

基于MMC的新型铁路功率调节器的PIR控制策略

对于铁路供电系统的负序电流、无功补偿及谐波抑制问题，铁路功率调节器（RPC）具有良好的综合治理效果。采用MMC构造的新型RPC（MMC-RPC）具有耐高压、容量大和波形质量好等优点。首先分析了MMC-RPC的拓扑结构，并建立了数学模型；其次以Scott牵引变压器供电系统为例分析了电流补偿的方法；然后采用比例-积分-谐振控制器实现了交流补偿电流的准确控制以及MMC桥臂环流的抑制；最后在Matlab/Simulink中搭建仿真模型，结果验证了所提出控制策略的有效性。

宋平岗 林家通/华东交通大学电气与电子工程学院
李云丰/国网智能电网研究院

0 引言

随着铁路的高速化、重载化的发展，对铁路供电的要求也随之增加。铁路供电将A、B和C三相电通过牵引变压器转换成两个单相，给不同的供电区间供电。但由于不同供电区间的负载不平衡，牵引变压器流通大量的负序电流^[1]。机车在运行的过程中消耗无功功率，同时向牵引网注入大量的谐波电流^[2]。这些都极大地影响了铁路供电系统一次侧的电能质量。

针对负序电流、谐波电流和无功功率的问题，日本学者于1993年提出了铁路功率调节器（Railway Power Conditioner，RPC）的解决方案^[3]。传统的RPC采用两个单相电压源型换流器（Voltage Source Converter，VSC）背靠背连接，两侧换流器交流侧分别接入不同两相供电臂上，实现有功功率平衡、无功功率补偿

和谐波电流抑制。传统的RPC采用两电平或是三电平VSC，因耐压水平有限需要通过降压变压器接入供电臂，由于重量和占地面积大，因此限制了RPC的补偿容量。与此同时，两电平或三电平VSC还存在开关频率高、开关损耗大和换流质量较差的缺陷，需要附带滤波装置。

2003年，德国学者Lesnicar和Marquardt提出采用模块化多电平换流器（Modular Multilevel Converter，MMC），它具有输出电压电平数量多、模块化设计以及器件开关频率低等优越的特性^[4-5]。也有学者提出采用两个单相MMC背靠背构造新型的RPC（MMC-RPC）^[6-8]。较传统RPC而言，MMC-RPC耐压水平高，可以取消降压变压器并直接接入供电臂，提高了补偿容量，具有换流质量高、无须滤波器的特点。

本文通过分析MMC-RPC补偿系统拓扑结构构建了其数学模型。以Scott牵引变压器（Scott Traction Transformer，STT）供电系统为例，分析了STT的综合补偿方法。采用谐振控制器与比例积分控制器并联构建比例-积分-谐振控制器（PIR），实现了交流信号的跟踪控制以及桥臂的环流抑制。

1 基于MMC的铁路功率调节器结构

图1为两相三线的MMC-RPC接入牵引网的结构示意图。牵引变电所接入三相110 kV或220 kV电网，转换成两相27.5 kV（不考虑AT变压器）分别为左



宋平岗/教授

关键词/Keywords

铁路功率调节器 ·
模块化多电平 ·
Scott牵引变压器 ·
比例-积分-谐振 ·
环流抑制 ·

国家自然科学基金资助项目（51367008）。

右两侧接触网供电。左右两侧牵引分别用“M”和“T”来表示，左右两侧电压分别为 u_M 、 u_T ，两侧机车负载电流分别为 i_{LM} 、 i_{LT} 。MMC-RPC由三相六桥臂组成，不考虑冗余，每个桥臂由 N 个子模块（Sub-Module, SM）和等效电阻 R_0 、 L_0 组成。MMC-RPC的a、b和c三相桥臂的交流侧分别接入M座、钢轨（N座）和T座，流入换流器的补偿电流分别为 i_{CM} 、 i_{CN} 和 i_{CT} 。在换流器的内部，与上桥臂有关的量下标中用“p”表示，下桥臂则用“n”表示。 u_{jp} 和 u_{jn} （ $j=M/a$ 、 N/b 和 T/c ）分别为 j 相上桥臂和下桥臂投入的电压总和； i_{jp} 和 i_{jn} 分别为 j 相上、下桥臂电流；“0”为直流侧假想中性点； e_j 为 j 相交流侧相对于中性点的输出电压； U_{dc} 、 i_{dc} 分别为直流侧电压、电流； i_{zj} 为变流器流经直流侧和桥臂之间的环流，其中包含直流电流成分。

