

文章编号:1671-251X(2014)07-0076-04

DOI:10.13272/j.issn.1671-251x.2014.07.020

郭睿东,张晶晶,熊万启,等.矿用级联型高压变频器母线电容控制策略[J].工矿自动化,2014,40(7):76-79.

# 矿用级联型高压变频器母线电容控制策略

郭睿东<sup>1</sup>, 张晶晶<sup>1</sup>, 熊万启<sup>1</sup>, 金磊<sup>2</sup>, 郑杰<sup>1</sup>

(1.安徽大学 电气工程与自动化学院,安徽 合肥 230601;

2.上海临港商业建设发展有限公司,上海 201315)

**摘要:**针对 H 桥逆变器级联型高压变频器母线电容体积大的问题,提出了一种在基波调制信号中注入三次谐波以减小母线电容容量的控制策略。在总调制比不变的情况下,三次谐波注入等价于将母线电容电流的低次谐波部分转化为高次谐波,从而减小了母线电压纹波。推导了母线电容电流谐波含量与三次谐波注入量的关系,并给出了不同功率因数下三次谐波最大注入量的表达式。Matlab/Simulink 仿真结果表明,在功率因数为 0.85 的典型负载下,采用本文控制策略可将母线电容容量降低 24.2%,验证了该控制策略的可行性和有效性。

**关键词:**高压变频器;母线电容;三次谐波注入;典型负载

中图分类号:TD611 文献标志码:A 网络出版时间:

网络出版地址:

Control strategy for DC capacitance of mine-used cascaded high voltage inverter

GUO Ruidong<sup>1</sup>, ZHANG Jingjing<sup>1</sup>, XIONG Wanqi<sup>1</sup>, JIN Lei<sup>2</sup>, ZHENG Jie<sup>1</sup>

(1.College of Electrical Engineering and Automation, Anhui University, Hefei 230601, China;

2. Shanghai Harbor Commercial Construction Development Co., Ltd., Shanghai 201315, China)

**Abstract:** In view of problem of large volume of DC capacitor of high voltage inverter cascaded in H-bridge type, a kind of control strategy to minimize DC capacitance by injecting the third-order harmonic into fundamental modulation signal was proposed. The DC capacitor voltage ripple was reduced because part of the low-order harmonic of DC capacitor current was equivalently converted to high-order harmonic when the total modulation index remained the same. The relationship of harmonic content of DC capacitor current and the third-order harmonic injection amount was derived, and the expression of the maximum third-order harmonic injection amount under different power factors was presented. Matlab/Simulink simulation results show that the DC capacitance achieves 24.2% reduction under typical load with 0.85 power factor, which verifies feasibility and effectiveness of the control strategy.

**Key words:** high voltage inverter; DC capacitor; third-order harmonic injection; typical load

## 0 引言

高压变频器可以实现矿用高压电动机的无级调速,提高电动机运行效率,提高煤矿企业的生产效率,降低生产成本。目前 H 桥逆变器级联多电平高压变频器是工业上应用最成熟的多电平变频器方

案,其每相由多个低压 H 桥逆变器串联组成,各 H 桥逆变器由一个副边多绕组的移相变压器供电。国内外关于高压变频器的研究也较多,参考文献[1-3]研究了高压变频器的主电路拓扑,参考文献[4-8]研究了高压变频器的矢量控制,参考文献[9]报道了高压变频器在工控领域的典型应用。总结现有的文献

收稿日期:2013-10-14;修回日期:2014-05-08;责任编辑:胡娴。

基金项目:安徽大学 2012 大学生科研训练计划项目(KYXL2012073)。

作者简介:郭睿东(1994—),男,安徽合肥人,本科在读,主要研究方向为计算机系统仿真等,E-mail:grd\_2013@163.com。

报道,几乎没有关于母线电容优化方面的研究。然而在 H 桥逆变器级联型高压变频器中,为了将母线电压纹波控制在一定范围内,母线电容容量一般都取得很大,电容体积往往会占据 H 桥逆变器一半以上,笨重且成本高。因此,对母线电容进行优化具有较大的实用价值。本文提出了一种在基波调制信号中注入三次谐波以减小母线电容容量的控制策略,较大程度地减小了母线电容的尺寸、重量和成本等,同时不会对输出造成任何影响。

