

单相 SVPWM 窄脉冲的消除研究

张 展 高照阳 张宏恩

(河南理工大学电气工程与自动化学院 焦作 454000)

摘要: 在分析单相电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)的原理以及窄脉冲对绝缘栅双极型晶体管(IGBT)的危害的基础上,针对脉宽调制中产生的驱动窄脉冲与关断窄脉冲使 IGBT 或体二极管在未完全开通时又立刻关断的过程中,器件产生关断电压尖峰和振荡,使得功率开关器件损坏以及在变流中引起的输出波形畸变等问题,通过对调制度 M 设计的方法,来控制产生的触发驱动脉冲的宽度,达到限制和消除窄脉冲的出现。最后通过 Matlab 仿真验证了此方法可以使开关器件躲过允许的窄脉冲,增加了电路安全运行的可靠性。

关键词: 脉宽调制;窄脉冲;绝缘栅双极型晶体管

中图分类号: TM46; TN787 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4031

Research of eliminated narrow pulse of single phase SVPWM

Zhang Zhan Gao Zhaoyang Zhang Hongen

(School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China)

Abstract: On the basis of analyzing the principle of single phase voltage space vector pulse width modulation (SVPWM) and narrow pulse on the damage of insulated gate bipolar transistor (IGBT), to solve the problem that the IGBT or the body diode cut off again before they are completely open because of the narrow pulse generated in pulse width modulated. During this process, the great voltage and oscillation do damage to the device and distorted the flow in converter. The method is proposed in this paper by adjusting the modulation index m to control the width to limit and eliminate the narrow pulse. It also increases the reliability of the safe operation of the circuit. Finally the method is verified by Matlab simulation can make switching devices allow through narrow pulse to increase the reliability of the safe operation of the circuit.

Keywords: pulse width modulation; narrow pulse; insulated gate bipolar transistor

0 引言

空间矢量 PWM 控制是为改善交流电动机变频驱动而提出的,基于磁链追踪的思想来获得准圆形旋转磁场^[1-3]。SVPWM 提高了电压型逆变器的电压利用率和电机的动态响应性能,同时还减小了电动机的转矩脉动,在电机调速领域应用广泛^[4-6]。相对于传统的 SPWM 控制, SVPWM 逆变器具有输出电压谐波总畸变率小,更易于数字化实现等优点。

SVPWM 控制在三相逆变中应用已经相对成熟,而在单相逆变中应用较多的是 SPWM 控制技术。文献[7]结合三相 SVPWM 特点,将其引入到单相逆变电源中,使单相 SVPWM 控制得以实现。文献[8]对两种类型的单相 SVPWM 开关模式进行了分析,并与 SPWM 开关模式进行了对比。

IGBT 模块的窄脉冲分为两种情况,一种是 IGBT 单元出现开通窄脉冲;另一种是 IGBT 单元出现关断窄脉冲,即体二极管出现窄脉冲。当开关器件在未完全开通情况下又重新关断,这一过程对 IGBT 单元会产生很大的关断电压尖峰或振荡,反复多次会对 IGBT 造成较大的影响。会使管子误导通,降低了了开关管的触发可靠性,甚至发热严重将管子损坏^[9-10]。

本文将对单相 SVPWM 控制技术理论计算中可能存在的窄脉冲进行分析,在输出触发驱动信号上如何设置参数来预防和消除窄脉冲进行了研究,进一步提高了 IGBT 的可靠与安全运行。

1 单相 SVPWM 原理

1.1 单相逆变空间电压矢量分析

图 1 为典型的单相全桥逆变电路,根据其开关状态可

产生 4 种离散电压矢量,如表 1 所示。其中,“0”表示开关管关断;“1”表示开关管开通。

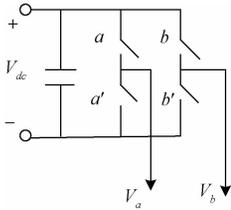


图 1 单相 PWM 全桥逆变电路

表 1 单相逆变器的矢量开关状态表

a	b	V _{ab}	V _{ba}	V _k
0	0	0	0	V ₀
0	1	-V _{dc}	V _{dc}	V ₁
1	0	V _{dc}	-V _{dc}	V ₂
1	1	0	0	V ₃

