

基于 DSP 的 SVPWM 控制在 PCS 中的应用

方 磊, 高文根

(安徽工程大学检测技术与节能装置安徽省重点实验室, 安徽 芜湖 241000)

摘 要:以提高直流电压的利用率、降低功率变换系统(PCS)的交流网侧电流波形畸变为目标,介绍了空间电压矢量脉宽调制(SVPWM)的基本理论以及型号为 TMS320F2812 的数字信号处理(DSP)芯片的内部配置和硬件结构,阐述了数字信号处理器(DSP)生成 SVPWM 波形的原理和方法,采取合适的基本矢量与零矢量的顺序而组成七段 SVPWM 波形,将开关损耗和谐波分量尽可能地降到最低。在 CCS3.0 仿真软件上进行编程,对 DSP 中所用到的寄存器进行初始化配置,并根据系统的需要选择合适的 IGBT 模块,设置所需要的安全死区时间,并搭建实物平台对其进行验证实现。结果表明,系统可以很好地输出电压的波形,并表现出较高的电压转换效率。

关键词:DSP;空间矢量脉宽调制;能量转换

中图分类号:TM464

文献标志码:A

引 言

当前,面对人类社会不可再生能源的大量消耗和环境的恶劣变化,能源面临枯竭的前提下,新型可再生清洁能源成为了人类社会当前和未来的重要研究内容,它关系着一个国家的国民生活质量。近些年来,含有大量分布式电源(DG)的微电网^[1-3]成为国内外研究的焦点。微电网中的 DG 主要有风电、光伏、储能电池等,其中大部分 DG 均需要通过功率变换系统(PCS)接入到微电网中。相比而言,太阳能是目前人类最熟悉也是最容易获取的清洁能源,并且取之不尽用之不竭。由此产生了以太阳能光伏发电为核心的新能源产业。由于光伏电池板发出的电能是直流的形式输出,而且目前使用的大部分家用电器设备都是由大电网所提供的交流电进行供应,同时光伏发电的最终目的是为了将光伏的电能注入公共电网,以扩大整个电网的发电容量。因此,PCS 作为光伏并网发电技术的关键设备,可以实现光伏电池直

流电源与交流电网之间的双向能量传递,近年来已经成为一个十分热门的研究课题。

本文采用空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术,提高了直流电压利用率,降低了电流波形畸变^[4],结合硬件平台对该算法进行验证。本文采用 DSP 生成 SVPWM 波作为控制信号,以改善 PCS 的输出性能及提高 PCS 的可靠性。

1 SVPWM 调制

1.1 SVPWM 调制的基本原理^[5-8]

电压空间矢量脉宽(Space Vector PWM, SVPWM)控制是以一个在空间旋转的电压矢量去等效目标的三相交流电压,从而将对三相交流电压分别控制转变为由一个空间矢量共同控制的方式,用逆变器不同的开关模式产生的基本单位矢量去合成,使其在三相逆变上可以达到非常高的控制性能。

设输出的三相交流各相电压为:

收稿日期:2016-08-19

基金项目:国家 863 计划项目(2015AA050608);芜湖市科技计划重大项目(2014zd23)

作者简介:方 磊(1987-),男,安徽马鞍山人,硕士生,主要从事微电网控制方面的研究,(E-mail)funny0565@163.com;

高文根(1973-),男,安徽无为,副教授,主要从事微电网控制方面的研究,(E-mail)ahpuchina@ahpu.edu.cn

$$\begin{aligned} V_A &= U_m \cos \omega t \\ V_B &= U_m \cos(\omega t - 120^\circ) \\ V_C &= U_m \cos(\omega t - 240^\circ) \end{aligned}$$

