

电力电子

组合变流器降低开关损耗的 SVPWM 技术研究*

陈海荣^{1,2}, 徐 政¹, 张 帆¹

(1. 浙江大学电机系, 杭州 310027; 2. 金华职业技术学院, 金华 321017)

摘 要: 为了降低开关器件开关的频率和损耗, 采用相移采样 SVPWM 技术并根据减小最大开关电流的原则, 提出了根据负载电流的相位动态调整各个变流器单元注入的零序分量, 使不开关区间尽可能接近负载电流最大的区间的方法以降低各开关器件的最大开关电流, 减小组合变流器的开关损耗。理论分析和 PSCAD/EMTDC 数字仿真证明所提方案正确有效。

关键词: 组合变流器; 载波相移 PWM; 空间矢量 PWM; 相移采样

中图分类号: TM93

文献标识码: A

文章编号: 1003-6520(2005)12-0048-04

Study on SVPWM Technique for the Switching Losses Reduction of Multi-modular Converter

CHEN Hairong^{1,2}, XU Zheng¹, ZHANG Fan¹

(1. Department of E. E, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. Jinhua College of Profession & Technology, Jinhua 321017, China)

Abstract: Both switching losses and switching frequency of power electric devices have great impacts on the converters for high voltage and high power applications. In order to reduce switching losses and switching frequency, the technique of phase-shifted sampling SVPWM which is the combination of the technique of space vector PWM (SVPWM) and the technique of carrier phase-shifted SPWM (CPS-PWM) is adopted in this paper. In addition, a method to choose the null vectors dynamically according to the power factor angle of the load is also proposed. Thus, the positions of non-switching sectors can be selected close to the position of the maximum current of the load and the maximum switching current can be reduced effectively. Then, the minimum switching losses of the multi-modular converter are achieved. Simulation results realized by PSCAD/EMTDC show the validity of the proposed approach.

Key words: multi-modular converter; carrier phase-shifted PWM; space vector PWM; phase-shifted sampling

0 引 言

在高压、大功率应用场合, 为了提高变流装置的容量, 改善输出波形的谐波, 降低器件的开关频率和开关损耗, 出现了丰富的电路拓扑与灵活多样的调制技术。在拓扑结构方面, 载波相移 SPWM (CPS-PWM) 组合变流器^[1~5]是将多重化技术与 SPWM 技术相结合的变流装置, 它很容易提高装置的容量, 能在较低的开关频率下取得较高等效开关频率的效果, 且各个变流器单元的电路结构和器件的工作负荷一致。在调制技术方面, 电压空间矢量 PWM (SVPWM)^[6,7]是一种性能优越的数字化 PWM 技术, 其直流电压利用率高, 能控制负序分量; 通过适当选择零矢量, 可使器件的实际开关次数降低 1/3, 减少了开关损耗; 文[6~12]通过对 SVPWM 等效调制波的分析, 提出了降低开关损耗的方案, 但这些方案的共同特点是器件的不开关区域固定, 不能有

效降低开关电流。

本文将 SVPWM 技术与 CPS-PWM 技术相结合, 提出相移采样 SVPWM 技术, 并根据负载电流的相位动态调整注入零序分量, 使开关器件的不开关区间尽可能接近负载电流最大的区间。这种开关控制策略兼有 SVPWM 技术和 CPS-PWM 技术的优势, 同时使开关器件的实际开关次数降低到最少的基础上, 通过降低器件的最大开关电流, 以减少开关损耗。

1 电压空间矢量 PWM 的基本原理

设三相电压源逆变器期望输出的相电压为:

$$\begin{cases} u_a = A \cos(\omega t) \\ u_b = A \cos(\omega t - 120^\circ) \\ u_c = A \cos(\omega t + 120^\circ) \end{cases}, \quad (1)$$

定义合成电压空间矢量 $\mathbf{v}$ 为:

* 国家自然科学基金资助项目 (50277034)

$$V = 2(u_a + u_b \cdot e^{j120^\circ} + u_c \cdot e^{j240^\circ})/3. \quad (2)$$

