

基于自适应三次谐波注入的级联 H 桥逆变器直流侧电压纹波抑制策略

林 珊¹, 赵 涛², 农兴中¹, 朱泓钢², 王春芳²

(1. 广州地铁设计研究院股份有限公司, 广州 510010; 2. 青岛大学电气工程学院, 青岛 266071)

摘 要: 针对三相级联 H 桥拓扑直流侧电压会出现二倍电网电压频率的纹波问题, 提出一种基于自适应三次谐波注入的控制策略, 能够在功率因数角发生变化的情况下, 有效避免过调制风险, 并根据系统实时运行状态计算出最佳的三次谐波注入量, 从而实现对直流侧电压纹波的最优抑制。该策略能够有效抑制光伏阵列偏离最大功率点运行的问题, 从而提高系统的发电量。最后, 构建全实物实验平台, 并通过实验结果证明所提策略的有效性和可行性。

关键词: 光伏发电; 桥式电路; 控制系统; 级联 H 桥; 二倍工频纹波; 自适应三次谐波注入; 非单位功率因数

中图分类号: TM464

文献标志码: A

0 引 言

当前, 全球正面临能源短缺和环境污染的严峻挑战, 传统化石能源无法同时满足日益增长的生产需求与环境保护的双重目标。因此, 低碳经济和可再生能源的利用已成为各国实现可持续发展的重要路径^[1-3]。作为可再生能源的重要组成部分, 太阳能因其储量丰富、分布广泛, 已成为最具发展潜力的替代能源之一^[4]。光伏发电作为太阳能转化为电能的核心技术, 近年来逐渐成为研究热点被广泛关注。然而, 随着装机容量的增加, 传统光伏并网逆变器在高效性和稳定性方面的缺陷愈加突出, 尤其是在高压、大功率应用场景中。

在此背景下, 20 世纪 80 年代首次提出的多电平逆变器因具有体积小、效率高优势, 迅速成为光伏并网领域的研究热点^[5]。常见的多电平逆变器拓扑结构包括二极管钳位型、飞跨电容型以及级联 H 桥(cascaded H-bridge, CHB)型。其中, CHB 拓扑因其结构简单、开关损耗低、高输出电压和低谐波含量, 已成为最为广泛应用的拓扑之一。此外, CHB 逆变器具备组件级的最大功率点追踪(maximum power point tracking, MPPT)功能, 即每组光伏阵列可根据自身的工作环境独立调节, 从而显著提高系统的整体发电效率^[6]。然而, 三相 CHB 型光伏并网逆变器面临与单相逆变器相同的固有问题, 即 H 桥直流侧电压存在二倍工频波动, 这将会导致光伏阵列的输出电压频繁偏离最大功率点, 进而降低系统的发电效率。为了解决这一问题, 国内外学者从硬件和软件两个方面提出了多种改进方案。

硬件方案主要通过优化拓扑结构来抑制二倍工频纹波。

文献[7-11]提出的集中式和分布式有源功率解耦(active power decoupling, APD)策略, 通过使用额外的开关器件搭配对应的无源器件构建双向功率通道, 将倍频纹波携带的无功功率分配至新添加的薄膜电容器。这一方法能将直流电容取值减少至原值的 1/10~1/5, 且体积可缩小至原来的 1/4~1/2。文献[12-14]提出另一种策略, 利用隔离级 DC/DC 中高频变压器的绕组扩展实现三相纹波功率去耦, 即通过三相磁链的相互抵消以消除二倍工频纹波。此外, 文献[15]在上述基础上, 通过深入分析 QAB 变换器的磁通抵消原理, 提出一种优化纹波的控制策略, 并取得了直流侧电容最小化的良好效果。然而, 该策略对高频变压器中的磁性元件性能高度依赖, 复杂的三相磁路交叠产生的寄生参数振荡难以量化分析, 为系统引入诸多不确定因素。文献[16-17]基于 H 桥模块的整流状态进行分析, 提出包括两级级联功率因数校正(power factor correction, PFC)、并联 PFC、直流母线调节器和交流侧有源滤波器等在内的优化策略。文献[18]在这些优化策略的基础上, 定量分析了单相整流状态下的低频纹波储能装置, 并提出一种基于双向 buck-boost 变换器的辅助纹波储能拓扑, 成功将系统体积减少至 50%; 文献[19]研究了基于准 Z 源级联多电平逆变器的二倍工频纹波问题, 提出通过解析模型计算纹波, 并利用阻抗设计有效抑制纹波的方法。综合上述分析, 硬件抑制策略种类繁多且抑制效果较好, 但需给每个 H 桥模块都添加额外的硬件电路, 这无疑会增加系统的成本并降低可靠性。

软件方案聚焦于优化的控制策略来抑制二倍工频纹波。文献[20-21]均提出基于谐波零序电压注入的控制策略, 其中

收稿日期: 2025-02-10

基金项目: 国家自然科学基金青年项目(52307209); 广州市科技计划项目(2024B04J0011)

通信作者: 赵 涛(1991—), 男, 博士、副教授, 主要从事功率变换器和多电平变换器的建模与控制方面的研究。zt_kyyx@163.com

文献[20]通过定量分析隔离型 DC/DC 变换器中高频变压器电流应力的变化,验证了该策略的可行性;而文献[21]则通过对比非隔离型 H 桥直流侧电压波动,证明了该策略的有效性。然而,所提出的方法都是针对单位功率因数运行的场景,由于实际并网时功率因数角会随电网调度要求实时改变,故以上策略难以满足实际工程需求。文献[22]基于隔离型共直流母线的 CHB 拓扑,提出通过降低前级 DAB 模块的二倍工频输出阻抗,使得 H 桥直流侧的二倍工频纹波可完全耦合至直流母线侧,从而利用三相相位差自然消除纹波。而本文所研究的拓扑结构无隔离级和公共直流母线,因此并不适用。综上,尽管软件方案相较于硬件方案不会增加系统的成本,且更具有吸引力,但现有方法的抑制效果有限,尚需进一步优化。

为此,本文首先定量分析出影响直流母线电压波动的因素,据此提出一种基于自适应三次谐波注入的 CHB 光伏并网逆变器直流侧电压纹波抑制策略,综合考虑变化的功率因数角和调制度对 H 桥直流侧电压纹波的影响并通过构筑三维模型的方法直观量化分析,进一步使用 Matlab 对最优抑制曲线进行拟合,完全规避系统过调制风险,最终得到最优纹波抑制的计算流程。最后,通过搭建低压小功率的全实物平台,结合实验波形图验证所提出方法的有效性和可行性。

1 直流侧电压纹波产生原因分析

1.1 拓扑结构及纹波示意图

图 1 为三相 CHB 光伏并网逆变器拓扑图,分别由三相每相 n 个光伏阵列及其对应 H 桥逆变器组成,本文理论分析均基于 A 相第 i 个 H 桥模块开展。其中, PV_{Ai} 为光伏阵列; C_{dcAi} 为 H 桥直流侧并联电容(mF); $T_{Ai1} \sim T_{Ai4}$ 为 H 桥逆变器的 4 个开关管; L_f 为网侧滤波电感(μ H)。各变量参数中,定义 u_{dcAi} 为 A 相第 i 个 H 桥模块的直流侧电压和 PV_{Ai} 的输出电压(V); u_{gA} 为 A 相电网的相电压(V)。 i_{pvAi} 为 PV_{Ai} 输出的电流(A); i_{cAi} 为流经 H 桥直流侧并联电容的电流(A)。

