

文章编号: 1673-8691(2007)02-0124-05

大功率三相正弦波逆变器对称输出研究

李继君¹, 肖少斌¹, 吕青¹, 吴保芳²

(1.空军雷达学院教学实习工厂, 武汉 430019; 2.空军雷达学院电子对抗系, 武汉 430019)

摘要: 针对常规三相逆变电源不能满足任意不平衡负载, 提出了一种电路和磁路自然解耦的电路结构和控制方案. 各相分别采用独立的电压环和相位环对参考正弦进行脉宽和相位调制, 因而保证了逆变电源输出电压和相位的2个对称性. 仿真和12 kW的整机实验证明了方案的正确性, 并获得了满意的效果.

关键词: 非平衡负载; 三相对称性; 锁相环; 正弦脉宽相位调制

中图分类号: TM92; TM464 **文献标识码:** A

三相正弦波逆变电源为负载提供优质对称的三相电能是应具备的最基本特性之一. 随着应用和技术的发展, 对这一品质的要求越来越高. 常规的三相逆变电源在负载平衡的情况下, 可以获得比较好的对称输出特性. 然而, 在非平衡负载下, 由于电源相与相之间的电路和磁路有很强的耦合关系, 以及逆变器输出阻抗和滤波阻抗不能为零. 这就影响到三相电源输出的对称性^[1], 负载的不平衡度越严重, 影响就越大.

三相电源不对称可能对负载造成不良后果, 以致使一些较敏感的设备不能正常工作. 因此, 国际电工委员会(IEC)制定的电磁兼容 IEC-1000 系列标准, 将“不平衡”(不对称)列入其中, 这主要是因为平衡与否涉及到与供、用电质量直接相关的量^[2]. 国内也将其要求列入了相关标准^[3,4]. 为克服常规三相逆变电源的这一缺陷, 国内外学者作了很多卓有成效的研究^[5-14]. 这些方案中, 电路和磁路都实现了解耦, 对三相输出不对称的抑制也能起到比较好的作用. 但有的仅适用于小功率或不需要隔离输出的场合. 作者在研究中还发现, 实现三相电压幅值的对称相对比较容易, 但要同时达到到相位的对称却比较困难.

一个 m 相对称系统, 是指各相电量(电动势、电压或电流)大小相等, 而且顺序相邻间的相移等于 $2\pi/m$. 根据对称性的这一定义, 只要不符合对称条件之一的就不能称之为对称系统^[2]. 所以在一些要求较高的应用领域, 如航空和军事装备中使用的三相 400 Hz 逆变电源, 不但规定了三相电压幅值的对称标准, 同时规定了相邻两相相移的标

准^[3,4]. 在已有的文献资料中, 对三相电压幅值对称性关注的较多, 兼顾相位对称性的研究比较少见.

本文提出一种自然解耦的电路结构和相应的控制方案, 基于对称分量法分析了常规三相逆变电源产生不对称输出的机理, 各相采用独立的电压环和相位环对参考正弦进行脉宽和相位调制, 以保证逆变电源电压和相位的对称性; 给出了主电路拓扑、电压环和相位环的电路组成、控制原理及其实现方法, 并对系统进行了建模分析、仿真及实验. 研究表明, 该控制方案较好地解决了2个对称性的问题, 达到工程标准^[3,4]要求的效果.

1 常规三相逆变电源输出不对称机理

航空和军事装备中使用的三相大功率正弦波逆变电源, 均要求变压器隔离并采用三相四线输出, 电路结构如图1所示. 为分析方便, 忽略各IGBT

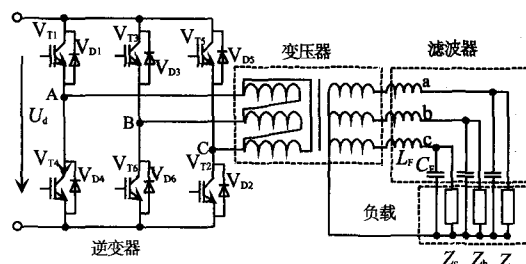


图1 三相逆变电源一般电路结构

死区时间、门极驱动、集射之间饱和压降的一致性, 以及线路阻抗、谐波诸因素的影响, 可以认为变压器原边的基波是对称的; 假定三相变压器对称并忽略励磁电流. 根据对称分量法, 任1组三相不对称相量可以分解为正序、负序和零序3组对

收稿日期: 2007-03-07; 修订日期: 2007-03-20

作者简介: 李继君(1959-), 男, 工程师, 主要从事电力电子装置开发研究.

