

级联型多电平逆变器最小总谐波失真阶梯调制策略研究

李素非¹, 李国杰¹, 翟登辉², 王卫星²

(1. 电力传输与功率变换控制教育部重点实验室, 上海交通大学电气工程系, 上海 200240;

2. 许继电气股份有限公司, 河南 许昌 461000)

摘要: 为了降低级联型多电平逆变器的输出电压谐波分量, 提出了一种新颖的基于KKT条件最优化方法的阶梯调制策略。利用KKT条件法, 经过严格的数学推导, 得到相应的导通角计算方法, 所提出的阶梯调制策略能够在任意调制系数下最小化阶梯波输出的总谐波失真(THD)。另外利用牛顿-拉普逊迭代法来求取上述导通角计算中的关键参数。为了克服牛顿-拉普逊迭代法计算速度慢的缺点, 提出了幂函数逼近法来简化计算复杂度。最后, 对上述方法进行了仿真分析, 得到了固定和可变调制系数下的级联逆变器输出电压波形和其频谱分布。仿真结果证实了调制策略的有效性。

关键词: 级联型多电平逆变器; 总谐波失真; 阶梯调制; KKT条件法; 函数逼近

Staircase modulation strategy with minimum total harmonic distortion for cascaded multilevel inverters

LI Su-fei¹, LI Guo-jie¹, ZHAI Deng-hui², WANG Wei-xing²

(1. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion, Ministry of Education (Department of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University), Shanghai 200240, China; 2. Xuji Electric Co., LTD, Xuchang 461000, China)

Abstract: In order to decrease the output-voltage harmonic components of cascaded multilevel inverter, this paper proposes a novel staircase modulation strategy based on Karush-Kuhn-Tucker (KKT) conditions. With KKT conditions and rigorous mathematical derivation, this paper acquires the corresponding calculation method of conducting angles, and the proposed staircase modulation strategy can minimize the total harmonic distortion (THD) under arbitrary modulation index. Furthermore, this paper takes advantage of Newton-Raphson iteration method to obtain the key parameter in the aforementioned conducting angle calculation method. To overcome the deficiency of slow calculation speed of Newton-Raphson iteration method, this paper proposes the power function approximation approach to simplify calculation complexity. Finally, this paper undertakes simulation analysis and obtains the output voltage waveforms and their frequency-domain distributions under both fixed and varying modulation indices. Simulation results verify the effectiveness of the modulation strategy.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51477098), National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (No. 2012AA050212), and International S&T Cooperation Program of China (No. 2013DFG71630).

Key words: cascaded multilevel inverter; THD; staircase modulation; KKT conditions; function approximation

中图分类号: TM464 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2014)19-0008-10

0 引言

级联型逆变器在中/高功率等级的系统的中有广泛的应用^[1-3]。根据开关频率, 可以将级联型逆变

器的调制分为高频调制和低频调制。常见的高频调制策略有正弦载波调制 (SPWM)^[4-6]、特定谐波消除脉宽调制 (SHEPWM)^[7-8]、空间电压矢量调制 (SVPWM)^[9-14]。相对于高频调制策略而言, 低频阶梯调制能减小开关损耗和器件的开关应力, 延长其使用寿命, 提高系统效率。

在阶梯调制中, 各电平导通角的计算是一个研究热点。导通角计算方法包括选择谐波消去法

基金项目: 国家自然科学基金(51477098); 国家高技术研究发展计划 863 计划(2012AA050212); 国家国际科技合作专项项目(2013DFG71630)

(SHE) [15-21]、等面积法 [22-24]、最小面积差法 [25] 以及最小 THD 法 [26-29]。SHE 法的目的是消去电压输出波形中的低次谐波, 由于需要解多元非线性超越方程组, 它的计算非常复杂。等面积法要求在每一个特定的时间区间内, 参考正弦电压和阶梯调制波积分相同 [22-24], 但是它没有优化谐波失真, 可能带来电压基频幅值失真。最小面积差法的主要目标是在每一个电平上, 参考正弦电压和阶梯电压之差的积分最小 [25], 它同样会引入电压基波幅值失真。

总谐波失真是衡量逆变器输出波形质量的重要参数, 本文主要研究最小化阶梯波调制中总谐波失真的方法。文献 [26] 采用 Levenberg-Marquardt 迭代法计算导通角, 文献 [27] 提出粒子群优化算法, 这些方法时间复杂度高, 在线实现困难; 同时, 要求电压基频幅值不能随时间改变, 且忽略高次谐波的影响, 因而并不是严格数学意义下的最优解法。如果基频电压幅值是可变的, 则需要离线解出对应于不同基频幅值下各电平的导通角, 运行时通过查表得到各电平导通角。查表法虽然能降低计算复杂度, 但精度和分辨率较低, 并占用大量存储容量。有学者提出一种最小化总谐波失真的解析方法 [28-29], 能在线计算导通角, 但仅优化了最多电平数量下的导通角, 没有考虑较少电平数量下的限制条件, 基频电压幅值也被限定在一定范围内; 当电平数量多时利用牛顿—拉普逊迭代法, 计算复杂。

本文利用 KKT 条件法, 提出了一种在大范围基频电压下最小化阶梯波总谐波失真的在线计算方法, 并利用函数逼近的方法简化计算过程。

1 级联型逆变器阶梯波调制简述

H 桥级联型逆变器的拓扑结构如图 1 所示。它由 N 个模块组成, 每个模块有一个直流电压源, 以及由四个开关器件及反并联二极管构成的 H 桥。

在图 1 中, 对于第 j 个模块来说, 它的直流电压源是 $2^{j-1}V_{bs}$, 输出电压为 V_j 。当 T_{j1} 和 T_{j4} 导通, T_{j2} 和 T_{j3} 关断时, $V_j = 2^{j-1}V_{bs}$; 当 T_{j3} 和 T_{j4} 导通, T_{j1} 和 T_{j2} 关断时, $V_j = 0$; 当 T_{j2} 和 T_{j3} 导通, T_{j1} 和 T_{j4} 关断时, $V_j = -2^{j-1}V_{bs}$ 。所以

$$V_j = S_j \cdot 2^{j-1}V_{bs} \quad (1)$$

其中,

$$S_j = \begin{cases} 1, & \text{if } T_{j1} = \text{on}, T_{j2} = \text{off}, T_{j3} = \text{off}, T_{j4} = \text{on} \\ 0, & \text{if } T_{j1} = \text{off}, T_{j2} = \text{off}, T_{j3} = \text{on}, T_{j4} = \text{on} \\ -1, & \text{if } T_{j1} = \text{off}, T_{j2} = \text{on}, T_{j3} = \text{on}, T_{j4} = \text{off} \end{cases}$$

