

# 降低逆变器共模电压的三相四桥臂优化控制

黄 劲, 熊 蕊, 邹云屏, 左文平  
(华中科技大学, 湖北 武汉 430074)

**摘要:**提出一种基于三相四桥臂逆变器的正弦波脉宽调制(SPWM)状态交换控制策略,用于降低传统的三相三桥臂逆变器因电路不对称而产生的共模电压。该策略是在前 3 个桥臂进行载波移相控制的基础上,对被控制桥臂进行状态交换,以避免零状态的出现,突破了原来的载波移相策略对调制指数的限制,能在任意调制指数下有效地抑制共模电压。经过优化状态交换策略,在保持良好的共模电压抑制效果基础上,得到了具有最优差模特性的方案。实验验证了 SPWM 状态交换策略的有效性。

**关键词:**逆变器; 脉宽调制 / 共模电压; 控制策略

中图分类号:TM464

文献标识码:A

文章编号:1000-100X(2009)01-0066-03

## Research on Optimizing Control Strategy for Reducing Common-Mode Voltage in Three-phase Four-leg Inverters

HUANG Jin, XIONG Rui, ZOU Yun-ping, ZUO Wen-ping

(Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

**Abstract:**This paper proposes a novel sinusoidal pulse width modulation (SPWM) state-exchange control strategy based on three-phase four-leg inverter structure, which can reduce the huge amount of common-mode (CM) voltage of the traditional three-phase three-leg inverters produced by the asymmetry of the circuit. Predicated on the application of the SPWM carrier phase-shifting control in the first three legs, the state-exchange of the controlled leg is adopted to avoid zero-state. This strategy breaks through the limitation of SPWM modulation index of the original carrier phase-shifting control and can be used to reduce the CM voltage efficiently with arbitrary modulation index. To optimize state-exchange strategy, the scheme is found, which has the best difference mode characteristic as well as the best restraint effect of CM voltage. The experiment proves the effectiveness of the SPWM state-exchange strategy.

**Keywords:**inverter; pulse width modulation / common-mode voltage; control strategy

**Foundation Project:**Supported by DELTA Science and Technology and Education Development Foundation (No. DRE02007008)

### 1 引言

在常规的电压型 SPWM 交流变频调速系统中,逆变器的三相桥臂输出电压之和不为零,因此存在很高的共模电压<sup>[1]</sup>,作用在电机上会耦合出轴电压和轴电流<sup>[2]</sup>,过大的轴电流会加速电机轴承老化,降低电机寿命,如果电机未接地或接地不良,就会发生电击事故。另外,在共模电压的激励下,系统中的杂散电容和寄生耦合电容会产生很大的共模漏电流,并通过定子绕组和接地机壳间的静电耦合流入地,并通过接地导体流回电网,导致产生很大的共模电磁干扰,引起用于保护的接地电流继电器误动作。

共模电压主要源于三相三桥臂逆变器输出电压不平衡,用传统的滤波器方法很难消除。要消除电路不对称工作状态,必须改变电路拓扑,主要方法有双桥逆变结构<sup>[3]</sup>和三相四桥臂结构<sup>[4]</sup>。前者要求电机定子必须有两套绕组,结构复杂,所用的元器件过多,

致使成本增加,应用价值不高;而后者适用于所有电机,只需多加入一个桥臂即可实现对称工作状态,因而具有较好的应用前景。

### 2 三相四桥臂逆变器的载波移相控制

根据图 1 电路(不含虚线部分),可推导出传统的三相三桥臂逆变器的共模电压:

$$u_g = \frac{u_a + u_b + u_c}{(L_f + L)C_g s^2 + RC_g s + 3} \quad (1)$$

式中: $u_a, u_b, u_c$  为逆变器 3 个桥臂的输出电压; $L_f, C_f$  为滤波电感和电容; $L, R$  为电机每相等效电感和电阻; $C_g$  为电机的等效共模电容。

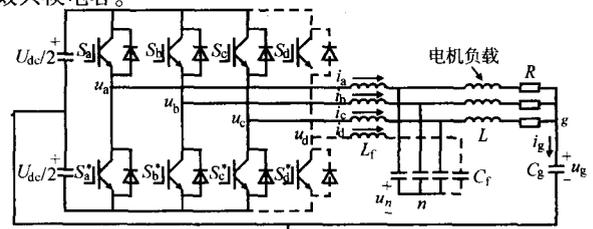


图 1 三相三桥臂逆变器和三相四桥臂逆变器

由于只有 3 个桥臂,不可能出现  $u_a + u_b + u_c = 0$  的情况,因此无论采用何种控制策略,  $u_g$  都会很严重,逆变器输出电压的不平衡是造成这种共模干扰的主要原因。为了解决这一问题,可采用加入第四桥臂

