算法、设计与应用

文章编号:1671-4598(2014)09-2870-05

中图分类号:TN911.7

文献标识码:A

# 基于稀疏分解的轨道移频信号去噪算法研究

# 轩春霞,王小敏,扬 扬,郭 进

(西南交通大学 交通信息工程及控制重点实验室,成都 610031)

摘要:随着我国铁路的高速发展,轨道移频信号的检测译码技术受到广泛关注;然而实际采集的轨道移频信号不可避免地会混入大量的背景噪声和干扰,因此译码前需要去噪以提高译码的准确性;提出一种基于稀疏分解的轨道移频信号去噪算法,利用移频信号特点构建过完备原子库,采用粗细二阶段匹配追踪算法实现移频信号的噪声去除;将文章算法应用到主流的 ZPW-2000 轨道移频信号中,结果表明,该算法具有比小波阈值、经验模式分解算法更好的去噪性能,能够有效地去除低信噪比移频信号的噪声,且去噪后译码信噪比可提高 10 dB,另外,采用粗细二阶段原子搜索算法显著降低了匹配追踪的运算量,满足实时性要求。 关键词,轨道移频信号, 去瞬算法, 匹配追踪算法, 预查分解, 过完条原子库

关键词:轨道移频信号;去噪算法;匹配追踪算法;稀疏分解;过完备原子库

# Denoising Algorithm for Track Circuit Frequency—shift Signal Based on Sparse Decomposition

Xuan Chunxia, Wang Xiaomin, Yang Yang, Guo Jin

(Key Laboratory of Traffic Information Engineering and Control, Southwest Jiaotong University,

Chengdu 610031, China)

Abstract: With the advanced development of Chinese railway, track circuit frequency shift signal detection and decoding technologies have received great attention. However, the actual sampled track circuit frequency—shift signals are inevitably mixed with a great deal of background noise and interference, so it is essential to remove the noise before decoding to improve the accuracy of demodulation. For this reason, a novel denoising method for track circuit frequency—shift signal based on sparse decomposition is proposed. A redundancy dictionary is built up according to the feature of frequency shift signal. Based on the dictionary, noise reduction of frequency—shift signal is conducted via the two—phase matching pursuit algorithm. The experimental results on ZPW—2000 frequency shift signals show that this method can effectively remove noise from low SNR frequency—shift signal to improve the decoding SNR by 10dB, which is far better than the wavelet threshold denoising and the empirical mode decomposition denoising algorithms. Moreover, the two—phase searching technique significantly reduces the computation of matching pursuit, and satisfies the real—time requirement of railway applications.

Keywords: track circuit frequency-shift signal; denoising algorithm; matching pursuit; sparse decomposition; redundancy dictionary

# 0 引言

随着轨道交通的迅猛发展,列车运行速度的不断提高,如 何更加准确及时的检测出轨道信号参数成为了越来越重要的课题。现有的检测算法<sup>[1-6]</sup>大多只考虑纯净的或信噪比高的移频 信号,对低信噪比下的移频信号却不能准确译码,甚至造成信 号误判,危及列车行车安全。因此,在检测之前降低噪声对移 频信号的影响具有重要意义。

近年来,国内外学者研究了多种行之有效的去噪方法,包括基于时域、频域、变换域以及基于统计和机器学习的方法, 其中又以小波变换、经验模式分解为主要去噪方法而得到重点 研究。小波变换具有良好的时频特性和多分辨率特性,被广泛

**作者简介:**轩春霞(1987-),女,河南商丘人,硕士研究生,主要从事 轨道交通信号处理方向的研究。

王小敏(1974-),男,江西萍乡人,教授,博士生导师,主要从事轨道 交通信息处理与安全技术方向的研究。 应用于信号去噪中,并取得了较好的效果<sup>[7-12]</sup>,但对于一个确 定性信号如何有效选取小波基、分解层次、阈值以及阈值函数 使去噪效果最佳一直是个难题。经验模式分解(Empirical Mode Decomposition, EMD)最先由 N. E. Huang 提出<sup>[13]</sup>,它 根据信号本身的特性自适应地产生合适的模态函数,这些模态 函数能较好地反映信号在任何时间局部的频率特征,避免了小 波变换中选取小波基的困难。基于经验模式分解的优良特性, 其已被众多学者应用于信号去噪领域,同样得到了很好的效 果<sup>[14-16]</sup>,但在实际应用中仍然存在端点效应、模态混叠等问 题<sup>[17]</sup>,影响了实际应用。

