

基于 LF2407A 的 SVPWM 与载波 PWM 统一研究

易龙强, 戴瑜兴

(湖南大学, 湖南 长沙 410082)

摘要:为建立三相空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, 简称 SVPWM)技术的载波调制形式,对 LF2407A 基本载波调制原理与三相载波调制零序信号进行了分析,在用 LF2407A 实现三相 SVPWM 算法的基础上,导出了三相 SVPWM 基于载波调制的调制波形式以及零序信号形式。在实验中直接获得了三相 SVPWM 载波调制形式的调制信号波形与零序信号波形,经验证,实验结果与理论分析完全一致,因此 SVPWM 技术与载波 PWM 技术在本质上是统一的,并具有相应的载波调制形式。

关键词:逆变器;载波;脉宽调制/零序信号

中图分类号:TM921.5

文献标识码:A

文章编号:1000-100X(2007)01-0115-04

Study on the Equivalence of SVPWM and Carrier PWM based on LF2407A

YI Long-qiang, DAI Yu-xing

(Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract:To get the carrier-based modulation form of three-phase Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM), this paper analyzes the three-phase carrier-based PWM basic principle and zero-sequence signal for modulation. Through the analysis, the three-phase SVPWM carrier-based modulation form and its zero-sequence signal have been deduced from the LF2407A based arithmetic realization of SVPWM. The experiment has been taken to prove those theories, and the result is exactly consistent with the theory analysis. Meanwhile, the modulation signal and zero-sequence signal of SVPWM have been gotten in experiment directly. So, the SVPWM technique is equivalent with the carrier-based PWM techniques and has its corresponding carrier modulation signal.

Keywords: inverter; carrier; pulse width modulation / zero-sequence signal

Foundation Project: Supported by Natural Science Foundation of Hunan Province (No.05JJ40001)

1 引言

脉宽调制技术是当前各类工业逆变电源中应用最为广泛的一种逆变控制技术。经过多年发展,已形成了多种针对各类 PWM 逆变器的逆变控制技术。目前,常用的 PWM 技术大体可分为基于空间矢量调制的 PWM 与基于载波调制的 PWM 两种。

载波 PWM 技术是以调制波为研究内容的脉宽调制技术。早期的载波调制多采用正弦信号作为调制波,目前通过对零序信号注入正弦载波的研究,已形成了各类非正弦调制的载波 PWM 技术。空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术是以逆变器输出空间电压矢量为研究对象的 PWM 技术。通过对 SVPWM 零电压矢量时间分配与位置分布的研究,可以推出各类针对特定目标的优化 SVPWM 技术。

理论研究表明,空间矢量 PWM 与载波 PWM 在本质上是等价的,而建立它们之间统一的桥梁正是零序信号。文献[1]对 SVPWM 与载波 PWM 之间的

关系进行了详细的理论研究。本文则从三相 SVPWM 算法 DSP 实现的角度上对其进行论证,并通过实验进行验证。

2 基于 LF2407 的 SVPWM 算法实现

2.1 三相 PWM 逆变器电压矢量分析

图 1 示出典型的三相 PWM 逆变器。

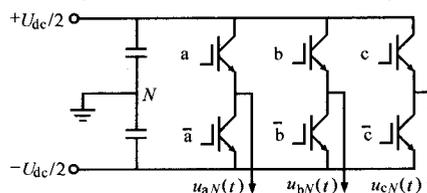


图 1 三相 PWM 逆变器

逆变器产生的 8 种离散线电压矢量,如下式:

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中 U_{dc} ——直流母线电压 u_{ab}, u_{bc}, u_{ca} ——逆变输出线电压 a, b, c ——桥臂开关状态,1 代表该桥臂上开关导通,下开关截止;0 则相反

矢量 \mathbf{u} 在空间形成 8 个离散的电压矢量。通过 3/2 坐标变换可将这 8 个离散矢量映射至平面电压

基金项目:湖南省自然科学基金资助项目(05JJ40001)

