

文章编号:1000-582X(2011)02-019-07

高大杆塔变形的无线电测量技术

杨力生,曹海林,杨士中,王 韬

(重庆大学 a. 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室;
b. 通信与测控中心,重庆 400044)

摘 要:描述一种高大杆塔(如高压过江铁塔)的变形测量技术:在大型电力装备上安装 n 个射频信标机,第 i 个与第 $(i-1)$ 个信标机相隔 ΔHi 。各信标机的载波是相同的,但分别调制有不同的彼此正交的伪随机码(PN 码)。测量设备按不同的 PN 码分离出各个信标机载波,测出第 i 个与第 $(i-1)$ 个载波之间的相位差 $\Delta\theta_i(i=2, 3\cdots n)$ 度,对应的变形量 $\Delta Li=\Delta\theta_i/360\times\lambda(i=2, 3\cdots n)$,从 ΔLi 和 $\Delta Hi(i=2, 3\cdots n)$ 算出变形曲线。还对消除各已调载波之间的互干扰(主要决定于所用 PN 码的互相关性)提出了有效的解决方法。最后给出了计算机仿真,仿真结果表明:提出的测量技术能从 n 个射频信标机的复合信号中分离出各自信标机的载波,并保持相对相位不变,确保变形曲线测量。

关键词:变形测量;变形曲线;大型电力装备;大型建筑物;大型构件

中图分类号:TM726.1;TM754

文献标志码:A

A telemetring technique on deformation of large tower

YANG Li-sheng, CAO Hai-lin, YANG Shi-zhong, WANG Tao

(a. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology; b. Center of Communication and Tracking Telemetry Command, Chongqing 400044, P. R. China)

Abstract: This paper describes a telemetring technique on deformation of large Electrical Power Equipment. We install n radio beacons apart ΔHi each other at large structure. The carriers of n beacons are same but modulated by different orthogonal PN codes. So the telemetring equipment can divide the carriers of n beacons. The phase detectors measure the phase difference between the i th carrier and $(i-1)$ th carrier $\Delta\theta_i(i=2, 3\cdots n)$. The corresponding deformations are $\Delta Li=\Delta\theta_i/360\times\lambda(i=2, 3\cdots n)$. The deformation curve can be deduced from ΔLi and $\Delta Hi(i=2, 3\cdots n)$. The method to eliminate the interference between the modulated carriers is presented. The simulation test is conducted and the result of the simulation proves the effectiveness of the proposed technique.

Key words: deformation; deformation curve; telemetring; large structure; large building

收稿日期:2010-07-09

基金项目:重庆大学输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室自主研究重点项目资助(2007DA10512709101);教育部新世纪优秀人才计划资助(NCET-07-0909)

作者简介:杨力生(1972-),男,重庆大学教授,从事电工理论与新技术的研究,(Tel)023-65105925-615;
(E-mail) ylscqu@yahoo.com.cn.

大型电力装备(如高压过江铁塔,大坝或其他大型电力构件与建筑物)在使用中,特别是在灾害环境中会发生变形。变形测量,特别是变形曲线的动态测量是危险报警的主要监测手段。文献[1-2]介绍了一种在建筑物内预埋光纤传感器,通过光纤传感器输出信号分析变形量。问题是:①在长期使用中一旦光纤传感器坏在建材中,几乎不能修复。②在钢材建筑物或已建成的建筑物等情况无法埋设光纤传感器。③预埋光纤影响建材的连续性及应力情况。

南方测绘公司引进法国技术生产的 NGK-500/600 型 GPS 双频测量系统^[3],其测量精度达 $5 \text{ mm} + 1 \text{ ppm} \times D$; D 是测量点(基准站)到被测点(移动站)的距离^[4]。问题是:①由于在建筑物上多点(如超高压过江铁塔在垂直方向分布的若干点、大坝在水平方向分布的若干点)安装移动站不现实,故不适用变形曲线测量,②使用复杂,测量时需在测量点设立基准站,被测点设移动站,基准站与移动站之间还需要电台连接,③成本高。

文献[5]提出了一种微位移测量技术,利用廉价的角反射器和微波比相测量设备测出被测点相对于测点的微位移,其测量精度达 2 mm 。由于建筑物变形曲线测量需测量建筑物上许多点的微位移,而密集分布的无源角反射器的信号很难分离,故该技术也不适应变形曲线测量。

基于摄影的视觉测量或其他光学测量技术在能见度好的时候可测出变形曲线^[6],但在灾害天气或夜间就不行了,而这时最需要测变形曲线(例如在 2008 年中国南方雪灾时,许多高压铁塔损坏),另外长期观察,大量图像的存储、传输也不便。

