

微型桥梁索力测量毫米波雷达*

王建¹, 王翔², 周智敏¹

(1. 国防科技大学电子科学学院, 湖南长沙 410073; 2. 中铁大桥科学研究院有限公司, 湖北武汉 430034)

摘要:在详细分析拉索雷达散射特性、频率法索力反演原理和拉索频率雷达测量原理的基础上,设计研制了一种77 GHz毫米波微型索力测量雷达,并给出了针对作用距离、精度和测量动态性能的系统约束参数集。与24 GHz K波段形变测量雷达进行比较,结果表明,所研制的毫米波微型索力测量雷达具有体积、质量和功耗小的技术特点,工程应用价值较大。

关键词:毫米波雷达; K波段; 干涉; 频率法; 索力测量

中图分类号: TN95 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-2486(2022)02-118-05

Nano millimeter wave radar for bridge cable tension measurement

WANG Jian¹, WANG Xiang², ZHOU Zhimin¹

(1. College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China;
2. China Railway Bridge Science Research Institute, Ltd., Wuhan 430034, China)

Abstract: After the detailed analysis of the diffusion characters of bridge cables, the principle of vibrating frequency-based cable tension estimation, and the principle of interferometric deformation measuring radar, a nano 77 GHz MMW (millimeter wave) radar was developed. A set of key parameters were achieved to control the maximum range, the deformation estimation precision, and the dynamic deformation measuring performance. Field experiments were conducted to compare the performances of the MMW radar with the 24 GHz K band radar. Results show that the new radar is a compact, light-weighted, low-power consumption, and the radar is of great value in cable tension measuring applications.

Keywords: millimeter wave radar; K band; interferometry; vibration frequency method; cable tension measurement

中国在国家基础建设上的大力持续投入,各类桥梁在2018年已超100万座^[1],每年开工建筑的桥梁约为1万余座,中国正由世界“桥梁大国”向“桥梁强国”迈进。斜拉桥、悬索桥应是大跨度桥梁的首选结构形式,拉索是这类大型桥梁的关键承力构件,直接影响桥梁结构的内力分布和桥面线形,索力的绝对量、动态改变量和索力的分布是评价桥梁健康状态的核心指标,因此拉索索力的快速高精度测量具有十分重要的意义^[2]。

目前索力测试的方法较多,其中包括压力表测定法、压力传感器测定法、电磁测量法等,这些技术均存在各种不足,或者仅在特定场合适用,因此没有广泛采用。目前在实际工程应用中频率法使用广泛,具有快速、方便、实用、可重复测试的特点,可靠性较好,且精度在允许的范围^[3]。频率法索力测量的常规传感器是加速度计,它存在的不足:传感器难以固定至拉索跨中,测量数据受到端部拉索减振器的干扰;经常出现无法直接测

到基频的情况,需采用高阶频率推算基频,进而造成一定的测量误差。

干涉形变雷达是一种新型位移测量传感器,相对于常规加速度计、高清视频等传感器,具有精确、非接触、实时连续、作用距离远、多点同时探测、环境适应性强等优点^[4]。本文设计实现了一种K波段24 GHz形变测量雷达,具有优良的探测性能,但存在结构复杂、成本高、集成度低等问题^[5]。提高干涉雷达形变测量精度对雷达体制、高稳定信号源、系统误差补偿、雷达信号处理、大气干扰抑制等均提出较高的要求^[5]。

毫米波(Millimeter Wave, MMW)雷达工作于30~300 GHz,具有分辨率高、体积小、功耗低等优势,但商用MMW雷达普遍存在相噪大、作用距离近等问题。本文针对这些问题,研制了一个MMW雷达试验系统,建立了一套控制MMW雷达性能的参数集,并与某实用K波段索力测量雷达进行性能对比分析,验证了新雷达的有效性。

* 收稿日期:2020-09-30

基金项目:国家自然科学基金资助项目(62101562)

作者简介:王建(1981—),男,湖北宜城人,讲师,博士, E-mail: hurri_can@163.com

1 形变雷达索力测量原理分析

1.1 频率法索力测量原理

假设拉索静力平衡位置微幅振动方程为^[6]:

$$E_1 \frac{\partial^4 v}{\partial x^4} - T \frac{\partial^2 v}{\partial x^2} - h \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} + k'v + c' \frac{\partial v}{\partial t} + m \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} = 0 \quad (1)$$