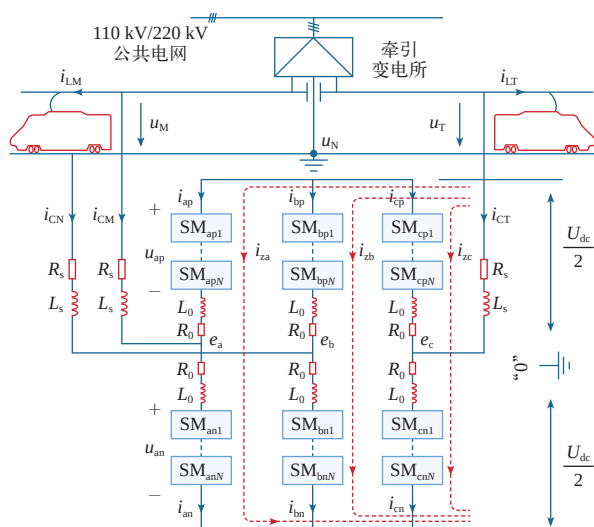


图1 MMC-RPC结构示意图

根据基尔霍夫电压定律，可以得到MMC-RPC在三相静止坐标系下交流侧电压和桥臂电压的表达式，具体如下

$$u_j = e_j + R_s i_j - L_s \frac{di_j}{dt} \quad (1)$$

$$\begin{cases} u_{jp} = \frac{U_{dc}}{2} - e_j - u_{zjp} \\ u_{jn} = \frac{U_{dc}}{2} + e_j - u_{zjn} \end{cases} \quad (2)$$

通过投入与切除子模块得到上、下桥臂模块

总电压，从而实现调节MMC的交流电压 e_j ，并实现控制以及准确补偿交流电流大小。式中， u_{zjp} 和 u_{zjn} 分别为 j 相上、下桥臂环流在各自桥臂等效电阻 R_s 和等效电感 L_s 上产生的压降；同时因为 $R_s \ll \omega L_s$ ，忽略直流电流产生的压降，可得相间环流在 L_s 上产生的不平衡压降为

$$u_{zj} = R_s i_{zj} + L_s \frac{di_{zj}}{dt} \quad (3)$$

通过电流定律分析可得到三相桥臂环流为

$$i_{zj} = \frac{1}{2} (i_{jp} + i_{jn}) \quad (4)$$

三相桥臂电流的关系为 $i_{CN} = -(i_{CM}^* + i_{CT}^*)$ 。

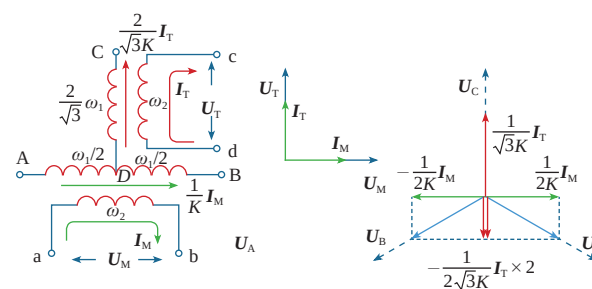
2 牵引供电系统的补偿原理

2.1 牵引变压器补偿原理

STT的基本结构如图2a所示，STT的底座（M座）绕组一次侧接入电力系统A相和B相，高座（T座）绕组一次侧接底座绕组的中性点D，二次侧接入C相。STT的二次侧变量分别以下标“M”和“T”区分M座和T座。STT的供电电压分别为 u_M 和 u_T ；输出电流为 i_M 和 i_T ，以一次侧A相电压为参考，M座和T座的电压 $U_M = U_M \angle 0^\circ$ 和 $U_T = U_T \angle 90^\circ$ ，与一次侧A、B和C三相电压关系有

$$\begin{pmatrix} U_T \\ U_M \end{pmatrix} = \frac{1}{K} \begin{pmatrix} \frac{2}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{pmatrix} \quad (5)$$

