

基于一种改进 AZSVPWM 的满调制死区约束条件分析

张 波

(西安特锐德领充新能源科技有限公司, 陕西 西安 710000)

摘 要: 抑制三相逆变器共模电压的无零矢量脉宽调制(NZVPWM)发波技术,其死区效应会造成共模抑制失效。因此,提出一种改进的等效零矢量脉宽调制(AZSVPWM)技术,分析了可实现满调制的死区约束条件,通过设置合理的死区范围,在宽调制范围内可保证对共模电压的有效抑制。通过仿真和试验验证了分析的正确性。

关键词: 三相逆变器; 共模电压; 无零矢量脉宽调制发波技术; 调制度; 死区

中图分类号: TM464 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)04-0031-08

doi: 10.12177/emca.2021.218

Analysis of Dead Zone Constraint Conditions for Full Modulation Based on an Improved AZSVPWM

ZHANG Bo

(Xi'an Teld Linkcharging Technology Co., Ltd., Xi'an 710000, China)

Abstract: The non-zero vector pulse width modulation (NZVPWM) wave technology suppresses the common-mode voltage (CMV) of the three-phase inverter. But its dead zone effect can cause the failure of common-mode suppression. An improved active zero space vector pulse width modulation (AZSVPWM) technology is proposed, and the dead zone constraint conditions which can achieve full modulation are analyzed. By setting a reasonable dead zone range, the common mode voltage can be effectively suppressed in a wide modulation range. The simulation and experimental results verify the validity of the analysis.

Key words: three-phase inverter; common-mode voltage (CMV); non-zero vector pulse width modulation (NZVPWM) wave technology; modulation degree; dead zone

0 引 言

随着电力电子技术的发展,三相电压源脉宽调制(PWM)逆变器广泛应用于电源、电机控制等领域。该拓扑具有简单可靠、谐波含量低、双向变流等特点,但高频 PWM 产生的共模电压会在电机轴上产生轴电压和轴电流,腐蚀轴承,影响电机寿命,同时共模电压产生的电磁干扰不仅影响自身的控制系统,而且影响电网上其他用电设备正常工作^[1]。因此,抑制 PWM 调制带来的共模电

压成为研究热点之一^[2]。

为了不增加硬件成本,改进空间矢量 PWM(SVPWM)发波技术成为较好的选择。文献[3]指出了传统 SVPWM 发波技术由于含有零矢量导致产生的共模电压在 $\pm U_{dc}/2$ (U_{dc} 为直流母线电压)之间,提出通过选择非零矢量合成参考电压矢量,可将共模电压限制在 $\pm U_{dc}/6$ 之间,减小对系统的干扰。文献[1,4]对比了3种常用的无零矢量 PWM(NZVPWM)发波方式:RSPWM 采用3个奇非零矢量或3个偶非零矢量合成,该方案最

收稿日期: 2021-09-08; 收到修改稿日期: 2022-03-10

作者简介: 张 波(1984—),男,硕士,工程师,研究方向为逆变电源与电机控制。

大线性调制度为 $\frac{\sqrt{3}}{3}$,并且一个开关周期内开关管动作超过2次,损耗增大;NSPWM采用3个相邻非零矢量合成,该方案线性调制范围为 $(\frac{2}{3}, 1)$,而且是5段式发波,谐波含量大;等效零矢量脉宽调制(AZSVPWM)在原来7段式发波的基础上采用2个非零矢量等效零矢量作用,矢量作用时间计算与原来相同,实现简单,且线性调制范围为 $(0, 1)$ 。

上述方法均未考虑死区的影响。文献[2]分析了死区导致AZSVPWM抑制共模电压(CMV)失效的原因,并做了简单改进,但未对改进后PWM发波的调制范围进行分析。文献[1]分析了死区对共模电压的影响以及出现共模尖峰的负载功率因数条件,提出了一种NSPWM与改进AZSVPWM混合调制方法,可在全功率因数条件下达到 $(0, 1)$ 的调制范围。

但文献[1]在计算PWM发波方式的调制范围时未考虑死区时间的影响,且提出的混合算法需要根据调制度切换,计算复杂,难以工程化。因此,本文针对一种改进AZSVPWM方式,对其满调制度与死区时间的约束条件进行分析,给出了死区设置范围,可在全功率因数条件下满调制度范围内将逆变器共模电压抑制在 $\pm U_{dc}/6$ 之间,实现简单,无需切换调制方式。

1 传统AZSVPWM技术

1.1 共模电压

图1所示为典型的两电平三相逆变器拓扑,其共模电压通常被定义为星形负载中性点与直流母线中性点的压差^[5-7],即:

$$U_{cm} = \frac{U_{dc}}{3}(S_a + S_b + S_c) - \frac{U_{dc}}{2} \quad (1)$$

式中: U_{cm} 为共模电压;各个桥臂的开关状态用开关符号 S_x 表示,

$$S_x = \begin{cases} 1 & \text{上管开,下管关,定义P} \\ 0 & \text{上管关,下管开,定义N} \end{cases} \quad (2)$$

三相两电平逆变器一共有8个电压矢量,其空间矢量分布如图2所示。结合式(1),当出现 u_0 或者 u_7 这种零矢量时,共模电压 $U_{cm} = \pm U_{dc}/2$,其余矢量产生的共模电压 $U_{cm} = \pm U_{dc}/6$,因此为了