本文引进稀疏分解理论并结合轨道移频信号的特点,提出 一种基于稀疏分解的轨道移频信号去噪新算法。以主流轨道移 频信号 ZPW-2000 为研究对象,对其仿真信号和现场实测信 号进行了大量测试。

## 1 ZPW-2000 型轨道移频信号模型

假设接收到淹没在噪声环境下的移频信号为:

$$s_n(t) = s(t) + n(t) \tag{1}$$

其中: s(t) 表示无噪轨道移频信号, n(t) 为任意加性 高斯白噪声。

目前我国铁路信号闭塞系统主要采用国产移频信号和在法国 UM71 基础上国产化的 ZPW-2000 型轨道移频信号。ZPW

收稿日期:2014-04-10; 修回日期:2014-05-09。

基金项目:中央高校基本科研业务费专项资金(SWJTU11CX041; SWJTU12CX099)资助;四川省杰出青年培育基金(2011JQ0027);中国 铁路总公司科技研究开发计划课题(2013X012-A-1,2013X012-A-2)。

-2000型无绝缘移频自动闭塞系统在我国铁路干线、客运专 线和高速铁路上被广泛采用,并被确立为今后铁路发展的统一 制式。因此本文选择 ZPW-2000型移频信号作为研究对象。

ZPW-2000 型移频信号是一种相位连续的键控移频信号 (frequency-shift keying, FSK),即采用频率调制的方式,把 低频信息转移到较高载频上,以形成振幅不变、频率随低频信 号的幅度作周期性变化的调频信号。该移频信号具有1700 Hz、2000 Hz、2300 Hz、2600 Hz 四种标称载频,从10.3 Hz 开始以1.1 Hz等间隔递增至29 Hz 的18种标称低频,频 偏为11 Hz。移频信号的数学表达式为:

$$s(t) = A\cos(2\pi f_c t + k \int_{-\infty}^{t} h(t) dt)$$
(2)

其中:h(t)代表幅值、频率、周期分别为 $A_0$ 、 $f_d$ 、 $T = 1/f_d$ 的低频方波调制信号:

$$h(t) = \begin{cases} A_0, \frac{-T}{4} < t < \frac{T}{4} \\ -A_0, \frac{T}{4} < t < \frac{3T}{4} \end{cases}$$
(3)

式(2)中的A、 $f_c$ 分别为移频信号振幅和载频,k为系数,代表移频器的灵敏度,单位是Hz/V。

#### 2 基于 MP 稀疏分解的轨道移频信号去噪

#### 2.1 MP 算法原理

为了得到信号的稀疏表示,基的构造必须在信号空间足够 密,也就意味着基的正交性不再被保证,基的个数也无须与信 号的维数保持一致,将这样的基改称为原子。由这些原子组成 的集合,是过完备的,称为过完备库(over-complete dictionary of atoms),用  $D = \{g_{\gamma}\}_{\gamma \in \Gamma}$ 表示。其中  $\Gamma$  为参数组  $\gamma$  的集 合, $g_{\gamma}$  为由参数  $\gamma$  定义的原子。用不同的方法构造的原子, 参数组  $\gamma$  所含有的参数及参数个数是不一样的。原子需做归一 化处理,即 $\|g_{\gamma}\|=1$ 。设待分解信号如式(1)所示,则 MP 算法分解过程如下:

首先从过完备原子库中选出一个待分解信号  $s_n$  (t) 最匹 配的原子  $g_{2n}$ , 使其满足:

$$|\langle s_n(t), g_{\gamma_0} \rangle| = \sup_{\gamma \in \Gamma} |\langle s_n(t), g_{\gamma_i} \rangle|$$
(4)

此时,信号 s<sub>n</sub>(t) 被分解为

$$s_n(t) = < s_n(t), g_{\gamma_0} >_{g_{\gamma_0}} + R^2 s_n(t)$$
(5)

其中第一部分为 s<sub>n</sub>(t) 在最佳匹配原子 g<sub>70</sub>上的投影,第 二部分为投影后 s<sub>n</sub>(t) 的残余,继续对最佳匹配后的残量寻 找最佳匹配原子,重复以上的分解过程,即

$$R^{k}s_{n}(t) = |\langle R^{k}s_{n}(t), g_{\#} \rangle|_{g_{\#}} + R^{k+1}s_{n}(t)$$
(6)

其中:g\*满足:

$$|\langle R^{k}s_{n}(t),g_{jk}\rangle| = \sup_{\gamma_{i}\in\Gamma}|\langle R^{k}s_{n}(t),g_{ji}\rangle|$$

$$(7)$$

经过 M 次分解之后, 信号被分解为:

$$s_n(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \langle R^K s_n(t), g_{\not k} \rangle_{g_{\not k}} + R^M s_n(t)$$
(8)

由于 **||***R*<sup>*k*</sup>*s*<sub>*n*</sub> (*t*) **||**的衰减特性,一般情况下,迭代 *M* 次后 就可以用下式表示信号的主要成分,即

$$s_n(t) \approx \sum_{k=0}^{M-1} \langle R^k s_n(t), g_{\not k} \rangle_g \gamma k \tag{9}$$

从而完成了信号的稀疏分解,式(9)和条件 M<<N集 中体现了信号稀疏表示和信号稀疏分解的思想。

#### 2.2 基于稀疏分解的轨道移频信号去噪算法设计

从以上过程可以看出,MP算法的每次迭代过程都要和过 完备库中的原子产生内积运算,因此原子的构造对稀疏分解的 效果起着至关重要作用。在通过稀疏分解提取信号的过程中, 选取具有与待提取信号类似特点的信号作为过完备原子库中的 原子,才能有效的提取出目标信号。同时,由经验知识可知, ZPW-2000轨道移频信号共有4种标准载频与18种标准低 频,且自动闭塞设备移频柜发送盒在满足主要技术指标的情况 下产生的移频信号频率参数一般会有一定的容许偏差。因此, 为了达到对轨道移频信号去噪的目的,须构建一个巨大的原子 库,而在此原子库中将信号进行稀疏分解的计算代价和实时性 是难以接受的。对此,本文将粗细二阶段匹配思想应用于本文 算法中,在不影响去噪效果的前提下,计算速度得到了明显提 高,具体步骤如下。

1) 根据(2) 式所示的 ZPW-2000 轨道移频信号特点, 构造第一个由不同载频  $f_c$ 和不同低频  $f_a$  组成的过完备原子库  $D_1$ ,  $D_1$  中各原子为周期  $T = \frac{1}{f_a}$ , 低频调制方波为 h(t), 系 数为 k 的周期信号,其中一个原子的形式定义如下:

$$g(t) = A\cos(2\pi f_c t + k \Big|^t \quad h(t) dt)$$
(10)

原子库  $D_1$  中载频  $f_c \in \{1, 700, 2, 000, 2, 300, 2, 600\}$  Hz,低频  $f_d \in \{10, 3+1, 1\times i, i=0, 1, ..., 17\}$ Hz。利用匹配追踪 (MP) 算法,在过完备原子库  $D_1$  中搜索 与待去噪 ZPW-2000 轨道移频信号  $s_n$  (*t*) 内积最大的原子, 记为最佳原子  $g_1$  (*t*),则含噪 ZPW-2000 轨道移频信号  $s_n$ (*t*) 的粗定位载频  $f_c$ 和低频  $f_d$  分别为最佳原子  $g_1$  (*t*) 的载 频和低频。

