

MMC-RPC的功率同步平坦控制策略

宋平岗,周鹏辉,肖 丹,杨声弟

(华东交通大学 电气与自动化工程学院,江西 南昌 330013)

摘要:为解决牵引供电系统中电能质量差、抗扰动性弱以及常规解耦矢量控制中短路比对锁相环参数的影响问题,在功率同步控制的基础上,结合电流矢量控制和微分平坦理论,提出一种适用于模块化多电平换流器型铁路功率调节器的功率同步平坦控制策略。功率同步环将模块化多电平换流器模拟成同步发电机,为牵引网提供惯性支撑。基于微分平坦的电流环由前馈控制和动态误差反馈2部分组成,能有效限制短路电流,提高了电流环的动态响应特性。在MATLAB/Simulink中搭建仿真系统,通过与功率同步控制策略进行对比,并在3种不同工况下进行仿真,仿真结果验证了该控制策略响应速度快且精度高。

关键词:模块化多电平换流器;铁路功率调节器;V/v牵引变压器;功率同步控制;微分平坦理论;锁相环

中图分类号:TM 46;U 223

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.201910016

0 引言

近年来,我国电气化铁路发展迅速,已成为世界上规模最大、速度最快的高速铁路。由于电气化铁路采用单相供电方式和牵引负荷的影响,牵引网中存在大量的无功、谐波等问题^[1-4]。为提高牵引网的电能质量,目前主要采用铁路功率调节器RPC(Railway static Power Conditioner)、静止无功发生器^[5]、静止无功补偿器^[6]等方案,与其他方案相比因RPC具有独立解决牵引网中存在的电能质量等问题的能力而被广泛认可^[7-9]。基于两电平电压源换流器VSC(Voltage Source Converter)结构的传统RPC,由于单个器件耐压水平的限制,需降压变压器和辅助多重化方式,不利于实际应用。相比于传统VSC结构,模块化多电平换流器MMC(Modular Multilevel Converter)具有模块化程度高、输送电能质量高和传输功率损耗小等优点。有学者提出通过4个背靠背的H桥型MMC构造新型RPC,即MMC-RPC^[10],可实现牵引侧直接并网,且无静态均压等问题^[7,9]。

在柔性直流输电领域,电流矢量控制是最常用的控制策略,但在弱交流系统中使用该策略,会产生低频共振,影响电流矢量控制,另外锁相环PLL(Phase Locked Loop)的动态响应特性会对换流器产生不利影响^[11-12]。为此,有学者提出一些新的控制方法来减弱在弱交流系统中PLL对系统的影响。文献[11]提出了功率同步控制PSC(Power Synchronization Control)方法,以有功功率作为中间环节,联系交流系统和换流器,使VSC具有自同步功能。文

献[13]在PSC的基础上加入电流环以起到限制短路电流的作用。文献[12]指出采用PLL的双闭环矢量控制在短路比小于1.3时直流系统难以正常运行。类似于柔性直流输电,MMC-RPC在运行时最常用的也是电流矢量控制,该控制方法在控制效果和动态响应方面具有较好的优越性,牵引网是一个典型的弱交流系统^[14],而目前对MMC-RPC提供惯性支撑的文献较少,因此有必要对其进行进一步深入研究。

本文以V/v牵引变压器的供电系统为例,通过二阶广义积分器(SOGI)构造正交分量,并进行功率补偿量的求取。根据同步发电机转子运动方程引入PSC,取代PLL并对MMC-RPC进行有功类控制,然后应用微分平坦理论建立电流环,内环电流状态变量由前馈控制量和误差补偿控制量2部分组成,前馈控制为期望输出值轨迹,误差补偿控制用来调节期望值与实际值之间的误差,该内环电流控制中不存在惯性环节,受系统影响较小,跟踪精确,响应速度更快。最后,在MATLAB/Simulink中搭建仿真系统,证明所提控制策略的有效性与可行性。

1 单相H桥型MMC系统结构

MMC-RPC简化结构如图1所示。公用电网三电流经牵引变电所中的V/v变压器降压为2个单相交流电为L、R两侧牵引网供电。文中采用2个单相H桥型MMC SPH-MMC(Single Phase H-bridge MMC)

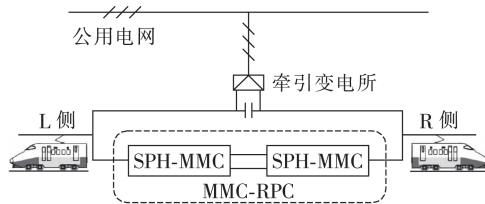


图1 MMC-RPC结构示意图

Fig.1 Structure diagram of MMC-RPC

收稿日期:2018-08-27;修回日期:2019-09-03

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51367008)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51367008)

背靠背直接接入L、R两侧供电臂,实现对牵引网电能质量的综合治理。

以图2所示的MMC-RPC一侧连接极弱受端牵引网为例,研究其控制策略。如图2所示,受端牵引网为具有高阻抗特性的弱交流系统,其由理想电压源 u_s 、换流站电压 u_c 、公共连接点(PCC)电压 u_1 、等值电阻 R_s 和等值电感 L_s 构成,包含2个桥臂,上、下桥臂各由 N 个子模块(SM)组成。图中, i_s 为交流系统的电流; R_1 、 L_1 分别为MMC-RPC交流侧连接线路的电阻和电感; U_{cap} 为SM电容电压; i_{ap} 为a相上桥臂电流; i_{bp} 为b相上桥臂电流; i_{an} 为a相下桥臂电流; i_{bn} 为b相下桥臂电流; u_{1a} 、 u_{1b} 分别为a、b相的节点电压; U_{dc} 为直流侧电压; R_0 、 L_0 分别为桥臂上的电阻、电感。

