

基于 SOGI-FLL 的 MMC-RPC 环流分析与抑制

宋平岗¹, 龚家康¹, 周振邦², 肖 丹¹

(1. 华东交通大学 电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013;
2. 中车株洲所电气技术与材料工程研究院, 湖南 株洲 412001)

摘 要: 针对模块化多电平构造的新型铁路功率调节器(MMC-RPC)在牵引供电系统电压扰动的非理想工况下运行时,内部环流严重影响其工作性能及运行效率,甚至造成供电系统中某些电力设备无法正常运行等诸多问题,提出在MMC交流侧采用新型SOGI-FLL锁频环控制器配合环流抑制侧采用的PIR控制器,共同对MMC-RPC内部环流进行准确跟踪及治理,改善MMC-RPC运行性能。当电压输入信号发生扰动时,新型SOGI-FLL相比于传统锁相环PLL能明显降低输出角频率的超调量,提高其响应速度。有效解决了采用PIR环流抑制器治理环流时,由系统频率偏移过大导致的谐波环流跟踪不准确且谐波环流治理效果不佳等问题。最后,在Matlab仿真平台搭建了MMC-RPC环流抑制仿真模型,仿真结果证实了采用SOGI-FLL控制器和PIR环流抑制器共同对MMC-RPC环流进行准确跟踪和抑制的优越性和有效性。

关键词: 模块化多电平; 环流抑制; 功率调节器; 比例积分谐振控制器; 二阶广义积分器; 锁频环; 高速铁路; 仿真

中图分类号: U223; TM76

文献标识码: A

doi: 10.13890/j.issn.1000-128x.2019.02.006

Analysis and Suppression of MMC-RPC Circulating Current Based on SOGI-FLL

SONG Pinggang¹, GONG Jiakang¹, ZHOU Zhenbang², XIAO Dan¹

(1. School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang, Jiangxi 330013, China;

2. CRRC ZIC Research Institute of Electrical Technology & Material Engineering, Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: In view of the problems of the modular multi-level structure of the new railway power regulator (MMC-RPC), such as the serious influence of internal circulating current on the performance and efficiency of traction power supply system under the non-ideal operating conditions of voltage disturbance, and even the failure of some power equipment in the power supply system, a new SOGI-FLL frequency-locked loop controller was proposed to cooperate with circulating current on the AC side of the MMC, the PIR controller was used in the suppression side to track and control the internal circulation of MMC-RPC accurately and improve the operation performance of MMC-RPC. When the voltage input signal was disturbed, the new SOGI-FLL could significantly reduce the overshoot of the output angular frequency and improve its response speed compared with the traditional PLL. It effectively solved the problems of inaccurate tracking of harmonic circulating current and poor harmonic circulating current control effect caused by excessive frequency offset of the system when PIR circulating current suppressor was used to control the circulating current. Finally, the MMC-RPC circulation suppression simulation model was built on the MATLAB simulation platform. The simulation results confirmed the superiority and effectiveness of using SOGI-FLL controller and PIR circulation suppressor to track and suppress the MMC-RPC circulation accurately.

Keywords: modular multilevel; circulating-current suppression; power regulator; proportional integral resonant controller; Second-order generalized integrator; frequency-locked loop; high-speed railway; simulation

供电系统带来了谐波、负序、无功功率等诸多电能质量问题, 为解决此类问题, 铁路功率调节器 (railway static power conditioner, RPC) 的运用得到了广泛的关注^[1-3]。传统 RPC 因其主体结构采用二电平或三电平换流器, 虽然能实现对铁路供电系统电能质量的有效治理, 但是存在诸多缺陷。模块化多电平换流器 (modular multilevel converter, MMC) 因其具有模块化程度高、开关频率低、电压变化率小等优势^[4-6], 已被广泛运用于牵引供电系统中, 构成新型 RPC (MMC-RPC)。新型 RPC 无需变压器就可直接联入牵引网, 但 MMC 的拓扑结构直接决定了 MMC 内部存在环流^[7]。MMC-RPC 内部环流能够影响 MMC-RPC 的运行效率, 甚至危及牵引供电系统的安全稳定运行。因此, 有效治理 MMC-RPC 内部环流是铁路牵引供电系统当前急需解决的问题。

MMC-RPC 内部环流能够直接与公共直流母线电流叠加, 比 MMC 内部环流更为复杂。复杂的 MMC-RPC 内部环流能够造成直流端电流和电压不同程度的波动, 危及 MMC-RPC 系统的稳定运行, 甚至造成某些电力设备长期处于非正常工况下运行, 降低系统安全稳定运行的工作效率^[8-9]。专家学者对环流抑制进行了相关研究: 文献 [10-11] 针对二倍频谐波环流抑制问题, 提出了一种二倍频负序旋转坐标系下的环流抑制策略, 该控制策略运用到 MMC-RPC 环流抑制中, 其坐标变换和相间解耦不仅增加了控制难度, 而且 MMC-RPC 内部含有较多其他倍频的复杂环流, 并不适用于牵引供电系统的环流治理; 文献 [12-14] 采用 PR 环流抑制器对环流进行有效抑制, 但由于 PR 控制器本身具有一定的局限性, 造成其稳定性不高, 难以实现对 MMC-RPC 内部环流有较为理想的抑制效果; 文献 [15-17] 对 MMC 环流抑制采用无需坐标变换、相间解耦的比例积分谐振控制器 (PIR), 在理想工况下, PIR 对 MMC 内部环流有着良好的抑制效果, 且稳定性较好。但由于 MMC-RPC 运行工况较为复杂, 常处于电压波动、频率偏移等非理想工况下运行, 无法实现对谐波环流的无差跟踪, 导致 PIR 抑制器对 MMC-RPC 内部环流治理效果不佳。

