牵引网宽频域谐波与振荡抑制技术应用研究

张定华^{①*}, 张志学^①, 刘华东^①, 王卫安^②

① 南车株洲电力机车研究所有限公司, 南车电气技术与材料工程研究院, 株洲 412001

② 株洲南车时代电气股份有限公司, 株洲 412001

* E-mail: morose_boy@163.com

收稿日期: 2014-05-10; 接受日期: 2014-08-13

中国铁路总公司科技研究开发计划(批准号: 2012J012-A)资助项目

摘要 针对大功率、高密度、多种类的机车群在小容量牵引供电网中带来的宽频域谐波和谐振问题, 从交流机车的拓扑和调制出发对宽频域谐波产生的机理进行了分析, 并结合对两种典型车型, 对不同类型机车混跑线路的谐波分布多样性进行了分析. 为此提出了基于 H 桥级联的有源电力滤波器(HCAPF)和高通滤波器(HPF)相结合的谐波抑制方案, 利用 HCAPF 对无功功率进行控制并对低次谐波进行抑制, 利用高通滤波器对高次进行吸收. 结合示范工程, 对参数设计、HCAPF 性能测试进行了详细介绍, 最后对整个补偿系统投入前、后 24 h 的电压畸变率等参数进行对比测试, 结果表明补偿后电压总畸变率平均值从 4.324% 下降到 2.934%, 满足国标, 其中各次谐波电压都有较大下降. 同时电网电压的最大波动率从 14.5% 下降到 10.7%.

关键词

牵引供电
交流机车
宽频域谐波
有源滤波器
高通滤波器
级联

1 引言

轨道交通运输以其高效、运载量大、成本低等优势被公认为绿色交通运输方式, 而交流电力机车以其启动快、持续牵引力大、功率因数高、黏着性能好等优势正在逐渐取代交直电力机车而成为主流运载车辆^[1,2]. 由于交流机车采用单相脉冲宽度调制(pulse-width modulation, PWM)方式与电网进行能量交互, 不仅给牵引网注入了 3 和 5 次等低次谐波, 也给牵引网带入了高频的开关频率附近的多次谐波^[3,4], 而且谐波次数越高含量越少. 虽然这些谐波量的绝对值并不大, 但是这些谐波作为激励源可能使得牵引网的分布电容与变压器电抗、系统电抗产生谐振, 加之我国牵引供电网背景容量小, 变压器等效阻抗

大, 在分布电容一定的前提下, 谐振频率随阻抗的增加而往谐波含量越丰富的低频段靠近, 增大了谐振发生的概率. 另外, 在编组站、机务段等大量机车集中场合, 不同厂家的数十台以上的机车集中输出的谐波频域更广, 总谐波量也达几百安培. 这些现象在我国各路局不同程度存在^[5], 造成了混跑直流机车上的阻容吸收回路、高压电压互感器、直流屏、滤波电容等多种供电设备的损坏. 这种谐振的发生与供电系统本身的谐波阻抗、牵引负荷功率变化、天气等众多因素相关^[6], 难以通过行车调度来直接控制. 因此目前谐波问题对交流机车的继续扩展应用起到制约作用, 同时对目前各路局的行车调度和安全行车带来了巨大挑战.

由于我国的机车运行密度和功率之大、加上交流

引用格式: 张定华, 张志学, 刘华东, 等. 牵引网宽频域谐波与振荡抑制技术应用研究. 中国科学: 技术科学, 2014, 44: 1185–1196
Zhang D H, Zhang Z X, Liu H D, et al. Application research on wide frequency domain harmonics and resonance suppression on traction network (in Chinese). Sci Sin Tech, 2014, 44: 1185–1196, doi: 10.1360/N092014-00132

机车和直流机车混跑均是国际新特色,使得牵引网谐波传播和抑制成为研究的新热点.在谐波产生及传播机理上的研究,有文献[7~9]主要从牵引网等特性展开了研究,得出了各种谐振出现的可能性;文献[10]提出一种变压器有限元模型与整流器电路场路耦合联合仿真来分析PWM调制带来的高次谐波影响,这些均对谐振机理进行分析,为治理提供了理论指导.对谐振抑制要么消除激励源,要不构造谐波能量释放通道.在消除激励源考虑,文献[11]提出在某些范围内可以通过修改机车控制调节器参数来解决,并在我国太原局湖东机务段和瑞士苏黎世解决了多台车运行的局部振荡问题;文献[12]提出了一种采用陷波器和嵌入式重复控制的方法抑制PWM整流器的谐波输出.在实际中,由于我国机车是通过引进多国技术和本国技术相结合,从而导致机车型号多,各个厂家的控制各有差异,统一修改控制策略难以实施.从构造谐波释放通道考虑,文献[13,14]均为代表的利用单调谐LC滤波器只能滤除固定次谐波,不能满足宽频域的谐波治理需求;文献[15,16]均是通过构造不同结构的铁路功率调节器(railway power conditioner, RPC)来治理负序电流,兼顾谐波的治理,由于低压侧补偿再注入高压系统,补偿延时较大,而且受器件开关频率的限制,不能对高次谐波进行治理.