针对上述情况,笔者提出一种高大杆塔变形的无线电遥测技术,其核心思路 CDMA 精密测距技术,因而可在能见度低的灾害天气条件下进行测量。

1 基本测量原理

基本测量系统如图 1 所示。在大型电力装备上(例如一个 200 m 高的超高压过江铁塔)安装 n 个射频信标机(一般 $n=7 \rightarrow 20$),第 i 个与第 $(i-1)$ 个信标机相隔 ΔHi 。各信标机的载波是相同的,但分别调制有不同的彼此正交的伪随机码(PN 码)。远处的天线、馈线与射频接收机接收到 n 个射频信标机的信号。载波分离电路分离出各个信标机的载波。鉴相器组有 $(n-1)$ 个鉴相器,分别测出第 i 个与第 $(i-1)$ 个信标机载波之间的相位差 $\Delta \theta i (i=2, 3 \dots n)$ 度。变形曲线形成部分算出被测建筑物上第 i 点相对于第 $(i-1)$ 点的变形量 $\Delta Li = \Delta \theta i / 360 \times \lambda (i=2,$

$3 \dots n)$,其中 λ 是射频载波的波长;从 ΔLi 和 $\Delta Hi (i=2, 3 \dots n)$ 算出变形曲线。

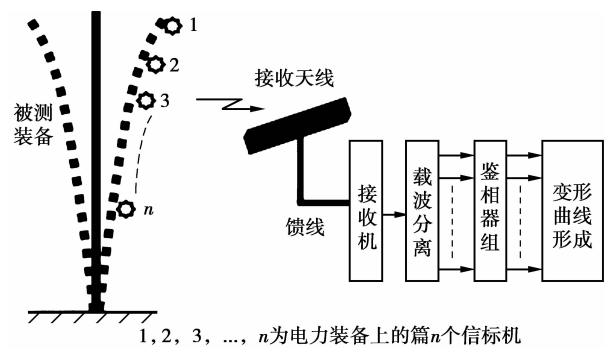


图 1 基本变形遥测系统

图 2 是安装在被测装备上的 n 个信标机(发端)原理图。中频 f_{IF} 振荡器产生的中频载波经 $1/M$ 分频后作为伪随机码 $PN_2 \rightarrow PN_n$ 的时钟。 $PN_2 \rightarrow PN_n$ 是 $(n-1)$ 个彼此正交的一组 PN 码。中频载波经 $PN_2 \rightarrow PN_n$ 作 PSK 调制后,再与频率为 f_{LOT} 的发端本振信号混频到射频频率 $(f_{LOT} + f_{IF})$;最后经射频带通放大器 BPA,功率放大器 PA,发射天线发射到收端。

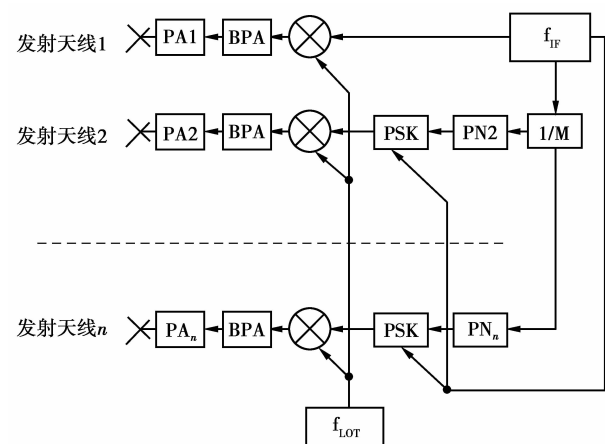


图 2 发端 n 个信标机原理图

$PN_2 \rightarrow PN_n$ 之间的正交性是至关重要的,这关系到收端载波分离效果^[7-10]。 $PN_2 \rightarrow PN_n$ 可采用 Walsh 序列或 Gold 序列。Walsh 函数是完备,归一化的正交函数,可由 Rademacher 函数 $\varphi_n(t)$ 演化而来^[11-12]。 $\varphi_n(t)$ 定义为

$$\left. \begin{aligned} \varphi(t) &= \begin{cases} 1, 0 \leq t \leq 0.5 \\ -1, 0.5 \leq t \leq 1, \\ 0, \text{其它 } t \end{cases} \\ \varphi_0(t) &= \sum_{i=0}^n \varphi(t-i), \\ \varphi_n(t) &= \varphi_0(t \cdot 2^n), n = 1, 2, \dots \end{aligned} \right\}$$

$\varphi_n(t)$ 画出来就像 2 进制分频链的各级波形,实现方便。Walsh 函数产生如下

$$\left. \begin{aligned} W_0(t) &= 1, \\ W_n(t) &= \varphi_{n1}(t) \times \varphi_{n2}(t) L \varphi_m(t), \\ n &= 2^{n1} + 2^{n2} + L + 2^m. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

