

## 一种 18 脉冲隔离型变压整流器

张鹏真 陈乾宏 毛浪

(南京航空航天大学自动化学院, 南京, 210016)

**摘要:**多脉冲隔离型变压整流器因其具有结构简单、可靠性高、输入输出电气隔离、输入电流谐波小并可通过匝比变换实现自由变压变流等优势,在工业及航空领域有着广泛的应用。本文在传统的 18 脉冲自耦型变压整流器的基础上采用加原边三角形绕组的方式来构造 18 脉冲不对称式隔离型变压整流器,对其工作原理、输入电流特性和输出电压特性进行了详细的理论分析,并通过建立对变压器等效模型,着重讨论了变压器绕组等效电阻及交流侧漏感对输出电压特性的影响,为进一步优化变压器设计提供了依据。在原理分析的基础上研制了 1 kW 实验样机和 200 kW 工程样机,并通过实验验证了理论分析的正确性。

**关键词:**电力电子与电力传动;18 脉冲;隔离变压整流器;漏感

**中图分类号:**TM461

**文献标志码:**A

**文章编号:**1005-2615(2014)01-0129-08

### P Type 18-Pulse Isolation Transformer Rectifier

Zhang Pengzhen, Chen Qianhong, Mao Lang

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

**Abstract:** Because of simple structure, high reliability, electrical isolation between input and output, low total harmonic distortion of the input current content and the function of adjusting output voltage freely through changing the turn ratio, multi-pulse isolation transformer rectifier is widely used in the field of industry and aviation. This paper constructs the 18-pulse asymmetrical isolation transformer rectifier by the way of adding a triangle winding as primary side based on the traditional 18-pulse auto-transformer rectifier units(ATRU). The operation principle of the rectifier is analyzed as well as the output voltage and the total harmonic distortion of the input current. And through an equivalent model of the transformer, the impact of the external characteristics of output voltage by the equivalent resistance of the transformer winding and the AC side leakage inductance is discussed, thus providing the basis to further optimize the transformer design. Finally, 1 kW and 200 kW 18-pulse transformer rectifiers are fulfilled, and the results are compared.

**Key words:** power electronics and power drives; 18-pulse; isolation transformer rectifier; leakage inductance

多脉冲整流器<sup>[1-3]</sup>作为一种无源方案,具有结构简单、可靠性高、效率高、过载能力强等显著的优点,在大功率整流领域,常采用多脉冲整流技术来减少谐波含量<sup>[4]</sup>。自 20 世纪 90 年代以来,多脉冲自耦变压整流器(Auto-transformer rectifier units, ATRU)凭借其体积小、重量轻、输入电流总谐波失真(Total harmonic distortion, THD)低等

优势在航空领域有着广阔的应用前景<sup>[5-7]</sup>,引起了人们浓厚的研究兴趣。

雷达问世 60 多年来,在国防建设和国民经济各方面取得了广泛的应用,尤其在航空领域的需求,极大地推动了雷达的发展。随着科学技术的日新月异,雷达的功能实现也越来越复杂、整机发射功率不断增加,其阵面供电系统的容量越来越高,

继而对供电系统的安全性和可靠性提出了越来越高的要求。在满足体积重量要求的前提下,多脉冲隔离型变压器由于其初、次级电气隔离,较 ATRU 有更高的安全可靠。传统的 12 脉冲 Y-Y/ $\Delta$  联结的隔离变压整流器虽结构简单,但其网侧电流 THD 为 15.2%,不能满足航空场合小于 10% 的 THD 要求,此外由于其输出端加入平衡电抗器,也给输入电流带来了不良影响<sup>[8]</sup>。而通过多组移相变压器构造得到的 18 脉冲隔离型变压整流器结构复杂,整流单元较多,系统体积重量也会增加。综合考虑系统复杂性与输入电流 THD 的要求,本文通过加原边三角形绕组的方式提出了一种 P(Polygon)形 18 脉冲隔离式变压整流器,其结构简单,虽然理论推导的 THD 略大于 10%,但考虑到变压器存在漏感,并通过在电路的直流侧和交流侧加入电感,使得输入电流的阶梯边沿变缓,可以降低输入电流的 THD,以满足航空场合的谐波要求。

