

三电平逆变器电容电压柔性平衡控制策略

程善美, 蔡 凯, 龚 博

(华中科技大学, 控制科学与工程系, 湖北 武汉 430074)

摘要:针对二极管箝位型三电平逆变器的电容电压平衡问题,分析了 PWM 载波通式中的若干自由度,提出了基于改变载波零偏的三电平逆变器电容电压控制策略,从矢量作用时间方面研究了该控制策略在典型区间内的作用原理,并将结论推广到全部区间。进一步从直流侧电容电压的波动特性和输出性能方面考虑,提出了改进的三电平柔性平衡控制策略,通过在电容电压反馈中引入低通滤波环节和在输出控制中引入电容电压前馈环节来实现。在二极管箝位型三电平逆变器实验平台上得到实验结果证明上述控制策略的有效性。

关键词:三电平逆变器; 脉冲宽度调制; 电容电压; 柔性平衡控制

中图分类号:TM464

文献标识码:A

文章编号:1000-100X(2010)12-0073-03

Flexible Capacitor Voltage Balance Control for Three-level Inverter

CHENG Shan-mei, CAI Kai, GONG Bo

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

Abstract: Aiming at the capacitor voltage balance problem of diode clamped three-level inverter, degrees of freedom of the PWM carrier general formula is analyzed, and a capacitor voltage balance control strategy for three-level inverter is proposed based on shift of the carrier bias. Operation mechanism of this strategy is analyzed from the point of vector dwell time, first within some typical ranges and final in entire range. Furthermore, considering the wave characteristics of DC side capacitors' voltage and the high priority of output performance, an improved three-level flexible capacitor voltage balance control strategy is proposed. It employs a low pass filter module on the capacitor voltage feedback and a feed forward module on output voltage control. The experimental results on a diode clamped three level inverter platform prove the effectiveness of the above control strategies.

Keywords: three-level inverter; pulse width modulation; capacitor voltage; flexible balance control

1 引言

单一直流电源二极管箝位型结构的三电平逆变器由于具有直流侧设计简单的优点而得到广泛应用,但电容电压平衡问题是影响其性能的关键问题^[1]。实现电容电压平衡的控制方法可分为硬件拓扑改造和软件控制策略两方面。硬件拓扑改造一般采用增设直流平衡控制相关硬件电路的方法,如直接使用多路独立直流电源结构、整流侧也采用有源前端结构^[2-3]、附加专门的中点平衡电路等。电容电压平衡软件控制策略基本可分为基于电压空间矢量意义的方法^[4]和基于调制波变换的方法^[5]两类,后者相对易于实现。在研究 PWM 载波通式中多个自由度的基础上,提出了三电平电容电压平衡控制策略,并根据三电平电容电压波动特性^[6]提出改进的电容电压柔性控制方案。

2 PWM 载波通式

位于二极管箝位型三电平逆变器直流侧的上、下两个分压电容可等效为上、下两个电平区间。每一电平区间中的 PWM 载波一般为周期性的波形,可用 PWM 载波通式表示为:

$$f_{\text{pwm}}(t) = E_i T_i(\omega t + \theta_{\alpha}) + (i-1)E + E_{\alpha}, \quad i=1, 2 \quad (1)$$

式中: E 为单位电平幅值; $i=1, 2$ 分别代表下、上电平; $T_i(\cdot)$ 为第 i 电平区间对应的某一周期性信号表达式; E_i 为载波幅值; ω_i 为载波频率; θ_{α} 为载波初始相位; E_{α} 为载波零偏。

可见 $f_{\text{pwm}}(t)$ 具有 $E_i, \omega_i, \theta_{\alpha}, E_{\alpha}$ 等自由度。通常, PWM 载波频率都远大于调制波频率, 小幅调整 ω_i 或 θ_{α} 都不会对调制得到的 PWM 信号产生明显影响; 而调整 E_i 和 E_{α} 会对 PWM 信号产生影响, 也会对电容电压产生一定影响。改变 E_i 会造成等效调制波的波形畸变, 而改变 E_{α} 则无此问题。

