

航空用18脉波自耦变压整流装置的研究

陈文仙¹, 林婧雅², 陈乾宏³, 任小永³

¹南京机电液压工程研究中心航空机电系统综合航空科技重点实验室, 南京 211106

²中国电子科技集团公司第二十八研究所, 南京 210007

³南京航空航天大学, 江苏南京 210027

摘要:文章提出了采用DP型不对称式18脉冲升压自耦变压整流器的方案来代替原来方案的不控整流环节, 减少了系统的谐波含量, 提高了系统的功率因数。同时对整个系统进行了详细的硬件设计与Saber仿真分析, 以验证理论分析和硬件参数设计的正确性。在理论和仿真分析的基础上研制出了一台3.5kW的试验样机, 并对实验结果进行了分析。

关键词:谐波, 多脉冲整流器, 移相变压器

1 引言

随着时代的高速发展, 电力电子技术在各个领域中的作用已经越来越明显, 而随着电力电子技术应用领域的不断扩大, 其所带来的问题也越来越明显。由于电力电子技术中所应用的电力电子装置与器件本身的非线性特性, 将会导致其所在的电网中产生大量的谐波, 从而影响系统的工作性能, 降低系统的可靠性, 给电网系统带来严重的毁坏。同时, 电力电子装置和器件带来的谐波污染同样阻碍了电力电子技术的高速发展, 所以在以电力电子技术为工业、军事、商业快速发展基础的今天, 如何抑制和消除谐波污染就变得至关重要了。

对多脉冲整流技术的研究和发展由来已久, 早在七十年代可控硅发展日渐成熟之际, 人们发现可控硅整流器在进行交、直流转换时会在电网中产生大量谐波时, 就提出了采用多脉冲整流技术来抑制谐波的方法。1996年, 韩国 Sewan Choi 等人为了减小三相整流器交流侧输入电流的总谐波含量提出了十二脉冲自耦变压整流器的方案, 成功的消除了输入电流中的5、7、17、19等次谐波^[1]。此后, 为了更好地消除或减少输入电流的总谐波含量, 人们又相继的提出了18、24、30、36等脉冲自耦变压整流器。因此多脉冲整流技术也逐渐的走向成熟, 并且被广泛应用。例如: 大型民航客机上二次电源的变压整流器就采用多脉冲整流器方案^[1]; 在B787, 空客A380等机型上也大量采用了多脉冲整流器方案来设计其电源系统^[1]。此外, 多

脉冲整流技术还广泛应用于不间断电源 UPS 领域, 电力机车牵引领域等^[1]。

由于传统的12脉ATRU输入电流谐波含量较高, 不能满足航空领域的输入电流谐波含量标准。韩国学者 Choi S 在充分研究12脉ATRU拓扑工作机理与其输入输出性能的基础上, 提出了18脉ATRU拓扑^[2], 该拓扑输入侧电流THD的理论值约为10.1%, 基本上满足航空领域电流谐波含量的规定。文献[3]中提出将自耦变压器移相的角度改成40°, 得到直接对称型18脉冲ATRU。2002年Girish提出了D型不对称18脉冲自耦变压整流器^[4], 其中自耦变压器的移相角设定为37°, 其等效容量为输出功率的31.5%。文献[5]还提出了通过电流注入的方式降低自耦变压整流器输入电流THD值, 改善多脉冲自耦变压整流器性能。文献[6]中研究了自耦变压器绕组连接方式的变化对变压器性能的影响, 国外学者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, 但调节幅度太小, 效果不明显。

文章以DP型不对称式18脉冲自耦变压整流器^[2]为基础提出了一种具有升压能力的新型18脉冲整流器——DP型18脉冲升压自耦变压整流器来提高其直流端输出电压的幅值到350V, 从而达到设计要求。

