

6-4-2020

## Carrier Disposition PWM Control with No Dead Zone for TNPC Inverter

Wenjuan Li

*School of Electric and Electronic Engineering, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China;*

Feng Jie

*School of Electric and Electronic Engineering, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China;*

Wang Chao

*School of Electric and Electronic Engineering, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China;*

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.

---

## Carrier Disposition PWM Control with No Dead Zone for TNPC Inverter

### Abstract

**Abstract:** After the addition of dead zone, the carrier disposition PWM modulation method could have some problems, such as distortion of current waveform and decreasing of voltage utilization ratio. Taking the TNPC type three-level inverter as a researching object, *a novel method of the carrier disposition PWM modulation with no dead zone for three-level inverter was proposed, in which three PWM modulation signals were generated by using triple carrier wave. By analyzing the effect caused by the dead zone in different operating states, on and off rules of power switches were derived.* Simulation results in MATLAB/Simulink environment show that the proposed method can reduce harmonic content of the current, and increase the amplitude of the fundamental current and the voltage utilization ratio, which realizes no-dead-zone control of the TNPC type three-level inverter.

### Keywords

TNPC inverter, three-level, carrier disposition PWM, no dead zone

### Recommended Citation

Li Wenjuan, Feng Jie, Wang Chao. Carrier Disposition PWM Control with No Dead Zone for TNPC Inverter[J]. Journal of System Simulation, 2016, 28(7): 1628-1636.

# TNPC 型逆变器无死区载波层叠 PWM 控制

李文娟, 冯杰, 王超

(哈尔滨理工大学电气与电子工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150080)

**摘要:** 载波层叠 PWM(Carrier Disposition Pulse Width Modulation)调制法在实际应用中加入死区后会引起电流波形畸变及电压利用率降低等问题, 以 TNPC(T-type Neutral Point Clamped)型三相三电平逆变器拓扑结构作为研究对象, 提出一种应用于三电平逆变器的无死区载波层叠 PWM 调制法。该调制法采用三重载波生成三路 PWM 调制信号, 通过分析不同工作状态时死区引起的效应, 推导出功率开关管的导通和关断规律。在 MATLAB/Simulink 环境下进行仿真, 结果表明该方法可降低电流中的谐波含量、提高电流的基波幅值和电压利用率, 实现 TNPC 型三电平逆变器无死区控制。

**关键词:** TNPC 型逆变器; 三电平; 载波层叠 PWM; 无死区

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 1004-731X (2016) 07-1628-09

## Carrier Disposition PWM Control with No Dead Zone for TNPC Inverter

Li Wenjuan, Feng Jie, Wang Chao

(School of Electric and Electronic Engineering, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China)

**Abstract:** After the addition of dead zone, the carrier disposition PWM modulation method could have some problems, such as distortion of current waveform and decreasing of voltage utilization ratio. Taking the TNPC type three-level inverter as a researching object, a novel method of the carrier disposition PWM modulation with no dead zone for three-level inverter was proposed, in which three PWM modulation signals were generated by using triple carrier wave. By analyzing the effect caused by the dead zone in different operating states, on and off rules of power switches were derived. Simulation results in MATLAB/Simulink environment show that the proposed method can reduce harmonic content of the current, and increase the amplitude of the fundamental current and the voltage utilization ratio, which realizes no-dead-zone control of the TNPC type three-level inverter.

**Keywords:** TNPC inverter; three-level; carrier disposition PWM; no dead zone

## 引言

三电平逆变器广泛应用于光伏发电、电机调速、无功补偿和开关电源等系统中<sup>[1]</sup>。在实际应用中, 需要对同一相上功率开关器件的互补驱动信号加入死区, 而死区的加入会引起逆变器输出电流谐

波含量增加、直流电压利用率下降、电压相位出现偏差等问题<sup>[2-5]</sup>。利用有效的改进方法对死区效应带来的影响进行改善具有实际应用意义。

目前, 针对改善死区效应的方法主要有两种。一种是在死区效应产生后, 通过检测死区时间或者误差电压, 然后对时间和电压进行补偿。文献[6]利用功率因数角对电流方向进行间接检测, 再对死区进行补偿, 不利于实际应用。文献[7]通过硬件电路检测器件导通关断时间, 采用软件来补偿的方法实现无死区效应, 而该方法会导致系统结构复杂



收稿日期: 2015-11-25 修回日期: 2016-02-16;  
基金项目: 国家自然科学基金(51375125), 黑龙江省自然科学基金(E201444);  
作者简介: 李文娟(1968-), 女, 黑龙江安达, 博士, 教授, 研究方向为电力电子装置与系统; 冯杰(1990-), 女, 河北景县, 硕士生, 研究方向为电力电子装置与系统。

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

• 1628 •

化。文献[8]采用模糊控制策略, 实时计算死区效应导致的误差电压, 通过前馈补偿误差电压, 计算量非常大。文献[9]利用伏秒等效原理并考虑功率开关管的导通和关断延时, 对死区进行补偿, 计算方法复杂。另一种是从源头上解决死区效应, 即通过调整驱动信号避免产生死区效应。文献[10]采用多载波脉宽调制技术实现无死区控制以解决死区对两电平逆变器的影响, 该方法利用电流方向确定功率开关管的驱动信号, 实现无死区效应, 但该方法无法在三电平逆变器中进行应用。传统的三电平逆变器主要有二极管中点箝位式、飞跨电容箝位式和混合箝位式, 而 TNPC 型三电平逆变器较传统三电平逆变器具有导通损耗低、总谐波失真小及电压利用率高等优点<sup>[11-12]</sup>, 因此 TNPC 型逆变器势必成为三电平逆变器的主流装置。

