

doi:10.3969/j.issn.1563-4795.2010.06.005

基于TMS320F2812的三电平逆变器 载波调制方法研究

贾煜, 粟梅

(中南大学信息科学与工程学院, 湖南 长沙 410083)

摘要: 主要对二极管箝位型三电平逆变器的拓扑与控制进行了研究, 并以此作为进一步研究的基础, 对三电平NPC逆变器的载波同相层叠和反相层叠PWM控制方法进行了分析, 同时对两种载波层叠方式下输出电压的谐波特性进行了比较, 分析了其工作机理和调制算法, 在此基础上对基于三角载波层叠式调制算法的实现进行了改进, 然后利用Matlab/Simulink仿真软件实现了调制算法的仿真验证, 给出了基于先进TMS320F2812DSP设计改进的三角载波层叠式调制方法的控制程序。结果表明, 该调制算法非常适用于新型DSP数字化控制软件的实现, 控制性能稳定, 能获得带死区功能的控制脉冲。

关键词: 三电平逆变器; 二极管箝位; 载波层叠式PWM

0 引言

二极管中点箝位三电平 (NPC) 逆变器是一种开发最早、较为成熟的多电平逆变器拓扑, 目前已广泛应用于高压变频调速、柔性输配电系统及高压直流输电系统等场合。NPC逆变器的控制方式有多种, 如双极性正弦脉宽调制、三角载波层叠式SPWM、电压空间矢量脉宽调制 (SVPWM)、特定谐波消除脉宽调制 (SHEPWM) 等。通过这些控制方式, NPC逆变器可得到单相三电平或线电压五电平的输出电压, 可以较好地解决开关管开关频率和开关容量间的矛盾。

正弦波脉宽调制技术目前已经得到非常普遍的应用。众所周知, 多电平逆变器的性能很大程度上取决于所采用的控制策略。基于载波的 PWM 技术来源于两电平SPWM技术, 其最显著的优点在于实现简单。它既可以模拟实现, 又可以数字实现, 特别是当电平数越高时, 与空间矢量调制 (SWPWM) 相比, 其优点更加明显。

本文分析了基于三角载波层叠式SPWM技术的工作原理。并通过 Matlab/Simulink仿真软件对调制算法进行了仿真验证。在此基础上提出了一

种便于实现且适用于三电平逆变器的简化型三角载波调制策略。文中详细介绍了控制算法的原理, 导出了占空比计算公式, 并利用 TMS320F2812DSP完成了控制软件的编写。最后通过脉冲波形图验证了上述三电平逆变器调制策略的正确性, 为以后的系统级实验奠定了基础。

1 三电平拓扑结构与调制原理

三电平逆变器有多种拓扑形式, 其中“二极管箝位 (Diode-Clamped) 逆变电路”是多电平逆变电路拓扑中发展最早的一种, 又称为中点箝位逆变电路 (Neutral Point Clamped)。它由日本学者 A.Nabae最早提出, 这种电路在两个开关器件串联的基础上加入了一对中性点箝位二极管构成。可通过对每项4个开关主管的控制得到三电平的控制电压输出。

图1所示是一种二极管箝位式三电平逆变器的拓扑结构。可以看出, 三电平逆变器每一相需要4个主开关管T1~T4、4个反并联的续流二极管D1~D4、2个箝位二极管D1和D2、2个支撑电容C1和C2。其中, 电容C1和C2为变换电路提供了2个相同的直流电压, $E_d/2$ 为一组电容两端电压, 0

收稿日期:2010-02-25

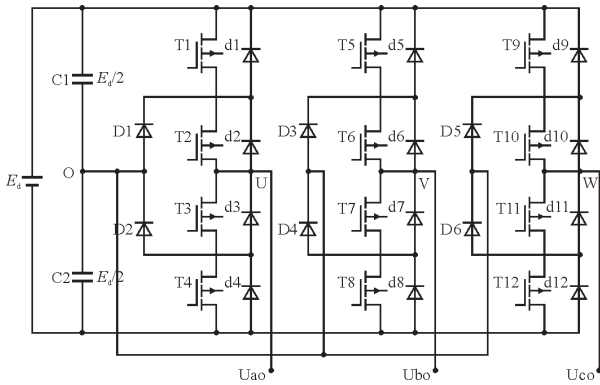


图1 三电平主电路拓扑结构

为中性点，所有二极管都要求与功率开关有相同的耐压等级，平均每个主管承受的正向阻断电压为 $E_c/2$ ；输出相电压定义为输出端（U、V、W）与中性点O之间的电压。