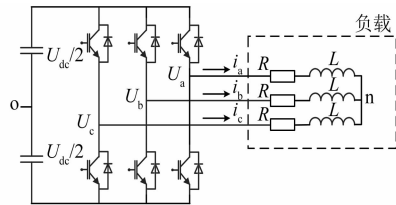


图1 两电平逆变器拓扑

抑制共模电压,在合成矢量 u_{ref} 时需要避免使用零矢量。

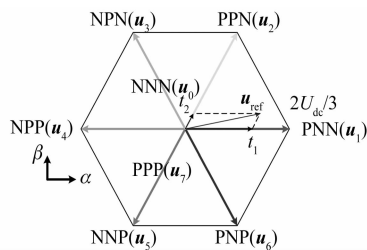


图2 开关矢量图

1.2 AZSVPWM技术

常用的NZVPWM发波技术由传统7段式SVPWM改进而来,用不相邻的一对大小相等方向相反的矢量等效零矢量合成,称为AZSVPWM。以第1扇区为例,矢量合成图如图3所示,用 u_3 、 u_6 等效了 u_0 、 u_7 。

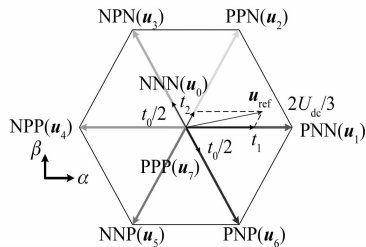


图3 AZSVPWM开关矢量图

1.3 调制范围分析

调制度 m 定义为

$$m = \frac{\sqrt{3}U_{ref}}{U_{dc}} \quad (3)$$

式中: U_{ref} 为合成矢量 u_{ref} 的幅值。

假设 u_{ref} 在第一扇区,由矢量 u_1 、 u_2 、 u_3 、 u_6 合成。 $t_x(x=0,1,2,3,6)$ 代表每个电压矢量的作用时间,进行归一化处理,令 $t_{xn} = t_x/T_s$,其中 T_s 代表一个开关周期,即 t_{xn} 代表每个电压矢量的作用时间在一个开关周期内的占比,则有:

$$\begin{cases} t_{1n} = m\sin(60^\circ - \theta) \\ t_{2n} = m\sin\theta \\ t_{3n} = t_{6n} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}m\sin(60^\circ + \theta) \end{cases} \quad (4)$$

式中: θ 为矢量 $\mathbf{u}_{\text{ref}}$ 的旋转角度,在第一扇区中,有 $0^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$,且 t_{1n} 、 t_{2n} 、 t_{3n} 、 t_{6n} 必须大于 0,因此可以得出调制度范围 $0 \leq m \leq 1$,与传统 PWM 发波技术相同。

2 改进的 AZSVPWM

2.1 死区对共模电压的影响

逆变器实际工作时,为了避免桥臂上下管直通,需要加入死区,在某些情况下这会影响到输出电压,造成抑制共模电压失效。

仍然以图3中参考电压在第一扇区为例,参考电压接近矢量 $\mathbf{u}_1$,此时 t_2 较小, t_1 较大,PWM发波时序如图4所示。不考虑死区的影响,可以将共模电压 U_{cm} 控制在 $\pm U_{\phi}/6$ 以内。

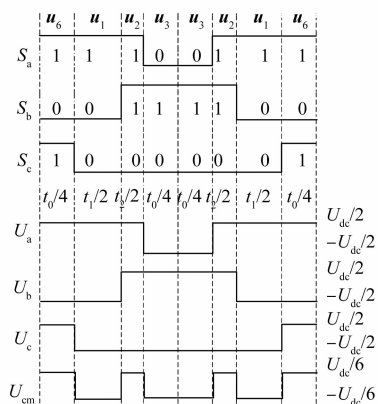


图 4 未考虑死区的 AZSVPWM 时序图

考虑死区对输出电压的影响,归一化死区时间 t_d ,令 $t_{dn} = t_d / T_s$, t_{dn} 代表死区时间在一个开关周期内的占比,认为电流流出逆变器为正。图 5 为考虑了死区的 AZSVPWM 时序图。图 5 中,矢量 $\mathbf{u}_2$ 的作用时间太短, $t_2/2 < t_d$, 导致 A、B 两相电压的死区部分出现重叠(如图中的阴影部分所示),此时如果出现 A 相电流为正, B 相电流也为正,则 A、B 两相通过下桥臂的反并联二极管续流, A、B 两相电压被钳位到母线负,此时 C 相电压也为母线负,根据式(1)得到 $U_{cm} = -U_{dc}/2$ (如图 5 中的 $x = t_i - t_o/2$ 区域),抑制共模电压失效。

