

高精度数字化正弦调制信号发生器 及其应用研究

温宗周, 侯小华, 施杰, 毛惠丰, 陈增禄
(西安工程大学电子信息学院, 陕西 西安, 710048)

摘要:提出了一种查表与线性插值相结合实时生成高精度数字化正弦调制信号的新方法。介绍了该方法的基本原理,对该方法的误差进行了详细的讨论分析和数值计算,提供了设计参考依据。由FPGA对该方法进行了实现并给出了在一个单相多重化逆变器中得到的实验结果。

关键词:数字信号发生器;线性插值;SPWM

Digital Sinusoidal Signal Generator and Its Application Research

WEN Zong-Zhou, HOU Xiao-hua, SHI Jie, MAO Hui-feng, CHEN Zeng-lu

(Xi'an Polytechnic University, Xi'an Shaanxi 710048, China)

Abstract: A novel method which is used to produce a digital sinusoidal signal in high-precision is presented. Firstly the basic principle is introduced. And then the error of this method is analysed in detail. Finally the experimental results in a single-phase 4-multiple inverter are demonstrated.

Keywords: digital signal generator; linear interpolation; SPWM

中图分类号:TM46

文献标识码:A

文章编号:0219-2713(2006)09-0033-05

0 引言

SPWM 控制技术是逆变器研究和应用领域的核心技术之一^[1]。随着逆变技术的不断发展和逆变器应用领域的不断扩展,特别是在一些特殊应用领域,对 SPWM 逆变器的开关频率和调制精度要求不断提高。基于微控制器生成 SPWM 波形的方法已经成为主流^{[2][3]},它的优点是:稳定可靠、设计灵活、便于集成。但是由于受其内部定时器时钟频率的限制,很难应用在要求同时提高调制频率和调制精度的逆变器中,因此其应用受到一定的限制^[3]。在大功率宽频带低失真逆变器的设计中^{[4][5]},可采用数字化自然采样法^{[6][7]}和载波相移技术^[8],基于 FPGA 生成多路 SPWM 波形,并且使用硬件描述语言,对系统进行模块化设计^[9]。

一般数字化正弦调制信号的产生有两种方法。文献[6]中采用模数转换器采样生成数字化正弦调制信号。文献[7]在文献[6]的基础上对数字化自然采样法生成的 SPWM 波形误差进行了分析,分析表明:脉冲误差主要影响因素为 ADC 的采样频率。要提高 SPWM 输出精度,就需要提高采样频率。当调制信号频率较高时^[4],提高 ADC 实时采样频率受到限制。其方法之一是实时数字合成方法;另一种是对模拟调制信号实时采样并模数转换。在基于规则采样法的 SPWM 方法中一般采用查找正弦表的方法生成正弦调制信号。当调制信号频率很低时,为了提高调制精度,正弦表格会占用过大的内存空间。况且规则采样法在每个载波周期内只对调制信号更新一次,调制精度也比较低。

本文提出了一种基于 FPGA 的数字化正弦调制信号产生的新方法,并将该方法应用于数字化

自然采样法中。该方法利用查表和线性插值相结合,实时生成高精度正弦调制信号,且使用硬件描述语言(VHDL)对系统进行了模块化设计。

本文首先介绍了高精度的数字化正弦调制信号产生的基本原理,然后对由该方法产生的数字化正弦调制信号的精度进行深入的讨论分析,接着给出了FPGA实现方案,最后给出了系统试验结果。

1 高精度数字化正弦调制信号生成原理

设标么化的理想正弦调制信号为

$$s(t) = \sin(2\pi f_s t) \quad (1)$$

式中: f_s 为信号频率。

与其对应的数字化正弦调制信号为 $s_d(t)$, 将正弦调制信号在一个周期 T_s ($T_s = 1/f_s$) 内分成 N 等份, 每个时间间隔 $T_N = T_s/N$ 。在各等分点上对应的正弦调制信号的幅值依次为 $S_1, S_2, \dots, S_k, \dots, S_N$, 其对应的数字量分别记为 $S_{d1}, S_{d2}, \dots, S_{dk}, \dots, S_{dN}$, 量化单位为 q , 在本文中下标“d”表示数字量。那么

