

基于 TMS320F2812 的三电平逆变器的研究

黄卫平, 谢运祥

(华南理工大学, 广东 广州 510640)

摘要:提出一种 60°坐标的三电平中点箝位(Neutral Point Clamped, 简称 NPC)逆变器, 仅需进行简单的坐标变换和计算就可得出参考电压矢量的作用区间以及输出电压矢量的作用时间, 解决了传统空间矢量调制(SVPWM)方法需要大量三角运算以及扇区判断的缺点。采用首发矢量为正(负)小矢量的七段式调制技术的最优 SVPWM 算法, 减小了开关损耗。根据负载电流方向和直流侧电容电压的大小, 通过改变电压调整系数调整正负小矢量的作用时间来控制中点电位平衡。运用单片 TMS320F2812 对所提出的算法进行实验, 结果验证了该方法的正确性和有效性。

关键词:逆变器; 矢量控制; 脉宽调制; 三电平; 中点电位平衡

中图分类号: TM464

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X(2010)01-0031-03

Research on Three-level Inverter Based on TMS320F2812

HUANG Wei-ping, XIE Yun-xiang

(South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: A 60° coordinate system is proposed for the three-level neutral-point clamped(NPC) inverter, it requires only a simple coordinate transformation and arithmetic to determine the effective sector of reference voltage vector and the effective time of the output voltage vectors can be also calculated. The disadvantages of traditional SVPWM algorithm are avoided. An optimal SVPWM algorithm based on 60° coordinate system is proposed, it makes use of seven-vectors modulation in which the positive or negative small vectors are used as the first output vector to reduce the switching loss. The voltage adjusting coefficient is changed to adjust the effective time of the positive and the negative small vectors, then the neutral point potential balance can be controlled, according to the direction of the load current and the capacitance voltage. The experiment is taken based on TMS320F2812. The results show the validity of the proposed algorithm, the conclusion of equivalency is verified, and the neutral-point voltage is in balance.

Keywords: inverter; vector control; pulse width modulation; three-level inverter; balance of neutral-point voltage

1 引言

中点箝位的三电平逆变器拓扑结构中, 串联使用了多个功率开关管, 并采用二极管箝位来获得交流电压的三电平调制。它可使主开关器件的电压降低 50%, 特别适用于高压大容量电力电子变换系统。而空间矢量脉宽调制(SVPWM)方法输出电流谐波成分少、转矩脉动低、电源利用率比 SPWM 高 15%, 且因物理概念清晰、算法简单且适合数字化方案, 是三电平逆变器首选的 PWM 控制方法^[1]。

采用 60°坐标系的 SVPWM 算法克服了传统三电平 SVPWM 方法需要进行大量三角函数运算和扇区判断的缺点。为减小开关损耗, 采用首发矢量为正(负)小矢量的七段式调制技术的最优 SVPWM 算法, 同时根据负载电流方向和直流侧电容电压的大小, 调整冗余小矢量的作用时间来控制中点电位平衡。在此仅采用单片 DSP 芯片就实现了三电平逆变器, 并给出实验波形。

2 二极管 NPC 三电平逆变器拓扑结构

图 1 示出二极管箝位式三电平逆变器主电路。

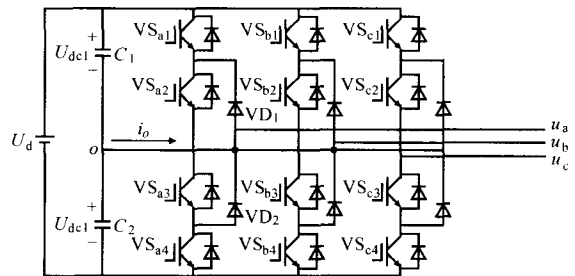


图 1 二极管箝位式三电平逆变器主电路

整个电路包括 12 个功率开关器件和 6 个箝位二极管。定义开关变量 S_a, S_b, S_c 代表各相桥臂的输出状态。表 1 示出 a 相桥臂开关变量 S_a 对应各功率开关器件的开关状态表, b, c 相与 a 相类似^[2]。

