

降压式 18 脉冲自耦变压器优化设计

牛 兰¹⁾✉, 葛红娟^{1,2)}, 杨 光²⁾, 姜 帆²⁾

1) 南京航空航天大学自动化学院, 南京 210000 2) 南京航空航天大学民航学院, 南京 210000

✉通信作者, E-mail: niulan00@126.com

摘 要 针对目前 18 脉冲自耦变压器输出电压难以调节的问题, 在保持现有 18 脉冲自耦变压器优势的基础上, 提出一种新型降压式 18 脉冲自耦变压器拓扑结构并对其进行优化。变压器通过每相原边延长绕组与副边移相绕组的连接实现对输出电压的宽范围降压调节。考虑到延长绕组与副边移相绕组连接抽头的位置变化对变压器性能的影响, 以变压器降压比及延长绕组连接抽头的位置系数为变量, 理论推导不同情况下变压器的通用设计公式, 并进行仿真分析, 得到相同降压比条件下降压式自耦变压器等效容量最小的最优连接抽头位置。最后通过实验验证了设计的合理性。

关键词 自耦变压器; 等效容量; 谐波电流; 降压; 脉冲

分类号 V242.2; TB5531

Optimal design of a new step-down 18-pulse autotransformer

NIU Lan¹⁾✉, GE Hong-juan^{1,2)}, YANG Guang²⁾, JIANG Fan²⁾

1) School of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210000, China

2) School of Civil Aviation, University of Nanjing Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210000, China

✉Corresponding author, E-mail: niulan00@126.com

ABSTRACT Aiming at the requirement for voltage regulation with a 18-pulse autotransformer-rectifier, a novel step-down 18-pulse topology was designed and optimized based on the advantage of present topologies. The primary extended winding of the step-down 18-pulse autotransformer-rectifier was connected with the winding tap of the phase shift secondary winding to reduce the transformer input voltage. Considering the influence caused by the position change of the connecting tap between the primary extended windings and secondary phase shift windings on the autotransformer performance, transformer voltage ratio and winding tap position were regarded as variables. A universal design formula was derived and simulation analysis was carried out to obtain the optimal connection tap position with the minimum equivalent capacity of the step-down autotransformer under the same voltage ratio. Finally, the rationality of the design is verified by experiments.

KEY WORDS autotransformers; equivalent capacity; harmonic current; step-down; pulse

多脉冲整流技术是整流系统中抑制输入电流谐波含量的重要方法^[1-4], 其中系统所用移相变压器主要有隔离式和自耦式两种。传统的隔离变压器实现输入/输出电压的隔离, 但变压器的等效容量大, 成本高。自耦变压器不采用隔离技术, 每相绕组在同一铁心柱上, 有效地减少变压器体积和重量, 同时功率传输效率更高^[5-8]。尤其 18 脉冲自耦变压整流器因其结构简单、体积小、重量轻和性能好, 同时传输效率高等优点

在航空、工业等领域应用广泛^[9]。目前国内外学者对自耦变压器的研究主要集中在降低变压器输入电流谐波含量, 减小变压器等效容量^[10]及变压器输入不平衡或输入故障^[11]的影响等方面, 并取得一定的研究成果。

但自耦变压器输出电压较高且难以调节, 对于如何实现自耦变压器输出电压可调的相关研究较少, 其中文献 [2] 研究了 12 脉冲自耦变压器绕组连接方式

收稿日期: 2016-05-12

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(U1233127); 研究生创新基地(实验室)开放基金资助项目(kfj20160701)

的变化对变压器性能的影响。国外学者 Burgos 和 Uan-Zo-li 等^[3-14]通过改变自耦变压器的绕组连接方式实现对自耦变压器输出电压的调节,但调节幅度较小,效果不明显。本文以传统 P 型 18 脉冲自耦变压器为研究对象,提出一种新型降压式自耦变压器拓扑结构,通过每相延长绕组与移相副边绕组的连接实现对变压器三相输出电压的宽范围降压调节,并分析不同连接方式下变压器性能,对自耦变压器的参数设计进行优化,得到相同降压条件下降压式自耦变压器的最优结构。文章最后对上述设计进行仿真和实验验证。

