

# 基于高阶累积量 Root-MUSIC 法和 Prony 法的 轧辊偏心谐波参数估计

王洪希<sup>1,2</sup>, 杨卫东<sup>1</sup>, 田 伟<sup>2</sup>

(1. 北京科技大学自动化学院, 北京 100083; 2. 北华大学电气信息工程学院, 吉林, 吉林 132021)

**摘 要:** 针对轧辊偏心信号是混杂在各种随机干扰中含有多次谐波的复杂高频周期信号, 以及 FFT(Fast Fourier Transform)法对轧辊偏心信号分析的局限性, 研究了一种基于四阶累积量的 Root-MUSIC(Multiple Signal Classification)法和 Prony 法相结合的轧辊偏心信号估计新方法. 利用基于四阶累积量的 Root-MUSIC 法准确估计出偏心谐波的频率及谐波的个数, 同时由 Root-MUSIC 求得的根直接使用 Prony 方法估计出偏心信号的各次谐波幅值和相位. 仿真结果和实验结果也验证了结合方法的可行性和有效性, 在信噪比较低的情况下仍具有较高的频谱分辨率和估计精度, 能准确地同时估计出偏心谐波的频率、幅值及相位, 尤其在频率分辨率和抗噪声上具有 FFT 法无法比拟的优越性.

**关键词:** Root-MUSIC; 高阶累积量; Prony 法; 轧辊偏心谐波; 参数估计

**中图分类号:** TM333.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2014)11-2213-06

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.11.013

## Roll Eccentricity Harmonic Parameter Estimation Based on Root-MUSIC of HOC and Prony Method

WANG Hong-xi<sup>1,2</sup>, YANG Wei-dong<sup>1</sup>, TIAN Wei<sup>2</sup>

(1. School of Automation and Electrical Engineering, University of Science & Technology Beijing, Beijing 100083, China;

2. Electric Information Engineering College of Beihua University, Jilin, Jilin 132021, China)

**Abstract:** The roll eccentricity signal was complex high frequency periodic signal which is mixed in a variety of random disturbance. As the method of FFT(Fast Fourier Transform) is limitations for analyzing the roll eccentricity signal, in this article a new method is presented that is the combination of Root-Multiple Signal Classification (Root-MUSIC) based on higher-order cumulants (HOC) and Prony method. Using Root-MUSIC of HOC accurately estimate the harmonic frequencies and harmonic number in the meantime the roots which were obtained by the Root-MUSIC directly estimate the harmonic amplitude and phase by using Prony method. The simulation results and experimental results showed that the method is feasibility and effectiveness. In the case of low SNR it still has high spectral resolution and estimation accuracy and can estimate eccentric harmonic frequency amplitude and phase. The advantages of this approach is outstanding than FFT in the frequency resolution and restraining noise.

**Key words:** root-MUSIC; higher-order cumulants; Prony; the roll eccentricity signal; parameter estimation

## 1 引言

传统厚度自动控制系统和各种改进的厚度自动控制系统承担消除或减少在轧制过程中产生的带钢纵向厚度公差精度任务, 但轧辊偏心对带钢厚度均匀性所产生的不良影响却不能有效地抑制. 随着对高质量板带材需求的日益严格, 轧辊偏心成为影响产品质量的必须考虑的关键因素. 由于轧辊偏心信号是混杂在各种扰动和随机信号之中的复杂高频周期信号<sup>[1]</sup>, 能否准确估计出

偏心信号参数(即幅值、频率和相位)并建立偏心控制模型, 对带钢厚度控制精度有极其重要的影响.

轧辊偏心信号分析的研究目前已有多种方法. 常用的各种滤波器方法都存在“不可避免地混进偏心以外的频率成分, 而又毫无办法地漏掉了偏心信号中的谐波分量”的缺点, 因轧制速度时刻变动, 在实际中难以实现<sup>[2]</sup>. 自适应陷波滤波器的限制是伺服阀所决定的液压辊缝控制系统的频率响应能力. 快速傅里叶变换算法(FFT)现场已实际应用, 有一定效果, 只适用于采样周期

的整数倍的情况,否则会出现泄漏和栅栏效应,且不能处理非平稳信号,很难实现同步采样,且消噪效果不佳.采用改进的快速傅立叶算法 MFFT (Modified Fast Fourier Transform) 仍消噪效果不佳<sup>[3]</sup>,可减少频谱泄漏和抑制栅栏效应,但仍存在频率分辨率低的缺点.神经网络需要较长的学习时间,补偿精度有限,不能克服 FFT 频率分辨率低的缺点.小波变换具有很好的时域与频域局部化特性,但是计算量大、存在冗余、不同尺度的小波函数在频域中存在相互干扰,特别是频率相近的谐波存在时极易出现频谱混频现象<sup>[2]</sup>.现代空间谱估计中 MUSIC 方法具有超频率分辨率,且无需同步采样,无需整数倍采样等优点,基于 MUSIC 方法来研究轧辊偏心信号估计是本文的出发点.

