

单相多电平并网级联逆变器调制技术的研究

郑嘉龙, 陈开宇, 杨 鸽

(四川水利职业技术学院电力工程学院, 四川 成都 611231)

摘要:为简化单相多电平并网级联逆变器控制复杂度,设计了一种 H 桥模块独立控制的 LCL 型单相多电平并网逆变器。首先,在单相 LCL 型并网逆变器基础上设计了单相多电平并网级联逆变器的主电路和控制电路;其次,基于单极倍频正弦脉冲宽度调制控制方法提出了两种多电平调制策略,并且分析了它们在开环控制和闭环控制中的特性;然后,根据所提逆变器特点推导了 LCL 滤波器参数计算公式;最后,在仿真平台上验证所提理论的有效性。仿真实验结果表明:两种调制策略均会受到并网逆变器闭环控制策略和调制比的影响,导致正弦调制信号跟随载波信号而发生变化;两种策略均能保障所提单相级联逆变器实现多电平输出;从并网电流总谐波畸变率指标来看,基于三角载波同相移动的策略 1 的调制效果更好。

关键词:单相级联逆变器;多电平;单极倍频 SPWM;调制技术;LCL 滤波器

中图分类号:TM 862 **文献标志码:**A **文章编号:**1003-6954(2025)02-0103-08

DOI:10.16527/j.issn.1003-6954.20250216

Research on Modulation Technology of Single-phase Multilevel Grid-connected Cascaded Inverter

ZHENG Jialong, CHEN Kaiyu, YANG Ge

(School of Electric Power Engineering, Sichuan Water Conservancy Vocational College,
Chengdu 611231, Sichuan, China)

Abstract:In order to simplify control complexity of single-phase multilevel grid-connected cascaded inverters, a single-phase multilevel grid-connected inverter with LCL filter is designed with independent control. Firstly, the main circuit and control circuit of single-phase multilevel grid-connected cascaded inverter based on single-phase grid-connected inverter with LCL filter are designed. Secondly, two multilevel modulation strategies are proposed based on unipolar frequency doubling SPWM control method, and their characteristics in open-loop control and closed-loop control are analyzed. Then, based on the characteristics of the proposed inverter, a formula for calculating the parameters of LCL filter is derived. Finally, the effectiveness of the proposed theory is verified on a simulation platform. The simulation experiment results show that both modulation strategies are affected by the closed-loop control strategy and the modulation ratio of grid-connected inverter, resulting in the sinusoidal modulation signal changing with the carrier signal. And both strategies can ensure the proposed cascaded inverters to achieve multilevel output. From the perspective of the total harmonic distortion index of grid-connected current, the modulation effect of the first strategy based on triangular carrier phase shift is better.

Key words: single-phase cascaded inverter; multilevel; unipolar frequency doubling SPWM; modulation technology; LCL filter

0 引言

大力发展清洁能源是实现“双碳”目标的有效途径,光伏发电和风力发电的装机容量增长迅速且还有很大的拓展空间。接入配电网是微电网的主要并网方式,建设微电网有利于电能就地消纳,缓解电网压力^[1]。随着分布式光伏发电系统容量的增加,需要更高等级电压满足并网需求。单相多电平级联逆变器正适合这类场景的应用,如大容量屋顶光伏发电系统^[2]。虽然单相光伏级联多电平逆变器还有一些技术问题有待进一步解决^[3],例如漏电流抑制和功率均衡控制问题,但这些并不影响其光明的应用前景。级联逆变器作为最早出现的一种多电平逆变器已经取得了广泛应用。

实现逆变器多电平输出的关键在于调制技术。正弦脉冲宽度调制(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)是脉冲宽度调制技术之一,它根据载波波形在二维坐标中移动方向的不同,可分为载波移相 SPWM(phase shifted SPWM, PS-SPWM)和载波层叠 SPWM(level shifted SPWM, LS-SPWM)。PS-SPWM 也被称为载波移相正弦脉宽调制技术^[4],它作为主流标准调制技术应用在级联 H 桥型 STATCOM 等无功补偿设备控制中^[5-6]。根据层叠调制波相位的不同,LS-SPWM 技术还可以细分为同相层叠 SPWM、反向层叠 SPWM 和交替反向层叠 SPWM(alternative phase opposition disposition SPWM, APOD-SPWM)^[7]。单极倍频 SPWM 控制方法是并网逆变器的基本控制策略之一,在实现逆变器多电平输出中得到了应用^[8-9]。文献[10]采用单极倍频调制技术对同相层叠调制策略进行优化,解决了多载波调制策略存在的不足。调制波幅值和载波幅值之比称为调制比,它是调制技术的关键参数。相关研究表明,不同调制比将影响逆变器并网电压总谐波畸变率^[11]。在调制比参数整定研究方面,文献[12]给出了单相级联 H 桥(H-bridge, HB)的光伏并网逆变器控制原理图,该图显示调制比由直流母线电压、输出功率、角功等诸多参数根据控制策略计算得到。该方法的优势在于调制波与载波可以采用标准正弦波和标准三角波,调制过程控制简单,但其劣势在于获取调制比时计算困难,还须克服模块