$$S_k = S_{dk}q, \quad k=1,2,\dots,N \quad (2)$$

式中: k 为整数序数。

在每一个间隔 T_N 内进行线性插值, 其原理如图1所示。图1中阶梯波形为线性插值的量化曲线; 细实曲线 $s(t)$ 为理想的正弦调制模拟信号; 粗实直线为理想的线性插值曲线; t_{dk} 为第 k 个等分点间隔中数字量 S_d 变化数字量“1”所需的时间; $T_0 = 1/f_0$ 为数字系统时钟周期; 相邻等分点间 S_{dk} 和 S_{dk+1} 的差值 D_{dk} 为

$$D_{dk} = S_{dk+1} - S_{dk} \quad (3)$$

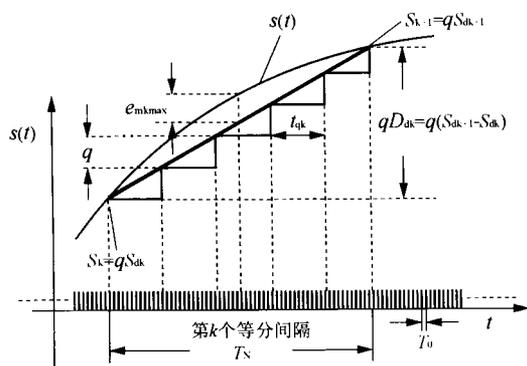


图1 数字化正弦调制信号的生成原理图

Fig.1 a principle sketch of the new type digital sine signal generator

任意一个 T_N 间隔内有 M 个系统时钟周期 T_0 , 则 M 的计算公式为:

$$M = \frac{T_s}{NT_0} = \frac{f_0}{Nf_s} \quad (4)$$

对应给定的 f_0, f_s 和 N , 在等分点 k 和 $k+1$ 之间线性插值累加当量应为

$$\Delta D_{dk} = \frac{D_{dk}}{M} = \frac{ND_{dk}}{f_0} f_s \quad (5)$$

由上面的推导可以看出, 根据线性插值的基本原理, 在任意一个 T_N 间隔内, 以系统时钟 T_0 为参考时钟, 对正弦调制信号幅值增量 ΔD_{dk} 进行累加即可得到数字化的正弦调制信号。对 ΔD_{dk} 经过 t_{dk}/T_0 次累加之后, 数字化正弦调制信号的幅值 S_{dk} 才在原来的基础上变化数字量“1”。

采用上述方法的优点是, 只需要一个不大的正弦表格, 通过简单的线性插值算法就可以生成一个精度较高的实时数字化正弦调制信号。以便于在数字化自然采样法中接近自然采样法的调制效果。

2 误差分析

下面对用本文方法生成的高精度数字化正弦调制信号进行误差分析, 分为模型误差和量化误差两种情况。

2.1 模型误差

假设量化单位 q 足够小, 即对于式(1)数字化处理后二进制数的位数 m 足够大, 那么图1中的阶梯波形就可以用相应的粗实线代替, 如图2所示。

图2中, $i \in (0, 2\pi)$, 是一个等分区间起点实系数, S_i 是在等分点 $\frac{2\pi}{N}i$ 上式(1)的取值, S_{i+1} 是在其

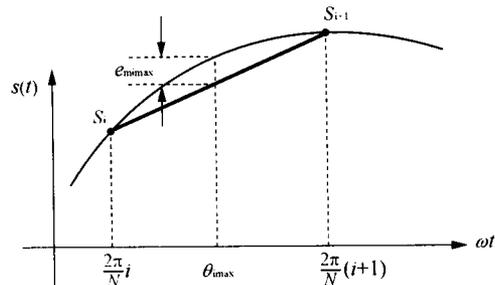


图2 模型误差示意图

Fig.2 a sketch of model error

相邻下一个等分点上的取值。在此两个等分点之间,弧 $S_i S_{i+1}$ 是式(1)的理想正弦信号,直线 $S_i S_{i+1}$ 是按本文方法生成的近似正弦信号。二者之差即为所述模型误差,它是等分点起点系数 i ,每个周期包含的等分点数 N ,以及等分区间内相位系数 $\theta_i \in \left(\frac{2\pi}{N}i, \frac{2\pi}{N}(i+1) \right)$ 三者的函数,可记为

$$e_m = f(i, N, \theta_i) \quad (6)$$

式(6)及图2中下标 m 表示模型误差。在一个等分区间内,总会存在一个相位点 $\theta_i = \theta_{i\max}$,模型误差在此处取得极大值 $e_{m\max}$,如图2所示。