式中, E_1 为抗弯刚度, $v = v(x, t)$ 为拉索振动产生的竖向位移, $y = y(x)$ 为拉索自重产生的竖向位移, T 为水平拉索索力, h 为由于振动所产生的水平附加索力, k' 为单位长度的弹性参数, c' 为单位长度的阻尼参数, m 为单位长度的质量, t 为振动对应的时间, x 为拉索横向坐标值。

实际施工测量过程中,一般假设拉索为张紧的弦,不考虑其抗弯刚度、垂度和阻尼,并忽略其他边界条件,可得到简化索力估计为^[4]:

$$T = 4ml^2 \left(\frac{f_n}{n} \right)^2 \quad n = 1, 2, \dots \quad (2)$$

其中: l 是拉索长度; f_n 为拉索的 n 阶自振频率,一般具有 $f_1 = f_n/n$ 的关系。

1.2 拉索的雷达散射特性分析

桥梁拉索为多芯钢缆编绕结构,在裸露状态下拉索的周期结构容易引起 Bragg 散射,为了增加钢缆的使用寿命,拉索外部通常会套上一层保护套。此时钢缆可建模为圆柱体,圆柱体后向散射(Radar Cross Section, RCS)的公式为^[7]:

$$\sigma = kH^2 \frac{D}{2} \cos\theta \left[\frac{\sin(kH\sin\theta)}{kH\sin\theta} \right]^2 \quad (3)$$

其中, H 表示圆柱体长度 D 为圆柱体的直径。仿真结果表明,桥梁拉索仅在 $\theta = 0^\circ$ 入射角(法向)存在散射峰,其他位置 RCS 逐渐衰减^[8]。

拉索的目标散射特性要求使用雷达进行索力测量时,雷达到拉索的垂线方向应当在雷达波束范围内。

1.3 形变雷达位移测量原理

线性调频信号(Linear Frequency Modulation, LFM)是近程高分辨雷达最常用的信号体制,其频率随时间连续线性变化,假设发射 LFM 信号为:

$$S_i(t) = A \text{rect} \left(\frac{t}{T_p} \right) \exp \left[j2\pi \left(f_0 t + \frac{1}{2} kt^2 \right) \right] \quad 0 < t < T_p \quad (4)$$

其中: f_0 为信号的起始频率; T_p 为扫频周期(Pulse Repetition Interval, PRI); k 为调频斜率; t 为一个调制周期内的时间,忽略信号幅度 A 的影响。对于距离为 R 的目标,其接收信号为:

$$S_r(t) = S_i(t - \tau) \quad (5)$$

其中, $\tau = 2R/c$ 表示目标双程传输时延。形变测量雷达带宽大,一般采用去调频接收体制以降低数模转换(Analog to Digital, AD)采集单元的成本。将回波信号与发射信号混频,并经过低通滤波后的中频信号为:

$$S_{\text{IF}}(t) = \exp(j2\pi f_0 \tau) \exp(j2\pi k \tau t) \exp(-j\pi k \tau^2) \quad (6)$$

式中,第一项为目标引起的相位延迟,第二项为线性相位,决定了目标所在距离,第三项是去调频引起的二次相位误差。对中频信号进行傅里叶变换即可实现脉冲压缩^[5]:

$$\begin{aligned} S_{\text{RC}}(f) &= \int_{-\tau}^{T_p} S_{\text{IF}}(t) \exp(-j2\pi ft) dt \\ &= \exp(-j\pi k \tau^2) \exp[j2\pi(f_0 + f)\tau] \cdot \\ &\quad \text{sinc}[\pi(k\tau + f)(T_p - \tau)] \end{aligned} \quad (7)$$

可见脉冲压缩后,距离为 R 的目标其峰值出现在 $f = -k\tau$ 处,其分辨率(频率分辨率)由时长 $T_p - \tau$ 决定。形变测量雷达利用宽带信号对空中的拉索进行照射,获取高分辨率一维距离图像,然后根据脉冲压缩波峰 $f = -k\tau$ 确认拉索位置,以一定的重复频率(Pulse Repetition Frequency, PRF)记录波峰位置处的相位 $\varphi(t_s) = 2\pi f_0 \tau(t_s) + \pi k \tau (t_s)^2 \approx 2\pi f_0 \tau(t_s)$, 因此可得目标位移量与相位导数的关系为:

$$\frac{\partial \varphi(t_s)}{\partial t_s} = 2\pi f_0 \frac{\partial \tau(t_s)}{\partial t_s} = 4\pi f_0 \frac{\partial R(t_s)}{\partial t_s} \quad (8)$$