2 整流电路结构及特性分析

多脉冲整流是指在一个三相电源系统中, 输出直流电

压在一个交流周期内多于 6 个波头^[5]。多脉冲整流系统通常由整流桥组和移相变压器组合而成。其基本原理是：将三相电源通过移相变压器移相得到多组相位、幅值不同的三相电压，并将这些三相电压分别输出到不同的整流桥上。同时将这些整流桥相互连接，使得各整流桥间产生的谐波相互补偿，从而消除系统中的低次谐波，减小系统的谐波损耗。一般来说，经 m 脉冲整流系统整流后，将只有 $m\kappa \pm 1$ ($\kappa=1, 2, 3, \dots$) 次谐波存在于系统中。

多脉冲整流器按照整流后输出电压在一个交流周期内的波头数可以分为 12、18、24 等脉冲整流器，整流桥组输入的相数（脉冲数）越多，整流器的输出电压的纹波越小和输入电流总谐波含量越小，当然，整流器的结构也越复杂。与 12 脉冲整流器相比，18 脉冲整流器具有更好地工作性能，而与 24、30 等脉冲整流器相比，18 脉冲整流器具有更简单的结构拓扑，因此，18 脉冲整流器在目前来看应用更广泛。又由于多脉冲整流器的核心环节是移相变压器，所以按照移相变压器的种类又可以将其分为多脉冲自耦变压整流器 (ATRU) 和多脉冲变压整流器 (TRU)。多脉冲变压整流器使用传统意义上的隔离变压器作为移相变压器，实现了输入输出的隔离，但是由于这种隔离，输入能量要全部通过磁耦合才能传递到输出端，所以变压器的等效容量就变得非常大，从而使变压器的体积重量相对庞大。所以，一般在不需要进行电气隔离的条件下，我们就可以以自耦变压器来取代隔离变压器作为多脉冲整流器的核心，这样变压器的等效容量就可以得到减小，从而减小其体积重量，减少其生产成本。因此，一般我们采用多脉冲自耦变压整流器 (ATRU) 来抑制谐波。

2.1 DP 型不对称式 18 脉冲升压自耦变压整流器的工作原理

DP 型不对称式 18 脉冲升压自耦变压整流器的工作原理图如下图 1 所示，其中自耦变压器作为其移相变压器使用，其作用是产生三组整流器所需要的三相电压。在移相变压器产生的三组三相电压中，主三相电压 (V_a, V_b, V_c) 直接给主三相整流桥供电；另外两组辅三相电压 (V_{af}, V_{bf}, V_{cf}) 与 (V_{al}, V_{bl}, V_{cl}) 分别给两组辅三相整流桥供电，其相电压幅值为主桥三相输入相电压幅值的 0.767 倍，相位分别超前与滞后于主桥输入相电压相位 37° 。主整流桥和两组辅整流桥的输出端并联相接，输出到负载。

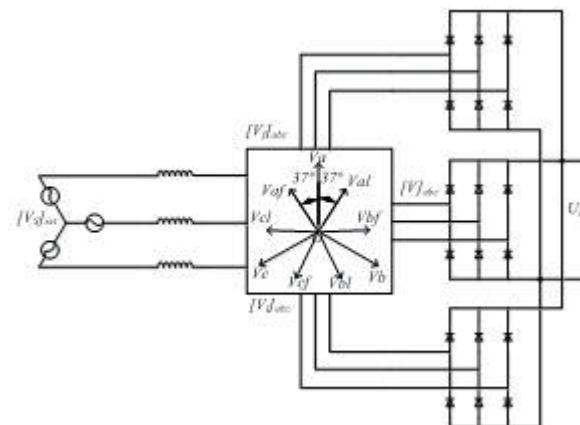


图 1 DP 型不对称 18 脉冲升压自耦变压整流器原理图

三组三相电压经整流桥组整流后输出的电压为任意时刻主、辅桥共同作用下线电压的最大值，此时与线电压相对应的二极管导通。由于主桥电压与两组辅桥电压幅值不同，相位相差 $\pm 37^\circ$ ，而输出线电压要求相对平滑，即各线电压幅值相等，相位相差 20° ，如图 2 所示。所以，辅桥电压需要与相位差较大的主桥电压共同作用，够成复合线电压后输出。