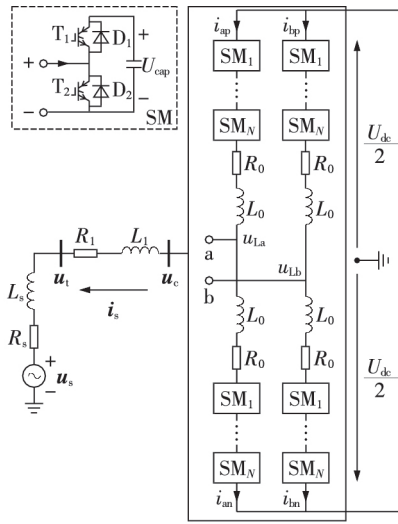


图2 SPH-MMC系统结构图

Fig.2 Structure of SPH-MMC system

根据图2拓扑结构和基尔霍夫定律可得:

$$u_c - u_1 = L_1 \frac{di_s}{dt} + R_1 i_s \quad (1)$$

2 功率综合补偿计算

2.1 正交分量生成器

牵引网为单相交流电,只有一个自由度,不同于三相交流电可直接进行坐标变换和功率的计算,为此需要构造一个与实际量正交的虚拟量。令正弦信号产生 90° 相角偏移有多种方法,如微分、延时法^[15]、全通滤波器(APF)法^[16]等,但这些方法无法抑制谐波且在频率变化时响应速度慢。为此本文通过图3所示的SOGI构造正交虚拟量。

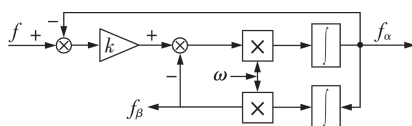


图3 SOGI基本结构框图

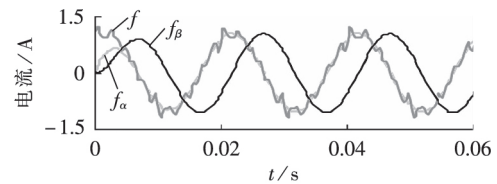
Fig.3 Basic structure diagram of SOGI

由图3可得SOGI传递函数为:

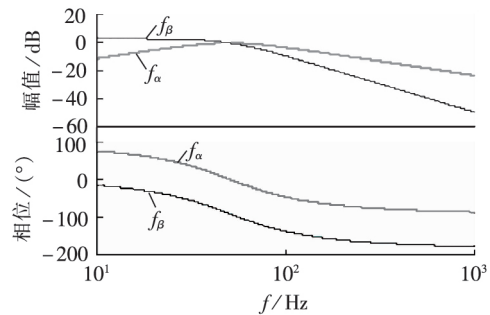
$$\begin{cases} \frac{f_\alpha(s)}{f(s)} = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \\ \frac{f_\beta(s)}{f(s)} = \frac{k\omega}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \end{cases} \quad (2)$$

其中, ω 为谐振频率; k 为SOGI系统参数,其大小影响系统性能、综合滤波效果和动态性能,取 $k=1.414$ 。

图4为SOGI时域、频域特性曲线。由图可知,SOGI的输出量 f_α 和输出量 f_β 幅频相同,从相频特性可以看出 f_β 相比 f_α 滞后 90° ,即 f_α 和 f_β 为正交关系。当输入的基波信号 f 中还包含高次谐波分量时,从图4中的时域特性曲线可以看出SOGI除了能构造正交分量外还具有滤波作用,即SOGI也可作为自适应滤波器。



(a) 时域特性曲线



(b) 频域特性曲线

图4 SOGI时域、频域特性曲线

Fig.4 Time and frequency characteristic curve of SOGI

2.2 补偿功率计算

MMC-RPC通过转移有功功率,进行无功功率补偿并治理谐波实现电能质量的综合治理。图5为功率补偿前后牵引网中功率、电压和电流的相量关系图。假定L侧为轻载侧,R侧为重载侧。图中, u_i ($i=A, B, C$)为牵引变压器原边三相电压相量; P_{jref} 、 Q_{jref}

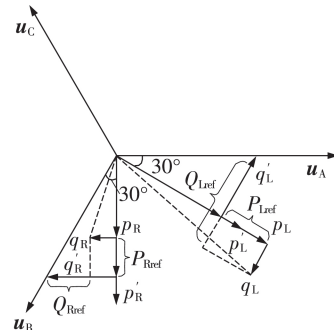


图5 功率补偿相量图

Fig.5 Phasor diagram of power compensation

($j=L, R$; 后同)为RPC j 侧牵引网提供的补偿功率; p_j, q_j 分别为 j 侧牵引供电臂上的有功功率、无功功率; p'_j 为补偿后理想状态下供电臂上的有功功率; q'_j 为使三相对称需补偿的无功功率。

分析图5可知,MMC-RPC需从轻载侧向重载侧转移有功功率差额的一半,使左右两侧桥臂有功平衡,此时a、b相两相电压对称。为使原边电流三相平衡,需消除负序电流,其无功功率的补偿量如下:

$$\begin{cases} Q_{L_ref} = -q_L - p'_L \tan 30^\circ \\ Q_{R_ref} = q_R - p'_R \tan 30^\circ \end{cases} \quad (3)$$

