

DOI: 10.7667/PSPC152073

考虑滤波器的牵引供电系统谐波模型及应用

李丹丹, 周福林, 刘 浅, 朱 鹏, 余 涵

(西南交通大学电气工程学院, 四川 成都 610031)

摘要: 高速铁路系统中的交-直机车和交直交机车混跑产生的高次谐波可能会引起牵引网谐振和谐波电流放大, 影响高速铁路高速、重载的发展。针对目前高速铁路中的高次谐波谐振和谐波电流放大现象, 对谐波电流的放大倍数进行理论推导。首次从数学公式方面推导了考虑滤波器在内的牵引供电系统的谐波模型。基于此模型以牵引网的谐波总畸变率为优化标准, 10%畸变率为优化目标, 对牵引供电系统中新型阻波高通滤波器接入在首端和末端的参数选择进行优化, 提出一种有效选取滤波器参数的方法。研究结果表明滤波器电阻值选取较小时, 对滤波器容量的要求越大。

关键词: 牵引供电系统; 谐波谐振; 电流放大; 新型阻波高通滤波器; 参数优化

Harmonic model and application of traction power supply system considering filter

LI Dandan, ZHOU Fulin, LIU Qian, ZHU Peng, YU Han

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

Abstract: The high harmonic current which is produced by the AC-DC and AC-DC-AC locomotives of high-speed railway may cause traction network resonance and harmonic current amplification. Aiming at the traction network resonance and harmonic current amplification in high speed railway system, the amplified multiple of harmonic current is derived. The mathematical derivation for harmonic model of traction power supply system considering high-pass filter is derived firstly. Based on this model the parameter and location for the wave-trip high-pass filter in the traction network is optimized with the optimization objective of ten percent of the total harmonic distortion. An effective method to select parameters of wave-trip high-pass filter is proposed. The results show that when the resistance of wave-trip high-pass filter is small, the requirement for the capacity of filter is higher.

This work is supported by the Technology Research and Development of China Railway Corporation (No.2014J009) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities (No. 2682014RC07).

Key words: traction power supply system; resonance; harmonic current amplification; wave-trip high-pass filter; parameter optimization

0 引言

目前随着高速铁路的发展, 交直交机车在我国电气化铁道中被大量采用。交直交机车采用电力电子整流器件(GTO、IGBT、IGCT 等), 开关频率很高, 功率因数也很高, 使得3、5、7等低次谐波的含量得以降低。但由于采用了晶闸管相控整流技术

以及PWM脉宽调制技术, 频谱变宽约为10 kHz, 更高频段(如20次以上)谐波含量增加, 谐波特性和无功特性都发生了明显的变化^[1]。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产生系统谐振。谐波谐振严重破坏了牵引供电系统的安全稳定运行, 产生过电流和过电压, 导致补偿电容器组损坏, 机车故障, 线路保护动作故障等。

国内外的学者对谐波模型的推导及算法做了相关的研究。文献[2]分别利用相模变换法, 分段T参数合成算法, 整体T参数逼近及改进算法、矩阵函数一有限级数算法对输电线路的谐波模型进行了理论推导。文献[3]应用三相分析法推导了发电机、

基金项目: 中国铁路总公司科技研究开发计划重大课题“牵引供电系统匹配优化技术研究”(2014J009); 中央高校科研基本业务金(2682014RC07); 中国铁路总公司科技研究开发计划重点课题(2015J008-E)

变压器、输电线路及牵引负荷的三相谐波模型的节点导纳矩阵。文献[4-9]基于 Carson 理论推导了链式电路分析模型, 并基于电磁仿真软件(如 Matlab, PSCAD)对谐波电流放大倍数的影响因素, 包括牵引网长度、机车位置、系统和牵引变压器容量、牵引网单位长度的阻抗和导纳等做了相关研究。文献[10-11]利用模态分析法对系统的谐振点进行研究。文献[12-13]对谐波电流的抑制措施进行了研究, 包括对既有二阶高通滤波器和新型阻波高通滤波器滤波特性比较。文献[14-15]提出了一种可滤除高次谐波和抑制谐振的新型阻波高通滤波器, 并对其高通性、阻波性谐振抑制进行研究。对于谐波的研究目前存在的问题主要有两点。目前, 对高次谐波的研究主要是基于电磁暂态仿真分析, 对数学模型的建立部分的研究不够完善。目前基于无源高通滤波器(包括二阶高通滤波器和新型阻波高通滤波器)的谐波抑制方法广泛应用于高速铁路(如蓟县南、京沪高铁), 但未见关于滤波器参数优化的方法及理论的报道。

本文的主要工作是推导了考虑滤波器在内的牵引供电系统数学模型, 基于所建立的数学模型, 研究了滤波器在不同安装位置情况下的滤波器参数优化。

1 牵引供电系统

1.1 牵引供电系统

牵引供电系统主要由外部电源、牵引变电所、牵引网和电力机车组成。谐波是衡量电能质量的一个重要指标, 常见的谐振抑制方法是在牵引网首端或末端装设滤波器, 如图 1 所示。对牵引供电系统进行等效得到如图 2 所示的等值电路。图中 Z_{ss} 为牵引变电所及系统归算到变压器二次侧的阻抗; Z_{hf} 是滤波器的等值阻抗; Z_a 为从机车向牵引变电所方向看去的牵引网阻抗; Z_b 为从机车向分区所方向看去的牵引网阻抗; I_a 为流向牵引变电所方向的电流; I_b 为流向分区所方向的电流; I_x 为距机车 x 位置处的电流(牵引变电所方向); I_a 为机车距离牵引变电所的距离, L_b 为机车距离分区所的距离, 牵引网总长 $L_c = L_a + L_b$ 。