由于桥梁形变缓慢并且幅度较小,因此当雷达的 PRF 较大,可用数字差分替代导数,可得:

$$\Delta R \left(\frac{i}{\text{PRF}} \right) = \frac{\lambda}{4\pi} \Delta \varphi \left(\frac{i}{\text{PRF}} \right) \quad (9)$$

因此,雷达通过时间差分干涉相位可以推算拉索位置的微小变化。由于相位测量仅能获得相位主值,应当设计 PRF 以保证无相位模糊^[5]。

随后对 ΔR 积分可得到振动形变量 d ,最后对 d 做傅里叶变换可得到拉索的振动频谱,更高的形变精度对准确提取振动基频更加有利,工程经验表明形变精度优于 0.1 mm 即可基本满足应用要求^[2]。

2 MMW 77 GHz 雷达系统参数设计

本文研究的 77 GHz MMW 雷达面向未来无人驾驶和智能交通等应用领域,国内外 77 GHz 毫米波雷达芯片产品较多,其中以美国 TI 公司的 AWR 系列芯片为代表。AWR 芯片采用互补金属氧化物半导体(Complementary Metal Oxide Semiconductor,

CMOS)工艺,将雷达系统中的信号源、混频器、倍频器、低噪声放大器(Low Noise Amplifier, LNA)、滤波器、AD 采集、存储器、信号处理和控制单元等集成在一个芯片内,可显著降低雷达系统成本^[9]。雷达芯片的高集成带来的问题包括:发射功率低、系统隔离度降低、相位噪声增大、信号处理能力受限等。

干涉形变测量雷达形变测量精度与外部环境、系统稳定性和目标回波强度相关,其中外部大气和振动环境误差在后端抑制;单芯片 MMW 雷达系统稳定度可通过温补高稳晶振设计保证;回波强度决定了目标信噪比(Signal Noise Ratio, SNR),而 SNR 与干涉测量相位误差成反比^[10],可得形变精度为:

$$\sigma_d \approx \frac{\lambda}{4\pi \sqrt{2 \cdot SNR}} \quad (10)$$

根据 MMW 雷达特性分析,制约作用距离的两个主要因素为中频带宽和功率孔径积。

根据式(6)中的关系,最大作用距离 R_{max1} 与最大中频频率 f_{IFmax} 的关系为 $R_{max1} = cf_{IFmax}/2k$ 。为了防止信号混叠,AD 复数采样频率 $f_{AD} \geq f_{IFmax}$,因此可得:

$$R_{max1} \leq \frac{cf_{AD}}{2k} \quad (11)$$

此外,根据雷达方程,在发射功率 P_t 、发射天线增益 G_t 、接收天线增益 G_r 、系统损耗 L_s 、最小可检测信号功率 S_{min} 已知的情况下,最大作用距离可表示为:

$$R_{max2} = \sqrt[4]{\frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 L_s S_{min}}} \quad (12)$$

从式(10)可知,改善形变精度与提高 SNR 和发射功率是一致的。利用集成 MMW 芯片设计雷达系统,最大作用距离的设计余地较小,其中可变参数为 k 、 G_t 、 G_r ,根据它们得到 R_{max1} 和 R_{max2} 的最小值,即为雷达系统的最大作用距离。

此外,考虑到防止相位模糊的因素,MMW 索力测量雷达的参数约束集为 PRF 、 k 、 G_t 、 G_r 。

3 MMW 雷达与 K 波段雷达性能对比分析

基于 TI 公司 AWR1642 设计 MMW 雷达,重点优化了发射和接收天线增益,由参考设计 10 dBi^[9] 提高到 18 dBi 以上,雷达的工作参数如表 1 所示。AWR1642 具有 2 个发射和 4 个接收通道,收发天线线性排列,接收天线间距为 $\lambda/2$,发射天线间距为 2λ ,可形成 8 个间距为 $\lambda/4$ 的等效收发共用天线。为了提高形变测量精度,从提

高通道隔离度的角度,选择间隔最大的 T_2 和 R_1 天线组工作。该 MMW 雷达(见图 1)通过转接板固定于三脚架之上,尺寸约 88 mm × 58 mm × 15 mm,质量约 39 g。