总输出电压为

$$U_o = \sum_{j=1}^N V_j = \sum_{j=1}^N (S_j \cdot 2^{j-1}V_{bs}) \quad (2)$$

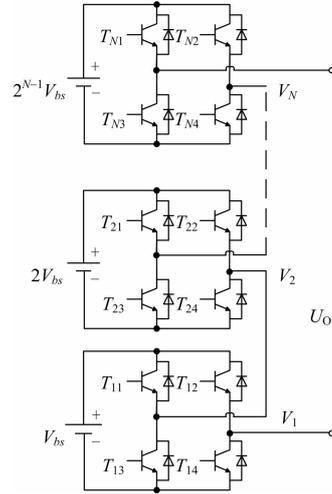


图 1 级联型多电平逆变器拓扑
Fig. 1 Cascaded multilevel inverter topology

图 1 中的拓扑总共有 $2^{N+1} - 1$ 个电平, 输出电压的范围是 $[-(2^N - 1)V_{bs}, (2^N - 1)V_{bs}]$, 并包含此区间内的 V_{bs} 的整数倍电压。这里规定各模块输出电压的极性不能相反。在阶梯调制中, 输出电压的波形如图 2 所示。

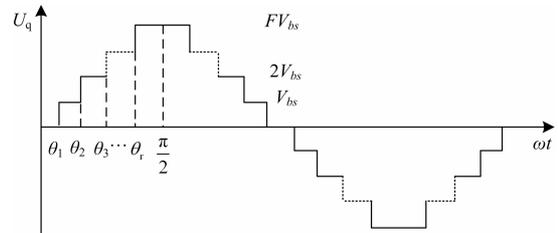


图 2 阶梯调制输出电压波形
Fig. 2 Output voltage waveform of staircase modulation

在图 2 中, F 是正半周最高电平数量, θ_k 是输出电压从 $(k-1)V_{bs}$ 阶跃至 kV_{bs} 的导通角。对图 2 中的波形使用傅立叶分析, 得到它的 n 次谐波分量为

$$U_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^F [V_{bs} \cos(n\theta_k)] \quad (3)$$

其中 n 是奇数, 偶次谐波为零。定义调制系数 m 为

$$m = \frac{U_1}{V_{bs}} = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^F \cos(\theta_k) \quad (4)$$

当 $\theta_1 = \theta_2 = \dots = \theta_F = 0$ 时, 基频分量达最大值为

$$U_1 = \frac{4}{\pi} FV_{bs} \quad (5)$$

调制系数的范围为

$$m \in \left[0, \frac{4F}{\pi}\right] \quad (6)$$

总谐波失真定义为

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=3}^{+\infty} U_n^2}{U_1^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{+\infty} U_n^2 - U_1^2}{U_1^2}} \quad (7)$$

根据帕斯瓦尔定理, 有

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{+\infty} U_n^2 &= \frac{1}{T} \int_0^T U_0^2(t) dt = \\ &= \frac{1}{2\pi} \sum_{k=0}^F [4k^2 V_{bs}^2 (\theta_{k+1} - \theta_k)] = \\ &= \frac{2}{\pi} V_{bs}^2 \left[\frac{\pi}{2} F^2 - \sum_{k=1}^F (2k-1)\theta_k \right] \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $\theta_0 = 0$, $\theta_{F+1} = \frac{\pi}{2}$ 。

将式 (8) 代入式 (7) 得

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=3}^{+\infty} U_n^2}{U_1^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{+\infty} U_n^2 - U_1^2}{U_1^2}} = \sqrt{\frac{2}{m^2} \left[F^2 - \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^F (2k-1)\theta_k \right] - 1} \quad (9)$$

2 总谐波失真最小化方法

本节利用 KKT 条件法推导最小化总谐波失真的导通角计算方法。目标是在特定的调制系数 m 下, 求得一组导通角 θ_k , $k=1, 2, \dots, 2^N-1$, 使得式 (9) 中的总谐波失真最小。不失一般性, 设 $V_{bs}=1$, 最高电平数为 H , 在图 1 中 $H=2^N-1$ 。它等价于以下最优化问题:

$$\min f(\boldsymbol{\theta}) = -\sum_{k=1}^H (2k-1)\theta_k \quad (10)$$

$$\text{subject to } h(\boldsymbol{\theta}) = m \frac{\pi}{4} - \sum_{k=1}^H [\cos(\theta_k)] = 0 \quad (11)$$

$$g_0(\boldsymbol{\theta}) = -\theta_1 \leq 0 \quad (12)$$

$$g_j(\boldsymbol{\theta}) = \theta_j - \theta_{j+1} \leq 0, j=1, 2, \dots, H-1 \quad (13)$$

$$g_H(\boldsymbol{\theta}) = \theta_H - \frac{\pi}{2} \leq 0 \quad (14)$$

其中, $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1 \ \theta_2 \ \dots \ \theta_H]^T$ 。 $f(\boldsymbol{\theta})$, $g(\boldsymbol{\theta})$ 和 $h(\boldsymbol{\theta})$ 都是关于 $\boldsymbol{\theta}$ 的连续可导函数。设 $\boldsymbol{\theta}^*$ 是 $f(\boldsymbol{\theta})$ 的一个局部极值点, 则存在 λ 以及 $\mu_j \geq 0 (j=0, 1, 2, \dots, H)$ 满足

$$\nabla f(\boldsymbol{\theta}^*) + \lambda \nabla h(\boldsymbol{\theta}^*) + \sum_{j=0}^H \mu_j \nabla g_j(\boldsymbol{\theta}^*) = 0 \quad (15)$$

$$\mu_j g_j(\boldsymbol{\theta}^*) = 0, j \in J = \{0, 1, \dots, H\} \quad (16)$$

下一步求 $f(\boldsymbol{\theta})$ 的所有局部最小值。对于一个特定的解 $\boldsymbol{\theta}^*$, 定义有效子集 $J(\boldsymbol{\theta}^*) = \{j \in J, g_j(\boldsymbol{\theta}^*) = 0\}$ 。根据式 (15), 得

$$-(2j-1) + \lambda \sin \theta_j^* - \mu_{j-1} + \mu_j = 0 \quad (17)$$

式 (16) 表明如果 $j \in J(\boldsymbol{\theta}^*)$, μ_j 可能是任意的非负实数, 但对于任意的 $j \notin J(\boldsymbol{\theta}^*)$, $\mu_j = 0$ 。下面确定所有对应于调制系数 m 的有效子集 $J(\boldsymbol{\theta}^*)$ 。假设满足 $j \notin J(\boldsymbol{\theta}^*)$ 最大的数值 j 是 S , 现在证明对于任意的 $j \leq S$, $j \notin J(\boldsymbol{\theta}^*)$ 。

