

DOI: 10.7667/PSPC160396

基于随机牛顿法(SNM)的级联多电平逆变器特定谐波消除

刘闯¹, 田孝铜¹, 曹亚华², 刘海军³, 王志凯³

(1. 东北电力大学电气工程学院, 吉林 吉林 132012; 2. 国网山东省电力公司检修公司, 山东 济南 250000;
3. 全球能源互联网研究院, 北京 102209)

摘要: 特定谐波消除脉宽调制(SHEPWM)技术, 通过计算最优的开关角度, 在保证期望基波电压输出的同时有效消除选定的低次谐波, 具有开关频率低、波形质量高等一系列优点。为了提高 SHEPWM 非线性方程组的求解可靠性和快速性, 提出了将粒子群优化算法(PSO)与牛顿迭代法相结合的随机牛顿法(SNM), 通过 Matlab 编程求解 SHEPWM 非线性方程组验证了 SNM 求解的可靠性和快速性。最后通过搭建单相 7 电平级联 H 桥逆变器和三相 D 型接线 11 电平级联 H 桥逆变器仿真实验系统, 验证了 SNM 求解的开关角度能够实现基波控制目标并有效消除选定的低次谐波。

关键词: 特定谐波消除脉宽调制; 粒子群优化算法(PSO); 随机牛顿法(SNM); 非线性方程组; 级联多电平逆变器

Selected harmonic elimination in cascaded multi-level voltage inverters based on the stochastic Newton method (SNM)

LIU Chuang¹, TIAN Xiaotong¹, CAO Yahua², LIU Haijun³, WANG Zhikai³

(1. School of Electrical Engineering, Northeast Dianli University, Jilin 132012, China; 2. State Grid Shandong Electric Power Company Electricity Maintenance Company, Jinan 250000, China; 3. Global Energy Interconnection Research Institute, Beijing 102209, China)

Abstract: The technology of selected harmonic elimination pulse width modulation (SHEPWM) can be used to eliminate the selected low-order harmonics and satisfy the demand of desired fundamental voltage by calculating the optimal switching angles, this method has a series advantages such as low switching frequency and high-quality waveforms, etc. In order to improve the reliability and rapidity of calculating for the SHEPWM non-linear equations, this paper presents the stochastic Newton method (SNM) which is composed of the particle swarm optimization (PSO) and the Newton method, the reliability and rapidity of the SNM is verified by a program for SHEPWM non-linear equations. In the end, the simulation experimental systems of seven-level single-phase cascade inverter and eleven-level three-phase D connected cascaded inverter are designed and tested that the selected low-order harmonics are eliminated by the switching angles calculated by the SNM and the fundamental voltage is produced.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51307021) and Natural Science Foundation of Jilin province (No. 20140101076JC).

Key words: SHEPWM; PSO; stochastic Newton method (SNM); non-linear equations; cascaded multi-level voltage inverter

0 引言

近年来, 级联型 H 桥多电平逆变器因其具有开关损耗小、逆变效率高、输出波形质量高、EMI 低等显著优点而被广泛应用于高压大功率场合, 如压膜机、UPS 系统、静止无功补偿装置等^[1-2]。多电平逆变器通过各个单元输出的小电压阶梯的叠加来产

生期望的交流电压并具有良好的电能质量, 与传统的两电平逆变器相比, 多电平逆变器具有更低的电压应力和开关频率^[3-4]。

为控制多电平逆变器的输出基波电压并消除不期望的谐波, 人们提出了大量的调制技术^[5-9]。文献[5-8]使用了 SPWM 技术和 SVPWM 技术, 虽然这两种 PWM 调制技术能够使逆变器输出较理想的电压波形, 但开关器件工作于高频状态, 因而要受到开关频率、最小间隔时间和调制度的限制。文献[9]使用了特定谐波消除脉宽调制(SHEPWM)技术, 但

基金项目: 国家自然科学基金青年基金资助项目(51307021); 吉林省自然科学基金面上项目(20140101076JC)

求解非线性方程组存在一定困难。

另一种方法是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^[10-11], 然后, 采用对称代数法, 求取非线性方程组的所有解。但是这种算法计算量太大, 计算速度慢, 当换流器电平数增多时甚至不能完成计算, 因而这种方法并没有得到广泛应用。