针对轧辊偏心信号为混杂在各种随机干扰中含有多次谐波的复杂高频周期信号的特点,采用四阶累积量的 Root-MUSIC (Multiple Signal Classification) 法和 Prony 法相结合进行轧辊偏心信号估计.基于四阶累积量的 Root-MUSIC 法利用其在低信噪比时频率分辨率高的优点,估计偏心谐波的频率和个数,同时相应频率所对应的幅值和相位参数由 Root-MUSIC 求得的根直接采用 Prony 法中的最小二乘法能够准确估计出来.与传统先估计频率后再估计幅值和相位的方法相比减少了计算步骤,算法流程精简.最后,仿真及实验结果表明,该结合方法在低信噪比时能够准确估计出轧辊偏心信号各次谐波参数,重构的偏心模型精度高,尤其在频率分辨率和抗噪声上具有 FFT 法无法比拟的优越性.

## 2 偏心模型

所谓轧辊偏心是由于轧辊和轧辊轴承形状的不规则变化而引起的周期性辊缝变化.概括为两类:一是辊身辊颈的轴线未重合而产生的偏心;二是辊身的非理想几何形状造成的偏心,实际偏心两类情况常常都有.轧辊偏心通常指支撑辊偏心,文献[4]针对四辊液压轧机,根据偏心成因的分类,分析每种情况下的轧辊偏心模型,给出轧辊偏心控制的统一模型,实际生产中轧辊多边形的情况可以等效的表示为轧辊旋转频率整数倍的正弦周期波动叠加,详见参考文献[4],不再赘述.对于周期信号可以分解成许多个不同频率正弦信号的和,而轧辊偏心信号具有周期性,除基频成分外,不仅含有多次谐波,且混杂在各种扰动和随机噪声之中.故偏心信号模型可表示为:

$$x(n) = \sum_{i=1}^k A_i \cos(2\pi f_i n T_s + \varphi_i) + \eta(n) \quad (1)$$

式中:  $x(n)$  为偏心采样信号;  $T_s$  为采样间隔;  $n$  为采样点数;  $K$  为含偏心谐波分量的个数,可根据控制系统的具体精度要求适当选取需要补偿的偏心信号的最高谐

波次数;  $A_i$  为第  $i$  次偏心谐波分量的幅值;  $f_i$  为第  $i$  次偏心谐波分量的频率;  $\varphi_i$  为初始相位角;  $\eta(n)$  为随机噪声项.

轧辊偏心信号为混杂在各种随机干扰中含有多次谐波的复杂高频周期信号,具有周期性、可变性、复杂性、微弱性的特点<sup>[4]</sup>.从轧制力传感器输出信号中提取偏心分量是偏心补偿较成功的技术,实时性好.通过对包含偏心分量的采样轧制力信号进行信号提取及变换计算出轧辊偏心量三参数,建立精确的偏心补偿模型,然后再利用此信号作为控制信号去实时控制 HGC 液压辊缝调节设备,补偿由于轧辊偏心所造成的辊缝波动,从而减少偏心引起出口带材的厚度误差.