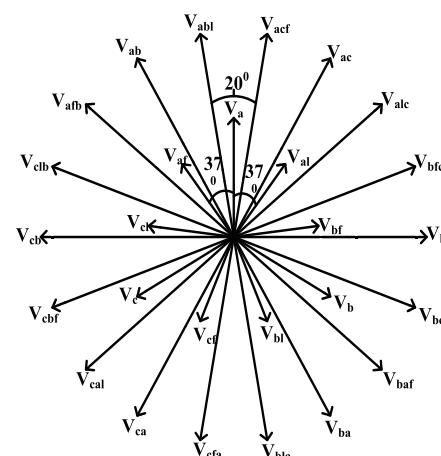


图 2 DP 型 18 脉冲升压自耦变压器的电压矢量图

从图 2 可以看出，每个线电压在一个交流周期中传输 $1/18$ 的负载功率。而在一个交流周期中，主桥连续工作，并且主整流桥中的每个二极管导通 80° 。两组辅桥只工作在复合线电压瞬时值达到最大时，辅桥中的每个二极管在一个交流周期内只导通 20° 。由于此整流桥组为三相不控

整流，所以对主、辅桥而言，在一个交流周期内，主整流桥导通 240° ，而辅整流桥导通 60° 。因此可知，主整流桥的输出电流 I_{dm} 为：

$$I_{dm} = \frac{240}{360} I_d = \frac{2}{3} I_d \quad (1)$$

辅整流桥的输出电流 I_{daux} 为：

$$I_{daux} = \frac{60}{360} I_d = \frac{1}{6} I_d \quad (2)$$

由主、辅桥的输出电流可以看出，主整流桥负责输送 66.6% 的负载功率，而每个辅整流桥只传输 16.6% 的负载功率，因此每个整流桥传送的负载功率不同，所以称之为 DP 型不对称式 18 脉冲升压自耦变压整流器。

2.2 DP 型不对称式 18 脉冲升压自耦变压整流器的参数设计

A. 计算等效容量

由于本文提出的 DP 型不对称式 18 脉冲升压自耦变压整流器的三相输入电压源为 115V，400Hz 的交流电，所以根据上一章介绍的工作原理可以得出其直流端输出电压为：

$$V_d = 1.407 \times 115 \times 1.25 \times \sqrt{3} = 350.3V \quad (3)$$

升压自耦变压器的总容量 P_{tr} 为：

$$P_{tr} = 0.808 \times 3.5KW = 2828W \quad (4)$$

B. 选取铁心

初步选用 SD20×20×80 型号的 0.2mm 的硅钢带 II 级品铁心。这种型号铁心的饱和磁密约为 17000GS，在这取 $B_m=10000GS$ 。铁芯的窗口面积为 $20cm^2$ ，有效截面积 S_c 为 $4cm^2$ 。可计算出：

$$SQ = \frac{2828 \times 10^3}{1.5 \times 4.44 \times 0.4 \times 10000 \times 400 \times 400} = 66.35cm^4 \quad (5)$$

而 SD20×20×80 型铁芯的 SQ 为 $80cm^2$ ，所以可以选择这种铁心。

C. 匝数设计

$$N_p = \frac{0.347V_i}{4.44fB_m S_c} \times 10^3 = \frac{0.347 \times 115 \times 1.25 \times \sqrt{3}}{4.44 \times 400 \times 10000 \times 4} \times 10^3 = 12162 \quad (6)$$