称分量.由电路的叠加原理,也可以把这3组各序分量相加得到实际的不对称相量.因为每组分量都是对称的,可以只分析其中的一相,为方便且不失一般性,设变压器原副边的匝数相等,并将副边折算到原边.遵循习惯的原副边正方向的约定,以a相为基准相,变压器一相各序分量的等值电路如图2所示^[15](图中 Z_{as} 为变压器漏阻抗与滤波电感的串联阻抗, $\dot{U}_a^+, \dot{U}_a^-, \dot{U}_a^0, \dot{I}_a^+, \dot{I}_a^-, \dot{I}_a^0$ 分别是电压电流的正序,负序和零序分量).

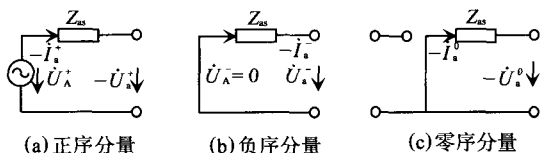


图2 一相各分量等值电路

负载端的电压、电流关系为

$$\begin{cases} \dot{U}_a = \dot{U}_a^+ + \dot{U}_a^- + \dot{U}_a^0 \\ \dot{I}_a = \dot{I}_a^+ + \dot{I}_a^- + \dot{I}_a^0 \\ \dot{U}_a = \dot{I}_a Z_a \end{cases} \quad \begin{cases} -\dot{U}_a^+ = \dot{U}_a^+ + \dot{I}_a^+ Z_{as} \\ -\dot{U}_a^- = \dot{I}_a^- Z_{as} \\ -\dot{U}_a^0 = \dot{I}_a^0 Z_{as} \end{cases}$$

由于原边对称,即 $\dot{U}_a^+ = \dot{U}_a$, $\dot{U}_a^- = 0$, $\dot{U}_a^0 = 0$, a相的负载电流为

$$\dot{I}_a = \frac{\dot{U}_a}{Z_a + Z_{as}} \quad (1)$$

于是各相负载电流可表示为

$$\dot{I}_k = \frac{1}{Z_k + Z_{as}} [\dot{U}_A \quad \dot{U}_B \quad \dot{U}_C]^T \quad (2)$$

式中 Z_k ($k \in a, b, c$)为负载阻抗与滤波电容的并联阻抗.变压器副边电压,电流的各序分量关系分别表示为

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_a^{+,-,0} \\ \dot{I}_a^{+,-,0} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_k \\ \dot{I}_k \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_k \\ \dot{I}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^{-1} & 0 \\ 0 & A^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_k^{+,-,0} \\ \dot{I}_k^{+,-,0} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中 $\begin{cases} \dot{U}_a^{+,-,0} = [\dot{U}_a^+ \quad \dot{U}_a^- \quad \dot{U}_a^0]^T \\ \dot{I}_a^{+,-,0} = [\dot{I}_a^+ \quad \dot{I}_a^- \quad \dot{I}_a^0]^T \end{cases}$, $\begin{cases} \dot{U}_k = [\dot{U}_a \quad \dot{U}_b \quad \dot{U}_c]^T \\ \dot{I}_k = [\dot{I}_a \quad \dot{I}_b \quad \dot{I}_c]^T \end{cases}$,

$A = \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$ 对称分量变换矩阵, $a = e^{j2\pi/3} =$

$(-1 + j\sqrt{3})/2$ 为旋转因子.由式(1)可知,三相输出电压不平衡的主要原因是三相负载不平衡.三相逆变器在同步和反向同步旋转坐标系中正序及负序PI控制器的作用下,可以对正序和负序分量产生很好的补偿作用.由图2(c)可知,变压器原边对零序分量相当于开路.无论变压器是 Δ/Y ,还是 Δ/Y_0 (带中线)连接,零轴矢量的控制补偿作用无法从逆变器传输到输出端,常规逆变器对零序分量失去了控制作用^[12].因而,试图单从控制策略解决三

相逆变器输出不对称问题显然是不可能的,还必须考虑逆变电源结构的固有特性.