间通信问题。文献[13]还提出将单相级联 HB 光伏并网逆变器并网节点反馈的电参量输入单个调节控制器后,再进行电力电子开关元件驱动信号调制。该控制电路结构简单,减少了不同 HB 模块的控制冗余度,有利于 HB 模块级联数量较多的应用场景。针对该型并网逆变器输出可能出现的功率平衡问题,文献[14]提出工作范围功率自适应控制策略,依然采用传统的调制方法。

为了简化单相级联 HB 光伏并网逆变器控制复杂度并减轻对 HB 模块间通信的依赖程度,基于单台 LCL 型单相并网逆变器工作原理^[15],提出采用 HB 模块独立控制的 LCL 型单相多电平级联并网逆变器应用于 HB 级联数量较少的场景。采用定调制比单极倍频 APOD-SPWM 技术实现多电平输出,进一步研究单极倍频 SPWM 多电平调制技术在多电平单相并网级联逆变器方面的应用。该调制策略的创新点在于:选择合理的调制比后,电力电子器件的控制信号受到调制波动态反馈控制;合理设计 LCL 滤波器参数确保并网电流满足要求。最后通过 Matlab/Simulink 软件开展仿真实验验证所提方案的可行性。

1 电路设计

1.1 电路拓扑

主电路拓扑结构见图 1,图中虚线框表示级联逆变器最小单元 HB,每个 HB 模块包含 4 个电力电子开关(如模块 1 的 S_{11} 、 S_{12} 、 S_{13} 、 S_{14}),各 HB 采用串联的方法级联; L_1 、 L_2 和 C 构成逆变器的输出滤波器; $U_{dc1...n}$ 为逆变器直流侧电压; U_g 为逆变器接入的电网电压。控制策略方面,由图 1 可以看出每个 HB 模块都采用相同的参考电流 i_{2ref} 、控制函数 $G_i(s)$ 、电容支路反馈系数(有源阻尼系数) H_{i1} 和电网电流反馈系数 H_{i2} ,采用单极倍频 SPWM 控制 HB 模块。 $G_i(s)$ 的表达式为

$$G_i(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (1)$$

式中: K_p 为比例系数; K_i 为积分系数。

1.2 调制技术

APOD-SPWM 波的整个周期都同时存在正负反相的三角载波,这一特点与单极倍频 SPWM 控制原

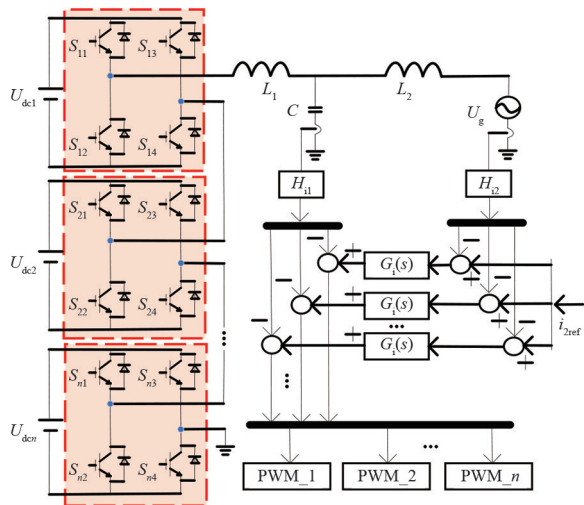


图 1 主电路拓扑

理的波形特点极其相似。因此,提出单极倍频 APD-SPWM 调制技术,其原理见图 2,图中: v_M 为调制信号; v_{tri1} 和 $-v_{tri1}$ 为 HB 模块 1 的载波信号; v_{tri2} 和 $-v_{tri2}$ 为 HB 模块 2 的载波信号。图 2 中展示了两种策略,每种策略正弦调制波形一直保持不变。策略 1 是将两组三角载波同向移动;策略 2 是将两组三角载波反向移动。调制信号的幅值没有改变,而载波信号的幅值发生了变化,这就意味着调制比发生了变化。载波信号上移的幅度 ΔH 将直接影响该 HB 模块的输出波形,进而影响级联逆变器的输出波形。上述两种策略载波移动的 ΔH 相同,可将移动不同 ΔH 的策略定义为上述策略的变种策略。策略 2 的变种策略还可以是 v_{tri2} 和 $-v_{tri2}$ 调换移动方向。为了减少讨论的复杂度,下面重点分析图 2(b)、(c) 这两种情况。由上述内容可以推知, ΔH 的取值将影响调制效果,应该综合考虑输出滤波器的要求,合理选择载波信号向上平移的幅度, ΔH 取值范围为

$$0 < \Delta H < 2V_{tri} \quad (2)$$

双傅里叶变换是分析调制波频谱最常用方法^[16],但该方法表达式比较复杂,因此采用波形图分析法对所提调制技术进行阐述,以期获得更加直观的表达效果。以两个 HB 模块级联为例说明策略 1 的具体实现过程。由于调制信号为正弦信号,正负周期的调制结果只需要将相位取反。因此,只给出策略 1 调制信号正半周的调制原理,见图 3。HB 模块 2 的载波信号相对 HB 模块 1 的载波信号整体上移 $0.5V_{tri}$ 。当 S_{11} 和 S_{14} 同时打开时,HB 模块 1 的输出波形为 v_{A1B1} ;当 S_{21} 和 S_{24} 同时打开时,HB 模

块 2 的输出波形为 v_{A2B2} 。两个 HB 模块在调制信号正半周输出波形为 v_{inv2} 。由 v_{inv2} 的波形可以推知,策略 1 可以实现两个 HB 模块级联逆变器五电平输出。HB 模块 2 的载波整体向上平移而正弦调制信号位置不变。

