

SPWM 数字化自然采样法的理论及应用研究

陈增禄^{1,2}, 毛惠丰², 周炳根², 施杰², 任记达²

(1. 西安交通大学电气工程学院, 陕西省 西安市 710049; 2. 西安工程科技学院, 陕西省 西安市 710048)

A STUDY ON THEORY AND APPLICATION OF DIGITAL NATURAL SAMPLING BASED SPWM

CHEN Zeng-lu^{1,2}, MAO Hui-feng², ZHOU Bing-gen², SHI Jie², Ren Ji-da²

1. Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, Shaanxi Province, China;

(2. Xi'an University of Engineering Science and Technology, Xi'an 710048, Shaanxi Province, China)

ABSTRACT: A novel scheme of digital natural sampling based SPWM (sinusoidal PWM) is presented which is achieved by CPLD (complex programming logic device). This scheme is trusty and easily integrated as digital circuit, programmable as microprocessor, and rapid in response and with a precision as natural sampling SPWM. The digitization of sinusoidal modulation signals $u_s(t)$ however, may cause a pulse width error in the SPWM output. A positive slope of $u_s(t)$ makes the plus pulse width wider, and a negative one makes the minus pulse width wider. All these errors can be equivalent to adding an odd harmonic to the fundamental. There are some pulse competition in the digital natural sampling based SPWM. The study indicates that the best error pulse width and the competition pulse width are proportional to the sampling period to $u_s(t)$ and the modulation degree of SPWM; the number of competition pulse are dependent on the slope of $u_s(t)$. A method for eliminating the competition pulses is presented. Satisfactory experiment results were obtained in a single-phase 4kVA voltage source inverter operating in 4-multiple SPWM.

KEY WORDS: SPWM; Digital natural sampling; Pulse error analysis; Pulse competition

摘要: 该文提出一种基于 CPLD (复杂可编程逻辑器件)、由全数字化方法实现自然采样法的 SPWM (正弦脉宽调制) 新方案。该方案同时具有数字电路稳定可靠便于集成、微处理器可以重复编程、以及自然采样法响应快精度高等优点。对正弦调制信号 $u_s(t)$ 的数字化处理, 会引起 SPWM 输出脉冲宽度的误差。当 $u_s(t)$ 斜率为正时输出负脉冲变宽; $u_s(t)$ 的斜率为负时输出正脉冲变宽; 这相当于在输出基波上附加了一个齐次谐波分量。SPWM 数字化自然采样法存在脉冲竞争现象。研究表明最大误差脉冲宽度和竞争脉冲宽度

均与模数转换的采样周期和调制深度成正比, 与载波比成反比; 竞争脉冲的个数由 $u_s(t)$ 的斜率决定。给出了消除竞争脉冲的方法。在一台 4kVA 单相 SPWM 电压型并联四重化逆变器上取得了满意的实验结果。

关键词: SPWM; 数字化自然采样法; 脉冲误差分析; 脉冲竞争

1 引言

SPWM (Sinusoidal PWM) 控制技术是逆变器研究和应用领域的核心技术之一^[1]。在早期的 SPWM 实现方法中, 最典型的是由一个模拟比较器对一个三角载波和一个正弦调制信号进行比较, 以实现正弦调制信号对三角载波的调制。这种将三角载波和正弦调制波进行实时比较以实现调制目的的方法叫做自然采样法^[2,3]。显然, 自然采样法适合于用模拟比较电路来实现。模拟电路实现简单、响应速度快, 但是参数漂移大、集成度低和设计不灵活是其固有而又难以克服的缺点。

随着计算机技术的快速发展, 基于微控制器 (单板机、单片机、DSP 等) 串程序流的 SPWM 实现方法层出不穷, 已成为实现 SPWM 的主流^[4,5]。最常用的是各种形式的规则采样法^[6]。基于微控制器的 SPWM 实现方法稳定可靠、便于集成、设计灵活, 但是受其状态周期和内部定时器时钟频率的限制很难兼顾同时提高调制频率和调制精度 (时间分辨率) 的双重要求, 使其实时性受到很大的限制^[5]。

