

五电平逆变器特定谐波消除脉宽调制方法

费万民^{1,2} 张艳莉¹ 都小利¹

(1. 南京师范大学电气与自动化学院 南京 210042

2. 南京航空航天大学自动化学院 南京 210016)

摘要 为了提高非线性方程组的求解速度, 提出了一种基于“冲量相等、重心重合”原则和直接数值计算的非线性方程组初值求取方法。以 12 个开关切换点为例, 主要研究了五电平逆变器 SHEPWM 非线性方程组在调制比从 1.15 到 0.01 的全范围变化时的求解方法, 对每一个 M 值给出了至少一组数值解。求解过程证明所提初值方法是有效的。论文讨论了随着 M 值从大到小变化, SHEPWM 问题的解及其代表的波形的变化趋势。对选取的典型数值解进行了仿真和实验研究, 结果证明所得数值解能够实现基波控制目标并有效消除选定的低频次谐波。

关键词: 五电平逆变器 特定谐波消除 脉宽调制 调制度

中图分类号: TM464

Selective Harmonic Elimination PWM Method for Five-Level Inverters

Fei Wanmin^{1,2} Zhang Yanli¹ Dou Xiaoli¹

(1. Nanjing Normal University Nanjing 210042 China

2. Nanjing University of Aeronautics and Astronautics Nanjing 210016 China)

Abstract In order to enhance the convergent speed, a method based on equality of area and superposition of barycenter of the PWM section with the sine-reference signal for obtaining initial values is proposed. The SHEPWM non-linear equations of five-level voltage inverters for full range modulation index M are solved and at least one group of solutions is obtained for each M with a step of 0.01. Solving process of the equations proved that the initial values are very effective. The numbers of switching angle between different output levels vary with M values. Based on PSIM6 software and a five-level cascade inverter prototype, two solutions for M equal to 0.5 are investigated by simulation and experiment. The result proved the conclusions reached.

Keywords: Five-level inverter, selected harmonic elimination, PWM, modulation index

1 引言

由于多电平逆变器能够利用低耐压器件实现高电压大功率输出、波形质量高、EMI 低等显著优点, 成为中高压调速、交流柔性输电系统的首选方案。脉宽调制技术是多电平逆变器控制的关键技术之一。在脉宽调制技术中, 特定谐波消除脉宽调制方法 (SHEPWM) 由于波形质量高、控制性能优、开

关频率低、功率转换效率高、直流电压利用率高等显著优点, 得到了普遍的重视。

Li Li 博士等提出了一种移相 SHEPWM 方法^[1], 能够将传统两电平逆变器 SHEPWM 开关切换角应用到级联多电平逆变器中, 与直接从级联多电平逆变器的输出波形出发建立并求解非线性方程组的方法相比, 在同样开关频率下, 消除的谐波次数要少一些。John N. Chiasson 博士等利用三角函数倍角正、余弦函数关系, 把多电平逆变器的 SHEPWM 非线性方程组变换为代数多项式方程组。然后, 采用对称代数学的方法, 可以求取非线性方程组的所有解^[2-4]。但该算法的计算量太大, 计算速度慢, 在

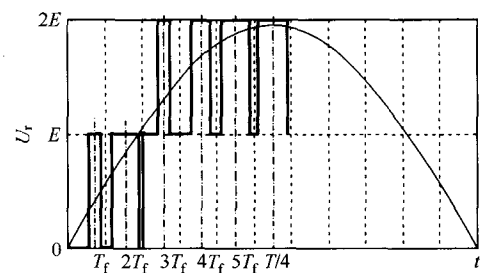
开关切换角较多时甚至无法完成计算,不能用于 SHEPWM 方法的在线实现。张波教授等提出了一种基于沃尔什函数变换的 SHEPWM 非线性方程组快速求解方法,显著提高了计算速度^[6-7],有一定实用价值,但在将 SHEPWM 非线性方程组转化为线性方程组的过程中,失去了非线性方程组的部分特征(如很多性能优良的解等),不利于多电平逆变器 SHEPWM 方法的优化设计^[5-7]。文献[8]研究了基于阶梯波的多电平逆变器的调制比全程求解方法,阶梯波的开关切换点个数受逆变器输出电平数的约束,开关管工作于基频,能够消除的低频谐波有限,输出滤波器尺寸较大。目前的高电压大功率开关器件(如 ABB 公司生产的 4500V、4000A 的 5SHY 35L4510 型 IGCT 管)的开关频率可达 900Hz,采用阶梯波控制方法时开关管的频率特性不能得到充分利用,逆变器的整体经济性指标达不到最优。宋平岗教授等将同伦算法应用到级联多电平逆变器的 SHEPWM 问题求解方面,能够在一定程度上提高迭代过程的收敛速度,其缺点是迭代过程对初值的依赖程度较强、无法保证迭代过程收敛^[8]。文献[9-10]针对具有 1/4 周期对称特点的脉宽调制波形,从 SHEPWM 非线性方程组的建立和初值求取方面,研究了多电平逆变器 SHEPWM 问题。文献[11]提出了一种基于冲量相等与零序分量注入基本概念和直接数值计算的初值求取方法,和三角载波方法相比,更适合于在基于 DSP 技术的 SHEPWM 方法中应用,用于求取五电平逆变器 M 在 1.00 到 1.15 之间的初值,取得了很好的效果,但将该方法用到 $M < 1$ 的情况时,初值的质量也就是迭代的收敛速度和三角载波法相当,迭代次数普遍大于 100。

本文提出了一种新的初值求取办法,以 12 个开关切换点为例,对五电平逆变器 SHEPWM 非线性方程组在调制比从 1.15 到 0.01 的全范围进行求解,发现五电平逆变器 SHEPWM 非线性方程组的解包含了三电平逆变器 SHEPWM 非线性方程组的解;讨论了随着 M 值从大到小 SHEPWM 问题解的变化趋势。对选取的典型数值解进行了仿真和实验研究,结果证明了所求数值解能够实现基波控制、谐波消除目标。

