

适合于并网型多重化逆变器的调制方法

高志刚, 张雷, 付勋波, 李建林, 赵斌

(中国科学院电工研究所, 北京市 海淀区 100190)

A Modulation Method for Grid-Connected Multiple Structure Inverter

GAO Zhi-gang, ZHANG Lei, FU Xun-bo, LI Jian-lin, Zhao Bin

(Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Haidian District, Beijing 100190, China)

ABSTRACT: The output of each inverter bridge of a grid-connected multiple structure inverter (MSI) is connected into power grid through transformer coupling and by this means the capacity of grid-connected inverter increases. For two-bridge MSI, the authors propose a method called CPS-SPWM, which combines carrier phase shifted (CPS) with sinusoidal pulse width modulation (SPWM), to increase the equivalent switching frequency under low switching frequency and make the inverter bridges working more synchronically for better effect of canceling out harmonics each other and increasing response speed. The experimental verification of this topic is performed. The proposed method can be extended to apply to grid-connected MSI inverter with n -inverter bridges and is worthy of extension.

KEY WORDS: multiple structure inverter (MSI); sinusoidal pulse width modulation (SPWM); carrier phase shifted (CPS)

摘要: 并网型多重化逆变器各逆变桥的输出经变压器耦合后接入电网, 提高了并网逆变器的容量等级。针对两单元多重化逆变器, 提出一种载波相移正弦调制方法, 可以在低次开关频率下提高系统的等效开关频率, 提高各逆变器组工作的一致性, 实现更好的谐波相抵效果, 具有更快的实时性。最后进行了实验验证, 该方法还可扩充应用到 n 单元并网型多重化逆变器中, 应用前景好。

关键词: 多重化逆变器; 正弦脉宽调制; 载波相移

0 引言

多重化逆变器(multiple structure inverter, MSI)由多个逆变桥单元构成, 是扩大逆变器容量的有效途径之一^[1-3]。目前常用的正弦脉宽调制(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)方法具有实现简单、可靠性高、通用性好的优点^[4]。载波相移技术在提高系统等效开关频率, 改善系统谐波特性, 提高系

统带宽等方面独具优势^[5-6]。本文探索了将 SPWM 和载波相移(carrier phase shifted, CPS)结合起来并应用于并网型 MSI 的可行性。

1 两单元并网型 MSI 拓扑分析

图 1 所示的并网型多重化 PWM 逆变器采用 2 组逆变单元共用直流母线的结构, 各逆变器输出经输出变压器后串联, 达到扩容和谐波相抵的目的(图 1 中为原副边角一角相接)。为保持装置低频率运作的特点, 多重化 PWM 逆变电路的开关频率通常选择比较低, 最大程度地降低开关损耗和电磁干扰(electromagnetic interference, EMI)影响, 提高系统效率和工作可靠性^[1]。

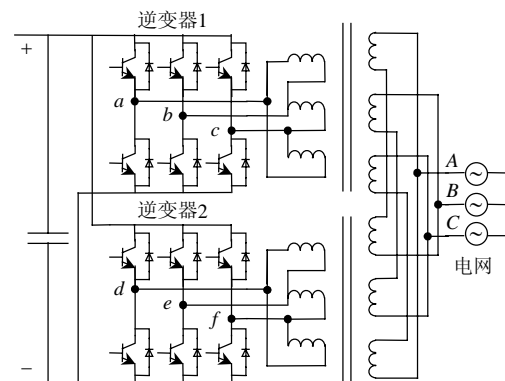


图 1 并网型两重 MSI 逆变器

Fig. 1 Grid-connected MSI consist of two cells

文献[7]提出了直接电流控制配合电网电压前馈的并网逆变器电流控制方法, 将其与 MSI 结合后, 得到如图 2 所示的电流控制框图。以有功电流的控制为例: 将采集的并网电流进行 Park 变换, 得到此时并网电流的 q 轴分量和 d 轴分量, 有功电流实际值与给定值作差后通过 PI 环节, 与此时电网电压的 q 轴分量相加后作为 q 轴电压参考值。无功电流的控制