其中, $p'_L = p'_R = (p_L + p_R) / 2$ 为期望补偿的有功功率。

由于牵引网中存在大量谐波,为实现牵引网的综合治理,MMC-RPC需补偿相应的谐波分量,则MMC-RPC注入牵引网的总补偿功率为:

$$\begin{cases} P_{Lref} = (p_L - p_R) / 2 - P_{LH} \\ P_{Rref} = (p_R - p_L) / 2 - P_{RH} \\ Q_{Lref} = -q_L - p'_L \tan 30^\circ - Q_{LH} \\ Q_{Rref} = q_R - p'_R \tan 30^\circ - Q_{RH} \end{cases} \quad (4)$$

其中, P_{jH}, Q_{jH} 为供电臂上的谐波功率。由于MMC-RPC左右两侧结构完全对称,下文若无特殊说明,都以其R侧结构为例进行说明。式(5)为RPC输出的实时功率,值得说明的是,机车负载的基波和谐波功率也是采用单相瞬时功率计算方法求得的。

$$\begin{bmatrix} P_s \\ Q_s \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} u_{ud} & u_{uq} \\ u_{uq} & -u_{ud} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中, P_s, Q_s 分别为公共连接点注入系统的有功功率、无功功率的实测值; u_{ud}, u_{uq} 分别为公共连接点电压 d 轴、 q 轴分量; i_{sd}, i_{sq} 分别为公共连接点向系统注入电流的 d 轴、 q 轴分量。

3 功率同步平坦控制策略

3.1 PSC 原理

PSC是以有功功率作为连接换流器与交流系统的中间环节,规避了PLL,使换流器具有类似同步发电机自同步控制的性能,实现同步运行。

功率同步环是指将换流器模拟成同步发电机,将模拟成的同步发电机转子角度作为MMC所需要的相位。同步发电机运行特性主要受惯性和阻尼因素的影响,在系统扰动下,输入、输出功率不平衡时,同步发电机通过惯量来储存或释放能量,减缓频率的变化。同步发电机运动方程如下:

$$\begin{cases} J(d\Delta\omega / dt) = P_m - P_e - D\Delta\omega \\ d\theta / dt = \omega \end{cases} \quad (6)$$

其中, J 为转动惯量; P_m, P_e 分别为机械功率和电磁功率; $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ 为发电机电角度差, ω 和 ω_0 分别为转子角速度和额定角速度; D 为阻尼系数; θ 为发电机转子电角速度。将MMC的期望功率 P_{Rref} 和实际功率 P_s 分别代替 P_m 和 P_e , 其中 J 和 D 根据要求设定。

由式(6)可得功率同步环结构框图如图6所示。

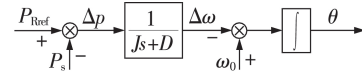


图6 功率同步环

Fig.6 Power synchronization loop

在机车运行过程中,供电臂两侧的功率受机车加/减载和过分相的影响会发生较大的变化,从而引起直流侧的电压变化,对换流器的稳定运行造成不利的影响。通常情况下,整流状态的换流器位于轻载侧且采用定直流电压控制,逆变状态的换流器位于重载侧采用定有功功率控制。定有功功率控制下, P_{ref} 通过上文的功率补偿计算求取;定直流电压控制下, P_{ref} 可通过式(7)来求取^[7]。

$$P_{ref} = (k_{p1} + k_{i1}/s)(U_{dc}^* - U_{dc}) \quad (7)$$

其中, k_{p1}, k_{i1} 分别为PI控制器的比例系数和积分系数; U_{dc}^* 为直流侧电压参考值。

由上述分析可知,功率同步环可实现2种有功类控制:定有功功率控制和定直流电压控制,即功率同步环具有实现有功类控制和取代PLL的双重功能。

无功-电压($Q-U$)控制由无功功率和交流电压控制模块组成,由于交流母线电压的主要影响因素为其流过的无功功率,因此可以通过电压幅值偏差和无功功率差额共同调整输出电压,无功功率实测值与参考值 Q_{ref} 的偏差经PI控制器可达到消除无功偏差的目的,其 $Q-U$ 偏差表达式为:

$$U_i^* = U_{i0} + (k_{p2} + k_{i2}/s)(Q_{ref} - Q_s) \quad (8)$$

其中, k_{p2}, k_{i2} 分别为PI控制器的比例系数和积分系数; U_i^* 为输出电压指令值; U_{i0} 为无功功率为0时参考点的电压; Q_s 为实际输出无功功率。当 $k_{i2}=0$ 时式(8)为常规的无功下垂控制。

保持交流电压与其 dq 坐标系的 d 轴方向一致,可得如下关系式:

$$\begin{cases} u_{ud}^* = U_i^* \\ u_{uq}^* = 0 \end{cases} \quad (9)$$

其中, u_{ud}^*, u_{uq}^* 分别为 d 轴、 q 轴电压指令值。由式(9)获取电压指令后,通过PI控制器,可获取电流内环指令值,由以上分析得出外环控制框图如图7所示。

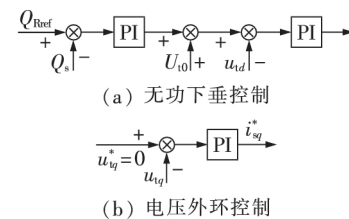


图7 $Q-U$ 控制环

Fig.7 $Q-U$ control loop

将式(1)转化为 dq 坐标系下的表达式为:

$$\begin{cases} L_1 di_{sd}/dt = -R_1 i_{sd} + \omega_0 L_1 i_{sq} + u_{cd} - u_{ld} \\ L_1 di_{sq}/dt = -R_1 i_{sq} - \omega_0 L_1 i_{sd} + u_{cq} - u_{lq} \end{cases} \quad (10)$$