P 形隔离变压整流器由于原边三角形绕组的加入,使此前基于 P 形绕组设计的 ATRU 的变压器匝比关系和输入输出电流关系发生了改变。本文从线电压矢量长度相等及相邻矢量相差  $20^\circ$  的原则出发,重新推导了 18 脉冲隔离式变压器的匝

比设计公式,并忽略直流侧的电流脉动,对输出电压、输入电流特性进行了详细的分析,通过对变压器建立等效模型,着重讨论了变压器绕组等效电阻及交流侧漏感对输出电压外特性的影响。本文以为某型号雷达整机发射阵面研制地面整流电源系统为背景,在理论分析的基础上研制了 1 kW 实验样机和 200 kW 工程样机,并通过实验验证了理论分析的正确性。

## 1 P 形 18 脉冲隔离式变压整流器的工作原理

### 1.1 电路描述

图 1 为 P 形 18 脉冲隔离式变压整流器的电路原理图,其原边采用三角形连接,副边采用自耦形式的结构产生三组三相电压(主桥相电压为  $\dot{V}_a, \dot{V}_b, \dot{V}_c$ , 两组辅桥相电压  $\dot{V}_{a'}, \dot{V}_{b'}, \dot{V}_{c'}$  与  $\dot{V}_a, \dot{V}_b, \dot{V}_c$  分别超前与滞后于输入电压  $37^\circ$ ), 三组三相电压分别接入三组三相整流桥,三组整流桥输出并联后接负载。由图 1 可以看出,18 脉冲隔离型变压器其原副边没有任何电气连接,完全通过磁场耦合传递能量,较自耦型变压器大大提高了系统的安全可靠性。

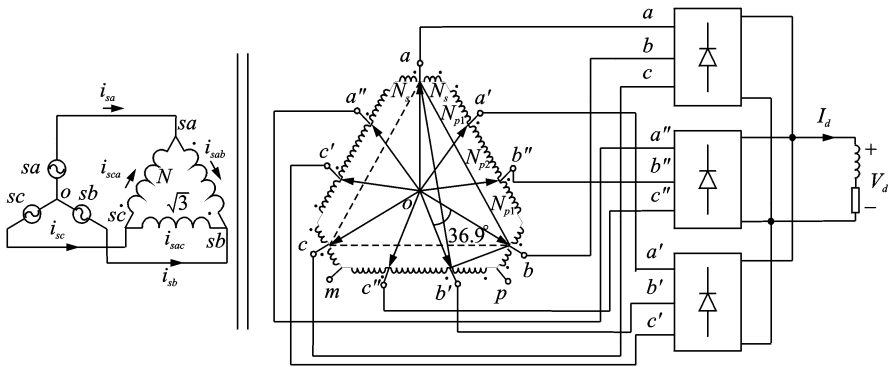


图 1 P 形 18 脉冲隔离型变压整流器

Fig. 1 P type 18-pulse isolation transformer rectifier units

图 2 给出 P 形 18 脉冲隔离式变压整流器副边绕组图和电压矢量图。由于辅矢量短,每个主矢量与相位差较大的辅矢量构成线电压整流后输出,如图 2(a)所示。与输出相关的线电压矢量包括 3 组共 18 个:主矢量间形成的一组线电压矢量以及主、辅矢量间形成的两组线电压矢量,如图 2(b)所示。为了保证输出电压平滑,各线电压矢量长度相等,且相邻矢量间隔为  $20^\circ$ 。

### 1.2 变压器匝比关系

文献[9]对 18 脉冲变压整流器原理进行的分

析基于主三相电压与输入电压幅值相位相同,另外两组辅三相电压分别超前与滞后于输入电压  $37^\circ$  这一前提,而未给出其理论依据。本文将根据线电压矢量相等及相邻矢量相差  $20^\circ$  的要求来确定变压器各绕组间的匝比关系。

如图 2(a)所示,令副边绕组  $pm$  匝数为  $N_p$ 、短绕组  $pb', mc''$  匝数为  $N_{p1}$ 、长绕组  $b'c''$  匝数为  $N_{p2}$ ,  $bp$  绕组匝数为  $N_s$ 。令变压器副边主相电压矢量有效值为  $V_2$ ,则图 2(b)中 18 个线电压矢量有效值均为  $\sqrt{3}V_2$ 。图 2(a)中三角形  $ao'b'$  的  $\angle b'ao = 10^\circ$ , 应用余弦定理,有