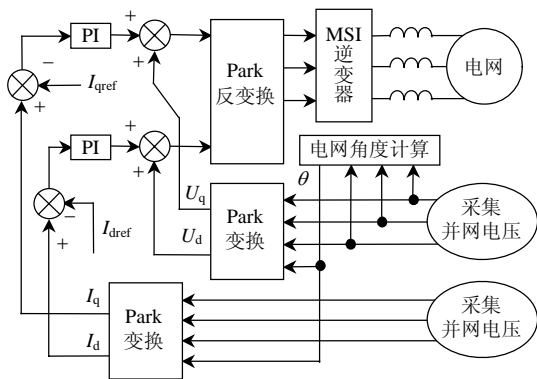


图 2 MSI 并网电流控制框图
Fig. 2 Control chart for current of MSI

与有功电流控制相似，最后 q 轴和 d 轴电压参考值经 Park 反变换后作为 MSI 逆变器的参考电压。

图 2 所示的电流控制框图的工作过程如下：假设实际的并网电流 I_q 、 I_d 大于给定值，则二者比较后的偏差为正，PI 输出器的输出将不断增大，参考电压的幅值也越来越大，从而导致并网电流增大。该过程将导致并网电流 I_q 、 I_d 逐渐接近给定值，PI 调节器的输出将保持动态恒定。电网电压经 Park 变换后的 U_q 、 U_d 作为前馈量，可以减弱或消除电网电压波动及谐波等因素对并网逆变电流的影响。

2 CPS-SPWM 调制方法分析

SPWM 调制技术的原理^[8]如图 3 所示。其中， $M(t)$ 为调制波信号，幅值为 M_0 ； $T_c(t)$ 为三角波信号，幅值为 A_0 ，且调制波幅值 $M_0 < A_0$ ， ϕ_c 为三角波相移角， K_c 为调制比。当正弦调制信号大于三角波信号时，输出信号 $F(t)$ 为高电平；反之，输出信号 $F(t)$ 为低电平。图 3 中下方的图形为 PWM 输出波形，其最大幅值为 $U_{dc}/2$ 。

图 3 中调制信号的表达式为

$$M(t) = M_0 \cos(\omega t + \phi_m) \quad (1)$$

式中： $\omega = 2\pi/T$ ， T 为傅里叶分析周期， ω 为调制波角频率； ϕ_m 为相位角； M_0 是调制波幅值，不大于三角波幅值。

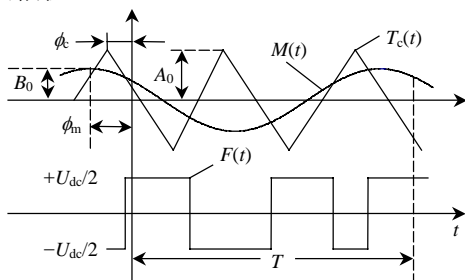


图 3 SPWM 调制技术原理图
Fig. 3 Diagram of SPWM

CPS 的基本思想是：在变流器单元数为 n 的电压型组合变流器中，各变流器单元采用共同的调制波信号 $M(t)$ ，频率为 ω ，各变流器单元的三角载波频率为 $K_c\omega$ ，将各三角载波的相位相互错开三角载波周期的 $1/n$ ^[8]，如图 4 所示(变流器单元数 $n=2$)。

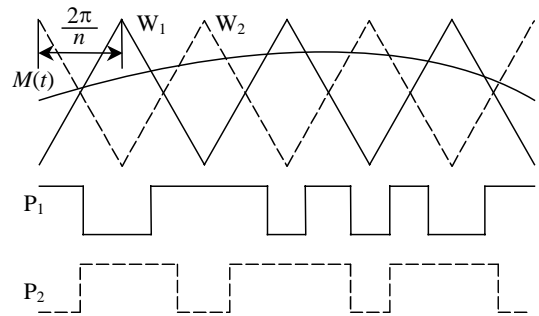


图 4 CPS-SPWM 原理
Fig. 4 Diagram of CPS-SPWM

文献 [8-9] 推导了载波相移正弦脉宽调制 (CPS-SPWM) 的谐波特性，并得出如下结论^[9]：1) 对 n 单元载波相移逆变电路来说，基波分量是单个 SPWM 波形基波成分的 n 倍，即 CPS-SPWM 在叠加后无基波损失；2) 次数最低的谐波群出现在 nK_c 附近，即在 CPS-SPWM 的等效开关频率提高至原来的 n 倍，换句话说，CPS-SPWM 可在较低的器件开关频率下得到较高等效开关频率的输出，输出波形的谐波特性也因而大大改善。