式中， $K = \omega_1/\omega_2$ 为STT一、二次电压比。那么STT二次电流 $I_M = I_M \angle \varphi_M$ 和 $I_T = I_T \angle (\varphi_T - 90^\circ)$ 与一次侧三相电流关系有



(a) Scott牵引变压器基本结构 (b) Scott牵引变压器电压和电流平衡时矢量图

图2 Scott牵引变压器接线图和电流平衡时矢量图

$$\begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{pmatrix} = \frac{1}{K} \begin{pmatrix} 2/\sqrt{3} & 0 \\ -1/\sqrt{3} & 1 \\ -1/\sqrt{3} & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_T \\ I_M \end{pmatrix} \quad (6)$$

分析图2b电流矢量可以看出,如果在忽略无功功率和谐波电流情况下,若两侧功率相等时,则

$$\begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{pmatrix} = \frac{1}{K} \frac{2}{\sqrt{3}} I_T \begin{pmatrix} 1 \\ -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} = \frac{1}{K} \frac{2}{\sqrt{3}} I_T \begin{pmatrix} 1 \\ \alpha \\ \alpha^2 \end{pmatrix} \quad (7)$$

由式(7)可以看出,两侧有功负载平衡时能够达到STT三相平衡。假设牵引供电臂M座的机车负载电流为

$$i_{LM} = I_{LM} \cos(\omega t + \varphi_M) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{LMn} \cos(n\omega t + \varphi_{Mn}) \quad (8)$$

式中, I_{LM} 、 I_{LMn} 和 φ_M 、 φ_{Mn} 分别是基波和谐波的幅值与相位角。在补偿前,STT的M座和T座连接的供电臂上机车负载有功电流分别为 I_{LM} 、 I_{LT} ,首先通过MMC-RPC转移有功功率,从轻载侧向重载侧转移有功电流差值的一半,即 $\|I_{LM}\| - \|I_{LT}\|/2$ 大小功率,从而达到STT两侧功率平衡。

但机车运行过程中会产生感性无功功率,同时会向电网注入谐波电流。STT左右两侧的M座和T座相对称,以M座为例进行分析。为提供无功功率支持,并达到功率因数为1,需要注入无功电流 $I_{LM} \sin \varphi_M$ 。同时为抑制机车运行产生的谐波电流,MMC-RPC需要提供反向的谐波电流。那么综合上述分析可以得到M座的补偿电流为

$$i_{CM} = \pm \frac{1}{2} (I_{LM} \cos \varphi_M + I_{LT} \cos \varphi_T) \cos \omega t - I_{LM} \sin \varphi_M - \sum_{n=2}^{\infty} I_{LMn} \cos(n\omega t + \varphi_{Mn}) \quad (9)$$

设从交流侧到直流侧为正方向,若M座为重载侧,则式(9)中选取负号,输入正功率补偿;反之,若为轻载侧,则取正号,M座输出功率。

机车运行时向电网中注入大量的谐波,其中以3、5、7、9和11次谐波为主,其中某一牵引变电所测量得到的谐波成分如表1所示^[2]。

表1 机车负载谐波成分

谐波成分/次	3	5	7	9	11
谐波含量(%于基波)	10.81	7.96	4.51	3.04	2.68

2.2 负序、无功和谐波检测原理

将M座负载电流和该相电压的同步信号相乘并化简为

$$I_{LM} \cos \omega t = \frac{1}{2} I_{LM} \cos \varphi_M + \frac{1}{2} I_{LM} \cos(2\omega t + \varphi_M) + \frac{1}{2} \sum_{n=2}^{\infty} I_{LMn} [\cos(n-1)\omega t + \varphi_{Mn}] + \frac{1}{2} \sum_{n=2}^{\infty} I_{LMn} [\cos(n+1)\omega t + \varphi_{Mn}] \quad (10)$$