对任意的 $j_0 \leq S$, 如果 $j_0 \notin J(\boldsymbol{\theta}^*)$ 但 $j_0 - 1 \in J(\boldsymbol{\theta}^*)$, 显然 $\mu_{j_0} = 0$, $\mu_{j_0-1} \geq 0$ 且 $\theta_{j_0-1}^* = \theta_{j_0}^*$ 。可以推导出下述等式:

$$-(2j_0-1) + \lambda \sin \theta_{j_0}^* - \mu_{j_0-1} = 0 \quad (18)$$

$$-(2j_0-3) + \lambda \sin \theta_{j_0}^* - \mu_{j_0-2} + \mu_{j_0-1} = 0 \quad (19)$$

所以 $\mu_{j_0-2} = 2\mu_{j_0-1} + 2 > 0$, 则 $\theta_{j_0-2}^* = \theta_{j_0-1}^*$ 且 $j_0 - 2 \in J(\boldsymbol{\theta}^*)$ 。同样可以证明对于任意的 $j \leq j_0 - 1$, $j \in J(\boldsymbol{\theta}^*)$ 且 $g_j(\boldsymbol{\theta}^*) = 0$, 则 $0 = \theta_1^* = \theta_2^* = \dots = \theta_{j_0}^*$ 。这样式 (18) 的左侧必定为负值, 继而产生逻辑矛盾。所以必然不存在 $j \leq S$, $j \in J(\boldsymbol{\theta}^*)$ 。得证。

上述结论表明 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_S$ 都非零并且彼此不同。对于任意的 $j > S$, $j \in J(\boldsymbol{\theta}^*)$ 且 $g_j(\boldsymbol{\theta}^*) = 0$, 则 $\theta_{S+1}^* = \theta_{S+2}^* = \dots = \theta_H^* = \frac{\pi}{2}$ 。 S 为阶梯的级数。

讨论非有效子集 $\bar{J}(\boldsymbol{\theta}^*) = \{j \leq S \text{ or } j \notin J(\boldsymbol{\theta}^*)\}$ 。

由式 (13), 得

$$-(2j-1) + \lambda \sin \theta_j^* = 0, j \in \bar{J}(\boldsymbol{\theta}^*) \quad (20)$$

所以

$$\sin \theta_j^* = \frac{2j-1}{\lambda}, j \in \bar{J}(\boldsymbol{\theta}^*) \quad (21)$$

根据 $h(\boldsymbol{\theta})$ 的约束条件, 有

$$\sum_{j=1}^S \sqrt{1 - \left(\frac{2j-1}{\lambda}\right)^2} = \frac{\pi}{4} m \quad (22)$$

对于特定的 S , 有对应的调制系数的区间

$M(S)$ 使得式 (21) 和式 (22) 成立。设其下界为 $M_{\min}(S)$, 上界为 $M_{\max}(S)$ 。要使式 (22) 的等号左侧为一实数, 须满足 $\lambda \geq 2S-1$ 。所以 $M(S)$ 的下界为

$$M_{\min}(S) = \frac{4}{\pi} \sum_{j=1}^S \sqrt{1 - \left(\frac{2j-1}{2S-1}\right)^2} \quad (23)$$

当 $M(S)$ 达到最大值时, $\lambda \rightarrow +\infty$ 。即

$$M_{\max}(S) = \frac{4}{\pi} S \quad (24)$$

当 $\lambda = 2S-1$ 时, $\theta_s^* = \frac{\pi}{2}$, 显然 $\theta_{s+1}^* = \frac{\pi}{2}$, 则 $g_s(\theta^*) = 0$, $S \in J(\theta^*)$, 与上文中的假设矛盾。所以 $M(S)$ 不能完全达到它的下界。而当 $\lambda \rightarrow +\infty$ 时, $\cos\theta_1^* = \cos\theta_2^* = \dots = \cos\theta_s^* = 1$, 与上文中的结论 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_s$ 非零相矛盾, 所以 $M(S)$ 不包含它的上界。因此, 与 S 相对应的调制系数的区间 $M(S)$ 为 $M(S) = (M_{\min}(S), M_{\max}(S))$ 。当 $N=4$ 时, $H=2^N-1=15$, 各级 S 所对应的 $M_{\min}(S)$ 和 $M_{\max}(S)$ 如表 1 所示。

表 1 $M_{\min}(S)$ 和 $M_{\max}(S)$
Table 1 $M_{\min}(S)$ and $M_{\max}(S)$

S	$M_{\min}(S)$	$M_{\max}(S)$
1	0	1.273 2
2	1.200 4	2.546 5
3	2.266 1	3.819 7
4	3.301 6	5.093 0
5	4.324 7	6.366 2
6	5.341 3	7.639 4
7	6.353 9	8.912 7
8	7.363 9	10.185 9
9	8.372 1	11.459 2
10	9.378 9	12.732 4
11	10.384 8	14.005 6
12	11.389 9	15.278 9
13	12.394 4	16.552 1
14	13.398 4	17.825 4
15	14.401 9	19.098 6
16	15.405 1	20.371 8

对某个特定的调制系数 m , 满足 $m \in M(S')$ 的任意 S' 均是一个合理的阶梯级数的选择。我们可以求得所有的满足 $m \in M(S')$ 的 S' , 并通过式 (22) 求得与 m 和 S' 对应的 λ , 将 λ 代入式 (21) 得到一组局部最优解 $\{\theta^*\}$ 。这一组局部最优解是全局最优解的备选解。为保证上述解法不是退化的, 下面证

明它符合线性独立约束规范 (LICQ), 即有效不等式约束的梯度和等式约束的梯度于任意局部最优解 θ^* 处线性独立。

等式约束于 θ^* 的梯度为

$$\nabla \mathbf{h}(\theta^*) = [\sin\theta_1 \quad \sin\theta_2 \quad \dots \quad \sin\theta_s \quad 1 \quad \dots \quad 1]^T \quad (25)$$

有效不等式约束于 θ^* 的梯度为

$$\nabla g_j(\theta^*) = [0 \quad \dots \quad 0 \quad \underset{jh}{1} \quad -1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]^T, S < j < H \quad (26)$$

$$\nabla g_H(\theta^*) = [0 \quad \dots \quad 0 \quad 1]^T \quad (27)$$

矩阵 $\mathbf{G} = [\nabla g_{S+1}(\theta^*) \quad \nabla g_{S+2}(\theta^*) \quad \dots \quad \nabla g_H(\theta^*)]$ 的秩为 $H-S$, 所以有效不等式约束于局部最优解 θ^* 处相互线性独立。同时由于 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_s$ 非零且互不相同, $\nabla \mathbf{h}(\theta^*)$ 和 $\nabla \mathbf{g}(\theta^*)$ 线性独立。所以上述解法满足 LICQ。得证。

