

采样时钟保持模式对数字接收机的影响分析

成章,蔡春霞,江威,陈兴

(电子信息控制重点实验室,四川成都 610036)

摘要:分析了采用双锁相环提供采样时钟的多通道数字接收机中第一级锁相环失锁后进入频率保持模式时对输出采样时钟频率的影响,进而分析了对多通道数字接收机的幅度、频率、相位参数测量影响,通过校正算法进行了有效补偿,实现参数测量与采样频率偏差解耦,仿真和工程验证证明了措施有效,提升了数字接收机参数测量的可靠性,可以推广应用。

关键词:采样时钟;频率保持模式;数字接收机;频谱校正

中图分类号: TN709

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.222673

中文引用格式:成章,蔡春霞,江威,等.采样时钟保持模式对数字接收机的影响分析[J].电子技术应用,2022,48(10):139-143,149.

英文引用格式: Cheng Zhang, Cai Chunxia, Jiang Wei, et al. Analysis about influences of holding mode of sample clock on digital receiver[J]. Application of Electronic Technique, 2022, 48(10): 139-143, 149.

Analysis about influences of holding mode of sample clock on digital receiver

Cheng Zhang, Cai Chunxia, Jiang Wei, Chen Xing

(Science and Technology on Electronic Information Control Laboratory, Chengdu 610036, China)

Abstract: In the paper, the influences of the first-level phase-locked loop on the frequency of output sample clock when entering the frequency-holding mode after losing lock in the multichannel digital receiver which adopts the double phase-locked loop to provide the sample clock are analyzed, and then the influences on the amplitude, frequency and phase parameter measurement of the multichannel digital receiver are analyzed further, and the effective redemption is conducted through the correction algorithm to achieve the parameter measurement and decoupling of sample frequency deviation, as emulation and engineering verification have proven the effectiveness of measures so that their popularization and applications are available.

Key words: sample clock; frequency-holding mode; digital receiver; spectrum correction

0 引言

数字接收机通常采用 FFT 处理进行参数测量,在采样时钟频率偏差时会影响信号参数测量误差,其基本机理是 FFT 处理时的频谱泄漏及栅栏效应受 FFT 长度、信号频率、采样频率间关系影响,在 FFT 长度固定,对同一输入信号,采样频率的扰动将导致参数测量结果变化。因此数字接收机设计时钟系统是关键,稳定的时钟系统对参数测量至关重要^[1-3]。

本文给出基于双锁相环时钟芯片的多通道数字接收机的时钟系统设计,通过理论仿真和工程验证,分析了双锁相环时钟在第一级锁相环失锁后进入频率保持模式时输出频率的变化及对多通道数字接收机的幅度、频率、相位参数测量影响,并通过补偿措施进行了有效补偿。

1 双锁相环时钟典型应用

在多通道数字接收机,尤其是宽带多通道数字接收机中,通常采用 ADC+FPGA 实现多通道中频/射频信号的采集及频域处理,为满足 ADC 的低抖动采样时钟要

求以及基于 JESD204B 总线的多通道 ADC 之间同步采集要求,采用支持 JESD204B 协议并具备时钟抖动净化功能的双锁相环时钟芯片(如 TI 公司的 LMK04828 芯片、ADI 公司的 HMC7044 等)为 ADC 提供采样时钟^[4-6]。典型实现原理框图如图 1 所示。

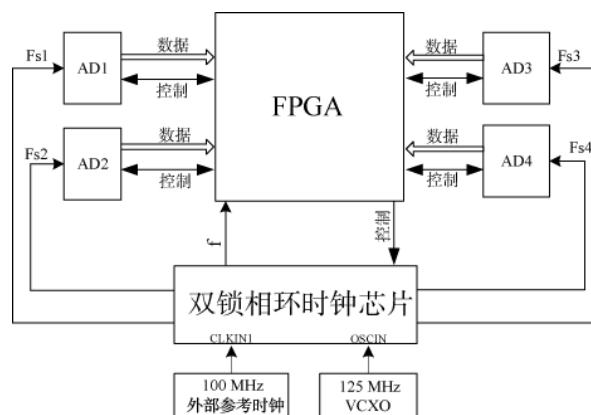


图 1 典型多通道数字接收机原理框图

本文以 TI 的 LMK04828 为例, 分析这类双锁相环时钟频率保持模式对数字接收机影响。

本文所述典型采集系统时钟锁相环第一级 (PLL1) 接外部 100 MHz 参考时钟, 采用外部 VCXO (125 MHz 压控晶体振荡器) 及窄带环路滤波以降低抖动、提升相噪性能, 给第二级锁相环 (PLL2) 提供一个高精度、低噪声的参考时钟, 使其工作在一个较大的环路带宽。