粒子群算法(Particle Swarm Optimization, PSO)和遗传算法(Genetic Algorithm, GA)相似, 从随机解出发, 通过迭代寻找最优解, 并通过适应度来评价解的品质, 但 PSO 没有 GA 的“交叉”和“变异”操作, PSO 通过追随当前搜索到的最优值来寻找全局最优值。这种算法对初值依赖性小, 具有实现容易、精度高、收敛快等优点, 并且在解决实际问题中展示了其优越性^[12-13]。

本文将 PSO 与牛顿迭代法相结合, 提出了应用于多电平逆变器中特定谐波消除的随机牛顿法(Stochastic Newton Method, SNM)。

1 级联多电平 H 桥换流器与特定谐波消除

1.1 级联多电平 H 桥换流器

级联多电平逆变器及阶梯波电压输出如图 1 所示。由图 1(a)知, 该逆变器中的各 H 桥模块具有独立、电压相同的直流输入电源, 独立直流电源可以从太阳能电池、燃料电池、超级电容中获得; 将各 H 桥模块的交流输出侧串联起来从而获得输出的阶梯波形。通过独立控制每个 H 桥模块 4 个开关的不同组合, 每个逆变器模块能够产生 3 个不同的电平输出, 分别为 $+V_{dc}$ 、0 和 $-V_{dc}$, 将多个导通角度不同的全桥逆变器的交流侧串联起来, 得到的合成阶梯波形如图 1(b)所示。也可以将 3 组相同的级联逆变器连接成 Y 型或 D 型的三相系统。

1.2 特定谐波消除原理

为了消除选定的谐波并简化控制, 应使波形具有对称性。首先, 为了消除偶次谐波, 应使波形正负两半周期镜像对称, 即

$$u(\omega t) = -u(\omega t + \pi) \quad (1)$$

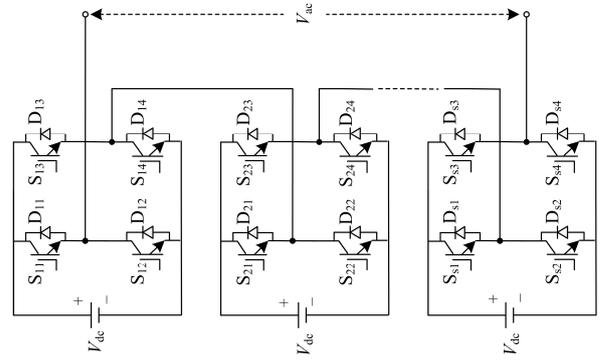
其次, 为消除谐波中的余弦项, 应使波形在正半周期内前后 1/4 周期以 $\pi/2$ 为轴线对称, 即

$$u(\omega t) = u(\omega t - \pi) \quad (2)$$

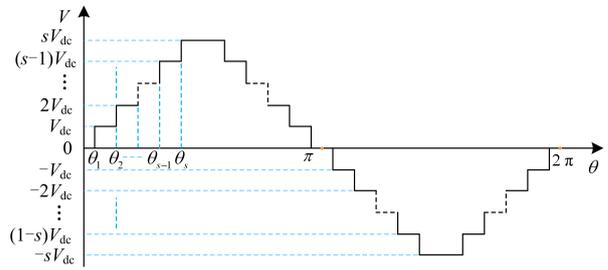
同时满足上面两式的波形称为 1/4 周期对称波形, 这种波形可用傅立叶级数表示为^[14-15]

$$u(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} a_n \sin n\omega t \quad (3)$$

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} u(\omega t) \sin n\omega t d\omega t \quad (4)$$



(a) s 个 H 桥级联逆变器



(b) $(2s+1)$ 电平阶梯波输出

图 1 $2s+1$ 电平级联 H 桥逆变器及阶梯波电压输出

Fig. 1 A $2s+1$ levels cascaded H-bridge inverter structure and the staircase output voltage

对 $2s+1$ 电平级联 H 桥逆变器, 各次谐波含量为 s 个 H 桥逆变器模块相应各次谐波的叠加, 第 n 次谐波的幅值大小为

$$V_n = \frac{4V_{dc}}{n\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} [\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \dots + \cos(n\theta_s)] \quad (5)$$