图 2 为系统各处纹波示意图。其中,如图 2a 所示电网电流 i_{gA} 表现为电网工作频率的正弦波;如图 2b 所示 H 桥直流侧电流 i_{dcAi} 表现为等幅值的直流分量和二倍电网工作频率波动叠加形式;如图 2c 所示直流侧电流 i_{dcAi} 由并联电容电流 i_{cAi} 与光伏阵列输出电流 i_{pvAi} 两部分组成;如图 2d 所示全部的二倍工频电流纹波全部流入并联电容 C_{dcAi} 中,而所有直流分量由光伏阵列提供如图 2e 所示;如图 2f 所示纹波电流流入并联电容 C_{dcAi} 后,光伏阵列的输出电压 u_{dcAi} 呈现二倍工频波动进而偏离最大功率点运行,最终将影响系统发电效率。

1.2 CHB 直流侧二倍工频纹波产生原因

当理想电网平稳运行时,A 相电网相电流表达式如式(1)

所示。

$$i_{gA} = I_{gA} \cos(\omega t - \varphi) \quad (1)$$

式中: i_{gA} ——A 相电网的相电流, A; I_{gA} ——A 相电网的相电流幅值, A; φ ——电网的功率因数角, rad。

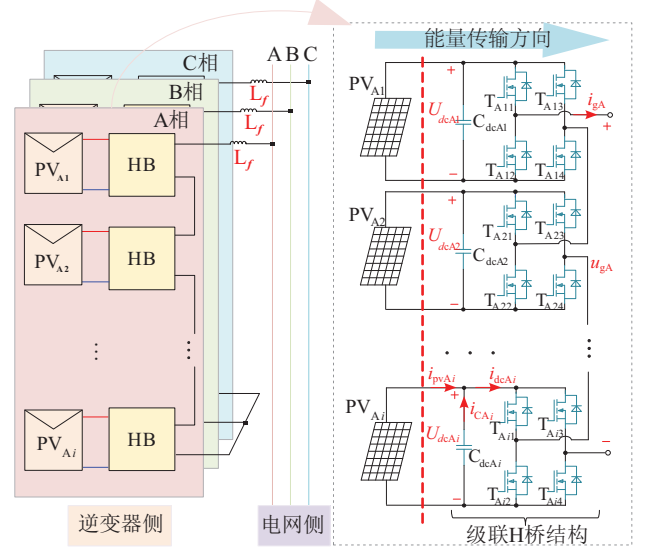


图1 三相CHB光伏并网逆变器拓扑结构图

Fig. 1 Three-phase CHB PV grid-connected inverter structure

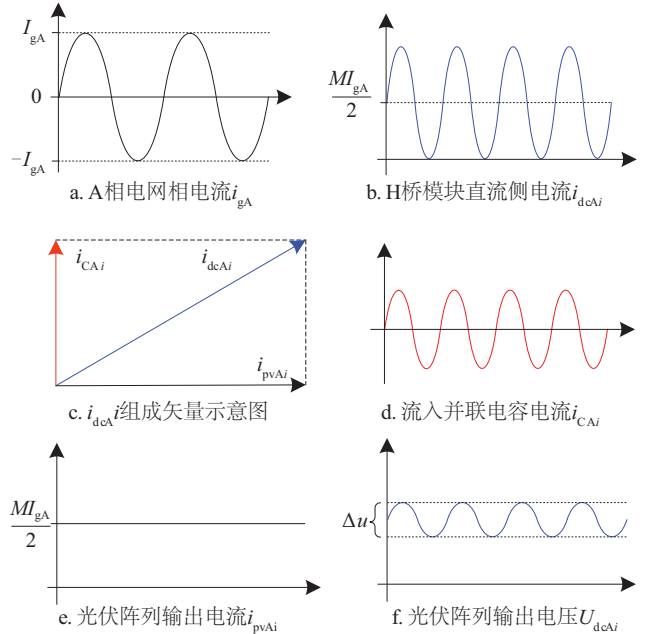


图2 系统各处纹波示意图

Fig. 2 Schematic diagram of system-wide ripple characteristics

当CHB采用单极性倍频调制策略时,H桥逆变器直流侧电流表达如式(2)所示。

$$i_{dcAi} = I_{gA} \cos(\omega t - \varphi) [S_{Ai1}(t) - S_{Ai3}(t)] \quad (2)$$

式中: i_{dcAi} ——流入 H 桥模块的直流侧电流, A; $S_{Ai1}(t)$ ——开关管 T_{Ai1} 的驱动信号; $S_{Ai3}(t)$ ——开关管 T_{Ai3} 的驱动信号。

进一步通过双边傅里叶展开得到如式(3)所示。

$$\left\{ \begin{aligned} S_{Ai1}(t) &= \frac{1}{2} + \frac{M}{2} \cos(\omega t + \alpha) + \\ &\sum_{x=1}^{\infty} \sum_{y=-\infty}^{\infty} \left\{ \frac{2}{x \cdot \pi} \sin\left[(x+y)\frac{\pi}{2}\right] J_n\left(x\frac{\pi}{2}M\right) \cdot \right. \\ &\quad \left. \cos\left[x(\omega_{cy}t + \theta_{cy}) + y(\omega t + \alpha)\right] \right\} \\ S_{Ai3}(t) &= \frac{1}{2} + \frac{M}{2} \cos(\omega t + \alpha - \pi) + \\ &\sum_{x=1}^{\infty} \sum_{y=-\infty}^{\infty} \left\{ \frac{2}{x \cdot \pi} \sin\left[(x+y)\frac{\pi}{2}\right] J_n\left(x\frac{\pi}{2}M\right) \cdot \right. \\ &\quad \left. \cos\left[x(\omega_{cy}t + \theta_{cy}) + y(\omega t + \alpha - \pi)\right] \right\} \end{aligned} \right. \quad (3)$$

式中: J_n ——一类 n 阶贝塞尔方程; θ_{cy} ——载波相角, rad;
 ω_{cy} ——载波角频率, rad/s; α ——基波调制电压相移, rad;
 M ——归一化的调制度。

由三相平衡电网电压幅值 U_{gm} 除以 X 相($X=A, B, C$)所有 HB 直流侧电压 U_{dcAi} 总和, 并从中选取最大值用作 M 取值。忽略式(3)中所含的高次谐波分量后代入式(2)即可获得直流侧电流 i_{dcAi} 表达式, 如式(4)所示。

$$i_{dcAi} = \frac{MI_{gA}}{2} [\cos(\alpha + \varphi) + \cos(2\omega t + \alpha - \varphi)] \quad (4)$$

显然, i_{dcAi} 由直流分量和二倍工频纹波两部分组成。

进一步向 H 桥逆变器的调制电压中注入 k 倍的三次谐波, 所得到调制电压表达式如式(5)所示。

$$u_e = U_c \cos(\omega t + \alpha) + kU_c \cos(3\omega t + 3\alpha) \quad (5)$$

式中: u_e ——H 桥逆变器的调制电压, V; U_c ——调制电压基波幅值, V。

注入 k 倍的三次谐波后, 归一化的调制波 m 将会在原有调制度为 M 的基波上叠加调制度为 kM 的三次谐波, 其表达式如下:

$$m = M \cos(\omega t + \alpha) + kM \cos(3\omega t + 3\alpha) \quad (6)$$

同上述方法, 使用双边傅里叶展开得到注入三次谐波后的 $S_{Ai1}(t)$ 、 $S_{Ai3}(t)$ 表达式, 并将其代入式(2)得到注入后的 i_{dcAi} 表达式如下:

$$i_{dcAi} = \frac{MI_{gA}}{2} [\cos(\alpha + \varphi) + \cos(2\omega t + \alpha - \varphi) + k \cos(2\omega t + 3\alpha + \varphi) + k \cos(4\omega t + 3\alpha - \varphi)] \quad (7)$$