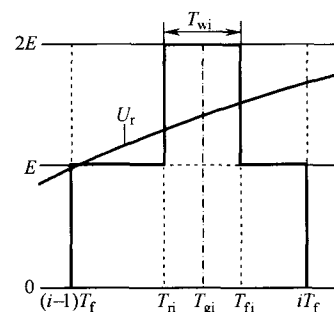
2 考虑重心重合原则的初值求取方法

五电平逆变器 SHEPWM 非线性方程组为各开关切换角及其倍角的余弦函数的代数和,易于求导,宜于采用牛顿迭代法进行求解。牛顿迭代法收敛的

必要条件是初值必须在解的一个小的邻域内,而且初值越接近于解,收敛速度越快。不论是基于多载波 SPWM 的初值求取方法,还是基于 DSP 直接计算的初值求取方法,由于只考虑了冲量等效或功率强度的等效,而忽略了等效前后两个波形的等效作用时间不同,特别是在接近 0° 的地方,因此,造成了谐波增加,导致初值远离了 SHEPWM 非线性方程组的解。为此,将力学中重心概念引入,保证等效前的正弦波的重心与等效后矩形波或凸形波的重心重合,提出了一种更准确的初值求取办法,如图 1 所示,其中的虚线表示分区,点划线表示每一个区内波形的重心, T_{gi} 为重心处的时间值, T_f 为分区长度。



(a) 1/4 周期内初值方法示意图



(b) 初值参数定义

图 1 考虑重心重合原则的初值求取方法示意图

Fig.1 New method of obtaining initial values

根据冲量(面积)相等、重心重合的原则,当该分区中参考正弦信号与时间轴组成的面积不大于一个电平电压 E 与区间长度 T_f 的乘积时,可以采用重心在 T_{gi} 宽度为 T_{wi} 的矩形波代替,此时脉冲宽度 T_{wi} 、重心位置 T_{gi} 、上升沿 T_{ni} 和下降沿 T_{fi} 的计算公式如下:

$$T_{wi} = \frac{M}{\omega E} [\cos \alpha(i-1)T_f - \cos(\alpha iT_f)] \quad (1)$$

$$T_{gi} = \frac{AT_f + B}{C} \quad (2)$$

$$T_{ni} = T_{gi} - \frac{T_{wi}}{2} \quad (3)$$

$$T_{fi} = T_{gi} + \frac{T_{wi}}{2} \quad (4)$$

其中系数 A 、 B 、 C 分别如下:

$$A = (i-1)\cos[\omega(i-1)T_f] - i\cos(i\omega T_f)$$

$$B = \frac{1}{\omega}[\sin(\omega i T_f) - \sin(\omega(i-1)T_f)]$$

$$C = \cos[\omega(i-1)T_f] - \cos(\omega i T_f)$$

当该分区中参考正弦信号与时间轴组成的面积大于一个电平电压 E 与区间长度 T_f 的乘积时, 须采用如图 1b 所示的重心在 T_{gi} 的凸形来代替, 则第 i 个分区内凸形波的重心位置 T_{gi} 仍如式 (2) 所示, 第 i 个分区内凸形波的上端电压在 E 和 $2E$ 之间部分的宽度 T_{wi} 、上升沿 T_{ri} 和下降沿 T_{fi} 的计算公式如下:

$$T_{wi} = \frac{U_r}{\omega E} [\cos \omega(i-1)T_f - \cos(\omega i T_f)] - T_f \quad (5)$$

$$T_{ri} = \frac{2T_{gi}(T_f + T_{wi}) - T_{wi}^2 - (2i-1)T_f^2}{2T_{wi}} \quad (6)$$

$$T_{fi} = \frac{2T_{gi}(T_f + T_{wi}) + T_{wi}^2 - (2i-1)T_f^2}{2T_{wi}} \quad (7)$$

式中 ω ——正弦参考信号的频率;

U_r ——正弦参考信号的峰值;

E ——一个电平所代表的电压, 幅值调制度

$$M = U_r / (2E).$$

在从矩形波等效到凸形波等效的两个相邻区间, 还需要增加一个上升沿 $T_r = kT_f$, 如图 1a 中的 $2T_f$ ($k=2$)。根据式 (1) ~ 式 (7), 可以计算出 M 值下的一组初值。

3 五电平逆变器 SHEPWM 的基本原理及非线性方程组的表述

五电平逆变器 SHEPWM 的基本原理是对逆变器输出电压进行傅里叶分解, 然后, 强制其基波幅值为期望值, 并使选定的低频次谐波为零, 建立非线性方程组, 求取满足要求的开关切换角或者输出电压波形, 然后采用合适的主电路拓扑来实现所期望的输出波形。和三电平逆变器相比, 五电平逆变器的相电压输出波形更加丰富多样, 所以, 其方程描述和解的分布也将更加复杂。

图 2a 所示为五电平逆变器 1/4 周期对称的相电压输出波形, 图 2b 为开关切换角的定义。假设在 1/4 周期内, 有 N 个开关切换点, 而且, 只消除非 3 倍频次谐波, 则根据上升沿、下降沿的顺序, 非线性 SHEPWM 方程组如下^[9]:

$$\begin{cases} \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^N p_k \cos \alpha_k = 2M \\ \sum_{k=1}^N p_k \cos n\alpha_k = 0 \quad n = 5, 7, 11, 13, \dots, Q \end{cases} \quad (8)$$

式中 M ——幅值调制比;

Q ——欲消除的谐波的最高次数;

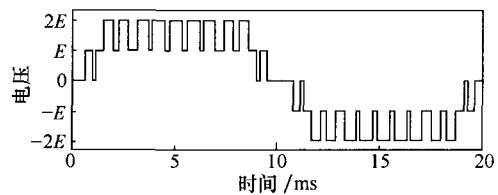
p_k ——各余弦函数项的系数。

Q 和 p_k 的数值如下:

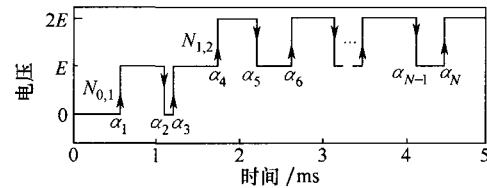
$$Q = \begin{cases} 3N-1 & n \text{ 为偶数} \\ 3N-2 & n \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (9)$$

$$p_k = \begin{cases} 1 & \alpha_k \text{ 为上升沿} \\ -1 & \alpha_k \text{ 为下降沿} \end{cases} \quad (10)$$

式中, 各开关切换角满足约束: $0^\circ \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \alpha_N \leq 90^\circ$ 。



(a) 相电压输出波形



(b) 开关切换角

图 2 五电平逆变器相电压输出波形及开关切换角定义

Fig.2 Phase-voltage waveform and the definition of switching angles for five-level inverters

4 五电平逆变器 SHEPWM 非线性方程组的求解

首先, 取一个确定的 M 值, 根据式 (1) ~ 式 (7), 可以求取一组由第一个 1/4 周期内的上升沿、下降沿组成的初值; 第二步, 根据式 (8) ~ 式 (10), 可以得到一组 SHEPWM 非线性方程; 第三步, 采用 Matlab 6.5 提供的 $fsolve()$ 函数, 对该方程组进行求解; 最后, 需要判断所得数值解是不是所求问题的真解。判断的原则和过程是: 根据 1/4 周期内上升沿、下降沿的概念, 假设相电压 PWM 波形在 0° 时为 0, 然后沿着绝对值从小到大的顺序, 每经过一个上升沿相电压增加一个电平 E , 每经过一个

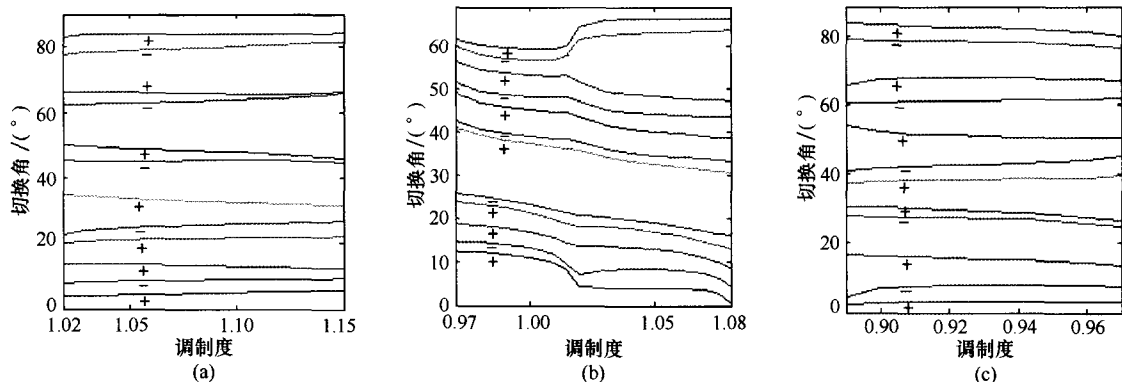
下降沿相电压减少一个电平 E , 在经历完 $1/4$ 周期内的所有开关切换角之后, 只要相电压的 PWM 波形保持在 $[-2E, 2E]$ 之间, 这个数值解所代表的波形就可以用五电平逆变器来实现, 所以是问题的真解。

在求取一组真解之后, 以该组真解为新的初值, 每次给 M 一个分辨率的增量, 然后用 $fsolve()$ 函数对方程组进行求解, 往往可以得到更快的迭代收敛速度; 当迭代次数增加或难以收敛时, 以最接近的 M 值的数值解来更新初值, 继续求解, 直到非线性方程组的迭代过程不能收敛为止。需要在未求解的范围内确定一个 M 值, 按照上述求初值、写方程、求解、判断、以数值解为新初值改变 M 值并求解方程组的过程, 重复进行。

必须说明的是, 采用本文所提方法求取的初值, 无论是成功率还是非线性方程组的迭代收敛速度, 均远优于采用三角载波方法取得的初值, 尽管如此, 由于多电平逆变器 SHEPWM 方程组的非线性特征, 并不能保证采用本文所提方法求取的初值在任一点上均有效。这是本文所提初值方法的局限性和不足之处。

多电平逆变器 SHEPWM 非线性方程组有多重解的特点, 决定了在同一个 M 值下, 不同的初值使得迭代收敛于不同的解。为此, 还借鉴了其他初值方法^[12-13], 最终为 M 从 1.15 到 0.01 之间的所有方程组求取了至少一组可以物理实现的真解。对五电平逆变器而言, 在 $1/4$ 周期内的开关切换点 N , 一般情况下由 0 和 E 之间的切换点个数 $N_{0,1}$ 和在 E 到 $2E$ 之间的开关切换点数 $N_{1,2}$ 组成, 即: $N=N_{0,1}+N_{1,2}$ 。而 $N_{0,1}$ 和 $N_{1,2}$ 随着 M 值的变化而变化, 所以 SHEPWM 问题的解所代表的波形也将随着 M 的变化而变化, 而且是分段连续的。图 3 所示为 M 在不同区间内的数值解的变化曲线, 由于 $N_{0,1}$ 和 $N_{1,2}$ 数

