

8-13-2020

Research of Non-dead-time Control Method on Single-phase Off-grid Inverter Based on H6 Topology

Kun Xia

1.University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai, 200093, China;;

Li Jing

1.University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai, 200093, China;;

Ge Yue

1.University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai, 200093, China;;

Lirong Shen

1.University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai, 200093, China;;

See next page for additional authors

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the [Artificial Intelligence and Robotics Commons](#), [Computer Engineering Commons](#), [Numerical Analysis and Scientific Computing Commons](#), [Operations Research](#), [Systems Engineering and Industrial Engineering Commons](#), and the [Systems Science Commons](#)

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

Research of Non-dead-time Control Method on Single-phase Off-grid Inverter Based on H6 Topology

Abstract

Abstract: A novel non-dead-time control strategy based on H6 topology was proposed. Through detecting the value and direction of the output voltage and current of inductor, the power switches of bridge arm were modulated if they were in the same direction, and the freewheeling switches were modulated if they were opposite. In order to protect the DC bus voltage from shorting out, the dead time should be added during the zero-crossing of voltage and current. And the states of switches were adjusted by calculation of the control module. Then most dead time could be eliminated. The simulation model for the single-phase off-grid inverter based on H6 topology was constructed in MATLAB/Simulink circumstance, in which the non-dead-time control with voltage and current double closed loop was applied. Simulation results show that, compared with dead-time control, the new control method can significantly improve the utilization of DC bus voltage and reduce Total Harmonic Distortion (THD) of output voltage.

Keywords

H6 topology, non-dead-time control, the utilization rate of DC bus voltage, THD

Authors

Kun Xia, Li Jing, Ge Yue, Lirong Shen, Yiming Wang, and Xu Po

Recommended Citation

Xia Kun, Li Jing, Ge Yue, Shen Lirong, Wang Yiming, Xu Po. Research of Non-dead-time Control Method on Single-phase Off-grid Inverter Based on H6 Topology[J]. Journal of System Simulation, 2016, 28(12): 3073-3080.

单相 H6 拓扑离网型逆变器无死区控制方法仿真研究

夏鲲¹, 李菁¹, 葛越¹, 沈丽蓉¹, 王一鸣², 许颇²

(1.上海理工大学, 上海 200093; 2.宁波锦浪新能源科技有限公司, 宁波 315712)

摘要: 提出了一种基于 H6 拓扑的无死区控制方法, 通过检测输出电压、电感电流的大小和方向, 在输出电压与电感电流同向时调制桥臂开关管, 反向时调制续流开关管, 而在电压、电流过零点附近仍然加入死区, 以确保直流母线不会短路, 由控制模块计算后进而调整开关管的开关状态, 消除绝大多数死区时间的加入。在 MATLAB/Simulink 环境下构建了基于 H6 拓扑的单相离网型逆变器电压电流双闭环无死区控制方法仿真模型。仿真结果表明, 与传统有死区控制相比, 无死区控制方法能够显著提高直流母线电压利用率, 降低输出电压总谐波畸变率(THD)。

关键词: H6 拓扑; 无死区控制; 直流母线电压利用率; 总谐波畸变率

中图分类号: TM464

文献标识码: A

文章编号: 1004-731X (2016) 12-3073-08

DOI: 10.16182/j.issn1004731x.joss.201612028

Research of Non-dead-time Control Method on Single-phase Off-grid Inverter Based on H6 Topology

Xia Kun¹, Li Jing¹, Ge Yue¹, Shen Lirong¹, Wang Yiming², Xu Po²

(1.University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai, 200093, China; 2. Ginlong Technologies Co. Ltd, Ningbo, 315712, China)

Abstract: A novel non-dead-time control strategy based on H6 topology was proposed. Through detecting the value and direction of the output voltage and current of inductor, the power switches of bridge arm were modulated if they were in the same direction, and the freewheeling switches were modulated if they were opposite. In order to protect the DC bus voltage from shorting out, the dead time should be added during the zero-crossing of voltage and current. And the states of switches were adjusted by calculation of the control module. Then most dead time could be eliminated. The simulation model for the single-phase off-grid inverter based on H6 topology was constructed in MATLAB/Simulink circumstance, in which the non-dead-time control with voltage and current double closed loop was applied. Simulation results show that, compared with dead-time control, the new control method can significantly improve the utilization of DC bus voltage and reduce Total Harmonic Distortion (THD) of output voltage.