式中: U_m 为相电压基波幅值,角频率 $\omega = 2\pi f$, f 为基波电压频率。

用以 ω 旋转的电压矢量 \dot{U} ($\dot{U} = U_d + jU_q$) 在相差 120° 的三相坐标轴的 A, B, C 各相轴线上的投影表示三个相电压的瞬时值,如图 1 所示。 \dot{U} 的大小为相电压的幅值 U_m , \dot{U} 的相角为 $\theta = \omega t$, 其中 $U_d = U \cos \omega t, U_q = U \sin \omega t$, 故

$$\begin{aligned} V_A &= U \cos \omega t = U_d \\ V_B &= U \cos(\omega t - 120^\circ) = -\frac{1}{2}U_d + \frac{\sqrt{3}}{2}U_q \\ V_C &= U \cos(\omega t - 240^\circ) = -\frac{1}{2}U_d - \frac{\sqrt{3}}{2}U_q \end{aligned}$$

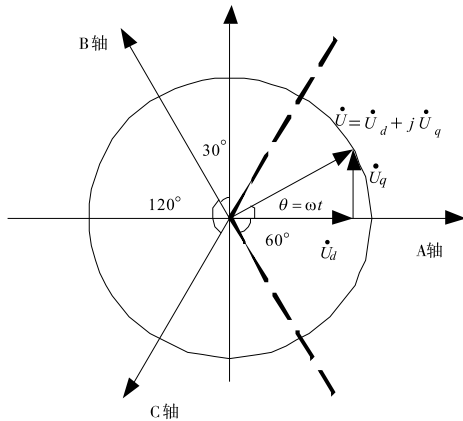


图 1 空间矢量 \dot{U}

针对于图 2 中三相桥式逆变器^[9], 用 S_a, S_b, S_c 来表示 A, B, C 桥臂的开关状态变量, 则有:

$$S_a, S_b, S_c = \begin{cases} 1, 1 & \text{代表上桥臂导通} \\ 0, 0 & \text{代表下桥臂导通} \end{cases}$$

共有 $2^3 = 8$ 种开关状态, 由图 2 可知 S_a, S_b, S_c 同时为 0 或者 1 时, 即三个桥臂的上桥臂同时开通或者下桥臂同时开通时, 每两相间输出的线电压为 0。故可得 6 个非零矢量 $U_1(100), U_2(110), U_3(010), U_4(011), U_5(001), U_6(101)$ 和 2 个零矢量 $U_0(000), U_7(111)$, 把 360° 区域划分成了 6 个 60° 的扇区, 如图 3 所示。

由此在某一时刻, 可由所在扇区对应的两个特定矢量 U_x, U_y 及零矢量 U_z 来生成需要逆变器输出的各相电压瞬时值合成后所对应的空间矢量 \dot{U} 。即当取时间无限短的一个开关周期 T_s 时, 矢量 \dot{U} 在该极短的开关周期时间可以用 U_x 作用时间 T_x, U_y 作用时间 T_y 及零矢量 U_z 作用时间 T_0 表示:

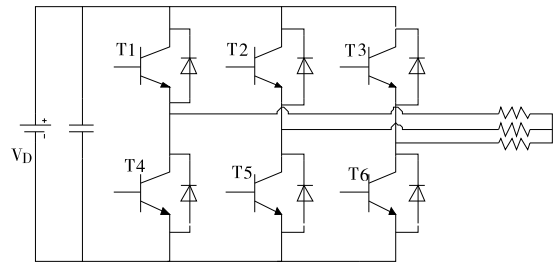


图 2 三相桥式逆变器

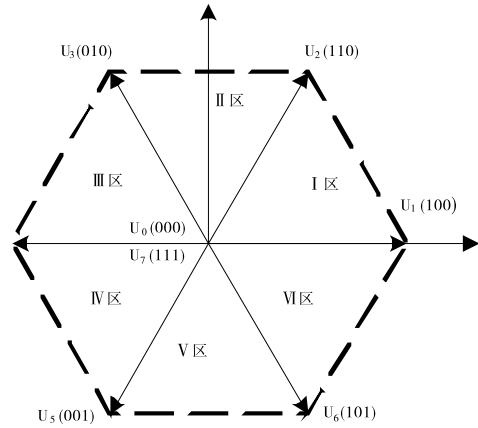


图 3 基本电压空间矢量图

$$\begin{aligned} U_x T_x + U_y T_y + U_z T_0 &= \dot{U} T_s = \\ \dot{U} (T_x + T_y + T_0) & \end{aligned} \quad (1)$$