3 实验验证

3.1 实验条件

实验拓扑图见图 1，直流母线上跨接稳压电容，系统运行过程中直流母线电压保持基本恒定不变，因此在实验中，可采用直流柜作为直流母线的输入；DSP 控制芯片采用 TI 公司 TMSLF2407 型 DSP；开关器件采用三菱公司的 PM200DSA120 型 IPM^[10](高电平关闭、低电平开通)；三相对称电感为 4mH；三相对称负载为 $R=12\Omega$ ，星型连接；开关频率选择 1kHz，便于向大功率场合移植。

DSP 程序的流程图如图 5 所示。程序首先禁止中断并进行初始化，包括系统时钟配置等；然后对各端口进行配置，如配置 PWM 口、串口通信接口(serial communication interface, SCI)、I/O 口等；接着对系统中的变量进行初始化；在配置事件管理器后开中断，并启动 2 组定时器 T_1 和 T_3 ；最后进入空循环，等待中断发生。其中， T_1 、 T_3 的初值分别为 0 和周期值，因此 T_1 、 T_3 形成的两载波互差 180° ，实现了载波相移。

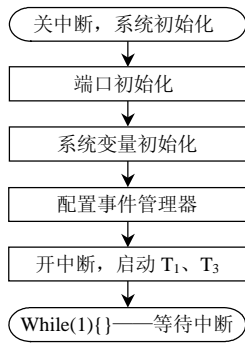


图 5 DSP 流程图

Fig. 5 DSP flow chart

二级中断处理流程图如图 6 所示。程序首先判断是否是定时器下溢引发的中断，如果不是则开中断并返回，如果是，则执行 AD 采样，进行电网相位计算，修正电网相位，并进行 Park 变换，计算出参考电压 U_q 、 U_d ；然后根据控制框图更新参考电压 U_q 、 U_d ，将参考电压 U_q 、 U_d 折半后进行 Park 反变换，得到三相参考电压 U_1 、 U_2 、 U_3 ；接着程序根据三相参考电压及引起中断的定时器计算并更新比较寄存器；最后程序开中断并返回。

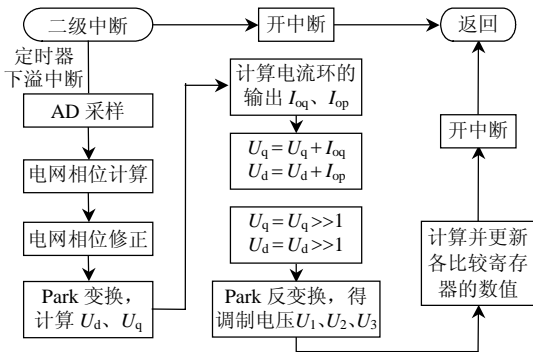


图 6 二级中断处理流程图

Fig. 6 Process chart of level 2 interrupt

3.2 CPS-SPWM 实验结果及分析

选择 SPWM 调制方式，开关频率为 1 kHz，直流电压为 150V，三相参考电压线电压幅值小于 75V。未采用载波相移时的实验波形如图 7 所示。图 7 中各波形分别为：逆变器 1 的 AB 相线电压、逆变器 2 的 BC 相线电压、合成的逆变器 AB 相线电压、逆变器 2 的 BC 相线电压的谐波分析。可见 U_{1AB} 和 U_{2BC} 为常规 PWM 波形，其合成后的波形在幅值为原来的 2 倍，而最低次谐波仍集中在开关频率(1kHz)左右，即不采用载波相移虽然实现了输出电压的叠加，但是其谐波特性未改善。