将式(1)代入式(2),得电压源逆变器期望的电压空间矢量 $V_{\text{ref}} = A \cdot e^{j\omega t}$, 它是在复平面上以角速度 ω 按逆时针方向匀速旋转的轨迹为圆模长为相电压峰值 A 的空间矢量。如果对相电压 u_a 、 u_b 、 u_c 采样, 设采样频率为 f_s , 周期 $T_s = 1/f_s$, 初始采样点偏移角为 $\theta(0)$, $\theta < 2\pi/K$, 则可得到一般意义下离散 V_{ref} :

$$V_{\text{ref}}(k) = A e^{j\theta(k)} \quad \Phi(k) = 2\pi f T_s k + \theta, \quad (3)$$

式中, $\Phi(k)$ 为第 k 个采样周期所对应的空间位置角。当 k 从 0 到 $K(K = f_s/f)$ 变化时, V_{ref} 在复平面上形成一系列的离散矢量, 见图 1(a)。

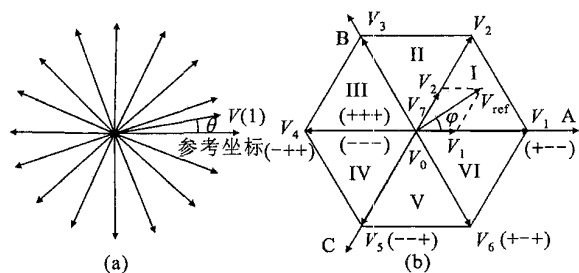


图 1 电压空间矢量图

Fig 1 Diagram of voltage space vectors

在三相 6 开关电压源逆变器中, 只有 6 个非零矢量和 2 个零矢量。相位依次相差 60° 的 6 个非零矢量将整个复平面分成 6 个扇区, 见图 1(b)。图 1(a) 的任意矢量可由图 1(b) 相应扇区的相邻 2 个非零矢量和零矢量合成。 V_{ref} 在 A、B、C 三相轴上的投影就是所期望的相电压 u_a 、 u_b 、 u_c 。图 1(b) 中, 以 V_{ref} 在扇区 I 为例, 设 T_1 和 T_2 分别为矢量 V_1 和 V_2 的作用时间。由正弦定理求得:

$$T_1 = \sqrt{3} A T_s \sin(60^\circ - \Phi) / U_d \quad (0 \leq \Phi \leq 60^\circ), \quad (4)$$

$$T_2 = \sqrt{3} A T_s \sin \Phi / U_d$$

根据电压空间矢量在线性区调制的约束关系, $T_1 + T_2 \leq T_s$, 记 $T_0 = T_s - T_1 - T_2$, 则该段时间由零矢量 V_0 、 V_7 来补足, 令 V_0 、 V_7 的作用时间分别为:

$$T_{00} = (1 - \mu) T_0; \quad T_{07} = \mu T_0 \quad (0 \leq \mu \leq 1),$$

其它扇区矢量作用时间的算法完全相同, 各扇区的矢量发送顺序遵循开关次数最少的原则。SVPWM 控制的电压源逆变器最大可输出的线电压基波幅值等于直流侧电压 U_d 时达到最高的直流电压利用率, 比 SPWM 提高了 15%。

2 变流器单元降低开关损耗 SVPWM 的实现

设开关器件的开关损耗为 P_{LOSS} , 一般 $P_{\text{LOSS}} = g(u_T, i_T) f_T$ 。其中 $g(u_T, i_T)$ 是 u_T 、 i_T 的单调递增函数; u_T 、 i_T 、 f_T 分别为开关器件的电压、电流和实际开关频率。对于电压源逆变器 u_T 固定, 因此要减小开关损耗, 应从减小开关器件的 i_T 及 f_T 入手。

在降低 f_T 方面, 很多研究者都作了大量研究^[6,7,11,13], 比较典型的有 2 类: ①三相 6 开关调制策略, 包括对称^[8]与不对称规则采样^[14], 前者调制与常规的 SPWM 相似, 器件的实际 $f_T = f_s$; 后者调制是在相邻的采样周期中使 μ 交替取 0 和 1, 实际 $f_T = f_s/2$ 。②两相 4 开关调制策略, 有选用固定零矢量和交替零矢量方案 2 种, 此 2 种调制策略的 $f_T = 2f_s/3$, 这在对称规则采样中已将 f_T 降到了最少, 因此要进一步减少开关损耗唯一的方法就是减小 i_T , 对于给定负载减少 i_T 的方法可将开关器件尽可能在负载电流较大区域处于不开关状态。