值不同及上升沿、下降沿顺序不同, 数值解(开关切换角)所代表的波形也不同, 所以, 在图中标出了每一条曲线所代表的开关切换角的沿特点, 其中“+”表示上升沿, “-”表示下降沿。从零电平、 0° 角出发, 沿着角度增加方向, 每越过一个上升沿输出电压增加一个 E , 每越过一个下降沿, 输出电压减少一个 E , 直到 90° 为止, 可以得到输出电压在 $1/4$ 周期内的波形。根据 $1/4$ 周期对称特点, 将波形拓展到一个周期, 即可得到整个周期内输出电压波形。为了更清楚地描述输出波形随着调制度 M 的变化趋势和特点, 给出了图 3 所示曲线所表达的输出波形的大致形状, 如图 4 所示。其中, 图 3a、图 3b 所示曲线对应的大致波形如图 4a; 图 3c、图 3f、图 3h 所示曲线对应的大致波形如图 4b; 图 3d、图 3g、图 3j 所示曲线对应的大致波形如图 4c; 图 3e 所示曲线对应的大致波形如图 4d; 图 3k 所示曲线对应的大致波形如图 4e; 图 3i、图 3l、图 3m、图 3n、图 3o 所示曲线对应的大致波形如图 4f。需要注意的是, 在 M 值从 0.83 到 0.70 之间变化的一组解中, 如图 3e 所示, 出现了 $\alpha_1 > \alpha_2$ 的现象, 也就是说波形从 0° 、0 电平出发, 先经历下降沿, 后经历上升沿, 故前两个开关切换角出现在 $-E$ 和 0 电平之间, 也就是说出现了 $N_{-1,0}$, 由于整个周期内的波形可以用五电平逆变器实现, 所以, 该组解也是一组真解; 图 3h 中, 则出现了 $\alpha_1 > \alpha_2$ 和 $\alpha_3 > \alpha_4$ 的情况, 同样可以判断也是 SHEPWM 问题的解, 在这两种情况下, $N_{-1,0}+N_{0,1}+N_{1,2}=12$, 对应的波形分别如图 4d、图 4e 所示。在后两种情况下, 方程组迭代结果所代表的波形与初值对应的参考波形不同, 这是基于波形上升沿、下降沿表达的 SHEPWM 非线性方程组的优势, 允许波形一定程度的变化, 有效扩展了可实现数值解的范围。



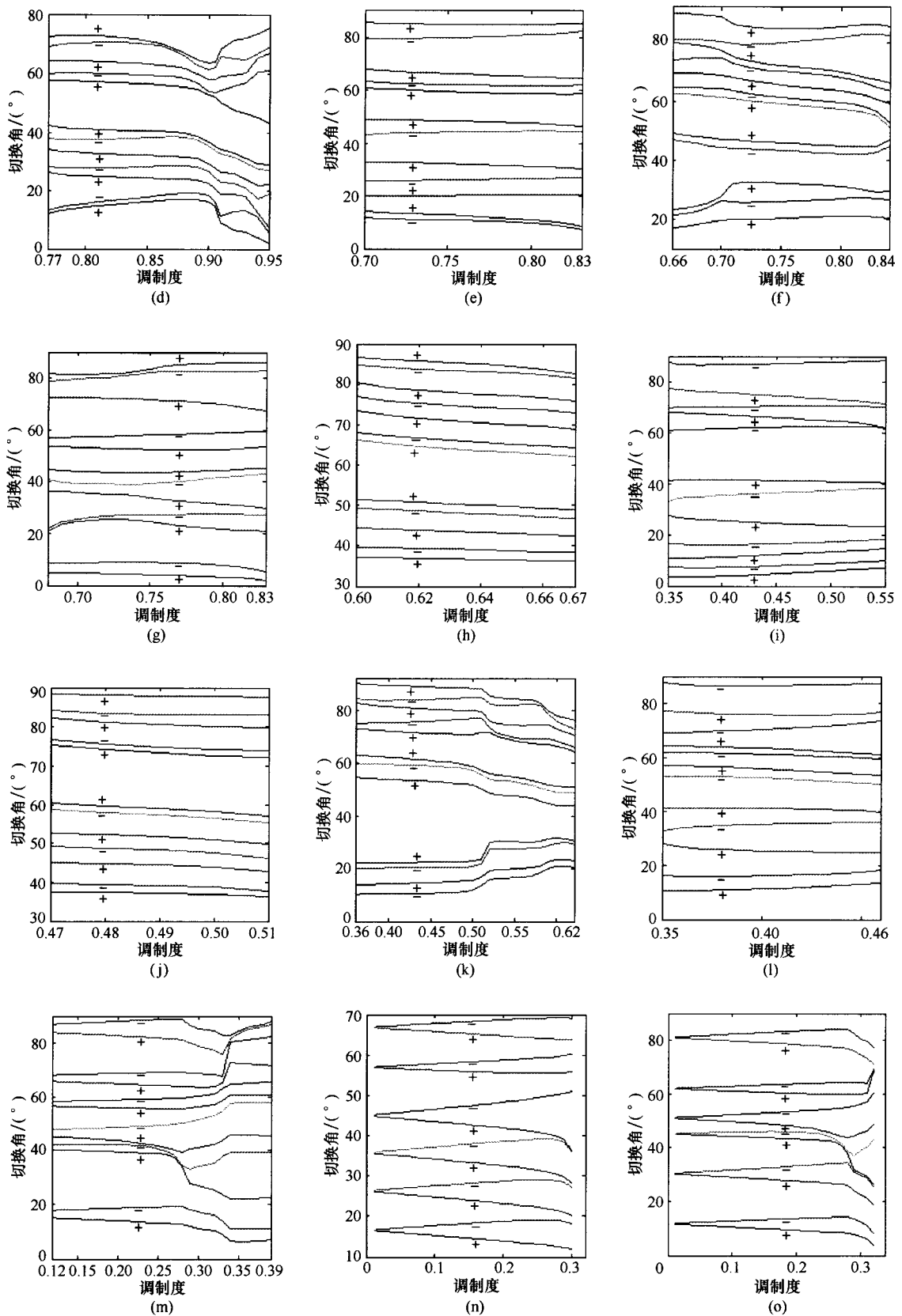


图 3 开关切换点随调制度 M 的变化曲线

Fig.3 Curves of swithing angles versus modulation index M

从图3可以看出调制比 M 各个分段内解的大致情况。由于以一组解为初值可以求取 M 的一个分段内的解的曲线组，为了便于同行参考，我们从图3a~图3o所示的各曲线组中抽取一组解，组成下表。从下表可以很容易地得到图3所示曲线所代表的数值解。由于图3中已经标出了沿的属性，表以绝对值从小到大的顺序，列出开关切换角的数值。