随着逆变器技术的不断进步和逆变器应用领域的不断扩展, 特别是在一些特殊的应用领域, 所

期望的 SPWM 逆变器的开关频率和调制精度不断提高。例如对于应用多重化（多电平）新技术的 SPWM 逆变器^[7-10]，即便是采用 DSP，基于串行程序流所实现的 SPWM 也很难同时满足速度和精度的要求。

就谐波含量而言，大量的理论分析和仿真研究表明，自然采样法比所有的规则采样法都要优越^[11]。但是，由于自然采样法要实时求解三角载波和正弦调制信号的交点，因而不宜在微控制器中实现。

本文基于超大规模 CPLD（复杂可编程逻辑器件）新技术，根据自然采样法的基本原理，探讨一种实现 SPWM 的全数字化新方案。与串行程序流的方法不同，在 CPLD 中所有的数字信号均为并行处理，其实时性要好得多。因此，在一定工程应用的范围内，这种全数字化 SPWM 新方法可以和自然采样法的调制效果相逼近。故称之为 SPWM 数字化自然采样法。它既有数字电路稳定可靠无漂移、便于集成等优点，又有可重复编程、设计灵活的优势，同时还有响应快、精度高等接近自然采样法的调制效果。

本文首先介绍了数字化自然采样法的基本实现原理、主要的“数字化”电路参数、以及各参数之间的关系。接着，以模拟化自然采样法为基准，分析了各个数字化因素对调制输出带来的脉冲宽度误差。然后，研究了数字化自然采样法特有的脉冲竞争现象的产生机理和解决办法。最后，给出了实验结果。

2 SPWM 数字化自然采样法

2.1 基本原理

SPWM 数字化自然采样法是用数字电路代替模拟电路来实现 SPWM 自然采样法的方法，即用数字比较器对数字化正弦调制波与数字化三角载波的幅值进行实时比较，并据此决定 SPWM 的输出波形。

图 1 为 SPWM 数字化自然采样法的原理示意图。

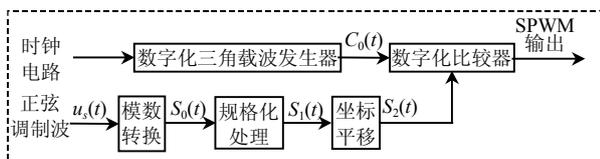


图 1 SPWM 数字化自然采样法示意图

Fig.1 Sketch of digital natural sampling based SPWM

2.2 数字化三角载波

数字化三角载波发生器的核心部件是一个无符号加减计数器。利用其循环加减计数来产生阶梯状的数字化三角载波。设 P 为数字化三角载波的峰值， T_0 为加减计数器的时钟周期， T_c 为三角载波周期，3 者之间的关系为

$$P = \frac{T_c}{2T_0} \quad (1)$$

图 1 中， $C_0(t)$ 为数字化三角载波发生器的输出，它是一个无量纲二进制数； $u_c(t)$ 为与 $C_0(t)$ 相对应的模拟三角载波（其峰值为 b ）。相关各量有如下关系式：

$$q_0 = \frac{b}{P} \quad (2)$$

$$u_{cq}(t) = C_0(t) * q_0 \quad (3)$$

式(2)、(3)中 q_0 为量化单位； $u_{cq}(t)$ 为与 $C_0(t)$ 相对应的量化特性曲线。

$u_{cq}(t)$ 和 $u_c(t)$ 之间的关系见图 2 所示。图中，当 T_0 趋于无穷小时， P 趋于无穷大， $u_{cq}(t)$ 即趋于 $u_c(t)$ 。