其中 T_0 的主要作用是用来调节各矢量的分配比例, 从而改变输出电压的幅值大小。

假设某一时刻空间矢量 \dot{U} 处于第一扇形区域, 如图 4 所示, 于是有:

$$U_x = \frac{2}{3}V_D, U_y = \frac{2}{3}V_D e^{j60^\circ}, U_z = 0, \dot{U} = U_m e^{j\theta} \quad (2)$$

把式(2)代入式(1), 可得:

$$\begin{aligned} \frac{T_x + T_y}{T_s} &= \frac{\sqrt{3}U_m}{V_D} [\sin(60^\circ - \theta) + \sin(\theta)] = \\ \frac{\sqrt{3}U_m}{V_D} \cos(30^\circ - \theta) &\leq 1 \end{aligned} \quad (3)$$

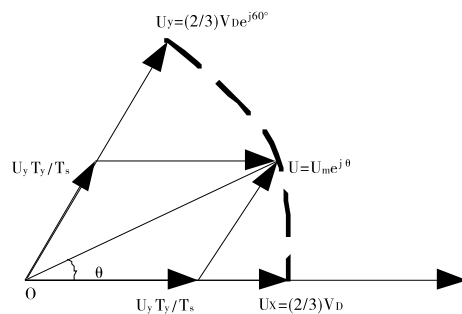


图 4 等效空间矢量 U 的形成

由图 4 可知, $0 < \theta < 60^\circ$, 当 $\theta = 30^\circ$ 时输出电压为

最大。即,最大输出的相电压幅值为: $U_{m\max} = \frac{V_D}{\sqrt{3}}$, 线电

压幅值: $U_{lm} = \sqrt{3}U_{m\max} = V_D$, 即 $\frac{U_{lm}}{V_D} = 1$ 。

逆变器输出的基波线电压在采用三相 SPWM 调制方法时,其最大幅值可达 $(\sqrt{3}/2)V_D$ 。因此逆变器用 SVPWM 方式调制可以使输出线电压的最大值达到直流侧电压,使其输出电压比以 SPWM 调制的方式最多增加了约 15%^[5],即 SVPWM 的直流电压利用率更高。

1.2 空间电压矢量所在扇区的判断^[10]

设 U_α 和 U_β 为空间电压矢量 \dot{U} 在 α, β 轴上的分量,分别记为: U_A, U_B, U_C , 令 $U_A = U_\beta, U_B = \sqrt{3}U_\alpha - U_\beta, U_C = -\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta$, 则有:

$$N = 4\text{sign}(U_C) + 2\text{sign}(U_B) + \text{sign}(U_A)$$

其中 $\text{sign}(x) = \begin{cases} 1, & (x \geq 0) \\ 0, & (x < 0) \end{cases}$ 。

扇区号与 N 的对应关系见表 1。

表 1 扇区号与 N 的对应关系

N	3	1	5	4	6	2
扇区号	I	II	III	IV	V	VI

1.3 矢量作用时间的确定

定义 X、Y、Z 三个变量:

$$\begin{cases} X = \frac{\sqrt{3}u_\beta T_s}{V_D} \\ Y = \frac{3T_s}{2V_D} \left(u_\alpha + \frac{u_\beta}{\sqrt{3}} \right) \\ Z = \frac{3T_s}{2V_D} \left(-u_\alpha + \frac{u_\beta}{\sqrt{3}} \right) \end{cases}$$

则对应扇区基本单位矢量的作用时间见表 2。

表 2 各个扇区非零矢量的作用时间

时间	I	II	III	IV	V	VI
T_x	-Z	Y	X	Z	-Y	-X
T_y	X	Z	-Y	-X	-Z	Y

若出现 $T_x + T_y > T_s$, 即出现过调制现象,需进行归一化处理:

$$\begin{cases} T_x = \frac{T_x T_s}{T_x + T_y} \\ T_y = \frac{T_y T_s}{T_x + T_y} \end{cases}$$