频率保持模式是 PLL1 具备的功能, 当 PLL1 失锁时, 该模式使时钟芯片继续输出 VCXO 调谐电压, 保持第二级锁相环输出时钟在较小的误差范围内, 从而保证系统能够继续运行。

本文示例中, LMK04828 的基本配置如图 2 所示, PLL1 采用 2 阶 RC 环路滤波, PLL2 采用 4 阶 RC 环路滤波。

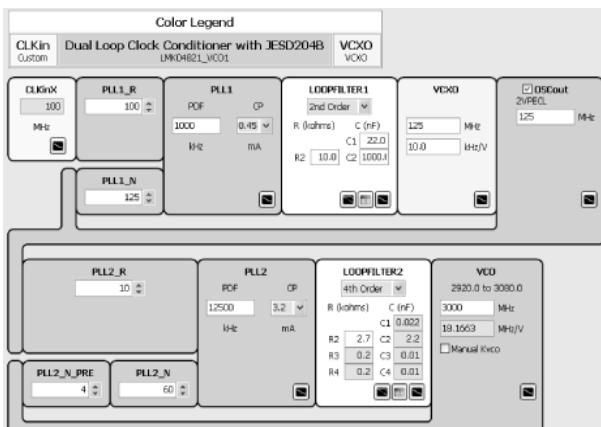
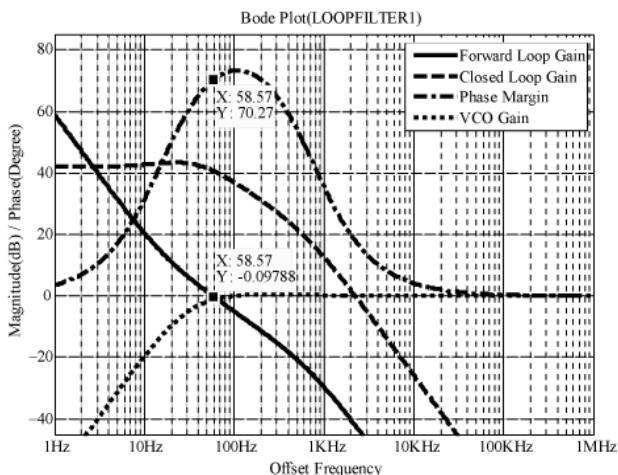


图 2 LMK04828 两级环路滤波设置

PLL1 的环路波特图如图 3 (a) 所示, 环路带宽约 58 Hz, 相位裕量约 70°。PLL2 的环路波特图如图 3 (b) 所示, 环路带宽约 5.1 kHz, 相位裕量约 71°。



(a) PLL1 环路波特图

2 双锁相环时钟工程应用问题

2.1 频率偏差分析

时钟芯片通常提供锁定指示信号来指示锁相环是否锁定, 锁定后频率偏差较小, 对应用影响可以忽略。

如 LMK04828 提供相应的寄存器来设置数字锁定指示的频率准确度, 如式 (1) 所示:

$$\text{DigitalLockAccuracy(ppm)} = \frac{10^6 \times \text{PLLX_WND_SIZE} \times f_{\text{PDX}}}{\text{PLLX_DLD_CNT}} \quad (1)$$

