

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2415855

## 基于带外实时校准的多通道通信系统设计\*

戚胜宇<sup>1,2</sup> 马钰博<sup>1,2</sup> 武杰<sup>1,2</sup>

(1. 中国科学技术大学核探测与核电子学国家重点实验室 合肥 230026; 2. 中国科学技术大学近代物理系 合肥 230026)

**摘要:** 针对5G移动通信多天线波束成形的应用需求,本文设计并实现了一种多通道软件无线电通信系统,并基于该系统实现了宽带多通道多频点同步校准。为解决多通道同步误差随环境温度等因素漂移的问题,本文创新性地提出一种基于带外校准信号的实时同步方案。该方案在OFDM通信的冗余带宽内插入校准信号来追踪多通道响应误差随时间漂移,并对带内有效信号进行补偿。在1 GHz频点下,系统通过实时校准方式有效补偿了系统温度变化带来的2.8 °C相位响应误差漂移和0.2 dB的幅度响应误差漂移。经过初始化校准和实时校准后,在40 °C~80 °C的温度区间内相位误差控制在0.4 °C以内,幅度响应误差控制在0.05 dB以内。该方案不仅能够实现更高的精度,而且对于用户端全透明,无需中断通信作业就可以进行校准,对于5G多通道同步设计具有重要的参考意义。

**关键词:** 通信终端;多通道同步;AD9361;FPGA;带外实时校准

**中图分类号:** TN929.5 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1050

## Design of multi-channel communication system based on out-of-band real-time calibration

Qi Shengyu<sup>1,2</sup> Ma Yubo<sup>1,2</sup> Wu Jie<sup>1,2</sup>(1. State Key Laboratory of Particle Detection and Electronics, University of Science and Technology of China, Hefei 230026, China;  
2. Department of Modern Physics, University of Science and Technology of China, Hefei 230026, China)

**Abstract:** To meet the application requirements of multi-antenna beamforming in 5G mobile communications, this paper designs and implements a multi-channel Software Defined Radio (SDR) communication system, and based on this system, achieves broadband multi-channel multi-frequency point synchronization calibration. To address the issue of multi-channel synchronization drift due to environmental factors such as temperature, this paper innovatively proposes a real-time synchronization scheme based on out-of-band calibration signals. This scheme inserts calibration signals into the redundant bandwidth of OFDM communications to track the drift of multi-channel response errors over time and compensates for the in-band effective signals. At the 1 GHz frequency point, the system effectively compensates for the phase response error drift of 2.8 °C and amplitude response error drift of 0.2 dB caused by temperature variations through real-time calibration. After initialization calibration and real-time calibration, the phase error is controlled within 0.4 °C, and the amplitude response error is controlled within 0.05 dB in the temperature range of 40 to 80 °C. This scheme not only achieves higher precision but is also completely transparent to the end user, allowing calibration without interrupting communication operations, making it highly significant for the design of 5G multi-channel synchronization.

**Keywords:** communication terminal; multi-channel synchronization; AD9361; FPGA; out-of-band real-time calibration

## 0 引言

软件无线电 (software defined radio, SDR) 是一种由模拟射频前端、数字单元和模数转换接口组成的无线电系统。射频前端接收到的射频信号通过模数转换器离散化后传输

出数字单元。SDR将可扩展的通信硬件与自定义功能的数字处理模块相结合,通过软件定义的方式实现对通信硬件的重新配置和功能定义。SDR技术的兼容性、互操作性和灵活性使得其在通信领域受到广泛关注<sup>[1-2]</sup>。在5G环境下,RRU和BBU中通常会包含一个或多个SDR单元,实

收稿日期:2024-04-16

\* 基金项目:中国科学院战略性先导科技专项(XDC07020403)、中国科学技术大学重大项目支持计划基金(KB2030040013)项目资助

现无线电相关功能。SDR 对于 5G 通信的意义在于其提供了解耦合、虚拟化、软件化的基础,对于多输入多输出(multi-input multi-output, MIMO)系统波束成形、空间复用、空分多址等技术都有重要作用<sup>[3-4]</sup>。此外,SDR 平台同样也是进行通信算法开发和部署最便捷、最便宜的理想方案。本文选用了 Xilinx 的可编程逻辑器件(field programmable gate array, FPGA)XC7Z045 作为数字基带处理单元,结合多片射频芯片 AD9361,设计并实现了一个完全可控、可重构、模块化的 SDR 通信系统。