2) 根据步骤一中 ZPW-2000 轨道移频信号的粗定位载 频 $\hat{f}_{e}$ 和低频 $\hat{f}_{d}$ ,选择式 (2) 所示的原子构造第二个过完备 原子库  $D_{2}$ ,  $D_{2}$  中各原子的载频  $f_{e} \in [\hat{f}_{e} - d_{1} : \Delta f_{e} : \hat{f}_{e} + d_{1}]$ ,低频  $f_{d} \in [\hat{f}_{d} - d_{2} : \Delta f_{d} : \hat{f}_{d} + d_{2}]$ ,其中  $d_{1}$ 、 $d_{2}$  由待 去噪轨道移频信号  $s_{n}$  (t) 的载频和低频的频率偏差范围确定,  $\Delta f_{e}$ 、 $\Delta f_{d}$  分别为载频和低频的搜索步长,由所需的搜索精度 决定。过在完备原子库  $D_{2}$  中利用 MP 算法对 ZPW-2000 轨 道移频信号进行稀疏分解和重构,进而实现去噪。

在基于 MP 算法对含噪信号进行稀疏分解的过程中,选择 合适的迭代终止条件对信号的重构精度和重构时间起着重要作 用。一般来说,确定 MP 算法的迭代终止有 2 种方法:硬门限 法,即把稀疏分解的迭代终止条件设置为一个迭代次数的上限 m,然后用 m 个原子的线性组合近似重构原信号,而残差作为 噪声信号,但此方法无法准确确定迭代次数 m。m 取值过小会 影响信号的重构精度,过大又会引入过多噪声;残差阈值法, 即设定一个阈值,当残差信号 **| R**<sup>4</sup> s<sub>n</sub>(t) **|**<sup>2</sup> 小于某个设定值时 则终止迭代,这种方法在信噪比水平未知的情况下不易设置。 为克服传统迭代终止条件无法选择迭代终止阈值的问题并同时 增强迭代终止条件的鲁棒性,这里选用残差比<sup>[18]</sup> 作为迭代终 止条件,定义为

$$u(R^{k}f) = \frac{\|R^{k+1}s_{n}(t) - \zeta R^{k}s_{n}(t)\|_{2}^{2}}{\|\zeta R^{k}s_{n}(t)\|_{2}^{2}}$$
(11)

其中:  $\zeta = \sqrt{\frac{E\left[R^{k+1}s_n(t)\right]}{E\left[R^ks_n(t)\right]}}$ 。上式中,  $E\left[.\right]$  为取期望

值, R<sup>k</sup>s<sub>n</sub>(t) 为第 k 次迭代的信号残差。

#### 3 实验结果与分析

# 3.1 仿真移频信号的时域去噪效果分析

为了定量考察本文算法的时域去噪性能,选取均方根误差 (RMSE)、输出信噪比(SNR<sub>out</sub>)作为衡量去噪有效性的评价 标准。

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} (\sum_{i=1}^{N} (s(i) - s(\hat{i}))^2)}$$
(12)

$$SNR_{out} = 101g(\sum_{i=1}^{N} s(\hat{i})^2 / \sum_{i=1}^{N} (s(i) - s(\hat{i}))^2)$$
(13)

其中: s(i)为原无噪信号, s(i)为去噪后信号。

按照 ZPW-2000 轨道移频信号的特点,选取如下参数的 仿真轨道移频信号 s(t):载频  $f_c = 1$  699.8 Hz,低频  $f_d =$ 10.31 Hz,幅值 A=1,采样频率  $f_s = 6$  000 Hz,数据长度 N=8 192。对 s(t)分别叠加不同程度的高斯白噪声,得到信 噪比变化范围为-9~9 dB的一系列含噪信号,然后利用本文 算法、小波阈值算法和经验模式分解算法对其进行去噪处理, 得到如图 1 所示的实验结果。其中小波阈值算法选择的小波基 为 db3,分解层数为 6。