表 1 a 相开关状态表

U_a	VS_{a1}	VS_{a2}	VS_{a3}	VS_{a4}	S_a
$+U_d/2$	ON	ON	OFF	OFF	P
0	OFF	ON	ON	OFF	O
$-U_d/2$	OFF	OFF	ON	ON	N

表中: U_a 为 a 相输出电压; U_d 为直流侧电压; ON 表示开关器件导通; OFF 表示开关器件关断。

定义三电平电压空间矢量为:

$$U = \frac{2}{3} (U_a + U_b e^{j2\pi/3} + U_c e^{j4\pi/3}) \quad (1)$$

每相桥臂输出电压有 3 个值, 因此三相三电平逆变器有 27 种电压状态组合, 对应 27 种不同的逆

定稿日期: 2009-05-21

作者简介: 黄卫平(1984-), 男, 福建长乐人, 硕士, 研究方向为电力电子变流技术、电能质量。

变器开关状态,如图 2 所示。

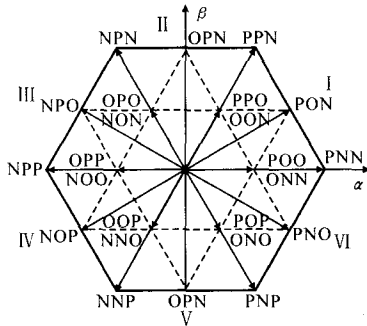


图 2 三电平逆变器空间电压矢量图

一般将幅值为 $2U_d/3$ 的矢量定义为大矢量,如 PNN, PPN; 幅值为 $\sqrt{3}U_d/3$ 的矢量定义为中矢量,如 PON; 幅值为 $U_d/3$ 的矢量定义为小矢量,如 POO, ONN; 幅值为零的矢量定义为零矢量,如 PPP, OOO, NNN。其中 27 组开关状态对应 19 个空间电压矢量,冗余开关状态为 8 个。

3 三电平 60°坐标简化算法

由于三电平空间矢量数量多,采用传统算法区间判断多,计算复杂^[3],故采用 60°坐标系进行参考电压矢量的合成及基本矢量作用时间的计算。采用 60°坐标系为 g, h 坐标系,取 g 轴与 α, β 坐标系中的 α 轴重合,逆时针旋转 60°作为 h 轴。易得三相静止坐标系 a, b, c 与 g, h 坐标系间的变换为:

$$\begin{bmatrix} U_g \\ U_h \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

将三电平逆变器的 19 个基本矢量变换到 g, h 坐标系下,得到 60°坐标系下三电平逆变器的空间矢量,如图 3 所示。

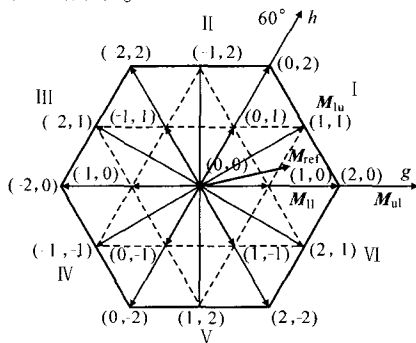


图 3 60°坐标下三电平逆变器空间电压矢量图

在图 3 中, M_{ref} 电压参考矢量对应的 4 个基本矢量为:

$$M_{uI} = [\overline{M}_g \quad \overline{M}_h]^T = [2 \ 0]^T \quad (3)$$

$$M_{uII} = [\overline{M}_g \quad \overline{M}_h]^T = [1 \ 1]^T \quad (4)$$

$$M_{uIII} = [\overline{M}_g \quad \overline{M}_h]^T = [2 \ 1]^T \quad (5)$$

$$M_{uIV} = [\overline{M}_g \quad \overline{M}_h]^T = [1 \ 0]^T \quad (6)$$

M_{uI} 为参考矢量 M_{ref} 在 g 轴的分量 \overline{M}_g 向上取整,即 \overline{M}_g ,以及在 h 轴的分量 \overline{M}_h 向下取整,即 \underline{M}_h

得到的。同理可得其他 3 种情况。 M_{uI} 与 M_{uII} 为电压参考矢量最近的两个基本矢量;第 3 个基本矢量 M_{uIII} 可由表达式 $\overline{M}_g + \overline{M}_h - (M_{uI} + M_{uII})$ 的正负来决定, M_{uI} , M_{uII} 分别为 M_{uI} 在 g, h 坐标轴上的投影。如果 M_{uIII} 为正,则 M_{uI} 为第 3 个最近基本矢量。若为负,则 M_{uII} 为第 3 个最近基本矢量。故图 3 所示的参考电压矢量的 3 个最近基本矢量为: $[2 \ 0]^T, [1 \ 1]^T, [1 \ 0]^T$ 。

