

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2209482

基于空域变换的叶尖定时信号预处理方法^{*}

刘 昊,段发阶,李 杰,李发富,钟国舜

(天津大学精密测试技术及仪器国家重点实验室 天津 300072)

摘 要:叶片振动参数的实时监测是保障航空发动机健康运行的关键。传统的叶尖定时传感信号预处理方法会因转子转速变化范围较宽(20~20 000 r/min),产生较大的定时误差,影响叶片振动参数的辨识精度。通过分析采样率转换模型,提出了一种基于空域变换的叶尖定时信号预处理方法,将叶尖信号的等时间采样转换为等角度空间采样,实现高精度叶尖定时信号的获取;使用基于三阶拉格朗日插值的 Farrow 结构并通过流水线优化技巧,在现场可编程逻辑门阵列上实现了逻辑资源占用与数据处理速率的均衡设计。实验验证表明,该方法可以有效完成等空间角度采样,降低了转速变化的影响,在实时转速为 1 000~8 000 rpm,基准转速为 3 000 rpm 时,无论采用前沿时刻鉴别还是采用双边沿时刻鉴别,本文采用的方法振动位移测量误差均在 20.19 μm 内,远低于传统位移测量方法的测量误差,提高了叶片到达时刻及叶片振动位移的测量精度。

关键词:叶尖定时;空域变换;模数转换器;拉格朗日插值;Farrow 结构;FPGA

中图分类号: TH17 TP2 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 460.4

Preprocessing method of blade tip timing signal based on spatial transformation

Liu Hao, Duan Fajie, Li Jie, Li Fafu, Zhong Guoshun

(State Key Lab of Measuring Technology and Instruments, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: Real-time monitoring of blade vibration parameters is the key to ensure the healthy operation of aero-engines. The traditional blade tip timing sensor signal preprocessing method could produce a large timing error due to the wide range of rotor speed (20~20 000 r/min), which affects the identification accuracy of blade vibration parameters. By analyzing the sample rate conversion model, a blade tip timing signal preprocessing method based on spatial transformation is proposed, which converts the equal-time sampling of the blade tip signal into equal-angle spatial sampling to achieve high-precision blade tip timing signal acquisition. The third-order Lagrange interpolation Farrow structure and through pipeline optimization techniques realize the balanced design of logic resource occupation and data processing rates on the field programmable gate array. Experiments show that this method can effectively complete the equal spatial angle sampling and reduce the influence of rotation speed change. When the real-time speed is 1 000~8 000 rpm and the reference speed is 3 000 rpm, the vibration displacement measurement error of this method is within 20.19 μm , which is much lower than that of traditional displacement measurement methods. The measurement accuracy of arrival time and blade vibration displacement is improved.

Keywords: blade tip-timing; spatial transformation; analog-to-digital converter; Lagrange interpolation; Farrow structure; FPGA

0 引 言

旋转叶片是航空发动机、燃气轮机、汽轮发电机等大型旋转机械的核心部件,在高速旋转中的振动参数是监

测其健康状态的至关重要的参数,可以及时预警维修,保障设备的长期健康运行,因此有必要实时监测旋转叶片的振动参数^[1-5]。叶尖定时技术是监测旋转叶片振动的一种重要手段,由 Chen 在 1965 年提出^[6],历经数十年的发展改良,目前被中国 SMARTMENS、英国 ROTADATA、

收稿日期:2022-03-23 Received Date: 2022-03-23

^{*} 基金项目:中国航发四川燃气涡轮研究院外委课题(GJCZ-2020-0040, GJCZ-2020-0041)、国家重点研发计划项目(2020YFB2010800)、广东省重点研发计划项目(2020B0404030001)资助

法国 FOGALE、德国 MTU、美国 HOOD 等公司广泛应用于大型旋转机械的健康监测系统中,并实现了产品批量化定制生产,另外国内天津大学、西安交通大学、哈尔滨工业大学等高校研究所也对此有相应的研究^[7-8]。

现有大型旋转机械的健康监测系统中,使用模数转换器(ADC)对调理后的模拟信号进行采样量化,经过数字滤波提高信噪比后提取叶片到达时刻。然而旋转叶片工作在较宽的转速范围,如使用传统的 ADC 方案,传感器捕获信号的频谱变化较大,难以设计出一个合适的滤波器来提高模拟信号的信噪比,而且不匹配的滤波器会使波形产生畸变,降低叶尖定时精度。因此有必要设计一个采样率跟随转速变化而变化 ADC,实现叶尖定时传感信号的等角度空间采样,滤波降噪处理后,提取叶片到达时刻。

要实现转速自适应的动态采样率 ADC 模块,即空域变化,需利用传统的 ADC 模块,并结合采样率转换来实现。贝尔实验室的 Crochiere 与 Rabiner 在 1981 年公开发布的文章中系统地论述了采样率转换与多速率信号处理理论,标志着其理论框架基本成熟^[9]。历经数十年的工业应用发展,采样率转换与多速率信号处理理论目前已经在软件定义无线电、音视频的压缩、频谱分析、雷达系统等多个领域得到广泛的应用^[10-15]。

虽可以利用积分梳状滤波器与半带滤波器实现整数与分数倍的采样率转换,但大型旋转机械的转速是动态连续变化的,通过抽取内插组合方法并不现实,因此需要深入空域变换模型的原理,来探索高效算法实现叶尖定时信号的等角度空间采样。

1 叶尖定时测振系统介绍

如图 1 所示,叶尖定时传感器安装在机匣上,在定子上安装转速同步传感器,当叶片扫过叶尖定时传感器时的信号经过测量电路处理后产生脉冲信号,记录叶片相对转速同步传感器的到达时间。由于叶片振动,叶片的到来时刻表现为超前或滞后,通过叶片振动提取算法对该时间序列 $\{t\}$ 进行处理,即可获得叶片的振动信息。设叶片的到达时刻差值为 Δt ,转速为 ω ,叶片长度为 r ,则叶片的振动位移 y 可以表示为:

$$y = \omega \times r \times \Delta t \quad (1)$$

式(1)表明叶片的到达时刻差值会直接影响到叶片振动位移的测量,进而影响叶片振动参数的辨识。

定时脉冲如图 2 所示。图中转速同步信号由轴上转速同步传感器获得,每转产生一个基准信号脉冲^[16]。

叶尖定时传感信号处理流程为利用叶尖定时传感器获取的原始模拟叶尖信号来提取脉冲信号,为了提高信号的信噪比,先通过低通滤波器进行噪声的滤除,然后再

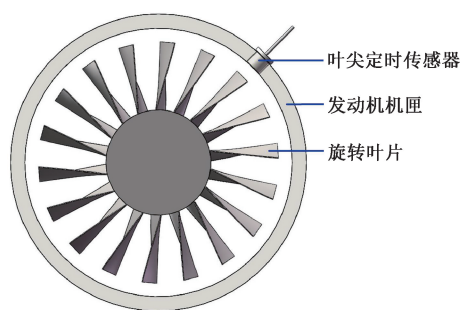


图 1 传感器安装示意图

Fig. 1 Schematic diagram of sensor installation

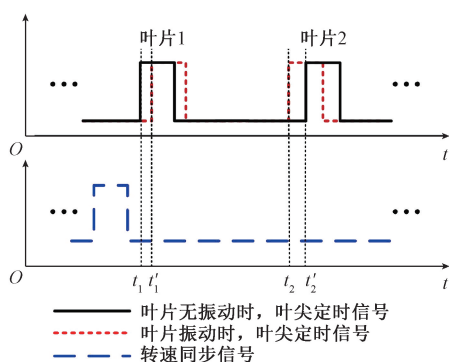


图 2 脉冲序列图

Fig. 2 Pulse sequence diagram

利用双阈值鉴别、横比时刻鉴别、双边沿鉴别等方法来获取图 2 的脉冲信号^[17]。

基于叶尖定时的动叶片振动参数高精度测量系统如图 3 所示,多通道高速采集处理模块对光纤传感器及电容传感器测量得到的原始信号进行处理,得到叶尖定时信号,叶尖定时信号传输到上位机软件进行叶片振动分析及后续的健康监测。

