

基于电流延时补偿的逆变器控制策略

殷鹏涛

(中国石油天然气管道工程有限公司, 河北 廊坊 065000)

摘要: 针对三电平逆变器并网系统, 研究了一种基于电流延时补偿的逆变器控制策略。首先, 根据三电平逆变器并网系统的拓扑, 研究了一种改进空间矢量调制策略, 可以有效降低共模电压。然后, 研究基于电容电流反馈的有源阻尼控制方法和补偿延时的电流半周期控制策略, 分析表明半周期控制策略能够避开阻抗极性跃变, 提高系统稳定性。最后, 通过仿真和试验验证了该方法的有效性。

关键词: 三电平逆变器; 共模电压; 电流延时补偿; 半周期控制

中图分类号: TM 464 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2020)10-0103-04

doi: 10.12177/emca.2020.122

Inverter Control Strategy Based on Current Delay Compensation

YIN Pengtao

(China Petroleum Pipeline Engineering Co., Ltd., Langfang 065000, China)

Abstract: An inverter control strategy based on current delay compensation is studied for the three-level inverter grid connection system. Firstly, according to the topology of the three-level inverter grid connection system, an improved space vector modulation strategy is studied, which can effectively reduce the common mode voltage. Then, the active damping control method based on capacitive current feedback and the current half-cycle control strategy based on compensation delay are studied. The analysis shows that the half-cycle control strategy can avoid impedance polarity jump and improve the stability of the system. Finally, the effectiveness of the method is verified by simulation and experiment.

Key words: three-level inverter; common mode voltage; current delay compensation; half-cycle control

0 引言

并网逆变器作为发电单元与电网的主要接口装置, 按拓扑结构可以分为两电平、三电平和多电平 3 类。其中, 三电平逆变器具有输出容量大、输出电压高、电流谐波含量小等优点, 广泛应用于高电压、大功率变频调速系统。因此, 本文采用二极管钳位式 (NPC) 三电平逆变器, 提升系统容量。空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 是逆变器产生共模电压的主要原因之一, 共模电压影响发电机的寿命和并网电流质量^[1]。本文采用改进 SVPWM 调制方法, 有效降低了逆变器的共模电压。

实际工程中, 通常采用 LCL 滤波器对并网电

流进行滤波, 但是基于 LCL 滤波器的逆变器并网控制传递函数中, 存在天然的谐振峰值, 系统呈现弱阻尼特性, 在谐振点处容易引起谐振甚至导致脱网^[2-3]。针对系统的弱阻尼特性, 采用有源阻尼可以增加系统阻尼抑制谐振, 提高系统的稳定性。其中, 基于虚拟电阻的有源阻尼法因效果明显、稳定性强的优点得到广泛使用。但是, 考虑到控制器的计算周期, 经采样滤波后的电容电流基波幅值大幅减少, 5 次、7 次谐波大幅增加, 削弱了有源阻尼的作用, 甚至会产生负阻尼作用。因此, 需要提高有源阻尼的宽适应性以达到提高并网适应性要求^[4]。本文采用基于电流半周期控制策略补偿电容电流滤波导致的相角滞后, 增强系统的

收稿日期: 2020-06-27; 收到修改稿日期: 2020-08-13

作者简介: 殷鹏涛 (1986—), 男, 工程师, 研究方向为电力工程与自动化。

鲁棒性。

1 三电平逆变器并网拓扑

本文研究的三电平逆变器并网系统拓扑如图 1 所示。该系统包含直流母线、NPC 型三电平逆变器、LCL 滤波器和电网 4 个部分。图 1 中, C_1 、 C_2 为上、下电容, C 为母线电容; U_{dc1} 、 U_{dc2} 分别为上、下电容电压; i_A 、 i_B 、 i_C 为逆变器输出端口电流; L_1 、 L_2 、 C_f 分别为逆变器侧滤波电感、网侧滤波电感和滤波电容; i_{ca} 、 i_{cb} 、 i_{cc} 为滤波电容的电流; i_{cmv} 为共模电流。