开关角度必须满足:

$$0 \leq \theta_1 < \theta_2 < \dots < \theta_s \leq \frac{\pi}{2} \quad (6)$$

级联 $2s+1$ 电平 H 桥逆变器的 H 桥单元在半个周期内状态变化为 s 次, 考虑到 PWM 波 1/4 周期对称, 共有 s 个开关时刻可以控制。除去用一个自由度来控制基波幅值外, 可以消去 $s-1$ 个特定频率的谐波, 需要求解的超越方程如式(7)。

$$\begin{cases} \cos(\theta_1) + \cos(\theta_2) + \dots + \cos(\theta_s) = \frac{\pi V_{max}}{4V_{dc}} \\ \cos(3\theta_1) + \cos(3\theta_2) + \dots + \cos(3\theta_s) = 0 \\ \vdots \\ \cos(q\theta_1) + \cos(q\theta_2) + \dots + \cos(q\theta_s) = 0 \end{cases} \quad (7)$$

式中: s 为逆变器 H 桥模块个数; V_{max} 为输出电压的基波幅值; 角度系数 $q=2s-1$ 。令调制指数

$$m = \frac{\pi V_{max}}{4V_{dc}} \quad (8)$$

那么输出阶梯形波的基波幅值为

$$V_{\max} = \frac{4}{\pi} m V_{\text{dc}} \quad (9)$$

2 随机牛顿法

PSO 是由 Kennedy 和 Eberhart 在 1995 年提出的一种随机优化算法^[12-13]。首先 PSO 初始化粒子群的随机速度和随机当前位置并把当前位置中的每一个个体代入个体适应度函数(10)计算其适应度,从而求得个体最优粒子和全局最优粒子;然后通过叠代找到最优解,在每一次叠代中,粒子通过跟踪个体极值和全局极值来更新自己。在找到这两个最优极值后,粒子根据速度更新公式(11)来更新自身的速度,根据位置更新式(12)来更新满足式(6)的粒子位置。

$$F(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_s) = \left| \sum_{l=1}^s \cos(\theta_l) - m \right| + \left| \sum_{i=3,5,7,\dots}^{2s-1} \sum_{j=1}^s \cos(i\theta_j) \right| \quad (10)$$

$$v_{ixD}(t+1) = v_{ixD}(t) + r_1(t)c_1(P_{ixD}^{\text{best}}(t) - X_{ixD}(t)) + r_2(t)c_2(G_{ixD}^{\text{best}}(t) - X_{ixD}(t)) \quad (11)$$

$$X_{ixD}(t+1) = X_{ixD}(t) + v_{ixD}(t+1) \quad (12)$$

适应度函数式(10)中, m 表示调制指数。粒子速度更新公式(11)中: D 表示种群的粒子维数; t 表示种群进化的代数; $v_{ixD}(t)$ 表示粒子 i 在第 t 次迭代中的飞行速度; $X_{ixD}(t)$ 表示粒子 i 在第 t 次迭代中的当前位置; $P_{ixD}^{\text{best}}(t)$ 为第 i 个粒子在空间飞行过程的个体最优位置; $G_{ixD}^{\text{best}}(t)$ 为群体中全局最优位置; $r_1(t)$ 和 $r_2(t)$ 为第 t 次迭代时 0~1 范围内两个相互独立的、均匀分布的随机数; c_1 为粒子自身加速度权重系数; c_2 为全局加速度权重系数。各粒子迭代过程中位置更新公式如式(12)所示。

为改善算法的收敛性能,本文采用带有惯性权重系数 w 的改进型 PSO 算法,其速度更新公式改变为式(13),其中 w 为惯性权重系数。惯性权重系数公式(14)中: w_{\max} 为初始加权系数; w_{\min} 为终止加权系数, N 为设置的最大迭代次数。由此可见惯性权重系数 w 是一个关于迭代次数的线性减函数。

$$v_{ixD}(t+1) = wv_{ixD}(t) + r_1(t)c_1(P_{ixD}^{\text{best}}(t) - X_{ixD}(t)) + r_2(t)c_2(G_{ixD}^{\text{best}}(t) - X_{ixD}(t)) \quad (13)$$

$$w = w_{\max} - (w_{\max} - w_{\min})t / N \quad (14)$$

在通过粒子群优化算法得到种群中的最优值后,就可作为牛顿迭代法的初始值来求解开关角度,基波频率下开关角度计算公式为

$$x_{d_{t+1}} = x_{d_t} - J^{-1}f \quad (15)$$

式中: $x_{d_{t+1}}$ 为更新后的值; x_{d_t} 为当前值; J 为超越

方程组的雅可比矩阵; f 为超越方程函数。

上述阐明了用于谐波消除的 SNM, 使用此方法, 只需要设定几个参数。步骤如下:

- 1) 设定调制指数 m 和选定消除的谐波次数。
- 2) 设定粒子种群规模 n 、粒子维数 D 和种群进化代数 N 。
- 3) 设定牛顿迭代法的迭代精度 δ 和最大迭代次数 DT 。
- 4) 使用式(16)对种群中的粒子初始化。

$$P_k = \text{random} \begin{bmatrix} x_{k,11} & x_{k,12} & \cdots & x_{k,1D} \\ x_{k,21} & x_{k,22} & \cdots & x_{k,2D} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ x_{k,n1} & x_{k,n2} & \cdots & x_{k,nD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{k,1} \\ X_{k,2} \\ \vdots \\ X_{k,n} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$k=1, 2, \dots, N$

D 是需要计算的满足式(6)的开关角度的个数。

- 5) 初始化粒子群的随机位置 $X_{n \times D}(t)$ 和速度 $v_{n \times D}(t)$ 。
- 6) 利用适应度函数公式(10)计算种群中每个粒子的适应度值并与其相应历史最好位置和全局所经历的最好位置的适应度值比较, 若此粒子的适应度值更优, 则将其作为当前最好位置或新的全局最好位置。

- 7) 利用式(12)和式(13)更新粒子的位置和速度。
- 8) 若达到终止条件(足够好的适应度值或最大迭代次数)则结束并返回当前全局最优个体; 否则转为步骤 6 继续执行。

- 9) 把全局最优粒子的位置信息作为牛顿迭代法的初始值代入式(15)计算, 直到计算结果达到设定的迭代精度或达到最大迭代次数计算终止。

3 使用 SNM 求解开关角度

SNM 的基本原理是对逆变器输出电压进行傅里叶分解, 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(7), 求取满足要求的开关切换角, 采用合适的主电路拓扑即可实现所期望的电压输出。为证实 SNM 的有效性, 下面选择一些级联多电平逆变器进行角度计算。

程序中设定的 SNM 中的通用参数如表 1 所示。

表 1 SNM 通用参数设定
Table 1 Universal parameters of SNM

n	t	δ	DT	c_1	c_2	w_{\max}	w_{\min}
100	20	10^{-10}	2000	1.5	1.5	0.9	0.2

3.1 单相 7 电平级联逆变器

单相级联 7 电平逆变器可消除输出阶梯形波的第 3、5 次谐波, 必须利用方程组(7)求解开关角度 θ_1 、 θ_2 和 θ_3 。设定调制指数 $m=1.88$, 独立运行程序

20次, 计算结果如表2所示。某次程序运行种群迭代过程中各代全局最优粒子的收敛特性曲线如图2所示。

表2 与 $m=1.88$ 对应的 SNM 计算结果
Table 2 Terminal results of SNM for $m=1.88$

$m=1.88$	θ_1	θ_2	θ_3
1	83.0699	13.1281	38.2353
2	13.1281	38.2353	83.0699
3	13.1281	83.0699	38.2353
4	13.1281	83.0699	38.2353
5	38.2353	83.0699	13.1281
6	83.0699	13.1281	38.2353
7	13.1281	83.0699	38.2353
8	38.2353	83.0699	13.1281
9	13.1281	83.0699	38.2353
10	83.0699	13.1281	38.2353
11	13.1281	38.2353	83.0699
12	38.2353	13.1281	83.0699
13	38.2353	83.0699	13.1281
14	83.0699	13.1281	38.2353
15	83.0699	13.1281	38.2353
16	38.2353	13.1281	83.0699
17	38.2353	83.0699	13.1281
18	83.0699	38.2353	13.1281
19	13.1281	38.2353	83.0699
20	13.1281	38.2353	83.0699