滤波器类型不同, 其滤波效果有所不同。文献[14]针对一阶高通滤波器、二阶高通滤波器、三阶高通滤波器及新型阻波高通滤波器的阻波性、高通性及谐振抑制特性进行对比研究, 得到新型阻波高通滤波器具有工频高阻、高频低通、不和系统交换无功、损耗低的优点。本文以新型阻波高通滤波器为例进行分析。

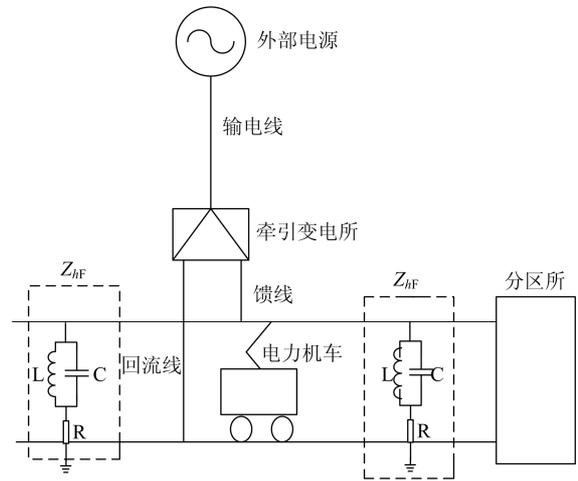


图 1 牵引供电系统的示意图

Fig. 1 Diagram of traction network system

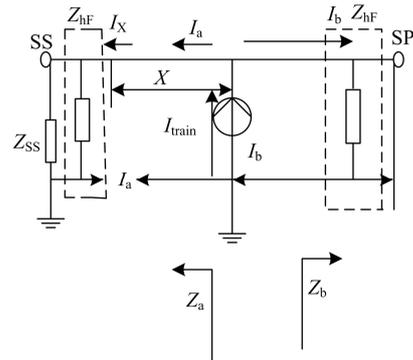


图 2 牵引供电系统的等效示意图

Fig. 2 Equivalent diagram of traction network

1.2 新型阻波高通滤波器原理

新型阻波高通滤波器由电抗器 L 和电容器 C 并联, 再与电阻器 R 串联构成^[1], 其结构如图 3。新型阻波高通滤波器的谐振频率为 $f_0 = 0.5\pi\sqrt{LC}$, 在工频下新型阻波高通滤波器发生并联谐振, 即 $X_L = -X_C$, 阻抗趋近于无限大, 具有阻波性, 随着频率的升高, 等值阻抗迅速下降, 为高次谐波的流通提供回路。

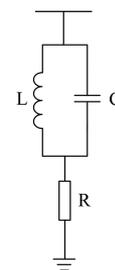


图 3 新型阻波高通滤波器示意图

Fig. 3 Schematic diagram of high-pass filter

新型阻波高通滤波器的等值阻抗为

$$Z_{\text{hf}} = \frac{X_{\text{hl}} \cdot X_{\text{hc}}}{X_{\text{hl}} + X_{\text{hc}}} + R = \frac{hX_{\text{C}}}{h^2 - 1} + R \quad (1)$$

式中: X_{hl} 为 h 次谐波下电抗器的阻抗值; X_{hc} 为 h 次谐波下电容器的阻抗值; X_{C} 为基波下电容器的阻抗值; h 为谐波次数。

2 牵引供电系统模型推导

2.1 牵引网模型

在谐波下, 输电线是不对称的元件, 基波下使用的等效模型不能用于谐波模型。输电线路在谐波下的阻抗特性需要用更精确的模型来进行表示。由输电线路的分布参数模型得到将牵引供电系统输电线通过降阶等效为一根输电线的微分方程。

$$\begin{cases} \frac{dU(x)}{dx} = Z(f)I(x) \\ \frac{dI(x)}{dx} = -Y(f)U(x) \end{cases} \quad (2)$$

式中: $Z(f)$ 和 $Y(f)$ 为输电线单位长度串联阻抗和并联导纳; f 为谐波频率。对上式求导得:

$$\begin{cases} \frac{d^2U(x)}{dx^2} = Z(f)Y(f)U(x) \\ \frac{d^2I(x)}{dx^2} = Y(f)Z(f)I(x) \end{cases} \quad (3)$$

采用相一变换法, 将线路之间的耦合关系去除, 对方程进行求解得:

$$\begin{bmatrix} U(x) \\ I(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(r(f)x) & Z_{\text{C}} \sinh(r(f)x) \\ \frac{\sinh(r(f)x)}{Z_{\text{C}}(f)} & \cosh(r(f)x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_0 \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $\cosh(\gamma(f)x) = (e^{\gamma(f)x} + e^{-\gamma(f)x})/2$; $Z_{\text{C}}(f)$ 为输电线路的特征阻抗, $Z_{\text{C}}(f) = \sqrt{Z(f)/Y(f)}$; $\gamma(f)$ 为输电线路的传播常数, $\gamma(f) = \sqrt{Z(f)Y(f)}$; $\sinh(\gamma(f)x) = (e^{\gamma(f)x} - e^{-\gamma(f)x})/2$ 。将输电线路用 π 型等效电路表示如图 4。

