

高速铁路高通滤波器接入位置研究

刘 浅,高仕斌,李丹丹

(西南交通大学 电气工程学院,四川 成都 610031)

摘要: 目前我国高速铁路普遍采用高通滤波器来抑制牵引网谐振及机车谐波电流放大现象,但是研究多局限于高通滤波器的改进上,忽视了滤波器接入位置对谐波抑制及电流放大倍数的影响。推导了高通滤波器接入高速铁路不同位置时,由牵引变电所看进去的牵引供电系统谐波阻抗及电流放大倍数的数学表达式。在此基础上讨论了牵引供电系统谐波阻抗模值、谐振频率点及电流放大倍数在高通滤波器接入牵引网不同位置时与高通滤波器种类、机车所在位置的关系。研究表明,高通滤波器接入机车时有最好的谐波抑制效果与最小的电流放大倍数。

关键词: 谐波谐振; 谐波阻抗; 谐振频率; 电流放大倍数; 高通滤波器; 高速铁路

中图分类号: U 224.2

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.02.024

0 引言

随着我国高速铁路的快速发展,以 IGBT、GTO、IGCT 为核心元件的交直交型机车被大量采用。由于采用了电子整流元件、相控整流技术,低次谐波的含量降低,高次谐波含量增加^[1-3]。当线路固有的阻抗频率与机车注入高次谐波频率相同时会引起系统谐振或谐波放大,产生谐波过电压、过电流现象^[4]。这些现象严重破坏了牵引供电系统的安全稳定运行,导致补偿电容器组损坏、机车故障、线路保护动作故障等。

目前国内外许多学者对谐波模型的推导及算法做了相关的研究。文献[5-7]对牵引网多导体传输线的统一链式电路模型进行推导。文献[8-10]对输电线的谐波模型进行建模,采用了相模变换法、模态分析法、基于数值分析的分段 T 参数合成算法和整体 T 参数合成算法,其中相模变换法应用最为广泛。文献[11-14]分析了牵引网的谐振机理,基于电磁暂态仿真软件,对牵引网谐振点、谐波放大倍数、牵引网长度及机车位置进行仿真研究。在牵引供电系统中接入滤波装置是目前治理谐振最有效的措施。文献[15]提出了一种适用于高速铁路功率因数高、高次谐波含量大特点的新型阻波高通滤波器,并在功率特性与滤波特性方面与现有的几种高通滤波器进行对比。文献[16]对高通滤波器应用于高速铁路中的谐波谐振抑制方案进行研究,验证其阻波性及高通性。目前的研究多局限于分析不同类型的滤波器

接入牵引变电所的谐振抑制效果,而对滤波器接入牵引网不同位置时的谐波阻抗及电流放大倍数的理论推导很少,限制了对谐波谐振的进一步研究。

本文对高通滤波器接入高速铁路不同位置时,牵引供电系统的谐波阻抗及电流放大倍数的数学表达式进行了推导,对接入不同位置时的滤波效果进行了分析对比,基于此提出了高通滤波器接入机车的滤波器接入方案,并验证了该方案的优越性。

1 牵引网及高通滤波器建模

1.1 牵引供电系统 π 型等效电路模型

高速铁路牵引网是一个由接触网、正馈线、保护线、承力索与钢轨构成的多导体传输线系统,可利用多导体传输线理论求出其串联阻抗矩阵 $Z(\omega)$ 与并联导纳矩阵 $Y(\omega)$ 。对串联阻抗矩阵及并联导纳矩阵进行矩阵降阶处理,将其等效为一根输电线,并得到某一谐波角频率 ω 下牵引网单位长度等值阻抗 $Z(\omega)$ 及单位长度等值导纳 $Y(\omega)$ 。

牵引网的等效电路如图 1 所示。图中, L 为牵引网总长度; L_1 、 L_2 分别为机车距牵引变电所、分区所的距离; $Z_1(\omega)$ 、 $Z_2(\omega)$ 分别为机车左、右两侧牵引供电系统的等效阻抗; Z_{ss} 为牵引变电所及电力系统归算到牵引网侧的等效阻抗; I_1 为机车电流; I_1 、 I_2 分别为流向牵引变电所的电流与流向分区所的电流; I_x 为与机车距离为 x 处时牵引网上的电流。

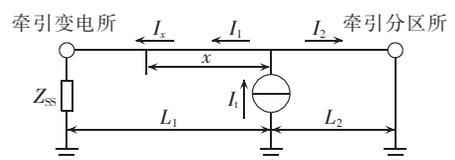


图 1 牵引网的等效示意图

Fig.1 Equivalent schematic diagram of traction network

由牵引网等值分布参数模型,可得微分方程:

收稿日期:2016-02-04;修回日期:2016-12-28

基金项目:国家自然科学基金重点资助项目(U1134205);中国铁路总公司科技研究开发计划重点课题(2015J008-E)

Project supported by the Key Program of National Natural Science Foundation of China(U1134205) and the Technology Research and Development Program of China Railway Corporation(2015J008-E)

$$\begin{cases} dU(x)/dx = Z(\omega)I(x) \\ dI(x)/dx = -Y(\omega)U(x) \end{cases} \quad (1)$$