用矩阵表示,如式(1)所示

$$\mathbf{V}_{ab} = \mathbf{V}_{dc} [1 \quad -1] \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = -\mathbf{V}_{ba} \quad (1)$$

根据 a、b 开关的 4 种组合状态,交流输出端的 4 个离散的电压矢量,可在二维空间进行表示,如图 2 所示。

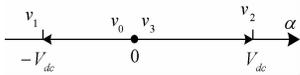


图 2 单相逆变桥输出电压矢量图

设逆变器输出侧期望的输出电压 V_{ab} 为

$$u = \sqrt{2}U_{\phi} \sin \omega t \quad (2)$$

定义期望输出电压量的最大模值与逆变输出电压矢量模的比值为单相逆变系统的电压调制比,如式(3)所示。

$$M = \frac{\sqrt{2}U_{\phi}}{V_{dc}} \leq 1 \quad (3)$$

1.2 单相 SVPWM 算法实现

根据伏秒平衡原理,利用 4 个离散电压矢量来线性拟合期望输出电压矢。设 T_s 为系统 PWM 开关周期, T_1 为该周期内有效电压矢量作用时间, T_0 为该周期零电压矢量作用时间。在一条直线上对于任一给定的单相电压矢量,可以用这 4 个离散电压矢量线性拟合,如图 3 所示。

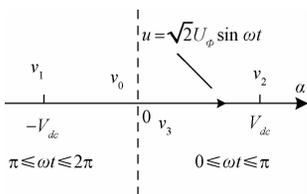


图 3 单相 SVPWM 的计算

可得

$$\begin{cases} T_s u = T_1 v_x + T_0 (v_0, v_3) \\ T_s = T_1 + T_0 \end{cases} \quad (4)$$

式中: u 为期望输出电压矢量;

v_x 为逆变器输出两非零矢量 v_1 或 v_2 。

(1)当 $\omega t \in [0, \pi]$ 时,取 v_2 , 则

$$T_s \sqrt{2}U_{\phi} \sin \omega t = T_1 V_{dc} \Rightarrow \begin{cases} T_1 = MT_s \sin \omega t \\ T_0 = T_s - T_1 \end{cases} \quad (5)$$

当 $\omega t \in [\pi, 2\pi]$ 时,取 v_1 则

$$T_s \sqrt{2}U_{\phi} \sin \omega t = T_1 (-V_{dc}) \Rightarrow \begin{cases} T_1 = MT_s \sin(\omega t - \pi) \\ T_0 = T_s - T_1 \end{cases} \quad (6)$$

其中, M 为逆变电压调制比,如式(3)所示。

通过改变零电压矢量的时间分配与位置分布,可得到不同的 SVPWM 的合成方法。图 4、图 5 显示了两种开关模式下的开通时刻点的计算。

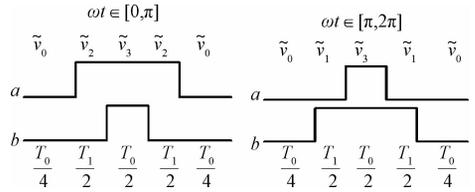


图 4 模式 I 单相 SVPWM 的实现

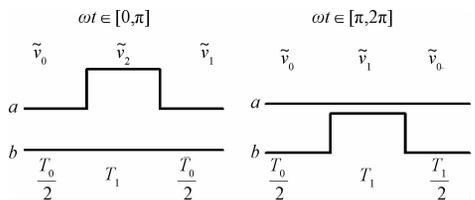


图 5 模式 II 单相 SVPWM 的实现

通过比较,可以发现模式 I 的功率管开关频率为模式 II 开关频率的 2 倍。

2 窄脉冲的产生与抑制方法^[9-10]