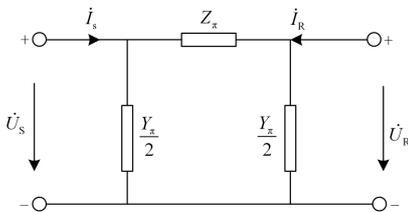


图 4 输电线路的 π 型等效电路

Fig. 4 π equivalent circuit of transmission line

图 4 中, Z_{π} 为输电线路的 π 型等效电路的等值阻抗; $Y_{\pi}/2$ 为输电线路的 π 型等效电路的等值导纳; L_e 为输电线路的总长度; 整段输电线的 T 参数方程如式(5)。

$$\begin{bmatrix} U_{\text{S}} \\ I_{\text{S}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{\text{R}} \\ I_{\text{R}} \end{bmatrix} \quad (5)$$

由式(4)和式(5)得 $A=D=\cosh(\gamma(f)L_e)$; $B=Z_{\text{C}}(f)\sinh(\gamma(f)L_e)$; $C=\sinh(\gamma(f)L_e)/Z_{\text{C}}(f)$ 。由图 4 根据基尔霍夫电压、电流定律(KVL 和 KCL)得流过 Z_{π} 的支路电流为 $I_{\text{R}} + U_{\text{R}}Y_{\pi}/2$, 故而可以得到始端电压 U_{S} 和电流 I_{S} 用终端电压 U_{R} 和终端电流 I_{R} 进行表示的表达式。

$$\begin{bmatrix} U_{\text{S}} \\ I_{\text{S}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_{\pi}Y_{\pi}}{2} & Z_{\pi} \\ \frac{Y_{\pi}}{2} \left(2 + \frac{Z_{\pi}Y_{\pi}}{2} \right) & 1 + \frac{Z_{\pi}Y_{\pi}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{\text{R}} \\ I_{\text{R}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} U_{\text{S}} \\ I_{\text{S}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma(f)L_e) & Z_{\text{C}}(f)\sinh(\gamma(f)L_e) \\ \frac{\sinh(\gamma(f)L_e)}{Z_{\text{C}}(f)} & \cosh(\gamma(f)L_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{\text{R}} \\ I_{\text{R}} \end{bmatrix} \quad (7)$$

结合式(6)、式(7)得到 π 型等效电路的参数如式(8)、式(9)。

$$Z_{\pi} = Z_{\text{C}}(f)\sinh(\gamma(f)L_e) \quad (8)$$

$$\frac{Y_{\pi}}{2} = \frac{\cosh(\gamma(f)L_e)^{-1}}{Z_{\text{C}}(f)\sinh(\gamma(f)L_e)} = \frac{1}{Z_{\text{C}}(f)} \tanh\left(\gamma(f)\frac{L_e}{2}\right) \quad (9)$$

2.2 牵引供电系统模型

新型阻波高通滤波器能有效地滤除高次谐波^[14], 滤波器的参数和接入牵引网位置的不同会影响其滤波效果。分别考虑滤波器接在牵引网首端和牵引网末端两种情况牵引供电系统的模型。

2.2.1 滤波器在首端的牵引供电系统模型

新型阻波高通滤波器接在牵引网首端时等效电路如图 5。

牵引供电系统分为两部分, 从机车向牵引变电所看过去的长度为 L_a , 等值阻抗为 Z_a 。从机车向分区所方向看过去的长度为 L_b , 等值阻抗为 Z_b 。整个系统的等值阻抗为 Z_e 。

$$Z'_{\text{SS}}(f) = Z_{\text{SS}} // Z_{\text{hf}} \quad (10)$$

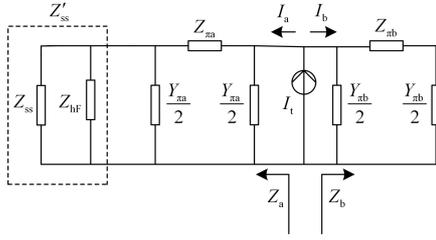


图 5 滤波器接在首端示意图

Fig. 5 Schematic diagram of traction network with high-pass filter in the head end

$$Z_a(f) = \left(Z'_{SS}(f) // \frac{I}{Y_{na}(f)/2} + Z_{na}(f) \right) // \frac{I}{Y_{na}(f)/2} \quad (11)$$

$$Z_a(f) = Z_C(f) \frac{Z'_{SS}(f) \cosh(\gamma(f)L_a) + Z_C(f) \sinh(\gamma(f)L_a)}{Z'_{SS}(f) \sinh(\gamma(f)L_a) + Z_C(f) \cosh(\gamma(f)L_a)} \quad (12)$$

$$Z_b(f) = \left(Z_{nb}(f) + \frac{I}{Y_{nb}(f)/2} \right) // \frac{I}{Y_{nb}(f)/2} \quad (13)$$

$$Z_b(f) = Z_C(f) \frac{\cosh(\gamma(f)L_b)}{\sinh(\gamma(f)L_b)} \quad (14)$$

$$Z_c = \frac{Z_C \cosh(\gamma L_b) [Z_{SS} \cosh(\gamma L_a) + Z_C \sinh(\gamma L_a)]}{Z'_{SS}(f) \sinh[\gamma L_c] + Z_C \cosh[\gamma L_c]} \quad (15)$$