忽略微小的基波调制电压相移 α , 进一步基于式(7)计算出直流侧电容两端电压波动如式(8)所示。

$$\begin{aligned} \Delta u &= \frac{1}{C_{dcAi}} \int i_{dcAi} dt \\ &= \frac{MI_{gA}}{4\omega C_{dcAi}} [\sin(2\omega t - \varphi) + k \sin(2\omega t + \varphi) + \frac{k}{2} \sin(4\omega t - \varphi)] \end{aligned} \quad (8)$$

2 自适应三次谐波注入比例研究

由于电压纹波具有四分之一基波周期对称性, 故量化式(8)中各变量的取值范围如式(9)所示。

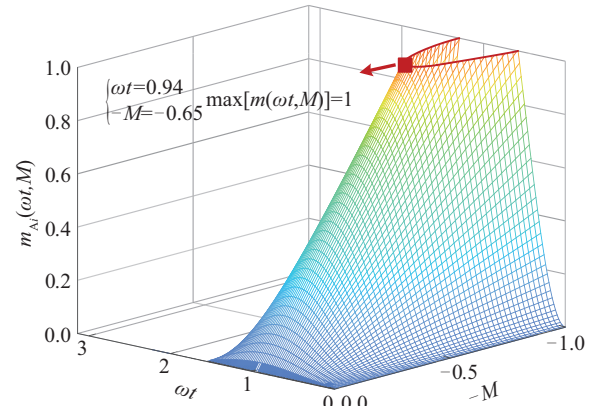
$$\left\{ \begin{aligned} k &\in [-1, 0] \\ M &\in [0, 1] \\ \omega t &\in [0, \pi/2] \\ \varphi &\in [0, \pi/2] \end{aligned} \right. \quad (9)$$

根据以下两个原则对三次谐波注入法进行约束, 分别为: 1) 三次谐波注入后, 所有 H 桥逆变器均不过调制; 2) 三次谐波注入后, 纹波抑制效果最佳。

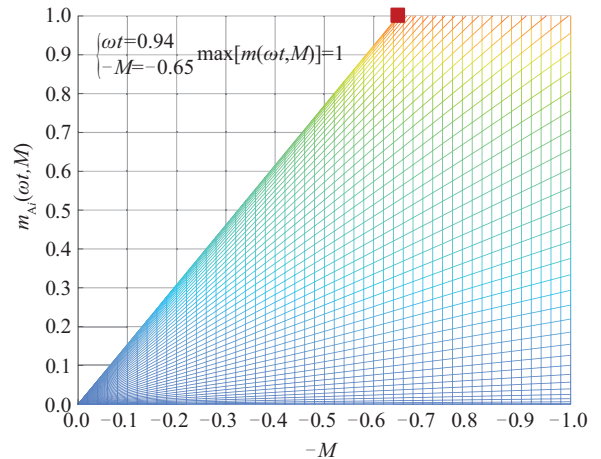
2.1 安全注入范围研究

首先, 令电网运行在单位功率因数下 (即 $\varphi=0$), 当反向三次谐波注入比例 ($-k$) 最大时, 对全时域下调制度 M 对调制波 m 的约束关系表达式进行研究, 如式(10)所示。进一步基于式(10)绘制三维关系图如图 3a 所示, 将三维图向 $(\omega t, -M)$ 平面投影得到图 3b。

$$\left\{ \begin{aligned} m &= M \cos(\omega t) - M \cos(3\omega t) \\ |m| &\leq 1 \end{aligned} \right. \quad (10)$$



a. $m_{Ai}(\omega t, M)$ 的三维曲面图



b. 向 m_{Ai} 面投影

图3 安全注入范围

Fig. 3 Safe injection range

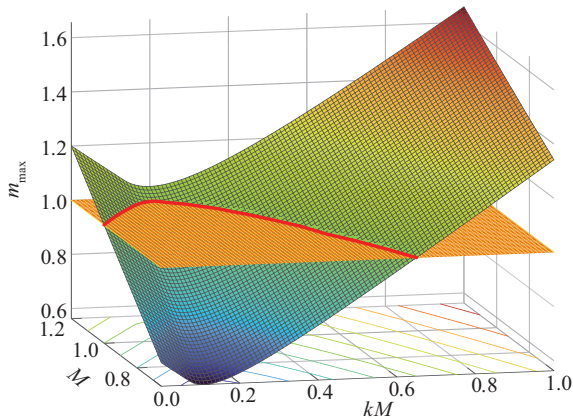
从图3中边界点取值可知,当且仅当调制度 M 小于等于0.65时注入 $k=-1$ 的三次谐波后,系统不存在过调制风险, M 大于0.65时需要进一步进行研究。

2.2 临界注入比例研究

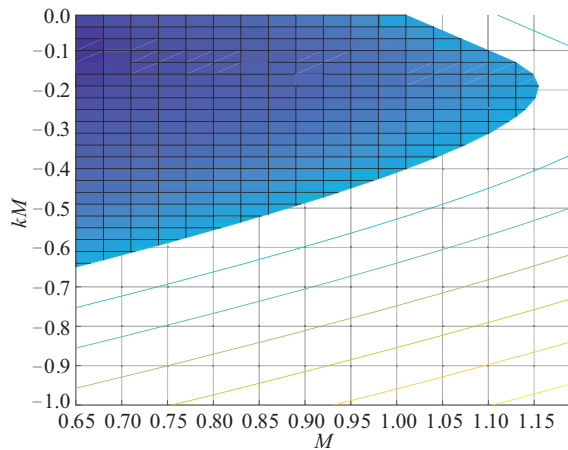
对 M 大于0.65的情况进一步研究,三次谐波幅值 kM 与调制波幅值 M 的约束关系如式(11)所示。其中, $m_{\max}$ 为在当前调制度 M 与谐波注入比例 k 下,全时域中调制波的最大值。

$$\begin{cases} m_{\max} = \max [M \cos(\omega t) + kM \cos(3\omega t)] \\ \omega t \in (0, \pi/2) \end{cases} \quad (11)$$

首先,以式(11)为基础,绘制 M 、 kM 和 $m_{\max}$ 的三维关系图如图4a所示。其中,橙黄色平面为 $m_{\max}=1$,即代表系统不过调制的边界条件。进一步,进行处理保留 $m_{\max}=1$ 平面以下部分,并向 (M, kM) 平面投影得到图4b。在图4b中蓝色区域为安全注入范围,即此时系统不存在过调制风险;蓝色区域以外则为过调制区域。



a. $m_{\max}(M, kM)$ 的三维曲面图



b. 向 (M, kM) 平面投影

图4 临界注入比例

Fig. 4 Critical injection ratio

显然边界条件为超越方程,故使用 Matlab 对边界曲线进

行拟合。进一步对拟合结果解耦,即可得到三次谐波注入比例的边界值 $k_{\lim}$ 与调制波幅值 M 的边界关系表达式如式(12)所示。

$$k_{\lim} = \sum_{i=0}^7 L_i \cdot M^{i-1}, \quad 0.65 \leq M \quad (12)$$

式中: L_i ——参数,其取值如表1所示。

表1 最优抑制策略参数取值

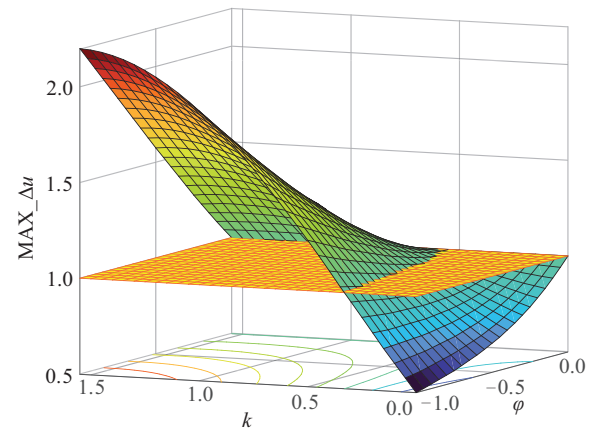
Table 1 Optimal suppression strategy parameter values