正弦波脉宽调制技术目前实际上已经得到非常普遍的应用。根据两个三角载波的相位关系，三角载波又可以分为载波反相层叠PWM控制法（即两个三角载波的相位相反）和载波同相层叠PWM控制法（即两个三角载波的相位相同）。现以图1所示的三相二极管三电平逆变器的a相桥臂为例，其载波反相层叠PWM控制方法的工作波形如图2所示。

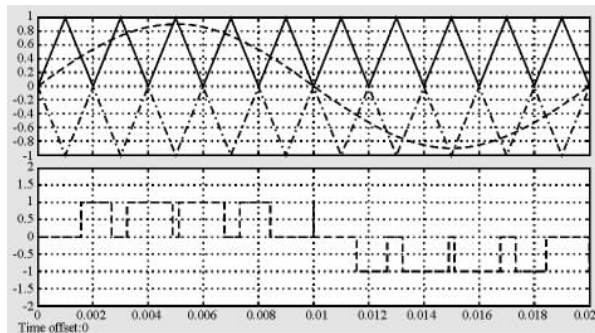
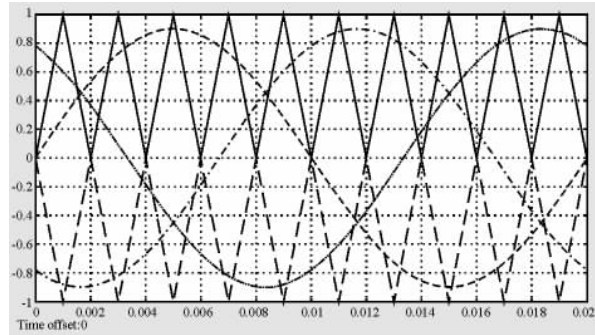


图2 A相电压调制波形

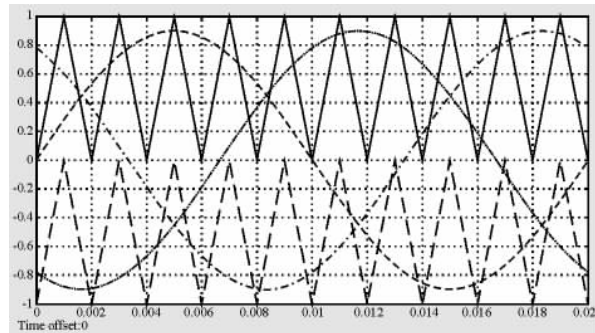
载波反相层叠调制算法一般采用同相位分布在纵坐标正、负半周上的两列三角载波与正弦调制波进行调制比较的方式。其中正半周的三角载波与正弦调制波进行调制生成互补的两列控制脉冲分别用于控制T1和T3；负半周载波与正弦波进行调制生成互补的两列控制脉冲用于控制T2和T4，其电压调制方式见图2。用正弦波与三角波进行比较，可在正弦波瞬时值大于三角的部分产生输出电压的PWM脉冲列，小于部分产生输出电压的零脉冲。由于两列三角波是反相的，也就是

说，它们对称于坐标横轴，因此，通过正弦波与三角波进行比较产生的输出电压的PWM波形是正半周与副半周相同的。

当三相二极管箝位逆变器采用载波反相层叠PWM控制法时，三个相的三角载波相同，只需将调制波换成三相对称的正弦波电压 U_a, U_b, U_c 即可，图3所示是两种载波调制波形。



