

文章编号:1671-251X(2009)05-0026-05

基于 SVPWM 的并联型三电平 有源电力滤波器的研究 *

谭国俊, 张建良, 韩耀飞

(中国矿业大学信电学院, 江苏 徐州 221008)

摘要:文章建立了二极管钳位型三电平三相三线制并联型有源电力滤波器(APF)的数学模型,提出了一种将基于 $i_p - i_q$ 法的指令电流计算、预测电流控制和空间矢量脉宽调制(SVPWM)相结合的并联型三电平有源电力滤波器的控制方案,分析了简化的三电平 SVPWM 控制算法。仿真和实验结果证明,该方案具有良好的谐波补偿效果,同时适合于全数字控制的 DSP 硬件实现和主回路保护,有较好的应用前景。

关键词:电力系统;有源滤波器;三电平;谐波控制;SVPWM;DSP

中图分类号:TM761

文献标识码:A

Research of Three-level Shunt Active Power Filter Based on SVPWM

TAN Guo-jun, ZHANG Jian-liang, HAN Yao-fei

(School of Information and Electrical Engineering of CUMT., Xuzhou 221008, China)

Abstract: The paper established a mathematical model of diode-clamped type three-level shunt active power filter (APF) with three-phase three-wire, put forward a control scheme of shunt three-level APF combining with calculation of instruction current based on $i_p - i_q$ method, predictive current control and space vector pulse width modulation (SVPWM). It also analyzed simplified three-level SVPWM control algorithm. The result of simulation and experiment showed that the scheme has good compensation effect for harmonic wave, and is suited for DSP hardware realization and main circuit protection with full-digital control, has better application prospect.

Key words: power system, active power filter, three-level, harmonic control, SVPWM, DSP

0 引言

随着电力电子技术的发展,非线性负载带来的电网谐波污染和功率因数下降问题得到了广泛的关注。有源电力滤波器(APF)能够对频率和幅值均发生变化的谐波和无功进行动态补偿,阻尼局部电网谐振,减小电压闪变,弥补了传统无源电力滤波器的不足,成为近年来交流输电领域研究的一个热点^[1]。

在目前半导体功率器件容量没有突破性进展的情况下,在高压、大功率场合往往采用多电平变流

器。应用到 APF 时,考虑到控制的复杂性和输出带宽的要求,一般采用三电平结构。根据目前器件的发展水平,三电平变流器是应用于数百千瓦到数兆瓦功率级别和中压场合的较好方案。三电平变流器根据拓扑结构又可分为二极管钳位型(NPC)、飞跨电容型和级联型3种类型。

本文采用二极管钳位型三电平逆变器作为并联型 APF 的主回路,对控制中的2个关键方面,即指令电流的计算和补偿电流的产生方法进行了研究。指令电流计算采用基于瞬时无功功率理论的 $i_p - i_q$ 法,具有响应速度快,不受电网电压畸变影响等优点;补偿电流的产生,通过预测电流控制产生电压源型三电平逆变器所需的给定电压,然后根据开关损耗最低的原则,采用简化的三电平空间电压矢量脉宽调制(SVPWM)算法获得期望的电压输出。

图1为三相三线制并联型 APF 的等效电路,

收稿日期:2008-12-29

*基金项目:江苏省普通高校研究生科研创新计划资助项目(CX07B_101Z)

作者简介:谭国俊(1962-),男,教授,博士研究生导师,主要从事电力电子与电力传动方面的研究与教学工作。E-mail: zhang_1000@126.com

设:

$$i_{Lx} = i_{fx} + i_{hx}$$

$$i_{cx} = -i_{hx}$$

则:

$$i_{sx} = i_{Lx} + i_{cx} = i_{fx} \quad (1)$$

式中: x 代表 a 、 b 或 c 相, i_{Lx} 、 i_{fx} 、 i_{hx} 分别表示负载电流及其基波分量和谐波分量。式(1)说明了并联型 APF 的基本原理。