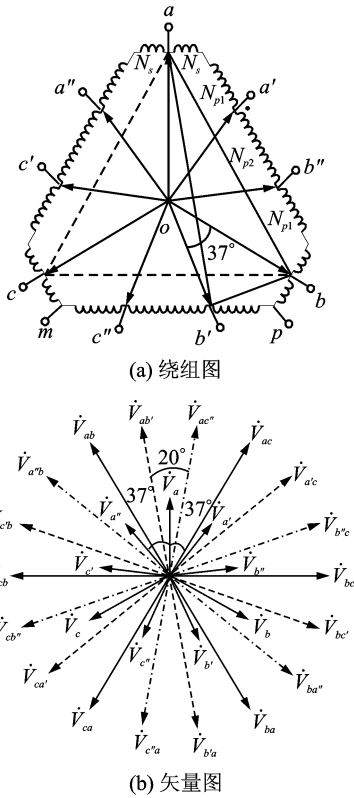


图 2 副边 P 形绕组图和电压矢量图

Fig. 2 P type winding diagram and voltage vector diagram for secondary side

$$|\dot{V}_{b'p}|_{rms} = \sqrt{|\dot{V}_a|_{rms}^2 + |\dot{V}_{b'a}|_{rms}^2 - 2|\dot{V}_a|_{rms}|\dot{V}_{b'a}|_{rms}\cos(\angle b'ao)} = 0.767V_2 \quad (1)$$

结合式(1)以及  $\angle aob = 120^\circ$ , 可求得  $\angle bob' = 37^\circ$ , 即辅助相电压与相邻主相电压相差  $37^\circ$ , 相应可以画出各相电压的矢量图。对图 2(a)中的三角形  $bab'$  应用正弦定理, 可得  $|\dot{V}_{bb'}|_{rms} = \sqrt{3}V \frac{\sin 20^\circ}{\sin 80^\circ} = 0.602V_2$ 。容易得知  $\angle bb'p = 20^\circ$ ,  $\angle bpb' = 120^\circ$ 。同理, 在三角形  $bb'p$  内应用正弦定理, 可求得绕组  $N_s$  和短绕组  $N_{p1}$  的电压矢量长度

$$\begin{aligned} |\dot{V}_{bp}|_{rms} &= |\dot{V}_{bb'}|_{rms} \frac{\sin 20^\circ}{\sin 120^\circ} = 0.238V_2 \\ |\dot{V}_{b'p}|_{rms} &= |\dot{V}_{bb'}|_{rms} \frac{\sin 40^\circ}{\sin 120^\circ} = 0.446V_2 \end{aligned} \quad (2)$$

$$|\dot{V}_{pm}|_{rms} = |\dot{V}_{bc}|_{rms} - 2\cos 60^\circ |\dot{V}_{bp}|_{rms} = 1.495V_2 \quad (3)$$

根据磁通耦合关系, 可知副边长绕组电压与原边线电压  $\sqrt{3}V_s$  满足匝比关系, 即

$$|\dot{V}_{pm}|_{rms} = \sqrt{3}V_s \cdot \frac{N_p}{N} = 1.495V_2 \quad (4)$$

则原副边相电压有效值比为:

$$\frac{V}{V_s} = \frac{\sqrt{3}N_p}{1.495N} = 1.159 \frac{N_p}{N} \quad (5)$$

式中  $N$  为原边绕组匝数。根据绕组电压, 求得各绕组匝比:  $\frac{N_{p1}}{N_p} = 0.299$ ,  $\frac{N_{p2}}{N_p} = 0.403$ ,  $\frac{N_s}{N_p} = 0.159$ 。

令变压器铁心最大磁密为  $B_m$ 、导磁面积为  $A_e$ , 输入电压线电压有效值为  $V_{lms}$ 、频率为  $f$ 。根据电磁感应定律, 有

$$\begin{aligned} B(t) &= \frac{\int_0^t \sqrt{2}V_{lms} \sin(2\pi ft) dt}{N_p A_e} \\ B_m &= \frac{V_{lms}}{4.44fN_p A_e} \end{aligned} \quad (6)$$