对上式再求微分得:

$$\begin{cases} d^2U(x)/dx^2 = Z(\omega)Y(\omega)U(x) \\ d^2I(x)/dx^2 = Y(\omega)Z(\omega)I(x) \end{cases} \quad (2)$$

代入边界条件 $U(x)|_{x=0} = U_0, I(x)|_{x=0} = I_0$, 解微分方程组得:

$$\begin{bmatrix} U(x) \\ I(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma(\omega)x) & Z_C(\omega)\sinh(\gamma(\omega)x) \\ \frac{\sinh(\gamma(\omega)x)}{Z_C(\omega)} & \cosh(\gamma(\omega)x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_0 \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中, $\cosh(\gamma(\omega)x) = (e^{\gamma(\omega)x} + e^{-\gamma(\omega)x})/2$, $\sinh(\gamma(\omega)x) = (e^{\gamma(\omega)x} - e^{-\gamma(\omega)x})/2$; $Z_C(\omega)$ 为输电线路的特征阻抗, $Z_C(\omega) = \sqrt{Z(\omega)/Y(\omega)}$; $\gamma(\omega)$ 为输电线路的传播常数, $\gamma(\omega) = \sqrt{Z(\omega)Y(\omega)}$ 。

双端口网络的 π 型等效电路如图 2 所示。图中, Z_π 为输电线路 π 型等值电路的等值阻抗; Y_π 为输电线路 π 型等值电路的等值导纳; U_R, I_R 分别为始端电压、电流; U_S, I_S 分别为终端电压、电流。

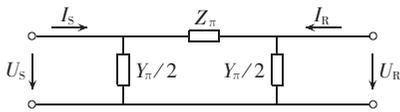


图 2 输电线路的 π 型等效电路

Fig.2 π -type equivalent circuit of transmission line

可列写端口传输参数方程:

$$\begin{bmatrix} U_S \\ I_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_\pi Y_\pi}{2} & Z_\pi \\ \frac{Y_\pi}{2} \left(2 + \frac{Z_\pi Y_\pi}{2} \right) & 1 + \frac{Z_\pi Y_\pi}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ I_R \end{bmatrix} \quad (4)$$

联立式(3)、式(4)可求解出 Z_π, Y_π :

$$Z_\pi = Z_C(\omega)\sinh(\gamma(\omega)L) \quad (5)$$

$$\frac{Y_\pi}{2} = \frac{\cosh(\gamma(\omega)L) - 1}{Z_C(\omega)\sinh(\gamma(\omega)L)} = \frac{1}{Z_C(\omega)} \tanh \frac{\gamma(\omega)L}{2} \quad (6)$$

根据牵引供电系统等值电路与 π 型等值电路端口传输参数方程, 对机车两侧的牵引网分别用 π 型等效电路来等效, 如图 3 所示。图中, $Z_{\pi L}(\omega), Y_{\pi L}(\omega)$ 分别为机车至牵引变电所的牵引网 π 型等效电路模型的线路等值阻抗和等值导纳; $Z_{\pi R}(\omega), Y_{\pi R}(\omega)$ 分别为机车至分区所的牵引网 π 型等效电路模型的线路等值阻抗和等值导纳。

$$Z_{\pi L}(\omega) = Z_C(\omega)\sinh(\gamma(\omega)L_1) \quad (7)$$

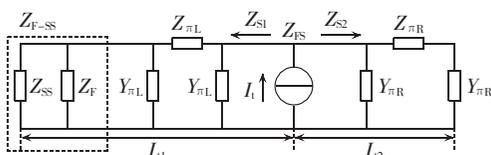


图 3 首端接入滤波器时的牵引网 π 型等效电路

Fig.3 π -type equivalent circuit of traction network when filter is installed at head side

$$Y_{\pi L}(\omega) = \frac{1}{Z_C(\omega)} \tanh \frac{\gamma(\omega)L_1}{2} \quad (8)$$

$$Z_{\pi R}(\omega) = Z_C(\omega)\sinh(\gamma(\omega)L_2) \quad (9)$$

$$Y_{\pi R}(\omega) = \frac{1}{Z_C(\omega)} \tanh \frac{\gamma(\omega)L_2}{2} \quad (10)$$

1.2 滤波器模型

高速铁路牵引供电系统普遍采用高通滤波器来滤除交直机车产生的高次谐波和改变牵引网的谐振频率, 实现高次谐波谐振的治理。在分析了如今高速铁路中常用的高通滤波器阻抗-频率特性的基础上, 本文选取新型阻波高通滤波器与既有的二阶高通滤波器来讨论高通滤波器接入不同位置时对谐波谐振治理效果的影响。

新型阻波高通滤波器模型等效为电抗器 L_0 和电容器 C 并联, 再与电阻器 R 串联构成, 其等值阻抗为:

$$Z_{FZB} = \frac{X'_{L0}(\omega)X'_C(\omega)}{X'_{L0}(\omega) + X'_C(\omega)} + R'(\omega) \quad (11)$$

二阶高通滤波器模型等效为电抗器 L 和电阻器 R 并联, 再和电容器 C 串联组成, 其等值阻抗为:

$$Z_{FZJ} = \frac{X''_{L0}(\omega)R''(\omega)}{X'_{L0}(\omega) + R''(\omega)} + X''_C(\omega) \quad (12)$$