高速铁路的主要负载为电力机车, 当电力机车运行时, 牵引供电系统的电压经常发生一定程度的波动, 严重影响传统锁相环 PLL 对系统角频率的准确跟踪, 不能满足 MMC-RPC 环流抑制时对内部环流准确跟踪的基本要求。目前, 针对在系统角频率发生偏移的非理想工况下, 治理 MMC-RPC 内部环流的研究文献并不常见。为解决在系统电压发生波动时, 引起传统 PLL 对系统角频率无法实现无差跟踪的问题, 文献 [18-20] 在不同领域提出 SOGI-FLL 控制器, 不仅有效解决了无差锁频问题, 而且结构更加简单。将 SOGI-FLL 控制器运用到牵引供电系统中, 可以有效解决 PIR

控制器由系统频率偏移带来的谐波环流跟踪不准确和治理效果不佳等问题。本文通过对新型 SOGI-FLL 线性化分析可得, 在 MMC-RPC 系统处于电压扰动的非理想工况下, 其可以有效降低系统角频率的偏移超调量, 提升其响应速度。

针对以上在频率发生偏移的非理想工况下的环流抑制问题, 本文对 MMC-RPC 补偿原理及内部环流产生原理进行分析, 同时对新型 SOGI-FLL 控制器进行线性化分析和对环流抑制策略进行理论分析, 并通过 Matlab 仿真平台搭建 MMC-RPC 环流抑制模型, 仿真结果证实了上述方法的优越性及有效性。

1 MMC-RPC 环流分析

1.1 MMC-RPC 补偿原理

新型铁路功率调节器 MMC-RPC 结构框图如图 1 所示。2 个单相 MMC 通过共用 1 个直流侧电容, 背靠背连接在一起, 且 MMC 交流侧分别通过 2 个变压器直接联入左右两侧的供电桥臂。当左右 2 个供电桥臂上的机车负载存在差异时, 可以通过背靠背变流装置 MMC-RPC 转移供电桥臂两侧的有功功率, 且分别进行无功功率补偿, 使供电桥臂两侧的负荷均衡, 从而消除负序电流。

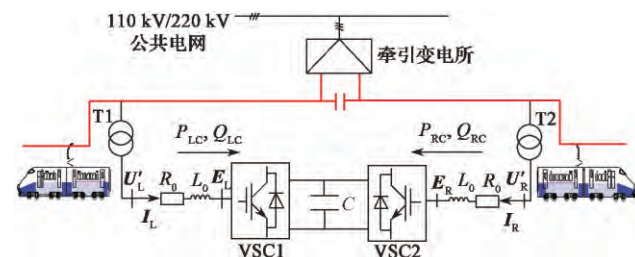


图 1 MMC-RPC 简化基本结构

电力机车的运行会伴随着大量谐波电流, 为降低谐波给牵引供电网带来的消极影响, MMC-RPC 需要向牵引供电系统注入反向谐波电流, 以抵消机车谐波带来的影响。因此, 在电力机车运行时, MMC-RPC 内部环流极其复杂, 影响其补偿效果。为提高 MMC-RPC 的补偿效果, 及时跟踪检测及治理 MMC-RPC 中这些成分复杂的谐波电流就显得十分关键。

1.2 MMC-RPC 环流原理分析

单相 MMC 示意图如图 2 所示, 它包含了上下 2 个桥臂, 每个桥臂上又含有若干个子模块、1 个等效电阻与 1 个等效电感。

假设每个桥臂有 N 个子模块, 且每个子模块电容为 C_{sub} , 则桥臂电容为

$$C_{arm} = \frac{C_{sub}}{N} \quad (1)$$

i_{diff} 为桥臂环流, 公式推导如下:

$$i_{diff} = (i_{up} - i_{dn})/2 \quad (2)$$

式中: i_{up} , i_{dn} 分别为上、下桥臂电流。

图 2 中 V_{CP} , V_{CN} 分别为上、下桥臂电容电压之和;

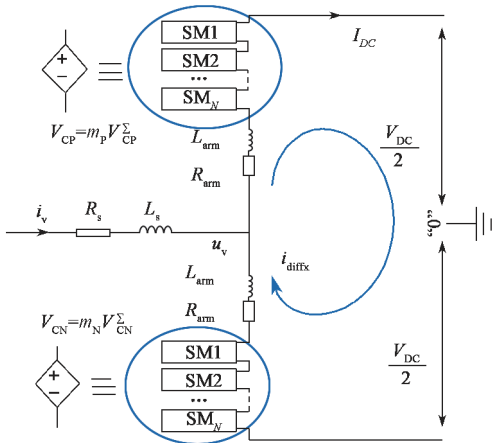


图 2 单相 MMC 示意图

V_{CP}^{Σ} , V_{CN}^{Σ} 分别为上、下桥臂子模块的电容电压; m_p, m_n 为上、下桥臂的调制信号。上、下桥臂调制信号如下式所示^[21-22]:

$$m_p = \frac{1}{2} (1 - M \cos(\omega t - \theta_m) - \dots - M_K \cos(K\omega t - \theta_{mK})) =$$

$$\left(\frac{1}{2} \right)_0 + \left(-\frac{M_d}{2} \right)_d \cos \omega t + \left(-\frac{M_q}{2} \right)_q \sin \omega t + \dots +$$

$$\left(-\frac{M_{dK}}{2} \right)_{dK} \cos(K\omega t) + \left(-\frac{M_{qK}}{2} \right)_{qK} \sin(K\omega t) \quad (3)$$

$$m_n = \frac{1}{2} (1 + M \cos(\omega t - \theta_m) - \dots - M_N \cos(K\omega t - \theta_{mN})) =$$

$$\left(\frac{1}{2} \right)_0 + \left(\frac{M_d}{2} \right)_d \cos \omega t + \left(\frac{M_q}{2} \right)_q \sin \omega t + \dots +$$

$$\left(-\frac{M_{dK}}{2} \right)_{dK} \cos(K\omega t) + \left(-\frac{M_{qK}}{2} \right)_{qK} \sin(K\omega t) \quad (4)$$

式中: 下标“0”表示静止坐标系下的直流分量; 下标“d”和“q”为基频分量在旋转坐标系下的投影; 下标“K”为 K 倍频分量。

根据式 (3)、式 (4) 可得:

$$i_{diff} = i_{diff0} + (i_{diff})_{d2} + (i_{diff})_{q2} + \dots + (i_{diff})_{dK} + (i_{diff})_{qK} \quad (5)$$

$$V_{CP}^{\Sigma} = V_{CP0}^{\Sigma} + (V_{CP}^{\Sigma})_d + (V_{CP}^{\Sigma})_q + \dots + (V_{CP}^{\Sigma})_{dK} + (V_{CP}^{\Sigma})_{qK} \quad (6)$$

$$V_{CN}^{\Sigma} = V_{CN0}^{\Sigma} + (V_{CN}^{\Sigma})_d + (V_{CN}^{\Sigma})_q + \dots + (V_{CN}^{\Sigma})_{dK} + (V_{CN}^{\Sigma})_{qK} \quad (7)$$

如果将桥臂电容作为一个整体, 则可得 V_{CP}^{Σ} 和 V_{CN}^{Σ} 的动态方程:

$$\frac{dV_{CP}^{\Sigma}}{dx} = -\frac{m_p i_{up}}{C_{arm}} = -\frac{m_p}{2C_{arm}} i - \frac{m_p}{C_{arm}} i_{diff} \quad (8)$$

$$\frac{dV_{CN}^{\Sigma}}{dx} = -\frac{m_n i_{up}}{C_{arm}} = -\frac{m_n}{2C_{arm}} i - \frac{m_n}{C_{arm}} i_{diff} \quad (9)$$

将基尔霍夫电压定律 KVL 运用在上、下 2 个桥臂可得:

$$\frac{U_{dc}}{2} + R_{arm} i_{up} + L_{arm} \frac{di_{up}}{dt} - m_p V_{CP}^{\Sigma} = U_v \quad (10)$$

$$-\frac{U_{dc}}{2} + R_{arm} i_{dn} + L_{arm} \frac{di_{dn}}{dt} - m_n V_{CN}^{\Sigma} = U_v \quad (11)$$

将式 (10)、式 (11) 结合式 (2), 整理可得桥臂环流动态方程如下:

$$\frac{di_{diff}}{dt} = -\frac{R_{arm} i_{diff}}{L_{arm}} + \frac{m_p V_{CP}^{\Sigma}}{2L_{arm}} + \frac{m_n V_{CN}^{\Sigma}}{2L_{arm}} - \frac{U_{dc}}{2L_{arm}} \quad (12)$$

由环流产生原理分析可得, 在 MMC 交流侧精确追踪角频率、相角和检测电流, 对环流抑制器抑制环流显得尤为重要。

2 相角及电流检测

2.1 SOGI-FLL 线性化分析

为更准确地追踪牵引供电系统的角频率和相角, 本文采用 SOGI-FLL 代替传统的锁相环。其结构图如图 3 所示。

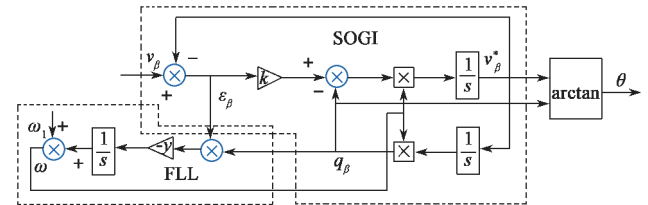


图 3 新型 SOGI 的结构框图

根据 SOGI-FLL 结构框图所示, 可得 SOGI 开环传递函数:

$$v_{\beta}^* = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} v_{\beta} \quad (13a)$$

$$q_{\beta}^* = \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2} v_{\beta} \quad (13b)$$

式中: v_{β} 为 SOGI 输入信号; v_{β}^*, q_{β}^* 为输出信号; k 为增益; ω 为 FLL 输出角频率; ω_1 为电网理想角频率。

