DOI: 10.13382/j.jemi.B2104465

ZPW2000 系列移频信号谐波干扰处理方法研究*

李建国[1,2] 康耀军[1] 马尚鹏[1]

(1. 兰州交通大学自动化与电气工程学院 兰州 730070;
2. 兰州交通大学四电 BIM 工程与智能应用铁路行业重点实验室 兰州 730070)

摘 要:不平衡牵引电流与 ZPW2000 系列轨道电路移频信号存在共同传输通道,其中牵引回流和高次谐波成分都将对移频信号产生影响,当列车依靠 CTCS-2 级列车运行控制系统提供运行许可时,增加了安全运行风险。为有效去除高次谐波干扰,获取无绝缘轨道电路移频信息,设计了基于 VMD 与 Hilbert 变换相结合的移频信号处理方法。首先利用 VMD 将谐波干扰信号分解为若干不同频率段的 IMF;然后对所有 IMF 求解中心频率,确定各谐波干扰频率,根据预测算法和相关性验证,确定当前无绝缘轨道电路所对应的本征模态函数;最后通过对该 IMF 进行 Hilbert 变换分析确定当前无绝缘轨道电路中移频信息。通过对仿真和实验室实测信号分析发现:该方法不但可以有效抑制模态混叠现象,使各谐波干扰成分从混合信号中准确的分离,而且能够准确求解出移频信息,为干扰条件下准确解调行车许可信号提供了借鉴意义。

关键词: 移频信号;干扰分析;Hilbert 变换;变分模态分解

中图分类号: U284.28 **文献标识码**: A **国家标准学科分类代码**: 580.30

Research on harmonic interference processing method of ZPW2000 series frequency shift signals

Li Jianguo[1,2] Kang Yaojun[1] Ma Shangpeng[1]

(1. School of Automation & Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China;
2. Key Laboratory of Four Power BIM Engineering and Intelligent Application Railway Industry Lanzhou, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

Abstract: The unbalanced traction current and the frequency shift signal of the ZPW2000 series track circuit have a common transmission channel. The traction returns and higher harmonic components will affect the frequency shift signal. When the train relies on the CTCS-2 train operation control system to provide operation permission, increasing the risk of safe operation. In order to effectively remove high-order harmonic interference and obtain jointless track circuit frequency shift information, a frequency shift signal processing method based on the combination of VMD and Hilbert transform is designed. First, use VMD to decompose the harmonic interference signal into several IMFs of different frequency bands, solve the center frequency of all IMFs, determine the interference frequencies of each harmonic, and determine the eigenmode function corresponding to the current jointless track circuit according to the prediction algorithm and correlation verification; finally, determine the current jointless track circuit mid-shift by performing Hilbert transform analysis on the IMF Frequency information. Through the analysis of simulation and laboratory measured signals, it is found that the method not only effectively suppresses the mode aliasing phenomenon to make the harmonic interference components accurately separate from the mixed signals, but also accurately solves the frequency shift information, which provides a reference for the accurate demodulation of driving permit signals under interference conditions.

Keywords: frequency shift signal; interference analysis; Hilbert transform; variational modal decomposition

收稿日期: 2021-06-25 Received Date: 2021-06-25

*基金项目:教育部产学合作协同育人项目(202101023013)、四电 BIM 工程与智能应用铁路行业重点实验室开放基金课题项目(BIMKF-2021-06)、甘肃省教育厅:优秀研究生创新之星项目(2021CXZX-603)、兰州交通大学实验教改重点项目(2020004)资助

0　引　言

ZPW-2000 系列无绝缘轨道电路移频信号传输过程中,常受到传导干扰、邻线干扰和邻区段干扰,使列车安全运行增加了风险。邻线干扰是通过电感耦合、电容耦合及道砟电阻漏泄将相邻轨道电路移频信号传输至当前轨道电路形成的干扰[1],产生原因为:两相邻轨道电路并行线路过长和道砟漏泄,文献[2-5]在防护邻线干扰方面做了诸多工作,提出了保证两根钢轨对地的电压平衡、维修上严格按设计调整表对区间轨道电路电平等级进行调整以及通过更改分割点减小相同载频并行长度等措施,有效防护了邻线移频信号对轨道电路移频信号的干扰。由于调谐区设备故障使得相邻区段轨道电路的信号越过调谐区形成的干扰称之为邻区段干扰,郭红标等[6]针对邻区段干扰,设计了一种邻区段干扰防护器,有效阻止了邻区段干扰在本轨道电路区段的传播,且对轨道电路和机车信号正常工作无影响,具有良好的实用性和兼容性。

不平衡牵引电流与 ZPW2000 系列轨道电路移频信号存在共同传输通道,牵引回流和高次谐波成分都将对移频信号造成传导性干扰,其中牵引回流 50 Hz 基波干扰能量大,谱线幅度高,但在频域中距信号谱线较远,采用时域滤波的方法可有效滤除干扰成分,对于与信号能量接近的带内高次谐波干扰,采用时域滤波难以消除。理论分析、室内仿真以及现场测试均表明带内高次谐波干扰对轨道电路移频信号存在较为严重的影响[7]。

针对谐波干扰,Župan 等[8]利用 EMTP-RV 软件对电气化铁路系统进行了详细建模,评估了铁路供电系统中产生的谐波电流;Faten 等[9]通过对突尼斯某地区的铁路供电系统建模研究谐波电磁干扰问题,从机车的角度给出了防护措施;Jiao 等[10]开发了一套用于评估对轨道电路系统影响的谐波电流测量与管理系统,通过对试验数据的分析,讨论了牵引谐波电流的分布及不同工况下牵引谐波电流的变化规律。王梓丞等[11]通过分析列车驶入/出清的瞬间接收端信号暂态突变的问题,提出了通过谐波实验分析各次谐波比例的方法,研究信号设备的谐波限值。许童羽等[12]与英超[13]提出了利用快速傅里叶变换(fast Fourier transform,FFT)分析电网谐波干扰的方法,研究中采用了基于汉宁窗的高精度 FFT 谐波分析方法来提高分析精度。

对于高次谐波干扰,目前通用式机车信号多采用 FFT 结合反向快速傅里叶变换(invert fast Fourier transformation,IFFT)的方法,把时域中不可分离的信号进行快速傅里叶变换后,将不需要的频谱删除,对于时域特征明显的信号,采用 IFFT 技术再次变换到时域进行分析。该方法主要在频域进行滤波,无绝缘轨道电路移频信号在时域直接进行高次谐波干扰滤除的方法鲜有研究,在时域直接对移频信号进行检测分析具有重要的现实意义和运用价值。