为了快速跟踪补偿宽频率谐波,要么在机车上对各个机车的谐波进行治理,要么在牵引网高压侧进行直接治理,显然前者受既有车辆改造和车上空间限制,实施难度大,后者只需安装地面治理装置集中治理,是最佳治理方式.近年,基于IGBT等全控器件的模块化级联多电平技术得到了快速发展,已经广泛用于高压直流输电、高压变频传动和无功补偿

领域^[17,18].在这些研究的基础上,本文对基于H桥级联型有源滤波器(H-bridge cascade active power filter, HCAPF)进行了研究,并与高通滤波器(high pass filter, HPF)相结合对交流机车群的宽频域谐波治理和振荡抑制进行了实验,下面结合机车谐波产生机理,对控制策略和应用效果进行详细分析.

2 交流机车谐波产生机理

2.1 机车型谱与控制介绍

由于我国交流机车技术是多方引进,并与国内多家公司的实际相结合的基础上研制的^[19],包括高速动车组中的CRH1, CRH2, CRH3, CRH5, CRH6以及和谐系列大功率机车中的HXD1, HXD2, HXD3等多个车型,并在此基础上改良后的CRH2A, CRH2B, CRH2C, CRH2E, CRH380, HXD1B, HXD1C, HXD2C, HXD2B, HXD3B, HXD3C等车型.其中除CRH2及衍生车种采用三电平结构外,其他的均采用两电平变流器.下面以和谐号机车为例对主要的8种机车的参数进行对比,如表1所示.可知各个机车在使用的器件、电压及功率等级、是否有二次谐振和主辅一体等多个方面都有差别.这些不同均导致各型机车的谐波频谱各不相同.另外各类型机车的控制策略也各有差别,有DQ解耦控制、预测控制、滞环控制、特定消谐之分,从而进一步导致输出的谐波频谱各有差别.

2.2 拓扑固有谐波分析

以两电平拓扑为例,如图1所示. u_s 为变流器所取牵引变压器次边电压, R, L 为线路等效电阻和电抗,

表1 主要和谐系列大功率机车参数

参数	型号							
	HXD1	HXD1B	HXD1C	HXD2	HXD2B	HXD3	HXD3B	HXD3C
机车功率(kW)	2×4800	9600	7200	10000	9600	7200	9600	7200
单轴功率(kW)	1200	1600	1200	1250	1600	1200	1632	1200
主变中间电压(V)	DC1800	DC3500	DC1800	DC1800	DC 3750	DC2800	DC2800	DC2800
主开关器件	3.3 kV /1200 A	6.5 kV /600 A	3.3 kV /1200 A	3.3 kV /1200 A	6.5 kV /600 A	4.5 kV /900 A	4.5 kV /1200 A	4.5 kV /900 A
低压绕组个数	4	4	6	8	6	6	6	6
输入绕组电压(V)	970	2121	970	950	2100	1450	1500	1450
二次滤波环节	有	有	有	有	有	无	有	无
主辅一体化	是	是	否	是	是	否	是	否
主控制方式	架控	轴控	轴控	轴控	轴控	轴控	轴/架控	轴控

图 1 单相两电平等效电路

i_s 为次边绕组电流. 假设直流电容和其电压、电流分别为 C_d , U_{dc} , i_{dc} , 让牵引逆变器及其负荷等效于电阻 R_L , 负载电流为 i_L .

由于受电网背景电压和谐波电流在变压器阻抗压降影响, 电压 u_s 包括基波和谐波电压, 由于间谐波含量少, 不予考虑. 假设电压 u_s 的有效值为 U_s , 各次谐波电压有效值为 U_{si} , 则其表达式为

$$u_s = \sqrt{2}U_s \sin \omega t + \sqrt{2} \sum_{i=2}^n [U_{si} \sin(i\omega t)]. \quad (1)$$

假设绕组电流 i_s 的有效值为 I_s , 相对电压 u_s 的相位角为 α ; 各次谐波电流有效值为 I_{si} , 相角为 α_i , 则其表达式为

$$i_s = \sqrt{2}I_s \sin(\omega t - \alpha) + \sqrt{2} \sum_{i=2}^n [I_{si} \sin(i\omega t - \alpha_i)]. \quad (2)$$

根据(1)和(2)式, 为了简化, 并考虑到谐波电压和谐波电流组成的谐波功率较少, 在功率传递中不予考虑, 可知接触网所提供的实时功率 p_s 为

$$\begin{aligned} p_s = u_s i_s &= U_s I_s \cos \alpha - U_s I_s \cos(2\omega t - \alpha) \\ &+ 2U_s \sin \omega t \cdot \sum_{i=2}^n [I_{si} \sin(i\omega t - \alpha_i)] \\ &+ 2I_s \sin(\omega t - \alpha) \cdot \sum_{i=2}^n [U_{si} \sin(i\omega t)]. \end{aligned} \quad (3)$$

由于直流侧固有的 2 次波动, 假设直流电压 U_{dc} 由稳压平均值 $\bar{U}_{dc}$ 与 $\tilde{u}_{dc}$ 之和, 因此负载和直流电容所吸收的实时功率 p_{dc} 为

$$p_{dc} = \bar{U}_{dc} i_L + C_d \bar{U}_{dc} \frac{d(\tilde{u}_{dc})}{dt}. \quad (4)$$

不考虑开关器件的损耗等, 整流器前后输出的功率相等, 对比(3)和(4)式有

$$\begin{aligned} C_d \bar{U}_{dc} \frac{d(\tilde{u}_{dc})}{dt} &= -U_s I_s \cos(2\omega t - \alpha) \\ &+ \sum_{i=2}^n \{U_{si} I_{si} [\cos[(i-1)\omega t + \alpha_i] - \cos[(i+1)\omega t - \alpha_i]]\} \\ &+ \sum_{i=2}^n \{U_{si} I_s [\cos[(i-1)\omega t + \alpha] - \cos[(i+1)\omega t - \alpha]]\}. \end{aligned} \quad (5)$$

