

齿轮故障振动啮合调幅调频信号分离方法

杨小青, 丁 康, 何国林

(华南理工大学机械与汽车工程学院, 广东 广州 510640)

摘要: 齿轮故障时振动信号中同时存在调幅调频信号。基于齿轮故障振动啮合调制信号数学模型, 利用平方幅值解调和基于调频信号与第一类贝塞尔函数之间关系的频率解调方法, 分别建立关于调幅和调频参数的非线性方程组; 再应用最小二乘优化算法求解参数, 提出一种调幅调频信号准确分离的新方法。并将离散频谱校正技术用于提高该分离方法的准确性。仿真结果表明: 该方法精度高, 抗干扰能力强; 分离出的调频信号比希尔伯特变换和基于能量算子解调求解的调频信号精度高。实验分析表明, 不同故障分离的调幅调频信号存在明显的特征和差异, 从而为齿轮箱故障提供了一种新的诊断方法。

关键词: 故障诊断; 平方幅值解调; 频率解调; 离散频谱校正; 调制分离

中图分类号: TH132.41 **文献标志码:** A **文章编号:** 1004-4523(2021)02-0379-10

DOI: 10.16385/j.cnki.issn.1004-4523.2021.02.019

引 言

齿轮箱作为重要的动力传动部件广泛应用于旋转机械, 但长期恶劣的工作环境使其易发生故障, 从而导致巨大的经济损失甚至人员伤亡。齿轮存在胶合、点蚀、断齿、均匀磨损等平稳型或冲击型故障时系统出现周期性转速波动, 该转速波动会导致啮合刚度激励具有调频成分, 且故障的等效激励会使振动信号中产生调幅成分, 所以齿轮故障时的振动信号中同时包括调幅调频信号^[1-2], 带有故障信息的调制信号可以作为齿轮箱故障诊断的重要依据。

近年来, 关于齿轮箱故障特征提取的方法已有很多, 并取得了较好的成果。郑近德等^[3]利用广义变分模态分解进行变工况下齿轮故障特征识别。小波分析^[4]通过选择与故障特征信号相似的小波基函数分离出能够用于齿轮故障诊断的特征成分。文献^[5-6]基于稀疏分解理论, 分离出平稳型故障信号和冲击型故障信号。对于具有平稳型故障^[2]的齿轮, 其振动信号中啮合频率及其倍频周围会产生调幅和调频信号; 而冲击型故障在啮合频率及其倍频附近存在较大的调频信号。所以, 可根据从啮合频率或其倍频周围分离的调幅和调频信号诊断齿轮故障类型。以上信号处理方法均只能将故障特征信号分离, 但这些信号可能同时包含调幅和调频成分。所

以为了更好地诊断故障位置和程度, 有必要研究调幅和调频信号的准确分离方法。

解调方法可用于获取齿轮故障特征频率, 进而诊断齿轮故障位置。希尔伯特解调和能量算子解调能求解信号调制包络和瞬时频率(调频成分), 因此被广泛应用于齿轮箱故障诊断。文献^[7-8]利用能量算子解调法分别求解齿轮和轴承振动信号的幅值解调谱; 同时利用能量算子解调求角域信号中的调制信息实现故障诊断。Qin^[9]通过结合能量分解和自适应滤波实现多成分的调幅调频分解。Feng 等^[10]基于本征时间尺度分解挑选出对故障特征最敏感的单分量, 再估计该分量的瞬时幅值和瞬时频率进行解调从而实现故障诊断。冯志鹏等^[11]将经验模态分解与希尔伯特变换求瞬时频率相结合, 实现频率解调而得到故障信号的瞬时频率。另外, 结合小波分析和希尔伯特变换解调获得齿轮故障特征频率, 从而实现齿轮故障诊断^[12-13]。

现有的解调幅和解调频方法都存在一些不足。希尔伯特包络解调时会有端点效应, 且缺乏准确的数学公式推导; 同时希尔伯特变换和能量算子解调求瞬时频率的精度受噪声影响很大, 抗噪性能不好。

综上所述, 为了区分齿轮故障振动调制信号中具有相同特征频率的调幅和调频成分, 需要将两者分离, 但大多数解调方法不能准确地将两种调制信号分离。因此本文将平方幅值解调、基于第一类贝

收稿日期: 2019-08-19; **修订日期:** 2019-11-18

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51705156, 51875206); 广东省自然科学基金资助项目(2017A030310557); 中国博士后特等资助(2018T110863); 广州市科技计划项目(201904010387)

塞尔函数和调频信号之间关系的频率解调有效结合,研究了一种具有两组调制频率的调幅和调频成分准确分离方法,以及两种不同齿轮故障时调幅和调频成分的分布情况。

1 调幅调频信号准确分离新方法

根据前期研究可知,齿轮故障时振动信号包括啮合频率及其倍频成分、以啮合频率谐波为载波频率的调幅调频成分,其中调制频率为故障特征频率。所以啮合频率及其高阶倍频附近的调制信号数学模型 $x(t)$ 可以表示为^[1-2,10,14]

$$x(t) = \sum_{m=1}^M A_m [1 + a_m(t)] \cos [2\pi m f_z t + \phi_m + b_m(t)] \quad (1)$$

式中 A_m 和 ϕ_m 分别为第 m 阶啮合频率的幅值和相位,这里假设幅值 $A_m \geq 0$; f_z 为啮合频率。假设输入齿轮和输出齿轮都具有故障, $a_m(t)$ 和 $b_m(t)$ 分别为第 m 阶啮合频率的调幅和调频函数,分别用下面两式的傅里叶级数表示,其中基频为输入轴转频 f_{n1} 和输出轴转频 f_{n2} 。

$$a_m(t) = \sum_{k=1}^K A_{m1,k} \cos(2\pi k f_{n1} t + \varphi_{m1,k}) + \sum_{g=1}^G A_{m2,g} \cos(2\pi g f_{n2} t + \varphi_{m2,g}) \quad (2)$$

$$b_m(t) = \sum_{l=1}^L B_{m1,l} \cos(2\pi l f_{n1} t + \theta_{m1,l}) + \sum_{d=1}^D B_{m2,d} \cos(2\pi d f_{n2} t + \theta_{m2,d}) \quad (3)$$

式中 $A_{m1,k}$ 和 $\varphi_{m1,k}$ 为 $a_m(t)$ 中 f_{n1} 调制成分的第 k 阶分量的幅值和相位; $A_{m2,g}$ 和 $\varphi_{m2,g}$ 分别为 $a_m(t)$ 中 f_{n2} 调制成分的第 g 阶分量的幅值和相位; $B_{m1,l}$ 和 $\theta_{m1,l}$ 分别为 $b_m(t)$ 中 f_{n1} 调制成分第 l 阶分量的幅值和相位; $B_{m2,d}$ 和 $\theta_{m2,d}$ 分别为 $b_m(t)$ 中 f_{n2} 调制成分第 d 阶分量的幅值和相位。

准确分离调幅信号 $a_m(t)$ 和调频信号 $b_m(t)$ 新方法的具体实施步骤如图 1 所示,由啮合频率和转频的准确获取、调幅参数求解以及调频参数求解三部分组成。

1.1 啮合频率和转频的准确获取

根据齿轮箱主动轮和从动轮的齿数以及稳定运行时较准确的输入转速,计算啮合频率以及输入轴和输出轴的转频,设两个转频中的大者为 f_{\max} 。以第 m 阶啮合频率 $m f_z$ 为中心,上下截止频率分别为 $m f_z + 6 f_{\max}$ 和 $m f_z - 6 f_{\max}$ 的带通滤波器处理振动信号得到第 m 阶啮合调制信号 $x_m(t)$, 本文均取 $m=1$ 。滤波器的通带宽度过大会导致滤波后信号中噪声较大,从而影响分离的调制信号精度;而滤波器的通带