## 3 基于高阶累积量 Root-MUSIC 法和 Prony 法的偏心信号估计

### 3.1 基于四阶累积量的 Root-MUSIC 法的偏心谐波频率估计

经典 MUSIC 算法虽然具有超分辨能力,但由于实际中往往存在色噪声,这时经典 MUSIC 算法就会失效.传统的空间谱估计方法大多是在二阶统计量基础上提出的,而四阶累积量具有良好的盲噪声特性<sup>[5,6]</sup>.将四阶累积量与 MUSIC 方法相结合,很适合微弱信号的提取.对采用四阶累积量定义的矩阵即四阶累积量矩进行数学分解为信号空间和噪声空间,因高阶累积量对噪声有抑制作用,只将信号空间分解为两个正交的子空间即:信号子空间和与噪声子空间,由此构造空间谱函数并进行谱峰搜索,估计出偏心信号各次谐波的频率和个数,即为基于四高阶累积量 MUSIC 法<sup>[7]</sup>,与经典 MUSIC 法相比,它能够有效地抑制有色高斯噪声,改善了谱估计性能,然而仍要进行全域搜索,计算复杂度较大,耗时较长,但 Root-MUSIC 法采用求多项式根的方法来替代了 MUSIC 法中的谱峰搜索,明显减少运算量,且能够提高频率分辨率,精度更高<sup>[8]</sup>,本文对偏心信号经四阶累积量预处理后采用求根 MUSIC 方法,利用信号子空间和噪声子空间的正交性构造一个多项式,对多项式进行求解,利用单位圆上的根得到信号的频率信息<sup>[9]</sup>,即得到基于四阶累积量的 Root-MUSIC 法,利用其在低信噪比频率分辨率高的优点可准确估计偏心谐波的频率和个数.

对式(1)零均值信号  $x(n)$  的四阶累积量公式可以表示为<sup>[7]</sup>:

$$\begin{aligned} c_{4x}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) &= \text{cum}[x(n), x(n+\tau_1), x(n+\tau_2), x(n+\tau_3)] \\ &= E\{x(n)x(n+\tau_1)x(n+\tau_2)x(n+\tau_3)\} \\ &\quad - R_x(\tau_1)R_x(\tau_3-\tau_2) - R_x(\tau_2)R_x(\tau_3-\tau_1) \\ &\quad - R_x(\tau_3)(\tau_2-\tau_1) \end{aligned} \quad (2)$$

实际应用中可由样本数据  $x(1), \dots, x(N)$  估计高阶

累积量可表示如下:

$$\begin{aligned} \hat{c}_{4x}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = & \hat{m}_{4x}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) - \hat{R}_x(\tau_1)\hat{R}_x(\tau_3 - \tau_2) \\ & - \hat{R}_x(\tau_2)\hat{R}_x(\tau_3 - \tau_1) - \hat{R}_x(\tau_3)\hat{R}_x(\tau_2 - \tau_1) \end{aligned} \quad (3)$$

其中:

$$\hat{m}_{4x}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n)x(n+\tau_1)x(n+\tau_2)x(n+\tau_3) \quad (4)$$

$$\hat{R}_x(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n)x(n+\tau), \hat{R}_x(-\tau) = R_x(\tau) \quad (5)$$

对信号  $x(n)$  所具有  $N$  个谐波分量, 定义其四阶累积量为对应的  $h \times h$  维四阶累积量矩阵:

$$c_{4x} = \begin{bmatrix} c_{4x}(0) & c_{4x}(-1) & \cdots & c_{4x}(-h+1) \\ c_{4x}(1) & c_{4x}(0) & \cdots & c_{4x}(-h+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{4x}(h-1) & c_{4x}(h-2) & \cdots & c_{4x}(0) \end{bmatrix} = C_S + C_V \quad (6)$$

其中  $C_S$  为信号矩阵,  $C_V$  为噪声矩阵. 由高阶累积量的性质可知对于任何一个高斯有色噪声, 高阶累积量恒等于零. 因此高阶累积量可以自动抑制高斯噪声的影响, 只对  $C_S$  进行特征值进行分解, 得到:

$$C_S = \sum_{i=1}^h \lambda_i \mathbf{e}_i \mathbf{e}_i^H \quad (7)$$

其中  $\mathbf{e}_i$  是对应于特征值  $\lambda_i$  的特征向量, 且特征向量之间正交. 将特征向量  $\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_h$  形成的  $h$  维向量空间为两个子空间: 信号子空间和噪声子空间,  $\text{rank } C_S = q$ , 必有  $q$  个非零特征值和  $h - q$  个零特征值. 非零特征值对应的特征向量张成信号空间即:

$$C_{SS} = \{S: S = \sum_{i=1}^q \alpha_i \mathbf{e}_i\} \quad (8)$$

其中  $\alpha_i$  为常数. 零特征值对应的特征向量张成噪声空间即:

$$C_{SV} = \{V: V = \sum_{p=q+1}^h \beta_p \mathbf{e}_p\} \quad (9)$$

其中  $\beta_p$  为常数. 由于信号空间和噪声空间的各个向量都是正交, 因此, 它们的线性组合也是正交的, 即:

$$\left( \sum_{i=1}^q \alpha_i \mathbf{e}_i \right)^H \left( \sum_{p=q+1}^h \beta_p \mathbf{e}_p \right) = 0 \quad (10)$$

其中  $i = 1, 2, \dots, q$ .