定稿日期:2006-08-20

作者简介:易龙强(1978-),男,湖南湘潭人,博士研究生,研究方向为数字化电源设计理论与应用。

$$\text{矢量: } \mathbf{U} = \mathbf{C}^{-1} \mathbf{u} = U_{dc} \begin{bmatrix} \frac{3}{\sqrt{6}} & -\frac{3}{\sqrt{6}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2)$$

图2 示出所形成的8个离散平面矢量。

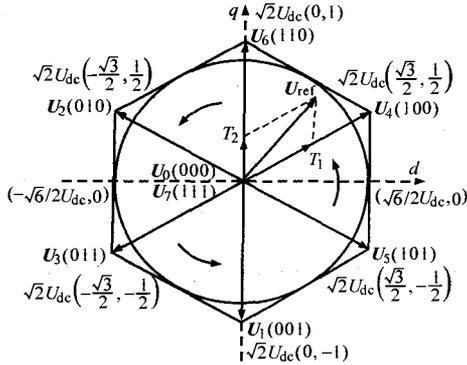


图2 三相逆变器电压矢量

利用这8种离散电压矢量来线性拟合期望参考电压矢量 U_{ref} 是 SVPWM 的基本思想。根据伏秒平衡原理可得:

$$\begin{cases} T_s U_{ref} = T_1 U_x + T_2 U_{x+60} + T_0 (U_0 \text{ or } U_7) \\ T_s = T_1 + T_2 + T_0 \end{cases} \quad (3)$$

式(3)表述了 SVPWM 技术的基本原理,其中作用矢量的选择和作用时间的确定是该技术的关键。

2.2 SVPWM 的实现

对于参考电压矢量以幅值与相角形式给出的应用场合,可通过各电压矢量间的几何关系来计算 T_1 和 T_2 ,

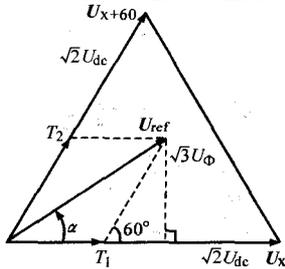


图3 SVPWM 作用时间 T_1, T_2 计算 扇区夹角为 α 。

图中 U_ϕ ——3个参考线电压的有效值,其组成电压矢量的矢量长度为 $\sqrt{3} U_\phi$

通过图3可得计算式:

$$\begin{cases} \sqrt{3} U_\phi T_s \sin\alpha = \sqrt{2} U_{dc} T_2 \sin 60^\circ \\ \sqrt{3} U_\phi T_s \cos\alpha = \sqrt{2} U_{dc} T_1 + \sqrt{2} U_{dc} T_2 \cos 60^\circ \end{cases} \quad (4)$$

$$\text{可得: } \begin{cases} T_1 = M T_s \sin(60^\circ - \alpha) \\ T_2 = M T_s \sin\alpha, M = (\sqrt{2} U_\phi / U_{dc}) \leq 1 \end{cases} \quad (5)$$

式中 M ——脉宽调制度,表示 U_{dc} 对逆变输出线电压的约束

式中 T_1, T_2 计算与 U_{ref} 所在扇区无关,算是基于 U_{ref} 逆时针旋转为正方向计算的;在每个不同的扇区内, T_1 总是矢量 U_x 的作用时间, T_2 总是矢量 U_{x+60} 的作用时间,即 T_1, T_2 所对应的矢量也以逆时针为正方向确定。

利用 LF2407A 事件管理器上3个全比较单元,将式(5)所得 T_1, T_2 值按 U_{ref} 所在扇区对 LF2407A 比较单元的比较寄存器 $CMPR_x (x=1, 2, 3)$ 进行相应赋值,即可实现三相 SVPWM 算法^[2]。

3 SVPWM 与载波 PWM

3.1 三相载波 PWM 与零序信号

对于任意信号 $u(t) (|u(t)| \leq 1)$,通过式(6)调制 LF2407 计数器的计数值三角载波,如图4所示。

$$CMPR_x = \frac{T_s}{4} [1 + u(t)] \quad (6)$$

用所得的对称 PWM 信号去控制图1逆变器中任一桥臂,所得逆

变输出电压相对于中性参考点 N 并略去高频载波电压分量,满足如下关系:

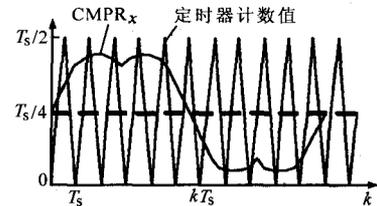


图4 LF2407 调制方法

$$u_{iN}(t) = -\frac{U_{dc}}{2} u(t) \quad (7)$$

式中负号是由 DSP 对称 PWM 脉冲产生的特性所引入的,因为 LF2407 对称 PWM 脉冲产生是基于三角计数载波大于调制信号的。众所周知,通过在三相正弦调制波中注入零序信号的非正弦调制载波 PWM 技术可有效提高逆变输出直流母线利用率^[3]。对于三相载波 PWM,其调制信号的一般表达式:

$$u_i^*(t) = \frac{u_i(t) + z(t)}{\max(|u_i(t) + z(t)|)} \quad (8)$$

式中 $z(t)$ ——注入谐波分量

$u_i(t)$ ——正弦基本调制波

$\max(|f(x)|)$ —— $f(x)$ 绝对值的最大值

用 $u_i^*(t)$ 通过式(6)进行调制,显然 $z(t)$ 不会出现在逆变输出线电压中,所以称之为零序信号。这样做是为了将调制信号 $u_i^*(t)$ 做归一化处理,并使 $u_i^*(t)$ 满足 $|u_i^*(t)| \leq 1$ 的条件,以防止过调制出现。

另外,由于 $u_a(t) + u_b(t) + u_c(t) = 0$,所以零序信号计算如下: $z(t) = \frac{1}{3} [u_a^*(t) + u_b^*(t) + u_c^*(t)]$ (9)

有一种可能的零序信号^[3],其形式为:

$$z(t) = 1/6 \sin 3\omega t \quad (10)$$

图5示出将该零序信号与正弦调制波两者合成的调制波。可以证明:

$$\max(|u_i(t) + z(t)|) = \sqrt{3}/2 \quad (11)$$

$$\text{则: } u_i^*(t) = 2\sqrt{3} [u_i(t) + z(t)] \quad (12)$$

且 $|u_i^*(t)| \leq 1$ 。因此,在 $u_i^*(t)$ 信号调制下,根据式(7)

得:
$$\begin{cases} u_{aV}(t) = -MU_{dc}/\sqrt{3} [\sin\omega t + z(t)] \\ u_{bV}(t) = -MU_{dc}/\sqrt{3} [\sin(\omega t - 2\pi/3) + z(t)] \\ u_{cV}(t) = -MU_{dc}/\sqrt{3} [\sin(\omega t - 4\pi/3) + z(t)] \end{cases} \quad (13)$$

即:
$$\begin{cases} u_{ab}(t) = u_{aV}(t) - u_{bV}(t) = U_{dc}M\sin(\omega t - 5\pi/6) \\ u_{bc}(t) = u_{bV}(t) - u_{cV}(t) = U_{dc}M\sin(\omega t - 3\pi/2) \\ u_{ca}(t) = u_{cV}(t) - u_{aV}(t) = U_{dc}M\sin(\omega t - \pi/6) \end{cases} \quad (14)$$

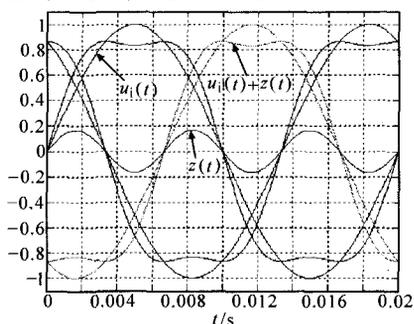


图5 SPWM 载波注入零序信号

此时, 逆变输出线电压峰值可达 U_{dc} 。可见, 在三相 SPWM 调制信号中插入零序信号可以提高逆变器对直流母线的利用率。

3.2 三相 SVPWM 的载波调制形式

由 SVPWM 的 LF2407 实现方法可以导出三相 SVPWM 的载波调制形式。以第一扇区 $\omega t \in [0, \pi/3]$ 为例, 对 LF2407 比较单元寄存器赋值式做适当变换, 注意 $T_s = T_0 + T_1 + T_2$:

$$\begin{cases} \text{CMPR}_1 = T_0/4 + T_1/2 = T_s/4 + (T_1 - T_2)/4 \\ \text{CMPR}_2 = T_0/4 + T_1/2 + T_2/2 = T_s/4 + (T_1 + T_2)/4 \\ \text{CMPR}_3 = T_0/4 = T_s/4 - (T_1 + T_2)/4 \end{cases} \quad (15)$$