3 三电平逆变器电容电压平衡控制策略

三电平逆变器电容电压控制策略考虑改变 E_{α} 实现三电平电容电压平衡。当载波幅值 $E_i = E$ 且

定稿日期: 2010-10-26

作者简介: 程善美(1966-), 男, 湖北潜江人, 博士, 教授, 研究方向为电力电子及电力传动、智能控制技术。

$E_{\alpha} \neq 0$ 时,引入偏移系数 k_s ,则三电平载波通式为:

$$f_{pwm}(t) = ET_i(t) + (i-1)E + k_s E \quad (2)$$

观察三相对称的三电平逆变器的调制波可发现:当 $1/\sqrt{3} < m \leq 1$ (m 为调制度) 时,在区间 $[0, \pi/6]$, b 相幅值为负且绝对值最大, a, c 两相幅值为正,且保持 a 相递增或 c 相递减直至相交;在区间 $[\pi/3, \pi/2]$ 情况相反, a 相幅值为正且绝对值最大,另有 b, c 两相幅值为负,且保持 b 相递增或 c 相递减直至相交。一个周期其他区间内的情况与其类似, m 不同时情况也类似。故可首先在上述两个区间内对三电平偏移电容电压控制策略进行分析,并将分析结论进一步推广。

在 $[0, \pi/6]$ 和 $[\pi/3, \pi/2]$ 两段区间内的三电平 PWM 调制波形如图 1 所示。在 $[0, \pi/6]$ 区间内,当 $k_s > 0$ 时,对应载波 f_{pwm1} 和 f_{pwm2} 均被等幅抬高一定高度,在 PWM 前半周期内 u_c, u_a, u_b 对应的调制交点时刻 t_c, t_a, t_b 都向右等幅移动一定距离,电压矢量 **ONO** 和 **POP** 对应的作用时间也相应发生变化,而电压矢量 **ONP** 和 **PNP** 对应的作用时间无变化。引入偏移系数前后的电压矢量作用时间关系为:

$$\begin{cases} t_{ono}' = t_{ono} + k_s ET_{pwm}/2, & t_{pop}' = t_{pop} - k_s ET_{pwm}/2 \\ t_{onp}' = t_{onp}, & t_{pnp}' = t_{pnp} \end{cases} \quad (3)$$

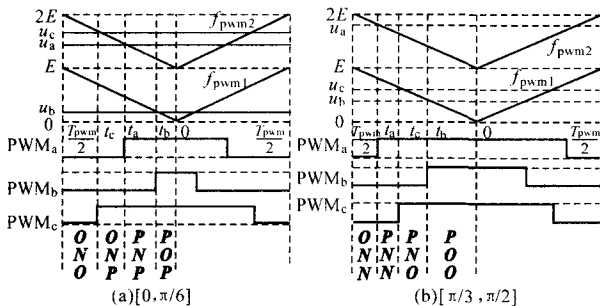


图 1 两段区间内的三电平 PWM 调制波形

可见,在 $[0, \pi/6]$ 内,对载波进行向上偏移 ($k_s > 0$) 调制后,正小矢量 **POP** 的作用时间减少,减少的作用时间都补贴到负小矢量 **ONO** 上,致使直流中点电压下移,反之亦然。类似在 $[\pi/3, \pi/2]$ 内,取 $k_s > 0$ 也会使直流中点电压下移,反之亦然。上述结论也可推广到 $[0, 2\pi]$ 整个区间范围。

4 改进电容电压柔性平衡控制策略

二极管箝位型三电平逆变器中,直流侧电容电压存在本质的 3 倍频波动。在多电平逆变器中,除上述电压波动外,同样存在直流母线电压漂移的问题。通常在电容电压失衡状态并不严重时,不必采用严格的电容电压失衡补偿措施。正是基于这一思路,可考虑在原有电容电压平衡控制策