2.1 对开关模式 I

从图 4 分析可知,这种为 5 段式电压空间矢量合成,开关功率管在一个 PWM 周期内的导通时间分别为 $T_0/2$ 和 $(T_1 + T_0/2)$,对其分析可知,开关功率管的触发脉冲的最窄处宽度为 $T_0/2$,只要保证 $T_0/2$ 的值大于等于窄脉冲宽度就能防止窄脉冲的出现。当调制度趋近 1 时,在合成最大峰附近, $T_0/2$ 出现的最小值将越来越小。当调制度为 1 时,即满调制时,有效矢量合成最大峰值时刻,理论上 0 矢量作用时间近似于 0。这种情况下将会有宽度小于 t_{min} 的窄脉冲(t_{min} 为开关器件允许的最小窄脉冲的时间)出现。

以 $[0, \pi]$ 区间为例,为避免零矢量作用时间不低于 t_{min} ,可根据公式

$$\begin{cases} T_1 = MT_s \sin \omega t \\ T_0 = T_s - T_1 \end{cases} \Rightarrow T_0 = T_s - MT_s \sin \omega t = T_s(1 - M \sin \omega t) \quad (7)$$

对 T_0 进行估算,在合成最大峰值附近,取 $\sin \omega t = 1$,则式(7)可近似为

$$T_0 = T_s(1 - M) = T_s(1 - \sqrt{2}U_\phi / V_{dc}) \quad (8)$$

对于一个逆变电路,期望得到的交流电是固定的,因此改变 M 就是改变直流侧电压,减小 M 就是提高 V_{dc} 。由 $\frac{T_0}{2} \geq t_{\min}$ 可推出

$$V_{dc} \geq \sqrt{2}U_\phi \frac{T_s}{T_s - 2t_{\min}} \quad (9)$$

因为 $\sin \omega t$ 只有在最大值为 1,其他点小于 1,由此式估算出的 V_{dc} 的最小值偏大。

2.2 对开关模式 II

对图 5 进行分析,这种为 3 段式电压空间矢量合成,在一个开关周期内,一只桥臂的上下管子持续导通或关断,此桥臂不会出现窄脉冲。因此,考虑模式 II 合成时,只需要考虑另一只桥臂的开关状态就可以了。在调制度接近 0,合成过零点电压时,最先出现触发窄脉冲;接近满调制时,合成峰值电压时,触发脉冲会很宽,容易出现关断窄脉冲。这种开关模式虽然降低了开关功率管的开关频率,但是增大了窄脉冲出现的机率。调制度为零的情况在实际工程中无意义,因此只需要考虑满调制方式下的情况。

每个周期都是以 $T_0/2$ 宽度开始和结束,相邻两个开关周期的 $1/2$ 零矢量作用时间近似相等,两个开通脉冲之间的关断时间为 T_0 。因此只要保证零矢量出现的最小 T_0 作用时间,即 $T_0 \geq t_{\min}$ 就可以避免窄脉冲的出现。可推出:

$$U_{dc} \geq \sqrt{2}U_\phi \frac{T_s}{T_s - t_{\min}} \quad (10)$$

3 死区设置对窄脉冲的影响^[11-12]

理想情况下,逆变器同一桥臂的上下两个功率开关器件总是互补导通和关断的。在设计逆变器时,为防止上下桥臂出现直通短路,通常在上下桥臂的导通和关断中间设置一个死区时间。如图 6 所示,置入的为非对称死区时间,即等导通的功率开关器件正常关断,另一功率开关器件延时导通。其中“1”、“2”为同一个桥臂上下管的触发脉冲,“3”、“4”为加入死区后同一个桥臂上、下管的触发脉冲。

从图 6 中的触发波形可以看出,死区的设置使开通脉宽的宽度减小,但是使关断脉宽增加,并且至少维持了 2 个死区时间的宽度。死区对触发开通脉冲和关断脉冲的影响,应区别对待。

在死区时间内,电流不可能突变,实际上电流是通过续流二极管构成回路的。如图 7 所示,假设 V_1 导通,电流 i_a 方向如图所示,在死区时间内 V_1 关断,电流由 VD_2 续流。