例如 $n=8$ 阶 Walsh 函数为

$$\left. \begin{aligned} W_0(t) &= W_{000}(t) = 1, \\ W_1(t) &= W_{001}(t) = \varphi_0(t), \\ W_2(t) &= W_{010}(t) = \varphi_1(t), \\ W_3(t) &= W_{011}(t) = \varphi_1(t)\varphi_0(t), \\ W_4(t) &= W_{100}(t) = \varphi_2(t), \\ W_5(t) &= W_{101}(t) = \varphi_2(t)\varphi_0(t), \\ W_6(t) &= W_{110}(t) = \varphi_2(t)\varphi_1(t), \\ W_7(t) &= W_{111}(t) = \varphi_2(t)\varphi_1(t)\varphi_0(t). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Walsh 序列是把 Walsh 函数的“1”换为“0”,“-1”换为“1”,乘法换为模 2 加法,而得。电路中 Walsh 序列以时钟频率输出, n 个时钟循环一次。 n 取大些,以减小离散谱线幅度,增加扩频效果。当 n 很大时宜用 Gold 序列。Gold 序列不完全正交,最大互相关峰值为

$$|R_G(\tau)|_{\max} = \left\{ \begin{aligned} 1 + 2^{(r+1)/2}, & r = \text{odd} \\ 1 + 2^{(r+2)/2}, & r = \text{even} \end{aligned} \right\}. \quad (4)$$

式中 r 是产生 Gold 序列移位寄存器的级数。例如 $r=9$,长为 $n=511$ 的 Gold 序列自相关峰为 511,最大互相关峰值为 33。例如,图二中若有 8 个 PN 码,在提取某一路载波时,另外 7 个 PN 码形成的多址干扰最坏情况下叠加起来达 $33 \times 7 = 231$ 。这很大,为此如下处理。

设用 a, b 两个 m 序列构成 Gold 码 G_i, G_j 。若使发端产生的 Gold 码之间不仅码元对齐而且码的周期也对齐,则 G_i, G_j 可如下产生

$$\left. \begin{aligned} \{G_i\} &= \{a_n\} \oplus L^S \{b_n\}, \\ \{G_j\} &= \{a_n\} \oplus L^R \{b_n\}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

式中: $L^2 \{b_n\} = \{b_{S+n}\}, L^R \{b_n\} = \{b_{R+n}\}, S \neq R$ 。根据 m 序列的封闭性得

$$\left. \begin{aligned} \{G_i\} \oplus \{G_j\} &= \{a_n\} \oplus L^S \{b_n\} \oplus \{a_n\} \oplus L^R \{b_n\} = \\ &L^S \{b_n\} \oplus L^R \{b_n\} = L^T \{b_n\}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

式中 T 是另一位移。 G_i, G_j 的互相关 $R_{G_i, G_j} = L^T \{b_k\}$ 中 1 的数 - $L^T \{b_k\}$ 中 0 的数 = $1 \lll 33$ 。

相反不满足上述条件,即虽然 G_i, G_j 时钟已同步,当由于 G_i, G_j 是二独立产生的地址码,两个码错开 k 位,则

$$\{G_i\} \oplus \{G_j\} = \{a_n\} \oplus L^S \{b_n\} \oplus$$

$$\left. \begin{aligned} L^k \{a_n\} \oplus L^{(k+R)} \{b_n\} &= L^X \{a_n\} \oplus \\ &L^Y \{b_n\}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$\left. \begin{aligned} L^X \{a_n\} \oplus L^Y \{b_n\} \text{的“1”与“0”相差} &= \\ \left\{ \begin{aligned} 1 + 2^{(n+1)/2}, & n = \text{odd} \\ 1 + 2^{(n+2)/2}, & n = \text{even} \end{aligned} \right. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