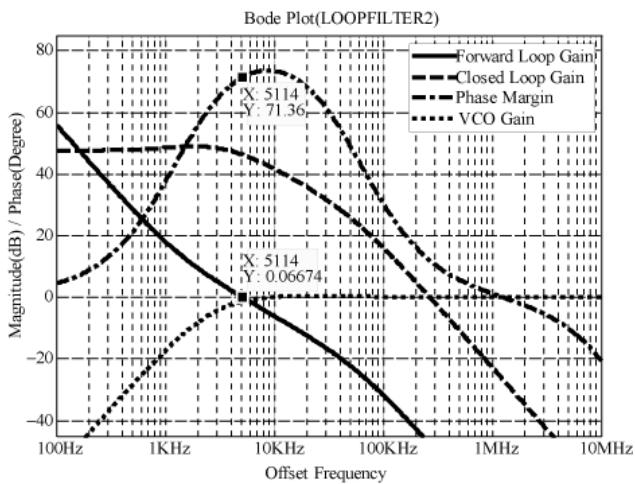
设计 PLL1 鉴相频率为 $f_{\text{PDI}} = 1$ MHz, 锁定窗口 $\text{PLL1_WND_SIZE} = 43$ ns, 当满足连续 $\text{PLL1_DLD_CNT} = 8 192$ 个鉴相周期频率准确度均不大于设定的门限值时, 锁定指示 PLL1_DLD 将置为高电平, 通过式(1)设定的 PLL1 锁定频率准确度门限值为 5.25 ppm。

设计 PL L2 鉴相频率为 $f_{\text{PD2}} = 12.5$ MHz, 锁定窗口 $\text{PLL2_WND_SIZE} = 3.7$ ns, 鉴相周期个数 $\text{PLL2_DLD_CNT} = 8 192$, 则 PLL2 锁定频率准确度门限值为 5.65 ppm。

如前文所述, PLL1 的环路窄, 虽然在设计上尽量保证其环路自身稳定性, 但其锁定状态还受外部参考时钟、VCXO 及供电状态等因素影响, 容易失锁。PLL1 失锁, 进入频率保持模式, 将带来时钟频率偏差。

例如, 当参考时钟由于某些原因丢失或者出现比较大的频率误差时, PLL1 的鉴相误差超过 PLL1_WND_SIZE , PLL1_DLD 为低, 即指示 PLL1 失锁, 触发 LMK04828 进入频率保持模式。

可以预先设定频率保持模式中 VCXO 的调谐电压, 确保在 PLL1 失锁进入频率保持模式以后 PLL2 有稳定的输入参考, 此时, PLL2 输出频率的准确度取决于 VCXO 的频率准确度。以型号为 VX-705-125 MHz 的 VCXO 为例, 设计调谐电压值为 1.638 4 V, 由其电压频率特性图(如图 4 所示)可得 VCXO 的频率稳定度约为



(b) PLL2 环路波特图

图 3 环路波特图

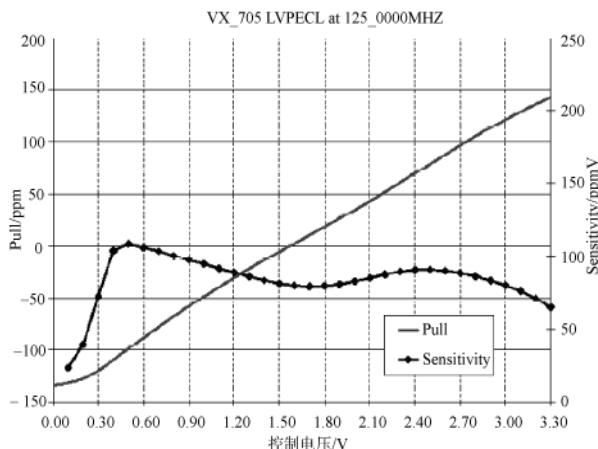


图 4 VX-705-125 MHz 的电压频率特性

122 ppm^[7-8]。

在频率保持模式时 VCXO 频率偏差为 122 ppm×125 MHz=15.25 kHz。经过锁相环内部分频、倍频最终影响输出采样时钟, 以输出 1 GHz 采样时钟为例, 采样频率频偏为 122 kHz。

2.2 参数测量误差及补偿仿真分析

数字接收机通常采用 FFT 处理后进行信号的幅度、频率、相位参数测量, 其中相位一般不用初相, 而是以一个通道为参考, 取其余通道与参考通道的相位差值。

采用 FFT 进行频谱分析中, 幅度谱是离散谱线, 当分析点数为 N , 采样频率为 f_s 时, 谱线间隔为 f_s/N (即频率分辨率), 如果输入信号对应某一谱线时, 则通过 FFT 得到的频率、幅度和相位是准确的, 否则将产生频率、幅度和相位误差^[9-14]。