当电流在非过零点换流时,由于存在死区时间(一般设

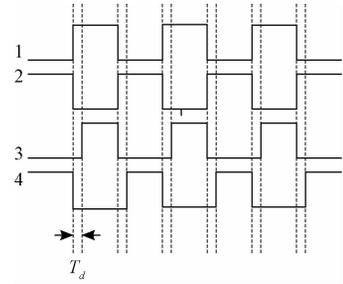


图 6 触发脉冲死区设置

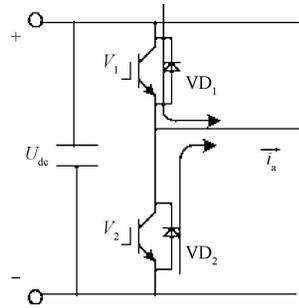


图 7 单相 VSR 原理

置为 $4 \mu s$ 左右),反并联二极管导通时间至少为两个死区时间($8 \mu s$),二极管不会再出现窄脉冲导通。当输出电流在过零换流时,以图 7 中 a 相为例,此时 i_a 方向不确定,故 VD_1, VD_2 均可能导通。导通顺序为 $VD_1 \rightarrow VD_2 \rightarrow V_1$ 或 $VD_2 \rightarrow VD_1 \rightarrow V_2$,二极管同样会出现窄脉冲导通,但该情况发生时,二极管中流过电流很小,不会产生明显的振荡或尖峰。

因此,加入死区时间后主要考虑其对开通触发脉冲的影响。当开通触发脉冲很窄,小于所设置死区的宽度,设置死区后,这些窄的触发脉冲会发生丢失;有些触发开通脉冲的宽度不够大,本来不在窄脉冲范围内,加入死区后,会使其变为窄脉冲。对死区设置减少了触发脉宽这一现象,根据所设置的死区时间对式(9)、(10)做简单修正即可。

4 仿真验证

在实际应用中,调制度为零无意义;为了获取较高的直流电压利用率,调制度都较大。在以下的仿真中就不在考虑调制度趋近于零的情况。

以开关模式 I 为例进行仿真验证,将死区时间设置为 $4 \mu s$,把最小允许的窄脉冲设置在 $2 \mu s$ 。以开关频率为 2 kHz ,逆变得到工频电压 $u = 220 \sqrt{2} \sin(314t) \text{ V}$ 为例,进行验证。由合成电压矢量的作用时间,可以判断出在这种合成方式下,为了预防窄脉冲的出现,需要保证零矢量的作用时间 $T_0/2$ 有足够的宽度。

当直流母线电压 315 V 时,对开关频率为 2 kHz 的模型进行运行,取交流前半周期时间 0.01 s ,模型中 a 桥臂的

上下两个开关管的触发脉冲信号波形如图 8 所示。

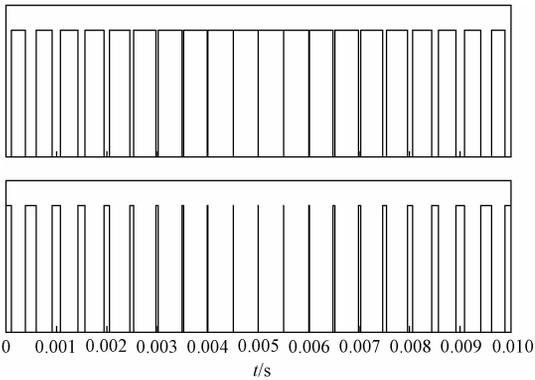


图 8 直流母线 315 V, 无死区设置 a 相上下桥臂触发脉冲波形

从图 8 中可以看出, 在 0.01 s 半个周期的仿真时间内, 在 0.005 s 时刻, 上、下桥臂分别出现最窄关断脉冲、最窄开通脉冲, 所以只要保证此时此刻的脉冲宽度, 就可避免窄脉冲的出现。

