

文章编号:1009 - 671X(2007)02 - 0009 - 04

基于 DSP 的 SPWM 数字移相技术

王姜铂, 席志红

(哈尔滨工程大学 信息与通信工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘 要:在逆变电源及 UPS 等电源系统中,为了降低开关损耗而广泛的应用了移相 SPWM 技术. 在此介绍了一种基于 TMS320F2812 DSP 芯片的 SPWM 数字移相方法. 它更加灵活,更适用于带反馈控制的逆变系统;它拥有倍频的效果,更适合应用于高频链结构的逆变系统.

关键词:数字信号处理器;数字移相技术;正弦脉宽调制

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Digital SPWM phase-shifting technology based on DSP

WANG Jiang-bo, XI Zhi-hong

(College of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract: Phase-shifting SPWM technology is widely used in the field of inverter power and UPS system. In this paper, a digital phase-shifting control method based on DSP is proposed, which is more suitable for inverter system with feedback control and HF-linked inverter system because of its frequency doubling effect.

Keywords: DSP; digital phase-shift technology; SPWM

在当今小型化、模块化的电源发展趋势下,逆变电源和 UPS 电源系统的调制开关频率越来越高,对开关损耗的要求也越来越高. 应用移相技术在控制手段上能实现全桥功率开关管的零电压导通(ZVS),有效地降低了开关损耗,因此得到了广泛应用. 传统的模拟移相方法,如 RC 移相、LC 移相等,有许多不足之处,如:输出波形受输入波形影响,移相操作不方便,移相角度受随环境因素而产生漂移等. 随着电子技术的发展,国外已开发出如: UC3875、ISL6551 等全桥移相控制器,工作频率越来越高,片内损耗越来越低,控制效果越来越好,在电力电子领域已经广泛的被使用^[1]. 在国内,因为制造工艺水平的限制,自主研发的移相控制芯片目前还处于摸索阶段. 而近年来,随着微处理器、数字信号处理器(DSP)的发展,数字信号处理技术及其设备具有更加灵活、精确、抗干扰能力更强、设备尺寸更小、速度更快、性能稳定和易于升级等特点,这使

得数字处理器越来越受到电力电子业人士的重视. 应用数字信号处理的数字移相控制器成为了目前移相技术的新潮流.

文中应用的 TMS320F2812 DSP 芯片具有高速信号处理和数字化控制功能所必需的结构特点. 将其先进的外设单元和高性能的 DSP 内核相结合,可以快速、准确、方便地实现先进的控制方法,在逆变器和 UPS 系统中有广泛的应用^[2].

1 应用 DSP 产生 SPWM 波

1.1 采样 SPWM 波

常用的 SPWM 采样有 2 种方法,即自然采样法和规则采样法^[3]. 自然采样法其特点是,由高频载波三角波与正弦波交点来自自然地确定脉冲的采样点和关断点,采样点不能预先选定. 虽然对改善输出波形有利,但给实时控制带来不便. 不符合微机全数控等周期规则采样的规律,从而限制了数字化的直接

应用. 它只适合于模拟积分器和比较器的模拟控制方式.

为了满足数字化的需要文中采用规则采样法. 所谓规则采样法就是载波的固定点对正弦波进行采样, 而并不管此时是否发生正弦调制波与载波相交. 由于规则采样法的正弦调制波上的采样点是预先选定的, 当载波达到这些采样点的值时开关转换, 也就是说采样点固定, 开关点是变化的, 这样就满足了数字化的需要.

由图 1 所示, 单极性 SPWM 的采样在三角波的正峰值时刻, 采样周期就是载波三角波的周期.