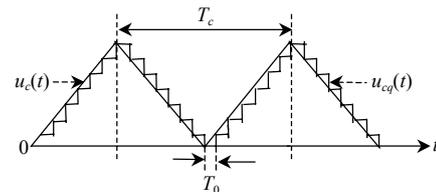


图 2 $u_{cq}(t)$ 和 $u_c(t)$ 的关系图

Fig.2 Relation of $u_{cq}(t)$ and $u_c(t)$

2.3 数字化正弦调制信号

一般来说，数字化正弦调制波有两种生成方式，或者对一个模拟化的正弦调制信号经模数转换得到，或者在微处理器中根据正弦调制信号的特征参数实时生成。前者的实时性和精度较后者为好，且特别适合于调制信号为随机频谱的情况下；后者往往采用查表的实现方法，由于受机器周期和软件资源的限制其实时性和精度较前者为差。

本文中采用双极性 n 位模数转换器。模数转换器的输入为模拟正弦调制信号 $u_s(t)$ ，输出为数字化正弦调制信号 $S_0(t)$ ，它是一个 n 位有符号数。相关各量有如下关系式：

$$u_s(t) = a \sin(2\pi f_s t + \varphi), \quad V_{ref-} \leq a \leq V_{ref+} \quad (4)$$

$$S_0(t_x) = \frac{u_{sq}(t_x)}{q_1} \quad (5)$$

$$q_1 = \frac{(V_{ref+} - V_{ref-})}{2^n} \quad (6)$$

$$u_{sq}(t_x) = iq_1, \quad (i - \frac{1}{2})q_1 \leq u_s(t_x) < (i + \frac{1}{2})q_1 \quad (7)$$

式(4)~(7)中 f_s 为正弦调制信号频率; a 为正弦调制信号的峰值; q_1 为量化单位; V_{ref+} 和 V_{ref-} 分别为模数转换器的正负(对称)参考电压; $u_s(t_x)$ 为模拟正弦调制波在 t_x 处的采样值, $u_{sq}(t_x)$ 为 $u_s(t_x)$ 的量化特性曲线在 t_x 处的幅值; $S_0(t_x)$ 为对 $u_{sq}(t_x)$ 量化以后的数字量(用整数 i 表示)。

要对数字化三角载波与数字化正弦调制信号进行比较, 首先必须对 $S_0(t)$ 进行规格化处理和坐标平移, 目的是使数字化正弦调制信号的最大取值范围和数字化三角载波的取值范围相一致。

规格化处理使数字化正弦调制信号的最大取值宽度和数字化三角载波的取值宽度相等, 采用下式

$$S_1(t_x) = kS_0(t_x), \quad k = \frac{P}{2^n} \quad (8)$$

式中 k 称为规格化系数; n 为模数转换器的位数; P 为数字化三角载波的峰值。

$S_0(t_x)$ 是一个有符号数, $C_0(t)$ 是一个无符号数, 坐标平移使二者的值域正好重合。坐标平移采用下式

$$S_2(t_x) = S_1(t_x) + \frac{P}{2} \quad (9)$$

图 1 中的 $S_0(t)$ 、 $S_1(t)$ 和 $S_2(t)$ 分别表示与 $S_0(t_x)$ 、 $S_1(t_x)$ 和 $S_2(t_x)$ 相对应的经阶梯化处理后的连续时间函数。由式(8)和(9)可得, $S_0(t)$ 的量化单位为 q_1 , $S_1(t)$ 和 $S_2(t)$ 的量化单位为 q_0 。显然, $u_s(t)$ 是与 $S_0(t)$ 相对应的模拟调制信号。为下文分析方便, 用 $u'_s(t)$ 表示(由 $u_s(t)$ 经如上相应的规格化和坐标平移后)与 $S_2(t)$ 相对应的模拟调制信号, 用 $u'_{sq}(t)$ 表示与 $S_2(t)$ 相对应的量化特性曲线。