基于以上硬件系统,本文以 5G 移动通信波束成形技术为实际应用背景,对 MIMO 系统多通道同步展开深入研究。波束成形技术是 5G 关键技术之一,在工业界和学术界受到广泛关注<sup>[5-7]</sup>。当采用空分多址(space division multiple access, SDMA)时,波束成形能够将信号能量集中在特定用户方向,一方面抑制了对其他用户的干扰,另一方面减小了信号能量的耗散,增加了传输距离。波束成形技术根据实现方式分为模拟波束成形、数字波束成形和混合波束成形。在 5G 中,FR1 频段通常采用全数字波束成形,毫米波段考虑混合波束成形实现。无论是哪种实现架构,究其本质都是通过发射端控制多个天线阵元的增益和相位以实现在特定方向上信号的相干叠加,在接受端以同样的方式增强接收特定方向的信号来实现的。但是在实际系统中,多通道射频链路路上的响应并不是一致的,会以幅度和相位误差的方式叠加到多通道信号上,严重恶化系统性能。因此,波束成形技术要求系统能够提供多通道之间的绝对相干性,要求对多个通道之间的进行幅相失配校准。

为了补偿多通道幅相失配,许多研究提出了相关的解决方案<sup>[8-11]</sup>。硬件辅助校准是目前使用最为广泛的一种方法<sup>[8]</sup>。该方法通过多级级联的功分器将校准发射信号反馈到需要校准的接收通道,计算接收通道的响应从而实现接收通道校准,然后将多个发射通道的信号耦合到同一个或多个已经校准的接收通道,计算不同发射通道响应,从而实现发射通道校准。文献[9]指出最佳的硬件连接方式为星型连接。随着大规模 MIMO 的发展,辅助硬件的代价促使人们开始探索基于空口的校准方式。例如,文献[10]中提出在靠近天线阵列孔径的位置放置嵌入式微带线,利用天线单元与微带线之间的电磁耦合,通过在传输线两端引入校准通道分别校准接受和发射通道,其中微带线实际上起到了耦合器的作用。随着天线规模增大,天线距离减小,文献[11]提出利用相邻天线之间的强耦合效应来实现校准。然而,基于空口的校准方式都更容易受到干扰,因此对于精度要求较高的场景,硬件校准仍然是更好的解决方案。无论是哪种校准方式,初始化离线校准都只能保证短暂的同步。随着时间、温度、硬件漂移等条件变化,多通道响应误差会逐渐增大,因此多通道同步需要在线定时校准。相关文献中普遍采用了在线定时校准的方法<sup>[12-14]</sup>。文献[14]中实验性表明对所有共用时钟的系统,必须在 10 min 的时间

尺度上重复校准。但是定时校准存在以下问题:一是在校准过程中需要将收发通道从正常工作模式切换到校准模式的,频繁地定时校准必然导致浪费通信资源,降低通信效率;二是定时校准假设系统环境变化对同步性能影响不大,但实际上温度变化等环境因素对同步性能有显著影响<sup>[15]</sup>。因此,有文献提出采用预先标定校准系数与温度的查找表来补偿温度变化带来的影响<sup>[16]</sup>。这种方式看似合理,但在实际应用中存在以下问题:一是锁相环初始化后多通道相位误差是随机的,每次初始化或定时校准的初始温度也是随机的,且校准系数随温度变化是非线性的,因此只进行一次标定是无法一劳永逸的,在每次初始化或改变载频后都需要进行温箱测试,对所有温度进行扫描标定并制作查找表,这在实际操作中难以实现;二是影响校准性能的因素不仅仅是温度,例如,当不同 RRU 单元不共用本振信号时,非理想的同步会保留非常小的残余频率误差,从而导致随时间累积的相位漂移<sup>[17]</sup>,这也是预先温度标定补偿无法解决的问题。

