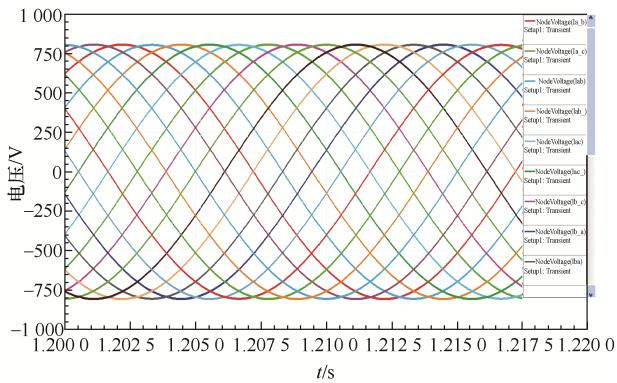
绝缘层厚度/cm	一次侧漏感/mH	
	漏磁通法	短路实验法
2.5	112.5	109.8
5.0	131.4	128.6
7.5	154.2	149.6
10.0	170.9	166.3

(2)短路实验法。对外电路进行短路处理，即将图 9 方块区域内直流负载侧短路，一次侧更换可调电压，逐渐升高一次侧输入电压直至二次侧短路电流达到额定电流，测量此时一次侧的电压、电流、功率，得到此时所有绕组的电感互感矩阵。实验过程中一次侧输入电压约 97 V 时短路电流达到额定值。结合式(31)对不同绝缘层情况下变压器漏感进行计算。改变绝缘层厚度进行多次实验，记录不同厚度下漏感，短路实验仿真计算结果见表 3。

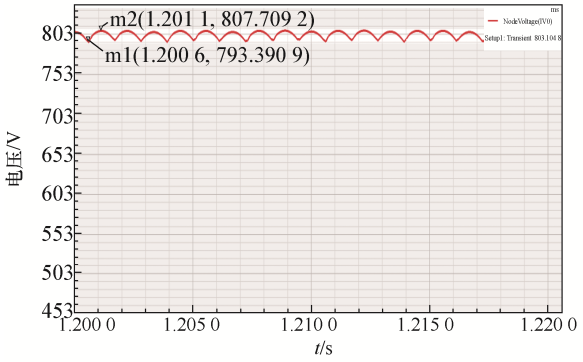
对 2 种方法测得的不同绝缘层厚度下的一次侧漏感进行对比，2 种方法下的实验结果接近，具有一定可靠性。2.4 节将在不同绝缘层厚度下的一次侧漏感已知情况下进行带载实验，分析不同漏感下网侧输入电流谐波含量，讨论绝缘层厚度的最优解。

2.4 仿真结果分析

带载额定负载 0.8 Ω 时，整流桥输入 18 组线电压波形如图 13(a)所示，直流侧输出电压如图 13(b)所示，A 相输入电流如图 14 所示，A 相输入电流傅里叶分解谐波分析如图 15 所示。



(a)18组线电压输出电压波形



(b) 直流侧输出电压波形

图 13　18 组线电压与直流侧输出电压波形

Fig. 13 Waveforms of 18 groups of line voltage and DC output voltage

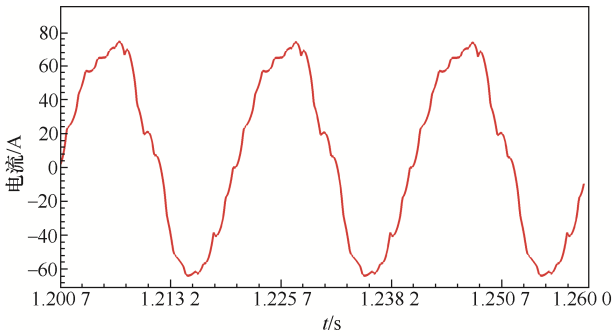


图 14　A 相输入电流波形

Fig. 14 Waveform of phase-A input current

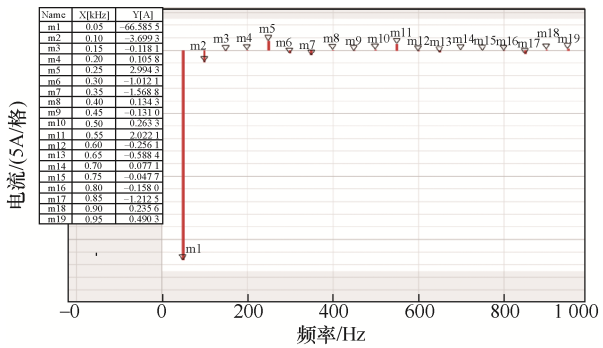


图 15　A 相输入电流谐波分析

Fig. 15 Analysis of phase-A input current harmonics

结合仿真结果分析，1 个周期内 18 组线电压通过 3 组整流桥完成换相，生成 18 脉波输出直流电压，输出直流电压均值为 803 V。对于 A 相输入电流，通过图 15 计算 THD=8.67%，仿真不同绝缘层厚度下及每种绝缘层厚度下不同带载情况下的谐波含量汇总见表 4。