当变压器为 Δ/Y_0 联接,负载阻抗不平衡时, $i_a + i_b + i_c \neq 0$,输出电压和负载电流的零序分量有如下关系

$$\begin{cases} di_k^0/dt = (i_k^0 - i_{kz}^0)/C_F \\ di_k^0/dt = -(u_k^0 + i_k^0 r_k)/L_k \end{cases} \quad (5)$$

式中 i_{kz} 为负载电流的零序分量, $r_k = r_{l1} + r_{2s} + r_F$, $L_k = L_{l1} + L_{2s} + L_F$, r_{s1} , L_{l1} 为变压器原边漏阻抗与零序励磁阻抗的并联阻抗, r_{2s} , L_{2s} 为副边的漏阻抗, r_F , L_F 为滤波电感阻抗.上式说明零序分量与变压器的漏抗、零序励磁阻抗及滤波阻抗有关.

2 对称系统建模与控制

2.1 系统主电路结构

要实现对称输出必须从电路结构和控制策略2个方面入手.图3为主电路拓扑.逆变器有6个桥臂,2个桥臂组成一个单相逆变器,构成三相中

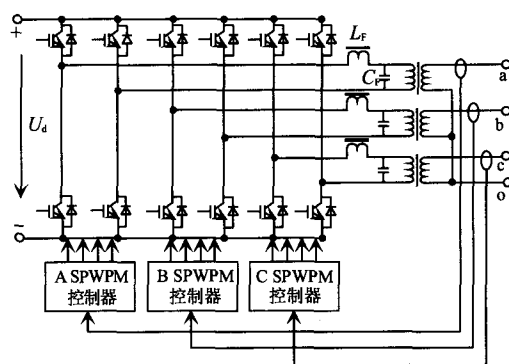


图3 主电路拓扑

的一相,每相电压由独立的控制器(PI)调节.当三相负载不平衡时,负载端各相仍有正序、负序、零序分量存在.由于PI控制器对3个分量都有很好的补偿作用,而且3个单相变压器为组合式(以下简称组式)结构,各自有独立的磁路,互不影响,完全解耦.变压器副边零序电流引起的零序磁通要由原边的励磁电流来平衡,而组式变压器的零序励磁阻抗要比3柱铁心变压器的零序励磁阻抗大得多,等于正序分量的励磁阻抗^[15].因此,由零序励磁电流对变压器励磁电流引起的电流畸变很小.适当设计滤波电路可以使零序分量的影响忽略不计,这一环节对任何正弦波逆变器都是不能省略的.这种结构的最大特点,使得三相系统处于一种自然解耦状态,相与相之间的各序分量没有耦合关系.无需采用复杂的解耦控制算法,使控制变得简单易行,可以节省大量的软件开销.且各单相逆变器可采用单极倍频方式,输出频谱特性好,能够

提高等效开关频率,降低开关损耗,这些优点对于大功率的逆变电源是很可贵的。

图4是其中一相的控制框图,虚线框中分别是锁相环路(PLL)和逆变器模型。为保证电压的对称性,各相采用独立的控制通道。每个通道包含参考正弦(调制波)发生器、正弦脉宽相位调制器(SPWPM)、PI控制器、PLL、反馈调理电路等。三相共用一路三角波载波。三相相位基准发生器在系统时钟作用下,产生三相互差120°的相位基准信号 u_{kp} 。各相输出的基波正弦电压在PLL的作用下分别与相应的基准相位信号 u_{kp} 同步。反馈信号 u_{kf} 一路送至PI控制器,用以控制 m (幅度调制比);一路经调理电路后变换为方波信号 U_{kf} 送到电子切换开关。VCO(压控振荡器)输出经 N 分频后的 U_{kN} 也送到电子切换开关。当主电路处于待逆变状态时,由切换开关送至PLL参与相位比较锁相,防止PLL失锁,由此构成PLL的控制内环。当逆变器启动且输出正常,控制信号将 U_{kf} 无扰动地切换至PLL。完成相位的反馈闭环控制。由图4可分别得到电压幅值和相位控制的传递函数。