时域直接进行信号处理方法有经验模态分解(empirical mode decomposition, EMD)和变分模态分解(variational mode decomposition, VMD),其中 EMD 能够根据信号自身的时间尺度特征,将信号从高频到低频分解成若干个本征模态函数[14]。但 EMD 分解过程中会出现模态混叠现象,即一个本征模态函数(intrinsic mode function,IMF)中出现差异较大的时间尺度特征,或者相近时间尺度特征出现在不同 IMF 分量中的现象,从而影响信号分解精度。

文献[15]提出了变分模态分解(variational mode decomposition, VMD),该方法核心思想是使每个模态的估计带宽之和最小,通过迭代搜寻变分模型最优解来确定每个分量的频率及带宽,从而实现信号各个模态分量有效分离。在对信号进行 VMD 分解之后,利用 Hilbert 变换可以计算出各个 IMF 分量的瞬时频率,从而反映各个 IMF 分量时间与频率之间的关系。

本文设计了一种基于 VMD 与 Hilbert 变换相结合的移频信号谐波干扰处理方法。首先将无绝缘轨道电路谐波干扰信号利用 VMD 分解为不同的 IMF,再按照追踪码序的发码规则预测下一区间可能出现的移频信号组合并做相关性验证,从所有 IMF 中选出与当前无绝缘轨道电路所对应的 IMF 分量,通过对该 IMF 进行 Hilbert 变换分析确定当前无绝缘轨道电路中移频信号,对剩余 IMF 通过 Hilbert 变换求解中心频率,确定干扰成分频率及干扰来源,并通过软件模拟仿真和实验室采集信号验证了方法的有效性。

1　基本原理

1.1　变分模态分解

在 VMD 算法中,IMF 被定义为调频-调幅(AF-FM)信号[16],表达式为:

$$u_k(t) = A_k(t)\cos(\varphi_k(t)) \tag{1}$$

其中,$A_k(t)$ 为包络信号,$\varphi_k(t)$ 为瞬时相位。

VMD 的目标是在重现输入信号时,将实值输入信号分解为 K 个具有特定稀疏性的子信号 u_k,且使每个子信号的估计带宽之和最小,并保证各模态分量之和为输入信号 $f(t)$。

若原始信号可以分解为 K 个 IMF 分量,每个 IMF 分量具有中心频率和有限带宽,在变分约束模型构造过程中,先由 Hilbert 变换得到信号单边频谱; 随后对解析信号与预估中心频率进行混合,将每个模态分量频谱调制到相应预估基频带;计算平移后信号梯度 L^2 范数平方来

估计带宽[17]。通过整个变分问题的构造,最终得到表达式如式(2)所示。

$$\begin{cases}\min\limits_{\{u_k\},\{\omega_k\}}\left\{\sum\limits_k\left\|\partial_t\left[\left(\delta(t)+\dfrac{\mathrm{j}}{\pi t}\right)*u_k(t)\right]\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_k t}\right\|_2^2\right\}\\ \text{s.t.}\sum\limits_k u_k=f\end{cases}\tag{2}$$

其中,$\{u_k\}:=\{u_1,\cdots,u_k\}$ 为分解得到的 K 个 IMF 分量,$\{\omega_k\}:=\{\omega_1,\cdots,\omega_k\}$ 为各个 IMF 分量的中心频率。

为求解上述变分问题,VMD 利用了二次惩罚项和拉格朗日乘数 λ,扩展的拉格朗日表达式如式(3)所示。

$$\begin{aligned}&L(\{u_k\},\{\omega_k,\lambda\}):=\\&\alpha\sum_k\left\|\partial_t\left[\left(\delta(t)+\frac{\mathrm{j}}{\pi t}\right)*u_k(t)\right]\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_k t}\right\|_2^2+\\&\left\|f(t)-\sum_k u_k(t)\right\|_2^2+\langle\lambda(t),f(t)-\sum_k u_k(t)\rangle\end{aligned}\tag{3}$$

式中:α 为惩罚参数,λ 为拉格朗日乘数。

随后利用交替方向乘子算法求解以上无约束变分问题[18],模态分量 u_k、中心频率 ω_k 和 λ_k 的迭代求解公式如式(4)所示。

$$\begin{cases}\hat{u}_k^{n+1}(\omega)=\dfrac{\hat{f}(\omega)-\sum\limits_{i\neq k}\hat{u}_i(\omega)+\dfrac{\hat{\lambda}(\omega)}{2}}{1+2a(\omega-\omega_k)^2}\\ \omega_k^{n+1}=\dfrac{\int_0^\infty\omega|\hat{u}_k(\omega)|^2\mathrm{d}\omega}{\int_0^\infty|\hat{u}_k(\omega)|^2\mathrm{d}\omega}\\ \hat{\lambda}^{n+1}(\omega)\leftarrow\hat{\lambda}^n(\omega)+\Gamma\left(f-\sum\limits_k u_k^{n+1}\right)\end{cases}\tag{4}$$

VMD 完全优化过程中每个 IMF 分量的中心频率及带宽在迭代求解变分模型的过程中不断更新,为防止进入无休止迭代状态,采用式(5)进行作为迭代停止条件。

$$\sum_k\frac{\|\hat{u}_k^{n+1}-\hat{u}_k^n\|_2^2}{\|\hat{u}_k^n\|_2^2}<\varepsilon\tag{5}$$

式中:ε 为相对公差,即模态收敛相对容忍度,$\varepsilon>0$。

1.2　Hilbert 变换与瞬时频率求解

一个连续时间信号 $f(t)$,其希尔伯特变换 $\hat{f}(t)$ 如下:

$$\hat{f}(t)=\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\frac{f(t)}{t-\tau}\mathrm{d}\tau=f(t)*\frac{1}{\pi t}\tag{6}$$

对于信号 $f(t)$,定义其解析信号 $z(t)$ 为:

$$z(t)=f(t)+\mathrm{j}\hat{f}(t)=a(t)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\varphi(t)}\tag{7}$$

式中:$a(t)=\sqrt{(f(t))^2+(\hat{f}(t))^2}$,由此可以得到信号的相位 $\varphi(t)$ 如式(8)所示。

$$\varphi(t)=\arctan\frac{\hat{f}(t)}{f(t)}\tag{8}$$

瞬时频率是信号最直观的物理现象,它可以通过相位 $\varphi(t)$ 和解析信号 $z(t)$ 计算得到[19],其具体计算公式如式(9)所示。

$$x(t)=\frac{1}{2\pi}\frac{\mathrm{d}\varphi t}{\mathrm{d}t}=\frac{\hat{f}'(t)f(t)-f'(t)\hat{f}(t)}{2\pi(a(t))^2}\tag{9}$$