当电网电压发生畸变时, 相当于给牵引电压施加 1 个小扰动量, 其输入信号可表示为

$$v_{\beta} = V_{\beta 1} [\omega_1] + \Delta v_{\beta h} \quad (14)$$

当输入的电压信号受到小扰动时, 给 SOGI 输出信号及 FLL 输出角频率和相角带来的影响, 如下所示:

$$v_{\beta}^* = V_{\beta 1}^* [\omega_1] + \Delta v_{\beta h}^* \quad (15a)$$

$$q_{\beta}^* = q_{\beta 1}^* [\omega_1] + \Delta q_{\beta h}^* \quad (15b)$$

$$\omega = \omega_1 + \Delta \omega_h \quad (15c)$$

$$\theta(t) = \theta_1(t) + \Delta \theta(t) \quad (15d)$$

式中: $V_{\beta 1}^* [\omega_1], q_{\beta 1}^* [\omega_1]$ 分别代表在理想频率 ω_1 下, SOGI 的输出信号; $\Delta v_{\beta h}^*, \Delta q_{\beta h}^*$ 表示 SOGI 输入信号扰动量给 SOGI 输出信号带来的偏差量; $\Delta \omega_h, \Delta \theta(t)$ 表示 SOGI 输入信号扰动量给 FLL 中角频率及输出相角带来的偏差。

将式 (14)、式 (15a) 和式 (15c) 代入式 (13a)

中, 可将输出电压信号线性化处理为

$$v_{\beta}^* = V_{\beta 1}^*[\omega_1] + \Delta v_{\beta h}^* = \underbrace{\frac{k\omega_1 s}{s^2 + k\omega_1 s + \omega_1^2} V_{\beta 1}[\omega_1]}_{V_{\beta 1}^*[\omega_1]} + \frac{k\omega_1 s}{s^2 + k\omega_1 s + \omega_1^2} \Delta v_{\beta h} - \frac{2\omega_1 \Delta\omega_h}{s^2 + k\omega_1 s + \omega_1^2} V_{\beta 1}^*[\omega_1] + k\Delta\omega_h s \underbrace{(V_{\beta 1}[\omega_1] - V_{\beta 1}^*[\omega_1])}_0 \quad (16)$$

当系统在理想频率且处于稳定状态时, 结合式 (16) 和 $V_1=1$ 可得关系式 (17):

$$\left. \begin{aligned} V_{\beta 1}^*[\omega_1] &= V_{\beta 1}[\omega_1] \cdot \frac{k\omega_1 s}{s^2 + k\omega_1 s + \omega_1^2} \\ V_{\beta 1}^*[\omega_1] &= V_{\beta 1}[\omega_1] = V_1 \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

结合式 (16)、式 (17), 可得由输入电压扰动量带来的输出电压偏差如下所示:

$$\Delta v_{\beta h}^* = \frac{k\omega_1 s}{s^2 + k\omega_1 s + \omega_1^2} \Delta v_{\beta h} - 2 \frac{\omega_1^2}{s^2 + k\omega_1 s + \omega_1^2} \cdot \frac{\Delta\omega_h}{\omega_1} \quad (18)$$

在式 (18) 中, 在理想频率下, SOGI 不仅提供了一个输入电压扰动量 $\Delta v_{\beta h}$, 而且施加的电压扰动量 $\Delta v_{\beta h}$

$$\Delta\omega_h = - \underbrace{\frac{2\gamma k(s^2 + \omega_1^2)\omega_1^2}{s(s^2 + k\omega_1 s + \omega_1^2)^2 + 2s(s^2 + k\omega_1 s + \omega_1^2)\omega_1(k s + 2\omega_1) + 2k\gamma\omega_1(s^2 + 2\omega_1^2)}}_{H(s)} \Delta v_{\beta h} \quad (21)$$

$$\Delta\theta(t) = \frac{-q_{\beta 1}^*(t) \cdot \Delta v_{\beta h}^*(t) + V_{\beta 1}^*(t) \cdot \Delta q_{\beta h}^*(t)}{q_{\beta 1}^{*2}(t) + V_{\beta 1}^{*2}(t)} \quad (22)$$

将式 (21) 代入式 (18), 可进一步将表达式 (18) 中的输出电压扰动量进行线性化处理, 如下所示:

$$\Delta v_{\beta h}^* = \left(\frac{k\omega_1 s}{s^2 + k\omega_1 s + \omega_1^2} + \frac{2\omega_1}{s^2 + k\omega_1 s + \omega_1^2} \cdot H(s) \right) \cdot \Delta v_{\beta h} \quad (23)$$

根据上文对 SOGI-FLL 的线性化处理可知, 当电压发生小扰动时, 能给系统的角频率及相位产生一定的影响。这是传统锁相环所不具备的, 结合上文的电流检测原理及环流原理分析, 这对环流抑制器抑制环流能起到关键作用。

2.2 电流检测

根据上文环流机理分析, 准确跟踪系统角频率和相位对电流的检测显得十分关键。根据上文线性化分析 SOGI-FLL 可知: 在牵引网电压发生畸变时, 其能明显反应出电压扰动给系统角频率带来的影响。单相电流检测原理如图 4 所示。