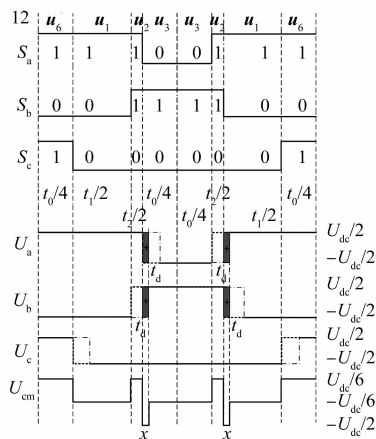


图 5 考虑死区的 AZSVPWM 时序图

根据以上分析,只要参考电压矢量处于大矢量附近,就会有一个很小的合成矢量,有两相发生死区重叠,在死区期间,上下管均不导通,相电压由电流续流方向决定。因此,出现死区导致共模抑制失效的情况与 PWM 发波时序以及三相电流方向有关。将空间矢量分成 12 个扇区,当每个扇区出现的三相电流方向如图 6 所示时,在 6 个大矢量附近必然出现死区,导致共模抑制失效。

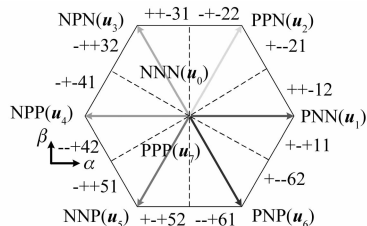


图6 死区导致共模抑制失效的三相电流方向

2.2 改进 AZSVPWM 技术

根据上文分析,造成共模抑制失效的原因是有参考电压接近大矢量时,有一个合成矢量作用时间小于死区时间。因此,考虑对合成矢量加以改进,如图 7 所示,将短矢量作用时间 t_2 增大至 t'_2 ,将长矢量作用时间 t_1 减小至 t'_1 ,将矢量作用时

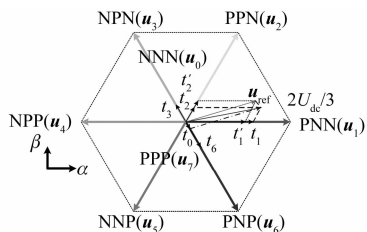


图 7 改进 AZSVPWM 开关矢量图

间 t_6 增大、 t_3 减小,合成的新矢量作用时间为 t'_0 ,最终由 t'_1 、 t'_2 、 t'_0 对应的矢量合成 $\mathbf{u}_{\text{ref}}$,与直接由 t_1 、 t_2 对应的矢量合成相同。

从图 5 可看到,要消除共模抑制失效的 x 区域,一个开关周期内需要的补偿量为 $\Delta = 2x$ 。以 12 扇区为例,当 $t_2 < 2t_d$ 时,需要按以下公式改进各个矢量的作用时间:

$$\begin{cases} t_2 < 2t_d \\ \Delta = 2t_d - t_2 \\ t'_1 = t_1 - \Delta \\ t'_2 = t_2 + \Delta = 2t_d \\ t'_3 = t_3 - \frac{\Delta}{2} \\ t'_6 = t_6 + \frac{\Delta}{2} \end{cases} \quad (5)$$

按照图 6 将空间矢量划分为 12 个扇区,利用坐标系旋转将其他区都转到第 11、12 区上,可以统一 PWM 发波技术。

若参考矢量在 $\mathbf{u}_1$ 附近,角度在 $(0^\circ, 30^\circ)$ 时,参考矢量在 12 扇区(见图 6),改进后的 AZSVPWM 发波时序图如图 8 所示。当 $t_2/2 < t_d$ 时,改进 t_2 ,使 A、B 两相死区部分无重叠,从而将 U_{cm} 受死区影响的阴影部分都控制在 $\pm U_{\text{dc}}/6$ 以内,符号由 A、B 两相电流方向决定。

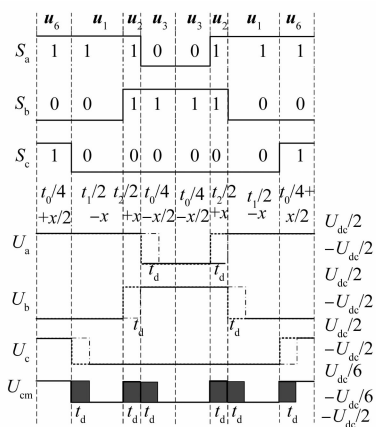


图 8 12 扇区改进 AZSVPWM 发波时序图

参考矢量在 $\mathbf{u}_1$ 附近,角度在 $(-30^\circ, 0^\circ)$ 时,参考矢量在 11 扇区(见图 6),改进后的 AZSVPWM 发波时序图如图 9 所示。当 $t_6/2 < t_d$ 时,改进 t_6 ,使 A、C 两相死区部分无重叠,从而将 U_{cm} 的受死区影响的阴影部分都控制在 $\pm U_{\text{dc}}/6$ 以

内,符号由 A、C 两相电流方向决定。

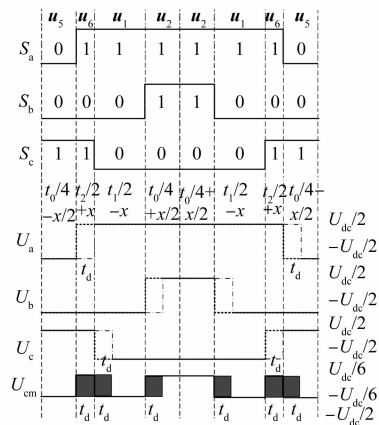


图 9 11 扇区改进 AZSVPWM 发波时序图

2.3 满调制制的死区约束

根据上述分析,AZSVPWM 在整个调制过程中,只有参考电压在大矢量附近才有短矢量出现,且短矢量的大小与调制比相关。

根据式(5),改进后的各个矢量不小于 0,并且三者相加必须等于 1,要满足共模抑制不失效,主矢量作用时间必须大于等于 $2t_d$ 。

在 12 扇区内,结合式(4),参考矢量角度范围在 $(0^\circ, 30^\circ)$,有以下不等式组:

$$\begin{cases} t_{2n} < 2t_{\text{dn}} \rightarrow m\sin\theta < 2t_{\text{dn}} \\ t'_{2n} = m\sin\theta + (2t_{\text{dn}} - m\sin\theta) \geq 2t_{\text{dn}} \\ t'_{1n} = m\sin(60^\circ - \theta) - (2t_{\text{dn}} - m\sin\theta) \geq 2t_{\text{dn}} \\ t'_{3n} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}m\sin(60^\circ + \theta) - \frac{1}{2}(2t_{\text{dn}} - m\sin\theta) \geq 0 \\ t'_{6n} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}m\sin(60^\circ + \theta) + \frac{1}{2}(2t_{\text{dn}} - m\sin\theta) \geq 0 \end{cases} \quad (6)$$

式(6)的第一个式子表明当电压矢量角度范围在 $(0^\circ, 2t_{\text{dn}}/m)$ 时,需要改进 AZSVPWM,于是可以得到关于电压矢量角度的不等式组:

$$\begin{cases} 0 < \sin\theta < \frac{2t_{\text{dn}}}{m} < \frac{1}{2} \\ f_1(\theta) = m\sin(60^\circ + \theta) - 4t_{\text{dn}} \geq 0 \\ f_2(\theta) = \frac{1}{2} - t_{\text{dn}} + \frac{1}{2}m\sin(\theta - 60^\circ) \geq 0 \\ f_3(\theta) = \frac{1}{2} + t_{\text{dn}} - \frac{\sqrt{3}}{2}m\sin(\theta + 30^\circ) \geq 0 \end{cases} \quad (7)$$

然后分别对 f_1 f_2 f_3 求导,可知都为单调函数:

$$\begin{cases} f_1'(\theta) > 0 \rightarrow \text{单调增} \\ f_2'(\theta) > 0 \rightarrow \text{单调增} \\ f_3'(\theta) < 0 \rightarrow \text{单调减} \end{cases} \quad (8)$$

因此,要使不等式组式(7)成立,只需要计算边界成立即可。换言之,若下式成立,则式(7)一定成立:

$$\begin{cases} f_1(\theta_{\min}) \geq 0 \\ f_2(\theta_{\min}) \geq 0 \\ f_3(\theta_{\max}) \geq 0 \end{cases} \quad (9)$$

将 $\theta_{\min} = 0^\circ, \theta_{\max} = \arcsin\left(\frac{2t_{\text{dn}}}{m}\right)$ 分别代入式(9)得:

$$\begin{cases} m\sin(60^\circ) - 4t_{\text{dn}} \geq 0 \\ \frac{1}{2} - t_{\text{dn}} + \frac{1}{2}m\sin(-60^\circ) \geq 0 \\ \frac{1}{2} + t_{\text{dn}} - \frac{\sqrt{3}}{2}m\left[\frac{\sqrt{3}}{2}\frac{2t_{\text{dn}}}{m} + \frac{1}{2}\sqrt{1 - \left(\frac{2t_{\text{dn}}}{m}\right)^2}\right] \geq 0 \end{cases} \quad (10)$$

解不等式组式(10)得到调制度 m 的范围:

$$\begin{cases} m \geq \frac{8t_{\text{dn}}}{\sqrt{3}} \\ m \leq \frac{2(1 - 2t_{\text{dn}})}{\sqrt{3}} \\ -\sqrt{\frac{4}{3}(1 - 2t_{\text{dn}} + 4t_{\text{dn}}^2)} \leq m \leq \sqrt{\frac{4}{3}(1 - 2t_{\text{dn}} + 4t_{\text{dn}}^2)} \end{cases} \quad (11)$$

在 11 扇区内,结合式(4),参考矢量角度范围在 $(-30^\circ, 0^\circ)$,有以下不等式组:

$$\begin{cases} t_{6n} < 2t_{\text{dn}} \rightarrow -m\sin\theta < 2t_{\text{dn}} \\ t'_{6n} = -m\sin\theta + (2t_{\text{dn}} + m\sin\theta) \geq 2t_{\text{dn}} \\ t'_{1n} = m\sin(60^\circ + \theta) - (2t_{\text{dn}} + m\sin\theta) \geq 2t_{\text{dn}} \\ t'_{5n} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}m\sin(60^\circ - \theta) - \frac{1}{2}(2t_{\text{dn}} + m\sin\theta) \geq 0 \\ t'_{2n} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}m\sin(60^\circ - \theta) + \frac{1}{2}(2t_{\text{dn}} + m\sin\theta) \geq 0 \end{cases} \quad (12)$$

