

# 基于 DSP 在线实现特定谐波消除技术的 2 种方法

蔡 鸿, 叶满园, 李 宋

(华东交通大学 电气与电子工程学院, 江西 南昌 330013)

**摘要:** 在数字信号处理器中分别用线性插值法和牛顿迭代法实现了特定谐波消除脉宽调制(SHEPWM)技术开关角度的在线计算。首先, 利用三角函数倍角关系将级联七电平逆变器 SHEPWM 消谐方程组转换为代数多项式方程组的形式; 然后, 利用数学软件 MATLAB 中的 Solve 函数对其进行求解得到了调制比区间 [0.485, 1.07] 内的所有解, 并绘制了开关角度随调制比变化的轨迹, 分析了开关角度变化的特点。选取其中一组开关角度, 分别用数据查表结合线性插值的方法和对开关角度进行一元线性拟合并用拟合方程求解的开关角度作为牛顿迭代的初值而后用牛顿迭代法计算开关角度的方法, 实现了级联七电平逆变器 SHEPWM 开关角度的在线计算, 对 2 种方法的特点进行了分析和比较。仿真和实验证明了利用 Solve 函数求解多项式方程组得到的开关角度解是正确的, 所述 2 种方法是可行的。

**关键词:** 数字信号处理器; 特定谐波消除; 脉宽调制; 计算; 插值; 拟合

中图分类号: TM 464

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.02.019

## 0 引言

特定谐波消除脉宽调制(SHEPWM)技术具有开关频率低、输出波形质量好、开关损耗小、逆变效率高、输出滤波器尺寸小等优点, 在逆变器 PWM 控制, 尤其是在高压大容量多电平逆变器的控制方面受到了越来越多的关注。非线性消谐方程组的求解是限制该调制技术应用于现场的一大难题, 对此已有大量研究。对于迭代类算法, 为了解决初值问题, 文献[1-5]提出了质心重合、等面积法等初值选取方法, 这些方法的提出极大减少了初值选取的盲目性, 并增加了初值可靠性; 文献[6-7]应用同伦算法求解消谐方程组, 该方法具有很宽的收敛域, 对初值的要求不高, 在 SHEPWM 中得到广泛应用; 文献[8-10]利用 Walsh 域和傅里叶域间的变换关系, 将傅里叶域下的非线性超越方程组变换为 Walsh 域下的分段线性方程组, 并对其进行求解, 该方法提高了 SHEPWM 控制技术中计算机实时控制的可能性。以上研究解决了 SHEPWM 技术的一些关键问题, 但对于该技术的在线实现国内外很少文献提及, 其主要受困于非线性方程组求解的难度。文献[11]提到可以利用查表法实现, 但由于无法得到合理的开关角度解而阻碍了其对查表法的进一步研究。文献[12-13]提出了一种利用三角函数倍角关系将 SHEPWM 非线性方程组转换成代数多项式方程组, 并利用合成理论对方程组进行求解, 得到了非线性方程组的所有解, 并且该方法不需要初值, 但采用合成理论求解多项式的计算量大, 计算速度慢且计算机编程实现复杂。

收稿日期: 2014-06-09; 修回日期: 2014-12-12

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51167006)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51167006)

非线性方程组转换成代数多项式方程组求解的方法, 可以获得方程组的所有解, 这为 SHEPWM 技术在线实现提供了契机。本文结合已有研究, 从非线性方程组转换成代数多项式方程组的角度出发, 利用 MATLAB 专门提供求解多项式方程组的 Solve 函数对代数多项式方程组进行求解, 该方法简单、高效、快速, 并且可以获得比较好的消谐效果。本文利用该方法求解得到了七电平逆变器 SHEPWM 方程组的所有解, 绘制了开关角度解轨迹, 选取了合理的开关角度解, 并分别利用线性插值法和牛顿迭代法, 实现了 SHEPWM 开关角度的在线计算。最后, 比较分析了 2 种方法的特点, 这对 SHEPWM 的在线控制具有实际意义。

## 1 SHEPWM 消谐模型

### 1.1 三角函数模型建立

级联七电平逆变器由 3 个 H 桥单元构成, 其拓扑图如图 1 所示。由于阶梯波调制方式在级联多电平逆变器上容易实现, 所以此种调制方式具有较好的

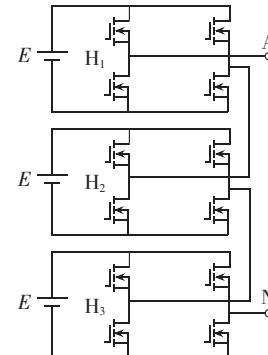


图 1 H 桥七电平逆变器拓扑

Fig.1 Topology of H-bridge seven-level inverter

实用性。

阶梯波多电平逆变器输出电压谐波系数数学表达式如下:

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

其中,  $0 < \theta_1 < \theta_2 < \dots < \theta_N$ ;  $b_n$  为谐波系数;  $p_k$  在  $\theta_k$  上升沿处记 +1, 下降沿处记 -1。

为方便说明, 定义调制比  $m = \frac{b_1}{H \cdot 4E / \pi}$ ,  $H$  为级联单元个数。图 2 为七电平逆变器阶梯波调制的传统合成模式, 其调制比范围为  $[0.485, 1.07]$ <sup>[14]</sup>。

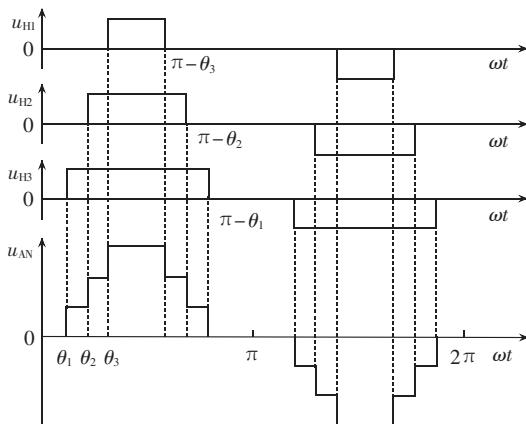


图 2 级联七电平逆变器阶梯波合成模式

Fig.2 Staircase wave synthesis mode of cascaded seven-level inverters

根据式(1), 可以列出三角函数表达式表示的数学消谐模型如下:

$$\begin{cases} \cos \theta_1 + \cos \theta_2 + \cos \theta_3 = \frac{3\pi}{4} m \\ \cos(5\theta_1) + \cos(5\theta_2) + \cos(5\theta_3) = 0 \\ \cos(7\theta_1) + \cos(7\theta_2) + \cos(7\theta_3) = 0 \end{cases} \quad (2)$$

## 1.2 模型转换

文献[15]推导了余弦多倍角公式, 可以很方便地得出多倍角分解时的系数, 将公式进行处理可以得到以下转换通式。

当  $n$  为奇数时, 有:

$$\cos(n\theta) = \sum_{h=0}^{(n-1)/2} (C_{n-h}^h - C_{n-1-h}^{h-1}) (-1)^h 2^{n-1-2h} \cos^{n-2h} \theta \quad (3)$$

当  $n$  为偶数时, 有:

$$\cos(n\theta) = \sum_{h=0}^{n/2} (C_{n-h}^h - C_{n-1-h}^{h-1}) (-1)^h 2^{n-1-2h} \cos^{n-2h} \theta \quad (4)$$

根据式(3)计算可得到 5 倍角和 7 倍角的分解式分别为:

$$\cos(5\theta) = 5 \cos \theta - 20 \cos^3 \theta + 16 \cos^5 \theta \quad (5)$$

$$\cos(7\theta) = -7 \cos \theta + 56 \cos^3 \theta - 112 \cos^5 \theta + 64 \cos^7 \theta \quad (6)$$

令  $\cos \theta_1 = x_1, \cos \theta_2 = x_2, \cos \theta_3 = x_3$ , 结合式(2)、(5)、

(6), 可以将余弦函数表示的消谐模型转换为如下所示的代数多项式消谐模型:

$$\begin{cases} x_1 + x_2 + x_3 = \frac{3\pi}{4} m \\ \sum_{i=1}^3 (5x_i - 20x_i^3 + 16x_i^5) = 0 \\ \sum_{i=1}^3 (-7x_i + 56x_i^3 - 112x_i^5 + 64x_i^7) = 0 \end{cases} \quad (7)$$

其中,  $1 > x_1 > x_2 > x_3 > 0$ 。

## 2 多项式消谐模型求解

对于代数多项式的求解有很多种, 基本的类型包括数值解法、符号解法和数值符号混合求解<sup>[16]</sup>。为了得到方程组的全部真实解, 本文采用符号解法对代数多项式方程组进行求解。其中, 经典的多项式解法是 Groebner 基法和吴方法, 但这二者在计算机编程实现时, 难度与文献[12-13]提及的合成理论难度相当, 且计算量大。本文采用数学软件 MATLAB 中提供的专门解代数方程(组)的符号(解析)解的函数——Solve 函数, 利用它可以求解本文的代数多项式模型, 并可以轻易地得到方程组的解, 这种方法简单、高效且不需要初值。本文利用这种方法对级联七电平逆变器 SHEPWM 消谐模型进行求解。其具体步骤如下:

a. 将调制比系数  $m$  代入式(7);

b. 利用 Solve 函数对代数多项式方程组进行求解得到  $x_1, x_2, x_3$ ;

c. 将步骤 b 中的  $x_1, x_2, x_3$  的解进行反余弦运算,  $[\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3] = [\arccos x_1 \ \arccos x_2 \ \arccos x_3]$  得到开关角度  $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 。