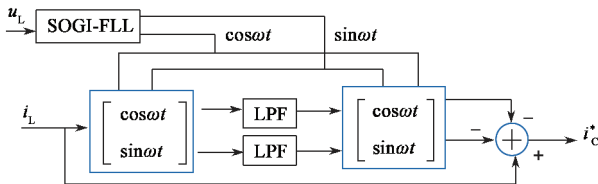


图 4 电流检测框图

产生了来自于 FLL 输出的角频率误差 $\Delta\omega_h$ 。由于上文对 SOGI 进行线性化处理, 故 FLL 输出的角频率 ω 及相角 $\theta(t)$ 也应该是线性化的。

根据结构框图所示, 输出的角频率 ω 及相角 $\theta(t)$ 的传递函数为:

$$\omega = -\frac{\gamma}{s} (v_{\beta} - v_{\beta}^*) q_{\beta} = -\frac{\gamma}{s} \left(1 - \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \right) \cdot \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2} v_{\beta} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \theta_1(t) + \Delta\theta(t) = \\ \theta_1(t) &+ \frac{\partial \arctan(q_{\beta}^*/v_{\beta}^*)}{\partial v_{\beta}^*} \underbrace{(v_{\beta}^*(t) - V_{\beta 1}^*(t))}_{\Delta v_{\beta h}^*(t)} + \\ &\frac{\partial \arctan(q_{\beta}^*/v_{\beta}^*)}{\partial q_{\beta}^*} \underbrace{(q_{\beta}^*(t) - q_{\beta 1}^*(t))}_{\Delta q_{\beta h}^*(t)} \end{aligned} \quad (20)$$

根据上文分析, 输出的角频率误差 $\Delta\omega_h$ 及相角偏差 $\Delta\theta(t)$ 同样可做线性化处理。将式 (14)、式 (15c) 代入式 (19) 可得角频率误差 $\Delta\omega_h$; 将式 (15a)、式 (15b)、式 (15d)、式 (20) 结合, 可得相角偏差 $\Delta\theta(t)$ 。

根据电流检测原理可知: SOGI-FLL 在跟踪系统角频率和相角信息时发挥着巨大的作用, 避免了由传统锁相环锁相不精准带来的检测电流差异问题。

3 MMC-RPC 环流抑制策略

3.1 谐振控制器

由于机车运行给牵引供电系统带来了大量谐波电流, 因此 MMC-RPC 需要向供电桥臂注入与其相位相反的谐波电流, 导致 MMC-RPC 内部电流极其复杂; 而且 PI 调节器又难以实现对 MMC-RPC 内部电流指令进行快速、无静差调节, 故单纯使用 PI 调节器无法实现抑制 MMC-RPC 内部环流的最终目的。

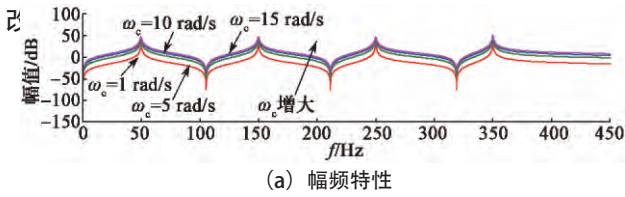
为实现上述目标, 谐振控制器得到了众多专家学者的广泛关注^[13, 17], 其传递函数如下所示:

$$R(\omega) = \frac{2K_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \quad (24)$$

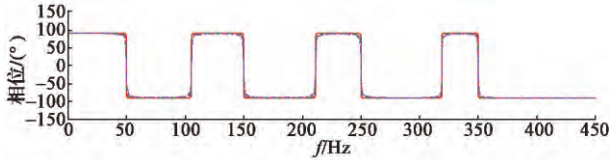
式中: K_r 为谐振系数; ω_c 为截止频率。

图 5 为并联谐振控制器在谐振点为基频、3 倍频、5 倍频、7 倍频的波特图, 由此分析可得谐振控制器对特定频率信号的增益具有无穷大的特点, 且在非谐振频率的增益很小。因此在 PI 控制器上并联多个谐振控制器, 可以实现对多次谐波进行快速、集中控制。但机车运行工况较为复杂, 导致牵引供电系统的系统角频率随时都有可能发生波动, 无法实现无差调节。将

具有准确锁频功能的 SOGI-FLL 控制器运用在谐振控制器中, 锁频环准确跟踪角频率 ω 能够实现谐振控制器适应系统角频率变化的影响, 实现无静差调节。其



(a) 幅频特性



(b) 相频特性

图 5 谐振控制器的波特图

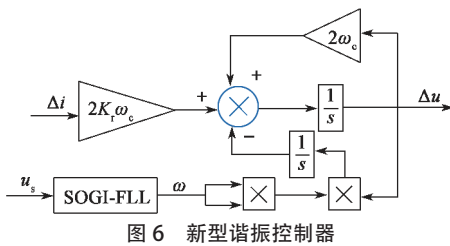


图 6 新型谐振控制器

3.2 PIR 电流内环控制器

在抑制 MMC 内部环流的过程中, MMC-RPC 桥臂所需的调制电压信号十分重要。为得到 d, q 轴下 MMC-RPC 桥臂期望的调制电压信号, 需对输出电流采用 PI 控制进行解耦, 即:

$$\begin{cases} e_{sd}^* = u_{sd} - 2\omega L_0 i_{sq} + \left(k_{ip} + \frac{k_{ii}}{s} \right) (i_{sd}^* - i_{sd}) \\ e_{sq}^* = u_{sq} + 2\omega L_0 i_{sd} + \left(k_{ip} + \frac{k_{ii}}{s} \right) (i_{sq}^* - i_{sq}) \end{cases} \quad (25)$$