Keywords: H6 topology; non-dead-time control; the utilization rate of DC bus voltage; THD

引言

交流旁路六开关逆变器(H6)拓扑从硬件上解

决了单相全桥单极性调制共模电流较大的问题, 同时相较于单相全桥双极性调制效率更高, 因而被广泛应用于光伏逆变系统中^[1-2]。在 H6 拓扑控制方法中, 为了避免同一桥臂开关管同时导通造成逆变器直流母线短路, 需要在该桥臂交替互补导通的开关管之间插入死区时间^[3]。死区时间的加入使得逆变器能够安全工作, 然而死区的存在将会对逆变器产生下列不利影响: 1) 占空比减小, 输出电压基波



收稿日期: 2015-03-24 修回日期: 2015-05-17;
基金项目: 宁波市科委重大科技攻关项目(2012B10031),
沪江基金(B14002/D14002);
作者简介: 夏鲲(1980-), 男, 上海, 博士, 副教授,
研究方向为电机及其控制、电力电子技术应用; 李菁
(1989-), 女, 湖北孝感, 硕士, 研究方向为电力电子
技术应用。

<http://www.china-simulation.com>

• 3073 •

幅值随死区时间增加而线性减小,降低直流母线电压利用率;2) 输出电压谐波增加,降低系统输出效率,谐波的存在还可能引起逆变器自身以及其他设备的工作失调,对于电机负载,谐波将会引起机械共振,同时造成电机低速转矩脉动^[4-6]。随着开关频率的提高,死区效应问题也变得更加严重^[7]。目前主要考虑对死区进行补偿来削弱死区效应,常用的死区补偿方法主要有电压反馈型^[8]和电流反馈型^[9]。电压反馈补偿是根据所检测的桥臂 PWM 输出电压与参考 PWM 电压的偏差,提供一个补偿信号叠加到参考电压上,该方法在时间上存在滞后性。电流反馈补偿需要精确检测输出电流的极性以实现正确补偿,然而电流过零点难以精确检测。文献[10-11]从抑制谐波的角度考虑进行补偿,但是这样会增加控制算法设计的难度,同时增加算法执行的系统资源开销。为了解决死区补偿效果不理想且不易实现的问题,在不改变原拓扑的前提下,本文提出了一种基于 H6 拓扑的单相离网型逆变器无死区控制方法,通过实时检测输出电压和电感电流的大小和方向,反馈到无死区控制模块,进而调整开关管的开关状态,实现除电压、电流过零点附近以外,其他时刻都满足无死区控制。

1 H6 拓扑无死区控制方法基本原理

图 1 所示为带交流旁路的 H6 逆变桥主电路拓扑,包含三个主要部分:直流侧电源、六开关逆变桥、由电感和电容组成的滤波电路。该拓扑是单相全桥的改进型拓扑,通过在交流侧增加两个开关管,组成双向续流支路,使得续流回路与直流侧断开,从而使该拓扑具有抑制共模电流和高效的优势而被广泛应用于逆变系统中^[12-13]。

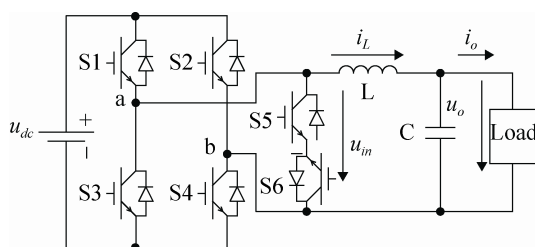


图 1 带交流旁路的 H6 逆变桥主电路拓扑

H6 拓扑的控制方法一般为有死区控制^[14],各开关管驱动信号波形示意图如图 2 所示。由图可知,在输出电压正半周, S1、S4 以开关频率调制, S2、S3 始终关断, S5 以开关频率调制,并且与 S1、S4 交替互补导通, S6 一直导通;在输出电压负半周, S1、S4 始终关断, S2、S3 以开关频率调制, S5 一直导通, S6 以开关频率调制,并且与 S2、S3 交替互补导通。当 S1、S4(正半周)或 S2、S3(负半周)关断时, S5、S6 两开关管均有导通信号,为电流提供了双向续流支路,无论输出电压与电感电流同相还是反相,电感电流均有续流回路,该电路的工作条件不受功率因数的限制。由于 S1、S4 与 S5(正半周)或 S2、S3 与 S6(负半周)以开关频率交替互补导通,可能引起直流母线短路,因此调制的过程中需要加入死区。

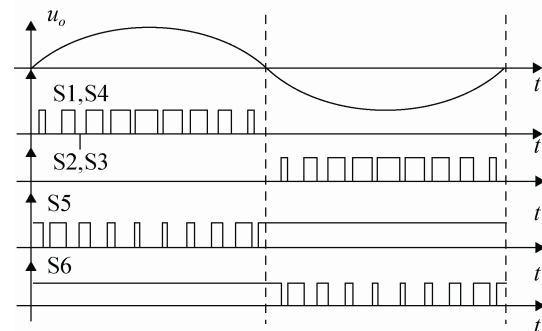


图 2 H6 拓扑有死区控制方法各开关管控制波形示意图

有死区控制方法由于存在同桥臂的开关管以开关频率交替互补导通,因此整个工频周期都要加入死区,不利于输出电压波形控制。文献[15]通过调整 S5 和 S6 的开关策略设计了一种无死区控制方法,但是由于电感电流无法双向续流,因而只能适用于功率因数为 1 的情形,这使该控制方法的使用条件受到严格限制。