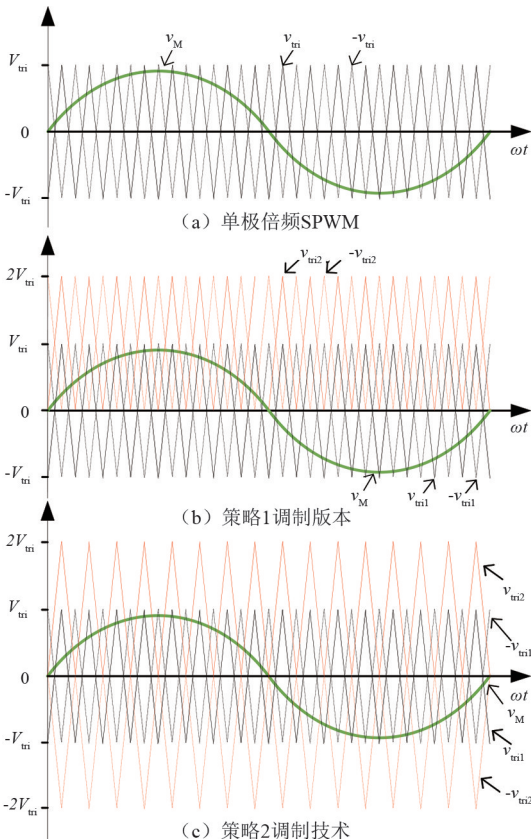


图 2 调制原理

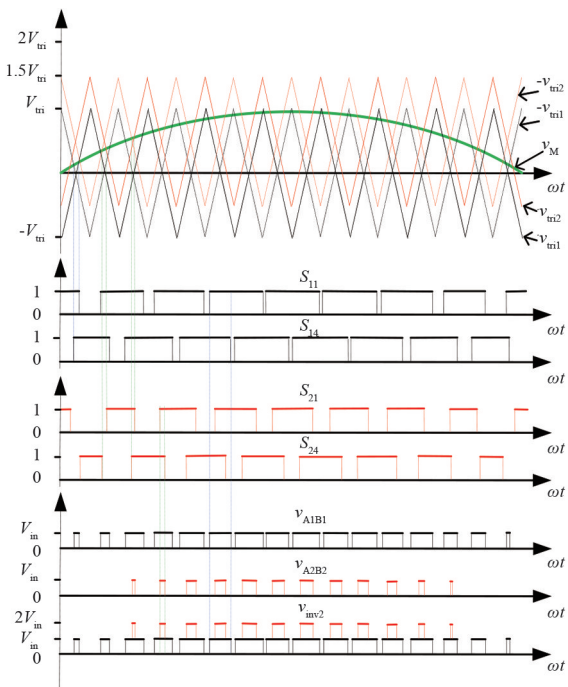


图 3 策略 1 示例

以上讨论适用于开环控制的情况,并没有考虑并网逆变器控制策略(控制闭环)给调制策略带来的影响。设计 HB 模块参数算例如表 1 所示。仿真移动 $0.5V_{\text{tri}}$ 后得到单台并网逆变器采用策略 1 和策略 2 的调制波形如图 4 和图 5 所示。受到定调制比条件的约束,两图中的正弦调制信号最大值跟随载波的变化而变化:图 4 的波形显示正弦调制信号与载波同相移动相同单位数值;图 5 的波形显示正弦调制信号自动跟踪正负两个三角载波的变化。由图 1 可知,所提多电平单相并网级联逆变器各个 HB 模块的调制信号相同。在其中任何一个 HB 模块采用策略 1 或策略 2 后,即使其他 HB 模块载波保持不变也将出现正弦调制信号和载波型号发生位置偏移的情况。换言之,执行上述策略的 HB 模块的调制比保持不变,导致了级联逆变器中其他 HB 模块的调制比发生了变化。虽然,图 4 中电力电子

开关没有像图 5 那样出现连续低电平或高电平,但 HB 模块级联后仍将输出多电平电压波形。

表 1 HB 模块参数

参数	值	参数	值
HB 母线电压 U_{dc}/V	360	基波频率 f_o/Hz	50
电网电压 U_g/V	220	开关频率 f_s/kHz	10
HB 输出功率 P_o/kW	6	载波幅值 V_{tri}/V	3
电容支路反馈系数 H_{i1}	0.10	比例系数 K_p	0.45
并网电流反馈系数 H_{i2}	0.15	积分系数 K_i	2200

1.3 滤波器设计及调制技术性能分析

降低滤波器要求是级联逆变器的突出优点之一。如何设计单相级联逆变器 LCL 滤波器参数的研究成果还较为鲜见。为了适应级联逆变器的特点,将文献[17]所提 LCL 滤波器设计参数的两个电压参数进行修正后得到单相级联逆变器 LCL 滤波器参数设计表达式,如式(3)所示。