表 1 两个雷达的工作参数

Tab. 1 Parameters of the two radars

雷达类型	起始频率/ GHz	调频斜率/ (MHz/μs)	调制时间/ ms	采集频率/ MHz	天线增益/ dBi	发射功率/ dBmW	重复频率/ Hz
K 波段	24	1	1	10	22	27	200
MMW	77	40 or 10	0.1	6.25	18	12	50

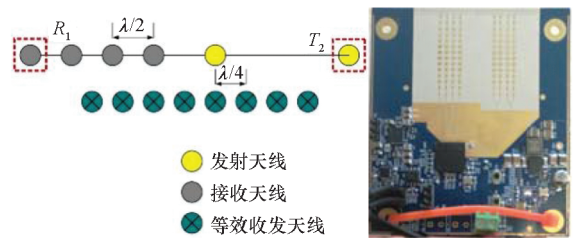
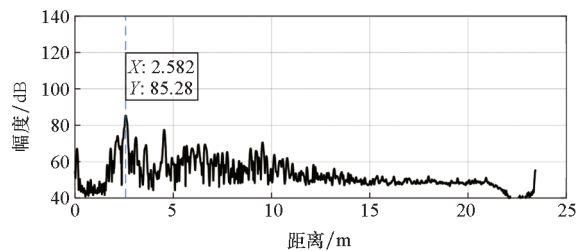


图 1 MMW 雷达阵列模型与照片

Fig. 1 Antenna array model and a picture of the MMW radar

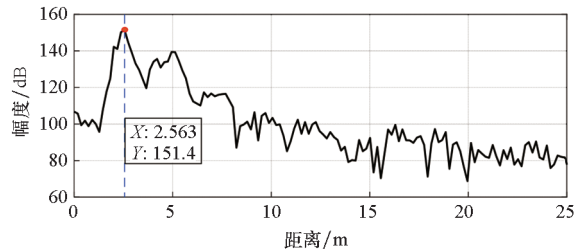
3.1 形变测量精度对比分析

测试目标为 0.2 m 三面角,距离雷达约 2.5 m,MMW 雷达的调频斜率 40 MHz/μs,有效信号带宽约为 3.3 GHz,K 波段雷达有效信号带宽约 1 GHz。两种雷达的脉冲压缩结果如图 2 所示,由于 MMW 雷达信号带宽更大,距离分辨率为



(a) 三面角的 MMW 雷达一维距离像

(a) One dimensional MMW radar image of a trihedral



(b) 三面角的 K 波段雷达一维距离像

(b) One dimensional K band radar image of a trihedral

图 2 0.2 m 三面角的脉压结果

Fig. 2 Pulse compression result of 0.2 m trihedral

K波段雷达的3倍,距离分辨率更优,因此对区分邻近拉索时更具优势。三面角在MMW雷达图像的位置为2.58 m,SNR约为35 dB,在K波段雷达中位置为2.56 m,SNR约为51 dB。

时间差分干涉得到三面角的形变曲线如图3所示,其中MMW雷达的形变测量方差(Standard Deviation, STD)可为0.001 45 mm,K波段雷达下的方差为0.000 61 mm,两者相差7.5 dB。由于两种雷达波长相差10.1 dB,SNR相差16 dB,根据式(10)计算的形变精度相差约5.9 dB,实测和理论值基本相符。

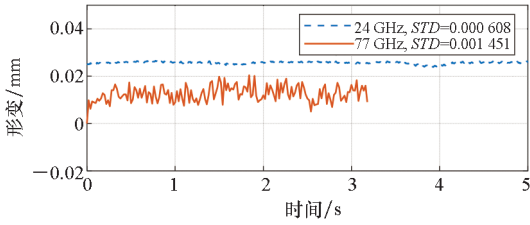


图3 三面角形变曲线和形变方差

Fig. 3 Displacement curves and STDs of the trihedral

3.2 实际拉索探测试验对比分析

根据式(11),可以计算得到,当调频斜率 $k = 40 \text{ MHz}/\mu\text{s}$ 时,最大不模糊作用距离为 $R_{\text{max1}} = 23.44 \text{ m}$,作用距离偏小,难以满足野外实际桥梁拉索测试要求,因此将 k 降低至 $10 \text{ MHz}/\mu\text{s}$,最大距离增加到 93.75 m 。测试桥梁为长沙市二环跨浏阳河的洪山桥,该桥是跨径超过 200 m 的特大型斜拉桥,桥中心东西两面各有13根拉索,试验照片如图4所示,两种雷达获得一维距离像如图5所示,可见拉索的SNR在MMW雷达中多为 $10 \sim 20 \text{ dB}$,而在K波段雷达中多为 $20 \sim 40 \text{ dB}$,两种雷达在相同距离上拉索的信噪比差异与三面角试验相近。