由图 1(b) 可见, 在采用 4 开关交替零矢量调制时, 每相每周在相电压的正、负半周各有一 60° 的扇区不开关, 且 2 个 60° 扇区相距 180° 。因三相对称以 A 相为例, 在扇区 V 和 I 构成的连续 120° 扇区内选用 V_7 能保持 A 相上臂通下臂断的状态不变, 在扇区 II 和 V 构成的连续 120° 的扇区内选用 V_0 能保持 A 相上臂断下臂通的状态不变, 且 2 个 120° 的扇区相距 180° , 即对称于原点。也就是说 A 相电压正半周不开关的 60° 扇区可在扇区 V 和 I 构成的连续 120° 扇区内选取, 负半周不开关的 60° 扇区应与此对称的扇区 III 和 V 构成的连续 120° 的扇区内选取。定义 A 相的正半周 60° 不开关扇区的中点滞后 A 相电压正峰值点的角度为该相不开关扇区滞后角 α , 即 A 相保持上臂通下臂断的 60° 不开关扇区的角平分线沿顺时针方向与 A 相轴线的夹角, 见图 2。由上述定义知, 当 $\alpha = 30^\circ$ 时, 即不开关扇区的位置滞后于该相给定电压 30° , 就是在扇区 I、III、V 时固定选用 V_7 , 在扇区 II、IV、V 时固定选用 V_0 的交替零矢量调制。当 $\alpha = -30^\circ$ 时, 即不开关扇区的位置超前于该相给定电压 30° , 就是在扇区 I、III、V 时固定选用 V_0 , 在扇区 II、IV、V 时固定选用 V_7 的交替零矢量调制。由此可见 α 可在 60° 范围内连续变化, 当 $\alpha = \pm 30^\circ$ 时取得最大滞后角及最大超前角, α 变化范围为 $[-30^\circ, 30^\circ]$ 。

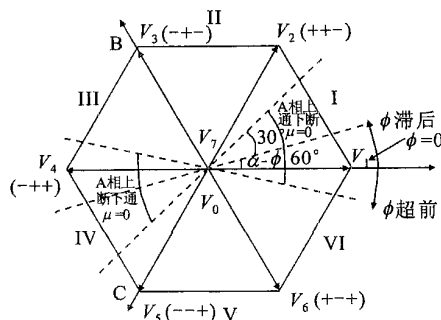


图 2 不开关扇区滞后角示意图

Fig 2 Sketch map of lag angle of non-switching sectors
设逆变器三相对称负荷的功率因数角为 ϕ (-

$90^{\circ} \leq \phi \leq 90^{\circ}$, 实际上逆变器通常带感性负荷, 故 $0^{\circ} \leq \phi \leq 90^{\circ}$, 由前面不开关扇区滞后角 α 的定义可知: 只要使 $\alpha = \phi$, 则每相每周 2 个 60° 不开关扇区恰好落在负载电流正负半周电流幅值最大的 2 个 60° 区域, 因此使最大开关电流降低 $13\% (1 - \sin 60^{\circ})$, 减少了开关损耗。文[10]所提 $\phi = 0$ 时情况, 即为纯电阻性负载时开关损耗最小的情形。

故为使 2 个 60° 的不开关扇区尽可能落在负载电流较大的区域内, 一个周期中 α, μ 应如下取值:

$$\alpha = \begin{cases} \phi & |\phi| \leq 30^{\circ} \\ 30^{\circ} & \phi > 30^{\circ} \\ -30^{\circ} & \phi < -30^{\circ} \end{cases} \quad (5)$$

$$\mu = \begin{cases} 1\omega t \in (0, 30^{\circ} + \alpha) \cup (330^{\circ} + \alpha, 360^{\circ}) \\ 0\omega t \in (30^{\circ} + \alpha, 90^{\circ} + \alpha) \\ 1\omega t \in (90^{\circ} + \alpha, 150^{\circ} + \alpha) \\ 0\omega t \in (150^{\circ} + \alpha, 210^{\circ} + \alpha) \\ 1\omega t \in (210^{\circ} + \alpha, 270^{\circ} + \alpha) \\ 0\omega t \in (270^{\circ} + \alpha, 330^{\circ} + \alpha) \end{cases} \quad (6)$$