由经典 MUSIC 算法衍生的 Root-MUSIC 算法基本思想是 Pisarenko 分解, 采用单位圆上的根的信息来估计频率, 有效的减少了工作量, 估计的精度更高<sup>[8]</sup>. 定义多项式:

$$F(z) = C_{ss}^H(z) C_{sv} C_{sv}^H C_{ss}(z) \quad (11)$$

$$C_{ss}(z) = [1, z, z^2, \dots, z^{q-1}] \quad (12)$$

$$C_{sv} = [V_{p+1}, \dots, V_h] \quad (13)$$

$C_{sv}$  为噪声子空间的特征向量矩阵. 当  $z = e^{j\omega}$  时,  $C_{ss}$  是由

信号子空间和噪声子空间正交得来的信号子空间且  $F(z) = 0$ , 对多项式进行求解,  $F(z)$  所得的正弦信号的频率与在单位圆上的根相对应. 因  $F(z)$  有  $M$  对共轭根, 若  $p$  对应于单位圆上的根为  $z_k, k = 1, 2, \dots, p$ , 共轭根为  $z_k^*$ , 即可以求得单位圆上的根矩阵为:

$$\mathbf{r} = [z_1, z_2, \dots, z_k]^T \quad (14)$$

复正弦信号的模拟频率:

$$f_i = (\arg z_k) / (2\pi T_s) \quad (15)$$

$T_s$  为采样周期, 但是在实际情况中, 由于信号中含有些噪声, 数据矩阵必然存在误差, 实际只取  $p$  对最接近单位圆的根即可.

### 3.2 基于 Prony 法的偏心谐波幅值和相位估计

基于四阶累积量的 Root-MUSIC 法能够准确估计出偏心信号中谐波个数和频率, 但对偏心各次谐波的幅值和相角的准确检测无能为力, 需结合其他方法一起估计信号的参数. 而本文利用 Prony 算法中的最小二乘法, 直接由式(14)得到的根估计幅值和相角, 可以将信号的频率、幅值和相角同时估计出来, 无需先估计出频率再估计幅值和相角<sup>[8]</sup>, 减少了估计步骤, 算法流程精简、耗时少、估计精度高.

由式(14)的根构造 Vandermonde 矩阵:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ z_1 & z_2 & \cdots & z_q \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{N-1} & z_2^{N-1} & \cdots & z_q^{N-1} \end{bmatrix} \quad (16)$$

定义含有幅值和相位信息的矩阵:

$$\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_p]^T \quad (17)$$

由式(1)得到  $N$  点采样数据矩阵:

$$\mathbf{x} = [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]^T \quad (18)$$

则有:

$$\mathbf{Za} = \mathbf{x} \quad (19)$$

矩阵  $\mathbf{Z}$  是满秩, 式(19)所有的最小二乘解为:

$$\mathbf{a} = [\mathbf{Z}^H \mathbf{Z}]^{-1} \mathbf{Z}^H \mathbf{x} \quad (20)$$

求出  $a_i$  后,  $i = 1, 2, \dots, p$ , 可根据式(19)计算信号中各个频率的幅值和相位为:

$$\begin{cases} A_i = 2|a_i| \\ \varphi_i = \arg a_i \end{cases} \quad (21)$$

### 4 仿真实验

以某四辊液压轧机为例, 其中带钢速度为 4.7m/s, 支撑辊直径为 1500mm, 则近似求得偏心信号基波频率近为 1Hz, 根据轧辊偏心信号的特点, 设偏心信号由如下四个偏心谐波分量组成, 并附有一随机噪声:

$$x(t) = 0.1 \sin(2\pi t + 0.2) + 0.06 \sin(2\pi \times 1.03t + 1.1) + 0.05 \sin(2\pi \times 2t + 0.8) + 0.03 \sin(2\pi \times 2.06t$$