(a) 载波反相层调制



(b) 载波同相层调制

图3 两种载波调制波形

由图2可知，载波反相层叠输出的矩形脉冲具有对称性。通过双重傅里叶变换导出载波反向层叠PWM控制法的三电平NPC逆变器输出电压 U_a 的表达式为：

$$U_{ao} = \frac{1}{4} M E_c \sin \omega t \pm \frac{E_c}{2m\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\infty} J_n(mM\pi) \sin [(mF+n)\omega_c t] \quad (1)$$

这也是载波反向层叠PWM控制方法相对于同相层调制的一个优点所在。

根据式(1)可知，采用载波反向层叠PWM控制法的三电平NPC逆变器输出电压的谐波有如下特点：

- ① 恒定分量（直流分量）为零；
- ② 基波为 $M E_c \sin \omega t / 4$ 且不含基带谐波；
- ③ 不含载波和载波谐波；

④ 只存在 n 为奇数的载波上下边频谐波。

载波同相层调制算法与上述完全一致，不同的只是上下三角载波为同相位，如图3 (b) 所示。由于其输出电压推导式比较复杂，下面将给出仿真结果并进行定性分析。

2 仿真模型

对上述两种调制算法进行matlab的仿真研究时，可先建立如图4所示的三电平系统仿真模型。本系统的载波频率为5000 Hz，正弦调制信号频率为50 Hz，调制度设为0.9。带1000 W负载，直流端电压为120 V。

由两种调制方式下的FFT分析可得出如下结论：

①载波同相层叠PWM控制法与载波反相层叠PWM控制法的输出相电压均是由基波和载波上下边频谐波组成，它们均不含恒定分量和基带谐波，但是，同相层叠PWM控制法含有载波和奇次载波谐波；

②对于载波同相层叠，在输出相电压中的谐

波能量主要集中在载波频率处，该处的谐波幅值较大，其它的谐波主要是以载波整数倍频率为中心的边带谐波，幅值较小；

③对于载波反相层叠，在相电压和线电压中均无载波谐波，但均存在以载波整数倍频率为中心的边带谐波，且幅值较大。

3 载波脉冲波形的实现

3.1 调制算法的简化

在使用DSP控制芯片实现PWM调制算法时，可采用载波反相层调制。为了使实现简单，可进行等效的调制算法，就是利用位于正半轴周相位相同的两列三角载波和两列相位相反的正弦波分别进行调制比较，以产生两对互补的控制脉冲来控制一相桥臂。这种方法的优势在于使用正半周同相位两列的三角载波进行调制，能充分利用TMS320F2812DSP中两组事件管理器模块的计数器功能，从而使两个完全相同的载波可以共用一个计数器。而两列相位相反的正弦波相当于在负半周期按照关于 x 轴对称的方法翻转到正半周，