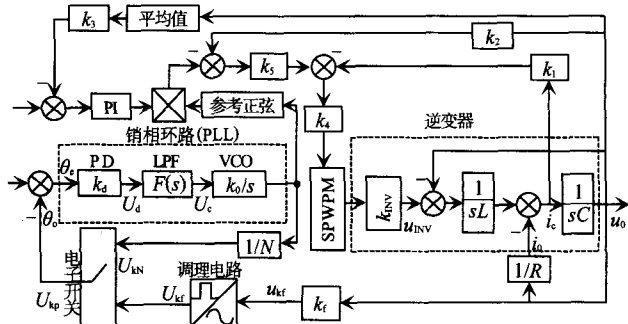


图4 系统(一相)控制框图

2.2 幅值控制电压环

为提高系统的动态响应速度,设置了电压和电流瞬时值反馈内环,电压外环为PI控制,以消除稳态静差。由图4得到电压内环的控制方程

$$H_v(s) = \frac{k_a k_3 k_{INV}}{LCs^2 + [(L/R) + k_1 k_a k_{INV} C]s + (1 + k_2 k_a k_3 k_{INV})} \quad (6)$$

式中 L 、 C 为滤波电感和滤波电容, R 为负载电阻,滤波参数的设计本文不予涉及。为求取PI控制器的参数,简化后的控制框图如图5(a)所示。设计电压外环时,把内环作为被控对象。外环的控制只是调节参考正弦波的幅值,即输出400Hz正弦波的电压。实质是被控对象传递函数在幅频特性上400Hz对应的增益。选取 $L=700\mu\text{H}$, $C=30\mu\text{F}$, $R=3.3\Omega$, $k_1=k_2=k_3=k_4=1$, $k_{INV}=500$,虚线框中部分可等效为一个比例系数 $k_e=|H(s)|=0.98$ 。零点频率选在800

Hz处,剪切频率则为80Hz^[16]。

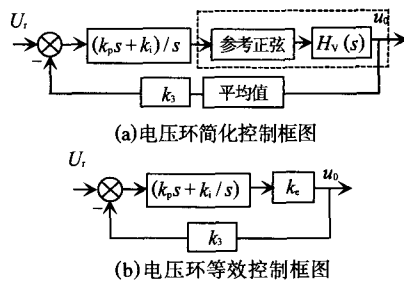


图5 电压环控制框图

由

$$\begin{cases} \frac{k_i}{k_p} = 1600\pi \\ \left| \frac{k_e(k_p s + k_i)}{s} \right|_{s=j160\pi} = 1 \end{cases} \quad (7)$$

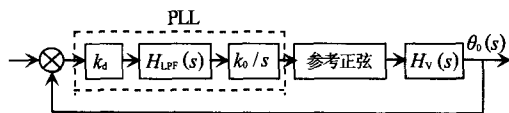
得PI的控制参数 $k_p=0.1$, $k_i=502.66$ 。进一步简化如图5(b)。

2.3 相位控制锁相环

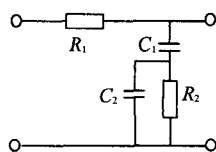
由图4同样可得到相位环的传递函数

$$H_\theta(s) = \frac{k_d k_0 H_{LPF}(s) H_v(s)}{s + k_d k_0 H_{LPF}(s) H_v(s)} \quad (8)$$

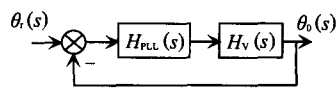
式中 k_d , k_0 分别是鉴相器(PD)和VCO的增益, $H_{LPF}(s) = \frac{\tau_3 s + 1}{\tau_1 \tau_2 s^2 + (\tau_1 + \tau_2)s + 1}$ 为环路滤波器的传递函数。图6是LPF及相位控制框图,电压内环 $H_v(s)$ 依然是被控对象,体现的是相频特性上400Hz对应的相移(系统的寄生相移),它由逆变器的输出阻抗、滤波阻抗以及负载阻抗决定。PLL的控制只是调节参考正弦波的初相角,也就是使输出400Hz正弦波