这很大,对长为 $n=511$ 的 Gold 序列此值为 33。

2 接收解扩与变形曲线形成原理

收端接收测量设备原理如图 3 所示。接收天线的方向图应与被测电力装备形状匹配,例如被测电力装备为高塔时天线的水平口径大,使其方向图在水平方向窄,垂直方向宽;相反被测电力装备为水坝时天线的垂直口径大,使其方向图在水平方向宽,垂直方向窄。接收的信号是一路射频载波与 $(n-1)$ 路调制了 PN 码的射频载波的总和。它们经低噪声放大后与收端本振信号 f_{LOR} 在收端信道混频器中混频。混频输出经宽带中频 f_{IF} 放大器 WBIFA 放大滤波后得到宽带中频信号。发端本振频率 f_{LOT} 与收端本振频率 f_{LOR} 的标称频率相同(同一批晶体产生的频率),实际频率有一些差异。这不影响测量结果,故假定 $f_{LOT} = f_{LOR}$ 。宽带中频信号并行送到 $(n-1)$ 路延迟锁定环路 $DLL_i (i=2, 3 \dots n)$ 和延迟锁定环路 DLL 外的一路窄带中频 f_{IF} 放大器 NBIFA,以提取 n 个中频载波 $C_1 \rightarrow C_n$ 。图 3 只画出了第 n 路延迟锁定环路 DLL_n ,其余各 DLL_i 除 PN 码产生器外与 DLL_n 相同。 DLL 的中,早,晚 3 路乘积解调器的解调信号是 PN 码产生器和两级移位寄存器产生的中,早,晚三个相位的 PN 码。解调输出送到中,早,晚 3 路窄带中频 f_{IF} 放大器 NBIFA 进行放大滤波。中路 NBIFA 的输出便是 DLL_n 提取出来的中频载波。早,晚两路 NBIFA 的输出经平方律检波器和相减器处理后形成 DLL 的跟踪误差信号,再经环路滤波器 $F(S)$ 和搜索锁定切换门加到 VCO,以产生收端 PN 码时钟 CL_r 。 CL_r 驱动 PN 产生器和移位寄存器,使 DLL 闭合。中路 NBIFA 的输出还送到电平检波器,然后到判决器进行判决。判决门限电平为 V_{th} 。判决器的判决输出在 DLL_n 锁定前为高电平 V_H ,锁定后为低电平 V_L 。由两个二极管构成的搜索锁定切换门的输出电平始终跟随电平高的那路输入端电平。环路滤波器 $F(S)$ 的输出 V_F 设计为: $V_H > V_F > V_L$ 。这样在 DLL_n 锁定前 VCO 输入为高电平 V_H , V_H 使 VCO 偏离中心频率, DLL 作滑动扫描搜索。在 DLL_n 锁定后 VCO 输入为 $F(S)$ 的

输出电平 V_F , 使 DLL 闭合跟踪。

由 $(n-1)$ 路延迟锁定环路 $DLL_i (i=2, 3 \cdots n)$ 和延迟锁定环路 DLL 外的一路窄带中频 f_{IF} 放大器 NBIFA 提取出来的 n 个中频载波 $C_1 \rightarrow C_n$ 送到鉴相器组。鉴相器组有 $(n-1)$ 个鉴相器, 分别测出第 i 个与第 $(i-1)$ 个中频载波之间的相位差 $\Delta\theta_i (i=2, 3 \cdots n)$ 度。变形曲线形成单元根据 $\Delta\theta_i (i=2, 3 \cdots n)$ 算出被测建筑物上第 i 点相对于第 $(i-1)$ 点的变形量 $\Delta L_i = \Delta\theta_i / 360 \times \lambda (i=2, 3 \cdots n)$, 其中 λ 是射频载波的波长; 从 ΔL_i 和 $\Delta H_i (i=2, 3 \cdots n)$ 便可算出变形曲线。

以下讨论几个实际工程问题: ①由于我们是测量 n 个中频载波 $C_1 \rightarrow C_n$ 的相对相位, 收发端本振信号的频差与漂移在相对相位测量中均被抵消故对测量结果无影响。②实际中 DLL 作成了小的电路模块。若不愿意用多个 DLL 模块, 可只作一个 DLL_n , 其余各路只作 PNG_{*i*}, 用 DLL_n 的 VCO 输出时钟驱动 PNG_{*i*}, 并用 PNG_{*n*} 的“全 1”脉冲对 PNG_{*i*} 复位。当然在发端也要用 PN_{*n*} 的“全 1”脉冲对 PN_{*2*} \rightarrow PN_{*n-1*} 复位。③最后, 设备安置好测量前要进行鉴相器组的初始化校准, 就是在被测电力装备未变形时, 调整鉴相器的移相器, 使 $\Delta\theta_i = 0 (i=2, 3 \cdots n)$ 。