1 降压式自耦变压器拓扑结构

图 1 所示为降压式 18 脉冲自耦变压器拓扑图,自耦变压器的每相原边含有两个绕组,一个延长绕组和一个具有抽头的长绕组,副边为移相绕组,实现三组输出电压间的 37° 相移。变压器每相延长绕组的首端为电源输入端,尾端与移相副边绕组的抽头连接,以 A 相为例,图中 a_0 为延长绕组与副边绕组的连接抽头,通过延长绕组实现对变压器输出电压的降压调节。由于延长绕组连接抽头可以在移相绕组的任意位置,所以自耦变压器优化设计的主要目的是分析延长绕组连接抽头的位置变化对变压器等效容量的影响,得到一定降压比情况下变压器等效容量最小的拓扑结构。

自耦变压器通过电压矢量叠加形成 3 组相位相差 37° 的三相交流电,以 A 相为例,变压器输出相电压表达式为:

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{AN} + V_{Aa_0} + V_{a_0a}, \\ V_{a'N} = V_{aN} + V_{aa_1} + V_{a_1a'}, \\ V_{a''N} = V_{a'N} + V_{a'_1a''} + V_{a''a''} \end{cases} \quad (1)$$

且 $|V_{a'N}| = |V_{a''N}| = 0.767|V_{aN}|$ 。其中: V_{AN} 为变压器 A 相输入相电压, V_{aN} 、 $V_{a'N}$ 和 $V_{a''N}$ 为变压器 A 相输出相电压, V_{Aa_0} 、 $\dots$ 、 $V_{c_2a''}$ 分别为变压器绕组 Aa_0 、 $\dots$ 、 c_2a'' 两端电压。B 相、C 相输出电压与 A 相类似。3 组输出电压形

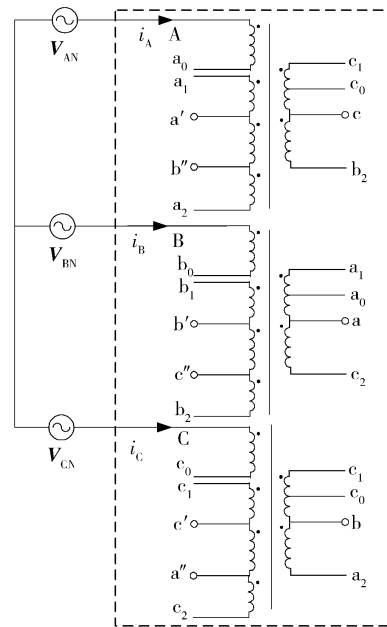


图 1 降压式自耦变压器拓扑图

Fig. 1 Topology of step-down auto-transformer

成 18 个电压矢量长度相等,且相邻矢量间隔为 20° 线电压,平滑输出。

2 变压器性能分析

2.1 变压器降压比及绕组匝数比

自耦变压器全部绕组矢量图 2(a) 所示,根据三角形边角关系可知: $|V_{a_1a}| = 0.238|V_{aN}|$, $|V_{a_1a'}| = |V_{b'_1a_2}| = 0.446|V_{aN}|$ 。

变压器部分绕组电压矢量图 2(b) 所示,令 $V_{Aa_0} = -k_1 V_{a_1a_1}$, $V_{a_0a} = -k_2 V_{b_2b_1}$, 其中 $V_{a_1a_1}$ 和 $V_{b_2b_1}$ 分别为变压器绕组 a_2a_1 和 b_2b_1 两端电压。由图 2 可知变压器 A 相输入相电压表达式为:

$$V_{AN} = V_{aN} + k_1 V_{a_2a_1} + k_2 V_{b_2b_1} \quad (2)$$

式中, k_1 为延长绕组比例系数, k_2 为延长绕组连接抽头位置系数, 且 $k_1 > 0$, $-0.16 < k_2 < 0.16$ 。

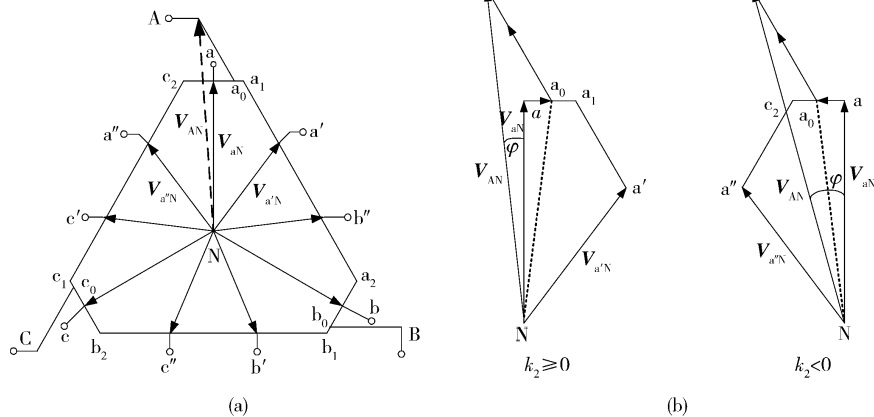


图 2 变压器绕组电压矢量图。(a) 全部绕组电压矢量图; (b) 部分绕组电压矢量图

Fig. 2 Vector diagram of transformer winding voltage: (a) vector diagram of all winding; (b) vector diagram of partial winding

定义变压器降压比 $k_u = |V_{AN}| / |V_{aN}|$, 在 $\triangle Naa_0$ 和 $\triangle Aa_0N$ 中, 根据边角关系可知 k_1 、 k_2 及 k_u 满足以下关系:

$$\frac{k_1^2 + k_2^2 + 1 - k_u^2}{2k_1 \sqrt{k_2^2 + 1}} = \frac{|k| - \sqrt{3}}{2 \sqrt{k_2^2 + 1}} \quad (3)$$

设变压器铁芯柱每相原边长绕组总匝数为 N_p , 以 A 相为例, 其中绕组 a_1a' 、 $a'b''$ 和 $b''a_2$ 的匝数分别为 N_{p_1} 、 N_{p_2} 和 N_{p_1} , 延长绕组 Aa_0 的匝数为 N_{k_1} , 副边绕组 a_0a 和 ac_2 的匝数分别为 N_{k_2} 和 N_s , 则变压器各绕组与原边长绕组匝比关系为

$$\frac{N_{p_1}}{N_p} = 0.29875, \frac{N_{p_2}}{N_p} = 0.4025, \frac{N_s}{N_p} = 0.15896, \quad \frac{N_{k_1}}{N_p} = k_1, \frac{N_{k_2}}{N_p} = |k_2|. \quad (4)$$

B 相、C 相绕组匝比关系与 A 相一致。在变压器设计时, 只要确定 k_u 和 k_2 的值就可以快速确定变压器各绕组的匝数比。

2.2 变压器输入电流

自耦变压器每相延长绕组与副边移相绕组连接抽头位置系数的改变将引起变压器绕组内部电流的变化。图 3 所示为 $k_2 \geq 0$ 时降压式自耦变压器各绕组绕制图。

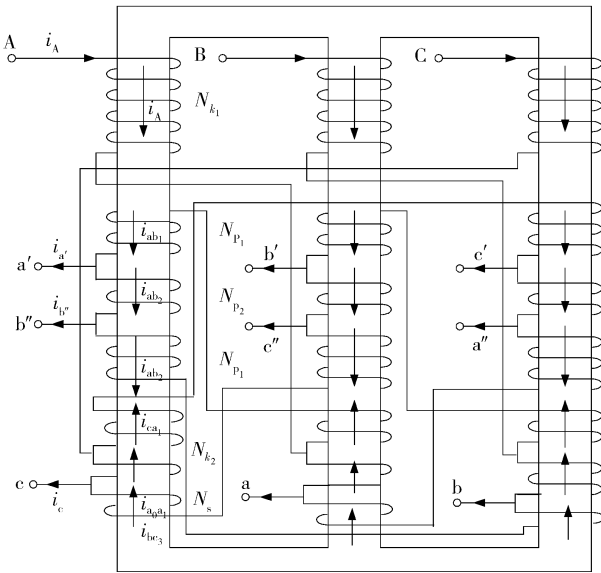


图 3 变压器绕制图 ($k_2 \geq 0$)

Fig. 3 Autotransformer windings on a three limb core ($k_2 \geq 0$)