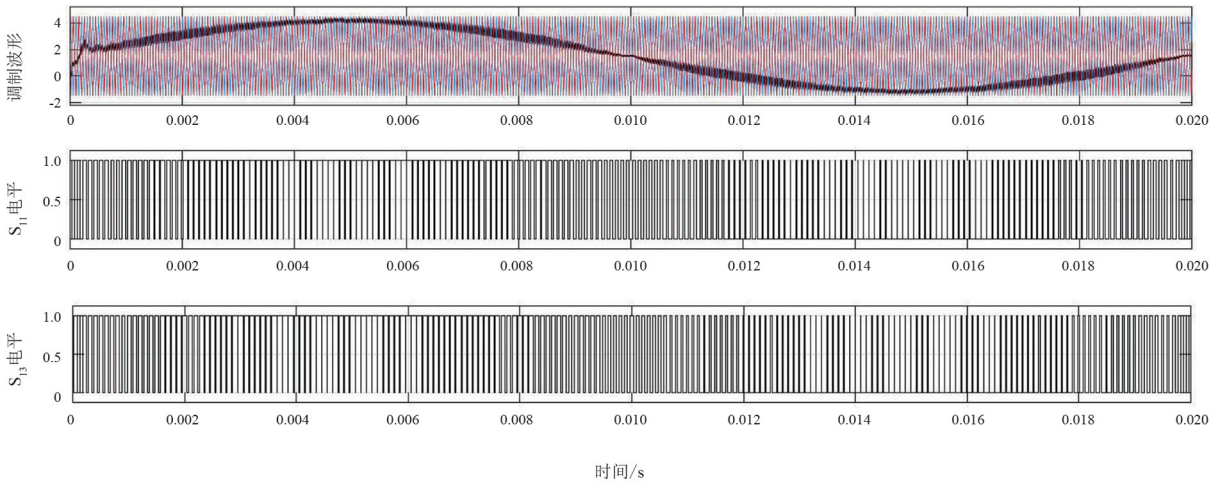


图 4 单台并网逆变器策略 1 调制波形

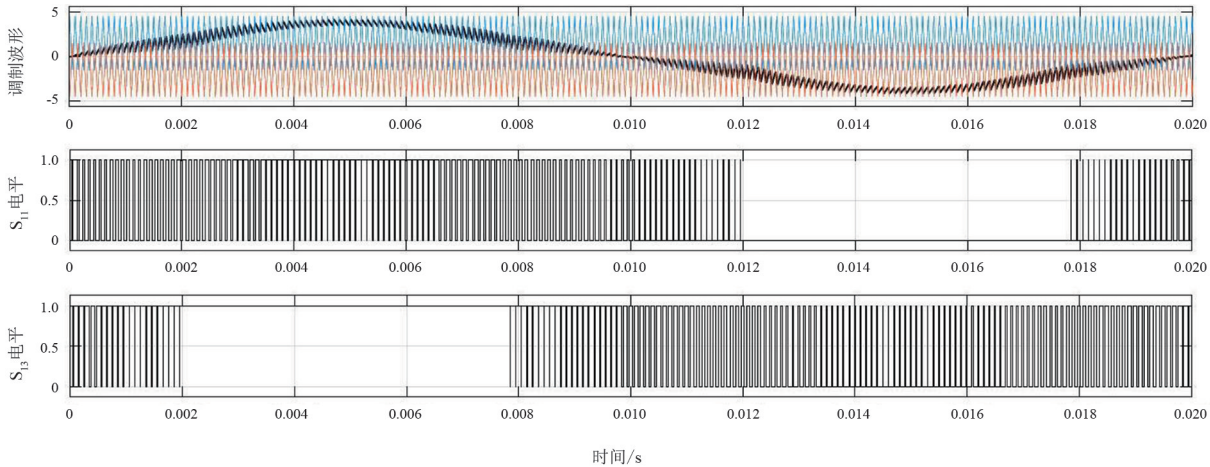


图 5 单台并网逆变器策略 2 调制波形

$$\begin{cases} \frac{nV_{\text{inHB}}T_{\text{SW}}}{8\lambda_{\text{CL1}}I_1} \leq L_1 \leq \frac{\lambda_{\text{vL1}}nV_{\text{gHB}}}{\omega_o I_1} \\ C = \lambda_c \frac{nP_o}{\omega_o (nV_{\text{gHB}})^2} = \lambda_c \frac{P_o}{\omega_o nV_{\text{gHB}}^2} \\ L_2 = \frac{1}{L_1 C \omega_h^2 - 1} \left(L_1 + \frac{|nV_{\text{invHB}}(j\omega_h)|}{\omega_h \lambda_h I_2} \right) \end{cases} \quad (3)$$

式中: n 为 HB 模块的级联个数; V_{inHB} 为单个 HB 模块下桥臂输出电压; T_{SW} 为载波周期; λ_{CL1} 为波纹系数, 一般取值 20%~30%; I_1 为额定输出电流时逆变器侧电感电流的基波有效值; λ_{vL1} 为电感 L_1 两端基波电压降的有效值与滤波电容电压有效值之比; V_{gHB} 为单个 HB 模块下的电网电压有效值; ω_o 为调制波的角频率; λ_c 为滤波电容 C 引入的无功功率与并网逆变器输出额定有功功率之比, 一般取值 5% 左右; P_o 为单个 HB 模块输出额定有功功率; ω_h 为 HB 模块桥臂输出电压确定主要谐波的角频率; $V_{\text{invHB}}(j\omega_h)$ 为桥臂 h 次谐波输出电压; λ_h 为并网电流在主要谐波频率处的谐波占额定并网电流的比例; I_2 为额定并网电流的有效值。