由式(6)来设计变压器的副边长绕组匝数, 并根据推导得到的变比公式确定各绕组匝数。

### 1.3 输出直流电压分析

令  $v_a = \sqrt{2}V_2 \sin \omega t$ , 则  $v_{ab} = \sqrt{2}V_l \sin(\omega t + \pi/6)$ 。由图 2(b)可知  $v_{a'b'} = \sqrt{2}V_l \sin(\omega t + 5\pi/18)$ 。令  $v_{ab} = v_{a'b'}$ , 即  $\theta_0 + \pi/6 = \pi - (\theta_0 + 5\pi/18)$ , 可求得自然换相点处的电角度  $\theta_0 = 5\pi/18$ , 即为  $50^\circ$ 。则输出直流电压  $V_d$  为

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{\int_{5\pi/18}^{7\pi/18} \sqrt{2}V_l \sin(\omega t + \pi/6) d(\omega t)}{2\pi/18} = \\ &1.407V_l = 2.823 \frac{N_p}{N} V_s \end{aligned} \quad (7)$$

### 1.4 网侧电流分析

忽略输出电流的脉动, 认为输出电流为恒定值  $I_d$ , 以此分析电路的工作原理。18 脉冲变压器的绕制如图 3 所示。根据求解得到的自然换相点的角度, 结合图 2(b)给出的换相次序, 可以得到  $a, a', a'', b, b', b'', c, c', c''$  的节点电流波形, 如图 4(a~d)所示。

根据基尔霍夫电流定律列出各节点的电流关系, 有

$$\begin{cases} i_a = -i_{ca1} + i_{bc3} \\ i_{ab1} = i_{ab2} + i_{b'} \\ i_{ab2} = i_{ab3} + i_{c''} \\ i_{sa} = i_{sab} - i_{sca} \end{cases} \begin{cases} i_b = -i_{ab1} + i_{ca3} \\ i_{bc1} = i_{bc2} + i_{c'} \\ i_{bc2} = i_{bc3} + i_{a''} \\ i_{sb} = i_{sbc} - i_{sab} \end{cases} \begin{cases} i_c = -i_{bc1} + i_{ab3} \\ i_{ca1} = i_{ca2} + i_{a'} \\ i_{ca2} = i_{ca3} + i_{b''} \\ i_{sc} = i_{sca} - i_{sbc} \end{cases} \quad (8)$$

由每个铁心磁柱磁势平衡原理, 可得

$$\begin{cases} Ni_{sab} = -(N_{p1}i_{ca1} + N_{p2}i_{ca2} + N_{p1}i_{ca3}) + N_s i_{bc1} + N_s i_{ab3} \\ Ni_{sca} = -(N_{p1}i_{bc1} + N_{p2}i_{bc2} + N_{p1}i_{bc3}) + N_s i_{ab1} + N_s i_{ca3} \\ Ni_{sbc} = -(N_{p1}i_{ab1} + N_{p2}i_{ab2} + N_{p1}i_{ab3}) + N_s i_{ca1} + N_s i_{bc3} \end{cases} \quad (9)$$



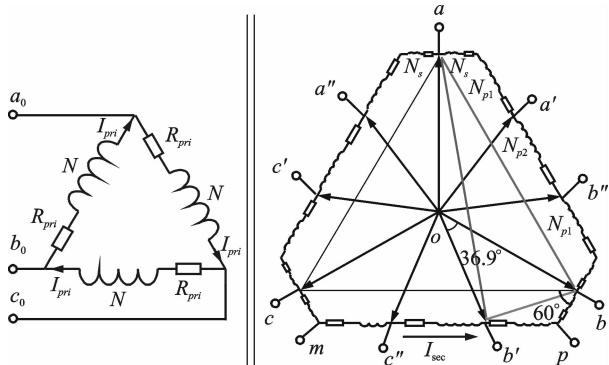


图 5 考虑原、副边绕组等效电阻情况下的绕组图

Fig. 5 Winding program considering equivalent resistance of primary and secondary windings

