

级联式多电平逆变器三角载波移相控制的研究

丁伟, 欧阳红林, 朱思国, 龙庆文

(湖南大学电气与信息工程学院, 湖南长沙 410082)

摘要:级联式多电平逆变器因其具有众多的优点,在高压变频调速领域中得到广泛应用。三角载波移相控制是级联式多电平逆变器常用的控制算法,在介绍级联式多电平逆变器的基础上,详细分析了三角载波移相控制方法的原理,在 Matlab/Simulink 仿真环境下对级联式多电平逆变器进行了仿真,并给出了 TMS320C2812 DSP 实现逆变系统的数字化控制方案,利用 FPGA 与 DSP 结合的方式实现多路 SPWM 脉冲对功率单元级联式逆变器进行控制。仿真和实验结果论证了 FPGA 与主控制器结合实时产生多路脉冲的可行性,验证了基于三角载波水平移相级联式多电平逆变器具有优良的输出特性。

关键词:级联式多电平逆变器;三角载波移相;数字信号处理器;仿真和实验

中图分类号:TM921 **文献标识码:**A

Research on Cascade Multilevel Inverter Triangular Carrier Phase Shift Control

DING Wei, OUYANG Hong - lin, ZHU Si - guo, LONG Qing - wen

(College of Electrical & Information Engineering, Hunan University, Changsha Hunan 410082, China)

ABSTRACT: Cascade multilevel inverter has extensive application in the high voltage variable frequency modulated Speed System for its numerous advantages. Triangular carrier phase shift control is the mainly used control algorithm of cascade multilevel inverters. This paper introduces the cascade multilevel inverter and analyses the triangular carrier phase shift control method. In the simulation environment of Matlab/Simulink, the simulation experiment is carried out for the cascade multilevel inverter. Numeric control of inverter system based on TMS320C2812 is realized. Making multi-channel SPWM pulses by the use of FPGA and DSP is proposed. By simulation and experiment, the result shows the feasibility of the main controller combined with the FPGA to generate multi-channel pulses and the multilevel inverter is verified to have excellent output characteristics.

KEYWORDS: Cascade multilevel inverter; Triangular carrier phase shift; DSP; Simulation and experiment

1 引言

多电平逆变器为了利用低耐压开关器件实现高电压输出,当前有两种解决办法:一是采用电力电子开关器件串联的半桥式逆变结构,即箝位式多电平逆变器;二是采用功率单元串联叠加的级联式逆变结构,即级联式多电平逆变器^[1]。级联式多电平逆变器采用若干个低压两电平 PWM 变频功率单元串联的方式实现直接高压输出。为了提高其控制性能,包括改善逆变器的输出电压和输出电流的波形、降低谐波含量、提高直流电压的利用率、减少共模电压对电机的影响等,科研人员进行了深入的研究工作,并提出很多优

越的控制算法。目前在实际控制中,应用最为广泛的控制算法可以划分为两大类:阶梯波式控制算法和多载波式控制算法。阶梯波控制算法又可以细分为等面积控制算法、指定谐波消去算法和三角波式算法等三类。而多载波控制算法也可以的划分为载波垂直分布式和载波水平移相式。

本文对三角载波水平移相功率单元级联式多电平逆变器结构,控制方法和实现方案进行了详细的研究,实验得出了多电平逆变器低压模拟和高压运行时的电压波形,证明了这种级联式多电平逆变器对电网谐波污染小,输入功率因数高,输出的波形好,不存在由谐波引起的电动机附加发热和转矩脉动、噪声、输出 du/dt、共模电压等问题,可以直接用于普通的高压异步电动机调速。

基金项目:湖南省科学技术厅科技计划-功率单元级联型中高压变频器的研制(06CK3005)