图 8 为采用载波相移时各逆变器输出的线电压及合成的线电压波形。可见，2 个逆变器的输出线电压均为 PWM 波形，但合成后的电压却呈现阶梯

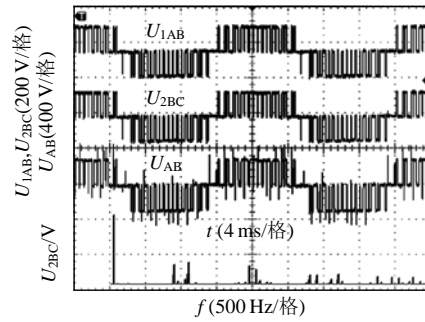


图 7 未采用载波相移时线电压波形及谐波分析
Fig. 7 Waveforms and FFT of line voltage without CPS

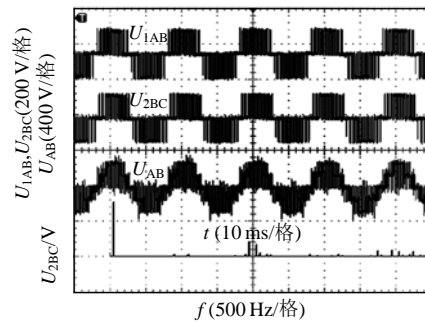


图 8 采用载波相移时线电压波形及谐波分析
Fig. 8 Waveforms and FFT of line voltage with CPS

状，出现了新的电平等级，而最低次谐波集中在 2kHz 附近，即采用载波相移等效提高了开关频率，减小了对后续滤波环节的压力。因而对于多重化逆变器组来说，采用载波相移 SPWM 更具优势。

3.3 并网电流实验结果及分析

更改开关频率为 1.35kHz 进行并网运行实验，实验结果如图 9、10 所示。

图 9 为采用 CPS-SPWM 系统并网运行时向电网输出的电流波形及谐波分析。可以看出在各功率器件开关频率为 1.35kHz 的情况下，并网电流的最低次谐波出现在 2.7kHz 附近，等效开关频率变为器件开关频率的 2 倍，减轻了后续滤波环节的压力，提高了系统效率，有利于系统更好地并网运行。

未采用 CPS-SPWM 调制方法时的并网电流如图 10 所示。可以看出，该电流波形比图 9 中的并网电流波形脉动大，此时最低次谐波集中在 1.35kHz

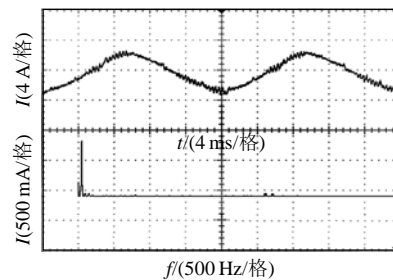


图 9 采用 CPS-SPWM 时并网电流及谐波分析
Fig. 9 Waveforms and FFT of current with CPS-SPWM

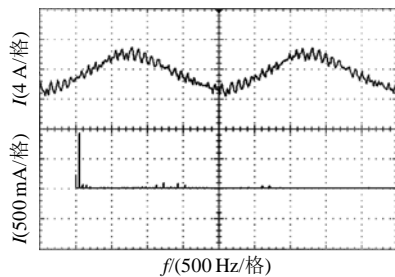


图 10 未采用 CPS-SPWM 时并网电流及谐波分析
Fig. 10 Waveforms and FFT of current without CPS-SPWM

附近, 系统的等效开关频率并未得到提高。由此验证了 CPS-SPWM 调制方法的正确性和有效性。

4 结论

1) 将本文提出的 CPS-SPWM 调制方法应用于多重化型并网逆变器中, 可以实现输出波形的谐波相抵, 提高系统的等效开关频率, 从而在较低的开关频率下达到改善系统谐波特性的目的, 同时提高了系统的功率等级、谐波特性等指标。

2) 采用多重化逆变器辅以相应的调制方法和电流控制手段, 同时实现了提高功率等级、提高输出波形质量、降低开关频率进而降低开关损耗的目的, 具有较好的应用前景。对于两单元以上的多重化逆变器, 本文的方法仍有借鉴意义。