按照上面的步骤求解得到了级联七电平逆变器阶梯波调制的所有解, 其调制比范围为  $[0.485, 1.07]$ 。

图 3 为开关角度随调制比变化的开关角度轨迹(按调制比增量  $\Delta m = 0.01$  进行绘制)。其中, 调制比  $[0.637, 0.786]$  区间内消谐方程组含有 2 组解。为

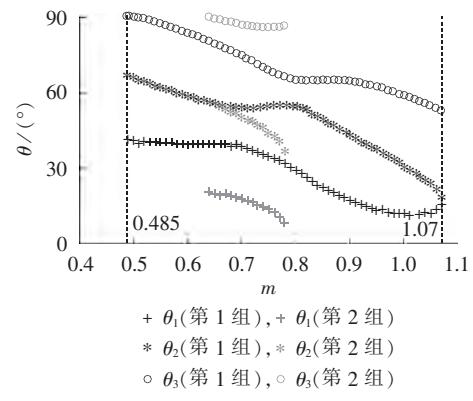


图 3 开关角度随调制比变化的轨迹

Fig.3 Curves of switching angle vs. modulation ratio

了解所求解的特性,本文对所有开关角度进行了逐个仿真,并记录了仿真中的线电压的 THD。线电压 THD 与调制比  $m$  的关系曲线如图 4 所示,在整个阶梯波调制区间内,线电压总谐波含量都小于 20%,且在大部分调制区间内第 1 组解控制效果优于第 2 组解。

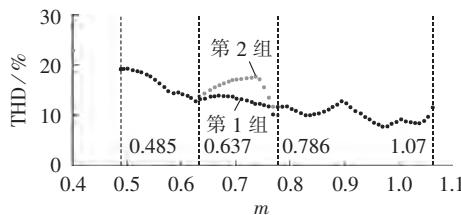


图 4 线电压 THD 与调制比的关系曲线

Fig.4 Curves of line voltage THD vs. modulation ratio

### 3 DSP 在线控制

本文利用上文中求得的开关角,分别采用线性插值和牛顿迭代 2 种方法实现特定谐波消除技术开关角度的在线计算,并比较分析了 2 种方法的特点。其中,2 种方法采用的均为第 1 组开关角度解。下文所述的 2 种方法均采用 DSP2812 实现。

#### 3.1 线性插值法

七电平逆变器 SHEPWM 调制比范围为 [0.485, 1.07],为了方便建立数据表格,此处取调制比区间为 [0.49, 1.07]。由第 2 节可知调制比增量为  $\Delta m = 0.01$ ,因此可建立大小为  $1 \times 59$  的数据表格,如下所示:

float

```
A1[59]={41.0416,40.7721,40.5239,40.2984,40.0974,39.9224,
39.7742,39.6537,39.5606,39.4939,39.4515,39.4298,
39.4237,39.4263,39.4288,39.4201,39.3876,39.3164,
39.1911,38.9960,38.7166,38.3413,37.8623,37.2761,
36.5832,35.7872,34.8935,33.9093,32.8420,31.7004,
30.4943,29.2355,27.9389,26.6224,25.3070,24.0145,
22.7654,21.5752,20.4534,19.4032,18.4235,17.5104,
16.6593,15.8663,15.1284,14.4446,13.8158,13.2448,
12.7368,12.2997,11.9436,11.6817,11.5305,11.5102,
11.6470,11.9781,12.5678,13.5690,15.8661}
```

float

```
A2[59]={66.5832,65.8248,65.0742,64.3300,63.5913,62.8574,
62.1282,61.4040,60.6856,59.9745,59.2729,58.5839,
57.9118,57.2619,56.6411,56.0577,55.5215,55.0436,
54.6355,54.3083,54.0711,53.9297,53.8845,53.9304,
54.0555,54.2415,54.4622,54.6823,54.8544,54.9170,
54.7994,54.4383,53.8062,52.9247,51.8505,50.6496,
49.3798,48.0845,46.7925,45.5197,44.2728,43.0523,
41.8550,40.6760,39.5094,38.3494,37.1899,36.0249,
34.8481,33.6532,32.4327,31.1783,29.8792,28.5215,
27.0844,25.5347,23.8097,21.7547,18.4805}
```

float

```
A3[59]={89.8347,89.3551,88.8495,88.3183,87.7614,87.1786,
86.5693,85.9330,85.2690,84.5766,83.8552,83.1042,
```

82.3233,81.5122,80.6708,79.7993,78.8979,77.9669,77.0070,76.0191,75.0045,73.9648,72.9027,71.8222,70.7295,69.6338,68.5500,67.5005,66.5191,65.6530,64.9586,64.4844,64.2433,64.1997,64.2850,64.4245,64.5562,64.6366,64.6409,64.5589,64.3900,64.1395,63.8147,63.4237,62.9738,62.4714,61.9216,61.3287,60.6958,60.0254,59.3189,58.5774,57.8011,56.9896,56.1422,55.2574,54.3330,53.3662,52.3531}