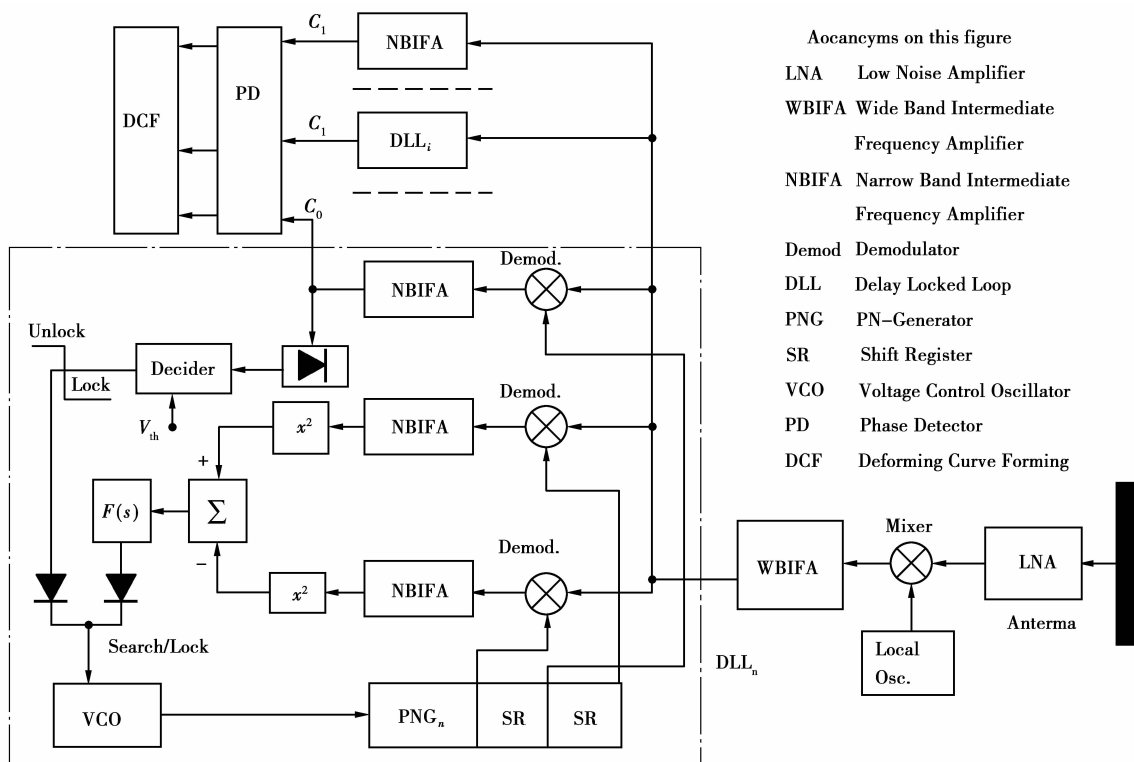


图 3 收端接收测量设备原理图

3 接收机仿真

上文所述技术的关键在于: 接收信号是多个信标机发出的混合信号。如何从接收混合信号中提取出各个信标机的载波, 并保持它们的相对相位不变^[13-15]。这里对提出的方法进行计算机数值仿真。设在图一所示杆塔上有 5 个信标机, 它们发射的载波为 $\cos(2\pi 100t)$, 在 16 阶 Walsh 码组中选 5 个 Walsh 码分别对 5 个信标机的载波进行调制。设由于杆塔变形, 在接收天线处载波之间产生了 30° 的相位差。现用计算机按上文所述方法, 看能否从接收

混合信号中分离出各信标机载波, 并保持接收天线处载波之间的相对相位。

用 Mathcad 软件仿真, 注意仿真文件中的“说明 1 \rightarrow 说明 4”。为了节约篇幅, 仿真文件未列出某些中间过程的波形、频谱及其解释。这并不会影响对仿真文件的阅读与理解。计算过程如下, 结果表明上文所述方法正确。