2　方法建立

轨道电路移频信号谐波干扰处理中,距离信号谱线较远的干扰成分,可采用时域滤波的方法有效滤除,ZPW-2000 接收滤波器就采用移频信号中心频率±40 Hz 的带通滤波器滤除距离信号谱线较远的干扰成分。而对于与信号能量接近的带内谐波干扰,在发生频率漂移时,难以采用时域滤波来消除,本文设计了一种基于 VMD 与 Hilbert 变换相结合的移频信号谐波干扰处理方法,该方法整体框架如图 1 所示。

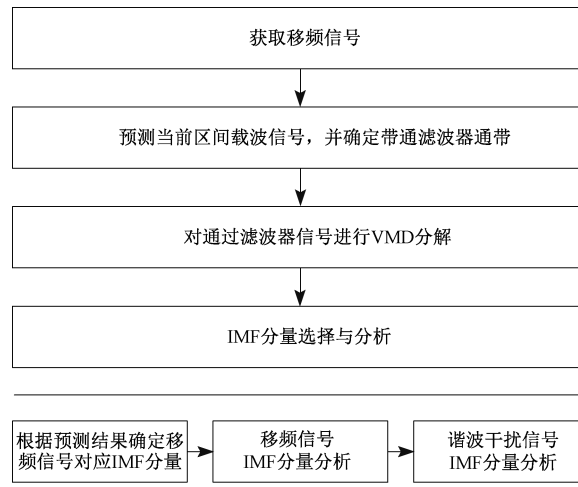


图 1　谐波干扰处理方法整体框架

Fig. 1　Overall frame of harmonic interference processing method

2.1　移频信号预测分析

ZPW-2000 型无绝缘轨道电路下行线路(背离北京方向运行线路)载频采用 1 700-1(1 701.4 Hz)、2 300-1(2 301.4 Hz)、1 700-2(1 698.7 Hz)、2 300-2(2 298.7 Hz)的顺序循环交替配置。上行线(向北京方向运行线路)2 000-1(2 001.4Hz)、2 600-1(2 601.4 Hz)、2 000-2(1 998.7 Hz)、2 600-2(2 598.7 Hz)的顺序循环交替配置,并且由列车控制中心(train control center,TCC)通过站间安全信息传输获得邻站边界区段的状态以及编码所需的信息实现闭塞分区编码逻辑的连

续性,使区间轨道电路均按照发码顺序进行发码。

移频信号的预测分析,可通过发码顺序之间的关联性,排除与前一区间低频毫无关联的低频信息,从 18 种低频信息中筛选出可使列车在当前区间加速、匀速、减速行驶及紧急停车的四种低频分量,以前一区间移频信息载频 2 300-1 和低频 10.3 Hz(L3 码)为例,预测分析如图 2 所示,其中,载频根据其在区间的布置规则进行预测,低频信息则根据列车前一区间低频信息与当前区间低频信息码序之间的关联性进行预测分析[20]。

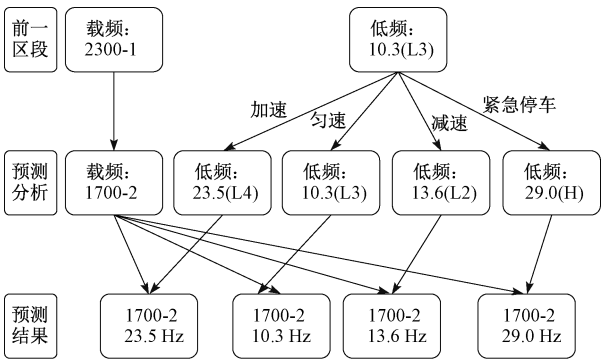


图 2　移频信号预测分析示意图

Fig. 2　Schematic diagram of frequency shift signal prediction analysis

2.2　IMF 分量选择

对采集信号进行 VMD 分解所得 K 个 IMF 分量中,包括多个高次谐波干扰 IMF 分量及移频信号所对应 IMF 分量。理论传输的移频信号与采集信号中某个 IMF 分量之间应具有较大的相关性,在采集到下一区间移频信号并对其进行 VMD 分解后,使各 IMF 分量与预测结果进行相关性对比,进而可从 K 个 IMF 分量选择出当前区段移频信号所对应模态,并达到干扰信号与移频信号分离的目的。

各 IMF 分量与预测结果之间的相关性,可用相关系数进行度量[21]。如果每个变量具有 N 个标量观测值,则相关系数定义为:

$$\rho(A,B)=\frac{1}{N-1}\sum_{i=1}^{N}\left(\frac{\overline{A_i-\mu_A}}{\sigma_A}\right)\left(\frac{B_i-\mu_B}{\sigma_B}\right) \tag{10}$$

式中:μ_A 和 σ_A 分别是 A 的均值和标准差,μ_B 和 σ_B 是 B 的均值和标准差。

2.3　IMF 分量分析

1)移频信号 IMF 分量分析

信号经希尔伯特变换后,可通过构造解析函数,最后计算出信号瞬时频率。理想无噪声 CPFSK 信号(以载波中心频率为 1 698.7 Hz,低频方波信号为 18 Hz,频偏为 ±11 Hz 为例)瞬时频率图如图 3 所示。

由图 3 可以直观看到移频信号的特征,包括上下边频及低频信号随时间变化趋势,但图 3 中移频信号上下边频在低频跳变过程中存在着不少抖动,直接求均值其结果误差较大,为精确确定中心载频,采取以下步骤。

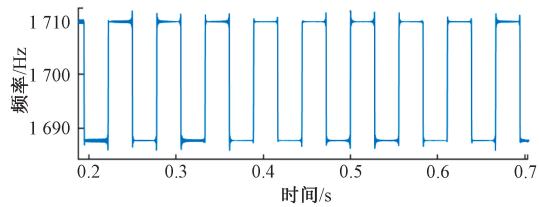


图 3　理想无噪声移频信号瞬时频率变化图

Fig. 3　Diagram of instantaneous frequency change of ideal noiseless frequency shift signal

步骤 1:计算瞬时频率的平均频率 f_0,由 f_0 确定出当前 IMF 分量所在载频区间。

步骤 2:计算 $f_0+11\pm0.15$ Hz 范围内上边频均值,舍去范围外的数据,记为 f_H。同理,计算出 $f_0-11\pm0.15$ Hz 范围内下边频均值,记为 f_L。由 $f_C=(f_H+f_L)/2$ 得到信号中心载频。