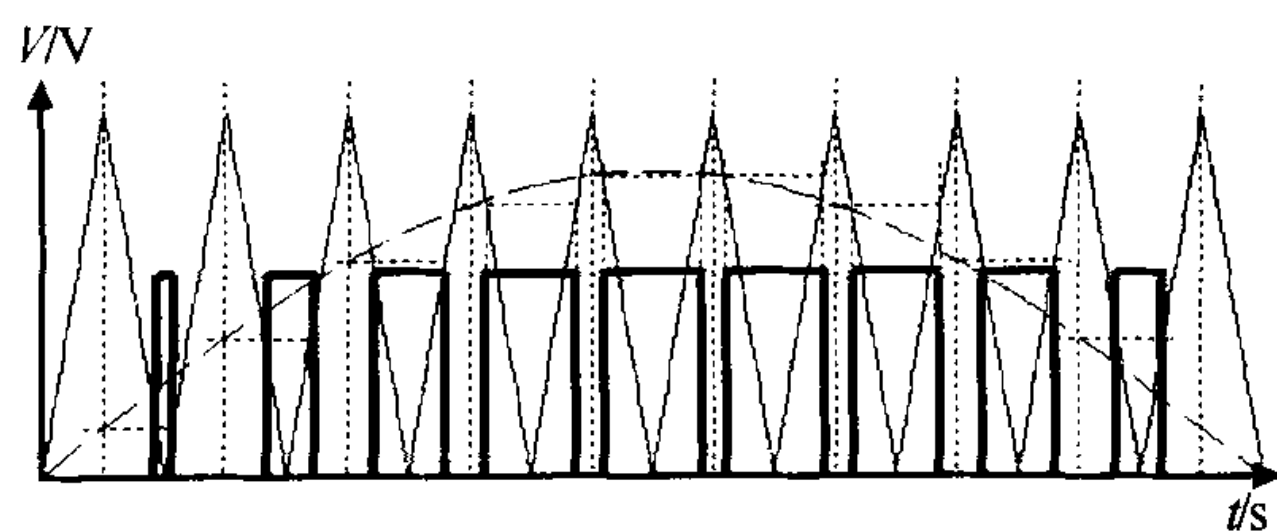


图 1 单极性 SPWM 规则采样

1.2 应用 DSP 产生 SPWM 波

TMS320F2812 的事件管理器拥有通用定时器 (GP)、比较单元和 PWM 单元, 那么如 1 图所示的脉宽调制波形就非常容易实现了. 首先制定一个正弦波采样数据表格. 假设正弦波频率为 50 Hz, 载波三角波频率为 50 kHz, 那么半个周期的正弦波采样次数为 500 个, 在这里做近似, 把半周期正弦波 500 等分采样, 那么第 k 个采样值为

$$y_k = \sin\left(2\pi \times \frac{k}{1000}\right), k \in (1, 2, \dots, 500). \quad (1)$$

设置通用定时器处于连续递增/递减计数模式, 由 TMS320F2812 DSP 芯片的主频 150 MHz, 可以设置周期寄存器 (TxPR) 的值为 1 500 (05DC), 则公式 (2) 给出当调制比为 0.8 时, 第 k 个采样定标值为

$$Y_k = 0.8 \times 1500 y_k = 1200 y_k. \quad (2)$$

对 Y_k 取整, 从 $k=1$ 到 $k=500$, 得到 500 个正弦采样值的表格. 把这个表格存入到 Flash 内存中, 再实时的进行查找、调用.

DSP 控制具有高度的灵活性, 可以通过匹配中断、下溢中断、配置 DSP 外设等 DSP 程序来实现不同的控制方法. 由图 1 的采样波形可以看出, 这样的

非对称 PWM 波形, 正是由匹配中断重新配置比较器完成的.

而如图 2 的双极性 SPWM 波形的实现, 则是由完全比较单元 (CMPRx) 及死区控制器完成的. 其中比较单元的 PWM 输出是带死区并且互补的 PWM 波形, 它们经驱动电路可以分别控制功率开关管.

