

收发同源设备中相位噪声对信号的影响分析*

李蓬蓬, 葛锐, 韩其位, 欧钢

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要:收发同源设备中信号经过下变频、A/D 采样、数字信号处理、D/A 恢复和上变频等流程, 本文给出了相应的信号传输模型, 并针对频标相位噪声对信号通过的影响进行了分析, 基于上、下变频时刻频标相位噪声发生变化的分析, 推导出了频标相噪对信号经过收发同源设备所产生的影响表达式, 并得出结论: 由于频标相噪的存在, 使得信号通过收发同源设备后伪码速率和载波均被引入一个与频标频率变化率相关的因子, 可视为引入了多普勒偏移量, 并明确给出了该偏移量的表达式。该结论与普遍认为的收发同源可以完全抵消频标相噪的影响有较大区别, 实验验证结果较好地吻合了理论分析的结论。

关键词:收发同源设备; 相位噪声; 多普勒频移

中图分类号: TN228.4 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-2486(2013)03-0181-06

The influence of phase noise to signal analysis based on transmitter and receiver homologous equipment

LI Pengpeng, GE Rui, HAN Qiwei, OU Gang

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Signals through transmitting and receiving homologous equipment contain analog down conversion, A/D sampling, digital signal transfer and management, D/A recovering and analog up conversion. A signal transmission model of transmitter and receiver homologous equipment is presented, and an analysis of the influence of phase noise on the signal is made. Through an analysis of the frequency standard phase noise changes at down-convert moment and the up-convert moments, an expression for the influence of frequency standard phase noise upon the signals through transmitting and receiving homologous equipment was derived, and a conclusion was drawn that: because of frequency standard phase noise, signals through transmitting and receiving homologous equipment, RF carrier frequency and code rate were multiplied as a constant factor. It could be viewed as the equivalent to a Doppler offset shift, and its trend keeps consistent with frequency standard drift trend. The result is fundamentally different from the general conclusion. It considers that the transmitter and receiver derived by the same frequency standard can fully offset the impact. Finally, by designing the special experimental program, efforts were made to verify the derivation of Doppler drift factor expression. Experimental test results show that the Doppler shift test results are consistent with the formula derived result, and the frequency drift trend is in line with expectations. Therefore, the experimental test results met well with the deduced conclusion from the theoretical analysis.

Key words: transmitter and receiver homologous equipment; phase noise of frequency standard; doppler offset shift

卫星导航系统在军事上的应用越来越广泛^[1], 在高精度测量需求下, 将接收和发射设备进行同源测试是常用方法, 如导航接收机接收同源信号源数据、接收机和发射机同源闭环测试、卫星信号通过信道模拟器等, 设备的架构如图 1 所示。

同源测试的信号链路可视为收发同源链路, 相应硬件设备主要包括下变频、A/D 采样、数字信号处理、D/A 恢复和上变频等, 即可视为一套收发同源设备, 参考频标的相位噪声对设备中的各个环节都产生影响。当前文献[2-4]有关相位噪声对信号影响的研究, 大多只关注接收机或

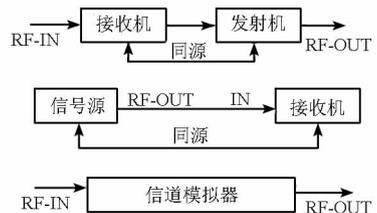


图 1 常用同源测试设备架构示意

Fig. 1 The sketch map of transmitter and receiver homologous equipment

者发射机等领域, 研究相位噪声对单一变频链路的影响, 尚无相关文献对收发同源设备进行研究, 仅认为收发同源可以完全抵消相位噪声对信号的

* 收稿日期: 2012-06-07

基金项目: 国家重大专项基金资助项目

作者简介: 李蓬蓬(1985—), 男, 湖北襄阳人, 博士研究生, E-mail: lipp0808@163.com;