为了既能够使电感电流双向续流,又能实现无死区控制,提高直流母线电压利用率,改善输出电压波形,可以在输出电压与电感电流同向时调制桥臂开关管 S1~S4,反向时调制续流开关管 S5、S6,而在电压、电流过零点附近仍然加入死区,以确保直流母线不会短路。假设负载为感性,输出电压波

形超前电流波形一定相位角, H6 逆变桥中输出电压 u_o 、电感电流 i_L 及各开关管驱动信号波形示意图如图 3 所示, 图中阴影部分表示开关管处于调制状态。

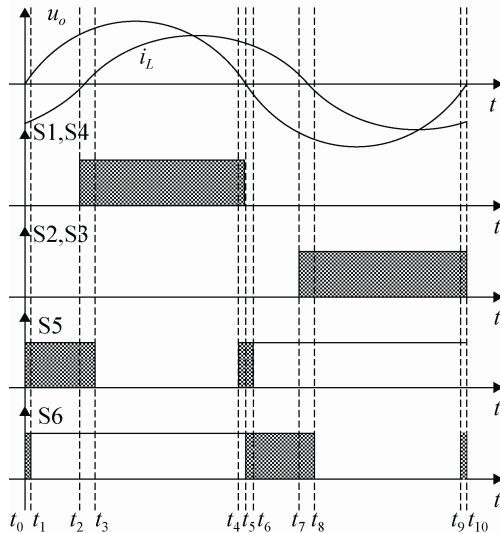


图 3 H6 拓扑无死区控制各开关管驱动信号波形示意图

以输出电压正半周($t_0 \sim t_5$)为例来说明本文无死区控制方法的基本工作原理, 在正半周, S2、S3 始终处于关断状态。

$t_0 \sim t_1$: 该区间为电压换向区, 输出电压 $u_o > 0$, 电感电流 $i_L < 0$, S1、S4 关断, S5 调制, S6 将由关断变为导通。由于该时间段的前一时刻 $u_o < 0$, $i_L < 0$, S2、S3 在输出电压负半周, 处于调制状态, 为了避免 S2、S3 与 S6 同时导通而导致直流母线短路, 需要加入死区。

$t_1 \sim t_2$: 该区间输出电压与电感电流反向, $u_o > 0$, $i_L < 0$, i_L 处于逐渐减小但未过零的状态, 该区间仅 S5 调制, 当 S5 导通时, 电感电流从 S5、S6 的体二极管流过, 当 S5 关断时, 电感电流从 S1、S4 的体二极管流过, 无需加入死区。

$t_2 \sim t_3$: 该区间为电流换向区, 输出电压 $u_o > 0$, 电感电流在 $i_L > 0$ 与 $i_L < 0$ 之间交替变化, 当 $i_L < 0$ 时 S5 调制, 当 $i_L > 0$ 时 S1、S4 调制, 因此该区间内 S1、S4 与 S5 交替互补导通, 需要加入死区。

$t_3 \sim t_4$: 该区间输出电压与电感电流同向, $u_o > 0$, $i_L > 0$, S5 关断, S6 导通, S1、S4 调制, 无需加入死区。

$t_4 \sim t_5$: 该区间为电压换向区, $u_o > 0$, $i_L > 0$, S1、S4 调制, S5 将由关断变为导通, 为了避免 S1、S4 与 S5 同时导通而导致直流母线短路, 需要加入死区。

2 H6 拓扑无死区控制主电路工作状态分析

根据输出电压和电感电流的大小和方向可将 H6 拓扑无死区控制系统的主电路分为以下四个工作区间: 输出电压换向区, 电感电流换向区, 输出电压、电感电流同向区, 输出电压、电感电流反向区。

(1) 输出电压换向区: 当采样得到的输出电压 $|u_o| < \varepsilon_1$ (ε_1 是判断输出电压是否过零的阈值) 且电感电流 $|i_L| > \varepsilon_2$ (ε_2 是判断电感电流是否过零的阈值) 时, 属于电压换向区, 如图 3 中 $t_4 \sim t_6$ 、 $t_9 \sim t_{10}$ 和 $t_0 \sim t_1$ 区间。由于在每一个电压过零点附近, S5 或 S6 的原开关状态需要改变, 存在与相应的桥臂开关管 S1、S4 或 S2、S3 直通的风险, 因而需要加入死区。

(2) 电感电流换向区: 当采样得到的电感电流 $|i_L| < \varepsilon_2$, 且输出电压 $|u_o| > \varepsilon_1$ 时, 属于电流换向区, 如图 3 中 $t_2 \sim t_3$ 、 $t_7 \sim t_8$ 区间。以输出电压正半周为例进行分析, 开关管 S1~S6 的门极控制信号如图 4 所示, 可以看出电感电流大小和方向与各开关管驱动信号之间的关系。当 $u_o > \varepsilon_1$, $0 < i_L < \varepsilon_2$ 时, 输出电压与电感电流都为正, 根据输出电压与电感电流同向时调制桥臂开关管原则, 此时 S1、S4 调制; 当 S1、S4 导通时, 电感电流正向增加; 当 S1、S4 关断时, 电感电流通过导通状态的 S6 和 S5 的体二极管续流, 其值正向减小; 在电感电流正向减小到零以后就会反向, 变成 $u_o > \varepsilon_1$, $-\varepsilon_2 < i_L < 0$, 根据输出电压与电感电流反向时调制续流开关管原则, 此时 S5 调制; 当 S5 导通时, 电感电流反向增加; 当 S5 关断时, 电感电流从负载经过 S1、S4 的体二极管流回直流母线, 电感电流反向减小; 在电感电流反向减小到零以后, 又进入正向增加状态, 从而完成一个电感电流正负交替的周期。在这个周期内既有 S1、S4 调制, 又有 S5 调制, 因而需要加入死区。