同理可以得到关于电压矢量角度的不等式组:

$$-\frac{1}{2} < \frac{-2t_{\text{dn}}}{m} < \sin\theta < 0,$$

$$\begin{aligned} f_1(\theta) &= m\sin(60^\circ - \theta) - 4t_{\text{dn}} \geq 0, \\ f_2(\theta) &= \frac{1}{2} - t_{\text{dn}} - \frac{1}{2}m\sin(\theta + 60^\circ) \geq 0, \\ f_3(\theta) &= \frac{1}{2} + t_{\text{dn}} - \frac{\sqrt{3}}{2}m\sin(30^\circ - \theta) \geq 0 \end{aligned} \quad (13)$$

通过求导判断其单调性:

$$\begin{cases} f_1'(\theta) < 0 \rightarrow \text{单调减} \\ f_2'(\theta) < 0 \rightarrow \text{单调减} \\ f_3'(\theta) > 0 \rightarrow \text{单调增} \end{cases} \quad (14)$$

因此,得出若下式成立,则式(13)一定成立:

$$\begin{cases} f_1(\theta_{\max}) \geq 0 \\ f_2(\theta_{\max}) \geq 0 \\ f_3(\theta_{\min}) \geq 0 \end{cases} \quad (15)$$

将 $\theta_{\min} = \arcsin\left(\frac{-2t_{\text{dn}}}{m}\right), \theta_{\max} = 0^\circ$ 分别代入式

(15) 得:

$$\begin{cases} m\sin(60^\circ) - 4t_{\text{d}} \geq 0 \\ \frac{1}{2} - t_{\text{d}} - \frac{1}{2}m\sin(60^\circ) \geq 0 \\ \frac{1}{2} + t_{\text{d}} - \frac{\sqrt{3}}{2}m\left[\frac{1}{2}\sqrt{1 - \left(\frac{-2t_{\text{d}}}{m}\right)^2} - \frac{\sqrt{3}}{2}\left(\frac{-2t_{\text{d}}}{m}\right)\right] \geq 0 \end{cases} \quad (16)$$

解得到调制度 m 的范围与式(11)相同:

$$\begin{cases} m \geq \frac{8t_{\text{dn}}}{\sqrt{3}} \\ m \leq \frac{2(1 - 2t_{\text{dn}})}{\sqrt{3}} \\ -\sqrt{\frac{4}{3}(1 - 2t_{\text{dn}} + 4t_{\text{dn}}^2)} \leq m \leq \sqrt{\frac{4}{3}(1 - 2t_{\text{dn}} + 4t_{\text{dn}}^2)} \end{cases} \quad (17)$$

由上文分析可知, f_2 要成立, 则 $t_{\text{dn}} \leq 1/2$, 假定 t_{dn} 范围为 $(0, 0.5)$, 利用 MATLAB 求解式(11)和式(17)可得出调制度 m 与归一化死区时间 t_{dn} 的关系, 如图 10 所示。

由图 10 中调制度最大值和最小值随归一化死区时间的变化可以看到, 归一化死区时间 t_{dn} 越小, 调制度 m 范围越宽, t_{dn} 越大, m 范围越窄, 当

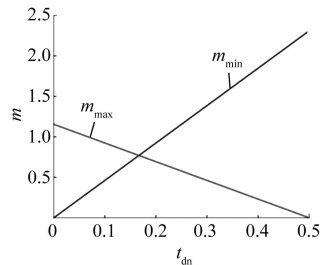


图 10 调制度与死区时间的约束条件

t_d 超过开关周期的 16.67% 时,改进的 AZSVPWM 在全调制度范围都无法抑制共模电压。表 1 列举了可以实现满调制度的 t_{dn} 值。从表 1 可以看出,只要 t_d 不超过开关周期的 6.5%,改进 AZSVPWM 就可以达到满调制度。

表 1 归一化死区时间与调制度范围对应表

$t_{dn}/\%$	m
0	(0,1.154 7)
1	(0.046 2,1.131 6)
2	(0.092 4,1.108 5)
3	(0.138 6,1.085 4)
6.5	(0.300 2,1.004 9)
8	(0.369 5,0.969 9)

3 仿真分析及试验验证

使用 MATLAB 软件仿真验证上述分析的正确性,需要对比不同死区时间下改进 AZSVPWM 的调制度范围。

三相两电平逆变器仿真系统参数为额定功率 10 kW,额定电压 220 V,滤波电感 140 μ H,电感等效内阻 0.1 Ω ,输出电容 3.3 μ F,开关周期 12.5 μ s,死区时间 0.4 μ s($t_{dn}=3.2\%$)。

图 11 为负载电压和电流图。当电压参考矢量角在($0^\circ, 30^\circ$)即 12 扇区内时,如果 A、B 两相电流为正,C 相电流为负,就可能出现 AZSVPWM

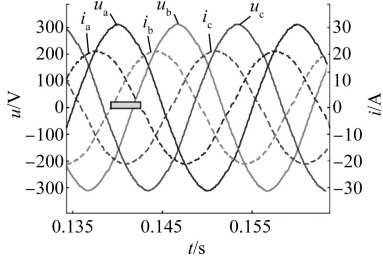


图 11 逆变器带容性负载的电压和电流的相位关系

失效,如图 11 中矩形区域所示。因此,将逆变器负载功率因数角设定为 -45° (逆变器带容性负载),此时正好满足上述工况。

首先研究 AZSVPWM 定死区时间、变调制度情况。设定 $t_{dn}=3.2\%$,工况为:(1) 母线电压 538 V,输出电压 220 V,调制度 $m=1$;(2) 母线电压 800 V,输出电压 220 V,调制度 $m=0.67$;(3) 母线电压 800 V,输出电压 110 V,调制度 $m=0.34$ 。仿真结果如图 12 所示。