结合式(10)可以得到负序、无功和谐波整体的补偿量,如图3所示。

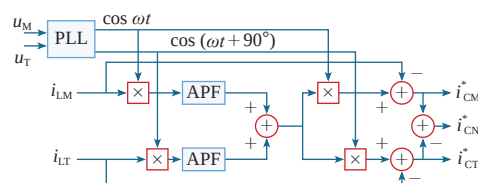


图3 补偿量检测、计算框图

首先通过锁相环(Phase Locked Loop, PLL)跟踪得到牵引网的电压同步信号,再由电压同步信号与负载电流做乘法计算后,通过低通滤波器(Lower Pass Filter, LPF)选取出基波直流分量,而后可以得到牵引变压器期望输出电流,再结合式(10)进行分析,可以得到两侧牵引供电臂的期望补偿电流 i_{CM}^* 和 i_{CT}^* ,也就是牵引网流入MMC-RPC的电流。同时由式(9)、式(10)的分析可以看出,作用在两供电臂的补偿电流有功分量的绝对值是相等的,也就意味着在忽略损耗的情况下,流入和流出MMC-RPC的有功功率相等。补偿电流 i_{CN}^* 为 $-(i_{CM}^* + i_{CT}^*)$,结合前文分析容易得到N座桥臂不流通有功电流,而是为M座和T座无功和谐波电流的流通通道。

3 单相MMC内环控制器设计

3.1 电流谐振控制

由式(10)和表1可以看出,MMC-RPC在补

供牵引网的负序和无功的同时，还需要通过向供电臂中主动注入谐波电流来抑制机车负载带来的谐波电流含量。在工程应用中广泛采用PI控制器，但是PI控制器对交流不能实现零稳态跟踪。因此PI控制器无法对谐波电流进行有效的跟踪控制。

为跟踪、抵消机车产生的谐波电流，在PI控制器上并联谐振控制器 $R(\omega)$ ，从而构成PIR控制器。同时为了减少牵引电网频率偏移对输出增益的影响，应采用Quasi-R控制器，其传递函数^[9]为

$$R(\omega) = \frac{2K_R\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \quad (11)$$

式中， K_R 为谐振系数； ω 为谐振频率； ω_c 为截止频率。

图4为谐振点为基频、3、5和7倍频的谐振控制器并联的Bode图。由图4分析可知， $R(\omega)$ 对特点频率信号具有无穷大的增益，谐振控制器中非谐振频率处的增益非常小，因此可以对谐波电流实现无静差控制。

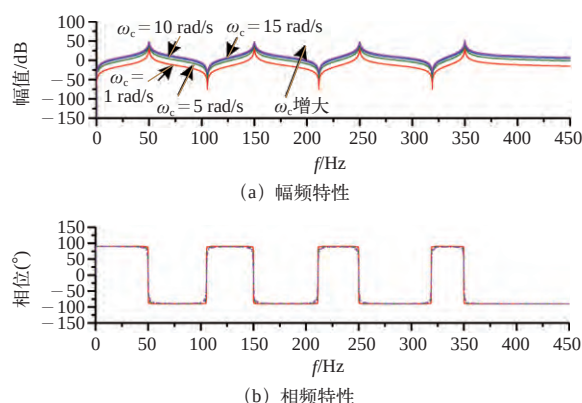


图4 谐振控制器的Bode图

3.2 环流抑制控制器

根据前文所述，两相三线的MMC拓扑结构桥臂环流将流入直流母线端，而波动的环流必将流入其他两相的桥臂中。同时波动的直流电流必然造成直流母线上的电压波动。三个桥臂结构对称，同时产生环流，相互耦合，造成MMC-RPC换流质量下降，甚至造成系统运行崩溃，从而威胁到设备的安全运行。在传统直流输电领域，MMC通常输出畸变率很小的工频电压和电流，且主要以二倍频环流为主^[10]，但是MMC-RPC主动