从图3、图4可以看出，当调制比 $M < 0.55$ 之后，五电平逆变器的SHEPWM的解所代表的波形，既有包含5个电平的情况，如图3j和图3k，也有只有三个电平的情况，如图3i、图3l、图3m、图3n、图3o等。事实上，后者就是三电平逆变器在12个开关切换点下SHEPWM问题的解，也就是说，五电平逆变器SHEPWM问题的解，包含了三电平逆变器SHEPWM问题的解。多电平逆变器SHEPWM问题的解的包含关系，将系统展开，另文介绍。

本文的目的是通过对五电平逆变器SHEPWM非线性方程组的全程求解，研究多电平逆变器SHEPWM问题解的一些规律。图3中各曲线组中 M 值的重复与重叠，体现了五电平逆变器SHEPWM非线性方程组有多重解。

在求解过程中发现，在随 M 变化较为平缓的曲线段，方程组迭代次数较少、求解的精度高，而解曲线变化较快的部分，迭代次数明显增加、求解精度也有所下降。在图3所示的数值解中，除个别突变处迭代次数最高46次外，其他点上的迭代次数都小于20，图3所示曲线上任何一点的求解误差均

小于 $10^{-6}\%$ 。

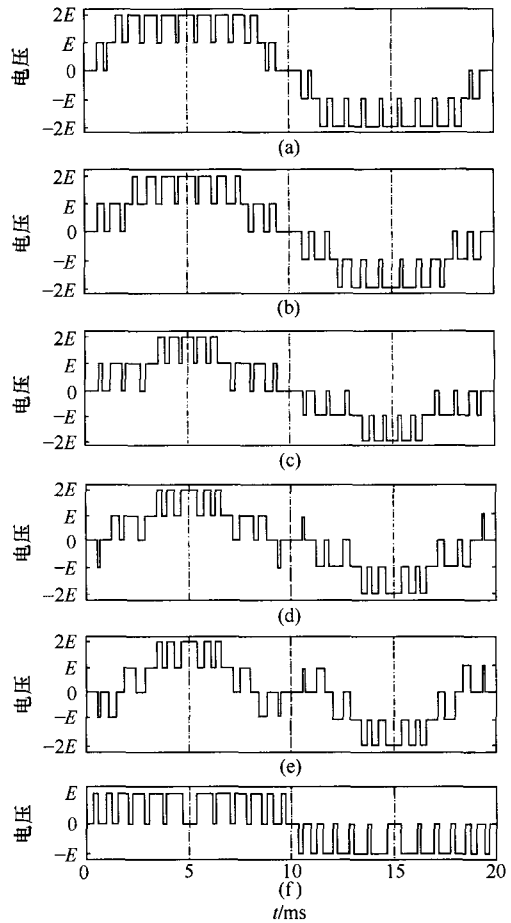


图4 五电平逆变器在不同调制比下的相电压输出波形

Fig.4 Valid phase-voltage waveforms of five-level inverters

表 五电平逆变器SHEPWM非线性方程组的解的抽样列表

Tab. List of samples of the solutions of SHEPWM equations of five-level inverters

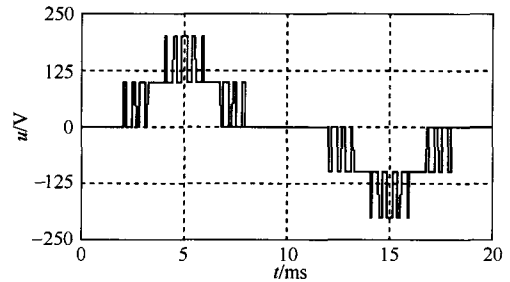
M	图号	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6	α_7	α_8	α_9	α_{10}	α_{11}	α_{12}
1.09	图3a	4.8156	8.9094	13.2229	21.4910	25.6575	32.6437	45.2443	48.0569	63.4555	65.5679	79.8410	84.0087
1.03	图3b	3.9762	8.2780	13.7711	18.1334	20.4226	34.2827	36.2020	41.6639	45.0914	49.4287	62.3931	66.1437
0.93	图3c	3.1709	7.9927	15.5095	27.1751	29.2783	38.4479	42.7775	50.7854	60.9320	67.6275	78.1928	82.2490
0.86	图3d	16.6670	18.4369	24.2930	28.4606	32.1123	38.4799	40.4524	56.2521	59.3719	63.0747	69.6209	70.5211
0.76	图3e	10.7497	12.5583	20.2612	26.2478	32.1527	44.3673	48.3562	59.3928	62.0710	66.0692	80.0556	84.8952
0.76	图3f	20.6479	26.3015	32.2956	43.2993	45.8547	58.8063	61.1649	65.3337	69.8815	71.9726	80.3160	84.8223
0.76	图3g	3.9721	8.7879	23.6379	27.1274	33.2084	39.6002	43.6077	52.3588	58.2426	71.4175	82.7455	84.7599
0.64	图3h	36.6748	38.9888	43.3604	47.9372	50.0681	63.6100	65.6006	70.4999	74.3493	77.5499	83.2202	84.9168
0.46	图3i	5.0428	8.1218	12.3801	16.5375	24.3076	36.7031	41.2160	62.3760	65.7032	70.4674	74.2319	87.2063
0.49	图3j	37.2251	39.1826	44.4525	48.3062	51.6800	57.3016	58.8986	73.2791	74.6715	80.5297	83.1798	88.0314
0.52	图3k	15.9403	19.3378	27.4671	30.0202	48.3752	53.9741	56.0277	71.4276	73.1663	75.7556	82.2668	85.3592
0.41	图3l	11.7012	16.4145	25.2189	35.6182	41.2761	52.1641	55.5628	61.0310	63.0757	70.8414	75.8017	86.7363
0.27	图3m	12.8249	19.0906	37.4317	38.0020	40.0346	49.8064	55.5621	59.4834	64.1186	69.2509	81.7231	89.0704
0.20	图3n	13.9477	18.7318	23.1578	28.6572	32.4755	38.5428	41.8992	48.2907	55.6636	58.7194	64.8104	68.7691
0.15	图3o	9.9612	13.2315	28.2568	32.3929	43.7524	46.0055	48.9385	52.8918	60.7060	63.3690	79.1376	82.9298