3 脉冲误差分析

由 $u_s(t)$ 和 $u_c(t)$ 直接比较产生 SPWM 波形即为自然采样法。数字化自然采样法是以 $C_0(t)$ 代替 $u_c(t)$, 以 $S_2(t)$ 代替 $u'_s(t)$ 。由 $C_0(t)$ 代替 $u_c(t)$ 时, 存在由三角载波发生器的时钟周期 T_0 和三角载波幅值 P 共同决定的一个量化阶梯误差, 如图 2 所示。当 $T_0 \rightarrow 0$ 时, 有 $u_{cq}(t) \rightarrow u_c(t)$ 。由 $S_2(t)$ 代替 $u'_s(t)$ 时, 模数转换器的位数 n 决定了一个量化截尾误差; 模数转换器的采样周期 T_1 决定了一个阶梯误差。当 $n \rightarrow \infty$ 时, 有 $u'_{sq}(t_x) \rightarrow u'_s(t_x)$ 。当 $n \rightarrow \infty$ 且 $T_1 \rightarrow 0$ 时, 才有 $u'_{sq}(t) \rightarrow u'_s(t)$ 。在 SPWM 数字化自然采样法中, T_0 、 n 和 T_1 都是产生调制脉冲误差的原因。当此数字化自然采样法在 CPLD 中实

现时, 数字化三角载波发生器的时钟频率可高达近百 MHz, 即可认为 T_0 已足够小; 模数转换器的位数一般可选为 $n=10$, 也可以认为已足够大。因此本文中只针对模数转换器采样周期的阶梯误差分析其调制脉冲误差。

$u'_s(t)$ 与 $u_c(t)$ 相比较产生 SPWM 波形, 即为自然采样法。 $u_{cq}(t)$ 与 $u'_{sq}(t)$ 相比较产生 SPWM 波形就是数字化自然采样法。脉冲误差分析就是对上述两个 SPWM 波形的跳变沿进行对比分析。在上述假设条件下, $u_{cq}(t) = u_c(t)$, 而 $u'_{sq}(t)$ 与 $u'_s(t)$ 相比较只存在与采样周期 T_1 相对应的阶梯误差。图 3 示出了正弦调制信号 $u'_s(t)$ 斜率为正时的脉冲误差分析图。图中, t_0, t_1, t_2, \dots 表示各采样时刻点。 e_1 表示数字化自然采样法的 SPWM 波形与理想自然采样法的 SPWM 波形的下降沿之间的偏差。当实际波形的下降沿超前于理想波形的下降沿时, 设 e_1 为正值, 反之为负。 e_2 表示二者上升沿之间的偏差。当实际波形的上升沿滞后于理想波形的上升沿时, 设 e_2 为正值, 反之为负。 T_{p0} 和 T_{p1} 分别表示理想 SPWM 负脉冲的宽度和实际 SPWM 负脉冲的宽度。有如下关系式

$$T_{p1} = T_{p0} + (e_1 + e_2) \quad (10)$$

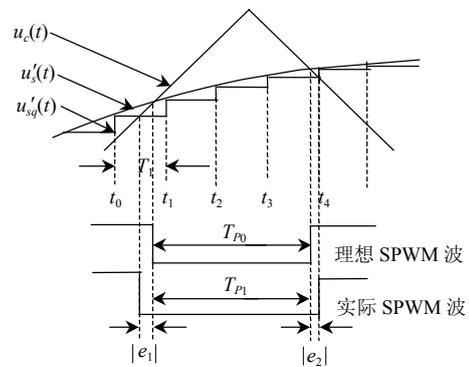


图 3 SPWM 脉冲误差分析图
Fig.3 Analysis of pulse width error

下面对 e_1 和 e_2 进行具体分析。图 4 为其计算示意图。图中, 模拟正弦调制波在一个采样周期内用一段斜直线近似替代。 α_1 和 α_2 为当前采样周期内正弦调制波的切线与时间轴的夹角, 分别对应于 e_1 和 e_2 的计算。 β_1 和 β_2 为当前采样周期内三角载波与时间轴的夹角, 亦分别对应于 e_1 和 e_2 的计算。