由图2可知随着迭代次数的增加, 全局最优粒子的适应度越来越小, 即迭代过程中最优粒子与非线性方程组的解越来越接近。在前8次迭代过程中,

表3 三相11电平逆变器开关策略

Table 3 Switching strategy of three-phase 11-level inverter

$m=3.5$	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5
1(0)	28.6566	-8.2387	-646.6149	41.3050	413.4399
2(1)	16.7280	62.3414	26.6359	60.6860	46.0009
3(1)	73.3851	8.2387	41.3050	53.4399	28.6566
4(1)	53.4399	8.2387	41.3050	73.3851	28.6566
5(1)	53.4399	8.2387	28.6566	41.3050	73.3851
6(1)	26.6359	62.3414	46.0009	60.6860	16.7280
7(0)	-8.2387	-28.6566	41.3050	73.3851	53.4399
8(1)	46.0009	60.6860	26.6359	62.3414	16.7280
9(1)	46.0009	16.7280	60.6860	26.6359	62.3414
10(1)	16.7280	26.6359	46.0009	62.3414	60.6860
11(1)	16.7280	26.6359	62.3414	60.6860	46.0009
12(1)	28.6566	41.3050	73.3851	53.4399	8.2387
13(0)	-8.2387	41.3050	53.4399	73.3851	-28.6566
14(1)	26.6359	16.7280	46.0009	62.3414	60.6860
15(0)	8.2387	-53.4399	73.3851	-28.6566	41.3050
16(1)	41.3050	53.4399	73.3851	28.6566	8.2387
17(0)	53.4399	28.6566	73.3851	41.3050	-8.2387
18(1)	62.3414	46.0009	16.7280	26.6359	60.6860
19(1)	16.7280	46.0009	60.6860	26.6359	62.3414
20(1)	41.3050	53.4399	28.6566	8.2387	73.3851

全局最优粒子适应度几乎没有变化; 而第9次迭代中全局最优粒子适应度骤然减小并在之后的迭代过程中逐渐减小, 使得求取的初值不断趋近非线性方程组的解以满足牛顿迭代法的要求, PSO算法具有迭代次数少、收敛速度快、初值可靠等优点。

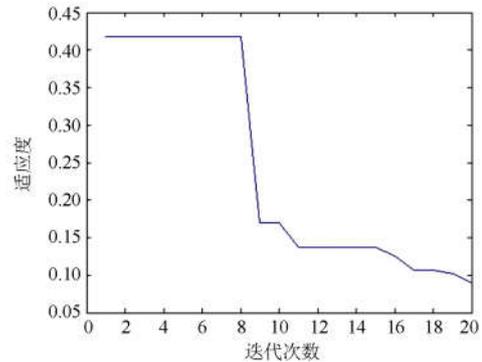


图2 全局最优粒子收敛特性

Fig. 2 Convergence characteristic of the global optimal particle

由表2可知独立运行的20次SNM求解成功率为100%, 无论是成功率还是非线性方程组的迭代收敛速度, 均远优于代数对称法。

3.2 三相D接线11电平级联逆变器

由于D接线的三相11电平级联逆变器系统中不存在3的倍数次谐波, 可选择消除5、7、11、13次谐波。设定调制指数 $m=3.5$, 独立运行SNM 20次的求解结果如表3所示, 其中(1)表示有解, (0)

表示无解。整理表 3 得到与 $m=3.5$ 相对应的计算结果如表 4 所示,可以看出对于 $m=3.5$ 非线性方程组有两组解。如表 5 所示,在独立运行的 20 次计算结果中,两组解求取的概率分别为 45%和 30%,解的求取概率为 75%,进而验证了 SNM 的可靠性和有效性。

表 4 三相 11 电平逆变器开关角度

Table 4 Switching phase of three phase 11-level inverter

角度	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5
解 1	16.7280	26.6359	46.0009	60.6860	62.3414
解 2	8.2387	28.6566	41.3050	53.4399	73.3851

表 5 随机牛顿法求解概率

Table 5 Calculated probability of SNM

角度	概率	求解次数	解 1	解 2
θ_1	80%	16	9	7
θ_2	85%	17	9	8
θ_3	100%	20	9	11
θ_4	85%	17	9	8
θ_5	90%	18	9	9
概率	75%	-	45%	30%

4 仿真验证

为验证 SNM 求解结果的正确性与精确性,利用 PSIM 搭建单相 7 电平级联 H 桥逆变器电路和 D 接线三相 11 电平级联 H 桥逆变器电路进行了软件仿真。

4.1 单相 7 电平级联逆变器软件仿真

对于调制比 $m=1.88$,开关角度分别为: $\theta_1=13.1281^\circ$, $\theta_2=38.2353^\circ$, $\theta_3=83.0699^\circ$ 。单相 7 电平级联逆变器结构如图 3 所示,各 H 桥模块直流输入侧都有一个相对独立的直流电压源,输出侧经串联后接入负载。其中,输入侧电压 $V_{dc1}=V_{dc2}=V_{dc3}=100\text{ V}$,由式(7)代入相关参数计算得基波幅值为