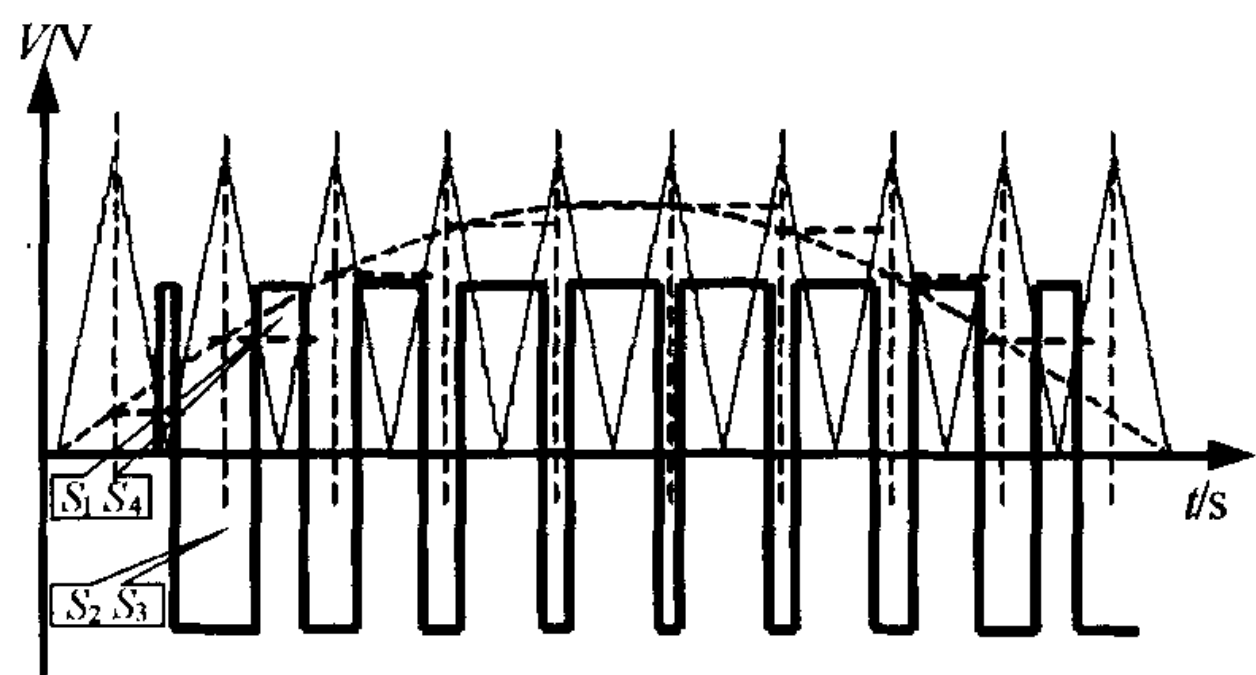


图 2 双极性 SPWM 波形

2 应用产生移相 SPWM 波形

同样是由于 DSP 控制上的高度灵活性, 使得 SPWM 的移相控制成为可能. 文中介绍一种适用于 AC 环节高频链逆变电源高频逆变桥端 SPWM 移相控制方法, 并用 DSP 加以实现.

AC 环节高频链逆变器的拓扑结构如图 3 所示. 在高频逆变结构中, 应用全桥拓扑结构, 输出波形是包含相关波形信息的双极性高频脉冲信号序列 (如图 4 所示) [4].