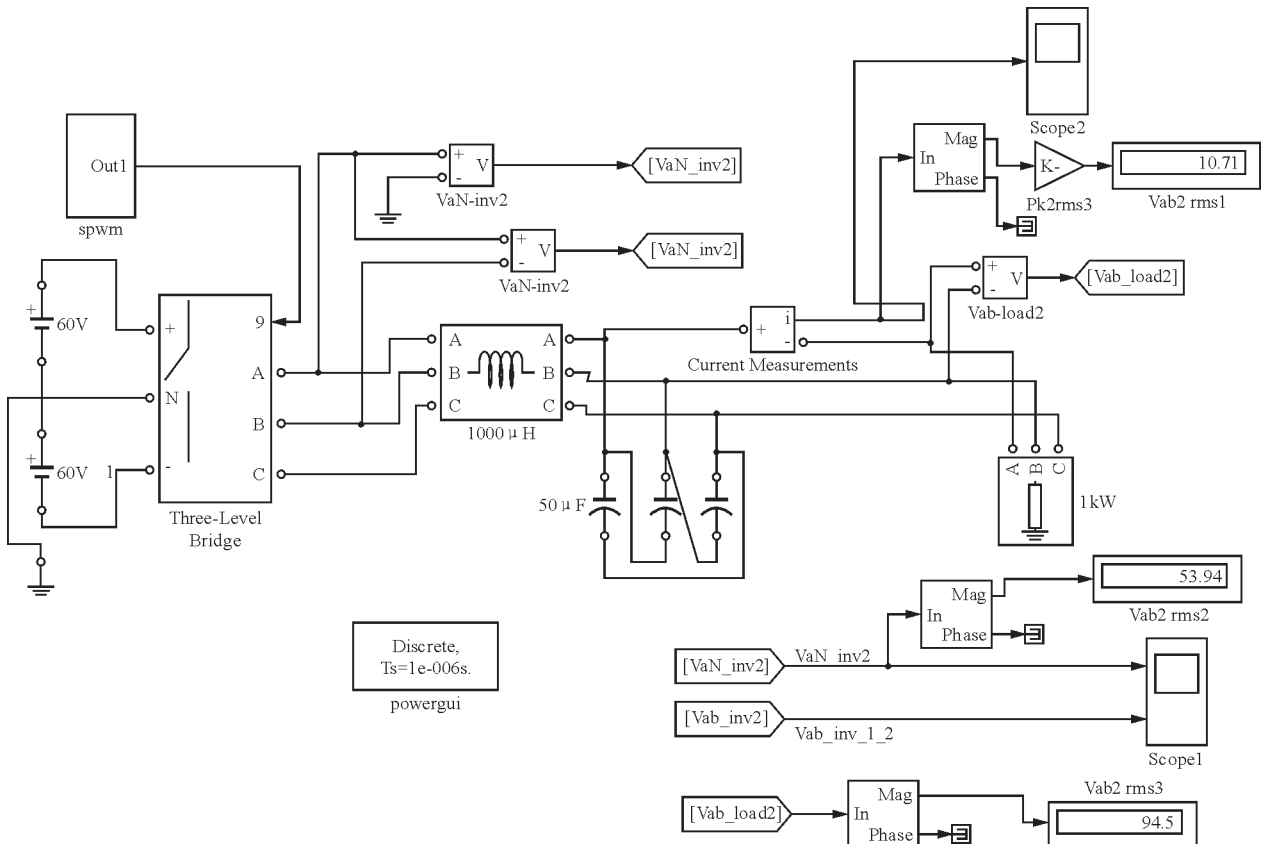


图4 三电平主电路的MATLAB仿真模型

在程序中，只需判断周期性正弦函数的正负号来进行翻转即可。这种调制算法与原层叠算法完全等效，非常适合二极管箝位三电平逆变器的控制，而且实现简单易行。其调制原理和单相控制脉冲如图5所示。

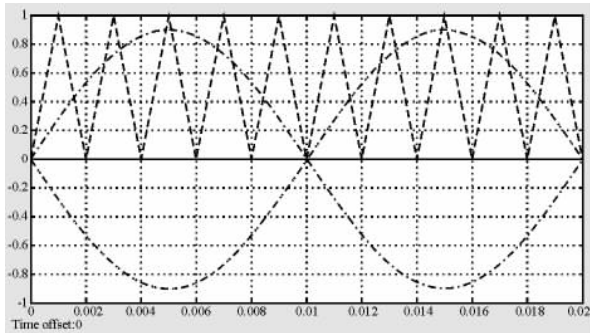


图5 简化的调制算法波形

3.2 占空比推导

三电平逆变器工作时，每相有三种输出状态。因此，三电平逆变器的输出相电压为：

$$U_{xo} = \begin{cases} +\frac{1}{2}E_d, & \text{输出端接P点} \\ 0, & \text{输出端接O点} \\ -\frac{1}{2}E_d, & \text{输出点接Q点} \end{cases} \quad (2)$$

合成正弦波的主要思想就是利用上述直流侧的三种电平，在同一时刻按照就近原则分别选取其中的两组电平进行组合，并在正弦调制信号波的正负半周内分别合成。

现以A相为例，可以推出其占空比d的计算公式。

由伏秒平衡原理得：

$$\begin{cases} U_m \sin \theta = U_1 d_1 + U_2 d_2 \\ d_1 + d_2 = 1 \end{cases} \quad (3)$$