本文以 TNPC 型三电平逆变器作为研究对象, 首先对 TNPC 型逆变器工作状态进行分析, 通过对比较载波层叠 PWM 调制法不加死区和加死区时的驱动信号推导出无死区效应的驱动信号, 进一步提出无死区载波层叠 PWM 调制法, 根据电压极性和电流方向确定不同工作状态下的驱动信号逻辑, 实现无死区控制, 最后通过仿真进行验证。

## 1 TNPC 型逆变器工作状态分析

TNPC 型三电平是一种新颖的中点箝位型三电平拓扑, 它利用两个反向串联的功率管实现直流侧中性点的箝位功能, 较传统的三电平逆变器需要更少的驱动电源, 图 1 所示为其拓扑结构。设直流侧母线电压为  $U_{dc}$ ; 负载为三相对称阻感负载;  $C_1, C_2$  为直流侧的两个电容, 容值相等;  $u_A, u_B, u_C$  为 TNPC 型逆变器三相交流相电压;  $i_A, i_B, i_C$  为逆变器输出的线电流。每一相有 4 个功率开关管。通过控制各相功率开关管导通与关断, 可实现电流直流向交流变换<sup>[13]</sup>。

以 A 相为例分析 TNPC 型逆变器的工作状态。根据电流的方向与相电压的极性, 电路可以分为 4 种工作状态, 规定  $i_A$  流向负载方向为电流正方向。

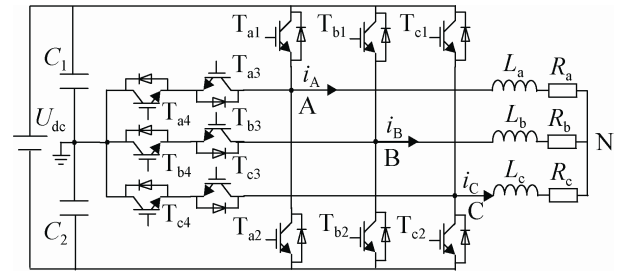


图 1 TNPC 型逆变器拓扑结构

当  $u_A > 0, i_A < 0$  时, 逆变电路工作在状态 I,  $T_{a4}$  常通,  $T_{a2}$  常断,  $T_{a1}$  和  $T_{a3}$  作 PWM 切换。当  $T_{a1}$  的驱动信号为 1,  $T_{a3}$  的驱动信号为 0 时, 电流流经  $T_{a1}$  的反并联二极管, 流入直流电源正极, A 相输出高电平; 当  $T_{a1}$  的驱动信号为 0,  $T_{a3}$  的驱动信号为 1 时, 电流流经  $T_{a3}$  和  $T_{a4}$  的反并联二极管, A 相输出零电平<sup>[14]</sup>。根据相同的分析方法得出各工作状态下功率开关管的开关状态, 如表 1 所示。

表 1 各工作状态下功率开关管的开关状态

开关状态	$T_{a1}$	$T_{a2}$	$T_{a3}$	$T_{a4}$
状态 I ( $u_A > 0, i_A < 0$ )	PWM 切换	常断	PWM 切换	常通
状态 II ( $u_A > 0, i_A > 0$ )	PWM 切换	常断	PWM 切换	常通
状态 III ( $u_A < 0, i_A > 0$ )	常断	PWM 切换	常通	PWM 切换
状态 VI ( $u_A < 0, i_A < 0$ )	常断	PWM 切换	常通	PWM 切换

## 2 无死区载波层叠 PWM 调制法

### 2.1 死区效应分析

理想的载波层叠 PWM 调制法都是假设功率开关管是理想的开关管, 能够瞬间导通和瞬间关断, 导通和关断所需的时间为零。图 2(a)所示为 A 相工作在状态 II 时的驱动信号和输出相电压的关系,  $S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}$  分别为载波层叠 PWM 调制法不加死区时, 功率管  $T_{a1}, T_{a2}, T_{a3}, T_{a4}$  的驱动信号,  $T_{a1}$  在  $t_2, t_7$  时刻导通,  $t_4$  时刻关断,  $T_{a3}$  与  $T_{a1}$  的驱动信号相反,  $u_A$  为 A 相输出的相电压。

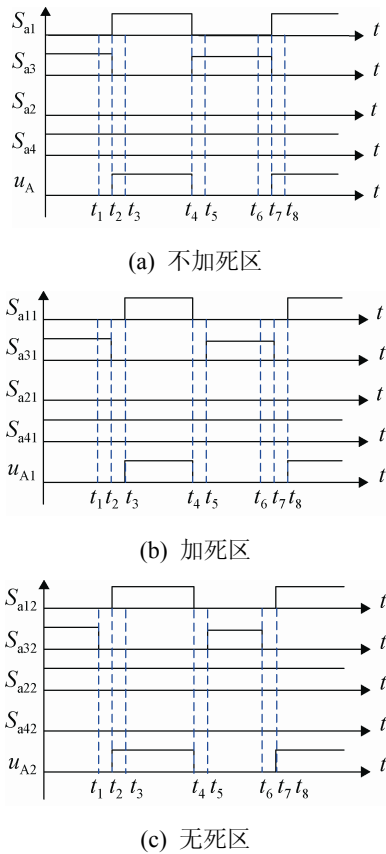


图 2 功率开关管驱动信号与输出相电压

当在互补信号  $S_{a1}$ ,  $S_{a3}$  中加死区后,  $T_{a1}$  和  $T_{a3}$  延时导通, 即  $T_{a1}$  在  $t_3$ ,  $t_8$  时刻导通,  $T_{a3}$  在  $t_5$  时刻导通, 关断时刻不变。由于加入死区, 导致存在  $S_{a1}$  和  $S_{a3}$  都为 0 的阶段, 在这个阶段电流流经  $T_{a4}$  和  $T_{a3}$  的反并联二极管, A 相输出相电压为零电平, 图 2(b) 中  $u_{A1}$  为加入死区后 A 相输出的电压波形。 $S_{a11}$ ,  $S_{a21}$ ,  $S_{a31}$ ,  $S_{a41}$  分别为载波层叠 PWM 调制法加死区后  $T_{a1}$ ,  $T_{a2}$ ,  $T_{a3}$ ,  $T_{a4}$  的驱动信号。