组电流波形相位不同,波形相同,有效值相等。在一个导通周期内共有 18 次电压矢量的切换导通,即有 18 次换相过程。换相过程中副边电流流通情况可分为两类,如图 6 所示。 $a, b$  导通时,  $I_{ab1} = 2/3 I_d, I_{ab2} = 1/3 I_d$ ;  $a, b'$  导通时,  $I_{ab'1} = 0.6 I_d, I_{ab'2} = 0.4 I_d$ 。设副边绕组  $N_s, N_{p1}, N_{p2}$  的电阻分别为  $R_s, R_{p1}$  和  $R_{p2}$ 。则  $a, b$  导通时产生的输出压降为

$$\Delta V_{d1} = I_{ab1} \times (2R_s + 2R_{p1} + R_{p2}) = \frac{2}{3} I_d (2R_s + 2R_{p1} + R_{p2}) \quad (16)$$

$a, b'$  导通时产生的输出压降为

$$\Delta V_{d2} = I_{ab'1} \times (3R_s + 3R_{p1} + R_{p2}) = 0.6 I_d (3R_s + 3R_{p1} + R_{p2}) \quad (17)$$

根据电压矢量图分析副边电流的流通规律可以发现,每个整流周期内又可分为 6 个重复的周期,下面以  $V_{ab}$  导通至  $V_{ac}$  导通的  $1/6$  整流周期为例计算副边绕组电阻对输出电压的影响

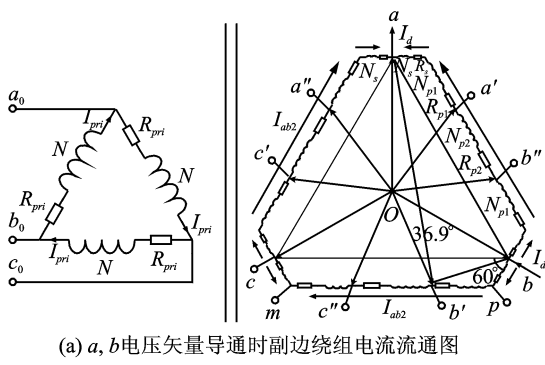
$$V_{d2} = \frac{3}{\pi} \left( 2.985 \frac{N_p}{N} V_s - \frac{\pi}{9} \Delta V_{d1} - \frac{2\pi}{9} \Delta V_{d2} \right) \quad (18)$$

则综合考虑变压器原、副边绕组等效电阻时输出电压为  $V'_{d1} = V_{d1} + V_{d2} - V_d$ 。

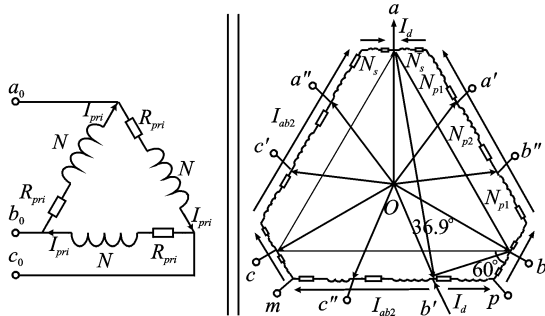
### 2.2 变压器漏感对输出电压的影响

前面分析整流电路时,均未考虑变压器漏感在内的交流侧电感的影响,认为换相是瞬时完成的。但实际变压器绕组存在漏感,会引起换相重叠,产生换相压降,导致输出电压平均值降低<sup>[10]</sup>,当变压器漏感较大时,有必要考虑其对直流输出侧的影响。

首先为便于对漏感的测量和计算,需要对 P 形变压器模型进行等效简化。由图 7 可知,变压器每个磁柱上绕组连接方式是对称的,选取有  $a, b', c''$  抽头的磁柱绕组进行分析,其等效模型如图 7(a) 所示,将  $b', c''$  端子短路进一步简化等效模型如图



(a)  $a, b$  电压矢量导通时副边绕组电流流通图

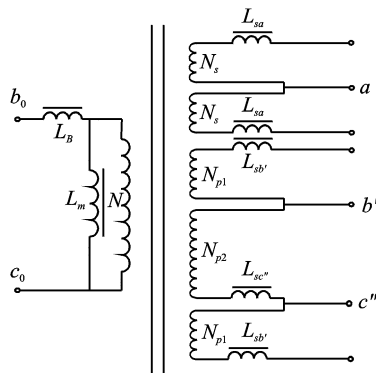


(b)  $a, b'$  电压矢量导通时副边绕组电流流通图

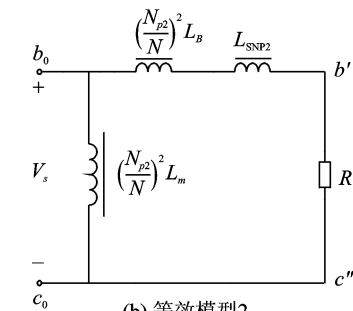
图 6 不同电压矢量导通情况下副边绕组电流流通图

Fig. 6 Current flow diagrams of secondary windings with different voltage vectors switching

