

# 级联 H 桥型静止同步补偿器触发脉冲的快速生成方法

许胜, 赵剑锋, 唐国庆

(东南大学电气工程学院, 江苏省 南京市 210096)

## New Trigger Pulse Quick Generating Method for Cascaded H-bridge DSTATCOM

XU Sheng, ZHAO Jian-feng, TANG Guo-qing

(College of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, Jiangsu Province, China)

**ABSTRACT:** Two sine pulse width modulation (SPWM) trigger pulse generating methods were analyzed based on symmetry regular sampling and irregular sampling, then a carrier phase-shifted sine pulse width modulation (CPS-SPWM) pulse generating time sequence for cascaded H-bridge multilevel converters was produced. This paper proposed a new trigger pulse quick generating method on the basis of the irregular sampling. Based on this method, the fundamental characteristics of the output voltage of cascaded H-bridge multilevel converters were studied. Via theoretical analysis, simulations and experimental validation of this method, it shows that, compared with the pulse generating method based on symmetry regular sampling, this method needs neither to increase the sampling frequency, nor to add the amount of calculation. Furthermore, about the SPWM output voltage based on the new method, the delay-time of its fundamental component which only lags the modulation wave a quarter of carrier wave period, is shorten by 50 percent, its amplitude is higher, and the asymmetry of the voltage is improved greatly.

**KEY WORDS:** cascaded H-bridge; multilevel converter; distribution static synchronous compensator (DSTATCOM); carrier phase-shifted sine pulse width modulation (CPS-SPWM); irregular sampling; pulse generating; fundamental wave characteristics

**摘要:** 详细分析基于对称规则采样和不对称规则采样的正弦脉宽调制(sine pulse width modulation, SPWM)脉冲生成方法的特点, 并介绍一种应用在级联 H 桥型变流装置中的载波

相移正弦脉宽调制(carrier phase-shifted sine pulse width modulation, CPS-SPWM)脉冲生成时序, 在此基础上, 提出一种基于不对称规则采样的 CPS-SPWM 脉冲的快速生成方法。分析研究基于该方法的级联 H 桥型变流装置输出电压的基波特性。理论分析、仿真和实验结果表明, 该方法相对于对称规则采样的 CPS-SPWM 脉冲生成方法, 既没有增加采样频率, 也没有增加计算工作量。同时, 装置输出电压的基波分量不仅延时缩小 1 半, 仅滞后调制波 1/4 个载波周期, 而且幅值有所提高, 波形的不对称性也有所改善。

**关键词:** 级联 H 桥型; 多电平变流器; 静止同步补偿器; 载波相移正弦脉宽调制; 不对称规则采样; 脉冲生成; 基波特性

## 0 引言

级联 H 桥型多电平变流器结构由于其结构简单、易于模块化设计、开关负荷平衡, 输出电压谐波小等优点<sup>[1-4]</sup>而被广泛应用于高压大容量配电静止同步补偿器(distribution static synchronous compensator, DSTATCOM)、电力有源滤波器等大功率变流装置。在应用于该结构变流器的众多开关调制策略中, 相对于阶梯波、空间矢量等开关调制策略<sup>[5-6]</sup>, 载波相移正弦脉宽调制(carrier phase-shifted sine pulse width modulation, CPS-SPWM)技术由于具有等效开关频率高、输出电压谐波含量小、信号传输带宽宽以及控制方法简单等优良特性<sup>[7-9]</sup>而被广泛使用, 但针对该项技术实现方法的相关研究不多。事实上, 采用不同的脉冲实现方法, 不但对变流器 SPWM 输出电压的精度、实时性等性能有着重要的影响, 而且决定了 CPS-SPWM 技术实现时的采样频率以及算法的复杂程度。

**基金项目:** 国家“十一五”科技支撑计划重点项目(2007BAA12B03); 江苏省科技支撑项目(BE2008072, BE2008123)。

Key Project of the National Eleventh-Five Year Research Program of China(2007BAA12B03); Jiangsu Science and Technology Support Program(BE2008072, BE2008123).

SPWM 的实现方法较典型的主要分为两类<sup>[10]</sup>: 自然采样法和规则采样法。前者通常由模拟电路实现, 精度和实时性都较好; 后者在数字控制中应用较多, 实现简单, 当开关频率远高于电网频率时, 可以代替自然采样法实现较好的控制效果<sup>[11]</sup>。规则采样法通常存在对称规则采样和不对称规则采样两种方法<sup>[12-13]</sup>。前者在一个载波周期中只采集一次调制波, 采样点少; 后者在一个载波周期中采集两次调制波, 采样点增加一倍, 但同时也提高了 SPWM 脉冲的生成精度。因此, 可根据不同的应用场合选择不同的方法。文献[14]提出了基于不对称规则采样法的 CPS-SPWM 实现方法, 结论是: 相对于对称规则采样法, 采样点和计算量增加了一倍; 但变流器输出电压谐波含量却大为减少, 波形的不对称性也有所改善。

当采样频率较高时, 为了保证变流器 SPWM 输出电压的实时性, 在处理器运算速度有限的情况下, 要求算法工作量尽量少。基于上述思想, 同时为了充分利用不对称规则采样法的优点, 文章提出一种应用在级联 H 桥型 DSTATCOM 中的基于不对称规则采样法的 CPS-SPWM 脉冲快速生成方法, 并且详细分析基于该种方法的级联装置 CPS-SPWM 输出电压的基波特性。