由于在 A 相互补信号  $S_{a1}$ ,  $S_{a3}$  之间加入死区后, 并没有考虑到死区时间内反并联二极管的续流作用。比较  $u_A$  和  $u_{A1}$  的波形图可以看出, 当  $S_{a1}$  和  $S_{a3}$  加入死区后会导致相电压发生非对称性变化, 波形发生畸变。同理, 在其他工作状态中也会存在这种现问题。为了解决由于加入死区后带来的死区效应, 需要调整驱动信号, 保证死区存在的同时不会产生死区效应。

采用图 2(c) 中所示信号  $S_{a12}$ ,  $S_{a22}$ ,  $S_{a32}$ ,  $S_{a42}$  来驱动 A 相的 4 个功率开关管  $T_{a1}$ ,  $T_{a2}$ ,  $T_{a3}$ ,  $T_{a4}$ 。

$T_{a1}$  仍然在  $t_2$ ,  $t_7$  时刻导通,  $t_4$  时刻关断, 与理想情况下  $T_{a1}$  的驱动信号一样。而  $T_{a3}$  在  $t_5$  时刻导通,  $t_1$ ,  $t_6$  时刻关断, 即  $T_{a3}$  需要提前关断和滞后导通。 $t_1 \sim t_2$ ,  $t_4 \sim t_5$  时间内驱动信号  $S_{a12}$  和  $S_{a32}$  都为 0, A 相输出零电平,  $u_{A2}$  为改进后 A 相输出的相电压, 对比可发现  $u_{A2}$  的波形与  $u_A$  的波形相同。通过这种方法不仅在互补信号间加入了死区, 保护了电路, 还不会由于续流作用引起死区效应, 进而改善相电压波形。

## 2.2 无死区驱动信号的产生

通过上述分析, 为了避免死区效应的产生, 需要生成提前关断和滞后导通的驱动信号。本文在载波层叠调制法的基础上进行改进, 提出了图 3 所示的三载波层叠调制法。在上层正常载波  $u_u$  旁增加一个相位超前的载波  $u_{fu}$  和一个相位滞后的载波  $u_{hu}$ ; 在下层正常载波  $u_d$  旁同样增加一个相位超前和一个相位滞后的载波  $u_{fd}$ 、 $u_{hd}$ 。载波的超前和滞后时间与死区时间有关。以 A 相为例, 当载波与 A 相正弦调制波进行比较时, 则生成控制 A 相功率开关管的驱动信号, 上层载波生成控制功率开关管  $T_{a1}$ ,  $T_{a3}$  的互补驱动信号, 下层载波生成控制功率开关管  $T_{a2}$ ,  $T_{a4}$  的互补驱动信号。

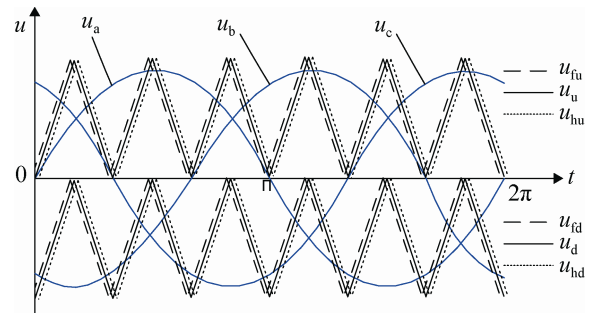


图 3 三载波层叠调制法

为了清楚地分析三载波层叠调制法的工作状态将图 3 局部放大, 如图 4 所示。上层正常载波  $u_u$  产生正常驱动信号  $S_{ua}$ , 相位超前的载波  $u_{fu}$  产生提前导通的驱动信号  $S_{fua}$ , 相位滞后的载波  $u_{hu}$  产生延时关断的驱动信号  $S_{hua}$ 。同理下层正常载波  $u_d$  产生正常驱动信号  $S_{da}$ , 相位超前的载波  $u_{fd}$  产生提

前导通的驱动信号  $S_{fda}$ , 相位滞后的载波  $u_{hd}$  产生延时关断的驱动信号  $S_{hua}$ 。

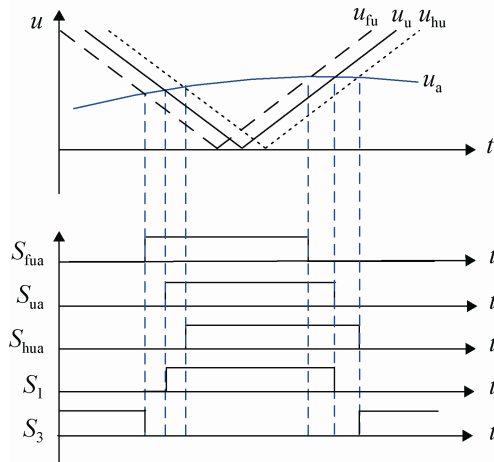


图 4 三载波层叠调制的驱动信号

当  $u_A > 0, i_A > 0$ , 逆变器工作在状态 II 时, 从图 4 中可知  $T_{a1}$  驱动信号  $S_1$  与理想情况下相同,  $T_{a3}$  的驱动信号  $S_3$  提前关断、滞后导通, 采用三载波层叠调制法就可以生成无死区效应的驱动信号, 从而实现无死区控制。