当 Z_c 的分母为 0 时, $Z_c \rightarrow \infty$, 发生并联谐振。

当 Z_c 的分子为 0 时, $Z_c(f) \rightarrow 0$, 发生串联谐振。当机车向牵引网注入的谐波电流频率等于系统的自然谐振频率时产生谐振和谐波电流放大^[12]。并联谐振点与线路长度、系统等值阻抗、线路单位长度的阻抗及单位长度的导纳有关。串联谐振点与线路长度、系统等值阻抗、机车位置、线路单位长度的阻抗及导纳有关。

由电流的分流关系知, 流向牵引变电所方向的电流为 $I_a(f)$ 。流过距机车 x 位置处(牵引变电所方向)的电流为 $I_x(f)$ 。分析机车处于牵引网末端时牵引网首端的谐波电流放大倍数。流入牵引变电所和滤波器的并联电流的放大倍数为 K_{magsb} , 流入牵引变电所的电流为 K_{mags} 。

$$K_{magsb} = Z_C / [Z'_{SS} \sinh(\gamma L_c) + Z_C \cosh(\gamma L_c)] \quad (16)$$

$$K_{mags} = K_{magsb} Z_{hf} / (Z_{SS} + Z_{hf}) \quad (17)$$

将滤波器的等值阻抗 Z_{hf} 代入式(16)、式(17), 得到电流放大倍数和 R 、 X_C 的表达式如式(18)、式(19)。

$$K_{magsb} = \frac{Z_C}{\frac{Z_{SS} \sinh(\gamma L_c) [hX_C + R(h^2 - 1)]}{(Z_{SS} + R)(h^2 - 1) + hX_C} + Z_C \cosh(\gamma L_c)} \quad (18)$$

$$K_{mags} = \frac{Z_C [hX_C + (h^2 - 1)R]}{Z_{SS} \sinh(\gamma L_c) [hX_C + (h^2 - 1)R] + Z_C \cosh(\gamma L_c) [(Z_{SS} + R)(h^2 - 1) + hX_C]} \quad (19)$$

当不加滤波器时, 距机车 x 位置处(牵引变电所方向)的谐波电流放大倍数为 K_{mag} 。

$$K_{mag} = I_x / I_t = \cosh(\gamma(f)L_b) \times \frac{[Z_{SS}(f) \sinh(\gamma(f)(L_a - x)) + Z_C(f) \cosh(\gamma(f)(L_a - x))]}{Z_{SS}(f) \sinh(\gamma(f)L_c) + Z_C(f) \cosh(\gamma(f)L_c)} \quad (20)$$

由式(20)知, 牵引变电所处的谐波电流放大现象最严重, 如式(21)。

$$K'_{mag} = \frac{Z_C(f) \cosh(\gamma L_b)}{Z_{SS}(f) \sinh(\gamma(f)L_c) + Z_C(f) \cosh(\gamma(f)L_c)} \quad (21)$$

2.2.2 滤波器在末端的牵引供电系统模型

新型阻波高通滤波器接在末端等效电路图如图 6。

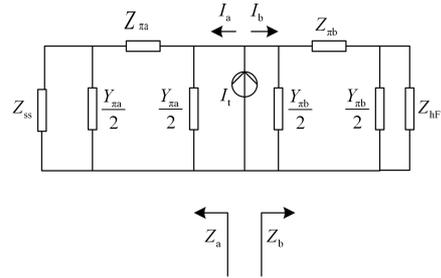


图 6 滤波器接在末端示意图

Fig. 6 Schematic diagram of traction network with high-passed filter at the terminal

滤波器接在末端时, 牵引网的谐波电流放大倍数为 K_1 。

$$K_1 = \frac{Z_{SS} Z_{hf} \sinh(\gamma L_a) \cosh(\gamma L_b) + Z_{hf} Z_C \cosh(\gamma L_a) \cosh(\gamma L_b)}{(Z_C^2 + Z_{SS} Z_{hf}) \sinh(\gamma L_c) + (Z_{hf} + Z_{SS}) Z_C \cosh(\gamma L_c)} = \frac{Z_C Z_{SS} \sinh(\gamma L_a) \sinh(\gamma L_b) + Z_C^2 \cosh(\gamma L_a) \sinh(\gamma L_b)}{(Z_C^2 + Z_{SS} Z_{hf}) \sinh(\gamma L_c) + (Z_{hf} + Z_{SS}) Z_C \cosh(\gamma L_c)} \quad (22)$$

由式(22)可得机车处于牵引网末端和处于牵引网首端时, 牵引网首端流入系统的谐波电流放大倍数。机车处于牵引网末端时的谐波电流放大倍数为

K_{magm1} ，机车处于牵引网首端时的谐波电流放大倍数为 K_{magm2} 。

$$K_{\text{magm1}} = \frac{Z_{\text{hf}} Z_{\text{C}}}{(Z_{\text{SS}} Z_{\text{hf}} + Z_{\text{C}}^2) \sinh(\gamma L_{\text{e}}) + (Z_{\text{hf}} + Z_{\text{SS}}) Z_{\text{C}} \cosh(\gamma L_{\text{e}})} \quad (23)$$