$$+ 1.6) + 0.015\sin(2\pi \times 2.6t + 1.1) + n(t)$$

偏心信号中偏心频率点 1Hz 和 1.03Hz 很接近、2Hz 和 2.06Hz 较接近,  $n(t)$  为噪声信号。

仿真时采样持续时间 5s, 采样点数  $N = 512$ . 为了验证本文算法的性能, 分别在信噪比为  $-10\text{dB}$  和  $-15\text{dB}$  情况下, 用 Matlab 进行了 FFT 法与本文提出的算法进行了仿真比较. 图 1 和图 2 分别为信噪比  $\text{SNR} = -15\text{dB}$  和  $\text{SNR} = -20\text{dB}$  时的偏心信号的 FFT 变换幅频特性图. 从图 1 和图 2 中看出: FFT 法在 1Hz 和 1.03Hz 出现频率混叠的现象, 无法分辨 1.03Hz, 而 2Hz 和 2.06Hz 又出现频率泄漏和栅栏效应的现象, 频率相近时分分辨率低, 存在频带重叠的问题, 而且图 2 中 2.6Hz 谐波几乎被噪声淹没, 在信噪比较低时 FFT 变换消噪效果不佳. 采用 FFT 法在信噪比为  $-15\text{dB}$  和  $-20\text{dB}$  情况下对于偏心信号的频率、幅值和相位估计结果见表 1. FFT 算法如果不能满足整周期(或 2 的幂次数采样), 因产生频谱泄漏和栅栏效应产生估算误差, 尤其是相位的误差很大.

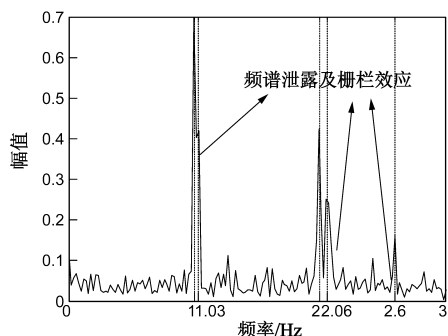


图1 FFT变换幅频特性图( $\text{SNR} = -15\text{dB}$ )

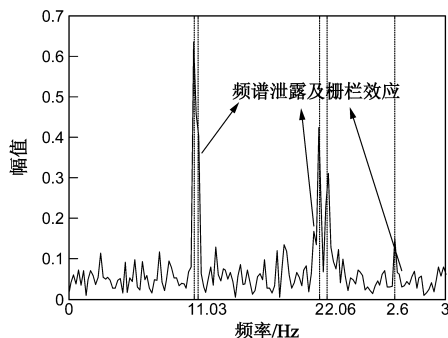


图2 FFT变换幅频特性图( $\text{SNR} = -20\text{dB}$ )

图 3 和图 4 分别为  $\text{SNR} = -15\text{dB}$  和  $\text{SNR} = -20\text{dB}$  情况下基于四阶累积量的 MUSIC 法的功率谱, 在与 FFT 法同等噪声条件下, 采用基于四阶累积量的 MUSIC 法明显可提高频率估计的精度, 从图中可以看出: 在信噪比接近  $-20\text{dB}$  时, 在频率相近的 2Hz 和 2.06Hz 时有很高的频率分辨率, 可以清晰的得到所需的频率点, 不存

在频带重叠的问题, 克服了 FFT 法的频谱泄漏和栅栏效应的缺点, 但当信噪比  $-15\text{dB}$  时 1Hz 和 1.03Hz 勉强分辨出来, 当信噪比  $-20\text{dB}$  时 1.03Hz 频率点凸峰更不明显. 通过从图 1 和图 2 与图 3 和图 4 对比, 因对偏心信号经过四阶累积量的预处理, 故消噪效果明显, 加之 MUSIC 具有较高的频率分辨率, 故在分辨率和抗噪性上基于四阶累积量的 MUSIC 法优于 FFT 法.