在A相正弦调制信号波正半周期内，有：

$$\begin{cases} U_m \sin \theta = \frac{U_{dc}}{2} d_1 + 0 \cdot d_2 \\ d_1 + d_2 = 1 \end{cases} \quad (4)$$

故可得：

$$\begin{cases} d_1 = 2M \sin \theta \\ d_2 = 1 - 2M \sin \theta \end{cases} \quad (5)$$

此外，在A相正弦调制信号波负半周期内，有：

$$\begin{cases} U_m \sin \theta = 0 \cdot d_1 - \frac{U_{dc}}{2} d_2 \\ d_1 + d_2 = 1 \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} d_1 = 1 + 2M \sin \theta \\ d_2 = -2M \sin \theta \end{cases} \quad (7)$$

其中， $U_m/U_{dc}=M$ 为调制幅度。这样，式(7)就是求得的A相开关的占空比。

4 软件设计流程

本系统的整个控制程序由主程序、初始化程序和下溢中断子程序组成。每个载波周期都产生一个下溢中断，并调用相应的中断子程序；中断子程序根据采样点(本文设定0.9度为一个采样点)来调用正弦波采样计算程序，并计算出该时刻正弦调制波对应的值，然后根据调制度转化成计数器的计数值，以作为比较寄存器的值存在比较寄存器里。三角载波的发生可通过事件管理器EVA中计数器1的计数来模拟。该模块已经为SPWM开辟了周期寄存器、死区设置以及比较寄存器等一系列寄存器，而最为方便的是可以对PWM通道的死区时间进行程序设定。计数器可设置为上升下降模式(从零计数到周期值，然后降为零)。图6所示为其软件程序流程图。

TMS320F2812片上集成的外围设备中有2个事件管理器(EVA、EVB)，每个事件管理器含有3个全比较单元，每个全比较单元有两路互补的PWM输出，因此共有12路两两互补的PWM输出，正好对应三电平逆变电路的12个主开关器件。其中的对应关系如表1所列。

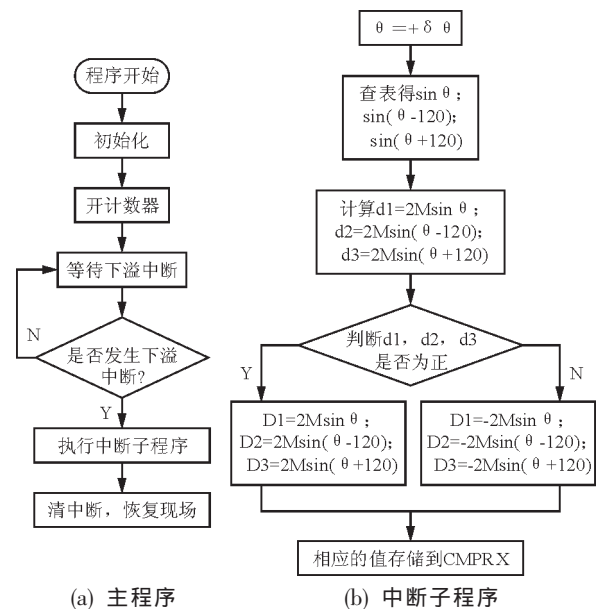


图6 软件程序流程图

表1 比较寄存器和PWM输出与开关管的对应关系

EVA						EVB					
Compare1		Compare2		Compare3		Compare4		Compare5		Compare6	
PWM1	PWM2	PWM3	PWM4	PWM5	PWM6	PWM7	PWM8	PWM9	PWM10	PWM11	PWM12
T1	T3	T2	T4	T5	T7	T6	T8	T9	T11	T10	T12