该调制方法保证了无论电感电流是否反向都有续流通路, 电感电流不会断续, 输出电压与占空比仍满足线性关系, 同时其畸变程度减小。同理, 在输出电压负半周的电流过零点附近, 则要对 S2、S3 和 S6 进行有死区的开关控制。

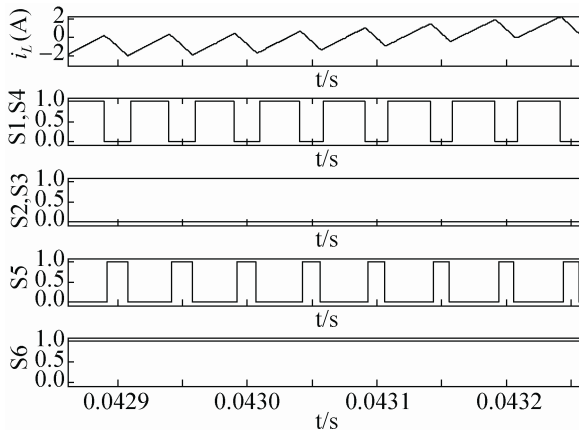
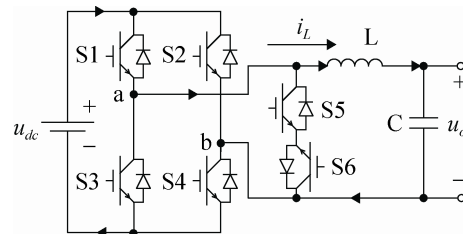


图 4 电感电流过零处 S1~S6 门极控制信号

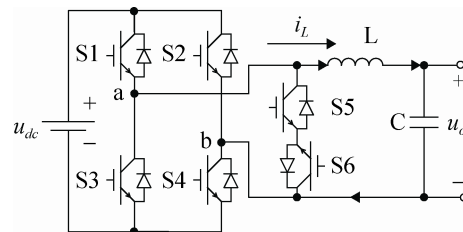
(3) 输出电压、电感电流同向区: 当采样得到的输出电压与电感电流的关系满足 $|u_o| > \varepsilon_1$, $|i_L| > \varepsilon_2$ 且 u_o 与 i_L 同向时, 属于输出电压、电感电流同向区, 如图 3 中 $t_3 \sim t_4$ 、 $t_8 \sim t_9$ 区间。以输出电压正半周为例进行分析, 在 $t_3 \sim t_4$ 区间, $u_o > 0$, $i_L > 0$, 此时电感电流较大, 不会反向, 无需考虑双向续流的问题, S5 关断, S6 导通, S1、S4 调制。S1、S4 导通时电流回路如图 5(a)所示, 此时电感储能、电流增加; S1、S4 关断时电流回路如图 5(b)所示, 由于电感电流不能突变, 经过电容 C 和负载、S6、以及 S5 的体二极管续流, 电流减小。此区间内电感电流连续, 输出电压不会发生畸变, 与开关管占空比呈线性关系。该区间由于只有不同桥臂上下两只开关管调制, 无需加入死区, 占空比不会减小, 直流母线利用率更高。

(4) 输出电压、电感电流反向区: 当采样得到的输出电压与电感电流的关系满足 $|u_o| > \varepsilon_1$, $|i_L| > \varepsilon_2$ 且 u_o 与 i_L 反向时, 属于输出电压、电感电流反向区, 如图 3 中 $t_1 \sim t_2$ 、 $t_6 \sim t_7$ 区间。与输出电压、电感电流同向区类似, 此区间内电感电流连续, 输出电

压不会发生畸变, 与开关管占空比呈线性关系。该区间由于只有一个续流开关管 S5(输出电压正半周)或 S6(输出电压负半周)调制, 无需加入死区, 占空比不会减小, 直流母线利用率更高。