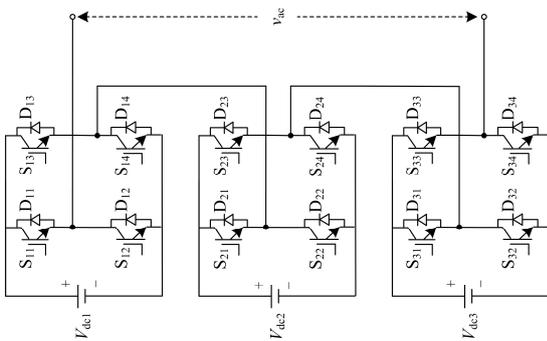
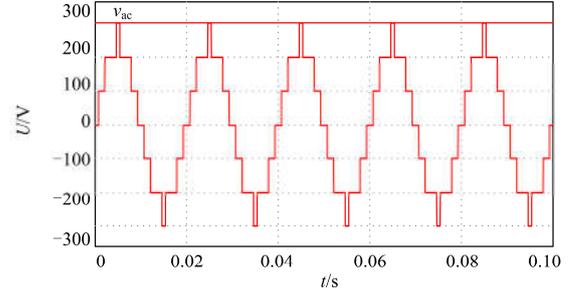


图 3 单相 7 电平级联逆变器

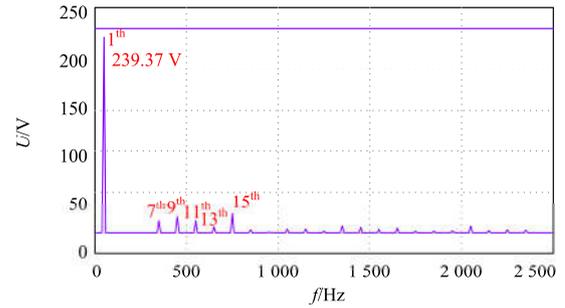
Fig. 3 Single-phase structure of a 7-level cascaded inverter

$$V_{ac\max} = \frac{4}{\pi} m V_{dc} = \frac{4}{\pi} \times 1.88 \times 100 = 239.37\text{ V} \quad (17)$$

单相 7 电平级联 H 桥逆变器输出的阶梯形波如图 4(a)所示。对波形进行 FFT 分析结果如图 4(b)所示,由该图可以看出 3 次和 5 次谐波被消除,基波幅值为 239.37 V,与理论计算相同,满足了控制要求。



(a) 交流侧电压输出



(b) 谐波分析

图 4 单相 7 电平级联逆变器输出阶梯形波与 FFT 分析

Fig. 4 Staircase output voltage of the single-phase 7-level cascaded H-bridge inverter and the FFT analysis

4.2 三相 D 型接线 11 电平级联逆变器软件仿真

对于调制比 $m=3.5$ 的开关角度求解结果见表 4,可知 $m=3.5$ 时 SNM 得出了两组不同开关策略,以下采用第一种开关策略,即 $\theta_1=16.7280^\circ$, $\theta_2=26.6359^\circ$, $\theta_3=46.0009^\circ$, $\theta_4=60.6860^\circ$, $\theta_5=62.3414^\circ$ 。三相 D 型接线 11 电平级联逆变器结构如图 5 所示,各 H 桥模块直流输入侧都有一个相对独立的直流电压源,各 H 桥单元的输入电压 $V_{dc1}=V_{dc2}=V_{dc3}=V_{dc4}=V_{dc5}=100\text{ V}$,负载 $Z_1=Z_2=Z_3=Z$ 。由式(7)代入相关参数计算得相电压基波幅值为

$$V_{AN\max} = V_{BN\max} = V_{CN\max} = \frac{4}{\pi} m V_{dc} = \frac{4}{\pi} \times 3.5 \times 100 = 445.63\text{ V} \quad (18)$$

线电压幅值为

$$V_{AB\max} = V_{BC\max} = V_{AC\max} = \sqrt{3} V_{AN\max} = \sqrt{3} \times 445.63 = 771.85\text{ V} \quad (19)$$