收稿日期:2008-06-07 修回日期:2008-07-16

2 级联式多电平逆变器

级联型多电平逆变器拓扑的每一相都采用多个低压小功率的逆变单元,将它们串联以得到高压输出,每个逆变单元都相互独立且采用独立的低压直流电源供电,因此开关器件上的电压应力很小,模块化程度高,易于扩展和控制,可靠性好。其典型结构是采用 H 桥逆变器作为逆变单元串联而成,拓扑结构如图 1 所示^[2],每个单相 H 桥逆变器就是一个单相全桥逆变器,它不存在直流电容分压的均压问题。级联式多电平逆变器的主开关器件的耐压,被限定在向它所在基本功率单元供电的独立直流电源电压上,多个由独立直流电源供电的基本功率单元的交流输出侧串联叠加,就可以得到高压多电平电压输出。多电平逆变器的合成原理就是将载波三角波经过移相,并采用 SPWM 控制的 H 桥逆变单元直接串联叠加,而合成高电压多电平电压波形的。

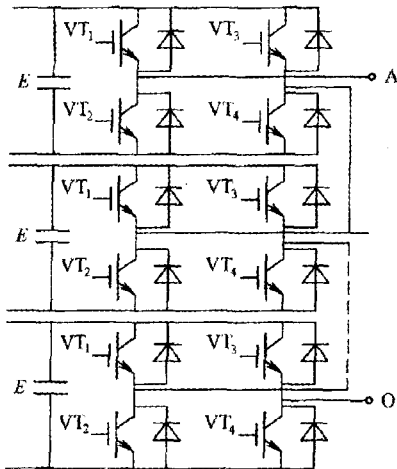


图 1 H 桥拓扑结构图

级联式多电平逆变器具有以下优点^[1]:

① 可以采用常规低压的 IGBT 开关器件,技术成熟、可靠性高,各个功率单元好驱动电路机构完全相同,便于模块化。

② 随着级联式多电平逆变器级联个数的增加,输出电压的谐波含量随之减少,更加接近正弦波。而且 du/dt 也随之减少,可以减少对电缆和交流电机绝缘的损坏,交流电机的谐波损耗也大大减少,消除了由此而引起的机械震动。

③ 当某个功率单元损坏时,可以将故障单元旁路,维持系统的降额运行。

④ 级联式多电平逆变器还有一个重要优点就是抗浪涌能力强。到达输入端的任何雷电感应的浪涌,都会由于输入变压器的阻抗而得到预期的抑制,浪涌电流可以很容易被二极管整流器和大电容组吸收而不会到达功率模块。

3 三角载波移相 PWM 控制

3.1 控制方法的特点

级联式多电平逆变器的控制方法特别是 H 桥级联式多电平逆变器的控制方法,大多采用三角载波 PWM 控制法,是一种用于单元级联型多电平逆变器的 PWM 方法。每个功率单元模块的 SPWM 信号均由一个三角载波与一个正弦波比较产生。所有模块的正弦波都相同,但每个模块的三角载波与其相邻模块的三角载波之间有一定相移,使各模块最终叠加输出的 SPWM 波的等效开关率提高,大大减小了输出谐波^[3]。它与其他 PWM 控制方法相比有以下优点^[1]:

① 在任何的调制度 M 下(任何基波频率下),输出电压保持相同的开关频率。而其他的三角载波 PWM 控制方式在调制度 M 降低时,会出现部分 H 桥单元没有 PWM 电压输出,造成输出电压开关频率的下降,使得输出电压的谐波含量增加。

② H 桥单元之间不存在输出功率不平衡的问题。因为在三角载波移相 PWM 控制方式下,各级之间的输出电压的 PWM 波形基本一致。而其他控制方式则会出现不一致,使得不同级层的 H 桥单元的功率不同。

③ 与主电路的模块化结构想一致,三角载波移相 PWM 方式中针对各个 H 桥单元的载波和调制波也呈现模块化的机构。

④ 对于同样的三角载波频率,三角载波移相方式的输出电压频率是载波频率的 N 倍(N 为串联 H 桥单元个数,三角载波的移相角为 $2\pi/N$)。

3.2 H 桥实现级联的必备条件与控制方式

为了使 N 个 H 桥直接串联叠加以获得高压多电平 PWM 电压输出,必须满足:各个单元必须采用独立的直流电源;都能工作在正向导通、反向导通和正、反向旁路四种工作状态;必须采用以每一个 H 桥桥臂为功率单元的双极性三角载波移相 PWM 控制。

