

# 基于 DSP-CPLD 的三电平 SVPWM 发生器设计

曹 伟, 张崇巍, 张 兴  
(合肥工业大学, 安徽 合肥 230009)

**摘要:**分析了三电平 SVPWM 发生器中所使用单片 DSP 的缺点,研究了基于 DSP-CPLD 组合的三电平 SVPWM 发生器。该矢量发生器采用一种三电平参考电压分解的空间矢量简化算法,使计算得到简化。设计了基于 DSP-CPLD 的三电平矢量发生器,它能够节省 DSP 芯片资源,并使三相 PWM 波实现同步输出。仿真和实验验证了该三电平矢量发生器的可行性和简易性。

**关键词:**逆变器; 矢量 / 三电平; 空间矢量调制

中图分类号: TM464

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X(2009)03-0060-03

## Design of a DSP-CPLD based SVPWM Generator for Three-level Inverter

CAO Wei, ZHANG Chong-wei, ZHANG Xing

(Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

**Abstract:**The generation of the space vectors of multi-level inverter requires the formation of a group of complex driving signal.The drawback of three-level SVPWM generation using single DSP is analyzed.The paper introduces a simple three level SVPWM algorithm with the reference voltage vector decompose,which can make the calculation easier.A DSP-CPLD based SVPWM generator for three-level inverter is designed,which can save the resource of the DSP,as well as make the driving signal be sended synchronization.Finally,the simulation and experimental results verify the space vector generation is feasible and simple.

**Keywords:** inverter; vector / three-level; space vector modulation

### 1 引言

中点箝位式三电平逆变器自问世以来<sup>[1]</sup>,以其独特的优点在高压大功率应用场合受到了越来越多的关注。在多电平逆变器 PWM 控制方法中,研究较多的是特定谐波消除法、多载波调制法和空间矢量调制法(SVPWM)。其中 SVPWM 以其易于实现、电压利用率高、输出电流谐波成分少、脉动转矩低等优点而得到广泛应用。

随着三电平逆变器拓扑及控制的完善,其 PWM 发生器的设计成为研究重点。该发生器的实现方法有:①利用 DSP 配合模拟电路;②利用集成专用 PWM 模块的芯片;③利用 DSP 配合可编程逻辑器件,如 FPGA 或 CPLD。由于目前控制系统设计日趋复杂,DSP-CPLD 组合的方法越来越多地被采纳<sup>[2]</sup>。

采用一个 DSP 芯片作为三电平 SVPWM 发生器的缺点有:①DSP 的 PWM 引脚及 I/O 口资源有限,不利于发生器设计以及向五电平等多电平逆变器扩展;②用一个 DSP 芯片作为三电平矢量发生器,会占用两个事件管理器资源,所发出的 PWM 波完全同步不易实现;③随着控制系统设计越来越复杂,采用单片 DSP 会占用芯片大量资源,影响系统响应周期及控制精度。

为克服上述不足,以三电平参考电压分解 SVPWM<sup>[3]</sup>为基础,采用一种三电平 SVPWM 简化的控制算法,并基于 DSP-CPLD 组合方式对三电平 SVPWM 发生器进行了设计,最后通过仿真和实验证明了该方案的可行性。

### 2 三电平空间矢量调制简化算法

#### 2.1 参考电压矢量的修正

图 1 示出 NPC 三电平逆变器主电路结构。其中,每相有 3 种开关状态,定义为:

$$S_x = \begin{cases} 2 & (S_{x1}, S_{x2}, S_{x3}, S_{x4}) = (1, 1, 0, 0) \\ 1 & (S_{x1}, S_{x2}, S_{x3}, S_{x4}) = (0, 1, 1, 0) \quad x=a, b, c \\ 0 & (S_{x1}, S_{x2}, S_{x3}, S_{x4}) = (0, 0, 1, 1) \end{cases} \quad (1)$$

式中:1 表示对应开关器件开通,0 表示对应开关器件关断。

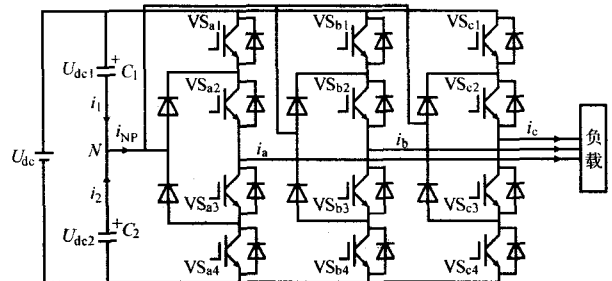


图 1 中点箝位式三电平逆变器主电路

三相电路中共有 27 种开关状态对应的空间矢量(大矢量、中矢量、冗余小矢量、零矢量),其空间矢量分布如图 2a 所示。仔细观察图 2a 可见,图形可分解为 6 个六边形的组合,而每个六边形恰与传统两电平空间矢量图相同,由图 2b 的分解图可清