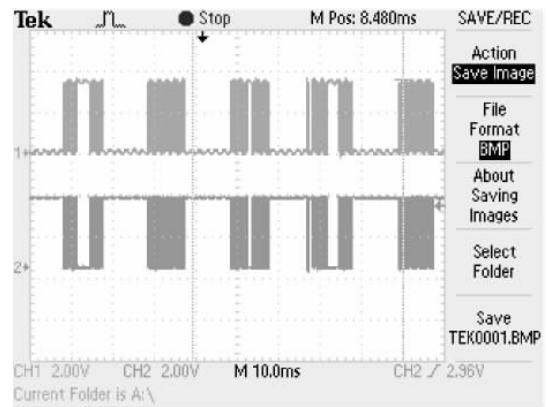
此外，为使12路PWM协调工作，必须使EVA、EVB同步工作，就好像它们共用一个计数器，且具有相同的周期比较寄存器的值。由于EVA的比较单元计数器为GP timer1，EVB的比较单元计数器为GP timer3，为了使六个比较单元同步工作，就必须使GP timer1和GP timer3同时启动。但由于一条指令只能启动一个计数器，因此，要用连续两条启动指令分别启动两个计数器。TMS320F2812浮点式DSP的最高指令执行速度为150 MHz，可使得指令周期缩短到6.67 ns。因此，两个计数器虽不能完全同步，但滞后仅为几个纳秒，远小于2微秒的死区时间，这对于千赫兹级的开关频率来说，可以忽略不计。因此，以单个TMS320F2812控制器为平台构建系统，可以节约大量的外围逻辑电路，降低成本，同时可提高系统的可靠性。

本程序的设计载波频率为20 kHz，调制波为50 Hz标准正弦波。DSP内部可将时钟频率分为60 MHz。由于载波周期为50 μs，寄存器的值应该设置为1500，幅度调制比M为0.92，计数器初始值设为0。由于载波比为400，所以一个正弦波周期可响应400次中断，实时值与计数器值比较可产生控制脉冲，再通过死区单元产生互补的一对MOSFET信号，故可设置死区时间为2 μs，且删除小于0.67 μs以下的窄脉冲。

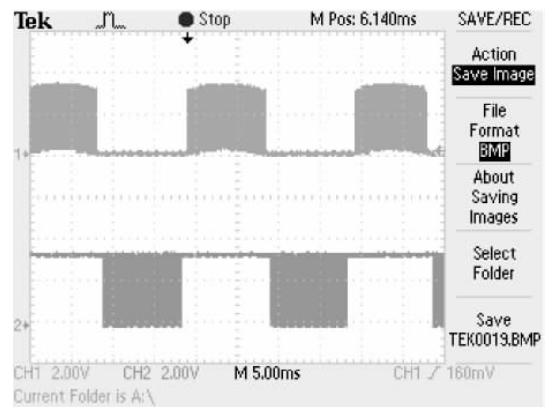
按照上述参数，其实验验证结果如图7所示。其中，图7 (a) 为开关T1、T3的互补关系；(b) 为开关T1、T2在一个正弦波周期内按照正负交替导通作用；(c) 为其互补信号的死区时间。

5 结束语

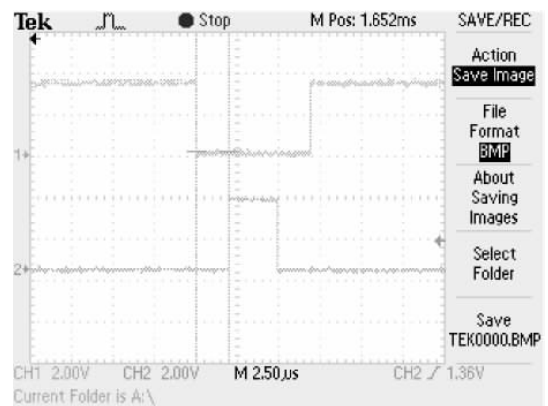
本文分析了两种常见的载波调制方法及其仿真验证；并采用TMS320F2812 DSP作为系统的控制芯片，改进并简化了传统的层叠三角载波脉宽调制方法，同时利用改进的算法编制了一套DSP的控制程序。实验结果表明，改进后的算法使得



(a) 互补控制脉冲波形



(b) 一个桥臂的脉冲波形



(c) 死区时间

图7 实验结果

DSP编程非常容易，且脉冲序列工作稳定。是一种适用于中、大功率变频器等装置的功率模块设计方案，对工程应用有较强的指导意义。