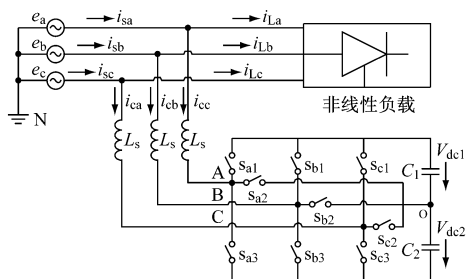


图 1 三电平 APF 等效电路图

二极管钳位型三电平 PWM 逆变器^[3]不需采取均压措施,每个开关器件关断时仅承受 1/2 直流母线电压,可以产生 1、0、-1 三个开关状态,有 27 个输出电压矢量可供选择^[2],相对于二电平的 8 个电压矢量,三电平逆变器可以输出更多的电压阶梯,获得更低的总谐波失真率 (THD)。本文所采用的改进的 SVPWM 算法,非常适合 DSP 的硬件实现。通过判断电容充放电状态和切换空间电压矢量所在的小六边形区域,较好地解决了电容电压平衡问题。在 1 个开关周期里,逆变器每个桥臂的 4 个开关只有 2 个动作,开关频率较低,加上低的关断电压,系统开关损耗较小,适合于高压大功率场合使用。

本文从实用角度对三电平 APF 的控制方法进行仿真和实验结果表明了该方法的有效性。

1 三电平并联型 APF 的数学模型

在推导三电平并联型 APF 数学模型前,假设以下前提条件成立^[4]:

(1) 电网三相电压对称;

(2) 主电路开关为理想元件,其通断控制由开关函数描述。

定义开关函数 s_{ij} ($i = a, b, c; j = 1, 2, 3$):

$$\begin{cases} s_{ij} = 1, & \text{开关闭合} \\ s_{ij} = 0, & \text{开关断开} \end{cases} \quad (2)$$

且 s_{ij} 满足下列约束条件:

$$\begin{cases} s_{a1} + s_{a2} + s_{a3} = 1 \\ s_{b1} + s_{b2} + s_{b3} = 1 \\ s_{c1} + s_{c2} + s_{c3} = 1 \end{cases} \quad (3)$$

由图 1 的等效电路,根据基尔霍夫电压定律,列出交流侧 A、B、C 三相的电压方程如下:

$$\begin{cases} L_s \frac{di_{ca}}{dt} = e_a - V(s_{a1}, o) - V(o, N) \\ L_s \frac{di_{cb}}{dt} = e_b - V(s_{b1}, o) - V(o, N) \\ L_s \frac{di_{cc}}{dt} = e_c - V(s_{c1}, o) - V(o, N) \end{cases} \quad (4)$$

式中: L_s 为逆变器交流侧电感; e_a 、 e_b 、 e_c 为电网三相电压; i_{ca} 、 i_{cb} 、 i_{cc} 为交流侧输入电流; $V(s_{a1}, o)$ 、 $V(s_{b1}, o)$ 、 $V(s_{c1}, o)$ 为逆变器交流侧输入端与直流中点电位之差; $V(o, N)$ 为直流侧中点与电网三相电压中点之间的电压差。

其中:

$$\begin{cases} V(s_{a1}, o) = s_{1a} V_{dc1} + s_{3a} V_{dc2} \\ V(s_{b1}, o) = s_{1b} V_{dc1} + s_{3b} V_{dc2} \\ V(s_{c1}, o) = s_{1c} V_{dc1} + s_{3c} V_{dc2} \end{cases} \quad (5)$$

由于

$$\begin{cases} i_{ca} + i_{cb} + i_{cc} = 0 \\ e_a + e_b + e_c = 0 \end{cases} \quad (6)$$

将式(5)代入式(4),可以得到式(7):

$$V(o, N) = -[V(s_{a1}, o) + V(s_{b1}, o) + V(s_{c1}, o)]/3 \quad (7)$$

且:

$$\begin{cases} V(s_{a1}, N) = \left\{ s_{a1} - \frac{(s_{a1} + s_{b1} + s_{c1})}{3} \right\} V_{dc1} + \left\{ s_{a3} - \frac{(s_{a3} + s_{b3} + s_{c3})}{3} \right\} V_{dc2} \\ V(s_{b1}, N) = \left\{ s_{b1} - \frac{(s_{a1} + s_{b1} + s_{c1})}{3} \right\} V_{dc1} + \left\{ s_{b3} - \frac{(s_{a3} + s_{b3} + s_{c3})}{3} \right\} V_{dc2} \\ V(s_{c1}, N) = \left\{ s_{c1} - \frac{(s_{a1} + s_{b1} + s_{c1})}{3} \right\} V_{dc1} + \left\{ s_{c3} - \frac{(s_{a3} + s_{b3} + s_{c3})}{3} \right\} V_{dc2} \end{cases} \quad (8)$$