根据磁势平衡的原理, 可以对图中的每个铁心柱列出磁路方程, 如下所示:

$$\begin{cases} N_{k_1} i_A + N_{p_1} (i_{ab_1} + i_{ab_3}) + N_{p_2} i_{ab_2} = N_s i_{bc_1} + N_{k_2} i_{c_0c_1} + (N_s - N_{k_2}) i_{ca_1}, \\ N_{k_1} i_B + N_{p_1} (i_{bc_1} + i_{bc_3}) + N_{p_2} i_{bc_2} = N_s i_{ca_3} + N_{k_2} i_{a_0a_1} + (N_s - N_{k_2}) i_{ab_1}, \\ N_{k_1} i_C + N_{p_1} (i_{ca_1} + i_{ca_3}) + N_{p_2} i_{ca_2} = N_s i_{ab_3} + N_{k_2} i_{b_0b_1} + (N_s - N_{k_2}) i_{bc_1}. \end{cases} \quad (5)$$

根据基尔霍夫电流定律, 可以对图中的节点列出电流方程如下:

$$\begin{cases} i_{ab_1} = i_{ab_2} + i_{a'}, & i_{bc_1} = i_{bc_2} + i_{b'}, & i_{ca_1} = i_{ca_2} + i_{c'}, \\ i_{ab_2} = i_{ab_3} + i_{b''}, & i_{bc_2} = i_{bc_3} + i_{c''}, & i_{ca_2} = i_{ca_3} + i_{a''}, \\ i_{ab_3} = i_b + i_{b_0b_1}, & i_{bc_3} = i_c + i_{c_0c_1}, & i_{ca_3} = i_a + i_{a_0a_1}, \\ i_A + i_{a_0a_1} = i_{ab_1}, & i_B + i_{b_0b_1} = i_{bc_1}, & i_C + i_{c_0c_1} = i_{ca_1}. \end{cases} \quad (6)$$

图 4 所示为 $k_2 < 0$ 时降压式自耦变压器各绕组绕制图。

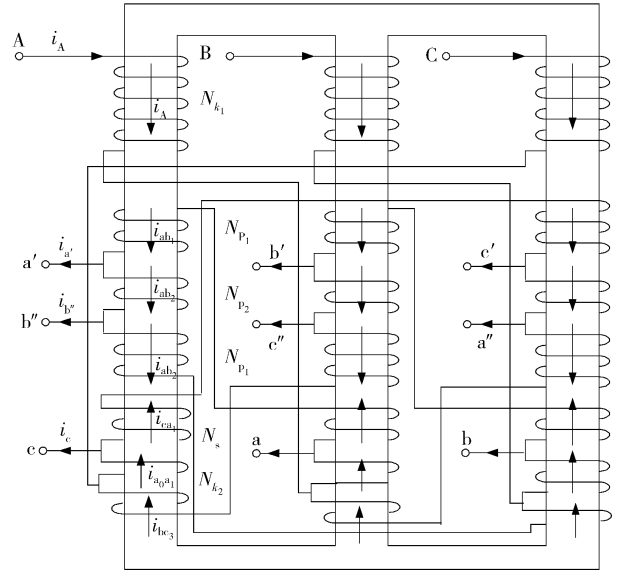


图 4 变压器绕制图 ($k_2 < 0$)

Fig. 4 Autotransformer windings on a three limb core ($k_2 < 0$)

根据磁势平衡的原理及基尔霍夫电流定律可知:

$$\begin{cases} N_{k_1} i_A + N_{p_1} (i_{ab_1} + i_{ab_3}) + N_{p_2} i_{ab_2} = N_s i_{bc_1} + |N_{k_2}| i_{c_0c_1} + (N_s - |N_{k_2}|) i_{bc_3}, \\ N_{k_1} i_B + N_{p_1} (i_{bc_1} + i_{bc_3}) + N_{p_2} i_{bc_2} = N_s i_{ca_1} + |N_{k_2}| i_{a_0a_1} + (N_s - |N_{k_2}|) i_{ca_3}, \\ N_{k_1} i_C + N_{p_1} (i_{ca_1} + i_{ca_3}) + N_{p_2} i_{ca_2} = N_s i_{ab_1} + |N_{k_2}| i_{b_0b_1} + (N_s - |N_{k_2}|) i_{ab_3}. \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} i_{ab_1} = i_{ab_2} + i_{a'}, & i_{bc_1} = i_{bc_2} + i_{b'}, & i_{ca_1} = i_{ca_2} + i_{c'}, \\ i_{ab_2} = i_{ab_3} + i_{b''}, & i_{bc_2} = i_{bc_3} + i_{c''}, & i_{ca_2} = i_{ca_3} + i_{a''}, \\ i_{b_0b_1} = i_b + i_{bc_1}, & i_{c_0c_1} = i_c + i_{ca_1}, & i_{a_0a_1} = i_a + i_{ab_1}, \\ i_A + i_{ca_3} = i_{a_0a_1}, & i_B + i_{ab_3} = i_{b_0b_1}, & i_C + i_{bc_3} = i_{c_0c_1}. \end{cases} \quad (8)$$