对(5)式进行求积分, 由于 $\tilde{u}_{dc}$ 为一个波动量, 因此不考虑其求导过程中的直流分量对积分的影响, 可得到其表达式为

$$\begin{aligned} \tilde{u}_{dc} &= -\frac{U_s I_s}{2\omega C_d \bar{U}_{dc}} \sin(2\omega t - \alpha) \\ &+ \sum_{i=2}^n \left\{ \frac{U_{si} I_{si}}{(i-1)\omega C_d \bar{U}_{dc}} \sin[(i-1)\omega t + \alpha_i] - \frac{U_{si} I_{si}}{(i+1)\omega C_d \bar{U}_{dc}} \sin[(i+1)\omega t - \alpha_i] \right\} \\ &+ \sum_{i=2}^n \left\{ \frac{U_{si} I_s}{(i-1)\omega C_d \bar{U}_{dc}} \sin[(i-1)\omega t + \alpha] - \frac{U_{si} I_s}{(i+1)\omega C_d \bar{U}_{dc}} \sin[(i+1)\omega t - \alpha] \right\}. \end{aligned} \quad (6)$$

由(6)式可知, 波动 $\tilde{u}_{dc}$ 中不仅包括基波, 还包含有 2 次等全系列谐波, 其中 2 次含量最大, 其他次数的谐波主要取决于各次谐波电压和各次谐波电流的有效值. 而在对电压进行恒压控制时, 是采用 PI 调节对直流电压进行闭环调节, 结合电压 u_s 的锁相值 $\sin \omega t$ 从而得到指令电流 i_s^* , 假设 PI 调节效果为相量 K_{dc} , 有

$$i_s^* = K_{dc} (U_{dc}^* - \bar{U}_{dc} - \tilde{u}_{dc}) \sin \omega t. \quad (7)$$

将(6)式中 $\tilde{u}_{dc}$ 带入(7)式可得到参考电流的表达式.

$$\begin{aligned} i_s^* &= K_{dc} (U_{dc}^* - \bar{U}_{dc}) \sin \omega t \\ &+ \left\{ \frac{-K_{dc} U_s I_s}{4\omega C_d \bar{U}_{dc}} [\cos(3\omega t - \alpha) - \cos(\omega t - \alpha)] \right. \\ &- \sum_{i=2}^n \left\{ \frac{-K_{dc} U_{si} I_{si}}{2(i-1)\omega C_d \bar{U}_{dc}} \{\cos(i\omega t + \alpha_i) - \cos[(i-2)\omega t + \alpha_i]\} \right\} \\ &+ \sum_{i=2}^n \left\{ \frac{-K_{dc} U_{si} I_s}{2(i+1)\omega C_d \bar{U}_{dc}} \{\cos[(i+2)\omega t - \alpha_i] - \cos(i\omega t - \alpha_i)\} \right\} \\ &- \sum_{i=2}^n \left\{ \frac{-K_{dc} U_{si} I_s}{2(i-1)\omega C_d \bar{U}_{dc}} \{\cos(i\omega t + \alpha) - \cos[(i-2)\omega t + \alpha]\} \right\} \\ &\left. - \sum_{i=2}^n \left\{ \frac{-K_{dc} U_{si} I_s}{2(i+1)\omega C_d \bar{U}_{dc}} \{\cos[(i+2)\omega t - \alpha] - \cos(i\omega t - \alpha)\} \right\} \right\}. \end{aligned} \quad (8)$$

在稳态条件下, 通过控制满足实际电流 $i_s = i_s^*$. 因此据由(8)式, 进行两种假设讨论: 第一, 假设电压 u_s 没有畸变, 此时假设电流 i_s 刚开始没有谐波时, 即 $I_{s1}=0$, 此时电流 i_s 存在 3 次谐波电流; 而此时由于(8)式中的 I_{s3} 不为零, 其与 U_s 结合不仅加大了 3 次谐波的量, 又会在电流 i_s 产生 5 次谐波, 反过来 5 次谐波电流又会加大 3 次和 5 次的量, 还会带来 7 次谐波. 这样反复激励, 在下会在电流 i_s 中产生 3, 5, 7, 9, 11... 等多次奇数次谐波, 并且幅值随次数增加而衰减. 第二, 若考虑电压 u_s 本身存在谐波, 即假设 $U_{s1} \neq 0$, 则由(8)式可知, 其会使电流 i_s 产生 $i, i-2, i+2$ 次谐波电流.

因此, 在两电平的变流器拓扑中, 交流机车运行时自身会产生 3, 5, 7, 9, 11... 等多次奇数次谐波, 而且也会受背景谐波电压及机车电流在牵引变压器内抗上产生的谐波压降影响, 从而产生多次谐波^[2,12].

2.3 单极倍频调制产生的高次谐波

两电平 H 桥拓扑为了提高等效开关频率, 基本均采用单极倍频的调制方法^[20], 其通过参考波与两路互相反向的三角波比较控制 H 桥左、右桥臂. 如图 2 所示, 在一个载波周期内, H 桥输出电压 u_c 经历了从 0, U_{dc} , 0, U_{dc} , 0 这 5 个变化. 若假设机车工作在牵引状态, 则整流器交流侧电流 i_s 也对应经历了增大、减少、增加、减少、增大这 5 个过程, 由于第一次增大是来源于上一个载波控制的继续, 因此在一个载波周期内电流 i_s 经历了 4 次变化, 相当于两个周期, 因此电流 i_s 会存在 2 倍载波频率. 根据 PWM 调制的对称性, 这些谐波中只会奇数次. 假设载波比为 N , 则会产生 $2N \pm 1, 2N \pm 3$ 等奇数次谐波. 这些谐波电流的通过电流内环控制再次引入到电压调制波, 再后在倍频调制策略下反向激励作用, 又会产生 $4N \pm 1, 4N \pm 3$ 等奇数次谐波.