图 1 不同噪声水平下 3 种去噪算法的去噪效果比较

从图 1 (a) 可以看出, 3 种去噪算法的输出信噪比均随输入信噪比增大而增大, 且呈现近似线性关系。小波阈值和 EMD 算法的信噪比改善效果约为 9 dB, 而本文算法的信噪比 改善可达到 36 dB, 比小波阈值和 EMD 算法提高了 25 dB。图 1 (b) 的均方根误差曲线则表明,本文算法在时域信号失真方 面比其它两种算法约低 2 个数量级。因此,本文算法的去噪效 果更好。

#### 3.2 实际移频信号的时域去噪效果分析

铁路现场采集的轨道移频信号经铁轨传输和模数转换后,

一般混有大量的噪声和波形畸变。图 2 为现场采集的实际轨道 移频信号的局部放大时域波形,其先验频率参数为:载频  $f_c$ =1 700 Hz,低频  $f_a$ =29 Hz,采样频率  $f_s$ =8 000 Hz,数据 长度 N=8 192。从图 2 (a)可知,该信号已被强噪声所淹没, 经本文算法去噪后,达到了较好的去噪效果(如图 2 (b)所 示)。此外,采集不同噪声水平和不同频率参数的其它实际移 频信号进行去噪实验,得到的信噪比改善和 MSE 结果与图 1 类似,验证了本文算法的有效性。由于篇幅有限,此处不再 赘述。



图 2 实际轨道移频信号去噪前后时域波形

## 3.3 移频信号去噪的频域分析

移频信号去噪的目的是为了提高信号的检测译码性能。鉴于目前主要采用频域谱峰搜索进行轨道移频信号译码,因此下 文将从信号去噪前后的频域角度检验去噪效果。为了能在频谱 图中较精确的标志出现场采集移频信号的频率参数值,应使频 谱间隔 $\Delta f = \frac{f_s}{N}$  ( $f_s$ 为采样频率, N为FFT分析点数)为1。 因此FFT的长度应取为8000。

图 3 给出了实际轨道移频信号去噪前后的频谱图,其中圆 圈标出的是载频及其边频成分。从图 4 可看出,实际轨道移频 信号的载频虽然比较明显,但是边频由于噪声成分的干扰被淹 没,难以准确检测出信号低频。小波阈值及 EMD 去噪后的信 号,由于未能有效去除噪声,信号频谱中的低频成分仍然难以 检测。经本文算法去噪后的信号,在整个频率范围内的噪声成 分得到有效抑制,较好地保留了有用信号的频域信息,凸显了



#### 3.4 去噪移频信号的检测译码改善效果

为了考察本文去噪算法对参数检测性能的改善情况,利用 ZFFT 检测算法<sup>[2]</sup>对去噪前后的仿真轨道移频信号与图 2 所示 的实际轨道移频信号参数进行检测,结果分别如图 4 和表 1 所 示。其中 ZFFT 算法中的参数具体设置为:傅立叶点数为 8 192,细化倍数为 50。

表1 实际信号去噪前后的低频检测结果

	低频(Hz)	
	检测值	误差
去噪前	29.033 4	0.033 4
去噪后	29.001 0	0.0010

从图 4 可以看出,对于去噪前的轨道移频信号,信噪比须 分别高于-3 dB 和-1 dB 时才能实现对载频和低频的准确检 测。而利用本文算法去噪后,信噪比高于-13 dB 和-11 dB 便能实现对载频和低频的准确检测,提高了译码信噪比 10 dB。表 1 的实验数据表明,直接将现场采集的轨道移频信号 作为信号源进行实验,低频误差为 0.033 4 Hz,不符合铁道部 的技术规定,而将利用本文算法去噪后的信号作为对象进行检 测,低频误差在 0.02 Hz 以内,精度高于铁道部的相关规定。

