

三电平逆变器双极性调制方式研究

王 坤¹, 欧阳红林¹, 曹 青¹, 陈乔明²

(1.湖南大学, 湖南 长沙 410082; 2.天津天铁冶金集团炼钢厂, 天津 300170)

摘要: SVPWM 控制的三电平逆变器具有减少谐波含量、改善输出电压波形的优点, 正在逐步取代传统的两电平逆变器。介绍了三电平逆变器原理和空间矢量算法在其中的应用, 提出一种改进算法的三电平空间矢量 PWM 调制策略和中点电位控制方法。基于 TMS320C2812 DSP 实现了逆变系统的数字控制, 利用 FPGA 和 PLC 实现脉冲触发和接口控制。仿真和实验结果论证了该算法的正确性。

关键词: 逆变器; 脉宽调制 / 双极性调制; 数字信号处理

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-100X(2008)07-0004-03

Research of Three-level Inverter Modulate Approach based on Double-Polarity

WANG Kun¹, OUYANG Hong-lin¹, CAO Qing¹, CHEN Qiao-ming²

(1.Hunan University, Changsha 410082, China; 2.Steel mill of Tian Tie Metallurgy Group, Tianjin 300170, China)

Abstract: Three-level inverter controlled by the algorithm of space vector pulse width modulation (SVPWM) has replaced the traditional two-level converter for its excellent performance of lowering switch frequency and reducing the total AC current aberrance. The principle of three-level inverter and space vector arithmetic appliance in it are introduced. The experimental results verify the advanced SVPWM principle and neutral point control (NPC) used in the inverter and the numeric control of inverter system based on TMS320C2812 is realized. FPGA and PLC implement the impulse triggering and interface control. The effectiveness of proposed control algorithm-mic was verified by simulation and experimental.

Keywords: inverter; pulse width modulation / double-polarity modulation; digital signal process

1 引言

随着工业技术的发展, 高压大功率器件的应用日益广泛, 对器件的控制也提出了更高的要求。多电平逆变器以其优越的性能日益受到关注和重视, 它的优点在于: ①其输出电压波形有多个电平合成, 与传统的二电平逆变器相比, 谐波含量大为减少, 提高了输出电压波形的质量; ②开关管承受的电压仅为直流侧电压的一半, 使得低压开关器件得以应用于高压变换之中。但相对而言, 三电平逆变器加大了控制的复杂性, 也使其中点电压不便于控制。结合逆变器产生 SVPWM 波形的过程, 介绍了 TMS320LF2812 芯片用于产生 SPWM 波的基本框架和软件流程。通过分析采用双极性调制方式控制的三电平逆变器, 证实了采用空间电压矢量方法控制逆变器的可行性。这里将介绍一种可以更好地实现中点电位控制的双极性调制方式。

2 三电平逆变器的 SVPWM 原理

目前, 应用较为普遍的三电平逆变器主电路均采用二极管中点箝位(NPC)方式, 如图 1 所示。该逆变器的输出电压除了两电平逆变器输出电压的 $+U_{dc}/2$ 和 $-U_{dc}/2$ 外, 还增加了另一个零电平值。该主电路结构图中采用了 12 个可关断功率元件和 6 个箝位二极管, 在直流侧还有两个分压电容 C_1 和 C_2 ,

每个电容分担的电压各为 $U_{dc}/2$, 通过箝位二极管的箝位作用, 使输出电压被箝位在直流侧中点电位, 即每个开关器件承受的电压就限制在一个电容电压 $U_{dc}/2$ 上。三电平逆变器的每一个桥臂有 4 个开关元件, 以 a 相为例, 有 $VS_1 \sim VS_4$ 。每相有 3 种正常的开关模式, 例如: 当 VS_1, VS_2 导通时, a 相输出为正电平; 当 VS_2, VS_3 导通时, a 相输出为零电平; 当 VS_3, VS_4 导通时, a 相输出为负电平。