基金项目:2007 年度台达电力电子科教发展计划资助项目 (DRE02007008)

定稿日期:2008-09-09

作者简介:黄 劲(1970-),男,湖北人,博士研究生,研究方向为电力电子装置的电磁兼容性及可靠性。

(图1中虚线部分)的方法,使三相系统中电路对地电位对称。在这种拓扑结构下,控制策略应保证任意时刻均有两个上管和两个下管开通,即:

$$u_a + u_b + u_c + u_d = 0 \quad (2)$$

式中:  $u_d$  为第四桥臂的输出电压。

这样,就能达到  $u_g = 0$  的目的。为了满足式(2),必须保证前3个桥臂不会同时开通上管或同时开通下管,即不出现零状态。而传统的三相SPWM策略用同一三角信号作为调制载波,所以在每个载波峰值都会出现零状态,这样无法满足式(2)。对此可采用SPWM载波移相策略来控制三相四桥臂逆变器,其主要思想是:用3个相位相差  $120^\circ$  的三角信号分别作为3个正弦信号的载波信号进行调制,以获取前3个桥臂的控制信号,这样由于错开了载波峰值,很大程度上避免了零状态的出现。可以证明,当SPWM的调制指数满足:

$$m < \frac{2}{3} \approx 0.666 \quad \text{或} \quad m > \sqrt{\frac{28}{27}} \approx 1.018 \quad (3)$$

此时,采用上述载波移相的调制方法就能完全避免零状态的出现,并通过前3个桥臂控制信号的异或,即可获得第四桥臂的控制信号:

$$S_d = S_a \oplus S_b \oplus S_c \quad (4)$$

若能满足式(2),三相四桥臂电路完全对称,负载也四相对称,则在理论上  $u_g = 0$ 。然而实际负载总是三相的,不可能保证电路完全对称,但这种负载引起的不对称对  $u_g$  的影响很小。因此,在满足式(3)的条件下,采用SPWM载波移相控制,能很好地抑制三相四桥臂逆变器输出的  $u_g$ 。

### 3 三相四桥臂逆变器的优化控制

虽然采用SPWM载波移相控制策略可明显改善三相逆变器的共模特性,但为了避免在任何时候出现零状态,必须让调制指数  $m$  符合式(3),即在线性控制区域必须限制  $m < 0.666$ 。但在该情况下,逆变器直流母线电压  $U_d$  的利用率会太低,削弱了其应用价值。如果在  $m > 0.666$  范围内仍采用SPWM载波移相控制方法,则会在三相正弦波中每一相的峰值附近出现零状态,从而导致  $u_g$  的抑制效果大幅降低。图2示出  $m=0.9$  时,SPWM载波移相控制策略下,三相四桥臂逆变器前3个桥臂的开关轨迹,其中  $T_c$  为载波周期,载波幅值为  $1\text{V}$ ,A相载波最大值的出现时刻为零状态,右下子图是对应零状态的局部放大。图2示出A,B,C3个桥臂中开关开通和关闭时刻随A相正弦波与三角载波交截点电位从低到高(箭头向上)再到低(箭头向下)变化的情况。图中每一相左边带箭头的曲线对应于该相下桥臂开通的时刻,右边的对应于关闭时刻。可见,零状态出现在很小的范围内,持续时间也很短,最长约为  $0.05T_c$ 。