(a) 相位环控制框图



(b) 滞后超前LPF



(c) 简化相位环控制框图

图6 LPF及相位控制框图

电压的相位,始终跟踪给定相位。

式(8)说明,相位控制性能除了与PLL的固有特性有关外,LPF的设计至关重要。一旦PLL的工作电压,VCO的参数确定,就可以自由地设计LPF各时间常数^[17]。选取小时间常数 $M=-10\text{dB}$,环路滞后30°,相位裕量60°; $N=64$, $k_d=5/4\pi(\text{V/rad})$, $k_0=16(\text{kHz/V})$,算得 $\tau_1=R_1 C_1=2.31 \times 10^{-2}\text{s}$, $\tau_2=R_2 C_2=1.35 \times 10^{-3}\text{s}$, $\tau_3=R_2(C_1+C_2)=1.22 \times 10^{-2}\text{s}$ 。

2.4 正弦脉宽相位调制器

对称性控制的关键就是能够对参考正弦的幅值和初相进行实时控制. 与普通正弦脉宽调制器 (SPWM) 不同的正是添加了对参考正弦相位的控制功能, 即为正弦脉宽相位调制器 (SPWPM), 图 7 为组成示意图.

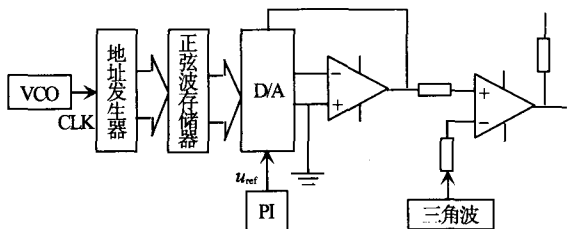


图 7 正弦脉宽相位调制器

锁相环 VCO 的输出作为计数器时钟产生地址, 顺序读取存储器中的正弦波数据, 由 D/A 生成参考正弦, 以此决定其相位; PI 控制器的输出作为 D/A 的参考电压, 控制参考正弦的幅值, 二者构

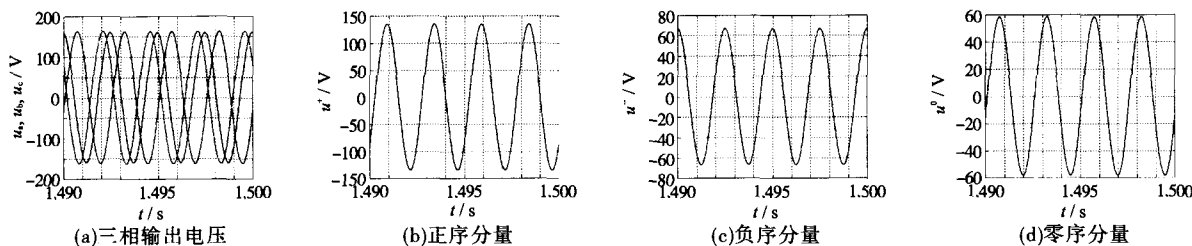


图 8 相位开环时输出波形

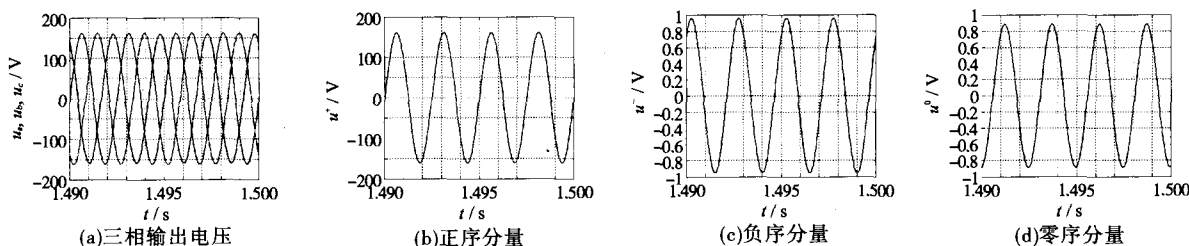


图 9 相位闭环时输出波形

3.2 实验结果

该方案在一台 12 kW 的原理样机上进行充分的实验. 实验参数为: 输入三相 220 V/380 V, 50 Hz; 输出 115 V/200 V, 400 Hz \pm 40 Hz 可调; 集成磁路滤波电感每相 700 μ H, 滤波电容每相 30 μ F; 选取通用电荷泵集成锁相环 CD4046, 在理论计算和仿真基础上适当调试 PI 参数.