欧钢(通信作者), 男, 教授, 博士, 博士生导师, E-mail: ougangcs@gmail.com

影响^[5]。本文从信号接收和发射的完整链路着手,研究收发同源设备中相位噪声传递模型,分析相位噪声对信号产生的具体影响,并结合实验验证模型分析结果。

1 收发同源设备信号模型

信号经过收发同源设备信道中的环节主要包括模拟下变频、A/D 采样、数字信号处理、D/A 恢复和模拟上变频等链路,其信号链路流程示意如图 2 所示。

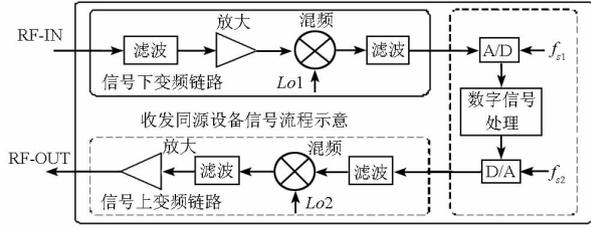


图 2 收发同源设备信号链路流程图

Fig. 2 The signal flow chart of transmitter and receiver homologous equipment

图 2 中, $Lo1$ 是模拟下变频的本振信号, f_{s1} 是 A/D 采样频率, f_{s2} 是 D/A 系统频率, $Lo2$ 是模拟上变频的本振信号。在收发同源设备中, 上述所有系统频率均由同一参考频标进行频率综合得到。

按照上述流程对信号经过收发同源设备进行建模分析^[6], 不妨假设下变频链路入口的射频信号为

$$s_{R-RF}(t) = AC(t) \cos[2\pi f_{RF}t + \varphi(t)] + n(t) \quad (1)$$

其中 A 为信号幅度, $C(t)$ 为扩频码, f_{RF} 为载波频率, $\varphi(t)$ 为载波相位, $n(t)$ 为高斯白噪声。在不影响分析的前提下, 为了书写简洁, 后续信号模型中都将忽略 $n(t)$ 的存在。

射频信号经过下变频环节(下变频本振频率 f_{Lo1}) 并滤除高频分量后得到的模拟中频信号为

$$s_{R-IF}(t) = AC(t) \cos[2\pi(f_{RF} - f_{Lo1})t + \varphi] \quad (2)$$

模拟中频信号经由 A/D 采样(采样时钟频率为 f_{s1}), 在 nT_{s1} 时刻采样得到的数字中频信号为

$$s_{R-IF}(n) = AC(nT_{s1}) \cos[2\pi(f_{RF} - f_{Lo1})nT_{s1} + \varphi] \quad (3)$$

不妨假定 $f_{IF} = f_{RF} - f_{Lo1}$, 经过数字信号处理后, 引入相关数字信息后的数字中频信号变为

$$s_{D-IF}(n) = A'C'(nT_{s1}) \cos[2\pi f_{IF}nT_{s1} + \varphi'] \quad (4)$$

经由 D/A 转换后(系统时钟频率 f_{s2}) 的模拟中频信号为

$$s_{T-IF}(t) = A'C' \left(\frac{T_{s1}}{T_{s2}} t \right) \cos \left(2\pi \frac{T_{s1}}{T_{s2}} f_{IF} t + \varphi' \right) \quad (5)$$

模拟中频信号经过上变频(上变频本振频率 f_{Lo2}) 滤除低频分量后, 得到收发同源设备对外输出的射频信号为

$$s_{T-RF}(t) = A'C' \left(\frac{T_{s1}}{T_{s2}} t \right) \cos \left[2\pi \left(\frac{T_{s1}}{T_{s2}} f_{IF} + f_{Lo2} \right) t + \varphi' \right] \quad (6)$$

由上述信道模型可知, 整个链路中相位噪声会导致信号变化的环节主要有四个, 分别是下变频、A/D 数模变换、D/A 模数转换、上变频。

下文着重在这四个环节中考虑各个系统频率相位噪声引入的频率波动因素, 基于收发同源设备的模型进行频标相位噪声对通过信号的影响分析。

2 引入频标相位噪声的信号模型分析

2.1 基于频标信号相噪的模型分析

文献[4, 7]均对下变频链路中本振和采样频率的相位噪声传递过程进行了类似的研究。下变频环节中, 将本振的相位噪声等效为本振频率的波动, 把实际本振频率 f_{Lo1} 拆分为两部分, f_{Lo1-r} 为本振标称频率, 是一个确定性的频率分量, 另一部分 $f_{Lo1-p}(t)$ 表示本振相位噪声引入的随机频率波动, 为了简化描述, 后文推导中统一表示为 f_{Lo1-p} 。在此基础上引入比例因子 $\alpha_1 = f_{Lo1-p}/f_{Lo1-r}$, 则式(2)则变为^[7]

$$s_{R-IF}(t) = AC(t) \cos[2\pi(f_{RF} - f_{Lo1-r}(1 + \alpha_1))t + \varphi] \quad (7)$$