我们需要从局部最优解集 $\{\theta^*\}$ 选取全局最优解。下面证明: 当且仅当 m 处于区间 $(M_{\min}(S_0), M_{\min}(S_0+1))$ 时, 与 S_0 相对应的局部最优解为全局最优解。这个命题等价于: 当调制系数处于区间 $(M_{\min}(S_0), M_{\max}(S_0-1))$ 时, 相对于 $S=S_0-1$ 对应的局部最优调制波形, $S=S_0$ 对应的局部最优调制波形总谐波失真更小。

设与 $S=S_0-1$ 对应的导通角为 $\theta_k = \sin^{-1}[(2k-1)\zeta]$, $k=1, 2, \dots, S_0-1$, 而与 $S=S_0$ 对应的导通角为 $\theta_k = \sin^{-1}[(2k-1)\gamma]$, $k=1, 2, \dots, S_0$ 。定义下列函数:

$$p_1(\zeta) = \sum_{k=1}^{S_0-1} \sqrt{1 - (2k-1)^2 \zeta^2} \quad (28)$$

$$p_2(\gamma) = \sum_{k=1}^{S_0} \sqrt{1 - (2k-1)^2 \gamma^2} \quad (29)$$

$$q_1(\zeta) = -\sum_{k=1}^{S_0-1} (2k-1) \sin^{-1}[(2k-1)\zeta] - \sum_{k=S_0}^H (2k-1) \frac{\pi}{2} \quad (30)$$

$$q_2(\gamma) = -\sum_{k=1}^{S_0} (2k-1) \sin^{-1}[(2k-1)\gamma] - \sum_{k=S_0+1}^H (2k-1) \frac{\pi}{2} \quad (31)$$

设 $z_0 = \frac{1}{2S_0-1}$, $p_1(z_0) = p_2(z_0) = \frac{\pi}{4} M_{\min}(S_0)$ 且 $q_1(z_0) = q_2(z_0) = q(S_0)$ 。定义常数 ζ_0 和 γ_0 , 它们满足 $p_1(\zeta_0) = \frac{\pi}{4} m$, $p_2(\gamma_0) = \frac{\pi}{4} m$, 其中 $m \in (M_{\min}(S_0), M_{\max}(S_0-1))$ 。显然我们的目标是要证明 $q_1(\zeta_0) > q_2(\gamma_0)$ 。 p_1 , p_2 , q_1 和 q_2 都是连续函

数, 且 $\zeta_0 < \gamma_0 < z_0$ 。可以得到以下方程:

$$p_1'(x) = -\sum_{k=1}^{S_0-1} \frac{(2k-1)^2 x}{\sqrt{1-(2k-1)^2 x^2}} \quad (32)$$

$$p_2'(x) = -\sum_{k=1}^{S_0} \frac{(2k-1)^2 x}{\sqrt{1-(2k-1)^2 x^2}} \quad (33)$$

$$\frac{\pi}{4} [m - M_{\min}(S_0)] = \int_{z_0}^{\zeta_0} p_1'(x) dx = \int_{z_0}^{\gamma_0} p_2'(x) dx \quad (34)$$

$$q_1'(x) = -\sum_{k=1}^{S_0-1} \frac{(2k-1)^2}{\sqrt{1-(2k-1)^2 x^2}} \quad (35)$$

$$q_2'(x) = -\sum_{k=1}^{S_0} \frac{(2k-1)^2}{\sqrt{1-(2k-1)^2 x^2}} \quad (36)$$

$$q_1(\zeta_0) - q(z_0) = \int_{z_0}^{\zeta_0} q_1'(x) dx \quad (37)$$

$$q_2(\gamma_0) - q(z_0) = \int_{z_0}^{\gamma_0} q_2'(x) dx \quad (38)$$

显然要证 $q_1(\zeta_0) > q_2(\gamma_0)$, 就要证 $\int_{z_0}^{\zeta_0} q_1'(x) dx > \int_{z_0}^{\gamma_0} q_2'(x) dx$ 。它等价于证明 $\int_{z_0}^{\gamma_0} [-q_1'(x)] dx > \int_{z_0}^{\gamma_0} [q_1'(x) - q_2'(x)] dx$ 。可以得到:

$$\int_{z_0}^{\gamma_0} [-q_1'(x)] dx = \frac{1}{\gamma_0} \int_{z_0}^{\gamma_0} [-q_1'(x) \cdot \gamma_0] dx >$$

$$\frac{1}{\gamma_0} \int_{z_0}^{\gamma_0} [-q_1'(x) \cdot x] dx = \quad (39)$$

$$\frac{1}{\gamma_0} \int_{z_0}^{\gamma_0} [-p_1'(x)] dx$$

$$\int_{z_0}^{\gamma_0} [q_1'(x) - q_2'(x)] dx = \frac{1}{\gamma_0} \int_{z_0}^{\gamma_0} [(q_1'(x) - q_2'(x)) \cdot \gamma_0] dx <$$

$$\frac{1}{\gamma_0} \int_{z_0}^{\gamma_0} [(q_1'(x) - q_2'(x)) \cdot x] dx = \quad (40)$$

$$\frac{1}{\gamma_0} \int_{z_0}^{\gamma_0} [p_1'(x) - p_2'(x)] dx$$

根据式 (34), 不等式 (39) 和式 (40) 的右侧相等。所以 $\int_{z_0}^{\zeta_0} q_1'(x) dx > \int_{z_0}^{\gamma_0} q_2'(x) dx$ 且 $q_1(\zeta_0) > q_2(\gamma_0)$ 。得证。

这样就得到了总谐波失真最小化的导通角计算方法。具体步骤如下:

1) 根据 (23) 计算调制系数的分界点 $M_{\min}(S)$, 其中 $S=1, 2, \dots, H$ 。

2) 选择合适的阶梯级数 S_0 , 此时调制系数 $m \in (M_{\min}(S_0), M_{\min}(S_0+1)]$ 。

3) 通过式 (22) 计算参数 λ 。

4) 根据式 (21) 计算各导通角的正弦, 如果超过了 1, 令其为 1。

5) 根据反三角函数求得各级电平的导通角 $\theta_k, k=1, 2, \dots, H$ 。

需要指出的是, 上述算法只适用于调制系数处于区间 $(0, M_{\min}(H+1)]$ 的情形。当调制系数在区间 $(M_{\min}(H+1), \frac{4H}{\pi}]$ 内时, 只能选择 $S=H$ 来进行求解。我们将此区间定义为阶梯调制的过调制区间。