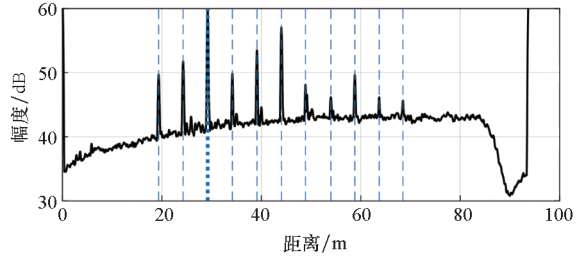
(a) MMW 雷达照片 (a) Picture of the MMW radar
(b) K 波段雷达照片 (b) Picture of the K band radar

图4 拉索实测试验

Fig. 4 Cable tension field measurement

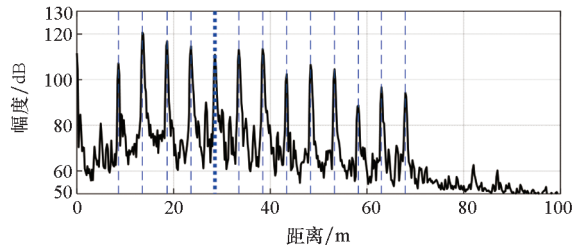
取第5根拉索进行分析,可得其形变曲线和振动频谱如图6所示。两次试验时刻不同,桥上

交通不同,因此形变曲线存在差异,然而通过频谱分析可知,两种雷达均能够准确获取拉索的基频。需要注意的是:MMW雷达波长更短,更容易产生相位模糊,当相邻时刻形变量超过 $\lambda/4$ 时就会出



(a) 拉索的MMW雷达图像

(a) MMW radar image of a group of cables

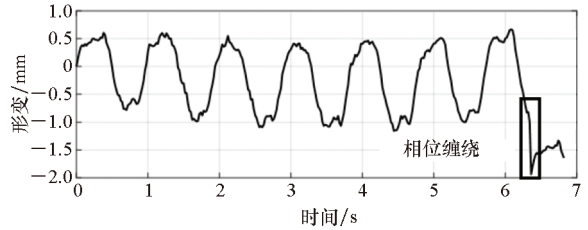


(b) 拉索的K波段雷达图像

(b) K band radar image of a group of cables

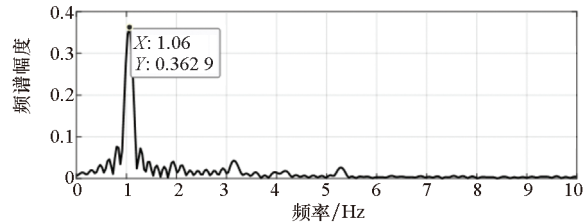
图5 桥梁西面拉索一维距离像

Fig. 5 One dimensional radar image of the west cables



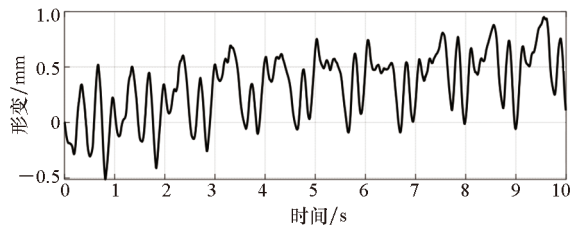
(a) MMW 雷达测量的形变曲线

(a) Displacement curve measured by the MMW radar



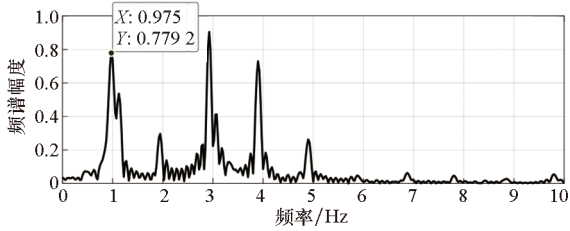
(b) MMW 雷达测量的振动频谱

(b) Displacement spectrum measured by the MMW radar



(c) K 波段雷达测量的形变曲线

(c) Displacement curve measured by the K band radar



(d) K 波段雷达测量的振动频谱

(d) Displacement spectrum measured by the K band radar

图 6 桥梁第 5 根拉索形变和振动频谱

Fig. 6 Displacement and its spectrum of the 5th cable

现形变跳变,如图 6(a)所示:形变曲线在 6.4 s 时刻出现了由相位模糊造成的跳变。

对所有拉索均按照类似方法计算基频后,得到的基频曲线如图 7 所示,可知 MMW 雷达的测量结果与 K 波段一致性良好。虽然 MMW 形变数据精度比 K 波段雷达稍差,但基频计算中的傅里叶变换对测量噪声具有一定的容忍度,因此可推测 MMW 能够测量更远距离或更低散射拉索的索力,能够满足实际工程测量应用需求。