3 典型车型谐波分析

机车虽然随着不同工况导致其电流发生变化, 但实际上只要供电电压不变, 不管机车所处何种工况, 谐波电流值的频谱不会变, 各次电流值也几乎不变, 因此选择对空载机车的电能质量进行分析.

图 2 单相全桥单极倍频调制原理图

3.1 7200 kW 机车代表 HXD1C

HXD1C 机车是 7200 kW 机车的代表, 测试时机车处于空载工况, 其电压和机车电流波形及频谱如图 3 和 4 所示. 图 3 中第 1, 2 通道分别为机车电流和电压; 对应图 4 中第 1, 2 通道为机车电流的频谱分析和电压的频谱分析. 结合这两个图可知, 电压畸变率只有 5.4%, 而由于空载机车电流值小, 谐波含量占到 56.22%, 但整个谐波的有效值小于 3 A. 另外整个牵引网压和机车电流的谐波频谱都较宽, 既含有 3 次、5 次、7 次、9 次和 11 次等多个低次谐波, 也含有 21 次、39 次、41 次等高次谐波. 其中以 41 次为中心密集高频谐波含量较高, 第 41 次的谐波电流和电压含有率分别为 30.36% 和 0.26%; 低频段 3 次谐波较高, 其中 3 次谐波电压和电流含有率分别为 3.28% 和 29.65%. 谐波电压和谐波电流趋势一致.

3.2 9600 kW 机车代表 HXD2B

HXD2B 机车是 9600 kW 机车的代表, 测试时机车处于空载工况, 其电压和电流波形及频谱如图 5 和 6 所示, 图 5 中第 1, 2 通道分别为机车电流和电压; 对应图 6 中第 1, 2 通道为机车电流和电压的频谱分析. 结合这 2 个图可知, 电压的质量较差, 电压下的畸变率有 16.65%. 由于空载机车电流量小, 谐波含量占到 39.22%, 但整个谐波有效值小于 5 A. 另外其电压压和车电流的谐波频谱都较宽, 既含有 2 次、3 次等多个低次谐波, 也还有 17 次、19 次、59 次、61 次等高次谐波, 其中第 59 次谐波电流和电压的含有率分

图 3 (网络版彩图)HXD1C 空载机车电压和电流波形

图 4 (网络版彩图)HXD1C 空载机车电压和电流频谱

图 5 (网络版彩图)HXD2B 空载机车电压和电流波形

图 6 (网络版彩图)HXD2B 空载机车电压和电流频谱

别为 21.36% 和 12.12%; 另外 17 次谐波的电压和电流含有率分别为 1.59% 和 7.41%; 低频段 2 次、3 次、4 次和 5 次的谐波较高, 其中 2 次电压和电流含有率分别为 3.12% 和 16.55%。

综上所述, 受机车自身工况、拓扑结构、开关频率和控制策略的影响, 从而导致不同系列机车、同系列而不同厂家的机车的谐波频谱也各有差异。加上供电网参数分布和机车的工况也动态变化不同, 即使同型机车的谐波频谱也存在差异。目前我国机车正处于新旧更新的过渡期, 线路上不同型号交流机车、直流机车、动车在同一供电网内混跑所产生的谐波在 3~100 次之间不同程度的存在。同时虽然单个机车的谐波电流有效值均只有几个安培, 但在编组站、检修车间等众多机车集中的地方, 总的谐波有效值可达到数百安培。

4 变电所 HCAPF 与末端 HPF 相结合的治理方案

4.1 主电路结构

谐振抑制有两条途径, 要不切断传播途径, 要不消灭谐波源。在牵引网中由于牵引供电参数难以改变, 而且随着气候等因素对地电容等参数会发生变化; 另外由于路过的机车种类和组合多, 而且工况多变, 难以实现从机车自身消除谐波, 因此需要考虑在地面安装吸收装置, 对整个牵引网的谐波进行抑制。有源滤波是消除谐波、抑制谐振的最佳方法, 但是由于受控制芯片和器件响应的限制, HCAPF 也不能实现对高频段的谐波抑制, 因此提出了一种利用 HCAPF 对低次谐波进行治理, 而利用高通滤波器对高频段谐波进行吸收, 同时 HCAPF 还具备无功功率输出能力, 配合 HPF 对牵引功率因数和末端电压进行控制。由于 HCAPF 能直接接入高压电网, 其补偿速度快, 更能有利于谐波补偿。

本文提出的补偿装置主电路结构如图 7 所示。在该图中, 三相高压系统经过牵引变电所后成 2 个独立的单相供电系统, 分别给 2 个方向的供电臂供电。虽然 2 个臂没有电气回路, 但是谐波可以通过耦合到高压侧后互相影响, 因此需要在 2 个臂各装一套 HCAPF 和 HPF。另外考虑到原有单个供电臂容量不足, 为充分利用变压器容量, 可以通过 DC-DC 实现 2