控制函数相同的前提下, 图 1 所示电路的控制框图如图 6 所示, 进而得到系统环路增益 $T_A(s)$ 如式(4)所示, 式中 K_{PWM} 为 HB 模块输入电压与三角载波幅值的比值。在理想并网条件下, 不考虑并网连接点电压引起的扰动, 只考虑指令电流的影响, 可得并网电流与指令电流的传递函数如式(5)所示。说明无论上述何种调制技术都是通过调制比对级联逆变器产生影响的。提高每个 HB 模块工作稳定性有利于级联逆变器稳定并网。

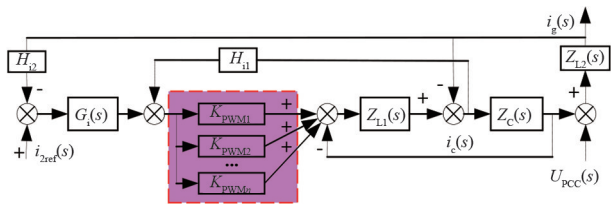


图 6 控制框图

$$\begin{cases} T_A(s) = \frac{H_2 G_i(s) Z_C(s)}{Z_{L1}(s) Z_{L2}(s) + [Z_{L1}(s) + Z_{L2}(s)] Z_C(s)} + H_{11} Z_{L2}(s) \\ K_{\text{PWM}} = K_{\text{PWM1}} + K_{\text{PWM2}} + \dots + K_{\text{PWMn}} \end{cases} \quad (4)$$

$$\frac{i_2(s)}{i_{2\text{ref}}(s)} = \frac{T_A(s)}{[1 + T_A(s)] H_{12}} \quad (5)$$

2 仿真研究与分析

2.1 算例

基于 Matlab/Simulink 的两个 HB 模块级联仿真平台案例原理图和设计需求参数列表分别见图 7 和表 1。根据第 1.3 节所述的 LCL 滤波器参数设计方法, 结合表 1 所列参数计算 LCL 滤波器参数取值, 如表 2 所示。仿真过程中, 将调制策略应用在 HB 模块 2, 始终保持 HB 模块 1 调制策略不变(始终载波不变)。

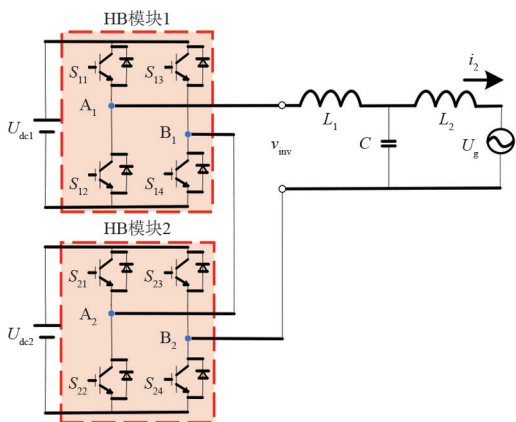


图 7 两个 HB 模块级联原理

表 2 滤波器计算参数

参数	数值
逆变器侧电感 L_1/mH	1.2
滤波电容 $C/\mu\text{F}$	5
网侧电感 L_2/mH	0.3

2.2 仿真结果分析

当 $\Delta H = 1.5V_{\text{tri}}$ 时, 策略 1 和策略 2 的调制波形分别见图 8(a)、(c)。对比两图可知, 两种策略下 HB 模块 1 和 HB 模块 2 的正弦调制波形都能保持一致。将 v_{tri2} 向上平移 $\Delta H = 1.5V_{\text{tri}}$ 、 $-v_{\text{tri2}}$ 向上平移 $\Delta H = 0.5V_{\text{tri}}$ 的调制策略定义为策略 1 变种 1, 得到调制波形见图 8(b)。将 v_{tri2} 向上平移 $\Delta H = 1.5V_{\text{tri}}$ 、 $-v_{\text{tri2}}$ 向下平移 $\Delta H = 0.5V_{\text{tri}}$ 的调制策略定义为策略 2 变种 1, 得到调制波形见图 8(d)。对比图 8(a)、(b), 策略 1 及其变种 1 的正弦调制波的波形振幅基本相同。两图中的正弦调制波正负半周的幅值基本相

同,整个正弦波出现向上平移的现象。这说明该策略下,正弦调制波的振幅将跟随向上平移数值较大的三角载波变化而变化。对比图 8(c)、(d),策略 2 及其变种 1 的正弦调制波的波形振幅在正半周基本相同,而在负半周策略 2 的正弦调制波形振幅比其变种 1 要大一些。两图中的正弦调制波并没有出现向上或向下平移的现象,但是正负周期的幅值出现了不相等的情况。上述实验结果验证了并网级联逆变器的正弦调制信号同时受到调制比和控制闭环双重条件约束的推测。策略 1 和策略 2 实现级联逆变

器多电平输出波形见图 9(a)、(b)。对比两图虚线框内的波形可推知,虽然两种策略都实现了多电平输出,但是最终并网效果不会相同。所提多电平单相并网级联逆变器经 LCL 滤波器后并网电流和并网电压波形见图 10 和图 11。两种策略下都能保证功率因数等于 1,从并网电流波形图中可以看出策略 1 并网电流的正弦曲线更加理想,验证了上述推测。