2 牵引供电系统的谐波阻抗及电流放大倍数

高通滤波器接入牵引供电系统后, 必然会导致整个系统的谐波阻抗模值、谐振频率点改变, 进而导致电流放大倍数发生改变。因此, 可用系统的谐波阻抗及电流放大倍数来表征牵引网谐振和谐波放大现象的严重程度及不同种类的高通滤波器接入不同位置时的滤波抑制效果。

现对符号做如下定义: 令 Z_F 为接入牵引供电系统的滤波器等值阻抗; Z_0, K_0 分别为不加高通滤波器时的系统谐波阻抗与电流放大倍数; Z_{S1}, Z_{M1}, Z_{C1} 分别为滤波器接在牵引变电所处、滤波器接在分区所、滤波器接在机车上时, 由机车向牵引变电所看进去的等效阻抗; Z_{S2}, Z_{M2}, Z_{C2} 分别为滤波器接在牵引变电所处、滤波器接在分区所、滤波器接在机车上时, 由机车向分区所看进去的等效阻抗; Z_{FS}, Z_{FM}, Z_{FC} 分别为滤波器接在牵引变电所处、滤波器接在分区所、滤波器接在机车上时, 整个系统的谐波阻抗; K_{FS}, K_{FM}, K_{FC} 分别为滤波器接在牵引变电所处、滤波器接在分区所、滤波器接在机车上时, 整个系统的电流放大倍数; Z_{ZS}, K_{ZS} 分别为阻波高通滤波器接在牵引变电所处时, 整个系统的谐波阻抗与电流放大倍数。

2.1 首端接入滤波器时

2.1.1 首端接入滤波器时的谐波阻抗

当滤波器接入牵引网首端, 即牵引变电所处时,

牵引供电系统的结构如图 3 所示。此时电力系统归算到牵引网侧的等效阻抗与滤波器并联得到 Z_{F-SS} 为:

$$Z_{F-SS} = Z_{SS} // Z_F = \frac{Z_{SS} Z_F}{Z_{SS} + Z_F} \quad (13)$$

把式(7)—(10)及式(13)代入图 3 可知,滤波器加在牵引供电系统首端,机车向牵引变电所看进去的等效阻抗 $Z_{S1}(\omega)$ 为:

$$Z_{S1}(\omega) = \left(Z_{F-SS} // \frac{1}{Y_{\pi L}(\omega)} + Z_{\pi L}(\omega) \right) // \frac{1}{Y_{\pi L}(\omega)} = Z_C(\omega) \frac{Z_{F-SS}(\omega) \cosh(\gamma(\omega)L_1) + Z_C(\omega) \sinh(\gamma(\omega)L_1)}{Z_{F-SS}(\omega) \sinh(\gamma(\omega)L_1) + Z_C(\omega) \cosh(\gamma(\omega)L_1)} \quad (14)$$

此时,机车向分区所看进去的系统等效阻抗 $Z_{S2}(\omega)$ 与不加滤波器时机车向分区所看进去的等效阻抗 $Z_2(\omega)$ 等价,都为:

$$Z_{S2}(\omega) = Z_2(\omega) = \left(Z_{\pi R}(\omega) + \frac{1}{Y_{\pi R}(\omega)} \right) // \frac{1}{Y_{\pi R}(\omega)} = Z_C(\omega) \frac{\cosh(\gamma(\omega)L_2)}{\sinh(\gamma(\omega)L_2)} \quad (15)$$

滤波器接在牵引供电系统首端,由机车看进去的牵引供电系统总的等效阻抗 $Z_{FS}(\omega)$ 为:

$$Z_{FS}(\omega) = Z_{S1}(\omega) // Z_{S2}(\omega) = \frac{Z_{S1}(\omega) Z_{S2}(\omega)}{Z_{S1}(\omega) + Z_{S2}(\omega)} = \frac{Z_C \cosh(\gamma L_2) [Z_{F-SS} \cosh(\gamma L_1) + Z_C \sinh(\gamma L_1)]}{Z_{F-SS} \sinh(\gamma L) + Z_C \cosh(\gamma L)} \quad (16)$$

当滤波器的特征阻抗为无穷大时,与不加滤波器时牵引供电系统总的等效阻抗 $Z_0(\omega)$ 等价,为:

$$Z_0(\omega) = \frac{Z_C \cosh(\gamma L_2) [Z_{SS} \cosh(\gamma L_1) + Z_C \sinh(\gamma L_1)]}{Z_{SS} \sinh(\gamma L) + Z_C \cosh(\gamma L)} \quad (17)$$

发生并联谐振时,牵引网等效阻抗接近无穷大,很小的谐波电流也会引起非常大的谐波过电压,易造成电压互感器熔断器熔断、避雷器或阻容吸收器损坏。发生串联谐振时,牵引网等效阻抗为 0,产生的过电流易造成线路或元件发热异常,引起保护装置误动作。串联谐振和并联谐振都会影响系统的安全运行,并联谐振的影响较串联谐振要大,因此本文仅讨论并联谐振状况。