图 4 为正弦调制信号 $u'_s(t)$ 斜率为正时的情况。其中(a)为三角载波上升段的情况。当自然交点(模拟正弦调制波与模拟三角载波的交点)逐渐逼近采样时刻 t_k 时, 误差脉冲宽度 e_1 逐渐减小至 0; 当自

然交点逐渐逼近采样时刻 t_{k+1} 时, 误差脉冲宽度 e_1 取最大值, 记作 e_{1m}

$$e_{1m} = \frac{\tan(\alpha_1)T_1}{\tan(\beta_1)} \quad (11)$$

式中 T_1 为三角载波周期; $\tan(\beta_1)=4f_c b$, f_c 和 b 分别为三角载波的频率和半峰值; $\tan(\alpha_1)$ 为正弦调制信号 $u'_s(t)$ 在当前采样周期时的斜率。

据式(4), 有 $\tan(\alpha_1)=2\pi a f_s \cos(2\pi f_s t_k + \varphi)$ 。据此, 可求得 e_1 的最大可能取值范围为

$$0 \leq e_1 \leq \frac{\pi A T_1}{2B} \quad (12)$$

图 4(b) 为三角载波下降段的情况, 据此可求得 e_2 的最大可能取值范围为

$$0 \leq e_2 \leq \frac{\pi A T_1}{\pi A + 2B} \quad (13)$$

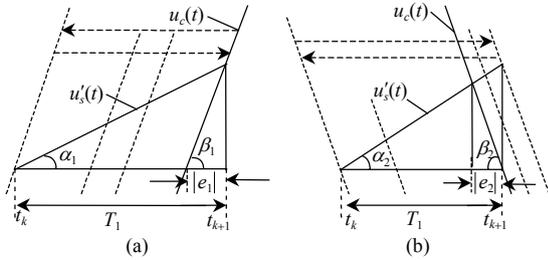


图 4 脉冲宽度误差计算简图

Fig.4 Calculation of pulse width error

同理, 当正弦调制信号 $u'_s(t)$ 的斜率为负时, 可得 e_1 和 e_2 的最大可能取值范围分别为

$$-\frac{\pi A T_1}{\pi A + 2B} \leq e_1 \leq 0 \quad (14)$$

$$-\frac{\pi A T_1}{2B} \leq e_2 \leq 0 \quad (15)$$

以上各式中 $A=a/b$ 为调制深度; $B=f_c/f_s$ 为载波比。

分析式(12)~(15)可知: ①由于对 $u_s(t)$ 采样的阶梯误差, 当正弦调制信号 $u_s(t)$ 的斜率为正时, 使得由数字化自然采样法得到的 SPWM 输出波形的负脉冲变宽; 当正弦调制信号 $u_s(t)$ 的斜率为负时, 使得其输出波形的负脉冲变窄。这相当于在 $u_s(t)$ 上附加了一个齐次谐波分量。②最大误差脉冲宽度与模数转换的采样周期 T_1 成正比, 与调制深度 A 成正比, 与载波比 B 近似成反比。③因此减小脉冲误差的主要途径是缩短 T_1 和增大 B 。

以上仅仅是对由模数转换周期 T_1 引起的脉冲误差进行了定性分析。前已述及, 引起脉冲误差的原因除了 T_1 之外, 还有 n 和 T_c 。如果同时考虑 3 个因素, 其脉冲误差分析要复杂得多。要对其误差大小以及由此引起的谐波含量进行定量分析, 还有

许多工作需做。此处不再赘述。

4 脉冲竞争分析

在图 3 中, 由于 $u'_{sq}(t)$ 是一个阶梯状信号, 因此 $u'_{sq}(t)$ 和 $u_c(t)$ 实时比较后有可能产生一个或一群多余的脉冲, 此即为脉冲竞争。图 5 是一个脉冲竞争的例子。图中, (a) 为正弦调制信号斜率为正的情况, (b) 为正弦调制信号斜率为负的情况; 以“ c_1 ”、“ c_2 ”和“ c_3 ”表示的脉冲宽度即为竞争脉冲宽度。显然, 当正弦调制信号斜率为正时只可能和三角载波上升段产生竞争脉冲, 不可能和三角载波下降段产生竞争脉冲。同样, 当正弦调制信号斜率为负时只可能和三角载波下降段产生竞争脉冲。由图 5 可知, 竞争脉冲只可能发生在有效跳边沿之前。