步骤 3:以 f_C 为基准,对瞬时频率进行归一化处理,将瞬时频率中大于 f_C 的值设为 1,小于 f_C 的值设为 0。得到方波信号后,对该方波信号进行 Hilbert 变换并求解所有瞬时频率平均值,即为移频信号低频信号。

2)谐波干扰信号分析

谐波干扰信号分析工作主要集中在干扰频率检测及干扰信号能量大小分析两个方面,对干扰信号频率求解,采用计算瞬时频率的方式进行。对信号能量大小分析,利用快速傅里叶变换能量平均和统计的特点,计算谐波干扰信号各频率对应能量值,确定谐波干扰信号大小。

3　仿真验证

3.1　谐波干扰分析

在铁道行业标准 TB/T3073 中,列举了一组典型的牵引电流谐波分布比例数据。对于带内谐波,参照 TB/T3073,100 A 不平衡电流下的带内谐波电流数值如表 1 所示。理论上仅有一个谐波频率可以通过,如载频 1 701.4 Hz 时,通带为 1 661.4~1 741.4 Hz,仅有 50 Hz 的 34 次谐波 1 700 Hz 进入接收器通带内;考虑工频 50 Hz 的漂移(±1%),则有可能有,牵引电流高次谐波 1 666.5 Hz(33 次谐波)和 1 717 Hz(34 次谐波)进入载频中频为 1 698.7 Hz 或 1 701.4 Hz 的接收滤波器带内,且二者合成干扰电流有效值为 321 mA,考虑到干扰在接收端等效阻抗中的影响约为 75%,即 241 mA,而 ZPW-2000 型无绝缘轨道电路要求可靠工作电流为 500 mA,对照可知,该系列无绝缘轨道电路的信号干扰比应不小于

2.07∶1。当牵引电流传导干扰比达到甚至超过轨道电路信号强度时,可能出现移频信号被牵引电流高次谐波干扰淹没现象,引起地面和机车信号接收到错误判决[22]。

表1　100 A不平衡电流下带内谐波比例及电流值[23]

Table 1　The proportion of harmonics and current values in the 100 A unbalanced current band

谐波次数	无漂移/Hz	漂移-1%/Hz	比例/%	谐波电流/A	谐波次数	无漂移/Hz	漂移1%/Hz	比例/%	谐波电流/A
34	1 700	1 683	0.090	0.090	33	1 650	1 666.5	0.308	0.308
35	1 750	1 732.5	0.249	0.249	34	1 700	1717	0.090	0.090
40	2 000	1 980	0.040	0.040	39	1 950	1 969.5	0.130	0.130
41	2 050	2 029.5	0.096	0.096	40	2 000	2 020	0.040	0.040
46	2 300	2 277	0.050	0.050	45	2 250	2 272.5	0.068	0.068
47	2 350	2 326.5	0.078	0.078	46	2 300	2 323	0.050	0.050
52	2 600	2 574	0.070	0.070	51	2 550	2 575.5	0.076	0.076
53	2 650	2 623.5	0.093	0.093	52	2 600	2 626	0.070	0.070

3.2　谐波干扰仿真建模

ZPW-2000型无绝缘轨道电路采用相位连续的频移键控(continuous-phase frequency shift keying,CPFSK)方式实现移频信号调制,该系列轨道电路选用了8种高频载波信号,即1 700-1、1 700-2、2 000-1、2 000-2、2 300-1、2 300-2、2 600-1、2 600-2,频偏均为11 Hz[24]。列车速度的控制依据地面低频信息,其频率大小由10.3 Hz开始,按1.1 Hz等差数列递增至29 Hz,共计18种低频信息。移频信号的调制可用式(11)进行数字表达:

$$f(t)=A\cos\left(2\pi f_c t+2\pi\Delta f_d\int_{\infty}^{t}m(t')\mathrm{d}t'+\theta_c\right)\quad(11)$$

式中:f_c是未调载波的频率,θ_c是载波的初始相位,Δf_d为峰值频偏,$m(t')$为低频方波信号。

由于不平衡牵引电流中与轨道电路移频信号有共同的通道,移频信号传输至无绝缘轨道电路时,通过调谐区来分割形成不同频率的轨道电路闭塞分区,其结构如图4所示。在轨道电路信号频率范围1 700~2 600 Hz内,空心线圈(SVA)阻抗约0.35~0.54 Ω,而调谐单元(BA)对本区段载频的阻抗约2 Ω,对邻区段载频阻抗约数十毫欧。不平衡牵引电流所含谐波的影响有:对于本区段信号带内谐波,有小部分(约1/4)将流过BA;对于邻区段信号的带内谐波,大部分(约3/4)谐波将流过BA,由于BA对邻区段信号频率构成串联谐振,接近短路状态,相当于两部分电流相叠加[25]。

综合上述分析,假设前一区间移频信号载频为2 300-1,低频为10.3 Hz,利用式(12)进行模拟干扰比小于2.07∶1时的当前区间带内谐波干扰信号来验证方法的可行性。

$$f(t)=f_1(t)+f_2(t)+f_3(t)+\eta\quad(12)$$

式中:$f_1(t)$为移频信号,表达式见式(11),$f_2(t)=1.3*\cos(1\,666.5*\pi*t)$;$f_3(t)=0.36*\cos(1\,717*\pi*t)$;$\eta$为高斯白噪声,用来模拟背景噪声干扰。

各成分时域波形以及仿真信号$f(t)$波形如图5所示,其中$f_1(t)$选用幅值0.5,载频1 698.7 Hz,低频10.3 Hz进行仿真,对比信号$f(t)$与移频信号$f_1(t)$时域波形发现,信号$f(t)$已完全没有$f_1(t)$信号时域变化的疏密现象,且信号幅值大小变化较大。为清晰观察信号频率变化,对信号$f(t)$进行快速傅里叶变换,将时域信号转换至频域进行分析,其频谱如图6所示。