2.1.2 首端接入滤波器时的电流放大倍数

令 $I_{S1}(\omega)$ 为流向牵引变电所方向的电流, $I_x(\omega)$ 为流过距机车 x 位置处(牵引变电所方向)的电流。由电流的分流关系可知:机车注入的谐波电流经牵引网传送到距机车 x 位置处(牵引变电所方向)的电流放大系数 $K = I_x(\omega) / I_1(\omega)$, 即:

$$I_{S1}(\omega) = \frac{Z_{S2}(\omega)}{Z_{S1}(\omega) + Z_{S2}(\omega)} I_1(\omega) = \frac{\cosh(\gamma L_2) [Z_{FS} \sinh(\gamma L_1) + Z_C \cosh(\gamma L_1)]}{Z_{FS} \sinh(\gamma L) + Z_C \cosh(\gamma L)} I_1 \quad (18)$$

$$I_x = \frac{\cosh(\gamma L_2) \{ Z_{FS} \sinh[\gamma(L_1 - x)] + Z_C \cosh[\gamma(L_1 - x)] \}}{Z_{FS} \sinh(\gamma L) + Z_C \cosh(\gamma L)} I_1 \quad (19)$$

$$K = \frac{\cosh(\gamma L_2) \{ Z_{FS} \sinh[\gamma(L_1 - x)] + Z_C \cosh[\gamma(L_1 - x)] \}}{Z_{FS} \sinh(\gamma L) + Z_C \cosh(\gamma L)} \quad (20)$$

只考虑谐波电流经牵引网放大后对牵引变电所系统首端的影响,取 $x = L_1$, 有:

$$K_1 = \frac{\cosh(\gamma L_2) Z_C}{Z_{FS} \sinh(\gamma L) + Z_C \cosh(\gamma L)} \quad (21)$$

对牵引变电所的影响,乘以分流因子即可,即:

$$K_{FS} = \frac{\cosh(\gamma L_2) Z_C}{Z_{FS} \sinh(\gamma L) + Z_C \cosh(\gamma L)} \times \frac{Z_F}{Z_{SS} + Z_F} \quad (22)$$

当滤波器特征阻抗为无穷大时,即可得不加滤波器时,牵引供电系统总的电流放大倍数 K_0 为:

$$K_0 = \frac{\cosh(\gamma L_2) Z_C}{Z_{SS} \sinh(\gamma L) + Z_C \cosh(\gamma L)} \quad (23)$$

2.2 末端接入滤波器时

2.2.1 末端接入滤波器时的谐波阻抗

当滤波器接在牵引网末端,即分区所处时,牵引供电系统的结构如图 4 所示。

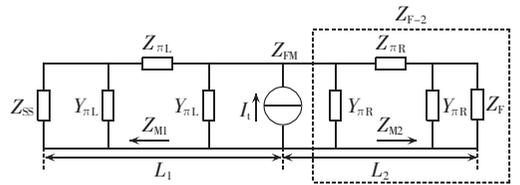


图 4 末端接入滤波器时的牵引网 π 型等效电路
Fig.4 π -type equivalent circuit of traction network when filter is installed at end side

滤波器接在牵引供电系统末端,机车向牵引变电所看进去的系统等效阻抗 Z_{M1} 与不加滤波器时机车向牵引变电所看进去的等效阻抗 Z_1 等价,都为:

$$Z_{M1} = Z_1 = Z_C \frac{Z_{SS} \cosh(\gamma L_1) + Z_C \sinh(\gamma L_1)}{Z_{SS} \sinh(\gamma L_1) + Z_C \cosh(\gamma L_1)} \quad (24)$$

此时机车向分区所看进去的等效阻抗 Z_{M2} 为:

$$Z_{M2} = Z_C \frac{Z_F \cosh(\gamma L_2) + Z_C \sinh(\gamma L_2)}{Z_F \sinh(\gamma L_2) + Z_C \cosh(\gamma L_2)} \quad (25)$$

由机车看进去的牵引供电系统的谐波阻抗 Z_{FM} 为 Z_{M1} 与 Z_{M2} 并联而成,即:

$$Z_{FM} = \frac{Z_C Z_{SS} \cosh(\gamma L_1) [Z_F \cosh(\gamma L_2) + Z_C \sinh(\gamma L_2)]}{Z_C \cosh(\gamma L) (Z_{SS} + Z_F) + \sinh(\gamma L) (Z_{SS} Z_F + Z_C^2)} + \frac{Z_C^2 \sinh(\gamma L_1) [Z_F \cosh(\gamma L_2) + Z_C \sinh(\gamma L_2)]}{Z_C \cosh(\gamma L) (Z_{SS} + Z_F) + \sinh(\gamma L) (Z_{SS} Z_F + Z_C^2)} \quad (26)$$

2.2.2 末端接入滤波器时的电流放大倍数

把式(24)、式(25)代入式(18)及式(21),可得到滤波器接在分区所处时由机车看进去的牵引变电所电流放大倍数:

$$K_{FM} = \frac{Z_C Z_F \cosh(\gamma L_2) + Z_C^2 \sinh(\gamma L_2)}{Z_C \cosh(\gamma L) (Z_{SS} + Z_F) + \sinh(\gamma L) (Z_{SS} Z_F + Z_C^2)} \quad (27)$$