在输出电压的正半周,H 桥工作在正向导通与正向旁路状态;在输出电压的负半周,H 桥工作在反向导通与反向旁路状态。这种三角载波移相 PWM 控制方式可以满足 H 桥电路四种输出工作状态的要求。

3.3 单个功率单元 SPWM 驱动脉冲

单个功率单元 SPWM 采用规则采样法实现,规则采样法是一种应用广泛的工程实用方法,其效果接近自然采样法,但计算却比自然采样法小得多,其原理如图 2 所示^[4]。

在图 2 中: θ 是三角波中点采样时刻的角度值, T_{Δ} 三角波的周期, M 是正弦波和三角波的幅值比,利用三角形相似可得:

$$\frac{CD}{AB} = \frac{GD}{GB} \rightarrow \begin{cases} t_g = \frac{T_{\Delta}}{4}(1 - M \sin \theta) \\ t_d = \frac{T_{\Delta}}{4}(3 + M \sin \theta) \end{cases} \quad (1)$$

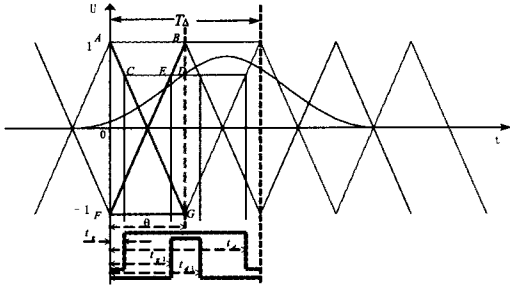


图2 规则采样法

计算的结果为图1中功率单元左桥臂VT1号IGBT脉冲驱动的时间值, t_g 为单个脉冲高电平持续时间, t_d 为单个脉冲中紧接高电平后低电平持续时间, 功率单元左桥臂VT2号IGBT的驱动信号与VT1为互补信号。同理可得功率单元右桥臂VT3、VT4号IGBT驱动脉冲的时间如下式所示。

$$\frac{ED}{FG} = \frac{BD}{BG} \Rightarrow \begin{cases} t_{gt} = \frac{T_d}{4}(1 + M \sin \theta) \\ t_{dt} = \frac{T_d}{4}(3 - M \sin \theta) \end{cases} \quad (2)$$

3.4 多个功率单元多重载波移相技术

多重载波移相技术是在单个功率单元SPWM技术基础上发展而来的,如图3所示,六级功率单元串联时需要6路移相三角载波和一对相位相反的正弦调制波。6路载波的形状相同,但相角依次移动 $T_c/6$ (T_c 为三角载波周期)。左桥臂调制波相位与输出电压相位相同,而右桥臂调制波与之相反^[5]。

以A相为例,对于单个功率单元左桥臂的输出电压进行傅立叶分解后,可得到功率单元左桥臂的输出电压满足如下关系:

$$U_{a1} = \frac{ME}{2} \cos(\omega t) + \frac{2E}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} \{ \sin[(m+n) \frac{\pi}{2}] J_n(m \frac{\pi}{2} M) \cos(m\omega_c t + n\omega t) \} \quad (3)$$

上式中 E 为功率单元直流母线电压的大小, M 为调制比, ω 为输出基波电压的频率, ω_c 为三角载波的频率。由于同一功率单元左、右桥臂的调制波的相位相反,所以A相单个功率单元的输出电压可以表示为:

$$\begin{aligned} U_{a1} &= U_{a11} - U_{a12} \\ &= ME \cos(\omega t) + \frac{4E}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} \cdot \{ \cos[(m+n+1)\pi] J_{2n-1}(2m \frac{\pi}{2} M) \cdot \cos(2m\omega_c t + (2n-1)\omega t) \} \end{aligned} \quad (4)$$