该数据表格为本文线性插值法中存入 DSP2812 寄存器的数据,其中 A1、A2、A3 分别对应开关角度  $\theta_1$ 、 $\theta_2$ 、 $\theta_3$ 。

由于调制比增量为  $\Delta m = 0.01$  足够小,因此该方法中近似认为第  $i$  个开关角度到第  $i+1$  个开关角度的轨迹是一条直线。线性插值法示意图如图 5 所示,其中  $\theta_N$  ( $N=1,2,3$ ) 为开关角度, $i$  为区间段号, $\theta_{Nm}$  为调制比  $m$  时对应的开关角度。

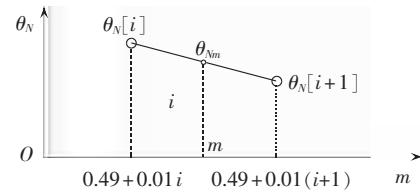


图 5 线性插值法在线计算角度示意图

Fig.5 Schematic diagram of online switching angle calculation by linear interpolation method

由线性关系可知开关角度计算式如下:

$$\theta_{Nm} - \frac{\theta_N[i] + \theta_N[i+1]}{2} = \frac{\theta_N[i+1] - \theta_N[i]}{\Delta m} \left( m - \frac{0.99 + 0.02 i}{2} \right) \quad (8)$$

将  $\Delta m = 0.01$  代入式(8),整理得:

$$\theta_{Nm} = (100m - i - 49)\theta_N[i+1] - (100m - i - 50)\theta_N[i] \quad (9)$$

其中,由给定的调制比  $m$  可依据 DSP 数学函数库 math.h 中的 floor 函数求得区段  $i$  的值,具体公式如下:

$$i = \text{floor}\left(\frac{m - 0.49}{\Delta m}\right) \quad (10)$$

当区段  $i$  确定时,  $\theta_N[i]$ 、 $\theta_N[i+1]$  可以查表得到,因此可以依据式(9)获得对应调制比下开关角度的解  $\theta_{Nm}$ 。

综上所述,可以得到线性插值法实现 SHEPWM 的在线计算流程图,如图 6 所示。

为了验证该方法的可行性及消谐效果,取任意 10 个调制比下求得的开关角度做数据分析,数据分析结果如表 1 所示。其中,耗时表示 CCS3.3 编程环境下测得的计算开关角度花费的时间(DSP 计算时间);  $U_{ANx}/U_{ANI}$  ( $x=5,7$ ) 表示消谐后 5、7 次谐波剩余量。

由表 1 中所测数据可知,在采用线性插值法实现 SHEPWM 开关角度在线计算时,DSP 所耗费时间为 160  $\mu$ s 左右,计算的开关角度控制结果中 5、7 次谐波剩余量基本控制在基波幅值的 1/10 000 数量级之

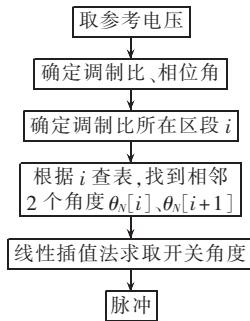


图 6 线性插值法实现流程

Fig.6 Flowchart of linear interpolation method

内,具有较好的控制效果。

由上文的分析可知,在该方法中区间越多,即事先建立的数据表格越长,在线计算精度越高。因此,本文认为在不影响 DSP 数据空间的情况下(有足够储存空间完成控制算法),可适当增加离线计算的数据长度(数据过大导致工作量加大)。

由表 1 中知,运用本节所述方法求取的七电平逆变器 SHEPWM 控制下调制比  $m$  为 0.863 时的 3 个开关角度为  $\theta_1=21.79956^\circ$ 、 $\theta_2=48.34290^\circ$ 、 $\theta_3=64.63573^\circ$ ,对其进行了 MATLAB/Simulink 仿真实验。仿真中,直流电压源幅值 50 V,频率 50 Hz,纯电阻负载。仿真实验结果如图 7、图 8 所示。由图 8 中频谱可以看出相电压及线电压中 5、7 次谐波基本得到消除,并且仿真结果中调制比  $m'=128.7/150=0.858$ ,幅值误差为:

$$\Delta U = \left| \frac{0.858 - 0.863}{0.863} \right| \times 100\% \approx 0.5794\%$$

这就证明了,本文所述利用 Solve 函数求解多项式方程组得到的开关角度制作成数据表格,进而利用线性插值法在线计算不同调制比下的开关角度可以达到消除特定谐波的目的。

### 3.2 牛顿迭代法

由图 3 中可以看出,开关角度解随调制比变化的轨迹中大部分成线性分布,由此本文将求解得到的开关角度拟合成关于调制比  $m$  的一元线性方程<sup>[16]</sup>,

表 1 线性插值法在线求解数据分析  
Table 1 Analysis of data solved by linear interpolation method