式中, i_A 、 i_B 和 i_C 为变压器三相输入电流, i_{ab_1} 、 i_{bc_1} 和 i_{ca_1} 等为变压器每相各绕组流过电流。

令: $i = [i_A \ i_B \ i_C \ i_{ab_1} \ i_{bc_1} \ i_{ca_1}]^T$, $i' = [i_a \ i_b \ i_c \ i_{a'} \ i_{b'} \ i_{c'} \ i_{a''} \ i_{b''} \ i_{c''}]^T$, 电流 i 与 i' 满足以下关系:

$$Ni = Mi'. \quad (9)$$

N 和 M 为系数矩阵, 令: $H_{6 \times 9} = N^{-1}M$, 则:

$$i = H_{6 \times 9} i' \quad (10)$$

其中变压器的 A 相输入电流可以表示为 $i_A = H_{1j} i' (j = 1, 2, \dots, 9)$, 即

$$i_A = H_{11} i_a + H_{12} i_b + H_{13} i_c + H_{14} i_{a'} + H_{15} i_{b'} + H_{16} i_{c'} + H_{17} i_{a''} + H_{18} i_{b''} + H_{19} i_{c''} \quad (11)$$

对输入电流 i_A 进行傅里叶分解得

$$i_A = \frac{2I_d}{\pi} \sum_{n=1,17,19,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \left[(H_{14} - H_{12}) \cos \frac{n\pi}{18} + (H_{11} - H_{13} - H_{14}) \cos \frac{3n\pi}{18} + (H_{13} + H_{17} - H_{16} - H_{19}) \cos \frac{5n\pi}{18} + (H_{11} + H_{19} - H_{15} - H_{17}) \cos \frac{7n\pi}{18} \right] \sin n\omega t \quad (12)$$

从式(11)可以看出,变压器输入电流含有 (18 ± 1) 次谐波,最低次谐波为 17 次谐波. 确定 k_u 和 k_2 值即可以得到变压器的各输入相电流表达式和各绕组流过的电流表达式.

2.3 变压器等效容量

自耦变压器的等效容量决定了变压器的体积和质量,所以需要根据容量和结构的复杂程度对其进行优化设计. 自耦变压器的等效容量计算公式为: $P_{\text{dir}} = 0.5 \sum V_{\text{rms}} \cdot I_{\text{rms}}$, 其中 V_{rms} 和 I_{rms} 为各绕组电压及电流有效值. 降压式自耦变压器各绕组输出电压有效值(以 A 相为例)为 $V_{Aa} = (1.495k_1/k_u) V_{\text{in}}$, $V_{Aa_1} = (0.238/k_u) V_{\text{in}}$, $V_{a_1a'} = (0.446/k_u) V_{\text{in}}$, $V_{a_1b'} = (0.603/k_u) V_{\text{in}}$, $V_{a_1a_0} = (1.495k_2/k_u) V_{\text{in}}$, 其中 V_{in} 为自耦变压器 A、B 和 C 端输入相电压有效值, $V_{Aa}, \dots, V_{a_1a_0}$ 为对应绕组电压有效值.

由表达式(10)可知: $i_{ab_3} = H_{4j} i'$, 其中: $j = 1, 2, \dots, 9$, 结合式(10)可知延长绕组不同抽头位置情况下,自耦变压器每相各绕组电流表达式及其有效值. 定义等效容量比 k_p 为降压式自耦变压器等效容量与输出功率的比值. 表 1 所示为降压比 k_u 为 1.5 的情况下, k_1 和 k_2 的不同取值及变压器等效容量比理论值.

