

基于欠采样的激光测距数字鉴相方法

王心遥^{1,2}, 张珂殊¹

(1. 中国科学院光电研究院, 北京 100094; 2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要: 欠采样方法为实现全数字化接收、降低激光测距系统复杂性提供了有效途径。针对传统欠采样数字同步解调法引入干扰大的缺点, 为提高系统的测量精度, 提出了欠采样频域谱分析鉴相法。方法基于 Nyquist 采样谱分析鉴相思想, 通过对欠采样后搬移到低频的频谱成分进行分析获取相位信息实现鉴相, 在抵抗干扰方面具有较好的性能。在加入信噪比 40 dB、杂散频率、0.1 MHz 频率偏移、2 次谐波的综合影响因素后的仿真结果表明, 在 1 MHz 测距速率下, 欠采样谱分析鉴相法精度为 0.13°, 调制频率 80 MHz 时测距精度为 0.68 mm, 优于传统的欠采样数字同步解调法。因此, 欠采样谱分析法更适用于高速、高精度的数字化相位差测量, 提出的实现方案具有实际意义。

关键词: 激光测距; 相位测量; 欠采样; DFT; 信噪比

中图分类号: TN249 **文献标志码:** A **文章编号:** 1007-2276(2013)05-1330-08

Digital phase-shift measuring methods based on sub-sampling in laser range finder

Wang Xinyao^{1,2}, Zhang Keshu¹

(1. Academy of Opto-Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100094, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Sub-sampling technique provides a way of fulfilling fully digital measurement and simplifying the electronic system. In order to reduce the interference brought by sub-sampling and improve traditional sub-sampling digital synchronous demodulation method, the sub-sampling spectrum analysis method was introduced. This method was based on spectrum analysis method under Nyquist sampling, obtained the phase information from low frequency signal after sub-sampling and fulfilled a better performance of anti-jamming. Furthermore, measurement performances under the influence of various interferences were compared between these two methods based on simulation. Data shows that the accuracy of sub-sampling spectrum analysis method was 0.13° (0.68 mm at 80 MHz modulation frequency) with 1 MHz measuring speed, under the condition of SNR 40 dB, spurious frequency, frequency deviation 0.1 MHz and second harmonic, this method could performance better than the traditional one. Consequently, sub-sampling spectrum analysis method is applicable to high speed and high accuracy fully digital phase-shift measurement.

Key words: laser ranging; phase-shift measurement; sub-sampling; DFT; SNR

收稿日期: 2012-09-15; 修订日期: 2012-10-14

基金项目: 国家 863 计划(2008AA121304)

作者简介: 王心遥(1988-), 女, 硕士生, 主要从事相位式激光测距信号处理技术方面的研究。Email: wxyjhy@163.com

导师简介: 张珂殊(1972-), 男, 研究员, 主要从事激光探测技术、激光雷达设备等方面的研究。

0 引言

高效准确的相位式激光测量在中远距离、高精度激光遥感领域具有重要意义。相位式激光测量通过测量连续幅度调制后的发射信号与接收信号之间的相位差实现测距^[1]。目前相位式激光测距系统大都采用差频测相,即将发射信号和接

接收信号同时与本振信号混频,对输出的中频信号进行鉴相。但由于模拟器件的限制,极易导致信号的频率、相位等精细信息的丢失,而且如果信号频率较高,需要 ADC 器件具有很高的采样频率,后序处理的数据量也较大,使整个系统复杂化。利用欠采样技术可以降低对 ADC 器件的要求,大大减少数据处理量,减轻后面 DSP 的负担,加快数据处理速度。考虑到系统涉及的信号均为窄带信号,利用欠采样技术不会造成任何信息的损失^[2]。

欠采样技术在雷达信号测频领域有着广泛应用,但在相位式测距领域应用相对较少。1999 年以来,国外学者开始相关研究,提出了应用欠采样方法实现全数字化相位式激光测量系统^[3],并结合欠采样和双频调制的数字同步解调法实现了相位式激光测距原理样机^[4],鉴相精度为 0.21°。国内在此方面的研究较少,2003 年提出了采用欠采样数字同步解调法应用于软件接收机中实现的一种全数字化正交接收机的实现方法^[5],并有文章着重仿真对比了欠采样数字同步解调方法与 Nyquist 采样 FFT 数字鉴相法的性能^[6]。但是欠采样数字同步解调法存在引入各种干扰大的问题,直接限制了激光测量系统的精度。文中针对欠采样数字同步解调方法的缺点,提出欠采样谱分析鉴相法,仿真分析表明,文中提出的方法具有更好的鉴相性能。

1 欠采样数字同步解调鉴相

设激光发射信号为 $e(t)=A\cos(2\pi F_0 t)$,接收信号为 $r(t)=\alpha A\cos(2\pi F_0 t+\Delta\varphi)$ 。其中, α 为大气传输和电路影响产生的衰减系数,可认为是恒定值; $\Delta\varphi$ 为相移,包含所需要的距离信息。 $r(t)$ 在实际情况中通常会叠加噪声,频谱如图 1(a)所示。噪声的频率分布很宽,为防止欠采样后产生混叠,先要进行抗混叠滤波^[3]。滤波后的 $r(t)$ 信号进入 AD 器件,以频率

$F_e(F_e < F_0)$ 对信号进行欠采样得到的数字信号,采样使信号频谱以 F_e 周期性延拓,如图 1(b)所示。根据频谱周期规律可知,在频带 $[0, F_e/2]$ 内可以得到中心频率为 $F_{alias}=F_0-nF_e$ 的成分,与采样前的频谱完全一样。

