

DOI: 10.7667/PSPC180510

一种改进的模块化 SVG 并联交错调制方式

武稼祥¹, 张国澎¹, 艾永乐¹, 姜志彬¹, 刘中印²

(1. 河南理工大学电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454000; 2. 河南周口供电公司, 河南 周口 466000)

摘要: 针对模块化 SVG 系统交错并联调制时存在较大的电流总谐波畸变率(THD)的问题, 提出了一种改进的模块化 SVG 并联交错调制方式。首先, 根据该交错并联电路结构, 分析交错并联系统的电流纹波, 推导出交错并联系统最大电流纹波输出的计算公式。其次, 将改进的交错并联调制方式与传统的交错并联方式进行对比, 得出改进方式在抑制纹波等方面优于传统方式。最后, 通过 Matlab/Simulink 进行仿真, 实验验证所提的改进的模块化 SVG 并联交错调制方式的可行性和有效性。结果表明, 这种交错并联方式在较低的开关频率下, 效果十分明显, 为低频、小电流的交错并联系统提供了应用基础。

关键词: 交错并联; 电流纹波; THD; SVG; 开关频率

An improved modular SVG parallel interleaving modulation method

WU Jiexiang¹, ZHANG Guopeng¹, AI Yongle¹, JIANG Zhibin¹, LIU Zhongyin²

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Henan University of Technology, Jiaozuo 454000, China;
2. Zhoukou Power Supply Company, Zhoukou 466000, China)

Abstract: An improved modular SVG parallel interleaving modulation method is proposed to solve the problem of large current Total Harmonic Distortion (THD) when interleaving parallel modulation of modular SVG system. Firstly, the current ripple of the interleaving parallel system is analyzed according to the structure of the interleaving parallel circuit, and the calculation formula of the maximum current ripple output of the interleaving parallel system is derived. Secondly, the improved interleaving parallel modulation method is compared with the traditional interleaving parallel method, and the improved method is superior to the traditional method in many aspects such as suppressing ripple, etc. Finally, the method proposed is verified by Matlab/Simulink simulation experiments to check the feasibility and effectiveness of the improved modular SVG parallel interleaving modulation. The results show that this interleaving parallel mode is very effective at lower switching frequencies, and it can be used in the field of low frequency and low current interleaving parallel systems.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51777060).

Key words: interleaving parallel; current ripple; THD; SVG; switching frequency

0 引言

随着电网技术以及现代工业的发展, 对大功率 SVG 的需求不断增加, 但大功率设备在开关频率、器件容量、散热情况、系统损耗、稳定性、抗干扰性等方面受到了一定的限制, 很多技术问题难以克服。模块化思路的提出为解决上述问题提供了重要途径, 并且在高压级联 STATCOM、光伏逆变器组、分布式电源等方面都有了广泛的应用。三相全桥电

压型变换器(VSC)由于具有谐波含量低、功率因数高和效率高等优点, 已成为常用的变换器。模块化 SVG 是由多个结构相同的 SVG 并联而成, 通过采用一定的控制方式, 使得模块内的每个 SVG 都发出一定的补偿电流, 共同构成了整个 SVG 的系统^[1-8]。

目前, 国内外学者在交错并联 SVG 系统方面的研究主要集中在选择何种调制方式与是否共直流母线方面。交错并联 SVG 系统常用的调制方式有 SPWM、SVPWM、CPS-SPWM、CPS-SVPWM, 而 SVPWM 调制方式因具有直流电压利用率高以及损耗低的特点深受广大研究学者的青睐^[7]。采用共直

流母线的形式虽然可以提高系统的整体效率, 使输出电流 THD 减小, 但系统内模块间存在因电压差而产生的环流, 进而降低系统稳定性。因此, 对交错并联系统的调制方式进行研究并运用于相应领域具有重要的社会经济意义。

目前, 交错并联系统的研究主要包括主电路结构研究和控制方法研究^[9-16]。文献[17]采用交错并联, 共用一个 L 型滤波器接入三相电网, 虽然简化了系统结构和控制, 提高了系统的工作效率, 但多模块并联扩展复杂, 而且需使用大滤波电感, 增大了系统损耗, 难以满足降低输出电流纹波的要求。文献[18]提出了一种通过合理选择交错(相位)角度来减小交错并联输出谐波电流的方法, 理论上交错并联结构在交错角为 $2\pi/N$ 时(N 是并联台数)输出电流的 THD 最小, 但是实际上, 由于死区时间的设置、开关器件特性的差异等因素, 输出电流的 THD 偏离最小值。该文献还提出了通过利用相间电感来处理共模电流的问题。文献[19]提出了一种抑制输出电流 THD 的方法, 交错并联结构输出端接入到一个标准的三相变压器的初级绕组, 最后经变压器的次级绕组直接并入电网, 实现了两个并网逆变器的并联运行, 从而减小了光伏并网逆变器中交流侧的电压谐波, 提高了直流侧的利用率以及系统的功率密度。然而此拓扑中变压器的使用增加了系统的体积和成本, 而且难以满足模块化系统的扩容要求。文献[20]提出了一种通过并联数量和开关频率的优化方法, 减小了输出电流纹波和电感及其他滤波器件的大小, 提高了系统的动态响应, 但系统开关损耗大、转换效率低、可靠性差, 且并联数量和开关频率的优化过程复杂。在交错并联 SVG 系统中经常使用的滤波器主要有 L 型滤波器、LC 型滤波器、LCL 型滤波器, 文献[21]指出 LCL 滤波器因其体积小、滤除电流纹波的效果好等优点而被广泛应用。然而 LCL 滤波器存在谐振问题, 谐振频率处存在谐振尖峰, 易导致并网逆变器不稳定。

