

文章编号:1671-251X(2014)11-0055-06

DOI:10.13272/j.issn.1671-251x.2014.11.014

叶满园,蔡鸿,黎冰,等.五电平逆变器双波段 SHEPWM 控制方法研究[J].工矿自动化,2014,40(11):55-60.

五电平逆变器双波段 SHEPWM 控制方法研究

叶满园, 蔡鸿, 黎冰, 李宋

(华东交通大学 电气与工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要:将能拓宽多电平逆变器调制比的 SHEPWM 方案与 Walsh 变换相结合,提出了一种五电平逆变器双波段 SHEPWM 控制方法;分析了傅里叶级数变换下的多电平多波段 SHEPWM 电压波形,归纳出了各波段模式下 SHEPWM 非线性方程组的一般形式;并利用 Walsh 变换将非线性方程组转换为易解的分段线性方程组,从而达到简化计算过程和拓宽调制比的目的。以五电平 H 桥级联逆变器为例,给出了 A、B 波段模式下的 Walsh 函数分段线性方程组,并通过实验验证了五电平逆变器双波段 SHEPWM 控制方法的正确性及可行性,为实现 SHEPWM 控制技术的在线运算及实时控制奠定了基础。

关键词:五电平逆变器; SHEPWM 技术; 多波段调制; Walsh 变换

中图分类号:TD614 文献标志码:A 网络出版时间:

网络出版地址:

Study of five-level inverter double-band SHEPWM control method

YE Manyuan, CAI Hong, LI Bing, LI Song

(School of Electrical and Electronic Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: A kind of five-level inverter double-band SHEPWM control method was proposed combining Walsh transformation with SHEPWM program which can broaden modulation ratio of multi-level inverter. Multi-level multi-band SHEPWM voltage waveform based on Fourier series transform was analyzed, and general forms of SHEPWM nonlinear equations under each band mode were summarized. Then nonlinear equations were changed into piecewise linear equations easy to solve, so as to simplify calculation process and broaden modulation ratio. Taking five-level inverter with H-bridge cascade as an example, piecewise linear equations of Walsh function under A and B band mode were given. Correctness and feasibility of five-level inverter double-band SHEPWM control method were verified through experiment, which established foundation for realization of online computing and real-time control of SHEPWM technology.

Key words: five-level inverter; SHEPWM technology; multi-band modulation; Walsh transformation

0 引言

特定谐波消除脉宽调制(Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation, SHEPWM)技术具有逆变效率高、输出波形质量好、开关频率低、输出滤波器尺寸小、开关损耗小等优点。但传统 SHEPWM 控制技术在求解非线性方程组时过于复

杂,且无法实现开关角度的在线计算和实时控制^[1]。另外,对于多电平逆变器而言,在调制比较低时,传统 SHE(特定谐波消除)控制方法还会出现非线性方程组无解的情况,这也限制了该方法在实际中的应用。

参考文献[2]提出一种基于 Walsh 函数变换的 SHEPWM 控制技术,利用 Walsh 域和傅里叶域之

收稿日期:2013-12-11;修回日期:2014-09-09;责任编辑:胡娴。

基金项目:国家自然科学基金项目(51167006);江西省青年科学基金项目(20114BAB216004)。

作者简介:叶满园(1978—),男,安徽蒙城人,副教授,硕士研究生导师,研究方向为电力电子与电力传动,E-mail:yemanyuan1@163.com。

间的变换关系,将傅里叶域下的 SHEPWM 非线性超越方程组转换为 Walsh 域下的分段线性方程组。参考文献[3]改进了转换过程,提出了一种在消谐开关角度与基波电压各小段幅值之间递推求解的方法。参考文献[4]证明了当多电平逆变器 SHEPWM 控制在较低调制比时,Walsh 变换所对应的分段线性方程组没有解。在前人研究成果的基础上,本文将能拓宽多电平逆变器调制比的 SHEPWM 方案与 Walsh 变换相结合,提出了一种五电平逆变器双波段 SHEPWM 控制方法;以五电平逆变器为例,分析了其在 A、B 波段调制模式下的 SHEPWM 电压波形,列出了该方法的通用 SHEPWM 求解模型,并通过 Walsh 函数变换将所建立的 SHEWM 非线性方程组转换为分段线性方程组进行求解;搭建了五电平逆变器实验平台,介绍了五电平逆变器双波段 SHEPWM 控制方法的 DSP 实现过程;最后,通过实验对本文所提方法进行了验证。