设信号为:

$$x = \cos \left[2\pi f_{in} \frac{n}{f_s + f_{d0}} + \varphi_0 \right] \quad (2)$$

式中 f_{in} 为信号频率, n 为采样点, f_s 为采样时钟频率, f_{d0} 为采样时钟频偏。假设采样时钟频率 f_s 为 1.0 GHz, 设置采样时钟频偏 f_{d0} 的仿真范围为 ± 5 MHz, 不失一般性, 在第一、二奈奎斯特区分别选择一个信号进行仿真, 信号 f_{in1} 、 f_{in2} 频率分别为 387.213 MHz、516.223 MHz, 信噪比 14 dB, 采样点数及 FFT 长度 1 024 点, 计算峰值频谱幅值。仿真结果如图 5 所示, 幅度波动最大约 1.5 dB, 呈周期特性。

采样频率偏移对频率测量影响仿真如图 6 所示, 由于 FFT 处理后输出离散频谱, 峰值出现在 $k \times f_s/N$ 处, k 为整数。因此, 对于非 f_s/N 整数倍输入的频点, $f_{in} \approx k \times f_s/N$, 因此, 采样频率变化导致测量频率波动范围为 $\pm f_s/2N$, 即图 6 中所示仿真的波动为 ± 0.488 MHz。

采样频率偏移对相位测量及相位差测量影响如图 7 所示, 由于各通道采样频率相同, 采样频率变化对多通道接收

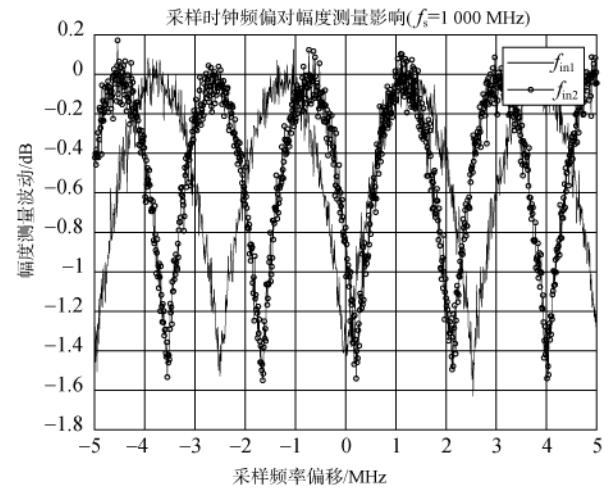
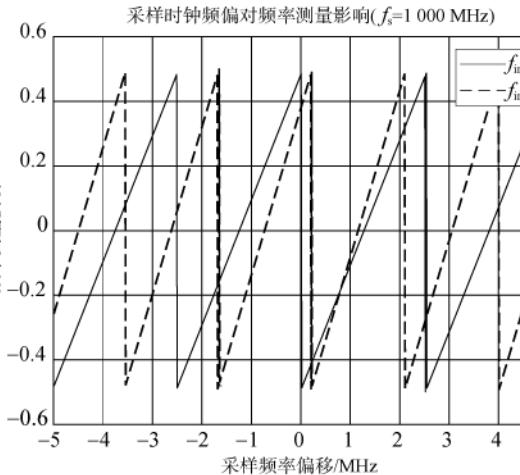
图 5 采样时钟频偏对幅度的影响 ($f_{in}=\pm 5$ MHz)

图 6 采样时钟频偏对频率测量影响

机各通道的相位影响一致, 因此各通道间相位差不受采样频率变化影响。在数字接收机应用中(如相位干涉仪应用)通常通道间相位差信息更为重要, 相位差对应于各通道接收信号的波程差, 用于解算信号到达角度。

通过对主瓣内谱线进行校正, 可以得到主瓣中心位置, 补偿频谱泄露和栅栏效应引入幅度误差, 得到与采样频率细微偏移解耦的幅度值。在补偿采样频率的偏移后, 可以比直接求峰值获得更精确的频率。