当 $Z_{\text{hf}} \rightarrow \infty$ 时，由式(23)得 $K'_{\text{magm1}} = Z_{\text{C}} / [Z_{\text{SS}} \times \sinh(\gamma L_{\text{e}}) + Z_{\text{C}} \times \cosh(\gamma L_{\text{e}})]$ ，由式(21)可知，和在牵引网中不加高通滤波器，机车位于牵引网末端时的情况完全相同，验证所推导公式的正确。

$$K_{\text{magm2}} = \frac{Z_{\text{hf}} Z_{\text{C}} \cosh(\gamma L_{\text{e}}) + Z_{\text{C}}^2 \sinh(\gamma L_{\text{e}})}{(Z_{\text{SS}} Z_{\text{hf}} + Z_{\text{C}}^2) \sinh(\gamma L_{\text{e}}) + (Z_{\text{hf}} + Z_{\text{SS}}) Z_{\text{C}} \cosh(\gamma L_{\text{e}})} \quad (24)$$

当 $Z_{\text{hf}} \rightarrow \infty$ 时，由式(24)得 $K'_{\text{magm2}} = Z_{\text{C}} \times \cosh(\gamma L_{\text{e}}) / [Z_{\text{SS}} \times \sinh(\gamma L_{\text{e}}) + Z_{\text{C}} \times \cosh(\gamma L_{\text{e}})]$ ，由式(21)可知和在牵引网中不加高通滤波器，机车位于牵引网首端时的情况完全相同，验证所推导公式的正确^[16]。

3 案例分析

3.1 系统参数

某电气化铁路采用复线直接供电方式，供电电压等级为 110 kV，系统短路容量为 800 MVA。牵引变压器为单相接线方式，其容量为 31.5 MVA，短路电压百分比为 10.5%。经计算得牵引变电所及系统等值阻抗为 $Z_{\text{SSh}} = 1.18 + j9.75h \Omega/\text{km}$ 。牵引供电臂长度取 30 km。线路参数如表 1。

表 1 线路参数

Table 1 Line parameters

线形	型号	材料	直流电阻/(Ω/km)
接触线	CTSH-150	铜锡 150	0.158 0
承力索	JTMH-120	铜镁 120	0.242 0
正馈线	LBGLJ-240/30	铝包钢	0.113 3
钢轨	P50		

经 Carson 理论和相模变换法得到牵引网单位长度的阻抗矩阵和导纳矩阵。通过降阶处理，将牵引网平行多导体系统对外等效为一根导线。经式(8)、式(9)等效后牵引网的单位长度阻抗为 $Z_{\text{h}} = 0.114 + j0.5934h \Omega/\text{km}$ ，牵引网单位长导纳为 $Y_{\text{h}} = j2.4765 \times 10^{-6} h \text{ S}/\text{km}$ 。牵引负荷的各次谐波含量特征如图 7。

3.2 不加滤波器时系统谐波特性

文献[5, 8]针对牵引供电系统的谐振特性进行

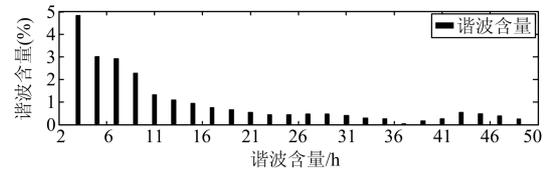


图 7 牵引负荷谐波含量

Fig. 7 Harmonic content of traction load

了仿真分析，本文从公式推导上来直接说明各因素对电流放大倍数的影响。牵引供电系统不加滤波器时，由式(21)知线路参数固定时，随着系统容量的增大， Z_{SS} 减小，谐波电流放大倍数增大。机车位置固定时 L_{b} 固定，线路长度增长时，由 $\sinh(\gamma(f) L_{\text{e}})$ 和 $\cosh(\gamma(f) L_{\text{e}})$ 函数的特性知谐波电流放大倍数总体呈减小趋势。而且在某一牵引网长度下，由 $\cosh(\gamma L_{\text{b}})$ 在牵引供电臂选定的长度内是递减的性质知机车距牵引网首端距离越远，即 L_{b} 减小，其谐波谐振对应的次数不变，但放大倍数会增加，机车在牵引网末端时谐波电流放大最严重。

文献[12]谐振频率 $f = 1/2\pi\sqrt{L_{\text{SS}}C}$ ，式中 L_{SS} 为系统等值电感， C 为整个线路的总电容。所以随着系统容量的增大， L_{SS} 减小，谐振频率也增大。机车位置固定，线路长度增长时， C 增大，谐振频率降低。

3.3 新型阻波高通滤波器加首端时的系统特性

为了改善牵引网的谐波电流放大现象，最有效的措施就是在牵引供电系统中装设高通滤波器。接入新型阻波高通滤波器后牵引变电所的等效阻抗降低，在滤除高次谐波的同时还可以增大牵引网的谐振频率，躲避机车谐波电流的范围，抑制牵引网的谐振^[14]。