## 1 级联型高压变频器主电路拓扑结构

图 1 为某 10 kV 级联型高压变频器的拓扑结构。该变频器由 15 个 H 桥逆变器组成。图中 U1-U5, V1-V5 和 W1-W5 分别为 U 相, V 相和 W 相的 H 桥逆变器; T1 为移相变压器;  $i_U$ ,  $i_V$  和  $i_W$  分别为电动机 U 相, V 相和 W 相电流。图 2 为 U 相某 H 桥逆变器拓扑结构。图中  $i_d$  为逆变器输入侧电流,  $i_c$  为电容电流,  $S_a$  和  $S_b$  为开关函数。每个 H 桥逆变器仅承受 1/5 的输出相电压和全部的输出相电流, 而 H 桥逆变器的设计功率为 1/15 的输出总功率。由于变频器输出线电压为 10 kV, 所以, H 桥逆变器的额定输出电压为 1.15 kV。

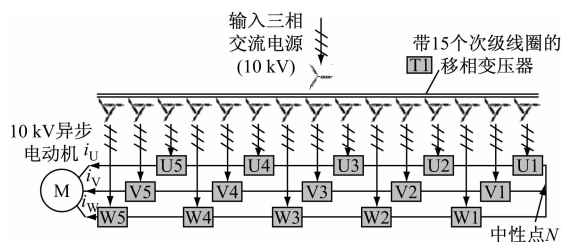


图 1 10 kV 高压变频器拓扑结构

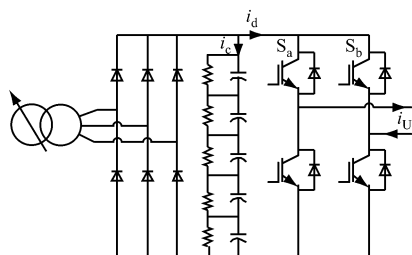


图 2 H 桥逆变器拓扑结构

级联型高压变频器不需要输入滤波器或功率因数补偿装置即可达到较高的输入功率因数。15 个 H 桥逆变器分别接到移相变压器的 15 个二次绕组, 相邻的二次绕组间两两相差  $12^\circ$ , 整体效果相当于 30 脉波整流, 这样即可消除 29 次及以下的低次谐波, 使得变频器输入功率因数达到 0.95 以上<sup>[2]</sup>。另外, 级联型高压变频器不需要输出滤波器就可以

达到很高的输出质量。每个 H 桥逆变器有 3 个基本电平, 即 -1, 0 和 +1。由于移相变压器的作用, 每相输出电压可产生 11 种电平, 即 0,  $\pm 1$ ,  $\pm 2$ ,  $\pm 3$ ,  $\pm 4$  和  $\pm 5$ 。11 种电平的相电压叠加后就可以产生 21 电平的输出线电压, 逼近正弦波输出。

## 2 SPWM 调制下母线电容电流计算

U 相输出电压和输出电流可以分别表示为

$$v_{UN} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_{UV} \sin \omega_0 t \quad (1)$$

$$i_U = \sqrt{2} I_U \sin(\omega_0 t - \varphi) \quad (2)$$

式中:  $V_{UV}$  为 UV 线电压值;  $I_U$  为 U 相电流的有效值;  $\omega_0$  为输出电流角频率;  $\varphi$  为功率因数角。

H 桥逆变器的输入电流可以表示为

$$i_d = (S_a - S_b) i_U \quad (3)$$

式中:  $S_a$  和  $S_b$  为开关函数。

在 SPWM 调制下,  $S_a$  和  $S_b$  可以表示为

$$\begin{cases} S_a = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} M_0 \sin \omega_0 t \\ S_b = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} M_0 \sin(\omega_0 t - \pi) \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $M_0$  为基波调制比。

将式(2)和式(4)代入式(3), 可得

$$i_d = \sqrt{2} I_U M_0 \sin \omega_0 t \sin(\omega_0 t - \varphi) = \frac{\sqrt{2}}{2} M_0 I_U [\cos \varphi - \cos(2\omega_0 t - \varphi)] \quad (5)$$