1.4 确定空间电压矢量切换点

一般情况下,尽可能让 PWM 波形对称,从而减小输出波形中的谐波分量,同时为了减小开关次数而降低开关损耗,本文用 3 段零矢量和 4 段组成某一扇区的两个

非零矢量来组成七段式 SVPWM 波形,其中 SVPWM 波的开始、中间和末尾用 3 段零矢量来构成,其他则由两个非零矢量平分成 4 段对称放置。定义各切换点时间为 $T_{cmp1}, T_{cmp2}, T_{cmp3}$, 当电压矢量在 1、3、5 扇区时:

$$\begin{cases} T_{cmp1} = \frac{T_s - T_x - T_y}{4} \\ T_{cmp2} = T_{cmp1} + \frac{T_x}{2} \\ T_{cmp3} = T_{cmp2} + \frac{T_y}{2} \end{cases}$$

当电压矢量在 2、4、6 扇区时:

$$\begin{cases} T_{cmp1} = \frac{T_s - T_x - T_y}{4} \\ T_{cmp2} = T_{cmp1} + \frac{T_y}{2} \\ T_{cmp3} = T_{cmp2} + \frac{T_x}{2} \end{cases}$$

设 T_a, T_b, T_c 分别表示三相桥臂切换点时间,则对应的时间表见表 3。

表 3 各扇区桥臂切换点的对应时间

时间	I	II	III	IV	V	VI
T_a	T_{cmp1}	T_{cmp2}	T_{cmp3}	T_{cmp3}	T_{cmp2}	T_{cmp1}
T_b	T_{cmp2}	T_{cmp1}	T_{cmp1}	T_{cmp2}	T_{cmp3}	T_{cmp3}
T_c	T_{cmp3}	T_{cmp3}	T_{cmp2}	T_{cmp1}	T_{cmp1}	T_{cmp2}

2 基于 TMS320F2812DSP 硬件平台搭建

2.1 硬件结构^[11]

TMS320F2812DSP 的片内外设包含有 2 个事件管理器 EVA 和 EVB,每个事件管理器都含有通用定时器 1 (或 2)、3 个全比较单元 CMPRx ($x = 1, 2, 3$)、死区发生单元及输出逻辑,通过对上述的配置来生成六路互补的 SVPWM 波形,如图 5 所示。对全比较单元编程使其工作在 PWM 模式下,引脚 GPIO/PWM 为 PWM 输出方式。所需要的周期载波信号一般是由 EVA 定时器 1 的周期寄存器设置生成,由于载波的频率和周期是成反比的,所以通过改变周期寄存器的值就可以改变载波频率的大小。在 TMS320F2812 中,定时器的计数模式是通过设置 TMODE 的值来确定的,在此处需要用到连续增/减计数模式,所以设置 TMODE = 1。在该计数方式下,定时器 1 计数器 (T1CNT) 一般是从零开始计数,在增加至周期寄存器 (T1PR) 的值后重新减小到零,如果起始大于 T1PR,则其先增至 0xFFFF 后突变成零,再重新按上述方式循环。此时若计数器在变化的过程与比较寄存器中的值 (CMPRx, $x = 1, 2, 3$) 相同时,即发生了匹配中断事

件,产生了一个中断信号,该信号经过了波形发生器后生成 PWM 的脉冲信号,用来控制 PWM 电路中的开通与关断,此时另一路互补的 PWM_信号通过死区单元产生,这一对互补的驱动信号用来控制同一相中的 2 个 IGBT 模块^[12-13]。

根据 Infineon 公司关于死区的表达式进行计算:

$$t_{DT} = [(t_{doffmax} - t_{donmax}) + (t_{pddmax} - t_{pddmin})] * 1.2 \quad (4)$$

其中 $t_{doffmax}$ 为 IGBT 的最大的关断延迟时间, $t_{doffmin}$ 为 IGBT 的最小的开通延迟时间, t_{pddmax} 为 IGBT 的最大的驱动信号传递延迟时间, t_{pddmin} 为 IGBT 驱动板发出信号到 IGBT 模块的最小延迟时间, 1.2 为安全裕值。

