

模块化多电平换流器型直流输电的调制策略

管敏渊，徐 政，屠卿瑞，潘伟勇
(浙江大学电气工程学院，浙江省杭州市 310027)

摘要：介绍了模块化多电平换流器(MMC)的拓扑结构和工作原理。对 MMC 可以使用的几种调制策略进行了比较,当 MMC 用于直流输电这样的高压大功率场合时,需要的电平数很多,而最近电平逼近调制(NLM)正适用于这类情况。提出了 NLM 在 MMC 中的实现方法,给出了计算 NLM 基波和各次谐波幅值的解析表达式,绘出了 NLM 的基波分量和总谐波畸变率随电平数和调制波幅值的变化而变化的情况。指出了当系统进入严重过调制区时,NLM 性能会明显恶化。利用 PSCAD/EMTDC 下搭建的仿真系统对 NLM 的基波和谐波特性进行了仿真。理论计算和仿真结果均表明使用 NLM 策略的 MMC 在较大的工作范围内都具有很好的调制波跟踪能力和较低的谐波水平。

关键词：模块化多电平换流器；电压源换流器；高压直流输电；调制策略；最近电平逼近调制；谐波；总谐波畸变率

0 引言

随着全控型电力电子器件的发展,使用由其构成的电压源换流器(VSC)进行直流输电成为可能^[1-3]。电压源换流器型高压直流(VSC HVDC)输电技术可以实现有功和无功功率的快速解耦控制^[4-5],与传统直流输电相比具有一系列的优点^[6-8],其应用越来越多^[1,8]。VSC 是 VSC HVDC 输电系统的核心,目前有多种可行的拓扑结构^[1,9]。使用两电平和三电平换流器的 VSC HVDC 输电已得到工业应用^[8]。受电平数的限制,这些拓扑的输出特性较差^[9],必须使用脉宽调制(PWM)技术^[10],器件开关频率高,开关损耗较大^[11-12];受单个开关器件耐压的限制,这些拓扑需要使用大量开关器件直接串联的技术,对各器件开通和关断的一致性、串联器件的均压特性等要求很高^[3,9]。文献^[13-15]提出的模块化多电平换流器(MMC)使用子模块串联的方法,避免了大量开关器件的直接串联,对器件的开关一致性要求不高^[9],可以达到很大的电平数,输出特性好,适用于 VSC HVDC 输电领域^[9,12]。MMC 可以使用阶梯波调制降低器件开关频率,开关损耗较小^[9,12]。但是,随着电平数的增加,也提高了其调制和控制的复杂性^[16]。

本文根据最近电平逼近的思路^[17-18],提出了一种适合 MMC 的调制策略,对其基波和谐波特性进行了理论计算,并在 PSCAD/EMTDC 平台上进行了仿真,验证了其实用性和有效性。

1 MMC 基本原理

图 1 所示为 MMC 的拓扑结构。

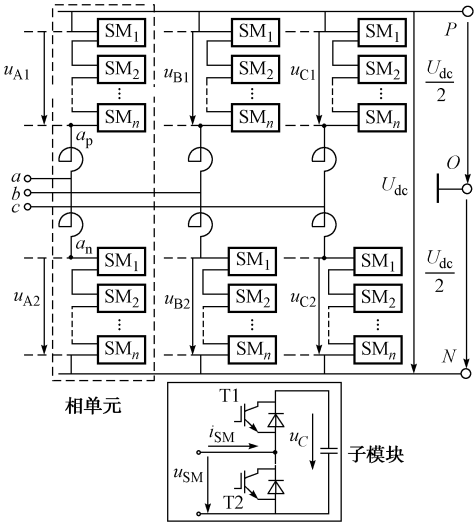


图 1 MMC 结构
Fig. 1 Circuit configuration of MMC

图中,O 点为零电位参考点,每个桥臂由 1 个电抗器和 n 个子模块串联而成,每一相的上、下 2 个桥臂构成一个相单元。图 1 也给出了每个子模块的结构。一个子模块共有 3 种开关状态^[9]:① 2 个绝缘栅双极型晶闸管(IGBT)均闭锁,一般在启动和故障时使用,称为闭锁状态;② 上部 IGBT(T1)开通,下部 IGBT(T2)闭锁,这时子模块输出电压为电容电压,称为投入状态;③ 上部 IGBT(T1)闭锁,下部 IGBT(T2)开通,这时子模块输出电压为 0,称为切