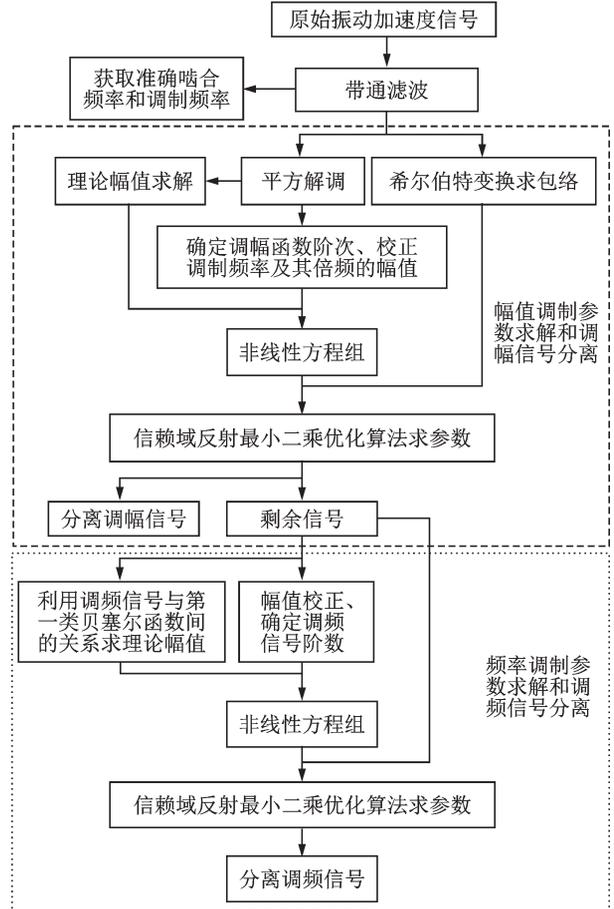


图 1 调制信号分离方法流程图

Fig. 1 The flow chart of the modulation separation method

宽度过小会使滤波后信号中缺失部分幅值较大的调制边带,进而影响方法的求解精度。齿轮故障导致的调制边带宽度有限,且越接近啮合频率谐波的边带幅值越大。因此,所选带通滤波器可使滤波后信号中包括幅值较大的调制边带,同时减小信号中的噪声。实际齿轮箱的振动信号由于非整周期采样产生频率和幅值误差,而部分幅值和频率成分用于构建优化目标函数和约束方程,所以准确的啮合频率和调制频率以及幅值是优化求解准确调制参数的前提。为了提高调制信号的分离精度,先校正第 m 阶啮合频率 $m f_{mc}$,再根据 $f_z = z f_n$ (f_n 为转频, z 为齿数) 计算准确的输入轴转频 f_{n1c} 和输出轴转频 f_{n2c} ^[15]。这里应用加 Hanning 窗的比值校正法校正 $m f_{mc}$ ^[16]。

1.2 幅值调制参数求解原理和步骤

(a) 通过希尔伯特变换获得滤波后信号 $x_m(t)$ 的时域幅值包络 $H_a(t)$ ^[11] 用于构建约束方程

(b) 对 $x_m(t)$ 进行平方解调得

$$z_m(t) = [x_m(t)]^2 = A_m^2 [1 + a_m(t)]^2 \cdot \cos^2 [2\pi m f_z t + \phi_m + b_m(t)] = \frac{A_m^2 [1 + a_m(t)]^2}{2} \{1 + \cos [4\pi m f_z t + 2\phi_m + 2b_m(t)]\} \quad (4)$$

将式(4)展开,并将式(2)代入式(4)得到低频部分的振动信号为

$$z_{mf}(t) = \frac{A_m^2}{2} \left[1 + \sum_{k=1}^K A_{m1,k} \cos(2\pi k f_{n1} t + \varphi_{m1,k}) + \sum_{g=1}^G A_{m2,g} \cos(2\pi g f_{n2} t + \varphi_{m2,g}) \right]^2 \quad (5)$$

该式中频率成分对应的幅值与待求解的调幅成分 $a_m(t)$ 中的参数相关。

虽然 f_{n1} 和 f_{n2} 有耦合作用,但两者一般不成整数比,各组调制频率及其倍频成分的幅值仅由该组调制频率决定,所以将两组调制边带分开考虑。设任意组的调制频率为 f_n (n 可为 $n1$ 或 $n2$),调制频率的最高调制阶次为 O (O 为 K 或 G), o 为 1 至 O 间的任意整数。根据三角函数的倍角公式和积化和差公式,式(5)可进一步展开为

$$z(t) = \frac{A_m^2}{2} \left[1 + \sum_{o=1}^O A_{m,o} \cos(2\pi o f_n t + \varphi_{m,o}) \right]^2 = \frac{A_m^2}{2} \left[1 + A_{m,1}^2 \cos^2(2\pi f_n t + \varphi_{m,1}) + \dots + A_{m,O}^2 \cos^2(2\pi O f_n t + \varphi_{m,O}) + 2A_{m,1} \cos(2\pi f_n t + \varphi_{m,1}) + \dots + 2A_{m,O} \cos(2\pi O f_n t + \varphi_{m,O}) + 2 \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq q}}^O \sum_{\substack{q=1 \\ n \neq q}}^O A_{m,n} A_{m,q} \cdot \cos(2\pi n f_n t + \varphi_{m,n}) \cos(2\pi q f_n t + \varphi_{m,q}) \right] \quad (6)$$

式(6)中存在 f_n 及其倍频成分,利用频率成分 Qf_n (Q 的取值范围为 0 至 $2O$) 表示式(6)中的直流分量和 f_n 的谐波成分。式(6)中频率成分 Qf_n 可根据谐波信号的特点合成,现将 Q 的取值分为 5 种情况讨论 Qf_n 的数学表达式,并列于表 1 中。

表 1 不同频率成分谐波的数学表达式

Tab. 1 The expressions of different harmonics components.

不同 Q 值	平方后频率成分 Qf_n 的数学表达式
$Q=0$	$\frac{A_m^2}{2} \left(1 + \sum_{o=1}^O \frac{A_{m,o}^2}{2} \right)$
Q 为奇数且 $1 < Q \leq O$	$\sum_{v=0}^O \frac{A_m^2}{2} \left[A_{m,v} A_{m,Q \pm v} \cos(2\pi Q f_n t + \varphi_{m,Q \pm v} \mp \varphi_{m,v}) + 2A_{m,Q} \cos(2\pi Q f_n t + \varphi_{m,Q}) \right]$
Q 为偶数且 $1 < Q \leq O$	$\sum_{v=0}^O \frac{A_m^2}{2} \left[\frac{A_{m,Q}^2}{2} \cos(2\pi Q f_n t + 2\varphi_{m,Q}) + A_{m,v} A_{m,Q \pm v} \cos(2\pi Q f_n t + \varphi_{m,Q \pm v} \mp \varphi_{m,v}) + 2A_{m,Q} \cos(2\pi Q f_n t + \varphi_{m,Q}) \right]$
Q 为奇数且 $O < Q \leq 2O$	$\sum_{v=0}^O \frac{A_m^2}{2} \left[A_{m,v} A_{m,Q-v} \cos(2\pi Q f_n t + \varphi_{m,Q-v} + \varphi_{m,v}) \right]$
Q 为偶数且 $O < Q \leq 2O$	$\sum_{v=0}^O \frac{A_m^2}{2} \left[\frac{A_{m,Q}^2}{2} \cos(2\pi Q f_n t + 2\varphi_{m,Q}) + A_{m,v} A_{m,Q-v} \cos(2\pi Q f_n t + \varphi_{m,Q-v} + \varphi_{m,v}) \right]$