N_p 为原边绕组（为了方便设计计算，令原边绕组中间部分代替原边绕组）匝数，取 $N_p=122$ 匝。由于存在电压波动，所以为了保证在最大输入电压（输入电压允许波动 10%）下，磁芯不会饱和，应进行验证。当输入电压最大时，校核磁密 B_m 为 10965GS，因此磁芯不会饱和。同理可得：

$$N_{s1} = \frac{0.139V_i}{4.44fB_m S_c} \times 10^3 = \frac{0.139 \times 1.25 \times 115 \times \sqrt{3}}{4.44 \times 400 \times 10000 \times 4} \times 10^3 = 48.72 \quad (7)$$

$$N_{s2} = \frac{0.119V_i}{4.44fB_m S_c} \times 10^3 = \frac{0.119 \times 1.25 \times 115 \times \sqrt{3}}{4.44 \times 400 \times 10000 \times 4} \times 10^3 = 41.71 \quad (8)$$

$$N_s = \frac{0.258V_i}{4.44fB_m S_c} \times 10^3 = \frac{0.258 \times 1.25 \times 115 \times \sqrt{3}}{4.44 \times 400 \times 10000 \times 4} \times 10^3 = 90.42 \quad (9)$$

$$N_q = \frac{0.137V_i}{4.44fB_m S_c} \times 10^3 = \frac{0.137 \times 1.25 \times 115 \times \sqrt{3}}{4.44 \times 400 \times 10000 \times 4} \times 10^3 = 48.02 \quad (10)$$

所以分别取 $N_{s1}=49$, $N_{s2}=42$, $N_s=90$, $N_q=48$ 匝。

D. 绕组设计

分析自耦变压器输入电流可知其原、副边绕组流过的电流有效值分别为：令电流密度 $j=4A/mm^2$ ，可知：

$$d_p = 1.13 \sqrt{\frac{I_{abp}}{j}} = 1.13 \times \sqrt{\frac{2.13}{4}} = 0.825mm \quad (11)$$

$$d_{s1} = 1.13 \sqrt{\frac{I_{abs}}{j}} = 1.13 \times \sqrt{\frac{7.78}{4}} = 1.576mm \quad (12)$$

$$d_{s2} = d_{q1} = 1.13 \sqrt{\frac{I_{abl}}{j}} = 1.13 \times \sqrt{\frac{3.55}{4}} = 1.065mm \quad (13)$$

$$d_s = d_{q2} = 1.13 \sqrt{\frac{I_{ab2}}{j}} = 1.13 \times \sqrt{\frac{2.67}{4}} = 0.923mm \quad (14)$$

式中 d_p , d_{s1} , d_{s2} , d_{q1} , d_s , d_{q2} 表示其所对应绕组的标称直径。根据线规表可查，原边绕组 N_p 采用两股外皮直径为 0.92mm，标称直径为 0.83mm 的漆包线并绕而成，副边绕组 N_{s1} 采用三股外皮直径为 0.99mm，标称直径为 0.9mm 的漆包线并绕而成，副边绕组 N_{s2} , N_{q1} 采用一股外皮直径为 1.17mm，标称直径为 1.06mm 的漆包线绕制而成，副边绕组 N_s , N_{q2} 采用两股外皮直径为 0.75mm，标称直径为 0.67mm 的漆包线并绕而成。

E. 绝缘设计

由自耦变压器承受电压的情况来看，自耦变压器采用厚度 Z_{in} 为 0.26mm 的电缆纸作为其内层绝缘材料；绕组各层间采用厚度 $Z_{cj}=0.08mm$ 的电缆纸来进行绝缘；变压器各组间采用 $2 \times 0.08mm$ 的电缆纸和 $2 \times 0.05mm$ 聚酯薄膜来进行绝缘，其厚度 $Z_{zj}=0.26mm$ ；采用 $2 \times 0.13mm$ 的醇酸玻璃漆皮和 $2 \times 0.08mm$ 的电缆纸来对外包进行绝缘，其厚度 $Z_{wb}=0.42mm$ 。