参数	取值	参数	取值
P_0	-2.982	L_0	-102.0321
P_1	29.8967	L_1	862.934
P_2	-173.827	L_2	-3143.7367
P_3	635.9049	L_3	6344.2878
P_4	-1455.3562	L_4	-7655.7018
P_5	2024.977	L_5	5524.8686
P_6	-1565.2967	L_6	-2208.1888
P_7	515.1773	L_7	377.1608

2.3 纹波最佳抑制效果研究

由于系数 $MI_{\text{ga}}/(4\omega C_{\text{dcAi}})$ 不随谐波注入而改变,故对谐波注入比例 k 与该系数无耦合关系。不妨假设 $MI_{\text{ga}}/(4\omega C_{\text{dcAi}})=1$ 且 $0 < M \leq 0.65$,基于式(13)绘制 k 、 φ 和纹波电压幅值 $\Delta u_{\max}$ 的三维曲面图,如图5a所示。通过平面 $\Delta u_{\max}=1$ 截取并保留平面以下的部分曲面,向 (k, φ) 面投影得到图5b,其中蓝色区域即为有效抑制直流侧电压波动的注入范围。

$$\begin{cases} \Delta u_{\max} = \max [\sin(2\omega t - \varphi) + k \sin(2\omega t + \varphi) + \\ k \sin(4\omega t - \varphi)/2] \\ \omega t \in (0, \pi/2) \end{cases} \quad (13)$$



a. $\text{MAX_Du}(k, j)$ 的三维曲面图

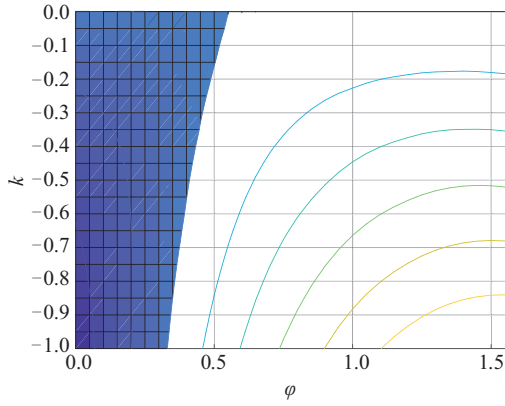
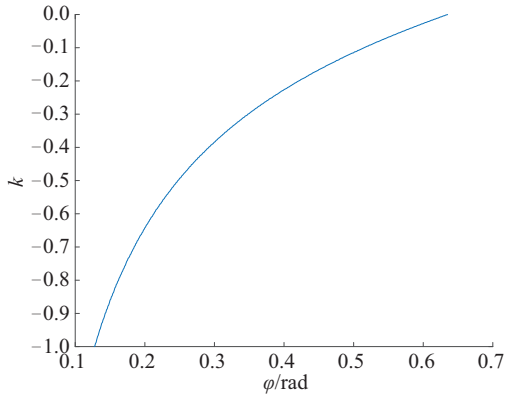
b. 向 (k, j) 平面投影

图5 最佳抑制效果区域

Fig. 5 Region of optimal suppression effectiveness

在图 5b 的蓝色区域中执行遍历寻优算法,即以 φ 为自变量,将对应最佳抑制效果的 k 值寻出,进一步总结得到最优抑制效果曲线,如图 6 所示。

图6 $M < 0.65$ 时最优注入曲线Fig. 6 Optimal injection curve for $M < 0.65$

进一步使用 Matlab 对图 6 中最优抑制曲线进行八阶拟合,所得函数关系如式 (14) 所示。

$$k = f(\varphi) = \begin{cases} -1, & 0 \leq \varphi < 0.12 \\ \sum_{i=0}^7 P_i \cdot \varphi^i, & 0.12 \leq \varphi < 0.63 \\ 0, & \varphi \geq 0.63 \end{cases} \quad (14)$$

式中: P_i ——各参数的取值如表 1 所示。当 $M > 0.65$ 时,三次谐波注入比例的边界值 $k_{\lim}$ 可由式 (12) 求得。另外,功率因数角边界值 $\varphi_{\lim}$ 由式 (14) 的反函数求得,如式 (15) 所示。最优注入比例 k 的分段函数将由 $k_{\lim}$ 和 $\varphi_{\lim}$ 共同决定,计算表达式如式 (16) 所示。

$$\varphi_{\lim} = f^{-1}(k_{\lim}) \quad (15)$$

$$k = g(\varphi) = \begin{cases} k_{\lim}, & 0 \leq \varphi < \varphi_{\lim} \\ \sum_{i=0}^7 P_i \cdot \varphi^i, & \varphi_{\lim} \leq \varphi < 0.63 \\ 0, & \varphi \geq 0.63 \end{cases} \quad (16)$$

2.4 自适应三次谐波注入策略总结

值得注意的是,在实际运行情况下,三相调制度 M_A 、 M_B 和 M_C 会因 MPPT 算法作用而存在产生偏差,由 2.1 节和 2.2 节共同分析可知,考虑到安全注入范围的要求用于计算三次谐波注入比例的调制度 M 应取三相调制度中最大值。

综合上述所有分析,绘制最优注入比例计算流程如图 7 所示。首先,根据输送至电网的有功电流 i_d 和无功电流 i_q 实时计算功率因数角 φ ,接下来获取三相 H 桥调制度最大值,即 $M = \max(M_A, M_B, M_C)$ 。对 M 的取值进行判断,若 $0 < M \leq 0.65$,仅需将和代入式 (13) 即可得到最优注入比例;若 $M > 0.65$,首先将 M 代入式 (11) 得到注入比例边界值 $k_{\lim}$,紧接着将 $k_{\lim}$ 代入式 (14) 得到功率因数角边界值 $\varphi_{\lim}$,更进一步将 $k_{\lim}$ 、 $\varphi_{\lim}$ 、 k 和 M 代入式 (15) 得到最优注入比例。最终根据最优注入比例 k 计算得到需要注入的三次谐波电压 u_3 。