参考文献

- [1] 林渭勋. 现代电力电子技术[M]. 北京, 机械工业出版社, 2006: 195-202.
- [2] 张慧, 刘开培, Braun M, 等. 新型优化脉冲宽度调制方法在大功率逆变器的应用研究[J]. 电工技术学报, 2006, 21(6): 17-22. Zhang Hui, Liu Kaipei, Braun M, et al. Novel partly unsymmetrical optimal PWM technique for high power inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(6): 17-22 (in Chinese).
- [3] 李永东, 肖曦, 高跃. 大容量多电平变换器原理控制应用[M]. 北京: 科学出版社, 2005: 68-72, 92-94.
- [4] 王长永, 金陶涛, 张仲超. 基于 CPS-SPWM 技术的电流源有源滤

波器的研究[J]. 电力系统自动化, 2000, 24(13): 11-14.

- Wang Changyong, Jin Taotao, Zhang Zhongchao. Analysis on control system of current source active power filter based on phase-shifted SPWM technique[J]. Automation of Electric Power Systems, 2000, 24(13): 11-14(in Chinese).
- [5] 陆宏亮, 戴国骏, 钱照明. 一种新型两相感应电动机变频调速 SPWM 控制技术[J]. 电工技术学报, 2005, 20(9): 44-50. Lu Hongliang, Dai Guojun, Qian Zhaoming. A novel SPWM control strategy for frequency control of two phase induction motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(9): 44-50(in Chinese).
 - [6] 李建林, 林平, 王长永, 等. 基于载波相移 SPWM 技术的电流源有源电力滤波器的研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 99-103. Li Jianlin, Lin Ping, Wang Changyong. Research on current-source converter with carrier phase shifted SPWM for active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 99-103(in Chinese).
 - [7] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002: 154-212.
 - [8] 李建林. 载波相移级联 H 桥型多电平变流器及其在有源电力滤波器中的应用研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2005.
 - [9] 陈国呈. PWM 变频调速及软开关电力变换技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2001: 25-27.
 - [10] 李从飞, 陈凡, 刘涤尘. IPM 使用过程中若干问题的研究[J]. 电气应用, 2005, 24(10): 98-100, 126. Li Congfei, Chen Fan, Liu Dichen. The study of some questions met in the course of using IPM module[J]. Electrotechnical Application, 2005, 24(10): 98-100, 126(in Chinese).

收稿日期: 2007-11-13。

作者简介:

高志刚(1983—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动、风力发电技术, Email: gaozhigang1983@163.com;

张雷(1982—), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动、风力发电变桨技术;

付勋波(1983—), 男, 博士研究生, 研究方向为直驱型风力发电技术;



高志刚

李建林(1976—), 男, 博士, 研究方向为有源电力滤波器、风力发电技术;

赵斌(1968—), 男, 研究员, 高级工程师, 研究方向为风力发电、太阳光伏发电及电力电子技术。

(编辑 张玉荣)

中国跻身全球竞争力 30 强

总部设在瑞士日内瓦的世界经济论坛(WEF)向全球公布《全球竞争力报告 2008—2009》, 在全球 134 个参评经济体中, 中国内地排名由去年的 34 位上升 4 位, 跻身前 30 强, 继续领跑“金砖四国”。至于“金砖四国”其它国家, 印度由去年第 48 位降至第 50 位, 俄罗斯由第 58 位升至第 51 位, 巴西由第 72 位升至第 64 位。位居中国内地之前的亚洲经济体有新加坡、日本、中国香港特区、韩国、中国台湾地区、马来西亚、卡塔尔和沙特阿拉伯。全球竞争力排名前 10 位的依次为: 美国、瑞士、丹麦、瑞典、新加坡、芬兰、德国、荷兰、日本和加拿大。全球竞争力报告认为, 自 20 世纪 70 年代后期以来, 中国内地在发展经济和促进经济多元化方面成就斐然, 在减少贫困和改善人民生活水平方面取得的进步令人瞩目。中国巨大的 GDP 使其成为继美国、日本和德国之后的世界第四大经济体, 并在全球经济中扮演日益重要的角色。