除状态。这样,可以通过触发来控制子模块的输出电压。出于模块化设计和制造的目的,各子模块额定值相同,且6个桥臂电抗值也相等。

MMC正常工作有2个条件:①直流电压的维持,对图1来说就是3个相单元中处于投入状态的子模块数都相等且不变,使 $u_{A1} + u_{A2} = u_{B1} + u_{B2} = u_{C1} + u_{C2}$;②三相交流电压的输出,就是通过对3个相单元上、下桥臂中处于投入状态的子模块数进行分配而实现对换流器输出电压的调节。

当A相上桥臂所有 n 个子模块都切除时, $u_{A1} = 0$, a 点电压为直流正极电压,这时A相下桥臂所有的 n 个子模块都要投入,才能获得最大的直流电压,从而提高器件利用率。又因为相单元中处于投入状态的子模块数是一个不变的量,所以一般情况下,理论上每个相单元中处于投入状态的子模块数为 n 个,是该相单元全部子模块数($2n$)的一半。这样,单个桥臂中处于投入状态的子模块数可以是 $0, 1, 2, \dots, n$,也就是说MMC最多能输出的电平数为 $n+1$ 。从该拓扑结构可以看到,MMC通过子模块串联很容易达到很大的电平数。而二极管钳位型多电平换流器和电容钳位型多电平换流器随着电平数的增加,拓扑复杂程度将大大增加^[16]。

2 MMC调制策略选择

VSC HVDC输电控制器根据设定的有功、无功功率和直流电压等指令得到调制波(工频正弦电压波)。MMC的调制策略就是如何通过投入、切除子模块来使MMC输出的交流电压逼近调制波。当用于VSC HVDC输电时,为了满足高压大功率的要求,需要的电平数很多,往往在几十到上百电平^[3],这种情况下谐波问题已不严重,阶梯波调制就能达到很好的输出特性,且其开关次数小于PWM,能够明显减少开关损耗^[19]。多电平阶梯波调制有以下2类^[17]:多电平消谐波调制和电压逼近调制。多电平消谐波调制根据不同的调制波幅值,利用基波和谐波解析表达式设定相应的几组开关角,工作时根据系统运行条件查表确定输出哪组开关角,其优点是能很好地控制谐波,缺点是动态特性差,计算量随着电平数的增大而急剧增大,适用于电平数不太多的场合^[17]。电压逼近调制策略有空间矢量控制(SVC)和最近电平逼近调制(NLM)^[17-18],其原理是使用最近的电压矢量或电平瞬时逼近调制波,适用于电平数很多的场合^[17]。当电平数太多时,电压矢量数会很多,SVC的实现较复杂,因此,对于用于VSC HVDC输电的MMC(电平数极多),NLM具有相对的优势。

3 NLM在MMC上的实现

用 $u_s(t)$ 表示调制波的瞬时值, U_c 表示子模块电容电压的平均值。一个桥臂含有的子模块数 n 通常是偶数。每个相单元中只有 n 个子模块被投入。如果这 n 个子模块由上、下桥臂平均分担,则该相单元输出电压为0。根据图2,随着调制波瞬时值从0开始升高,该相单元下桥臂处于投入状态的子模块需要逐渐增加,而上桥臂处于投入状态的子模块需要相应地减少,使该相单元的输出电压跟随调制波升高,将二者之差控制在 $\pm U_c/2$ 以内。可见 U_c 是影响NLM逼近性能的关键参数。

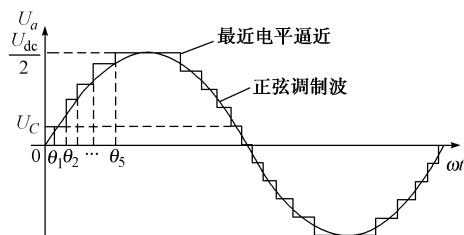


图2 MMC的NLM
Fig. 2 NLM for MMC

本文根据最近电平逼近的思路提出NLM在MMC中的实现方法,在每个时刻,下桥臂和上桥臂需要投入的子模块数 n_{down} 和 n_{up} 可以分别表示为:

$$n_{down} = \frac{n}{2} + \text{round}\left(\frac{u_s}{U_c}\right) \quad (1)$$

$$n_{up} = n - n_{down} = \frac{n}{2} - \text{round}\left(\frac{u_s}{U_c}\right) \quad (2)$$