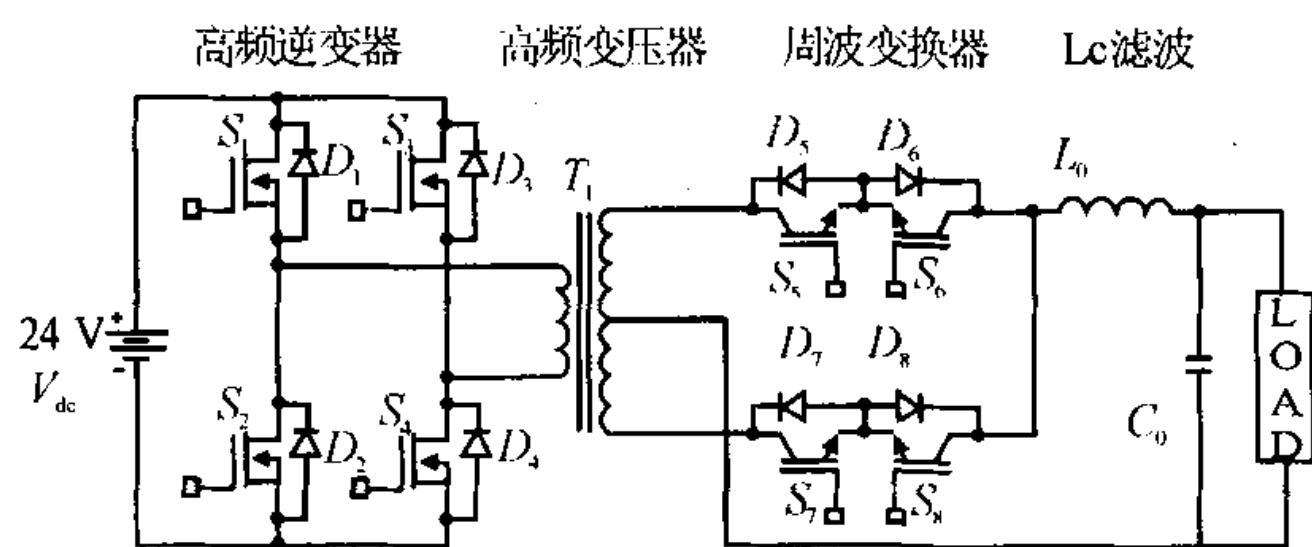


图 3 高频连逆变器拓扑结构图