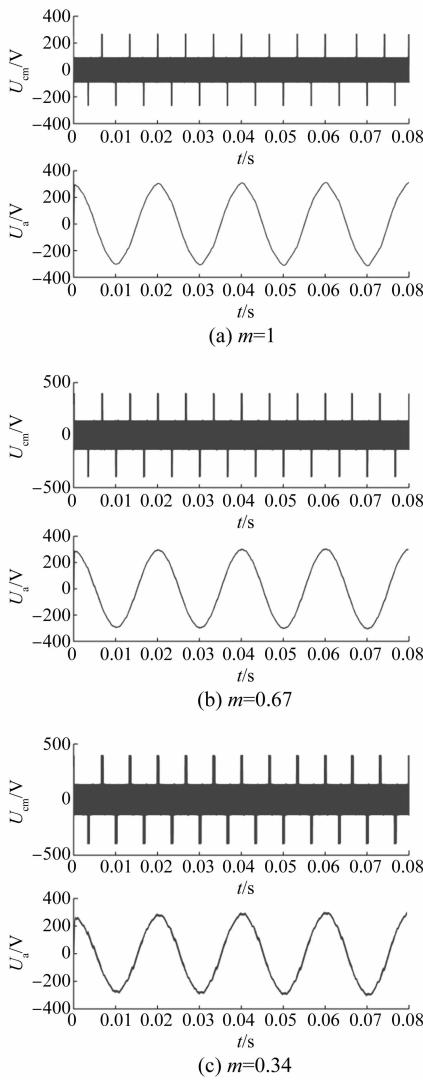


图 12 AZSVPWM 定死区时间、变调制度仿真结果, $t_{dn}=3.2\%$

其次研究改进 AZSVPWM 定死区时间、变调制度情况。设定 $t_{dn}=3.2\%$,工况为:(1) 母线电压 538 V,输出电压 220 V,调制度 $m=1$;(2) 母线电压 800 V,输出电压 220 V,调制度 $m=0.67$;(3) 母

线电压 800 V, 输出电压 110 V, 调制度 $m = 0.34$ 。仿真结果如图 13 所示。

对比图 12 和图 13 可以看出, 通过改进 AZSVPWM, 将归一化死区时间设定为 3.2%, 可以在全调制范围内抑制共模电压。

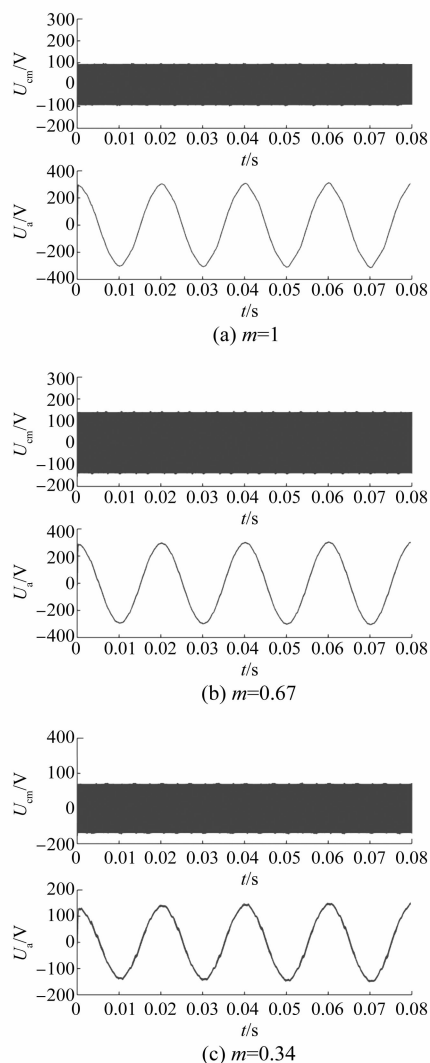


图 13 改进 AZSVPWM 定死区时间、变调制度仿真结果, $t_{dn} = 3.2\%$

接下来考虑改进 AZSVPWM 定调制度、变死区时间情况。仿真工况为: (1) 母线电压 538 V, 输出电压 220 V, $m = 1$, $t_{dn} = 2\%$; (2) 母线电压 538 V, 输出电压 220 V, $m = 1$, $t_{dn} = 6.5\%$; (3) 母线电压 538 V, 输出电压 220 V, $m = 1$, $t_{dn} = 8\%$; (4) 母线电压 800 V, 输出电压 110 V, $m = 0.34$, $t_{dn} = 2\%$; (5) 母线电压 800 V, 输出电压 110 V, $m = 0.34$, $t_{dn} = 8\%$ 。仿真结果如图 14 所示。