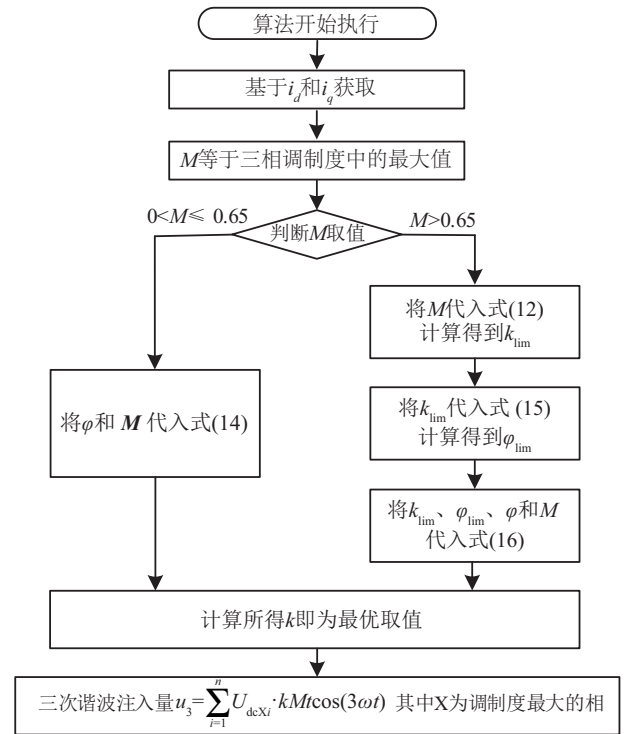


图7 自适应三次谐波实现流程图

Fig. 7 Flowchart of adaptive third-harmonic implementation

3 控制框图

如图 8 所示,控制框图主要由两部分构成,分别为 HB 模块直流侧电压控制和并网电流控制。首先,采样 X 相第 i 个 HB 模块的直流电容电压 U_{dcXi} 和直流侧电流 i_{dcXi} 并使用陷波器对其进行滤波,经过 MPPT 算法获得直流侧电压参考值 U_{dcXi}^* , $X = A, B, C$, $i = 1, 2, \dots, n$ 。然后,使用 PI 调节器将直流电容电压采样值 U_{dcXi} 无静差地控制为参考值 U_{dcXi}^* ,控制器的输出为电流指令值 I_{HXi} 。最后,将 I_{HXi} 与直流电容电压 U_{dcXi} 滤波后的值相乘,计算出 X 相第 i 个 HB 模块传输的功率 P_{Xi} 。

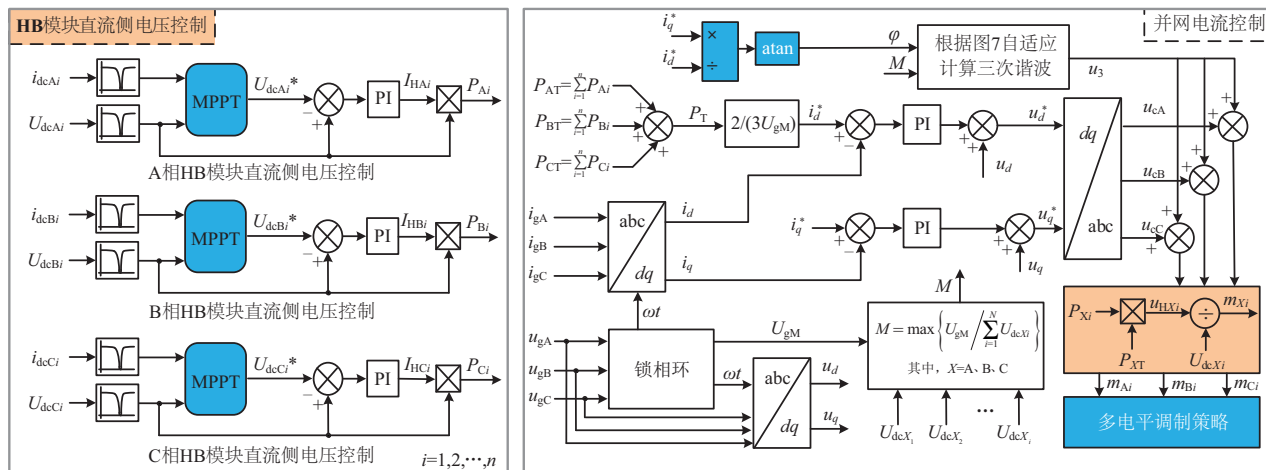


Fig. 8 System control block diagram

第4组仿真测试在第3组仿真的基础上保持 $M=0.8$ 以及其他条件不变,功率因数角 φ 提升至 0.4 rad ,经过计算此时最优化三次谐波注入比例为 -0.226 。为验证最优性进而设置对照组仿真,即 $0\sim 0.4 \text{ s}$ 时不注入三次谐波, $0.4\sim 0.8 \text{ s}$ 时注入比例为 -0.69 的三次谐波, 0.8 s 以后注入最优比例 -0.226 的三次谐波,抑制效果对比图如图 9f 所示,从该组仿真数据中证明策略的最优性。

第 5 组仿真测试在第 3 组仿真测试的基础条件下,保持其他条件不变,功率因数角 φ 提升至 1 rad,经过计算此时最优三次谐波注入比例为 0,即注入任何三次谐波均不利于

纹波抑制。进行对比测试,即 0~0.4 s 时不注入三次谐波,0.4~0.8 s 注入比例为 -0.3 的三次谐波,0.8 s 以后注入比例为 -0.69 的三次谐波,纹波抑制效果动态仿真波形如图 9g 所示。