### 2.3 不同工作状态下的驱动信号

根据上文分析, 无死区控制需要根据不同工作状态下死区引起的问题, 推导出无死区效应的驱动信号。该方法通过判断电压极性和电流方向, 将 3 组载波产生的信号进行简单的逻辑综合, 就能得到功率开关管所需的驱动信号。

#### 2.3.1 状态 I ( $u_A > 0, i_A < 0$ )

当  $u_A > 0, i_A < 0$  时, 电流由负载方向流入 TNPC 型逆变器。为实现死区的加入不会引起死区效应,  $T_{a3}$  的驱动信号  $S_3$  不变, 为上层正常载波  $u_u$  与 A 相调制波比较产生驱动信号  $S_{ua}$  的互补信号  $!S_{ua}$ ;  $T_{a1}$  需要提前关断同时滞后导通,  $S_1$  为上层超前载波  $u_{fu}$ 、滞后载波  $u_{hu}$  与 A 相调制波进行比较产生的提前导通的驱动信号  $S_{fua}$  和延时关断的驱动信号  $S_{hua}$  相与; 此时,  $T_{a2}$  和  $T_{a4}$  的驱动信号  $S_2, S_4$  不变, 为正常载波  $u_d$  与 A 相调制波进行比较产生的驱动信号  $S_{da}$  和互补信号  $!S_{da}$ 。归纳公式如(1)所示

$$\begin{cases} S_1 = S_{fua} \& S_{hua} \\ S_2 = !S_{da} \\ S_3 = !S_{ua} \\ S_4 = S_{da} \end{cases} \quad (1)$$

#### 2.3.2 状态 II ( $u_A > 0, i_A > 0$ )

当  $u_A > 0, i_A > 0$  时, 电流由 TNPC 型逆变器方向流入负载。  $T_{a1}$  的驱动信号  $S_1$  不变, 为上层正常载波  $u_u$  与 A 相调制波比较产生驱动信号  $S_{ua}$ ;  $T_{a3}$  需要提前关断同时滞后导通,  $S_3$  为上层超前载波  $u_{fu}$ 、滞后载波  $u_{hu}$  与 A 相调制波比较产生提前导通驱动信号  $S_{fua}$  的互补信号  $!S_{fua}$  和延时关断驱动信号  $S_{hua}$  的互补信号  $!S_{hua}$  相与; 此时,  $T_{a2}$  和  $T_{a4}$  的驱动信号  $S_2, S_4$  仍然不变, 与状态 I 中  $T_{a2}$  和  $T_{a4}$  的驱动信号相同。总结公式如(2)所示

$$\begin{cases} S_1 = S_{ua} \\ S_2 = !S_{da} \\ S_3 = !S_{fua} \& !S_{hua} \\ S_4 = S_{da} \end{cases} \quad (2)$$

#### 2.3.3 状态 III ( $u_A < 0, i_A > 0$ )

当  $u_A < 0, i_A > 0$  时, 电流由 TNPC 型逆变器方向流入负载。  $T_{a4}$  的驱动信号  $S_4$  不变, 为下层正常载波  $u_d$  与 A 相调制波进行比较产生的驱动信号  $S_{da}$ ;  $T_{a2}$  需要提前关断同时滞后导通,  $S_2$  为下层超前载波  $u_{fd}$ 、滞后载波  $u_{hd}$  与 A 相调制波进行比较产生的提前导通的驱动信号  $S_{fda}$  的互补信号  $!S_{fda}$  和延时关断的驱动信号  $S_{hda}$  的互补信号  $!S_{hda}$  相与; 此时,  $T_{a1}$  和  $T_{a3}$  的驱动信号  $S_1, S_3$  不变, 为正常载波  $u_u$  与 A 相调制波比较产生的驱动信号  $S_{ua}$  和互补信号  $!S_{ua}$ 。归纳公式如(3)所示。

$$\begin{cases} S_1 = S_{ua} \\ S_2 = !S_{fda} \& !S_{hda} \\ S_3 = !S_{ua} \\ S_4 = S_{da} \end{cases} \quad (3)$$

#### 2.3.4 状态 VI ( $u_A < 0, i_A < 0$ )

当  $u_A < 0, i_A < 0$  时, 电流由负载方向流入 TNPC

型逆变器。 $T_{a2}$  的驱动信号  $S_2$  不变, 为下层正常载波  $u_d$  与 A 相调制波比较产生驱动信号  $S_{da}$  的互补信号  $!S_{da}$ ;  $T_{a4}$  的驱动信号  $S_4$  需要提前关断同时滞后导通, 为下层超前载波  $u_{fu}$ 、滞后载波  $u_{hu}$  与 A 相调制波比较产生提前导通的驱动信号  $S_{fda}$  和延时关断的驱动信号  $S_{hda}$  相与; 此时,  $T_{a1}$  和  $T_{a3}$  的驱动信号  $S_1$ 、 $S_3$  不变, 为正常载波  $u_u$  与 A 相调制波进行比较产生的驱动信号  $S_{ua}$  和互补信号  $!S_{ua}$ 。具体公式如(4)所示

$$\begin{cases} S_1 = S_{ua} \\ S_2 = !S_{da} \\ S_3 = !S_{ua} \\ S_4 = S_{fda} \& S_{hda} \end{cases} \quad (4)$$