说明 1 16 阶 Walsh 函数产生如下(图 4)。

$$\varphi(t) = if(0 \leq t < 0.5, 1, -1),$$

$$a(t) = if(0 \leq t < 1, 1, 0),$$

$$\varphi_0(t) = \varphi(t)a(t),$$

$$\begin{aligned} \varphi_{01}(t) &= \sum_{i=0}^{10} \varphi^0(t-i), \\ n &= 2, \\ \varphi^n(t) &= \varphi_{01}(t \cdot 2^n) \cdot a(t), \\ \varphi^0(t) &= \varphi_{01}(t) a(t), \\ \varphi^1(t) &= \varphi_{01}(t \cdot 2^1) \cdot a(t), \\ \varphi^2(t) &= \varphi_{01}(t \cdot 2^2) \cdot a(t), \\ \varphi^3(t) &= \varphi_{01}(t \cdot 2^3) \cdot a(t), \\ w_0(t) &= 1, \\ w_1(t) &= \varphi^0(t), \\ w_2(t) &= \varphi^1(t), \\ w_3(t) &= \varphi^0(t) \varphi^1(t), \\ w_4(t) &= \varphi^2(t), \\ w_5(t) &= \varphi^0(t) \varphi^2(t), \\ w_6(t) &= \varphi^2(t) \varphi^1(t), \\ w_7(t) &= \varphi^0(t) \varphi^1(t) \varphi^2(t), \\ w_8(t) &= \varphi^3(t), \\ w_9(t) &= \varphi^0(t) \varphi^3(t), \\ w_{10}(t) &= \varphi^1(t) \varphi^3(t), \\ w_{11}(t) &= \varphi^0(t) \varphi^1(t) \varphi^3(t), \\ w_{12}(t) &= \varphi^2(t) \varphi^3(t), \\ w_{13}(t) &= \varphi^0(t) \varphi^2(t) \varphi^3(t), \\ w_{14}(t) &= \varphi^2(t) \varphi^1(t) \varphi^3(t), \\ w_{15}(t) &= \varphi^0(t) \varphi^1(t) \varphi^2(t) \varphi^3(t). \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta &= \frac{4}{2047}, \\ t_j &= j \cdot \Delta, \\ w_{1515}(t) &= \sum_{m=0}^3 w_{15}(t-m), \\ T_{15j} &= T_{15}(t_j), \\ w_{1515j} &= w_{1515}(t_j), \\ \text{chip 宽度} &= \frac{1}{16} \text{Sec 故每 chip 有 } 100 \cdot \frac{1}{16} \text{ 个载波.} \end{aligned}$$

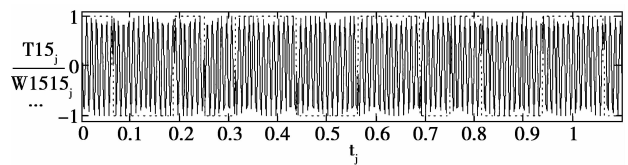


图 5 第 15 个信标的发射波形

说明 3 5 个信标总发射信号如下(图 6)。

$$\begin{aligned} S_1(t) &= \left(\sum_{m=0}^3 w_{15}(t-m) \right) \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot t + \frac{0\pi}{6}\right), \\ &+ \left(\sum_{m=0}^3 w_{14}(t-m) \right) \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot t + \frac{1 \cdot \pi}{6}\right), \\ S_2(t) &= \left(\sum_{m=0}^3 w_{13}(t-m) \right) \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot t + \frac{2\pi}{6}\right) + \\ &\left(\sum_{m=0}^3 w_{12}(t-m) \right) \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot t + \frac{3 \cdot \pi}{6}\right), \\ S_3(t) &= \left(\sum_{m=0}^3 w_{10}(t-m) \right) \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot t + \frac{4 \cdot \pi}{6}\right), \\ T(t) &= S_1(t) + S_2(t) + S_3(t), \\ T_j &= T(t_j). \end{aligned}$$

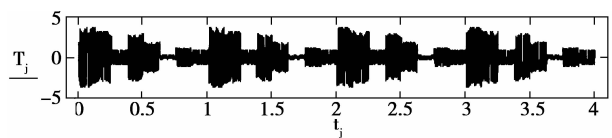


图 6 5 个信标的混合发射波形

说明 4 5 个本地解扩信号及“解扩-带通滤波输出”如下(图 7)。

本地解扩信号

$$\begin{aligned} L_3(t) &= \sum_{m=0}^3 w_{13}(t-m), \\ L_4(t) &= \sum_{m=0}^3 w_{12}(t-m), \\ L_5(t) &= \sum_{m=0}^3 w_{10}(t-m), \end{aligned}$$