在 A/D 采样过程中, 由于采样时钟 T_{s1} 存在由相位噪声引起的抖动, 同上述下变频中的分析类似, 不妨设 T_{s1-p} 为相位噪声引起的 A/D 采样时钟抖动, T_{s1-r} 为标称采样时钟, 引入比例因子 $\beta_1 = 1 + T_{s1-p}/T_{s1-r}$, 则有 $\beta_1 T_{s1-r} = T_{s1-r} + T_{s1-p}$ 。标准采样过程中在 nT_{s1-r} 时刻的采样得到 $s_{RI}(nT_{s1-r})$, 真实采样过程则为在 $n\beta_1 T_{s1-r}$ 时刻采样得到 $s_{R-IF}(n\beta_1 T_{s1-r})$, 则式(3)变为^[7]

$$s_{R-IF}(n) = AC(n\beta_1 T_{s1-r}) \cdot \cos[2\pi(f_{RF} - f_{Lo1-r}(1 + \alpha_1))n\beta_1 T_{s1-r} + \varphi] \quad (8)$$

假设数字信号处理部分是理想的, 不改变信号的任何特性, 即满足: $A' = A$; $C'(t) = C(t)$; $f_{IF} = f_{RF} - f_{Lo1-r}$; $\varphi' = \varphi$, 将之代入式(4)中可得

$$s_{D-IF}(n) = AC(\beta_1 nT_{s1-r}) \cdot \cos[2\pi\beta_1(f_{RF} - f_{Lo1-r}(1 + \alpha_1))nT_{s1-r} + \varphi] \quad (9)$$

在 D/A 转换中, 同上面分析类似, 不妨设

T_{s2-p} 为相位噪声引起的时钟抖动, T_{s2-r} 为标称时钟,引入比例因子 $\beta_2 = 1 + T_{s2-p}/T_{s2-r}$,则有 $\beta_2 T_{s2-r} = T_{s2-r} + T_{s2-p}$ 。D/A转换过程中,由相位噪声引起的系统时钟抖动使得本来在 nT_{s2-r} 时刻得到的 $s_{TI}(nT_{s2-r})$ 变为在 $n\beta_2 T_{s2-r}$ 时刻得到 $s_{TI}(n\beta_2 T_{s2-r})$ 。考虑到A/D采样时钟和D/A系统时钟采用统一时钟信号,即满足 $T_{s2-r} = T_{s1-r}$,因此可得

$$s_{T-IF}(t) = AC\left(\frac{\beta_1}{\beta_2}t\right) \cdot \cos\left[2\pi\frac{\beta_1}{\beta_2}(f_{RF} - f_{L01-r}(1 + \alpha_1))t + \varphi\right] \quad (10)$$

在上变频过程中,把实际本振频率 f_{L02} 拆分为两部分,即 f_{L02-r} 为本振标称频率, f_{L02-p} 为本振相位噪声引入的频率波动。并在此基础上引入比例因子 $\alpha_2 = f_{L02-p}/f_{L02-r}$,则经过上变频后,得到射频信号为

$$s_{T-RF}(t) = AC\left(\frac{\beta_1}{\beta_2}t\right) \cdot \cos\left[2\pi\frac{\beta_1}{\beta_2}(f_{RF} - f_{L01-r}(1 + \alpha_1) + \frac{\beta_2}{\beta_1}f_{L02-r}(1 + \alpha_2))t + \varphi'\right] \quad (11)$$

由式(11)可以看出,时钟相位噪声通过系统频率引入的相位噪声,对卫星信号的影响表现为,在伪码信号的码速率基础上乘以一个比例因子 β_1/β_2 ,在射频载波基础上引入一个频率偏移量,然后再乘以一个比例因子 β_1/β_2 。