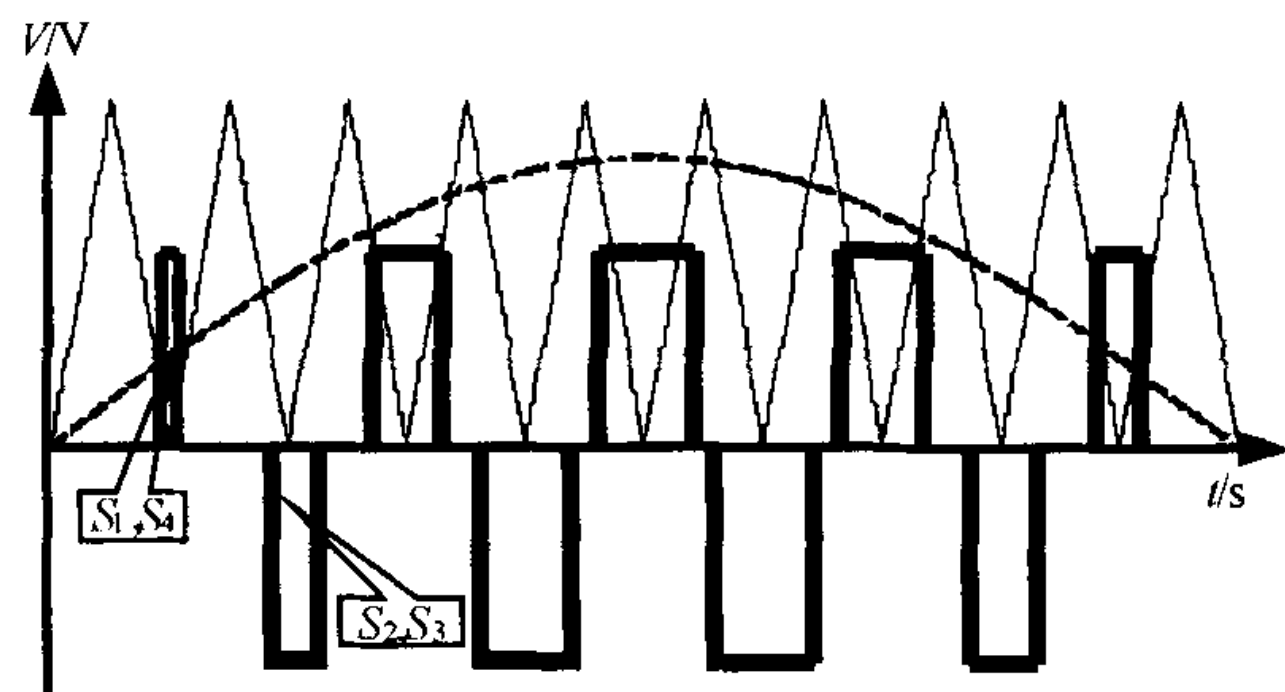
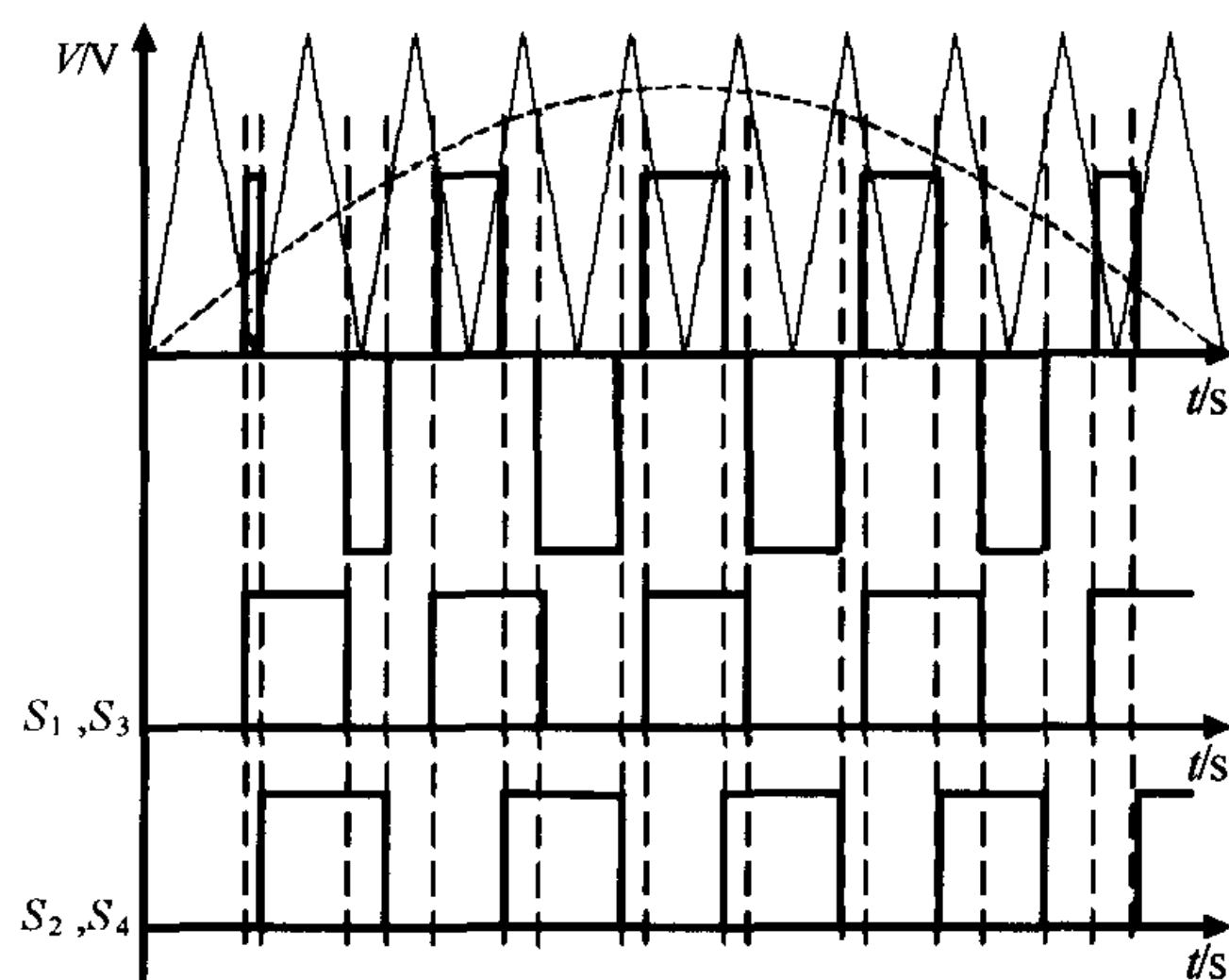