3 参数 λ 的计算

通过式 (22) 计算 λ 是整个过程中最重要, 也是最复杂的一个步骤。式 (22) 是一个单变量非线性方程, 很难用解析表达式在整个定义域内求解。下面采用牛顿—拉普逊迭代法和幂函数逼近法来求解 λ 。

3.1 牛顿—拉普逊迭代法

假设 $m \in (M_{\min}(S_0), M_{\min}(S_0+1)]$, 且设 $\rho = \frac{2}{\lambda}$ 。则需要满足

$$\sum_{k=1}^{S_0} \sqrt{1-(k-0.5)^2 \cdot \rho^2} = \frac{\pi m}{4} \quad (41)$$

使用牛顿—拉普逊法求解式 (41) 中的 ρ 。设

$$f(\rho) = \sum_{k=1}^{S_0} \sqrt{1-(k-0.5)^2 \cdot \rho^2} - \frac{\pi m}{4} \quad (42)$$

$$f'(\rho) = \sum_{k=1}^{S_0} \frac{-(k-0.5)^2 \cdot \rho}{\sqrt{1-(k-0.5)^2 \cdot \rho^2}} \quad (43)$$

假设第 $j-1$ 次迭代所计算得到的解为 ρ_{j-1} , 则第 j 次迭代的解可表示为

$$\rho_j = \rho_{j-1} - \frac{f(\rho_{j-1})}{f'(\rho_{j-1})} \quad (44)$$

设计算精度为 $prec(\rho) = \left| f(\rho) / \left(\frac{\pi m}{4} \right) \right|$, 并设精

度阈值为 δ_0 , 如 $\delta_0 = 0.001$ 。当 $prec(\rho_j) \leq \delta_0$ 时, 可认为已达到足够的精度, 停止迭代并根据式 (21) 计算各导通角。

牛顿—拉普逊法中关键问题是初始参数 ρ_0 的选择。由于当 $S=S_0$ 时, ρ 的范围是 $\left[\frac{1}{S_0+0.5}, \frac{1}{S_0-0.5} \right)$ 。因此 ρ_0 可以取 $\rho_0 = \frac{1}{S_0}$ 。

在实际系统中, 调制系数是时变的, 且在部分情况下它的变化比较连续。如果仍然在每一时刻都选取初始值 $\rho_0 = 1/S_0$, 会增加迭代次数, 占用计算资源。假设第 i 时刻的第 j 次迭代所计算的参数值为 $\rho_j^{(i)}$, 第 i 时刻迭代 J_i 次后满足 $\text{prec}(\rho_j^{(i)}) = \left| f(\rho_j^{(i)}) - \left(\frac{\pi m}{4} \right) \right| \leq \delta_0$, 且第 i 时刻的阶梯级数为 $S_0^{(i)}$ 。则第 $i+1$ 时刻的参数初值 $\rho_0^{(i+1)}$ 按照以下方法求出:

- 1) 若 $S_0^{(i)} = S_0^{(i+1)}$, 则 $\rho_0^{(i+1)} = \rho_j^{(i)}$;
- 2) 若 $S_0^{(i)} < S_0^{(i+1)}$, 则 $\rho_0^{(i+1)} = \frac{1}{S_0^{(i+1)} - 0.5}$;
- 3) 若 $S_0^{(i)} > S_0^{(i+1)}$, 则 $\rho_0^{(i+1)} = \frac{1}{S_0^{(i+1)} + 0.5}$ 。

下面讨论牛顿—拉普逊法的计算复杂度。这里仅包含迭代计算参数 ρ 的算法复杂度, 不考虑加减运算所消耗的时间, 仅考虑乘法、除法、开方和反三角函数运算的时间。各 $(k-0.5)$, $(k-0.5)^2$ 和 $\frac{\pi}{4}$

的值已存储在微处理器或 DSP 芯片中。 $\frac{\pi m}{4}$ 的值在对应于当前时刻的迭代开始前计算。对于当前时刻的各次迭代, 根据式 (42) 和式 (43), 时间复杂度为

$$T_{it} = (2S_0)T_{mul} + (S_0 + 1)T_{div} + S_0T_{sqt} \quad (45)$$

其中: T_{it} 为单次迭代时间复杂度; T_{mul} 为乘法运算时间; T_{div} 为除法运算时间; T_{sqt} 为开方运算时间。当前时刻的总时间复杂度为

$$T_{sum} = J \cdot T_{it} + T_{mul} \quad (46)$$

其中: T_{sum} 为牛顿—拉普逊法总时间复杂度; J 为当前时刻的迭代次数。

可见, 当阶梯级数 S_0 较大, 或迭代次数 J 较多时, 计算的时间复杂度也较高。特别地, 这种方法不适用于调制系数剧烈变化的情形, 因为在这种情况下每一时刻的迭代次数一般会很多。

3.2 幂函数逼近法

为节约运算资源, 提升运算速度, 并克服牛顿—拉普逊法的缺点, 本文提出了幂函数逼近法。阶梯级数 S 可以表示为调制系数 m 的函数, 即

$$S = f(m) = S', m \in (M_{\min}(S' + 1), M_{\min}(S' + 1)] \quad (47)$$

设参数 $\sigma = \frac{\lambda}{2}$, 当阶梯级数为 S 时, $\sigma \in (S - 0.5, S + 0.5]$ 。同时 σ 也可以表示为 m 的函数, 即 $\sigma = g(m)$ 。这里不需要使用任何迭代方法, 我们可以将 $g(m)$ 近似为一个分段幂函数, 即

$$\sigma = g(m) \approx g_1(m) = a_{f(m)} \left[m - M_{\min}(f(m)) \right]^{b_{f(m)}} + f(m) - 0.5 \quad (48)$$

目标是求取 a_s 和 b_s , 其中 $S = 1, 2, \dots, 15$, 使得关于 σ 的计算误差在一个可接受的范围内。确定 a_s 和 b_s 的步骤如下。

3.2.1 选定拟合点集

我们希望式 (48) 中的 $g_1(m)$ 能够在整个分段区间 $m \in (M_{\min}(S), M_{\min}(S + 1)]$ 内与 $\sigma = g(m)$ 达到高度近似。调制系数 m 与 σ 的关系为

$$m = g^{-1}(\sigma) = G(\sigma) = \frac{4}{\pi} \sum_{j=1}^S \sqrt{1 - \left(\frac{j-0.5}{\sigma} \right)^2} \quad (49)$$

$$\frac{dm}{d\sigma} = G'(\sigma) = \frac{4}{\pi} \sum_{j=1}^S \frac{(j-0.5)^2}{\sigma^2 \sqrt{\sigma^2 - (j-0.5)^2}} \quad (50)$$