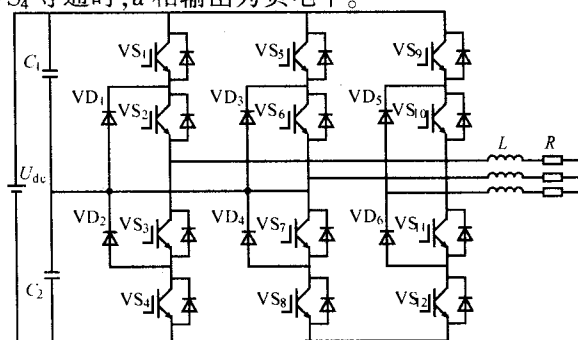


图 1 三电平逆变器主电路

图 2 示出三电平逆变器电压空间矢量分布图。在图 2 中定义大六边形的 6 个电压为 $2U_{dc}/3$, 6 个中矢量长度为 $\sqrt{3}U_{dc}/3$, 12 个短矢量长度为 $U_{dc}/3$ 。且长矢量将磁链圆等分为 6 个扇区。由图可见, 共有 27 个空间电压矢量, 可输出 19 种不同的基本空间电压矢量。除一个零矢量外, 其余 18 个矢量把圆周等分成 6 个扇区, 每个扇区占 60° 空间角度, 每个扇区又可划分为 6 个区域, 在任何一个区域内有最接近的 3 个电压矢量供选择, 零矢量为 6 个扇区共有。

定稿日期: 2008-04-01

作者简介: 王 坤(1982-), 男, 湖南汨罗人, 硕士研究生, 研究方向为控制理论与电气传动。

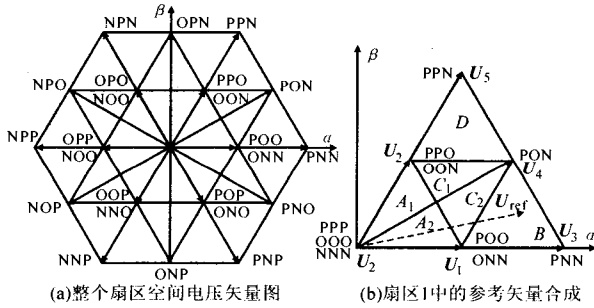


图2 三电平逆变器电压空间矢量分布图

所谓 SVPWM 法就是用逆变器输出相电压的平均矢量去逼近参考电压矢量 U_{ref} 。理论证明, 当 U_{ref} 落入某一个区域以后, 用该区域三角形顶点矢量去逼近参考矢量会得到最佳的逼近效果。恰当分配被选中的基本电压矢量的执行时间, 并以被选中的各矢量的模乘以执行该矢量的时间。若满足:

$$U_a T_a + U_b T_b + U_c T_c = U_{ref} T_s \quad (1)$$

式中: T_s 为采样周期, U_a, U_b, U_c 为输出矢量, T_a, T_b, T_c 为对应矢量所作用的时间。

并使得:

$$T_a + T_b + T_c = T_s \quad (2)$$

只要满足式(1)、式(2), 就能在该区域内合成 U_{ref} 。在每个区域中, 各矢量顶点的大小和方向是确定的, 因此由式(1)、式(2)可解出每个矢量的作用时间, 求得每个区域内矢量的作用时间表。

结合图 2, 扇区从 0° 到 60° 为扇区 1, 逆时针类推为 2, 3, 4, 5, 6。由几何关系可以定义变量: $U_{\alpha} = U_b$, $U_{\alpha 2} = U_{\alpha} - U_{\beta} / \sqrt{3}$, $U_{\beta 3} = -U_{\alpha} - U_{\beta} / \sqrt{3}$ 。再定义: 若 $U_{\alpha} > 0$, 则 $A=1$, 否则 $A=0$; 若 $U_{\alpha 2} > 0$, 则 $B=1$, 否则 $B=0$; 若 $U_{\beta 3} > 0$, 则 $C=1$, 否则 $C=0$; 共 8 种组合, 但 A, B, C 不可能同时为 1 或同时为 0, 所以实际组合为 6 种。令 $N=A+2B+4C$, N 与扇区的对应关系为 3-1, 1-2, 5-3, 4-4, 6-5, 2-6。

小三角形的判别方法如图 2b 所示, 令 $A_1=1$, $A_2=2, C_1=3, C_2=4, D=5, B=6$ 。

(1) 当 $0 \leq \theta < (\pi/6)$ 时, 若 $U_{\beta} - \sqrt{3} U_{\alpha} + \sqrt{3} E_d / 2 < 0$, 则可判断 U_{ref} 在 D 区域, 设区域变量为 n , 即 $n=6$; 若 $U_{\beta} + \sqrt{3} U_{\alpha} - \sqrt{3} E_d / 2 < 0$, 则 $n=2$, 其他情况 $n=4$ 。

(2) 当 $(\pi/6) \leq \theta \leq (\pi/3)$ 时, 若 $U_{\beta} > \sqrt{3} E_d / 4$, 则 $n=5$; 若 $U_{\beta} + \sqrt{3} U_{\alpha} - \sqrt{3} E_d / 2 < 0$, 则 $n=1$; 其他情况 $n=3$ 。