式中: $\text{round}(x)$ 表示取与 x 最接近的整数。

受子模块数的限制,有 $0 \leq n_{up}, n_{down} \leq n$ 。如果根据式(1)、式(2)算得的 n_{up} 和 n_{down} 总在边界值以内,称NLM工作在正常工作区。一旦算得的某个 n_{up} 和 n_{down} 超出了边界值,则这时只能取相应的边界值。这意味着当调制波升高到一定程度,受电平数限制,NLM已无法将MMC的输出电压与调制波电压之差控制在 $\pm U_c/2$ 内,这时称NLM进入过调制区。

4 NLM的基波和谐波特性

设调制波 $u_s = m \sin \omega_N t$,由图2知NLM的输出电压波形为1/4周期奇对称,运用傅里叶级数理论,根据前1/4周期内的一组开关角就可以得到NLM的基波和谐波解析表达式:

$$u_a(\omega_N t) = \frac{4U_c}{\pi} \sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{h} \left(\cos h\theta_1 + \cos h\theta_2 + \dots + \cos h\theta_s \right) \sin h\omega_N t \quad (3)$$

式中: θ_i 为第 1 个 $1/4$ 周期内第 i 个电平阶跃的电角度; s 为第 1 个 $1/4$ 周期内的电平阶跃数, 通常等于 $n/2$ 。

NLM 的基波特性就是计算 u_a 的基波幅值 U_{a1m} 逼近 m 的程度。使用反三角函数可以得到各开关角的解析表达式:

$$\begin{cases} \theta_1 = \arcsin \frac{0.5U_c}{m} \\ \theta_2 = \arcsin \frac{1.5U_c}{m} \\ \vdots \\ \theta_s = \arcsin \left(\min \left(\text{round} \left(\frac{m}{U_c} \right), \frac{n}{2} \right) - 0.5 \right) \frac{U_c}{m} \end{cases} \quad (4)$$

将式(4)代入式(3)中得到基波幅值:

$$U_{a1m} = \frac{4U_c}{\pi} \left\{ \sqrt{1 - \left(\frac{0.5U_c}{m} \right)^2} + \sqrt{1 - \left(\frac{1.5U_c}{m} \right)^2} + \dots + \sqrt{1 - \left[\frac{\left(\min \left(\text{round} \left(\frac{m}{U_c} \right), \frac{n}{2} \right) - 0.5 \right) U_c}{m} \right]^2} \right\} \quad (5)$$

5 NLM 的基波和谐波特性计算

$U_{dc} = nU_c$, 将 $U_{dc}/2$ 作为相电压标幺化的基准值。对 21 电平系统, $U_c = U_{dc}/20$; 对 51 电平系统 $U_c = U_{dc}/50$ 。图 3 给出了 4 种不同电平数的 NLM 在不同调制波幅值 m (标幺值) 下的 U_{a1m}/m 值, 可以看到 NLM 的基波逼近能力在较大范围内都很好。从 21 电平到 31 电平, U_{a1m}/m 的波动明显减小; 从 41 电平到 51 电平, U_{a1m}/m 波动的减小已不明显。随着系统进入过调制区, U_{a1m}/m 值会下降。

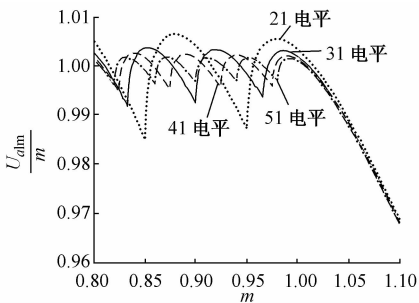


图 3 NLM 基波特性计算

Fig. 3 Fundamental component calculation of NLM

图 4 给出了 4 种不同电平数的 NLM 在不同的调制波幅值 m 下的电压总谐波畸变率 (THD)。21 电平、31 电平、41 电平和 51 电平 NLM 的 THD

基本上分别小于 5%, 4%, 3% 和 2%。随着系统进入过调制区, THD 值显著上升。结合图 3 和图 4, 当系统进入严重过调制区时, 其性能会明显恶化。附录 A 图 A1 给出了 21 电平和 41 电平的 2 次 ~ 127 次谐波 ($m=1$), 各次谐波幅值没有明显规律, 但与基波相比都很小, 基本上在 1% 以下。