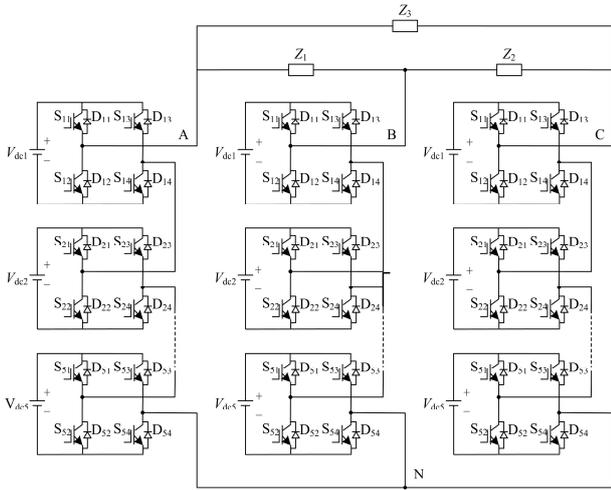


图 5 三相 D 型接线 11 电平级联逆变器

Fig. 5 D connected three-phase structure of an 11-level cascaded inverter

三相 D 型接线 11 电平级联逆变器输出的相电压阶梯波形如图 6(a)所示, 对波形进行 FFT 分析结果如图 6(b)所示, 由该图可以看出, 第 5、7、11、13 次谐波被消除, 但 3 的倍数次谐波依然存在于相电压中, 相电压基波幅值为 445.63 V, 与理论计算所得的相电压基波幅值相同, 满足了控制要求。

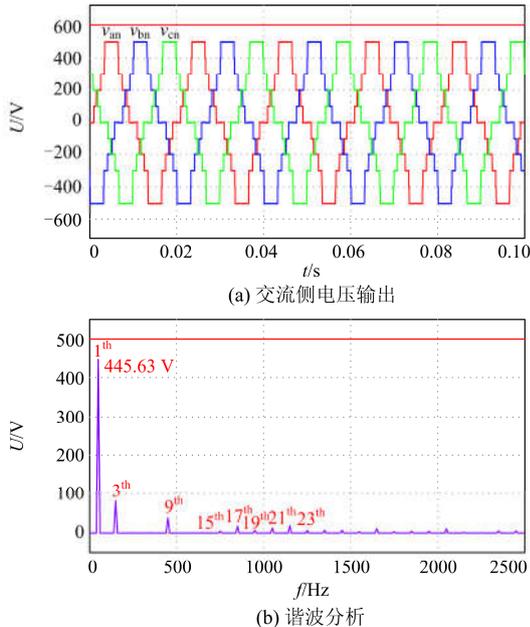


图 6 三相 D 型接线 11 电平级联逆变器输出相电压阶梯波形与 FFT 分析

Fig. 6 Staircase output phase voltage of the three-phase D connected 11-level cascaded inverter and the FFT analysis

三相 D 型接线 11 电平级联逆变器输出的线电压阶梯波形如图 7(a)所示, 对波形进行 FFT 分析结

果如图 7(b)所示, 由该图可以看出, 相比于相电压 3 的倍数次谐波同样被消除, 线电压基波幅值为 771.85 V, 与理论计算所得的线电压基波幅值相同, 满足了控制要求。

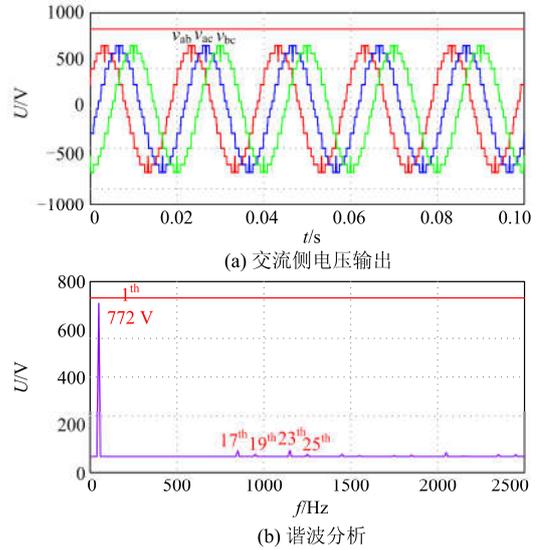


图 7 三相 D 型接线 11 电平级联逆变器输出线电压阶梯波形与 FFT 分析

Fig. 7 Staircase output line voltage of the three-phase D connected 11-level cascaded inverter and the FFT analysis

5 结论

对不同的调制指数 m , SNM 都可以求得所有的合理解或验证解不存在, 由于其所依赖的参数少而很容易被执行并完成对非线性方程的快速求解。计算结果表明了 SNM 求解的可靠性和有效性; 仿真结果验证了 SNM 求解的精确性。本文所提的将 PSO 和牛顿迭代法相结合的 SNM 为多电平级联逆变器中的 SHEPWM 技术提供了一种新的简单可靠的求解非线性方程组的方法。