针对以上问题,本文提出基于带外校准信号实时校准的同步方法。该方法充分利用正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)之间的保护带宽资源,在有效带宽外插入带外校准信号。该方式与导频同步不同,整个过程在系统内部实现,不需要用户端参与,对用户完全透明。带外校准信号与有效带宽内的信号对于环境温度、湿度、硬件漂移以及累积相位等因素都有完全相同的响应特性。这一特性使得带外校准信号可以作为标定参考,能够在初始校准后及时感知并追踪多通道响应变化,从而实现实时校准。

本文第 1 部分详细介绍了系统 FPGA 硬件设计及逻辑设计,AD9361 射频通路及射频前端设计。第 2 部分首先分析并仿真了多通道幅相失配对于 MIMO-OFDM 通信的影响,然后进行 MIMO-OFDM 通信系统建模,最后给出基带同步和宽带校准方案。第 3 部分对系统板卡的宽带和窄带校准性能进行了系统测试分析。第 4 部分提出实时校准方案,并给出实时校准前后系统同步性能对比测试。

## 1 系统设计

### 1.1 总体设计

系统框图如图 1 所示。硬件总体设计分为 FPGA 模块、射频模块、电源模块和时钟模块几个关键部分。系统的核心处理器采用 Zynq XC7Z045,负责板级控制以及与上位机的交互。由于射频前端数据速率较高,设计中额外预留了一块 FPGA XC7VX690T。这块 FPGA 通过 GTX 高速口与 Zynq 核心处理器进行数据交互,为后续的实时数据处理和分析提供了便利。整个板卡通过 J30JZ 连接器保留了对外接口,包括整板核心 12 V 电源接口、两块 FPGA 的 JTAG 口、调试串口、网口以及保留的 GPIO 口。通过该接口,实现了与上位机的数据交互,并且能够实时监测板卡温

度、电源状态等工作情况,以便及时进行故障预防。射频前端部分采用了 MCX 射频头,引出了 3 路收、2 路发射和 1 路校准通道。这些通道的设计保证了系统能够高效地接收和发送射频信号,并且进行必要的校准,以确保系统的性能稳定和可靠。

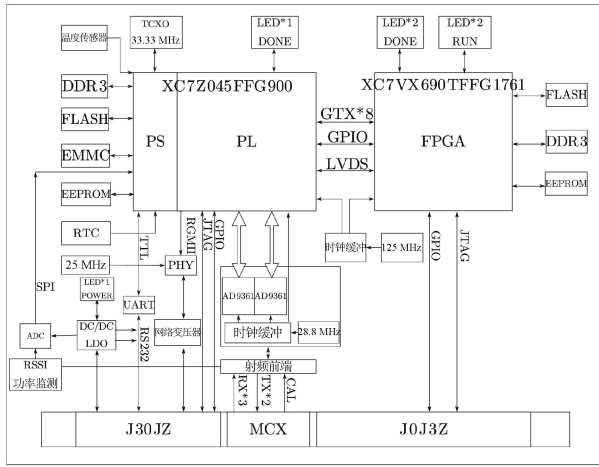


图 1 系统框图

Fig. 1 System block diagram

1.2 FPGA 逻辑设计

FPGA 硬件逻辑设计如图 2 所示。整体设计分为两个部分,可编程逻辑(programmable logic, PL)部分和处理系统(processing system, PS)。PL 端利用可编程逻辑资源搭建了 AD9361 数据传输通路。PS 端搭载了双核 ARM Cortex-A9 处理器,通过 AXI 总线与 PL 端进行连接,负责实现 PL 端硬件驱动和数据处理的逻辑控制。