设用于拟合的点集为一个 $\{(m_{S_n}, \sigma_{S_n})\}$ 的数列。我们希望 m_{S_n} 在区间 $(M_{\min}(S), M_{\min}(S + 1)]$ 内均匀分布。一种能够近似达到这个目标的方法如图 3 所示。

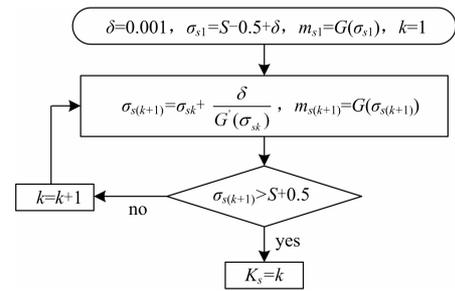


图 3 求取拟合点集流程图
Fig. 3 Flowchart of acquiring fitting points

在图 3 中, K 是拟合点集数列最终的长度, δ 是一个表示采样精度的常数。对于每一个可能的阶梯级数 S , 要用图 3 中的方案求所对应的拟合点集。

3.2.2 近似幂函数的求取

对某个特定的 S , 当得到与之对应的拟合点集后, 我们需要用这个点集列来得到 a_s 和 b_s 。公式 (48) 可表示为

$$\ln(\sigma_s - S + 0.5) = b_s \cdot \ln[m_s - M_{\min}(S)] + \ln a_s \quad (51)$$

$$\text{设 } r_s = \ln(\sigma_s - S + 0.5), t_s = \ln[m_s - M_{\min}(S)].$$

使用线性拟合中的最小二乘法, 得到

$$b_S = \frac{K_S \sum_{k=1}^{K_S} t_{Sk} r_{Sk} - \sum_{k=1}^{K_S} t_{Sk} \sum_{k=1}^{K_S} r_{Sk}}{K_S \sum_{k=1}^{K_S} t_{Sk}^2 - \left(\sum_{k=1}^{K_S} t_{Sk} \right)^2} \quad (52)$$

$$\ln a_S = \frac{\sum_{k=1}^{K_S} r_{Sk}}{K_S} - b_S \frac{\sum_{k=1}^{K_S} t_{Sk}}{K_S} \quad (53)$$

将式 (52) 和式 (53) 代入式 (48) 中就得到了近似的幂函数。为了评价近似函数的精度, 分别定义对应于 S 的相关系数和标准拟合误差为

$$cr_S = \frac{\sum_{k=1}^{K_S} (t_{Sk} - \bar{t}_S)(r_{Sk} - \bar{r}_S)}{\sqrt{\sum_{k=1}^{K_S} (t_{Sk} - \bar{t}_S)^2 \sum_{k=1}^{K_S} (r_{Sk} - \bar{r}_S)^2}} \quad (54)$$

$$E_p(S) = \sqrt{\sum_{k=1}^{K_S} \left[\frac{m_{Sk} - G[g_1(m_{Sk})]}{m_{Sk}} \right]^2} / K_S \quad (55)$$

相应的近似幂函数系数和拟合精度结果如表2所示。

表2 拟合结果
Table 2 Fitting results

S	a_S	b_S	$E_p(S)$	cr_S
1	0.287 0	2.428 6	0.072 1	0.989 7
2	0.636 6	2.191 3	0.013 2	0.997 5
3	0.794 8	2.048 6	0.005 4	0.999 3
4	0.879 7	1.951 0	0.002 4	0.999 8
5	0.930 9	1.877 9	0.001 0	0.999 9
6	0.964 6	1.820 3	6.1014e-04	0.999 9
7	0.988 1	1.774 0	7.1725e-04	0.999 8
8	1.005 2	1.735 5	8.7757e-04	0.999 7
9	1.017 9	1.702 6	9.8586e-04	0.999 5
10	1.027 9	1.674 9	0.001 1	0.999 4
11	1.035 6	1.649 6	0.001 1	0.999 3
12	1.041 7	1.627 5	0.001 1	0.999 2
13	1.046 6	1.607 3	0.001 1	0.999 1
14	1.050 5	1.589 1	0.001 1	0.999 0
15	1.054 1	1.573 4	0.001 1	0.999 0

调制系数的拟合误差如图4所示。调制系数的误差会导致基波幅值失真。

由表2可知, 相关系数 cr_S 非常接近1, 表明 r_S 和 t_S 呈现强相关性, 证明了近似算法的可靠性。同时当 $S \geq 3$ 时, 调制系数的标准拟合误差小于1%。从图4中可以看出, 当 $S=1$ 时, 近似函数的误差非常高。我们在 $S=1$ 时精确计算参数 σ 为

$$\sigma = \sqrt{\frac{4}{16 - (\pi m)^2}}, S=1 \quad (56)$$

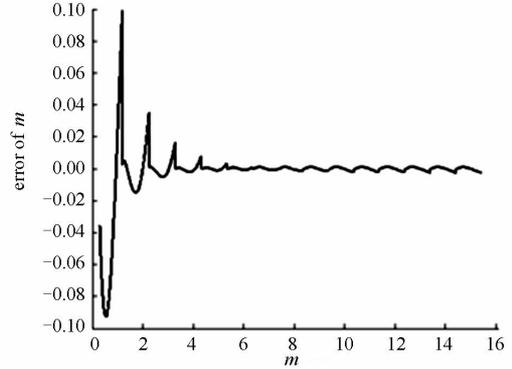


图4 调制系数的拟合误差

Fig. 4 Fitting error of modulation index

根据式 (48), 幂函数逼近法当前时刻的总时间复杂度为

$$T'_{\text{sum}} = T_{\text{mul}} + T_{\text{pow}} \quad (57)$$

其中: T'_{sum} 为幂函数逼近法的总时间复杂度; T_{pow} 为幂指数计算时间。

比较式 (57) 和式 (46), 可以发现幂函数逼近法的计算时间复杂度相对于牛顿—拉普逊法显著减少, 并且不受阶梯级数 S_0 、迭代次数 J 的影响。为进一步节约计算资源, 这里规定在第 i 时刻, 若 $\left| \frac{m^{(i)} - m_0}{m_0} \right| \leq \delta_{m_0}$, 不再用式 (48) 计算对应于 $m^{(i)}$ 的参数 σ 的值, 而是直接使用对应于 m_0 的参数 σ 的值 σ_0 ; 否则需根据式 (48) 计算对应于 $m^{(i)}$ 的参数 σ 的值, 并令 $m_0 = m^{(i)}$, $\sigma_0 = \sigma^{(i)}$ 。其中 δ_{m_0} 为选定的误差阈值。目前的微处理器或 DSP 芯片能够胜任这些运算。