鉴于这种情况,对SPWM载波移相的控制策略

进行了改进。图3示出控制策略的示意图。

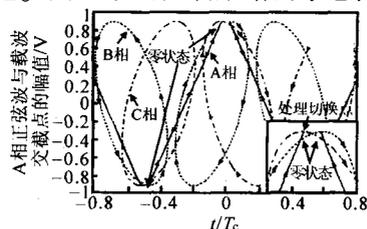


图2 SPWM载波移相策略下逆变器前3个桥臂开关轨迹

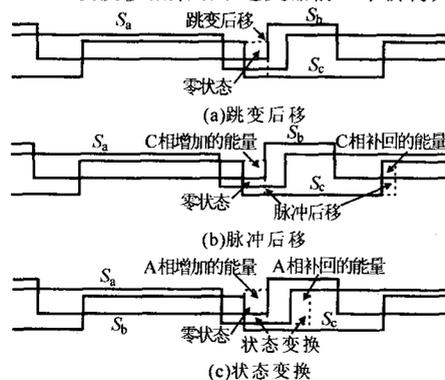


图3 SPWM控制策略示意图

一种方案是在零状态出现时,前3个桥臂按图3a所示采用跳变后移控制<sup>[9]</sup>,第四桥臂仍按照式(4)进行控制,该过程中所有桥臂都不会增加开关次数。该方法可以保证在任意  $m$  下完全避免零状态的出现,因此具有良好的  $u_g$  抑制效果。

由于在零状态出现时改变了前3个桥臂之一的状态,即增加或减少了该桥臂局部的能量,因而造成逆变器输出电压波形畸变。在逆变器输出端差模滤波器的电感、电容较小时,这种畸变会特别明显。因此,需要优化SPWM控制策略,以便能在一个载波周期内及时补回因避免零状态而改变的能量。

如果在C相随后的高电平期间补回前面的能量差,也就相当于将后面的C相高电平状态与前面零状态时的C相低电平状态进行等时交换,就能很大程度上改善局部波形的畸变。为使总开关切换次数保持不变,可将后面刚开始出现的高电平作为交换的状态,效果上就等同于负脉冲后移。这种SPWM脉冲后移控制策略既保留了跳变后移策略中不增加逆变器开关次数的优点,又能及时补回因避免零状态而改变的脉冲能量,因此可在很大程度上优化逆变器输出电压差模特性,降低总谐波畸变率  $THD$ 。

从图2正弦波与三角载波交截点的变化和零状态持续时间的长短关系可以看出,当交截点电位上升到最高点时,零状态的持续时间也达到最长。随着交截点电位的下降,零状态的持续时间也开始下降,最后下降到零。在有零状态的这段区间需对前3个桥臂中的最后一个因跳变而触发零状态的桥臂进行脉冲后移。按照图2情况,零状态刚出现时,应后移A相桥臂脉冲以消除零状态,随着交截点电位上升到最大,C相代替A相成为最后一个因跳变而触发

零状态的桥臂,故应后移 C 相桥臂脉冲,然而此时零状态持续时间最长,若进行桥臂间控制切换会使输出电压突变,因而对 A, C 间线电压影响最大。

综上所述可知,对零状态进行处置时,从 A 桥臂切换到 C 桥臂、从 B 桥臂切换到 A 桥臂都会造成线电压的凹凸,一定程度上恶化了其差模特性。为了避免线电压突变,可以在零状态持续时间为零时,进行零状态处置桥臂的切换。如图 2 所示,零状态从无到有,持续时间从短到长,再降到零过程中, A, B, C 3 个桥臂的上桥臂(或下桥臂)开通的持续时间变化不大。因此,在这段零状态存续期,可选择与零状态电平相同且持续时间最短的桥臂,如图 3c 中 A 相桥臂,进行零状态处置。当出现零状态时,将 A 相桥臂的低电平状态与随后的高电平状态进行交换,就能在最短时间内补回因避免零状态而改变的脉冲能量。由于在这段零状态存续期不会出现被处置桥臂的切换,因此逆变器输出电压不会出现明显的突变。该交换控制策略的时间间隔最短,唯一缺憾是如果进行状态交换的桥臂不是最后一个跳变而触发零状态的桥臂,则会增加被处置桥臂开关的切换次数。

跳变后移控制和脉冲后移控制均属状态交换方案,只是跳变后移交换状态相隔半个正弦周期;而脉冲后移交换状态相隔时间与被处置桥臂的脉冲宽度有关,在  $m=0.9$  时,时间间隔从  $0.05T_c \sim 0.83T_c$ ;最短间隔状态交换策略的交换状态相隔时间取决于零状态在被处置桥臂的脉冲中出现的位置,时间间隔从  $0 \sim 0.16T_c (m=0.9)$ 。