为了研究不同 ΔH 对两种策略的影响,分别做了 6 组仿真实验。当 ΔH 分别取值 0.5、0.8、1.0、1.3、

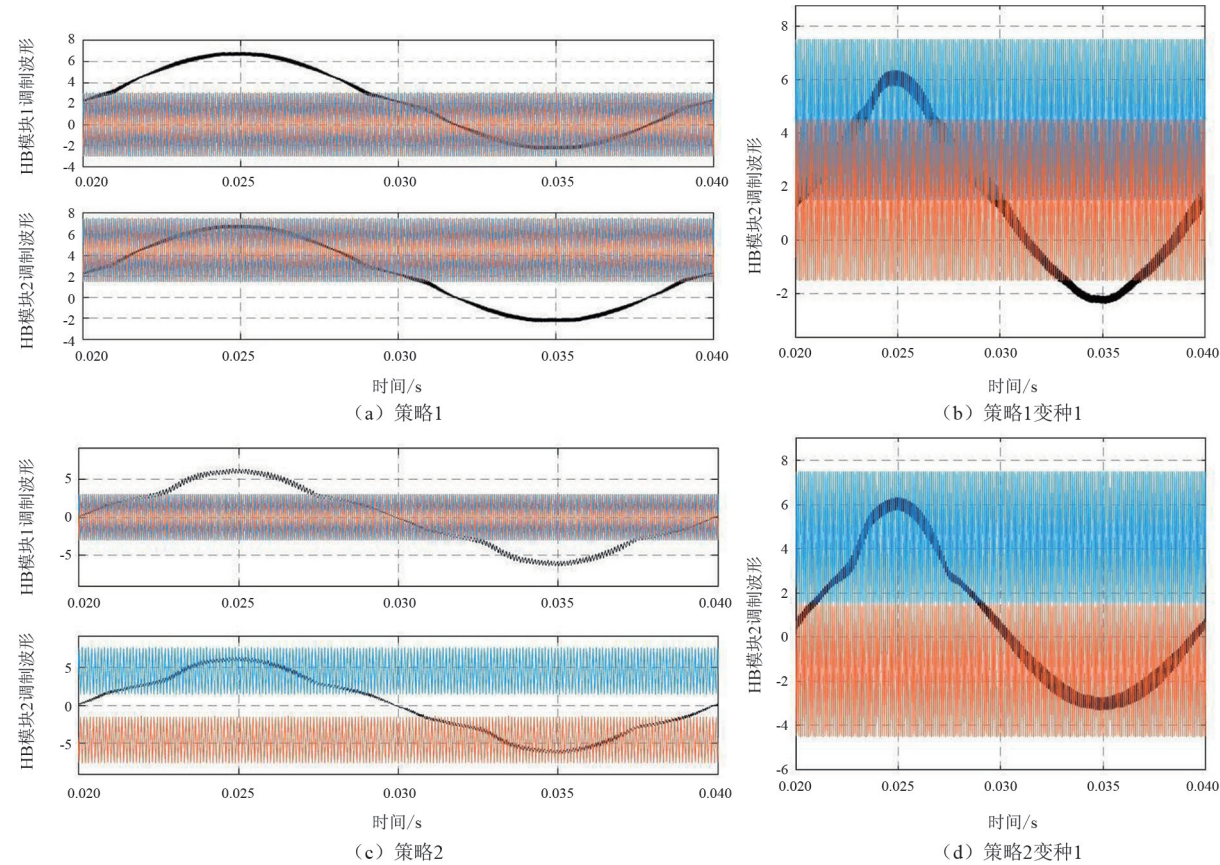


图 8 调制波形

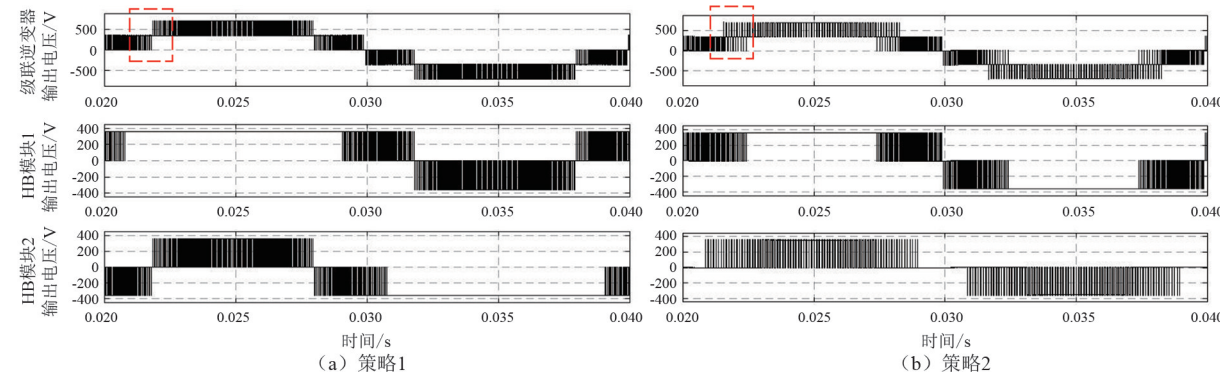


图 9 级联逆变器输出波形

1.5、1.8 时,仿真实验所得并网电流总谐波畸变率统计结果见图 12。策略 1 中随着 ΔH 增大,总谐波畸变率出现先增加后减小的情况,而策略 2 则是一直增大。在相同 ΔH 情况下,策略 1 的总谐波畸变率要比策略 2 小一些。说明策略 1 在仿真实验约束