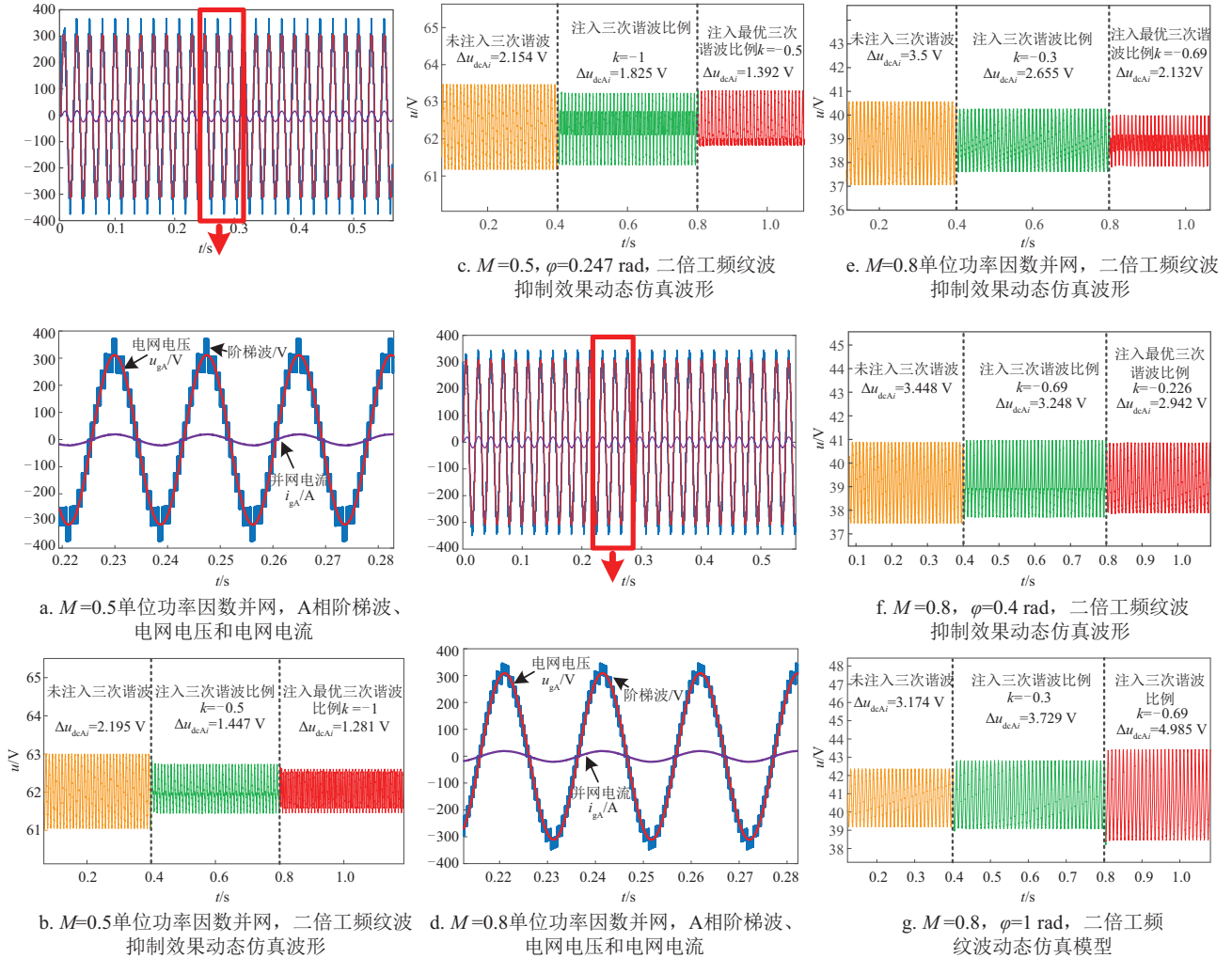


图 9 仿真测试波形

Fig. 9 Simulation test waveform diagram

通过上述 5 组仿真测试,从不同调制度、不同功率因数角的角度全面证明该策略的可行性和最优性。

4.2 实验

为验证本文所提方法的最优性,制作一台三相 CHB 光伏并网逆变器的低电压小功率实验样机。每相由 2 个 H 桥模块级联而成。功率电路部分包含:1)使用独立直流电源模拟光伏阵列向 H 桥模块输送功率;2)使用爱科赛博 PRE2009S 电网模拟器模拟交流电网从 H 桥模块交流侧吸收功率并上传至电网。控制电路部分包含:1)每个 H 桥模块均含有一片型号为 LCMX02-2000HC-4TG144I 的 CPLD 芯片负责开关管驱动信号生成以及各电压电流的采样、保护信号的处理,该芯片通过光纤和网线与主控制器通信;2)主控制器选用 RTUBOX-206 按照设定的控制程序执行算法,向各 CPLD 芯片下发信号,并通过网线与上位机通讯;3)上位机使用计算

机对主控制器程序进行监视和烧写。样机的主要参数如表 2 所示。

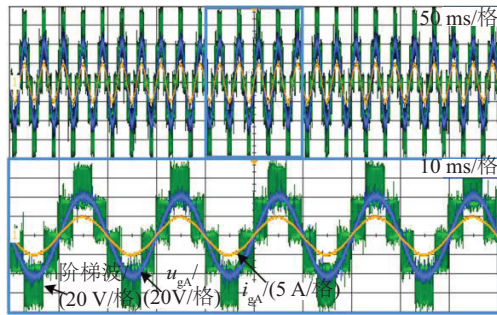
表 2 实验样机的主要参数

Table 2 Main parameters of experimental prototype

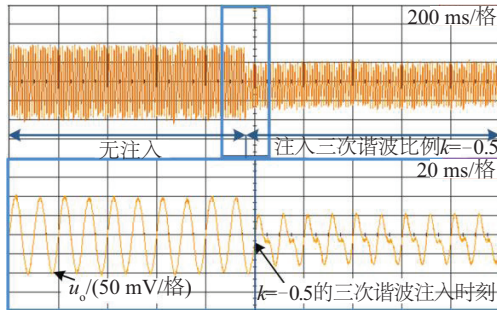
参数	数值
电网额定工作频率 f_N/Hz	50
网侧滤波电感 L/mH	1.5
HB 的开关频率 f_{HB}/Hz	5000
HB 直流侧电容 C_{dcA}/mF	27.2
HB 直流侧电压 u_{dcA}/V	36

第 1 组实验条件:电网模拟器输出电压幅值设定为 42.42 V,系统调制度为 0.59,电网运行在单位功率因数条件

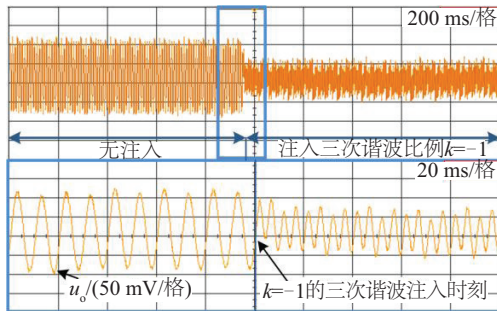
下,每一相H桥模块向电网传输的有功功率为106 W(即相电流幅值为5 A,功率因数角 $\varphi=0$ rad)。根据当前实验状态经图7计算得到注入三次谐波比例 $k=-1$ 抑制效果最佳,实验结果如图10所示。其中,图10a展示系统稳定工作且未注入三次谐波时,A相两个H桥模块输出侧的合成阶梯波、电网相电压 u_{gA} 和相电流 i_{gA} 的波形。从图中可知,此时阶梯波幅值为72 V,电平数为5;相电压幅值为42.42 V,实测调制度符合设计;相电流幅值为5 A,电流电压同相位证明系统工作在单位功率因数条件下。图10b为系统注入三次谐波比例 $k=-0.5$ 前后直流侧二倍工频电压波动量比较,系统未注入时纹波波动量 $\Delta u=215$ mV,三次谐波注入后 Δu 减小至147.5 mV;图10c为系统注入最优比例 $k=-1$ 后 Δu 比较,经测量最优注入时, Δu 减小至125 mV。通过上述注入的数据证明策略的最优性,在该系统条件下直流侧倍频纹波波动量 Δu 降低至原值的58.14%。综合上述分析,该组实验在调制度为0.59且系统单位功率因数下验证了本文所提方案最优。



a. 调制度为0.59、单位功率因数时,阶梯波、 u_{gA} 和 i_{gA} 波形图



b. 三次谐波注入比例 $k=-0.5$

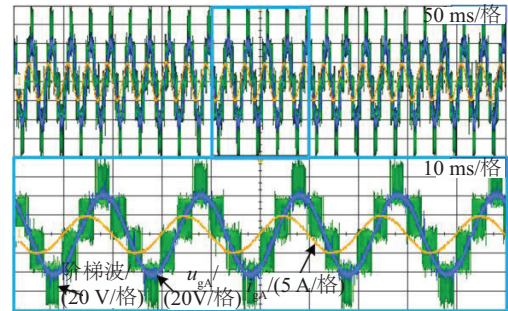


c. 最优三次谐波注入比例 $k=-1$

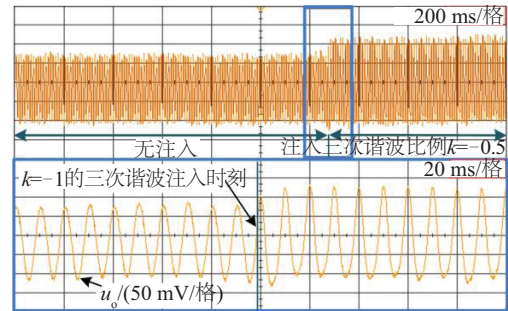
图10 调制度0.59,单位功率因数的实验结果

Fig. 10 Experimental result of waveform with modulation index of 0.59 and unity power factor