注: $v < Q \pm v \leq O$

对式(4)进行 DFT,只分析式(6)中低频成分的幅值,并利用加 Hanning 窗的比值校正法^[16]校正 Qf_n 的幅值得到其准确幅值 A_{Qf_n} 。根据 f_{n1} 和 f_{n2} 在幅值谱中低频处的最高谐波成分 O_{n1max} 和 O_{n2max} ,分别确定其在调幅函数中展开的最高阶次 $O_1 = O_{n1max} / (2f_{n1})$ 和 $O_2 = O_{n2max} / (2f_{n2})$ 。结合式(1)的数学模型和 1.1 节中校正的调制频率得到包括直流分量的调幅信号模型

$$a_{mc}(t) = A_m \left[1 + \sum_{o_1=1}^{O_1} A_{m1,o_1} \cos(2\pi o_1 f_{n1} t + \varphi_{m1,o_1}) + \sum_{o_2=1}^{O_2} A_{m2,o_2} \cos(2\pi o_2 f_{n2} t + \varphi_{m2,o_2}) \right] \quad (7)$$

(c) 建立关于调幅函数幅值和相位的方程组

利用 A_{Qf_n} 与表 1 中同阶次频率成分的准确幅值 $|A(Qf_n)|$ 相等的关系得

$$|A(Qf_n)| = A_{Qf_n} \quad (8)$$

各阶调制频率及其最高阶次分别由 1.1 节和 1.2 节中(b)求出,所以式(8)是以调幅函数各阶成分的幅值和相位以及 A_m 为自变量的 $2O+1$ 个非线性方程。

(d) 最小二乘优化算法求参数

优化参数为调幅函数的幅值和相位。优化方程为

$$h_Q = |A(Qf_n)| - A_{Qf_n} \quad (9)$$

各参数具有不同的边界约束:不考虑过调制时, A_m 的最大值可由式(6)中幅值谱的直流分量 A_0 和表 1 中直流分量得到,即 $A_m \in [\sqrt{4A_0/3}, \sqrt{2A_0}]$,其他幅值和相位的取值范围分别取 $[0, 5]$ 和 $[0, 2\pi]$ 。并增加 $H_a(t)$ 与 $a_{mc}(t)$ 相等的约束方程

$$h_a = \sum |a_{mc}(t) - H_a(t)| \quad (10)$$

优化求解时幅值和相位初始值均分别取为 0.1 和 1,应用最小二乘优化算法^[17]求解参数,重构分离调幅

信号 $\bar{a}_{mc}(t)$ 。由 1.1 节滤波后信号 $x_m(t)$ 和重构的调幅成分 $\bar{a}_{mc}(t)$ 得到包含调频成分信息的剩余信号 $R_s(t)$ 的表达式为

$$R_s(t) = \frac{x_m(t)}{\bar{a}_{mc}(t)} \quad (11)$$

输入轴转频 f_{n1} 和输出轴转频 f_{n2} 同时调制时, 分别采用上述步骤求解两组调制参数。该方法也适用于只存在任意一组调制频率时的调幅参数求解。

1.3 频率调制参数求解原理和步骤

1.3.1 确定调频函数的最高阶次并建立信号模型

对剩余信号进行 DFT, 并校正幅值 $R_s(f)$ 。仅考虑调制边带中幅值大于频谱中最大幅值 10% 的频率成分, 此时根据单边调制边带的最大宽度确定

$$\begin{aligned} R_{sc}(t) &= \cos \left[2\pi m f_{mc} t + \phi_m + \sum_{l_1=1}^{L_1} B_{m1,l_1} \cos(2\pi l_1 f_{n1c} t + \theta_{m1,l_1}) + \sum_{l_2=1}^{L_2} B_{m2,l_2} \cos(2\pi l_2 f_{n2c} t + \theta_{m2,l_2}) \right] = \\ &= \cos \left[2\pi m f_{mc} t + \phi_m + \sum_{l_1=1}^{L_1} B_{m1,l_1} \sin(2\pi l_1 f_{n1c} t + \theta_{m1,l_1} + \frac{\pi}{2}) + \sum_{l_2=1}^{L_2} B_{m2,l_2} \sin(2\pi l_2 f_{n2c} t + \theta_{m2,l_2} + \frac{\pi}{2}) \right] = \\ &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} J_i(B_{m1,1}) \sum_{j=-\infty}^{+\infty} J_j(B_{m1,2}) \cdots \sum_{q=-\infty}^{+\infty} J_q(B_{m1,L_1}) \sum_{c=-\infty}^{+\infty} J_c(B_{m2,1}) \sum_{s=-\infty}^{+\infty} J_s(B_{m2,2}) \cdots \sum_{h=-\infty}^{+\infty} J_h(B_{m2,L_2}) \cdot \\ &= \cos \left\{ 2\pi [m f_{mc} + (i + 2j + \cdots + q L_1) f_{n1c} + (c + 2s + \cdots + h L_2) f_{n2c}] t + i \theta_{m1,1} + j \theta_{m1,2} + \cdots + q \theta_{m1,L_1} + \right. \\ &\quad \left. c \theta_{m2,1} + s \theta_{m2,2} + \cdots + h \theta_{m2,L_2} + \frac{\pi}{2} i + \frac{\pi}{2} j + \cdots + \frac{\pi}{2} q + \frac{\pi}{2} c + \frac{\pi}{2} s + \cdots + \frac{\pi}{2} h + \phi_m \right\} \quad (13) \end{aligned}$$

频率为 $m f_{mc} + (i + 2j + \cdots + q L_1) f_{n1c} + (c + 2s + \cdots + h L_2) f_{n2c}$ 的理论幅值可通过下式得到

$$\begin{aligned} |R_s(f)| &= \left| \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \cdots \sum_{q=-\infty}^{+\infty} \sum_{c=-\infty}^{+\infty} \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \cdots \sum_{h=-\infty}^{+\infty} J_i(B_{m1,1}) J_j(B_{m1,2}) \cdots J_q(B_{m1,L_1}) J_c(B_{m2,1}) J_s(B_{m2,2}) \cdots J_h(B_{m2,L_2}) \cdot \right. \\ &\quad \left. \cos \left(i \theta_{m1,1} + j \theta_{m1,2} + \cdots + q \theta_{m1,L_1} + c \theta_{m2,1} + s \theta_{m2,2} + \cdots + h \theta_{m2,L_2} + \phi_m + \frac{\pi i}{2} + \frac{\pi j}{2} + \cdots + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \frac{\pi q}{2} + \frac{\pi c}{2} + \frac{\pi s}{2} + \cdots + \frac{\pi h}{2} \right) \right|^2 + \left[\sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \cdots \sum_{q=-\infty}^{+\infty} \sum_{c=-\infty}^{+\infty} \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \cdots \sum_{h=-\infty}^{+\infty} J_i(B_{m1,1}) J_j(B_{m1,2}) \cdots J_q(B_{m1,L_1}) \cdot \right. \\ &\quad \left. J_c(B_{m2,1}) J_s(B_{m2,2}) \cdots J_h(B_{m2,L_2}) \sin(i \theta_{m1,1} + j \theta_{m1,2} + \cdots + q \theta_{m1,L_1} + c \theta_{m2,1} + s \theta_{m2,2} + \cdots + h \theta_{m2,L_2} + \phi_m + \right. \\ &\quad \left. \left. \frac{\pi i}{2} + \frac{\pi j}{2} + \cdots + \frac{\pi q}{2} + \frac{\pi c}{2} + \frac{\pi s}{2} + \cdots + \frac{\pi h}{2} \right) \right]^2 \left. \right]^{\frac{1}{2}} \quad (14) \end{aligned}$$