图 9 为加入死区时间 4 μ s 后的触发脉冲波形图, 由于死区的设置, 开通脉冲变窄, 一些宽度不够的开通脉冲发生丢失; 但关断脉冲变宽。

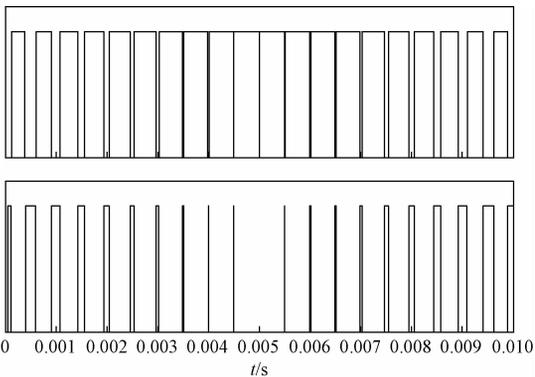


图 9 直流母线 315 V, 加入死区时间后 a 相上下桥臂触发脉冲波形

调节直流母线电压的值, 当为 340 V 时对开关频率 2 kHz 的模型进行运行, 对模型中的触发脉冲进行观察(其中已加入死区), 输出随时间的变化的波形, 如下图 10 所示。图 11 是对图 10 中 0.005 s 左右触发脉冲放大, 可以看出, 下桥臂触发脉冲的最小宽度大于 4 μ s, 上桥臂的关断脉冲更宽。当直流母线电压升高到一定程度, 即使加了死区时间, 不论是开通脉冲还是关断脉冲, 都已经躲过窄脉冲, 达到了要求。

由仿真可以看出通过调节调制度(调节直流侧电压)可以使开关管避免窄脉冲的损害, 但是直流电压调大后, 开关器件的耐压以及输出都会受到一定影响。因此不能无限制的放大直流电压, 应当在耐压与输出的允许范围内适当调节。

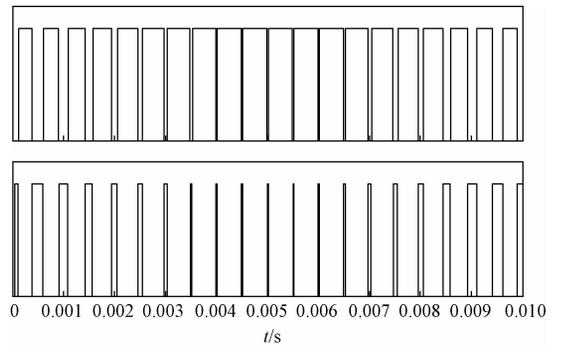


图 10 直流母线 340 V, 加入死区设置 a 相上下桥臂触发脉冲波形

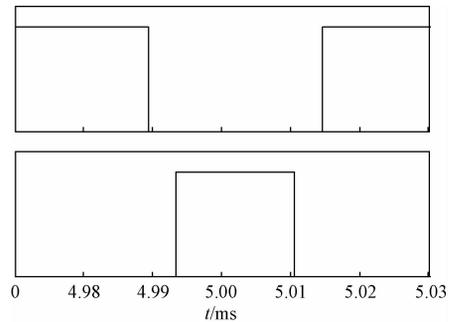


图 11 直流母线 340 V 时, 加死区设置后 a 相上下桥臂 0.005 s 处触发脉冲波形

5 结 论

分析了窄脉冲对开关功率管 IGBT 的危害, 和单相 SVPWM 中的窄脉冲产生机理, 并提出了一种抑制窄脉冲的方法。通过仿真验证了此方法可以避免单相 SVPWM 中窄脉冲的出现, 从而可以消除窄脉冲的影响, 使开关器件损害减小、电路更加可靠。

参考文献

- [1] 丁硕, 崔总泽, 巫庆辉, 等. 基于 SVPWM 的永磁同步电机矢量控制仿真研究[J]. 国外电子测量技术, 2014, 33(6): 81-85.
- [2] 王瑾. 基于 DSP 和 SVPWM 技术的变频器设计[J]. 电子测量技术, 2009, 32(2): 121-123.
- [3] DING SH, WU Q H. Research on inverse model based on ANN and analytic method for induction motor[J]. International Journal of Automation & Control, 2011, 5(4): 356-370.
- [4] 周传泽, 马贝贝, 范志宏. 基于 STM32 的简易矢量变频器的设计[J]. 电子测量技术, 2015, 38(8): 36-40.
- [5] 刘洋, 张斌, 吴庆林, 等. 基于 DSP 的永磁同步电动机控制系统设计[J]. 电子测量技术, 2016, 39(1): 88-92.