1 五电平逆变器双波段 SHEPWM 消谐模型

H 桥级联五电平逆变器电路拓扑如图 1 所示,它是由单个单项逆变器单元串联而成。当开关 S_{11} , S_{21} , S_{12} 和 S_{22} 同时导通,其他器件都关断时,H 桥单元 H_1 和 H_2 的输出电压相等且都等于 E (E 为独立直流电压源幅值)。由图 1 可见,五电平逆变器的相电压 v_{AN} 等于 v_{H_1} 与 v_{H_2} 之和,大小等于 $2E$ 。同理,只要有针对性地导通和关断相应器件,就可以使逆变器相电压输出以下 5 个电平: $2E$, E , 0 , $-E$ 和 $-2E$,故称为五电平逆变器。

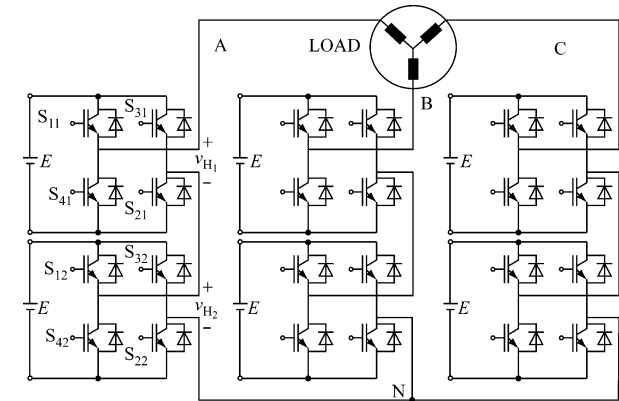


图 1 H 桥级联五电平逆变器电路拓扑

阶梯波调制多电平逆变器输出电压谐波系数数学表达式^[5]为

$$b_n = \begin{cases} 0 & (n \text{ 为偶数}) \\ \frac{4E}{n\pi} \sum_{k=1}^M p_k \cos(n\theta_k) & (n \text{ 为奇数}) \end{cases} \quad (1)$$

式中: θ 为开关角度, $0^\circ \leq \theta_1 < \theta_2 < \dots < \theta_M \leq 90^\circ$; p_k 在 θ_k 上升沿处为 $+1$, 下降沿处为 -1 ; M 为开关角度数。

图 2(a) 为五电平逆变器阶梯波调制的传统合成模式(A 波段模式), 但通过计算发现, 这种模式的调制比范围为 $[0.373 \ 1]$, 当调制比低于 0.373 时, 方程组无解。为了拓宽调制比, 本文将图 2(a) 电压波形中的 $2E$ 部分向下镜像折叠, 变换成如图 2(b) 所示的 B 波段模式^[5]。通过这种波段变换, 将五电平逆变器的调制比拓宽至 $[0 \ 1]$ 。

按 A、B 两种波段模式建立五电平逆变器 SHEPWM 消谐模型, 并求解得到全调制比范围内的开关角度解。

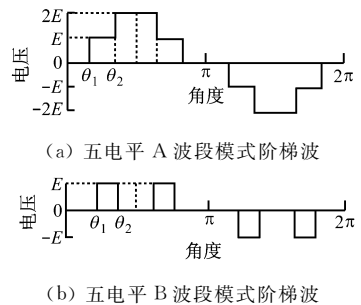


图 2 五电平逆变器双波段 SHEPWM 波形

2 Walsh 函数变换

2.1 Walsh 函数及其特点

Walsh 函数可表示为 $Wal(n, t)$ 。其中, n 通常为某一序次下 Walsh 函数在归一化时间间距 T 内的过零点次数, t 为 T 内的时间。图 3 给出了三电平归一化的 $1/4$ 周期 PWM 波形, 将 $T(0-1)$ 划分为 2^m 等分, 并记 c 为 θ_1 的归一化值, 上升沿所处的区间数为 N 。与傅里叶表达式类似, 对图 3 所示波形进行 Walsh 变换, 可得一组 Walsh 函数的集合:

$$f(t) = a_0 Wal(0, t) + \sum_{i=1}^{N-1} a_i Wal(i, t) \quad (2)$$

$$\begin{cases} a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) Wal(0, t) dt \\ a_i = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) Wal(i, t) dt \end{cases} \quad (i = 1, 2) \quad (3)$$

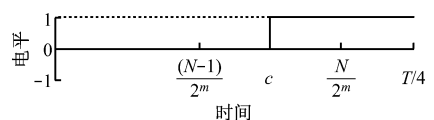


图 3 三电平归一化的 $1/4$ 周期 PWM 波形

记 $W_{4i-3}=F^{\omega}(4i-3)$ 为 Walsh 函数 $\text{Wal}(4i-3,t)$ 对应波形 $f(t)$ 的 Walsh 系数,结合图 2,有

$$F^{\omega}(4i-3)=\int_0^1 f(t)\text{Wal}(4i-3,t)\text{d}t=\\ \frac{1}{2^{m-2}}\sum_{n=N+1}^{2^m/4}\text{Wal}(4i-3,n)+\\ (\frac{N}{2^{m-2}}-4c)\text{Wal}(4i-3,N) \quad (4)$$

依对称性将式(2)简化为

$$f(t)=\sum_{i=1}^{N/2}W_{4i-3}\text{Wal}(4i-3,t) \quad (5)$$

2.2 Walsh 域与傅里叶域间的转换

由参考文献[3]可知,通过变换可将傅里叶域下的非线性超越方程转换为 Walsh 域下的分段线性方程,转换关系式为

$$U=BF \quad (6)$$

式中: U 为谐波系数矩阵; B 和 F 分别为 Walsh 转换矩阵和 Walsh 系数矩阵。

对于 B 矩阵,参考文献[6]给出一个非递归公式。令 $k=2i-1,B_k$ 为对应谐波次数 k 下的 Walsh 转换矩阵, $m=4n-3,n=1,2$,则

$$B_k(\text{Wal}(m,\omega t))=2(-1)^{g_0}(-j)^d\times\\ [\prod_{x=0}^{M-1}\cos(\frac{\pi k}{2^{x+1}}-\frac{\pi g_x}{2})]\frac{\sin(\pi k/2^M)}{\pi k/2^M} \quad (7)$$

式(7)中相关变量说明如下:① $j=(-1)^{1/2}$,计算时只取正负号。② 令 Walsh 函数的阶为 m ,其二进制表达式为 b 。③ 将 b 转换为格雷码 g ,记格雷码第 x 位为 g_x 。④ 令 M 为 g 的总位数, d 为 g 中含 1 的总个数。

参考文献[4]对上述转换过程进行了详细阐述,这里不再重复。

3 多波段 Walsh 函数变换求解

3.1 计算步骤及算例分析

基于 Walsh 函数变换求解 SHEPWM 非线性方程组的步骤如下:① 按需要满足的消谐精度来确定总区间数 N ,给定一组初值,归一化后判定区间数,并作为初始条件。② 由区间数 N 和预消除的谐波次数计算出 Walsh 转换矩阵 B 。③ 由区间数 N 和已确定的初始条件计算出 Walsh 系数矩阵 F 。④ 由式(6)建立分段线性方程组,并求解相应的开关角度。

以五电平 A 调制模式为例,按精度选取区间总数 N 为 64,用迭代算法计算一组初始开关角 θ_1,θ_2 分别为 $36^\circ,68^\circ$ 。开关角所在的区间数分别为 7,