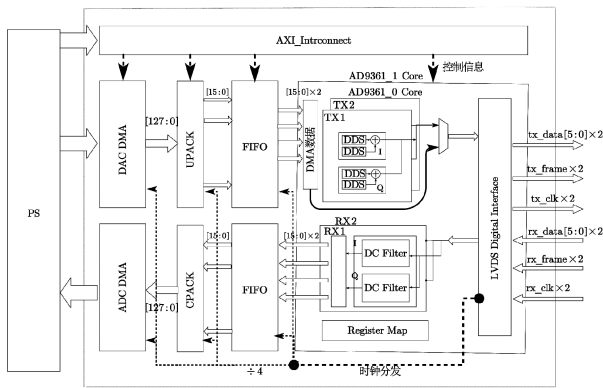


图 2 FPGA 逻辑设计

Fig. 2 FPGA logic design

两片 AD9361 由各自的 AD9361 IP 核负责数据的接收和发射。每个 IP 核主要功能是在四个周期内接收到的一帧 48 位数据根据通道和 IQ 重新分割,打包成 4 路 16 位的数据。分割后的数据包括 I0、Q0、I1 和 Q1 四路 16 位数据,其中高 4 位被用作符号扩展位。这些数据随后传输给先入先出(first-in first-out, FIFO)缓冲区。AD9361 IP 核

还集成了发射通道的驱动功能,可以根据需要配置成数字合成器(direct digital synthesizer, DDS)或直接内存访问(direct memory access, DMA)作为数据源,以满足通道测试需求,并可作为更高级数据通信协议的载体。

Zynq PS 部分通过 S\_AXI 总线接收来自 DMA 的数据,并将其存储到 DDR 内存中。同时,通过 DMA 从 DDR 中读取即将发送的数据。此外,PS 端还通过 M\_AXI 总线对可编程逻辑进行配置和控制。通过网口,数据可以传输到上位机,以便进行后续的数据处理和分析。

1.3 射频前端设计

AD9361 作为射频前端的核心理件,在每片中具备 2 个独立的接收和发射通道。这样的设计可以灵活地接收不同来源的信号,同时允许同时发射多个信号源,因此非常适用于多天线输入输出的分集系统<sup>[18-19]</sup>。

器件内部结构如图 3 所示。接收数据链路的流程经过低噪声放大器(low noise amplifier, LNA)、混频器和可编程模拟低通滤波器。这些步骤能将接收信号下变频到基带以进行数字化处理。每个独立的接收通道都包含 2 个 12 位模数转换器(analog-to-digital converter, ADC),最高采样率可达 61.44 MSPS,分别用于采样接收同向(I)和正交(Q)信号。发射数据链路的结构与接收链路类似。

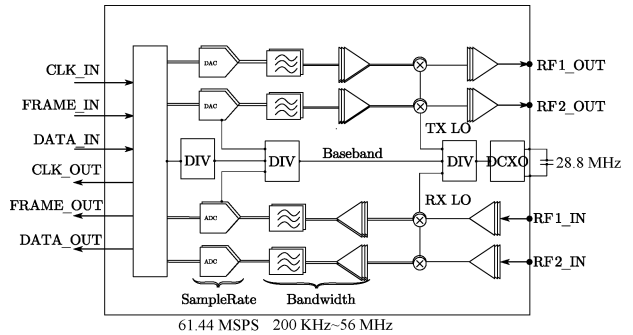


图 3 AD9361 内部结构示意图

Fig. 3 Diagram of AD9361 internal architecture

AD9361 内部集成多个锁相环(phase locked loops, PLL),其中包括两个完全相同的 RFPLL,用于生成发射和接收链路的本振(local oscillator, LO)信号,以及一个用于生成内部采样时钟和数据传输时钟的 BBPLL。尽管 PLL 锁定后,PLL 输出时钟与输入时钟的相位差保持恒定,但对于不同片的 AD9361,在输入时钟相位一致的情况下,不同 PLL 输出的时钟仍然可能存在随机的相位差。这种误差对于多通道同步至关重要,因此需要对 BBPLL 和 RFPLL 输出的时钟相位误差进行校准,以实现高精度同步。

射频前端的详细设计如图 4 所示。在本设计中,前端系统共包括 3 路接收,2 路发射,1 路校准和 1 路功率监测通道。每个接收通道可以通过射频开关切换成直通、LNA 或者 20 dB 衰减模式,并通过限幅器保护 AD9361 输入。