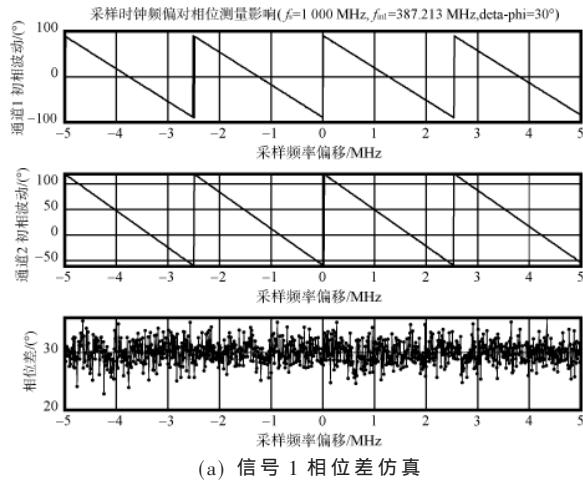
FFT 频谱分析通常需对输入信号加窗处理, 以汉宁窗为例, 采用重心法校正的校正系数如式(3)所示^[15]:

$$\Delta k = \begin{cases} \frac{2 \cdot Y_{k+1} - Y_k}{Y_{k+1} + Y_k}, & (Y_{k+1} \geq Y_{k-1}) \\ \frac{Y_k - 2 \cdot Y_{k-1}}{Y_k + Y_{k-1}}, & (Y_{k+1} < Y_{k-1}) \end{cases} \quad (3)$$

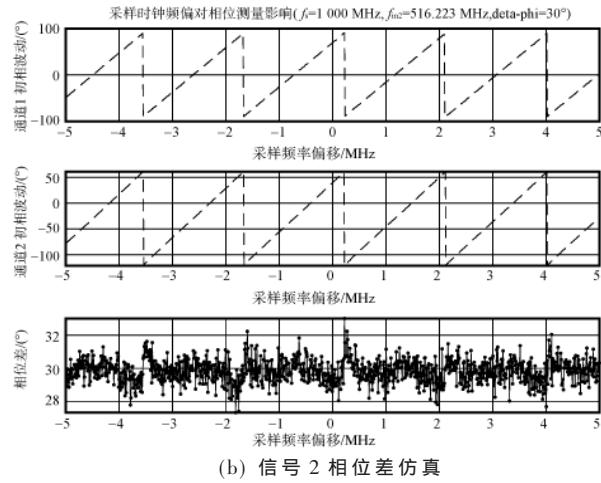
其中, Δk 为校正值, k 为 FFT 变换后信号谱线序号, Y_k 、 Y_{k+1} 、 Y_{k-1} 分别为序号 k 及其左右相邻谱线的幅度。

校正后的频率见式(4):

$$f_k = (k + \Delta k) \cdot \frac{f_s}{N} \quad (4)$$



(a) 信号 1 相位差仿真



(b) 信号 2 相位差仿真

图 7 采样时钟频偏对相位差测量影响

其中 f_s' 为包含频率偏移的采样频率。

图 8 所示为校正前后频率测量对比, 校正后频率测量均方根误差为 0.0062 MHz。

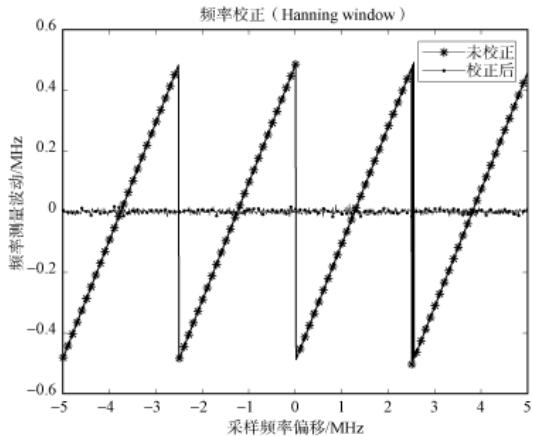


图 8 校正前后频率对比

校正后幅度如式(5)所示:

$$A = \frac{\pi \Delta k Y_k}{\sin(\pi \Delta k)} \cdot 2 \cdot (1 - \Delta k^2) \quad (5)$$