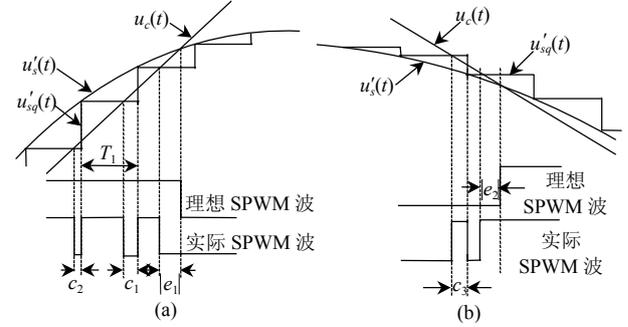


图 5 脉冲竞争示例

Fig.5 Demonstration of pulse competition

下面分析脉冲竞争产生的条件。设三角载波的斜率固定不变, 记为 K_c ($K_c=4f_c b$)。据式(4), 正弦调制信号的斜率为 $K_s=2\pi a f_s \cos(2\pi f_s t + \varphi)$, 当正弦调制信号在过零点附近时, 此斜率取最大值, 记为 $K_{sm}=2\pi a f_s=2h_m/T_1$, 其中, $h_m=h_1=h_2=2\pi a f_s T_1$ 。 K_{sm} 由其峰值 a 和频率 f_s 共同决定。如图 6 所示, 可得与产生脉冲竞争有关的一个临界条件为

$$\left. \begin{aligned} K_{sm} &\leq K_{sm0} \\ K_{sm0} &= \frac{K_c}{2} = 2f_c b \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

该式等价于 $\pi a f_s \leq f_c b$ 或 $\pi A \leq B$

式中 K_{sm0} 为正弦调制信号的一个临界斜率; A 为调制深度; B 为载波比。

当 $K_s < K_{sm0}$ (或 $A/B < 1/\pi$) 时, 在一个载波周期内最多产生一个竞争脉冲; 当 $K_s > K_{sm0}$ (或 $A/B > 1/\pi$) 时, 在一个载波周期内至少产生一个竞争脉冲。

在图 6 临界条件下, 可能产生的最大竞争脉冲宽度为

$$c_{0m} = \frac{T_1}{2} \quad (17)$$

据图 6, 理论上当 $K_s=K_c$ 时, 可能出现的最大竞争脉冲宽度为

$$c_{\max} = T_1 \quad (18)$$

一般情况下, 最大竞争脉冲宽度与 A 和 B 有关

$$c_m = \frac{\pi A}{2B} T_1 = \gamma T_1 \quad (19)$$

式中 $\gamma = \pi A / (2B) \leq 1$ 是一个脉冲竞争系数。

已知最小载波比 B , 就可预测可能出现的最大竞争脉冲宽度 c_{\max} 。

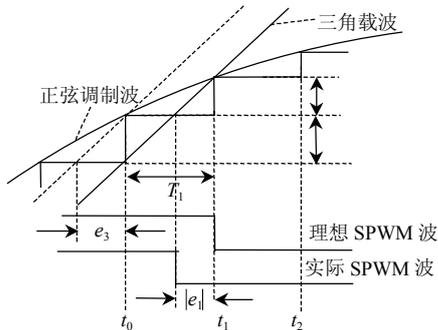


图 6 脉冲竞争产生的条件

Fig.6 Condition of producing pulse competition

根据式 (19) 可以预先设计可能出现的最大竞争脉冲宽度, 但是在一个实际的 SPWM 系统中, 一般总是希望不要出现竞争脉冲。消除竞争脉冲的一个简单办法, 是在数字比较器的输出和实际 SPWM 输出之间设置一个窄脉冲消除环节。这在 CPLD 中很容易实现, 只需一个脉冲宽度自动检测电路, 凡是宽度小于 c_{\max} 的脉冲, 无论是正脉冲还是负脉冲, 一律都被删除掉。