其中, u_{ld} 、 u_{cd} 、 i_{sd} 和 u_{lq} 、 u_{cq} 、 i_{sq} 分别为 MMC 交流电压、内部电势、交流电流的 d 轴和 q 轴分量。

由式(10)可知, SPH-MMC 的控制目标为 i_{sd} 、 i_{sq} 跟踪预期期望值, 即输出电流能零稳态误差跟踪给定值 i_{sd}^* 、 i_{sq}^* , 由于 i_{sd}^* 、 i_{sq}^* 基本为直流量, PI 调节器能较好地跟踪直流量, 故可得电压参考值如下:

$$\begin{cases} e_{cd}^* = u_{ld} - \omega_0 L_1 i_{sq} + (k_{p3} + k_{i3}/s)(i_{sd}^* - i_{sd}) \\ e_{cq}^* = u_{lq} + \omega_0 L_1 i_{sd} + (k_{p3} + k_{i3}/s)(i_{sq}^* - i_{sq}) \end{cases} \quad (11)$$

其中, k_{p3} 、 k_{i3} 分别为电流内环的比例和积分系数。

3.2 应用平坦理论建立电流环

基于平坦控制 FBC (Flatness Based Control) 的非线性控制策略是对连续时间的非线性控制系统分析和设计的新方法。近年来凭借在跟踪参考轨迹、改善外界扰动下的运行特性、较高的鲁棒性等方面的优势, 在飞行器、可再生能源、电力电子装置、混合动力系统等方面获得广泛研究^[17-20]。其基本原理如下。对于非线性系统:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad \mathbf{x} \in \mathbf{R}^n, \mathbf{u} \in \mathbf{R}^m \quad (12)$$

其中, $\mathbf{x}$ 为状态变量; $\mathbf{u}$ 为控制输入; m 、 n 为正整数。如果存在平坦输出量 $\mathbf{z}$ 满足:

$$\mathbf{z} = \mathbf{h}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \dot{\mathbf{u}}, \dots, \mathbf{u}^{(\alpha)}) \quad (13)$$

其中, α 为正整数。系统输入和状态变量都可表示为:

$$\begin{cases} \mathbf{x} = \boldsymbol{\varphi}_1(\mathbf{z}, \dot{\mathbf{z}}, \dots, \mathbf{z}^{(\beta)}) \\ \mathbf{u} = \boldsymbol{\varphi}_2(\mathbf{z}, \dot{\mathbf{z}}, \dots, \mathbf{z}^{(\gamma)}) \end{cases} \quad (14)$$

其中, α 和 β 、 γ 为正整数, 分别表示 $\mathbf{u}$ 和 $\mathbf{z}$ 的微分阶数; $\boldsymbol{\varphi}_1$ 、 $\boldsymbol{\varphi}_2$ 为关系函数。由上述分析可知, 系统具有微分平坦性。

令 MMC 系统状态向量 $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T = [i_{sd} \ i_{sq}]^T$, MMC 控制向量 $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2]^T = [u_{cd} \ u_{cq}]^T$, 选取的输出变量为 $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2]^T = [i_{sd} \ i_{sq}]^T$ 。

$$\begin{cases} x_1 = i_{sd} = y_1 \\ x_2 = i_{sq} = y_2 \end{cases} \quad (15)$$

则根据式(10)可得:

$$\begin{cases} u_1 = u_{cd} = u_{ld} + R_1 y_1 - \omega_0 L_1 y_2 + L_1 \dot{y}_1 \\ u_2 = u_{cq} = u_{lq} - R_1 y_2 + \omega_0 L_1 y_1 - L_1 \dot{y}_2 \end{cases} \quad (16)$$

由式(15)和式(16)可知, 所选平坦输出满足式(14), 故可对式(10)进行 FBC 的设计。

3.3 电流环 FBC 策略

对满足平坦性质的控制器, 系统的状态变量轨迹 $\mathbf{x}_d$ 、控制变量轨迹 $\mathbf{u}_d$ 和输出变量 $\mathbf{y}_d$ 可有平坦输出参考轨迹 $\mathbf{z}_d$ 来描述。

$$\begin{cases} \mathbf{x}_d = \boldsymbol{\varphi}_0(\mathbf{z}_d, \dot{\mathbf{z}}_d, \dots, \mathbf{z}_d^{(\alpha)}) \\ \mathbf{u}_d = \boldsymbol{\phi}_0(\mathbf{z}_d, \dot{\mathbf{z}}_d, \dots, \mathbf{z}_d^{(\beta)}) \\ \mathbf{y}_d = \boldsymbol{\delta}_0(\mathbf{z}_d, \dot{\mathbf{z}}_d, \dots, \mathbf{z}_d^{(\gamma)}) \end{cases} \quad (17)$$

其中, $\boldsymbol{\varphi}_0$ 、 $\boldsymbol{\phi}_0$ 、 $\boldsymbol{\delta}_0$ 为关系函数。参考轨迹的生成有前馈参考轨迹和误差反馈控制 2 个部分组成。

由式(10)可得 FBC 的 SPH-MMC 的电流环控制器前馈参考输入控制量为:

$$\begin{cases} u_{cd,f}^* = R_1 i_{sd}^* + L_1 \frac{di_{sd}^*}{dt} - \omega_0 L_1 i_{sq}^* + u_{ld} \\ u_{cq,f}^* = R_1 i_{sq}^* + L_1 \frac{di_{sq}^*}{dt} + \omega_0 L_1 i_{sd}^* + u_{lq} \end{cases} \quad (18)$$