由前文分析可知, 为准确、集中对 MMC 内部环流进行有效抑制, 需在传统 PI 控制器上并联若干个谐振控制器, 其结构框图如图 7 所示。

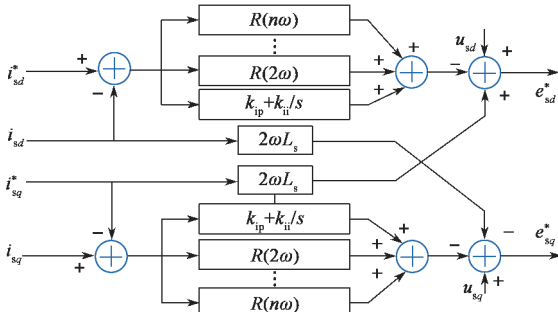


图 7 基于 PIR 的电流内环解耦控制系统

结合谐振控制器的传递函数, PIR 控制器传递函数表达式为

$$G_{PIR}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \sum_{n=2k} R(n\omega) \quad (26)$$

3.3 外环控制器

由于牵引供电系统中的负载为电力机车, 且机车

运行的工况较为复杂多变, 常常伴随着功率的转换。为保持 MMC-RPC 系统直流端的平稳和功率的平衡, 保证牵引供电系统的安全、可靠运行, 必须有一个换流器采用定直流电压外环控制, 以实现直流电压的稳定; 另一个换流器则采用定功率外环控制, 可根据机车负载的变化进行相应的实时调整, 以保证系统的安全、稳定运行。

4 仿真实证

为验证对 MMC-RPC 环流追踪与抑制的效果, 通过 Matlab 仿真平台搭建模型进行仿真试验。首先, 单独验证在电网电压扰动工况下, 电压扰动量对系统输出角频率及相角的影响, 验证 SOGI-FLL 的优越性; 其次, 通过 MMC-RPC 整体仿真, 验证采用 PIR 控制策略对 MMC 内部环流的抑制效果。

4.1 SOGI-FLL 性能对比验证

MMC-RPC 常在牵引供电系统具有小扰动的非理想工况下运行, 电压扰动量对 MMC-RPC 输出角频率及相角的精确跟踪具有一定影响, 从而间接影响电流信号的准确性。本试验通过对 SOGI-FLL 和锁相环 (PLL) 的对比仿真, 可以更为直观地得出电压小扰动量对其各自输出角频率的影响。

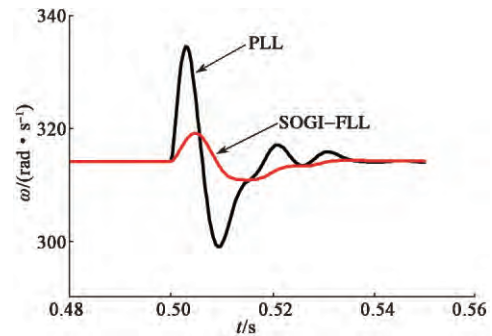


图 8 输出角频率对比分析

由图 8 可得: 与 PLL 相比较, 采用 SOGI-FLL 控制器不仅可以明显降低 FLL 输出角频率的超调量, 而且系统角频率恢复至平稳只需 0.02 s, 而采用 PLL 需要 0.04 s, 响应时间缩短了 0.02 s, 接近恢复平稳所需时间的一半。仿真结果不仅证实了 SOGI-FLL 控制器的优越性及有效性, 而且其对 MMC-RPC 的稳定运行具有重大实际意义。

4.2 环流抑制效果验证

为验证上文分析的在 MMC 交流侧使用 SOGI-FLL 控制器和环流抑制器采用 PIR 控制器对 MMC-RPC 环流抑制的有效性, 在 Matlab 仿真平台搭建了完整的 MMC-RPC 仿真模型, 其主要参数如表 1 所示。

仿真结果所得的环流抑制效果如图 9 所示。由于 MMC-RPC 两侧结构背靠背对称, 为节省文章篇幅, 仅对 MMC-RPC 一侧的 A 相环流抑制效果进行对比分析。

通过对比图 9 可知, 采用 PIR 环流抑制器对

MMC-RPC 内部环流的治理具有一定效果。再通过进一步分析在有 PIR 环流抑制器的基础上, 对比有无 SOGI-FLL 控制器环流抑制效果的差异, 可得采用 SOGI-FLL 控制器准确跟踪系统角频率后的环流抑制效果不仅更为明显, 而且环流抑制响应时间也比无 SOGI-FLL 快了近 1 ms。通过在 Matlab 仿真再搭建模型验证了采用 SOGI-FLL 控制器和 PIR 控制器共同治理 MMC-RPC 内部环流的优越性和可行性。

表 1 仿真参数

参数名称	参数值
公共电网电压有效值 U_m/kV	220
系统频率 f/Hz	49~51
牵引供电网额定电压 U_L 和 U_R/kV	27.5
直流环节额定电压 U_{dc}/kV	55
交流侧电阻 / 电感 (R_0/L_0)	0.2 $\Omega/10\text{ mH}$
上下桥臂子模块数量 $N/\text{个}$	20
每个子模块电容 C/mF	12
上下桥臂等效电阻 / 电感 (R_s/L_s)	0.5 $\Omega/10\text{ mH}$