综上所述, 关于 SPWM 数字化自然采样法中的脉冲竞争现象, 有如下结论:

(1) SPWM 数字化自然采样法中的脉冲竞争现象是不可避免的。

(2) 当满足式(16)条件时, 每个输出有效跳变沿最多只可能产生一个竞争脉冲; 当不满足式(16)条件时, 每个输出有效跳变沿可能产生多个竞争脉冲。

(3) 竞争脉冲的最大宽度由式(19)决定。

(4) 减少竞争脉冲的个数和减小竞争脉冲宽度的有效方法是在式(19)中取较小的 γ 值。

(5) 可以采用“删除窄脉冲”的方法消除竞争脉冲。

5 实验结果

在一台 4kVA 单相 SPWM 电压型并联四重化逆

变器上进行了实验研究。这台逆变要求输出频率范围 3Hz-5kHz、总谐波失真 $\leq (1-3)\%$ 、直流漂移电压 $< 10\text{mV}$ 等。由于其指标的特殊性, 各种规则采样法和基于模拟电路的自然采样法都难以满足要求。本文中基于数字化自然采样法的 SPWM 波形发生器由一片 FLEX10K 系列的超大规模集成 CPLD 器件实现。文 [12] 给出了 SPWM 波形生成的电路拓扑结构。CPLD 器件型号为 EPF10K10LC84-3, 选取时钟频率 (T_0) 32MHz。三角载波周期 (T_c) 为 $15.2\mu\text{s}$, 幅值为 $P=243$ 。规格化处理系数 $k=0.2373$, 在 CPLD 中由一个硬件乘法器实现。模数转换器分辨率 (n) 为 10 位字长, 采样周期 (T_1) 为 $0.2\mu\text{s}$, 由 Intel80C196Mc 单片机实现。采用载波移相多重化方式, 即在 CPLD 中生成对称四相三角载波, 由同一数字化正弦调制信号对其进行调制, 产生四路 SPWM 波形, 分别控制四个单相逆变桥。对每路 SPWM 信号均设计有竞争脉冲删除功能。图 7 示出了一组逆变器输出电压波形, (a) 为五电平四阶梯 SPWM 输出电压波形, (b) 为对 (a) 滤波后的输出基波电压波形。其基波频率约为 1kHz, 输出电压峰值约为 160V。调制深度约为 $A=0.8$, 载波比 $B=66$, 可求得脉冲竞争系数 $\gamma = \pi A / (2B) = 0.019$, 此时最大竞争脉冲宽度 $c_{\max} = 3.8\text{ns}$ 。