代入矢量作用时间 T_1, T_2 , 计算式(5)可得扇区 $\alpha \in [0, \pi/3]$ 的赋值式:

$$\begin{cases} \text{CMPR}_1 = T_s/4 [1 + \sqrt{3} M \cos(\alpha + \pi/3)] \\ \text{CMPR}_2 = T_s/4 [1 + M \sin(\alpha + \pi/3)] \\ \text{CMPR}_3 = T_s/4 [1 - M \sin(\alpha + \pi/3)] \end{cases} \quad (16)$$

同理可计算其余 5 个扇区的 CMPR_x 赋值式:

(1) 扇区 $\alpha \in [\pi/3, 2\pi/3]$

$$\begin{cases} \text{CMPR}_1 = T_s/4 (1 - M \sin\alpha) \\ \text{CMPR}_2 = T_s/4 (1 + M \sin\alpha) \\ \text{CMPR}_3 = T_s/4 (1 - \sqrt{3} M \cos\alpha) \end{cases} \quad (17)$$

(2) 扇区 $\alpha \in [2\pi/3, \pi]$

$$\begin{cases} \text{CMPR}_1 = T_s/4 [1 - M \sin(\alpha - \pi/3)] \\ \text{CMPR}_2 = T_s/4 [1 + \sqrt{3} M \cos(\alpha - \pi/3)] \\ \text{CMPR}_3 = T_s/4 [1 + M \sin(\alpha - \pi/3)] \end{cases} \quad (18)$$

(3) 扇区 $\alpha \in [\pi, 4\pi/3]$

$$\begin{cases} \text{CMPR}_1 = T_s/4 [1 - \sqrt{3} M \cos(\alpha - 2\pi/3)] \\ \text{CMPR}_2 = T_s/4 [1 - M \sin(\alpha - 2\pi/3)] \\ \text{CMPR}_3 = T_s/4 [1 + M \sin(\alpha - 2\pi/3)] \end{cases} \quad (19)$$

(4) 扇区 $\alpha \in [4\pi/3, 5\pi/3]$

$$\begin{cases} \text{CMPR}_1 = T_s/4 [1 + M \sin(\alpha - \pi)] \\ \text{CMPR}_2 = T_s/4 [1 - M \sin(\alpha - \pi)] \\ \text{CMPR}_3 = T_s/4 [1 + \sqrt{3} M \cos(\alpha - \pi)] \end{cases} \quad (20)$$

(5) 扇区 $\alpha \in [5\pi/3, 2\pi]$

$$\begin{cases} \text{CMPR}_1 = T_s/4 [1 + M \sin(\alpha - 4\pi/3)] \\ \text{CMPR}_2 = T_s/4 [1 - \sqrt{3} M \cos(\alpha - 4\pi/3)] \\ \text{CMPR}_3 = T_s/4 [1 - M \sin(\alpha - 4\pi/3)] \end{cases} \quad (21)$$

参照式(6) 可从以上 6 个扇区赋值式提取 SVPWM 各相调制信号 $u_i^*(t) (i=a, b, c)$, 以 a 相作为示意, 根据式(7) 可得逆变输出相电压表达式:

$$\begin{cases} u_{aV} = -\sqrt{3} MU_{dc}/2 \cos(\alpha + \pi/3), \alpha \in [0, \pi/3] \\ u_{aV} = MU_{dc}/2 \sin\alpha, \alpha \in [\pi/3, 2\pi/3] \\ u_{aV} = MU_{dc}/2 \sin\alpha(\alpha - \pi/3), \alpha \in [2\pi/3, \pi] \\ u_{aV} = \sqrt{3} MU_{dc}/2 \cos(\alpha - 2\pi/3), \alpha \in [\pi, 4\pi/3] \\ u_{aV} = -MU_{dc}/2 \sin(\alpha - \pi), \alpha \in [4\pi/3, 5\pi/3] \\ u_{aV} = -MU_{dc}/2 \sin(\alpha - 4\pi/3), \alpha \in [5\pi/3, 2\pi] \end{cases} \quad (22)$$