4 仿真结果

这里讨论 $V_{bs} = 1$ 且 $N = 4$ 的情形, 采用本文提出的幂函数逼近法计算参数 λ 。图5和图6分别表示调制系数为 $m = 5$ 和 $m = 15$ 时的输出电压波形及各次谐波含量, 比较这2个图看出, $m = 15$ 时的谐波含量远小于 $m = 5$ 的谐波含量。在图7中, 0.04 s 之前, $m = 5.3$; 从 0.04 s 开始, 调制系数线性提升, 直至 0.14 s 调制系数达到 $m = 15.3$ 。很明显, 阶梯级数 S 随着调制系数的增大而增大。总谐波失真随调制系数的变化如图8所示。从图8可以看出, 虽然区间中间有一些波动, 总谐波失真总体的变化趋势仍是随着调制系数的增大而减小。

使用本文的方法, 需要存储和调用各分界点 $M_{\min}(S)$, 和近似幂函数参数 a_s 和 b_s , 但不需要离

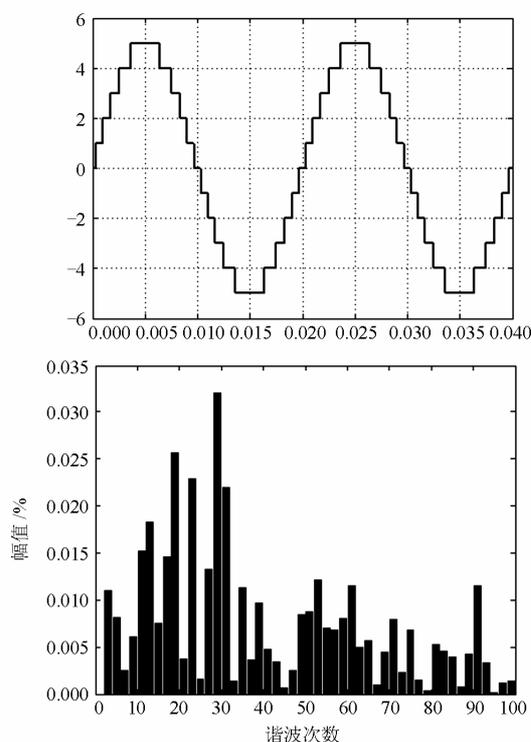


图 5 当 $m=5$ 时的输出电压及其各次谐波含量
Fig. 5 Output voltage and harmonics when $m=5$

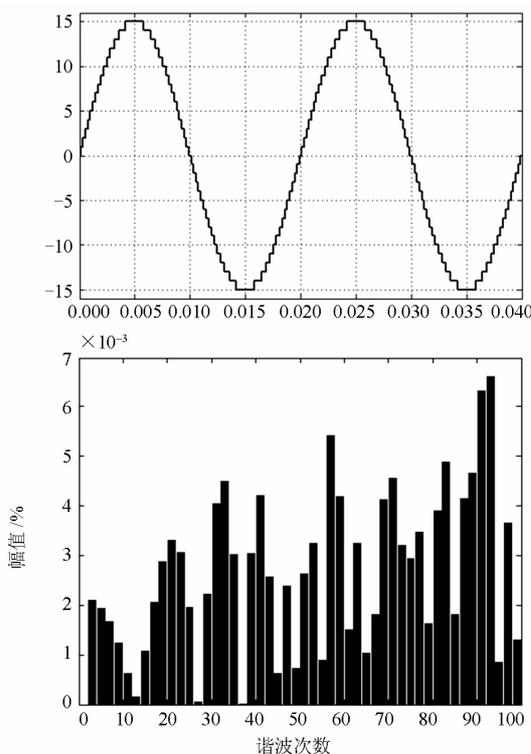


图 6 当 $m=15$ 时的输出电压及其各次谐波含量
Fig. 6 Output voltage and harmonics when $m=15$

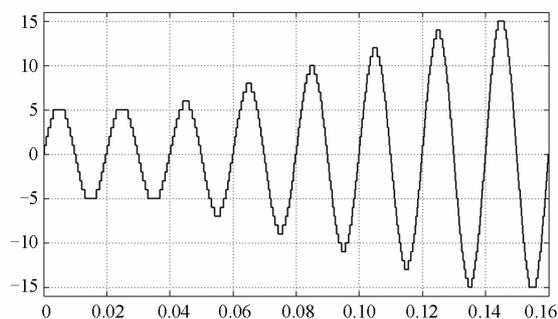


图 7 级联逆变器的输出电压
Fig. 7 Output voltage of cascaded inverter

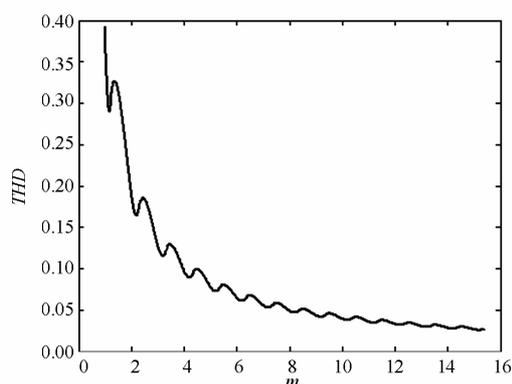


图 8 总谐波失真随调制系数变化曲线
Fig. 8 THD with respect to modulation index

线计算和保存对应于各基频电压幅值下的导通角, 而使用微处理器在线计算出各导通角。相对于各类查表法, 它的优势在于高精度和低存储空间占用率。当然也可以使用上述方法将对应不同基频幅值的 λ 存储起来, 运行时调用并通过式 (21) 和反正弦函数求解导通角。这样会降低精度和分辨率, 可能导致基频电压幅值失真, 但会稍降低复杂度。与文献 [28-29] 的方法相比, 本文方法充分考虑了各电平数量下的情形, 与导通角优化对应的基频电压幅值的范围更宽, 复杂度更低。

5 结论

阶梯调制是级联型逆变器的一种重要的调制策略。本文经过严格的数学推导, 提出了一种最小化总谐波失真的阶梯调制在线算法, 总谐波失真总体趋势随调制系数的增大而减小, 当调制系数为 7.96 和 13.06 时, 总谐波失真分别达到 5% 和 3%。

为了克服牛顿—拉普逊迭代法在求取导通角时计算复杂度高的缺点, 本文提出了一种幂函数近似求取调制参数的方法, 该方法大大简化了计算量。仿真结果证实了这些方法的有效性。