按照式(6)用 Matlab 进行仿真计算,结果示于图3中。图3(a)是 $N=64, i \in (0, 2\pi)$ 时与 $\theta_{i\max}$ 相对应的 $e_{m\max}$ 的变化曲线。由图3(a)可知模型误差在一个正弦周期中的最大值 $e_{m\max}$ 总是出现在正弦信号的正负峰点附近。图3(b)是 $N=64, i=0, 1, \dots, 63$, $\theta_i \in \left[\frac{2\pi}{N}i, \frac{2\pi}{N}(i+1) \right]$,即将一个正弦周期同步 N 等分的情况下,模型误差的分布曲线。由图3(b)可知,模型误差在等分点处恒为零,而在每个等分区间都会取得一个误差极值。图3(c)是一个正弦周期内的最大模型误差与等分点数 N 的关系。由图3(c)可知,随着 N 的增大, $e_{m\max}$ 迅速减小。

2.2 量化误差

正弦调制信号数字化处理之后,二进制的位数 m 决定了量化误差 q 的大小。

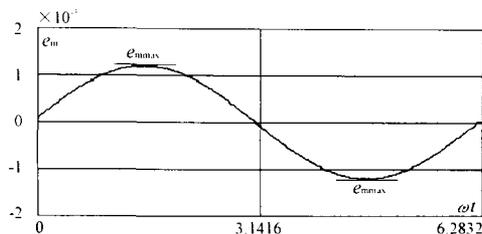
设模型误差在某一等分区间内的最大值为 $e_{m\max}$,发生在等分区间内某一时刻,如图4所示。当量化误差的跳变沿也发生在同一时刻时,那么包含量化误差在内总的最大误差的上限值 $e_{\max1}$ 可表示为

$$e_{\max1} = e_{m\max} + q \quad (7)$$

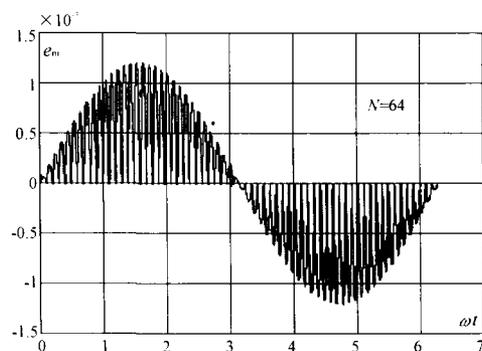
事实上量化误差的跳变沿和最大模型误差点的相位关系是随机的,因此 $e_{\max1}$ 未必一定出现。但是我们可以求出量化误差的最大值的下限,如图4所示。

图4中A点为模型误差最大值点,过A点做正弦调制信号的切线 l ,将直线 l 平移至直线 BC ,使 BC 之间的时间差正好等于 t_{kq} ,此时 BC 与理想插值直线间的垂直距离记为 h ,则最大误差的下限值 $e_{\max2}$ 可表示为

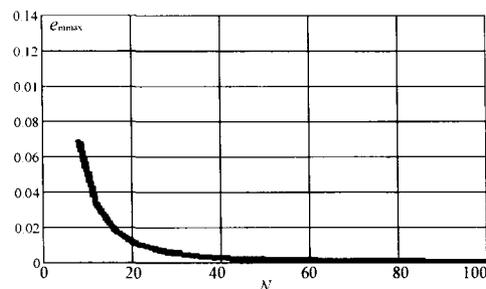
$$e_{\max2} = h + q \quad (8)$$



(a) 模型误差最大值与区间起始相位的关系
(a) maximum model error with respect to the start phase of a $1/N$ period