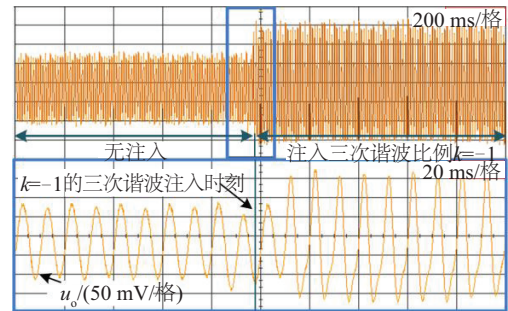
第2组实验条件:在第一组实验条件的基础之上仅调整功率因数角 $\varphi=1$ rad,其他条件保持不变,此时每一相H桥模块向电网传输的视在功率为106 VA,有功功率为57.272 W(即相电流幅值为5 A,功率因数角 $\varphi=1$ rad)。经图7计算得到无论注入何种比例的三次谐波都无法抑制直流侧电压二倍工频纹波,实验结果如图11所示。其中,图11a展示系统稳定工作且未注入三次谐波时,A相两个H桥模块输出侧的合成阶梯波、电网相电压 u_{gA} 和相电流 i_{gA} 的波形, i_{gA} 相位超前于 u_{gA} 符合实验设计。如图11b所示当前系统工作状况下,注入三次谐波比例 $k=-0.5$ 后二倍工频纹波电压波动量 Δu 从186.25 mV增大至242 mV,纹波提升效果为130%。如图11c所示注入三次谐波比例 $k=-1$ 后二倍工频纹波电压波动量 Δu 增大至350.75 mV,纹波提升效果为188%。综合上述分析,该组实验在调制度为0.59且系统非单位功率因数下验证了本文所提方案最优。



a. 功率因数角为1 rad,阶梯波、 u_{gA} 和 i_{gA} 波形图



b. 三次谐波注入比例 $k=-0.5$



c. 三次谐波注入比例 $k=-1$

图11 调制度0.59,功率因数角为1rad的实验结果

Fig. 11 Experimental result of waveform with modulation index of 0.59 and power factor angle of 1 rad

第 3 组实验条件:在第 1 组实验条件的基础之上,将电网模拟器输出电压幅值设定为 60 V,此时系统调制度变为 0.83,其他条件保持不变的条件下,此时每一相 H 桥模块向电网传输的有功功率为 150 W(即相电流幅值为 5 A,功率因数角 $\varphi=0$ rad)。经图 7 计算得到此时最优的三次谐波注入比例为 -0.6,且 $k < -0.6$ 系统存在过调制风险,实验结果如图 12 所示。其中,图 12a 展示系统稳定工作且未注入三次谐波时,A 相两个 H 桥模块输出侧的合成阶梯波、电网相电压 u_{gA} 和相电流 i_{gA} 的波形。从图 12a 中可知,此时阶梯波幅值为 72 V,电平数为 5;相电压幅值为 60 V,实测调制度符合设计;相电流幅值为 5 A,电流电压同相位证明系统工作在单位功率因数条件下。如图 11b 所示,当前系统工作状况下,注入三次谐波比例 $k=-0.6$ 后二倍工频纹波电压波动量 Δu 从 311.25 mV 减小至 175 mV,纹波抑制为原值的 56.22%。如图 12c 所示,注入三次谐波比例 $k=-0.3$ 后二倍工频纹波电压波动量 Δu 减小至 220 mV,纹波抑制为原值的

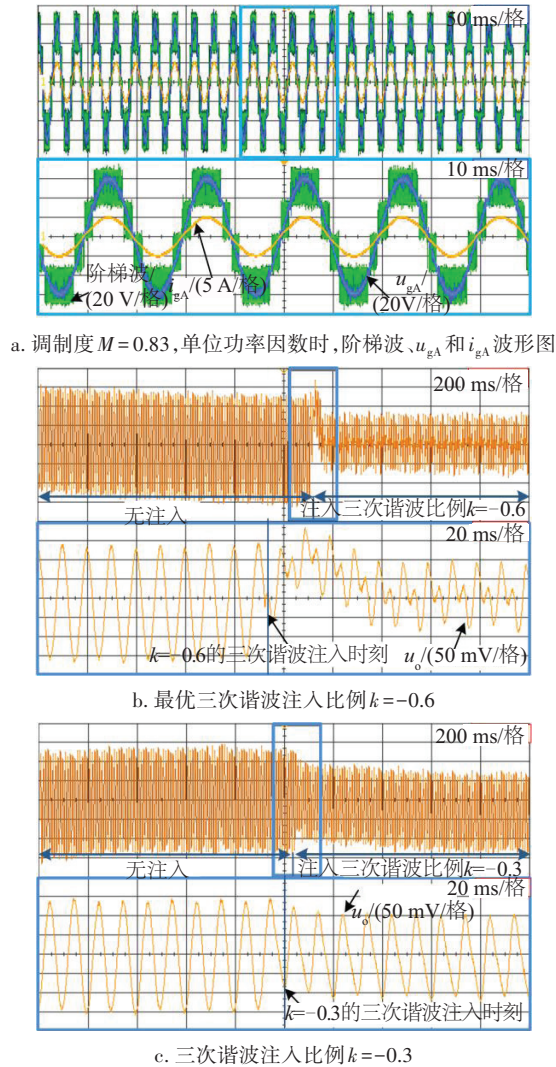


图 12 调制度 0.83, 单位功率因数的实验结果

Fig. 12 Experimental result of waveform with modulation index of 0.83 and unity power factor

70.68%。综合上,该组实验在调制度为 0.83 且系统单位功率因数下验证了本文所提方案最优。

第 4 组过调制实验条件:将电网模拟器输出电压幅值设定为 60 V,此时系统调制度变为 0.83,每一相 H 桥模块向电网传输的视在功率为 300 VA,有功功率为 162.09 W(即相电流幅值为 10 A,功率因数角 $\varphi=1$ rad)。此时调整三次谐波注入比例 $k=-1$ 经图 7 计算该比例将会造成系统过调制,具体实验波形如图 13 所示。在谐波注入的瞬间三相电网电流产生畸变,证明 H 桥出现过调制现象,验证该方案的准确性。

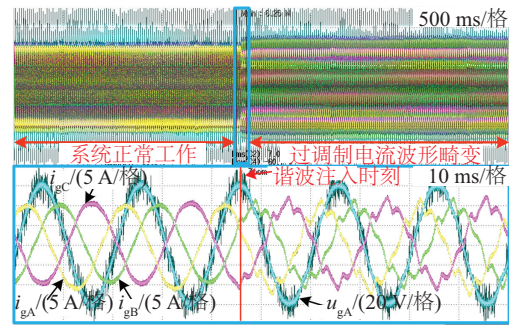


Fig. 13 Overmodulation in system after third-harmonic injection

5 结 论

本文提出一种基于自适应三次谐波注入的三相 CHB 光伏并网逆变器直流侧二倍工频电压纹波抑制策略,该策略综合考虑在不同调制度和功率因数角的情况下,完全规避过调制风险,最终确保注入合适的三次谐波达到最优化抑制直流侧倍频电压波动的目的。所提出的控制方法不仅适用于光伏发电场景,而且对于采用 CHB 拓扑的高压直挂式储能变流器、静态无功补偿器以及能量路由器等设备,同样具有广泛的适用性和有效性。

[参考文献]

- [1] 国家能源局. 太阳能发展“十三五”规划[J]. 太阳能, 2016(12): 5-14, 24.
National Energy Administration. 13th FYP development plan for solar energy [J]. Solar energy, 2016(12): 5-14, 24.
- [2] 肖钧文, 黄辉先, 刘晓舟. 大规模风光储并网碳经济性评估[J]. 太阳能学报, 2020, 41(6): 171-177.
XIAO J W, HUANG H X, LIU X Z. Carbon economy evaluation of large-scale wind-solar-storage power[J]. Acta energiae solaris sinica, 2020, 41(6): 171-177.
- [3] 林珊, 赵涛, 农兴中, 等. 相间短路故障条件下级联 H 桥光伏逆变器的有功功率回流抑制策略[J]. 太阳能学报, 2024, 45(3): 470-479.