$m$	$i$	计算结果( $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ )	耗时/s	$U_{AN5}/U_{AN1}$	$U_{AN7}/U_{AN1}$
0.496	0	41.01465°, 66.50736°, 89.78674°	$1.47 \times 10^{-4}$	$1.2952 \times 10^{-4}$	$6.3594 \times 10^{-5}$
0.550	6	39.83445°, 62.49030°, 86.88745°	$1.59 \times 10^{-4}$	$9.9377 \times 10^{-4}$	$9.4276 \times 10^{-5}$
0.578	8	39.54059°, 60.47227°, 85.06128°	$1.60 \times 10^{-4}$	$2.7915 \times 10^{-4}$	$5.2984 \times 10^{-5}$
0.645	15	39.42010°, 56.05770°, 79.79930°	$1.61 \times 10^{-4}$	$8.7047 \times 10^{-5}$	$3.4062 \times 10^{-6}$
0.737	24	36.42400°, 54.09270°, 70.51036°	$1.60 \times 10^{-4}$	$1.9506 \times 10^{-4}$	$6.5793 \times 10^{-4}$
0.781	29	32.18284°, 54.96404°, 65.93076°	$1.59 \times 10^{-4}$	$5.8561 \times 10^{-4}$	$1.2000 \times 10^{-3}$
0.863	35	21.79956°, 48.34290°, 64.63573°	$1.61 \times 10^{-4}$	$5.4953 \times 10^{-4}$	$3.7679 \times 10^{-4}$
0.912	42	16.89720°, 42.20870°, 63.93200°	$1.60 \times 10^{-4}$	$7.1575 \times 10^{-4}$	$3.2337 \times 10^{-4}$
0.985	49	12.29970°, 33.65319°, 60.02539°	$1.60 \times 10^{-4}$	$1.1854 \times 10^{-6}$	$1.0148 \times 10^{-6}$
1.027	53	11.53756°, 28.23408°, 56.82013°	$1.60 \times 10^{-4}$	$3.5539 \times 10^{-4}$	$6.9776 \times 10^{-4}$

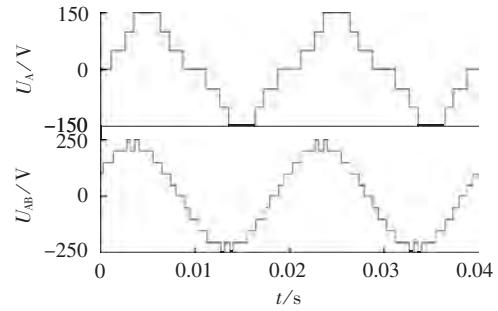


图 7 线性插值法计算结果的相电压及线电压仿真波形

Fig.7 Simulative waveform of phase voltage and line voltage by linear interpolation method

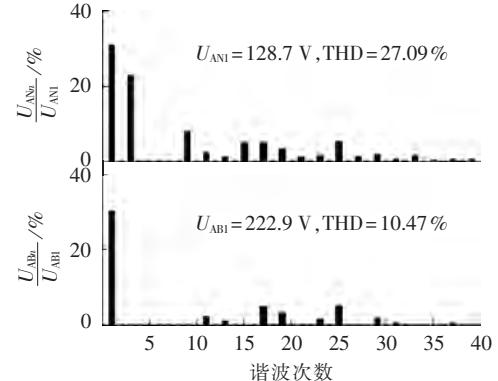


图 8 线性插值法计算结果的输出电压频谱

Fig.8 Spectrum of output voltage by linear interpolation method

再利用牛顿迭代法在线求解开关角度,迭代初值由拟合的一元线性方程决定。将图 3 中第 1 组解一元线性拟合得到的方程如式(11)所示,单位为度,DSP 计算时需转换为弧度制单位。

$$\begin{cases} \theta_1=-63.4947m+77.7083 \\ \theta_2=-68.4861m+102.1831 \\ \theta_3=-62.1825m+118.8650 \end{cases} \quad (11)$$

由上文论述总结牛顿迭代法实现 SHEPWM 的在线计算流程图,如图 9 所示。

利用牛顿迭代法取表 1 中的 10 组调制比得到计算结果如表 2 所示,其中迭代精度为  $10^{-7}$ 。

表 2 表明在 DSP 实现牛顿迭代法在线计算

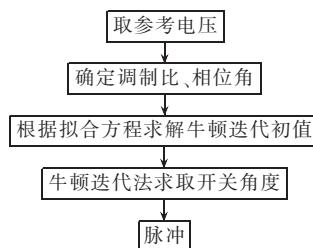


图9 牛顿迭代法实现流程

Fig.9 Flowchart of Newton iteration method

SHEPWM 开关角度时,迭代次数可控制在 5 次左右,耗费时间随迭代次数增加而有所增加,5、7 次谐波剩余量可控制在  $10^{-6}$  以内。与前文所述线性插值法相比,精度是它的  $1/1000$  左右,但耗费时间却是它的 30~50 倍,与迭代次数有关。在实际工程应用中,选择反应速度较快的线性插值法亦或是精度较高的牛顿迭代法,可视具体情况选择。