F. 校核窗口系数

各绕组导线的截面积分别为：

$$S_p = 0.665mm^2, S_{s1} = 2.309mm^2 \quad (15)$$

$$S_{s2} = S_{q1} = 1.075mm^2, S_s = S_{q2} = 0.884mm^2$$

其窗口校核系数为：

$$K_u = \frac{S_p N_p + S_{s1} N_{s1} + S_{s2} N_{s2} + S_{s1} N_{s1} + S_{s2} N_{s2}}{\varrho} = 0.212 \quad (16)$$

可以绕下。

参数设计结果见下表 1。

表 1 3.5kW DP 型不对称式 18 脉冲

升压自耦变压整流器设计参数

	N_p	N_{s1}	N_{s2}	N_{q1}	N_s	N_{q2}
匝数	122	49	42	48	48	48
线规 (mm)	0.83	0.90	1.06	1.06	0.67	0.67
绕线股数	1	3	1	1	2	2
导线的 有效截面积 (mm^2)	0.541	1.909	0.882	0.882	0.705	0.705
绕组层数	2	2	1	1	2	1
铁芯型号	SD20×20×80					
铁芯重量	1.3kg					
铜线重量	963g					
铜线重量	200g					
变压器总重	2.46kg					
铁芯磁密	10000GS					
铁芯有效 截面积 (cm^2)	4					
线圈电流密度 (A/mm^2)	4					
输入电压 (V)	三相 115					
输入电压频率 (Hz)	400					

根据上述的参数设计结果，我们制作了如下图 3 所示的变压器。

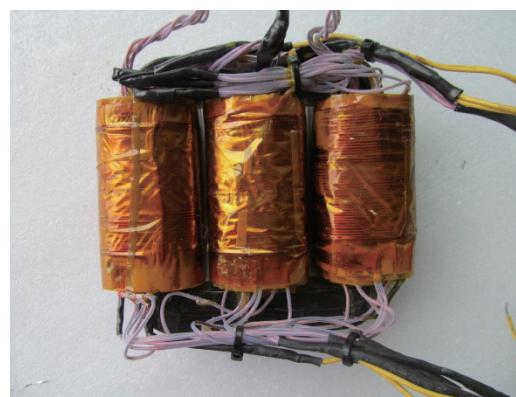


图 3 18 脉冲升压自耦变压器实物图

2.3 整流二极管的选取

每个二极管所承受的最大电压为：

$$V_{DRmax} = \sqrt{2} \times \sqrt{3} \times (1+10\%) V_i = 387.33V \quad (17)$$

整流二极管的电压定额为：

$$V_{RRN} = (2 \sim 3) \times 387.33 = (774.66 \sim 1161.99)V \quad (18)$$

二极管流过电流的有效值为：

$$I_{DR} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \times \frac{8\pi}{18} \times (I_d)^2} = \frac{2}{3} I_d = 6.66A \quad (19)$$