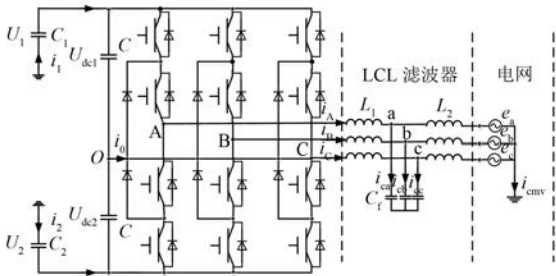


图 1 三电平逆变器并网系统拓扑

2 低共模电压调制

对于三电平逆变器, SVPWM 调制是常用的控制策略, 可以有效提高直流母线的电压利用率。图 1 的电路中, 逆变器每相的开关状态有 3 种, 可组成 27 种空间电压矢量, 空间电压矢量分布如图 2 所示。

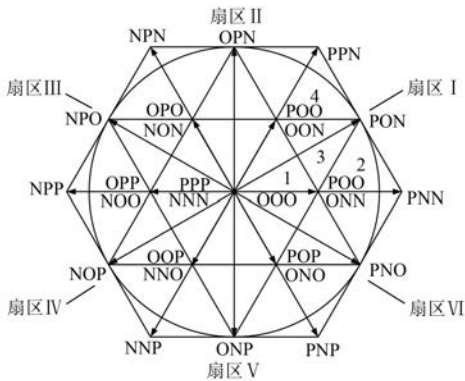


图 2 空间电压矢量分布图

SVPWM 调制是逆变器产生共模电压的主要原因之一, 27 个空间矢量作用下的共模电压情况如表 1 所示。

表 1 电压空间矢量与输出共模电压关系

组	开关状态	共模电压
1	PPP	$U_{dc}/2$
2	PPO, POP, OPP	$U_{dc}/3$
3	PPN, PNP, NPP, POO, OPO, OOP	$U_{dc}/6$
4	PON, OPN, NPO, NOP, ONP, PNO, OOO	0
5	PNN, NPN, NNP, ONO, NOO, OON	$-U_{dc}/6$
6	ONN, NON, NNO	$-U_{dc}/3$
7	NNN	$-U_{dc}/2$

表 1 中, 模值大于 $U_{dc}/6$ 的空间电压矢量共 8 种, 在其他 19 种电压空间矢量作用下能够将共模电压控制在 $U_{dc}/6$ 以内。以扇区 I 区域 1 为例, 常规的 7 段式矢量作用时序为: ONN-ONN-PON-POO-PON-ONN-ONN, 共模电压模值为 $U_{dc}/3$ 。

采用相邻于 ONN 的 OON 来代替, 改善后的三电平空间调制矢量如图 3 所示。共模电压被控制在 $U_{dc}/6$, 有效控制了共模电压。

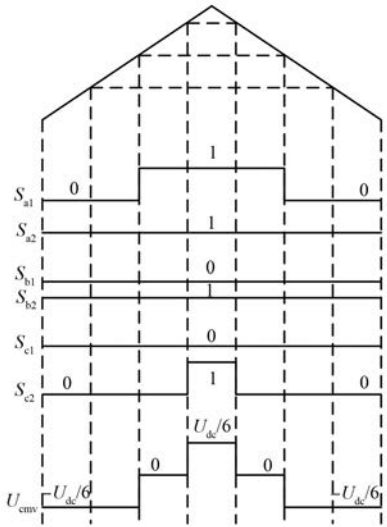


图 3 改善共模电压空间矢量作用时序

3 电流延时补偿控制

3.1 电容电流反馈延时

数字控制器中采用定时器生成三角载波, 与逆变器的网侧控制电压(正弦)调制信号进行比较, 产生对称的脉冲信号, 如图 4 所示。根据电容电流采样时刻以及占空比更新时刻的配合关系, 单周期控制分为 2 种模式。模式 1 中, 占空比更新于载波底点而电容电流采样时刻发生在载波顶