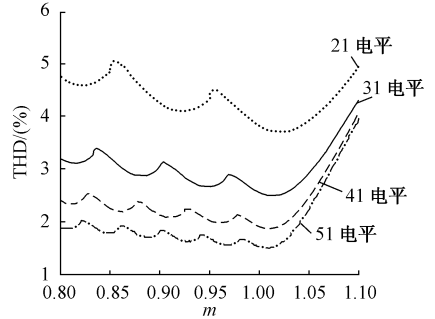


图 4 NLM 总谐波畸变率计算

Fig. 4 THD calculation of NLM

6 NLM 的基波和谐波特性仿真

搭建了基于 NLM 的 21 电平 MMC 仿真平台, 该仿真平台是由 MMC 构成的两端 VSC HVDC 输电系统, 能够实现 2 种模式: ①子模块直流储能使用理想直流电压源; ②子模块直流储能使用电容器, 其子模块直流电压波动较大, 这将导致 MMC 输出的阶梯波畸变。NLM 仅给出某桥臂投入的子模块数, 并不具体给出投入哪些子模块, 这项功能由子模块电容电压均衡控制实现。在模式 2 中, 对子模块电容电压使用如下的均衡控制策略^[9]: 监测各子模块电容电压值, 在电平变化时刻, 根据桥臂电流方向确定其对子模块电容是充电还是放电, 结合对子模块电容电压的排序, 决定投入电容电压偏低还是偏高的那些子模块。仿真系统中通过选用适当大小的电容值, 将子模块直流电压波动控制在 $\pm 10\%$ 以内。仿真研究是针对图 1 中 a_p 点和 a_n 点的电压, 取 VSC HVDC 输电系统整流侧的电压波形进行分析的。总直流电压 $U_{dc} = 400 \text{ kV} (\pm 200 \text{ kV})$, 子模块电容电压额定值 $U_c = 20 \text{ kV}$ 。调制波幅值 m 为 180 kV, 其标幺值在 0.9 左右。

由图 5 和图 6 可见, 使用 NLM 的 MMC 确实能很好地跟踪调制波。图 7 所示的 THD 仿真值与图 4 所示的 THD 理论计算值基本吻合。用电容储能时波形会畸变, THD 会增大, 但是只要将电容电压波动控制在一定程度内, 系统性能仅是略有下降。实际上, a_p 点和 a_n 点是经过桥臂电抗与交流系统相连, 这样, 图 1 桥臂电抗器之后与交流系统相连的 a 点的 THD 小于 a_p 点和 a_n 点, 减小的程度由具体

交流系统的谐波阻抗和桥臂电抗值共同决定。图 8 为模式 2 的 U_{ap} 和 U_{an} 的 THD。

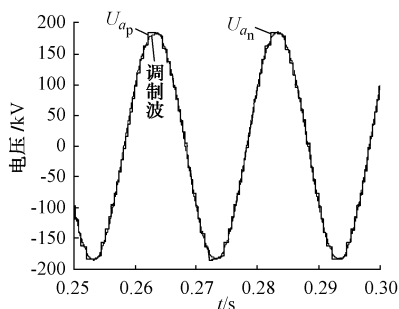


图 5 模式 1 的调制波和 U_{ap} , U_{an}

Fig. 5 Modulation wave and U_{ap} , U_{an} at mode 1

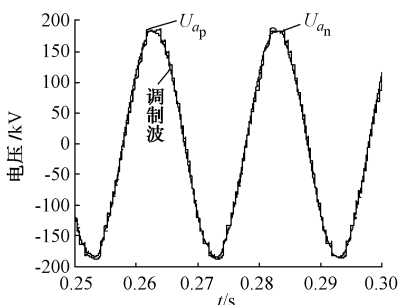


图 6 模式 2 的调制波和 U_{ap} , U_{an}

Fig. 6 Modulation wave and U_{ap} , U_{an} at mode 2

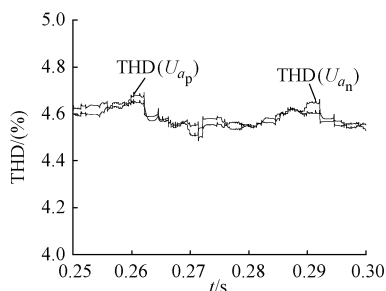


图 7 模式 1 的 U_{ap} 和 U_{an} 的 THD

Fig. 7 THD of U_{ap} and U_{an} at mode 1

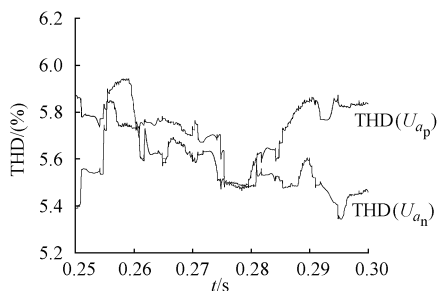


图 8 模式 2 的 U_{ap} 和 U_{an} 的 THD

Fig. 8 THD of U_{ap} and U_{an} at mode 2

7 结语

1) 本文介绍了 MMC 的拓扑结构和工作原理。当 MMC 用于 VSC HVDC 输电领域时,需要的电平数很多,适合采用 NLM。

2) 本文给出了 MMC 的 NLM 实现方法及其基波、谐波特性解析表达式,计算了 NLM 的基波和 THD 随着电平数和调制波幅值的变化而变化的情况,指出了 NLM 在较大的工作范围内都有很好的调制波跟随性能和较小的谐波含量,当系统进入严重过调制区时,NLM 的性能会明显恶化。