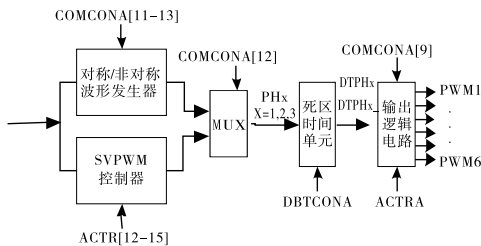


图5 生成 SVPWM 硬件电路框图

根据所购产品的技术参数,将参数带入式(4)得到死区时间 $t_{DT} = 0.84\mu s$,为考虑到充足的安全性,故设定为 $5\mu s$ 。

调制方式如图 6 所示。其中,周期为 T_s 的载波与各扇区空间矢量转换规则共同决定了 SVPWM 波。为保证三角波的斜率为 1,将其幅值确定为 $T_s/2$ 。

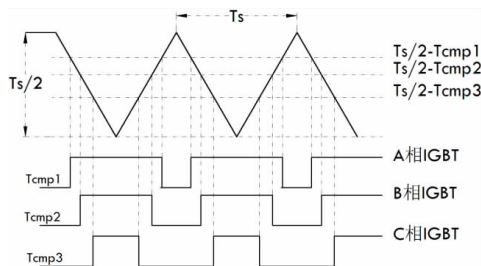


图6 SVPWM 的调制方式

根据以上的原理描述和设计思路所搭建的 PCS 平台,如图 7 所示。

2.2 软件设计流程^[14]

该 PCS 系统的软件程序是在 Code Composer Studio v3.3 开发环境下采用 C 语言编程,其主要的流程如图 8 所示。程序的开始先对整个系统的硬件进行初始化,配置 GPIO 引脚和片上外围资源,计算出开关频率和产生中断。若中断发生,则系统进入到中断所对应的程序执行 SVPWM 子程序,如图 9 所示,将三相电压的进行 abc/ $\alpha\beta$ 坐标变换,对所在的扇区进行判断,从而计算出其所

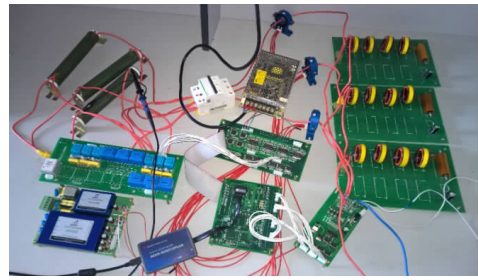


图7 基于 DSP2812 的 PCS 平台硬件实物

在扇区的基本电压矢量的作用时间,并将其赋值给比较寄存器 COMP[1,2,3]。

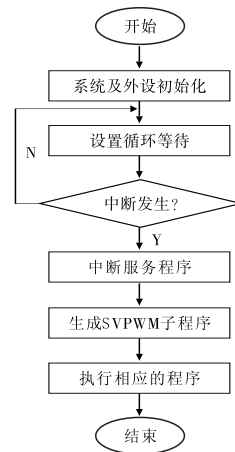


图8 PCS 系统的主程序框图

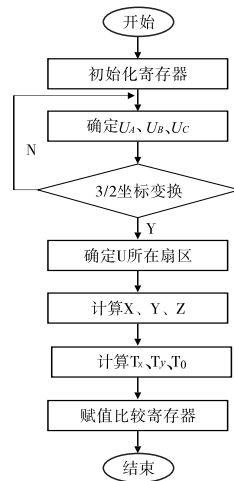


图9 SVPWM 生成子程序

2.3 运行结果

基于以上所搭的 PCS 硬件平台进行实验,使用锂电池组作为稳定的直流源输入,将其接入到 PCS 平台中,运行得出的 A、B 两相的电压波形,如图 10 所示。由于探针输入端口有限,故只能同时三相中的任意两相。从图 10 可以看出,利用 SVPWM 控制方法可以正常输出频率为 50 Hz 的正弦电压,但由于采用了开环控制方式,故波形会有一些毛刺,