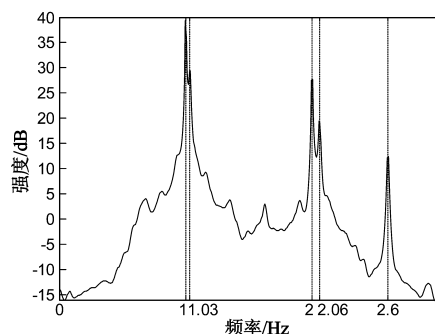


图3 基于高阶累积量的MUSIC算法的功率谱( $\text{SNR} = -15\text{dB}$ )

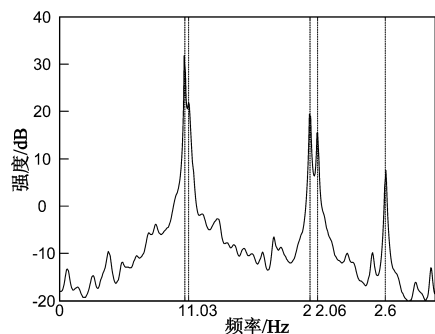


图4 基于高阶累积量的MUSIC算法的功率谱( $\text{SNR} = -20\text{dB}$ )

图 5 和图 6 分别为  $\text{SNR} = -30\text{dB}$  和  $\text{SNR} = -40\text{dB}$  情况下(比 FFT 法噪声严重)基于四阶累积量的 Root-MUSIC 法的功率谱, 根据 Root-MUSIC 算法通过计算得到图中  $180^\circ$  时对应频率为 1Hz;  $185.4^\circ$  时对应频率为 1.03Hz;  $360^\circ$  时对应频率为 2Hz;  $370.8^\circ$  时对应频率为 2.06Hz;  $468^\circ$  时对应频率为 2.6Hz, 从图中看出, 即使在低信噪比下相近频率点都能清晰分辨出来, 四阶累积量的 Root-MUSIC 法和四阶累积量的 MUSIC 算法都可以分辨相邻信号, 从效果来说前者好于后者而且对信噪比要求较低, 频率精度更高. 同时由 Root-MUSIC 求得的根直接使用 Prony 方法直估计出偏心信号的各次谐波幅值和相位, 减少了估计步骤, 估计结果见表 1. 四阶累积量的 MUSIC 法估计出偏心信号的频率后, 根据频率利用 Prony 法再估计幅值和相角, 该方法一方面估计频率精度没有 Root-MUSIC 法估计的高, 而且幅值和相角的估计精度受频率估计精度的影响, 还多了一步代频率值的计算步骤<sup>[8]</sup>.

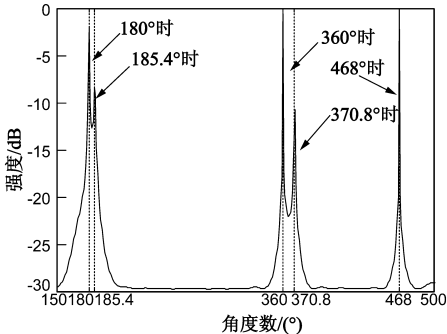


图5 本文算法的功率谱(SNR=-30dB)

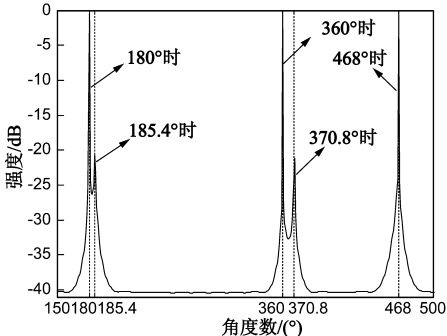


图6 本文算法的功率谱(SNR=-40dB)

表 1 偏心谐波参数估计值

偏心参数	实际值	本文方法		FFT 方法	
		SNR/dB		SNR/dB	
		- 30	- 40	- 15	- 20
频率 1/Hz	1.0000	1.0000	1.0000	1.0100	1.0200
幅值 1/mm	0.1000	0.0999	0.0996	0.1121	0.1224
相角 1/red	0.2000	0.2010	0.2012	-0.4002	-0.4260
频率 2/Hz	1.0300	1.03000	1.0300	1.0550	1.0388
幅值 2/mm	0.0600	0.0590	0.0596	0.0812	0.0833
相角 2/red	1.1000	1.1020	1.1108	0.9920	0.9940
频率 3/Hz	2.0000	2.0000	2.0001	2.0122	2.0286
幅值 3/mm	0.0500	0.0498	0.0499	0.0559	0.0613
相角 3/red	0.8000	0.8000	0.8001	-1.1258	-1.2540
频率 4/Hz	2.0600	2.0600	2.0599	2.0228	2.0298
幅值 4/mm	0.0300	0.0297	0.0295	0.0261	0.0281
相角 4/red	1.6000	1.5697	1.5694	-1.1482	-1.1680
频率 5/Hz	2.6000	2.6000	2.599	2.7600	2.7900
幅值 5/mm	0.0150	0.0149	0.0151	0.1588	0.1680
相角 5/red	1.100	1.1010	1.1012	2.100	2.301