点;模式 2 中,占空比更新时刻与电容电流采样时刻均发生在载波底点。

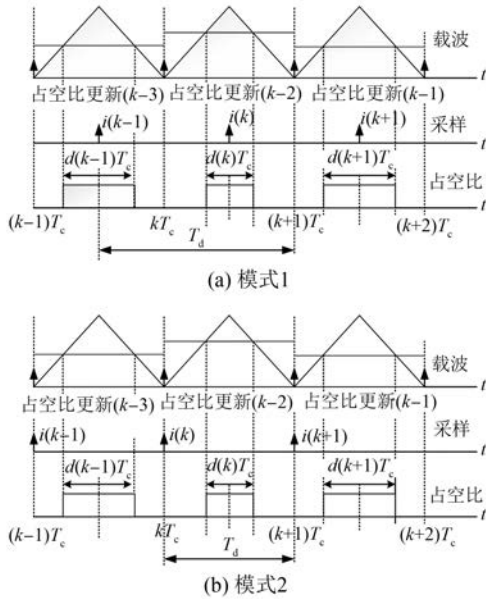


图 4 单周期控制的 2 种模式

图 4(a)中对应的模式 1 中,在 k 个周期的开始时刻 kT_c (T_c 为采样周期),进行上一周期 $(k-1)T_c$ 的占空比 $d(k)$ 更新,并在载波周期中点 $(k+0.5)T_c$ 进行 $i(k)$ 采样并保持至 $(k+1)T_c$ 输出,调节器进行有源阻尼计算,直至 $(k+2)T_c$ 更新占空比;图 4(b)对应模式 2,区别在于 $(k+1)T_c$ 时刻的电容电流采样值在 $(k+2)T_c$ 更新。因此,2 种模式下的电流采样与对应占空比更新延时为

$$T_d = \begin{cases} 1.5T_c, & \text{模式 1} \\ T_c, & \text{模式 2} \end{cases} \quad (1)$$

因此,实际控制中为了减少该延时应采用模式 2。值得注意的是,因为这里忽略了采样零阶保持器的 $0.5T_c$,所以总的控制延时 T_{total} (模式 2) 达到 $1.5T_c$ 。

3.2 电流半周期控制

为了减少电容电流反馈延时,同时拓宽电流环带宽,采用一种基于双采样和占空比双更新的半周期控制策略,如图 5 所示。

在载波的底点和顶点均进行电流采样以及占空比更新,对应的电流采样和占空比更新延时 T_d 缩小到 $0.5T_c$,总的控制延时 T_{total} 也减少一半:

$$\begin{cases} T_d = 0.5T_c \\ T_{\text{total}} = 0.75T_c \end{cases} \quad (2)$$

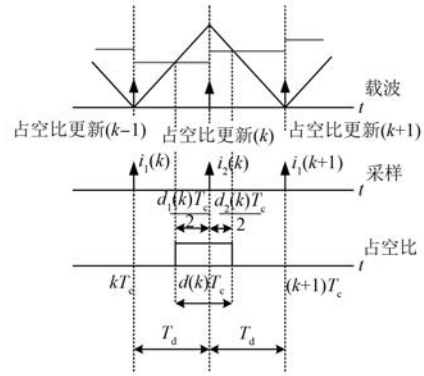


图 5 半周期控制模式

采用文献[5]中的有源阻尼等效并联阻抗分析方法,可得:

$$\begin{cases} R_{\text{eq}}(\omega) = R_d / [\cos(0.75\omega T_c)] \\ X_{\text{eq}}(\omega) = R_d / [\sin(0.75\omega T_c)] \end{cases} \quad (3)$$

$1.5T_c$ 和 $0.75T_c$ 2 种控制延时的阻抗分布如图 6 所示。

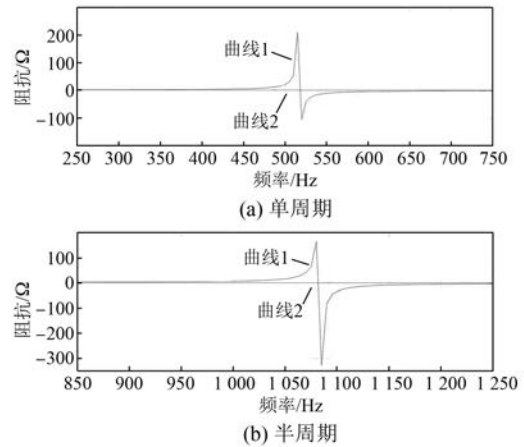


图 6 单周期和半周期阻抗频率曲线

图 6 中,曲线 1 对应单周期控制模式 2 下的阻抗,可以看出在 $f_c/6$ 和 $f_c/3$ (f_c 为采样频率) 处存在阻抗极性跃变。而曲线 2 对应的半周期控制下的阻抗没有这一跃变,有效地提高了系统稳定性。

值得注意的是,在一个载波周期内可以多次采样和多次更新占空比,但考虑控制芯片的资源占用等因素,需要折中处理。

4 仿真与试验验证

首先,借助 MATLAB/Simulink 平台,按照图 1

的逆变器并网系统进行 1 100 V 电压等级仿真验证。参数设置: $L_1 = 150 \mu\text{H}$, $C_f = 110 \mu\text{F}$ (角型); L_2 通过并网变压器的漏感等效, 不设具体参数; 直流母线电压 1 800 V, 电网电压 1 140 V; $T_c = 1/3\ 000 \text{ s}$ 。图 7 所示为改善 SVPWM 调制方式对共模电流的影响波形。可以看出, 改善后的共模电压有所降低, 共模电流也降低。