其中, 上标“*”表示参考值, 后同。工程实际中, 将式(18)离散化可实现微分运算。

在所采用的数学模型完全精确, 系统没有内外扰动扰动的情况下, 只通过式(18)的前馈控制即可得到系统期望的平坦输出, 但实际系统总存在不确定性和外部扰动(换流器损耗、电压扰动、漏电感等), 仅靠前馈控制难以满足对期望值的准确跟踪, 故补充误差反馈环节校正外部扰动所带来的误差。其误差反馈环节设计如下。

令系统状态变量误差为:

$$\begin{cases} \Delta i_d = i_{sd} - i_{sd}^* \\ \Delta i_q = i_{sq} - i_{sq}^* \end{cases} \quad (19)$$

在 $\Delta i_d=0$ 、 $\Delta i_q=0$ 处线性化式(10), 可得状态量与输入量之间的误差模型为:

$$\begin{cases} \Delta u_{cd} = R_1 \Delta i_d + L_1 d\Delta i_d/dt - \omega_0 L_1 \Delta i_q \\ \Delta u_{cq} = R_1 \Delta i_q + L_1 d\Delta i_q/dt + \omega_0 L_1 \Delta i_d \end{cases} \quad (20)$$

利用 PI 控制器消除误差影响, 可得 FBC 的内环控制器的误差反馈补偿量为:

$$\begin{cases} u_{cd,b}^* = (\Delta i_d^* - \Delta i_d)(k_{pp} + k_{ii}/s) - \omega_0 L_1 \Delta i_q \\ u_{cq,b}^* = (\Delta i_q^* - \Delta i_q)(k_{pp} + k_{ii}/s) + \omega_0 L_1 \Delta i_d \end{cases} \quad (21)$$

其中, k_{pp} 和 k_{ii} 为 PI 控制参数。令 $\Delta i_d^*=0$ 、 $\Delta i_q^*=0$ 来消除误差影响。将式(18)和式(21)相加可得电流内环控制的 FBC 输出量为:

$$\begin{cases} u_{cdref} = u_{cd,f}^* + u_{cd,b}^* \\ u_{cqref} = u_{cq,f}^* + u_{cq,b}^* \end{cases} \quad (22)$$

忽略采样、触发延时等因素影响, 将式(22)代入式(10)中可得:

$$(R_1 + L_1 s) i_{sd}^* + (k_{pp} + k_{ii}/s)(i_{sd}^* - i_{sd}) = (R_1 + L_1 s) i_{sd} \quad (23)$$

由式(23)可得有功电流环的闭环传递函数为:

$$H(s) = i_{sd}^* / i_{sd} = 1 \quad (24)$$

无功电流环求法相同, 其闭环传递函数均为 1, 由其电流环的传递函数为 1 可知, 输出电流能够较好跟踪给定的参考值。基于式(10)的电流环其传递函数虽采用了零极点抵消的方法, 但依旧为一阶惯性环节, 输出量和参考值之间存在延时, 故将式(21)替代式(10)来设计电流内环控制器。综上所述, 可得如附录中图 A1 所示的 MMC-RPC 功率同步平坦控制系统控制结构图, 图中 i_{wj} 为 j 侧供电臂电流。

4 仿真分析

为验证本文提出的同步功率平坦控制策略的有效性,在MATLAB/Simulink中搭建了MMC-RPC仿真模型,其主要参数为:SM的数量 $N=20$,SM的电容 $C=20\text{ mF}$,MMC直流侧额定电压 $U_{dc}=55\text{ kV}$,交流侧电感 $L_l=10\text{ mH}$,交流侧电阻 $R_l=0.5\text{ }\Omega$,两侧供电臂电压 $u_l=27.5\text{ kV}$,直流侧电阻 $R_{dc}=1\text{ }\Omega$,电感为 $L_{dc}=1\text{ mH}$ 。

4.1 补偿功率响应特性

为验证FBC的MMC-RPC的PSC策略的补偿功率响应特性,假定R侧供电臂上有一辆负载为 $S_{load}=15+j3\text{ MV}\cdot\text{A}$ 的机车,L侧供电臂暂无机车负载。0.1 s时启动MMC-RPC进行对牵引网电能质量的综合治理,0.3 s时又有一辆负载为 $S_{load}=10+j3\text{ MV}\cdot\text{A}$ 的电力机车进入R侧供电臂。为了验证本文方法的补偿效果,将文献[14]所提出的具有虚拟惯性的PSC方法和本文所提方法进行对比,2种方法下MMC-RPC的L侧实际功率补偿值与期望功率补偿值之间的仿真波形如图8所示。图中,方法1、方法2分别为文献[14]和本文所提方法。