新型阻波高通滤波器参数 R 和 X_{C} 取值变化时，对各次谐波的滤波效果有差异。谐波次数为 2~10 次时， R 、 X_{C} 和谐波电流放大倍数最大值之间的关系如表 2。谐波次数变化时，固定谐波次数下，谐波电流最大值出现在不同取值的 R 和 X_{C} ， R 和 X_{C} 变化时，谐波电流放大倍数有可能大于未加滤波器之前的放大倍数也有可能小于未加滤波器之前的放大倍数。以固定 $h=4$ 为例， R 、 X_{C} 和谐波电流放大倍数之间的关系如图 8， h 取 2~10 时，图形基本形状不变，尖峰出现位置随谐波次数的改变而变化。谐波次数在 14~43 时， R 和 X_{C} 变化时，谐波电流放大倍数均小于未加滤波器时。以 $h=20$ 为例， R 、 X_{C} 和谐波电流放大倍数之间的关系如图 9。

表 2 尖峰处谐波电流放大
Table 2 Harmonic current enlargement of the peak

h	2	3	4	5
R	2	2	2	2
X_C	40	80	140	240
K	3.451	9.385	9.933	15.982
h	6	7	8	9
R	2	2	2	2
X_C	360	480	640	840
K	17.903	22.261	26.482	30.298

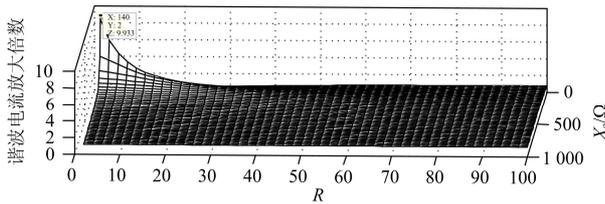


图 8 $h=4$ 时的谐波电流放大

Fig. 8 Harmonic current enlargement of the 4th harmonics

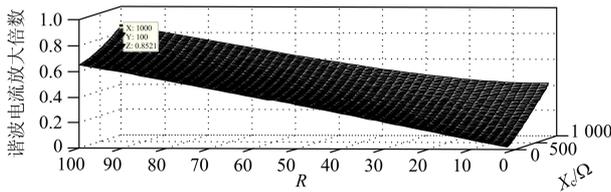


图 9 $h=20$ 时的谐波电流放大

Fig. 9 Harmonic current enlargement of the 20th harmonics

由此可见, R 和 X_C 的取值不同时, 不同次谐波次数下, 谐波电流放大倍数也不同。所以有必要对 R 和 X_C 取不同值时的滤波效果进行分析, 对 R 和 X_C 的取值进行优化^[17-19]。

定义: $K_h (h=1, 2, 3, \dots)$ 为滤波后第 h 次谐波对应的谐波电流放大倍数。 $h=1$ 时表示基波电流放大倍数。 $K'_h (h=1, 2, 3, \dots)$ 为滤波前第 h 次谐波对应的谐波电流放大倍数。 $h=1$ 时表示基波电流放大倍数。 $I_h (h=1, 2, 3, \dots)$ 为机车含有的第 h 次谐波值, $h=1$ 表示基波电流值。滤波后谐波的总畸变率用 $\varepsilon_1 = \sqrt{\sum (I_h \cdot K_h)^2} / (I_1 \cdot K_1)$ 来衡量。滤波前谐波的总畸变率用 $\varepsilon_0 = \sqrt{\sum (I_h \cdot K'_h)^2} / (I_1 \cdot K_1)$ 来衡量^[20-22]。

滤波器接在牵引网首端时的谐波总畸变率和未加滤波器的谐波总畸变率的对比波形如图 10。

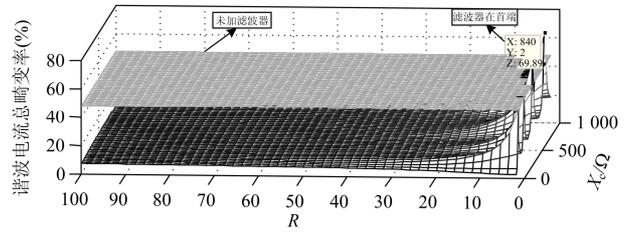


图 10 滤波器在首端谐波电流畸变率

Fig. 10 Harmonic current distortion with high-pass filter in the head end

谐波总畸变率与滤波器的滤波效果密切相关, 用谐波总畸变率衡量滤波器的滤波效果, 控制优化目标为谐波总畸变率不超过 10%。由实际滤波器的容量限制, 容量过大, 成本太高, 取滤波器容量范围最大为 2 MVA。滤波器参数 X_C 和 R 的关系图如图 11。由图 11 可得, R 取值较小时, 对滤波器的设计容量的要求越大。

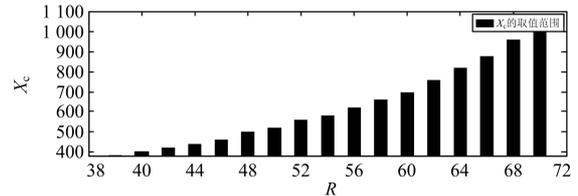


图 11 滤波器参数范围

Fig. 11 Parameter set for high-passed filter

3.4 新型阻波高通滤波器加末端时的系统特性

新型阻波高通滤波器加在分区所, 牵引网总长为 30 km, 机车距牵引网首端的距离变化时, 谐波次数和谐波电流放大倍数之间的关系如图 12。装设滤波器后谐振点后移, 低次谐波会产生一定的放大。针对机车位于牵引网首端和牵引网末端两种情况进行研究。