由基尔霍夫电流定律,得:

$$\begin{cases} C_d \frac{dV_{dc1}}{dt} = s_{a1} i_{ca} + s_{b1} i_{cb} + s_{c1} i_{cc} \\ C_d \frac{dV_{dc2}}{dt} = s_{a2} i_{ca} + s_{b2} i_{cb} + s_{c2} i_{cc} \end{cases} \quad (9)$$

综合式(4)~(9)可得到 ABC 坐标系下三电平 APF 的数学模型:

$$Z\dot{X} = AX + Be \quad (10)$$

$$Z = \text{diag}[L_s \quad L_s \quad L_s \quad C_d \quad C_d] \quad (11)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\left\{ \begin{matrix} s_{a1} - \frac{s_{a1} + s_{b1} + s_{c1}}{3} \\ s_{b1} - \frac{s_{a1} + s_{b1} + s_{c1}}{3} \\ s_{c1} - \frac{s_{a1} + s_{b1} + s_{c1}}{3} \end{matrix} \right\} & \left\{ \begin{matrix} s_{a2} - \frac{s_{a2} + s_{b2} + s_{c2}}{3} \\ s_{b2} - \frac{s_{a2} + s_{b2} + s_{c2}}{3} \\ s_{c2} - \frac{s_{a2} + s_{b2} + s_{c2}}{3} \end{matrix} \right\} \\ s_{a1} & s_{b1} & s_{c1} & 0 \\ s_{a2} & s_{b2} & s_{c2} & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$X = [i_a \quad i_b \quad i_c \quad V_{dc1} \quad V_{dc2}]^T \quad (13)$$

$$B = \text{diag}[1 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 0] \quad (14)$$

$$e = [e_a \quad e_b \quad e_c \quad 0 \quad 0]^T \quad (15)$$

$$\begin{cases} e_a = V_m \cos(t) \\ e_b = V_m \cos(t - 2/3) \\ e_c = V_m \cos(t + 2/3) \end{cases} \quad (16)$$

式中: V_m 为相电压峰值; ω 为电网角频率。

由式(10)的数学模型可以看出,三电平 PWM 逆变器构成的并联型 APF 每相电流都是由三相开关函数共同决定的。三电平逆变器是一个相互耦合的多阶非线性时变系统,其直流侧中点电位由中点电流决定,而中点电流是由三相电流和三相开关函数共同决定,所以,为了保持中点电位的稳定,要同时考虑中点电流方向和三相开关状态。

2 基于 $i_p - i_q$ 法的指令电流计算

基于瞬时无功功率理论的 $i_p - i_q$ 谐波检测方法具有不受电网电压波形畸变的影响、实时性好等优点,因而在有源电力滤波器中应用较多。该方法在进行旋转坐标变换时需用到与 a 相电压同相位的正弦信号和余弦信号,它们由一个锁相环和一个正、余弦信号发生电路得到。 $i_p - i_q$ 法的原理如图 2 所示^[5]。

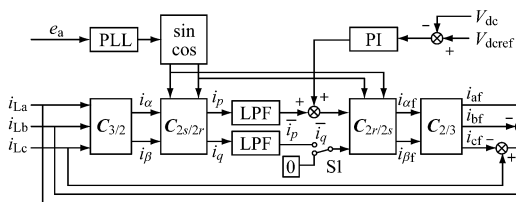


图 2 $i_p - i_q$ 法的原理图

通过对开关 S1 状态的控制可以选择只补偿谐波或同时补偿谐波和基波无功。其变换矩阵为

$$\begin{bmatrix} i \\ i \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(t) & \sin(t) \\ -\sin(t) & \cos(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ i \end{bmatrix} \quad (18)$$

由于采用的是等功率变换,反变换时只需将变换矩阵转置,即 $C_{2r/2s} = C_{2s/2r}^T$, $C_{2/3} = C_{3/2}^T$, 这里不再赘述。