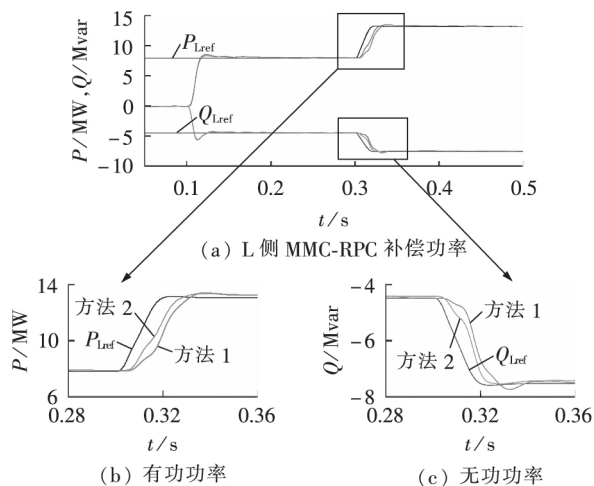


图8 MMC-RPC补偿功率

Fig.8 Compensation power of MMC-RPC

由图8可知采用功率同步环的控制策略,在负荷突变时虽输出功率波形变化相对缓慢,但稳态时负荷几乎无波动,能很好地跟踪期望值,为牵引网提供惯性支撑,且该控制方式具有抵御牵引网负荷突变的能力。由图8(b)、(c)可知,方法2相较于方法1在牵引网机车负载突变的情况下,其功率动态响应速度快,能更好地跟踪功率期望值。该工况验证了牵引变在最严重的不平衡状态下,MMC-RPC对其的补偿能力,工程实际中由于供电段长度大于闭塞分区,单一供电臂供电的情况并不存在,而这样设置的原因是为了验证牵引变在最不平衡情况下的补偿能力,进而验证控制策略的优越性。

4.2 实际工况下仿真

目前,在我国大秦重载货运线路上存在交流和

直传动机车混跑的现象,其中交流传动机车HXD₁和HXD₂的额定功率、功率因数分别为9.6 MW、0.97和10 MW、0.98;直传动机车SS₄(改进型)额定功率和功率因数分别6.4 MW、0.85。由于交-直电力机车的电气负荷特性不同,使机车与牵引网之间出现更为复杂的电气耦合关系^[21]。下文将对HXD₂和SS₄混跑下的工况进行仿真。

工况1:0.1 s前机车HXD₂运行于R侧供电臂,但由于MMC-RPC未投入运行。图9为该工况下的补偿效果。由图9(a)、(b)仿真波形可知,两侧供电臂电流不等,三相电流严重不对称,MMC-RPC投入运行后,两侧供电臂电流平衡,V/v牵引变压器原边三相电流对称。图9(c)为经V/v牵引变压器补偿前后一次侧的有功功率和无功功率,0.1 s前由于MMC-RPC未投入运行,其三相电流的不平衡导致牵引变压器一次侧功率出现较大的二倍频波动,MMC-RPC投入运行后,传输的有功功率稳定在10 MW左右,无功功率为0,即功率因数为1。0.3 s后SS₄机车驶入右侧供电臂,由图9可知,在R侧供电臂负载发生突变后,供电臂电流和三相电流能较快达到对称运行状态且有功功率稳定在16.4 MW左右,无功功率稳定在0左右,说明通过RPC补偿后可以减小功率的波动,改善功率因数,同时能够降低牵引变压器的装机容量,牵引侧功率突变后,能较快实现补偿效果。

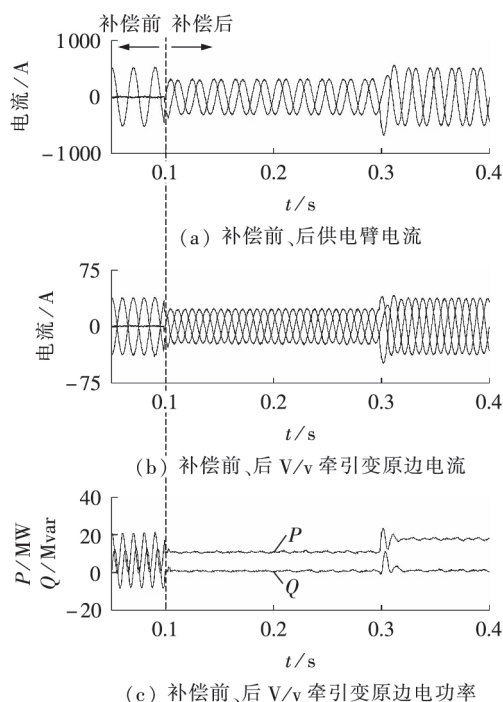


图9 工况1下MMC-RPC补偿效果

Fig.9 MMC-RPC compensation effect under Condition 1

工况2:左侧供电臂有1辆型号为HXD₂的电力机车在运行,该机车在0.2 s后进入供电死区,在供电死区的时间为1 s。图10为该工况下的补偿效果。

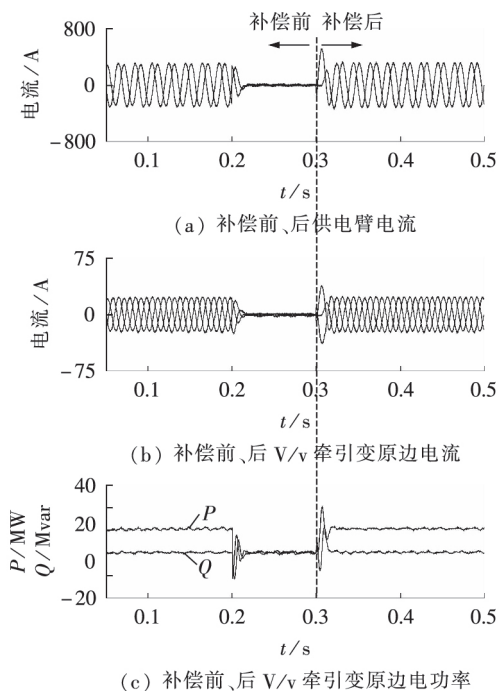


图10 工况2下MMC-RPC补偿效果

Fig.10 MMC-RPC compensation effect under Condition 2

由图10(c)可知,在供电死区内,电网经牵引变压器向牵引网提供的功率为0。0.3s后该机车驶入R侧供电臂,传输的有功功率为10MW左右,无功功率为0。由图10(a)、(b)可知,机车在过分相后桥臂电流和三相电流迅速达到稳定运行状态,说明该控制策略有应对机车过分相的能力。