整流二极管的电流定额为：

$$I_{DR(AV)} = (2 \sim 3) \frac{I_{DR}}{1.57} = (8.48 \sim 12.73)A \quad (20)$$

结合以上分析，并且为了使整流二极管达到军品等级，所以这里我们选择的整流二极管为 APT30DL100BG，其耐压值为 1000V，额定工作电流为 30A。

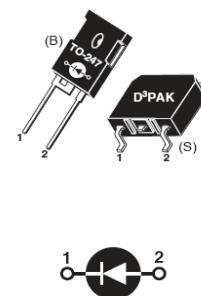


图 4 整流模块 APT100DL60B

3 整流电路 Saber 仿真

将变频器的后级用阻性负载代替作为整流器的负载，取满载的 70% 作为输出的额定载，所以可以求得此时阻性负载为 50Ω，其仿真结果如下：

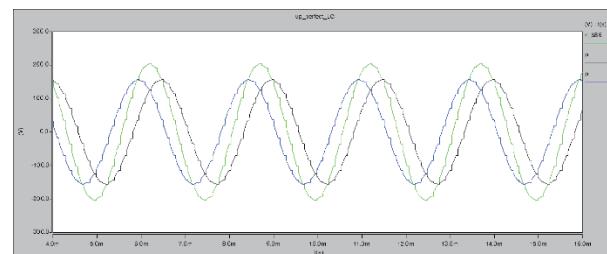


图 5 18 脉冲升压自耦变压整流器三组整流桥的 a 相输入电压

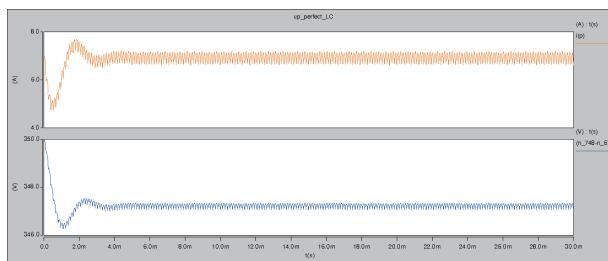


图 6 3.5kW18 脉冲升压自耦变压整流器
额定载时的输出电流、电压图

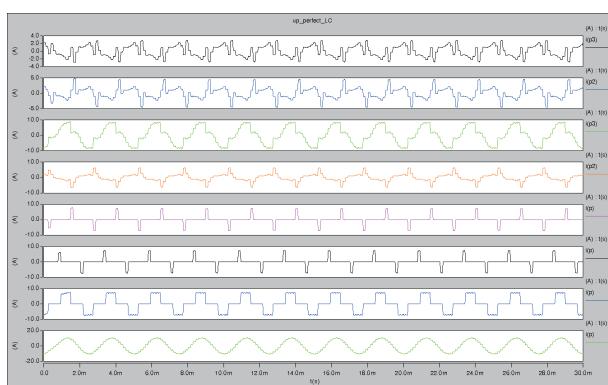


图 7 18 脉冲升压自耦变压器的电流波形图

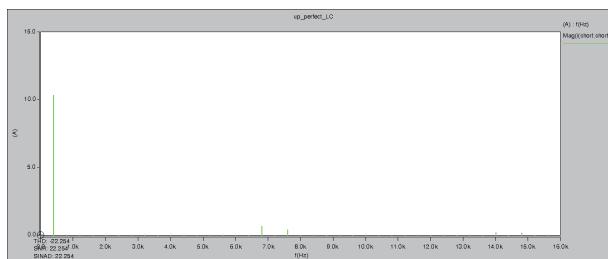


图 8 额定载下 3.5kW18 脉冲升压自耦变压整流器
的输入电流的频谱分析图

从图 5 可以得出，18 脉冲升压自耦变压整流器三组整流桥的三相输入电压相比于非升压拓扑时都以一定的升压比进行了升压，由于本章是按照输出直流电压为 350V 来进行设计分析的，所以升压比为 1.25，从图中可以看出此时主桥 A 相输入电压为 200V 左右，有文献 [1] 可知，非升压时其主桥的输入电压为 165V 左右，所以升压比为 $200/165=1.23$ ，因此可以看出仿真结果与理论分析一致。而从图 7 的升压自耦变压器的电流波形图也可以看出其与理

论分析一致，验证了理论分析的正确性。

而从图 6 可以看出，18 脉冲升压自耦变压整流器的输出电压和输出电流分别为 347V 和 7A 左右，并且纹波都在 0.2V 和 0.2A 以内波动，输出电压和电流在一个交流周期内有 18 个脉动，和理论分析相符。