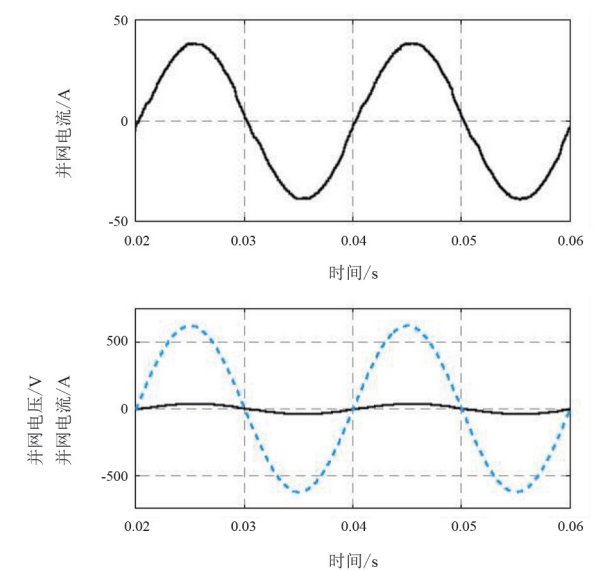


图 10 策略 1 并网电流和电压波形

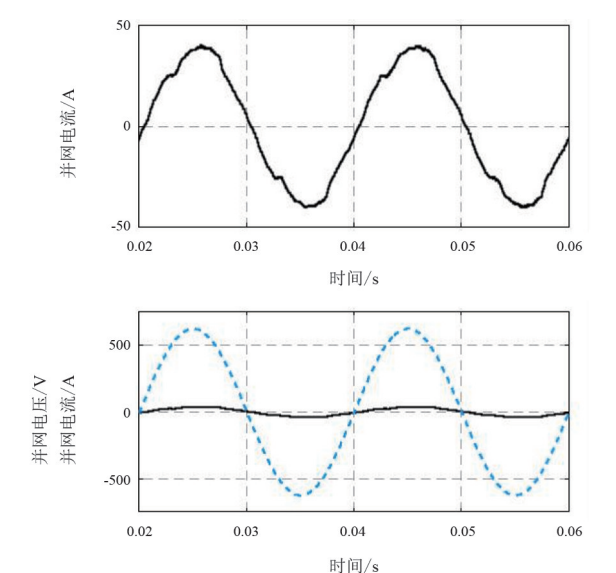


图 11 策略 2 并网电流和电压波形

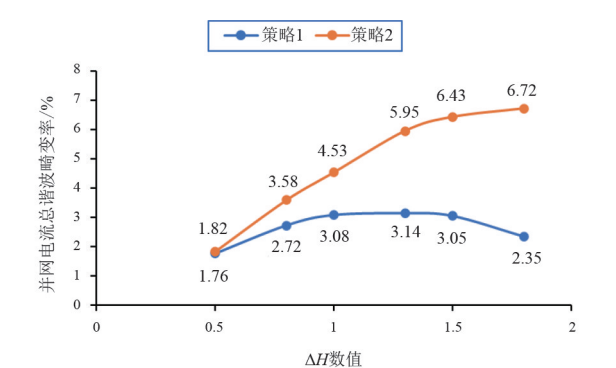


图 12 并网电流总谐波畸变率

条件下的调制效果比策略 2 要好一些,并且 ΔH 取值不应过大。图 13 为 ΔH 为 0.5 时策略 1 的并网电流幅频特性。从图中可以看出低频奇次倍的谐波幅值都相对较大,这也符合单极倍频 SPWM 调制的特征。图 14 中 G0、G1 和 G2 分别为策略 1 调制技术下, ΔH 取值为 0、0.5 和 1.0 时,根据式 (5) 得到的阶跃响应曲线。该图说明 ΔH 取值 0.5 时,控制系统的抗干扰能力也是较优的。