图 10 给出了不同负载输出电压波形, 其中 (a) 指一相额定负载 (4 kW), 其余相空载; (b) 指两相额定负载, 一相空载; (c) 平衡负载时; (d) 表示输出正弦电压与参考相位的锁定情况. 表 1, 表 2 为测量结果 (其中 $\Delta\phi$ 为最大相移偏差). 在 (a), (b) 2 种情形下, 相位误差仅在 $\pm 4^\circ$ 的范围之内. 平衡

成增益可调放大器^[18]. 从而实现对参考正弦幅值、相位的双重控制.

3 系统仿真与实验

3.1 系统仿真

为验证以上方案及分析的正确性, 对整个系统进行了仿真. 额定输出为 400 Hz, 115 V/200 V. 图 8 为电压控制闭环, 相位控制开环, 三相分别为 1 kW、2 kW、4 kW 不平衡负载时的输出波形. 由于是独立控制, 三相幅值的不平衡度 $\epsilon_u > 1.2\%$, 幅值的对称性保持较好. 但临相间的最小相移 $\Delta\phi > 10^\circ$, 最大相移 $\Delta\phi > 30^\circ$, 超过了标准^[3,4]的要求. 负序和零序分量接近输出电压的 1/2. 在同样的负载条件下相位控制闭环, 结果如图 9 所示. 相位的偏移得到了有效地抑制, 临相间的最大相移 $\Delta\phi > 4^\circ$. 负序和零序分量均不足输出电压的 1%, 实现了幅值和相位双对称.

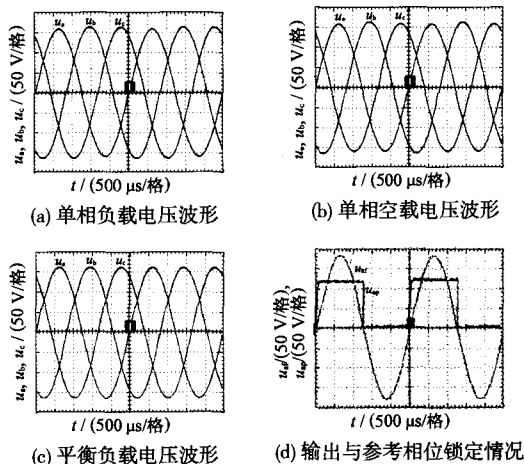


图 10 不同负载输出电压形

负载时, 相位误差小于 $\pm 1^\circ$. 在以上3种负载情况下, 三相电压的幅值平衡度 $\varepsilon_u > 1.2\%$, $THD > 3\%$. 实验表明, 即使在最恶劣的突加或突减负载, 带载启动, 快速调节输出频率, 最典型的不平衡负载(100%)等各种情况下, 三相对称性良好, 响应速度快, 完全符合标准^[3,4].

表1 锁相开环非平衡负载三相相移

三相负载	负载/kW	相移/ ($^\circ$)			
		φ_{ab}	φ_{bc}	φ_{ca}	$\Delta\varphi$
一相负载 两相空载	1	117.1	110.9	132.0	12.0
	2	115.9	107.7	135.8	15.8
	4	116.7	99.2	144.8	24.8

表2 锁相闭环非平衡负载三相相移

三相负载	负载/kW	相移/ ($^\circ$)			
		φ_{ab}	φ_{bc}	φ_{ca}	$\Delta\varphi$
一相负载 两相空载	1	119.9	116.6	122.9	3.4
	2	119.8	116.6	123.4	3.4
	4	120.2	118.2	121.9	1.9
两相负载 一相空载	1	120.1	121.4	118.9	1.4
	2	120.4	122.0	117.9	2.1
	4	120.1	120.3	119.0	1.1
平衡负载	4	120.1	120.5	119.5	0.5

4 结论

三相逆变电源采用组合式结构, 电路和磁路自然解耦, 独立控制, 硬件和数字都容易实现. 控制思路简单, 不需要复杂的解耦算法, 软件开销小, 如控制电路由硬件实现的投入也无明显增加. 并且幅值和相位的对称性都能达到较高水平. 在不超过单相额定功率的条件下可以单、三相混合使用, 能适应100%不平衡负载. 更加拓宽了三相逆变电源对负载的适应范围. 至于主电路的组合结构, 使其硬件成本有所增加, 但对于大功率三相逆变系统, 这个问题并不突出, 而换得的却是性价比的极大提高. 因此, 该方案对于大功率的三相逆变电源仍应是一种较好的选择.