下文主要针对引入的比例因子与频标相位噪声的关系进行研究。

2.2 频标相噪对通过的信号影响分析

分析频标相噪对通过收发同源设备的信号产生的影响,就必须分析式(11)中各个因子与频标相噪的关系。针对 α_1 和 β_1 两个因子,在寻求本振和采样时钟相位噪声的关系时,相关文献只是粗略认为:本振和采样时钟都由参考频标进行频率综合得到,其相对频率起伏谱密度 $S(f)$ 与参考频标相同^[8-10],本文认为这种假设存在一定的不合理性。本文将频标相位噪声的波动视为引入的一个频率波动,那么在将频标频率合成系统所需频率的同时,相噪等效的频率波动也被等比例地合成(此处忽略频综环节额外引入的噪声)。因此,频标的标称频率和相噪等效的频率波动,系统频率的标称频率和相噪等效的频率波动,均符合相同的比例关系。以下变频本振频率为例,满足如下关系:

$$\frac{f_{L01-p}}{f_{L01-r}} = \frac{N_1 f_{o-pR}}{N_1 f_{o-r}} \quad (12)$$

其中, f_{o-r} 为频标的标称频率, f_{o-p} 为相位噪声引入的频率波动, N_1 为由频标进行频率综合得到下变频本振频率所需的比例因子。同理可得,A/D采样频率、D/A系统时钟和上变频本振频率与频标频率之间也满足类似的比例关系。

对于下变频和A/D链路的信号,不妨假设下变频时刻标相位噪声引入频率波动 f_{o-p1} ,A/D采样时刻相位噪声引入频率波动 f_{o-p2} ,考虑到下变频时刻与A/D采样时刻之间的时间差,相对于频标相噪变化时间而言可以忽略,因此可以近似认为 $f_{o-p1} = f_{o-p2}$,将这两个变量视为信号经过下变频和A/D阶段,频标相位噪声引入的同一频率波动 f_{o-pR} 。由此可以推出

$$\begin{aligned} \beta_1 &= 1 + \frac{T_{s1-p}}{T_{s1-r}} = \frac{\frac{1}{T_{s1-r}}}{\frac{1}{(T_{s1-r} + T_{s1-p})}} \\ &= \frac{N_2 f_{o-r}}{N_2 f_{o-r} + N_2 f_{o-pR}} = \frac{f_{o-r}}{f_{o-r} + f_{o-pR}} \end{aligned} \quad (13)$$

其中, N_2 为由频标进行频率综合得到上变频本振频率所需的比例因子。

同理可得

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \frac{f_{L01-p}}{f_{L01-r}} = \frac{N_1 f_{o-pR}}{N_1 f_{o-r}} \\ &= \frac{f_{o-pR}}{f_{o-r}} = \frac{f_{o-r} + f_{o-pR}}{f_{o-r}} - 1 \end{aligned} \quad (14)$$

由式(13)和式(14),不难得出 α_1 和 β_1 满足如下关系:

$$\beta_1 = \frac{1}{(\alpha_1 + 1)} \quad (15)$$

文献[7]从不同的角度也得出上述两个比例因子类似的关系。在数字信号处理阶段,由于数字处理的需要,信号会产生若干个时间周期的延迟,该延迟量相对于频标相噪变化时间而言无法忽略,因此前文的 f_{o-pR} 此时已经发生变化。同上分析类似,假设信号经过A/D和上变频阶段,时钟相噪引入同一频率波动 f_{o-pT} ,由此得出 α_2 和 β_2 的关系:

$$\begin{aligned} \beta_2 &= 1 + \frac{T_{s2-p}}{T_{s2-r}} = \frac{\frac{1}{T_{s2-r}}}{\frac{1}{(T_{s2-r} + T_{s2-p})}} \\ &= \frac{N_3 f_{o-r}}{N_3 f_{o-r} + N_3 f_{o-pT}} = \frac{N_4 f_{o-r}}{N_4 f_{o-r} + N_4 f_{o-pT}} \\ &= \frac{f_{L02-r}}{f_{L02-r} + f_{L02-p}} = \frac{1}{\alpha_2 + 1} \end{aligned} \quad (16)$$