由于 SHEPWM 非线性方程组收敛的必要条件是其初值必须在解的一个小的邻域内, 所以, 选择了哪组解曲线的抽样为初值, 就选取了在线实现时的优化解。也就是说, 离线分析与优化的结果, 可以很方便地应用于在线实现中。当以上述解为基础进行 SHEPWM 方法的在线实现时, 取变化平缓的曲线上抽样作为初值存表, 可以加快在线求解方程组的收敛速度, 提高系统的快速性。欲实现最佳的控制性能, 须求取特定条件下 SHEPWM 非线性方程组的全集, 并在此基础上, 综合考虑中间变量和特定任务下的控制目标, 合理设计目标函数, 以实现全局最优的控制目标。

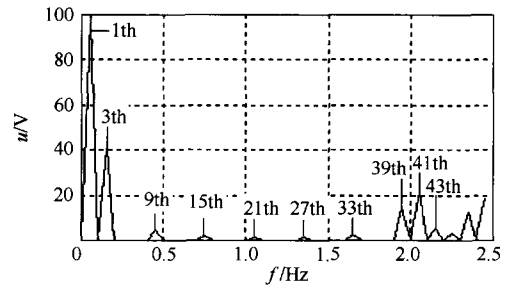
5 仿真研究

为了验证所求数值解的基波控制和谐波消除效果, 以 $M=0.5$ 处的两组解为例, 采用 PSIM6 软件和图 5 (电平电压 $E=100V$) 所示级联多电平变换器拓扑结构, 进行了仿真研究。这两组数值解分别是 $(+36.9475, -38.7896, +43.9215, -47.5916, +50.9483, -56.4151, +58.0538, +72.6081, -74.1425, +80.1194, -83.0620, +87.8594)$ 和 $(+5.9577, -8.8252, +13.3209, -17.15, +23.7121, -37.4679, +40.9266, -62.6703, +64.7242, -70.535, +73.1749, -87.7009)$, 其中每个数据前的“+”、“-”号, 分别表示该数据是上升、下降沿。第一组数据只能用五电平逆变器实现, 第二组数据既可以用五电平逆变器实现, 也可以用三电平逆变器实现。两组解的仿真波形及频谱分析分别如图 6、图 7 所示。其中, 图 6a、图 7a、图 6b、图 7b 分别为采用两组解来实现相电压的仿真波形和频谱分析, 从中可以看出, 低于 37 次的非 3 的倍数频次谐波已经被消除, 并且实现了相电压的基波控制目标 (幅值为 100V); 图 6c、图 7c、图 6d、图 7d 分别为用两组解实现的线

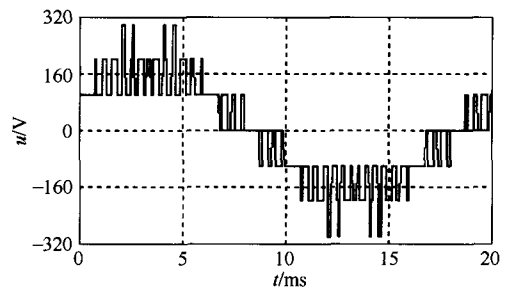
电压的仿真波形和频谱分析。从中可以看出, 线电压中不含低于 37 次的任何低频次谐波。从此仿真波形还可以看出五电平逆变器 SHEPWM 方程组解的多重性和五电平逆变器对三电平逆变器的 SHEPWM 问题解的包含关系。从波形质量上看, 五电平解代表的波形质量更高。



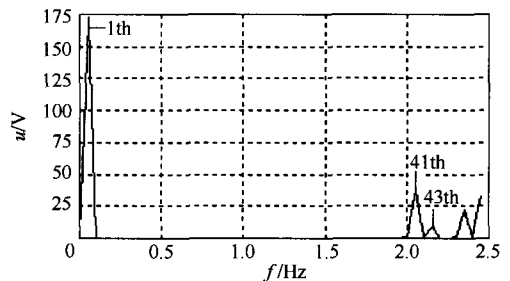
(a) 相电压仿真波形



(b) 相电压频谱分析



(c) 线电压仿真波形



(d) 线电压频谱分析

图 6 第一组解控制下的五电平逆变器的输出仿真波形
Fig.6 Simulation waveforms of five-level inverter controlled with the first group of solutions

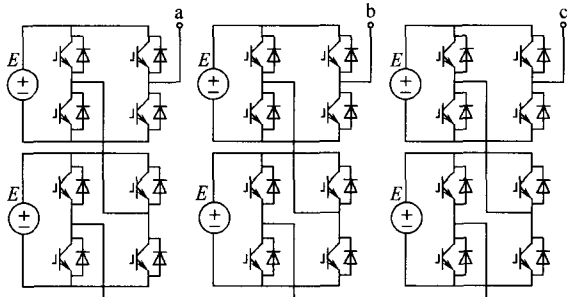


图 5 用于仿真与实验研究的级联五电平逆变器
Fig.5 Cascade five-level voltage inverter for simulation and experiment