## 2.4 工作状态的确

根据上述分析, TNPC 型逆变器的工作状态要根据电压极性和电流方向确定, 因此判断电压极性和电流方向十分重要。为了得到精确的电压极性和电流方向, 要对电压电流进行滤波。本文采用 dq 轴滤波, 将电压电流变换到 dq 轴, 进行低通滤波后, 反变换到 abc 坐标轴, 再根据电压极性和电流方向确定不同的工作状态, 确定方法如下:

$$\text{定义: } P_C(i_A) = \begin{cases} -1 & i_A > 0 \\ 1 & i_A < 0 \end{cases} \quad (5)$$

$$P_V(u_A) = \begin{cases} 2 & u_A > 0 \\ 3 & u_A < 0 \end{cases} \quad (6)$$

$$S = P_C(i_A) + P_V(u_A) \quad (7)$$

式中,  $i_A$ ,  $u_A$  为所测结果,  $P_C$  代表电流方向所对应的数值,  $P_V$  代表电压极性所对应的数值。 $S$  值与 A 相各工作状态对应, 当  $S=1$  时, 对应工作状态 II; 当  $S=2$  时, 对应工作状态 III; 当  $S=3$  时, 对应工作状态 I; 当  $S=4$  时, 对应工作状态 VI。

## 3 仿真分析

### 3.1 仿真模型的建立

为验证所提出无死区载波层叠 PWM 调制法

的有效性及具有改善三电平逆变器输出电流波形的能力, 在 MATLAB/Simulink 环境下建立 TNPC 型逆变器的仿真模型, 采用载波层叠不加死区、加死区调制法与无死区载波层叠 PWM 调制法进行对比。图 5 中(a)为所建立的无死区载波层叠 PWM 调制法仿真模型, 图 5(b)为电流滤波部分。在该模型中, 直流电压源为 800 V, 三角载波频率为 5 kHz, 调制波频率为 50 Hz, 调制比为 0.9, 仿真时间为 0.5 s, 直流侧电容  $C_1=C_2=5\ 000\ \mu\text{F}$ , 阻感负载为  $L=0.1\ \text{mH}$ ,  $R=6\ \Omega$ 。

图 6 为在 PLECS 中搭建的 A 相在不同工作状态下的驱动信号仿真模型, Out1 到 Out4 输出的四路信号分别为 TNPC 型逆变器 A 相工作在状态 I 至状态 VI 时  $T_{a1}$ ,  $T_{a2}$ ,  $T_{a3}$ ,  $T_{a4}$  的驱动信号。

### 3.2 仿真结果分析

基于 TNPC 型逆变器对无死区载波层叠 PWM 调制法进行仿真, 得到图 7 所示仿真波形, 可见输出的相电压为三电平, 线电压为五电平, 如图 7 中(a)、(b)所示, 通过判断电压极性和电流方向确定  $S$  值及其对应的四个工作状态, 如图 7(c)所示, 可知 4 个工作状态随时间变化, 在一个周期内交替工作。

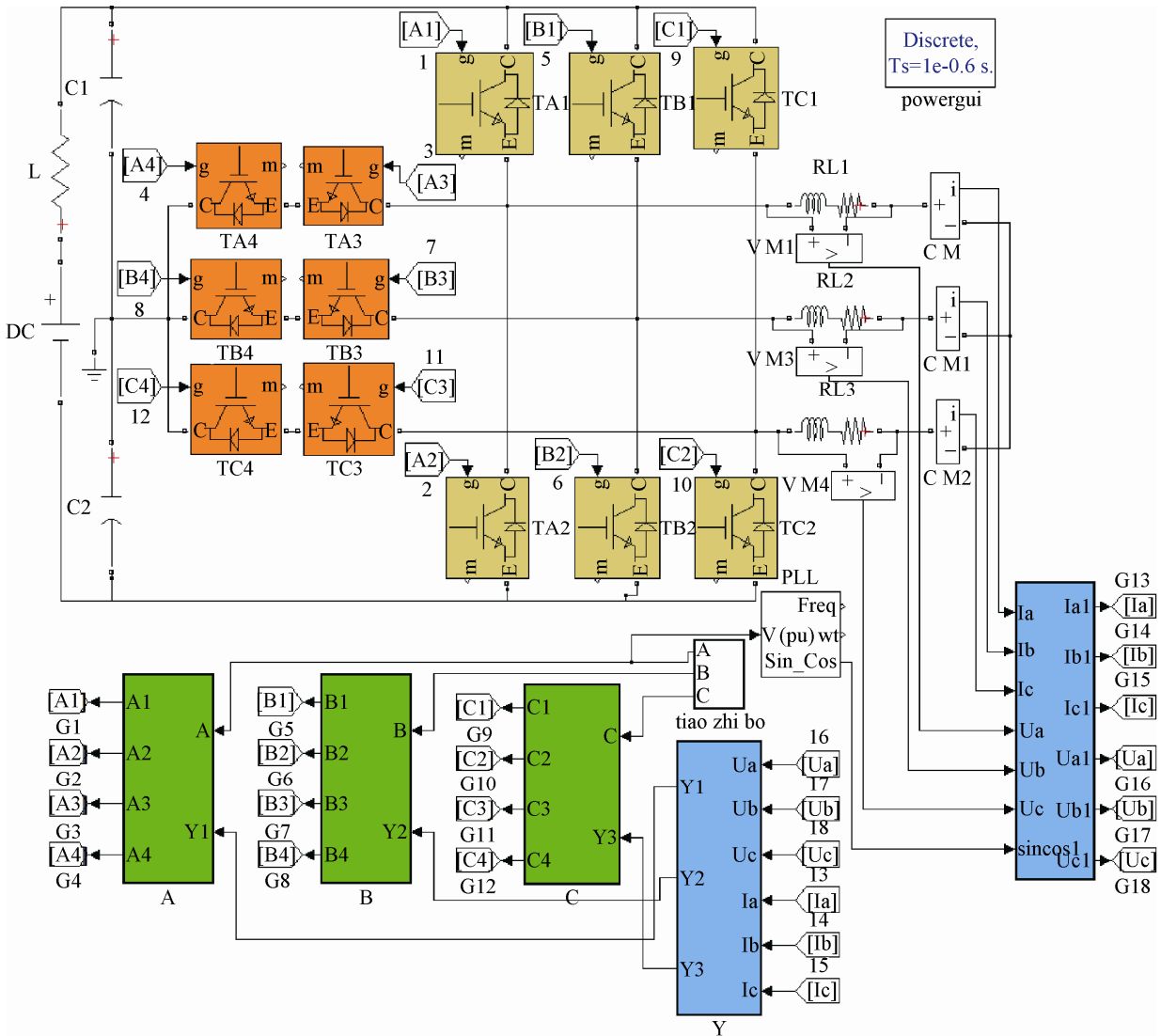
图 8 所示为图 6 模型中 Out1 到 Out4 输出的四路驱动信号。当 A 相工作在状态 I 时, Out1 输出有死区的信号, Out2, Out3, Out4 输出不带死区的信号, 此时 Out1 为功率开关管提供驱动信号, 功率开关管  $T_{a3}$  正常通断,  $T_{a1}$  提前关断同时滞后导通。同理, 当 A 相工作在状态 II 到状态 VI 时, 对应 Out2 到 Out4 为功率开关管提供驱动信号。