个臂有功功率的流通, 同时这样可以控制原边的负序电流大小. 为了实现不同电位隔离的 DC-DC 的能量传输, 需要先将直流能量转换成交流能量, 即实现 DC-AC 变换, 在通过高密度的中频或者高频变压器 (T1, T2.....Tn) 实现 AC-AC 的隔离耦合, 然后通过整流实现 AC-DC 变换. 因此整个 DC-DC 的能量交换实际需要经过 DC-AC-隔离-AC-DC 这 3 个环节. 但是若是某些牵引变电所只有 1 个供电臂谐波含量大, 而且容量也满足要求, 而另 1 个臂类似问题不突出的话, 可以只在 1 个供电臂装 HCAPF 和 HPF, 也就没有中间的 DC-DC 环节了. 这要根据实际需要进行选取. 以图中 α 臂为例, 安装在变电所内的 HCAPF 是由多个 H 桥模块级联逆变器和连接电抗 La1 组成, 通过控制级联逆变器的输出并联合电网电压来控制叠加在 La1 两端的电压, 从而实现无功和谐波电流的输出. 安装在末端的 HPF 由电容 Ch1 和电抗 Lh1 和电阻 Rh1 组成, 同时 HPF 发出一定的容性无功功率来支撑末端电压, 而变电所内的 HCAPF 与之配合进行无功功率的控制实现对电压、功率因数和阻尼优化控制.

4.2 补偿装置运行原理

由于在图 7 中中间的 DC-DC 环节是为了实现功率融通功能, 与谐波和谐振没有关联, 因此以其中一个臂的 HCAPF 和 HPF 进行介绍即可. 整个补偿及负载系统的等效电路如图 8 所示, 通过将机车负载等效成电流源, 总的电流为 i_{LL} , 并用 i_{L1} 代表机车基波电流, L_{L1} 代表机车基波阻抗, 而 $i_{Lk}(k=2,3,...)$ 代表机车第 k 次谐波电流, 同样 L_{Lk} 代表机车第 k 次谐波阻抗; 对

图 7 功率融通型 HCAPF 与 HPF 相结合补偿系统示意图

于 HPF 总的电流用 i_{hpf} 表示, 使用 i_{hpf1} 代表 HPF 支路基波电流, L_{hpf1} 代表 HPF 支路基波阻抗. 另外, 利用 L_{hpfh} 和 C_{hpfh} 等效构成大于 h 次谐波的高通滤波器, i_{hpfh} 代表吸收的谐波电流. 对于 HCAPF 来说, 可以将每个 H 桥逆变器等效成一个电压源, 如图中的 u_{apf1} , u_{apf2} , ..., u_{apfn} , 通过控制各个电压源的输出, 然后将各个等效电压源串联输出电压 u_{ao} . 根据叠加原理, 多个正弦电源同时作用下的响应等于每个单独作用下的响应之和, 每个 H 桥逆变器输出的电压可以分解成 m 个不同频率的正弦电压源, 即如图所示, 存在 $u_{apf2} = \sum_{i=1}^m u_{c2i}$. 依次类推, u_{ao} 是由多个不同频率、不同幅值和相位的正弦电压源叠加而成, 其与电网电压 u_{sn} 联合后在连接电抗 L_{apf} 上产生一个包含基波和各次谐波电势差, 控制产生合适的基波和谐波电流, 即如下式所示:

$$\begin{aligned} i_{apf} &= \left(\sum_{i=1}^n u_{ci1} - u_{sn} \right) / \omega L + \sum_{i=1}^n u_{ci2} / 2\omega L \\ &+ \dots + \sum_{i=1}^n u_{cim} / m\omega L \\ &= \left(\sum_{i=1}^n u_{ci1} - u_{sn} \right) / \omega L + \sum_{j=2}^m \left(\sum_{i=1}^n u_{cij} / j\omega L \right). \end{aligned} \quad (9)$$

为避免 HCAPF 和 HPF 的耦合影响, 依次对其进行分频治理, 即 HCAPF 输出的谐波在 HPF 的谐振点以内, 下面结合图 8 中的 5 个环来解释关系. 第 1 个环代表 HPF 能吸收掉机车负载电流 i_{Lk} 中的频率大于和等于 f_{HPF} 的谐波, 其中 f_{HPF} 为 HPF 的谐振频率; 第 2 个环代表 HPF 吸收的基波电流 i_{hpf1} 是取自电源 u_{sn} ; 第 3 个环代表机车吸收的基波电流 i_{L1} 是取自电源 u_{sn} ; 第 4 个环代表 HCAPF 发出的电流 i_{apf} 能抵消机车负载电流 i_{Lk} 中的频率小于 f_{HPF} 的谐波; 第 5 个环代表 HCAPF 发出的电流 i_{apf} 的基波电流是取自电源 u_{sn} . 这样 i_{hpf1} 的基波无功电流也可直接与 i_{apf} 的无功电流进行交互, 若要控制整个功率因数为 1, 则这 2 个值相等. 实际中需要其调节网压水平, 所以与电源 u_{sn} 有一定的无功功率交换.