图 8 为额定载下 3.5kW18 脉冲升压自耦变压整流器的输入电流的频谱分析图，从图中可以看出 A 相输入电流的总谐波含量畸变率 THD 为 7.71%，功率因数为：

$$PF = \cos\Phi / \sqrt{1+THD^2} = 0.997 \quad (21)$$

4 实验验证

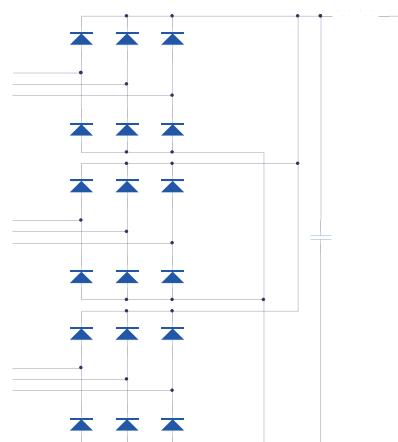


图 9 升压自耦变压器后级连接电路图

由于电解电容要满足在使用时能提供过大的瞬时电流，所以需要在输出端并联一个大容量的电解电容。为了防止加电解电容导致 THD 增加，则可以在输出端串入一个 900uH 的电感再接电解电容，使得 THD 可以达到 10% 以内，以满足航空变频器的要求。相比于在 18 脉冲升压自耦变压整流器三相输入端各串入一个滤波电感的方案，仅在直流输出端串入一个滤波电感可以有效的减少系统的体积重量。升压自耦变压器后级连接电路图如图 9 所示。其实验波形图如下所示。

从图 10 到图 15 的实验波形与分析结果可知，当在 18 脉冲升压自耦变压整流器的直流输出端接入 900uH 的电感时，其三相输入电流的总谐波含量畸变率 (THD) 在 10% 左右，功率因数约为 0.98，相比于仅在其直流输出