(a) S1、S4 导通时电流回路



(b) S1、S4 关断时电流回路

图 5 输出电压、电感电流同向区主电路工作状态

由于输出电压换向区和电感电流换向区实际就是电压和电流的过零点附近一小段区域, 在一个工频正弦波周期内占比较小, 因而上述控制方法可以消除绝大多数死区时间的插入, 有效提高直流母线利用率。此外, 主电路的四种工作状态判定的边界条件是连续的, 并且在四种工作状态下, 逆变器交流侧输出电压与占空比的关系均满足式(1), 以上两点保证了在不同工作状态切换时, 输出电压不会发生畸变。

$$\overline{u_{in}} = u_{dc} \cdot D \quad (1)$$

结合前面无死区控制基本原理和主电路工作状态分析, 可以将无死区控制方法中各开关管的控制方法用式(2)~(9)表述。将各开关管三种开关状态简记为 ON、OFF 和 M, 分别表示开关管处于导通状态, 关断状态和调制状态, $\overline{M}$ 表示互补导通状态, 则有:

(a) 当 $|u_o| < \varepsilon_1$, $|i_L| > \varepsilon_2$ 时, 主电路处于输出电压换向区, 需加入死区。

$$\begin{cases} S1S4 = OFF, S5 = M (i_L < 0) \\ S2S3 = M, S6 = \overline{M} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} S1S4 = M, S5 = \overline{M} (i_L > 0) \\ S2S3 = OFF, S6 = M \end{cases} \quad (3)$$

(b) 当 $|u_o| > \varepsilon_1$, $|i_L| < \varepsilon_2$ 时, 主电路处于电感电流换向区, 需加入死区。

$$\begin{cases} S1S4 = M, S5 = \overline{M} (u_o > 0) \\ S2S3 = OFF, S6 = ON \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} S1S4 = OFF, S5 = ON (u_o < 0) \\ S2S3 = M, S6 = \overline{M} \end{cases} \quad (5)$$

(c) 当 $|u_o| > \varepsilon_1$, $|i_L| > \varepsilon_2$ 且 $u_o * i_L > 0$ 时, 主电路处于输出电压与电感电流同向区, 无需加入死区。

$$\begin{cases} S1S4 = M, S5 = OFF (u_o > 0, i_L > 0) \\ S2S3 = OFF, S6 = ON \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} S1S4 = OFF, S5 = ON (u_o < 0, i_L < 0) \\ S2S3 = M, S6 = OFF \end{cases} \quad (7)$$

(d) 当 $|u_o| > \varepsilon_1$, $|i_L| > \varepsilon_2$ 且 $u_o * i_L < 0$ 时, 主电路处于输出电压与电感电流反向区, 无需加入死区。

$$\begin{cases} S1S4 = OFF, S5 = M (u_o > 0, i_L < 0) \\ S2S3 = OFF, S6 = ON \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} S1S4 = OFF, S5 = ON (u_o < 0, i_L > 0) \\ S2S3 = OFF, S6 = M \end{cases} \quad (9)$$

3 系统仿真与实验结果分析

在 MATLAB/Simulink 环境下对本文提出的单相 H6 拓扑离网型逆变器无死区控制方法进行仿真建模。图 6 所示为完整的系统仿真模型, 此系统主要包括 H6 逆变桥和反馈控制模块。仿真模型中, 直流母线电压的浮动范围为 300 V~400 V, 开关管选用 IGBT, 开关频率 20 kHz, 死区时间 2 μ s, 滤波电感 $L=2$ mH, 滤波电容 $C=30$ μ F, 输出电压单相 220 V。