本文只对 FFT 法和四阶累积量的 Root-MUSIC 法对比研究,两种方法估计结果见表 1.图 7 中分别给出了原始的偏心信号、染噪的偏心信号、本文算法重构的偏心信号、FFT 法重构的偏心信号、本文算法补偿后的偏差及 FFT 法补偿后偏差.重构偏心信号是根据本文算法进行轧辊偏心信号参数(表 1)估计后拟合的轧辊偏

心补偿信号.从表 1 和图 7 中看出:当低信噪比情况下对偏心信号的频率、幅值和相位的估计误差都很小,在分辨率和精度上明显优于 FFT 法,重构偏心信号的精度达到较高.在实际应用中,轧辊偏心只用一次基波来描述不精确,本文方法可以准确提取各次偏心谐波分量,以提高偏心模型精度.

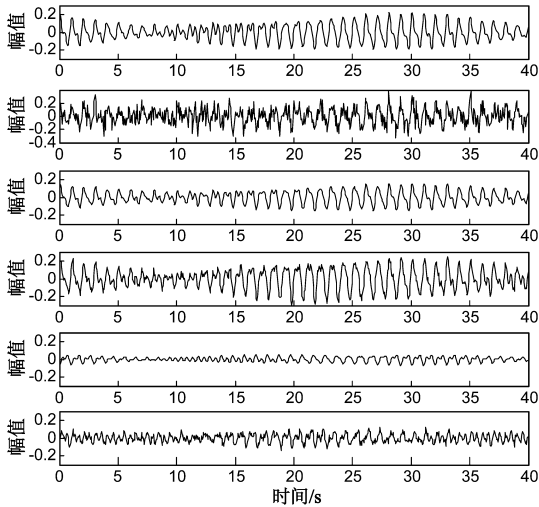


图7 偏心信号与重构信号比较图

5 实验结果

作者将本文轧辊偏心信号估计方法在某可逆式冷轧机上进行实验研究,以验证其偏心信号提取的有效性.其轧辊偏心控制系统结构为  $L1$ 、 $L2$  两级计算机控制系统,偏心信号处理及偏心模型重构的算法比较复杂,需要  $L1$  和  $L2$  两级系统配合实现.偏心补偿投入前后出口厚度误差波动如图 8、图 9 所示.图 8 为 FFT 法偏心补偿厚度误差波动,偏心引起厚度波动减少 81%;图 9 为本文方法偏心补偿厚度误差波动,偏心引起厚度波动减少 92%,说明本文方法重构偏心信号的模型精度相对较高,准确提取了相近频率成分及高次偏心谐波分量参数,减小了补偿后的厚度偏差,补偿效果优于 FFT 法.