传统的欠采样同步解调法将采样后的 $r(t)$ 与两路参考信号 $\sin(2\pi F_{alias} t)$ 和 $\cos(2\pi F_{alias} t)$ 采样后的序列相乘得到 $I(n)$ 和 $Q(n)$,相乘后数字滤波,得到图 1(c)的频谱图。取 $F_{alias}=F_e/4$ 则两路参考信号的取值范围变为 $[-1, 0, 1]$,简化混频过程。得到相移计算公式, n 取奇数时:

$$\Delta\varphi = \arctan \left[-\frac{I(n)}{Q(n+1)} \right] \quad (1)$$

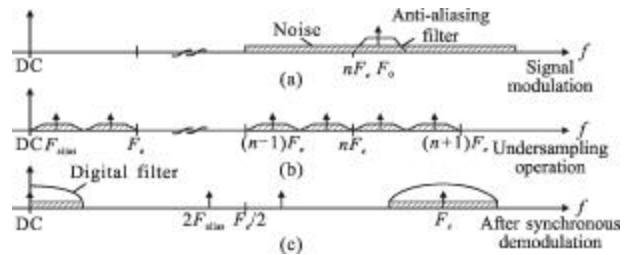


图 1 欠采样数字同步解调频域示意图^[3]

Fig.1 Sketch map of under-sampling digital synchronous method in frequency domain

2 谱分析鉴相法

2.1 Nyquist 采样谱分析鉴相法

傅里叶变换将离散序列从时域变换到频域,谱线结果中含有相位信息。Nyquist 采样谱分析鉴相法的具体过程如图 2 所示:对采样后的两路信号分别进

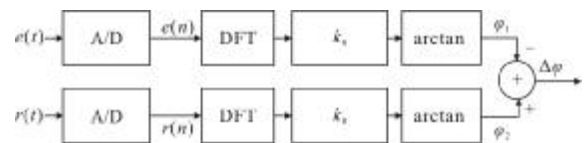


图 2 频域数字鉴相法原理图

Fig.2 Principle of frequency domain digital measuring method

行傅里叶变换,选取峰值谱线求反正切,计算两路信号初相位获得相位差。发射信号 $e(t)=A\cos(2\pi F_0 t+\varphi_1)$,接收信号 $r(t)=\alpha A\cos(2\pi F_0 t+\varphi_2)$,其中, A 为信号幅度, F_0 为信号调制频率, α 为由大气传输和电路影响产生的衰减系数, φ_1 、 φ_2 分别为发射信号和接收信号的相位, $\Delta\varphi$ 为相移包含所需要的距离信息, T 为信号周期,采样频率 $F_s=1/T$ 。对发射信号与接收信号采样, N 为

一个周期内的采样点数($N>1$), T/N 为采样间隔。

采样后信号的离散傅里叶变换(DFT)为:

$$E(k) = \sum_{n=0}^{N-1} e(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} nk} = \frac{A}{2} e^{j\varphi_1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} n(F_0 T - k)} + \frac{A}{2} e^{-j\varphi_1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j \frac{2\pi}{N} n(F_0 T + k)} \quad (2)$$

实数序列频谱对称分布, 现只分析 $k < N/2$ 的部分

$$E(k) = \frac{A}{2} e^{j\varphi_1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} n(F_0 T - k)} = \frac{A}{2} e^{j\varphi_1} \cdot \frac{1 - e^{j2\pi n(F_0 T - k)}}{1 - e^{j \frac{2\pi}{N} n(F_0 T - k)}} = \frac{A}{2} e^{j[\varphi_1 + \frac{N-1}{N} \pi(F_0 T - k)]} \cdot \frac{\sin[\pi(F_0 T - k)]}{\sin[\pi(F_0 T - k)/N]} \quad (3)$$

各谱线的相位为:

$$\varphi_{k0} = \varphi_1 + \frac{N-1}{N} \pi(F_0 T - k) \quad (4)$$

对于单一频率的实数序列的傅里叶变换, 离散谱上会出现两条对称谱线, 谱线位置分别为 k_0 和 $N - k_0$, 关于 $F_s/2$ 对应谱线位置对称。频率分辨率 $\Delta F = F_s/N$, 时间分辨率 $\Delta T = T/N = 1/F_s$, 则无频率偏离时幅度谱最大值位置为^[7]:

$$k_0 = \frac{F_0}{\Delta F} = \frac{NF_0}{F_s} = F_s T \quad (5)$$

因此, k_0 谱线处的相位 $\varphi_{k0} = \varphi_1$, 即为所求发射信号的初始相位, 可根据谱线的实部(Re)和虚部(Im)求出发射信号的相位:

$$\varphi_1 = \arctan\left(\frac{\text{Im}(E(k_0))}{\text{Re}(E(k_0))}\right) \quad (6)$$

同理对接收信号做 DFT 得到 $R(k)$, 既而求得 φ_2 。则发射信号和接收信号的相位差为:

$$\Delta\varphi = \arctan\left(\frac{\text{Im}(R(k_0))}{\text{Re}(R(k_0))}\right) - \arctan\left(\frac{\text{Im}(E(k_0))}{\text{Re}(E(k_0))}\right) \quad (7)$$