工况3:0.1s前HXD₂机车运行在R侧供电臂,SS₄机车运行在L侧供电臂,0.1s后HXD₂机车进入供电死区,在供电死区的时间为1s,0.3s后SS₄机车驶入供电死区,0.4s后进入R侧供电臂,图11为该工况下的仿真波形。由图可知在负载突变的情况下,MMC-RPC有较快的响应速度,且调整补偿电流的时间小于半个周期,说明可以适应机车投切下所

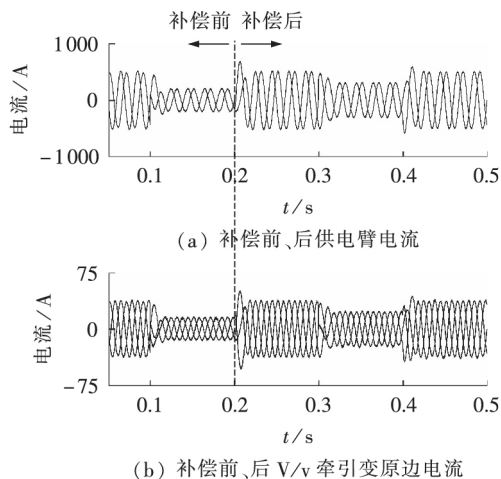


图11 工况3下MMC-RPC补偿效果

Fig.11 MMC-RPC compensation effect under Condition 3

引起的功率突变。

5 结论

(1)FBC的MMC-RPC功率同步平坦控制策略,将功率同步环模拟成同步发电机,实现对MMC有功类的控制,同时取代了PLL,避免了在短路比减小时具有高增益的PLL影响系统的动态性能,为MMC-RPC提供惯性支撑。

(2)电流环能有效对故障电流进行限制,FBC的电流环不再包含惯性环节,响应速度快,受系统参数影响小,跟踪精确。

(3)通过对比基于虚拟惯性的MMC-RPC同步控制策略,本文所提方法在满足稳定、精确的条件下,系统响应速度更快,能更迅速地达到稳定运行状态。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 夏焰坤,李群湛,解绍锋,等. 高速和重载电气化铁路V型接线牵引变压器负序补偿研究[J]. 电力自动化设备,2014,34(2): 73-78.
XIA Yankun, LI Qunzhan, XIE Shaofeng, et al. Negative sequence compensation of high-speed and heavy-haul electric railroad with V-connection transformer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(2): 73-78.
- [2] 张志文,陈明飞,胡斯佳,等. 基于星形三角形接线多功能平衡变压器的负序和谐波综合治理系统[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(9): 159-165.
ZHANG Zhiwen, CHEN Mingfei, HU Sijia, et al. Comprehensive negative-sequence and harmonic suppression system based on Y-D multi-function balance transformer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(9): 159-165.
- [3] GAZAFRUDI S M M, LANGERUDY A T, FUCHS E F, et al. Power quality issues in railway electrification; a comprehensive perspective[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 3081-3090.
- [4] 马茜,谭磊,罗培. V/v牵引供电所混合型电能质量控制系统负序优化补偿策略[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(4): 128-132.
MA Qian, TAN Lei, LUO Pei. Optimal negative-sequence compensation of hybrid power-quality management system for V/v traction substation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(9): 128-132.
- [5] 邱大强,李群湛,周福林,等. 基于背靠背SVG的电气化铁路电能质量综合治理[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(6): 36-39.
QIU Daqiang, LI Qunzhan, ZHOU Fulin, et al. Comprehensive power quality control of electric railway based on back-to-back SVG[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(6): 36-39.
- [6] 刘剑,黄小庆,曹一家,等. 三相SVC在电气化铁路电能质量治理中的应用[J]. 电力系统及其自动化学报, 2011, 23(6): 22-28.
LIU Jian, HUANG Xiaoqing, CAO Yijia, et al. Application of three-phase SVC in power quality management for electrified railway[J]. Proceedings of the CSU-EPSCA, 2011, 23(6): 22-28.
- [7] 宋平岗,林家通,李云丰,等. 基于模块化多电平铁路功率调节器直接功率控制策略[J]. 电网技术, 2015, 39(9): 2511-2518.
SONG Pinggang, LIN Jiatong, LI Yunfeng, et al. Direct power