- [6] 马立新,范洪成,黄阳龙. 永磁伺服电机模糊 PID 自整定 SVPWM 控制研究[J]. 电子测量技术, 2016, 39(6): 20-23.
- [7] 易强龙,戴瑜兴. SVPWM 技术在单相逆变电源中的应用[J]. 电工技术学报, 2007, 22(9): 112-127
- [8] 易龙强,郜克存. 单相优化开关模式空间矢量脉宽调制技术[J]. 电力电子技术, 2008, 42(8): 50-51.
- [9] 余勇,陈小刚,张显立,吴玉杨. 风机变流器中 IGBT 驱动窄脉冲的影响与限制[J]. 电力电子技术, 2013, 47(5): 40-42.
- [10] 陶灿辉,吴文婷,徐萌萌,等. IGBT 模块窄脉冲解决方案[J]. 电力电子技术, 2015, 49(2): 47-48.
- [11] 葛黄徐,杨仁刚,潘年安,等. 基于功率因数角预测电流矢量的死区补偿方法[J]. 电力电子技术, 2008, 42(3): 78-80.
- [12] 曹刚,徐凤星. 基于双馈风力发电机的 SVPWM 死区时间补偿的 DSP 实现[J]. 电气传动自动化, 2011, 33(6): 6-10.

作者简介

张展, 1976 年出生, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为电力电子与电气传动、电力系统分析。

E-mail: 291374031@qq.com

高照阳(通讯作者), 1989 年出生, 工学硕士, 研究方向为电力电子与电气传动。

E-mail: 269281322@qq.com

张宏恩, 1990 年出生, 工学硕士, 研究方向为电力电子与电气传动。

(上接第 119 页)

- [3] 贾秀芳,赵成勇,胥国毅,等. IEC 闪变仪误差分析及改进设计[J]. 电工技术学报, 2006, 21(11): 121-126.
- [4] 于静文,薛蕙,温渤婴. 基于卡尔曼滤波的电能质量分析方法综述[J]. 电网技术, 2010, 34(2): 99-103.
- [5] 赵玉寿,刘惠康,吴玉辉. 基于小波分析的电压闪变信号的提取[J]. 华东电力, 2011(10): 1643-1646.
- [6] 黄南天,袁翀,张卫辉,等. 采用最优多分辨率快速 S 变换的电能质量分析[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(10): 2174-2183.
- [7] FEILAT E A. Detection of voltage envelope using prony analysis-Hilbert transform method [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, 21(4): 2091-2093.
- [8] 黄文清,戴瑜兴. 基于 Teager 能量算子的电能质量扰动实时检测方法[J]. 电工技术学报, 2007(6): 154-158.
- [9] 陈清,贾秀芳. 基于 Teager 能量算子的闪变包络线提取[C]. 中国高等学校电力系统及其自动化专业第二十四届学术年会论文集(下册). 北京: 中国农业大学, 2008: 2071-2074.
- [10] 郭继坤,马鹏飞,赵肖东. 基于新阈值函数的小波阈值去噪算法及仿真[J]. 工业仪表与自动化装置, 2015(1): 117-121.
- [11] 高云鹏,李峰,陈婧,等. 改进能量算子 Nuttall 窗频谱校正的闪变测量方法[J]. 仪器仪表学报, 2014, 35(4): 745-753.
- [12] MARAGOSP, KAISER J F, QUATIERI T F. On amplitude and frequency demodulation using energy operators [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1993, 41(4): 1532-1550.
- [13] 钱苏敏,张琳絮,张云,等. 基于小波阈值改进的去噪算法研究[J]. 国外电子测量技术, 2012, 31(5): 49-51.
- [14] DONOHOD L. De-noising by soft thresholding [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1995, 1(3): 613-627.
- [15] 张全明,刘会金,兰泉妮,等. 基于小波混合阈值方法的电能质量信号去噪[J]. 电力自动化设备, 2008, 28(8): 28-30, 35.
- [16] 邹春明,谢妮娜. 改进的小波阈值在电能质量信号去噪中的应用[J]. 计算机工程与应用, 2012, 48(3): 114-116.

作者简介

邹嘉丰, 硕士研究生, 研究方向为电能质量监测与分析。

E-mail: zifsir2@163.com

施火泉, 高级工程师, 硕士生导师, 主要研究方向为电力电子与电力传动、用电信息采集系统等。

E-mail: shq@jiangnan.edu.cn