往牵引电网中注入谐波电流，这些谐波电流在桥臂中流通造成的环流更加复杂，因此对于环流的抑制是十分有必要的。MMC-RPC的环流成分中包含不同倍频的环流成分耦合，为有效跟踪桥臂环流中不同成分的正弦信号，同样可以采用PIR控制器设计环流抑制器。环流 i_{zj} 经过环流抑制器后将得到一个修正电压 u_{zj} ，修正电压将和桥臂参考电压共同决定触发脉冲。

为了稳定直流母线上的电压，通过比较直流电压和期望值的差，再通过PI控制器将直流电压反馈到M座和T座桥臂的控制上。若直流电压下降，则增大有功功率输入，降低有功功率输出；反之，若直流电压上升，则降低有功功率输入，提高有功功率输出。通过两相桥臂的配合控制来稳定直流电压。本文所采用的调制方式为最近电平逼近调制，通过PIR控制器得到桥臂参考电压 e^* ，再叠加环流抑制器输出的修正电压 u_{zj} ，进而通过电容电压排序算法产生触发脉冲，控制MMC-RPC的正常工作。图5为MMC-RPC的系统框图。

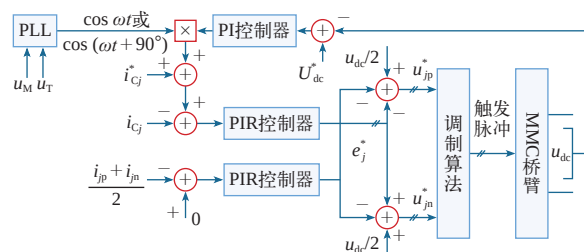


图5 MMC-RPC的控制策略框图

4 仿真分析

在Matlab中搭建了基于MMC-RPC的仿真系统，参数如表2所示。

表2 仿真模型主要参数与数值

参数	数值
公共网电压/kV	110
供电臂额定交流电压 $u_s/u_a/u_p$ /kV	27.5
直流电压 U_{dc} /kV	55
桥臂子模块数 N	50
电网频率/Hz	50
交流系统等效阻感 $R_s/L_s/(\Omega/mH)$	0.5/10
子模块电容 C /mF	20
桥臂等效电感 L /mH	10

为了验证两相三线MMC-RPC对于铁路供电系统补偿效果,本文假定Scott牵引供电系统处于最为恶劣供电情况下的补偿,也就是只有一侧供电臂存在机车负载,另外一侧为空载。在这种情况下,Scott牵引变压器负序电流最大,不平衡情况最为严重。同时为检验无功补偿和谐波电流治理情况,假设供电臂上有功负载为10 MW,无功负载为1 Mvar,同时机车负载向牵引网注入3、5、7、9和11次谐波电流分别为54 A、39 A、22 A、15 A和13 A。仿真设定在0.05 s时,开启MMC-RPC的补偿功能,比较补偿前后的电能质量。