图 4 高频逆变桥输出示意波形

图5 $S_1 \sim S_4$ 控制信号波形

而输出波形则是由 S_1 、 S_4 、 S_2 、 S_3 移相控制实现的, $S_1 \sim S_4$ 的波形如图5所示。

由 $S_1 \sim S_4$ 控制信号可知, S_1 和 S_3 互补交替, S_2 和 S_4 互补交替. 可以利用 DSP 中的 2 个完全比较单元产生分别产生这 2 对交替信号, 并且还可以设置死区, 防止上下桥臂开关同时输入触发脉冲, 造成短路. 由完全比较器的操作方法可知, 在连续增/减计数的操作模式下, 每周期产生 2 次比较匹配, 分别匹配在递增计数期间和递减周期计数期间, 为了方便的产生不对称的 SPWM 移相波形, 文中 GP1 的周期是载波周期的 2 倍. 一个定时器周期经历 3 次采样, 有 4 个反转点, 分别发生在载波的上升沿和下降沿. 这相当于对载波分频, 并且边沿触发. 通用定时器 GP1 的计数值、输出 PWMx 相位关系如图6所示。

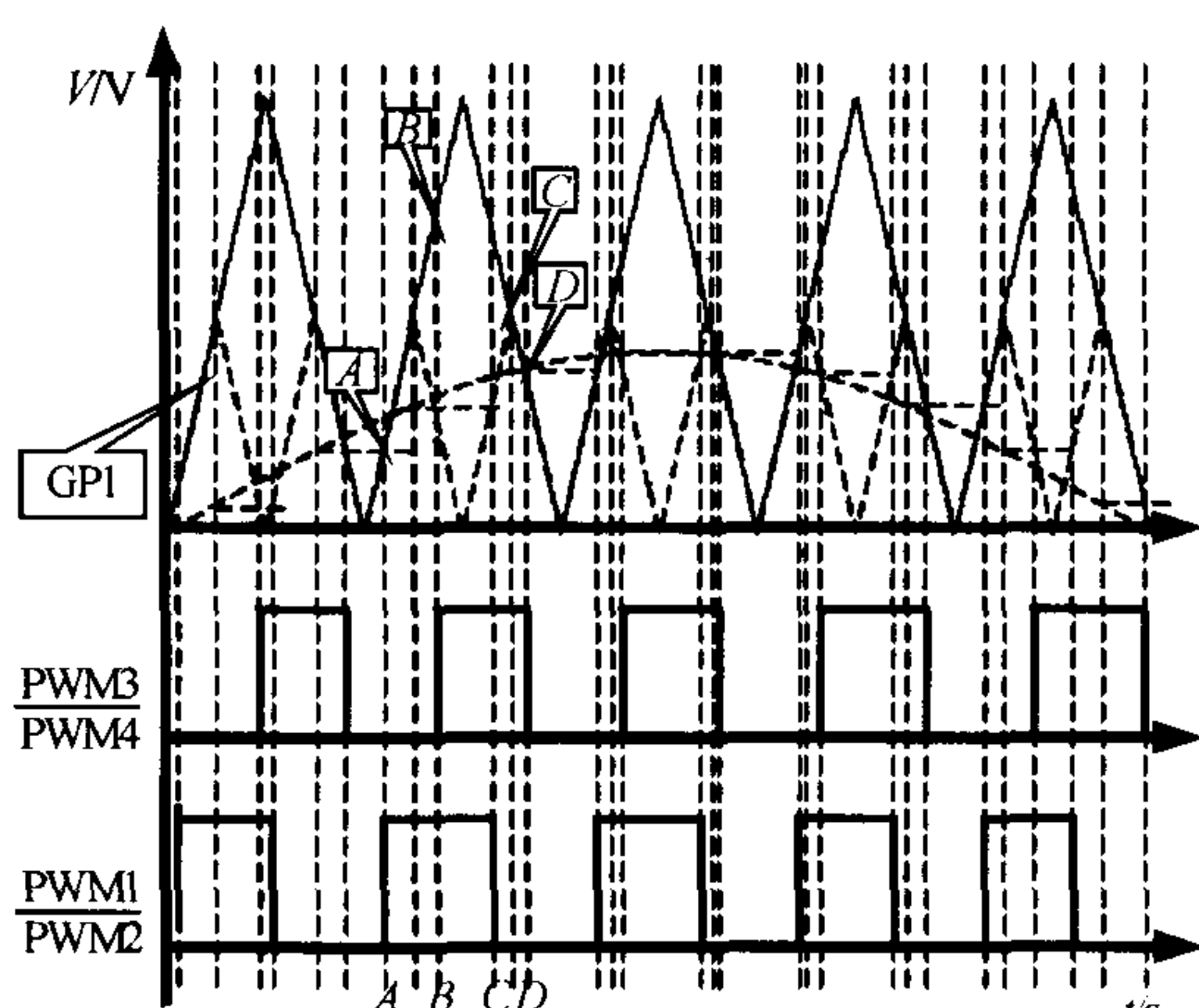


图6 全比较单元产生 SPWM 移相信号

令 GP1 工作于连续加/减计数模式, 即从 0 累加计数至设定值, 再从设定值递减至 0, 自动反复循环. 当计数值达到 0 或者设定值时, 分别产生下溢中断和匹配中断. 设置周期寄存器 (T1PR) 的值为 3 000 (载波频率为 50 kHz), 当 GP1 由 0 递增至 A 时, 计数器的值与 CMPR1 的值相等 (即发生匹配),

则完全比较器 1 输出电平发生跳变, 其中 PWM1 输出由低转高, PWM2 输出由高转低, 它们分别代表 S_2 、 S_4 的控制信号. 当 GP1 递增至 B 点, 计数值与完全比较器 2 的 CMPR2 值发生匹配, 则完全比较器 2 输出电平发生跳变; 其中 PWM3 输出由高转低, PWM4 输出由低转高, 它们分别代表 S_1 、 S_3 的控制信号. 下一个载波周期的跳变时刻即 C、D 点, 设置和 A、B 点类似。

显然 $S_1 \sim S_4$ 控制信号为不对称的 PWM 波, 因此 A、B、C 和 D 点对应的完全比较单元的比较值也是不一样的. 这些比较值的计算和修改是在 GP1 的下溢中断和匹配中断程序中进行的。

第 2 节中, 已经通过 SPWM 的规则采样得到了 500 个整数值的表格, 那么对应图 6, 比较值 (设图中 A ~ D) 则可确定为: A 值为 Y_k , C 值为 $3000 - Y_{k+1}$, B 值为 $3000 - Y_{k+1}$, D 值为 Y_{k+2} . SPWM 移相的程序流程如图 7 所示. 载频为 75 kHz 的 SPWM 移相实验波形图如图 8 所示。