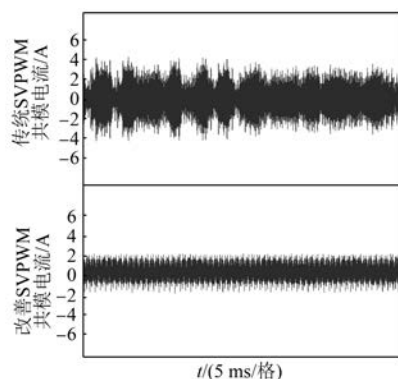


图7 改善 SVPWM 前后的共模电流

进一步地, 在 3 MW 试验平台上进行功率试验, 试验样机参数和仿真保持一致。

图 8 所示为采用传统 SVPWM 策略和改善 SVPWM 策略下直流母线中点的电压波动曲线。可以看出, 剔除对共模影响较大的小矢量和部分零矢量, 改善 SVPWM 策略对于中点电压的影响较小。

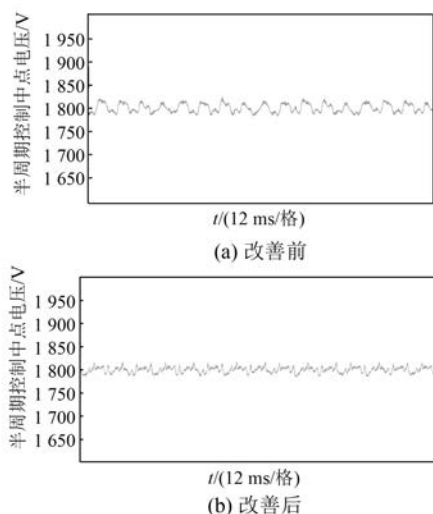


图8 样机中点电压

为了验证半周期控制下的有源阻尼效果, 调大电流内环 K_p 系数, 使得系统在单周期有源阻尼

控制下发生谐振, 并网电流波形如图 9(a) 所示。保持 K_p 参数不变, 改用半周期控制, 并网电流波形如图 9(b) 所示。可以看出, 改用半周期控制后谐振消失, 与单周期控制相比, 半周期控制下的有源阻尼鲁棒性更强。

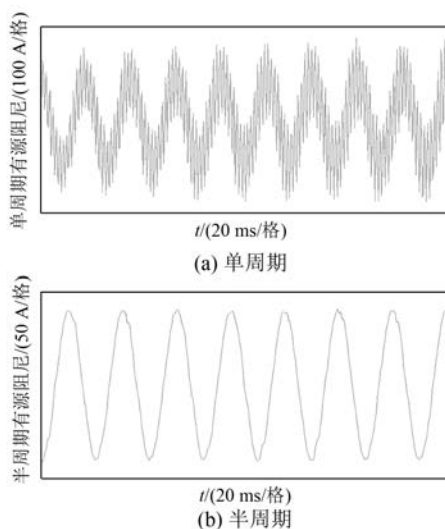


图9 单周期控制与半周期控制并网电流波形对比

5 结 语

本文基于三电平逆变器经 LCL 滤波器并网系统, 研究了改善 SVPWM 调制策略, 有效降低了共模电压。然后分析了传统单周期控制下电容电流的控制延时, 通过采用双采样占空比更新的方法, 可以将控制延时减半, 对比单周期和半周期控制下的阻抗频率曲线, 分析结果表明半周期控制对电容电流反馈延时补偿的有效性。最后, 通过仿真和试验得出, 该改善 SVPWM 策略能够有效降低共模电压, 且对中点电压平衡的影响较小。另外, 与单周期控制相比, 半周期控制对电容电流反馈延时的鲁棒性更强。

【参考文献】

- [1] ZHONG E, CHEN S, LIPO T A. Improvements in EMI performance of inverter-fed motor drives [C] // Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-ASPEC'94, 1994.
- [2] 雷一, 赵争鸣, 袁立强, 等. LCL 滤波的光伏并网逆变器阻尼影响因素分析 [J]. 电力系统自动化, 2012, 36(21): 36.

(下转第 109 页)