在采用双环控制后,波形会表现出平滑效果^[15]。

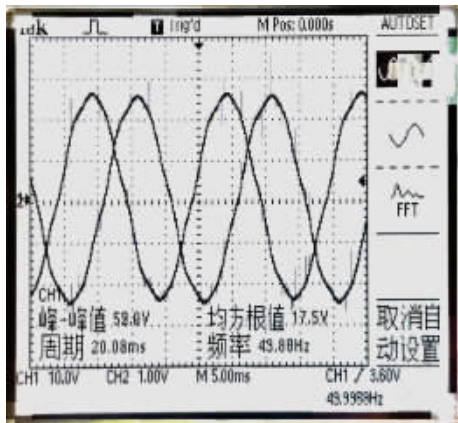


图 10 输出端的电压波形

3 结束语

在直流电压的利用率方面,SVPWM 调制要比传统的 SPWM 调制明显提高了很多。而 DSP 有着丰富的外设资源和高速的数字运算能力,为 SVPWM 调制提供了强大的运算支撑,使系统更好地进行数字化控制以及对系统可靠性的提升。

参考文献:

- [1] 杨新法,苏剑,吕志鹏,等.微电网技术综述[J].中国电机工程学报,2014,34(1):57-70.
- [2] 郑晶,李赓,张艳华,等.微电网研究综述[J].电气开关,2016,54(2):1-3.

- [3] 王成山,李鹏.分布式发电、微网与智能配电网的发展与挑战[J].电力系统自动化,2010,34(2):10-14.
- [4] 安少亮,李均妮,孙向东,等.光伏发电并网逆变器三相电流质量控制[J].计算机仿真,2016,33(6):81-85.
- [5] 陈坚.电力电子学—电力电子变换和控制技术[M].北京:高等教育出版社,2007.
- [6] 理文祥,王庆贤,葛莲.SVPWM 的算法及仿真研究[J].变频器世界,2011(4):67-69.
- [7] 段泉圣,刘利超,申芳.SVPWM 在 DSP 上的软件实现[J].现代电力,2007,24(1):58-62.
- [8] 孙保良.基于 DSP2812 和 SVPWM 控制的三相整流器研究[J].仪表技术,2015(1):48-50.
- [9] 王君会,钱炜,孙福佳,等.基于 DSP 的 SVPWM 的仿真研究[J].机械工程与自动化,2015(2):86-88.
- [10] 杨杰,王淑红.基于 DSP 的 SVPWM 算法研究[J].电气技术,2007(9):22-24.
- [11] 顾卫钢.手把手教你学 DSP—基于 TMS320X281x [M].北京:北京航空航天大学出版社,2015.
- [12] 王兆安,黄俊.电力电子技术[M].北京:机械工业出版社,2012.
- [13] 杜毅,廖美英.逆变器中 IGBT 模块的损耗计算及其散热系统设计[J].电气传动自动化,2011,33(1):42-46.
- [14] 李瑾,吕树清,陈显彪.两种基于 DSP 的 SVPWM 波形实现方法[J].湖北工程学院学报,2014,34(3):16-20.
- [15] 沈欣炜,郑竞宏,朱守真,等.光伏并网逆变器控制参数的 dq 轴解耦辨识策略[J].电力系统自动化,2014,38(4):38-43.

DSP-Based Space Vector PWM Control Applications in PCS

FANG Lei, GAO Wen'gen

(Anhui Key Laboratory of Detection Technology and Energy Saving Devices, Anhui Polytechnic University, Wuhu 241000, China)

Abstract: In order to improve the utilization of DC voltage and lower AC line-side current waveform distortion of power conversion system (PCS), the principle of space vector pulse width modulation (SVPWM) and the internal configuration and structure of TMS320F2812 digital signal processing (DSP) chip were proposed. The principles and methods of how DSP generated SVPWM wave in CCS3.0 simulation software were provided; the appropriate order of the basic vector and the zero vector which formed seven segments SVPWM wave was adopted; switching losses and harmonic components were minimized as much as possible; the registers used in DSP were initialized; the right sort of IGBT module to fit the system was selected; besides, the physical platform had been built to verify its accuracy. Results showed that the system had a well output voltage waveform and a high voltage conversion efficiency.

Key words: DSP; space vector pulse width modulation; power conversion system