7(b) 所示。通过测试可以得到原边漏感  $L_B$ 、激磁电感  $L_m$  及副边漏感  $L_{SNP2}$ 。则根据电感之比等于绕组匝数之比的原则可得副边各绕组漏感  $L_{SNP1}$  和  $L_{SNS}$ 。



(a) 等效模型 1



(b) 等效模型 2

图 7 一相磁柱绕组简化等效模型

Fig. 7 Equivalent circuits of a column

下面根据各模态整流二极管导通情况对 P 形隔离变压整流器进行建模,将交流侧漏感折合到副边进而折合到直流侧,可得其简化模型分为如图 8~10 所示 3 种情况。

设漏感引起的换相重叠角为  $\mu$ , 对称模态时漏感产生的输出压降为

$$\Delta V_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{7\pi}{18}}^{\frac{7\pi}{18}+\mu} (v_{b'c} - v_d) d(\omega_s t) = \frac{9}{\pi} \int_{\frac{7\pi}{18}}^{\frac{7\pi}{18}+\mu} [v_{b'c} - (v_{b'c} - L_s \frac{di_k}{dt})] d(\omega_s t) = \frac{9}{\pi} X_s I_d \quad (19)$$

同理,可得不对称模态 1 时产生的换相压降为  $\Delta V_{d1} = 9/\pi X_{s2} I_d$ ; 不对称模态 2 时产生的换相压降为  $\Delta V_{d2} = 9/\pi X_{s4} I_d$ 。根据二极管的导通次序可将一个整流周期分为 6 个重复的小周期,则由于漏感的存在致使输出压变为

$$V'_{d2} = \frac{3}{\pi} \left( 2.985 \frac{N_p}{N} V_s - \frac{\pi}{9} \Delta V_d - \frac{\pi}{9} \Delta V_{d1} - \frac{\pi}{9} \Delta V_{d2} \right) \quad (20)$$

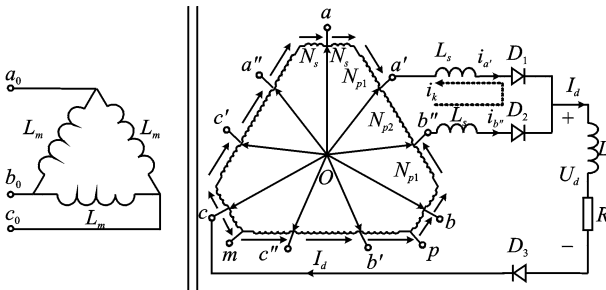


图 8 漏感折合后变压器等效模型(对称)

Fig. 8 Equivalent circuit of transformer after leakage inductance conversion (symmetrical structure)

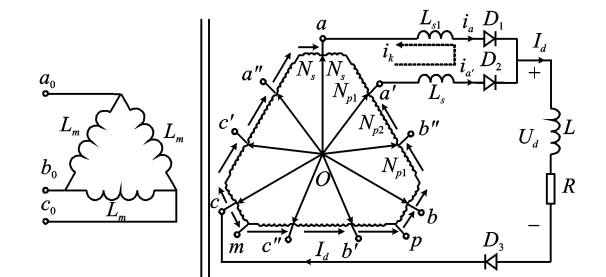


图 9 漏感折合后变压器等效模型(不对称 1)

Fig. 9 Equivalent circuit of transformer after leakage inductance conversion (asymmetry structure 1)