几种转速下的叶尖定时传感信号如图 4 所示。随着转速的增加,叶尖定时传感信号在时域上波形呈现出压缩的趋势。

几种转速下的叶尖定时传感信号频谱如图 5 所示,随着转速的增加,叶尖定时传感信号在频域上的频谱呈现出展宽的趋势。

根据图 4 的多种转速时域波形对比及图 5 的多种转速频率波形对比可知,在保证信号信噪比的前提下,难以设计一个合适的滤波器实现噪声的滤除,且选用固定参数的滤波器将使得波形出现不可避免的整体相移和局部畸变。

某种转速下叶尖定时传感信号的异常滤波如图 6 所示,明显可得叶片到达时刻产生了较大的误差,又由式(1)可得叶尖定时的精度直接影响叶片振动参数的辨识,因此有必要进行叶尖定时信号的等空间角度采样预处理设计,来提高叶尖定时精度。

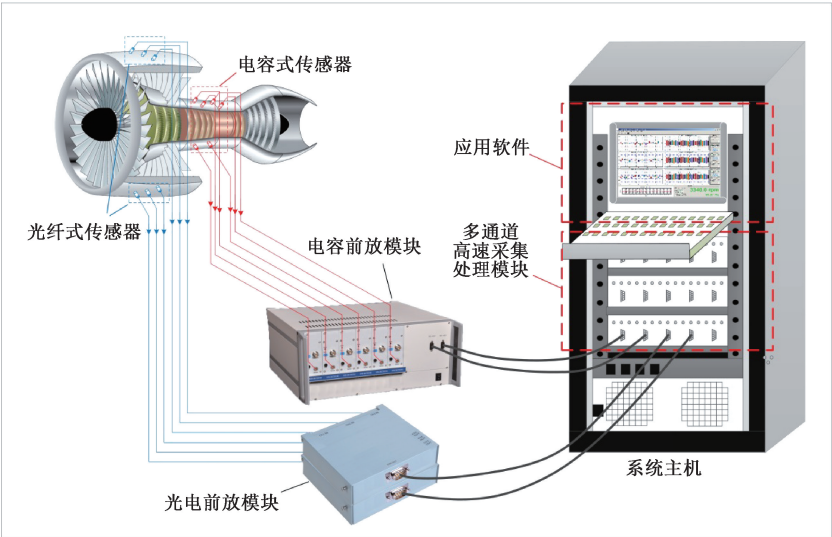


图3 基于叶尖定时的动叶片振动参数高精度测量系统

Fig. 3 High-precision measurement system of blade vibration parameters based on blade tip timing

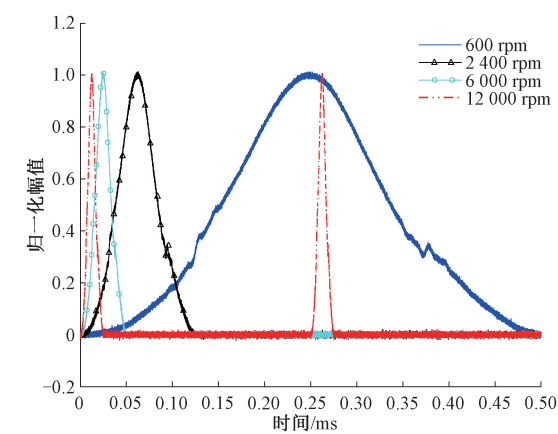


图4 几种转速时域波形对比

Fig. 4 Comparison chart of time-domain waveforms of several speeds

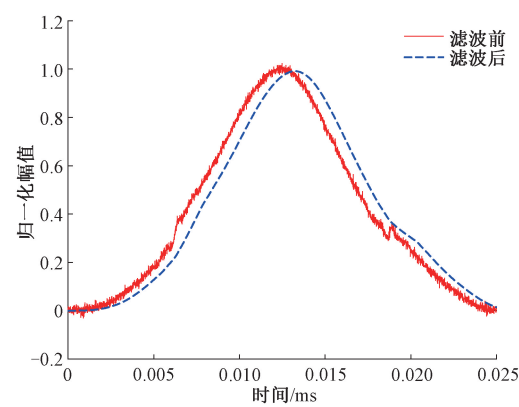


图6 某种转速下叶尖定时传感信号异常滤波

Fig. 6 Abnormal filtering of blade tip timing sensing signal at a certain speed

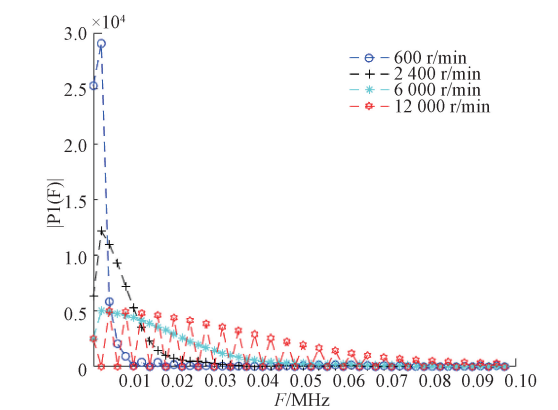


图5 几种转速频域波形对比

Fig. 5 Comparison chart of frequency domain waveforms of several speed

2 空间采样模块设计理论分析

2.1 理论分析

叶尖定时传感信号的空域变化实现依托动态的采样率转换,而采样率转换过程的本质为“先重构后采样”,即先通过采样量化后的数字信号重构为原始的连续模拟信号,再利用目标采样率采样量化为数字信号重构为原始的连续模拟信号,再利用目标采样率采样量化为数字信号。以 δt_0 为间隔对叶尖定时传感信号 $r_0(t)$ 进行采样,得到离散时间信号为 $r_0(n \times \delta t_0)$ 。利用如下的插值公式,可以由 $r_0(n \times \delta t_0)$ 重建得到一个连续的时间信号 $r_b(t)$ 。

$$r_b(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} r_o(n \times \delta t_0) g(t - n \times \delta t_0) \quad (2)$$

如果 $r_b(t)$ 的带宽小于 $F_0/2$, 并且插值函数 $g(t)$ 为理想的内插函数:

$$g(t) = \frac{\sin(\pi t / \delta t_0)}{\pi t / \delta t_0} \quad (3)$$

那么 $r_b(t) = r_o(t)$ 。然而在实际工程实现中, 通过 $r_o(t)$ 采样后的离散时间信号完全恢复原始的模拟信号是不可能的, 因为理想内插公式的无限求和会被有限求和替代。