由表 2 知,利用本节所述牛顿迭代法求取的调制比  $m$  为 0.863 时的 3 个开关角度为  $\theta_1=21.2312^\circ$ 、 $\theta_2=47.69565^\circ$ 、 $\theta_3=64.64659^\circ$ ,仿真实验结果如图 10、图 11 所示。由图 11 中频谱可以看出相电压及线电压中 5、7 次谐波基本得到消除。仿真结果中调制比  $m'=129.5/150=2.59/3$ ,幅值误差为:

$$\Delta U = \left| \frac{2.59/3 - 0.863}{0.863} \right| \times 100\% \approx 0.0333\%$$

因此证明了,本文所述利用 Solve 函数求解多项式方程组得到的开关角度拟合成一元线性方程作为牛顿迭代的初值,进而在线计算不同调制比下的开关角度,同样可以达到消除特定谐波的目的。且牛顿迭代法相比于线性插值法精度更高,幅值误差  $\Delta U$  仅为 0.0333%。

#### 4 实验验证

为了验证其实际消谐效果,在级联七电平试验样机上进行了实验,该样机开关管选择 MOSFET IRFIZ24N,A3120 作驱动,输入直流侧电压为 22 V,输出电压频率 50 Hz,224 Ω 水泥电阻作为负载。实验中采用 DSP(TMS320F2812) 进行控制,实现了上

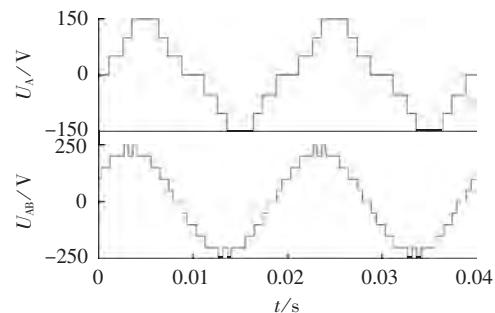


图10 牛顿迭代法计算结果的相电压及线电压仿真波形

Fig.10 Simulative waveform of phase voltage and line voltage by Newton iteration method

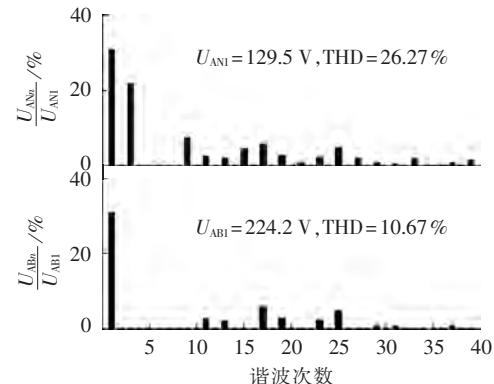


图11 牛顿迭代法计算结果输出电压频谱

Fig.11 Spectrum of output voltage by Newton iteration method

文中提到的 2 种开关角度的在线实时计算方法。为简便起见,实验中给定调制比代替实际工程中“取参考电压”环节<sup>[17]</sup>。

图 12、图 13 所示为调制比  $m=0.863$  时,利用牛顿迭代法在线计算开关角度的实验波形。由频谱可以看出指定消除的 5、7 次谐波基本得到消除,从而证明利用 Solve 函数求解多项式方程组得到的开关角度拟合成一元线性方程作为牛顿迭代的初值进而在线计算的开关角度是正确的,可以达到消除特定谐波的目的。同时证明了该系统可实现实时控制。由表 1、表 2 知,2 种在线计算方法的角度计算结果差别不大,因此这里只给出牛顿迭代法的实验波形。