(b) 模型误差在每个等分区间中的分布
(b) model error of every $1/N$ period



(c) 最大误差关于 N 的变化曲线
(c) maximum model error with respect to N

图3 模型误差计算例

Fig.3 examples of model error

因此,最大误差 $e_{\max1}$ 的变化范围为

$$e_{\max2} \leq e_{\max} \leq e_{\max1} \quad (9)$$

在正弦调制信号的 $[\pi/2, \pi]$ 和 $[3\pi/4, 2\pi]$ 区间中,最大误差的上限值实际上是 $e_{m\max}$ 与 q 的差值,最大误差的下限值表示为 h 与 q 的差值;在 $[0, \pi/2]$ 和 $[\pi, 3\pi/4]$ 区间中,最大误差的上限值和下限值为以上分析的情况。表1是 N 和 m 取不同值时,相应的模型误差最大值 $e_{m\max}$,量化误差 q ,总误差最大值上限 $e_{\max1}$ 和下线 $e_{\max2}$ 。图3(a)和表1可作为设计时的参考依据。

表1 N 和 m 取不同值时相应的 $q, e_{nmax}, e_{max1}, e_{max2}$
Table.1 q, e_{nmax}, e_{max1} and e_{max2} with respect to different N and m

N	m	q	e_{nmax}	e_{max1}	e_{max2}
64	10	0.0019531	0.0012309306341	0.00315621806341	0.00315617919357
64	12	0.0004883	0.0012309306341	0.00169137431341	0.00169133544357
64	14	0.0001221	0.0012309306341	0.00132516337591	0.00132516276951
128	12	0.0004883	0.0003010905966	0.00078937184665	0.00078936312478
128	14	0.0001221	0.0003010905966	0.00042316090915	0.00042316085892
128	16	0.0000305	0.0003010905966	0.00033160817477	0.00033160812455

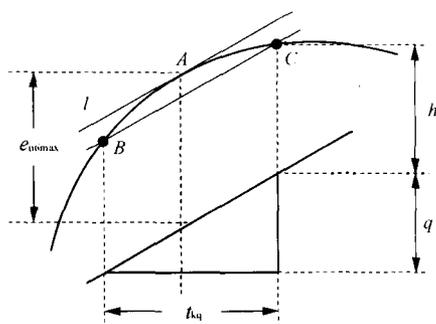


图4 量化误差分析简图

Fig.4 analysis of the quantizing error

3 实验结果

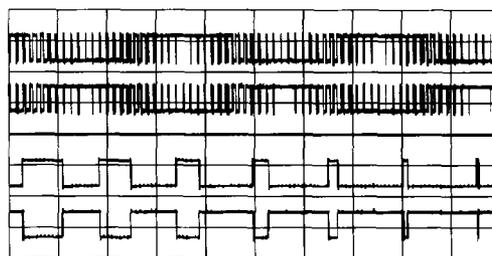
采用 Altera 公司的 Cyclone II EP2C8Q208C8 (系统时钟为 $f_0=48$ MHz) 器件,按照本文方法,取 $N=64, m=12$,生成数字化正弦调制信号。以此正弦调制信号对一个四重化的三角载波进行调制,生成四路移相多重化的 SPWM 信号,其中一路示于图 5(a)。图 5(a)中上部为互补 SPWM 信号,下部为上部波形的局部放大,调制信号频率为 500 Hz,载波频率约为 13 kHz,调制度为 0.8。图 5(b)为相应的单相四重化 SPWM 逆变器输出五电平波形。图 5(c)为与图 5(b)相对应的滤波后所得基波波形,采用 LC 滤波器,滤波器谐振频率约为 5 kHz。

4 结语

(1) 提出了一种查表与线性插值相结合实时生成高精度数字化正弦调制信号的新方法;

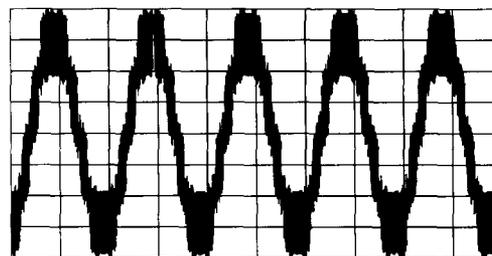
(2) 对该方法的模型误差和量化误差进行了理论分析和定量计算;