重建后的信号, 再以 δt 为间隔进行采样, 因此采样率转换的通用公式可以表示为:

$$r_b(m \times \delta t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} r_o(n \times \delta t_0) g(m \times \delta t - n \times \delta t_0) \quad (4)$$

当 $\delta t \neq \delta t_0$, 重排 $g(t)$ 的参数, 上式等效为:

$$r_b(m \times \delta t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} r_o(n \times \delta t_0) g\left(\left(\frac{m \times \delta t}{\delta t_0} - n\right) \times \delta t_0\right) \quad (5)$$

因目标是输出采样率跟随发动机转子转速的变化而动态改变, 将 ADC 的等时间间隔采样等效为等空间角度采样, 因此可以得到如下等式:

$$\delta \theta = w \delta t = w_0 \delta t_0 \quad (6)$$

式中: w 为实时转速, w_0 为基准转速, 将式(6)代入式(5)可得:

$$r_b(m \times \delta t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} r_o(n \times \delta t_0) g\left(\left(\frac{m \times w_0}{w} - n\right) \times \delta t_0\right) \quad (7)$$

式中: 比值 $\frac{m \times w_0}{w}$ 可以分解为整数因子 k_m 和小数因子 Δ_m ($0 \leq \Delta_m < 1$), 即:

$$\frac{m \times w_0}{w} = k_m + \Delta_m \quad (8)$$

其中,

$$k_m = \left\lfloor \frac{m \times w_0}{w} \right\rfloor \quad (9)$$

$$\Delta_m = \frac{m \times w_0}{w} - \left\lfloor \frac{m \times w_0}{w} \right\rfloor \quad (10)$$

Δ_m 确定了当前样本在采样周期 δt_0 内的位置。把式(8)代入式(7)可得:

$$r_b(m \times \delta t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} r_o(n \times \delta t_0) g((k_m + \Delta_m - n) \times \delta t_0) \quad (11)$$

将式(11)的求和下标从 n 改成 k , 可得如下等效公式:

$$r_b(m \times \delta t) = r_b((k_m + \Delta_m) \times \delta t_0) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g((k + \Delta_m) \times \delta t_0) r_o((k_m - k) \times \delta t_0) \quad (12)$$

$r_b(m \times \delta t)$ 可以看作是输入序列 $r_o(n \times \delta t_0)$ 与冲激响应 $g((n + \Delta_m) \times \delta t_0)$ 的卷积, 式(11)与(12)是等效的。又因无限脉冲响应在工程设计中并不可实现, 式(12)简化为:

$$r_b(m \times \delta t) = \sum_{k=k_1}^{k_2} g((k + \Delta_m) \times \delta t_0) r_o((k_m - k) \times \delta t_0) \quad (13)$$

对每个具有不同小数因子 Δ_m 的输出样本的计算, 需要与之对应的冲激响应。

$$p_m(k) = g((k + \Delta_m) \times \delta t_0) \quad (14)$$

如果 Δ_m 在实现中用有限精度量化, 并且是规律变化的, 那么冲激响应 $p_m(k)$ 是一个有限的集合, 可以预先存储相应的系数, 在运算的时候进行调用即可实现采样率的转换。但本设计需要实现转速自适应的采样率转换, 采样率需要依据转速的变化而实时调整。在此种情况下, $p_m(k)$ 的系数利用预先存储加载的方案进行采样率转换而变得不现实。

每一列系数可以利用多项式进行逼近, 多项式的类型以及其阶次的选择需尽可能逼近原滤波器 $p_m(k) = g((k + \Delta_m) \times \delta t_0)$, 利用如下 L 阶多项式逼近每一列系数的集合:

$$B_k(\Delta) = \sum_{\ell=0}^L b_{\ell}^{(k)} \Delta^{\ell}, \quad k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (15)$$

那么在 $t = (n + \Delta_m) \delta t_0$ 处的样本可以表示为:

$$r_b((n + \Delta_m) \times \delta t_0) = \sum_{k=0}^{K-1} B_k(\Delta) r_o((n - k) \times \delta t_0), \quad 0 \leq \Delta \leq 1 \quad (16)$$

将式(15)式代入式(16), 改变求和顺序得到:

$$r_b((n + \Delta_m) \times \delta t_0) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{\ell=0}^L b_{\ell}^{(k)} \Delta^{\ell} r_o((n - k) \times \delta t_0) = \sum_{\ell=0}^L \Delta^{\ell} \sum_{k=0}^{K-1} b_{\ell}^{(k)} r_o((n - k) \times \delta t_0) \quad (17)$$

将式(17)写作:

$$r_b((n + \Delta_m) \times \delta t_0) = \sum_{\ell=0}^L v_{\ell} \Delta^{\ell} \quad (18)$$

$$v_{\ell} = \sum_{k=0}^{K-1} b_{\ell}^{(k)} r_o((n - k) \times \delta t_0), \quad \ell = 0, 1, \dots, L \quad (19)$$

式(19)中的 v_{ℓ} 是依据输入序列所计算出的局部导数, 可将式(19)视为 K 阶的 FIR 滤波器, 对输入序列进行滤波计算即可得到对应的 v_{ℓ} , 而对应的 FIR 滤波器的系统函数如下:

$$H_{\ell}(z) = \sum_{k=0}^{K-1} b_{\ell}^{(k)} z^{-k} \quad (20)$$

利用秦九韶算法(也称为霍纳算法)进行算法改进, 实现高效的计算。例如, 取 $L = 3$, 即采用 3 阶多项式进行滤波器系数逼近, 具体算法优化过程如下:

$$r_b((n + \Delta_m) \times \delta t_0) = v_3 \Delta_m^3 + v_2 \Delta_m^2 + v_1 \Delta_m^1 + v_0 = ((v_3 \Delta_m + v_2) \Delta_m + v_1) \Delta_m + v_0 \quad (21)$$

当 $L = 3$ 时,式(18)的计算需要 6 个乘法与 3 个加法,改进后的式(21)仅仅需要 3 个乘法与 3 个加法,资源占用大幅减少。

根据优化后的算法,可将空域变换的采样率转化算法使用图 7 结构实现。此结构由 Farrow 在 1988 年提出,利用 Farrow 结构进行信号的内插本质上是滤波器系数间的内插^[17-21]。图 7 中展示的结构是由 $L+1$ 个 K 阶 FIR 滤波器组成,输入数据经过 FIR 滤波器后得到 v_ℓ ,进而与小数因子进行计算得到采样率变换后的波形序列。