校准通路可选择 AD9361 输出作为自校准源,或选择外界输入校准源,并通过功分器分成 3 路回接到每个接收通道。功率监测通道由功率放大器(power amplifier, PA)、射频开关、对数检波器和 ADC 四部分组成。它接收每个接收通道的耦合器分出来的部分信号,并通过检波器将信号强度转换成模拟电压,从而实现监测输入通道。

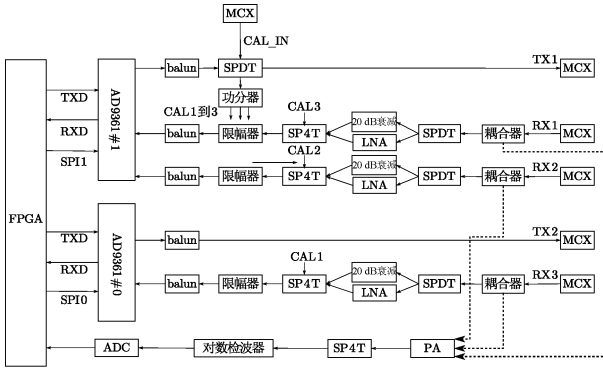


图 4 射频前端设计  
Fig. 4 RF front-end design

## 2 多通道幅相失配校准

### 2.1 多通道幅相失配对 MIMO-OFDM 通信的影响

MIMO-OFDM 是目前主流的通信系统。为研究多通道幅相失配对 MIMO-OFDM 宽带系统的影响,本文首先建立如图 5 所示的系统。在该系统中,具有  $N_t$  根发射天线的发射端和具有  $N_r$  根天线的接收端进行 OFDM 通信,并且接收端和发射端分别配置  $N_t^{RF}$  和  $N_r^{RF}$  条射频链路,满足  $N_t^{RF} \leq N_t, N_r^{RF} \leq N_r$ 。不失一般性的,考虑混合模拟波束成形架构,先在基带通过数字信号进行预编码进行数字波束成形,再经过  $N_t^{RF}$  条射频链路后,再通过模拟移相等方式进行模拟波束成形。为了简化模型,采取以下假设:

- 1) 天线与射频链路一一对应,即有  $N_t^{RF} = N_t$ , 射频链路的幅相失配会直接耦合到每根天线上;
- 2) 基站部署均匀线性阵列作为发射器,用户移动单元作为接收器;
- 3) 除多通道幅相失配以外,系统是完美的,如模拟移相器没有量化误差,全精度 ADC/DAC。

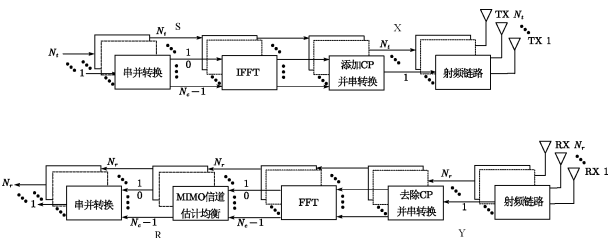


图 5 OFDM 系统发射和接收  
Fig. 5 OFDM system transmission and reception

在以上假设的基础上,进行系统仿真,仿真条件可视化

如图 6 所示。具体仿真条件为:基站侧 8 根天线,用户侧 1 根天线的 MISO 系统;基站发射功率为 8 W,发射增益为 -8 dB;移动接收器距离基站 2 750 m;干扰器距离基站 9 000 m,功率为 1 W,增益为 -20 dB,偏离天线波束方向 20°。