13,初始角的取值范围分别为

$$6\times 360/64\leqslant \theta_1\leqslant 7\times 360/64 \quad (8)$$

$$12\times 360/64\leqslant \theta_2\leqslant 13\times 360/64 \quad (9)$$

因为自由度为 2,以消除 5 次谐波为例,由选取的初始条件和式(4)得 Walsh 系数矩阵 F ,见表 1。由区间总数 N 和消除的指定次谐波次数计算得到 Walsh 转换矩阵 B ,见表 2。由于篇幅有限,这里只给出了部分数据。

表 1 Walsh 系数矩阵 F

$F^{\omega}(1)$	$-4\theta_1-4\theta_2+2$	$F^{\omega}(5)$	$-4\theta_1+4\theta_2-1$
$F^{\omega}(9)$	$4\theta_1-4\theta_2+1/2$	$F^{\omega}(13)$	$4\theta_1+4\theta_2-3/2$
$F^{\omega}(17)$	$-4\theta_1+4\theta_2-1/4$	$F^{\omega}(21)$	$-4\theta_1-4\theta_2+5/4$
$F^{\omega}(25)$	$4\theta_1+4\theta_2-5/4$	$F^{\omega}(29)$	$4\theta_1-4\theta_2+1/4$
$F^{\omega}(33)$	$4\theta_1-4\theta_2+3/8$	$F^{\omega}(37)$	$4\theta_1+4\theta_2-9/8$
$F^{\omega}(41)$	$-4\theta_1-4\theta_2+9/8$	$F^{\omega}(45)$	$-4\theta_1+4\theta_2-3/8$
$F^{\omega}(49)$	$4\theta_1+4\theta_2-9/8$	$F^{\omega}(53)$	$4\theta_1-4\theta_2+3/8$
$F^{\omega}(57)$	$-4\theta_1+4\theta_2-3/8$	$F^{\omega}(61)$	$-4\theta_1-4\theta_2+9/8$

表 2 Walsh 转换矩阵 B

k	$\text{Wal}(1,t)$	$\text{Wal}(5,t)$	$\text{Wal}(9,t)$	$\text{Wal}(13,t)$
1	1.273 2	-0.527 4	-0.104 9	-0.253 3
5	0.254 6	0.614 8	0.920 1	-0.381 1
k	$\text{Wal}(17,t)$	$\text{Wal}(21,t)$	$\text{Wal}(25,t)$	$\text{Wal}(29,t)$
1	-0.024 9	0.010 3	-0.051 9	-0.125 4
5	-0.203 7	-0.491 8	0.328 6	-0.136 1
k	$\text{Wal}(33,t)$	$\text{Wal}(37,t)$	$\text{Wal}(41,t)$	$\text{Wal}(45,t)$
1	-0.006 2	0.002 6	0.000 5	0.001 2
5	-0.034 1	-0.082 3	-0.123 2	0.051 0
k	$\text{Wal}(49,t)$	$\text{Wal}(53,t)$	$\text{Wal}(57,t)$	$\text{Wal}(61,t)$
1	-0.012 4	0.005 2	-0.025 9	-0.062 6
5	-0.095 5	-0.230 5	0.154 0	-0.063 8

结合式(6),有

$$U_1=3.404\ 3-4.763\ 7\theta_1-7.529\ 3\theta_2 \quad (10)$$

$$U_5=-0.268\ 8+0.388\ 6\theta_1+1.162\ 1\theta_2 \quad (11)$$

令 U_5 为 0,则

$$\theta_1=-0.445\ 2U_1+0.740\ 3 \quad (12)$$

$$\theta_2=0.148\ 9U_1-0.016\ 3 \quad (13)$$

由式(10)一式(13)可得开关角所需满足的基波幅值范围为 $1.417\ 2\leqslant U_1\leqslant 1.452\ 3$,这就得到了第 1 组解。将式(12)、式(13)满足的极限值代入式(10)、式(11)则可得另一组开关角,确定其区间范围后再重复算例的求解步骤便可得到另一组解,依此类推,就可以求得所有开关角度。

3.2 五电平各调制模式下的开关角度

采用 Walsh 变换法对五电平逆变器 SHEPWM

的开关角进行求解。选取区间总数 N 为 64, 消除 5 次谐波, 依上述算例计算, 得出各波段模式下的消谐开关角 (θ_1, θ_2 经归一化处理), 见表 3 和表 4。