定稿日期:2008-09-01

作者简介:曹 伟(1982-),男,辽宁铁岭人,硕士研究生,研究方向为电力电子变换技术。

晰看出其中关系。对参考电压矢量  $U_{ref}$  按照传统三电平空间矢量调制的最近三矢量合成法,并做简单的变换可得:

$$(U_{ref}-U_{211})T_s=(U_{200}-U_{211})t_1+(U_{210}-U_{211})t_2 \quad (2)$$

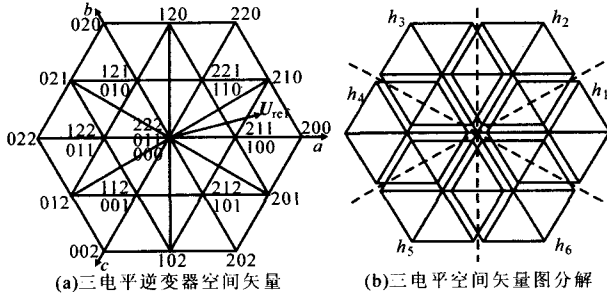


图2 三电平逆变器空间矢量图

显然,矢量  $(U_{ref}-U_{211})$   $(U_{200}-U_{211})$   $(U_{210}-U_{211})$  即为两电平下的电压矢量,由式(2)可证明转化为两电平下各矢量的作用时间与传统三电平下计算结果相同。

基于上述分析,只要参考电压矢量分解为对应的两电平下矢量,就可以将三电平空间矢量的计算简化为两电平下的计算。而由图 2b 可见,参考电压矢量减去其所在六边形中心矢量即可完成上述简化。可见,首先要根据参考电压矢量确定所在的六边形区域,采用如图 2b 所示的分区,其中相邻六边形的重叠区域等分。此外,参考电压分解在三相坐标系中完成,所以修正后的参考电压即为:

$$[u_{refa}', u_{refb}', u_{refc}']^T = [u_{refa}, u_{refb}, u_{refc}]^T - [u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}]^T \quad (3)$$

六边形中心矢量  $[u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}]^T$  的值如表 1 所示。

表 1 六边形中心矢量

$h_x$	$h_1$	$h_2$	$h_3$	$h_4$	$h_5$	$h_6$
$u_{a0}$	$U_d/3$	$U_d/6$	$-U_d/6$	$-U_d/3$	$-U_d/6$	$U_d/6$
$u_{b0}$	$-U_d/6$	$U_d/6$	$U_d/3$	$U_d/6$	$-U_d/6$	$-U_d/3$
$u_{c0}$	$-U_d/6$	$-U_d/3$	$-U_d/6$	$U_d/6$	$U_d/3$	$U_d/6$

## 2.2 两电平下开关状态时间计算

参考电压修正到两电平后,开关时间的计算就可通过两电平下矢量调制方式进行。通常,可将修正后的三相参考电压通过 Park 变换到  $\alpha, \beta$  坐标系,按传统两电平空间矢量合成方式计算矢量作用时间<sup>[4]</sup>。为进一步简化计算,采用统一电压调制方法<sup>[9]</sup>。该方法可以得到与传统矢量合成方式相同的结果,但计算得以简化。通过统一电压调制方法,每个采样周期  $T_s$  中三相输出开关状态的初步作用时间为:

$$\begin{cases} T_a = [2(u_{refa}' + u_{offset})/U_{dc}]T_s \\ T_b = [2(u_{refb}' + u_{offset})/U_{dc}]T_s \\ T_c = [2(u_{refc}' + u_{offset})/U_{dc}]T_s \\ u_{offset} = (U_{dc}/2 + U_{max} + U_{min})/2 \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $U_{max} = \max(u_{refa}, u_{refb}, u_{refc})$ ;  $U_{min} = \min(u_{refa}, u_{refb}, u_{refc})$ 。