3) 本文在 PSCAD/EMTDC 平台上搭建了基于 NLM 的两端 MMC 直流输电仿真系统,并使用了子模块电容电压均衡控制,给出了仿真系统跟踪调制波的能力和 THD,仿真结果与理论计算值基本吻合,验证了 NLM 策略的实用性和有效性。

附录见本刊网络版 (<http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx>)。

参考文献

- [1] FLOURENTZOU N, AGELIDIS V G, DEMETRIADES G D. VSC-based HVDC power transmission systems: an overview. IEEE Trans on Power Electronics, 2009, 24(3): 592-602.
- [2] 徐政, 陈海荣. 电压源换流器型直流输电技术综述. 高电压技术, 2007, 33(1): 1-10.
XU Zheng, CHEN Hairong. Review and applications of VSC HVDC. High Voltage Engineering, 2007, 33(1): 1-10.
- [3] DORN J, HUANG H, RETZMANN D. Novel voltage-sourced converters for HVDC and FACTS applications// CIGRE Symposium, November 1-4, 2007, Osaka, Japan.
- [4] 赵成勇, 李金丰, 李广凯. 基于有功和无功独立调节的 VSC-HVDC 控制策略. 电力系统自动化, 2005, 29(9): 20-24.
ZHAO Chengyong, LI Jinfeng, LI Guangkai. VSC-HVDC control strategy based on respective adjustment of active and reactive power. Automation of Electric Power Systems, 2005, 29(9): 20-24.
- [5] 陈谦, 唐国庆, 胡铭. 采用 $dq0$ 坐标的 VSC-HVDC 稳态模型与控制器设计. 电力系统自动化, 2004, 28(16): 61-66.
CHEN Qian, TANG Guoqing, HU Ming. Steady-state model and controller design of a VSC-HVDC converter based on $dq0$ -axis. Automation of Electric Power Systems, 2004, 28(16): 61-66.
- [6] CIGRE Study Committee B4-WG 37. VSC transmission [R/OL]. [2009-07-01]. <http://www.cigre.org>.
- [7] SCHETTLER F, HUANG H, CHRISTL N. HVDC transmission systems using voltage sourced converters design and applications// Proceedings of IEEE PES Summer Meeting: Vol 2, July 16-20, 2000, Seattle, WA, USA: 715-720.
- [8] ABB. It's time to connect-technical description of HVDC light technology. Sweden: ABB Power Technology, 2005.
- [9] GEMMELL B, DORN J, RETZMANN D, et al. Prospects of multilevel VSC technologies for power transmission//

- Proceedings of IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition, April 21-24, 2008, Chicago, IL, USA: 16p.
- [10] 潘武略, 徐政, 张静. 基于电压源换流器的高压直流输电系统混合调制方式. 电力系统自动化, 2008, 32(5): 54-58.
PAN Wulue, XU Zheng, ZHANG Jing. A hybrid modulation method for VSC type high voltage direct current system. Automation of Electric Power Systems, 2008, 32(5): 54-58.
- [11] 潘武略, 徐政, 张静, 等. 电压源换流器型直流输电换流器损耗分析. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 7-14.
PAN Wulue, XU Zheng, ZHANG Jing, et al. Dissipation analysis of VSC-HVDC converter. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(21): 7-14.
- [12] ALLEBROD S, HAMERSKI R, MARQUARDT R. New transformerless, scalable modular multilevel converters for HVDC-transmission// Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 15-19, 2008, Rhodes, Greece: 174-179.
- [13] LESNICAR S, MARQUARDT R. A new modular voltage source inverter topology// Proceedings of 10th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE2003, September 2-4, 2003, Toulouse, France.
- [14] LESNICAR A, MARQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range// Proceedings of IEEE PowerTech Conference, June 23-26, 2003, Bologna, Italy: 1-6.
- [15] GLINKA M. Prototype of multiphase modular-multilevel-converter with 2 MW power rating and 17-level-output-voltage// Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 20-26, 2004, Aachen, Germany: 2572-2576.
- [16] HAGIWARA M, AKAGI H. PWM control and experiment of modular multilevel converters// Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 15-19, 2008, Rhodes, Greece: 154-161.
- [17] FRANQUELO L G, RODRIGUEZ J, LEON J I, et al. The age of multilevel converters arrives. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2008, 2(2): 28-39.
- [18] PEREZ M, RODRIGUEZ J, PONT J, et al. Power distribution in hybrid multi-cell converter with nearest level modulation// Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics, June 4-7, 2007, Vigo, Spain: 736-741.
- [19] RODRIGUEZ J, LAI J S, PENG F Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 724-738.