当 N 个功率单元串联输出时,其输出相电压的表达式为:

$$U_a = \sum_{i=1}^N U_{ai} = NME \cos(\omega t) + \frac{4E}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} \{ \cos[(m+n+1)\pi] J_{2n-1}(2m \frac{\pi}{2} M) \} \cdot \sum_{i=1}^N \cos[2m(\omega_c t + \frac{i\pi - \pi}{N}) + (2n-1)\omega t]$$

$$-1)\omega t] \quad (5)$$

式中 N 为串联的功率单元的数目。取 N 为6即可得到:

$$U_a = 6ME \cos(\omega t) + \frac{4E}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} \{ \cos[(Nm+n+1)\pi] \cdot J_{2n-1}(10m \frac{\pi}{2} M) \cos[10m\omega_c t + (2n-1)\omega t] \} \quad (6)$$

从上式中可以看出,单个功率单元输出电压的谐波主要集中在2倍载波频率附近,而6级串联输出电压的谐波含量主要集中在12倍的载波频率附近。这样虽然每个功率单元的三角载波的频率较低,但整个系统的等效载波频率较高,不仅减少了低次谐波对电机的影响,而且降低了功率的开关损耗。在三相控制中,各路三角载波完全相同,仅正弦调制波的相位不同。通过改变正弦调制波的频率和幅值,即可实现VVVF控制。

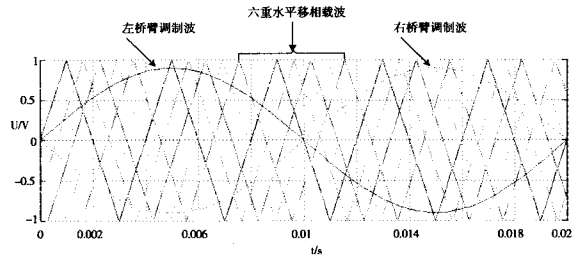


图3 六重载波同相调制原理图

3.5 载波移相多路SPWM脉冲的实现

多逻辑SPWM可以通过多路二逻辑SPWM来合成。三相电压源型二电平H桥变频器需要6路SPWM发生器。而三相电压源型三电平变频器则需要12路SPWM发生器。扩展到三相电压源 N 电平变频器,就需要 $6 \times (N-1)$ 路SPWM发生器。而目前功能最强大适合于电机控制的TMS320C2812最多只能提供16路脉冲^[6]。

现场可编程门阵列芯片(FPGA)内部包含的逻辑门数从几百至几万,具有可任意配置的几百个寄存器和I/O口,并且开发周期短,可灵活配置实现多种功能而无需改动硬件电路。本文利用FPGA构造了一个适用于36路SPWM脉冲发生器,试验结果证明了用主控制器DSP与FPGA结合实时产生多路脉冲的可行性。

4 级联式多电平逆变器仿真波形

为了验证H桥多电平逆变器的工作正确性,对逆变器进行了仿真试验。

在Matlab/Simulink环境下进行仿真实验。三相负载基本参数如下:电阻 R 为 12Ω ,电感 L 为 20mH ,直流电容 $C_1 = C_2 = 1000\mu\text{F}$,直流侧电压为 2000V ,基波频率 50HZ ,控制周期 $400\mu\text{S}$ 。

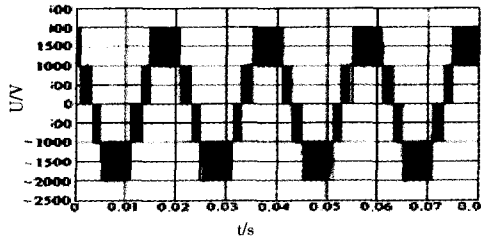


图4 输出线电压 ab

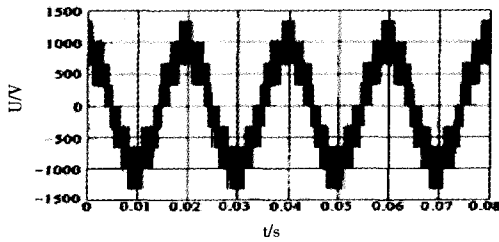


图5 输出相电压 a

5 实现方法及试验波形

5.1 实现方法

高压变频器控制部分结构图如图6所示,其主控制器采用DSP芯片TMS320C2812,其主要功能有: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,控制功率单元的工作,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。