图 9 所示为校正前后幅度测量对比, 校正后的幅度

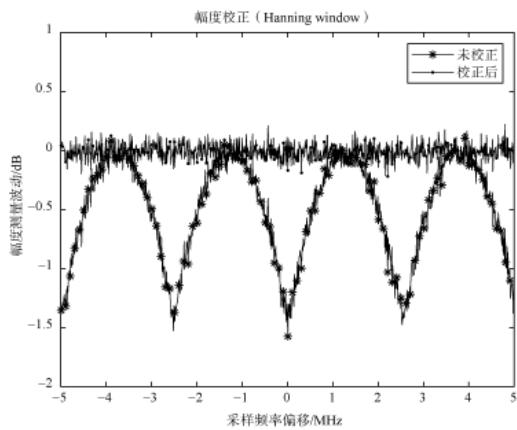


图 9 校正前后幅度对比

测量均方根误差为 0.0703 dB。

同样, 对第二奈奎斯特区信号 f_{in2} 进行校正, 校正前后幅度、频率均方根误差如表 1 所示, 校正效果良好。

表 1 f_{in2} 参数校正前后对比

	幅度/dB	频率/MHz
校正前	0.641	0.276
校正后	0.072	0.006

2.3 工程验证

搭建如图 1 所示验证系统, 在 PLL1 失锁后, 进入频率保持模式, 时钟芯片将以 VCXO 输出的频率作为 PLL2 的参考, 导致其输出给 ADC 的采样时钟出现细微偏差, 在 FFT 处理长度、输入信号频率不变的情况下, 采样频率的变化导致频谱泄漏与栅栏效应影响与原状态出现偏差, 幅度测量、频率测量出现波动, 而相位差由于是相对值, 基本不受影响。

如图 10 所示, PLL1 在 300 s 处失锁, 系统输出的频率在 300 s 处小幅度阶跃跳变。

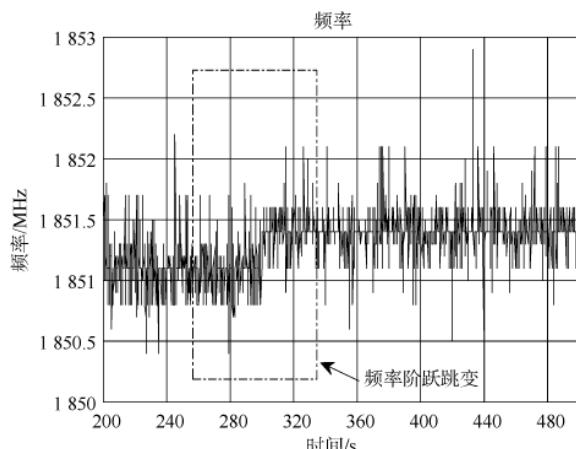


图 10 PLL1 失锁对系统输出频率的影响

如图 11 所示,受失锁影响,各通道的幅度也在 300 s 处有小幅度阶跃跳变。

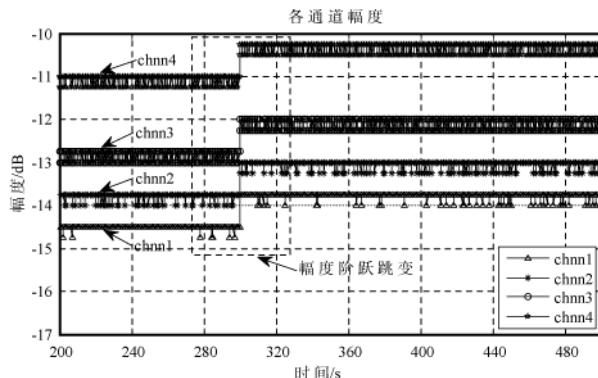


图 11 PLL1 失锁时对系统输出的幅度的影响

通道 2~4 与通道 1 的相位差并没有受到 PLL1 失锁影响,如图 12 所示,相位差均方根误差分别为 1.511° 、 1.959° 、 1.987° 、 1.953° ,与频率保持模式前基本一致(受采样时钟相噪变化影响,均方根误差出现细微差别)。