表 2 牛顿迭代法在线求解数据分析

Table 2 Analysis of data solved by Newton iteration method

$m$	计算结果( $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ )	迭代次数	耗时/s	$U_{\text{AN}}/U_{\text{ANI}}$	$U_{\text{AN}}/U_{\text{ANI}}$
0.496	40.87747°, 66.12714°, 89.55005°	4	$6.33 \times 10^{-3}$	$1.0766 \times 10^{-7}$	$3.1105 \times 10^{-9}$
0.550	39.77425°, 62.12820°, 86.56932°	5	$7.84 \times 10^{-3}$	$4.6308 \times 10^{-7}$	$2.9023 \times 10^{-7}$
0.578	39.50521°, 60.11601°, 84.71740°	6	$9.40 \times 10^{-3}$	$4.0474 \times 10^{-8}$	$1.9447 \times 10^{-7}$
0.645	39.40772°, 55.78307°, 79.35231°	4	$6.27 \times 10^{-3}$	$4.4545 \times 10^{-7}$	$2.5931 \times 10^{-7}$
0.694	38.57849°, 54.00290°, 74.59145°	5	$7.78 \times 10^{-3}$	$6.4031 \times 10^{-8}$	$8.3892 \times 10^{-8}$
0.781	31.58252°, 54.91458°, 65.57486°	5	$7.86 \times 10^{-3}$	$2.2404 \times 10^{-7}$	$2.2296 \times 10^{-7}$
0.863	21.23120°, 47.69565°, 64.64659°	5	$7.90 \times 10^{-3}$	$1.9512 \times 10^{-8}$	$2.7943 \times 10^{-7}$
0.912	16.49619°, 41.61793°, 63.74161°	5	$7.83 \times 10^{-3}$	$3.4692 \times 10^{-7}$	$4.7983 \times 10^{-7}$
0.985	12.11073°, 33.04662°, 59.67659°	4	$6.20 \times 10^{-3}$	$2.4871 \times 10^{-9}$	$2.6579 \times 10^{-7}$
1.027	11.58755°, 27.52548°, 56.40030°	5	$7.67 \times 10^{-3}$	$3.9120 \times 10^{-8}$	$1.6909 \times 10^{-7}$

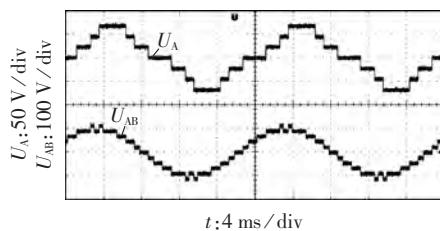


图 12 相电压及线电压实验波形

Fig.12 Experimental waveforms of phase voltage and line voltage

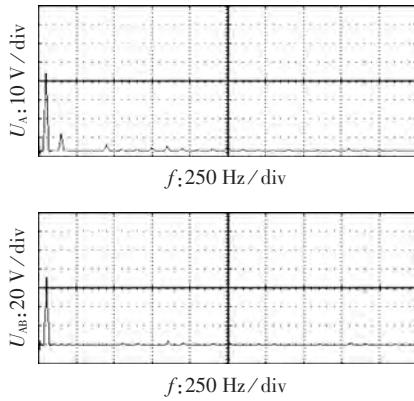


图 13 相电压及线电压频谱

Fig.13 Spectra of phase voltage and line voltage

## 5 结论

本文在 DSP 中分别用线性插值法和牛顿迭代法实现了特定谐波消除技术开关角度的在线计算。首先,将三角函数形式的消谐模型转换为代数多项式的形式,并用 MATLAB 中 Solve 函数进行求解得到了七电平逆变器 SHEPWM 开关角度的所有解;然后,结合求解得到的开关角度,分别利用线性插值和牛顿迭代法实现了开关角度的在线计算。仿真和实验得出了以下结论:

**a.** 利用三角函数倍角关系将非线性方程组转换成代数多项式结合 Solve 函数求解开关角度的方法是可行的,可以求得消谐方程组的所有解,具有简单、高效且可避免初值问题的优点;

**b.** 在使用线性插值法实现开关角度在线计算时,不同调制比下 DSP 计算时间基本相等大约 160  $\mu\text{s}$ ,消除的谐波剩余量数量级大约可控制在  $10^{-4}$ ,且数据表格越长精度越高,但存储空间随之加大;

**c.** 在使用牛顿迭代法实现开关角度在线计算时,不同调制比下 DSP 计算时间不同,与迭代次数有关,本文中迭代次数可控制在 5 次左右,消除的谐波剩余量数量级可控制在  $10^{-7}$ ,采用线性拟合作为牛顿迭代的初值可大幅节约数据储存空间,且精度比线性插值法高,但该方法在线计算开关角度时间比线性插值法长,实时性相对较弱。

总之,本文所述 2 种方法有各自的特点,且都可实现特定谐波消除技术开关角度的在线计算。可见,利用 Solve 函数求解转化代数多项式消谐模型获得方程组的全部解,而后选取开关角度进行相关处理实现 SHEPWM 实时控制是一种可行思路。