Nyquist 谱分析鉴相法通过 DFT 变换可以只提取基波参数, 抗频谱偏移能力较强^[7-8]; 谐波的存在不影响基波成分, 相对于数字同步解调法, 谐波的存在对谱分析鉴相法测量影响更小; 对于噪声干扰, 只有当噪声或者杂散频率成分接近基波的频率分量时才会影响到基波的相位。在无频谱泄漏时, Nyquist 谱分析鉴相法的鉴相方差达到 Cramer-Rao 下限, 在单纯噪声影响下鉴相精度较高。所以, 应用谱分析鉴相法测量相位差在抑制频率偏移、白噪声、杂散频率和谐波干扰方面较数字同步解调法具有更大的优势^[9]。

2.2 欠采样谱分析鉴相法

由图 1 可知欠采样所引入的干扰是造成系统测

量误差的主要原因。由 2.1 节分析可知, 在 Nyquist 采样下, 谱分析法的鉴相的抗干扰性能好于数字同步解调法。因此, 为减少各种干扰的影响, 提高系统测量精度, 考虑以欠采样谱分析鉴相法作为对欠采样数字同步解调法进行改进。

若以 $F_e < F_0$ 对信号进行欠采样, 频率分辨率变小, 不能分辨出原始信号的频率, 完全照搬 Nyquist 采样谱分析法不能得到所要求的谱线位置计算相位。从图 1 分析可知, 欠采样后的信号是将原来的信号搬到频带 $[0, F_e/2]$ 内, 中心频率 $F_{\text{alias}} = F_0 - nF_e$ 。在频谱搬移过程中信号频率改变, 但相位信息不改变, 故可通过分析频率在 F_{alias} 处的信号相位间接得到原始信号的相位。

同样以发射信号为例, 设 N_e 为所取的序列长度, $F_e = 4F_0/(4m+1)$, m 为正整数。采样得离散序列 $e_e[n] = A \cos(2\pi F_0 n/F_e + \varphi_1)$, n 从 0 到 $N_e - 1$, T_e 为周期。为和 Nyquist 采样得到相同数据, 取 $N_e = N(N_e = T_e F_e, N = T F_s)$ 。若窗函数为 $w(n)$, $W(\omega)$ 为 $w(n)$ 的频谱。数据加窗后做 DFT:

$$E_e(k) = \sum_{n=0}^{N_e-1} w(n) e_e(n) e^{-j \frac{2\pi}{N_e} nk} = \frac{A}{2} W\left[\frac{2\pi}{N_e}(F_0 T_e - k)\right] e^{j\varphi_1} + \frac{A}{2} W\left[\frac{2\pi}{N_e}(F_0 T_e + k)\right] e^{-j\varphi_1} \quad (8)$$

由上式可知, 当 $k_e = F_0 T_e$ 时谱线可取最大值。但 $T_e F_e = N_e = N = T F_s$, 故 $T_e = T F_s / F_e = (4m+1)T/4$, 所以 $k_e = F_0 T_e > N$ 。若想要 k_e 在 $[0, N_e - 1]$ 范围内, 且使频谱取得最大值, 利用频谱周期性, 可取 $k_e = F_0 T_e - MN_e$, 其中 M 为使得减法运算后, k_e 在 $[0, N_e - 1]$ 内的最大正整数。所以, 此时所要选取的谱线为:

$$k_e = F_0 T_e - MN_e = \frac{N_e(F_0 - MF_e)}{F_e} = \frac{N_e F_{\text{alias}}}{F_e} \quad (9)$$

式中: $F_{\text{alias}} = F_0 - MF_e$, 即为频率搬移后距离零频最近频谱的中心频率。因此, k_e 谱线处的相位就为所求发射信号的初始相位:

$$\varphi_1 = \arctan\left(\frac{\text{Im}(E_e(k_e))}{\text{Re}(E_e(k_e))}\right) \quad (10)$$

同理对接收信号做 DFT 得到 $R(k)$, 求得 φ_2 。则发射信号和接收信号的相位差为:

$$\Delta\varphi = \arctan\left(\frac{\text{Im}(R_e(k_e))}{\text{Re}(R_e(k_e))}\right) - \arctan\left(\frac{\text{Im}(E_e(k_e))}{\text{Re}(E_e(k_e))}\right) \quad (11)$$

由上述分析得欠采样谱分析法鉴相的具体方法: 先对采样后的发射序列和接收序列分别做 DFT;

变换后再分别选择其幅度谱的第 k_e 根谱线, 计算各自初相位, 得到相位差。这样, 就实现了欠采样谱分析鉴相。以下讨论各种影响下该方法的性能。

2.2.1 白噪声及杂散频率

白噪声及杂散频率是影响信号信噪比的主要因素。设高斯白噪声 $g(n)$ 为均值为 0, 方差为 σ_g^2 的随机变量。掺杂噪声后的接收信号表示为 $r_g(n)=r(n)+g(n)$ 。

若采用欠采样数字同步解调法, 将接收信号分别与两路参考信号相乘:

$$\begin{aligned} I_r(n) &= r(n)\sin\left(\frac{\pi}{2}n\right) + g(n)\sin\left(\frac{\pi}{2}n\right) \\ Q_r(n) &= r(n)\cos\left(\frac{\pi}{2}n\right) + g(n)\cos\left(\frac{\pi}{2}n\right) \end{aligned} \quad (12)$$

两路信号的鉴相方差为:

$$\sigma_{I_r}^2 = \sigma_{Q_r}^2 = \sigma_g^2 \quad (13)$$

由公式(1)得 $\Delta\varphi$ 的鉴相方差为^[10]:

$$\sigma_\varphi^2 = \left| \frac{\partial\varphi}{\partial I_r} \right|^2 \sigma_{I_r}^2 + \left| \frac{\partial\varphi}{\partial Q_r} \right|^2 \sigma_{Q_r}^2 = \frac{\sigma_g^2}{\alpha^2 A^2} \quad (14)$$