略的基础上,嵌入电容电压柔性平衡控制(FBCV)策略,以更好地达到提高系统输出性能的目的。

三电平 FBCV 控制策略包括直流侧电容电压控制和交流侧输出电压控制两部分:在直流侧电压方面引入低通滤波处理,放宽电容电压平衡控制以提高系统的稳态性能;而在交流输出电压方面引入电容电压前馈,加强输出控制以提高系统的动态性能。FBCV 的具体控制结构如图 2 所示。电容电压低通滤波环节可采用 Butterworth 低通数字滤波器,截止频率可选取在直流侧电容波动频率(即系统输出频率的 3 倍)附近。电容电压前馈环节可引入前馈系数 k_{fb} 来实现:

$$k_{fbx} = E_d / (E_d - dU_{DCx} / \lambda_{fb}), x = 1, 2 \quad (4)$$

式中: E_d 为直流母线电压的一半;下标 1, 2 分别代表自下而上两个电容电压, dU_{DCx} 为相应电容电压的减少值。

前馈补偿修正系数 $\lambda_{fb} \geq 1$, 它可适当地减少电压前馈补偿量,以消除数字控制滞后等效效应。

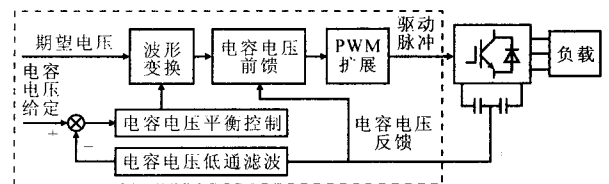


图 2 电容电压柔性平衡控制策略结构图

5 实验结果及结论

搭建了基于 DSP 和 CPLD 架构的二极管箝位型三电平逆变器实验平台,其硬件系统总体结构如图 3 所示,并在该平台上对上述控制方法进行了实验。实验参数为:直流母线 $U_{dc} = 300$ V,开关频率 $f_{pwm} = 1$ kHz,逆变器输出频率 $f_1 = 50$ Hz, $m = 0.4$,采用 RL 负载 ($R = 30 \Omega, L = 66$ mH)。中点电压给定值 $U_{ref} = 150$ V,由于负载不平衡等因素,中点电压实际值存在偏移,为 $U_n = 160$ V。

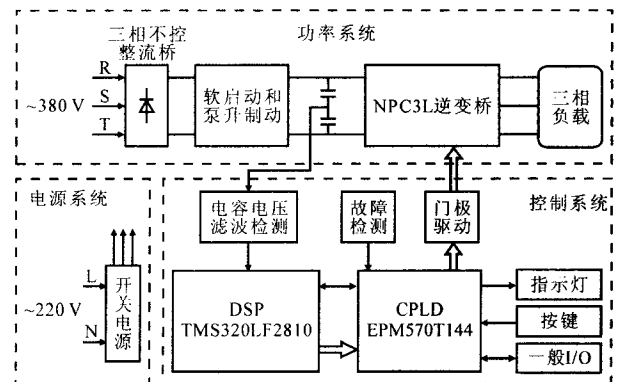


图 3 二极管箝位型三电平逆变器硬件系统总体结构

图 2 中电容电压平衡控制仅采用滞环控制,

若滞环死区值 $u_d=2\text{ V}$, $k_s=0.1$, 此时电容电压控制波形如图 4a 所示。图中施加滞环偏移电容电压控制后约 80 ms 电容电压恢复平衡, 其稳态仍存在较大波动, 约 4.4 V。图 4b 比较了有、无电容电压时柔性平衡控制效果。在电容电压柔性平衡控制中, 选取 Butterworth 低通数字滤波器截止频率 $f_c=100\text{ Hz}$, $\lambda_{FB}=1$, 虽然电容电压平衡调节时间变长, 约为 13.2 s, 但是其稳态波动明显减小, 约 0.8 V, 分析其输出电流波形的总谐波畸变率为 4.5%。

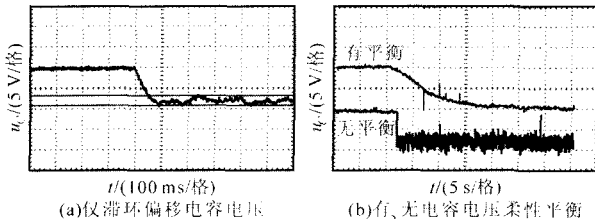


图 4 电容电压控制实验结果

实验结果证明了三电平电容电压平衡控制的有效性, 也证明了三电平柔性平衡控制具有更好的系统性能。

(上接第 72 页)