在 APF 的控制中,直流侧电压必须保持恒定。虽然理想情况下,有源滤波器在稳态工作时与电网不存在有功能量交换,但是由于开关器件和线路的损耗,电容电压会产生波动。本文将直流电压给定值和实际值的偏差经 PI 调节后,叠加到基波有功分量,由此计算出的指令电流含有补偿分量,注入有源滤波器可以使直流电压保持稳定(见图 2)。

3 预测电流控制

参考文献[6]提出的预测电流控制实际上提供了 SVPWM 所需要的参考电压矢量。设 v_x 为逆变器某一相交流侧电压,忽略电感电阻,则:

$$v_x = L_s \frac{di_{cx}}{dt} + e_x \quad (19)$$

式(19)可用离散形式表示为

$$v_{x(n+1)}^* = L_s \left(\frac{i_{cx(n+1)}^* - i_{cx(n)}}{T_s} \right) + e_{x(n)} \quad (20)$$

$i_{cx(n+1)}^*$ 和 $v_{x(n+1)}^*$ 分别为 APF 的某一相在下一个采样时刻的电流和预测输出电压; T_s 为 PWM 采样周期。

由于在当前采样时刻无法获知下一个采样点的参考电流,可以用 $i_{cx(n)}^*$ 替代 $i_{cx(n+1)}^*$, 这样就产生一个采样周期的延时。延时产生的跟踪误差会随着采样频率的提高而变得可以接受。因此,逆变器每相输出参考电压为

$$v_{x(n+1)}^* = L_s \left(\frac{i_{cx(n)}^* - i_{cx(n)}}{T_s} \right) + e_{x(n)} \quad (21)$$

4 简化的三电平 SVPWM 算法

图 3 为三电平逆变器的电压矢量图,可认为它是由 6 个小六边形的二电平矢量图互相重叠而成的。

这 6 个小六边形分别以 $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$ 为原点,通过判断参考电压矢量所在的小六边形区

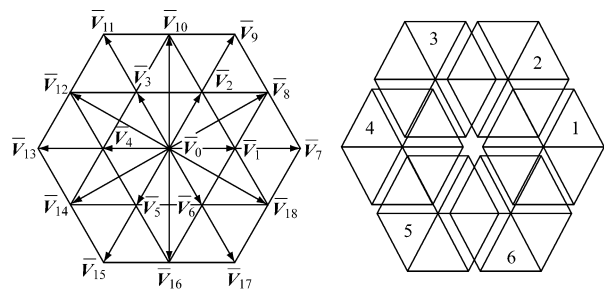


图 3 三电平逆变器的电压矢量图

域 S , 将参考电压矢量的原点平移到相应的小六边形原点, 对参考电压矢量进行修正。例如当 $S = 1$ 时, 只需将 v_{ref} 减去 v_1 , 即可得到修正的参考电压矢量(在 $\alpha\beta$ 坐标系下), 具体修正值如表 1 所示。然后就可以在小六边形内使用传统的二电平算法计算各矢量的作用时间。

表 1 参考电压矢量修正表

| S | v_{ref} | v_{ref} | S | v_{ref} | v_{ref} |
|-----|-------------------------|--------------------------------|-----|-------------------------|--------------------------------|
| 1 | $v - \frac{1}{3}V_{dc}$ | v | 4 | $v + \frac{1}{3}V_{dc}$ | v |
| 2 | $v - \frac{1}{6}V_{dc}$ | $v - \frac{V_{dc}}{2\sqrt{3}}$ | 5 | $v + \frac{1}{6}V_{dc}$ | $v + \frac{V_{dc}}{2\sqrt{3}}$ |
| 3 | $v + \frac{1}{6}V_{dc}$ | $v - \frac{V_{dc}}{2\sqrt{3}}$ | 6 | $v - \frac{1}{6}V_{dc}$ | $v + \frac{V_{dc}}{2\sqrt{3}}$ |

针对三电平逆变器出现的中点电位控制问题, 本文采用改变 S 值法。例如当参考矢量位于 $S1$ 和 $S2$ 的重叠区域时, 如果取 $S = 1$, 矢量作用顺序为 $(0-1-1, 00-1, 10-1, 100)$; 如果取 $S = 2$, 矢量作用顺序则为 $(00-1, 10-1, 100, 110)$ 。如果, 此时电容实际电压低于给定参考电压, 则电容处于充电状态。从图 4 可以分析得到, $S = 1、3、5$ 时, 中点电位上升, $S = 2、4、6$ 时, 中点电位下降; 反之, 如果电容电压高于给定电压, 电容处于放电状态, $S = 1、3、5$ 时, 中点电位下降, $S = 2、4、6$ 时, 中点电位上升。这样通过对重叠区域 S 值的选取即可有效地控制中点电位。