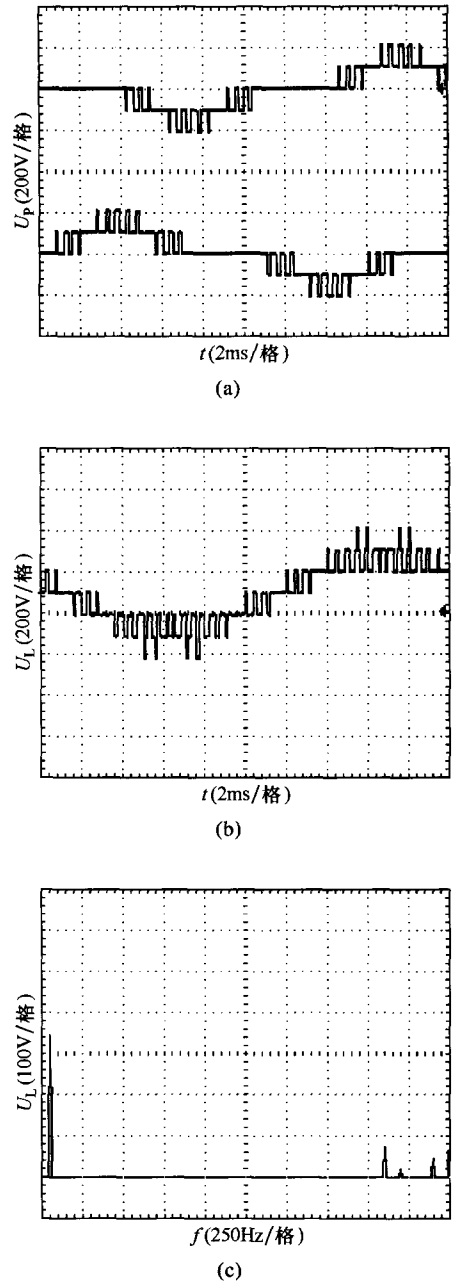
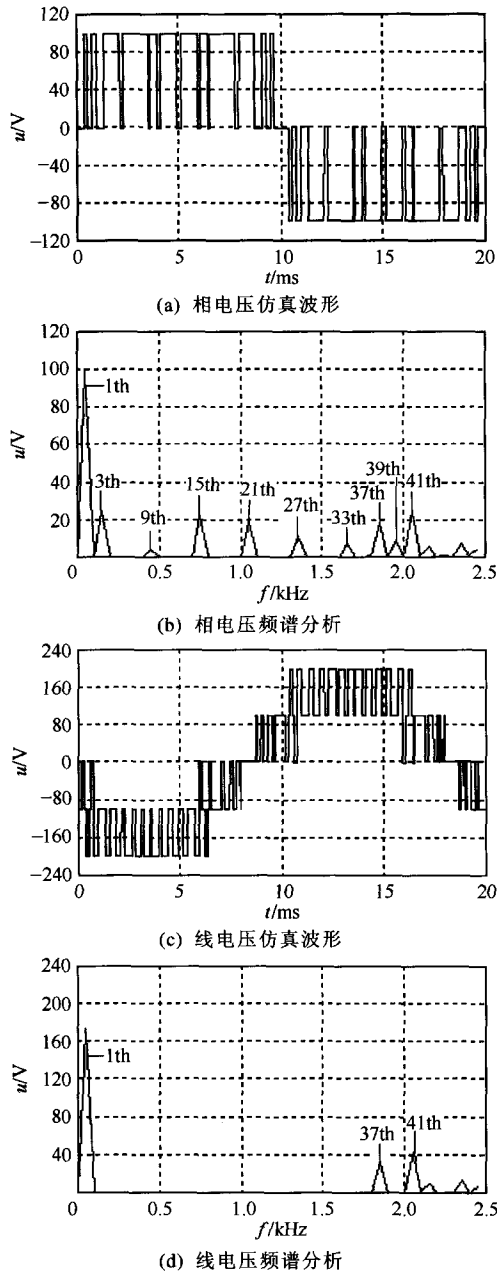
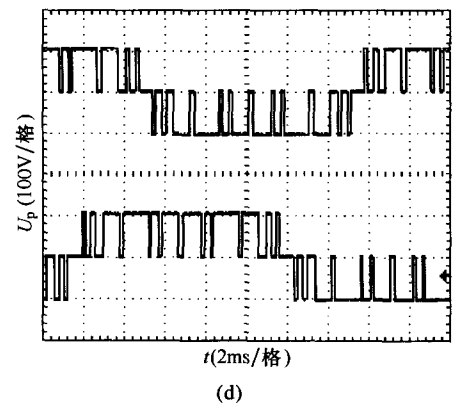


图7 第二组解控制下的五电平逆变器的输出仿真波形

Fig.7 Simulation waveforms of five-level inverter controlled with the second group of solutions

6 实验验证

为了进一步验证五电平逆变器的 SHEPWM 控制效果，我们制作如图 5 所示结构的级联型五电平逆变器电路模型，其中的开关管采用 RF840 型 MOSFET， $E=100V$ ，以 136Ω 线绕电阻为负载，分别对仿真研究中的两组数值解进行了实验验证，实验波形如图 8 所示。实验与仿真的结果一致，证明了所求数值解为 SHEPWM 问题的真解。