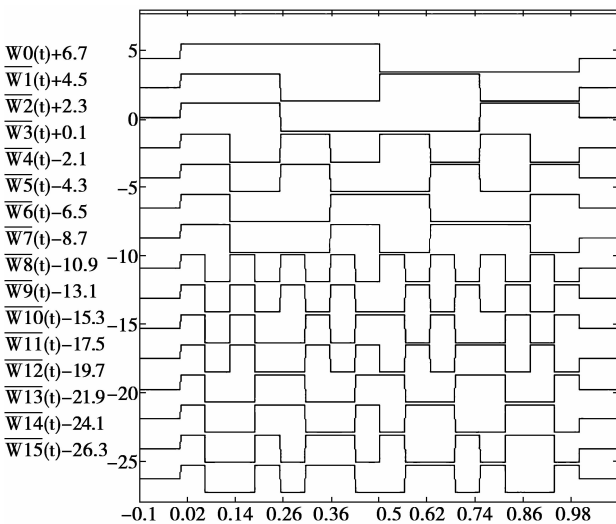


图 4 16 阶 Walsh 码波形

说明 2 15 号信标发射信号如下,其他信标类似(图 5)。

$$\begin{aligned} T_{15}(t) &= \left(\sum_{m=0}^3 w_{15}(t-m) \right) \cdot \cos(2\pi 100t), \\ j &= 0.2047, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
L1_j &= L1(t_j), \\
L2_j &= L2(t_j), \\
L3_j &= L3(t_j), \\
L4_j &= L4(t_j), \\
L5_j &= L5(t_j), \\
L3(t) &= \sum_{m=0}^3 \omega_{13}(t-m), \\
L4(t) &= \sum_{m=0}^3 \omega_{12}(t-m), \\
L5(t) &= \sum_{m=0}^3 \omega_{10}(t-m),
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
L1_j &= L1(t_j), \\
L2_j &= L2(t_j), \\
L3_j &= L3(t_j), \\
L4_j &= L4(t_j), \\
L5_j &= L5(t_j).
\end{aligned}$$

接收解扩输出

$$\begin{aligned}
RD1_j &= T_j \cdot L1_j, \\
RD2_j &= T_j \cdot L2_j, \\
RD3_j &= T_j \cdot L3_j, \\
RD4_j &= T_j \cdot L4_j, \\
RD5_j &= T_j \cdot L5_j,
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
FRD1 &= FFT(RD1), \\
FRD2 &= FFT(RD2), \\
FRD3 &= FFT(RD3), \\
FRD4 &= FFT(RD4), \\
FRD5 &= FFT(RD5).
\end{aligned}$$

带通滤波器

$$\begin{aligned}
BP(f) &= if(99.5 < f < 100.5, 1, 0), \\
k &= 0.1024, \\
f_k &= \frac{k}{4},
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
BP_k &= BP(f_k), \\
BPFRD1_k &= BP_k \cdot FRD1_k, \\
BPFRD2_k &= BP_k \cdot FRD2_k, \\
BPFRD4_k &= BP_k \cdot FRD4_k, \\
BPFRD3_k &= BP_k \cdot FRD3_k, \\
BPFRD5_k &= BP_k \cdot FRD5_k.
\end{aligned}$$

提取出的 5 个信标机载波。可保持了相对相位关系。

$$\begin{aligned}
o1 &= IFFT(BPFRD1), \\
o2 &= IFFT(BPFRD2), \\
o3 &= IFFT(BPFRD3), \\
o4 &= IFFT(BPFRD4), \\
o5 &= IFFT(BPFRD5).
\end{aligned}$$

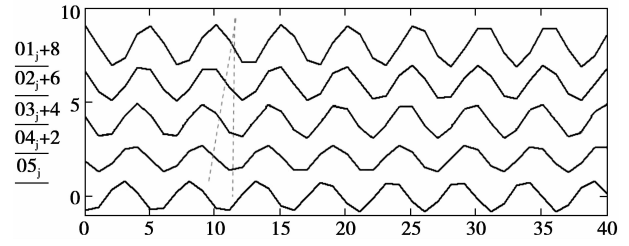


图 7 接收解扩后的波形

4 测量精度分析

测量方法产生的误差,主要是收端提取出来的载波不纯,信噪比低,相位噪声(抖动)大产生的误差。至于电路制作不好造成的误差取决于各自电路水平。笔者不讨论具体电路制作。本系统采用的电路都是电子行业普通电路:鉴相器、延迟锁定环、收发信机等。中等水平的电路对本系统而言都可视为理想电路。如鉴相器,商界 ROHS 系列就有百余种相位计。适合本系统的 GRF-8270H 时间相位计,时间精度达 1 ns,相对中频 1 MHz 正弦波相位为 $360^\circ \times 1 \text{ ns} / 1 \mu\text{s} = 0.36^\circ$,对载波频率 $f = 6 \text{ GHz}$ 时 $\lambda = c/f = 3 \times 10^8 / 6 \times 10^9 = 5 \text{ cm}$ 而言测量误差为 $5 \text{ cm} \times 0.36^\circ / 360^\circ = 0.05 \text{ mm}$ 。这在工程上可不计,鉴相器视为理想鉴相器。另外不难说明在收发双方都是不移动和高信噪比情况下,延迟锁定环电路也可视为理想的。

现计算收端提取出的载波相位抖动(信噪比低)产生的误差。设发端各信标机的发射功率 P_t ;发射天线增益为 G_t ;收端天线增益为 G_r ;收端天线有效孔径面积为 A_e ;收发天线之间的距离为 R ;载波波长为 $\lambda = 5 \text{ cm}$;则收端天线接收功率为

$$P_r = \frac{P_t G_t A_e}{4\pi R^2} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi R)^2}. \quad (9)$$