2.3 机车上接入滤波器时

2.3.1 机车上接入滤波器时的谐波阻抗

当滤波器接到牵引供电系统的机车上时,牵引供电系统的结构如图 5 所示。

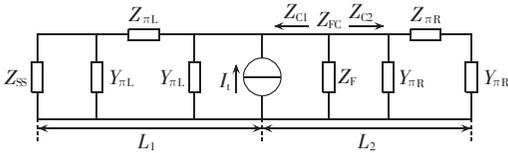


图 5 机车上接入滤波器时牵引网 π 型等效电路

Fig.5 π -type equivalent circuit of traction network when filter is installed in locomotive

此时由机车看进去的牵引网等效阻抗 Z_{FC} 为不加滤波器时牵引网等效阻抗 Z_0 与滤波器等值阻抗 Z_F 并联,即:

$$Z_{FC} = \{ \cosh(\gamma L_2) [Z_{SS} \cosh(\gamma L_1) + Z_C \sinh(\gamma L_1)] Z_F Z_C \} \div \{ Z_{SS} \sinh(\gamma L_1) + Z_C \cosh(\gamma L_1) + Z_C \cosh(\gamma L_2) \times [Z_{SS} \cosh(\gamma L_1) + Z_C \sinh(\gamma L_1)] \} \quad (28)$$

2.3.2 机车上接入滤波器时的电流放大倍数

滤波器接在机车上时,机车向牵引变电所方向、向分区所方向看进去的等效阻抗与不加滤波器时一样。所以把 Z_1 、 Z_2 代入式(18)可得流向牵引变电所方向的电流 $I_{Cl}(\omega)$ 为:

$$I_{Cl}(\omega) = \frac{Z_2(\omega) // Z_F}{Z_1(\omega) + Z_2(\omega) // Z_F} I_1(\omega) \quad (29)$$

此时牵引变电所的电流放大倍数 K_{FC} 为:

$$K_{FC} = \frac{Z_C Z_F \cosh(\gamma L_2)}{Z_C Z_{SS} \cosh(\gamma L_2) + Z_{SS} Z_F \sinh(\gamma L) + Z_C Z_F \cosh(\gamma L)} \quad (30)$$

2.4 接入阻波、二阶高通滤波器分析

新型阻波高通滤波器接在牵引变电所处时,电力系统归算到牵引网侧的等效阻抗与新型阻波滤波器并联,把式(11)代入式(13)、式(16)可得谐波阻抗 Z_{ZBS} 为:

$$Z_{ZBS} = Z_C \cosh(\gamma L_2) \times \frac{(Z_{FZB} // Z_{SS}) \cosh(\gamma L_1) + Z_C \sinh(\gamma L_1)}{(Z_{FZB} // Z_{SS}) \sinh(\gamma L) + Z_C \cosh(\gamma L)} \quad (31)$$

把式(11)代入式(13)、式(23)可得电流放大倍数 K_{ZBS} 为:

$$K_{ZBS} = \frac{\cosh(\gamma L_2) Z_C}{Z_{FS} \sinh(\gamma L) + Z_C \cosh(\gamma L)} \times \frac{Z_{FZB}}{Z_{SS} + Z_{FZB}} \quad (32)$$

由此可知把式(11)、式(12)代入式(13)、式(16)、式(26)、式(28)可分别求得阻波、二阶高通滤波器接在牵引供电系统首端、末端、机车上时的谐波阻抗。把式(11)、式(12)代入式(13)、式(22)、式(27)、式(30)可分别求得阻波、二阶高通滤波器接在

牵引供电系统首端、末端、机车上时的电流放大倍数。

当把高通滤波器阻抗特性视为无穷大时,式(16)、式(26)、式(28)可化简为式(17);式(22)、式(27)、式(30)可化简为式(23)。这也间接说明推导的正确性。

3 高通滤波器接入位置应用分析

3.1 案例分析

某牵引供电系统,其电气化铁路采用 110 kV 的供电电压等级,系统短路容量为 800 MV·A。牵引变压器为单相接线方式,其容量为 31.5 MV·A,短路电压百分比为 10.5%。牵引网总长度 $L = 50$ km,其线路参数如下:接触线型号为 CTSH-150,承力索型号为 JTMH-120,正馈线型号为 LBGLJ-240/30,钢轨型号为 P50,铜锡 150 直流电阻为 0.1580 Ω /km,铜镁 120 直流电阻为 0.2420 Ω /km,铝包钢直流电阻为 0.1133 Ω /km。

3.2 基本参数计算

根据牵引网各导线参数可求得,牵引网单位长度等值阻抗 $Z(\omega) = 0.114 + j0.5934h \Omega$ /km,牵引网单位长度等值导纳 $Y(\omega) = j2.4765h \mu\text{S}$ /km,牵引变电所等值阻抗 $Z_{SS}(\omega) = 1.18 + j9.750h \Omega$ /km,其中 h 为谐波次数。

滤波器参数为:电感 $L_{ZB} = L_{EJ} = 2.338$ H,即感抗 $X_L'(\omega) = X_L''(\omega) = j734.5h \Omega$;电容 $C_{ZB} = C_{EJ} = 4.333 \mu\text{F}$,即容抗 $X_C'(\omega) = X_C''(\omega) = j734.5/h \Omega$;电阻 $R'(\omega) = R''(\omega) = 40 \Omega$ 。