将式(15)和式(16)代入到式(11)中,可以得到卫星信号经过收发同源设备以后,由频标相位噪声导致的信号变化如下式所示:

$$s'_{RF}(t) = AC\left(\frac{\beta_1}{\beta_2}t\right) \cdot \cos\left[2\pi\frac{\beta_1}{\beta_2}\left(f_{RF} - \frac{1}{\beta_1}(f_{L_{01-r}} - f_{L_{02-r}})\right)t + \varphi\right] \quad (17)$$

由式(13)可知 $\beta_1 = f_{o-r}/(f_{o-r} + f_{o-pR})$, 由式(16)可知 $\beta_2 = f_{o-r}/(f_{o-r} + f_{o-pT})$, 进一步分析 f_{o-r} 、 f_{o-pR} 、 f_{o-pT} 的关系可得

$$\frac{\beta_1}{\beta_2} = \frac{f_{o-r} + f_{o-pT}}{f_{o-r} + f_{o-pR}} = 1 + \frac{f_{o-pT} - f_{o-pR}}{f_{o-r} + f_{o-pR}} = 1 + \frac{\Delta f_o}{f_o} = 1 + f'_o \quad (18)$$

其中, f_o 为真实频标频率, f'_o 为其偏导数。

一般情况下, 上、下变频的本振标称频率都会选用同一频率值, 即满足 $f_{L_{01-r}} = f_{L_{02-r}}$ 。结合上述关系, 进而将式(17)变换形式, 得到本文的一个重要推导结论:

$$s'_{RF}(t) = AC((1 + f'_o)t) \cos[2\pi(1 + f'_o)f_{RF}t + \varphi] \quad (19)$$

由式(19)可以看出, 载波频率和伪码信号码速率都乘以了 $(1 + f'_o)$ 的比例因子, 这就可以等效为信号通过后被引入了多普勒偏移量, 该多普勒偏移量与参考频标频率的变化直接相关。基于式(19)的结论, 本文第一次以表达式的形式明确描述了卫星信号通过收发同源设备后, 参考频标及其相位噪声对卫星信号产生的影响, 即: 由于相位噪声的存在, 使得载波频率和伪码信号码速率均引入同一个和频标频率变化率相关的比例因子, 等效为引入一个多普勒频率偏移量, 且该偏移量的变化趋势, 与频标频率漂移趋势保持一致。

进一步分析式(18)和(19), 可知频标相噪引入的信号多普勒变化率为

$$f'_d = \frac{f'_o \cdot \Delta t}{f_o} f_{RF} \quad (20)$$

其中, f'_o 为频标频率变化率, f_o 为频标频率, f_{RF} 为载波频率, Δt 为考虑到信号经过下变频和上变频之间的信号处理所产生的时延。同时需要指出, 对于无频漂(即使是有频偏)的频标, 即频标变化率为 0, 则收发同源设备不会引入式(20)所推导出的多普勒频率偏移。

下面通过设计实现相关实验来验证式(19)和式(20)推导结果的正确性。

3 实验验证

实验验证方案设计如下: 标校接收机和信号源均由铷钟提供 10MHz 频标, GPS 信号源发送测试

数据, 经过功分后, 一路信号直接由标校接收机 A 接收, 一路信号经过待测收发同源设备后由标校接收机 B 接收, 通过对比两个接收机接收到的多普勒数据的区别, 得出信号经过信道后由于频标相位噪声的影响所产生的变化。待测收发同源设备采用自身频标产生内部所需系统频率, 采用时间间隔计数器测量待测收发同源设备的频标相对于铷钟频率的抖动变化趋势。具体实现方案如图 3 所示。

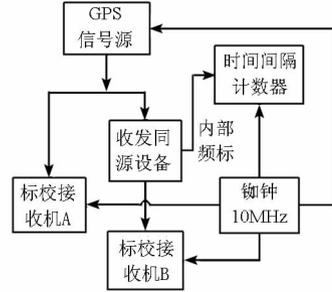


图 3 测试方案示意图

Fig. 3 The test program

图 3 所示验证方案中的信号源到标校接收机也可视为一套收发同源设备。考虑到标校接收机经过特殊设计, 其系统内部对频标相噪的影响降到非常低, 相对于基准频标的抖动可以忽略不计, 同时采用的是铷钟同源, 提供的参考频率本身即可视为接近理想, 变化趋势极为缓慢。因此将之作为比较基准, 来测试信号经过待测收发同源设备后产生的多普勒偏移量。