为了进一步说明上述原理, 据文[8, 12]知, SVPWM 与 SPWM 的等效关系可由下式表示。

$$\begin{bmatrix} u_x \\ u_y \\ u_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_N \\ u_N \\ u_N \end{bmatrix},$$

$$u_N = -\mu \max(u_a, u_b, u_c) - (1 - \mu) \min(u_a, u_b, u_c) + (2\mu - 1),$$

式中, u_N 为注入的零序分量; u_a, u_b, u_c 为未注入零序分量时的三相调制波; u_x, u_y, u_z 为注入零序分量后的等效调制波。如图 3, 从上而下 6 条波形分别为 $\alpha = 0, 18, 35, -18, -30$ 时的等效相电压调制波。

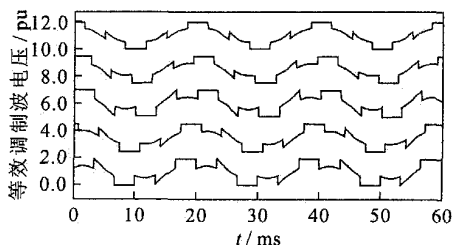


图 3 SVPWM 等效调制波信号

Fig 3 Equivalence reference waveform of SVPWM

图 3 表明, 减小开关损耗的本质是: 根据负载电流的相位动态调整注入到三相正弦调制波中的零矢量, 使其等效调制波在每个周期的几个区间中幅值始终等于三角载波的最大幅值, 使相应桥臂在这些区间内不开关, 也就是让不开关区间位于负载电流峰值附近的区域。

3 组合变流器 SVPWM 技术

3.1 组合变流器相移采样 SVPWM 工作原理

组合变流器载波相移 SPWM (CPS-SPWM) 技

术是多重化技术和 PWM 技术的有机结合, 是由 N 个普通三相 6 开关变流器单元经串 (并) 联构成^[1~5]。其特点是提高了装置容量, 各个变流器单元在较低开关频率下, 使整个组合变流器输出很高的等效 f_T , 显著减小了输出谐波, 同时各个变流器单元的电路结构和工作方式相同, 器件工作负荷均衡, 直流侧均压易实现。

SVPWM 本质上是一种在调制波中注入零序分量的对称规则采样 PWM, 在一定条件下, 其结果等效, 因此现用 SVPWM 技术替代载波相移 SPWM 技术, 形成组合变流器相移采样 SVPWM 技术。其基本原理是: 对于主电路结构 (图 4) 由 N (N 取 3) 个三相 6 开关变流器单元构成的组合变流器, 每个变流器单元按式 (3) 确定的采样点采用相同的开关调制策略调制 SVPWM, 其中各个变流器单元间对调制波的初始采样点偏移角 $\Delta\delta = 2\pi / NK$, 式中, N 为变流器单元个数; K 为频率调制比。设变流器单元 1 的 $\Delta\delta$ 为 0° , 第 M 个变流器单元的偏移角 $\delta_M = 2\pi(M - 1) / NK$ 。按上述方法采样得到 N 个变流器单元的 PWM 输出, 再经变压器副边串联叠加, 作为整个组合变流器的输出。

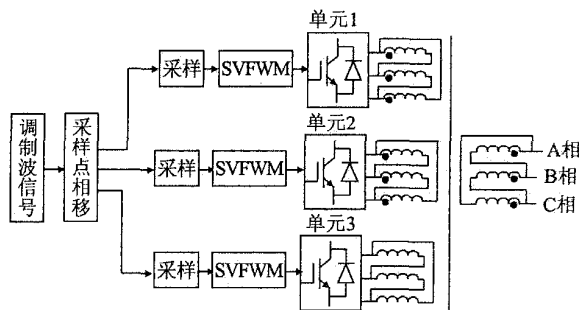


图 4 相移 SVPWM 组合变流器

Fig 4 Phase-shifted SVPWM multi-modular converter

3.2 组合变流器降低开关损耗 SVPWM 的实现

图 4 中, 变压器在组合变流器中只起到电磁隔离和叠加作用, 在三相对称负载中, 设各变流器单元及负载侧 A 相基波电流分别为 $I_{a1}, I_{a2}, I_{a3}, I_a$, 令变流器单元 2 的相移采样偏移角为 0° (即各变流器单元的相移初始采样偏移角采取超前或滞后的对称偏移), 则基波电流相量关系见图 5。