管敏渊(1985—), 男, 博士研究生, 主要研究方向: 直流输电系统. E-mail: guanminyuan@gmail.com

徐政(1962—), 男, 通信作者, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向: 大规模交直流电力系统分析、直流输电与柔性交流输电、电力谐波与电能质量. E-mail: hnxuzheng@yahoo.com.cn

屠卿瑞(1985—), 男, 博士研究生, 主要研究方向: 风力发电接入系统、直流输电。

Nearest Level Modulation for Modular Multilevel Converters in HVDC Transmission

GUAN Minyuan, XU Zheng, TU Qingrui, PAN Weiyong
(Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: This paper describes the circuit configuration and operation mechanism of MMC. The comparisons of some modulation methods for MMC show that NLM is the best for MMC in high-power high-voltage applications, such as high voltage direct current (HVDC) transmission. The NLM method for MMC is proposed, and the formulas to calculate the fundamental and harmonic components are given. The variations of the fundamental component and the voltage THD with the number of voltage levels and the amplitude of modulation wave are exhibited. The system performance will be deteriorated in the over modulation range, which need to be avoided. Simulation results obtained with PSCAD/EMTDC are consistent with the theoretical results. Both the calculation and simulation results show that the output voltage of NLM based MMC is a good approximation to the modulation wave and has low harmonic contents in a wide operation range.

Key words: modular multilevel converter (MMC); voltage sourced converter (VSC); high voltage direct current (HVDC); modulation methods; nearest level modulation (NLM); harmonics; total harmonic distortion (THD)

附录 A

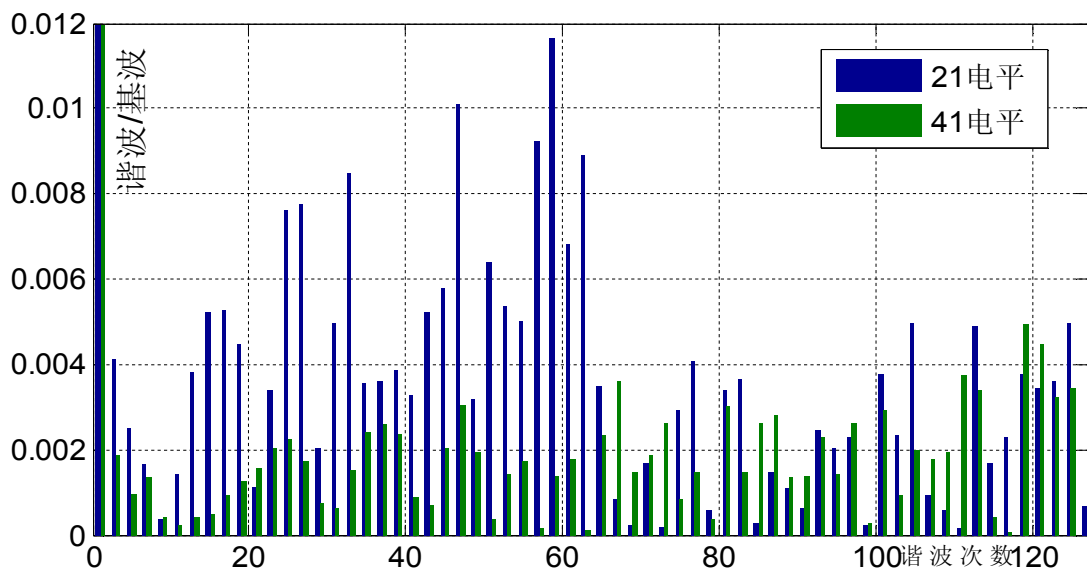


图 A1 21 和 41 电平 NLM 谐波含量
Fig.A1 Harmonic content of 21-level and 41-level NLM