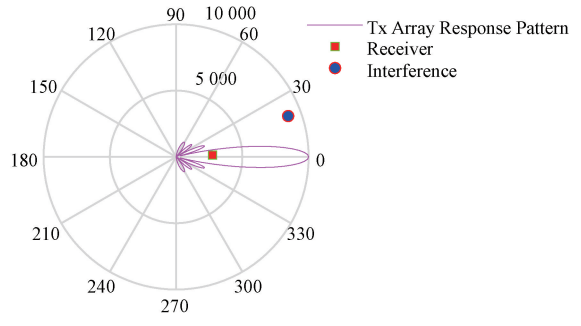


图 6 仿真条件  
Fig. 6 Simulation conditions

仿真代码由信号发射、信号传输和信号接收 3 部分组成。信号发射阶段依次通过卷积编码、加扰、QAM 调制和 OFDM 调制,将比特流转换成时域信号,并映射到多天线上。MIMO 系统中通过空分多址来区分用户,通过在不同方向上形成波束,同时为多个用户提供服务而不相互干扰。在实际应用中,用户位置和天线阵列的指向可能会有所不同。

仿真实验 1: 通道带内幅相失配对 MIMO-OFDM 通信性能的影响

在该仿真中假设多通道之间不存在幅相失配,但通道带内各频点响应不一致,不同子载波之间幅度响应误差满足  $N(0, \sigma_a^2)$ , 相位响应误差满足  $N(0, \sigma_\phi^2)$ 。仿真结果如图 7 所示。从图 7 中可以看出,当不同子载波幅度响应误差小于 0.5 dB, 相位响应误差小于 5° 时,带内幅相失配的影响并不明显,但随着带内幅相失配增加,误码率迅速升高,通信性能急剧恶化。当用户方向与波束成形方向对齐时,通信性能得到大幅度提升,正式这种空间敏感性使得 SDMA 能够在空间上区分多用户。

仿真实验 2: 通道间幅相失配对 MIMO-OFDM 通信性能的影响

在该仿真中假设各通道带内子载波幅相响应一致,不同通道之间的幅度响应误差满足  $N(0, \sigma_a^2)$ , 相位响应误差满足  $N(0, \sigma_\phi^2)$ 。仿真结果如图 8 所示。通道间的幅相误差均会导致系统性能恶化,多通道之间的幅相平衡对于 MIMO-OFDM 系统具有重要作用。根据上述仿真结果,并对比同类研究文献,经过多通道校准后,多通道剩余幅度误差应不大于 0.5 dB, 剩余相位误差不大于 5°<sup>[20-21]</sup>。

### 2.2 系统建模

依然考虑如图 5 所示的具有  $N_t$  根发射天线,  $N_r$  根接收天线和  $N_c$  个子载波的 MIMO-OFDM 系统。在发射端,  $N_t$  个经过预编码和调制后的数据流中,每  $N_c$  个比特串并

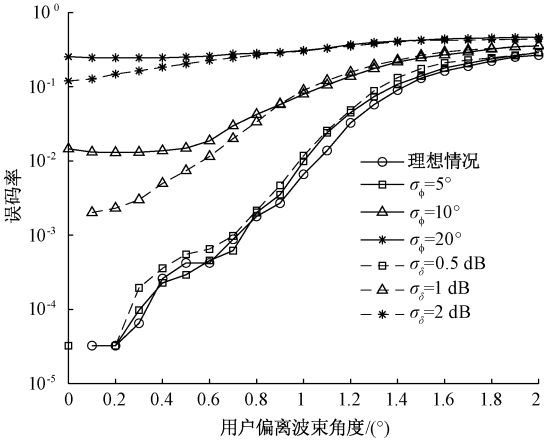


图 7 带内幅相误差对应的误码率随用户角度变化

Fig. 7 Bit error rate (BER) corresponding to in-band amplitude and phase errors varies with user angle

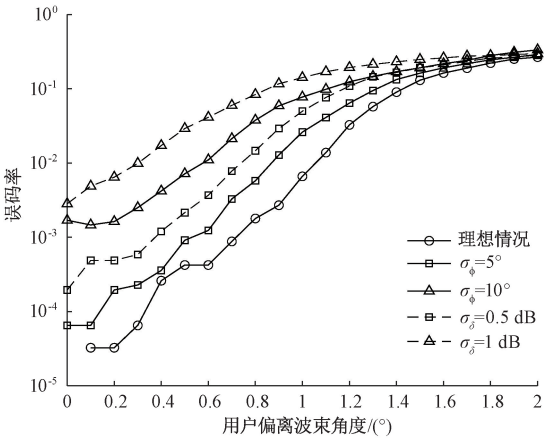


图 8 多通道幅相误差对应误码率随用户角度变化

Fig. 8 Bit error rate (BER) corresponding to multi-channel amplitude and phase errors varies with user angle