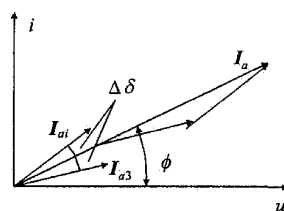


图 5 电流基波相量关系图

Fig 5 Phasor diagram of fundamental current

由 $\Delta\delta$ 式知, $\Delta\delta$ 角与 N 和 K 成反比关系。一般

$N \geq 4, K \geq 21$ 时, $\Delta\delta \leq 4.2^\circ$, 本文中 $\Delta\delta$ 为 4° (N 取 3, K 取 30), 因此可用负载的 ϕ 角近似代替每个变流器的电流相位, 而负载电流的相位可通过实时测得, 即负载电流经低通滤波器获得负载电流基波分量, 代入式 (2) 可求得合成电流矢量 I , I 滞后于 V 的角度加上因低通滤波器引起的相位滞后角就是 ϕ 。最后, 对各个变流器单元间相移采样偏移 $\Delta\delta$ 角, 按式 (5)、(6) 的定义动态调整注入的零序分量。

4 仿真结果及分析

按图 4 结构, 在 PSCAD/EMTDC^[15] 中构建单元数为 3 的组合变流器。幅度调制比取 1, 频率调制比取 30, $\phi = 0.9$, 变流器单元 2 的相移初始采样偏移角设 0° , 按上述策略仿真验证。

由图 6 知, 在组合变流器单元 1 中, 三相基波电流峰值附近区域都处于开关器件的不开关区间; 图 7 为组合变流器各单元 A 相上桥臂开关器件的触发脉冲与电流基波的相位关系。由此得, 根据负载电流的相位动态调整注入的零序分量, 使变流器的各个开关器件在接近负载电流最大区间处于不开关状态, 从而减小开关损耗。

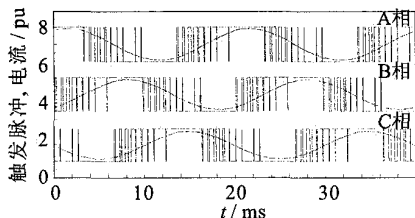


图 6 变流器单元 1 各相上桥臂触发脉冲与电流基波的相位关系

Fig 6 Relationship of the phase between fundamental current and pulse in converter one

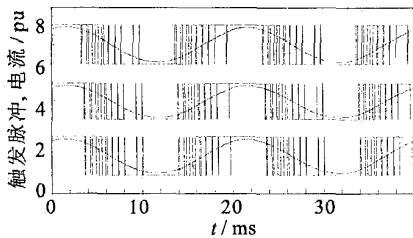


图 7 各变流器 A 相上桥臂触发脉冲与电流基波相位关系

Fig 7 Relationship of the phase between fundamental current and pulse in phase A

图 8 为相移 SVPWM 时 3 个变流器单元的线电压输出波形和单个变流器输出线电压的频谱。图 8(b) 的单个变流器的最低次谐波群在 1.5 kHz 处, 即出现在采样频率附近。

图 9 为采用相移 SVPWM 且根据负载电流的相位动态调整注入零矢量时, 组合变流器线电压输出波形及其频谱。比较图 8(a) 和图 9(a) 知, 组合变

流器的输出线电压幅值是单个变流器的 N 倍; 从图 8(b) 与图 9(b) 知, 采用相移采样 SVPWM 后, 各个变流器单元的最低次谐波相互抵消, 使组合变流器总的电压输出波形的频谱中次数最低的谐波群出现在 $4.5\text{ kHz} (N K f)$ 附近, 也就是说相移采样 SVPWM 组合变流器的等效采样频率与单个变流器的采样频率相比提高了 N 倍。

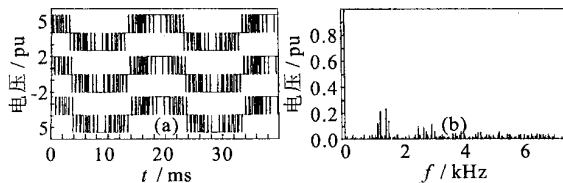


图 8 相移 SVPWM 时 3 个变流器单元线电压输出波形和单个变流器输出线电压频谱

Fig 8 Line voltage wave of three multi-modular converter and its spectrum of one converter with phase-shifted SVPWM