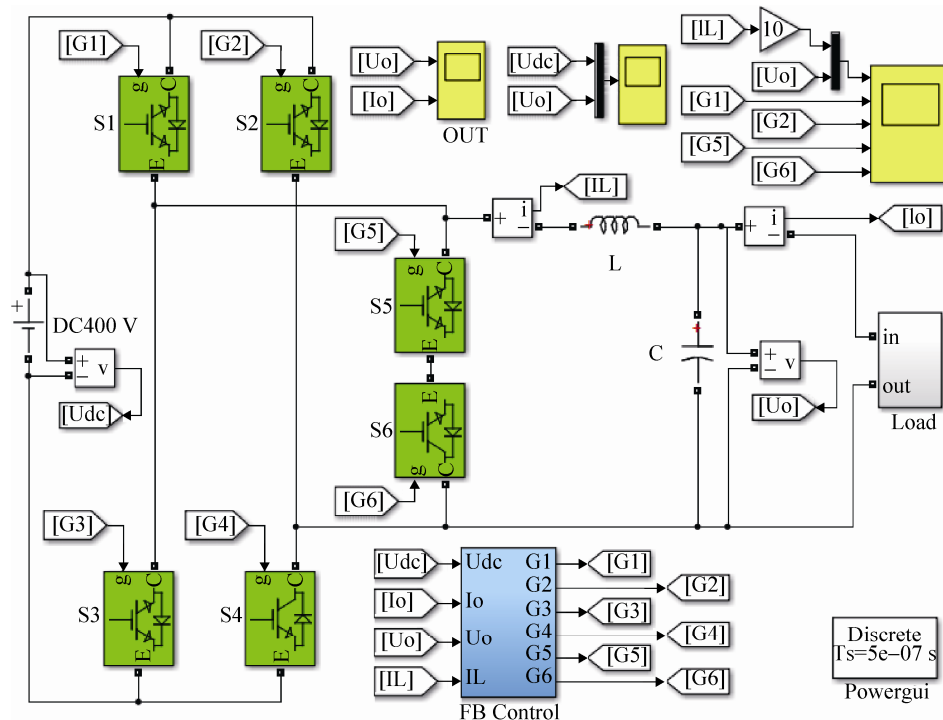


图 6 单相 H6 拓扑离网型逆变器无死区控制系统仿真模型

反馈控制模块内部结构如图 7 所示, 该模块主要由电压电流双闭环控制和 PWM 控制信号发生

器组成。电压电流双闭环控制部分中, 电压环采用比例积分(PI)控制, 电流环采用比例(P)控制。PWM

控制信号发生器在实现双闭环控制算法的同时完成本文设计的无死区控制调制方法, 根据采样得到的输出电压 u_o 和电感电流 i_L 的值确定当前的工作区间, 依据前文给出的控制法则输出各开关管的控制驱动信号: 当输出电压与电感电流同向时, 在输出电压正半周, 调制桥臂开关管 S1、S4, 在输出电压负半周, 调制桥臂开关管 S2、S3; 当输出电压与电感电流反向时, 在输出电压正半周, 调制续

流开关管 S5, 在输出电压负半周, 调制续流开关管 S6; 在电压、电流过零点附近仍然插入死区。同时, 输出电压换向区的阈值 ε_1 和电感电流换向区的阈值 ε_2 可以在线调节。由于输出电压为单相工频电压, 一般输出电压换向区阈值 ε_1 调整好后即固定不变, 而电感电流的大小与负载有关, 负载越轻, 电感电流越小, 从而电流换向区越大, 阈值 ε_2 需要根据负载大小适时进行调整。

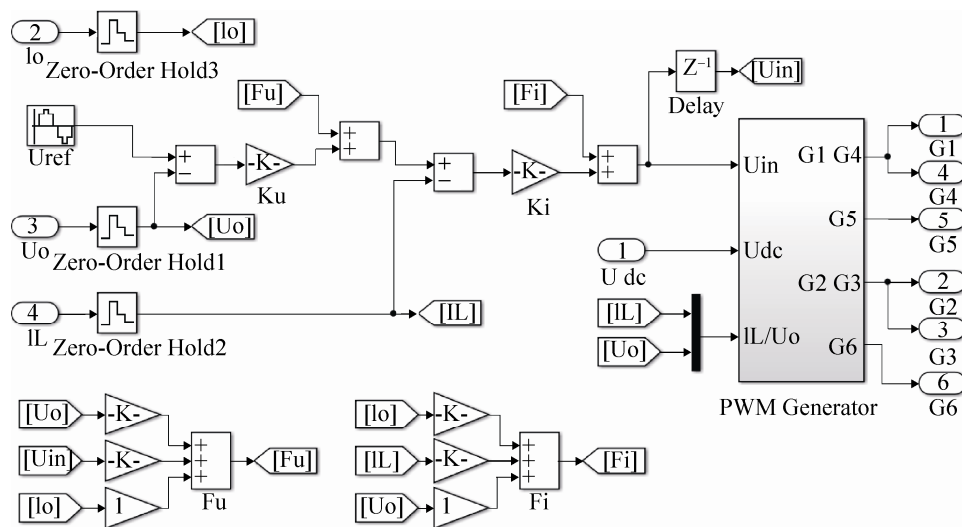


图 7 反馈控制模块内部结构模型

图 8 所示为本文提出的无死区控制方法仿真波形图, 为方便在同一坐标系中进行比较, 其中电感电流值等比例放大了 10 倍。可以看到, 在输出电压、电感电流同向区与输出电压、电感电流反向区的任一时刻均只有一组开关管调制, 无需插入死区; 而虚线所标明的输出电压换向区和电感电流换向区存在 S1、S4 与 S5(输出电压正半周)或 S2、S3 与 S6(输出电压负半周)互补导通, 有造成直流母线短路的风险, 需要加入死区。这段有死区控制发生在电压和电流的过零点附近的一小段区域, 在一个工频正弦波周期内占比较小, 使得死区对母线电压利用率的影响降到了最低。

在相同的电路参数条件下, 将直流母线电压固定为 400V, 改变负载的功率因数和输出功率大小, 对比传统有死区控制方法和本文的无死区控制方法在输出电压总谐波畸变率(THD)上的优劣。实验