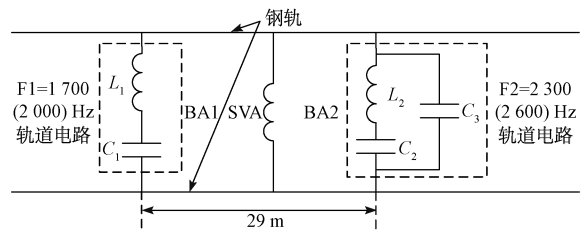


图4　无绝缘轨道电路调谐区结构

Fig. 4　JTC tuning zone structure

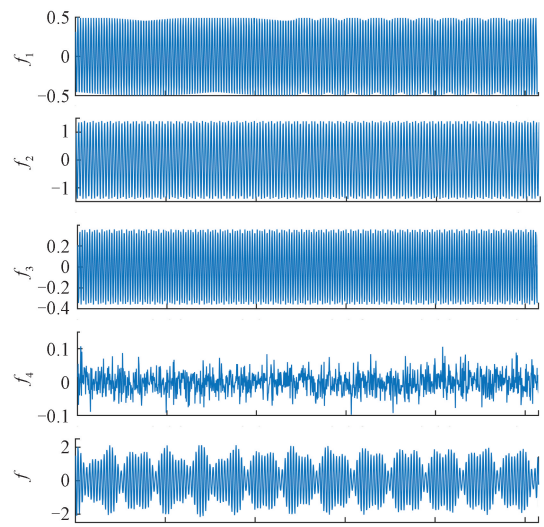


图5　仿真信号及各成分时域波形

Fig. 5　Time domain waveform of simulation signal and component signal

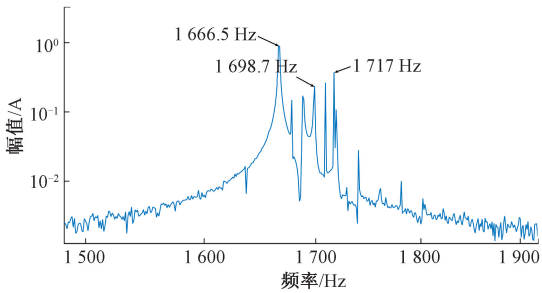


图 6　仿真信号局部频谱图

Fig. 6　Local spectrum diagram of simulation signal

分析图 6 发现，信号 $f(t)$ 中各频率能量接近，且谱线距离中心频率较近，难以直接判别干扰信号频谱与移频信号频谱。故而对 $f(t)$ 进行 VMD 分解，将各混合信号成分分离，方便干扰信号及移频信号分析。

3.3　VMD 分解结果分析

VMD 与 EMD 均能将信号从高频到低频分解成若干个本征模态函数。EMD 可以看作是一组动态自适应的低通滤波器，其分解的 IMF 分量个数不需要人为设定。利用 VMD 算法处理信号时需要预先设定分解所得 IMF 分量的个数，分量个数 K 设置的不同，最终处理结果也将不同。经过深入研究发现，VMD 算法中惩罚参数 α 对分解结果也存在较大影响，α 越小，所得各个 IMF 分量的带宽越大，反之，分量信号的带宽越小。由于实际待分析信号复杂多变，因此 K 和 α 这两个影响参数通常难以确定，如何选定合适的参数组合，是利用 VMD 算法分析干扰信号的关键所在[26]。本文采用文献[27]中提出的粒子群算法对 VMD 中两个影响参数进行并行优化，从而避免人为主观因素的干预，自动筛选出最佳的影响参数组合。

在利用粒子群寻优结果对 VMD 影响参数优化后，对仿真信号分别进行 EMD 与 VMD 分解，所得结果如图 7、8 所示。对比图 7 与 5 可知，由于高频信号频率相近，EMD 分解所得各 IMF 分量与仿真信号各组成成分相似性较小，分解结果误差较大，模态混叠现象较明显，无法将干扰信号各成分从仿真信号中有效分离。

由图 8 可以看出 VMD 分解所得各模态波形与图 5 中仿真信号各组成成分波形基本一致，相比 EMD 分解结果，VMD 分解结果更加准确。

对图 8 中所有可能移频信息使用式(12)仿真出无干扰移频信号，并分别与 VMD 分解所得 4 个模态利用式(10)进行相关性分析，相关系数 ρ 计算结果如图 9 所示。

由图 9 可以看出，IMF2 与移频信号预测结果相关系数较大，特别是与低频 10.3 Hz 相关性达到 99.98%，可认为分解所得各模态中 IMF2 为移频信号，且载频可能为 1 698.7 Hz，低频可能为 10.3 Hz，其余 3 个 IMF 为干扰信号。确定 IMF2 为移频信号所在模态后，利用 2.3 节中 1)小节所述方法对预测结果进行正确性验证，Hilbert 变换求得模态 IMF2 瞬时频率随时间变化曲线如图 10 所示。