若采用欠采样谱分析法鉴相, 白噪声的 DFT 可视为若干随机变量的线性组合, 所以噪声序列的 DFT 系数仍为随机序列。

$$G(k_0) = \sum_{n=0}^{N-1} g(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}nk_0} = A_0 e^{j\phi_0} \quad (15)$$

A_0, ϕ_0 分别 $G(k_0)$ 的幅度和相位。 $G(k_0)$ 为 $g(n)$ 的线性变换, 所以 $G(k_0)$ 也是高斯分布的随机变量, 其均值为 0, 方差为 σ_g^2 。类比相关文献分析, N 为 DFT 运算点数, 则欠采样谱分析法的鉴相方差为^[4,8]:

$$\sigma_{\varphi\text{DFT}}^2 = \frac{2\sigma_g^2}{N\text{sinc}(\delta)\alpha^2 A^2} \quad (16)$$

比较两中方法的鉴相方差可知, DFT 点数 N 通常大于 2, 则即使是在无偏情况下, $\sigma_\varphi^2 > \sigma_{\varphi\text{DFT}}^2$ 。故在高斯白噪声的影响下, 欠采样谱分析法的鉴相性能好于欠采样数字同步解调法。

杂散频率的分析与白噪声类似, 可以得到相同的结论。从总体上理解, 欠采样谱分析法只取低频部分频谱的某一根谱线进行分析, 只有白噪声中频率为 F_{alias} 的部分和频率为 F_{alias} 的杂散频率会对鉴相过程构成影响, 其他成分的影响均可以忽略。因此, 在抵抗白噪声及杂散频率干扰方面, 欠采样谱分析法理论上具有较好的性能。

2.2.2 频 偏

若采用欠采样数字同步解调法, 如果接收信号存在频偏 $\delta_f=(F'-F_0)/F_e, F'$ 为偏移后的调制频率, 则:

$$r_f(n) = \alpha A \cos\left(2\pi \cdot \left(\frac{F_0}{F_e} + \delta_f\right) \cdot n + \Delta\varphi\right) \quad (17)$$

与两路参考信号相乘计算反正切得到鉴相偏差:

$$\varphi_b = 2\pi n \delta_f \quad (18)$$

可见这种情况下鉴相偏差与频率偏移量成正比。

若采用欠采样谱分析鉴相法, 设 $W(\omega)$ 为 $w(n)$ 的频谱。 $w(n)$ 具有偶对称性, $W_g(\omega)$ 是 $W(\omega)$ 的幅度函数, 则 $W(\omega)$ 可表示为:

$$W(\omega) = W_g(\omega) e^{-j\frac{N_e-1}{2}\omega} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} E_e(k) &= \frac{A}{2} W_g\left[\frac{2\pi}{N_e}(F_0 T_e - k)\right] e^{j\left(\varphi_1 - \frac{N_e-1}{N_e}(F_0 T_e - k)\pi\right)} + \\ &\frac{A}{2} W_g\left[\frac{2\pi}{N_e}(F_0 T_e - k)\right] e^{-j\left(\varphi_1 - \frac{N_e-1}{N_e}(F_0 T_e + k)\pi\right)} \end{aligned} \quad (20)$$

令归一化频率偏移量 $\delta'_f = F_0 T_e - MN_e - k_e, |\delta'_f| \leq 0.5$ 。由 $2\pi\delta'_f/N_e \ll 1$ 且 $k_e + F_0 T_e - MN_e \gg \delta'_f$, 故 $W_g[2\pi(F_0 T_e + k_e)/N_e] \ll W_g[2\pi\delta'_f/N_e]$, 主谱线近似为:

$$\begin{aligned} E_e(k) &\approx \frac{A}{2} W_g\left[\frac{2\delta'_f \pi}{N_e}\right] \cdot \\ &e^{j\left(\varphi_1 + \frac{N_e-1}{N_e}\delta'_f \pi - \frac{W_g[2\pi(F_0 T_e + k_e)/N_e]}{W_g[2\pi\delta'_f/N_e]}\sin(2\varphi_1 + \frac{N_e-1}{N_e}2\pi F_0 T_e)\right)} \end{aligned} \quad (21)$$

将公式(21)仅对幅度作近似表达。因此求得 $e(t)$ 的相位为:

$$\begin{aligned} \varphi_e &= \varphi_1 + \frac{N_e-1}{N_e}\delta'_f \pi - \frac{W_g[2\pi(F_0 T_e + k_e)/N_e]}{W_g[2\pi\delta'_f/N_e]} \times \\ &\sin\left(2\varphi_1 + \frac{N_e-1}{N_e}2\pi F_0 T_e\right) \end{aligned} \quad (22)$$

同理可求得 $r(t)$ 相位, 则鉴相结果为:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi &= \varphi_2 - \varphi_1 + \frac{W_g[2\pi(F_0 T_e + k_e)/N_e]}{W_g[2\pi\delta'_f/N_e]} \times \\ &\left[\sin\left(2\varphi_1 + \frac{N_e-1}{N_e}2\pi F_0 T_e\right) - \sin\left(2\varphi_2 + \frac{N_e-1}{N_e}2\pi F_0 T_e\right)\right] \end{aligned} \quad (23)$$