各矢量作用时间可根据伏秒平衡的原理求出:

$$d_1 + d_2 + d_3 = 1, \quad M_{ref} = M_1 d_1 + M_2 d_2 + M_3 d_3 \quad (7)$$

式中: $M_1 = M_{uI}, M_2 = M_{uII}, M_3 = M_{uIII}$ 或 M_{uIV} 。 d_1, d_2, d_3 分别为矢量 M_1, M_2, M_3 作用时间的占空比。

如果 $M_3 = M_{uI}$, 则: $d_1 = M_{uIII} - M_{ref}, d_2 = M_{uII} - M_{ref}$; 如果 $M_3 = M_{uII}$, 则 $d_1 = M_{ref} - M_{uI}, d_2 = M_{ref} - M_{uII}$ 。

由上式可见,采用 60°坐标系只要经过简单的运算就可求出基本矢量及其作用时间。为使器件的开关损耗最小,采用 7 段式 SVPWM 调制,开关状态只能为 $P \leftrightarrow O \leftrightarrow N$,例如图 3 所示的参考电压矢量若首发矢量用正小矢量,则输出矢量顺序为 $POO \rightarrow PON \rightarrow PNN \rightarrow ONN \rightarrow PNN \rightarrow PON \rightarrow POO$ 。

4 中点电位平衡的控制

电容中点电位不平衡程度由电容中点电流 i_o 和直流侧电容的大小决定。因为零矢量和大矢量对电容中点电压无影响;中矢量对应的开关状态,其中点总是与某相电流相联系,对中点电流的影响是不可控的;正负小矢量对电容中点电压产生的影响是相反的,因此可以通过调整正负小矢量的作用时间来对中矢量引起的电容中点电压的波动进行补偿^[4]。

5 实验系统设计

5.1 系统硬件设计

实验采用 TMS320F2812 作为主控芯片,开关管型号为 IRFP450MOSFET,直流侧电容均为 390 μF , 箝位二极管型号为 IN5406,负载为三相对称阻感负载, Y 型连接,电阻为 100 Ω ,电感为 5 mH。DSP 采集输入端两个电容的电压以及负载侧三相电流,经过判断和运算,输出 12 路 PWM 驱动 MOS 管,系统框图如图 4 所示。

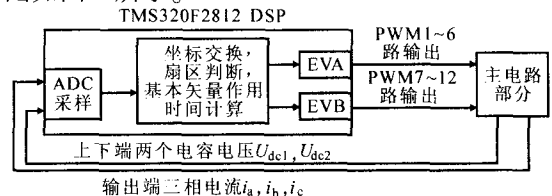


图 4 系统的组成框图

5.2 系统软件设计

系统的软件设计流程如图 5 所示。采样频率为 10 kHz,一个周期采样 200 个点,每次采样中断,采样上下两端电容电压和三相负载电流,再进行扇区以及矢量作用时间的计算^[5]。中点电位控制策略为:

引入电压调整系数 m 对小矢量作用时间进行调节, $0 < m < 1$ 。令正小矢量作用时间 $T_p = mT_o$, 负小矢量作用时间 $T_n = (1-m)T_o$, 这样在获得中点电位偏差的情况下, 根据负载电流的方向, 调整正负小矢量作用时间即可使得中点电位达到动态平衡。

具体控制方法为: 当 $U_{dc1} = U_{dc2}$ 时, 取 $m = 0.5$; 当 $U_{dc1} > U_{dc2}$ 时, 且首发小矢量中点电流的方向为流入, 则 $m > 0.5$; 当 $U_{dc1} < U_{dc2}$ 时, 且首发小矢量中点电流的方向为流入, 则 $m < 0.5$ 。

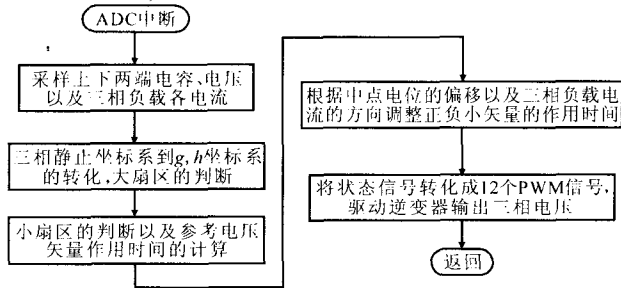


图5 三电平 SVPWM 程序流程图

6 实验结果及分析

用实验验证: 直流侧输入 300 V 的直流电压, 开关频率为 10 kHz, 输出三相交流电压 110 V/50 Hz。实验波形如图 6 所示。为验证所述方法在电容电压不相等时对中点电位的控制能力, 进行了实验研究, 初始状态时, $U_{dc1} = 300$ V, $U_{dc2} = 0$, 由图 6b 可见, 经过 50 ms 的时间, 电容两端电压基本相等, 中点电位得到了较好的控制。