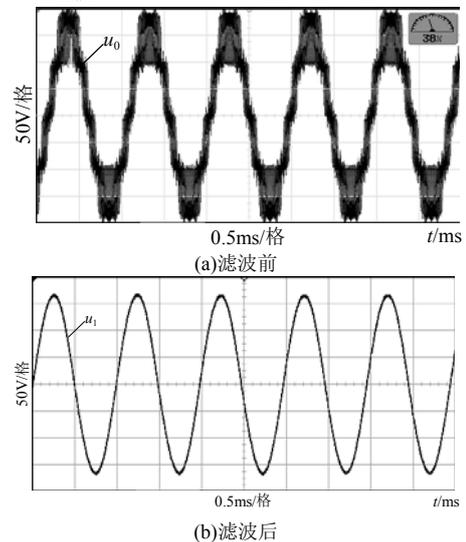


图 7 逆变器输出电压波形

Fig.7 Waveform of inverter output voltage

6 结论

(1) 研究提出了一种 SPWM 数字化自然采样法。它同时具有自然采样法和数字化实现的双重优点。

(2) 数字化自然采样法与理想的自然采样法

二者的 SPWM 输出之间有一个脉冲宽度误差。最大误差脉冲宽度与模数转换的采样周期成正比。这一误差相当于在输出基波上附加了一个齐次谐波分量。

(3) SPWM 数字化自然采样法存在脉冲竞争现象。竞争脉冲的个数由式(16)决定, 宽度由式(19)决定。

(4) 较为理想的实验结果表明, 本文提出的 SPWM 数字化自然采样法是切实可行的。

参考文献

- [1] Hamman J, Van Der Merwe F S. Voltage harmonics generated by voltage-fed inverters using PWM natural sampling[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1988, 3(3): 297-302.
- [2] Christiansen C F, Herrada J L, Martinez N H. Further improvements in a three phase sine wave generator[J]. IEEE Transactions On Industrial Electronics, 1988, 35(2): 338-339.
- [3] 吴忠, 李红, 左鹏, 等. 自然采样 SPWM 逆变电源的谐波分析及抑制策略[J]. 电网技术, 2002, 25(4): 17-20.
Wu Zhong, Li Hong, Zuo Peng, *et al.* Analysis and restraint of harmonics for inverting power supplies using natural sampling SPWM [J]. Power system Technoloe, 2002, 25(4): 17-20.
- [4] Bakari Mwinyiwiwa, Zbigniew Wolanski, Member, IEEE, and Boon-Teck Ooi. Microprocessor implemented SPWM for multiconverters with phase-shifted triangle carriers[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(3): 487-494.
- [5] 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.
- [6] Weinong Guo, Shanxu Duan, Kong Xuejuan, *et al.* A modified deadbeat control for single-phase voltage-source PWM inverters based on asymmetric regular sample[A]. Power Electronics Specialists Conference[C]. PESC'2001 IEEE 32nd Annual, 2001, 2: 962-967.
- [7] 陈增禄, 温宗周, 钱慧芳, 等. 基于 MSPWM 的大功率宽频带低失真逆变器[J]. 电力电子技术, 2002, 36(5): 22-24.
Chen Zenglu, Wen Zongzhou, Qian Huifeng, *et al.* A single-phase power inverter with wide-band and low-distortion based on MSPWM [J]. Power Electronics, 2002, 36(5): 22-24.
- [8] Brendan Peter McGrath, Donald Grahame Holmes. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters[J]. IEEE Transactions On Industrial Electronics, 2002, 49(4): 858-867.
- [9] 费万民, 吕征宇, 姚文熙. 三电平逆变器特定谐波消除脉宽调制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(9): 11-15.
Fei Wanmin, Lv Zhengyu, Yao Wenxi. Research on selected harmonics elimination PWM technique applicable to three-level voltage inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(9): 11-15.
- [10] 吴洪洋, 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 hongyang, He Xiangning. Research on PWM control of cascade multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(8): 42-46.
- [11] Donald Grahame Holmes, Brendan P, McGrath. Opportunities for harmonic cancellation with carrier-based pwm for two-level and multilevel cascaded inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(2): 574-582.
- [12] 毛惠丰, 陈增禄, 施杰. 基于数字自然采样法的 SPWM 波形生成的研究[J]. 电力电子技术, 2003, 37(6): 76-85.
Mao Huifeng, Chen Zenglu, Shi Jie. Research on SPWM waveform based on digital nature sampling) [J]. Power Electronics, 2003, 37(6): 76-85.

收稿日期: 2004-05-15。

作者简介:

陈增禄 (1957), 男, 教授, 博士研究生, 研究方向为电力电子技术及运动控制、控制理论应用等;

毛惠丰 (1978), 男, 硕士, 助教, 研究方向为电力电子技术及微机控制;

周炳根 (1978), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术;

施杰 (1980), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术;

任记达 (1978), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术。