表 3 A 波段模式开关角的求解结果

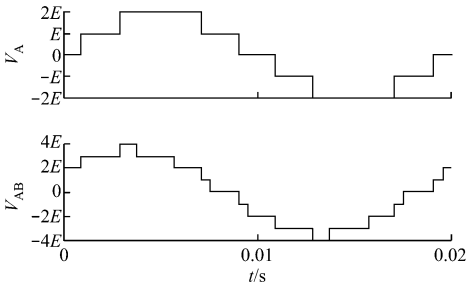
基波幅值范围	θ_1	θ_2
2.419 7~2.413 6	1.609 8 U_1 -3.848 3	-1.532 3 U_1 +3.760 9
2.413 6~2.401 3	0.484 3 U_1 -1.131 7	-0.567 7 U_1 +1.432 7
2.401 3~2.383 9	0.593 4 U_1 -1.393 7	-0.496 1 U_1 +1.260 8
2.383 4~2.356 9	0.189 2 U_1 -0.430 3	-0.297 3 U_1 +0.786 7
2.356 4~2.331 3	0.514 4 U_1 -1.196 5	-0.292 3 U_1 +0.775 2
2.330 5~2.254 8	-0.041 7 U_1 +0.099 8	-0.206 5 U_1 +0.575 0
2.255 0~2.226 0	-0.341 2 U_1 +0.775 2	-0.161 3 U_1 +0.473 1
2.226 7~2.158 0	-0.122 1 U_1 +0.287 5	-0.159 5 U_1 +0.469 2
2.157 4~2.041 4	-0.172 0 U_1 +0.395 2	-0.134 7 U_1 +0.415 6
2.115 3~2.038 3	-0.118 4 U_1 +0.281 7	-0.130 0 U_1 +0.405 6
2.039 7~1.986 6	-0.125 0 U_1 +0.295 2	-0.117 8 U_1 +0.380 9
1.986 6~1.900 7	-0.110 4 U_1 +0.266 2	-0.109 3 U_1 +0.364 0
1.901 6~1.838 8	-0.098 0 U_1 +0.242 7	-0.107 2 U_1 +0.360 1
1.838 2~1.742 2	-0.105 1 U_1 +0.255 7	-0.093 4 U_1 +0.334 6
1.740 7~1.668 1	-0.076 0 U_1 +0.204 9	-0.102 5 U_1 +0.350 3
1.668 9~1.563 5	-0.107 6 U_1 +0.257 7	-0.077 2 U_1 +0.308 2
1.563 0~1.451 8	-0.038 4 U_1 +0.149 5	-0.111 9 U_1 +0.362 4
1.452 3~1.417 2	-0.445 2 U_1 +0.740 3	0.148 9 U_1 -0.016 3
1.417 5~1.325 4	-0.169 7 U_1 +0.334 3	-0.024 7 U_1 +0.239 5
1.325 7~1.190 0	-0.058 1 U_1 +0.186 4	-0.088 7 U_1 +0.324 3
1.191 7~1.106 4	-0.092 1 U_1 +0.226 9	-0.063 9 U_1 +0.294 9
1.105 6~0.972 9	-0.066 3 U_1 +0.198 3	-0.076 7 U_1 +0.309 0
0.972 5~0.884 1	-0.077 0 U_1 +0.208 7	-0.068 1 U_1 +0.300 6
0.884 0~0.746 8	-0.068 3 U_1 +0.201 0	-0.070 3 U_1 +0.302 5