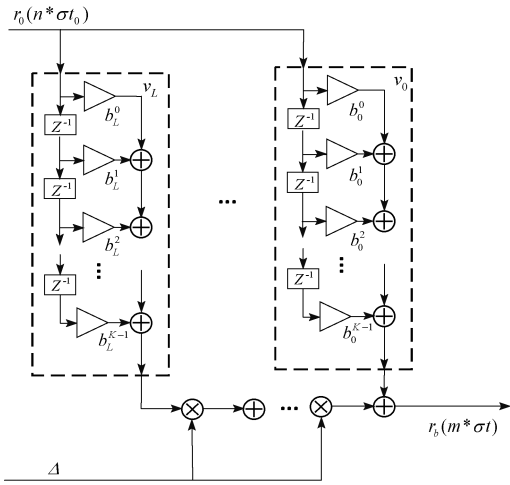


图 7 空域变换的 Farrow 结构实现

Fig. 7 Farrow structure of sampling rate conversion

2.2 空域变换的 Farrow 结构参数选择

针对图 7 的算法结构,需要进行对 FIR 滤波器长度 K 及滤波器系数多项式拟合阶数 L 的选择。

各阶次内插幅度响应与相位响应如图 8 所示。多项式阶次越高,插值越精确,但高阶插值会出现龙格现象,局部会产生较大的误差,因此多项式内插的阶次一般小于 4。

由图 8 可得,高阶多项式插值无论从主瓣与旁瓣的幅值,还是其衰减速度都略优于低阶次插值,但实现相对复杂,资源占用率提升。且可以看出在三阶多项式前随着阶次提高,幅度响应提升较大,而从三阶到四阶提升较小。而在实际工程中,三阶拉格朗日多项式插值无论在时域还是频率都有较好的特性,在数字信号处理领域有着较为广泛的应用。综合内插效果及实现算法所需要的硬件计算成本,本文设计拟选用 3 阶 4 抽头的 Farrow 结构滤波器实现三阶拉格朗日插值。即 $L = 3, K = 4$ 。具体实现结构如图 9 所示。

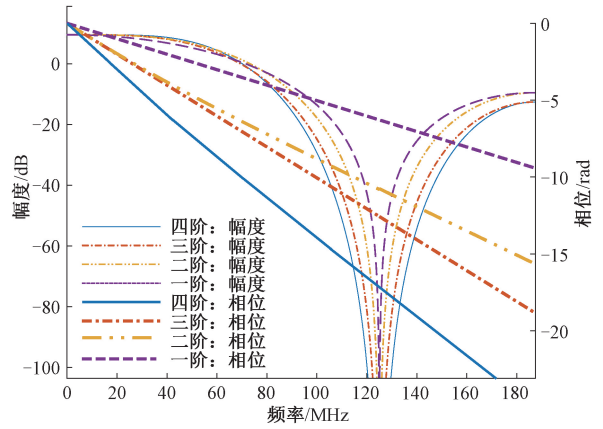


图 8 各阶内插幅度响应与相位响应

Fig. 8 Interpolated amplitude response and phase response of each order

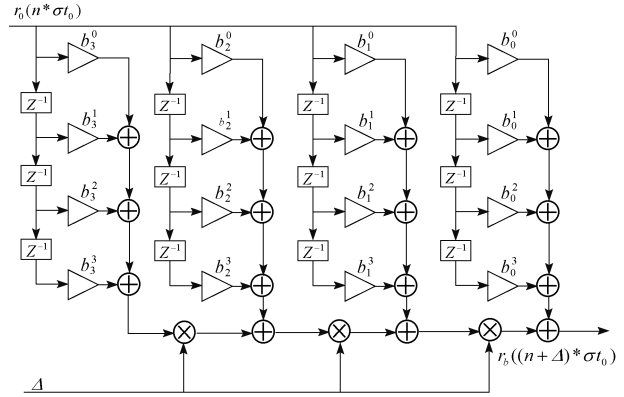


图 9 空域变换的 Farrow 结构

Fig. 9 Farrow structure of sampling rate conversion

根据拉格朗日插值法的基本原理,可以计算得到 Farrow 结构中每一个 FIR 滤波器的参数,记为参数矩阵 B :

$$B = \begin{bmatrix} b_0^0 & b_1^0 & b_2^0 & b_3^0 \\ b_0^1 & b_1^1 & b_2^1 & b_3^1 \\ b_0^2 & b_1^2 & b_2^2 & b_3^2 \\ b_0^3 & b_1^3 & b_2^3 & b_3^3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{6} & 0 & \frac{1}{6} \\ 0 & 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -1 & \frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{1}{3} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{6} \end{bmatrix} \quad (22)$$

3 逻辑实现

考虑到空域变换的 Farrow 结构的并行特点,以及后续系统对于多路信号滤波的要求,决定利用 FPGA 灵活

可编程的逻辑和高速并行计算的特点进行空域变换的 Farrow 结构的实现。

算法原理简图如图 10 所示,多通道叶尖定时传感信号通过前端 ADC 后转换为数字信号进入 FPGA 转速估计

模块、小数偏移因子生成模块以及 Farrow 采样率转换模块生成采样率转换后数据并存入 FIFO 中。其中小数偏移因子生成模块及 Farrow 采样率转换模块为逻辑实现重点,下面对两个模块的实现进行具体说明。

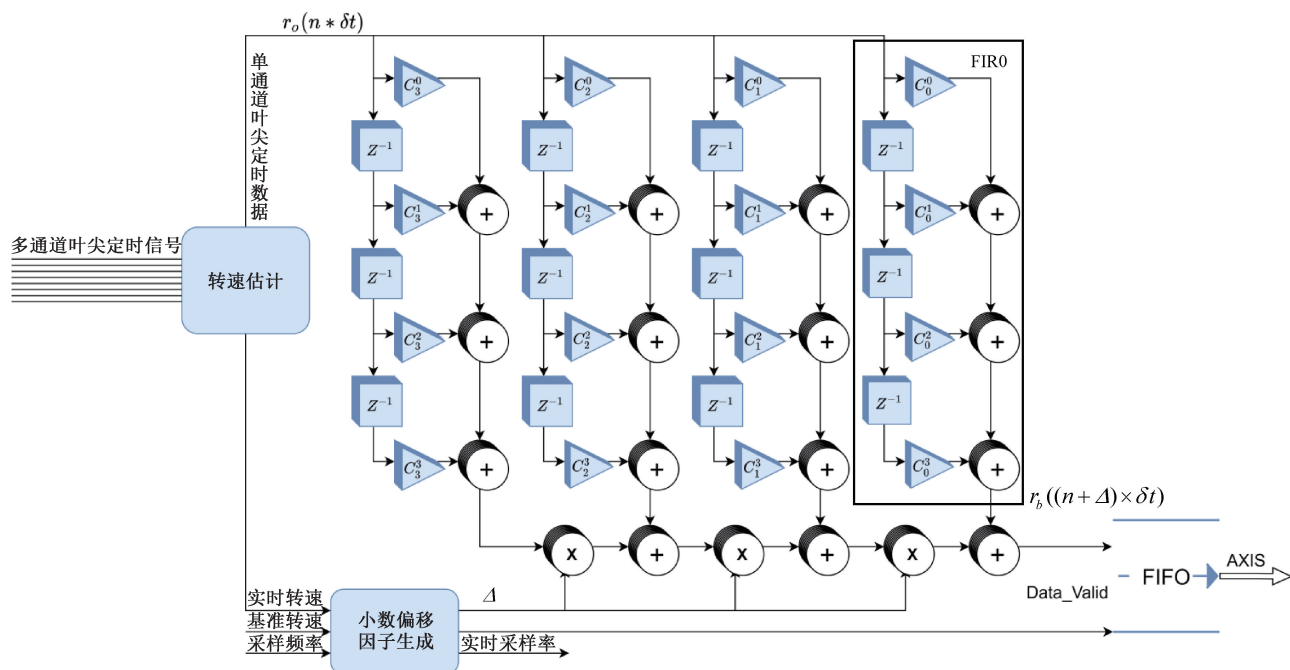


图 10 转速自适应空域变换原理

Fig. 10 Schematic diagram of rotation speed adaptive sampling rate conversion principle