由 $W_g[2\pi(F_0 T_e + k_e)/N_e] \ll W_g[2\pi\delta'_f/N_e]$, 则 $\Delta\varphi \approx \varphi_2 - \varphi_1$ 。当发生频谱泄漏时, 除某些特殊相位, 采用谱分析鉴相法只能近似求得接收信号和发射信号的相位差, 鉴相偏差为:

$$\begin{aligned} \varphi_b &= \frac{W_g[2\pi(F_0 T_e + k_e)/N_e]}{W_g[2\pi\delta'_f/N_e]} \times \\ &\left[\sin\left(2\varphi_1 + \frac{N_e-1}{N_e}2\pi F_0 T_e\right) - \sin\left(2\varphi_2 + \frac{N_e-1}{N_e}2\pi F_0 T_e\right)\right] \end{aligned} \quad (24)$$

根据归一化频率偏移量的定义, $F_0 T_e - MN_e = \delta'_f + k_e$,

该偏差可重新表示为:

$$\varphi_b = 2 \frac{W_g[2\pi(F_0 T_e + k_e)/N_e]}{W_g[2\pi\delta_f'/N_e]} \sin(\varphi_1 - \varphi_2) \times \sin\left(\varphi_1 + \varphi_2 + \frac{N_e - 1}{N_e} 2\pi\delta_f' - \frac{2\pi k_e}{N_e}\right) \quad (25)$$

由此可见,鉴相偏差与窗函数、初相位、信号频率、采样频率、数据长度等相关。鉴相偏差受到接收信号和发射信号的相位调制。当采用矩形窗幅度函数为 $\sin(\omega N_e/2)/\sin(\omega/2)$, 此时鉴相偏差为:

$$\varphi_{br} = 2 \frac{\sin(\pi\delta_f'/N_e)}{\sin[(2k_e + \delta_f')\pi/N_e]} \sin(\varphi_1 - \varphi_2) \times \sin\left(\varphi_1 + \varphi_2 + \frac{N_e - 1}{N_e} 2\pi\delta_f' - \frac{2\pi k_e}{N_e}\right) \quad (26)$$

比较两种方法的鉴相偏差可知,在相同频偏影响下,欠采样谱分析法的鉴相偏差更小,性能优于欠采样数字同步解调法。

2.2.3 谐波

如果接收信号收谐波干扰,设谐波信号为 $s_{hm}(n) = A_{hm} \cos(2\pi n F_0 \times hm \times T/N + \theta_h)$, $n=2, 3, \dots$, 接收信号变为 $r_h(n) = r(n) + s_{hm}(n)$ 。

若采用数字同步解调法鉴相,将 $r_h(n)$ 分别与两路参考信号相乘,得到结果:

$$I(n)r_h(n) = \frac{1}{2} \alpha A \{ \sin(\Delta\varphi)(-1)^n - \sin(\Delta\varphi) \} + \frac{1}{2} A_{hm} \{ \sin(\varphi_h)(-1)^{\frac{n(hm+1)}{2}} - \sin(\varphi_h)(-1)^{\frac{n(hm+1)}{2}} \}$$

$$Q(n)r_h(n) = \frac{1}{2} \alpha A \{ \cos(\Delta\varphi)(-1)^n + \cos(\Delta\varphi) \} + \frac{1}{2} A_{hm} \{ \cos(\varphi_h)(-1)^{\frac{n(hm+1)}{2}} + \cos(\varphi_h)(-1)^{\frac{n(hm+1)}{2}} \} \quad (27)$$

带入公式计算角度, n 取奇数, 所计算角度为:

$$\Delta\varphi_h = \arctan \left(\frac{\alpha A \sin(\Delta\varphi) + A_{hm} \sin(\theta_h)(-1)^{\frac{n(hm+1)}{2}}}{\alpha A \cos(\Delta\varphi) + A_{hm} \cos(\theta_h)(-1)^{\frac{n(hm+1)}{2}}} \right) \quad (28)$$

可见在存在谐波影响的情况下,鉴相结果受谐波次数和相位影响。

若采用欠采样谱分析法鉴相,若信号中含谐波成分 $x F_0$, x 为大于 2 的正整数,按照公式计算谐波对应的谱线位置为 $k = x F_0 T_e - M N_e$ 。由于 $0 < F_0 T_e - M N_e < N_e$, 则 $F_0 T_e > M N_e \geq N_e$, 又 $x > 2$, 所以 $k > N'$, 加窗之后其影响可以忽略。

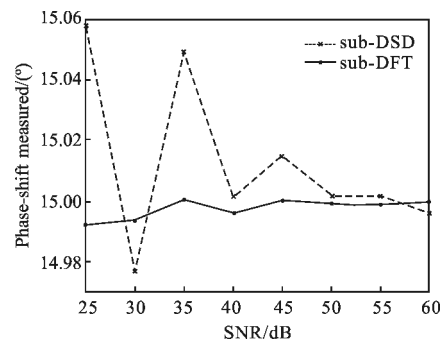
所以,理论上在抵抗谐波干扰方面欠采样谱分析法具有较好的性能。

3 仿真结果与分析

为验证两种方法在各种影响因素下的性能,在 MATLAB 中设计仿真方案。设置发射信号信噪比 50 dB, 调制频率 80 MHz, 采样频率 64 MHz, 每 64 点进行一次鉴相, 所以测量速率为 1 MHz。为简便起见,图中以 sub-DSD 代表欠采样数字同步解调鉴相法 (sub-sampling Digital Synchronous Demodulation), 以 sub-DFT 代表欠采样谱分析鉴相法。