表 4 B 波段模式开关角的求解结果

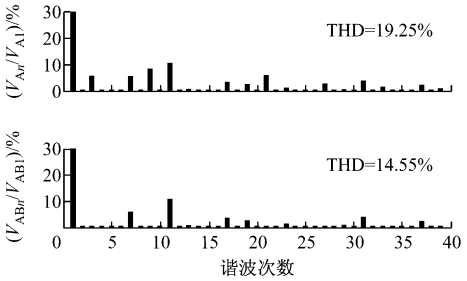
基波幅值范围	θ_1	θ_2
1.209 5~1.192 2	0.183 5 U_1 -0.171 9	0.187 1 U_1 +0.023 7
1.192 8~1.118 3	0.172 1 U_1 -0.158 4	0.167 1 U_1 +0.047 5
1.118 5~1.095 3	0.123 3 U_1 -0.103 8	0.156 7 U_1 +0.059 1
1.095 0~1.015 5	0.166 8 U_1 -0.151 4	0.151 2 U_1 +0.065 2
1.016 1~0.981 8	0.070 0 U_1 -0.053 1	0.139 5 U_1 +0.077 0
0.981 4~0.903 5	0.192 2 U_1 -0.173 0	0.138 6 U_1 +0.077 9
0.903 1~0.781 8	-0.078 8 U_1 +0.070 9	0.128 8 U_1 +0.086 8
0.782 1~0.763 7	-0.299 3 U_1 +0.244 2	0.122 1 U_1 +0.092 0
0.763 0~0.653 2	-0.107 3 U_1 +0.097 5	0.120 9 U_1 +0.092 9
0.655 9~0.515 0	-0.069 9 U_1 +0.202 1	0.065 2 U_1 +0.200 8
0.515 2~0.419 6	-0.073 6 U_1 +0.202 7	0.059 2 U_1 +0.202 5
0.418 8~0.274 5	-0.082 4 U_1 +0.207 5	0.050 6 U_1 +0.207 1
0.275 5~0.169 8	-0.047 7 U_1 +0.195 6	0.084 4 U_1 +0.195 5
0.170 1~6.265 7	-0.091 7 U_1 +0.203 1	0.039 9 U_1 +0.203 1

4 仿真研究

利用 Matlab/Simulink 仿真软件对五电平逆变器进行建模及仿真研究。仿真设置: 独立直流电压源电压 E 为 50 V; 负载为纯电阻负载; A, B 波段分别取 U_1 为 2.0, 1.1 V 时所求解的开关角度。图 4、图 5 分别为 A, B 波段模式下的电压输出波形及频谱, 其中 V_A 为 A 相电压, V_{AB} 为 A, B 相线电压。根据表 3 中的线性方程, A 波段模式下 2 个开关角度

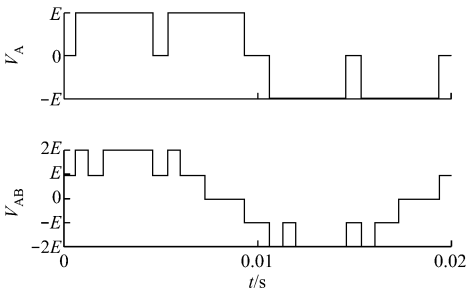


(a) 相电压与线电压输出波形

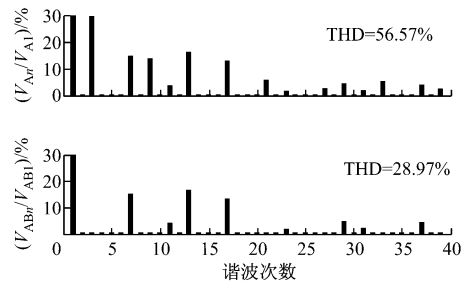


(b) 相电压与线电压频谱

图 4 A 波段模式下 U_1 为 2.0 时的仿真波形



(a) 相电压与线电压仿真波形



(b) 相电压与线电压频谱分布图

图 5 B 波段模式下 U_1 为 1.1 时的仿真波形

θ_1, θ_2 分别为 16.272° 和 52.308° ; B 波段模式下 2 个开关角度 θ_1, θ_2 分别为 11.4588° 和 83.3292° 。

由图 4(b) 和图 5(b) 可以看出, 5 次谐波已消除, 证明了理论分析的正确性。

5 实验研究

五电平逆变器实验平台以 DSP (TMS320F2812) 为控制器, 开关管选择 Mosfet IRFIZ24N, 输入直流侧电压为 22 V, 输出电压频率为 50 Hz, 负载为 $168\ \Omega$ 水泥电阻。