### 1 级联装置的 CPS-SPWM 脉冲生成时序

由于级联装置 CPS-SPWM 脉冲生成的三相对称性, 这里仅以一相为例来分析问题。级联 H 桥型 DSTATCOM 单相主电路结构如图 1 所示, 为了分析方便, 取级联单元数  $N=5$ 。

图中: 符号  $D_{x1}$ 、 $D_{x2}$ 、 $D_{x3}$ 、 $D_{x4}$  分别为各单元

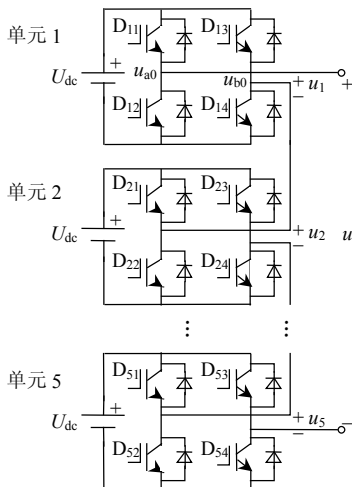


图 1 级联 H 桥型 DSTATCOM 单相主电路结构  
Fig. 1 Single-phase curciut of cascaded H-bridge DSTATCOM

左桥臂上、下和右桥臂上、下 IGBT 开关器件;  $u_x$  为各单元交流侧输出电压;  $u$  为装置输出总电压;  $U_{dc}$  为各单元直流侧电压,  $x=1 \cdots 5$ 。装置采用基于 CPS-SPWM 的单极性开关调制方法, 各单元载波  $U_{rx}$  相互错开时间  $T_s=T_c/2N$ , 其中  $T_c$  为载波周期。

装置的 CPS-SPWM 脉冲生成时序如图 2 所示, 图 2 中, 载波  $U_{rx}$  的相位与  $U_{rx}^-$  相差  $180^\circ$ , 分别用来形成功率单元  $x$  的  $D_{x1}$  和  $D_{x4}$  的触发脉冲;  $u_s$  为 SPWM 调制波。

如图 2 所示, 在  $t_n$  时刻( $n=1 \cdots 10, t_{k+1}-t_k=T_s$  为一个采样周期)采样调制波  $u_s$ , 根据不同的采样方法, 依次生成 SPWM 触发脉冲  $P_{x1}$  和  $P_{x4}$ , 分别对应触发  $D_{x1}$  和  $D_{x4}$ ;  $D_{x2}$ 、 $D_{x3}$  的触发脉冲  $P_{x2}$ 、 $P_{x3}$  分别与  $P_{x1}$ 、 $P_{x4}$  相反, 实际应用中加死区延时。

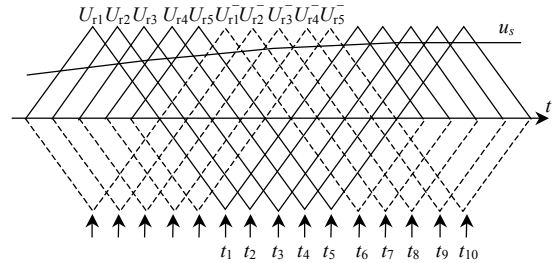


图 2 级联装置的 CPS-SPWM 脉冲生成时序  
Fig. 2 Pulse generating time sequence of cascaded devices

此外, 在实际应用中, 载波并不以具体波形存在, 而代之以双向计数器。这里定义计数器  $T_{x1}$  和  $T_{x4}$ , 分别对应载波  $U_{rx}$  和  $U_{rx}^-$ ; 另设  $T_{x1CMP}$  和  $T_{x4CMP}$ , 分别为  $T_{x1}$  和  $T_{x4}$  的比较寄存器。

### 2 CPS-SPWM 脉冲生成方法

#### 2.1 对称规则采样法

对称规则采样方法在实际应用中, 根据载波计数器初始计数方向的不同, 存在两种工作方式。

##### 1) 第一种方式。

该方法的形成过程如图 3 所示, 以脉冲  $P_{11}$  的生成过程为例(下同),  $t_1$  时刻采样  $u_s$ , 计算占空比(要求算法时间小于  $T_s$ )并加载到  $T_{11CMP}$ , 在  $t_2$  时刻重载  $T_{11}$  并开始减计数, 当比较匹配时, 生成  $P_{11}$  的上升沿; 当  $T_{11}=0$  时开始增计数, 当比较匹配时形成  $P_{11}$  的下降沿。相应的, 在  $t_2$  时刻采样  $u_s$  计算所得的占空比加载到  $T_{21CMP}$ , 在下一同步信号到达时重载  $T_{21}$  并开始减计数比较生成脉冲  $P_{21}$ , 依此类推。可见, 此种方法生成的触发脉冲较理论上产生延时为  $T_c/2+T_s$ 。

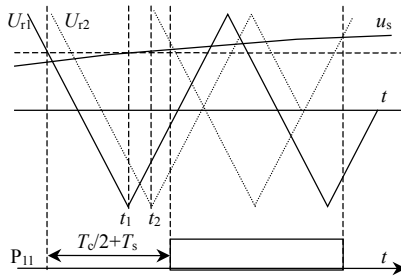


图 3 基于对称规则采样法的第一种脉冲生成方法  
Fig.3 First pulse generating method based on symmetry regular sampling