(3) 实验结果证实了该方法的可行性和正确性。



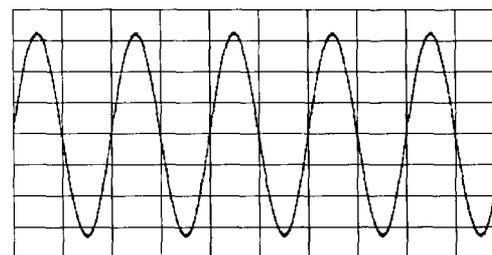
(a) 一路互补 SPWM 波形

(a) complementary SPWM signals



(b) 单相五电平 SPWM 多重化逆变器输出波形。

(b) five-level SPWM multiple waveform of a single-phase inverter



(c) 滤波后(b)的基波波形。

(c) the fundamental element of (b) after filtering.

图5 实验结果

Fig.5 Experimental results

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] Bakari Mwinyiwiwa, Zbigniew Wolanski, Boon-Teck Ooi. Microprocessor Implemented SPWM for Multiconverters with Phase-shifted Triangle Carriers [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1998, 34 (3): 487-494.
- [3] 彭力,林新春,康勇,陈坚(Peng Li, Lin Xinchun, Kang Yong, Chen Jian). 数字控制高频变换器的新颖 PWM 方法 (A Novel PWM Technique in High-frequency Converter Controlled by Digital System)[J]. *中国电机工程学报(Proceedings of the CSEE)*, 2001,21(10):47-51.
- [4] 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.
- [5] 陈增禄,钱慧芳,温宗周,王兆安.高精度宽频带逆变器直流漂移的多重采样频率控制方法研究[J]. *电工技术杂志*, 2004, 19(10):72-75.
- [6] 毛惠丰,陈增禄,施杰.基于数字自然采样法的 SPWM 波形生成研究[J]. *电力电子技术*, 2003,37(6):76-78.
- [7] 陈增禄,毛惠丰,周炳根,等. SPWM 数字化自然采样法的理论及应用研究[J]. *中国电机工程学报*, 2005,25(1): 32-37.
- [8] 王专永,张仲超.级联型移相 SPWM 变流器及其在有源电力滤波器中的应用[J]. *电力系统自动化*, 2001,25 (1):28-30.
- [9] 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.

作者简介

温宗周(1962-),男,西安工程大学电信学院讲师。

Cadence 联合业界领导者解决电子行业低功耗技术屏障

日前, Cadence 设计系统公司宣布组建 Power Forward Initiative 解决电子行业面临的低功耗 IC 设计难题。该联盟的成员包括超微半导体(NYSE:AMD)、应用材料公司(NASDAQ:A-MAT)、ARM[LSE:ARM](NASDAQ:ARMHY)、ATI 技术公司(TSX:ATY)(NASDAQ:ATYT)、Cadence 设计系统公司(NASDAQ:CDNS)、飞思卡尔半导体(NYSE:FSL)(NYSE:FSL.B)、富士通有限公司(TSE:6702)、NEC 电子有限公司(TSE:6723)、及台积电公司(TSMC)(TSE: 2330, NYSE:TSM)。该联盟将会利用这些领先的技术公司的专业技术,设计并生产更节能的电子器件。

Power Forward Initiative 将连接设计、验证和实现以降低风险,并提高芯片功耗降低的可预测性。各成员将采取一种全新的自动化设计架构,使芯片的功耗降低。为了达到这一目标, Power Forward Initiative 提倡改良并推广一种开放的新规范,以捕获低功耗设计意图的核心,并将设计、实现和验证等领域连接起来。该组织的目标是从 2007 年开始进行这一开放的行业标准化进程。

关于 Cadence 公司

Cadence 公司(Nasdaq 股票代码:CDNS)成就全球电子设计技术创新,并在创建当今集成电路和电子产品中发挥核心作用。我们的客户采用 Cadence 的软件、硬件、设计方法和服务,来设计和验证用于消费电子产品、网络和通讯设备以及计算机系统上的尖端半导体器件、印刷电路板和电子系统。Cadence 2005 年全球公司收入约 13 亿美元,现拥有员工约 5100 名,公司总部位于美国加州圣荷塞市,公司在世界各地均设有销售办事处、设计中心和研究设施,以服务于全球电子产业。