图6为MMC-RPC补偿的仿真波形。图6a~c分别为牵引网流入MMC-RPC的补偿电流 i_{CM} 、 i_{CT} 和 i_{CN} 的仿真波形。首先由图6可以观察到,采用PIR控制器可以控制补偿电流实现零误差的跟踪期望电流。在0.05 s开启补偿之前,由牵引网流入MMC-RPC的电流为0;在开启补偿后,三相桥臂相互配合实现综合补偿。结合图6d补偿电流 i_{CM} 、 i_{CT} 和 i_{CN} 的频谱,可以发现 i_{CM} 和 i_{CT} 的基波幅值大致相等,流入和流出的有功功率也相等。由 i_{CM} 的频谱可以看出,补偿电流中包含3、5、7、9和11次谐波成分,充分抵消M座机车负载运作过程中注入的谐波电流。由 i_{CT} 的频谱可以看出,补偿电流主要包含基波成分,THD为4.16%。这是由于在该仿真中设定T座为空载,因此T座只需要承担有功功率转移,无须消除谐波电流,仿真波形也与前文理论分析一致。 i_{CT} 可以保持较低的THD,充分说明MMC-RPC具有较好的换流质量,这是传统两电平换流器在无滤波装置下难以达到的。补偿电流 i_{CN} 为 $-(i_{CM} + i_{CT})$,流通无功电流和谐波电流。图6e为Scott牵引变压器一次侧三相电流波形。在0.05 s补偿之前,三相电流不平衡度为50%。其中 i_C 电流最大,幅值达到了100 A,同时电流中含有大量的谐波成分,电流的THD达到14.95%。电流不平衡造成电流过大,不仅额外占用了牵引变压器的容量,而且还容易造成磁通饱和、变压器发热等问题。由此可以看出,通过MMC-RPC的补偿,Scott牵引变压器的一次侧三相电流稳定为45 A,达到了三相平衡,不平衡度为0。同时抵消了机车幅值带

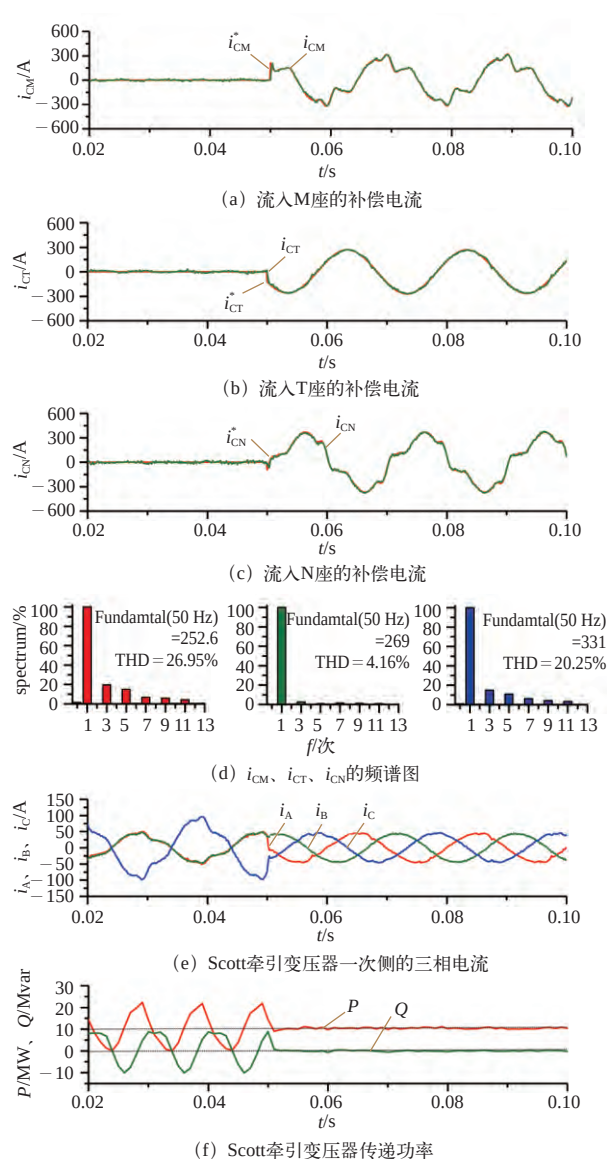


图6 MMC-RPC的仿真波形

来的谐波电流,一次电流的THD降低到了4.42%。图6f为Scott牵引变压器传递功率的波形。由图可以看出,在补偿之前,有功功率和无功功率存在畸变的波动,其中有功功率在0~22 MW之间波动,无功功率在-10~9 Mvar波动。在0.05 s开启补偿后功率维持稳定,有功功率维持在10 MW,无功功率保持着0,Scott变压器达到功率因数为1的运行状态,也说明了MMC-RPC能够有效地为牵引网提供无功支持。由图6仿真波形可以看出,通过MMC-RPC治理后可以消除负序电流,并抵消谐波电流,同时提供无功补偿,实现Scott牵引变压器三相电流平衡,使功率因数为1,低THD的良好