2) 第二种方式。

该方法的形成过程如图 4,  $t_1$  时刻采样  $u_s$ , 计算占空比并加载到  $T_{11CMP}$ , 在  $t_2$  时刻  $T_{11}$  清零开始增计数, 比较匹配时形成  $P_{11}$  的下降沿; 在  $T_{11}$  计数上溢时开始减计数, 形成  $P_{11}$  下一个脉冲的上升沿。

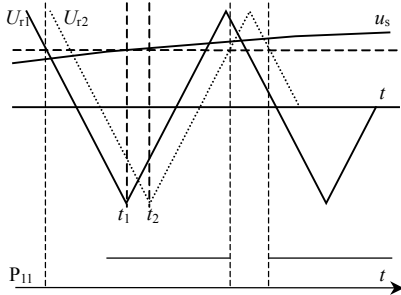


图 4 基于对称规则采样法的第二种脉冲生成方法  
Fig.4 Second pulse generating method based on symmetry regular sampling

该方法生成的触发脉冲较理论上产生的延时较小, 仅为一个采样周期  $T_s$ 。但实际上, 两种方式下 H 桥功率单元的 SPWM 输出电压波形相同, 相对调制波  $u_s$  都产生  $T_c/2 + T_s$  的延时。下面以功率单元 1 的脉冲生成情况为例来分析原因。

仔细分析图 3、4 可知, 两种方法在生成触发脉冲  $P_{11}$ 、 $P'_{11}$  (为区别起见,  $P'_{11}$  表示第二种方法下形成的脉冲) 时, 采样时刻相同, 调制波相同, 只是脉冲生成载波相反。因此, 第二种方法形成的触发脉冲  $P'_{11}$  与第一种方法形成的触发脉冲  $P_{14}$  相同; 同理,  $P'_{13}$  与  $P_{12}$  相同。将上述关系描述为表 1。

表 1 中,  $S_a$ 、 $S_b$  和  $S'_a$ 、 $S'_b$  分别表示第一种和

表 1  $u_1$  和  $u'_1$  分别在  $S_a$ 、 $S_b$  和  $S'_a$ 、 $S'_b$  不同取值时的输出  
Tab.1 Values of  $u_1$  and  $u'_1$  under different

$S_a$ 、 $S_b$  and  $S'_a$ 、 $S'_b$

$S_a$	$S_b$	$S'_a$	$S'_b$	$u_1$	$u'_1$
0	0	1	1	0	0
0	1	0	1	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$
1	0	1	0	$U_{dc}$	$U_{dc}$
1	1	0	0	0	0

第二种方法下单元 1 左、右桥臂单极性二值逻辑开关函数。表 1 为当  $S_a$ 、 $S_b$  不同取值时, 对应  $S'_a$ 、 $S'_b$  的取值情况(1 对应上桥臂开关管及续流二极管导通、0 则相反)以及对应逆变器的输出电压  $u_1$ 、 $u'_1$ 。可见, 第一种和第二种方法虽然在触发脉冲生成的形式上不一样, 但是最终输出 SPWM 电压波形一样。因此, 两种方法没有本质的区别, 在工程中, 可结合其他情况选择其一。

具体的脉冲生成时序为(参照图 2):

1)  $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ 、 $t_4$ 、 $t_5$  时刻采样  $u_s$  依次生成的 SPWM 触发脉冲为:  $P_{11}$ 、 $P_{21}$ 、 $P_{31}$ 、 $P_{41}$ 、 $P_{51}$ 。

2)  $t_6$ 、 $t_7$ 、 $t_8$ 、 $t_9$ 、 $t_{10}$  时刻采样依次生成的 SPWM 触发脉冲为  $P_{14}$ 、 $P_{24}$ 、 $P_{34}$ 、 $P_{44}$ 、 $P_{54}$ 。

### 2.2 不对称规则采样法

区别于对称规则采样方法, 该方法在一个三角载波周期中的峰、谷各采样一次调制波。如图 5 所示, 在  $t_1$  时刻采样  $u_s$ , 计算占空比并加载到  $T_{11CMP}$ , 在  $t_2$  时刻  $T_{11}$  开始增计数, 当比较匹配时形成  $P_{11}$  的下降沿; 在  $t_6$  时刻再次采样  $u_s$ , 计算占空比并更新  $T_{11CMP}$ , 在  $T_{11}$  上溢时刻开始减计数, 当比较匹配时形成  $P_{11}$  下一个脉冲的上升沿。

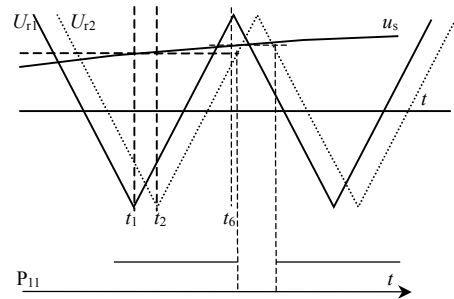


图 5 基于不对称规则采样法的脉冲生成方法  
Fig.5 Pulse generating method based on irregular sampling

可见, 依据此种方法生成的触发脉冲, 较理论上的脉冲延时也仅为一个采样周期  $T_s$ , 且由于在一个载波周期中两次采样正弦调制波, 精度较高。该方法的主要缺点是提高了采样频率和增加了计算工作量。但对于如图 2 所示的脉冲生成时序而言, 该方法既没有提高采样频率, 也没有增加计算工作量, 具体分析如下。