因此, 母线电容电流  $i_c$  可以表示为

$$i_c = -\frac{\sqrt{2}}{2} M_0 I_U \cos(2\omega_0 t - \varphi) \quad (6)$$

## 3 母线电容控制策略

### 3.1 母线电容电流计算

三次谐波注入后, 开关函数变为

$$\begin{cases} S'_a = S_{a0} + S_{a3} \\ S'_b = S_{b0} + S_{b3} \end{cases} \quad (7)$$

其中:

$$\begin{cases} S_{a0} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} M_0 \sin \omega_0 t \\ S_{b0} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} M_0 \sin(\omega_0 t - \pi) \\ S_{a3} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} M_3 \sin 3\omega_0 t \\ S_{b3} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} M_3 \sin(3\omega_0 t - \pi) \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $S_{a0}$ ,  $S_{b0}$  为开关函数  $S_a$  和  $S_b$  的基波分量;

$S_{a3}$  和  $S_{b3}$  为  $S_a$  和  $S_b$  的三次谐波分量;  $M_3$  为三次谐波调制比。

三次谐波注入后, H 桥逆变器输入侧电流变为

$$i'_d = \sqrt{2} I_U (M_0 \sin \omega_0 t + M_3 \sin 3\omega_0 t) \sin(\omega_0 t - \varphi) = \frac{\sqrt{2}}{2} M_0 I_U \cos \varphi - \frac{\sqrt{2}}{2} I_U \sqrt{M_0^2 + M_3^2 - 2M_0 M_3 \cos 2\varphi} \times \cos(2\omega_0 t - \theta) - \frac{\sqrt{2}}{2} M_3 I_U \cos(4\omega_0 t - \varphi) \quad (9)$$

其中:

$$\tan \theta = \frac{M_0 + M_3}{M_0 - M_3} \tan \varphi \quad (10)$$

因此, 母线电容电流变为

$$i'_c = -\frac{\sqrt{2}}{2} I_U \sqrt{M_0^2 + M_3^2 - 2M_0 M_3 \cos 2\varphi} \times \cos(2\omega_0 t - \theta) - \frac{\sqrt{2}}{2} M_3 I_U \cos(4\omega_0 t - \varphi) \quad (11)$$

### 3.2 不同功率因数下三次谐波注入量

为了达到最佳的电容电流改善效果, 应该最大程度地减小  $2\omega_0$  次谐波电流含量, 但是三次谐波注入后, 基波调制信号和三次谐波调制信号的总和调制信号  $f$  需落在区间  $(-1, 1)$  内。

$$f = M_0 \sin \omega_0 t + M_3 \sin 3\omega_0 t \quad (12)$$

不同功率因数下的转折调制比需要满足:

$$\begin{cases} \frac{df}{dt} = \frac{d}{dt} (M_0 \sin \omega_0 t + M_3 \sin 3\omega_0 t) = 0 \\ f_{\max} = 1 \\ M_3 = M_0 (2p_f^2 - 1) \end{cases} \quad (13)$$

式中:  $p_f$  为功率因数。

解式(13)可得基波转折调制比  $M_{0\_cri}$  和三次谐波转折调制比  $M_{3\_cri}$  的表达式:

$$\begin{cases} \sin \omega_0 t = \frac{\sqrt{3}}{3}, \sin 3\omega_0 t = \frac{5\sqrt{3}}{9} \\ M_{0\_cri} = \frac{3\sqrt{3}}{10p_f^2 - 2} \\ M_{3\_cri} = \frac{3\sqrt{3}(2p_f^2 - 1)}{10p_f^2 - 2} \end{cases} \quad (14)$$

当  $M_0 > M_{0\_cri}$  时, 为了保证  $f$  落在区间  $(-1, 1)$  内, 此时  $M_3$  不能按照式(14)配置, 而应该满足:

$$f_{\max} = M_0 \frac{1}{\sqrt{3}} + M_3 \frac{5}{3\sqrt{3}} = 1 \quad (15)$$

由式(15)可得

$$M_3 = \frac{3\sqrt{3} - 3M_0}{5} \quad (16)$$

综合式(14)和式(16), 可以得到三次谐波在不同功率因数下的注入量表达式:

$$M_3(M_0) = \begin{cases} M_0(2p_f^2 - 1), & M_0 \leq \frac{3\sqrt{3}}{10p_f^2 - 2} \\ \frac{3\sqrt{3} - 3M_0}{5}, & M_0 > \frac{3\sqrt{3}}{10p_f^2 - 2} \end{cases} \quad (17)$$