- LIN S, ZHAO T, NONG X Z, et al. An active power backflow suppression strategy for cascaded H-bridge photovoltaic inverter under inter-phase short-circuit fault conditions[J]. *Acta energiae solaris sinica*, 2024, 45(3): 470-479.
- [4] 姚玉璧, 郑绍忠, 杨扬, 等. 中国太阳能资源评估及其利用效率研究进展与展望[J]. *太阳能学报*, 2022, 43(10): 524-535.
- YAO Y B, ZHENG S Z, YANG Y, et al. Progress and prospects on solar energy resource evaluation and utilization efficiency in China [J]. *Acta energiae solaris sinica*, 2022, 43(10): 524-535.
- [5] 胡文华, 文森林, 彭修纲, 等. 一种新型多电平逆变器拓扑及调制策略研究[J]. *太阳能学报*, 2024, 45(7): 486-493.
- HU W H, WEN S L, PENG X G, et al. Research on a novel multilevel inverter topology and modulation strategy [J]. *Acta energiae solaris sinica*, 2024, 45(7): 486-493.
- [6] 赵涛, 张兴, 毛旺, 等. 基于无功补偿的级联H桥光伏逆变器功率不平衡控制策略[J]. *中国电机工程学报*, 2017, 37(17): 5076-5085.
- ZHAO T, ZHANG X, MAO W, et al. Control strategy for cascaded H-bridge photovoltaic inverter under unbalanced power conditions based on reactive compensation [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(17): 5076-5085.
- [7] WANG H R, WANG H, ZHU G R, et al. An overview of capacitive DC-links-topology derivation and scalability analysis [J]. *IEEE transactions on power electronics*, 2020, 35(2): 1805-1829.
- [8] 杨洋, 阮新波, 叶志红. 无电解电容AC/DC LED驱动电源中减小输出电流脉动的前馈控制策略[J]. *中国电机工程学报*, 2013, 33(21): 18-25.
- YANG Y, RUAN X B, YE Z H. A feed-forward scheme to reduce output current ripple of an electrolytic capacitorless AC/DC LED driver [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2013, 33(21): 18-25.
- [9] QIN Z A, TANG Y, LOH P C, et al. Benchmark of AC and DC active power decoupling circuits for second-order harmonic mitigation in kilowatt-scale single-phase inverters [J]. *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics*, 2016, 4(1): 15-25.
- [10] FAROOQI M Z, SINGH B, PANIGRAHI B K. Reduced sensor-based model predictive control of power decoupling circuit for on-board EV charger[J]. *IEEE transactions on transportation electrification*, 2023, 9(2): 2104-2114.
- [11] ZHANG R, WANG S L, MA J P, et al. Centralized active power decoupling method for the CHB converter with reduced components and simplified control [J]. *IEEE transactions on power electronics*, 2024, 39(1): 47-52.
- [12] MAJMUHOVIĆ B, MUKHERJEE S, MARTIN T, et al. 1 kV, 10-kW SiC-based quadruple active bridge DCX stage in a DC to three-phase AC module for medium-voltage grid integration [J]. *IEEE transactions on power electronics*, 2022, 37(12): 14631-14646.
- [13] MALLIK R, MAJMUHOVIĆ B, DUTTA S, et al. Control design of series-connected PV-powered grid-forming converters via singular perturbation [J]. *IEEE transactions on power electronics*, 2023, 38(4): 4306-4322.
- [14] 党兴华, 潘尚智, 葛晓露, 等. 一种新型模块化三相光伏逆变器及其分布式控制策略[J]. *电源学报*, 2024, 22(6): 100-109.
- DANG X H, PAN S Z, GE X L, et al. Novel modular three-phase photovoltaic inverter and its distributed control strategy [J]. *Journal of power supply*, 2024, 22(6): 100-109.
- [15] 葛晓露, 潘尚智, 党兴华, 等. 模块化三相光伏逆变器及其分布式自适应升压控制策略[J]. *太阳能学报*, 2024, 45(3): 533-541.
- GE X L, PAN S Z, DANG X H, et al. Modular three-phase photovoltaic inverter and its distributed adaptive boost control strategy [J]. *Acta energiae solaris sinica*, 2024, 45(3): 533-541.
- [16] FUJITA H. A single-phase active filter using an H-bridge PWM converter with a sampling frequency quadruple of the switching frequency [J]. *IEEE transactions on power electronics*, 2009, 24(4): 934-941.
- [17] TSUNO K, SHIMIZU T, WADA K, et al. Optimization of the DC ripple energy compensating circuit on a single-phase voltage source PWM rectifier [C]//2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference. Aachen, Germany, 2004: 316-321.
- [18] WANG R X, WANG F, BOROEVIČ D, et al. A high power density single-phase PWM rectifier with active ripple energy storage [J]. *IEEE transactions on power electronics*, 2011, 26(5): 1430-1443.
- [19] SUN D S, GE B M, YAN X Y, et al. Modeling, impedance design, and efficiency analysis of quasi- Σ source module in cascaded multilevel photovoltaic power system [J]. *IEEE transactions on industrial electronics*, 2014, 61(11): 6108-6117.
- [20] 王明达, 张兴, 赵涛, 等. 一种优化的单相级联H桥逆变器三次谐波补偿策略[J]. *中国电机工程学报*, 2020, 40(4): 1073-1081, 1400.
- WANG M D, ZHANG X, ZHAO T, et al. An optimized third harmonic compensation strategy for single-phase cascaded H-bridge inverter [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2020, 40(4): 1073-1081, 1400.
- [21] HU Y H, ZHANG X, MAO W, et al. An optimized third harmonic injection method for reducing DC-link voltage fluctuation and alleviating power imbalance of three-phase

- cascaded H-bridge photovoltaic inverter [J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2020, 67(4): 2488-2498.
- [22] 牛春豪, 徐永海. 考虑波动功率耦合的电力电子变压器电容电压纹波抑制方法研究[J]. 电测与仪表, 2025, 62(1): 208-216.
- NIU C H, XU Y H. Research on capacitor voltage ripple suppression method for power electronic transformer considering fluctuating power coupling [J]. Electrical measurement & instrumentation, 2025, 62(1): 208-216.

DC-LINK VOLTAGE RIPPLE SUPPRESSION STRATEGY FOR CASCADED H-BRIDGE INVERTERS BASED ON ADAPTIVE THIRD-HARMONIC INJECTION

Lin Shan¹, Zhao Tao², Nong Xingzhong¹, Zhu Honggang², Wang Chunfang²

(1. Guangzhou Metro Design and Research Institute Co., Ltd., Guangzhou 510010, China;

2. School of Electrical Engineering, Qingdao University, Qingdao 266071, China)

Abstract: The cascaded H-bridge topology exhibits distinct advantages in the field of photovoltaic (PV) power generation with its modular design, smaller filtering inductance, and simplified layout. However, the three-phase cascaded H-bridge inevitably inherits the inherent issue of the single-phase full-bridge inverter, namely, double-line frequency voltage ripple on the DC-link. This issue leads to an output voltage deviation of photovoltaic array from its maximum power point, thereby reducing the power generation efficiency of system. To address this issue, this paper presents an innovative control method based on adaptive third-harmonic injection, which effectively avoids over-modulation risks under varying power factor angles. The method can calculate the optimal third-harmonic injection based on the real-time operating conditions of the system, thereby achieving optimal suppression of DC-link voltage ripple. Finally, a full-scale experimental platform is constructed, and experimental results confirm the effectiveness and feasibility of the proposed method.

Keywords: PV power generation; bridge circuit; control system; cascaded H-Bridge; double-power frequency ripple; adaptive third-harmonic injection; non-unity power factor