转换为  $N_c \times N_t$  维的频域 OFDM 符号  $\mathbf{X}$ , 再经过 IFFT 转换成时域信号。为了减小符号间干扰, 在 OFDM 符号之间添加循环前缀 CP, 生成  $N_s \times N_t$  发射信号  $\mathbf{S}$ 。该信号经过射频链路, 经过  $f_c$  载波调制后发射到无线信道。

接收端  $N_r$  根天线接收信号并下变频到基带, 生成  $N_s \times N_r$  基带接收信号  $\mathbf{Y}$ 。接收信号去除 CP 后, 再通过 FFT 转换到频域, 产生由  $N_r$  个数据流组成的  $N_c \times N_r$  接收矢量  $\mathbf{R}$ 。最后对  $\mathbf{R}$  进行信道估计和均衡, 解调解码, 从而获取发送数据流的估计值。

对于 MIMO-OFDM 系统, 多通道响应可以通过复系数表示:

$$H_n(k) = \rho_n \exp(j\psi_n), 1 \leq n \leq N_t, 1 \leq k \leq N_c. \quad (1)$$

其中,  $\rho_n$  为第  $n$  个通道的幅度响应,  $\psi_n$  为第  $n$  个通道的相位响应,  $k$  表示第  $k$  个子载波。如果多通道之间存在幅相误差时, 选取一个通道作为参考通道, 多通道的幅相误

差矩阵可以表示为:

$$\mathbf{\Gamma}(k) = \text{diag}(\rho_1 e^{j\psi_1} \cdot [1, \dots, \Delta\rho_n e^{j\Delta\psi_n}, \dots, \Delta\rho_{N_t} e^{j\Delta\psi_{N_t}}]) \quad (2)$$

其中,  $\Delta\rho_n = \rho_n/\rho_1, \Delta\psi_n = \psi_n/\psi_1$ 。

在存在通道误差的情况下, 发射信号  $\mathbf{S}$  可以表示为:

$$\mathbf{S} = (\mathbf{\Gamma} \otimes \mathbf{I}_{N_t}) (\mathbf{\Theta} \otimes \mathbf{I}_{N_t}) (\mathbf{F}^{-1} \otimes \mathbf{I}_{N_t}) \mathbf{X} = (\mathbf{\Gamma} \mathbf{\Theta} \mathbf{F}^{-1} \otimes \mathbf{I}_{N_t}) \mathbf{X} \quad (3)$$

其中,  $\mathbf{X}$  定义为:

$$\mathbf{X} = \{x_{i,j}\}, i \in [0, N_c - 1], j \in [1, N_t] \quad (4)$$

$x_{i,j}$  表示第  $j$  个数据流上第  $i$  个子载波上的比特符号。

$\mathbf{F}$  表示  $N_c \times N_c$  维的傅里叶变换矩阵, 定义为:

$$\mathbf{F} = \{(\omega^{ij})_{i,j}\}, i \in [0, N_c - 1], j \in [0, N_c - 1] \quad (5)$$

其中,  $\omega = \exp(-j2\pi/N_c)$ 。 $\mathbf{\Theta}$  表示  $N_s \times N_c$  维的矩阵, 向信号中添加  $N_g$  个采样点的 CP, 定义为:

$$\mathbf{\Theta} = [[0, \mathbf{I}_{N_g}], \mathbf{I}_{N_c}]^T \quad (6)$$

接收到的基带信号  $\mathbf{R}$  可以表示为:

$$\mathbf{R} = (\mathbf{F} \otimes \mathbf{I}_{N_r}) (\mathbf{Y} \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{G} \mathbf{S} + \mathbf{n} = (\mathbf{F} \otimes \mathbf{I}_{N_r}) (\mathbf{Y} \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{G} (\mathbf{\Theta} \otimes \mathbf{I}_{N_t}) (\mathbf{F}^{-1} \otimes \mathbf{I}_{N_t}) (\mathbf{\Gamma} \otimes \mathbf{I}_{N_t}) \mathbf{X} + \mathbf{n} = \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{n} \quad (7)$$