## 2.3 三电平输出开关矢量

上述两电平中得到的状态只有 (0, 1) 两种开关状态,要将计算出的开关时间应用到三电平中,还要根据参考电压所在的六边形区域对这个开关状态进

行反修正,即加(减)六边形中心的一组开关状态。这里采用在两电平开关状态下按所在六边形区域 1~6 的不同分别加上开关状态 (100, 110, 010, 011, 001, 101) 的方案。

按这种调制方式得到的开关状态为常用的七段式对称输出方式,每相状态变化不超过 1 次,正负冗余小矢量分布在输出的头尾和中间,并且作用时间平均分配。以图 1 中的参考电压矢量为例,调制后矢量输出顺序为 100→200→210→211→210→200→100,其输出开关状态和时间分配如图 3 所示。

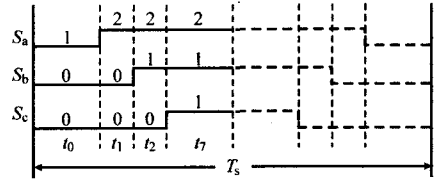


图3 输出开关状态时序图

由上述可见,该算法在运算量和数据存储量上都比传统算法更加简化,而且还可以拓展到多电平的空間矢量调制算法中,通用性较强。

## 3 DSP-CPLD 三电平矢量发生器设计

### 3.1 矢量发生器的构成

CPLD 属高密度可编程逻辑器件,具有通用性强、灵活性好、处理速度快等特点,设计者无需精通器件内部复杂的结构,而只要对软件使用硬件描述语言进行编程,就可通过 CPLD 实现所需功能。在此采用 Verilog HDL 语言进行设计。该硬件描述语言应用广泛,可用来进行各种层次的逻辑设计,也可以进行仿真验证、时序分析等。设计时与工艺性无关,不必过多考虑门极及工艺实现等具体细节,便于文档管理,易于理解和移植重用。

对于 CPLD 结构的芯片,只要其资源允许,内部功能的增加并不会影响系统的工作周期。因此,在电力电子全数字应用中,CPLD 具有一定的优越性。在多电平逆变器中,由于采用的触发信号至少需要 12 路,用单片机或 DSP 来实现都有一定的难度,并要占用很多资源和时间。但如果只采用 CPLD 来实现整个控制,又会被 CPLD 的内部资源和成本所限制。因而如果把两者结合起来,利用 DSP 集成度高,易于进行采样及控制计算,以及 CPLD 速度快,I/O 口多的特点,可以很容易地实现多组触发脉冲的发生,并可保证脉冲的实时同步。

### 3.2 矢量发生器软件设计

根据前面介绍的三电平 SVPWM 发生器简化算法,在所开发的系统中,DSP 进行采样和控制计算等,而 CPLD 通过接收 DSP 运算得到的时间而产生 PWM 波。图 4 示出 DSP 的简略流程。

图 5 示出 PWM 发生器中 CPLD 部分结构。将 DSP 算得的三相导通时间及所在扇区参数通过数据

总线发送到 CPLD, 由 CPLD 产生 PWM 波。SVPWM 发生器的 CPLD 部分采用 Top-down 的设计方式, 主要由数据存储器、载波发生器、比较器、反修正信号译码器, 反修正信号加法器以及死区发生器组成。

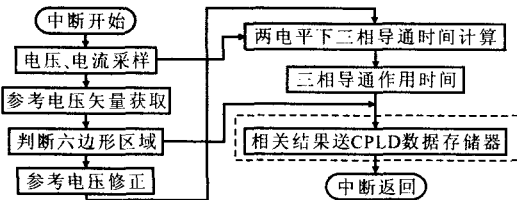


图 4 DSP 算法流程图

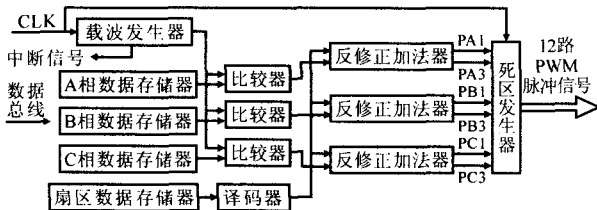


图 5 CPLD 中 PWM 发生器的结构图

数据存储器接收数据总线发送过来的各种参数信号进行存储, 并在每个中断周期更新其数值。

载波发生器是由一个加减计数器产生的, 可以在其内部设置与 DSP 相同的开关周期数值, 并产生加减计数控制信号。当控制信号的值等于零时进行加计数, 而当控制信号的值等于开关周期值时进行减计数, 周而复始, 生成数字载波。当一个周期结束时产生一个中断信号, 通过该中断信号, DSP 向 CPLD 发送新的数据。