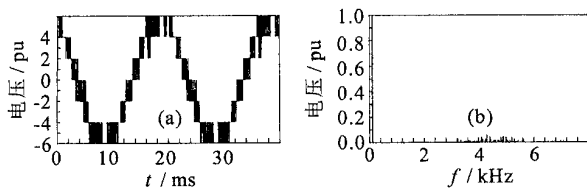


图 9 相移 SVPWM 时组合变流器线电压输出波形及其频谱

Fig 9 Line voltage waveform of the multi-modular converter and its spectrum with phase-shifted SVPWM

5 结 论

a) 相移 SVPWM 技术可使组合变流器在各个变流器单元工作在较低开关频率下, 获得很高的等效采样频率, 减少了输出谐波, 改善了输出波形, 减小了装置的滤波器容量; 同时组合变流器的各个变流器单元的电路结构和器件的工作负荷一致。

b) 组合变流器采用 SVPWM 技术可提高直流电压的利用率, 使最大幅度调制比达到 1.15; 采用不连续开关调制策略时, 降低器件实际开关频率到最小, 且更易于数字化实现, 控制策略更加灵活。

c) 根据负载电流的相位动态调整注入的零矢量, 使器件不开关区间位于负载电流峰值附近的区域, 在器件实际开关次数降到最少的基础上, 又降低最大开关电流, 使开关损耗最小。

参 考 文 献

[1] Zhang Z C, Ooi B T. Multi-modular current-source SPWM converters for superconducting magnetic energy storage system [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1993, 8(3): 250-256.
[2] Zhang Z C, Ooi B T. Force commutated HVDC and SVC based on phase-shifted multi-converted modules [J]. IEEE Trans on Power Delivery, 1993, 8(2): 712-718.
[3] 张仲超, 何卫东, 方 强, 等. 移相式 SPWM 技术——种新概念 [J]. 浙江大学学报 (工学版), 1999, 33(4): 343-348.

(下转第 62 页)

表 6 气体放电管延时的过电压仿真结果

Tab. 6 Induced overvoltage with different delay times of gas discharge tube

$t/\mu s$		0.6	0.8	1	1.2
U/kV	A ₁ 点	927.2	927.2	927.2	927.2
	A ₂ 点	66.4	357.9	400.4	438.4

4 结 论

a)微波塔遭受直击雷时,流经天馈线屏蔽层的雷电流分流系数 > 5.41 %,作用在设备端的冲击电压 > 100 kV,对微波接收设备构成巨大威胁。天馈芯线上感应产生的雷电冲击电压主要是电磁分量,其值远超设备的冲击绝缘水平,应采取保护措施。

b)天馈线感应过电压随大楼接地电阻减小而降低;受电缆首端器件等值入口电容值的影响不大;随天馈线长度增长而稍有降低;与雷击注入的雷电流成正比,而分流系数不变。

c)目前保护微波接收设备的雷电保护器的类型有:按天线工作频率设计的 $\lambda/4$ 保护器、气体放电管及天馈线保护器。气体放电管的延时对作用于设备端的过电压影响很大,延时越短,过电压就越小。天馈线设备端装备的保护器应尽量靠近设备安装,其动作延时越短越好。

参 考 文 献

[1] 鲍捷. 华北电网微波站近年来的防雷工作[J]. 电力系统通信, 1999, (2): 49-50.
 [2] Liu Dichen, Shi Jin, Liu Liming. Study of lightning EMI on electronic equipment inside the microwave communication building[C]. 2002 3rd International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Beijing, China, 2002: 285-289.
 [3] Liu Dichen, Deng Suqiao. The study of lightning-protection grounding for power dispatching and communication equipment[C]. Asia-Pacific Con-