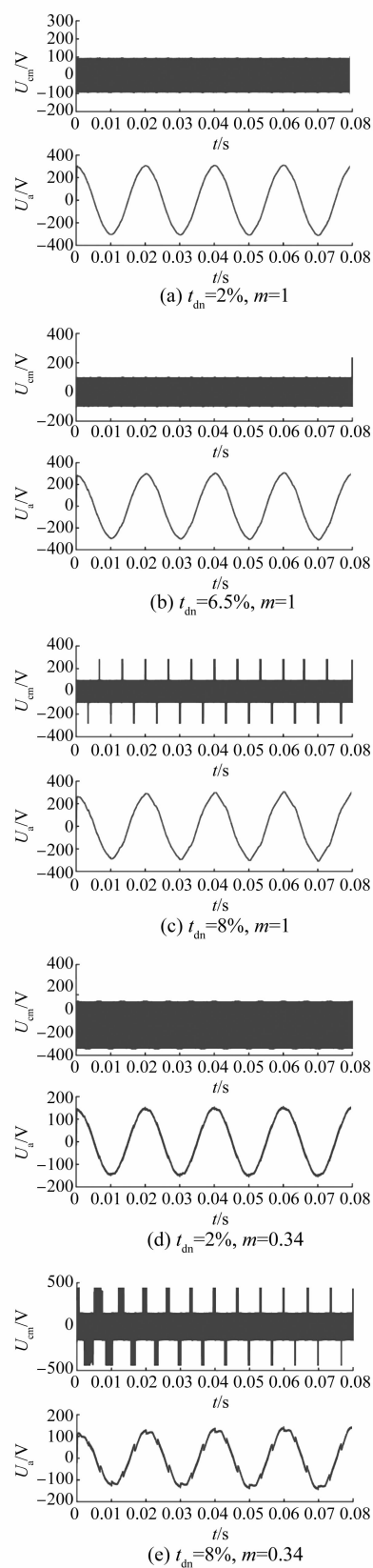


图 14 改进 AZSVPWM 定调制度、变死区时间仿真结果

对比图 14(a)~图 14(c)可知, $t_{dn}=8\%$, $m=1$ 时抑制共模电压失效;对比图 14(d)和图 14(e)可知, $t_{dn}=8\%$, $m=0.34$ 时抑制共模电压失效。以上仿真结果与表 1 计算结果一致。

为了进一步验证该分析,按照仿真参数搭建 10 kW 三相逆变器试验系统。试验结果中显示的是共模电压的 3 倍值,即 $3U_{cm}=U_{ao}+U_{bo}+U_{co}$ 。

图 15 为带 10 kVA 负载,功率因数角 -45° ,母线电压 800 V,输出电压 220 V,调制度 0.67 的工况下,传统 SVPWM、AZSVPWM 和改进 AZSVPWM 等 3 种不同调制方式共模电压对比。

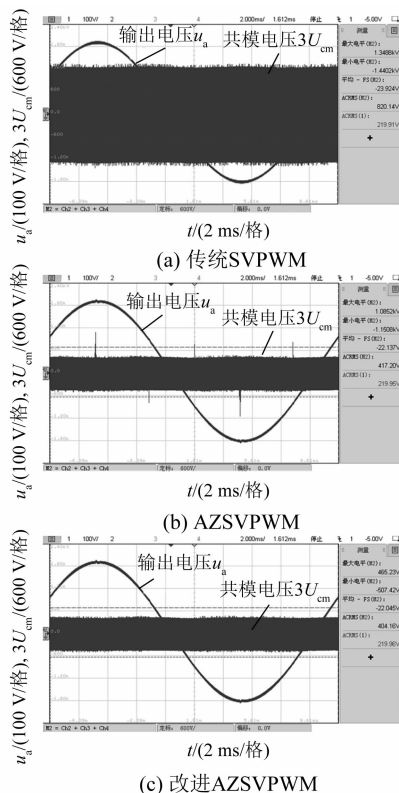


图 15 不同调制方式共模电压对比图

对比图 15(a)~图 15(c),在 800 V 母线电压下,只有改进 AZSVPWM 可以保证 $U_{cm}=134 \text{ V}$,即 $U_{dc}/6$ 。

图 16 为带 10 kVA 负载,功率因数角 -45° ,采用改进 AZSVPWM,设定归一化死区时间 $t_{dn}=2.4\%$ 时,不同调制度下共模电压对比。工况为:(1)母线电压 650 V,输出电压 260 V, $m=0.98$;(2)母线电压 700 V,输出电压 220 V, $m=0.76$;(3)母线电压 800 V,输出电压 160 V, $m=0.48$ 。

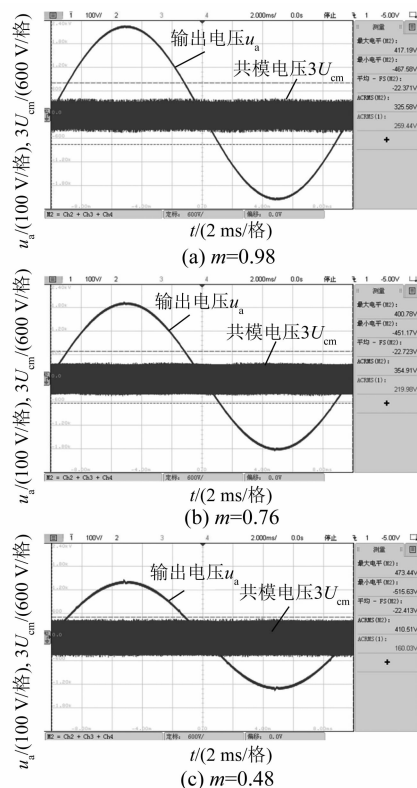


图 16 改进 AZSVPWM 在不同调制度下共模电压对比, $t_{dn}=2.4\%$

对比图 16(a)~图 16(c)可知,将死区时间设定为开关周期的 2.4%时,改进 AZSVPWM 可保证调制度 m 在 1 以内共模电压抑制有效,与表 1 计算结果一致。