- control strategy of railway static power conditioner based on modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2015, 39(9): 2511-2518.
- [8] 胡斯佳, 张志文, 李勇, 等. 一种采用 LC 耦合的电气化铁道功率调节系统[J]. 电工技术学报, 2016, 31(8): 199-211.
- HU Sijia, ZHANG Zhiwen, LI Yong, et al. An LC-coupled electric railway static power conditioning system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(8): 199-211.
- [9] 王卫安, 桂卫华. 两相牵引供电系统电能质量有源综合治理技术研究[J]. 铁道学报, 2013, 35(9): 31-38.
- WANG Weian, GUI Weihua. Comprehensive active power quality compensation technology for two phase traction power supply system[J]. Journal of the China Railway Society, 2013, 35(9): 31-38.
- [10] MA F, XU Q, HE Z, et al. A railway traction power conditioner using modular multilevel converter and its control strategy for high-speed railway system[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2016, 2(1): 96-109.
- [11] ZHANG L, HARNEFORS L, NEE H P. Power-synchronization control of grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2010, 25(2): 809-820.
- [12] ZHOU J Z, DING H, FAN S, et al. Impact of short-circuit ratio and phase-locked-loop parameters on the small-signal behavior of a VSC-HVDC converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(5): 2287-2296.
- [13] GUAN M, PAN W, ZHANG J, et al. Synchronous generator emulation control strategy for Voltage Source Converter(VSC) stations[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2015, 30(6): 3093-3101.
- [14] 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.
- SONG Pinggang, ZHOU Zhenbang, DONG Hui. Power synchronization control strategy with virtual inertia of MMC-RPC[J]. Power System Technology, 2017, 41(12): 4014-4021.
- [15] 丁然, 梅军, 赵剑锋, 等. 基于正交虚拟矢量的单相 MMC 系统环流抑制方法[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(8): 38-44.
- DING Ran, MEI Jun, ZHAO Jianfeng, et al. Orthogonal virtual vector based circulating current reducing method for single-phase MMC system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(8): 38-44.
- [16] MONFARED M, GOLESTAN S, GUERRERO J M. Analysis, design and experimental verification of a synchronous reference frame voltage control for single-phase inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(1): 258-269.
- [17] 蔡伟伟, 朱彦伟, 曾璞. 多约束条件下空间飞行器姿态机动规划的微分平坦方法[J]. 动力学与控制学报, 2018, 16(2): 115-120.
- CAI Weiwei, ZHU Yanwei, ZENG Pu. Differentially flat method of attitude maneuver trajectory planning for space vehicles under multiple constraints[J]. Journal of Dynamics and Control, 2018, 16(2): 115-120.
- [18] 宋平岗, 周振邦, 董辉. 一种新型的 MMC-RPC 功率控制策略[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(1): 52-58.
- SONG Pinggang, ZHOU Zhenbang, DONG Hui. A novel power control strategy for MMC-RPC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(1): 52-58.
- [19] AIMENE M, PAYMAN A, DAKYO B. Flatness-based control strategy of a grid-connected PMSG offshore wind farm to participate in primary frequency control[C]//Eleventh International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies. Monte Carlo, Monaco: IEEE, 2016: 1-7.
- [20] SHAHIN A, MOUSSA H, FORRISI I, et al. Reliability improvement approach based on flatness control of parallel-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 681-692.
- [21] 张桂南, 刘志刚, 向川, 等. 交-直-交电力机车接入的牵引供电系统电压波动特性[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(1): 121-128.
- ZHANG Guinan, LIU Zhigang, XIANG Chuan, et al. Voltage fluctuation characteristics of traction power supply system considering AC-DC-AC electric locomotives accessed[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(1): 121-128.

作者简介:



宋平岗

宋平岗(1965—),男,江西新余人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为电力电子与新能源(E-mail: pgsong@ecjtu.edu.cn);

周鹏辉(1993—),男,河南周口人,硕士研究生,主要研究方向为高压直流输电(E-mail: 2289506069@qq.com);

肖丹(1993—),女,江西吉安人,硕士研究生,主要研究方向为高压直流输电(E-mail: 1368304883@qq.com)。

Power synchronization flatness control strategy of MMC-RPC

SONG Pinggang, ZHOU Penghui, XIAO Dan, YANG Shengdi

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: In order to solve the problems of poor power quality, poor resistance to disturbance, influence of short circuit ratios on phase locked loop parameters in conventional decoupling vector control in traction power system. On the basis of power synchronization control strategy, combined with current vector control and differential flatness theory, a power synchronous flatness control strategy based on modular multilevel converter railway static power conditioner is proposed. In order to provide inertial support to traction network, power synchronization loop simulate MMC as a synchronous generator. The current loop based on three differential flatness consists of feed forward control and dynamic error feed-back control, which can limit the short circuit current effectively and improve its dynamic characteristics. Finally, the simulation system considering different conditions is built in MATLAB/Simulink, simulative results verify rapid response and high-precision of the proposed strategy compared with power synchronization control strategy.

Key words: modular multilevel converter; railway static power conditioner; V/v traction transformer; power synchronization control; differential flatness theory; phase locked loop

附录

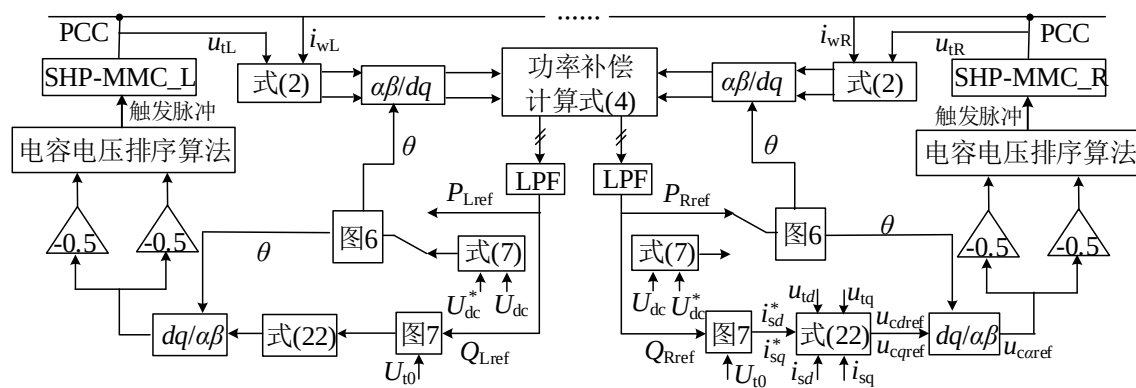


图 A1 系统控制框图
Fig.A1 System control block diagram