为了提高模块化 SVG 并联系统的效率, 减小交流侧输出电流 THD, 本文提出一种改进的模块化 SVG 并联交错调制方式。首先, 通过对单模块及多模块电流纹波的推导, 并得出其制约因素。其次, 在响应速度方面, 改进方式要优于传统方式。最后, 通过仿真实验验证该改进方式的可行性与有效性。

1 交错并联调制电流纹波模型

两个 SVG 模块采用相同的三相全控桥结构, 如图 1 所示。模块的交流侧通过串联独立的滤波电感后接入电网。为提高系统的可靠性, 降低模块间环

流, 两模块的直流侧母线相互独立。

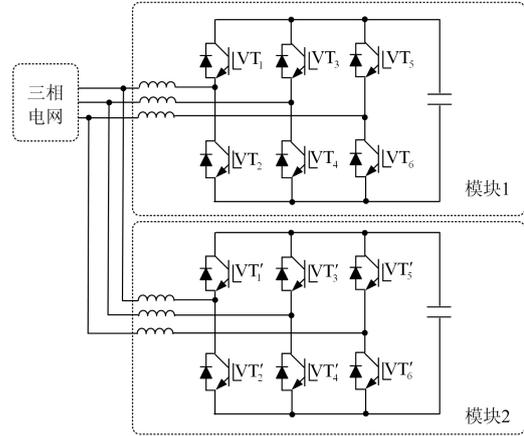


图 1 交错并联 SVG 系统拓扑图

Fig. 1 Topology diagram of staggered-parallel SVG system

图 1 中为单个模块, 可定义每相上管开通为“1”状态, 下管开通为“0”状态。则每个模块有 8 种状态组合, 分别为 000、001、010、011、100、101、110、111。令每个状态的作用时间为 Δt , 可以计算出相应的 A 相的交流侧电流纹波值^[22]。

首先, 对模块 1 的电流纹波进行分析, 模块工作在 000 状态时, 等效电路如图 2 所示。A 相电流纹波 Δi 为

$$\Delta i = \frac{e_a \Delta t}{L \parallel (L \parallel L)} + \frac{e_b \Delta t}{L \parallel (L \parallel L)} + \frac{e_c \Delta t}{L \parallel (L \parallel L)} = \frac{e_a \Delta t}{L} \quad (1)$$

式中: e_a 是 A 相电压; L 为输出滤波器电感。

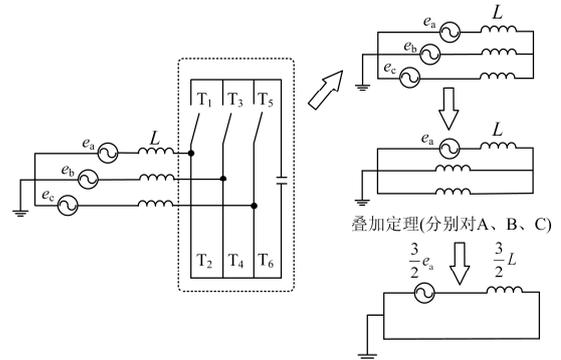


图 2 开关状态为 000 时单个模块等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of a single module when the switch state is 000

开关状态为 011 时, 等效电路如图 3 所示, 电流纹波大小为

$$\Delta i = \frac{e_a + u_{dc}}{L \parallel (L \parallel L)} + \frac{e_b + u_{dc}}{L \parallel (L \parallel L)} + \frac{e_c + u_{dc}}{L \parallel (L \parallel L)} = \frac{(3e_a + u_{dc}) \Delta t}{3L} \quad (2)$$