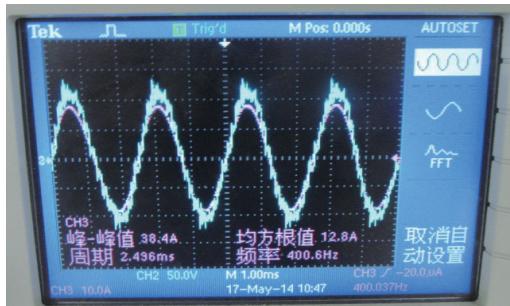


图 10 A 相输入电流实验波形

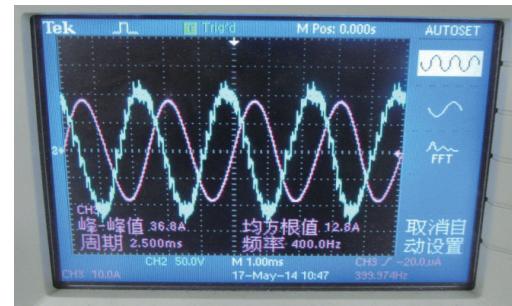


图 14 C 相输入电流实验波形



图 11 A 相输入电流谐波分量清单



图 15 C 相输入电流谐波分量清单

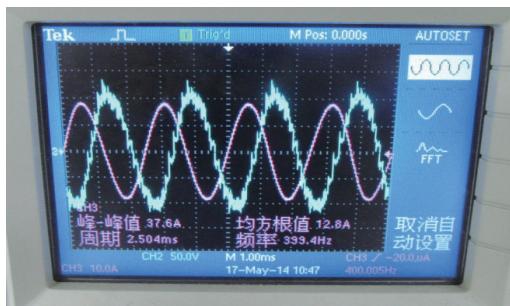


图 12 B 相输入电流实验波形

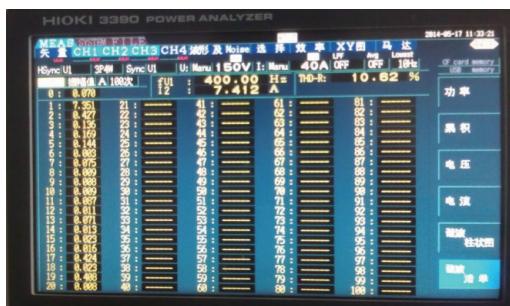


图 13 B 相输入电流谐波分量清单

端并联电解电容的方案，本方案使整流器的三相输入电流具有更少的谐波含量，同时使系统具有更高的功率因数，可以满足航空变频器的技术指标。

5 结论

文章主要介绍了航空高功率因数变频器的硬件设计：

- (1) 提出了采用 DP 型不对称式 18 脉冲升压自耦变压整流器的方案来代替原来方案的不控整流环节，减少了系统的谐波含量，提高了系统的功率因数；
- (2) 对整个系统进行了详细的硬件设计，包括对变频器前级 DP 型不对称式 18 脉冲升压自耦变压整流器的硬件设计和对其后级三相全桥逆变电路部分的硬件设计；
- (3) 对 DP 型不对称式 18 脉冲升压自耦变压整流器进行了 Saber 仿真分析，以验证理论分析和硬件参数设计的正确性；
- (4) 在理论和仿真分析的基础上研制出了一台 3.5kW 的试验样机，并对实验结果进行了分析。

参考文献

- [1] 任志新. 多脉冲自耦变压整流器(ARTU)的研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2008.
- [2] Sewan Choi, Hoag-Hee Lee, Prassd N Enjeti, et al, A New Active Interphase Reactor for 12-Pulse Rectifiers Provides Clean Power Utility Interface, IEEE Trans. On Industry Applications, 1996(32):1304-1311.
- [3] Derek A. Paice, Power Electronic Converter Harmonics: Multipulse Methods for Clean Power, Piscataway, NJ: IEEE Press, 1995.
- [4] Girish R Kamath, Bruce Runyan, Richard Wood. A Novel Autotransformer Based 18-Pulse Rectifier Circuit, IEEE APEC' 02, 2002(2):795-801.
- [5] Alexander Uan-Zo-li, Rolando P. Burgos, Frederic Lacaux, Analysis of New Step-Up and Step-Down Direct Symmetric 18-Pulse Topologies for Aircraft Autotransformer-Rectifier Units, PESC' 05: 1142-1148.
- [6] Rolando P. Burgos, Alexander Uan-Zo-li, Frederic Lacaux, Analysis of New Step-Up and Step-Down 18-Pulse Direct Asymmetric Autotransformer-Rectifiers, Fourtieth IAS Annual Meeting, 2005, 1: 145-152.

上接158页

采用本文提出的冗余设计方法,当系统中某一模块内部开关器件发生故障时,系统能够迅速精确地发现并定位故障模块,并完成该模块的切除隔离以及冗余备份模块的投入,保证系统安全稳定运行,提升了模块化直流电子负载系统的可靠性。同时应用 MATLAB/SIMULINK 软件进行了验证,证明了该设计方法原理的正确性以及可实现性,达到了本设计的预期目的。

参考文献

- [1] H. C. Kanchev, "Modeling of Boost Converter-based Electronic Load with Energy Recycling Capability," 2018 IX National Conference with International Participation (ELECTRONICA), Sofia, 2018, pp. 1-4.
- [2] D. liu et al., "Input-parallel output-parallel (IPOP)

three-level (TL) DC/DC converters with minimized capacitor ripple currents," 2016 IEEE 2nd Annu. Southern Power Electron. Conf. (SPEC), 2016, pp. 1-6.

- [3] P. Tu, S. Yang and P. Wang, "Reliability- and Cost-Based Redundancy Design for Modular Multilevel Converter," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, no. 3, pp. 2333-2342, March 2019.
- [4] C. Nan, S. Angkititrakul and Z. Liang, "Optimal design of a redundant high current DC/DC converter," 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, NC, 2015, pp. 2109-2115.
- [5] Y. Lian, D. Holliday and S. Finney, "Modular input-parallel-output-series DC/DC converter control with fault detection and redundancy," 11th IET International Conference on AC and DC Power Transmission, Birmingham, 2015, pp. 1-8.