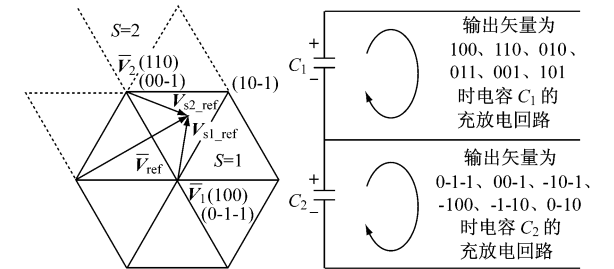


图 4 中点电位控制示意图

5 仿真及实验

为了验证本文所采用算法的可行性, 笔者利用

Matlab 7.04 对基于 $i_p - i_q$ 法的指令电流计算、预测电流控制和简化的 SVPWM 算法进行仿真, 并在实验室搭建的三电平逆变器实验平台上进行实验。APF 主控制器采用 TI 公司生产的 TMS320F2812 DSP。仿真和试验参数: 电网电压为 380 V, 50 Hz; APF 接入电感为 1.5 mH; 非线性负载为 5、10 mH 二极管不控整流带阻感负载; 开关频率为 10 kHz; 直流侧电压设为 900 V; 实验波形为 D/A 输出波形。

图 5 为负载电流、补偿后的 a 相电源电压和电源电流、补偿后的 a 相电源电流 THD 仿真波形。

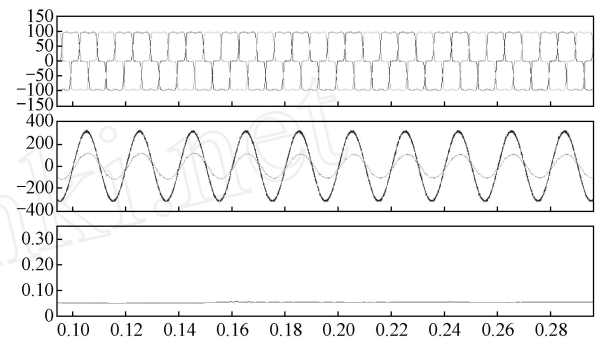


图 5 负载电流、补偿后的 a 相电源电压和电源电流、补偿后的 a 相电源电流 THD 仿真波形

图 5 表明, 三相二极管整流电路的负载电流基本为正负方波, 理论上 THD 达到 25%, 波形畸变严重; 采用本文的方法补偿后的电源电流基本为正弦波, 且功率因数控制为 1, THD 不超过 5%, 滤波效果良好。

图 6 为 APF 输出线电压、电容中点电位偏移量仿真波形。

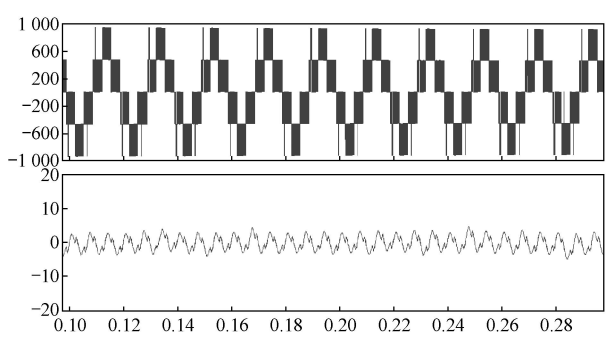


图 6 APF 输出线电压、电容中点电位偏移量仿真波形

图 6 上部为 APF 输出线电压波形, 表明改进的 SVPWM 算法能快速响应指令电流的变化, 输出所需的电压矢量。图 6 下部为中点电位波形, 虽有波动但幅度不超过 ± 5 V, 完全可以接受, 说明中点电