比较器对三相导通信号与载波进行比较, 进而产生修正到两电平时器件的开关状态。

反修正信号译码器对数据总线发送过来的扇区信号进行译码, 得到所需的反修正开关状态。将计算得到的两电平时开关状态与反修正信号下的开关状态进行相加, 就可以得到所需的三电平时开关状态。由于三电平逆变器每相都有两组对称的开关状态, 所以每相反修正信号加法器只需输出两个数据即可。

死区发生器产生器件互补的 PWM 开关状态, 并对互补开关状态进行死区设置。首先需设置死区计数器, 它为梯形波, 最大值即为死区时间。以 A 相第 1, 3 开关管为例, 开关状态输出原则如表 2 所示。这样就产生了带死区的开关状态。其他两相同理。这样就实现了基于 DSP-CPLD 的 SVPWM 矢量发生器。

表 2 A 相第 1, 3 开关管开关状态输出原则

PA1	cnt	SA1	SA3
0	0	0	1
0	>0	0	0
1	dead_T	1	0
1	<dead_T	0	0

#### 4 实验结果

为验证基于 DSP-CPLD 的三电平 SVPWM 发生器的可行性及正确性, 采用 TMS320LF2407 型 DSP

和 MAXII 系列 EPM1270GT144C5N 型 CPLD。该系列的 CPLD 器件采用全新的体系结构, 在所有 CPLD 系列中具有最低的单位 I/O 成本和最低的功耗, 性价比较高。软件平台为 Quartus II 开发工具, 可以完成从设计输入、综合适配、仿真到下载的全过程。

为进一步验证该方法整体的正确性, 建立了 DSP-CPLD 发生器的验证平台。其中在该三电平逆变器系统中 DSP 完成采样和控制计算, 然后将 DSP 中计算的参数通过数据总线传送到 CPLD 中, 由 CPLD 产生 PWM 脉冲信号来驱动开关管。

图 6a 示出所得到的死区时间信号; 图 6b 示出经过滤波后的三电平调制信号, 为鞍形波; 图 6c, d 分别示出三电平逆变器输出的线电压和相电流波形。可见, 这种基于 DSP-CPLD 的发生器能够得到良好的波形, 证明了该方法的正确性。

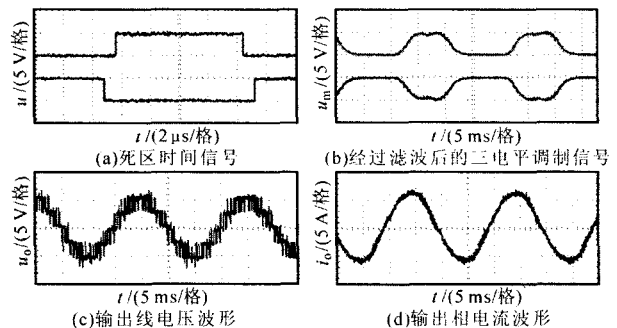


图 6 实验波形

#### 5 结论

矢量发生器是多电平逆变器系统设计的重要环节。采用一种三电平空间矢量简化算法, 并在此基础上实现了基于 DSP-CPLD 组合的三电平 SVPWM 发生器设计。在逆变器控制系统越来越复杂的情况下, 利用这种矢量发生器可以节省 DSP 芯片系统资源, 提高控制精度, 并且采用该结构也可以方便地实现多电平 SVPWM 发生设计。

#### 参考文献

- [1] Nabae A, Takahashi, Akagi H. A New Neutral-point-clamped PWM Inverter[J]. IEEE Trans. on Industry Application, 1981, 17(5): 518-523.
- [2] 叶剑利. CPLD 在电力电子变换技术中的应用[D]. 杭州: 浙江大学, 2004.
- [3] 金舜, 钟彦儒. 一种控制中点电位并消除窄脉冲的三电平 PWM 方法[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 114-118.
- [4] Song Q, Liu W H. DSP-Based Universal Space Vector Modulator for Multilevel Voltage-source Inverters [A]. IEEE IECON'03[C]. Rodnoke USA, 2003, 2(2-6): 1727-1732.
- [5] Chung D W, Kim J S. Unified Voltage Modulation Technique for Real-time Three-phase Power Conversion[J]. IEEE Trans. on Industry Application, 1998, 34(2): 374-380.