3.1 小数偏移因子生成模块

小数偏移因子生成模块根据实时转速、基准转速及采样频率进行小数偏移因子的计算,同时给出是更新移位寄存器内数据的控制信号,该移位寄存器存储每个时钟参与 Farrow 重采样计算的原始信号。小数因子生成模块 FPGA 实现逻辑图如图 11 所示。图中的小数均通过定点化在 FPGA 中实现。

在使能信号为高时,小数偏移因子生成模块通过简单的累加器生成小数因子,累加器的初值设置为 w_0/w , 在每个时钟进行一次累加,每次累加的值通过截取固定位数实现对整数部分的去除。去除整数部分后的参数就是可用于 Farrow 结构计算的小数因子。而小数偏移因子生成模块通过将原采样间隔与 w_0/w 相乘得到空域变换后的采样间隔,新的采样间隔将用于后续的时刻鉴别。

当累加器输出的值大于 1 时,代表下一次 Farrow 结构计算的结果应当是在原采样点的下一个间隔进行插值,则需要对输入 Farrow 结构的采样点进行更新,而因为 Farrow 结构的输入数据本身在移位寄存器中进行循环,因此当累加器值大于 1 时,小数偏移因子生成模块生成控制信号对移位寄存器中的数据进行更新。

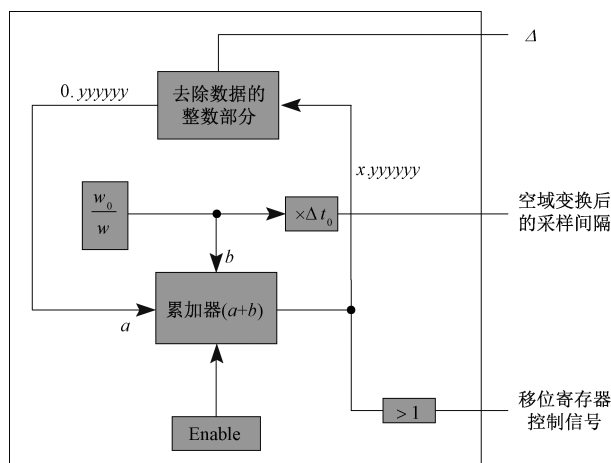


图 11 小数偏移因子生成模块逻辑

Fig. 11 Logic diagram of fractional offset factor generation module

3.2 Farrow 采样率转换模块

Farrow 采样率转换模块结构由 4 个并行的 FIR 滤波器及乘累加部分组成。根据第 2 节的式 (21), 可以知道设计的滤波器中系数均为 6 的倍数, 因此可以将滤波器系数均乘以 6 进行整数化。以图 10 标出的 FIR0 为例,

其 4 个参数由 $\{1/6, -1/2, 1/2, -1/6\}$ 变为 $\{1, -3, 3, -1\}$, 而对于 3 这样的小整数乘法, 可以使用移位和求和替代以减少资源使用, 因此模块的实现逻辑如图 12 所示。

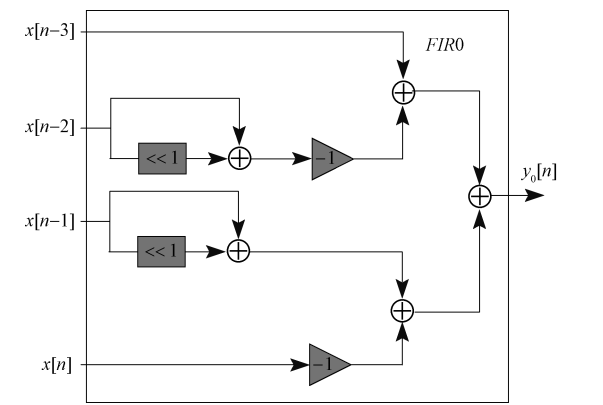


图 12 FIR0 滤波器逻辑
Fig. 12 Logic diagram of FIR0 filter

使用与图 10 类似的逻辑可以实现 4 个并列的 FIR 滤波器, 而滤波器后输出的信号与小数偏移因子相乘并求和, 这部分结构可以使用 FPGA 内部本身自带的 DSP 模块实现, 因此通过如上结构, 整个逻辑的实现仅需要 3 个乘法器实现, 大大节约了 FPGA 资源。

4 仿真及实验验证

为了验证本文理论的正确性, 设计了仿真及实际实验进行验证。

4.1 仿真验证

设置如图 13 所示的对照试验。分别进行空间滤波与时间滤波的波形比较及定时精度比较。

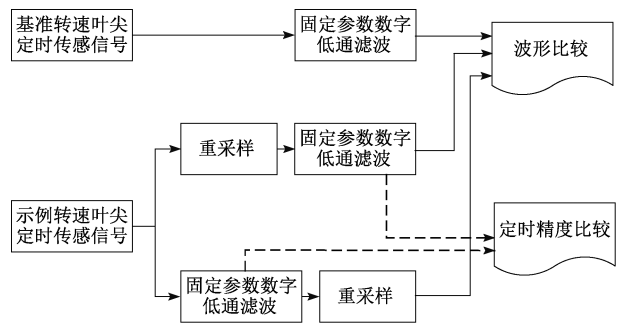


图 13 转速自适应空域变换效果对照实验框架
Fig. 13 Control experiment framework for the effect of speed adaptive spatial transformation

首先针对波形比较, 设置基准转速并设计基准转速下的固定参数的数字低通滤波器, 并将其作为基准波形。

在示例转速下, 分别进行空间滤波(即先重采样再滤波)和时间滤波, 并对时间滤波后的信号进行重采样用于波形形状比较。

而针对定时精度比较, 分别使用空间滤波和时间滤波对示例转速叶尖定时传感信号进行滤波, 选取滤波后波形中的两个相邻叶尖定时信号脉冲, 分别使用前沿时刻鉴别和双边沿时刻鉴别方法进行叶尖定时时刻鉴别, 求得定时时刻精度。

叶尖定时传感信号模型可表示为^[22]:

$$g(t) = \sum_{n=1}^{n_b} K_s e^{-\frac{(t-n \cdot t_0)^2}{2\delta_g^2}} + S_{noise} \tag{23}$$

$$\delta_g = \frac{2r + \delta}{5\sqrt{2}v} \tag{24}$$

信号带宽可近似为:

$$f_{BW} \approx \frac{15\sqrt{2}v}{2\pi(r + \delta)} \tag{25}$$

式(23)中 K_s 为叶尖定时系统系数, n_b 为叶片数, t_0 为在转速 w 下相邻两叶片扫过传感器的时间差, S_{noise} 为信号噪声, 包括随机噪声及高低频脉动噪声。为 r 为传感器半径, δ 为叶片厚度, v 为叶尖线速度。

表 1 为后续实验使用实验台具体参数, 根据实际叶盘参数实现叶尖定时传感信号模型的建立, 并选取 3 000 rpm 为基准转速, 固定参数低通滤波器的带宽设置为 5.3 kHz。

表 1 叶尖定时实验平台参数
Table 1 The parameters of the blade tip timing experiment platform

参数名称	参数设置
叶片厚度 δ/mm	2.5
叶端到叶盘中心距离 L/mm	25
叶片数目 $n_b/\text{片}$	28
探头半径 r/mm	2.5
转子转速 $w/(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	500~12 000
ADC 采样率 f_s/MSPS	50
ADC 量化位数 b_n/bit	16