首先, 标校接收机 A 直接接收 GPS 信号源的信号, 在对齐周内秒计数(SOW)前提下, 对比接收机多普勒测量结果和信号源的多普勒数据初值的差别。

GPS 信号源多普勒初值如图 4 所示。

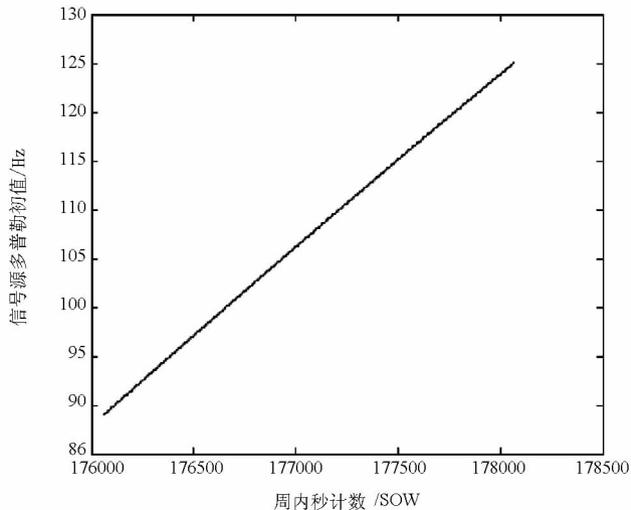


图 4 GPS 信号源多普勒初值

Fig. 4 The initial Doppler value of GPS-signal

由标校接收机 A 直接接收 GPS 信号源的信号,二者均采用铷钟同源参考,测得的多普勒数据如图 5 所示。

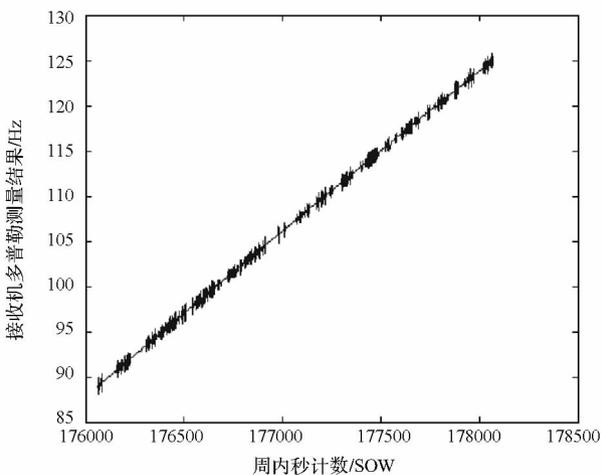


图 5 标校接收机 A 多普勒测量结果

Fig. 5 The Doppler results of calibration receiver A

对齐周内秒(SOW)后,将上述测得的信号源和接收机的两组数据相减,即可得到只包含标校接收机自身系统噪声的多普勒变化结果,如图 6 所示。

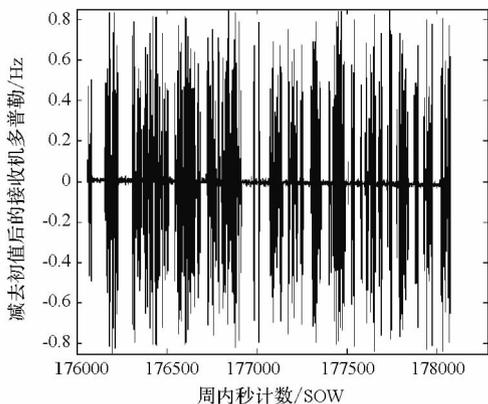


图 6 减去多普勒初值后的标校接收机 A 多普勒测量结果

Fig. 6 The Doppler test results of calibration receiver A subtracting the initial Doppler value