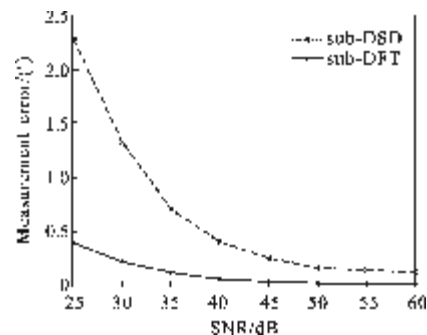
3.1 白噪声影响下鉴相性能分析

设接收信号信噪比在 25~60 dB 间每隔 5 dB 变化,发射信号与接收信号之间相位差为 15° , 在不同信噪比下做 1000 次蒙特卡罗仿真, 进行统计分析, 结果如图 3 所示。



(a) 鉴相均值

(a) Mean value of phase-shift measurement



(b) 鉴相误差

(b) Error of phase-shift measurement

图 3 不同 SNR 两种方法的鉴相性能

Fig.3 Measurement performance with different SNR

从图中可以看出,两种方法的测量均值都随信噪比增加逐渐接近于真实相位差,采用欠采样谱分析鉴相法的测量均值更接近于真实相位差。在信噪比较低的情况下,欠采样谱分析鉴相法的测量误差

远低于欠采样数字同步解调法；随着信噪比逐渐增高,两种方法的鉴相性能越来越接近。信噪比大于 35 dB 时, 欠采样谱分析鉴相法的鉴相误差小于 0.2°。进一步与 Cramer-Rao 下限比较, 由鉴相的 Cramer-Rao 下限^[9]:

$$\sigma_{\Delta\varphi-CR}^2 \geq \frac{1}{N} \left(\frac{1}{SNR_1} + \frac{1}{SNR_2} \right) \quad (29)$$

式中:SNR₁ 与 SNR₂ 分别为发射信号和接收信号的信噪比;N 为参与运算的数据数。

由图 4 可见, 欠采样谱分析鉴相的测量误差达到了 Cramer-Rao 下限。在单纯噪声影响情况下, 欠采样谱分析鉴相法具有很高的鉴相精度。

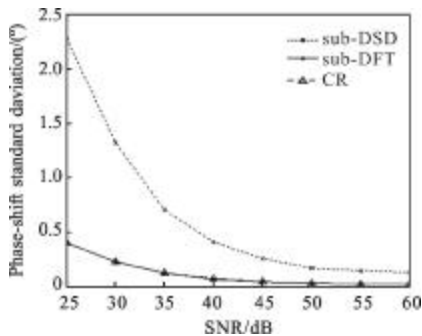


图 4 鉴相误差与 Cramer-Rao 下限比较

Fig.4 Comparison of measurement performance with CRLB

3.2 杂散频率引起的鉴相误差分析

一般杂散信号幅值远小于发射信号和接收信号幅值, 设杂散信号 $s_{sp}[n]=A_{sp}\cos(2\pi nF_{sp}/F_e+\varphi_{sp})$, F_{sp} 为杂散频率, φ_{sp} 为杂散信号初相。对发射信号和接收信号添加不同频率的杂散信号, 其功率是发射信号的 1/100, 初相为 0, 鉴相偏差(绝对值)随杂散频率的变化情况如图 5 所示。由于欠采样数字同步解调法和欠采样谱分析鉴相法都是采样后在低频域运算, 故分析杂散频率影响主要为 F_{alias} 附近频率的影响。

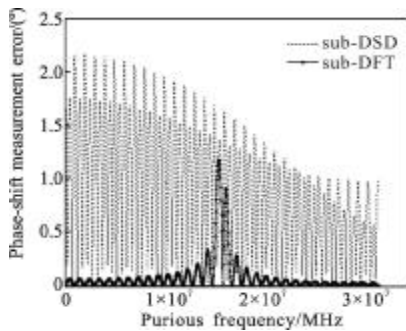


图 5 杂散频率引起的鉴相偏差

Fig.5 Error of phase-shift measurement with spurious frequency

从图 5 中看出, 欠采样数字同步解调法受杂散频率影响较大, 影响随噪声频率波动。欠采样谱分析鉴相法仅在杂散频率在中心频率 16MHz 附近时, 鉴相误差较大, 远离中心频率则鉴相误差成振荡衰减。总体上, 欠采样谱分析鉴相法具有更强的抑制杂散频率的能力。

3.3 频率偏移影响下鉴相性能分析

在实际系统中, 频率源很难产生完全稳定、单一的频率, 频率稳定性和频谱纯度将直接影响鉴相精度。在频率偏移的影响下, 鉴相误差与信号的相位差相关。设置发射信号初相为零, 接收信号初相在 $[0, \pi]$ 之间变化, 在不同相位差下, 鉴相偏差如图 6~图 9 所示。