软件仿真的波形对比图如图 14、15 所示, 其中图 14 为对比试验输入信号, 一个为基准转速叶尖定时传感信号, 另一个为某一转速下的叶尖定时传感信号。

图 15 为示例转速为 10 000 rpm 时空域滤波的叶尖定时信号、基准信号、以及时间滤波输出信号归一化的对比图。从图中可以明显看出时间滤波后的波形相对基准信号出现了明显的相移和畸变, 而空域滤波的输出信号则基本与原始信号重合。

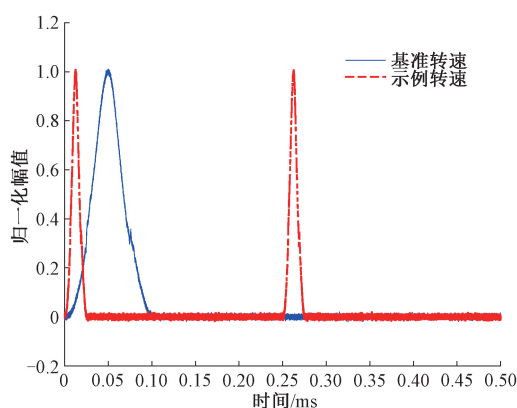


图 14 对比试验输入信号

Fig. 14 Contrast test input signal

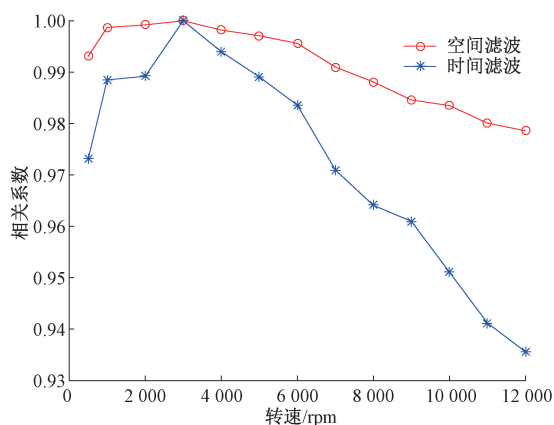


图 16 输出信号与基准信号的相关系数

Fig. 16 Correlation coefficient between output signal and reference signal

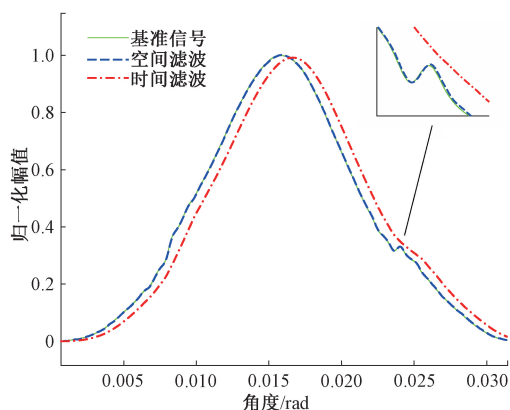


图 15 输出信号对比图

Fig. 15 Output signal comparison chart

图 16 为不同转速下空间滤波信号波形及时间滤波信号单波形与基准信号单波形的相关系数仿真,可以看出示例转速与基准转速相差越大,时间滤波波形与基准信号的相关系数越小,而空间滤波得到的波形则与基准信号波形的相关系数基本保持不变,因此可说明空间滤波算法在波形形状保持上更具有优势。

而在定时精度方面,选取空间滤波和时间滤波相同位置的两个波形进行前沿时刻鉴别和双边沿时刻鉴别,并以设置的 t_0 作为基准进行定时标准偏差计算。

分别对时间滤波及空间滤波在单边沿时间鉴别和双边沿时间鉴别下仿真 1 000 次,可得图 17 和 18。

图 17 是针对不同示例转速下空间滤波和时间滤波后分别使用前沿时刻鉴别和双边沿时刻鉴别得到的时刻的标准偏差。而图 18 则是将时刻转换乘以转速得到的角度偏差。

由图 18 中可以看出无论是前沿时刻鉴别还是双边沿时刻鉴别,除了基准转速 3 000 rpm 以外,时间滤波产生的时刻鉴别标准偏差和角度测量标准偏差均

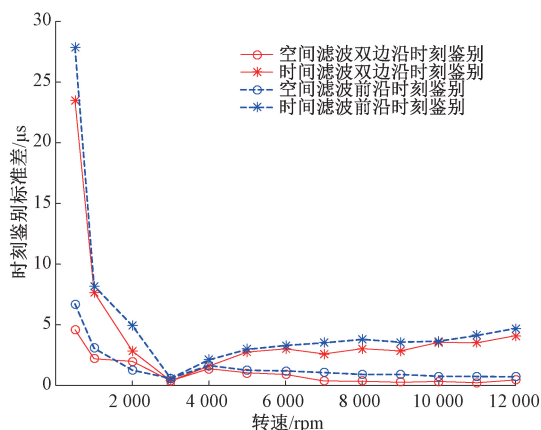


图 17 不同转速下的时刻鉴别标准差

Fig. 17 Time discrimination standard deviation at different rotational speeds

大于空间滤波。且时间滤波的时刻鉴别误差及角度鉴别误差均随着转速偏离基准转速而升高,而空间滤波的时刻鉴别标准差及角度测量标准差仅在较小误差范围内波动。

由式(1)与(6)可得式(26),减少角度误差,也就是减少振动位移参数辨识误差,所以空域变换是十分有必要的。

$$y = l \times 2 \times \pi \times \frac{w}{60} \times \Delta t = l \times \Delta \theta \quad (26)$$

4.2 实验验证

实验使用系统参数如上一节表 1 中所示,选取短叶片的原因为避免引入叶片振动,且短叶片小半径叶盘更容易实现高转速。实验验证平台如图 19 所示。实验使用直流无刷电机额定转速为 15 000 rpm,但是由于高速转台的限制,实验研究的转速范围在 1 000~8 000 rpm。

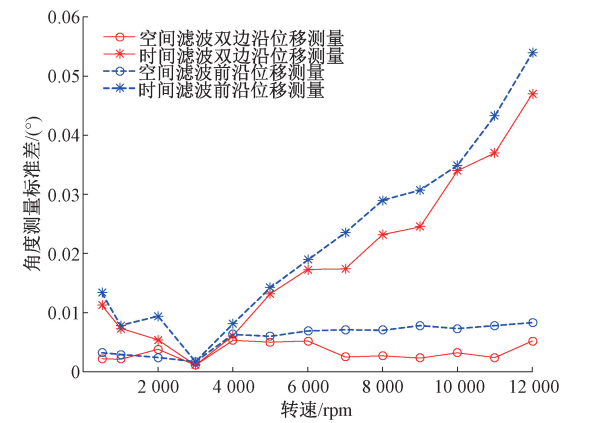


图 18 不同转速下的角度测量标准差

Fig. 18 Standard deviation of angle measurement at different rotational speeds



图 19 空域滤波验证实验系统组成

Fig. 19 Composition of the experimental system for spatial filtering verification

实验选取固定相邻两叶片扫过光纤定时基准传感器时间作为标准定时。OPR 传感器实现对于特定相邻叶片的选取。电容 BTT 传感器进行叶尖定时波形采集,通过 50 MSPS 采样率,16 bit 采样位宽的 AD 采集模块将叶尖定时传感波形传入时间及空间滤波平台,低通滤波参数按照仿真参数进行设计,同样设计基准转速为 3 000 rpm,并将滤波后的空间滤波数据及时间滤波数据存入文件系统。上位机读取文件系统数据,对波形进行后续的前沿时刻鉴别和双边沿时刻鉴别,得到特定相邻叶片间叶尖定时时刻。时间及空间滤波平台软硬件框架如图 20 所示。