由图 6 可知,多普勒测量值变化趋势比较平坦,基本没有漂移的趋势,呈现近似零均值随机噪声的随机抖动,由于数据存储时间间隔和存储精度的原因,测得多普勒值产生的抖动,相对于接近零的均值而言比较大,但这种抖动的存在并不影响多普勒测量结果的变化均值和漂移趋势,因此在这里可以不考虑其影响。

该实验由标校接收机 B 完成,同样可以得到类似的结果。这说明标校接收机接收到的信号多普勒相对于信号源多普勒初值而言,可以近似认为在均值上保持一致,且不存在明显的漂移趋势。

下面测量待测收发同源设备自身频标相对于铷钟的变化趋势,频率间隔计数器以铷钟提供的 10MHz 为参考频标,测量收发同源设备自身频标的相对变化趋势,测得结果如图 7 所示。

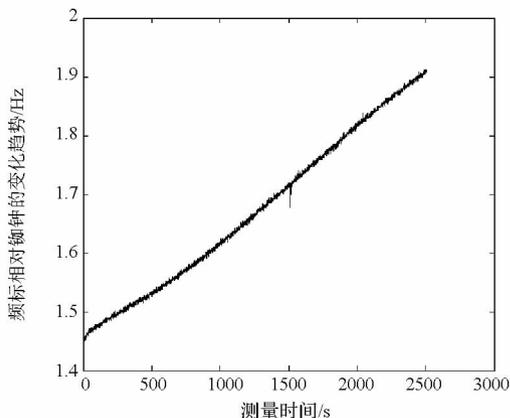


图 7 频标相对铷钟的变化趋势

Fig. 7 The frequency standard tends comparing to the Rubidium clock

由图 7 可知,待测收发同源设备的频标频率相对铷钟频率而言,存在一个明显的向上漂移的趋势,按照 3.2 节中分析的结论,频标的这种漂移趋势会影响信号通过待测收发同源设备后的多普勒测量值。

分析图 7 所得测量结果可知,频标频率变化 $\Delta f_0 = 0.45\text{Hz}$,时间 $\Delta t = 2500\text{s}$,可得频标频率变化率 $f'_0 = 0.00018\text{Hz/s}$,在这里为简化分析,将图 7 中曲线近似为一条斜直线。根据模型分析,考虑到信号进过下变频和上变频之间,数字信号处理所产生的时延 Δt ,约为 0.5ms ;频标频率 $f_0 = 10\text{MHz}$;射频载波 $f_{RF} = 1268.52\text{MHz}$ 。由上述参数根据式(20)可得频标相噪引入的信号多普勒频率变化率为 $f'_d = 0.0000114\text{Hz/s}$ 。

GPS 信号经过待测收发同源设备后,由标校接收机 B 接收,测得的数据包含了收发同源设备频标相噪对 GPS 信号的影响成分。因此,用测得的多普勒结果减去 GPS 信号源多普勒数据初值,即可得到频标相噪对信号通过收发同源设备的影响结果,处理之后的结果如图 8 所示。

该结果和图 7 所示的标校接收机直接接收信号源信号的测试结果有明显不同,多普勒测量结果存在向上的漂移趋势,且均值也存在较小的向上偏移量。由于该偏移量和漂移趋势均比较小,为了提高图 8 的分辨率,本文在数据处理的时候,将跳动较大的数据(幅度值大于 0.3)做了弱化处理,该处理并不影响多普勒偏移量及其漂移趋势。对比图 7 和图 8 可知,GPS 信号经过待测收发同

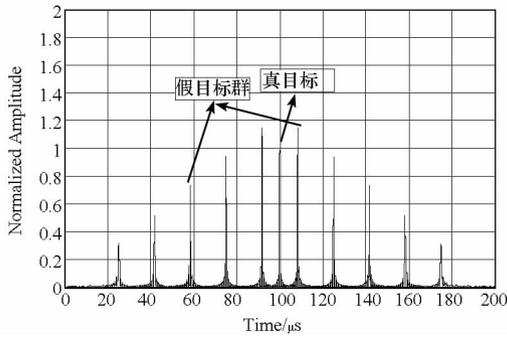


图 8 减去多普勒初值后的标校接收机 B 多普勒测量结果

Fig. 8 The Doppler test results of calibration receiver B subtracting the initial Doppler value