令不接入滤波器与接入滤波器发生谐振的谐波次数分别为 h_0 、 h ;不接入滤波器、接入新型阻波滤波器、接入二阶滤波器时系统的谐波阻抗分别为 Z_0 、 Z_{ZB} 、 Z_{EJ} ,单位为 k Ω ,相应的电流放大倍数分别为 K_0 、 K_{ZB} 、 K_{EJ} 。

3.3 滤波器未接入系统时的谐波抑制效果

滤波器未接入牵引供电系统时,机车位置、谐波次数、谐振点谐波阻抗模值及电流放大倍数如表 1 所示。

表 1 不接入滤波器时的谐波阻抗及电流放大倍数
Table 1 Harmonic resonance and harmonic current amplification factor when no filter is installed

L_1 /km	h_0	Z_0 /k Ω	K_0	L_1 /km	h_0	Z_0 /k Ω	K_0
0	20	2.958	15.17	30	20	18.02	38.24
10	20	7.5	24.40	40	20	21.57	41.96
20	20	12.94	32.29	50	20	22.77	43.23

由表 1 可见,不接滤波器时会产生明显的电流放大现象,且机车距牵引变电所距离越远则放大越严重,并联谐振点处系统的谐波阻抗也逐渐上升,但是并联谐振点不随机车位置的改变而改变。

3.4 滤波器接入系统首端的谐波抑制效果

牵引网首端接入新型阻波滤波器、二阶滤波器时谐波抑制效果如表 2、图 6 所示。

表 2 首端接入滤波器时的谐波阻抗及电流放大倍数

Table 2 Harmonic resonance and harmonic current amplification factor when filter is installed at head side

L_1/km	h	$Z_{ZB}/k\Omega$	K_{ZB}	$Z_{EJ}/k\Omega$	K_{EJ}
0	26	0.003	0.014	0.003	0.014
10	26	0.370	0.570	0.370	0.570
20	26	1.476	1.097	1.477	1.097
30	26	2.946	1.514	2.948	1.514
40	26	4.152	1.795	4.154	1.792
50	26	4.597	1.895	4.599	1.892

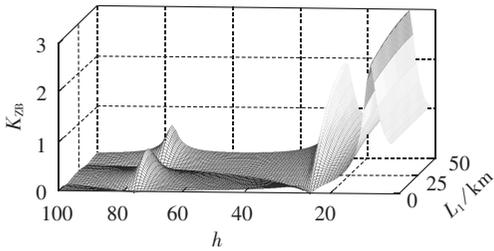


图 6 首端接入阻波滤波器时的电流放大倍数

Fig.6 Harmonic current amplification factor when HPF is installed at head side

由表 2、图 6 可见,首端接入滤波器后系统的谐波阻抗模值、谐波电流放大倍数迅速减小,有较好的滤波效果,且 2 种滤波器差别不大。随着机车在牵引网上运行,距牵引变电所越远,系统的谐波阻抗及电流放大倍数逐渐上升,但仍有优良的滤波与谐波抑制效果。不过接入滤波器后在 400 Hz 频率处会新产生一个电流放大倍数为 2.8 左右的谐振点,谐波放大倍数随机车距牵引网距离的增加而微弱增加。

3.5 滤波器接入系统末端的谐波抑制效果

牵引网末端接入新型阻波滤波器、二阶滤波器时谐波抑制效果如表 3、图 7 所示。

由表 3、图 7 可见,在牵引网末端接入滤波器后会在 200 Hz 处产生一个新的谐振点,电流放大倍数在 1.5~3.6 之间,机车距牵引变电所的距离越长则电流放大倍数越大。当机车行驶到牵引网中间时,谐波电流放大倍数最大,靠近末端时迅速减小。相比于滤波器接入系统首端,滤波器接入系统末端后

表 3 末端接入滤波器时的谐波阻抗及电流放大倍数

Table 3 Harmonic resonance and harmonic current amplification factor when filter is installed at end side

L_1/km	h	$Z_{ZB}/k\Omega$	K_{ZB}	$Z_{EJ}/k\Omega$	K_{EJ}
0	41	2.256	5.645	2.256	5.644
10	41	4.770	8.160	4.770	8.160
20	41	5.482	8.724	5.483	8.726
30	41	3.739	7.194	3.740	7.196
40	41	1.129	3.955	1.130	3.957
50	41	0.014	0.786	0.014	0.786

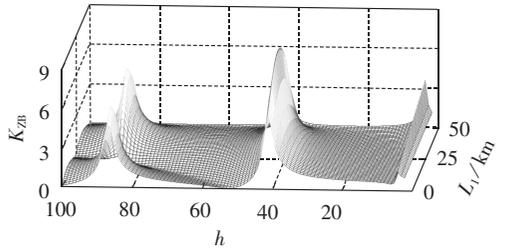


图 7 末端接入阻波滤波器时的电流放大倍数

Fig.7 Harmonic current amplification factor when HPF is installed at end side

谐振频率点后移更多,至 41 次谐波,但是滤波效果不如接在首端的情况。

3.6 滤波器接入机车的谐波抑制效果

机车上接入新型阻波滤波器、二阶滤波器时谐波抑制效果如表 4、图 8 所示。

表 4 机车上接入滤波器时的谐波阻抗及电流放大倍数

Table 4 Harmonic resonance and harmonic current amplification factor when filter is installed in locomotive