其中第一类贝塞尔函数阶次 $(i, j, \cdots, q, c, s, \cdots, h)$ 的取值范围均为 $[-20, 20]$, 因为调频成分的幅值通常不会很大, 当阶次取值大于 20 时, 第一类贝塞尔函数值很小, 可以忽略。

1.3.3 建立关于调频函数幅值和相位的方程组

根据剩余信号幅值谱中调制边带校正后的幅值 $R_s(f)$ 与式 (14) 同频率成分理论值 $|R_s(f)|$ 相等, 建立关于调频信号模型中幅值和相位的非线性方程组

$$R_s(f) = |R_s(f)| \quad (15)$$

共有 $g = 2(L_1 + L_2) + 1$ 个方程, 其中 $L_1 + L_2$ 个

调频函数的最高阶次 L_1 和 L_2 。由第一类贝塞尔函数的性质可知, 一般由该方法确定的阶次大于实际阶次, 但多余阶次的幅值很小, 可以忽略, 从而不影响求解结果。根据 1.1 节中校正的频率建立式 (12) 所示的剩余信号数学模型 $R_{sc}(t)$ [1] 为

$$\begin{aligned} R_{sc}(t) &= \cos [2\pi m f_{mc} t + \phi_m + \\ &\quad \sum_{l_1=1}^{L_1} B_{m1,l_1} \cos(2\pi l_1 f_{n1c} t + \theta_{m1,l_1}) + \\ &\quad \sum_{l_2=1}^{L_2} B_{m2,l_2} \cos(2\pi l_2 f_{n2c} t + \theta_{m2,l_2})] \quad (12) \end{aligned}$$

式中 l_1 和 l_2 分别为调制成分 f_{n1c} 和 f_{n2c} 的调制阶次。

1.3.2 求各频率成分的理论幅值

根据第一类贝塞尔函数与调频信号间的关系 [1] 得到下式

$$\begin{aligned} R_{sc}(t) &= \cos \left[2\pi m f_{mc} t + \phi_m + \sum_{l_1=1}^{L_1} B_{m1,l_1} \cos(2\pi l_1 f_{n1c} t + \theta_{m1,l_1}) + \sum_{l_2=1}^{L_2} B_{m2,l_2} \cos(2\pi l_2 f_{n2c} t + \theta_{m2,l_2}) \right] = \\ &= \cos \left[2\pi m f_{mc} t + \phi_m + \sum_{l_1=1}^{L_1} B_{m1,l_1} \sin(2\pi l_1 f_{n1c} t + \theta_{m1,l_1} + \frac{\pi}{2}) + \sum_{l_2=1}^{L_2} B_{m2,l_2} \sin(2\pi l_2 f_{n2c} t + \theta_{m2,l_2} + \frac{\pi}{2}) \right] = \\ &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} J_i(B_{m1,1}) \sum_{j=-\infty}^{+\infty} J_j(B_{m1,2}) \cdots \sum_{q=-\infty}^{+\infty} J_q(B_{m1,L_1}) \sum_{c=-\infty}^{+\infty} J_c(B_{m2,1}) \sum_{s=-\infty}^{+\infty} J_s(B_{m2,2}) \cdots \sum_{h=-\infty}^{+\infty} J_h(B_{m2,L_2}) \cdot \\ &= \cos \left\{ 2\pi [m f_{mc} + (i + 2j + \cdots + q L_1) f_{n1c} + (c + 2s + \cdots + h L_2) f_{n2c}] t + i \theta_{m1,1} + j \theta_{m1,2} + \cdots + q \theta_{m1,L_1} + \right. \\ &\quad \left. c \theta_{m2,1} + s \theta_{m2,2} + \cdots + h \theta_{m2,L_2} + \frac{\pi}{2} i + \frac{\pi}{2} j + \cdots + \frac{\pi}{2} q + \frac{\pi}{2} c + \frac{\pi}{2} s + \cdots + \frac{\pi}{2} h + \phi_m \right\} \quad (13) \end{aligned}$$

频率为 $m f_{mc} + (i + 2j + \cdots + q L_1) f_{n1c} + (c + 2s + \cdots + h L_2) f_{n2c}$ 的理论幅值可通过下式得到

$$\begin{aligned} |R_s(f)| &= \left| \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \cdots \sum_{q=-\infty}^{+\infty} \sum_{c=-\infty}^{+\infty} \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \cdots \sum_{h=-\infty}^{+\infty} J_i(B_{m1,1}) J_j(B_{m1,2}) \cdots J_q(B_{m1,L_1}) J_c(B_{m2,1}) J_s(B_{m2,2}) \cdots J_h(B_{m2,L_2}) \cdot \right. \\ &\quad \left. \cos \left(i \theta_{m1,1} + j \theta_{m1,2} + \cdots + q \theta_{m1,L_1} + c \theta_{m2,1} + s \theta_{m2,2} + \cdots + h \theta_{m2,L_2} + \phi_m + \frac{\pi i}{2} + \frac{\pi j}{2} + \cdots + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \frac{\pi q}{2} + \frac{\pi c}{2} + \frac{\pi s}{2} + \cdots + \frac{\pi h}{2} \right) \right|^2 + \left[\sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \cdots \sum_{q=-\infty}^{+\infty} \sum_{c=-\infty}^{+\infty} \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \cdots \sum_{h=-\infty}^{+\infty} J_i(B_{m1,1}) J_j(B_{m1,2}) \cdots J_q(B_{m1,L_1}) \cdot \right. \\ &\quad \left. J_c(B_{m2,1}) J_s(B_{m2,2}) \cdots J_h(B_{m2,L_2}) \sin(i \theta_{m1,1} + j \theta_{m1,2} + \cdots + q \theta_{m1,L_1} + c \theta_{m2,1} + s \theta_{m2,2} + \cdots + h \theta_{m2,L_2} + \phi_m + \right. \\ &\quad \left. \left. \frac{\pi i}{2} + \frac{\pi j}{2} + \cdots + \frac{\pi q}{2} + \frac{\pi c}{2} + \frac{\pi s}{2} + \cdots + \frac{\pi h}{2} \right) \right]^2 \left. \right]^{\frac{1}{2}} \quad (14) \end{aligned}$$

幅值和相位、1 个原始相位 ϕ_m 为自变量。

1.3.4 最小二乘优化算法求参数

优化参数为调频函数的幅值和相位。优化方程为

$$F_g = R_s(f) - |R_s(f)| \quad (16)$$

齿轮箱故障振动调制信号幅值谱中, 一般靠近啮合频率及其倍频的调制边带幅值较大, 此时式 (13) 中第一类贝塞尔函数的阶次 $(i, j, \cdots, q, c, s, \cdots, h)$ 取值均不大, 当调频函数的幅值很大, 第一类贝塞尔函数值很小, 多个小值相乘的函数值可以忽略。所以调频信号幅值参数的取值范围设为 $(0,$

10]可基本满足要求。调频信号相位参数的约束范围为 $[0, 2\pi]$ 。增加式(17)的实际剩余信号与式(12)剩余信号数学模型相等的关系从而增强参数约束。

$$F_f = \sum |R_{sc}(t) - R_s(t)| \quad (17)$$

调频信号幅值和相位初始值均分别取为 0.1 和 1。采用最小二乘优化算法求解调频函数参数,得到频率调制信号。当频率调制信号中仅存在一组调制频率时,上述求解方法仍成立。