实验结果表明, 采用 60° 坐标系的三电平逆变器 SVPWM 算法简单, 易于数字实现, 而且中点电位控制良好。

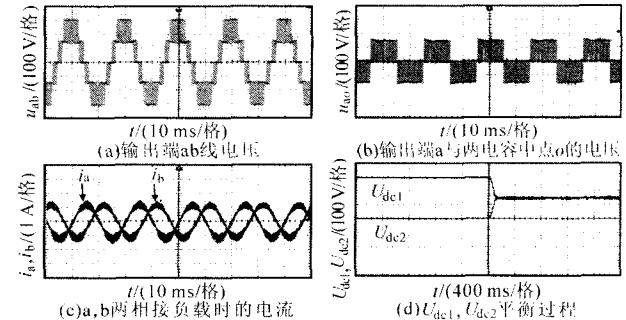


图6 实验波形

7 结论

采用 60° 坐标系的三电平逆变器空间矢量算法可以大大简化区间的判断以及避免复杂的三角运算。利用单片 TMS320F2812 对提出的简化算法进行了实验验证。结果表明该方法简单易行, 易于数字化实现, 中点电位控制较好, 且占用 DSP 资源较少, 便于扩展应用到三电平整流及更多电平的逆变器中。

参考文献

- [1] 黄俊, 王兆安. 电力电子变流技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 1997.
- [2] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [3] 韩耀飞, 谭国俊, 侯周峰, 等. 基于简化三电平 SVPWM 算法的逆变器的研究[J]. 电力电子技术, 2008, 42, (1): 48-51.
- [4] 宋文祥, 陈国呈, 束满堂, 等. 中点箝位式三电平逆变器空间矢量调制及其中点控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(5): 105-109.
- [5] LIN Lei, ZOU Yun-ping. Digital implementation of Diode-clamped Three-phase Three-level SVPWM Inverter[A]. IEEE PEDS'03[C]. Singapore, 2003: 1413-1417.

(上接第 30 页) 级式 DC/DC 变换器的效率达到 92%。

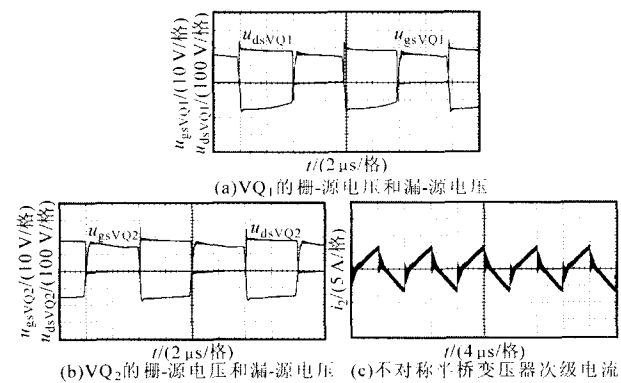


图6 实验波形

5 结论

针对两级式结构在高输入输出电压比 DC/DC 变换器中的应用, 提出了“Buck+倍流整流不对称半桥”的两级式拓扑结构, 并阐述了该结构的优点和控制方式, 同时对该两级式变换器进行了优化设计。在样机实验中充分利用不对称半桥电路的特性, 以谐

振方式实现了软开关, 从而消除了开关损耗, 提高了电路效率。

参考文献

- [1] 邢岩, 黄立培, 孙晓东. 组合式前端 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(6): 157-161.
- [2] 罗建武, 罗文杰. 偏磁的起因和消除方法[J]. 电工技术学报, 1999, 14(6): 73-77.
- [3] Hong Mao, Jaber Abu-Qahouq, Shiguo Luo, et al. Zero-Voltage-Switching Half-bridge DC/DC Converter With Modified PWM Control Method[J]. IEEE Trans. on PE, 2004, 19(4): 947-958.
- [4] R Sevens. Circuit Reinvention in Power Electronic and Identification of Prior Work[J]. IEEE APEC 1997, 1997: 3-9.
- [5] P Alou, J O liver, J A Cobos, et al. Buck+half Bridge (d=50%) Topology Applied to Very Low Voltage Power Converters[A]. in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf.[C]. 2001: 715-721.