L_1/km	h	$Z_{ZB}/k\Omega$	K_{ZB}	$Z_{EJ}/k\Omega$	K_{EJ}
0	26	0.004	0.015	0.004	0.015
10	32	0.010	0.020	0.010	0.020
20	43	0.004	0.006	0.004	0.006
30	65	0.003	0.024	0.003	0.024
40	49	0.004	—	0.004	—
50	41	0.014	—	0.014	—

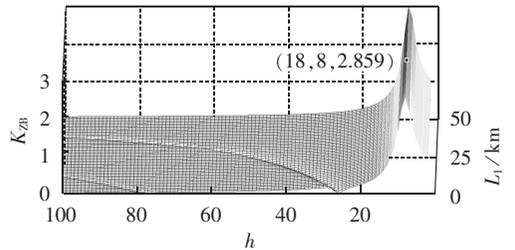


图 8 机车上接入阻波滤波器时的电流放大倍数

Fig.8 Harmonic current amplification factor when HPF is installed in locomotive

表 4 中“—”的含义为,在机车上接入滤波器后,系统的并联谐振点后移,在 0~100 次谐波范围内不发生并联谐振。在机车上接入滤波器后会在 400 Hz 处产生一个新的谐振频率点,电流放大倍数在 2.6~3 之间,随机车距牵引变电所距离的增加而增加。在机车上接入滤波器后,原谐振点后移且距牵引变电所距离越长后移越多,各次谐振点谐波阻抗、谐波放大倍数都极低,有优良的谐振抑制效果。

4 结论

本文推导了当滤波器接入高速铁路不同位置时,牵引供电系统的谐波阻抗及电流放大倍数的数学表达式。以新型阻波高通滤波器与二阶高通滤波器为例,编程实现了滤波器接在不同位置时的系统

谐波阻抗、电流放大倍数,并得到以下结论。

a. 牵引网有谐波放大效应,机车距牵引变电所距离越远,电流放大倍数越大,但是系统的并联谐振频率点并不会发生改变。且由机车看进去的系统谐波阻抗与电流放大倍数呈正相关,可用系统谐波阻抗来表征谐波电流放大倍数。

b. 高通滤波器接入牵引网首端有很强的谐波抑制作用,不过系统的并联谐振频率点后移不明显。高通滤波器接入牵引网末端可使系统的并联谐振频率点明显后移,但是谐波抑制效果不如接入首端。不同种类的高通滤波器接入相同位置时,谐振抑制效果相差不大。

c. 高通滤波器接入机车时,既拥有优良的谐波抑制效果,且系统的并联谐振频率点也明显后移,兼具接入首端、接入末端二者的优点。从谐振抑制的角度来考虑,滤波装置接入机车谐振抑制效果最好。

通过分析对比,本文提出了高通滤波器接入机车的谐波抑制装置接入方案,该方案适用于任意高通滤波器,有广泛的应用前景、优异的抑制效果和一定的现实指导作用。

参考文献:

- [1] 杨少兵,吴命利. 基于实测数据的高速动车组谐波分布特性与概率模型[J]. 铁道学报,2010,32(3):33-38.
YANG Shaobing,WU Mingli. Study on harmonic distribution characteristics and probability model of high speed EMU based on measured data[J]. Journal of the China Railway Society,2010,32(3):33-38.
- [2] 赵闻蕾,孔莉,王娟娟,等. 基于 MATLAB 和小波变换的电力机车谐波电流分析[J]. 电力自动化设备,2012,32(1):103-106.
ZHAO Wenlei,KONG Li,WANG Juanjuan,et al. Harmonic analysis based on MATLAB and wavelet transform for electrical locomotive[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(1):103-106.
- [3] 郑爱霞,袁晓冬,李群. 基于 ETAP 的沪宁城际铁路谐波分析[J]. 电力自动化设备,2011,31(6):108-111.
ZHENG Aixia,YUAN Xiaodong,LI Qun. Harmonic analysis based on ETAP for Shanghai-Nanjing intercity railroad[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(6):108-111.
- [4] 崔恒斌,冯晓云,宋文胜. 高速列车高次谐波负荷建模方法[J]. 电力自动化设备,2013,33(7):92-99.
CUI Hengbin,FENG Xiaoyun,SONG Wensheng. Modeling of high-order harmonic load for high speed train[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(7):92-99.
- [5] 何正友,胡海涛,方雷,等. 高速铁路牵引供电系统谐波及其传输特性研究[J]. 中国电机工程学报,2011,31(16):55-62.
HE Zhengyou,HU Haitao,FANG Lei,et al. Research on the harmonic in high-speed railway traction power supply system and its transmission characteristic[J]. Proceedings of the CSEE,2011,31(16):55-62.
- [6] 吴命利. 牵引供电系统电气参数与数学模型研究[D]. 北京:北京交通大学,2006.
WU Mingli. Research on electrical parameters and mathematical models of traction power supply systems[D]. Beijing:Beijing Jiaotong University,2006.
- [7] LEE H,LEE C,JANG G. Harmonic analysis of the Korean high-speed railway using the eight-port representation model[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2006,21(2):979-986.
- [8] 吴命利,李群湛. 输电线谐波模型与算法研究[J]. 铁道学报,1995,15(增刊1):105-112.
WU Mingli,LI Qunzhan. A study of harmonic model and its algorithms for transmission lines[J]. Journal of the China Railway Society,1995,15(Supplement 1):105-112.
- [9] 李娟,薛永端,徐丙垠,等. 单相均匀传输线暂态模型参数计算[J]. 电网技术,2013,37(4):437-441.
LI Juan,XUE Yongduan,XU Bingyin,et al. A method to calculate parameters of transient model for single-phase uniform transmission line[J]. Power System Technology,2013,37(4):437-441.
- [10] 徐志强,李冰,周田华,等. 基于模态分析的运动负荷牵引电网谐波谐振分析[J]. 电力系统保护与控制,2010,38(19):76-80,121.
XU Zhiqiang,LI Bing,ZHOU Tianhua,et al. Harmonic assessment of traction system with moving load based on modal analysis[J]. Power System Protection and Control,2010,38(19):76-80,121.
- [11] 冯金博. 高速铁路车网匹配研究[D]. 成都:西南交通大学,2011.
FENG Jinbo. Study of matching locomotive with traction network for high-speed railway[D]. Chengdu:Southwest Jiaotong University,2011.
- [12] 王奇. 高速铁路牵引供电系统高次谐波谐振仿真研究[D]. 成都:西南交通大学,2009.
WANG Qi. Simulation study on high-order harmonic resonance in traction power supply system of high-speed railway[D]. Chengdu:Southwest Jiaotong University,2009.
- [13] 马啟潇. 高速电气化铁路谐振故障的分析与研究[D]. 成都:西南交通大学,2012.
MA Qixiao. Study of the harmonic resonance fault of high-speed electrified railway[D]. Chengdu:Southwest Jiaotong University,2012.
- [14] 郎兵,吴命利. 牵引网谐波模型及其仿真计算[J]. 电力系统自动化,2009,33(17):76-80.
LANG Bing,WU Mingli. Harmonics model of traction network and its simulation[J]. Automation of Electric Power Systems,2009,33(17):76-80.
- [15] 李子晗,赵元哲,周福林,等. 高速电气化铁路新型阻波高通滤波器的研究[J]. 电气化铁道,2014(1):13-17.
LI Zihan,ZHAO Yuanzhe,ZHOU Fulin,et al. Study on wave-trap high-pass filter in high-speed electrified railway[J]. Electric Railway,2014(1):13-17.
- [16] 赵元哲,李群湛,周福林. 基于阻波高通滤波器的高速铁路谐振

抑制方案[J]. 电力自动化设备,2015,35(4):139-144.
 ZHAO Yuanzhe,LI Qunzhan,ZHOU Fulin. Resonance
 suppression based on high-pass filter for high-speed railway[J].
 Electric Power Automation Equipment,2015,35(4):139-144.

作者简介:

刘 浅(1992—),男,广东深圳人,硕士研究生,主要从



刘 浅

事牵引供电系统电能质量、谐波谐振与抑制技术、车网耦合等方面的研究(E-mail: LQasd07868@163.com);

高仕斌(1963—),男,湖北随州人,教授,博士研究生导师,博士,主要从事牵引供电系统自动化、电力设备故障诊断方面的教学与研究(E-mail:gao_shi_bin@126.com)。

Installation location of high-pass filter in high-speed railway

LIU Qian,GAO Shibin,LI Dandan

(School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: The high-pass filter is commonly used in high-speed railway to suppress the resonance of traction network and the amplification factor of traction engine harmonic current, but most researches are focused on the improvement of high-pass filter itself, ignoring the influence of its installation location. A mathematical expression of harmonic resistance and harmonic amplification with regard to the installation location of high-pass filter is deduced, based on which, the relationship between the harmonic impedance, resonance frequency or current amplification factor and the high-pass filter type or locomotive location is studied for different installation locations. Results show that, the best harmonic suppression effect and the smallest harmonic current amplification factor can be achieved when the high-pass filter is installed in the locomotive.

Key words: harmonic resonance; harmonic impedance; resonance frequency; current amplification factor; high-pass filter; high-speed railway

(上接第 156 页 continued from page 156)

Small-signal modeling with power differential term for droop control inverter and analysis

CHEN Xin,ZHANG Changhua,HUANG Qi

(School of Energy Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: Aiming at the easily-induced oscillation of conventional voltage-frequency droop control system, a droop control with additional power differential term is proposed. A complete small-signal model of grid-connected inverter is developed for the conventional droop control and an improved one with additional power differential term for the proposed droop control. The impacts of droop coefficient and power differential coefficient on the distribution of system characteristic roots are studied and it is concluded that, with the additional power differential term, the damping ratio of low-frequency characteristic root is increased and the disturbance-induced oscillation is effectively suppressed. The influences of different parameters on the system stability are analyzed, which provides a theoretical basis for the system parameter design and system performance analysis. The models are built with MATLAB/Simulink and the simulative system response to disturbance is identical with that of theoretical analysis for different system parameters and different control strategies in the same initial conditions, which verifies the correctness of modeling and theoretical analysis.

Key words: microgrid; electric inverters; droop control; small-signal stability; power differential term