2 仿真分析

2.1 无噪声仿真信号

齿轮箱主动轮和从动轮齿数分别为 20 和 33,输入轴给定的较准确初始转速为 1200 r/min,则齿轮啮合频率为 400 Hz。由于存在转速误差,给出如下仿真信号。

$$\begin{aligned} x(t) = & 4 \left[1 + 0.3 \cos \left(2\pi f_{n1} t + \frac{2\pi}{3} \right) + \right. \\ & 0.15 \cos \left(4\pi f_{n1} t + \frac{\pi}{4} \right) + 0.2 \cos \left(2\pi f_{n2} t + \frac{\pi}{3} \right) \times \\ & \cos \left[2\pi f_m t + \frac{\pi}{5} + \cos \left(2\pi f_{n2} t + \frac{\pi}{4} \right) + \right. \\ & \left. \left. 0.6 \cos \left(2\pi f_{n1} t + \frac{\pi}{4} \right) \right] \right] \quad (18) \end{aligned}$$

式中 输入轴和输出轴实际转频 f_{n1} 和 f_{n2} 分别为 20.03 和 12.14 Hz,实际啮合频率 $f_m = 400.6$ Hz。

采样频率和采样点数分别为 4096 Hz 和 4096。仿真信号幅值谱如图 2 所示。采用中心频率为 400 Hz,上、下截止频率分别为 520 和 280 Hz 的带通滤波器处理该信号,得到啮合频率附近的调制成分 $x_1(t)$ 。按 1.1 节中方法校正后的啮合频率 $f_{mc} = 400.6$ Hz,输入轴转频 f_{n1c} 和输出轴转频 f_{n2c} 分别为 20.03 和 12.14 Hz。采用希尔伯特变换解调求解 $x_1(t)$ 的时域幅值包络 $H_a(t)$ 用于构建约束方程。滤波后信号 $x_1(t)$ 的平方解调谱低频附近如图 3 所示,由 1.2 节中的 (b) 可确定 f_{n1} 和 f_{n2} 在调幅函数中的最高阶次分别为 2 和 1,可得如下式的数学模型

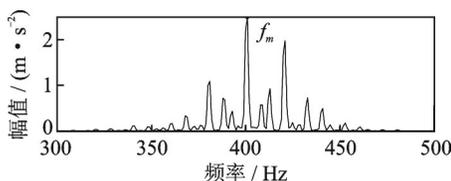


图 2 仿真信号幅值谱

Fig. 2 The amplitude spectrum of simulation signal

$$a_1(t) = A [1 + A_1 \cos(2\pi f_{n1c} t + \varphi_1) + A_2 \cos(4\pi f_{n1c} t + \varphi_2) + A_3 \cos(2\pi f_{n2c} t + \varphi_3)] \quad (19)$$

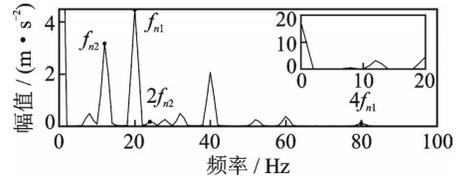


图 3 平方解调信号幅值谱

Fig. 3 The amplitude spectrum of squared signal

图 3 中校正后的幅值如表 2 所示,并结合表 1,建立如下非线性方程组

$$\begin{cases} h_1 = \frac{A^2}{2} \left(1 + \sum_{k=1}^3 \frac{A_k^2}{2} \right) - 17.24 \\ h_2 = \frac{A^2}{2} \{ [A_1 A_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_1) + 2A_1 \cos\varphi_1]^2 + [A_1 A_2 \sin(\varphi_2 - \varphi_1) + 2A_2 \sin\varphi_1]^2 \} - 4.464 \\ h_3 = \frac{A^2}{2} \left\{ \left[\frac{A_1^2}{2} \cos(2\varphi_1) + 2A_2 \cos\varphi_2 \right]^2 + \left[\frac{A_1^2}{2} \sin(2\varphi_1) + 2A_2 \sin\varphi_2 \right]^2 \right\} - 2.056 \\ h_4 = \frac{A^2}{2} A_1 A_2 - 0.361 \\ h_5 = \frac{A^2}{2} \frac{A_2^2}{2} - 0.09 \\ h_6 = A^2 A_3 - 3.203 \\ h_7 = \frac{A^2}{2} \frac{A_3^2}{2} - 0.162 \\ h_a = \sum |a_1(t) - H_a(t)| \end{cases} \quad (20)$$

表 2 平方幅值谱低频成分校正后的幅值

Tab. 2 The corrected amplitudes of squared spectrum

频率/Hz	校正后幅值/ (m·s ⁻²)	频率/Hz	校正后幅值/ (m·s ⁻²)
0	17.24	4f _{n1}	0.09
f _{n1}	4.464	f _{n2}	3.203
2f _{n1}	2.056	2f _{n2}	0.162
3f _{n1}	0.361		

应用最小二乘优化算法求解方程组时算法的收敛性如图 4 所示,迭代 5 次后所求参数基本已收敛至最终求解结果,求解调频参数时给定多余的调制阶数越多,收敛速度越慢。所以最小二乘优化算法求解参数时具有较好的收敛性和收敛速度。求解的调幅参数如表 3 所示,该方法求解的调幅参数与给定值相比误差很小,说明该方法能有效分离调幅信号。

表 3 求解的幅值调制参数

Tab. 3 The solved AM parameters

参数	$A/$ ($m \cdot s^{-2}$)	$A_1/$ ($m \cdot s^{-2}$)	$A_2/$ ($m \cdot s^{-2}$)	$A_3/$ ($m \cdot s^{-2}$)
给定值	4	0.3	0.15	0.2
校正后计算值	4.001	0.301	0.150	0.2
校正后相对误差/%	0.025	0.333	0	0
未校正计算值	4.004	0.3002	0.1494	0.1995
未校正相对误差/%	0.1	0.07	0.4	0.25

参数	$\varphi_1/(\circ)$	$\varphi_2/(\circ)$	$\varphi_3/(\circ)$
给定值	120	45	60
校正后计算值	120.14	45.23	59.891
校正后绝对误差	0.14	0.23	0.109
未校正计算值	117.233	41.167	57.76
未校正绝对误差	2.767	3.833	2.24

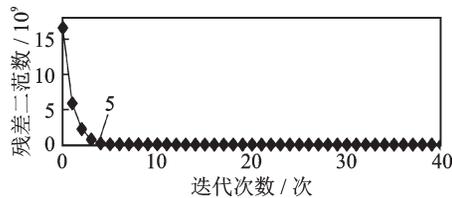


图 4 残差信号的 2 范数与迭代次数关系

Fig. 4 The relation of iterations and the 2-norm of residue

分离出调幅信号后,剩余信号的幅值谱如图 5 所示。由图 5 可知,当仅考虑幅值大于最大幅值 10% 的频率成分时, f_{n1} 和 f_{n2} 的调频阶次分别为 2 阶和 1 阶,将 f_{mc} , f_{n1c} 和 f_{n2c} 代入式 (12) 得到下式的剩余信号模型

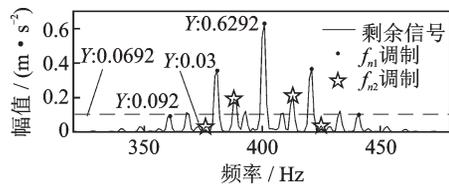


图 5 剩余信号幅值谱

Fig. 5 The amplitude spectrum of residual signal

$$R_{sc}(t) = \cos [2\pi f_{mc}t + \phi_m + B_1 \cos(2\pi f_{n1c}t + \theta_1) + B_2 \cos(4\pi f_{n1c}t + \theta_2) + B_3 \cos(2\pi f_{n2c}t + \theta_3)] \quad (21)$$