表 1 降压比 $k_u = 1.5$ 情况下变压器性能

Table 1 Transformer performance with invariant k_u of 1.5

k_1	k_2	k_p
0.379	-0.08	0.545
0.374	-0.04	0.525
0.367	0	0.504
0.358	0.04	0.512
0.349	0.08	0.521

3 仿真和实验验证

为了进一步分析变压器结构参数的变化对其等效容量比的影响,设计 14 组不同结构参数的降压式 18

脉冲自耦变压器,并在 matlab 中进行仿真,得到不同结构参数情况下自耦变压器的等效容量比,通过图表法较为直观的表示自耦变压器等效容量比与结构参数 k_u 和 k_2 之间的关系. 图 5 为降压比固定情况下($k_u = 1.5$),变压器等效容量比随延长绕组连接抽头位置系数 k_2 变化关系图. 由图 5 可知,一定降压比条件下, $k_2 = 0$ 时即延长绕组与副边移相绕组抽头位于副边移相绕组中间时变压器等效容量最小. 图 6 为延长绕组抽头位置最优时自耦变压器等效容量随变压器降压比 k_u 变化关系图. 根据图 6 可知,变压器等效容量比随着降压比的增加而增加,实际应用中应综合考虑降压式自耦变压器的等效容量与降压范围.

通过上述理论分析和仿真验证可知相同输出条件下, $k_2 = 0$ 即降压式自耦变压器延长绕组的连接抽头位于移相副边绕组中间时结构最优,变压器等效容量最小,且变压器每相铁芯柱所需绕组最少,可用于实际生产应用.

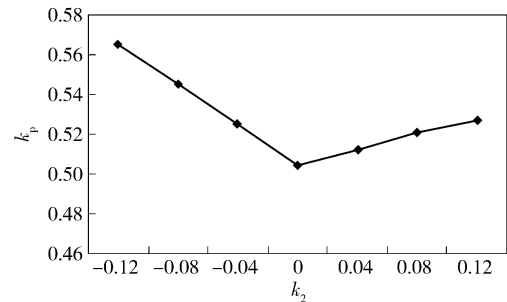


图 5 等效容量比与延长绕组连接抽头位置关系图($k_u = 1.5$)

Fig. 5 Relationship between equivalent capacity of the autotransformer and the secondary winding tap position ($k_u = 1.5$)

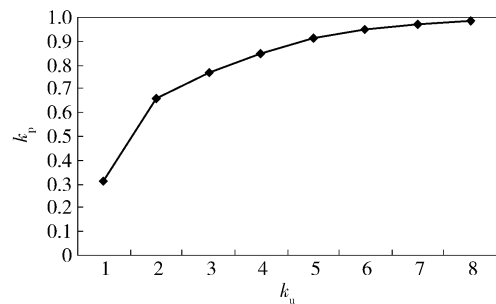


图 6 等效容量比与降压比关系图($k_2 = 0$)

Fig. 6 Relationship between equivalent capacity of the autotransformer and step-down ratio ($k_2 = 0$)

本文设计了 $k_2 = 0, k_1 = 0.72$, 即 $k_u = 2$ 的降压式 18 脉冲自耦变压器进行实验验证,图 7 所示为传统 P 型 18 脉冲自耦变压器与降压比为 2 的降压式自耦变压器实验样机图. 实验时自耦变压器输入为 115 V/400 Hz 三相交流电, 10Ω 纯阻性负载. 表 2 为两种自耦变压器性能指标对比. 根据表 2 可知降压式自耦变压器在保持了传统 18 脉冲自耦变压器输入电流谐波

含量低的优势基础上实现了输出电压的 2 倍降压,但由于增加了延长绕组,自耦变压器的等效容量比有所增加.

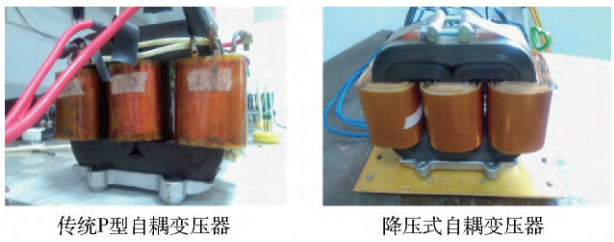


图 7 实验样机图
Fig. 7 Diagram of experimental prototype

表 2 传统与降压式自耦变压器性能指标

Table 2 Performance index of the traditional transformer and step-down transformer

自耦变压器	输入电流总 谐波含量/%	输出电压/V			等效容量比
		V_{ac}	$V_{a'c'}$	$V_{a''c''}$	
传统 P 型	10.30	199.6	152.8	152.8	0.275
降压式(降压比为 2)	9.37	99.2	76.1	76.1	0.649