#### 3.5 算法的实时性分析

为了评估本文方法的实时性,我们对该算法进行了 Matlab 编程,在主频为 2.8 GHz,内存为 4 G 的 PC 机上对长度为 8 192 个采样点的轨道移频信号的进行了仿真实验,去噪时间 不到 1.6 s。若用 C 语言实现时,去噪时间将降为 0.6 s 左右, 加上后续的频域译码时间 (<0.8 s),符合移频信号译码小于 2 s 的技术规定,满足工程应用的实时性要求。

## 4 结论

随着我国铁路运行速度的不断提高,背景噪声和干扰对轨 道移频信号的影响越来越大,对信号进行检测前的去噪预处理 是提高检测准确性和可靠性的有效途径。为此,本文运用稀疏 分解理论,提出了一种基于稀疏分解的轨道移频信号去噪算 法。应用本文算法对 ZPW-2000 移频信号进行仿真实验,并 将其与小波阈值、EMD 算法的去噪效果作对比,结果表明该



算法具有更好的去噪性能,能将译码信噪比下限提高 10 dB 左 右,且满足工程应用的实时性要求。

#### 参考文献:

- Jin Y, Zheng X F, Ding T F. A high-accuracy parameter estimation algorithm for jointless frequency shift track circuit [J]. ISECS International Colloquium on Computing, Communication, Control, and Management, 2008, 1: 750-753.
- [2] 焦玮琦,陈特放.基于局部频谱细化的轨道移频信号高精度检测 [J].机车电传动,2009,(2):49-50.
- [3] 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.
- [4] 王 安, 焦美鹏, 张小东. 国内 18 信息移频信号检测频谱校正算法的研究 [J]. 计算机测量与控制, 2012, 20 (2): 414-417.
- [5] 吴 进,吉维平. HHT 算法在移频信号解调中的应用研究 [J]. 计 算机测量与控制,2013,21 (4):1054-1056.
- [6] 樊文侠,梁辉华. 铁路移频键控信号的高精度检测 [J]. 西安工业 大学学报, 2013, 33 (2): 151-156.
- [7]张 雪,王海燕,申晓红.基于能量阈值函数的水声多径信号小波 去噪分析 [J]. 计算机测量与控制,2009,17 (10):2051-2054.
- [8] 何新霞,赵艳丽.表面缺陷交流电磁场检测信号的小波消噪处理
   [J].计算机测量与控制,2011,19(1):195-197.
- [9] Nounou M N, Nounou H N, Meskin N, et al. Multiscale denoising of biological data: a comparative analysis [J]. IEEE/ACM Transaction on Computational Biology and Bioinformatics, 2012, 9 (5): 1539-1545.
- [10] Farahani M A, Wylie M T V, Castillo-Guerra E, et al. Reduction in the number of averages required in BOTDA sensors using wavelet denoising techniques [J]. Journal of Light wave Technology, 2012, 30 (8): 1134-1142.
- [11] 薛海建, 郭晓松, 周召发, 等. 基于小波阈值改进算法的动调陀螺

信号去噪 [J]. 计算机测量与控制, 2012, 20 (10): 2785-2787. [12] 张建宇,李文斌,张随征,等. 多小波自适应阈值降噪在故障诊断 中的应用 [J]. 北京工业大学学报, 2013, 39 (2): 166-173.

- [13] Huang N E, Shen Z, Long S R, et al. The empirical mode decomposition and the hilbert spectrum for nonlinear and nonstationary time series analysis [J]. Proc. R. Soc. Lond. A, 1998, 454; 903 – 995.
- [14] Lee M H, Shyu K K, Lee P L, et al. Hardware implementation of EMD using DSP and FPGA for online signal processing [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58 (6): 273-2481.