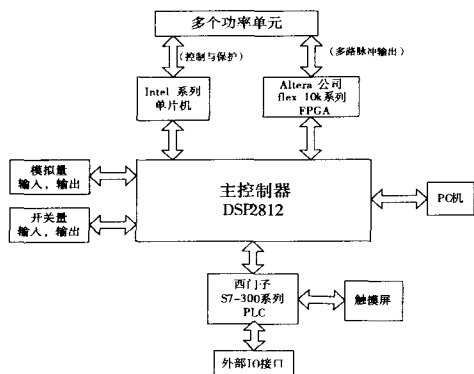


图6 DSP控制的逆变器系统框图

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。功率单元内部的控制采用intel 51系列单片机,完成功率单元的保护与一些运行控制。S7-300PLC完成外部一些端口数据的采集,同时和触摸屏

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2部分。PWM中断服务程序包括实现SPWM算法的各个子程序。每一个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。

5.2 低压模拟试验波形

采用给每个功率单元加36V交流电压,6个功率单元叠加一相的电压(相电压)为:36×6=216V,则其一相不同个数功率单元叠加输出电压可以直接用示波器观测,其输出电压波形如图7、8所示。实验波形证明,每相不同个数功率单元叠加,其叠加输出的电压波形以及电平数与理论分析相同,即:输出电平数=2×功率单元个数+1。

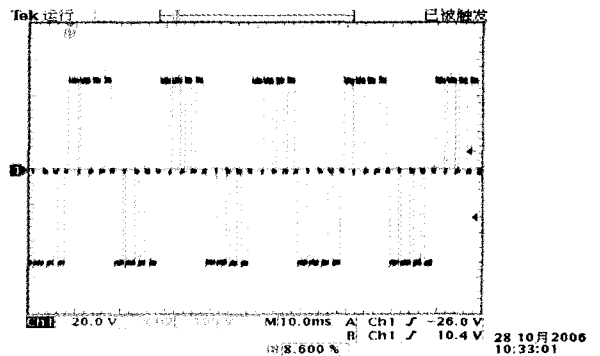


图7 50Hz 一个功率单元输出电压

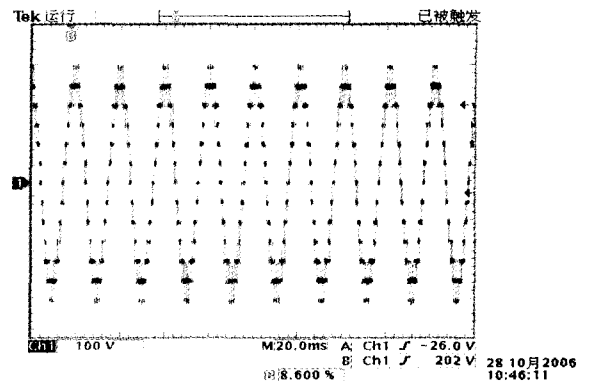


图8 50Hz 六个功率单元输出电压

5.3 高压输出电压波形

在6KV高压下逆变器输出电压可以用变压器降压来测量其输出波形,对于逆变器6KV的输出先用10000/400V的变压器降压,其输出再用380/220V的变压器降压,用示波器可以观察降压后的输出电压波形如图9-11所示。低频时由于调制频率较低,相对单位时间内载波个数较多,所以输出电压波形呈现相似载波的形状,在15Hz以上时,输出电压波形为比较完美的正弦波。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。