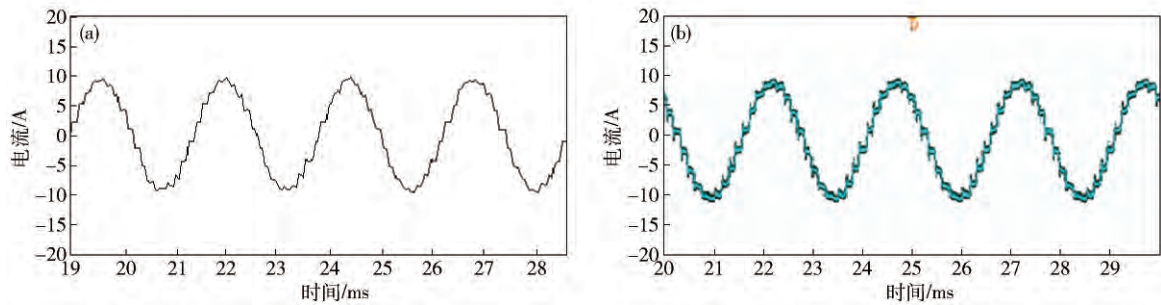


图 8 输入电流波形图. (a) 仿真; (b) 实验
Fig. 8 Diagram of the phase input current: (a) simulation; (b) experiment

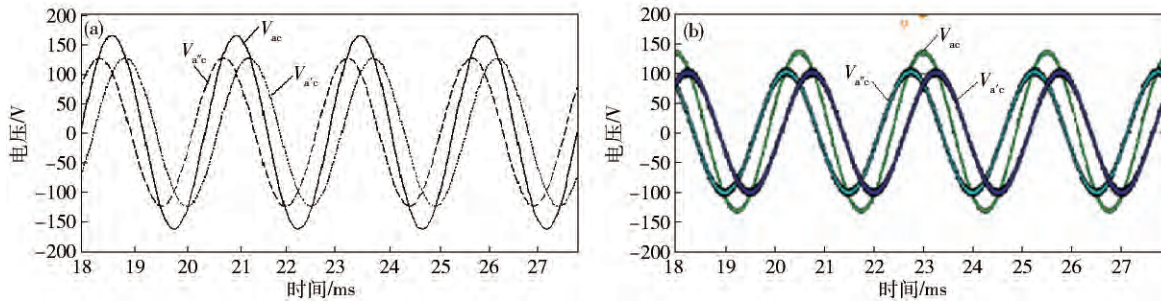


图 9 变压器输出端电压 V_{ac} 、 $V_{a'c'}$ 和 $V_{a''c''}$ 波形. (a) 仿真; (b) 实验
Fig. 9 Output voltage of V_{ac} , $V_{a'c'}$ and $V_{a''c''}$ of the autotransformer: (a) simulation; (b) experiment

4 结论

(1) 通过在原有 P 型 18 脉冲自耦变压器的基础上增加延长绕组的方式实现对变压器输出电压的降压调节,相较改变绕组连接方式的调压方法,电压调节幅度大,结构简单.

图 8 为变压器输入电流仿真和实验波形图,从变压器输入电流实验波形图可以看出输入电流为 18 阶梯波,输入电流总谐波含量仅为 9.37%,输入电流有效值为 5.64 A. 图 9 为降压式自耦变压器 A 相输出端 V_{ac} 、 $V_{a'c'}$ 和 $V_{a''c''}$ 电压仿真和实验波形图. 实验中自耦变压器输出主线电压 V_{ac} 有效值 99.2 V,幅值是变压器输入线电压有效值 199.6 V 的一半,实现了对变压器输入电压的 2 倍降压,变压器输出辅线电压 $V_{a'c'}$ 和 $V_{a''c''}$ 的有效值为 76.1 V,是电压 V_{ac} 0.767 倍,通过电压矢量叠加可以形成 3 组相位相差 37° 的三相交流电,平滑输出,实验结果与理论分析一致.