根据图 5, 对于同一个触发脉冲的生成, 如  $P_{11}$ , 分别在  $t_1$  和  $t_6$  时刻都进行了采样, 脉冲生成的采样频率比对称规则采样法高出了 1 倍。但实际上, 参照图 2 所示的脉冲生成时序,  $t_6$  时刻也对应触发脉冲  $P_{14}$  生成的采样时刻, 因此, 总体上来说, 采样

频率没有提高,只是同一采样时刻要进行两个占空比值的计算,如 $t_6$ 时刻,分别要计算 $P_{14}$ 和 $P_{11}$ 的占空比 $d_{14}$ 和 $d_{11}$ 。此时,只要证明 $d_{14}$ 等于 $d_{11}$ ,即可说明该方法不需增加计算工作量,证明如下。

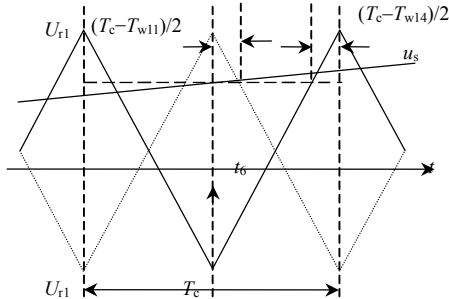


图6 占空比 $d_{11}$ 、 $d_{14}$ 计算的局部放大图

Fig.6 Local magnified graph of  $d_{11}$  and  $d_{14}$

设 $T_{w11}=d_{11}T_c$ 、 $T_{w14}=d_{14}T_c$ ,如图6所示,显然存在等式:

$$(T_c - T_{w11})/2 = (T_c - T_{w14})/2$$

解得 $T_{w11} = T_{w14}$ ,也即 $d_{11}=d_{14}$ ,由此可知,任何采样时刻只需进行一次占空比计算,而不需增加额外的计算工作量。

上述脉冲 $P_{11}$ 和 $P_{14}$ 生成过程及时序可描述为图7。在 $t_1$ 时刻,采样 $u_s$ 计算占空比 $d_{11}(d_{14})$ ,并加载到 $T_{11CMP}$ 和 $T_{14CMP}$ ,当下一个同步信号到达即 $t_2$ 时刻清零 $T_{11}$ 开始增计数,生成 $P_{11}$ 的下降沿;同时,重载 $T_{14}$ 并开始减计数,生成 $P_{14}$ 的上升沿。同理,在 $t_6$ 时刻,采样 $u_s$ 计算占空比 $d_{14}(d_{11})$ ,并加载到 $T_{14CMP}$ 和 $T_{11CMP}$ ,在 $t_7$ 时刻分别清零 $T_{14}$ 开始增计数、重载 $T_{11}$ 并开始减计数,生成 $P_{14}$ 的下降沿和 $P_{11}$ 的上升沿。

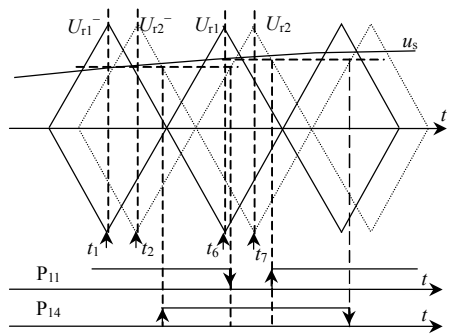


图7 脉冲 $P_{11}$ 和 $P_{14}$ 的生成时序图

Fig.7 Pulse generating time sequence of  $P_{11}$  and  $P_{14}$

参照图2,整个装置的脉冲生成时序为:

1) $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ 、 $t_4$ 、 $t_5$ 时刻采样依次生成的SPWM触发脉冲为: $P_{11}\downarrow$ (下降沿)和 $P_{14}\uparrow$ (上升沿)、 $P_{21}\downarrow$ 和 $P_{24}\uparrow$ 、 $P_{31}\downarrow$ 和 $P_{34}\uparrow$ 、 $P_{41}\downarrow$ 和 $P_{44}\uparrow$ 、 $P_{51}\downarrow$ 和 $P_{54}\uparrow$ ;

2) $t_6$ 、 $t_7$ 、 $t_8$ 、 $t_9$ 、 $t_{10}$ 时刻采样依次生成的SPWM触发脉冲为: $P_{14}\downarrow$ 和 $P_{11}\uparrow$ 、 $P_{24}\downarrow$ 和 $P_{21}\uparrow$ 、 $P_{34}\downarrow$ 和 $P_{31}\uparrow$ 、

$P_{44}\downarrow$ 和 $P_{41}\uparrow$ 、 $P_{54}\downarrow$ 和 $P_{51}\uparrow$ ;

### 3 基于不对称规则采样法的H桥级联装置的CPS-SPWM输出电压的基波特性分析

如图1所示,由于装置各级联单元调制正弦波一致,因而各单元输出基波电压 $u_i(i=1、2、\dots、5)$ 相同。因此,本文首先以单个H桥逆变器(取单元1)为例,来分析SPWM输出电压的基波特性。