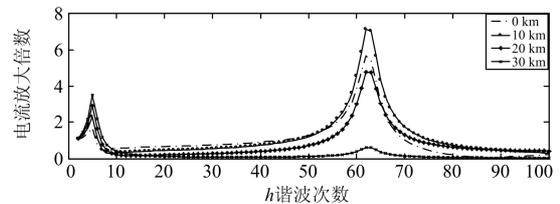


图 12 谐波电流放大

Fig. 12 Harmonic current enlargement

滤波器位于牵引网末端, 机车也位于末端时, 滤波器参数 R 、 X_C 和谐波电流总畸变率关系如图 13。

滤波器位于牵引网末端, 机车位于首端时, 滤波器参数 R 、 X_C 和谐波电流总畸变率关系如图 14。

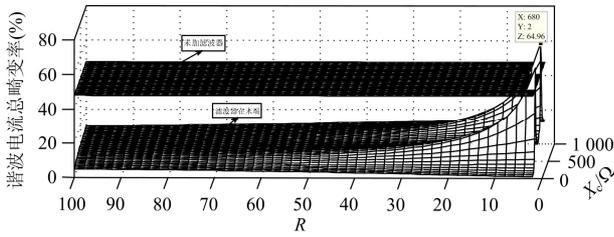


图 13 滤波器在末端谐波电流畸变率 1

Fig. 13 Harmonic current distortion with high-pass filter at the terminal 1

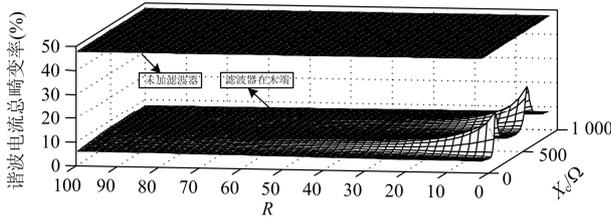


图 14 滤波器在末端谐波电流畸变率 2

Fig. 14 Harmonic current distortion with high-pass filter at the terminal 2

控制优化目标和滤波器在牵引网首端时相同。用谐波总畸变率衡量滤波器的滤波效果，谐波总畸变率不超过 10%。 X_c 和 R 的关系图如图 15。

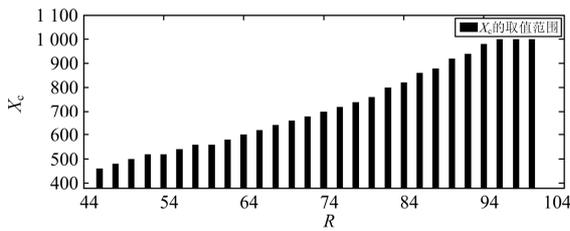


图 15 滤波器参数范围

Fig. 15 Parameter set for high-passed filter

3.5 新型阻波高通滤波器参数优化

由图 11 得新型阻波高通滤波器加在牵引网首端时，优化后 R 和 X_c 的取值关系。取优化范围内的一组参数， R 为 100Ω ， X_c 为 380Ω 。优化范围之外的一组参数， R 为 2Ω ， X_c 为 840Ω 。联合不加滤波器的情况，谐波次数和谐波电流放大倍数之间的关系如图 16。

由图 15 得新型阻波高通滤波器加在牵引网末端时，优化后 R 和 X_c 的取值关系。取优化范围内的一组参数， R 为 100Ω ， X_c 为 380Ω 。优化范围之外的一组参数， R 为 2Ω ， X_c 为 680Ω 。结合不加滤波器的情况，谐波次数和谐波电流放大倍数之

间的关系如图 17。

从图 16 和图 17 易得，经参数优化后，效果显著，各次谐波放大倍数均较小。如未经优化，选取的参数，有可能导致滤波后，低次谐波产生谐振，滤波效果变差。

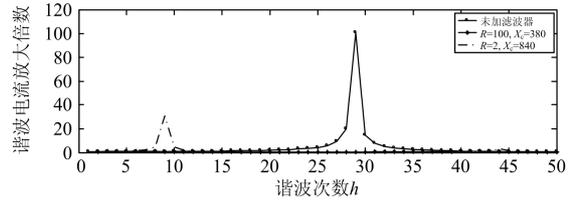


图 16 首端优化对比

Fig. 16 Contrast of optimization in the head end

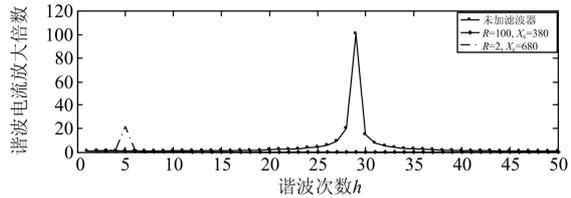


图 17 末端优化对比

Fig. 17 Contrast of optimization at the terminal

4 结论

通过对综合考虑了滤波器的牵引供电系统的数学模型的推导，得到以下结论。

(1) 新型阻波高通滤波器具有抑制谐波电流谐振的特性。使谐振点后移，放大倍数减小，滤波器对高次谐波抑制明显。

(2) 滤波器参数与低次谐波的放大具有相关性。不当的滤波器参数可导致低次谐波显著放大。

(3) 滤波器电阻选择问题：滤波器电阻较小时对滤波器容量的要求越大。通过滤波器加在首末端的参数设置对比，为新型阻波高通滤波器的参数设计提供了一种依据，具有实际工程价值。