上述公式需要在  $p_f > 0.848$  下适用。当  $p_f = 0.848$  时,  $M_{0\_cri} = 1$ ; 当  $p_f < 0.848$  时,  $M_{0\_cri} > 1$ , 出现过调制。因此, 三次谐波最大注入量可以表示为

$$M_3(M_0) = M_0(2p_f^2 - 1), \quad M_0 \leq 1 \quad (18)$$

根据式(17)和式(18), 可以得到不同功率因数  $p_f$  下的三次谐波最大注入量曲线, 如图 3 所示。

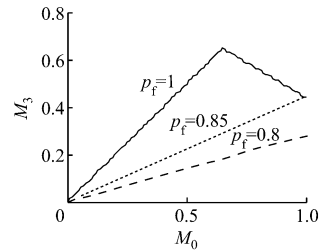
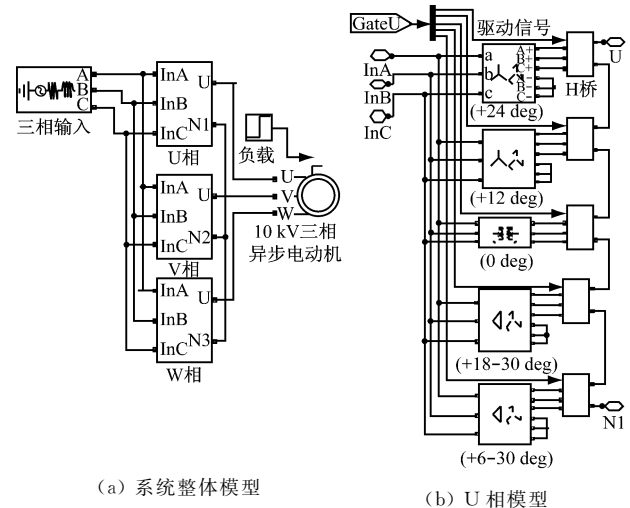


图 3 三次谐波最大注入量曲线

## 4 仿真实证

### 4.1 仿真模型

在 Matlab/Simulink 环境下搭建一个 1 MVA 的级联型高压变频器系统, 每相由 5 个 H 桥逆变器组成。系统额定输出电压为 10 kV, 额定输出频率为 50 Hz, 开关频率为 1 kHz, 仿真模型如图 4 所示。其中图 4(a)为高压变频器系统整体模型, 图 4(b)为 U 相模型, V 相和 W 相模型与此类似。H 桥逆变器母线电容  $C_{bus}$  初始设计值为 6.6 mF。