对图 10 中数据进行分析求解得 IMF2 中心频率为 1 698.81 Hz，与预测结果及理想结果之间误差为

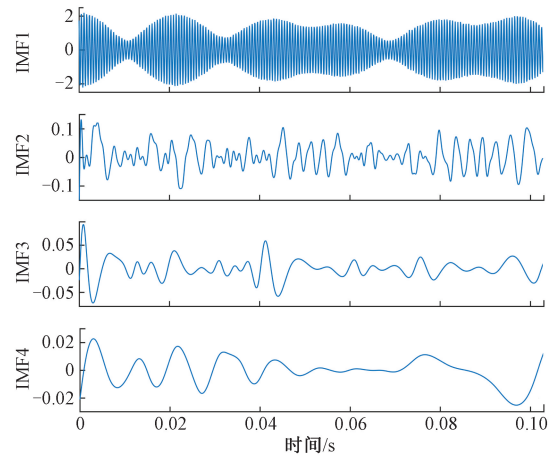


图 7　仿真信号 EMD 分解结果

Fig. 7　EMD decomposition results of simulation signal

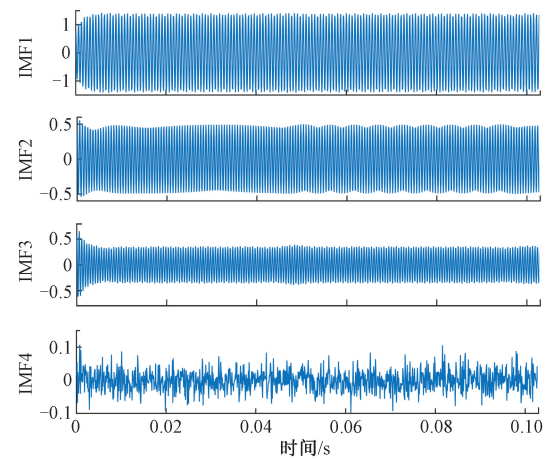


图 8　仿真信号 VMD 分解结果

Fig. 8　VMD decomposition results of simulation signal

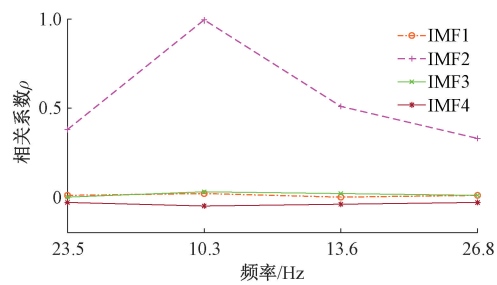


图 9　相关系数计算结果

Fig. 9　Correlation coefficient calculation results

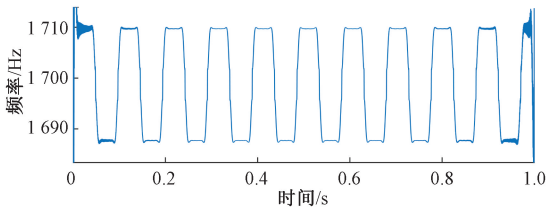


图 10　IMF2 瞬时频率求解结果

Fig. 10　The results of solving IMF2 instantaneous frequency

0.11 Hz,满足铁道标准载频误差±0.15 Hz 的要求,方波频率为 10.31 Hz,误差为 0.01 Hz,满足铁道标准低频误差±0.03 Hz 的要求,综合上述分析可得,分解结果及预测分析均具有可行性。

同理对其余各模态应用 2.3 节中 2)小节所述方法进行干扰信号来源确认及分解结果正确性验证,计算分析结果如表 2 所示。

表 2　剩余模态分析结果

Table 2　Analysis results of the remaining modes

模态	相关系数			中心频率/Hz
	f_2	f_3	f_4	
IMF1	0.999 8	−0.000 5	−0.001 9	1 666.89
IMF3	0.000 87	0.998 7	0.014 1	1 716.92
IMF4	0.256 4	0.055 5	0.623 7	1 736.25

分析表 2 中各项数据发现,IMF1 与 f_2、IMF3 与 f_3 均具有较大的相关性,IMF1 中心频率接近理想频率 1 666.5 Hz,IMF3 中心频率接近理想频率 1 717 Hz,可见 VMD 能够从混合信号中有效分离出高次谐波 1 666.5 Hz(33 次谐波)和 1 717 Hz(34 次谐波)。IMF4 与 f_4 之间相关系数较低,但反映出 VMD 具有从含有背景噪音的移频信号中剔除噪音的能力。

干扰信号能量大小分析是高次谐波干扰分析的重要因素,对 IMF1、IMF3 和 IMF4 进行快速傅里叶变换,所得频谱分析图如图 11 所示。由图 11 得 IMF1 与 IMF3 幅值分别为 1.291 2 和 0.361 5,对比仿真信号 f_2 幅值 1.3 与 f_3 幅值 0.36 发现,分解结果与理想幅值之间误差较小,由此证明:该方法可以从混合仿真信号中较为准确的分离出谐波干扰信号,并能确定其干扰信号大小。

4　实验室采集信号验证

为验证本文所提方法对实际钢轨中采集信号分析的有效性,按照表 1 中谐波比例,采用 Verilog 编程设计了基于 FPGA 的谐波干扰信号产生器,并通过利用运算放大器来调节干扰信号的大小,使移频信号与干扰信号大小之比小于 2.07∶1。谐波干扰信号产生器产生的信号采用两根导线将其叠加至实验室钢轨发送端调谐区两

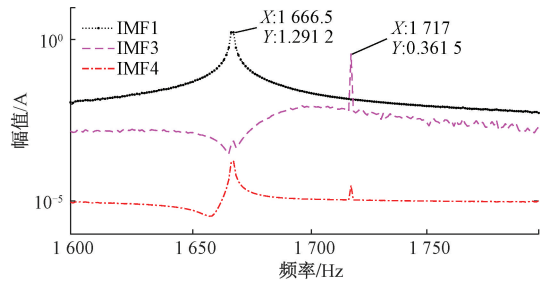


图 11　干扰信号频谱图

Fig. 11　Spectrum diagram of interference signal

侧,控制 ZPW-2000 发送器向钢轨发送载频 1 700-1,低频 11.4 Hz 的移频信号,利用示波器 1 MHz 的采样频率对钢轨表面信号进行采集存储并分析,图 12 即为钢轨表面信号采集示意图。

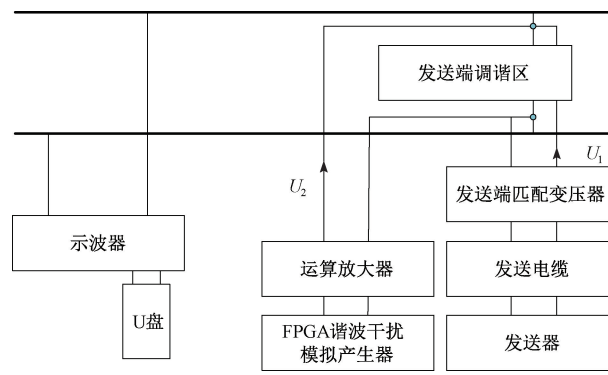
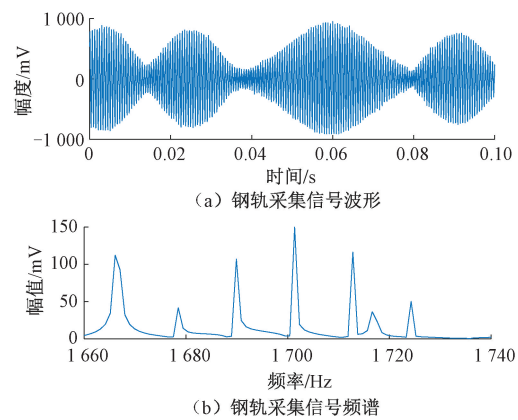


图 12　钢轨表面信号采集示意图

Fig. 12　Diagram of signal acquisition on rail surface

图 13 为钢轨表面实测信号时域波形及谱图,由图 13 可以看出,采集信号干扰噪音较少,但各频率能量接近,且谱线距离中心频率较近,难以直接判别干扰信号频谱与移频信号频谱。



(a) 钢轨采集信号波形

(b) 钢轨采集信号频谱

图 13　钢轨采集信号波形及频谱

Fig. 13　The waveform and spectrum of the signal collected from the rail

利用本文方法对轨面检测信号进行分析，粒子群进化至第 4 代得到局部极小熵值的最小值 3.012 3，寻优得到的[α,K]的最佳组合为[586,3]，在完成 VMD 算法参数设定后，对采集信号进行处理，得到 4 个分量信号，如图 14 所示。分析各分量信号发现，分解结果与图 5 中各仿真信号波形一致，证明该方法对真实采集信号同样有效。