式中, u_{dc} 为直流母线电压。

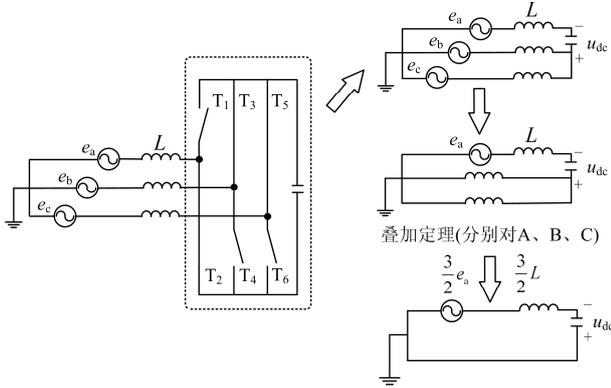


图 3 开关状态为 011 时单个模块等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of a single module when the switch state is 011

因此, 可以通过不同开关状态下的等效电路图来分析其电流纹波。对于单模块, 可得 A 相电流纹波在各种开关状态对应的数值, 如表 1 所示。

表 1 单个模块在不同开关状态下的输出电流纹波

Table 1 Output current ripple of single power unit in different switching states

开关状态	输出电流纹波
000、111	$\frac{e_a \Delta t}{L}$
001、010	$\frac{(3e_a + u_{dc}) \Delta t}{3L}$
011	$\frac{(3e_a + u_{dc}) \Delta t}{3L}$
100	$\frac{(3e_a - u_{dc}) \Delta t}{3L}$
101、110	$\frac{(3e_a - u_{dc}) \Delta t}{3L}$

文献[23]中指出, 单模块的 A 相电流纹波最大值发生在 A 相调制波过零点处。假设调制比为 m , 则 A 相调制波过零点时, A 相调制波为 0, B 相调制波大小为 $0.865m$, C 相调制波大小为 $-0.865m$ 。如图 4 所示, 取 A 相调制波过零点的一个开关周期, 分析其开关状态, 由此计算出电流纹波值。

在图 5 的一个开关周期内 $e_a=0$, 存在 4 种开关状态: 111, 010, 110, 000。计算各个开关状态内电流波动值如下:

$$\begin{cases} T_{000}, T_{111}: \Delta i = 0 \\ T_{010}: \Delta i = -\frac{u_{dc}}{3L} T_{010} \\ T_{110}: \Delta i = \frac{u_{dc}}{3L} T_{110} \end{cases} \quad (3)$$

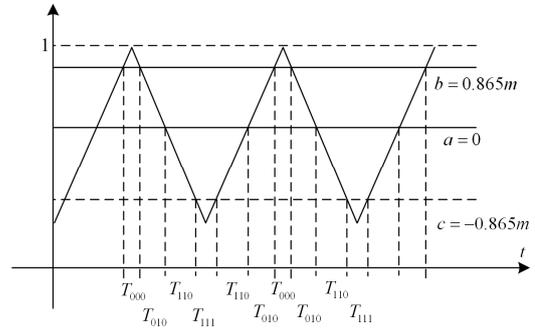


图 4 A 相调制波过零点时一个开关周期内的开关状态
Fig. 4 Switching state of a phase modulated wave over 0 o'clock a switching cycle

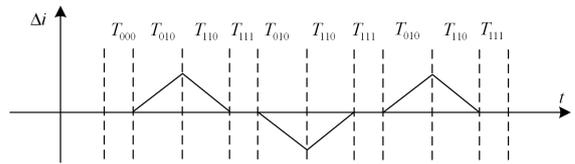


图 5 单模块一个开关周期内电流纹波

Fig. 5 Single module A switching period of current ripple

结合各开关状态的占空比以及输出电流纹波, 得到 A 相电流纹波的最大值为

$$\Delta i_{\max} = T_{010} + T_{110} = \frac{u_{dc}}{3L} T_{010} + \frac{u_{dc}}{3L} T_{110} = \frac{u_{dc}}{3Lf} 0.433m \quad (4)$$

式中, m 是调制比。

对于交错并联系统, 文献[23]也同样指出当 A 相调制波大小为 $-m$ 或 m 时, 电感电流纹波最大。假设 A 相调制波 $-m$ 时刻计算。当 A 相调制波为 $-m$ 时, B、C 相分别为 $0.5m$ 、 $0.5m$, 此时对应的开关状态如图 6 所示。

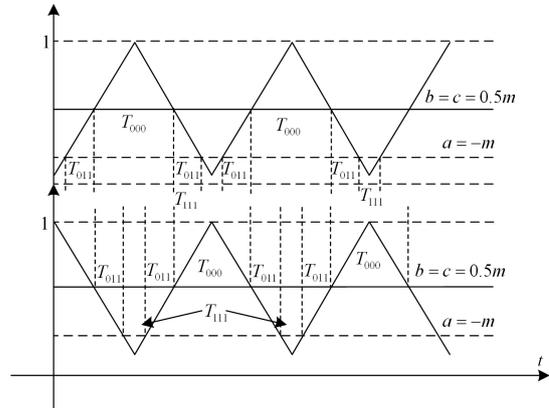


图 6 交错并联系统一个开关周期内的开关状态
Fig. 6 Switching state of a staggered parallel system in a switching period