再由式 (14) 可求得相应频率成分的理论幅值,并根据理论幅值与频谱中校正后的幅值对应相等得到关于调频成分中幅值和相位的非线性方程组。增加剩余信号与数学模型相等的约束方程,最优化算法求解的频率调制成分的参数如表 4 所示,其误差很小。虽然 f_{n1} 在求解过程中给定了两阶,但第二阶成分的幅值 0.001 相对最大幅值 1 可以忽略不计,其相位误差虽为 141.1° ,但没有意义。所以该方法能有效分离调频信号,且多余的调制阶次不影响最后的求解结果。

没有进行频率及幅值校正时,保持与校正后优化求解过程同样的截止条件,求解得到的调制成分

参数也列于表 3 和 4 中。由表 3-4 可知,未进行校正时调制参数求解结果的误差比校正后误差大,尤其是相位误差,其中调幅函数和调频函数的最大相位误差分别达 3.833° 和 36° (不考虑调频函数多余阶次项)。说明在同样的优化截止条件下,进行频谱校正有利于提高调制参数求解的精度。

表 4 求解频率调制参数

Tab. 4 The solved FM parameters

参数	$B_1/$ ($m \cdot s^{-2}$)	$B_2/$ ($m \cdot s^{-2}$)	$B_3/$ ($m \cdot s^{-2}$)
给定值	1	0	0.6
校正后计算值	1	0.001	0.6
校正后相对误差/%	0	-	0
未校正计算值	0.9811	0.0832	0.5779
未校正相对误差/%	1.89	-	3.683

参数	$\phi_m/(\circ)$	$\theta_1/(\circ)$	$\theta_2/(\circ)$	$\theta_3/(\circ)$
给定值	36	45	0	45
校正后计算值	35.924	45.138	141.1	45.012
校正后绝对误差	0.76	0.138	141.1	0.012
未校正计算值	0	41.035	165.53	39.643
未校正绝对误差	36	4.103	165.53	5.369

2.2 含噪声仿真信号

在上节仿真信号中加入信噪比为 2 dB 的高斯白噪声,此时调幅成分和调频成分的信噪比分别为 0.957 和 -13.154 dB。分别采用所提分离方法、希尔伯特解调方法(方法 2)^[11,11]和基于能量算子的解调方法(方法 3)^[7-8]处理该信号,求解的调幅和调频成分的幅值和相位参数分别如表 5 和 6 所示。所提分离方

表 5 求解的幅值调制参数

Tab. 5 The solved AM parameters

参数	$A/$ ($m \cdot s^{-2}$)	$A_1/$ ($m \cdot s^{-2}$)	$A_2/$ ($m \cdot s^{-2}$)	$A_3/$ ($m \cdot s^{-2}$)
给定值	4	0.3	0.15	0.2
所提方法计算值	4.139	0.3028	0.1454	0.1807
所提方法相对误差/%	3.475	0.933	3.267	9.65
方法 2 计算值	4.157	0.243	0.141	0.219
方法 2 相对误差/%	3.925	19	6	9.5
方法 3 计算值	4.061	0.2825	0.1197	0.207
方法 3 相对误差/%	1.525	5.8333	20.2	3.5

参数	$\varphi_1/(\circ)$	$\varphi_2/(\circ)$	$\varphi_3/(\circ)$
给定值	120	45	60
所提方法计算值	115.8	43.671	58.2
所提方法绝对误差	4.2	1.329	1.8
方法 2 计算值	123.89	73.42	64.58
方法 2 绝对误差	3.89	28.42	4.58
方法 3 计算值	111.76	71.156	63.93
方法 3 绝对误差	8.24	26.156	3.93

表 6 求解频率调制参数

Tab. 6 The solved FM parameters

参数	$B_1/$ ($m \cdot s^{-2}$)	$B_2/$ ($m \cdot s^{-2}$)	$B_3/$ ($m \cdot s^{-2}$)
给定值	1	0	0.6
所提方法计算值	0.990	0.003	0.6314
所提方法相对误差/%	1	-	5.233
方法 2 计算值	1.43	-	3.961
方法 2 相对误差/%	43	-	560.17
方法 3 计算值	1.6652	-	3.5484
方法 3 相对误差/%	66.52	-	491.4

参数	$\phi_m/(^\circ)$	$\theta_1/(^\circ)$	$\theta_2/(^\circ)$	$\theta_3/(^\circ)$
给定值	36	45	0	45
所提方法计算值	34.154	44.393	76.621	43.3
所提方法绝对误差	1.846	0.607	76.621	1.7
方法 2 计算值	-	148.7	-	126.3
方法 2 绝对误差	-	103.7	-	81.3
方法 3 计算值	-	309.91	-	317.4
方法 3 绝对误差	-	261.91	-	272.4

法求解的调幅和调频信号的幅值和相位最大误差分别为 9.65%, 4.2°, 5.233% 和 1.846° (f_{n1} 的第二阶成分忽略), 说明该方法具有较好的抗噪性, 能满足实际齿轮箱故障振动调制信号分离的要求。方法 2 求解的调幅和调频信号的幅值和相位最大误差分别为 19%, 28.42°, 560.17% 和 103.7°; 方法 3 求解的调幅和调频信号的幅值和相位最大误差分别为 20.2%, 26.156°, 491.4% 和 272.4°。显然方法 2 和方法 3 求解的调制信号参数均有较大误差, 尤其是调频参数的误差太大, 较大噪声情况下方法 3 和方法 2 已经失效, 这是因为希尔伯特和基于能量算子在解调频过程中有相位求导, 差分过程使信号信噪比变小, 从而求解结果误差增大。从对比结果可知, 所提调幅调频信号分离方法的抗噪性比方法 2 和方法 3 好。

3 实验验证与故障分析

QPZZ-II 旋转系统实验台用于测试故障单级定轴齿轮箱振动信号, 系统测试框图如图 6 所示。齿轮箱输入轴和输出轴通过柔性联轴器分别与电机和磁粉制动器相连, 安装后输入轴和输出轴存在轻微不对中, 主动轮齿数为 55, 被动轮齿数为 75, 电机较

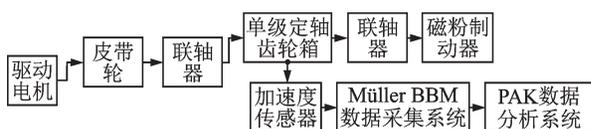


图 6 齿轮箱系统测试框图

Fig. 6 The test block diagram of gearbox

准确的初始转速显示值为 900 r/min, 负载为 20 N·m, 所以输入轴转速 f_{n1} 和输出轴转速 f_{n2} 分别为 15 和 11 Hz, 啮合频率为 825 Hz。分轻微不对中和轻微不对中+断齿两种工况测试分析, 其中输出齿轮的断齿故障如图 7 所示。美国 PCB 公司的加速度传感器安装在输入轴轴承座上, 其灵敏度为 0.01 V/($m \cdot s^{-2}$)。测试分析中采样频率为 8192 Hz, 采样点数和 DFT 点数均为 32768, 带通滤波器的中心频率为 825 Hz, 上、下截止频率分别为 915 和 735 Hz。

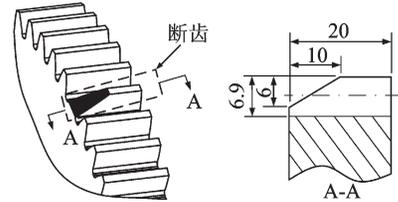


图 7 输出齿轮断齿故障(单位:mm)

Fig. 7 The broken-tooth on output gear (Unit: mm)

3.1 轻微不对中+断齿故障(故障 1)