参考文献

- [1] 钱照明, 张军明, 盛况. 电力电子器件及其应用的现状和发展[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 5149-5161.
QIAN Zhaoming, ZHANG Junming, SHENG Kuang. Status and development of power semiconductor devices and its applications[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(29): 5149-5161.
- [2] 代高富, 赵丹, 林鹏峰, 等. 基于 MMC 拓扑的有源滤波器控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(8): 74-80.
DAI Gaofu, ZHAO Dan, LIN Pengfeng, et al. Study of control strategy for active power filter based on modular

- multilevel converter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(8): 74-80.
- [3] 徐千鸣, 罗安, 马伏军, 等. 考虑低频振荡的 MMC 有源阻尼环流抑制方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(24): 118-126.
XU Qianming, LUO An, MA Fujun, et al. Circulating current suppressing method based on active damping control of MMC considering low-frequency oscillation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(24): 118-126.
- [4] 蔡信健, 吴振兴, 孙乐, 等. 直流电压不平衡的级联 H 桥多电平变频器载波移相 PWM 调制策略的设计[J]. 电工技术学报, 2016, 31(1): 119-127.
CAI Xinjian, WU Zhenxing, SUN Le, et al. Design for phase-shifted carrier pulse width modulation of cascaded H-bridge multi-level inverters with non-equal DC voltages[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(1): 119-127.
- [5] 顾玲, 金科, 周慧龙. 单级式隔离型三相双向 AC/DC 变换器及其 SVPWM 调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(15): 3886-3894.
GU Ling, JIN Ke, ZHOU Huilong. A single-stage three-phase isolated bidirectional AC/DC converter and its SVPWM algorithm[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(15): 3886-3894.
- [6] 吴可丽, 夏长亮, 张云, 等. 二极管钳位型三电平逆变器共模电压抑制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(24): 110-117, 170.
WU Keli, XIA Changliang, ZHANG Yun, et al. Common-mode voltage suppression for neutral-point-clamped three-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(24): 110-117, 170.
- [7] 陆原, 胡丙辉, 张军伟, 等. 基于 SVPWM 调制的三段式算法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(6): 68-75.
LU Yuan, HU Binghui, ZHANG Junwei, et al. A three-segment algorithm research based on SVPWM modulation[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(6): 68-75.
- [8] LAKSHMINARAYANAN S, MONDAL G, TEKWANI P N, et al. Twelve-sided polygonal voltage space vector based multilevel inverter for an induction motor drive with common-mode voltage elimination[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(5): 2761-2768.
- [9] SIRISUKPRASERT S, LAI J S, LIU T H. Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 875-881.
- [10] CHIASSON J N, TOLBERT L M, MCKENZIE K J, et al. Control of a multilevel converter using resultant theory[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2003, 11(3): 345-354.
- [11] CHIASSON J N, TOLBERT L M, MCKENZIE K J, 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.
- [12] 马草原, 孙富华, 朱蓓蓓, 等. 神经网络算法的改进及其在有源电力滤波器中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(24): 142-148.
MA Caoyuan, SUN Fuhua, ZHU Beibei, et al. Study on algorithm improvement of BP neural networks and its application in active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(24): 142-148.
- [13] 李善寿, 张兴, 张鸿恺, 等. 基于功率闭环控制与 PSO 算法的全局 MPPT 方法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(28): 4809-4816.
LI Shanshou, ZHANG Xing, ZHANG Hongkai, et al. Global MPPT method based on power closed-loop control and PSO algorithm[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(28): 4809-4816.
- [14] 刘士利, 李宁, 蔡国伟, 等. 基于 Fourier 变换的交流电缆方波载流量计算[J]. 东北电力大学学报, 2015, 35(6): 12-16.
LIU Shili, LI Ning, CAI Guowei, et al. A calculating method based on fourier transform for square-wave current of AC cables[J]. Journal of Northeast Dianli University, 2015, 35(6): 12-16.
- [15] 张兴, 张崇巍. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003: 15-111.

收稿日期: 2016-03-22; 修回日期: 2016-06-07

作者简介:

刘 闯(1985-), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 研究方向为能源互联网柔性功率变换与空间无线电力传输技术的研究; E-mail: victorliuchuang@163.com

田孝铜(1992-), 男, 硕士研究生, 研究方向为智能配电网技术. E-mail: 824653578@qq.com

(编辑 周金梅)