图8为基于不对称规则采样法的单相H桥逆变器一个载波周期中的SPWM输出电压局部放大图。

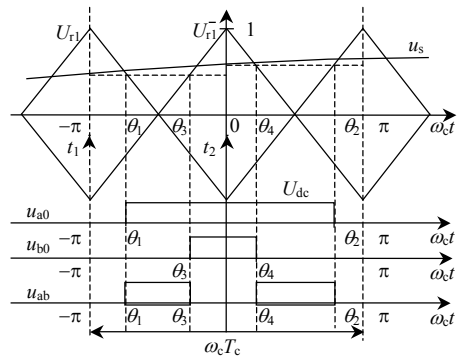


图8 基于不对称规则采样法的单相H桥逆变器输出电压  
Fig.8 Output voltage of single-phase H-bridge inverters based on irregular sampling

图8中: $\omega_c$ 为载波角频率; $u_{a0}$ 、 $u_{b0}$ 分为逆变器左、右桥臂输出电压; $u_{ab}(=u_{11})$ 为逆变器交流侧输出电压(参照图1)。本文以 $\omega_c t$ 为基准来分析 $u_{ab}$ 的谐波特性,图8中 $\theta_1$ 、 $\theta_2$ 为一个载波周期 $2\pi$ 中 $u_{a0}$ 的触发脉冲边沿时刻, $\theta_3$ 、 $\theta_4$ 为 $u_{b0}$ 的触发脉冲边沿时刻。设调制波函数为:

$$u_s = M \sin(\omega_1 t + \varphi) \quad (1)$$

式中: $M$ 为调制波幅值(为了便于分析,令载波幅值为1,则 $M$ 亦为调制比); $\omega_1$ 为调制波角频率; $\varphi$ 为调制波初相角;令载波比 $F=\omega_c/\omega_1 \geq 1$ 。根据图8,可方便的求取 $\theta_1$ 、 $\theta_2$ 、 $\theta_3$ 、 $\theta_4$ 的取值<sup>[7]</sup>:

$$\begin{cases} \theta_1 = -\pi[1 + M \sin(\omega_1 t_1 + \varphi)]/2 \\ \theta_2 = \pi[1 + M \sin(\omega_1 t_2 + \varphi)]/2 \\ \theta_3 = -\pi[1 - M \sin(\omega_1 t_1 + \varphi)]/2 \\ \theta_4 = \pi[1 - M \sin(\omega_1 t_2 + \varphi)]/2 \end{cases} \quad (2)$$

由式(2),可列出 $u_{ab}$ 一个载波周期上的表达式:

$$u_{ab} = \begin{cases} 0, & -\pi \leq \omega_c t \leq \theta_1, \theta_3 \leq \omega_c t \leq \theta_4, \\ \theta_2 \leq \omega_c t \leq \pi \\ U_{dc}, & \theta_1 \leq \omega_c t \leq \theta_3, \theta_4 \leq \omega_c t \leq \theta_2 \end{cases} \quad (3)$$

将 $u_{ab}$ 展开成如下傅里叶级数的形式:

$$u_{ab} = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_c t) + b_n \sin(n\omega_c t)] \quad (4)$$

其中:

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_{ab} d\omega_c t \\ a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_{ab} \cos(n\omega_c t) d\omega_c t, n=1,2,\dots \\ b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_{ab} \sin(n\omega_c t) d\omega_c t \end{cases} \quad (5)$$

将式(3)代入式(5), 可得:

$$a_0 = \frac{U_{dc}}{\pi} (\theta_3 - \theta_1 + \theta_2 - \theta_4) \quad (6)$$

将式(2)代入式(6), 解得:

$$a_0 = 2MU_{dc} \sin(\omega_1 \frac{t_1 + t_2}{2} + \varphi) \cos(\omega_1 \frac{t_1 - t_2}{2}) \quad (7)$$

令  $t_1 = t$ , 则  $t_2 = t + T_c/2$ , 结合  $F = \omega_c/\omega_1$ , 解得:

$$a_0 = 2MU_{dc} \cos(\frac{\pi}{2F}) \sin[\omega_1(t + \frac{T_c}{4}) + \varphi] \quad (8)$$

下文分析  $u_{ab}$  的基波特性。 $u_{ab}$  的基波指角频率与  $\omega_1$  相同的分量, 设为  $u_{ab1}$ 。由上文分析可知, 式(4)中的第一项即为角频率为  $\omega_1$  的基波分量, 记为  $A_0$ , 则:

$$A_0 = MU_{dc} \cos(\frac{\pi}{2F}) \sin[\omega_1(t + \frac{T_c}{4}) + \varphi] \quad (9)$$

可见,  $A_0$  具有以下特性:

1) 相位。

与调制波  $u_s$  相比, 在时间上滞后 1/4 个载波周期, 即滞后  $T_c/4$ , 而与调制波的初相角  $\varphi$  无关。

2) 幅值。

$A_0$  的幅值等于  $MU_{dc} \cos(\pi/2F)$ , 与自然采样法相比, 存在一个比例系数  $\cos(\pi/2F)$ 。当  $F \gg 1$  时,  $\cos(\pi/2F) \approx 1$ ; 而当  $F$  取最小值 1, 即  $\omega_c = \omega_1$  时,  $\cos(\pi/2F) = 0$ , 从而  $A_0 = 0$ 。此时, 由于  $\omega_c = \omega_1$ , 对于式(4)中的第二项来说, 当  $n=1$  时, 同样也存在基波成份, 记为  $A_1$  (限于篇幅, 这里省略求解过程):

$$A_1 = \frac{4U_{dc}}{\pi} \sin[\frac{\pi}{2} M \sin(\omega_1 t + \varphi)] \sin(\omega_1 t) \quad (10)$$