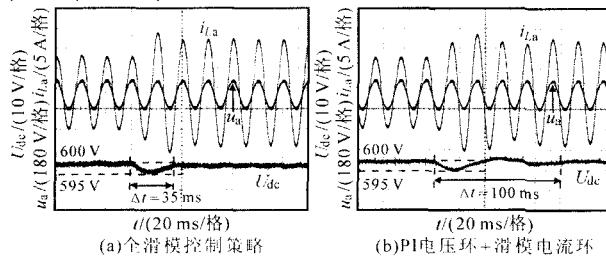


图 6 负载突变时的动态响应

6 结论

提出了一种针对三相整流器的全滑模控制器。对于电流滑模控制器的设计, 在此从稳定性和响应速度的角度分析了积分滑模面的选择。将积分滑模控制器应用于电流内环, 与 PI 控制器相比, 电流环呈现出更好的动态性能。同时, 根据输入输出功率守恒, 提出了一种简单可行的开关面。实验结果表明, 所提出的电压滑模控制器从响应时间、过冲和振荡方面具有更好的性能。同时, 所提出的滑模控制器对于参数扰动有更强的鲁棒性, 也进一步证实了负载电流估计的可行性。

参考文献

[1] A W Green, J T Boys, G F Gates. 3-Phase Voltage Source Reversible Rectifier[J]. Proc. Elect. Eng., 1988, 135(6): 362-370.
 [2] H Kohlmeier, D Schroder. Control of a Double Voltage In-

参考文献

[1] Fang Zheng Peng. A Generalized Multilevel Inverter Topology with Self Voltage Balancing[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2001, 37(2): 611-618.
 [2] Zhi Guo Pan. Multilevel Back-to-Back Converters: Topologies and Control Strategies[D]. Lansing: Michigan State Univ., 2005.
 [3] M Marchesoni, P Tenca. Diode-Clamped Multi-level Converters: A Practicable Way to Balance DC-Link Voltages[J]. IEEE Trans. on Ind. Electro., 2002, 49(4): 752-765.
 [4] 姜卫东, 杜少武, 史晓锋, 等. 中点箝位型三电平逆变器空间矢量与虚拟空间矢量的混合调制方法[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(18): 47-53.
 [5] I Pereira, A Martins. Neutral-point Voltage Balancing in Three-phase NPC Converters Using Multicarrier PWM Control[A]. 2009 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives[C]. 2009: 559-563.
 [6] N Celanovic, D Boroyevich. A Comprehensive Study of Neutral-point Voltage Balancing Problem in Three-level Neutral-point-clamped Voltage Source PWM Inverters[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2000, 15(2): 242-249.
 verter System Coupling a Three Phase Mains with an AC/drive[A]. in Proc. IEEE-LAS Conf.[C]. 1987: 593-599.
 [3] C T Rim, N S Choi, G C Cho, et al. A Complete DC and AC Analysis of Three-phase Controlled-current PWM Rectifier Using Circuit D/Q Transformation [J]. IEEE Trans. on Power Electron., 1994, 9(7): 390-396.
 [4] M S Dawande, V R Kanetkar, G K Dubey. Three Phase Switch Mode Rectifier with Hysteresis Current Control[J]. IEEE Trans. on Power Electron., 1996, 11(5): 466-471.
 [5] B T Ooi, J C Salmon, J W Dixon, et al. A Three Phase Controlled-current PWM Converter with Leading Power Factor[J]. IEEE Trans. on Ind. Applicat., 1987, IA-23(1/2): 78-84.
 [6] O Kukrer. Discrete-time Current Control of Voltage-fed Three Phase PWM Inverters[J]. IEEE Trans. on Power Electron., 1996, 11(3): 260-269.
 [7] J Rodríguez, J Pontt, C A Silva, et al. Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter[J]. IEEE Trans. on Industrial Electron., 2007, 54(2): 495-503.
 [8] M Carpita, A Ricerche. Sliding Mode Controlled Inverter with Switching Techniques[J]. EPE., 1994, 4(3): 30-35.
 [9] J F Silva. Sliding Mode Control Design of Drive and Regulation Electronics for Power Converters[J]. J Circuits, Syst., Comput., 1995, 5(3): 355-371.
 [10] S C Tan, Y M Lai, C K Tse, et al. Adaptive Feed-forward and Feedback Control Schemes for Sliding Mode Controlled Power Converters[J]. IEEE Trans. on Power Electron., 2006, 21(1): 182-192.