一个开关周期内存在的开关状态有 4 种(由于对称性, 011-000 与 000-011 看作等效): 011-011, 000-011, 011-111, 000-111。

当开关状态为 011-011 时, 两个模块输出电流纹波叠加。电流纹波为

$$\Delta i_{011-011} = \frac{(3e_a + u_{dc})\Delta t}{3/2L} \quad (5)$$

同理, 得出状态 000-011、011-111、000-111 的输出电流纹波分别为

$$\begin{cases} \Delta i_{000-011} = \frac{(3e_a + 1/2u_{dc})\Delta t}{3/2L} \\ \Delta i_{011-111} = \frac{(3e_a + 1/2u_{dc})\Delta t}{3/2L} \\ \Delta i_{000-111} = \frac{2e_a\Delta t}{L} \end{cases} \quad (6)$$

由于交错系统的 A 相电流纹波最大值发生在 A 相调制波峰值处, $e_a = -E_a$, 其中, E_a 为 e_a 的峰值, 根据图 7 计算出交错系统中 A 相电流纹波最大值为

$$\Delta i_{\max} = |\Delta i_{011-011}| = \left| \frac{(u_{dc} - 2e_a)T_{011-011}}{3/2L} \right| = \frac{(u_{dc} - 3e_a)m}{6Lf} \quad (7)$$

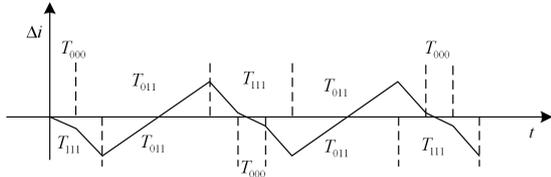


图 7 两模块一个开关周期内的电流纹波

Fig. 7 Two-module A switching period of current ripple

对比单模块与两模块的 A 相电流纹波大小可得出以下结论: 当采用交错运行模式时, 其输出电流纹波将会有一定程度的抵消。并得出电流纹波跟输出电感、调制比、开关频率等因素有关。

2 基于 SVPWM 的改进交错调制方式

文献[4]指出对于两模块交错并联系统而言, 两个模块同一桥臂的开关矢量相位和输出 PWM 的方向互错 π , 此时两个整流器交流侧的电流纹波正好反相, 可以完全抵消, 从而达到输出电流 THD 较小的目的。

而本文提出的一种改进的交错并联调制方式, 是在不改变采样频率和幅度调制比, 保持采样时间相同的情况下, 改变了调制波和三角载波在对比何时开通、何时关断。改进交错并联方式中对两功率模块的三角载波和调制波进行对比, 若是模块 1, 则设定输出 PWM 为高电平, 即三角载波大于调制

波时, 该模块桥臂上管 PWM 输出高电平, 三角载波小于调制波时, 该模块桥臂上管 PWM 输出为低电平, 如图 8 左图所示。若是模块 2, 则设定输出 PWM 低电平, 即三角载波大于调制波时, 该模块桥臂上管 PWM 输出为低电平, 三角载波小于调制波时, 该模块桥臂上管 PWM 输出为高电平, 如图 8 右图所示。从而在开通方式上实现交错。

采用同一时间基准使模块 1 与模块 2 产生 SVPWM 时的时间基准差 π , 可使每个开关周期各模块的 IGBT 互差 π 开通。

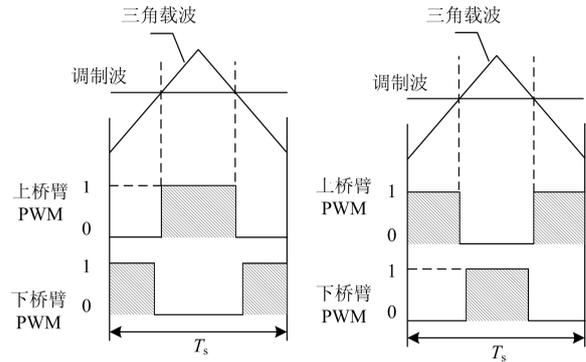


图 8 SVPWM 交错并联控制调制图

Fig. 8 SVPWM interleaving parallel control modulation diagram

和传统的交错并联系统相比, 它们的结构是相同的, 如图 1 所示, 都是由两个拓扑完全相同的功率模块交错构成。传统的交错并联系统中每个功率模块均有一个独立的定时器, 两个定时器在采样时间上存在差异(相位存在差异), 即有两个三角载波。而改进的交错并联系统中的两个功率模块采用一个定时器, 即有一个三角载波, 只是在对比三角载波和调制波时存在差异。因此可以采用一个三角载波对交错并联系统进行调制。