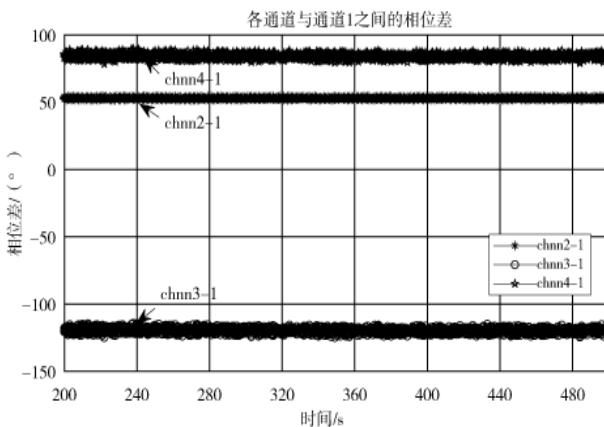


图 12 PLL1 失锁对系统输出相位差的影响

校正后频率如图 13 所示,在正常模式与频率保持模式切换时对测试结果影响消除。

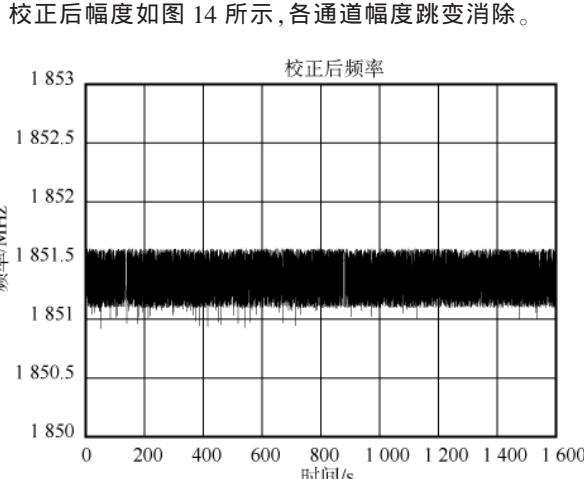


图 13 校正后频率

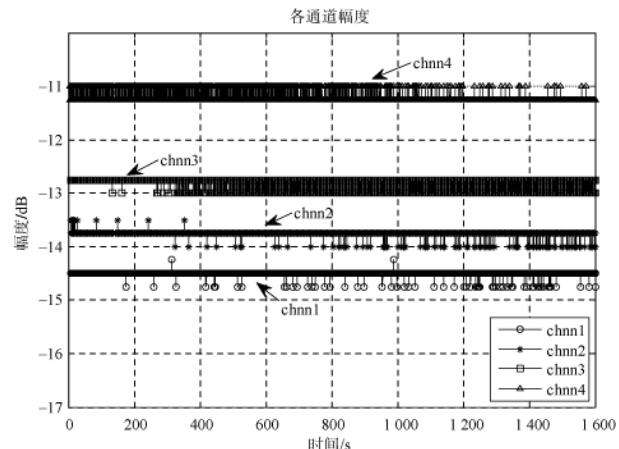


图 14 校正后系统输出的各通道幅度

3 结论

本文分析了双锁相环时钟在频率保持模式时输出频率偏差的影响因素,计算了典型应用场景下输出频率的偏差。仿真确定了采样时钟偏差对多通道数字接收机参数测量的影响边界范围,并采用校正算法对参数测量结果进行补偿校正,效果良好,使参数测量与采样频率偏差解耦。最后通过工程验证,得出了与仿真分析一致的结果,具备推广应用的可行性。

参考文献

- [1] 刘志平.2.5GSPS 高分辨率数据采集系统硬件设计[D].成都:电子科技大学,2017.
- [2] 周楠.5GSPS 高分辨率数据采集与处理关键技术研究[D].成都:电子科技大学,2019.
- [3] 李成.10GSPS 任意波形合成模块硬件设计[D].成都:电子科技大学,2019.
- [4] 杨森.一种 10GSPS 采样率的宽带采集系统设计[D].成都:电子科技大学,2019.
- [5] 詹静糠.基于 JESD204B 标准的高速数据传输平台的研究与设计[D].广州:华南理工大学,2018.
- [6] 王思航.基于 FPGA 的数字信道化接收机设计与实现[D].哈尔滨:哈尔滨工程大学,2018.
- [7] TI.LMK04828[EB/OL].(2020-05-xx)[2022-02-23].<https://www.ti.com/product/LMK04828#tech-docs>.
- [8] VECTRON.VX-705 [EB/OL].(2020-04-xx)[2022-02-23].<https://www.vectron.com/products/vexo/VX-705.pdf>.
- [9] JIN T, ZHANG W F. A novel interpolated DFT synchronphasor estimation algorithm with an optimized combined cosine self-convolution window[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2021, 70.
- [10] 王安,焦美鹏,罗世刚.基于 FFT 频谱校正的移频信号检测算法的研究[J].测控技术,2012,31(5):81-88.
- [11] 褚如龙,陈青松,胡晓飞.基于射频采样的大带宽收发信机的设计与实现[J].电子设计工程,2019,27(401):

(下转第 149 页)

Ontario, Canada[J]. *Remote Sensing*, 2021, 13(7): 1394–1394.