判断出区域后, 即可根据一定的开关矢量选择规律确定实际作用的开关矢量及其作用时间, 最后计算出确定的开关矢量的作用时间。

3 调制方式

当 U_{ref} 位于 A 时, 为确保光滑的输出电压波形, 在提出的 SVPWM 调制模式中, 依据合成三角形 A 的首发矢量用零矢量 PPP, 可以有效避免扇区切换

过程中发生的矢量突变, 其输出次序为: PPP → PPO → POO → OOO → OON → ONN → NNN → ONN → OON → OOO → POO → PPO → PPP, 具体三相输出如图 3 所示。根据该时序图, 可得出三相桥臂开关器件的驱动信号。由图 3a 可见, 此时 PWM 生成模式为双极性调制, 在每个开关周期中各相的 4 个开关器件都必须开断一次, 所以线电压的脉冲数是常见单极性调制的 2 倍。同时在这种双极性调制模式下, 三角形 A 的两对冗余电压小矢量都被使用, 这种特性有利于中点电压的波动抑制。

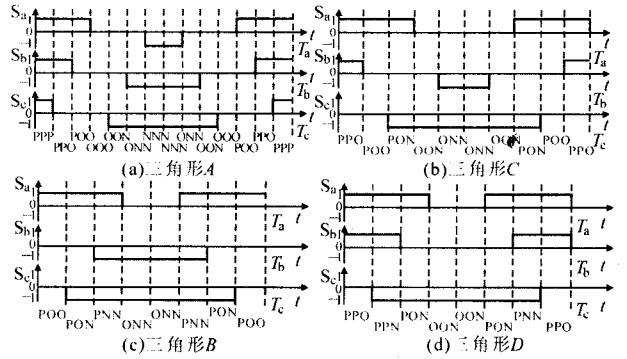


图3 输出电压矢量时序图

当 U_{ref} 位于三角形 C 时, 输出次序为: PPO → POO → PON → OON → ONN → OON → PON → PPO → PPO。由图 3b 三相输出时序可见, 此时 PWM 生成模式为半极性调制, 即在每个开关周期中 3 相桥臂中某一相的 4 个开关器件都必须开通关断一次, 同时在这种半双极性调制模式下, 三角形 C 的两对冗余电压小矢量都被利用, 与三角形 A 一样, 这种特性十分有利于抑制中点电压的波动。用于合成位于三角形 B 和 D 的参考矢量的冗余矢量只有一对, 所以此时 PWM 生成模式为单极性调制模式, 即在每个开关周期中三相桥臂的 4 个开关器件只有成对的一组开关器件, 例如: A 相为 VS_1 和 VS_3 或 VS_2 和 VS_4 导通关断一次, 另一组则保持常通或常断。三相输出时序图如图 3c, d 所示。与三角形 A, C 不同, 此时只有一对冗余小矢量可用于抑制中点电压波动。

4 DSP 实现

TMS320C2812 型 DSP 是定点 32 位数字信号处理器, 指令周期可达 150 MHz, 内含 128 位 Flash 和两个通用事件管理器, 可用于捕获位置脉冲和编码脉冲, 产生脉宽调制输出信号。还有 16 通道 12 位高精度 MD 转换模块, 并可拓展外部存储器, 适合控制器的实时控制能力。

高压变频器控制部分结构图如图 4 所示, 其主控制器采用 TMS320C2812, 该 DSP 芯片的主要功能有: ①完成 SPWM 脉冲的实时计算, 将计算的数据实时传给逻辑器件 FPGA; ②与功率单元中的控制器通信, 控制功率单元工作, 并实时传输功率单元的

运行状态;③与上位机(PC机)通信,实现高压变频器的远程控制;④与西门子S7-300系列PLC通信,实时取得变频器各个部分的温度、电流、电压等参数;⑤实现模拟量与开关量的输入、输出。

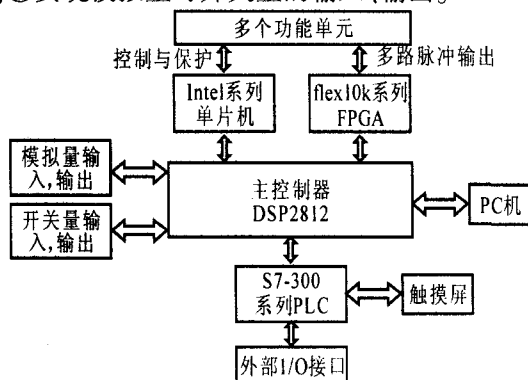


图4 DSP控制的逆变系统框图

FPGA 主要实现多路 SPWM 脉冲的实时输出,将产生的脉冲通过光纤传输给功率单元。功率单元的内部控制采用 Intel 51 系列单片机,完成功率单元的保护和一些运行控制。S7-300PLC 完成外部一些端口数据的采集,同时与触摸屏通信,可以实现触摸屏对变频器的控制操作。