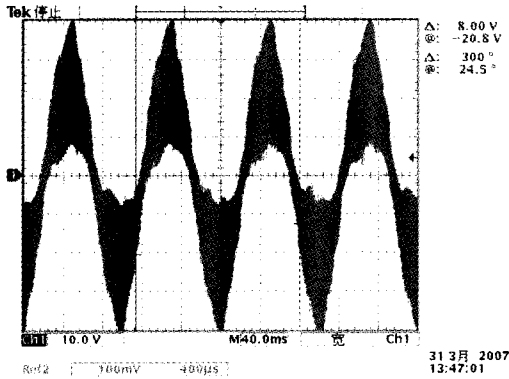


图9 10Hz 电压波形

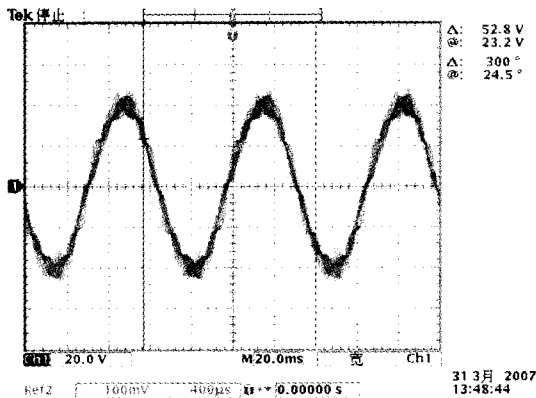


图10 15Hz 电压波形

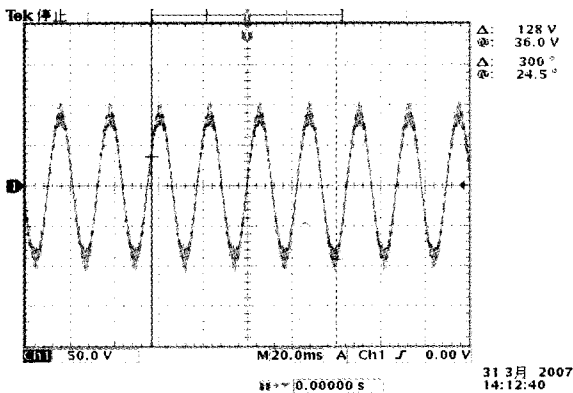


图11 45Hz 电压波形

6 结论

本文介绍了级联式多电平逆变器的 H 桥拓扑结构及其优点,分析了多电平逆变器的三角载波移相控制方法,采用 FPGA 与主控制器 DSP 相结合产生多路实时脉冲的实现方案。仿真及实验结果证明了该方法的可行性。从测得的实验电压波形,可以看出级联式多电平逆变器在频率 15Hz 以上时具有良好的电压波形。级联式多电平逆变器结构简单,性能优越,在高压变频调速工程实际中必将得到广泛的应用。

参考文献:

- [1] 刘凤君. 多电平逆变器技术及其应用[M]. 北京:机械工业出版社, 2007. 213 - 221.
- [2] 葛照强,黄守道,周凌. 级联式多电平变频器优化控制算法的研究[J]. 电气应用, 2007, 26(1): 77 - 80.
- [3] 朱凌,刘涛,鲁志平,王毅. 基于 DSP 的载波移相多电平 PWM 实现方法[J]. 华北电力大学学报, 2004, 31(5): 21 - 25.
- [4] 王兆安,黄俊. 电力电子技术[M]. 北京:机械工业出版社, 2002. 150 - 178.
- [5] Jih - sheng Lai. Multilevel Inverter: A Survey of Topologies, Controls, and Applications[J]. IEEE Trans on Ind Elect, 2002, 49(4): 724 - 738.
- [6] 李建林,王立乔,李彩霞. 基于现场可编程门阵列的多路 PWM 波形发生器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(10): 55 - 59.

[作者简介]



丁伟(1980 -),男(汉族),湖北黄冈人,硕士研究生,主要从事电力电子技术与变频调速方向的研究。

欧阳红林(1965 -),男(汉族),湖南衡阳人,教授,博士生导师,主要从事变频电源、电力电子与交流变频调速领域的研究。

朱思国(1979 -),男(汉族),湖北荆州人,博士研究生,主要从事电力电子技术与变频调速方向的研究。

龙庆文(1983 -),男(汉族),江西永新人,硕士研究生,主要从事电力电子与电力传动方向的研究。