参考文献

- [1] 张民, 贺仁睦, 孙哲, 等. 基于 PSCAD/EMTDC 的直流控制保护仿真系统仿真平台及其在直流工程中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(3): 112-117.
ZHANG Min, HE Ren-mu, SUN Zhe, et al. The HVDC control and protection simulation platform based on PSCAD/EMTDC and its application in HVDC projects[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(3): 112-117.
- [2] ESFANDIARI E, MARIUN N, MARHABAN M H, et al. Switch-ladder: reliable and efficient multilevel inverter[J]. Electronics Letters, 2010, 46(9): 646-647.
- [3] ESFANDIARI E, MARIUN N B. Experimental results of 47-level switch-ladder multilevel inverter[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2013, 60(11): 4960-4967.
- [4] LIANG Y, NWANKPA C O. A new type of STATCOM based on cascading voltage-source inverters with phase-shifted unipolar SPWM[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1999, 35(5): 1118-1123.
- [5] 费万民, 都小利, 居荣, 等. 基于等面积法的多电平逆变器 SPWM 方法[J]. 电工技术学报, 2010, 25(3): 89-96.
FEI Wan-min, DU Xiao-li, JU Rong, et al. A novel PWM method for multilevel inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(3): 89-96.
- [6] 陆志国, 赵丽丽, 吴春军, 等. 一种新型的三相桥级联型 PWM 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(24): 131-137.
LU Zhi-guo, ZHAO Li-li, WU Chun-jun, et al. A novel three-phase-bridge cascaded PWM converter[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(24): 131-137.
- [7] 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 Wan-min, Lü Zheng-yu, YAO Wen-xi. Research of selected harmonic elimination PWM technique applicable to multi-level voltage inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(1): 102-106.
- [8] 费万民, 阮新波, 张艳丽, 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 Wan-min, RUAN Xin-bo, ZHANG Yan-li, 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.
- [9] 许爱国, 谢少军. 阶梯波合成逆变器的波形调制技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(21): 34-39.
XU Ai-guo, XIE Shao-jun. Research on waveform modulation technique for staircase inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(21): 34-39.
- [10] 姚志垒, 肖岚. 基于改进 DPC-SVM 的三相并网逆变器[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(4): 141-147.
YAO Zhi-lei, XIAO Lan. Three-phase grid-connected inverters with improved DPC-SVM[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(4): 141-147.
- [11] 常伟, 史丽萍, 王思捷, 等. 空间矢量调制技术在 6 kV 级联静止同步补偿器中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(12): 95-99, 140.
CHANG Wei, SHI Li-ping, WANG Si-jie, et al. Application of space vector modulation in 6 kV cascade STATCOM[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(12): 95-99, 140.
- [12] 王兆宇, 艾芊. 三电平逆变器空间矢量调制及中点电压控制[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(20): 131-136.
WANG Zhao-yu, AI Qian. Space vector modulation for three-level inverter and neutral point potential control[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(20): 131-136.
- [13] 倪喜军, 赵剑锋, 曹武, 等. 开关损耗优化的级联型逆变器全区域空间矢量调制策略[J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 101-109.
NI Xi-jun, ZHAO Jian-feng, CAO Wu, et al. Switching loss optimized SVPWM algorithm for cascade multilevel inverters in all region[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(4): 101-109.
- [14] 王翠. n 级逆变器 SVPWM 调制零序电压优化算法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(6): 158-164.
WANG Cui. An optimal algorithm on zero order voltage of space vector PWM modulation for n-cell inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(6): 158-164.
- [15] 周明磊, 游小杰, 王琛琛, 等. 特定次谐波消除调制方式的谐波特性分析[J]. 电工技术学报, 2013, 28(9): 11-20.
ZHOU Ming-lei, YOU Xiao-jie, WANG Chen-chen, et al. Harmonic analysis of selected harmonic elimination pulse width modulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(9): 11-20.
- [16] TOLBERT L M, PENG F Z, HABELTLER T G. Multilevel converters for large electric drives[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1999, 35(1): 36-44.

- [17] SIRISUKPRASERT S, LAI J, LIU T. Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 875-881.
- [18] FILHO F, TOLBERT L M, YUE C, et al. Real-time selective harmonic minimization for multilevel inverters connected to solar panels using artificial neural network angle generation[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2011, 47(5): 2117-2124.
- [19] JIN W, AHAMADI D. A precise and practical harmonic elimination method for multilevel inverters[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2010, 46(2): 857-865.
- [20] OZPINECI B, TOLBERT L M, CHIASSON J N. Harmonic optimization of multilevel converters using genetic algorithm[J]. IEEE Power Electron Lett, 2005, 3(3): 92-95.
- [21] 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 Trans on Power Electronics, 2004, 19(2): 478-490.
- [22] KANG D W, KIM H C, KIM T J, et al. A simple method for acquiring the conducting angle in a multilevel cascaded inverter using step pulse waves[J]. IEE Proc Electric Power Applications, 2005, 152(1): 103-111.
- [23] 陈元娣, 夏敏学, 朱忠尼. 基于阶梯波与瞬时值反馈混合控制的光伏并网级联逆变器[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(14): 172-176, 185.
CHEN Yuan-di, XIA Min-xue, ZHU Zhong-ni. Photovoltaic grid-connected cascaded inverter based on stepped waveforms and instantaneous value feedback hybrid control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(14): 172-176, 185.
- [24] 陈元娣, 刘涤尘, 宋庆国, 等. 阶梯波调制级联逆变器触发角的一种简便算法[J]. 电工电能新技术, 2010, 29(1): 35-40.
CHEN Yuan-di, LIU Di-chen, SONG Qing-guo, et al. A simple algorithm of trigger angle for step wave modulated cascade inverters[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2010, 29(1): 35-40.
- [25] HUANG F. Near optimal approach in the design and implementation of multilevel voltage source inverters[J]. IEE Proceedings Electric Power Applications, 1999, 146(6): 661-666.
- [26] DIONG B, SEPAHVAND H, CORZINE K A. Harmonic distortion optimization of cascaded H-bridge inverters considering device voltage drops and noninteger DC voltage ratios[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2013, 60(8): 3106-3114.
- [27] HAGH M T, TAGHIZADEH H, RAZI K. Harmonic minimization in multilevel inverters using modified species-based particle swarm optimization[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2009, 24(10): 2259-2267.
- [28] LIU Y, HONG H, HUANG A Q. Real-time calculation of switching angles minimizing THD for multilevel inverters with step modulation[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 56(2): 285-293.
- [29] LIU Y, HONG H, HUANG A Q. Real-time algorithm for minimizing THD in multilevel inverters with unequal or varying voltage steps under staircase modulation[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 2249-2258.

收稿日期: 2013-12-23; 修回日期: 2014-04-09

作者简介:

李素非(1988-), 男, 硕士, 研究方向为局部放电在线监测、电力电子技术等; E-mail: lsf5072@126.com

李国杰(1965-), 男, 通信作者, 博士, 教授, 主要研究方向为新能源控制与接入、微电网分析与控制。E-mail: liguojie@sjtu.edu.cn

翟登辉(1984-), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为微电网系统及电力电子设备研发。