#### 4 SPWM 控制策略的实验分析

在相同条件下,采用不同的控制策略,对三相逆变器进行了实验对比。实验参数: $m=0.9$ ;开关频率  $f_s=5 \text{ kHz}$ ;直流母线电压  $U_{dc}=40 \text{ V}$ ;滤波电感  $L_f=1 \text{ mH}$ ;滤波电容  $C_f=20 \text{ }\mu\text{F}$ ;负载电感  $L=1 \text{ mH}$ ;负载电阻  $R=100 \text{ }\Omega$ ;等效共模电容  $C_g=0.1 \text{ }\mu\text{F}$ 。图 4 示出不同控制策略下三相三桥臂(或四桥臂)逆变器的输出共模电压  $u_g$  实验波形。由图 4a 可见,传统三相三桥臂逆变器的  $u_g$  相当大,其峰值超过了  $U_{dc}/2$ ,接近  $30 \text{ V}$ ;图 4b 显示,当  $m>0.666$  时,SPWM 载波移相控制下的三相四桥臂逆变器的  $u_g$  也很严重,其峰值也达  $U_{dc}/2$  即  $20 \text{ V}$ 。相比而言,三相四桥臂逆变器在 3 种 SPWM 状态交换策略,即图 4c 的跳变后移策略、图 4d 脉冲后移策略以及图 4e 的最短间隔状态交换策略下, $u_g$  被抑制得很低,峰值约为  $1 \text{ V}$ 。

另外,从不同控制策略下逆变器输出线电压的有效值和 THD 来看,跳变后移策略下的逆变器输出线电压的 THD 接近 5%,因而限制了其应用范围。如果仅从逆变器的共模抑制效果和差模特性考虑,在 SPWM 最短间隔状态交换策略下的逆变器输出电压

的 THD 仅为 0.84%,因此采用该控制策略的三相四桥臂结构应该是最优选择。

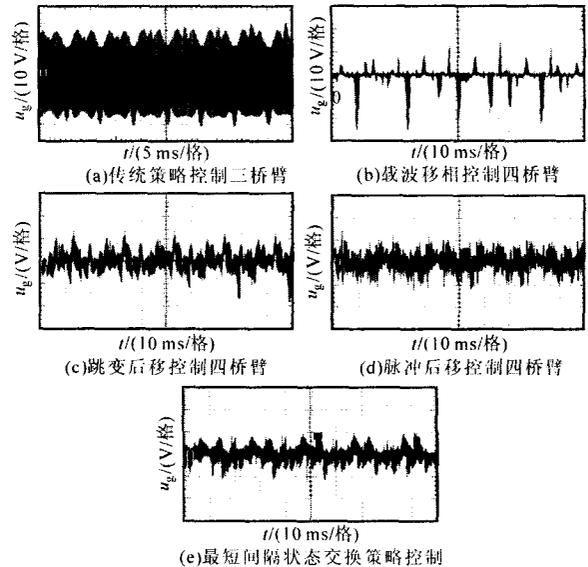


图 4 输出共模电压实验波形

#### 5 结论

提出了基于三相四桥臂逆变器结构的 SPWM 最短间隔状态交换控制策略。理论分析和实验验证表明,该控制策略可以大幅降低逆变器输出的共模电压,并突破了三相四桥臂逆变器原来 SPWM 策略中对调制指数的限定范围,可适用于所有的场合。通过优化,SPWM 状态交换策略中脉冲后移方案和最短间隔状态交换方案在保证良好共模特性的同时,均能在很大程度上改善逆变器输出电压的差模特性,其中最短间隔状态交换控制策略的效果最好。但若需要实现开关切换次数最少,脉冲后移控制策略也是一个很好的选择。

#### 参考文献

- [1] Mei C, Balda J C, Waite W P, et al. Active Cancellation of Common-Mode Voltages on Drives Rated 460 V and Higher[A]. IEEE International Electric Machines and Drives Conference[C]. 2003: 1845-1851.
- [2] 王燕, 吴昕. 变频调速系统应用中共模干扰问题及其分析模型[J]. 电力电子技术, 2007, 41(12): 51-53.
- [3] Hamouda M, Fnaiech F, Al-Haddad K S. A DSP based Real-time Simulation of Dual-Bridge Matrix Converters[A]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics[C]. 2007: 594-599.
- [4] Julian A L, Oriti G, Lipo T A. Elimination of Common-Mode Voltage in Three-Phase Sinusoidal Power Converters[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1999, 14(5): 982-989.
- [5] Huang Jin, Xiong Rui, Zhou Yunping, et al. The Study of SPWM Control Strategy to Reduce Common-Mode Interferences in Three-Phase Four-Leg Inverters[A]. The 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications[C]. 2008: 924-928.