由式(9) 可计算出 SVPWM 的零序信号 $z(t)$:

$$z(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{3} [u_a^*(t) + u_b^*(t) + u_c^*(t)]$$

$$= \begin{cases} 1/2 \cos(\alpha + \pi/3), & \alpha \in [0, \pi/3] \\ -1/2 \cos\alpha, & \alpha \in [\pi/3, 2\pi/3] \\ 1/2 \cos(\alpha - \pi/3), & \alpha \in [2\pi/3, \pi] \\ -1/2 \cos(\alpha - 2\pi/3), & \alpha \in [\pi, 4\pi/3] \\ 1/2 \cos(\alpha - \pi), & \alpha \in [4\pi/3, 5\pi/3] \\ -1/2 \cos(\alpha + 4\pi/3), & \alpha \in [5\pi/3, 2\pi] \end{cases} \quad (23)$$

为了便于讨论, 引入了系数 $\sqrt{3}/2$, 可以证明 $\max(|u_i(t) + z(t)|) = \sqrt{3}/2$, 因此三相 SVPWM 逆变调制信号也可用式(12) 表示, 不过式中 $z(t)$ 如式(23)。

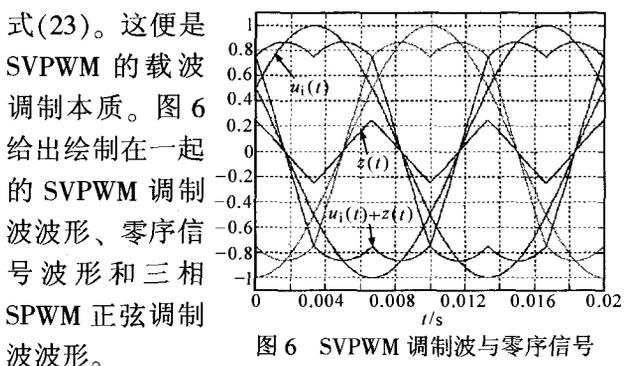


图6 SVPWM 调制波与零序信号

4 实验

图 7 示出由 LF2407A 微控制器、2MB1100PC-140 型 IGBT、IGBT 专用驱动光耦 HCPL3120 组成的驱动电路及外围辅助电源、缓冲电路等构建的单相全桥正弦逆变器实验硬件平台。实验电路参数为： $U_{dc}=126V$ ，输出滤波电感 $L=1.8mH$ ，输出滤波电容 $C=10\mu F$ ，调制频率 $f_o=50Hz$ ，载波频率 $f_c=5kHz$ 。根据前述三相 SVPWM 逆变控制原理设计一个开环逆变程序，以验证 SVPWM 算法^[2,4]。图 8 为实验波形。

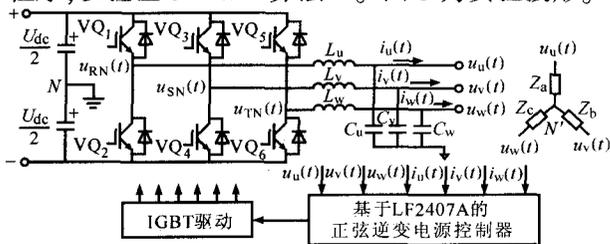
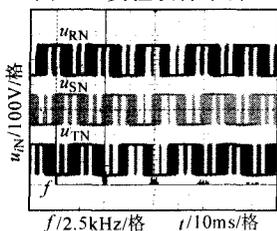
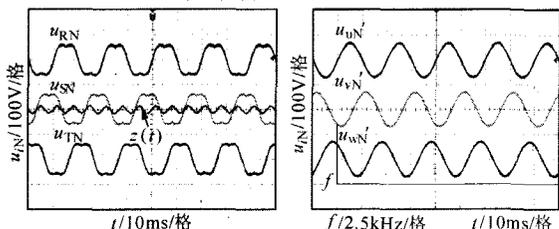