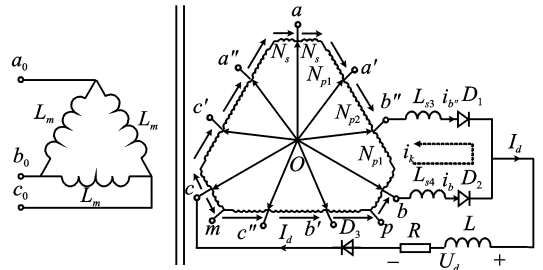
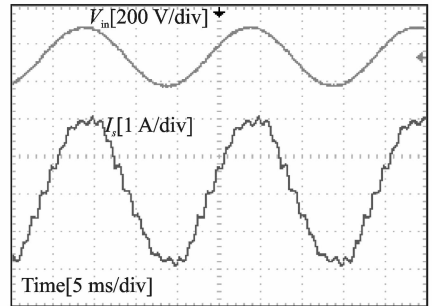
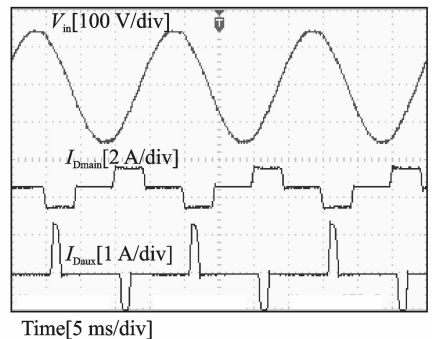


图 10 漏感折合后变压器等效模型(不对称 2)

Fig. 10 Equivalent circuit of transformer after leakage inductance conversion (asymmetry structure 2)



(a) 一相输入电压和输入电流波形



(b) 主整流桥和辅整流桥电流波形

图 11 1 kW 样机波形图

Fig. 11 Waveforms of 1 kW prototype

验,其设计指标如表 1 所示。图 11(a)给出了 1 kW 样机满载情况下的一相输入电压和输入电流波形,可以看出输入电流有 18 个脉冲;图 11(b)为 1 kW 样机输入电压以及主整流桥和辅整流桥的输入电流的波形,主整流桥导通时间比辅整流桥导通时间长,符合原理分析。表 1 为隔离变压整流器设计指

表 1 1 kW 和 200 kW 18 脉冲隔离变压整流器设计指标  
Tab. 1 Design indexes of 1 kW and 200 kW 18-pulse isolation transformer rectifier units

设计指标	1 kW 样机	200 kW 样机
输入电压	三相三线	三相三线
	380 V/50 Hz	380 V/50 Hz
输出电压	500 V	520 V
THD	≤10%	≤10%
PF	≥0.95	≥0.95

### 3 实验结果与分析

基于以上理论分析结果,实际完成了 1 kW 和 200 kW 两台 18 脉冲隔离变压整流器的设计与实

标,表 2 为实验结果,功率因数和 THD 均满足指标要求。

表 2 1 kW 样机实验数据

Tab. 2 Experimental data of 1 kW prototype

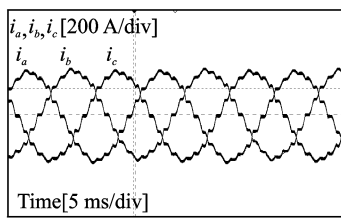
三相输入电相	输入电压/V	输入电流/A	THD/%	PF	输出电压	输出电流	效率
A	218	1.72	8.2	0.992			
B	219	1.74	8.0	0.992	437	2.27	88.2%
C	218	1.72	7.5	0.992			

基于表 2 中 1 kW 样机满载条件下的实验数据计算主电路考虑变压器绕组等效电阻和漏感时的输出电压理论值。其中  $N=994, N_p=800, R_{pri}=11.247 \Omega, R_s=1.815 \Omega, R_{p1}=3.115 \Omega, R_{p2}=4.207 \Omega$ 。则考虑原、副边绕组电阻存在输出电压平均值为  $V'_{d1} = V_{d1} + V_{d2} - V_d = 485.43 + 476.32 - 500 = 461.75(V)$ 。经测试及等效折算,可得  $L_B =$

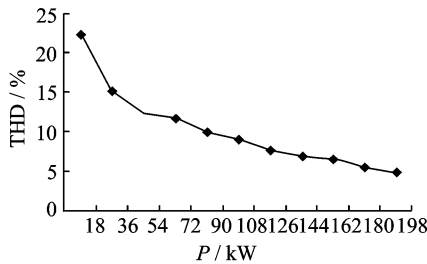
$18.5 \text{ mH}, L_m = 15.7 \text{ H}, L_{SNP2} = 765 \mu\text{H}, L_{SNP1} = 1.49 \text{ mH}, L_{SNS} = 0.42 \text{ mH}$ 。考虑交流侧漏感时导致输出压降平均值为  $V'_{d2} = 3/\pi \times (2.955 \times 800/994 \times 220 - 6.02 - 7.94 - 4.65) = 481.87(V)$ 。