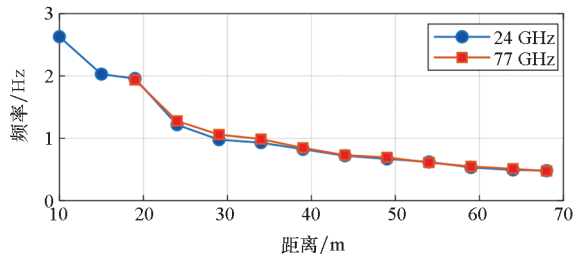


图 7 西面 11 根拉索的基频对比

Fig. 7 Comparison of base frequencies of the 11 west cables

4 结论

本文从频率法索力测量、拉索雷达散射响应、差分干涉拉索形变测量等方面详细描述了形变雷达索力测量的基本原理,设计了一种实用的 MMW 索力测量雷达,并与常规 24 GHz 索力测量雷达进行了性能对比,主要结论如下:

1) 所设计的 MMW 雷达虽然体积功耗小,但是测量精度高,当 SNR > 35 dB 时,形变精度优于 0.01 mm;在参数集组合配置下,作用距离可达 100 m 以上,可满足大型桥梁拉索测量要求。

2) MMW 雷达有效工作带宽更大,与 K 波段雷达相比,具有对近距离密集拉索测量的优势。

3) 所研制的 MMW 雷达由于基于集成芯片设

计,系统隔离度和发射功率受限,因此形变精度略低于 24 GHz 雷达,进而也限制了 MMW 雷达作用距离的进一步提升。

4) MMW 雷达波长短,差分干涉测量容易造成相位模糊,需要以较高重复频率工作。

本文研究可为 MMW 雷达形变测量系统的设计、试验和性能优化提供参考,具有较大的工程实用价值。

参考文献 (References)

[1] 王萌. 屡破全球纪录 总数超百万座 世界桥梁还看中国[J]. 人民周刊, 2018(13): 44-45.
WANG M. Repeatedly break global records and more than one million built—China bridges in the world [J]. People's Weekly, 2018(13): 44-45. (in Chinese)

[2] 王翔, 潘中明, 王波. 基于雷达的斜拉索索力非接触遥测技术研究[J]. 世界桥梁, 2019, 47(3): 49-53.
WANG X, PAN Z M, WANG B. Study of non-contact remote cable force testing techniques based on radar [J]. World Bridges, 2019, 47(3): 49-53. (in Chinese)

[3] MA L, XU H, MUNKHBAATAR T, et al. An accurate frequency-based method for identifying cable tension while considering environmental temperature variation [J]. Journal of Sound and Vibration, 2020, 490: 115693.

[4] GENTILE C. Application of microwave remote sensing to dynamic testing of stay-cables [J]. Remote Sensing, 2009, 2(1): 36-51.

[5] 董衡. 差分干涉雷达形变测量关键技术研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2016.
DONG H. Research on key techniques of deformation measurement based on radar differential interferometry [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2016. (in Chinese)

[6] MEHRABI A B, TABATABAI H. Unified finite difference formulation for free vibration of cables [J]. Journal of Structural Engineering, 1998, 124(11): 1313-1322.

[7] 李义慎. 直升机防撞线系统电力线位置和相对速度探测方法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2019.
LI Y S. Research on detection method of power line position and relative velocity of helicopter anticollision line system [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2019. (in Chinese)

[8] SARABANDI K, PARK M. Millimeter-wave radar phenomenology of power lines and a polarimetric detection algorithm [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1999, 47(12): 1807-1813.

[9] Texas Instruments Incorporated. AWR1642 evaluation module single-chip mm wave sensing solution user's guide [EB/OL]. (2020-05) [2020-09-06]. <https://www.ti.com/lit/pdf/swru508>.

[10] DAINTY J C. Laser speckle and related phenomenon [M]. Berlin: Springer-Verlag, 1975: 29-35.