ference on Environmental Electromagnetics, CEEM 2000. Shanghai, China, 2000: 351-354.
 [4] Saltvold J R. Protecting a distributed data acquisition system from lightning[C]. IEEE Western Canada Conference on Computer, Power and Communications Systems in a Rural Environment. Sask, Canada, 1991: 51-53.
 [5] Kinsler M, Hmurcik L V. A damage mechanism: lightning-initiated fault-current arcs to communication cables buried beneath overhead electric power lines[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1999, 35(1): 163-168.
 [6] Wang Jiangguo, Dai Chuanyou. The distributions of magnetic field in buildings during a direct lightning stroke[C]. International Conference of Electromagnetic Field Theory and Applications. Tianjin, China, 2000: 406-409.
 [7] 谢文琪. 雷电对通信设备的电磁干扰及其防护措施的研究[J]. 电力系统通信, 1997, (3): 17-19.
 [8] DL/T 620-1997. 交流电气装置的过电压保护和绝缘配合[S].
 [9] 徐绍军, 陈水明. 雷击避雷系统时室内配电系统的分流状况[J]. 高电压技术, 2002, 28(4): 36-38.
 [10] Beutel A, Van Coller J. Surge protection of low voltage power systems for cellular telecommunications sites[C]. 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings. Bologna, Italy, 2003: 23-26.
 [11] 李培国, 廖蔚明, 杨吟梅. 微波通讯站电缆转移阻抗及引入的干扰电压[J]. 高电压技术, 1995, 21(3): 49-52.
 [12] Ruan W, Southey R, Dawalibi F P, et al. Application of the electromagnetic field method to study a communication satellite site damaged by lightning[C]. 2002 3rd International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Beijing, China, 2002: 281-284.
 [13] 刘涤生, 解子凤. 微波调度楼内计算机及电子设备的接地研究[J]. 高电压技术, 1995, 21(2): 43-46.
 [14] 陈学东, 周文俊. 番禺供电局调度与通讯系统防雷接地实践[J]. 高电压技术, 2002, 28(4): 42-44.
 [15] 吴立志. 大楼内通讯微电子设备接地与防雷[J]. 高电压技术, 1999, 25(2): 87-88.
 [16] Durham M O, Durham R A. Lightning, grounding and protection for control systems[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1995, 31(1): 45-54.

(收稿日期 2005-07-20)

李建胜 1954 年生, 工学硕士, 总工程师, 长期从事供用电管理工作。电话: (0378) 3905217; E-mail: songguo1973@163.com

(上接第 51 页)

[4] 王长永. 组合变流器相移 SPWM 技术及其在有源电力滤波器中的应用研究[D]. 杭州, 浙江大学, 2000.
 [5] 李建林, 张仲超. 相移 SPWM 多电平变流器有源滤波器的仿真[J]. 高电压技术, 2003, 29(2): 27-28.
 [6] Joachim holtz. Pulsewidth modulation for electronic power conversion[J]. Proceedings of the IEEE, 1994, 82(8): 1194-1214.
 [7] Anderson John B, Anderson P M, Herrick R, et al. Power electronic and variable frequency drives[M]. Piscataway: IEEE Press, 1996.
 [8] Bowes S R, Lai Yerr-shin. The relationship between space-vector modulation and regular-sampled PWM[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1997, 44(5): 670-679.
 [9] Trzynadlowski A M, Kirlin R L, Legowski S F. Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1997, 44(2): 173-181.
 [10] 袁泽剑, 钟彦儒, 杨耕, 等. 基于空间矢量的最小开关损耗 PWM 技术[J]. 电力电子技术, 1999, 33(3): 12-15.

[11] Lai Yerr-shin, Bowes S R. A universal space vector modulation strategy based on regular-sampled pulsewidth modulation[J]. IEEE IECON 22nd International Conference, 1996, (1): 120-126.
 [12] 熊健, 康勇, 张凯, 等. 电压空间矢量调制与常规 SPWM 的比较研究[J]. 电力电子技术, 1999, 33(1): 25-28.
 [13] 张桂斌. 新型直流输电及其相关技术研究[D]. 杭州, 浙江大学, 2001.
 [14] 张桂斌, 徐政. 不对称电压空间矢量 PWM 的研究与仿真[J]. 电工技术学报, 2001, 16(3): 62-66.
 [15] Manitoba HVDC Center. PSCAD/EMTDC user's manual[Z]. Winnipeg, Canada: Manitoba HVDC Center, 1998.

(收稿日期 2005-06-06)

陈海荣 1973 年生, 博士生, 讲师, 研究方向为直流输电与柔性交流输电。E-mail: jhhairong@zju.edu.cn
 徐政 1962 年生, 教授, 博导, 研究方向为直流输电与柔性交流输电、电力谐波与电能质量、电力市场及其技术支持系统。
 张帆 1980 年生, 博士生, 研究方向为直流输电与柔性交流输电。