图 7 实验硬件平台



(a) $u_{RN}(t)$ PWM 波形及频谱



(b) $u_{RN}(t)$ 相电压波形及零序信号 (c) $u_{RN}'(t)$ 逆变输出相电压及频谱

图 8 实验波形

图 8a 为三相 SVPWM 算法控制逆变输出 $u_{in}(t)$ ($i=R,S,T$) PWM 波形及频谱，标号为 f 通道是利用该示波器频谱分析功能，对 u_{RN} 进行的频谱分析。频

(上接第 86 页)

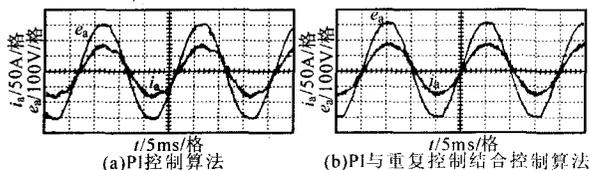


图 4 逆变器 a 相输出电压电流实验波形

6 结论

大容量光伏并网逆变器馈入电网电流的谐波成分会对电网产生严重影响，必须对逆变器输出电流波形进行有效控制以降低其对电网注入谐波的危害。本文所提出的同步旋转坐标系下 PI 控制与重复控制相结合的控制方案在理论上可完全抑制输出电

谱分析表明，逆变输出 PWM 首次谐波发生在 $f_c=5kHz$ 处。图 8b 为 $u_{in}(t)$ ($i=R,S,T$) 相电压波形， $z(t)$ 是利用该示波器波形运算功能，通过式(9)计算得到的三相 SVPWM 载波调制零序信号。分析图 6，不难发现两者的一致性。图 8c 为逆变输出 $u_{in}'(t)$ ($i=u,v,w$) 相电压波形及频谱 f 。由频谱分析可知，由于 SVPWM 逆变输出 PWM 谐波含量低，逆变输出只须使用较小参数的滤波电路即可得到光滑的正弦逆变输出电压。

5 结论

完整地分析了三相 SVPWM 逆变控制技术及其 LF2407A 实现方法，简要讨论了三相载波 PWM 技术原理。在此基础上，推导出了 SVPWM 技术的载波调制形式，证明了 SVPWM 与三相载波 PWM 的一致性。实验结果表明，所给出 SVPWM 实现方法简单有效、易于程序实现，而且逆变输出波形畸变小、谐波电压分量低。此外，所采用的分析方法具有通用性，并对优化 SVPWM 的设计具有理论指导意义。

参考文献

- [1] Keliang Z, Danwei W. Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2002, 49(1): 186~196.
- [2] Zhenyu Yu. Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x using Hardware and Software Determined Switching Patterns[R]. Texas Instruments Literature Number SPRA524.
- [3] J A Houldsworth, D A Grant. The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-phase PWM In-verter[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1984, 20: 1224~1228.
- [4] TI Instruments. TMS320LF/LC240xA DSP Controllers System and Peripherals Reference Guide (Rev.B) [R]. Texas Instruments Literature Number SPRU357B, 2001.

流中的周期性扰动分量。实验结果表明，该控制方案能够有效提高逆变器输出电流的波形质量。

参考文献

- [1] 禹华军, 潘俊民. PWM 整流技术在光伏并网发电系统中的应用[J]. 电力电子技术, 2005, 39(6): 132~135.
- [2] 张凯. 基于重复控制原理的 CVCF-PWM 逆变器波形控制技术[D]. 武汉, 华中理工大学, 2000.
- [3] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [4] 胡兴柳. 基于重复控制技术的逆变电源研究[J]. 电力电子技术, 2004, 38(4): 51~53.
- [5] 陈宏, 胡育文. 针对逆变电源的重复控制器设计[J]. 电力电子技术, 2002, 36(5): 68~71.