图 12~图 14 仿真结果和图 15、图 16 试验结果证明了 2.3 节分析的改进 AZSVPWM 达到满调制度的死区约束条件,验证了本文分析的正确性。

4 结 语

本文针对两电平三相逆变器抑制共模电压的无零矢量 PWM 发波技术,首先分析了在考虑死区的情况下,AZSVPWM 方式抑制共模电压失效的条件,然后通过改进 AZSVPWM 的方法消除死区对共模抑制的影响,并详细分析了可达到满调制度的死区约束条件。在实际应用中可通过设定死区时间来保证调制度达到 1,无需切换复杂的调制方式。通过仿真和试验证明了理论分析的正确性。

(下转第 65 页)

水道前后端的空腔结构,避免出现逆流现象而导致系统散热效率降低。

【参考文献】

- [1] 曹飞,郑国丽,周黎明,等. 三相异步风力发电机通风散热分析[J]. 电机与控制应用,2014,41(12): 39.
- [2] 周茜茜,黄勇. 一种润滑油冷却永磁同步电机温度场研究[J]. 微特电机,2020,48(11): 5.
- [3] 张维伟,丰帆,郑国丽,等. 定子轴向通风孔对永磁同步牵引电机绕组温升的影响[J]. 电机与控制应用,2020,47(11): 51.

- [4] 陈丽香,付佳玉,张超,等. 电动汽车用永磁电机温升及冷却的研究[J]. 微电机,2020,53(6): 13.
- [5] DAVE S, DOUGLAS H, MIRCEA P. Motor-CAD software for thermal analysis of electrical motors-links to electromagnetic and drive simulation models[C]// CWIEME,2010.
- [6] 郑力铭. ANSYS Fluent 15.0 流体计算从入门到精通[M]. 北京:电子工业出版社,2015.
- [7] 吴清松. 计算热物理引论[M]. 合肥:中国科学技术大学出版社,2009.
- [8] 陈义良,朱旻明. 物理流体力学[M]. 合肥:中国科学技术大学出版社,2008.

(上接第 38 页)

【参考文献】

- [1] 袁庆伟,赵荣祥. 考虑死区的三相 PWM 逆变器共模电压抑制技术[J]. 浙江大学学报:工学版,2017,51(11): 2276.
- [2] 周娟,魏琛,杨宇,等. 逆变器简化 PWM 算法及抑制共模电压策略[J]. 电工技术学报,2014,29(8): 158.
- [3] HAN D, MORRIS C T, SARLIOGLU B. Common-mode voltage cancellation in PWM motor drives with balanced inverter topology[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2017,64(4): 2683.
- [4] HOU C, SHIH C, CHENG P, et al. Common-mode voltage reduction pulsewidth modulation techniques for

three-phase grid connected converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1971.

- [5] 郭磊磊,金楠,申永鹏. 一种基于优化电压矢量选择的电压源逆变器模型预测共模电压抑制方法[J]. 电工技术学报,2018,33(6): 1347.
- [6] 郭磊磊,金楠,李琰琰,等. 电压源逆变器虚拟矢量模型预测共模电压抑制方法[J]. 电工技术学报,2020,35(4): 839.
- [7] GUO L, JIN N, GAN C, et al. An improved model predictive control strategy to reduce common-mode voltage for two-level voltage source inverters considering dead-time effects[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2019,66(5): 3561.

(上接第 44 页)

- [5] TSAO P, SENESKY M, SANDERS S R. An integrated flywheel energy storage system with homopolar inductor motor/generator and high-frequency drive [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2003,39(6): 1710.
- [6] 张娟. 飞轮储能系统用感应子电机的研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2010.
- [7] 付兴贺. 永磁-感应子式混合励磁发电机电磁场计算及运行特性分析[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2011.
- [8] YE C, YU K, XU W, et al. Optimal design and experimental research of a capacitor-charging pulsed alternator [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2015,30(3): 948.
- [9] WANG Q, LIU C, ZOU J, et al. Numerical analysis and design optimization of a homopolar inductor machine used for flywheel energy storage [J]. IEEE Transactions on Plasma Science,2013,41(5): 1290.

- [10] YANG J, YE C, LIANG X, et al. Investigation of a 2-D analytical model of the homopolar inductor alternator [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity,2018,28(3): 5205205.
- [11] LOU Z, CHENG Y, HE Y, et al. Analytical calculation of synchronous reactances of homopolar inductor alternator[J]. IEEE Transactions on Plasma Science,2015,43(5): 1462.
- [12] YANG J, YE C, HUANG S, et al. Analysis of the electromagnetic performance of homopolar inductor machine through nonlinear magnetic equivalent circuit and air-gap permeance function[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2019,56(1): 267.
- [13] YANG J, YE C, LIU G, et al. Research on the no-load rotor eddy loss of a high-speed pulsed alternator [J]. IEEE Transactions on Plasma Science,2017,45(7): 1213.