采集的振动加速度时域波形和幅值谱分别如图 8 和 9 所示。带通滤波并校正后得到的啮合频率 f_{mc} 为 825.689 Hz, 计算得到输入轴转频 f_{n1c} 和输出轴转频 f_{n2c} 分别为 15.012 和 11.01 Hz。平方后信号幅值谱如图 10 所示, 由图 10 可确定调幅信号中 f_{n1} 和 f_{n2} 调

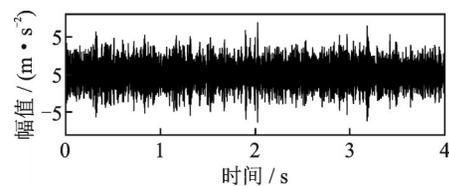


图 8 轻微不对中+断齿故障的振动加速度时域信号

Fig. 8 The time-domain waveform of acceleration signal caused by the slight misalignment + broken-tooth

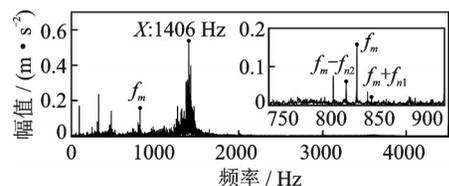


图 9 轻微不对中+断齿故障的振动加速度信号幅值谱

Fig. 9 The spectrum of acceleration signal caused by the slight misalignment + broken-tooth

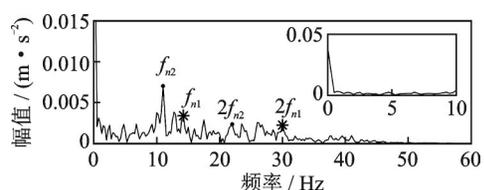


图 10 轻微不对中+断齿故障平方解调信号幅值谱

Fig. 10 The spectrum of squared signal caused by the slight misalignment + broken-tooth

制阶次均为 1 阶。列出关于调幅参数的非线性方程组,由求解的参数可得到下式所示的包括直流分量的调幅函数

$$\bar{a}_{mc}(t) = 0.1848 [1 + 0.0735\cos(2\pi f_{n1c}t + 0.1462) + 0.2426\cos(2\pi f_{n2c}t + 2.3785)] \quad (22)$$

由于调幅信号幅值小于 1 m/s²,所以利用滤波后的信号除以调幅信号后,剩余信号幅值谱如图 11 所示,其幅值大于原信号幅值。由图可确定 f_{n1} 和 f_{n2} 的调制阶次均为 1。应用校正后的幅值构造非线性方程组,求解参数值可得到下式的调频信号

$$b(t) = 0.0935\cos(2\pi f_{n1c}t + 0.0928) + 0.5273\cos(2\pi f_{n2c}t + 3.5271) \quad (23)$$

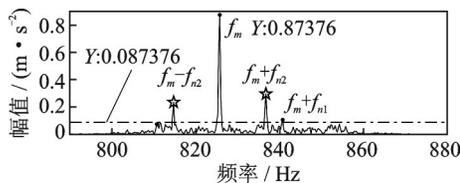


图 11 轻微不对中+断齿故障剩余信号幅值谱

Fig. 11 The spectrum of residual signal caused by the slight misalignment + broken-tooth

根据分离的调幅和调频信号,重构出啮合频率附近的调制边带幅值如表 7 所示。分离的调幅和调频信号中都存在输入轴和输出轴的一阶调制成分,且输出轴转频分量的幅值均大于输入轴转频分量,所以无论是依据分离的调幅成分还是调频成分都能判断出输入轴和输出轴上均存在故障,且输出轴的故障比输入轴故障严重。调频信号各分量幅值比调幅信号相同成分的幅值大,这是因为齿轮断齿时的转速波动产生调频且主要集中在啮合频率附近,而调幅主要体现在固有频率附近。表 7 中较大测试幅值与其重构幅值间的误差较小,而较小测试幅值与重构幅值的最大误差达到 59.42%。这是由于输出齿轮断齿故障时啮合激励频谱为分布在全频带间隔为故障齿轮转频的谐波成分,其中部分成分与啮合频率及其倍频两侧的调制边带重合,所以其产生的振动响应频谱与啮合谐波两侧的调制边带重合,但

表 7 测试信号与重构信号幅值对比

Tab. 7 Amplitude comparison of measurement and reconstruction signal

频率/Hz	测试信号幅值/ (m·s ⁻²)	重构信号幅值/ (m·s ⁻²)	相对差 值/%
f_m	0.1576	0.1551	1.586
$f_m + f_{n1}$	0.0207	0.0084	59.42
$f_m - f_{n1}$	0.0065	0.01	53.85
$f_m + f_{n2}$	0.034	0.028	17.65
$f_m - f_{n2}$	0.06117	0.0553	9.596

该响应成分不符合式(1)的啮合调制信号模型,从而使分离的由输入轴和输出轴不对中产生的啮合调频调频边带误差较大。断齿故障产生的振动响应中越靠近固有频率的成分幅值越大,所以啮合频率谐波越靠近固有频率,分离的调幅调频信号误差越大^[18]。

3.2 轻微不对中故障(故障 2)

采用该方法处理齿轮在故障 2 情况下的振动信号,从啮合频率附近分离的包括直流分量的调幅信号和调频信号分别如下:

$$\bar{a}_{mc}(t) = 0.2868 [1 + 0.0266\cos(2\pi f_{n1c}t + 0.6546) + 0.1712\cos(4\pi f_{n1c}t + 2.482) + 0.1629\cos(2\pi f_{n2c}t + 0.44) + 0.1305\cos(4\pi f_{n2c}t + 0.6937)] \quad (24)$$

$$b(t) = 0.2726\cos(2\pi f_{n1c}t + 4.367) + 0.0145\cos(4\pi f_{n1c}t + 2.73) + 0.1923\cos(6\pi f_{n1c}t + 4.056) + 0.2377\cos(2\pi f_{n2c}t + 4.408) + 0.1923\cos(4\pi f_{n2c}t + 3.47) + 0.1974\cos(6\pi f_{n2c}t + 1.763) \quad (25)$$

两者均存在输入轴和输出轴的转频调制,且最大幅值相差不大。重构调制信号中部分频率对应的幅值与原信号幅值列于表 8,最大幅值误差为 15.625%。

表 8 测试信号与重构信号幅值对比

Tab. 8 Amplitude comparison of measurement and reconstruction signal

频率/Hz	测试信号幅值/ (m·s ⁻²)	重构信号幅值/ (m·s ⁻²)	相对差 值/%
f_m	0.257	0.269	4.669
$f_m + f_{n1}$	0.043	0.041	4.651
$f_m - f_{n1}$	0.032	0.037	15.625
$f_m + f_{n2}$	0.05	0.046	8
$f_m - f_{n2}$	0.026	0.028	7.692

故障 1 和故障 2 产生的调幅和调频成分幅值谱如图 12 所示。分析可得以下结论:(1) 故障 1 产生

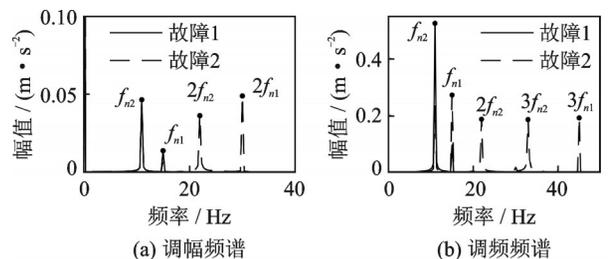


图 12 两种故障的调幅和调频频谱

Fig. 12 The spectra of AM and FM induced by two kinds of faults

的调幅和调频阶次均比故障2时少;(2)两种故障产生的调幅信号中第一阶成分幅值接近;(3)虽然故障2产生的调频信号阶次比故障1多,但故障1产生的调频信号中输出轴转频的第一阶幅值较其他幅值大很多,说明断齿故障产生了较大的一阶转速波动。两类故障分离的调幅调频信号有明显的特征和差异,可为齿轮箱故障提供一种新的诊断方法。