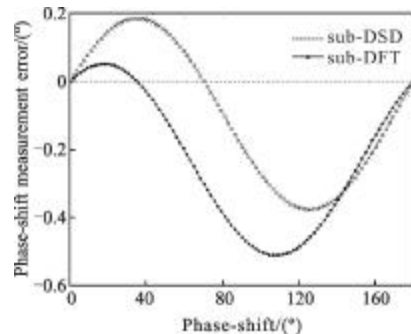


图 6 79.9 MHz 时相位差变化引起的鉴相误差

Fig.6 Error of measurement with different phase-shift at 79.9 MHz

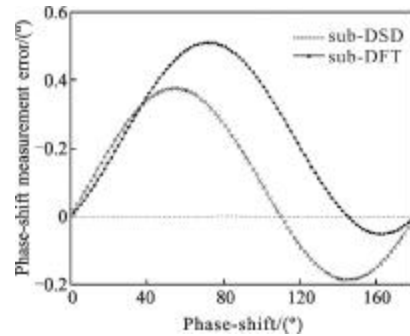


图 7 80.1 MHz 时相位差变化引起的鉴相误差

Fig.7 Error of measurement with different phase-shift at 80.1 MHz

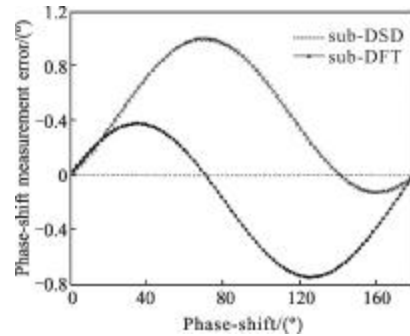


图 8 79.8 MHz 时相位差变化引起的鉴相误差

Fig.8 Error of measurement with different phase-shift at 79.8 MHz

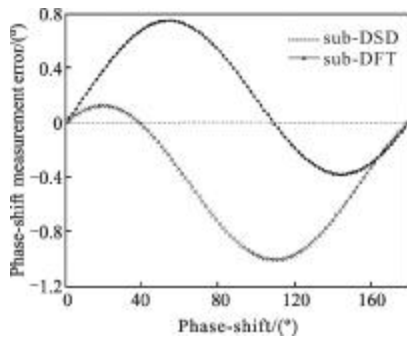


图 9 80.2 MHz 时相位差变化引起的鉴相误差

Fig.9 Error of measurement with different phase-shift at 80.2 MHz

从图 6~图 9 中可以看出,在频率偏移 ± 0.1 MHz 和 ± 0.2 MHz 时,鉴相偏差随相位差呈现类似正弦波动,在不同频率偏移下出现最大偏差的相位差值并不一样。在频率偏移 ± 0.1 MHz 时,欠采样谱分析鉴相的最大偏差较大;在频率偏移 ± 0.2 MHz 时,欠采样数字同步解调法最大偏差较大,两种方法优劣随频率偏移不同而不同。

设定两路信号相位差为 15° ,考虑频率偏移对鉴相误差的影响,设测量频率在 $79\sim 81$ MHz 之间以 0.004 MHz 等间隔变化,在每个频率下统计分析鉴相误差。

从图 10 中可以看出,两种方法的鉴相误差随频率偏移的变化波动增加。偏离中心频率越远,鉴相误差越大。欠采样谱分析鉴相的波动主瓣小于数字同步解调法,在固定相位差下,欠采样谱分析鉴相抵抗频率偏移能力更强。

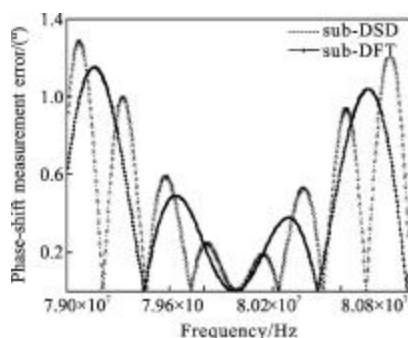


图 10 固定相位差下频率偏移变化引起的鉴相偏差

Fig.10 Error of measurement with frequency deviations under certain phase-shift

3.4 谐波引起的鉴相误差分析

考虑谐波干扰对鉴相性能的影响,可通过对发射、接收信号添加不同次的谐波信号。谐波干扰信号为 $S_{hm}(n) = A_{hm} \cos(2\pi n F_0 \times hm / F_e + \theta_h)$, $hm = 2, 3, \dots, 8$,谐波干扰信号功率是发射信号功率的 $1/100$,谐波次数与鉴相偏差(绝对值)的关系如图 11 所示。

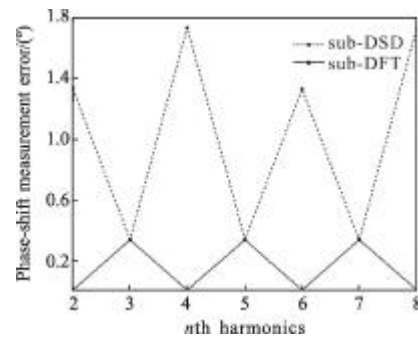


图 11 谐波引起的鉴相偏差

Fig.11 Error of phase-shift measurement with harmonic

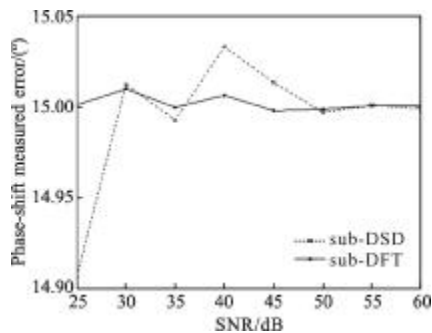
从图 11 中可以看出,在不同次谐波干扰下,欠采样谱分析鉴相法的鉴相误差均小于等于欠采样数字同步解调法,欠采样谱分析鉴相法更能抵抗谐波干扰。

3.5 综合因素影响下鉴相性能分析

为研究适用于实际测量系统的鉴相方法,应综合考虑噪声、频率偏移、杂散频率和谐波的影响,分析两种鉴相方法所能达到的精度。设定相移 15° ;发射信号信噪比 50 dB,接收信号的信噪比在 $25\sim 60$ dB 间每隔 5 dB 变化;调制频率偏移 0.1 MHz, $F_0 = 80.1$ MHz;杂散信号频率 $F_p = 8$ MHz;存在 2 次谐波干扰。测量速率 1 MHz,采样率 $F_s = 64$ MHz,每 64 个点进行一次鉴相,在不同的测量信噪比下进行 1000 次蒙特卡罗仿真并统计分析,结果如图 12 所示。