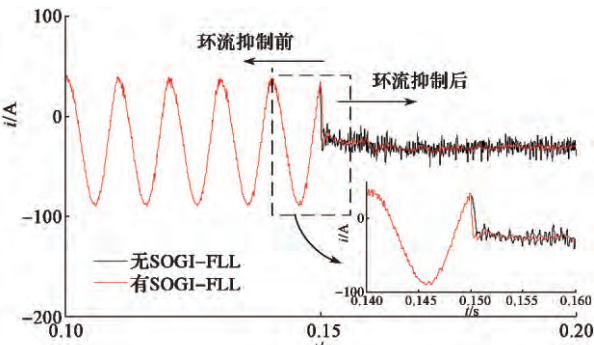
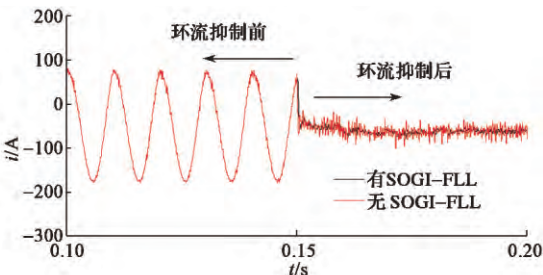


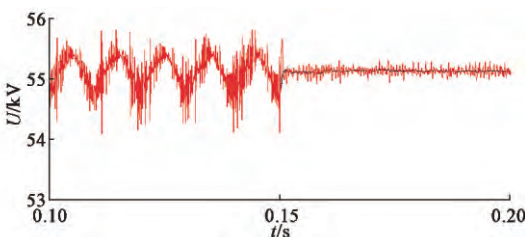
图 9 MMC-RPC 交流电流

4.3 直流端稳定性验证

由于 MMC-RPC 环流会流入直流端, 对直流端的电流、电压均会造成不同程度的影响, 将有可能影响 MMC-RPC 的运行特性。图 10 为环流抑制前后, MMC-RPC 直流端电流、电压波形图。



(a) 直流端电流



(b) 直流端电压

图 10 MMC-RPC 直流端电流电压

根据对比分析环流抑制前后直流端电流、电压波形, 可得 MMC-RPC 内部环流的有效治理对直流端的稳定运行具有一定的影响。又根据上文分析可知, 由于 SOGI-FLL 控制器和 PIR 环流抑制器的共同作用, 对牵引供电系统内部环流的治理效果更佳。进一步对比分析有无 SOGI-FLL 控制器, 对直流端电流、电压波形的差异可得, MMC-RPC 内部环流抑制效果越佳, 直流端就越稳定。直流端电流、电压波动越小, 对某些电力设备的影响就越小, 甚至可以忽略这种不良影响。试验证实了对 MMC-RPC 内部环流的有效治理, 对提高牵引供电系统安全稳定运行性能的重要性。

5 结论

MMC-RPC 内部环流严重影响了 MMC-RPC 工作性能, 给铁路牵引供电系统带来了诸多电能质量问题。本文针对治理 MMC-RPC 内部环流问题, 采用 SOGI-FLL 及 PIR 控制器, 在 Matlab/Simulink 仿真平台搭建 MMC-RPC 模型, 验证其治理效果。根据仿真试验, 可得如下结论:

- ① SOGI-FLL 控制器的应用, 可以有效降低输出角频率的超调量, 缩短响应时间, 对系统角频率的准确跟踪具有重大意义。
- ② 在采用 PIR 控制器对运行工况复杂的 MMC-RPC 环流进行治理时, SOGI-FLL 控制器的运用, 不仅可以有效提高环流抑制效果, 而且有助于牵引供电系统的安全稳定运行。

参考文献:

[1] CHEN Baichao, ZHANG Chenmeng, TIAN Cuihua, et al. A hybrid electrical magnetic power quality compensation system with minimum active compensation capacity for V/V cophase railway power supply system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(6): 4159-4170.

[2] 宋平岗, 周振邦, 董辉. 采用虚拟惯性的 MMC-RPC 功率同步控制策略 [J]. 电网技术, 2017, 41(12): 4014-4021.

[3] XIE Bin, ZHANG Zhiwen, LI Yong, et al. Reactive power compensation and negative-sequence current suppression system for electrical railways with YNvd-connected balance transformer-Part II: Implementation and verification [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(12): 9031-9042.

[4] 周阳, 李群湛. 基于 MMC 的同相供电有源补偿器 [J]. 铁道学报, 2017, 39(4): 25-31.

[5] 梁营玉, 刘涛, 李岩, 等. 基于新型广义积分器的 MMC-HVDC 桥臂电流控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(22): 6708-6718.

[6] 李金科, 金新民, 吴学智, 等. 不平衡交流电网模块化多电平变流器特性分析及环流抑制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(12): 3535-3544.

[7] 宋平岗, 林家通, 李云丰. 基于 MMC 铁路功率调节器的环流分析与抑制策略 [J]. 高压技术, 2016, 42(11): 3539-3547.

[8] 王之赫, 荆龙, 吴学智, 等. 基于 MMC 的铁路功率调节器环流抑制策略 [J]. 电源学报, 2014(6): 79-85.