结果如表 1 所示。

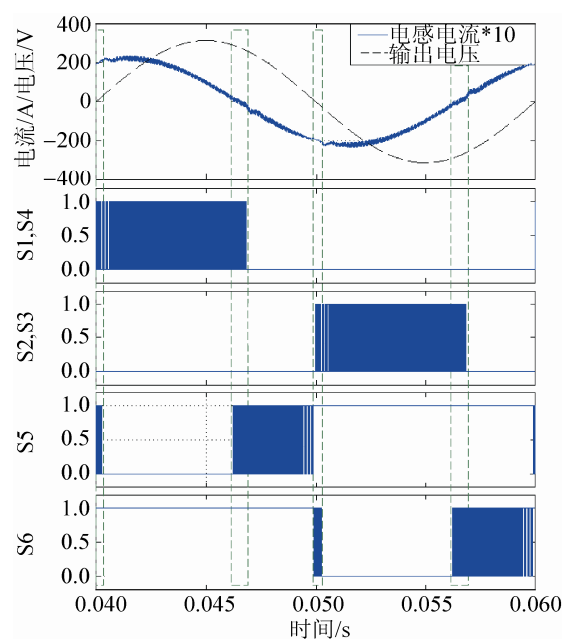


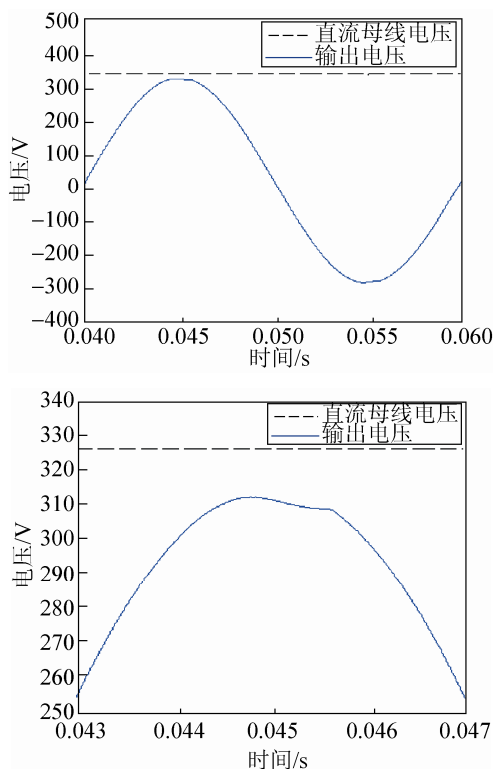
图 8 无死区控制方法仿真波形图

表 1 传统控制方法与无死区控制方法 V_{THD} 的比较

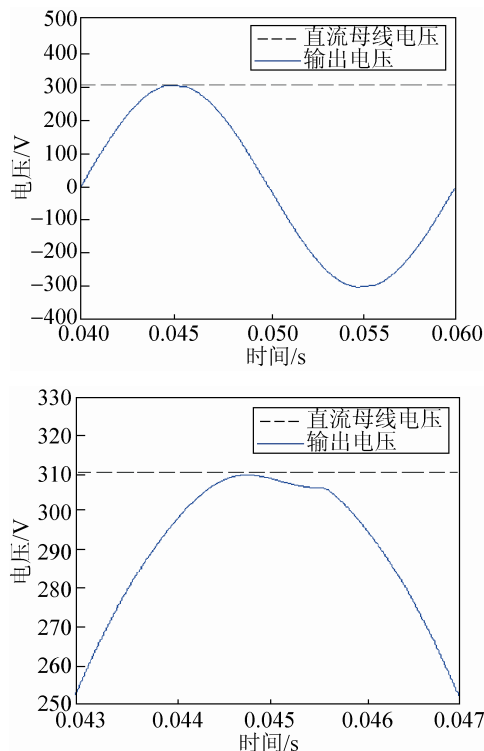
功率因数	功率/kW	传统控制方法 $V_{THD}/(\%)$	无死区控制方法 $V_{THD}/(\%)$
0.32	1	1.04	0.80
0.63	2	1.30	0.59
0.75	3	0.92	0.43
1	2	0.59	0.54
1	3	0.60	0.44

由表 1 可见,在不同的功率因数和输出功率等级下,无死区控制方法对输出电压 THD 的抑制效果都要优于传统有死区控制方法。随着输出功率的增加,输出电流随之增加,电流换向区变小,THD 也随之减小。

死区的存在会使占空比减小,导致直流母线电压利用率降低。在相同的电路参数和负载条件下,将负载固定为 3 kW 纯阻性负载,逐步降低直流母线电压,监测直流母线电压降低至何值时,逆变器输出电压出现明显的削顶失真,从而对比本文的无死区控制方法与传统有死区控制方法在直流母线电压利用率上的优劣。实验结果如图 9 所示,其中右图为左图的局部放大。



(a) 传统有死区控制方法输出电压波形及其局部放大



(b) 无死区控制方法输出电压波形及其局部放大

图 9 传统控制方法与无死区控制方法输出电压削顶失真波形比较

由图 9(a)可见,采用传统有死区控制方法时,当直流母线电压小于 323 V 时,输出电压 u_o 出现明显削顶失真。由图 9(b)可见,采用无死区调制算法时,当直流母线电压小于 310 V 时,输出电压 u_o 才出现明显削顶失真。通过对比可以得出,无死区控制方法的直流母线电压利用率高于传统有死区控制方法。

4 结论

本文针对单相 H6 拓扑离网型逆变器无死区控制方法进行了研究。分析了无死区控制方法实现的基本原理,在 MATLAB/Simulink 环境下对该控制方法进行了系统仿真。结果表明,与传统有死区控制方法相比,无死区控制方法能够明显提高直流母线电压利用率,降低输出电压 THD,改善输出电压波形,同时该控制方法易于实现。