根据图 8 进一步得到功率开关管  $T_{a1}$  和  $T_{a3}$  的具体导通和关断时间, 如表 2 所示, 表中列出了两组导通关断信号, 分别为  $t_{on1}$  和  $t_{off1}$ ,  $t_{on2}$  和  $t_{off2}$ , 可以看出  $T_{a1}$  的导通时间比  $T_{a3}$  的导通时间滞后  $3\ \mu\text{s}$ , 关断时间提前  $3\ \mu\text{s}$ , 即死区时间为  $3\ \mu\text{s}$ 。

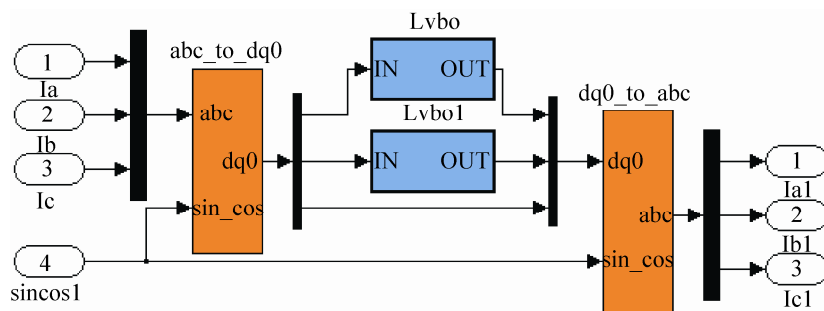
图 9(a)分别为采用无死区载波层叠和载波层叠加死区 PWM 调制法时 TNPC 型逆变器的 A 相电流波形。2 种调制法中, 无死区载波层叠 PWM

调制法的电流基波幅值较大, 故电压利用率大。采用上述两种调制法的 A 相电流的 THD 值如图 9(b)、(c)所示。仿真结果表明, 采用无死区载波层叠调制法的 A 相电流 THD 为 0.54%, 电流基波幅值为

10.88A, 采用载波层叠加死区调制法的 A 相电流 THD 为 1.70%, 电流基波幅值为 9.83A。采用无死区载波层叠调制法的 THD 较载波层叠加死区调制法的 THD 降低 74%。



(a) 系统模型



(b) 电流滤波模型

图 5 仿真模型



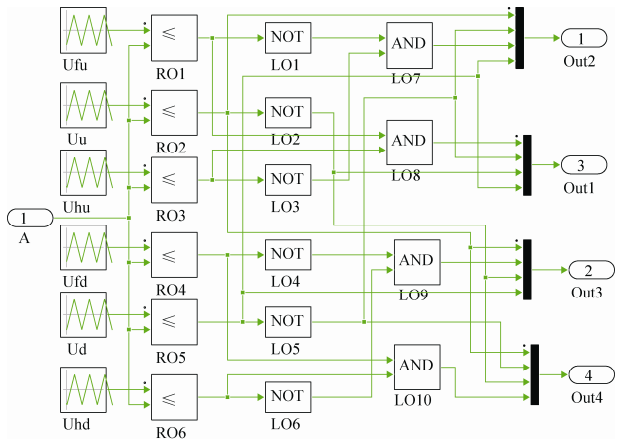
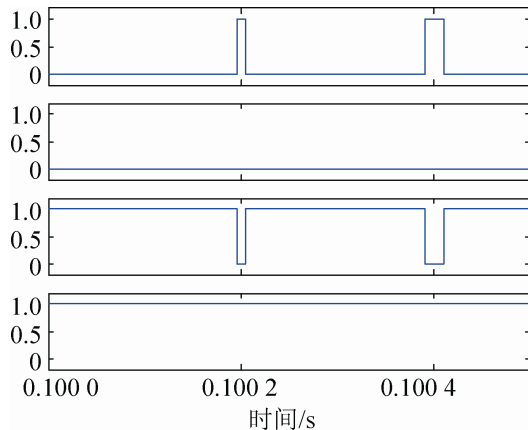
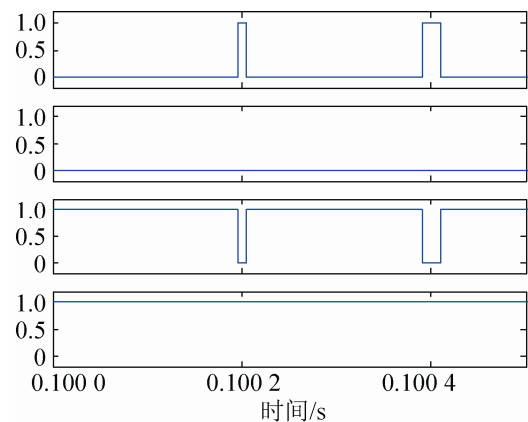