(a) 系统整体模型

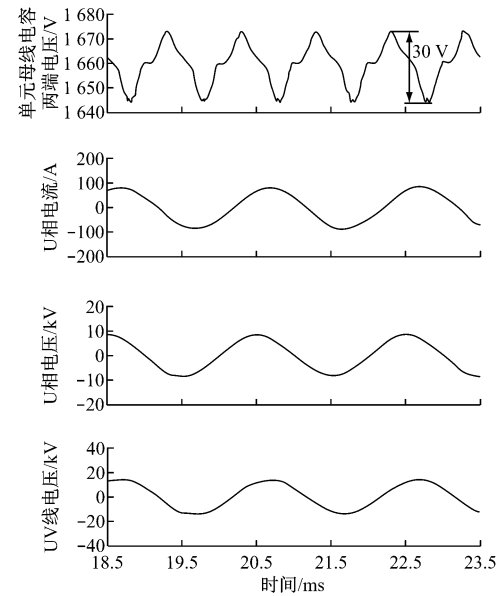
(b) U 相模型

图 4 级联型高压变频器系统仿真模型

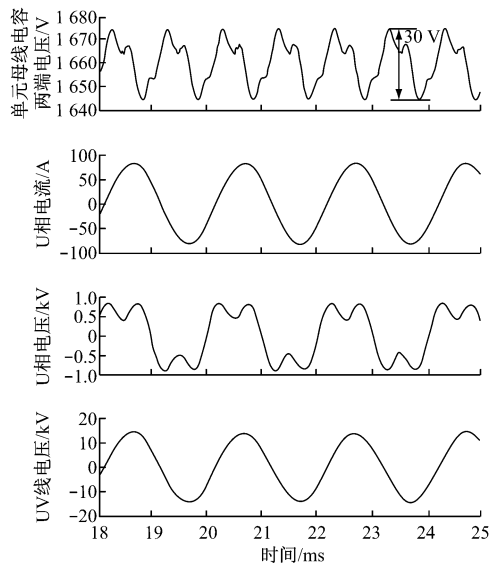
### 4.2 典型负载的仿真验证

典型负载为三相异步电动机, 电动机容量为

1 MVA,额定功率因数为 0.85。对 SPWM 调制( $M_0=0.994, C_{bus}=6.6\text{ mF}$ )与三次谐波注入调制( $M_0=0.994, M_3=0.439, C_{bus}=5\text{ mF}$ )这 2 种情况的仿真结果如图 5 所示。



(a) 常规 SPWM 调制



(b) 三次谐波注入调制

图 5 典型负载下的仿真对比波形

在 2 种调制方式下,二次谐波与四次谐波的相对比例为 7.6 和 3.3。可见注入三次谐波后,二次谐波得到一定抑制,这使得电容容量需求下降,减小量为 $(6.6-5)/6.6=24.2\%$ 。改变调制比 $M_0$ ,进行 SPWM 调制试验,并按式(17)所示的三次谐波最大注入量调制进行仿真实验,得到不同调制比下母线纹波电压的仿真结果,如图 6 所示。

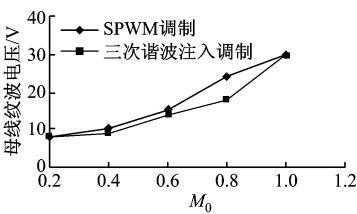


图 6 不同基波调制比下的母线纹波电压

5 结语

提出了采用三次谐波注入法减小高压变频器母线电容容量的控制策略,该控制策略具有如下特点:① 不会对高压变频器的输出质量产生任何影响,但是可以有效减小母线电容的低次谐波电流含量,从而减小母线电容的需求量。② 相比于传统的 SPWM 调制,三次谐波注入法能够部分消除 $2\omega$ 次谐波电流分量,同时也会引入一定的 $4\omega$ 次谐波电流分量,母线电容的减小量与三次谐波最大注入量取决于功率因数以及基波调制比。

参考文献:

[1] RODRIGUEZ J, BERNET S, WU B, *et al.* Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(6): 2930-2945.

[2] 李国栋. 基于 IGCT 的 6 kV 高压变频器[D]. 武汉: 华中科技大学, 2007: 4-6.

[3] 张亮, 陈国栋, 蔡旭. 新型高压变频器设计[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(4): 55-58.

[4] 黄守道, 葛照强, 肖慧慧, 等. 注入 3 次谐波控制的共模电压分析[J]. 电力自动化设备, 2006, 26(9): 8-11.

[5] 江友华, 曹以龙, 龚幼民. 基于载波相移角度的级联型多电平变频器输出性能的研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(1): 76-81.

[6] PEREZ M, KOURO S, RODRIGUEZ J, *et al.* Modified staircase modulation with low input current distortion for multicell converters[C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, 2008: 1989-1994.

[7] 孙醒涛, 孙力, 吴凤江. 混合不对称多电平高压变频器输出共模电压及抑制方法[J]. 高电压技术, 2009, 35(5): 1150-1155.

[8] 罗德荣, 王耀南, 葛照强, 等. 级联型高压变频器控制算法的研究及实现[J]. 电工技术学报, 2010, 25(1): 104-110.

[9] 陈和权. 浅谈矿用变频器的选择与使用维护[J]. 工矿自动化, 2008, 34(5): 100-103.