5.1 主电路

为了防止上下桥臂间直接导通, 在控制芯片 DSP 中设置了死区。驱动采用光耦 A3120 隔离, 光耦隔离驱动电路如图 6 所示, 前级 PWM 为 DSP 输出 I/O 口。为了提高驱动能力, 在 DSP 与光耦间加入了三极管, 将输入光耦的电流放大。在方波控制中, 为了减小死区时间带来的误差, 应尽量减小死区时间。

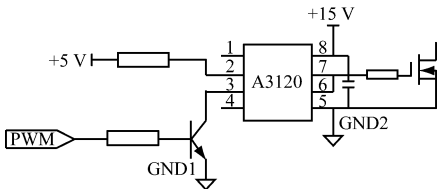


图 6 光耦隔离驱动电路

5.2 DSP 控制电路

TMS320F2812 具有 16 路 PWM 输出, 适用于多电平逆变器控制。TMS320F2812 有 2 个事件管理器模块 EVA, EVB。每个事件管理器可以产生 8 路 PWM 波形, 含有 2 个通用定时器。其中 2 路 PWM 波形由通用定时器产生, 另外 3 对 6 路互补 PWM 波形由 3 个全比较单元产生, 并且 3 对互补 PWM 波形死区时间是可编程的。

五电平逆变器实验平台使用了 EVA 的 PMW1—PWM6 以及 EVB 的 PWM7, PWM8, 共 8 路 PWM 通道。EVA 和 EVB 的比较单元时钟分别由通用定时器 T1, T3 提供, 且设置寄存器 TMODE=1, 即工作于连续增/减模式。以单元桥 1 做说明, 在第 1 计数周期设置 EVA 的行为寄存器 EvaRegs. ACTR. all = 0x06C6, 第 2 计数周期设 EvaRegs. ACTR. all = 0x0C6C。DSP 产生的 PWM 波形如图 7 所示, 其中 PWM1—PWM4 分别对应图 1 中开关管 $S_{11}, S_{14}, S_{13}, S_{12}$ 的脉冲波形, U_{H1} 为单元桥 1 的输出波形。

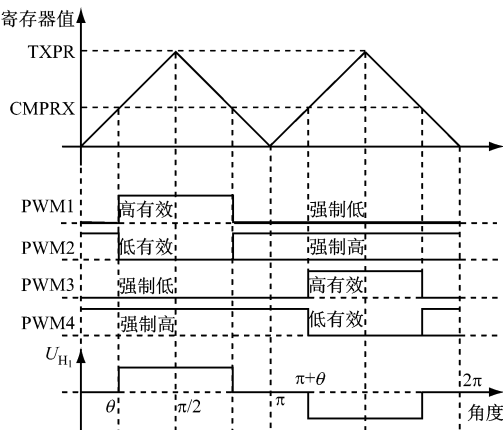


图 7 DSP 产生的 PWM 波形

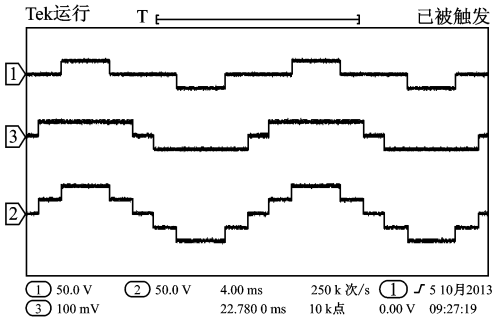
这样设置之后发现, 比较寄存器的值 CMPR1 与周期寄存器的值 T1PR 的关系为