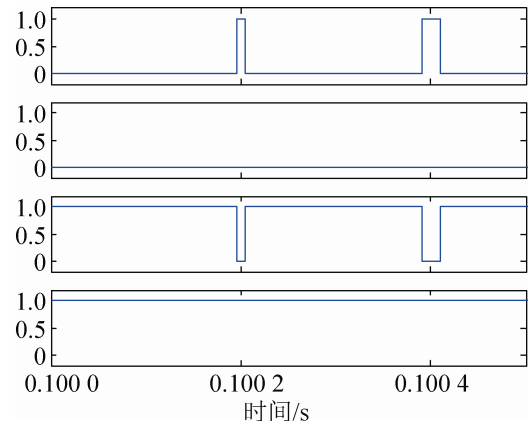
图 6 A 相驱动信号仿真模型



(b) Out2



(c) Out3

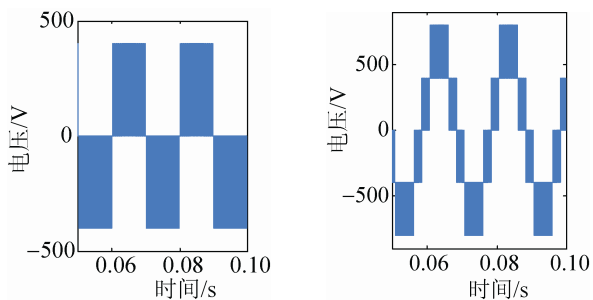


(d) Out4

图 8 A 相功率管的驱动信号

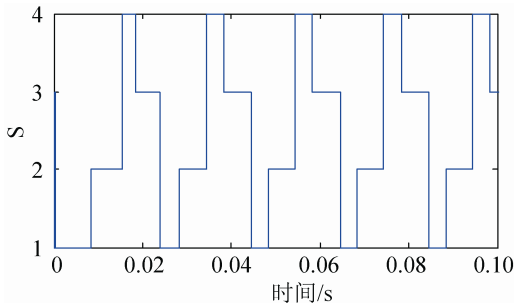
表 2 导通关断时间

功率管	$t_{on1}/s$	$t_{off1}/s$	$t_{on2}/s$	$t_{off2}/s$
$T_{a1}$	0.100 195	0.100 205	0.100 393	0.100 407
$T_{a3}$	0.100 192	0.100 208	0.100 390	0.100 410



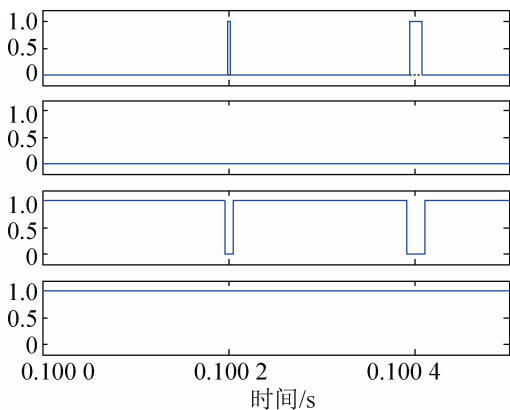
(a) 相电压

(b) 线电压

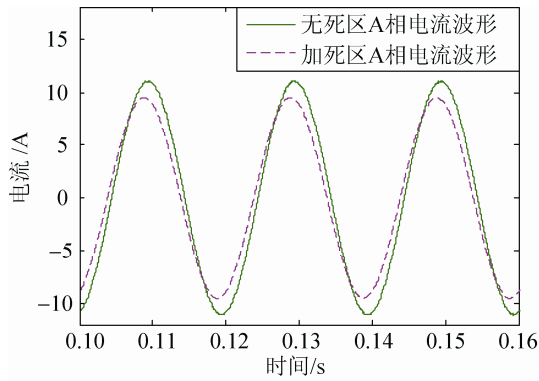


(c) S 值分布

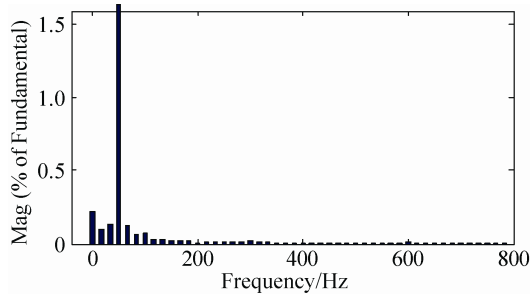
图 7 相电压、线电压及 S 值分布图



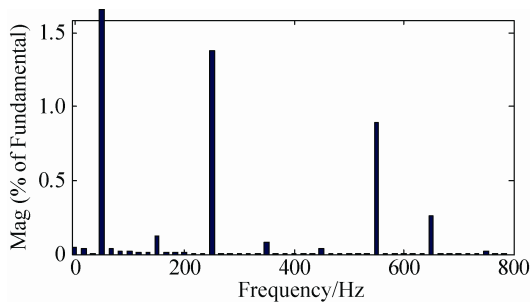
(a) Out1



(a) 无死区及加死区 A 相电流波形



(b) 无死区 A 相电流 THD



(c) 加死区 A 相电流 THD

图 9 无死区及加死区 A 相电流波形及 THD

由此可见, TNPC 型逆变器的驱动信号直接加入死区会导致电流波形畸变, 谐波含量增加, 引起电压利用率下降。而无死区载波层叠 PWM 调制法则改善了这些问题, 保证同一相上的互补信号间既有死区又不会引起死区效应。文献[4,7]中死区补偿后电流中谐波含量均在 1% 以上, 证明了本文提出的改进方法的合理性。