由表 4 可知，实验值与理论值相近，实验结果具有一定可靠性。随着绝缘层厚度增加，一次侧漏感增大，网侧输入电流谐波含量降低，在不同带载的情况下皆有此趋势，绝缘层厚度为 10 mm 时，带额定载 THD 值为 8.67%，满足并网要求，考虑到继续增大绝缘层厚度会使变压器制作难度增加，以及漏感过大使得直流侧输出电压跌落，因此 10 mm 绝缘层厚度为最优厚度。

表 4　一次侧输入电流谐波含量汇总

Tab. 4 Summary of harmonic content of primary-side input current

绝缘层厚度/mm	带载情况	THD 实验值/%	THD 理论值/%
2.5	额定载	11.12	10.87
	1/2 载	18.88	17.62
	1/4 载	27.76	25.94
5.0	额定载	10.86	9.77
	1/2 载	18.04	16.79
	1/4 载	26.98	24.88
7.5	额定载	9.03	8.97
	1/2 载	16.79	15.37
	1/4 载	24.33	23.04
10.0	额定载	8.67	7.93
	1/2 载	14.88	13.53
	1/4 载	22.12	19.71

3　结语

本文对隔离式 18 脉波整流变压器的电路与工作原理进行了详细的理论分析，基于有限元法，通过使用 Ansys-Maxwell 软件对隔离式 18 脉波整流变压器进行 2D 仿真，得到了输入电流与电流谐波、输出电压、一次侧漏感等结果，并将仿真计算结果与理论值进行比较，得到了可以通过改变绝缘层厚度来控制变压器漏感以达到利用漏感抑制输入电流谐波的目的。论证了将 800 kVA/10 kV 隔离式 18 脉波整流变压器应用到直流微电网并网接口的可能性。然而，本文未将计算出来的漏感数据在电路中进行合理等效来计算漏感对输入电流谐波的具体影响，后续可以继续研究 18 脉波整流变压器的漏感等效电路，从而对输入电流谐波进行进一步的

分析优化。

参考文献：

[1] 王强钢, 周亦尧, 廖建权, 等. 直流配电网电能质量研究综述[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(7): 193-207.
Wang Qianggang, Zhou Yiyao, Liao Jianquan, et al. Review on power quality in DC distribution network [J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(7): 193-207. (in Chinese)

[2] 高硕. 高频隔离型混合配电变压器拓扑及控制策略研究[D]. 吉林: 东北电力大学, 2023.
Gao Shuo. Research on topology and control strategy of high frequency isolated hybrid distribution transformer [D]. Jilin: Northeast Dianli University, 2023. (in Chinese)

[3] 孟凡刚, 杨世彦, 杨威. 多脉波整流技术综述[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(2): 9-22.
Meng Fangang, Yang Shiyan, Yang Wei. Overview of multi-pulse rectifier technique [J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(2): 9-22. (in Chinese)

[4] 秦明, 宋胜男, 王克文. 基于电容电流的变换器多脉冲序列控制技术研究[J]. 电源学报, 2023,21(1):9-16.
Qin Ming, Song Shengnan, Wang Kewen. Research on multi pulse train control technology based on capacitive current for converter [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 9-16. (in Chinese)

[5] 李善庆, 陈乾宏, 张巍, 等. 21 kW 18 脉冲自耦型变压整流器的分析与实现[J]. 雷达科学与技术, 2010, 8(4): 376-381.
Li Shanqing, Chen Qianhong, Zhang Wei, et al. Analysis and realization of 21 kW autotransformer based 18-pulse rectifier [J]. Radar Science and Technology, 2010, 8(4): 376-381. (in Chinese)

[6] 张鹏真, 陈乾宏, 毛浪. 一种 18 脉冲隔离型变压整流器[J]. 南京航空航天大学学报, 2014, 46(1): 129-136.
Zhang Pengzhen, Chen Qianhong, Mao Lang. P type 18-pulse isolation transformer rectifier [J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2014, 46(1): 129-136. (in Chinese)