(2) 通过理论推导不同降压比及延长绕组连接抽头不同位置情况下的变压器设计公式,分析延长绕组连接抽头的位置变化对变压器等效容量的影响,通过图表法得到当连接抽头比例系数为零即连接抽头位于移相副边绕组中间时变压器的等效容量最小,且变压器每相所需绕组最少,变压器结构最优. 同时以降压

比等于 2 为例设计样机,实验验证了设计的合理性.

参 考 文 献

- [1] Ke Y, Tao Y B, Wang S H. Improvement of the FFT algorithm in inter-harmonic detection and realization by DSP. *J Univ Sci Technol Beijing*, 2008, 30(10): 1194
(柯勇, 陶以彬, 王世华. 间谐波检测的 FFT 算法改进和 DSP 实现. 北京科技大学学报, 2008, 30(10): 1194)
- [2] Singh B, Bhuvaneswari G, Garg V. An 18-pulse AC-DC converter for power quality improvement in vector controlled induction motor drives // *IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. Singapore, 2006: 1
- [3] Mao L, Chen Q H, Jiang L L. The study of 40 kW autotransformer based on 18-pulse rectifier for aeronautic application. *Power Electron*, 2011, 45(7): 114
(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. 电力电子技术, 2011, 45(7): 114)
- [4] Wang J Z, Tong C N, Li Q. Harmonic analyses of power grid in a kind of multi-group AC-DC-AC variable frequency speed-regulating drive system. *J Univ Sci Technol Beijing*, 2014, 36(10): 1394
(王继忠, 童朝南, 李擎. 一类多组交直交变频调速系统对电网谐波影响的分析. 北京科技大学学报, 2014, 36(10): 1394)
- [5] Chen X L, Huang X Y. Over-voltage suppression of shift-phase rectification transformer. *Electr Power Autom Equip*, 2007, 27(9): 79
(陈湘令, 黄细友. 移相整流变压器抑制过电压研究. 电力自动化设备, 2007, 27(9): 79)
- [6] Meng F G, Yang S Y, Yang W. Overview of multi-pulse rectifier technique. *Electr Power Autom Equip*, 2012, 32(2): 9
(孟凡刚, 杨世彦, 杨威. 多脉波整流技术综述. 电力自动化设备, 2012, 32(2): 9)
- [7] Guo S M, Zhang T, Museum H. The multi-pulse control algorithm of high pressure common rail diesel engine based on structure array // *2012 International Conference on Information and Automation (ICIA)*. Shenyang, 2012: 837
- [8] Young C M, Wu S F, Yeh W S, et al. A DC-side current injection method for improving AC line condition applied in the 18-pulse converter system. *IEEE Trans Power Electron*, 2014, 29(1): 99
- [9] Yang C. *Simulation and Design of DP-based 18-Pulse Autotransformer Rectifier* [Dissertation]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2012
(杨春. DP 型 18 脉冲自耦变压整流器仿真研究及设计 [学位论文]. 南京: 南京航空航天大学, 2012)
- [10] Zhang F H, Wang M, Ma Y L. 12-pulse auto transformer rectifier unit under input voltage unbalance. *Acta Aeronaut Astronaut Sin*, 2010, 31(4): 762
(张方华, 王明, 马义林. 输入电压不平衡时的 12 脉冲自耦变压整流器. 航空学报, 2010, 31(4): 762)
- [11] Gao L, Tong W M, Meng F G. Asymmetrical model of six-phase delta-connected autotransformer. *Electr Power Autom Equip*, 2011, 31(12): 1
(高蕾, 佟为明, 孟凡刚. 三角形联结六相自耦变压器不对称模型. 电力自动化设备, 2011, 31(12): 1)
- [12] Meng F G, Yang S Y, Yang W. Optimal design of six-phase delta-connected autotransformer. *Electr Power Autom Equip*, 2012, 32(10): 28
(孟凡刚, 杨世彦, 杨威. 六相三角形联结自耦变压器优化设计. 电力自动化设备, 2012, 32(10): 28)
- [13] Burgos R P, Uan-Zo-li A, Lacaux F, et al. Analysis of new step-up and step-down 18-pulse direct asymmetric autotransformer-rectifiers // *Fortieth IAS Annual Meeting*. Hong Kong, 2005: 145
- [14] Uan-Zo-li A, Burgos R P, Lacaux F, et al. Analysis of new step-up and step-down 18-pulse direct symmetric topologies for aircraft autotransformer-rectifier units // *PESC05. IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*. Recife, 2005: 1142