3 改进交错调制的影响分析

传统的交错并联方式采用两个定时器, 时间相同, 三角载波存在差异。在采样时间和作用时间上存在差异。在传统的方式中, 第一个周期进行采样, 作用在第二个周期, 如图 9 所示, 两个三角载波相位互错 π , 在采样周期与作用周期上也互错 π , 完成传统系统的一次采样和作用的时间为 $T = t_1 + t_2 - \Delta t = 3/2T_s$, 其中 $t_1 = t_2 = T_s$ 。

由以上分析可知, 改进的交错并联调制方式可以采用一个定时器, 采样时间和作用时间对于两个模块而言是一样的, 因此完成一次改进系统的一次采样和作用的时间为 $T = t_1 = t_2 = T_s$, 如图 10 所示。

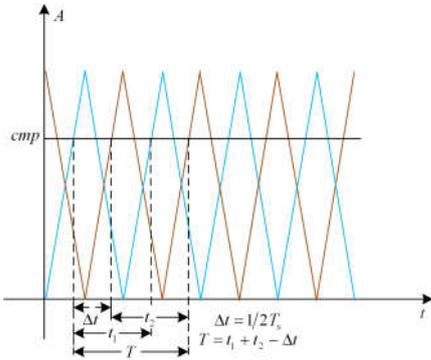


图 9 传统方式的采样和作用时间

Fig. 9 Traditional methods of sampling and action time

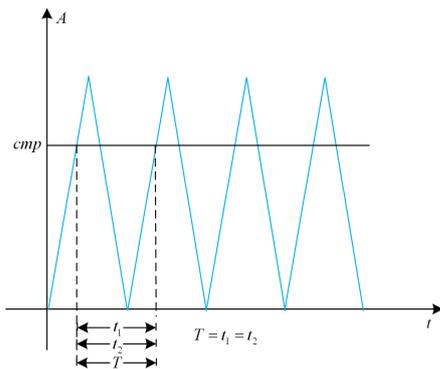


图 10 改进方式的采样和作用时间

Fig. 10 Sample and action time of improved mode

在采样时间上对比传统交错并联方式，改进方式比传统方式提前半个周期，缩短了改进方式的作用时间，进而抑制了输出电流纹波，在低频的工作模式下，改进方式的处理速度、电流纹波的抑制都要优于传统方式。

4 仿真结果分析

为了验证本文所提的改进交错并联方式的有效性，在 Matlab/Simulink 中进行仿真。搭建了三相逆变器交错并联仿真平台如图 11 所示^[24]。

LC 滤波电路中电感、电容参数和线路阻抗具体参数如表 2 所示。

表 2 仿真参数

Table 2 Simulation parameters

名称	数值
直流侧电压/V	700
交流侧电压幅值/V	311
开关频率/kHz	2
死区时间/ μ s	3
L_1 、 L_2 /mH	5
C_1 、 C_2 / μ F	0.1