参考文献:

- [1] 林渭勋. 现代电力电子电路[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 2002.
- [2] 林海雪. 电力系统的三相不平衡[M]. 北京: 中国电力出版社, 1998.
- [3] GJB3279-1998, 飞机静止变流器通用规范[S].
- [4] SJ20915-2004, 400Hz 静止变频电源通用规范[S].
- [5] 孙进, 宋聚明, 卢家林, 等. 针对不平衡负载三相逆变电源控制方法的研究[J]. 电工电能新技术, 2003, 22(1): 29-31.
- [6] RYAN M J. Analysis Modeling and Control of Three-Phase Four Wire Sine Wave Inverter System [D]. USA: The University of Wisconsin-Madison, 1997.
- [7] RYAN M J, RIK W De DONCKER, LORENZ R D. Decoupled Control of a four-leg Inverter via a new 4x4 Transformation Matrix [J]. IEEE Trans. on PE, 2001, 16(5): 694-700.
- [8] 蔡昆, 谢孟, 胜晓松, 等. 高性能全数字电压型逆变器三相独立控制技术[J]. 电力电子技术, 2004, 38(4): 49-53.
- [9] YAO Guijun, PHILIPS S, NORUM L. Three-phase Inverters-analysis of Ability to Maintain Symmetrical Output Voltages[C] // IEEE IECON' 93. USA, 1993: 1057-1062.
- [10] MICHAEL J, ROBERT R, LORENZ D. A High Performance Sine Wave Inverter Controller with Capacitor Current Feedback and "Back-EMF" Decoupling[C] // IEEE PESC' 95, Atlanta, GA, 1995: 507-514.
- [11] HSU P, BEHNKE M. A three-phase Synchronous Frame Controller for Unbalanced Load [C] // IEEE PESC' 98. Japan, 1998: 1369-1374.
- [12] 彭力, 白丹, 康勇, 等. 三相逆变器不平衡抑制[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 174-178.
- [13] 吴保芳, 钟炎平, 林洁, 等. 新型组合式三相变频电源的研制[J]. 空军雷达学院学报, 2001, 15(3): 46-49.
- [14] 张宇, 段善旭, 康勇, 等. 基于瞬时对称分量的三相逆变器特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(17): 15-20.
- [15] 章名涛. 电机学(上册)[M]. 北京: 科学出版社, 1964.
- [16] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [17] [日] 远坂俊昭. 锁相环(PLL)电路设计与应用[M]. 何希才译. 北京: 科学出版社, 2006.
- [18] 吴保芳, 王友军, 姚国顺. 新型三相SPWM变频电源控制电路[J]. 电气自动化, 1998, 20(1): 34-37.

Research on Symmetrical Output for High Power Three-phase Inverter

LI Ji-jun¹, XIAO Shao-bin¹, LV Qing¹, WU Bao-fang²

(1. Teaching & Practising Faculty, AFRA, Wuhan 430019, China; 2. Department of Electronics Countermeasures, AFRA, Wuhan 430019, China)

Abstract: Seeing that the conventional inverter doesn't match any unbalanced loads, we proposed the circuit topology and control strategy of nature-decoupling in circuit and magnetic circuit. A sine pulse width and phase modulation was carried out by using an independent voltage-loop and phase-loop respectively in each phase, which ensures the symmetrical output voltage and the symmetrical output phase to the inverter. Simulation and experimental results of 12kW inverter show that the circuit design is feasible and of satisfactory outcome.

Key words: unbalanced loads; three-phase symmetry; PLL; sine-pulse-width and phase-modulation (SPWPM)