4.3 特征次谐波控制

特征次谐波控制的原理和基波无功控制类似, 每次谐波单独控制, 各自控制后得到的参考波相加后得到最终的参考波. 以第 k 次谐波为例, 首先通过

图 8 补偿系统等效原理图

BPF 滤波器提取电压 u_s 中的第 k 次谐波电压 u_{sk} , 对其进行锁相得到 $\sin k\omega t$, $\cos k\omega t$ 和其在 dqk 坐标的分量 u_{skd} , u_{skq} . 同理对电网电流 i_{sn} 和 i_{apf} 分解得到 dqk 坐标的分量 i_{skd} , i_{skq} 和 i_{apf-kd} , i_{apf-kq} . 整个闭环调节原理见图 9, 并可得到其可知表达式为(10)式, 其中 k_{p1} , k_{p2} , k_{p3} , k_{p4} 和 k_{11} , k_{12} , k_{13} , k_{14} 分别为图 9 中对应的 PI 调节器比例和微分参数.

$$\begin{cases} i_{\text{ref-kq}} = k_{p1}i_{skq} + k_{11}\int i_{skq}dt, \\ i_{\text{ref-kd}} = k_{p2}i_{skd} + k_{12}\int i_{skd}dt, \\ u'_{qk} = u_{skq} - \omega L_{apf}i_{apf-kq} - k_{p3}(i_{apf-kq} - i_{\text{ref-kq}}) \\ + k_{13}\int (i_{apf-kq} - i_{\text{ref-kq}})dt, \\ u'_{dk} = u_{skd} + \omega L_{apf}i_{apf-kd} - k_{p4}(i_{apf-kd} - i_{\text{ref-kd}}) \\ + k_{14}\int (i_{apf-kd} - i_{\text{ref-kd}})dt, \\ u'_{ck} = u'_{dk} \cos k\omega t + u'_{qk} \sin k\omega t. \end{cases} \quad (10)$$

结合稳定直流侧及有功调度得到的参考波 u'_c 和各次特征次参考波 u'_{ck} 即可得总的参考电压 u_c .

$$u_c = u'_c + \sum_{k=3,5,7,\dots} u'_{ck}. \quad (11)$$

5 示范工程应用及效果分析

5.1 背景及系统参数

某牵引变电所包括 A 相和 B 相 2 个供电臂, 其中 A 供电臂同时给客运站、货运编组站、机务段等多个电源, 其中开闭所距离变电所大约 13 km, 是编组站的供电枢纽, 而编组站上是办理大量交、直流货运机车解体和编组作业, 是交、直流机车的集中地. 整个供电臂负载以 HXD1C 和 SS7 为主, 还包括其他

图 9 HCAPF 谐波控制框图

过路车辆, 属于典型的交、直流混跑区域. 目前该变电所是采用 110 kV 进线, 系统短路容量为 400 MVA, 而牵引变压器采用 YND11 接线方式, 阻抗为 10.44%, 每个牵引供电臂的容量为 20 MVA. 目前, A 供电臂电压畸变率达到 8%, 高次谐波集中在 31~42 次, 低次谐波为 3, 5, 7 等奇数次谐波, 导致出现直流机车的阻容吸收回路因谐波过流烧损、谐振引发过电压导致避雷器和直流屏损坏、导致机车封锁脉冲的现象. 同时由于谐振原因, 原来装有的 FC 没法投入, 变电所功率因数只有 0.86. 而 B 供电臂由于负荷较轻而没有出现类似问题. 为了在实际中验证 HCAPF 与 HPF 对谐波的抑制效果, 暂时不考虑负序治理和能量融通, 示范工程中只考虑在 A 相供电臂安装 HCAPF 与 HPF 装置. 该装置在 A 相供电臂的主要任务是吸收宽频谱谐波、对功率因数进行补偿、并通过控制无功功率的注入量实现对谐振的阻尼控制.

结合线路感抗和电压的约束范围, 可确定 HPF 的容性无功输出容量, 再根据损耗、允许的合闸涌流来确定 HPF 的截止频率. 根据总变电所的功率因数要求, 可计算得出 HCAPF 的基波电流 I_{apf1} , 结合测试要 HCAPF 滤除的各次谐波量 I_{apfn} , 按照公式(12)来约束连接电抗 L_{apf} 和逆变输出的总电压 U_{ao} .

$$U_{ao} \geq U_{Sn} + \omega L_{apf} I_{apf1} + \sum_{n=3,5,7,\dots} (n\omega L_{apf} I_{apfn}), \quad (12)$$

式中 U_{ao} 为 HCAPF 输出电压的有效值, U_{Sn} 为 PCC 点电网电压的有效值, I_{apfn} 为要输出的第 n 次谐波的有效电流值. 而 U_{ao} 的大小受连接电抗 L_{apf} 和级联模块的个数及其直流电压值决定. 在本项目中, HCAPF 和 HPF 的参数如表 2 和 3 所示.

5.2 HCAPF 输出能力实验

为了验证 HCAPF 的无功和谐波输出能力, 而受出厂实验条件的限制, 使用在 10 kV 下通过 10 个模

表 2 HCAPF 参数表

型号	参数						
	容量(kvar)	连接电抗值(mH)	模块直流电压(V)	模块个数	直流电容(μ F)	充电电阻(Ω)	抑制谐波次数
HCAPF	4500	35	1600~1800	30	4000	600	≤ 15

表 3 HPF 参数表

型号	参数							
	容量(kvar)	电容值(μ F)	容抗(Ω)	连接电抗值(mH)	感抗(Ω)	电阻(Ω)	品质因数	滤除谐波次数
HPF	1800	3.248	980	15.916	5	60	0.86	≥ 17

块级联进行等效实验. 实验时各个直流侧控制在目标的 1600 V, 连接电抗 5 mH, 采用基波和各次谐波单独闭环控制.