源设备后,引入了一个多普勒偏频率移量,且该偏移量的变化趋势与其自身的频标频率漂移趋势保持一致,这与 3.2 节中分析的结论相吻合。下面,进一步分析实验结果中的多普勒频率偏移量与根据式(20)的计算结果之间是否吻合。

根据图 8 数据,标校接收机接收信号的多普勒频率均值变化 Δf_o 约等于 0.025 Hz,时间 $\Delta t = 2000$ s,可得信号的多普勒频率变化率为 $f'_d = 0.0000125$ Hz/s,在这里为简化分析,将图 8 中曲线取均值后近似为一条斜直线。上述结果与图 7 所得频标相噪引入的信号多普勒频率变化率 0.0000114 Hz/s 大致相当。在这种精度下,考虑到对图 7 和图 8 中曲线做近似处理时产生的误差,可以认为二者相吻合,实验结果很好地验证了模型分析的正确性。

4 结论

在频标相位噪声对信号经过收发同源设备所产生的影响问题上,较为普遍的观点是收发同源可以完全抵消相位噪声的影响,本文通过理论模型推导得出不同的结论:

$$s'_{RF}(t) = AC((1 + f'_o)t) \cos[2\pi(1 + f'_o)f_{RF}t + \varphi] \quad (21)$$

上式给出了信号通过收发同源设备后产生变化的表达式。由于参考频标相位噪声的存在,使得信号通过后,伪码速率和载波均被引入一个与频标频率变化率相关的比例因子 $(1 + f'_o)$,本文将之等效为引入了一个多普勒频率偏移量,并且明确给出了相应表达式。该偏移量与其自身的频标频率变化率直接相关,且与频标频率漂移趋势保持一致。

实验验证结果显示,由测量得到信号多普勒频率变化率,与根据推导公式计算所得频标相噪引入的多普勒频率变化率相吻合,实验结果有效支撑了论文的理论推导结论。本文的分析方法适用于卫星信道模拟器、发射机和接收机的同源闭环验证等其他可视为收发同源设备的测试分析中。

参考文献 (References)

- [1] 李跃,邱致和. 导航与定位 - 信息化战争的北斗星[M]. 北京:国防工业出版社,2008.
LI Yue, QIU Zhihe. Navigation and orientation - The BD satellites of information war [M]. National Defense Industry Press,2008.
- [2] Arkesteijn V J, Klumperink E A M, Nauta B. ADC clock jitter requirements for software radio receivers [C]//Proceedings of IEEE 60th Veh. Technol. Conf., Los Angeles, California, USA, 2004.
- [3] Li W, Mei J Y, Han Q S, et al. Influence of the nonlinear phase and ASE noise on DPSK balanced optical receiver in optical fiber communications system [J]. Optoelectronics Letters, 2009.
- [4] Uijt de Haag M, Kelly J M. Influence of oscillator variations on the observed frequency behavior in software-based navigation receivers [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2004.
- [5] 吴向宇,欧钢,孟繁智,等. 射频与基带参考时钟不同源对 GPS 载波相位平滑伪距定位的影响 [J]. 信号处理, 2010.
WU Xiangyu, OU Gang, MENG Fanzhi, et al. The effect of different RF and baseband reference clocks on GPS positioning using carrier phase smoothing code pseudorange [J]. Signal Processing, 2010.
- [6] Kaplan E D, Hegarty C J. Understanding GPS principles and applications [M]. Second Edition. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2008.
- [7] 宋成. 辅助型 GPS 定位系统关键技术研究 [D]. 长沙:国防科技大学, 2009.
SONG Cheng. Research on the key techniques of assisted GPS positioning system [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2009.
- [8] Spalvieri A. Optimal loop filter of the discrete-time PLL in the presence of phase noise [C]//11th IEEE Symposium on Computers and Communications, Cagliari, Sardinia, Italy, 2006.
- [9] Chen S K, Pan H, Hong Y H. A low jitter low spur multiphase phase-locked loop for an IR-UWB receiver [J]. Semiconductor Transaction, 2010.
- [10] Zhan Z W, Ni S D. Stationary phase approximation in the ambient noise method revisited [J]. Earthq Sci, 2010, 23: 425 - 431.