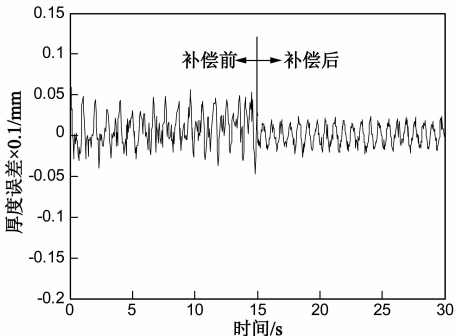


图8 FFT法偏心补偿控制减小厚度偏差实验结果

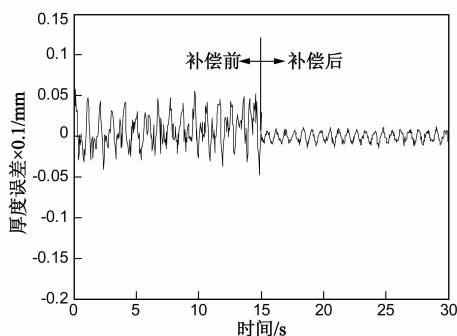


图9 本文方法偏心补偿控制减小厚度偏差实验结果

## 6 结论

针对轧辊偏心信号为混杂在各种随机干扰中含有多次谐波的复杂高频周期信号的特点,提出了一种将基于高阶累积量的 Root-MUSIC 法和 Prony 法相结合用于轧辊偏心谐波参数估计的新方法.利用四阶累积量的 Root-MUSIC 法在信噪比低时仍具有高的频谱分辨率的优点,准确估计出偏心信号的频率及谐波的个数,同时相应频率所对应的幅值和相位参数由 Root-MUSIC 求得的根采用 Prony 法中的最小二乘法能够直接准确估计出来.仿真结果和实验结果也验证方法结合的可行性和有效性,该结合方法分辨率高、抗噪性强,重构的偏心模型精度较高.随着数字信号处理技术 DSP(Digital Signal Processing))的发展,现代空间谱估计方法的计算复杂性及实时性得到解决,本文提出的方法在轧辊偏心提取方面有着较好的应用前景,为解决轧机偏心信号提取的问题提供了一种新的思路.

## 参考文献

- [1] Imanari H, Koshinuma K. Roll eccentricity control using identified eccentricity of top/bottom rolls by roll force[J]. Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers, 2011, 46 (9): 525 – 531.
- [2] 李勇,刘相华,王君,等.轧辊偏心及其控制问题的分析与展望[J].轧钢,2006,23(5):43 – 47.  
Li Yong, Liu Xiang-hua, Wang Jun, et al. Analysis and prospect of roll eccentricity and its control[J]. STEEL ROLLING, 2006, 23(5): 43 – 47. (in Chinese)
- [3] 齐国清,贾欣乐.插值 FFT 估计正弦信号频率的精度分析[J].电子学报,2004,32(4):625 – 629.  
Qi Guo-qing, Jia Xin-le. Accuracy analysis of frequency estimation of sinusoid based on interpolated FFT[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(4): 625 – 629. (in Chinese)
- [4] 李勇.板带轧机轧辊偏心控制的研究[D].沈阳:东北大学,2008:18 – 54.  
Li Yong. Study on Roll Eccentricity Control for Flat Rolling Mill[D]. Shenyang: Northeastern University, 2008. 18 – 54. (in Chinese)

- [5] 梁应敞,王树勋.高阶累积量在谱估计中的应用[J].电子学报,1992,20(4):93 – 96.  
Liang Ying-chang, Wang Shu-xun. Application of higher order cumulants in spectra estimation[J]. Acta Electronica Sinica, 1992, 20(4): 93 – 96. (in Chinese)
- [6] 吴云韬,侯朝焕,王荣,等.一种基于高阶累积量的近场源距离,频率和方位联合估计算法[J].电子学报,2005,33(10):1893 – 1896.  
Wu Yun-tao, Hou Chao-huan, Wang Rong, et al. Joint ranges DOA's and frequencies estimation of multiple near-field sources using cumulant[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(10): 1893 – 1896. (in Chinese)
- [7] 张经纬,周念成,杨芳,等.基于四阶累积量的多信号分类法间谐波检测研究[J].继电器,2008,36(7):19 – 23.  
Zang Jing-wei, Zhou Nian-cheng, Yang Fang, et al. Research on the inter-harmonics measure using fourth-order cumulant based multiple signal classification method[J]. Relay, 2008, 36(7): 19 – 23. (in Chinese)
- [8] 李新,程纯东,张淮清.基于实值 Root-MUSIC 和 Prony 算法的间谐波参数估计[J].电力自动化设备,2012,32(11):56 – 59.  
Li Xin, Cheng Chun-dong, Zhang Huai-qing. Interharmonic parameter estimation based on real-valued Root-MUSIC and Prony method[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(11): 56 – 59. (in Chinese)
- [9] 高培生,谷湘文,吴为麟.基于求根多重信号分类和遗传算法的谐波间谐波频谱估计[J].电工技术学报,2008,23(6):109 – 113.  
Gao Pei-sheng, Gu Xiang-wen, Wu Wei-lin. Harmonic and inter-harmonic spectrum estimation based on Root-MUSIC and GA[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(6): 109 – 113. (in Chinese)

## 作者简介



王洪希 男,1971 年出生.现为北京科技大学博士在读研究生,北华大学副教授和硕士生导师,主要研究方向为轧钢自动化及其先进控制、电机状态监测及故障诊断等.  
E-mail: wang\_hongxi71@163.com



杨卫东(通信作者) 男,1952 年出生.北京科技大学教授、博士生导师.主要研究方向为控制理论及其应用、冶金自动化等.  
E-mail: ywd1952@126.com