综上,并考虑二极管导通压降  $\Delta V_D = 1.19 \text{ V}$ , 则输出电流为 2.27 A 时输出电压理论值为  $V'_d = V'_{d1} + V'_{d2} - V_d - 2\Delta V_D = 441.24 \text{ V}$ , 实验测试输出电压为 437 V, 考虑线路导线等其他压降在内, 理论值与实验值基本一致。

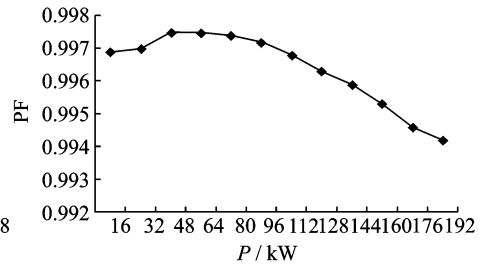
图 12(a) 示出满载情况下 200 kW 样机三相输入电流波形, 图 12(b) 示出系统的 THD 和 PF 曲线图。从三相输入电流波形图可以看出, 由于变压器漏感的存在, 使输入侧电流变化比较平缓, 电流波形的阶梯化程度减弱, 实测 THD 要远小于理论计算值, 200 kW 满载时系统 THD 值约为 5%。



(a) 三相输入电流波形图



(b) 系统THD曲线



(c) 系统功率因数曲线

图 12 200 kW 样机实验波形图

Fig. 12 Waveforms of 200 kW prototype

## 4 结束语

本文对 P 形 18 脉冲隔离式变压整流器的工作原理进行了详细的原理分析, 并通过对变压器建模着重讨论了变压器绕组等效电阻和交流侧漏感对输出电压外特性的影响, 制作了 1 kW 实验样机和 200 kW 工程样机, 实验结果验证了理论分析的正确性。

### 参考文献:

[1] 任志新. 多脉冲自耦变压整流器(ATRU)的研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2008.  
Ren Zhixin. Reseach on multi-pulse autotransformer rectifier units(ATRU) [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2008.

[2] 毛浪. 低谐波多脉冲整流器的研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2011.

Mao Lang. Research on low harmonics multi-pulse rectifier[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2011.

[3] Paice D A, Fla P H. Optimized 18-pulse type AC/DC or DC/AC converter system: U. S. , 5124904[P]. 1992-06-23.

[4] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京:机械工业出版社, 2004.  
Wang Zhaoan, Yang Jun, Liu Jinjun. Harmonics elimination and reactive power compensation [M]. Beijing: Machinery Industry Press, 2004.

[5] Kamath G R, Runyan B, Wood R. A novel auto-transformer based 18-pulse rectifier circuit[C]//IEEE APEC, 2002, Dallas, TX; IEEE, 2002, 2:795-801.

[6] 程国华. 大型民用飞机电源系统的现状与发展[J]. 民用飞机设计与研究, 2008(4):1-5.  
Cheng Guohua. Present situation and development of large civil aircraft power system[J]. Civil Aircraft

- Design and Research, 2008(4):1-5.
- [7] Choi S, Enjeti P N, Pitel I J. Polyphase transformer arrangements with reduced kVA capacities for harmonic current reduction in rectifier-type utility interface[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(5): 680-690.
- [8] 王崇武,任章,李宏,等.三相 SPWM 逆变电路输出滤波器的分析与设计[J].西安工程科技学院报, 2002,16(3):15-19.  
Wang Chongwu, Ren Zhang, Li Hong, et al. Analysis and design of three phase SPWM inverter output filter[J]. Journal of Xi'an University of Engineering and Technology, 2002,16(3):15-19.
- [9] Read J C. The calculation of rectifier and converter performance characteristics [J]. Journal of IEE, 1945,92(2):495-590.
- [10] 丁道宏.电力电子技术[M].北京:航空工业出版社, 1999.  
Ding Daohong. Power electronic technology [M]. Beijing:Aviation Industry Press, 1999.