[6] ZHAI W, ZENG W H. Building damage assessment using a single post–earthquake PolSAR image: a case of the 2010 Yushu earthquake [J]. *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*, 2017, 57 (1):012018–012018.

[7] PRADIPTA R A, SAEPULOH A S. Geology structure identification based on polarimetric SAR (PolSAR) data and field based observation at Ciwidey Geothermal Field [J]. *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*, 2016, 42(1):012008.

[8] Hou Biao, Yang Chen, Ren Bo, et al. Decomposition – feature – iterative – clustering – based superpixel segmentation for PolSAR image classification [J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2018, 15(8):1239–1243.

[9] RATHA D, BHATTACHARYA A, FRERY A C. Unsupervised classification of PolSAR data using a scattering similarity measure derived from a geodesic distance [J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2017, 15(1): 151–155.

[10] LIU F, SHI J F, JIAO L C, et al. Hierarchical semantic model and scattering mechanism based PolSAR image classification[J]. *Pattern Recognition*, 2016, 59: 325–342.

[11] SHANG R, WANG G, OKOTH M A, et al. Complex – valued convolutional autoencoder and spatial pixel–squares refinement for polarimetric SAR image classification. [J]. *Remote Sensing*, 2019, 11(5): 522.

[12] ZHANG Z, WANG H, XU F, et al. Complex – valued convolutional neural network and its application in polarimetric SAR image classification [J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2017,

55(12): 7177–7188.

[13] ZHOU Y, WANG H, XU F, et al. Polarimetric SAR image classification using deep convolutional neural networks. [J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2016, 13(12): 1935 – 1939.

[14] NEGRI R G, FRERY A C, SILVA W B, et al. Region – based classification of PolSAR data using radial basis kernel functions with stochastic distances [J]. *International Journal of Digital Earth*, 2019, 12(6): 699–719.

[15] UHLMANN S, KIRANYAZ S. Integrating color features in polarimetric SAR image classification [J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2014, 52(4): 2197–2216.

[16] ACHANTA R, SHAJI A, SMITH K, et al. SLIC superpixels compared to state – of – the – art superpixel methods [J]. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 2012, 34(11): 2274–2282.

[17] BI H, SUN J, XU Z. A graph – based semisupervised deep learning model for PolSAR image classification [J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2018, 57(4):2116–2132.

(收稿日期: 2022-04-01)

作者简介:

任吉宏(1996–),男,硕士研究生,
主要研究方向:SAR遥感图像处理。

刘畅(1978–),男,博士,研究员,
博士生导师,主要研究方向:SAR系统
及其相关SAR成像处理技术。



扫码下载电子文档

(上接第 143 页)

161–164.

[12] 高兴顺. 基于 FPGA 的 TIADC 宽带信号硬件实时修正方法研究[D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2017.

[13] 霍建东. 中频信号回放模块硬件电路设计[D]. 成都: 电子科技大学, 2019.

[14] HAO Y, SONG P, WANG X, et al. A spectrum correction algorithm based on beat signal of FMCW laser ranging system[J]. *Sensors*, 2021, 21(15): 5057–5057.

[15] 张勇强, 陆晨阳, 奚宏亚. 基于汉宁窗和双线谱的频率估计方法[J]. *中国科技信息*, 2020(8):110–112, 115.

(收稿日期: 2022-02-23)

作者简介:

成章(1982–),通信作者,男,硕士研究生,高级工程师,主要研究方向:宽带信号处理、系统设计,E-mail: 94074663@qq.com。

蔡春霞(1985–),女,硕士研究生,高级工程师,主要研究方向:宽带信号处理、电子侦察。

江威(1987–),男,硕士研究生,高级工程师,主要研究方向:宽带信号处理、电子侦察。



扫码下载电子文档

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所