$$\frac{CMPR1}{T1PR} = \frac{\theta}{\pi/2} \tag{14}$$

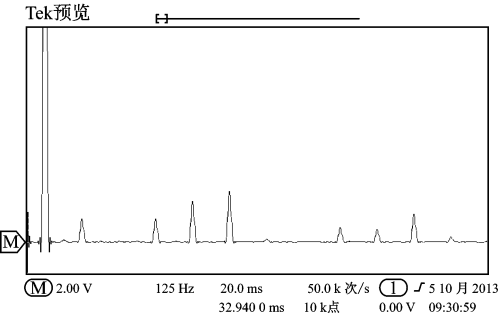
PWM5—PWM8 的产生原理类似。

5.3 实验结果分析

对理论分析得出的 2 组开关角度进行实验验证。图 8(a) 为 A 波段模式下, 电压基波幅值 $U_1 = 2.0$ 时的波形; 图 9(a) 为 B 波段模式下, 电压基波幅值 $U_1 = 1.1$ 时的波形。其中, 1, 2 通道采用的是普通探头; 3 通道采用的是隔离探头, 探头衰减倍数为 5 000; 1, 3 通道分别为各单元桥输出电压波形; 2 通

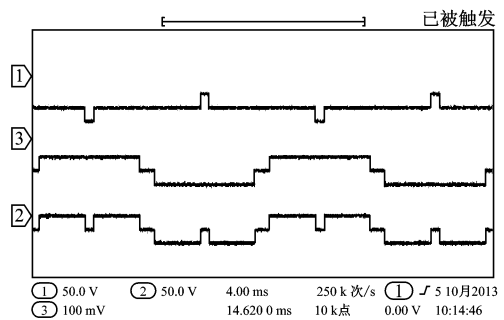


(a) 输出电压波形

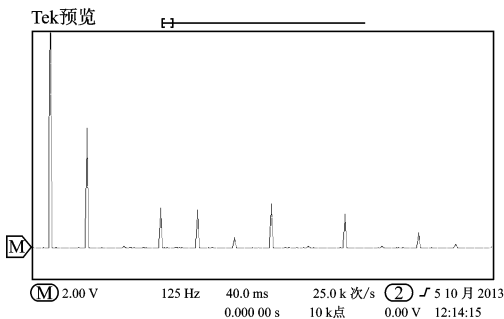


(b) 相电压频谱

图 8 A 波段模式下, $U_1 = 2.0$ 时各单元桥相电压输出波形及频谱



(a) 输出电压波形



(b) 相电压频谱

图 9 B 波段模式下, $U_1 = 1.1$ 时各单元桥相电压输出波形及频谱

道为输出相电压波形。图 8(b)和图 9(b)分别为 2 种参数下的相电压频谱。可见,采用多段波模式拓宽了调制比范围,5 次谐波也基本得到消除,验证了基于 Walsh 函数及多段波的 SHEPWM 控制技术应用于多电平逆变器控制的可行性及正确性。

6 结语

对基于 Walsh 函数变换的多电平逆变器多波段 SHEPWM 控制方法进行了理论分析及实验研

究。实验结果表明,该方法实现了从传统 SHEPWM 非线性方程组到分段线性方程组的转换,拓宽了调制比的变化范围,消除了各波段调制模式下的 5 次谐波,使多电平逆变器 SHEPWM 在线计算开关角度及实时控制成为可能。

参考文献:

- [1] 费万民,阮新波,张艳莉,等.多电平逆变器特定谐波消除脉宽调制方法的初值问题研究[J].中国电机工程学报,2007,27(13):87-92.
- [2] ASUMADU J A, HOFT R G. Microprocessor-based sinusoidal waveform synthesis using Walsh and related orthogonal functions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1989, 4(2): 234-241.
- [3] SWIFT F, KAMBERIS A. A new Walsh domain technique of harmonic elimination and voltage control in pulse-width modulated inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993, 8 (2): 170-185.
- [4] 郑春芳,张波,丘东元.基于 Walsh 变换的多电平逆变器谐波消除技术[J].电工技术学报,2006,21(7): 121-126.
- [5] CHIASSON J N, TOLBERT L M, MCKENZIE K J, et al. A unified approach to solving the harmonic elimination equations in multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19 (2): 478-490.
- [6] SIEMENS K H, REUVEN K. A nonrecursive equation for the Fourier transform of a Walsh function[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1973, 15(2): 81-83.