4 结 论

(1) 将平方幅值解调、第一类贝塞尔函数和调频函数间的关系、离散频谱校正技术和最小二乘优化算法有效结合,提出了一种能有效分离齿轮故障振动啮合调制信号中调幅成分和调频成分的方法。该方法具有以下特点:

(a) 精度高。在无噪声情况下,仿真研究表明该方法求解的调制参数基本与给定值相等,误差很小;

(b) 抗噪性能好。分离出的调频信号比希尔伯特变换和基于能量算子的解调方法求解精度高得多。在信噪比为 -2 dB时,调幅和调频信号中幅值和相位的最大误差分别为 9.65% , 4.2° , 5.233% 和 1.846° 。希尔伯特变换求解的调幅和调频函数中幅值和相位的最大误差分别为 19% , 28.42° , 560.17% 和 103.7° 。基于能量算子的解调方法求解的调幅和调频信号的幅值和相位最大误差分别为 20.2% , 26.156° , 491.4% 和 272.4° 。

(2) 为齿轮箱故障提供了一种新的诊断方法。实验分析表明从不同故障中分离的调幅调频信号存在明显的特征和差异。

(3) 齿轮具有平稳型故障时该方法能将啮合频率及其倍频附近的调幅调频信号有效分离。齿轮冲击型故障时全频带激励产生的部分振动响应与啮合频率谐波及其边带重合,影响调制成分的求解精度,从而使分离的调幅调频信号误差较大,这可以作为齿轮具有冲击型故障的诊断依据。所以该方法能有效分离齿轮具有平稳型故障时非共振区啮合频率谐波两侧的调幅调频成分。

参考文献:

[1] 丁 康,李巍华,朱小勇. 齿轮及齿轮箱故障诊断实用技术[M]. 北京:机械工业出版社,2005.
DING Kang, LI Weihua, ZHU Xiaoyong. Practical Techniques for Fault Diagnosis of Gears and Gearboxes [M]. Beijing: China Machine Press, 2005.

[2] Li Y, Ding K, He G, et al. Vibration mechanisms of

spur gear pair in healthy and fault states[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2016, 81: 183-201.

[3] 郑近德,潘海洋,杨树宝,等. 广义变分模态分解方法及其在变工况齿轮故障诊断中的应用[J]. 振动工程学报, 2017, 30(3): 502-509.
ZHENG Jinde, PAN Haiyang, YANG Shubao, et al. Generalized variational mode decomposition and its applications to gearbox fault diagnosis under variable conditions [J]. Journal of Vibration Engineering, 2017, 30 (3): 502-509.

[4] Teng W, Ding X, Zhang X, et al. Multi-fault detection and failure analysis of wind turbine gearbox using complex wavelet transform [J]. Renewable Energy, 2016, 93: 591-598.

[5] He G, Ding K, Lin H. Gearbox coupling modulation separation method based on match pursuit and correlation filtering [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2016, 66: 597-611.

[6] Yang X, Ding K, He G, et al. Double-dictionary signal decomposition method based on split augmented Lagrangian shrinkage algorithm and its application in gearbox hybrid faults diagnosis [J]. Journal of Sound and Vibration, 2018, 432: 484-501.

[7] 张文义,于德介,陈向民. 齿轮箱复合故障诊断的信号共振分量能量算子解调方法[J]. 振动工程学报, 2015, 28(1): 148-155.
ZHANG Wenyi, YU Dejie, CHEN Xiangmin. Energy operator demodulation fault diagnosis of gearbox [J]. Journal of Vibration Engineering, 2015, 28 (1) : 148-155.

[8] 陈向民,于德介,李 蓉. 基于阶次解调谱的变速齿轮箱复合故障诊断方法[J]. 振动工程学报, 2013, 26 (6): 951-959.
CHEN Xiangmin, YU Dejie, LI Rong. A compound faults diagnosis method for variational speed gearbox based on order tracking demodulation spectrum [J]. Journal of Vibration Engineering, 2013, 26 (6) : 951-959.

[9] Qin Y. Multicomponent AM-FM demodulation based on energy separation and adaptive filtering [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2013, 38 (2) : 440-459.

[10] Feng Z, Lin X, Zuo M J. Joint amplitude and frequency demodulation analysis based on intrinsic time-scale decomposition for planetary gearbox fault diagnosis [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2016, 72: 223-240.

[11] 冯志鹏,褚福磊. 行星齿轮箱故障诊断的频率解调分析方法[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(11): 112-117.
FENG Zhipeng, CHU Fulei. Frequency Demodulation

- Analysis Method for Fault Diagnosis of Planetary Gearboxes[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33 (11): 112-117.
- [12] Djebala A, Ouelaa N, Benchaabane C, et al. Application of the wavelet multi-resolution analysis and Hilbert transform for the prediction of gear tooth defects [J]. Meccanica, 2012, 47 (7): 1601-1612.
- [13] Fan X, Zuo M. Gearbox fault detection using Hilbert and wavelet packet transform[J], Mechanical Systems and Signal Processing, 2006, 20 (4): 966-982.
- [14] Ma J, Li C J. Gear defect detection through model-based wideband demodulation of vibrations[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 1996, 10 (5): 653-665.
- [15] He G, Ding K, Li W, et al. A novel order tracking method for wind turbine planetary gearbox vibration analysis based on discrete spectrum correction technique [J]. Renewable Energy, 2016, 87: 364-375.
- [16] 丁康, 谢明, 杨志坚. 离散频谱分析校正理论与技术[M]. 北京: 科学出版社, 2008: 101-104. DING Kang, XIE Ming, YANG Zhijian. Theory and Technology of Discrete Spectrum Analysis Correction [M]. Beijing: Science Press, 2008: 101-104.
- [17] Coleman T F, Li Y. An interior trust region approach for nonlinear minimization subject to bounds[J]. SIAM Journal on Optimization, 1996, 6(2): 418-445.
- [18] Yang X, Ding K, He G. Phenomenon-model-based AM-FM vibration mechanism of faulty spur gear[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2019, 134: 106366.

A separation method of faulty gear vibration AM-FM signal

YANG Xiao-qing, DING Kang, HE Guo-lin

(School of Mechanical and Automotive Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: The vibration signal of faulty gears simultaneously includes amplitude modulation (AM) and frequency modulation (FM) components. Based on the mathematic modulation model of fault gears, square amplitude demodulation and the frequency demodulation according to the relation of FM with the Bessel function of the first kind are respectively used to establish system of nonlinear equations about AM and FM parameters. Least-square optimization algorithm is then applied to solve these parameters. An accurate separation method of AM and FM is proposed, where discrete spectrum correction technique is employed to improve the correctness. Simulation results show that this method possesses high accuracy and strong immunity from interference, and is superior to Hilbert demodulation and the demodulation based on the energy operator in accuracy. Experimental analyses demonstrate modulation signals separated from different gear faults have obvious features and differences, which provides a diagnosis method for fault gearbox.

Key words: fault diagnosis; squared amplitude demodulation; frequency demodulation; discrete spectrum correction; modulation separation

作者简介: 杨小青(1992-),女,博士研究生。电话:(020)87113220;E-mail:yangxiaoqingabc@foxmail.com

通讯作者: 何国林(1986-),男,博士,讲师。电话:(020)87113220;E-mail:hegl@scut.edu.cn