又设收端射频低噪声放大器的噪声系数为 F_n ;提取载波的末级滤波器(图 3 中的 NBIF)的噪声带宽为 B_n ,环境温度为 T ;波尔兹曼系数 $k = 1.38 \times 10^{-23}$;系统损耗与余量为 L ;则提取出来的载波信噪比 SNR 为

$$\text{SNR} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi R)^2 k T B_n F_n L}. \quad (10)$$

根据相干通信原理,提取载波的相位抖动的均方根值为

$$\bar{\theta}^2 = \frac{1}{\text{SNR}}, \quad (11)$$

$$\theta_e = \sqrt{\theta^2} = \sqrt{\frac{1}{\text{SNR}}} = \sqrt{\frac{(4\pi R)^2 k T B_n F_n L}{P_t G_t G_r \lambda^2}} \text{ (rad)}. \quad (12)$$

变形量误差的均方根为

$$\Delta L_e = \left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)\theta_e = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(4\pi R)^2 k T B_n F_n L}{P_t G_t G_r \lambda^2}}. \quad (13)$$

由此可见,只要你愿意无限制加大 P_t, G_t, G_r 或减小 R, B_n, F_n, L 可使 ΔL_e 任意小。但工程实际中这些参数有限制。

典型例子:测量系统参数如下: $P_t = 10 \text{ mW}, G_t = 10 \text{ dB}, G_r = 10 \text{ dB}, B_n = 100 \text{ kHz}, F_n = 6 \text{ dB}, L = 6 \text{ dB}, T = 300 \text{ K}$ 。则 $\theta_e = 0.013 \text{ rad} = 0.013 \times 360/2\pi = 0.745^\circ, \Delta L_e = 0.013 \times 0.05/2\pi = 1.04 \times 10^{-4} \text{ m} = 0.1 \text{ mm}$ 。

以上分析基于公知的信标方程。信标方程经近百年应用证明是准确的,无需再作实验验证。

5 结 论

提出一种基于伪随机码调制和延迟锁定环路的高大杆塔变形的无线电测量技术,包括原理、测量系统的设计和构成方法、变形曲线和计算、关键技术的解决方案与分析、接收系统的仿真。最后对系统误差、测量精度作了分析。仿真结果表明笔者提出的变形测量方法与关键技术的解决方案正确可行,测量误差与精度分析表明,用市场上能购买或为一般电子技术水平制作的电子元器件(如鉴相器,延迟锁定环路等)构成的变形测量系统能达到 $<1 \text{ mm}$ 的精度。

参考文献:

- [1] INAUDI D, VURPILLOT S, UDD E. Long gauge structure monitoring for civil structures [J]. SPIE, 1998, 3489: 93-100.
- [2] ROGERS A J. Distributed optical fiber sensor [J]. SPIE, 1991, 1511: 2-24.
- [3] 中国南方测绘公司. 实时动态双频 GPS (RTK) [EB/OL]. [2010-04-20]. <http://www.southsurvey.com/>.
- [4] ALKAN R M, KARAMAN H, SAHIN M. GPS, GALILEO and GLONASS satellite navigation systems & GPS modernization [C/OL] // Proceedings of 2nd International Conference on Recent Advances in Space Technologies, June 9-11, 2005: 390 - 394 [2005-10-03]. http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1512598.
- [5] 杨士中. 一种微位移测量系统: 中国, ZL2003 10113925.9 [P]. 2006-08-23.
- [6] 叶声华. 先进制造中的视觉测量 [M] // 中国科学技术前沿. 北京: 高等教育出版社, 2007.
- [7] LEE J S, MILLER L E. CDMA system engineering handbook [M]. Boston: Artech House Publishers, 1998.
- [8] HONG S E, YOON S Y, LEE H S, et al. Performance analysis of noncoherent delay-locked loop in multiple access interference [J]. IEICE TRANSACTIONS on Communications, 1995, E78-B (6): 935-941.
- [9] LEHNERT J S. An efficient technique for evaluating direct-sequence spread spectrum multiple access communication [J]. IEEE Transactions on Communications, 1989, 37(8): 851-858.
- [10] SKOLNIK M I. Radar handbook [M]. New York: McGraw-Hill, 1990.
- [11] SIMON M K, OMURA J K, SCHOLTZ R A, et al. Spread spectrum communications handbook [M]. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [12] TORRIERI D. Principles of spread-spectrum communication system [M]. Boston: Springer Science + Business Media Inc, 2005.
- [13] STUTZMAN W L, THIELE G A. Antenna theory and design [M]. 2nd ed. New York: John Wiley and Sons Inc, 2006.
- [14] MAKAROV S N. Antenna and EM modeling with MATLAB [M]. New York: John Wiley and Sons Inc, 2002.
- [15] JOHNSON R C. Antenna Engineering Handbook [M]. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1993.

(编辑 张小强)