根据本文所提改进方式，经过 SVPWM 调制后得到如图 12 的触发脉冲，分别作用于两个模块上。

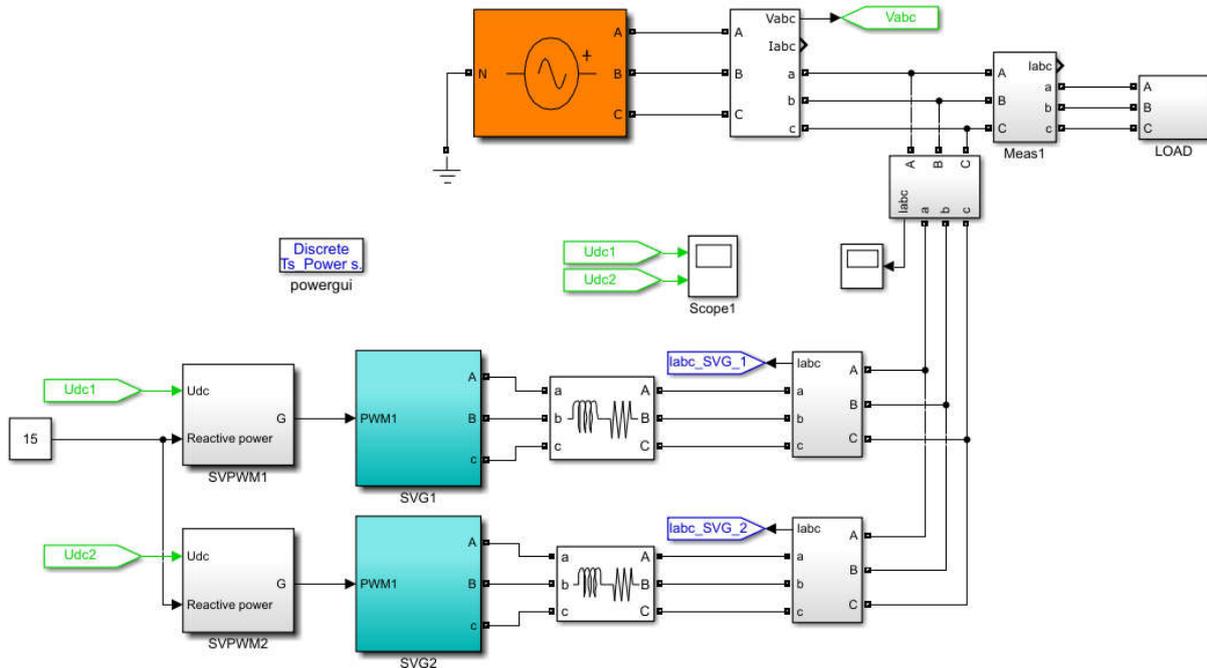


图 11 系统仿真图

Fig. 11 System simulation

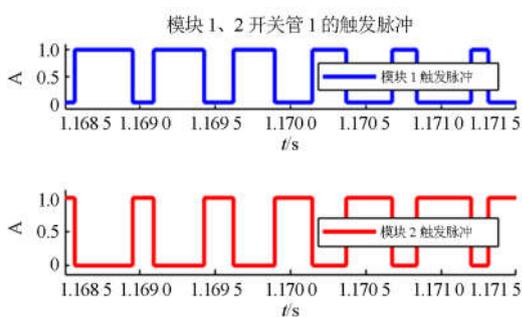


图 12 模块 1、2 开关管 1 的触发脉冲

Fig. 12 Module 1, 2 switch 1 trigger pulse

传统的交错并联方式的仿真结果如图 13、图 14 所示。无功电流是 30 A 时, 模块 1 和模块 2 输出电流 THD 为 12.41%, 从仿真结果上看输出电流存在少量畸变。

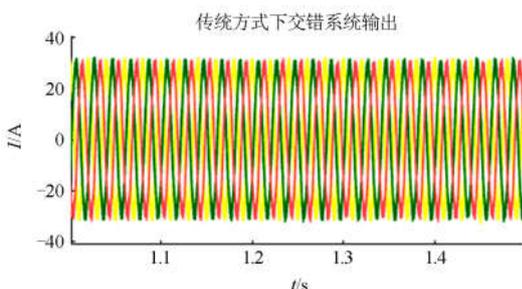


图 13 传统方式下交错系统输出

Fig. 13 Traditional way of interleaving system output

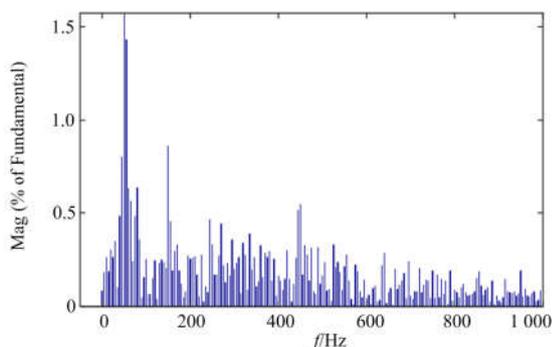


图 14 传统方式输出电流 THD

Fig. 14 Traditional mode output current THD

采用改进的交错方式后, 交错并联系统输出电流如图 15、图 16 所示。无功电流是 30 A 时, 模块 1 和模块 2 输出电流 THD 为 8.64%, 因此改进交错并联方式比传统的交错并联方式效果更好。

在不同无功量的情况下, 交错并联系统的输出电流 THD 值如表 3 所示。采用改进的交错并联方式, THD 值逐渐变小, 并且明显减小。

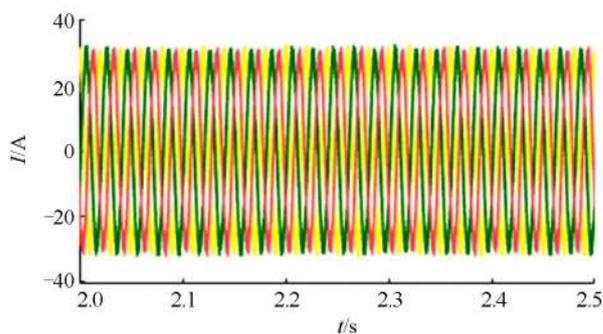


图 15 改进方式下交错系统输出

Fig. 15 Improved mode for staggered system output

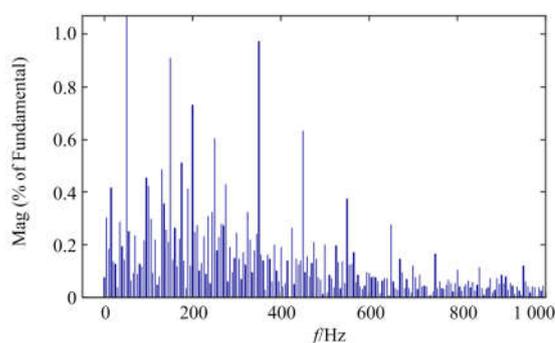


图 16 改进方式输出电流 THD

Fig. 16 Improved mode output current THD

表 3 不同交错方式下不同负载的输出电流 THD
Table 3 Output current THD of different loads under different staggered modes