1) 稳态性能测试

通过开环给定基波和各次谐波值, 测试 HCAPF 的输出能力. 图 10 为 HCAPF 的稳定输出工况, 图中第 1 通道为 HCAPF 输出的电压, 第 2 通道为 HCAPF 输出的电流. 图 10(a)为 HCAPF 为指令感性电流为 70 A. 根据实际测试结果电流有效为 72 A. 图 10(b)为 HCAPF 为指令感性电流为 35 A, 同时 3, 5, 7, 11, 13 次指令谐波均为 10 A 后的结果. 根据实际测试结果电流有效为 40 A, 而 3, 5, 7, 11, 13 次谐波分别为 6, 12, 13, 9, 8 A. 对比给定和实际输出, 受检测、控制策略及其延时和死区的影响, HCAPF 的谐波补偿率可以达到 60%~70%.

2) 动态性能测试

为测试 HCAPF 的动态工作过程, 选择了启动时刻和无功响应进行了测试, 其结果如图 11 所示. 图 11(a)为启动过程图, 图中第 1 通道为电网电压, 第 2 通道为采用电压互感器测量的 HCAPF 输出电压, 第 4 通道为 HCAPF 输出的电流. 如图可知, HCAPF 在电压过零时启动, 启动电流只有 60 A, 此时电流超前

电压, 其工作在容性无功电流状态, 通过直流侧的调节控制其与电网交换的有功功率, 稳定后 HCAPF 的电流只有 5 A.

图 11(b)为在电网中投入固定电容 FC 来模拟阶跃负载, 而 HCAPF 则是跟踪补偿. 图中, 负载电流投入后, HCAPF 在 7.8 ms 时输出电流达到负载电流的 83%, 完全补偿所需时间为 20 ms.

图 11(c)为谐波补偿过程, 此时带谐波的负载在运行, 而 HCAPF 投入后, 观察其母线电流和 HCAPF 电流的变化情况. 图中, HCAPF 投入前, 母线电流基波分量 41 A, 5, 7 和 11 次谐波分别为 8.2, 2.3 和 0.3 A. 当 HCAPF 经过 12 ms 的调节后, 完母线电流的基波分量为 42.7 A, 5, 7 和 11 次谐波分别为 1.6, 0.1 和 0.1 A. 由此可知, HCAPF 对谐波的响应时间约为 12 ms, 其对谐波的稳态补偿率高达 96%.

5.3 工程应用效果

工程样机如图 12 所示, 图 12(a)为变流器及其冷却系统, 所有模块都是安装在绝缘平台上, 利用平台上的绝缘子来实现二次绝缘, 利用水冷将热量传递, 各个模块输出端首尾相接后再连接至外置空心电抗器接入接触网. 图 12(b)为 HPF 装置, 包括电容、

图 10 (网络版彩图)HCAPF 稳态工作工况
(a) 补偿无功功率; (b) 以补偿谐波和无功功率

图 11 (网络版彩图)HCAPF 暂态工作工况

(a) 启动过程; (b) 无功阶跃响应; (c) 谐波补偿过程

图 12 (网络版彩图)现场装置图片

(a) HCAPF 装置; (b) HPF 装置

电抗和电阻三部分。

由于有运行图的约束,每天的机车均是按照一定的时间规律运行,因此采用 FLUCK435 以 24 h 为测试周期,以 30 s 为统计步进行了对比测试。变电所牵引网压畸变对比图 13 所示,有图可知补偿前后的总畸变率在 24 h 内的变化趋势类似,补偿后的各个时间段畸变率都有明显下降,其中最大畸变率从 10.8% 下降到 8%,平均畸变率由 4.324% 下降到 2.934%。同时牵引网压有效值在补偿前、后的基波电压平均值从补偿前的 27096 上升到补偿后的 27378 V,最大波动幅度从 3900 下降到 2900 V,最小电压值也

从 2450 提高到 2570 V。

为了分析 HAPF 与 HPF 联合补偿效果,对无补偿、HPF 单独补偿、CHAPF 单独补偿和两者联合补偿下的各次谐波电压的平均值进行了对比。如图 14 可知,当 HPF 单独补偿时,第 15 次以上谐波被明显吸收,但 3, 5, 7 等低次谐波略有放大,这是由于相对谐振点前的谐波,HPF 呈容性的特征;而 HCAPF 单独补偿时,15 次及以下谐波被抑制,平均有效值减少了 30%,对 15 次以上谐波没有抑制作用,而图中显示 15 次以上谐波也有减低,这是由于不同测试周期略有差役导致。在 HCAPF 和 HPF 的联合补偿下,各次谐波都补偿较好。相对补偿前,其中 3 次谐波电压从 453 下降到 260 V; 5 次从 359 下降到 207 V,第 33 次谐波电压从 853 下降到 213 V,第 47 次从 624 下降到 204 V。基本趋势是谐波电压含量越高的谐波被抑制的效果越明显。

6 结论

结合我国大量交流机车和直流机车混跑导致出现的系列供电问题,从拓扑和调制原理出发对交流机车产生的谐波进行了推导,并结合两个典型车型的谐波分布特征,对线路谐波的宽频域和多样性进

图 13 补偿前后变电所电压总畸变率对比

图 14 不同补偿下的接触网各次谐波电压分布情况

行了分析. 在此基础上提出了基于 HCAPF 与 HPF 相结合的治理方案, 并对其补偿原理进行了详细论述. 文章结合具体的示范工程从系统层面、功能试验和应用效果进行了阐述, 应用表明 HCAPF+HPF 对各次谐

波电压的抑制、电压的稳定和功率因数的补偿上均具备良好效果, 缓解了牵引供电遇到的难题, 验证了补偿的有效性. 由于受篇幅限制, 有关控制策略及其仿真分析将在另文进行阐述.