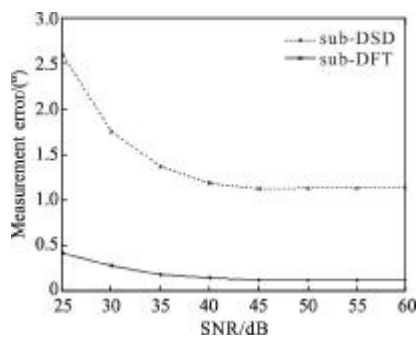
从图 12 中可以看出,随着信噪比的增大,两种方法的鉴相性能逐渐提高。在信噪比大于 40 dB 时,欠采样数字同步解调法的鉴相精度约为 1.195° ,鉴相误差约为 1.195° ;欠采样谱分析鉴相法的鉴相精度约为 0.133° ,误差约为 0.133° 。由此,调制频率为 80 MHz 时,欠采样谱分析鉴相法的测距精度为 0.68 mm,而欠采样数字同步解调法的测距误差大于 6.2 mm。由此可知,欠采样谱分析鉴相法在多种因素影响下仍能保持良好的鉴相性能,实现无偏的相位差测量,在

高速、高精度的相位式激光测距系统中具有很高的实用意义。



(a) 鉴相均值

(a) Mean value of phase-shift measurement



(b) 鉴相误差

(b) Error of phase-shift measurement

图 12 多种干扰因素下两种方法的鉴相性能

Fig.12 Measurement performance with various interferences

4 结 论

文中首先介绍了欠采样数字同步解调法,针对此方法引入干扰大的缺点并提出了一种改进方法。改进方法通过对欠采样后的正弦信号作 DFT 变换,对搬移后的低频信号进行谱分析获得信号相位,实现数字鉴相。仿真表明,改进方法在抵抗干扰方面具有较好的性能。在仅存在噪声干扰的情况下,改进方法的鉴相性能达到 Cramer-Rao 下限。数据表明在信噪比 40 dB、频率偏移 0.1 MHz、考虑杂散频率和谐波的影响下,欠采样谱分析鉴相法在 1 MHz 测量速率下仍能达到亚毫米的测距精度(80 MHz 调制频率),优于欠采样数字同步解调法,具有实际应用的意义。

参考文献:

[1] Zhang Ting, Zhang Keshu. Study of phase-shift laser measuring based on Matlab[J]. Laser & Infrared, 2010, 40(1): 22-27. (in Chinese)

张婷, 张珂殊. 基于 Matlab 的相位式激光测距系统研究[J]. 激光与红外, 2010, 40(1): 22-27.

- [2] Du Baisheng. Frequency estimation and signal processing with sub-Nyquist sampling [D]. Xi'an: Xidian University, 2009. (in Chinese)
都佰胜. 欠采样测频与信号处理技术[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2009.
- [3] Stephane Poujouly, Bernard Journet, Dominique Miller. Laser range finder based on fully digital phase-shift measurement [C]//Instrumentation and Measurement Technology Conference, Proceedings of the 16th IEEE, 1999, 3: 1773-1776.
- [4] Poujouly S, Journet B. A twofold modulation frequency laser range finder [J]. Journal of Optics a-Pure and Applied Optics, 2002, 4(6): S356-S363.
- [5] Wang Lei. The implementation of a full digital quadrature receiver[J]. Guidance & Fuze, 2003, 24(2): 31-35. (in Chinese)
王磊. 一种全数字化正交接收机的实现方法[J]. 制导与引信, 2003, 24(2): 31-35.
- [6] Sun Maoheng, Zhao Wen. Precision improvement of undersampling theory using phasic laser rangefinder[J]. Infrared and Laser Engineering, 2009, 38(1): 70-73. (in Chinese)
孙懋珩, 赵雯. 应用欠采样原理提高相位式激光测距精度[J]. 红外与激光工程, 2009, 38(1): 70-73.
- [7] Xie Lei, Li Ji, Chen Jiexiang, et al. Realization of digital phase detector based on FFT algorithm in laser distance measurement system [J]. Chinese Journal of Quantum Electronics, 2003, 20(1): 85-89. (in Chinese)
谢蕾, 李季, 陈结祥, 等. 基于 FFT 的激光测距数字相位计的实现[J]. 量子电子学报, 2003, 20(1): 85-89.
- [8] Lu Yanjie, Xi Zhihong, Wang Jiangbo. Analysis and comparison between FFT and digital correlation theory in phase difference measurement [J]. Information Technology, 2007, 12: 105-108. (in Chinese)
路艳洁, 席志红, 王姜铂. FFT 法与数字相关法在相位测量上的比较[J]. 信息技术, 2007, 12: 105-108.
- [9] Wang Xiangang, Gou Ningyi, Zhang Keshu. Unbiased improvement of spectrum analysis phase discrimination for phase-shift laser range finder [J]. Optics and Precision Engineering, 2012, 20(4): 888-895. (in Chinese)
王选钢, 龚宁祎, 张珂殊. 相位式激光测距谱分析鉴相无偏改进 [J]. 光学精密工程, 2012, 20(4): 888-895.
- [10] Song Changbao, Li Zhigang, Zhu Xiaosong. A method & error analysis of phase difference measurement based on digital quadrature transformation[J]. Journal of Circuits and Systems February, 2006, 2(11): 1. (in Chinese)
宋长宝, 李志刚, 竺小松. 基于数字正交变换的相位差测量方法及误差分析[J]. 电路与系统学报, 2006, 2(11): 1.