通过控制电机转速在 1 000~8 000 rpm 范围内以 1 000 rpm 为步长进行递增,并通过精密三轴位移台使传感器探头与叶片尖端间隙保持 1.5 mm 不变进行实验。每个转速下采集 1 000 圈数据,每圈数据对使用 OPR 传感器确定的 0 号和 1 号叶片波形进行时刻鉴别,通过与

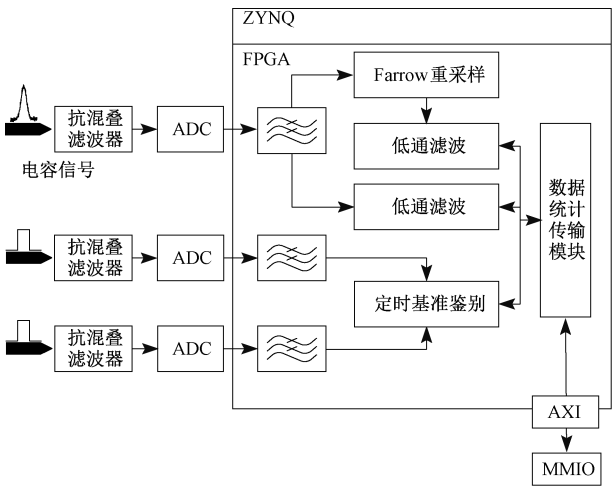


图 20 时间及空间滤波平台软硬件框架

Fig. 20 Software and hardware framework of time and space filtering platform

定时基准传感器测量时刻对比,得到不同转速下时间滤波及空间滤波的时刻鉴别标准差,并通过将实际转速和叶片半径进行运算得到位移测量标准差。实验结果如表 2、3,图 21、22 所示。

表 2 空间滤波及时间滤波使用前沿时刻鉴别

Table 2 Spatial filtering and temporal filtering using leading edge time discrimination

转速/ ($r \cdot \min^{-1}$)	空间滤波		时间滤波	
	时刻 SD/ μs	位移 SD/ μm	时刻 SD/ μs	位移 SD/ μm
1 000	3.040	7.959	5.455	14.281
2 000	2.494	13.059	5.121	26.810
3 000	1.124	8.828	0.984	7.728
4 000	1.536	16.085	4.458	46.684
5 000	1.421	18.600	4.019	52.610
6 000	1.258	19.761	3.620	56.863
7 000	0.992	18.179	3.610	66.157
8 000	0.694	20.190	3.389	70.980

由图 21 中可以看出,实际转速在 1 000~8 000 rpm,基准转速为 3 000 rpm 时,无论是双边沿时刻鉴别还是前沿时刻鉴别,使用空域滤波的时刻鉴别精度均高于使用时域滤波的时刻鉴别精度,且根据式 26 转换到位移测量标准差可得图 22,可以看出在位移测量上空域滤波的优势更加明显。实际转速在 1 000~8 000 rpm,基准转速在 3 000 rpm 时,使用前沿时刻鉴别位移测量,空间滤波得到的位移测量误差最高为 20.190 μm 以内,而时间滤波得到的测量位移误差则随转速增加而加大,最高达到 70.98 μm ;而使用双边沿时刻鉴别位移测量时,空间滤

表 3 空间滤波及时间滤波使用双边沿时刻鉴别

Table 3 Spatial filtering and temporal filtering using double edge time discrimination

转速/ ($\text{r}\cdot\text{min}^{-1}$)	空间滤波		时间滤波	
	时刻 SD/ μs	位移 SD/ μm	时刻 SD/ μs	位移 SD/ μm
1 000	2.840	7.435	7.455	19.517
2 000	1.594	8.346	4.621	24.196
3 000	0.984	7.728	1.124	8.828
4 000	1.236	12.94	3.958	41.448
5 000	1.021	13.36	2.819	36.900
6 000	1.011	15.88	2.720	42.726
7 000	0.982	17.90	2.527	46.310
8 000	0.864	18.10	2.226	46.621

波得到的测量位移误差最高为 $18.10\ \mu\text{m}$,而传统时间滤波方法得到测量位移误差最高为 $46.621\ \mu\text{m}$ 。可以明显看出空间滤波具有更高的位移测量精度,且实验数据基本符合仿真规律,充分说明文中提出方法的有效性。

5 结 论

本文针对传统的叶尖定时传感信号预处理方法会因转子转速变化范围较宽,产生较大的定时误差,影响叶片振动参数的辨识精度的问题,利用采样率转换模型,将信号的等时间采样转化为等角度空间采样,即空域变换。在任何转速下,叶尖定时传感信号的有效频谱分量均保持在一定范围内,便于后续的定时信号预处理。对比仿真以及实验台实验表明本文提出的方法有效的实现了提高叶尖定时精度和提高振动位移测量精度的目标,获得了高精度振动位移信号。未来若需要扩展更多通道数据的并行处理,可以进一步优化插值算法,在保证转换效率的同时,提高逻辑资源的利用效率,降低系统成本。

参考文献

[1] 刘美茹,滕光蓉,肖潇,等. 基于叶尖定时的航空发动机涡轮叶片振动测量[J]. 航空动力学报,2020,35(9):1954-1963.

LIU M R, TENG G R, XIAO X, et al. Vibration measurement of turbine rotor blades of aero-engine based on blade tip-timing[J]. Journal of Aerospace Power, 2020, 35(9): 1954-1963.

[2] PAN M H, YANG Y M, GUAN F J, et al. Sparse representation-based frequency detection and uncertainty reduction in blade tip timing measurement for multi-mode blade vibration monitoring[J]. Sensors, 2017, 17(8): 1745.

[3] 刘小峰,叶榕婷,柏林,等. 基于灰色理论的航空发动机剩余寿命预测[J]. 电子测量与仪器学报,2021,35(1):74-81.

LIU X F, YE R T, BO L, et al. Remaining useful life estimation for aero-engines based on grey theory[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35(1): 74-81.