参考文献

- 1 Li Q Z. On some technical ker problems in the development of traction power supply system for high-speed railway in China. J China Railw Soc, 2010, 32: 119-124
- 2 Cui H B, Feng X Y, Zhang J, et al. Harmonic characteristic analysis of carrier based pluse width modulation traction rectifier. Trans China Electro Soc, 2013, 28: 22-31
- 3 Zhang L Y, Li Q Z, Guo J J, et al. Three-stage evaluation method for traction load harmonics of electrified railways. J China Railw Soc, 2012, 34: 39-45
- 4 Yang S B, WU M L. Study on harmonic distribution characteristics and probability model of high speed EMU based on measured data. J China railw Soc, 2010, 32: 33-38
- 5 Liu J Q, Zhen Q L, Yang Q L. Resonance mechanism between traction drive system of high-speed train and traction network. Trans China

- Electro Soc, 2013, 28: 221–227
- 6 Guo L, Li Q Z, Xie S F. Modeling and simulation research for harmonics characteristic of AC-DC-AC electric multiple units. *J Syst Sim*, 2012, 24: 943–951
 - 7 Hu H T, He Z Y, Zhang M, et al. Series resonance analysis in high-speed railway all-parallel AT traction power supply system. *Proceed CSEE*, 2012, 32: 52–59
 - 8 Cui H B, Feng X Y, Lin Xuan, et al. Research on harmonic resonance characteristic of high speed railway traction net considering coupling of trains and traction nets. *Trans China Electro Soc*, 2013, 28: 54–64
 - 9 Zhao W L, Zou J Y, Kong L, et al. Analysis on harmonics of electric locomotive based on wavelet transform. *J China Railw Soc*, 2011, 33: 27–30
 - 10 Zhao L, Li Y H, Ge Q X, et al. Analysis of single phase rectifier transformer field circuit coupled. *Proceed CSEE*, 2012, 32(supplement): 223–228
 - 11 Han Z L, Tang L, Li W. Causal analysis and resolution of the voltage instability between AC drive electric locomotive and power supply network. *J China Railw Soc*, 2011, 33: 25–28
 - 12 Gao J L, Zhang Y J, Lin F, et al. Research on harmonic current elimination method of single phase PWM rectifiers. *Proceed CSEE*, 2010, 30: 32–38
 - 13 Zhang D H, Gui W H, Wang W A, et al. Hybrid dynamic power quality compensation technology for traction substation. *Proceed CSEE*, 2011, 31: 48–55
 - 14 Zhang D H, Gui W H, Wang W A, et al. Study and application of a new power quality combined compensation system for electrified railway. *Trans China Electro Soc*, 2009, 24: 189–194
 - 15 Keng W L, Ning Y D, Wei G L, et al. Hybrid power quality compensator with minimum DC operation voltage design for high-speed traction power system. *IEEE T Power Electr*, 2013, 28: 2024–2036
 - 16 Wang W A, Gui W H. Comprehensive active power quality compensation technology for two phase traction power supply system. *J China Railw Soc*, 2013, 35: 31–38
 - 17 Hirofumi A. Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter(MMCC). *IEEE T Power Electr*, 2011, 26: 3119–3129
 - 18 Makoto H, Ryo M, Hirofumi A. Negative sequence reactive power control by a PWM STATCOM based on a modular multilevel cascade converter(MMCC-SDBC). *IEEE T Power Electr*, 2011, 26: 3119–3129
 - 19 Zhang L W, Huang X J, You X J, et al. Introduction of electrical traction system for European main AC locomotives. *Trans China Electro Soc*, 2007, 22: 186–190
 - 20 Dai K, Xu C, Ding Y F, et al. The applications of carrier rotation modulation on cascaded H-bridges STATCOMs. *Proceed CSEE*, 2013, 33: 99–106

Application research on wide frequency domain harmonics and resonance suppression on traction network

ZHANG DingHua¹, ZHANG ZhiXue¹, LIU HuaDong¹ & WANG WeiAn²

¹ CSR Zhuzhou Electric Locomotive Research Institute Co Ltd, CSR Research of Electric Technology & material Engineering, Zhuzhou 412001, China;

² Zhuzhou CSR Times Electric Co Ltd, Zhuzhou 412001, China

Wide frequency domain harmonics and resonance often appear in small capacity of traction network while high power, high density, and different kinds of locomotives take power in the same power supply arm. The mechanism of wide frequency harmonic was provided by the analysis of locomotive converter topology and modulation of ac locomotive. The harmonic distribution diversity of different types of locomotive assembly was proved by testing the two typical locomotives. The new compensation scheme including a H-bridge cascaded active power filter (HCAPF) and a high-pass filter (HPF) was invented, The former compensates reactive power and restrains low order harmonics, and the latter absorbs high order harmonics and provides fixed capacitive reactive power. Combining the demonstration project, the parameter design and performance were introduced in detail. The object power quality parameters were compared by the 24 hours data before and after the proposed system put into operation. The results show that the voltage distortion rate average is decreases from 4.324% to 2.934%, and every harmonic voltage is improved obviously. The max volatility of network voltage reduce form 14.5% to 10.7%.

traction power supply, AC locomotive, wide frequency domain harmonic, active power filter, high pass filter, cascades

doi: 10.1360/N092014-00132