位控制算法是可行的。波动是由于与电网的无功交换造成的,可通过增加电容容量来减小波动,但势必增加系统体积和成本。

图 7 为补偿后的 a 相电压和电流实验波形,与图 5 的仿真波形相比,两者波形一致,电流基本为正弦波且功率因数为 1。

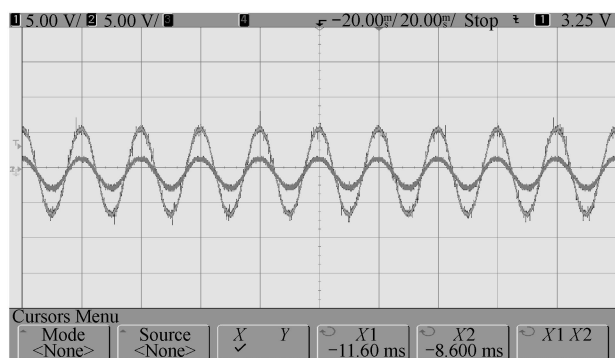


图 7 补偿后的 a 相电压和电流实验波形

图 8 为电容中点电位实验波形。从图 8 可看出,电容中点电位实验波形基本保持恒定,说明通过切换 s 值来控制中点电位是可行的。

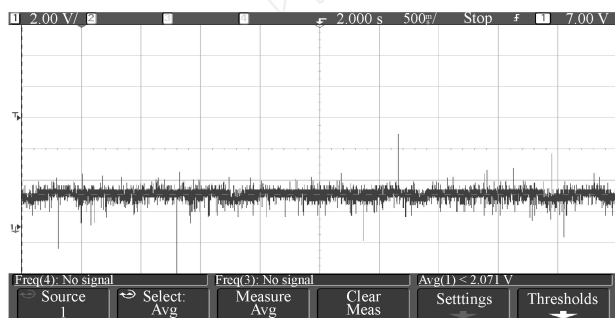


图 8 电容中点电位实验波形

6 结语

本文通过将成熟的 $i_p - i_q$ 法、预测电流控制和改进的三电平空间矢量调制相结合,成功解决了多电平技术在 APF 应用中控制复杂、难以硬件实现等问题,具有一定的实用价值和理论意义。由此也可以预见,采用多电平技术,通过功率器件开关动作的有效组合,提高 APF 的等效输出带宽,是现实可行的。在下一步的研究中,可考虑采用级联的方法,采用载波相移 PWM 技术,获得更高的电平数,从而大大扩展有源滤波装置的容量,提高谐波抑制和无功补偿的效果。

参考文献:

- [1] 王兆安,杨君,刘进军,等. 谐波抑制和无功功率补偿 [M]. 2 版. 北京:机械工业出版社,2005.
- [2] JAE H S, CHANG H C, DONG S H. A New Simplified Space-vector PWM Method for Three-level Inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(4): 545 ~ 550.
- [3] 宋文祥,陈国呈,武慧,等. 一种具有中点电位平衡功能的三电平空间矢量调制方法及其实现 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 95 ~ 100.
- [4] 张崇巍,张兴. PWM 整流器及其控制 [M]. 北京:机械工业出版社,2003.
- [5] 陈东华,谢少军,周波. 用于有源电力滤波器谐波和无功电流检测的一种改进同步参考坐标法 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(20): 62 ~ 67.
- [6] MASSOUD A M, FINNY S J, WILLIAMS B W. Predictive Current Control of a Shunt Active Power Filter [C] // Power Electronics, Machines and Drives. The 3rd IET International Conference, Dublin: The Contarf Castle, 2006: 388 ~ 393.

智能高频开关电力操作电源系统

智能高频开关电力操作电源系统由高频开关电源模块、监控模块、充电模块等组成。高频开关电源模块主要应用在发电厂、水电站以及各类变电站,为断路器分、合闸及二次回路的仪器、仪表、继电保护和故障照明提供直流电源。监控模块采用集散方式对系统进行监测和控制,充电柜、馈电柜的运行参数及充电模块的运行参数分别由配电监控电路和监控模块电路采集处理,然后通过串行通信口将处理后的信息上报给监控模块,由监控模块统一处理后在液晶屏上显示;监控模块还可通过人机交互操作方式对系统进行设置和控制,若有需要还可接入远程监控系统;监控模块还能对每个充电模块进行均/浮充控制、限流控制等。

该智能高频开关电力操作电源系统已在充矿集团济宁三号煤矿泗河口煤港 6 kV 变电所应用,可对供电系统进行全方位的管理和控制,实现了无人值守,取得了较好的效果。

(李剑峰)