[15] Hassan M, Boudaoud S, Terrien J, et al. Combination of canonical correlation analysis and empirical mode decomposition applied to

(上接第 2846 页)



内,最小应力 S<sub>min</sub> 与最大应力 S<sub>max</sub> 之比)为 0.1、施加应力水 下的最大应力 σ<sub>ult</sub> 之比): 70%、65%、60%、50%。

# 3.3 翼梁碳纤维复合材料 S-N 曲线

记录碳纤维复合材料试件在4个弯曲疲劳应力水平 (70%、65%、60%、50%)下的S-N曲线如图4,4个点标 记代表试件在对应应力水平下的3个试件疲劳寿命的均值,线 性拟合得到的光滑曲线显示试件。拟合后的疲劳寿命方程为

 $q = 1.058 \ 6 - 0.087 \ 3 \ \text{lgN}$ 



利用疲劳寿命曲线,分别计算出 8 个过载系数对应疲劳失效 次数 N,数据结果参见表 2,对于  $N \ge 10^{7.5}$ 的 q,可不计算其对 寿命的影响,视其为无限寿命。基于 Miner 线性损伤累积原理<sup>[5]</sup> 可得每公里碳纤维复合材料翼梁疲劳损伤量为  $D = 2.3715 \times 10^{-7}$ 。

4 翼梁安全寿命评估

疲劳寿命计算表达式[5]为

denoising the labor electohysterogram [J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2011, 58 (9): 2441-2447.

- [16] 张永梅,王世伟,王小虎,等.基于希尔伯特黄变换的图像去噪方法[J].计算机测量与控制,2013,21 (11):3060-3062.
- [17] Rato R T, Ortigueira M D, Batista A G. On the HHT, its problems, and some solutions [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2008, 22: 1374-1394.
- [18]梁 巍,厥沛文,陈 亮,等.基于残差比阈值的迭代终止条件匹 配追踪稀疏分解方法 [J].上海交通大学学报,2010,44 (2): 171-175.

$$L_p = K \frac{T}{DS_F} \tag{11}$$

其中: T 为飞行时间, D 为疲劳寿命损伤量,  $S_F$  为反映结构固有差异性的分散系数<sup>[5]</sup>。K = 1, 突风、机动载荷分散系数取为 1.2, 翼梁安全系数取 1.5, 寿命分散系数取为 2, 时间取 1 h, 无人机飞行平均速度 140km/h, 代入到式(11)即可得翼梁寿命

$$L_p = 749 \ 8.67 \ h$$
 (12)

每次飞行平均时间为9h,则

$$L_p = 833 \medskip (13)$$

# 5 结论

本文研究了无人机复合材料翼梁在阵风载荷和机动荷载下 的疲劳寿命问题,完成机翼翼梁关键部位的寿命预测,主要结 论如下:

 本文基于遥测数据信息获取无人机重心过载谱方法简 单高效,也可应用于无人机其它寿命关键部位应力谱编制;

 2)从安全寿命预估结果来看,该型无人机机翼翼梁虽然 是机翼承力关键部件,但是其结构疲劳强度富余较大,不是机 翼的寿命关键部件;

3)机翼最终寿命还涉及翼梁、机翼接头、副翼等关键部件,本文的后续工作是开展以上承力关键部位寿命研究,以完成机翼最终寿命的预测。

参考文献:

(10)

- [1] 石庆华,曹正华. 无人机复合材料设计/制造关键技术 [J]. 航空制造技术, 2010, 24: 40-43.
- [2] 蔡国忠. 纤维强化复合材料特性的发展 [J]. 高科技纤维与应用, 2003, 12: 24-28.
- [3] 刘文珽, 王智, 隋福成. 单机寿命监控技术指南 [M]. 北京: 国 防工业出版社, 2010.
- [4]黄立伟,范颖.大型运输机机翼弯曲载荷计算[J].飞行力学, 2003,8:62-64.
- [5] 李光超.小型无人机机体寿命研究 [D].西安:西北工业大学,2007.
- [6] 肖业伦. 航空航天器运动的建模 [M]. 北京: 北京航空航天大学 出版社, 2003.
- [7] 张吉桥. 雨流计数法与概率分布拟合在疲劳寿命估算中的应用 [J]. 广东工业大学学报, 2010, 3: 81-85.
- [8] 金利明. 三维角联锁机织碳纤维复合材料三点弯曲疲劳性能与机 构效应[D]. 上海:东华大学,2012.