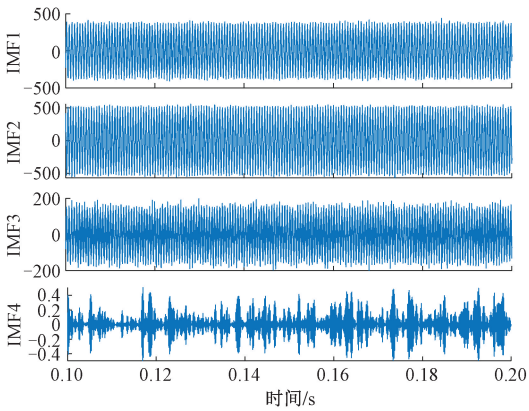


图 14　钢轨采集信号 VMD 分解结果

Fig. 14　VMD decomposition results of rail acquisition signal

对上述分解结果进行相关性计算分析得，IMF2 与移频信号相关系数较大，可认为各模态中 IMF2 为移频信号，其余 3 个 IMF 为干扰信号。对 IMF2 进行 Hilbert 变换，求得瞬时频率随时间变化曲线如图 15 所示。按照 3.3 节同样分析过程得，中心频率为 1 701.42 Hz，上边频频率为 1 712.41 Hz，下边频频率为 1 690.47 Hz，方波频率为 11.38 Hz，分解结果与轨道电路实际发送信号相符。

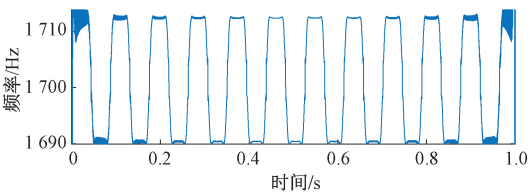


图 15　瞬时频率求解结果

Fig. 15　The solution results of instantaneous frequency

同理对其余各模态采用 3.3 节同样分析过程，对干扰信号进行分析。IMF1、IMF3 和 IMF4 频谱分析图如图 16 所示，图中，IMF4 为噪音信号，在中心频率±40 Hz 范围内能量较弱，干扰可以忽略不计，IMF1、IMF3 为谐波干扰信号，其频率分别为 1 666.52 Hz 和 1 717.3 Hz，幅度分别为 380.9 mV 和 90.72 mV，与实际叠加谐波信号相符。该方法可以从真实采集信号中准确的分离出谐波干扰信号，并能确定各干扰信号大小。

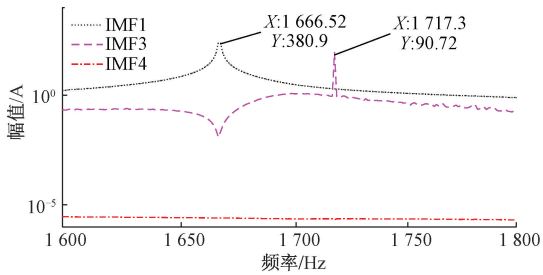


图 16　干扰信号频谱图

Fig. 16　Spectrum diagram of interference signal

5　结　论

采用 VMD 和 Hilbert 变换相结合的方式对 ZPW2000 系列无绝缘轨道电路移频信号谐波干扰进行了分析，得出以下主要结论：

1）VMD 分解具有较好的适应性和有效性，减少了模态混叠现象，其分解结果能够有效区分无绝缘轨道电路中移频信息及各高次谐波干扰信号成分。

2）对 VMD 分解所得移频信号利用 Hilbert 变换求解各参数信息，所得结果与理想结果之间误差满足铁道标准载频误差±0.15 Hz 的要求，低频信号频率满足铁道标准低频误差±0.03 Hz 的要求，本文方法可应用于轨道电路移频信号检测以及机车信号准确解调。

论文研究对算法时间复杂度优化不足，后期将进一步优化算法减少迭代次数提高效率。

参考文献

[1] 黄晓东，朱伟. ZPW-2000 无绝缘轨道电路邻线干扰分析 与处置[J]. 铁路通信信号工程技术，2020，17(3)：101-104.
HUANG X D，ZHU W. Analysis and disposal of adjacent line interference in ZPW-2000 jointless track circuit[J]. Railway Signalling & Communication Engineering，2020，17(3)：101-104.

[2] 秦晓荣. 浅析 ZPW2000A 轨道电路工作频率的干扰[J]. 信息通信，2014(6)：18-19.
QIN X R. Analysis on the interference of ZPW2000A track circuit working frequency [J]. Information & Communications，2014(6)：18-19.

[3] 李月全. 多线并行区段间的同频干扰分析及解决办法[J]. 价值工程，2018，37(28)：189-191.
LI Y Q. Co-channel interference analysis and solution between multi-line parallel segments [J]. Value Engineering，2018，37(28)：189-191.

[4] 邢磊. 区间轨道电路四线并行区段同频邻线干扰解决方案设计[J]. 铁道通信信号，2016，52(3)：35-37.

XING L. Solution to adjacent line frequency interference of section track circuit with four parallel line region[J]. Railway Signalling & Communication, 2016, 52(3): 35-37.

[5] 胡幸江,黄文君,何伟挺,等. 铁路移频信号处理方法研究[J]. 仪器仪表学报,2012,33(8):1729-1734.
HU X J, HUANG W J, HE W T, et al. Study on frequency-shift signal processing method for railway[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2012, 33(8): 1729-1734.

[6] 郭红标,赵林海,冯栋,等. 无绝缘轨道电路邻区段干扰防护方法的研究[J]. 铁道学报,2018,40(11):70-76.
GUO H B, ZHAO L H, FENG D, et al. Study on protection method against adjacent section interference in JTC[J]. Journal of the China Railway Society, 2018, 40(11): 70-76.

[7] 赵强,张琳娜,王德祥,等. 供电高次谐波干扰列控信号的原因分析与措施[J]. 电气化铁道,2020,31(S2):270-274.
ZHAO Q, ZHANG L N, WANG D X, et al. Reason analysis and measure of interference of high order harmonic in power supply train control signal[J]. Electric Railway, 2020, 31(S2): 270-274.

[8] ŽUPAN A, TEKLIC A T, FILIPOVIC-GRCIC B. Modeling of 25 kV electric railway system for power quality studies[C]. IEEE Eurocon Conference. Zagreb: IEEE, 2013: 844-849.