运行状态,减小传递功率波动,降低Scott牵引变压器的装机容量。

5 结束语

本文采用MMC构造新型的RPC,能很好地应用于铁路供电系统的电能质量治理;本文对Scott牵引供电系统的补偿量进行准确提取,同时采用PIR控制器实现了对补偿电流的准确跟踪,在环流抑制后,可以令MMC-RPC达到良好的补偿效果。仿真结果验证了本文所提控制策略的有效性。

参考文献

- [1] 陈柏超,张晨萌,袁傲,等.基于V/V牵引供电系统的混合式电能质量补偿研究[J].电工技术学报,2013,28(12):60-69.
- [2] Lao Kengweng, Wong Manchung, Dai Ningyi, et al. A systematic approach to hybrid railway power conditioner design with harmonic compensation for high-speed railway [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 62 (2) : 930-942.
- [3] 张鑫,江全元.基于V/V接线变压器的铁路功率调

节器容量配置和能量优化补偿策略[J].电力自动化设备,2014,34(1):102-108.

- [4] 武娜,杜欣慧.模块化多电平换流器的三相不平衡控制策略[J].电气应用,2015(12):50-55.
- [5] 段程亨,宋平岗,李云丰,等.基于改进型虚拟磁链的MMC直接功率控制[J].电气应用,2015(4):42-47.
- [6] 宋平岗,林家通,李云丰,等.基于模块化多电平的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.
- [7] 荆龙,唐芬,王之赫,等.基于模块化多电平换流器的牵引供电系统电能质量治理方法[J].电力系统自动化,2015,39(11):173-179.
- [8] 王卫安,桂卫华.基于MRPC的电气化铁道谐波治理技术研究[J].机车电传动,2014(2).
- [9] 刘焕,岳伟,张一工,等.基于准比例-谐振控制的MMC-HVDC流抑制策略[J].电力系统自动化,2015,39(12).
- [10] 阎发友,汤广福,贺之渊,等.一种适用于模块化多电平换流器的新型环流控制器[J].电力系统自动化,2014,38(1):104-120.

(收稿日期:2015-09-17) EA

(上接第22页)

于可靠性强,对于深入分析涌流有利。为了更好地抑制变压器励磁涌流,本文提出了一种有效的解决方法,即将电容器并联至变压器的低压侧。该法通过对并联电容的电容值进行计算,提高励磁阻抗,有效抑制励磁涌流。经过实验验证,该方法使涌流幅值降低显著,并且对于当前的涌流识别判据没有不良影响。

参考文献

- [1] 许行,杨旭红,邢月红,等.基于小波变换和概率神经网络的励磁涌流识别[J].电力学报,2012,27(1):71-76.
- [2] 王昕,朱成柱,宋永明,等.模糊理论在识别变

压器励磁涌流中的探讨[J].继电器,2000(8):49-47.

- [3] 袁宇波,陆于平,李澄.三相涌流波形特征分析及差动保护中采用二次谐波相位制动的原理[J].中国电机工程学报,2006,26(19):23-28.
- [4] 李朝顺,苑舜.变压器空载合闸时励磁涌流抑制方法的探讨[J].电网设计,2011,8(4):43-48.
- [5] 何源,李新,罗建.利用磁滞回线辨识变压器励磁电感研究[J].电力系统保护与控制,2013,41(14):68-72.
- [6] 陈艳,陈小川,高仕斌.几种消减励磁涌流的方法[J].高压电器,2005,41(4):282-285.

(收稿日期:2015-02-10) EA