[9] 贺西, 马伏军, 刘振文, 等. 模块化铁路调节器并联系统的环

- 流分析及抑制 [J]. 电网技术, 2017, 42(2): 610-616.
- [10] 岳雨霏, 徐千鸣, 马伏军, 等. 基于子模块电压波动估计的 MMC 双环二倍频环流抑制策略 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(10): 20-32.
- [11] 姚骏, 赵磊, 谭义, 等. 适用于模块化多电平换流器的环流抑制策略 [J]. 电网技术, 2016, 40(9): 2764-2771.
- [12] ZHAN H L, ZHU Z Q, ODAVIC M. Analysis and suppression of zero sequence circulating current in open winding PMSM drives with common DC bus [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(4): 3609-3620.
- [13] 苑宾, 许建中, 赵成勇, 等. 模块化多电平换流器 PR 环流抑制器优化设计 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2567-2575.
- [14] WANG Jinyu, LIANG Jun, WANG Chengfu, et al. Circulating current suppression for MMC-HVDC under unbalanced grid conditions [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(4): 3250-3259.
- [15] 徐千鸣, 罗安, 马伏军, 等. 谐振滤波型模块化多电平换流器低频控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(2): 489-498.
- [16] XIA Changliang, JI Bingnan, YAN Yan. Smooth speed control for low-speed high-torque permanent-magnet synchronous motor using proportional - integral - resonant controller [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(4): 2123-2134.

- [17] 张海洋, 许海平, 方程, 等. 基于比例积分 - 准谐振控制器的直驱式永磁同步电机转矩脉动抑制方法 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(19): 41-51.
- [18] ZHAO R, XIN Z, LOH P C, et al. A novel flux estimator based on multiple second-order generalized integrators and frequency-locked loop for induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(8): 6286-6296.
- [19] 刘桂花, 曹小娇, 王卫. 弱电网下单相光伏并网逆变器锁频环同步方法 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(19): 5022-5029.
- [20] XIN Zhen, ZHAO Rende, BLAABJERG F, et al. An improved flux observer for field-oriented control of induction motors based on dual second-order generalized integrator frequency-locked loop [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(1): 513-525.
- [21] JOVCIC D, JAMSHIDI Far A. Phasor model of modular multilevel converter with circulating current suppression control [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(4): 1889-1897.
- [22] JAMSHIDI Far A, JOVCIC D. Small-signal dynamic DQ model of modular multilevel converter for system studies [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(1): 191-199.

作者简介: 宋平岗 (1965—), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为电力电子与新能源。

(上接第 27 页)

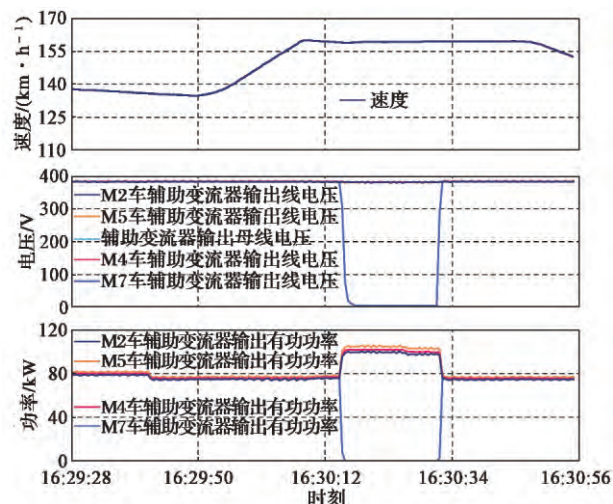


图 11 辅助变流器投切时输出电压和功率变化

4 结语

针对 350 km/h 中国标准动车组辅助供电系统母线并网供电的需求, 对并联供电方式进行分析, 采用适用于动车组的无互联线并网技术。本文对无互联线辅助供电并网三相锁相技术和下垂控制进行了研究, 并给出了其控制算法原理。实车试验表明, 350 km/h 中

国标准动车组辅助供电并网控制技术动态响应快、均流效果好, 达到了预定并网效果。

参考文献:

- [1] 张尧, 马皓, 雷彪, 等. 基于下垂特性控制的无互联线逆变器并联动态性能分析 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(3): 42-48.
- [2] 张丹红, 李乐, 刘开培. 无互联线逆变器并联控制的一种改进下垂算法 [J]. 武汉大学学报 (工学版), 2006, 39(5): 97-101.
- [3] 中国铁路总公司. 关于印发《时速 350 公里中国标准动车组暂行技术条件》的通知: 铁总科技 [2014] 50 号 [S]. 北京: 中国铁路总公司, 2014.
- [4] 陈杰. 城轨列车辅助供电系统高品质波形控制及无互联线并联关键技术研究 [D]. 北京: 北京交通大学, 2014.
- [5] FUKUDA S, MATSUSHITA K. A control method for parallel-connected multiple inverter systems [C] // IET. 1998 Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (IEE Conf. Publ. No.456). London: IET, 1998: 175-180.
- [6] 洪小圆, 吕征宇. 基于同步参考坐标系的三相数字锁相环 [J]. 电工技术学报, 2012, 27 (11): 203-210.
- [7] 龚锦霞, 解大, 张延迟. 三相数字锁相环的原理及性能 [J]. 电工技术学报, 2009, 24(10): 94-99.

作者简介: 宋永丰 (1988—), 男, 硕士, 助理研究员, 主要从事动车组牵引辅助系统性能研究及检测。