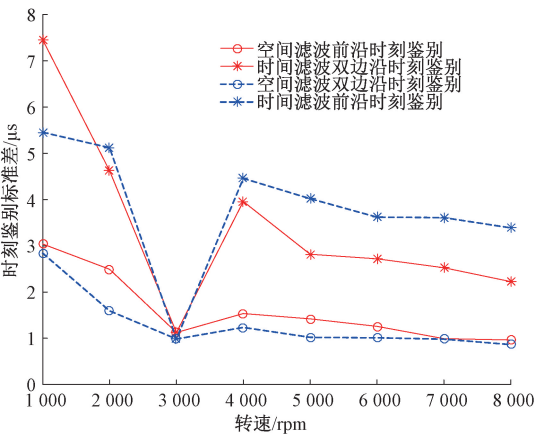


图 21 不同转速下空间及时间滤波时间鉴别精度

Fig. 21 Time discrimination accuracy of spatial and temporal filtering under different rotational speeds

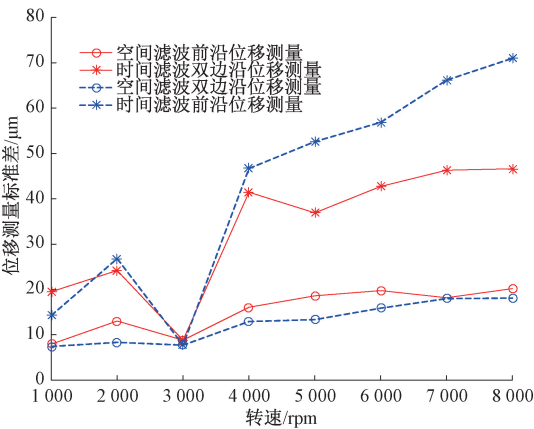


图 22 不同转速下空间及时间滤波位移测量精度

Fig. 22 Displacement measurement accuracy of spatial and temporal filtering under different rotational speeds

- [4] 苗强,蒋京,张恒,等. 工业大数据背景下的航空智能发动机:机遇与挑战[J]. 仪器仪表学报,2019,40(7): 1-12.
- MIAO Q, JIANG J, ZHANG H, et al. Development of aviation intelligent engine under industrial big data: Chances and challenges[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(7): 1-12.
- [5] 李兴华,关淳,关明臣,等. 叶身裂纹对汽轮机叶片振动特性影响的研究[J]. 汽轮机技术,2020,62(4): 267-269,274.
- LI X H, GUAN CH, GUAN M CH, et al. An investigation on effects of blade crack on the vibration characteristics of steam turbine blades [J]. Turbine Technology, 2020, 62(4): 267-269,274.
- [6] CHEN Z S, SHENG H, XIA Y M, et al. A comprehensive review on blade tip timing-based health monitoring: Status and future[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2020, 149(2), DOI:10.1016/j.ymssp.2020.107330.
- [7] 陈庆光,王超. 基于叶尖定时法的旋转叶片振动监测技术研究与应用进展[J]. 噪声与振动控制,2016, 36(1):1-4,37.
- CHEN Q G, WANG CH. Advances in research and application of vibration monitoring technology for rotating blades based on blade tip timing method[J]. Noise and Vibration Control, 2016, 36(1):1-4,37.
- [8] 张效溥,田杰,孙宗翰,等. 基于任意传感器排布的叶尖定时信号压缩感知辨识方法[J]. 航空动力学报,2020,35(1):41-51.
- ZHANG X P, TIAN J, SUN Z H, et al. Compressive sensing identification method of blade tip timing signals based on arbitrary sensor arrangement [J]. Journal of Aerospace Power, 2020, 35(1):41-51.
- [9] CROCHIERE R E, RABINER L R. Interpolation and decimation of digital signals a tutorial review [C]. Proceedings of the IEEE, Murray Hill: Bell Laboratories, 1981: 300-331.
- [10] 张池军,王厚军,彭安金. 基于 M 通道 LPPRFB 的综合滤波器对称性与长度选择方法研究[J]. 仪器仪表学报,2009,30(11):2243-2248.
- ZHANG CH J, WANG H J, PENG AN J. Study on synthesis filter symmetry polarities and lengths of M-channel LPPRFB [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2009,30(11):2243-2248.
- [11] MONSURRO P, TRIFILETTI A, ANGRISANI L, et al. Multi-rate signal processing-based model for high-speed digitizers [C]. 2017 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2017:1-6.
- [12] LIU R R, XU H X, ZHENG E X, et al. Adaptive filtering for intelligent sensing speech based on multi-rate LMS algorithm[J]. Cluster Computing, 2017, 20(2): 1493-1503.
- [13] 伍小芹,梁爽. 软件无线电中多速率信号处理设计及仿真[J]. 海南大学学报(自然科学版),2017, 35(4): 322-328.
- WU X Q, LIANG SH. Multi-rate signal processing and simulation in software radio [J]. Natural Science Journal of Hainan University, 2017, 35(4):322-328.
- [14] 王立强. 多速率信号处理技术在机载通用采集器中的应用[J]. 电子设计工程,2017,25(8):61-64.
- WANG L Q. The application of multi-rate signal processing technology in the airborne universal collecting instrumentation [J]. Electronic Design Engineering, 2017, 25(8):61-64.
- [15] VITYAZEVA T, MIKHEEV A. Accuracy loss in multi-rate processing of biomedical signals [C]. 2020 9th Mediterranean Conference on Embedded Computing, Montenegro, 2020:1-4.
- [16] 汪猛,段发阶,郭浩天,等. 提高光纤式叶尖定时系统精度的信号处理方法[J]. 纳米技术与精密工程,2016,14(3):173-178.
- WANG M, DUAN F J, GUO H T, et al. Signal processing method of increasing precision of optical fiber sensor based tip-timing system[J]. Nanotechnology and Precision Engineering, 2016, 14(3):173-178.
- [17] 陈彩莲,于宏毅,沈彩耀,等. 采样率转换中 Farrow 滤波器实现结构研究[J]. 信息工程大学学报,2009, 10(3):329-332.
- CHEN C L, YU H Y, SHEN C Y, et al. Efficient implementation for sample rate conversion using farrow structure [J]. Journal of Information Engineering University, 2009, 10(3):329-332.

- [18] BABIC D, VESMA J, SARAMAKI T. Implementation of the transposed farrow structure [C]. 2002 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Phoenix-Scottsdale, 2002:1-4.
- [19] CHINAEV A, THÜNE P, ENZNER G. Low-rate farrow structure with discrete-lowpass and polynomial support for audio resampling [C]. 2018 26th European Signal Processing Conference, 2018: 475-479.
- [20] KOKILA R, CHITHRA K, DHILSHA R. Wideband beamforming using modified farrow structure FIR filtering method for sonar applications [C]. 2019 International Symposium on Ocean Technology, 2019:21-28.
- [21] INDRAKANTI R, ELIAS E. Design of low-complexity farrow structure-based reconfigurable filters for parallel spectrum hole detection [J]. Signal Image and Video Processing, 2019, 13(4): 787-794.
- [22] 邵兴臣,段发阶,蒋佳佳,等. 基于自适应滑动均值和小波阈值的叶尖间隙信号降噪方法[J]. 传感技术学报, 2021, 34(1): 34-40.
- SHAO X CH, DUAN F J, JIANG J J, et al. Tip gap signal noise reduction method based on adaptive sliding mean and wavelet threshold [J]. Chinese Journal of Sensing Technology, 2021, 34(1): 34-40.

作者简介



刘昊, 2020 年于天津大学获得学士学位, 现为天津大学硕士生, 主要研究方向为测试计量技术及仪器。

E-mail: 3016202106@tju.edu.cn



段发阶(通信作者), 1989 年于天津大学获得学士学位, 1991 年于天津大学获得硕士学位, 1994 年于天津大学获得博士学位, 现为天津大学教授, 主要研究方向为光电测量及计算机视觉检测技术、在线测量与设备健康监测技术以及海洋环境监测与水声探测技术。

E-mail: fjduan@tju.edu.cn

Duan Fajie (Corresponding author) received his B. Sc. degree, M. Sc. degree, and Ph. D. degree all from Tianjin University in 1989, 1991, and 1994, respectively. He is currently a professor at Tianjin University. His main research interests include photoelectric measurement and computer vision detection technology, on-line measurement and equipment health monitoring technology and the marine environment monitoring and underwater acoustic detection technology.