[7] 毛浪, 陈乾宏, 蒋磊磊. 航空用 40 kW 18 脉冲自耦型变压整流器的研究[J]. 电力电子技术, 2011, 45(7): 114-116.
Mao Lang, Chen Qianhong, Jiang Leilei. The study of 40 kW autotransformer based on 18-pulse rectifier for aeronautic application [J]. Power Electronics, 2011, 45(7): 114-116. (in Chinese)

[8] 蒋磊磊, 毛浪, 陈乾宏, 等. 12 kW P 型 18 脉冲自耦变压整流器设计与优化[J]. 电力电子技术, 2012, 46(3): 4-6.
Jiang Leilei, Mao Lang, Chen Qianhong, et al. Design and optimization of 12 kW P type 18-pulse auto-transformer rectifier units [J]. Power Electronics, 2012, 46(3): 4-6. (in Chinese)

[9] Singh B, Gairola S, Singh B N, et al. Multipulse AC-DC converters for improving power quality: A review [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(1): 260-281.

[10] 艾胜, 厉孟, 吕荣, 等. 均衡电抗器及变压器漏感在 12 脉波整流系统中的影响分析[J]. 海军工程大学学报, 2017, 29(1): 12-17.
Ai Sheng, Li Meng, Lü Rong, et al. Analysis of influence of equilibrium reactor and transformer leakage inductance in 12 pulse rectifier system [J]. Journal of Naval University of Engineering, 2017, 29(1): 12-17. (in Chinese)

[11] 王亚超, 刘军, 何湘宁. 高压大功率 E 型变压器漏感有限元仿真计算[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(2): 109-114.
Wang Yachao, Liu Jun, He Xiangning. FEA-based calculation of leakage inductance for high-voltage high-power E-core transformer [J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(2): 109-114. (in Chinese)

[12] 刘梦, 胡钢墩, 张健, 等. 一种基于 ANSYS Maxwell 的变压器漏电感的计算方法研究[J]. 变压器, 2020, 57(7): 20-25.
Liu Meng, Hu Gangdun, Zhang Jian, et al. Research on calculation of transformer leakage inductance based on ANSYS Maxwell [J]. Transformer, 2020, 57(7): 20-25.

(下转第 234 页)

Li Le, Cheng Bing, He Liangzong, et al. Constant-voltage and constant-current wireless charging system based on compensation network current analysis [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(5): 101-110. (in Chinese)

[13] 邹静, 徐耘英, 彭娟娟, 等. 基于频率切换实现电池恒流和恒压充电的LCC-S补偿WPT系统研究[J]. 电源学报, 2023, 21(3): 117-124.
Zou Jing, Xu Yunying, Peng Juanjuan, et al. Research on LCC-S compensated WPT system based on frequency switching to realize CC and CV charging for battery [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(3): 117-124. (in Chinese)

[14] Huang Zhicong, Wang Guoyu, Yu Jidong, et al. A novel clamp coil assisted IPT battery charger with inherent CC-to-CV transition capability [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 8607-8611.



苏君平

作者简介：

苏君平(1984—)，男，中国电源学会会员，硕士，高级工程师。研究方向：电力电子和智能制造领域的技术研发与产品创新设计。E-mail：sujunping@xmcu.edu.cn。

邱椿(1995—)，男，硕士研究生。研究方向：智能机器人。E-mail：2601629412@qq.com。

张陈涛(1986—)，男，通信作者，博士，助理教授。研究方向：智能机器人。E-mail：zhangct@xmu.edu.cn。

(责任编辑：耿越)

(上接第 166 页)

(in Chinese)

[13] 范学鑫, 杨北超, 揭贵生, 等. 考虑漏感频变特性的三相立体卷铁心变压器建模及分析[J]. 电工技术学报, 2023, 38(1): 140-152.
Fan Xuexin, Yang Beichao, Jie Guisheng, et al. Modeling and analysis of 3D wound core transformer considering frequency-dependent characteristics of leakage inductance [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(1): 140-152. (in Chinese)



刘浩

作者简介：

刘浩(1999—)，男，通信作者，硕士研究生。研究方向：多脉波整流变压器谐波。E-mail：597746869@qq.com。

孔玲玲(1980—)，女，硕士，副教授。研究方向：电力电子技术在电力系统中的应用研究。E-mail：kongling0104@163.com。

余思宇(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：多脉波整流变压器。E-mail：1471967451@qq.com。

(责任编辑：耿越)