滤波器加在牵引网首端和末端都可以达到滤波的效果，且加在末端滤波器取相同电阻 R 时，对滤波器的容量要求较低。

参考文献

[1] 李子晗, 周福林, 李亚楠. 牵引供电用和三相电力供电系统用二阶阻波高通滤波装置, 中国: CN202260456U[P]. 2012-05-30.
 [2] 吴命利, 李群湛. 输电线谐波模型与算法研究[J]. 铁道学报, 1995, 17(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, 17(S1): 105-112.
- [3] 吴命利, 李群湛. 电力系统与牵引供电系统三相谐波模型[J]. 铁道学报, 1999, 21(1): 45-48.
WU Mingli, LI Qunzhan. Three-phase harmonic modeling for power system and electric traction system[J]. Journal of the China Railway Society, 1999, 21(1): 45-48.
- [4] 李勇, 于芮枝, 王英英, 等. 负荷对短路电流的影响研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(6): 40-45.
LI Yong, YU Ruiji, WANG Yingying, et al. Research on the influence of load on short circuit current[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(6): 40-45.
- [5] LEE H M, LEE C M, 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.
- [6] 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.
- [7] 胡海涛, 何正友, 王江峰, 等. 基于车网耦合的高速铁路牵引网潮流计算[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(19): 101-108, 192.
HU Haitao, HE Zhengyou, WANG Jiangfeng, et al. Power flow calculation of high-speed railway traction network based on train-network coupling systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(19): 101-108, 192.
- [8] 吴命利. 电气化铁道牵引网的统一链式电路模型[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(28): 52-58.
WU Mingli. Uniform chain circuit model for traction networks of electric railways[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(28): 52-58.
- [9] 张杨, 刘志刚. 基于电磁暂态分析的高速铁路牵引网谐波模型及谐波特性分析[J]. 电网技术, 2011, 35(5): 70-75.
ZHANG Yang, LIU Zhigang. Modeling and characteristic analysis of harmonic in high-speed railway traction network based on PSCAD/EMTDC platform[J]. Power System Technology, 2011, 35(5): 70-75.
- [10] 徐文远, 张大海. 基于模态分析的谐波谐振评估方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(22): 92-96.
XU Wilsun, ZHANG Dahai. A modal analysis method for harmonic resonance assessment[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(22): 89-93.
- [11] IEEE Harmonics Model and Simulation Task Force. Test systems for harmonics modeling and simulation[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1999, 14(2): 579-587.
- [12] 李群湛. 谐波影响分析与算法研究[J]. 铁道学报, 1991(增刊 1): 59-69.
LI Qunzhan. On the calculation and effect of harmonics[J]. Journal of the China Railway Society, 1991(S1): 59-69.
- [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] 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.
- [15] 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.
- [16] 王奇, 刘志刚, 白玮莉, 等. 基于 PSCAD/EMTDC 的牵引供电系统仿真模型研究[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(16): 35-40, 45.
WANG Qi, LIU Zhigang, BAI Weili, et al. Research on the simulation model of traction power supply system based on PSCAD/EMTDC[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(16): 35-40, 45.
- [17] 张元, 赫丽丽, 戴嘉祺. 风电场等值建模研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(6): 138-146.
ZHANG Yuan, HE Lili, DAI Jiaqi. Overview of the equivalent model research for wind farm[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(6): 138-146.
- [18] 胡晓阳, 王卫平, 王主丁, 等. 一种实用的配电网无功运行两层优化方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(3): 14-21.
HU Xiaoyang, WANG Weiping, WANG Zhudong, et al. A practical two-phase optimization method of dynamic var optimization in a distribution system[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(3): 14-21.

- [19] 刘书铭, 李陈莹, 李琼林, 等. 电力系统串联谐波谐振的特性分析与灵敏度计算[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(9): 21-27.
LIU Shuming, LI Chenying, LI Qionglin, et al. Characteristics analysis of power system series harmonic resonance and sensitivity calculation[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(9): 21-27.
- [20] 张明, 吴浩伟, 蔡凯. 模块化多电平变换器的环流谐波抑制策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(21): 57-66.
ZHANG Ming, WU Haowei, CAI Kai. Circulating harmonics suppression method for modular multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(21): 57-66.
- [21] 曾祥君, 黄明玮, 王文, 等. 配电网三相不平衡过电压有源抑制方法研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(9): 61-69.
ZENG Xiangjun, HUANG Mingwei, WANG Wen, et al. Research on active suppression method of three-phase unbalanced overvoltage for distribution networks[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(9): 61-69.
- [22] 候睿, 武建, 徐殿国. 并联有源滤波器 LCL 滤波器特性分析及设计方法[J]. 电工技术学报, 2015, 29(10): 191-198.
HOU Rui, WU Jian, XU Dianguo. Characteristics and design methods of LCL filter in shunt active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 29(10): 191-198.

收稿日期: 2015-11-27; 修回日期: 2016-02-26

作者简介:

李丹丹(1991-), 女, 硕士研究生, 研究方向为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: 577063479@qq.com

周福林(1982-), 男, 通信作者, 博士, 讲师, 研究方向为电能质量分析与控制、牵引供电系统分析、车网电气耦合。E-mail: 53470686@qq.com

(编辑 葛艳娜)