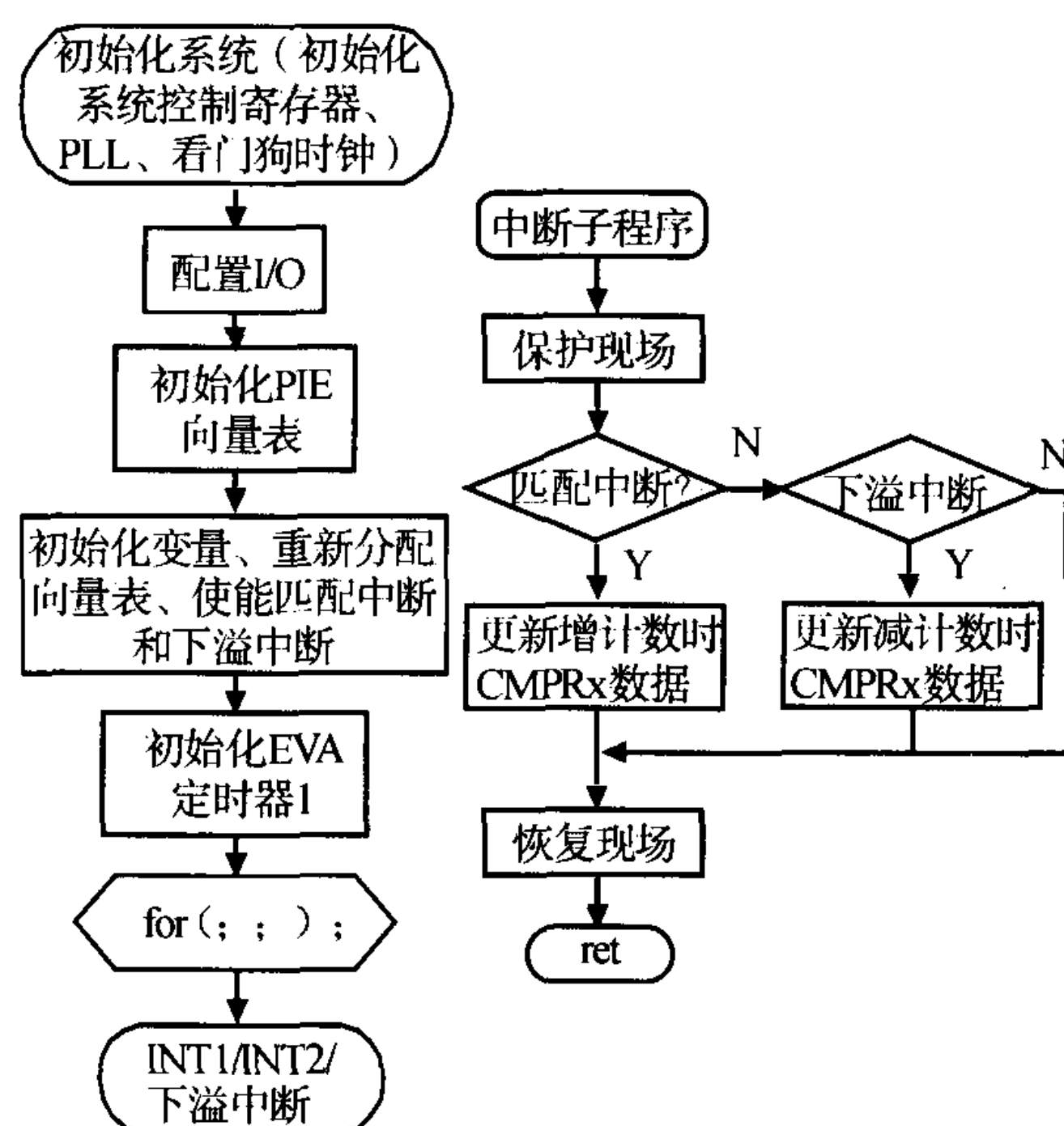


图7 程序流程图

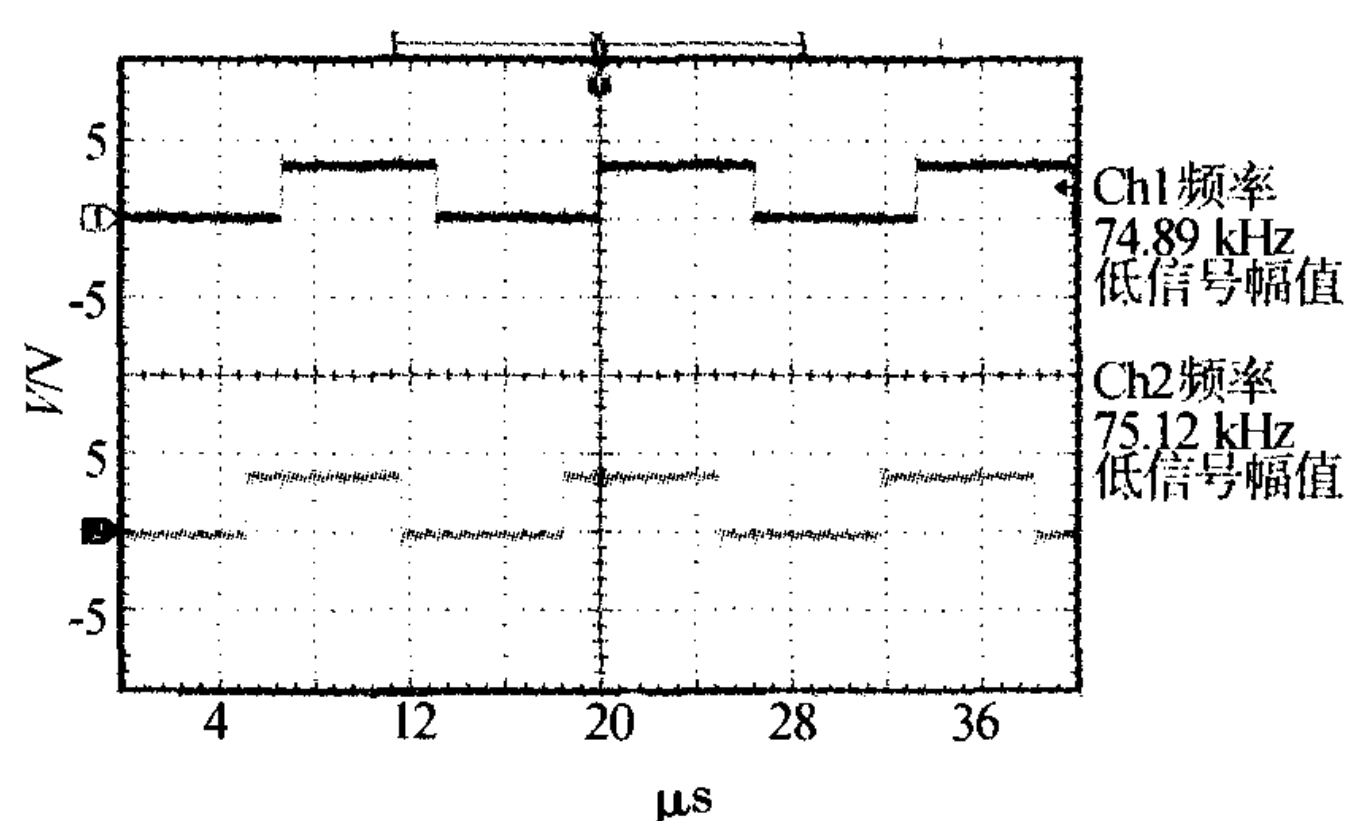


图8 实验波形图

实验波形图中, Ch1 和 Ch2 分别显示 DSP 外设管脚 PWM1 和 PWM3 的波形, PWM2 和 PWM4 的波形分别和它们互补并且带有死区. 通过实验结果的分析, 以及后来应用实验波形控制高频链结构逆变电源功率开关管, 得到正弦波输出的实验验证, 证明了应用 DSP 产生移相 SPWM 波形的正确性和有效性.

文中数字 SPWM 移相控制方法, 由于实际采用的三角波周期(定时器周期)2 倍于载波周期, 达到了倍频的效果, 这有利于高频化, 所以它更适合于高频链结构的逆变器; 又由于 SPWM 的采样应用了规则采样法, 如果加上闭环 PID 反馈控制, 则只需要在原来程序的基础上加上 A/D 转换子程序, PID 子程序就可以实现, 而原理没有变化, 所以, 数字 SPWM 移相方法亦适合于带反馈控制的逆变电源系统.

3 结束语

文中用程序语言实现了一种 SPWM 移相, 通过对程序的改良和进一步的扩展, 可以用 DSP 实现整

个高频链逆变电源系统以及 UPS 系统. 而应用 DSP 的优势就在于此, 它灵活方便, 不用修改原电路, 只需要改变程序, 就可以实现不同的控制方法. 可以相信, 随着数字技术的发展, 应用速度更快、精度更高、体积更小、更加可靠、操作更灵活的 DSP 微处理芯片将会成为电力电子业的重要趋势.

参考文献:

- [1] 李丽欣. 电力系统中的数字移相技术[J]. 德州学院学报, 2005, 21(2): 63 - 66.
- [2] 苏奎峰, 吕 强, 耿庆锋, 等. TMS320F2812 原理与开发[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [3] 刘凤君. 正弦波逆变器[M]. 北京: 科学出版社, 2002.
- [4] DENG Songquan, Batarseh Maohong, etc. A new control scheme for high-frequency link inverter design[A]. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE[C]. [s.l], 2003: 512 - 517.

[责任编辑: 李玲珠]

(上接第 8 页)

参考文献:

- [1] WONG C Y, CHENG R S, LETAIEF K B, et al. Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit and power allocation [J]. IEEE Journal on Selected Areas of Communications, 1999, 17(10): 174 - 1758.
- [2] WONG C Y, TSUI C Y, CHENG R S, et al. A real-time sub-carrier allocation scheme for multiple access downlink OFDM transmission[A]. In IEEE Conference on Vehicular Technology '99[C]. Amsterdam, Netherlands, 1999: 1124 - 1128.
- [3] PROAKIS G. 数字通信: 第 4 版[M]. 张力军, 张宗橙, 邓宝玉, 等译. 北京: 电子工业出版社, 2002.
- [4] KIVANC D, LIU H. Subcarrier allocation and power control for ofdma[A]. IEEE Conference on Signals, Systems and Computers[C]. Pacific Grove, CA, USA, 2000(1): 147 - 151.
- [5] DIRK Hughes-Hartogs. Ensemble modem structure for imperfect transmission media [P]. U S Patent 4679227, 1987.
- [6] CAMPELL C J. Practical bit loading for DMT[A]. In Proc IEEE Int Conference on Communications[C]. Vancouver, BC, Canada, 1999: 801 - 805.
- [7] CORREIA L M. Wireless flexible personalized communications-COST 259: European co-operation in mobile radio research[M]. New York: John Wiley & Sons, 2001.

[责任编辑: 李玲珠]