无功电流/A	交错方式	
	传统方式	改进方式
10	25.43%	24.2%
20	15.97%	13.81%
30	12.41%	8.64%
40	9.69%	6.14%
50	7.92%	3.77%

由仿真结果可以发现, 交错并联系统工作在 2 kHz 下时具有以下特点:

1) 无功电流在小于 20 A 时, 传统方式和改进方式在输出电流 THD 上相差 2%, 在小电流的情况下, 电流纹波对输出电流的影响较大, 导致传统方式与改进方式相差不大;

2) 无功电流在大于 20 A 时, 改进方式优于传统方式, 在此电流下, 电流纹波的大小相对输出电流来说, 影响较小, 并且改进方式在采样时间上比传统方式有所缩短, 使得在纹波电流的抑制上更优, 所以在此范围内, 改进方式的效果更好。

5 结论

本文主要分析了传统交错并联方式的电流纹波以及改进交错并联方式的电流纹波,对两者的输出电流 THD 进行了分析比较。仿真与实验证明,采用改进交错并联方式,可以在较低开关频率下有效地改善交错并联 SVG 系统的输出电流波形,降低其 THD 值,使并联系统运行更可靠。

研究改进交错并联方式对交错并联 SVG 系统的影响,对提高在指定频率小电流下的无功补偿效率具有重要指导意义,并具有一定的普适性。

参考文献

- [1] 娄晓琪, 郑焕坤, 常鲜戎. 模块化多电平有源滤波器控制策略研究[J]. 电力电容器与无功补偿, 2017, 38(1): 35-39.
LOU Xiaoqi, ZHENG Huankun, CHANG Xianrong. Control strategy study on MMC active power filter[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2017, 38(1): 35-39.
- [2] 于芑, 张用, 孙辉, 等. 一种新型模块化交直流混合微电网拓扑优化设计及研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(9): 26-34.
YU Peng, ZHANG Yong, SUN Hui, et al. Optimum design on the new pattern AC-DC mixed modular microgrid topology[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(9): 26-34.
- [3] 许胜, 费树岷, 赵剑锋, 等. 多模块 APF 并联系统高频谐波环流分析与控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(5): 60-68.
XU Sheng, FEI Shumin, ZHAO Jianfeng, et al. Analysis and control of high-frequency harmonic circular currents in multi-module APF parallel system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(5): 60-68.
- [4] 韦莉, 刘帅, 尤伟玉, 等. 一种新型非谐振型软开关交错并联 Boost 电路[J]. 电工技术学报, 2017, 32(3): 172-183.
WEI Li, LIU Shuai, YOU Weiyu, et al. A novel interleaved boost converter with non-resonant soft-switching[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(3): 172-183.
- [5] 高超, 郭强, 周勤勇, 等. “十三五”电力规划中新能源大规模外送的安全稳定问题[J]. 中国电力, 2017, 50(1): 37-42.
GAO Chao, GUO Qiang, ZHOU Qinyong, et al. The security and stability problems of large-scale outbound power transmission of renewable energy in the 13th five-year power plan[J]. Electric Power, 2017, 50(1): 37-42.
- [6] 贾德香, 吴姗姗. 2016 年中国电力供需回顾及 2017 年预测[J]. 中国电力, 2017, 50(6): 1-5.
JIA Dexiang, WU Shanshan. A review of China's power supply and demand in 2016 and a prediction in 2017[J]. Electric Power, 2017, 50(6): 1-5.
- [7] 熊岩, 赵成勇, 许建中. 模块化多电平换流器电容电压均衡排序算法综述[J]. 电力工程技术, 2017, 36(2): 1-8.
XIONG Yan, ZHAO Chengyong, XU Jianzhong. A review of ranking algorithms for MMC capacitor voltages balancing[J]. Electric Power Engineering Technology, 2017, 36(2): 1-8.
- [8] 陈刚, 蒋顺平, 丁勇, 等. 并联 T 型三电平储能变流器零序环流抑制[J]. 电力工程技术, 2017, 36(5): 52-58.
CHEN Gang, JIANG Shunping, DING Yong, et al. Zero-sequence circulating current reduction for parallel t-type three-level power converter systems[J]. Electric Power Engineering Technology, 2017, 36(5): 52-58.
- [9] 游林旭, 王锐凤, 郭谋发. 基于 CPS-SPWM 的级联 H 桥多电平逆变器控制方法[J]. 电气技术, 2016, 17(9): 5-11.
YOU Linxu, WANG Ruifeng, GUO Moufa. Controlling method of cascaded H-bridge multilevel inverter based on CPS-SPWM technique[J]. Electrical Engineering, 2016, 17(9): 5-11.
- [10] MASSOUD A M, FINNEY S J, WILLIAMS B W. Practical issues of three-phase, three-wire, voltage source inverter-based shunt active power filters[C] // 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power, IEEE, September 12-15, 2004, Lake Placid, NY, USA: 436-441.
- [11] GERBER M, FERREIRA J A, HOFSAJER I W, et al. High density packaging of the passive components in an automotive DC/DC converter[C] // 33rd Power Electronics Specialists Conference, 2002. PESC 02. 2002 IEEE, IEEE, June 23-27, 2002, Cairns, Qld, Australia: 761-767.
- [12] DESTRAZ B, LOUVRIER Y, RUFER A. High efficient interleaved multi-channel DC/DC converter dedicated to mobile applications[C] // Industry Applications Conference, IEEE, October 8-12, 2006, Tampa, FL, USA: 2518-2523.
- [13] ZHANG D, WANG F, BURGOS R, et al. Impact of interleaving on AC passive components of paralleled three-phase voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(3): 1042-1054.
- [14] KU C P, CHEN D, HUANG C S, et al. A novel SFVM-M, control scheme for interleaved CCM/DCM boundary-mode boost converter in PFC applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(8): 2295-2303.