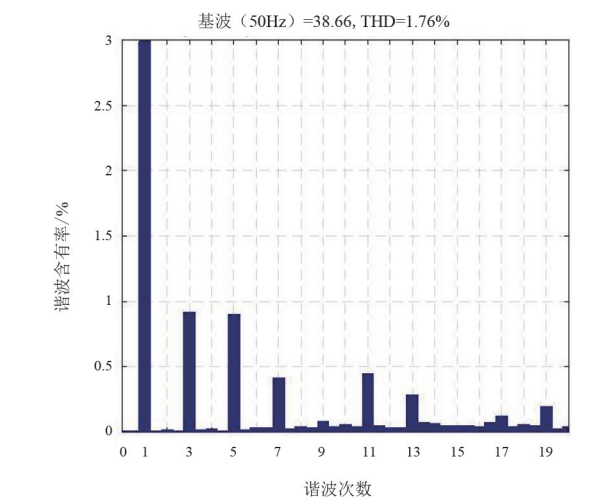


图 13 并网电流幅频特性

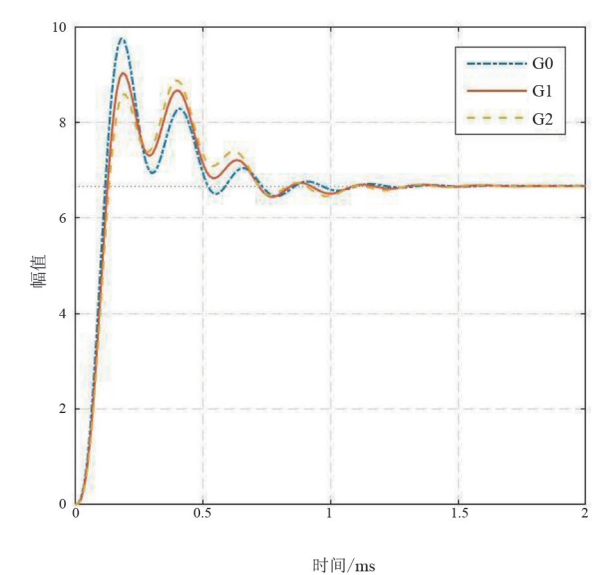


图 14 阶跃响应曲线

3 结 论

上面提出了一种新型多电平单相并网级联逆变器,并且基于单极倍频 SPWM 控制为其设计了两种不同的多电平调制策略。所提调制策略最终输出结果可以受到调制比和调制信号两方面的控制,增加

了调制策略的控制维度。为了适应所提级联逆变器的并网需求,优化推导了 LCL 滤波器的设计公式。通过仿真实验可以得出如下结论:

1) 所提新型多电平单相并网级联逆变器在仿真实验条件下可以正常工作,符合设计预期。

2) 单极倍频 APOD-SPWM 调制技术可以有多种不同调制策略,调制效果与载波移动距离紧密相关。在开环控制下,未执行单极倍频 APOD-SPWM 调制技术的 HB 模块调制比不变,执行该调制技术的 HB 模块调制比将发生变化;在闭环控制时,则是未执行该调制技术的 HB 模块调制比发生了变化。

3) 在并网逆变器闭环控制中,单极倍频 APOD-SPWM 调制技术的正弦调制信号将跟随载波变化而变化。初步认为这种情况与并网逆变器控制策略和调制比策略有关,但是其数学模型分析机理还不完全清楚。例如,调制信号为什么跟随执行策略的 HB 模块载波信号发生变化,而没有受到未执行策略的 HB 模块载波信号的影响等,这些还有待进一步研究。

参考文献

- [1] 郑嘉龙,杨鸽,陈开宇,等.LCL 型多逆变器并网系统谐振研究综述[J].电力系统保护与控制,2022,50(21): 177-186.
- [2] ZHAO T, CHEN D L. A power adaptive control strategy for further extending the operation range of single-phase cascaded H-bridge multilevel PV Inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(2): 1509-1520.
- [3] 张兴,吴孟泽,王明达,等.单相光伏级联多电平逆变器漏电流抑制与功率均衡控制综述[J].电力系统自动化,2023,47(9):202-215.
- [4] 张国荣,颜丽花.单极倍频 CPS-SPWM 传输带宽的研究[J].电力系统保护与控制,2018,46(12):1-8.
- [5] 戴珂,徐晨,丁玉峰,等.载波轮换调制在级联 H 桥型 STATCOM 中的应用[J].中国电机工程学报,2013, 33(12):99-106.
- [6] 李佩泓,程晓娟,孙伟,等.基于 ARM 与 FPGA 的电流扰动发生器[J].电力电容器与无功补偿,2017,38(3): 71-77.

- [7] 程竟陵.改进 SHEPWM 技术及其在大功率并网逆变器的应用[D].杭州:浙江大学,2021:8-9.
- [8] JAMMALA V, YELLASIRI S, PANDA A K. Development of a new hybrid multilevel Inverter using modified carrier SPWM switching strategy [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018,33(10):8192-8197.
- [9] LI J Y, CHEN J, GONG C Y. An optimized reactive power compensation strategy to extend the working range of CHB multilevel grid-tied Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023,38(4):5500-5512.
- [10] 叶满园,康力璇,陈乐,等.级联多电平逆变器优化调制策略[J].高电压技术,2019,45(11):3612-3619.
- [11] 章勇高,熊健.级联多电平 H 桥逆变器的同相层叠型 SPWM 脉冲分配方法[J].电力自动化设备,2017, 37(7):148-154.
- [12] WU M Z, ZHANG X, WANG M D, et al. A matching scheduling control strategy based on modulation wave reconstruction for the single-phase photovoltaic cascaded multilevel inverter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(4): 3899-3909.
- [13] 杨思为,张兴,毛旺,等.弱电网下级联 H 桥光伏并网逆变器稳定性分析[J].太阳能学报,2022,43(1): 398-405.
- [14] WANG M D, ZHANG X, ZHAO T, et al. Harmonic Compensation strategy for single-phase cascaded H-bridge PV inverter under unbalanced power conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(12): 1047-1048.
- [15] 郑嘉龙.基于非线性规划遗传算法的并网逆变器 LCL 滤波器参数优化研究[J].电力电容器与无功补偿, 2019,40(5):146-150.
- [16] 单庆晓,李永东,潘孟春.级联型逆变器的新进展[J].电工技术学报,2004(2):1-9.
- [17] 阮新波,王学华,潘冬华,等.LCL 型并网逆变器的控制技术[M].北京:科学出版社,2015.

作者简介:

郑嘉龙(1987),男,硕士,高级实验师,研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用与实验技术。

(收稿日期:2024-04-27)