参考文献:

- [1] 嵇保健, 王建华, 赵剑锋. 一种高效率 H6 结构不隔离单相光伏并网逆变器 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(18): 9-15. (Ji Baojian, Wang Jianhua, Zhao Jianfeng. A high efficiency non-isolated single-phase photovoltaic grid-connected inverter with H6-type configuration [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(18): 9-15.)
- [2] 张兴, 孙龙林, 许颇, 等. 单相非隔离型光伏并网系统中共模电流抑制的研究 [J]. 太阳能学报, 2009, 30(9): 1202-1207. (Zhang Xing, Sun Longlin, Xu Po, et al.. Research on common-mode current reduction of nonisolated single-phase grid-connected photovoltaic systems [J]. Acta Energiæ Solaris Sinica, 2009, 30(9): 1202-1207.)
- [3] 陈良亮, 丁志刚, 曾忠, 等. 闭环 SPWM 逆变器 死区时间对输出基波电压的影响 [J]. 电机与控制学报, 2006, 10(5): 487-491. (Chen Liangling, Ding Zhigang, Zeng Zhong, et al. Influence of dead-time on the output fundamental voltage of close-loop controlled SPWM inverter [J]. Electric Machine and Control, 2006, 10(5): 487-491.)
- [4] 程曙, 徐国卿, 许哲雄. SPWM 逆变器死区效应分析 [J]. 电力系统及其自动化学报, 2002, 14(2): 39-42. (Cheng Shu, Xu Guoqing, Xu Zhexiong. Anlysis of the effect of dead-time on SPWM inverter [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2002, 14(2): 39-42.)
- [5] 章建峰. 逆变器死区时间对输出电压的影响分析 [J]. 电力电子技术, 2007, 41(8): 31-33. (Zhang Jianfeng. Analysis of the impact of dead-time in inverters on output voltage [J]. Power Electronics, 2007, 41(8): 31-33.)
- [6] Kim H, Moon H, Youn M. On-line dead-time compensation method using disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics (S1941-0107), 2003, 18(6): 1336-1345.
- [7] 刘军锋, 李叶松. 死区对电压型逆变器输出误差的影响及其补偿 [J]. 电工技术学报, 2007, 22(5): 117-122. (Liu Junfeng, Li Yesong. Dead-time influence on output error of voltage source inverter and compensation [J]. Transactions of China Electrotechnical society, 2007, 22(5): 117-122.)
- [8] 刘栋良, 贺益康. 交流伺服系统逆变器死区效应分析与补偿新方法 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 46-50. (Liu Dongliang, He Yikang. Analysis and compensation of AC servo system on inverter dead-time effect [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(21): 46-50.)
- [9] 李剑, 康勇, 陈坚. 单相 SPWM 逆变器的死区效应分析和补偿策略 [J]. 电气传动, 2003, 1: 12-17. (Li Jian, Kang Yong, Chen Jian. Analysis and compensation strategy of dead-time effects for single-phase SPWM inverters [J]. Electric drive, 2003, 1: 12-17.)
- [10] 王少杰, 罗安. 谐波域死区效应分析及补偿方法的研究 [J]. 电工技术学报, 2009, 24(8): 111-119. (Wang Shaojie, Luo An. Study of dead-Time effect and its compensation strategies [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(8): 111-119.)
- [11] 陈伟, 邹云屏, 耿攀. 三相 PWM 整流器的死区效应分析及补偿方法 [J]. 高电压技术, 2009, 35(5): 1156-1162. (Chen Wei, Zou Yunping, Geng Pan. Analysis and compensation of dead-time effects in three-phase PWM rectifiers [J]. High Voltage Engineering, 2009, 35(5): 1152-1162.)
- [12] 张犁, 孙凯, 冯兰兰, 等. 一种低漏电流六开关非隔离全桥光伏并网逆变器 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(15): 1-7. (Zhang Li, Sun Kai, Feng Lanlan, et al. H6 non-isolated full bridge grid-connected PV inverters with low leakage currents [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(15): 1-7.)
- [13] 梁泳全. 高效 H6 桥非隔离型光伏并网逆变器研究 [D]. 广州: 华南理工大学, 2013: 16-19. (Liang Yongquan. Research on non-isolated photovoltaic grid connected inverter of high efficiency H6 Bridge [D]. China: Guangzhou, China: South China University of Technology, 2013: 16-19.)
- [14] Schmidt Heribert, Siedle Christoph, Ketterer Juergen. Inverter for converting an electric direct current into an alternating current or an alternating voltage [P]. DE: EP2086102B1, 2010-09-22.
- [15] González R, López J, Sanchis P, et al. High-efficiency transformerless single-phase photovoltaic inverter [C]// Power Electronics and Motion Control Conference, 2006.EPE-PEMC 2006. 12th International, Portoroz, Slovenia. USA: IEEE, 2006: 1895-1900.