[9] FATEN O, BEN AMMAR F. Compensation of harmonic disturbances in the tunisian SAHEL railway supply system[C]. 1st International Conference on Electrical Engineering and Software Applications. Hammamet: IEEE, 2013: 574-578.

[10] JIAO J H, WEN Y H, LI M, et al. Research on vehicle onboard measurement system of traction harmonic current for analyzing interference on track circuit[C]. 6th IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies. Shanghai: IEEE, 2015: 475-478.

[11] 王梓丞,郭进,张亚东,等. 基于 FDTD 接口方法的 ZPW-2000 轨道电路暂态分析[J]. 西南交通大学学报,2019,54(1):196-201, 218.
WANG Z CH, GUO J, ZHANG Y D, et al. Transient analysis of ZPW-2000 track circuit based on FDTD interface method[J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2019, 54(1): 196-201, 218.

[12] 许童羽,程浩忠,周玉宏,等. 基于 LabVIEW 的配电网谐波在线监测与分析系统[J]. 电力系统保护与控制,2008,36(1):63-66.
XU T Y, CHENG H ZH, ZHOU Y H, et al. A LabVIEW-based system for distributionnetwork harmonics monitoring and analysing[J]. Power System Protection and Control, 2008, 36(1): 63-66.

[13] 英超. 基于加窗插值 FFT 的电力系统谐波检测算法研究[D]. 锦州:辽宁工业大学,2015.
YING CH. Study of electrical harmonic analysis based on windows and interpolated FFT[D]. Jinzhou: Liaoning University of Technology, 2015.

[14] 周小龙,刘薇娜,姜振海,等. 一种改进的 Hilbert-Huang 变换方法及其应用[J]. 工程科学与技术,2017,49(4):196-204.
ZHOU X L, LIU W N, JIANG ZH H, et al. An improved hilbert-huang transform method and its application[J]. Advanced Engineering Sciences, 2017, 49(4): 196-204.

[15] DRAGOMIRETSKIY K, ZOSSO D. Variational mode decomposition[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 62(3): 531-544.

[16] 郑义,岳建海,焦静,等. 基于参数优化变分模态分解的滚动轴承故障特征提取方法[J]. 振动与冲击,2021,40(1):86-94.
ZHENG Y, YUE J H, JIAO J, et al. Fault feature extraction method of rolling bearing based on parameter optimized VMD[J]. Journal of Vibration and Shock, 2021, 40(1): 86-94.

[17] SUN J, XING H Y, WU J J. Distributed sea clutter denoising algorithm based on variational mode decomposition[J]. Instrumentation, 2020, 7(3): 23-32.

[18] 靳行,林建辉,陈谢祺. 变微分模态分解罚参量选择方法与时变系统识别[J]. 西南交通大学学报,2020,55(3):672-680.
JIN H, LIN J H, CHEN X Q. Penalty parameter selection method for variational mode decomposition and time-varying system identification[J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2020, 55(3): 672-680.

[19] ZHAO C, FAN S, SUN J, et al. Signal demodulation research of a frequency output resonant gyroscope based on instantaneous frequency analysis[J]. IET Science, Measurement & Technology, 2017, 11(8): 1079-1084.

[20] TB/T 3060-2016,机车信号信息定义及分配[S].
TB/T 3060-2016, Cab signaling message definition and allocation[S].

[21] 徐宁珊,任国强,黄永梅. 可见光遥感成像性能指标与图像特征参量相关性分析[J]. 国外电子测量技术,2021,40(5):114-120.
XU N SH, REN G Q, HUANG Y M. Correlation analysis between imaging performance index and image

features of visible remote sensing[J]. Foreign Electronic Measurement Technology,2021,40(5): 114-120.

[22] 邵乐乐,聂磊,陈滨.高铁信号工程相邻轨道电路相同基准载频布置的研究[J].铁道标准设计,2020,64(7):166-170.
SHAO L L,NIE L,CHEN B. Research on same carrier frequency setting of adjacent track circuits in high-speed railway signal engineering[J]. Railway Standard Design,2020,64(7):166-170.

[23] TB/T 3073-2003,铁道信号电气设备电磁兼容性试验及其限值[S].
TB/T 3073-2003, EMC tests and limits for railway electrical signaling apparatus [S].

[24] XU W, HU J. A novel parameter-adaptive vmd method based on grey wolf optimization with minimum average mutual information for incipient fault detection [J]. Shock and Vibration, 2021, 2021.

[25] 叶琪,孙亮,范亮亮,等.工频谐波干扰车载 STM 制动问题分析及方案研究[J].铁道通信信号,2020,56(12):34-37.
YE Q, SUN L, FAN L L, et al. Research on onboard STM's abnormal braking due to power frequency harmonic interference [J]. Railway Signalling & Communication, 2020, 56(12):34-37.

[26] WANG H, DENG S, YANG J, et al. Parameter-adaptive VMD method based on BAS optimization algorithm for incipient bearing fault diagnosis [J]. Mathematical Problems in Engineering, 2020, 2020.

[27] 唐贵基,王晓龙.参数优化变分模态分解方法在滚动轴承早期故障诊断中的应用[J].西安交通大学学报,2015,49(5):73-81.
TANG G J,WANG X L. Parameter optimized variational mode decomposition method with application to incipient fault diagnosis of rolling bearing [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2015,49(5):73-81.

作者简介

李建国(通信作者),1998 年于电子科技大学获得学士学位,2005 年于兰州交通大学获得硕士学位,2011 年于兰州交通大学获得博士学位,现为兰州交通大学副教授,主要研究方向为交通信息控制工程和智能交通。

E-mail:lijianguo@ mail. lzjtu. cn

Li Jianguo (Corresponding author) received his B. Sc. degree from University of Electronic Science and Technology of China in 1998, M. Sc. degree from Lanzhou Jiaotong University in 2005 and Ph. D. degree from Lanzhou Jiaotong University in 2011, respectively. Now he is an associate professor in Lanzhou Jiaotong University. His main research interests include traffic information control engineering and intelligent transportation.

康耀军,2019 年于兰州交通大学获得学士学位,现为兰州交通大学自动化与电气工程学院交通运输工程专业硕士研究生,主要研究方向为交通信息控制与轨道电路抗干扰。

E-mail:0619423@ stu. lzjtu. edu. cn

Kang Yaojun received his B. Sc. degree from Lanzhou Jiaotong University in 2019. Now he is a master student majoring in traffic and transportation engineering at School of Automation & Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University. His research interests are traffic information control and track circuit anti-interference.