## 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.  
FEI Wanmin, RUAN Xinbo, ZHANG Yanli, et al. Research on the initial values of SHEPWM method for multi-level voltage inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(13): 87-92.
- [2] 费万民,张艳莉,都小利. 五电平逆变器特定谐波消除脉宽调制方法[J]. 电工技术学报,2009,24(2):85-99.  
FEI Wanmin, ZHANG Yanli, DOU Xiaoli. Selective harmonic elimination PWM method for five-level inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(2): 85-99.
- [3] WU Chunhui, JIANG Qiong, ZHANG Chunpeng. An optimization method for threelevel selective harmonic eliminated pulse width modulation SHEPWM [C] // 2005 International Conference on Electrical Machines and Systems. Nanjing, China: IEEE, 2005: 1346-1350.
- [4] 黄银银,费万民. 两电平逆变器半周期对称 SHEPWM 方法[J]. 电力自动化设备,2013,33(4):114-119.  
HUANG Yinyin, FEI Wanmin. Half-cycle symmetry SHEPWM method for two-level inverter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(4): 114-119.
- [5] 张文义,佟为明,杨乐民,等. 特定消谐式逆变器无死区控制策略研究[J]. 电力自动化设备,2006,26(1):13-17.  
ZHANG Wenyi, TONG Weiming, YANG Leming, et al. Study of no-dead-time control strategy in selective harmonic elimination inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2006, 26(1): 13-17.
- [6] 谢运祥,周炼,彭宏. 逆变器消谐 PWM 模型的同伦算法研究[J]. 中国电机工程学报,2000,20(10):23-26.  
XIE Yunxiang, ZHOU Lian, PENG Hong. Homotopy algorithm research of the inverter harmonic elimination PWM model [J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(10): 23-26.
- [7] 朱梅阶,赵平,彭宏,等. 逆变器消谐 PWM 模型的快速同伦算法[J]. 华南理工大学学报:自然科学版,2004,32(2):28-32.  
ZHU Meijie, ZHAO Ping, PENG Hong, et al. Fast homotopy algorithm of the inverter harmonic elimination PWM model [J]. Journal of South China University of Technology:Natural Science Edition, 2004, 32(2): 28-32.
- [8] 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.
- [9] LIANG T J, HOFT R G. Walsh function method of harmonic elimination [C] // IEEE APEC'93. San Diego, USA: IEEE, 1993: 847-853.
- [10] 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.  
ZHENG Chunfang, ZHANG Bo, QIU Dongyuan. Selective harmonic elimination technique based on Walsh transform for multilevel

- inverters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(7): 121-126.
- [11] 宋平岗,官二勇. 级联多电平逆变器全调制比的特定谐波消除 [J]. 电工技术学报, 2006, 21(9): 81-87.
- SONG Pinggang, GUAN Eryong. Selective harmonic elimination for all modulation indices of multilevel cascaded converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(9): 81-87.
- [12] CHIASSON J N, TOLBERT L M, MCKENZIE K, et al. A complete solution to the harmonic elimination problem [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 19(2): 596-603.
- [13] 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.
- [14] 叶满园,黎冰,李宋. 基于 Walsh 函数的多电平逆变器多波段 SHEPWM 控制技术研究 [J]. 电网技术, 2013, 37(10): 2945-2952. YE Manyuan, LI Bing, LI Song. Study of multi-level inverter multi-band SHEPWM control technology based on Walsh function [J]. Power System Technology, 2013, 37(10): 2945-2952.
- [15] 陆元鸿. 正弦和余弦的多倍角公式及其应用 [J]. 大学数学, 2013, 29(3): 23-26.
- [16] 郑春芳, 张波. 吴方法在电力电子逆变器消谐技术中的应用 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 40-45. ZHENG Chunfang, ZHANG Bo. Application of Wu method to harmonic elimination techniques [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(15): 40-45.
- [17] 伍小杰, 符晓, 赵冰洁, 等. 基于 FPGA 的特定谐波消除法数字实现 [J]. 电力自动化设备, 2012, 32(2): 67-70. WU Xiaojie, FU Xiao, ZHAO Bingjie, et al. Digital implementation of SHEPWM based on FPGA [J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(2): 67-70.

#### 作者简介:



蔡 鸿

蔡 鸿(1988—),男,江西吉安人,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动(E-mail:winnerships@126.com);

叶满园(1978—),男,安徽蒙城人,副教授,研究方向为电力电子与电力传动;

李 宋(1977—),女,江西南昌人,副教授,研究方向为电力电子技术。

## Two DSP-based methods of online specific harmonic elimination

CAI Hong, YE Manyuan, LI Song

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

**Abstract:** The online calculation of switching angles for SHEPWM(Specific Harmonic Elimination Pulse Width Modulation) is implemented in DSP(Digital Signal Processor) by applying the linear interpolation method and Newton iteration method. The SHEPWM equations of cascaded seven-level inverters are converted in form to the algebraic polynomial equations and the Solve function of mathematical software MATLAB is applied to obtain all the solutions of switching angle within the modulation ratio range [0.485, 1.07]. The curves of switching angle vs. modulation ratio are drawn and the features of switching angle variation are analyzed. One group of switching angle is selected and two methods are applied to online calculate the switching angles for the SHEPWM of cascaded seven-level inverters. One method is the table look-up plus linear interpolation and the other is the Newton iteration, for which, the initial switching angle is the solution of fitted linear equation. The characteristics of two methods are compared and analyzed. Simulation and experiment validate that, the switching angles solved by the polynomial equations with Solve function are correct and the proposed methods are feasible.

**Key words:** digital signal processors; specific harmonic elimination; pulse width modulation; calculation; interpolation; fitting