软件由主程序和 PWM 中断服务程序构成。主程序包括初始化和循环读取等待两部分。PWM 中断服务程序包括实现 SVPWM 算法的各个子程序。每个 PWM 周期产生一个中断。中断过程中一次调用各个子程序并执行,清除中断标志位,然后返回。

SVPWM 算法子程序的构成:①判断扇区号。有 U_{α} 的实部和虚部即可确定;②判断工作模式。根据所处小三角形来选择具体的工作模式;③根据电压采样值,选择 S 值;④由小三角形和 S 值来确定具体的切换顺序,并对寄存器的装载值进行比较。

5 仿真和实验

在 Matlab/Simulink 环境下进行仿真实验。三相负载的基本参数:电阻 $R=12\ \Omega$;电感 $L=20\ \text{mH}$;直流电容 $C_1=C_2=1\ 000\ \mu\text{F}$;直流侧电压 $U_{dc}=2\ \text{kV}$;基波频率 $f=50\ \text{Hz}$,控制周期 $T=400\ \mu\text{s}$ 。

实验中,用隔离变压器对 6 kV 高压降压后,通过电流互感器测量变频器的输出电压波形。对于 6 kV 的高压输出,可先通过 10 kV/6kV 的变压器降压,再通过三相整流后接变频器,负载经过滤波后接高压电动机。电机参数为:额定功率 220 kW;额定转速 1 475 r/min;额定电压 6 kV;额定电流 26.4 A。图 5 示出试验波形。

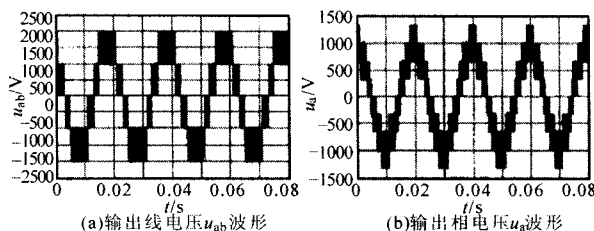


图5 试验波形

为便于观测,通过变压器降压后用示波器测量可观察到电动机的输出电压波形如图 6 所示。通过现场调试及各项参数检测,系统运行稳定、可靠,节能效果良好,达到了预期的效果。

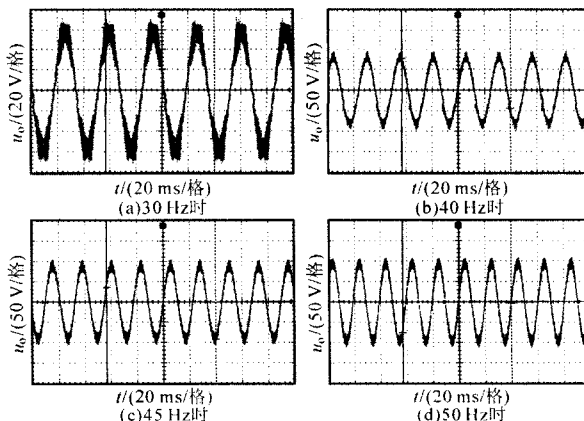


图6 电动机输出电压波形

6 结束语

介绍了逆变器的三电平空间矢量合成原理;提出了一种通过 DSP 实现的极性调制方式。该技术通过 DSP 的软件编程实现。仿真和试验论证了该方案的可行性。

参考文献

- [1] N Celanovic, D Boroyevich. A Comprehensive Study of Neutral point Voltage Balancing Problem in Three-level Neutral-Point clamped Voltage Source PWM Inverters[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2000, 15(2): 242-249.
- [2] B P McGrath, D G Holmes, T A Lipo. Optimized Space Vector Switching Sequences for Multilevel Inverters [A]. APEC'01[C]. Anaheim, CA, USA, 2001: 1123-1129.
- [3] 宋文祥, 陈国呈, 武慧, 等. 一种具有中点电位平衡功能的三电平空间矢量调制方法及其实现[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 95-100.
- [4] 高红专, 张志文, 王磊, 等. 基于 DSP 的三电平逆变器 SVPWM 算法的研究[J]. 电力系统及其自动化学报, 2006, 18(4): 62-66.

《电力电子技术》——全国优秀科技期刊、中文核心期刊、学位与研究生教育中文重要期刊。

欢迎踊跃投稿、积极刊登广告。