由式(10)可知, 该基波分量的幅值与调制系数  $M$  以及调制波的初相角  $\varphi$  都有关系。参照图 8, 当  $\sin(\omega_1 t + \varphi) = 0$ , 即此时调制波与载波的相位相差  $\pi/2$  时, 由于每个采样时刻采样调制波得到的数值都等于 0, 相当于 0 和载波比较生成触发脉冲, 因而输出的  $u_{a0} (=u_{b0})$  为占空比等于 0.5, 角频率等于  $\omega_1$  的周期方波, 从而  $u_{ab} = 0$ ,  $A_1 = 0$ 。事实上, 这是任何形式的规则采样脉冲生成方法的缺陷。

由上述分析, 可以总结出  $u_{ab}$  的基波分量  $u_{ab1}$  表达式:

$$u_{ab1} = \begin{cases} MU_{dc} \cos(\frac{\pi}{2F}) \sin[\omega_1(t + \frac{T_c}{4}) + \varphi], \\ F \geq 2 \\ \frac{4U_{dc}}{\pi} \sin[\frac{\pi}{2} M \sin(\omega_1 t + \varphi)] \sin(\omega_1 t), \\ F = 1 \end{cases} \quad (11)$$

事实上, 在实际工程应用中, 由于  $\omega_c$  远大于  $\omega_1$ , 即  $F \gg 1$  (以下分析均在此条件下), 此时, 可忽略  $\cos(\pi/2F)$  的影响, 即:

$$u_{ab1} = MU_{dc} \sin[\omega_1(t + \frac{T_c}{4}) + \varphi], \quad F \gg 1 \quad (12)$$

如图 1 所示, 基于 CPS-SPWM 开关调制技术的级联 H 桥型 DSTATCOM, 由于各单元直流侧电压相同, 正弦调制波相同, 从而各单元输出电压的基波分量相同, 结合式(12)可得级联装置输出总电压  $u$  的基波分量:

$$u_f = u_{1f} + u_{2f} + \dots + u_{Nf} = NMU_{dc} \sin[\omega_1(t + T_c/4) + \varphi] \quad (13)$$

## 4 仿真与实验分析

仿真模型参照图 1, 直流侧电压  $U_{dc} = 100 \text{ V}$ , 载波频率  $1/T_c = 400 \text{ Hz}$ , 仿真过程中忽略算法时间  $T_s$ 。

图 9 为基于自然采样法、不对称规则采样法以及对称规则采样法装置交流侧输出电压的基波分量, 依次设为  $u_{f0}$ 、 $u_{f1}$  及  $u_{f2}$ 。由图 9 可知: 一方面,  $u_{f0}$ 、 $u_{f1}$ 、 $u_{f2}$  的幅值呈逐渐下降趋势, 主要原因是不对称规则采样法相比较于对称规则采样法, 采样点增加了 1 倍, 所形成的阶梯波形更接近于实际正弦波; 另一方面, 在相位上,  $u_{f2}$  滞后  $u_{f0}$  1/2 个载波周期, 即 1.25 ms, 该结论符合第 2.1 节中“基于对称规则采样法实际生成的触发脉冲较理论上产生  $T_c/2 + T_s$  的延时”的结论。而  $u_{f1}$  滞后  $u_{f0}$  1/4 个载波周期, 即 0.625 ms, 该结论符合式(13)的结论。

实验模型参照图 1, 直流侧电压  $U_{dc} = 90 \text{ V}$ , 载波频率  $1/T_c = 1.28 \text{ kHz}$ , 采样周期为  $T_s = 78.125 \mu\text{s}$ 。脉冲传输采用编码方式, 传输延时  $T_{tr}$  约为  $5 \mu\text{s}$ 。

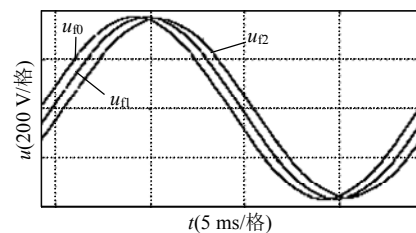


图 9  $u_{f0}$ 、 $u_{f1}$  及  $u_{f2}$  的仿真波形  
Fig.9 Simulation graph of  $u_{f0}$ ,  $u_{f1}$  and  $u_{f2}$

图10为基于对称规则采样法的装置输出电压 $u$ 及调制波 $u_s$ 的波形,可见 $u$ 滞后 $u_s$ 约0.5 ms,与2.1节中“基于对称规则采样法实际生成的触发脉冲较理论上产生 $T_c/2+T_s$ 的延时”的结论相符合,基波分量理论总延时约为 $(T_c/2+T_s+T_{tr})\approx 0.474$  ms。

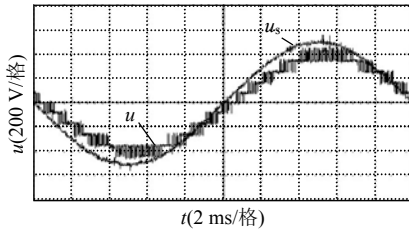


图10 基于对称规则采样法的输出电压 $u$ 的波形  
Fig. 10 Experiment graph of  $u$  based on symmetry regular sampling