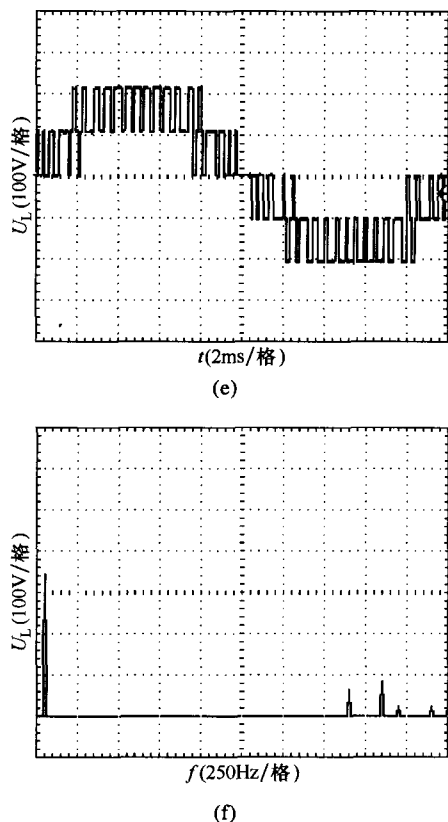


图 8 实验波形及频谱分析

Fig.8 Experiment waveforms and their spectrum analysis

7 结论

本文提出了一种基于“重心重合、冲量相等”原则和直接数值计算的 SHEPWM 非线性方程组初值求取方法,采用基于上升沿、下降沿的 SHEPWM 非线性方程组描述方法和 Matlab 6 提供的 *fsolve()* 函数,以 12 个开关切换点为例,对五电平逆变器全调制比的 SHEPWM 非线性方程组进行求解,对 M 从 1.15 到 0.01 之间以 0.01 为分辨率的每一个方程组,给出了至少一组可以物理实现的真解。简单讨论了 SHEPWM 波形随着 M 值的变化而变化的规律和将求取的数值解用于在线实现的方法,对 $M=0.5$ 的两组解分别进行了仿真和实验研究。仿真与实验结果一致,证明所求数值解能够实现基波控制目标并有效消除选定的低频次谐波。

参考文献

[1] Li Li, Dariusz Czarkowski, Liu Yaguang, et al. Multilevel selective harmonic elimination PWM technique in series-connected voltage inverters[J]. *Transactions on Industry Applications*, 2000, 36(1): 160-170.

- [2] Tolbert L M, Chiasson J, McKenzie K, et al. Elimination of harmonics in a multilevel converter with nonequal DC sources[J]. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 2005, 41(1): 75-82.
- [3] Chiasson J N, Tolbert L M, McKenzie K J J, et al. A complete solution to the harmonic elimination problem[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, 19(2): 491-499.
- [4] Chiasson J N, Tolbert L M, McKenzie K, et al. Elimination of harmonics in a multilevel converter using the theory of symmetric polynomials and resultants[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2005, 13(2): 216-223.
- [5] 郑春芳, 张波, 丘东元. 基于沃尔什函数的逆变器选择性谐波消除技术开关角的快速求解[J]. *中国电机工程学报*, 2005, 25(22): 38-44.
Zheng Chunfang, Zhang Bo, Qiu Dongyuan. Fast-solving switching angles of inverter's selected harmonic elimination technique with Walsh function [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2005, 25(22): 38-44.
- [6] 郑春芳, 张波. 基于 Walsh 变换的逆变器 SHEPWM 技术[J]. *电工技术学报*, 2005, 20(5): 65-71.
Zheng Chunfang, Zhang Bo. Inverter SHEPWM technique based on Walsh transform[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2005, 20(5): 65-71.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 费万民, 吕征宇, 姚文熙. 多电平逆变器特定谐波消除脉宽调制方法的仿真研究[J]. *中国电机工程学报*, 2004, 24(1): 102-106.
Fei Wanmin, Lü Zhengyu, Yao Wenxi. Research of selected harmonic elimination PWM technique applicable to multilevel voltage inverters[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2004, 24(1): 102-106.
- [10] 费万民, 吕征宇, 姚文熙. 三电平逆变器特定谐波消除脉宽调制方法的研究[J]. *中国电机工程学报*, 2003, 23(9): 11-15.

参考文献

- [1] Benjamin J Patella, Aleksandar Prodic, Art Zirger, et al. High frequency digital PWM controller IC for DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1): 438-446.
- [2] Lü Zhengyu, Qian Zhaoming, Zeng Yong, et al. Reduction of digital PWM limit ring with novel control algorithm[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference, 2001: 521-524.
- [3] Jaber A Abu-Qahouq, Wen Yangyang, Yao Liangbin. Digital controller for an isolated half-bridge DC-DC converter[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference, 2005: 1217-1223.
- [4] Martin T W, Ang S S. Digital control for switching converters[C]. IEEE Symposium on Industrial Electronics, 1995: 480-484.
- [5] Franklin G F, Powell J D. Digital control of dynamic systems[M]. 3rd ed. Beijing: Tsinghua University Press, 2001.
- [6] Guo Liping, John Y Hung, Nelms R M. Digital controller design for buck and boost converters using root locus techniques[C]. IEEE Symposium on Industrial Electronics, 2003: 1864-1869.
- [7] Zdravko Lukić, Wang Kun, Aleksandar Prodić. High-frequency digital controller for DC-DC converters based on multi-bit Sigma-Delta pulse width modulation[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference, 2005: 35-40.
- [8] Aleksandar Prodic, Dragan Maksimovic, Robert W Erickson. Design and implementation of a digital PWM controller for a high-frequency switching DC-DC power converter[C]. The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001: 893-898.
- [9] Robert W Erickson, Dragan Maksimovic. Fundamentals of power electronics[M]. 2nd ed. Secaucus NJ: Kluwer Academic Publishers Group, 2000.

作者简介

王凤岩 男, 1975 年生, 博士, 研究方向为高频开关电源拓扑结构和控制方法。

任黎立 女, 1980 年生, 硕士, 研究方向为电子信息技术。

(上接第 93 页)

- Fei Wanmin, Lü Zhengyu, Yao Wenxi. Research on selected harmonic elimination PWM technique applicable to three-level voltage inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(9): 11-15.
- [11] 费万民, 阮新波, 张艳莉, 等. 多电平逆变器 SHEPWM 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 multilevel voltage inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(13): 87-92.
- [12] Sun Jian, Beineke S, Grotstollen H. Optimal PWM based on real-time solution of harmonic elimination equations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(4): 612-621.
- [13] Sun Jian, Grotstollen H. Solving nonlinear equations for selective harmonic eliminated PWM using predicted initial values[C]. Proceedings of the 1992 International Conference on Power Electronics and Motion Control, 1992, 1: 259-264.

作者简介

费万民 男, 1965 年生, 博士, 教授, 研究方向为电力电子技术及其应用。

张艳莉 女, 1970 年生, 博士研究生, 副教授, 研究方向为测量与仪器、热能工程等。