为了进一步印证无死区载波层叠 PWM 调制法的正确性, 将无死区载波层叠与载波层叠不加死区 PWM 调制法进行对比, 图 10 所示为分别采用上述两种调制法时 TNPC 型逆变器 A 相电流的波

形。仿真结果表明, 采用载波层叠不加死区 PWM 调制法的 A 相电流 THD 为 0.54%, 电流基波幅值为 11.01A。由此可以看出, 无死区载波层叠 PWM 调制法与载波层叠不加死区 PWM 调制法的 THD 值相同, 基波幅值相差较小, 电流波形几乎重合。即无死区载波层叠 PWM 调制法不会增加电流中的谐波含量, 基波幅值稍有降低。

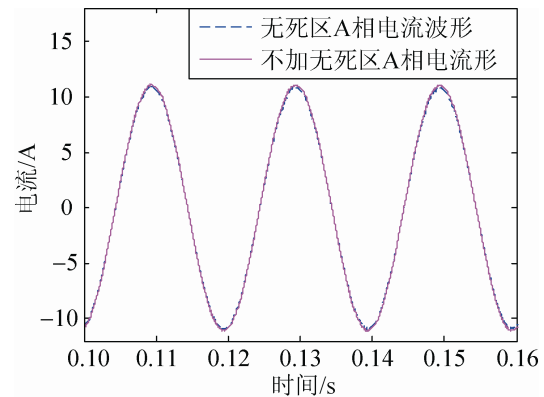


图 10 无死区及不加死区 A 相电流波形及 THD

表 3 所示为采用无死区载波层叠调制法在不同调制比下 A 相电流基波幅值和 THD 变化值。根据表中数据得出, A 相电流基波幅值随调制比的增大而增大, 过调时基波幅值减小; A 相电流 THD 随调制比的增大而降低, 过调时 THD 值升高。

表 3 不同调制比时基波幅值与 THD 值

调制比	基波幅值/A	THD
0.82	9.81	0.63%
0.90	10.88	0.54%
0.92	11.10	0.50%
0.95	11.43	0.47%
0.98	11.64	0.45%
1.01	10.73	1.41%

## 4 结论

本文提出一种应用于 TNPC 型逆变器的无死区载波层叠 PWM 调制法, 通过对比分析不同工作状态下死区带来的影响, 推导出功率开关管的逻辑驱动信号, 提出无死区 PWM 调制法, 并在 MATLAB 中建立仿真模型。仿真结果表明, 无死

区载波层叠调制法的 THD 比载波层叠加死区调制法的 THD 降低了 74%，无死区载波层叠调制法的 THD 值随调制比的增大而降低。通过对比分析可知，无死区载波层叠 PWM 调制法不仅能实现死区功能，而且不会产生死区效应，降低加入死区后电流中谐波含量，提高电压利用率，验证了所提方法的有效性。

### 参考文献:

- [1] 韦立祥, 孙旭东, 刘丛伟, 等. 高性能三电平异步电动机调速控制系统的研究和实现 [J]. 清华大学学报, 2001, 41(3): 13-16.
- [2] Artur Cichowski, Janusz Nieznanski. Self-Tuning Dead-Time Compensation Method for Voltage-Source Inverters [J]. IEEE Power Electronics Letters (S1540-7985), 2005, 3(2): 72-75.
- [3] Yong Wang. Diode-Free T-Typ Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverter for Low-Voltage Renewable Energy System [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics (S0278-0046), 2014, 61(11): 6168-6174.
- [4] 赵鲁, 李耀华, 葛琼璇, 等. 单相 PWM 整流器死区补偿方法 [J]. 电机与控制学报, 2015, 19(6): 6-13.
- [5] 周华伟, 温旭辉, 赵峰, 等. 一种新颖的电压源逆变器自适应死区补偿策略 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(24): 26-32.
- [6] 杨立永, 陈智刚, 陈为奇, 等. 逆变器输出电压模型及新型死区补偿方法 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(1): 182-186.
- [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): 117-121.
- [8] 刘栋良, 武瑞斌, 张遥, 等. 基于模糊控制零电流钳位逆变器死区补偿 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(8): 119-124.
- [9] 周京华, 贾斌, 章小卫, 等. 三电平逆变器死区补偿策略研究 [J]. 电机与控制学报, 2013, 17(5): 69-74.
- [10] 宋崇辉, 刁乃哲, 薛志伟, 等. 新型多重载波无死区 SPWM [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(12): 1853-1863.
- [11] Aghdam G H. Optimised Active Harmonic Elimination Technique for Three-level T-type Inverters [J]. IET Power Electron (S1755-4535), 2013, 6(3): 425-433.
- [12] Mario Schweizer. Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics (S0885-8993), 2013, 28(2): 899-907.
- [13] Ui-Min Choi. Diagnosis and Tolerant Strategy of an Open-Switch Fault for T-Type Three-Level Inverter Systems [J]. IEEE Transactions on Industry Applications (S0093-9994), 2014, 50(1): 495-507.
- [14] 张百乐, 王久和, 赵凤姣. TNPC 型光伏并网逆变器的 PCHD 建模与控制 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(增 1): 204-210.