图11为基于不对称规则采样法的 $u$ 及 $u_s$ ,由图可见, $u$ 滞后 $u_s$ 约0.3 ms左右,基本符合式(13)结论,其基波分量滞后 $u_s$ 理论值为 $(T_c/4+T_s+T_{tr})\approx 0.278$  ms。

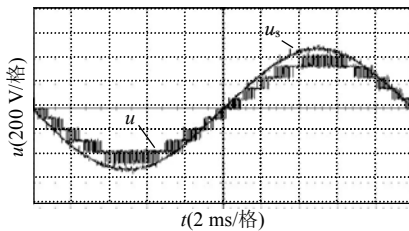


图11 基于不对称规则采样法的输出电压 $u$ 的波形  
Fig. 11 Experiment graph of  $u$  based on irregular sampling

图12的上、下部分分别为基于对称规则采样法和不对称规则采样法输出电压 $u$ 的FFT频谱图。由图12可知,谐波主要分布在 $n\times 12.8$  kHz附近, $n=1, 2, \dots$ ;最低次谐波发生在12.8 kHz附近,是载波频率的10倍,这符合相关文献<sup>[15-19]</sup>中关于载波相移技术的结论。另一方面,由图10~12可见,在载波频率较高时,两种采样方法下输出电压的波形比较接近,电压畸变程度也相当。

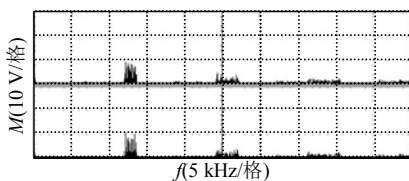


图12 两种采样方法下输出电压 $u$ 的FFT频谱图  
Fig. 12 FFT frequency spectrum experiment graph of  $u$  based of two different sampling methods

另外,基于对称规则采样法的输出电压波形,由于实际采样点和理论采样点的时刻相差较大,存在较大的不对称性<sup>[14]</sup>,而基于不对称规则采样法的

输出电压波形,由于采样点的增加,不对称性会有所改善。这种情况在载波频率较低的情况下显得更为严重,如图13~14所示,取载波频率 $f_c=320$  Hz, $F=6.4$ 。进一步实验分析发现,当载波比 $F$ 为整数时,这种不对称情况会有所改善,如图15~16所示,取载波频率 $f_c=400$  Hz,则载波比 $F=8$ 为整数,实验为了保持3.2 kHz的采样频率,取级联单元数 $N=4$ 。

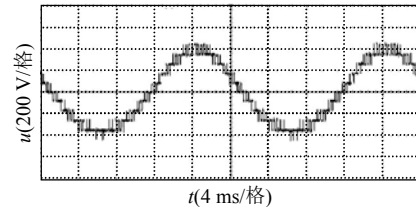


图13 基于对称规则采样法的输出电压 $u$ 波形,  $F=6.4$   
Fig. 13 Experiment graph of  $u$  based on symmetry regular sampling,  $F=6.4$

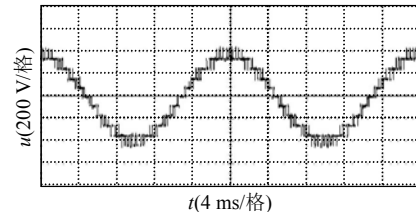


图14 基于不对称规则采样法的输出电压 $u$ 波形,  $F=6.4$   
Fig. 14 Experiment graph of  $u$  based on irregular sampling,  $F=6.4$

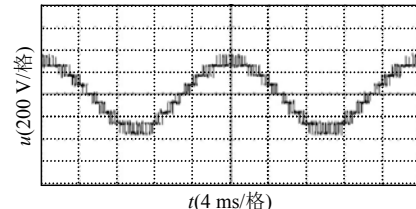


图15 基于对称规则采样法的输出电压 $u$ 波形,  $F=8$   
Fig. 15 Experiment graph of  $u$  based on symmetry regular sampling,  $F=8$

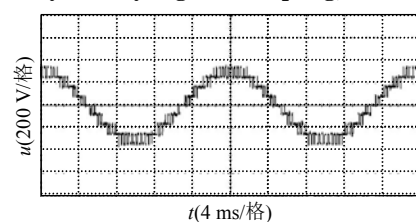


图16 基于不对称规则采样法的输出电压 $u$ 波形,  $F=8$   
Fig. 16 Experiment graph of  $u$  based on irregular sampling,  $F=8$

## 5 结论

理论分析和仿真实验结果表明,本文所提不对称规则采样法的CPS-SPWM脉冲生成方法,相对对称规则采样法的CPS-SPWM脉冲生成方法,既没有增加采样频率,也没有增加计算工作量。且基于前者的单相级联H桥型DSTATCOM交流侧输出

电压  $u$ , 较基于后者的  $u$ , 具有以下特性:

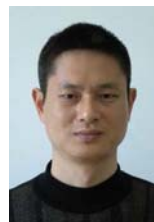
1) 基波分量的相位在时间上滞后调制波  $1/4$  个载波周期, 延时缩小了 1 半。