- [15] 汪洋, 罗全明, 支树播, 等. 一种交错并联高升压 BOOST 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(5): 133-139.
WANG Yang, LUO Quanming, ZHI Shubo, et al. A new interleaved high step-up boost converter[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(5): 133-139.
- [16] XIAO Bailu, FILHO F, TOLBERT L M. Single-phase cascaded H-bridge multilevel inverter with nonactive power compensation for grid-connected photovoltaic generators[C] // IEEE Energy Conversion Congress & Exposition, September 17-22, 2011, Phoenix, AZ, USA: 2733-2737.
- [17] 王玉斌. 单相并网逆变器前级交错并联 DC/DC 变换器的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(12): 66-71.
WANG Yubin. Study of interleaved DC/DC converter used in the first-stage of single-phase grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(12): 66-71.
- [18] ZHANG D, WANG F, BURGOS R, et al. Impact of interleaving on AC passive components of paralleled three-phase voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(3): 1042-1054.
- [19] GRANDI G, OSTOJIC D, ROSSI C, et al. Control strategy for a multilevel inverter in grid-connected photovoltaic applications[C] // International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, IEEE, September 10-12, 2007, Bodrum, Turkey: 156-161.
- [20] ABUSARA M A, SHARKH S M. Design and control of a grid-connected interleaved inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 748-764.
- [21] 满灿, 王宝华. LCL 型三相并网逆变器自适应控制策略及其参数设计[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(14): 134-142.
MAN Can, WANG Baohua. Adaptive control strategy and its parameters design of grid-connected inverters with LCL filter[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(14): 134-142.
- [22] 吕飞扬, 李征. 交错并联技术在双向 DC/DC 变换器中纹波抑制分析与应用[J]. 仪表技术, 2017(10): 5-9.
LÜ Feiyang, LI Zheng. Analysis and application of staggered parallel technology in ripple suppression for the bidirectional DC converter[J]. Instrumentation Technology, 2017(10): 5-9.
- [23] 吴松荣, 许建平, 郭世明. 开关电源交错拓扑输出电流纹波数学分析[C] // '02 学术年会, 2002: 22-24.
WU Songrong, XU Jianping, GUO Shiming. Mathematical analysis of output current ripple of switching power supply interleaved topology[C] // '02 Academic Annual Meeting, 2002: 22-24.
- [24] 李培强, 董彦婷, 段克会, 等. 直流微电网双向 AC/DC 变换器并联系统控制策略仿真研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(17): 43-50.
LI Peiqiang, DONG Yanting, DUAN Kehui, et al. Simulation study for control strategy of bi-directional AC/DC converter parallel system in DC microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(17): 43-50.

收稿日期: 2018-05-03; 修回日期: 2018-11-15

作者简介:

武稼祥(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电气传动; E-mail: 496768638@qq.com

张国澎(1981—), 男, 博士, 研究生导师, 研究方向为电力电子与电气传动; E-mail: 19341285@qq.com

艾永乐(1963—), 男, 博士, 教授, 研究生导师, 研究方向为电能质量检测与提高。E-mail: aiyongle@hpu.edu.cn

(编辑 魏小丽)