2) 基波分量的幅值有所提高。

3) 波形不对称性有所改善。

## 参考文献

- [1] 刘文华, 宋强, 滕乐天, 等. 基于链式逆变器的 50MVA 静止同步补偿器的直流电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(4): 145-150.  
Liu Wenhua, Song Qiang, Teng Letian, et al. Balancing control of DC voltages of 50MVA STATCOM based on cascade multilevel inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(4): 145-150(in Chinese).
- [2] Sewell H I, Stone D A, Bingham C M. A describing function for resonantly commutated H-bridge inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 4(19): 1010-1021.
- [3] Anuradha K, Muni B P, Rajkumar A D. Control of cascaded H-bridge converter based DSTATCOM for high power applications [C]. International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, New Delhi, India, 2006.
- [4] Cecati C, Dell'Aquila A, Liserre M, et al. Design of H-bridge multilevel active rectifier for traction systems[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(5): 1541-1550.
- [5] 杨贵杰, 孙力, 崔乃政, 等. 空间矢量脉宽调制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(5): 79-83.  
Yang Guijie, Sun Li, Cui Naizheng, et al. Study on method of the space vector PWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(5): 79-83(in Chinese).
- [6] 毛鸿, 吴兆麟. 基于三相 PWM 整流器的无死区空间矢量调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(11): 100-104.  
Mao Hong, Wu Zhaolin. The non-dead-time space-vector-modulation strategy based on three-phase PWM rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(11): 100-104(in Chinese).
- [7] 王长永, 金陶涛, 张仲超. 基于 CPS-SPWM 技术的电流源有源滤波器的研究[J]. 电力系统自动化, 2000, 24(13): 11-14.  
Wang Changyong, Jin Taotao, Zhang Zhongchao. Analysis on control system of current source active power filter based on phase-shifted SPWM technique[J]. Automation of Electric power System, 2000, 24(13): 11-14(in Chinese).
- [8] 王立乔, 胡长生, 刘兆燊, 等. 载波 CPS-SPWM 技术传输带宽的研究. 电力系统自动化, 2004, 28(9): 49-52.  
Wang Liqiao, Hu Changsheng, Liu Zhaoshen, et al. Study on the transmitting bandwidth of carrier phase shift SPWM. Automation of Electric power System, 2004, 28(9): 49-52(in Chinese).
- [9] 李建林, 赵栋利, 赵斌, 等. 载波相移 SPWM 级联 H 型变流器及其在有源电力滤波器中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(10): 109-113.  
Li Jianlin, Zhao Dongli, Zhao Bin, et al. Cascade H-bridge converter with carrier phase shifted SPWM technique and its application in active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(10): 109-113(in Chinese).
- [10] 彭力, 林新春, 康勇, 等. 数字控制高频变换器的新颖 PWM 方法[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(10): 47-51.  
Peng Li, Lin Xinchun, Kang Yong, et al. A novel PWM technique in high-frequency converter controlled by digital system [J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(10): 47-51(in Chinese).
- [11] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003: 65-66.  
Zhang Chongwei, Zhang Xing. PWM rectifier and its control[M]. Beijing: China Machine Press, 2003: 65-66(in Chinese).
- [12] Li Fuzhong, Xiong Rui, Zhang Rong. A novel sampling method of SPWM with nonsymmetrical rules[C]. 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Singapore, 2008.
- [13] Chaudhari B N, Fernandes B G. EPROM-based modulator for synchronized asymmetric regular-sampled SPWM technique [J]. Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Technology, 2000, 1(2): 278-283.
- [14] 李建林, 梁亮, 高志刚, 等. 适合于多电平变流器的新型驱动方法实现及应用[J]. 电源技术应用, 2006, 9(8): 21-26.  
Li Jianlin, Liang Liang, Gao Zhigang, et al. Realization method of driving-pulse of multilevel converter and its application[J]. Power Supply Technologies and Applications, 2006, 9(8): 21-26(in Chinese).
- [15] 李建林, 王立乔, 李彩霞, 等. 基于现场可编程门阵列的多路 PWM 波形发生器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(10): 55-59.  
Li Jianlin, Wang Liqiao, Li Caixia, et al. Multi-PWM pulse generator based FPGA[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(10): 55-59(in Chinese).
- [16] 吴洪祥, 何湘宁. 级联型多电平变换器 PWM 控制方法的仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(8): 42-46.  
Wu Hongxiang, He Xiangning. Research on PWM control of a cascade multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(8): 42-46(in Chinese).
- [17] 李建林, 林平, 王长永, 等. 基于载波相移 SPWM 技术的电流型有源电力滤波器的研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 99-103.  
Li Jianlin, Lin Ping, Wang Changyong, et al. Research on current-source converter with carrier phase shifted SPWM for active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 99-103(in Chinese).
- [18] 李建林, 王立乔, 刘兆燊, 等. 一种新型的组合同步变流器采样空间矢量调制技术分析[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 142-146.  
Li Jianlin, Wang Liqiao, Liu Zhaoshen, et al. Analysis on a novel multi-modular converter with sample time SVM technique [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(1): 142-146(in Chinese).
- [19] 李建林, 王立乔. 载波相移调制技术及其在大功率变流器中的应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2009: 97-105.  
Li Jianlin, Wang Liqiao. Carrier phase shifted SPWM technique and its application in high power converter[M]. Beijing: China Machine Press, 2009: 97-105(in Chinese).



许胜

收稿日期: 2010-03-15。

作者简介:

许胜(1976—), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用, xush\_00@sina.com;

赵剑锋(1972—), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事电力电子技术在电力系统中的应用研究工作。

(编辑 吕鲜艳)