其中,  $\mathbf{Y}$  表示接收端去除 CP。 $(\mathbf{Y} \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{G} (\mathbf{\Theta} \otimes \mathbf{I}_{N_t})$  是一个块循环矩阵, 块循环矩阵可以通过傅里叶变换和反变换矩阵对角化, 因此除硬件以外的信道响应可以表示为  $N_r \times N_t \times N_c$  的对角矩阵, 其对角元素  $\mathbf{H}(k)$  表示第  $k$  个子载波上的信道响应矩阵, 可表示为:

$$\mathbf{H}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{G}(l) \exp(-j \frac{2\pi k l}{N_c}) \quad (8)$$

其中,  $\mathbf{G}(l)$  表示 MIMO 第  $l$  个时间抽头的  $N_r \times N_t$  维信道冲激响应矩阵。通过将 OFDM 添加到 MIMO 中, 并行传输的子载波信道被创建。第  $k$  个子载波的接收信号为:

$$\mathbf{R}(k) = \mathbf{H}(k) \mathbf{\Gamma}(k) \mathbf{X}(k) + \mathbf{n} \quad (9)$$

因此基于窄带的单载波校准可以通过应用于每个子载波上实现对宽带的校准。校准的过程实际上就是先获取  $\mathbf{\Gamma}(k)$ , 然后再通过预编码的方式将失配系数补偿到基带数字信号上。

### 2.3 基带时序同步

本设计中利用 AD9361 提供的多片同步机制实现基带同步。其校准硬件设计如图 9 所示。系统中外部提供 28.8 MHz 低相位噪声压控温补晶振作为时钟源, 通过低时延和抖动时钟缓冲芯片, 分别提供给两片 AD9361 和 FPGA, 且确保时钟走线长度一致。同步信号 SYNC 由 FPGA 生成分别走等长线到多片 AD9361。SYNC 信号是以 FPGA 同步管脚的上升沿为参考产生的矩形脉冲。这里需要注意的是, 为解决跨时钟域问题, 采用“打两拍”的方式, 即参考时钟对同步管脚采样两次并寄存, 并将当前电平 and 第 2 次寄存结果经过与逻辑门来判断跳变沿。第 1 拍的

作用是将输入信号同步化,但同步化的输出可能带来建立保持时间的冲突,产生亚稳态,需要再寄存 1 拍,以减少亚稳态带来的影响。

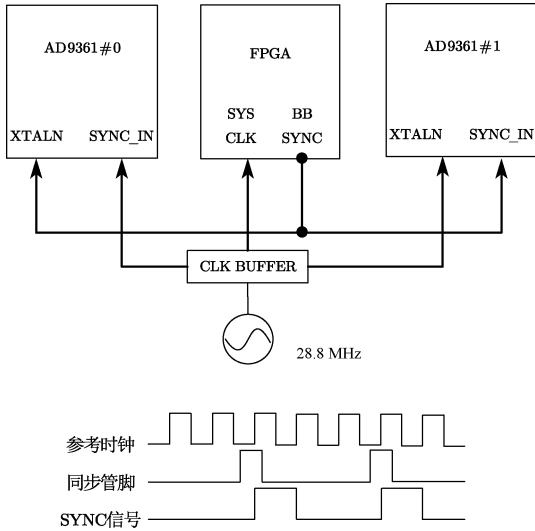


图 9 基带同步校准

Fig. 9 Baseband synchronization calibration

实际测试结果如图 10 所示。在第二次 SYNC 信号拉高后,通过示波器设置触发捕捉到的两片 AD9361 数据传输时钟的相位在收到 SYNC 信号前后变化。从图 10 中可以明显观察到已经完成了基带的精确同步。

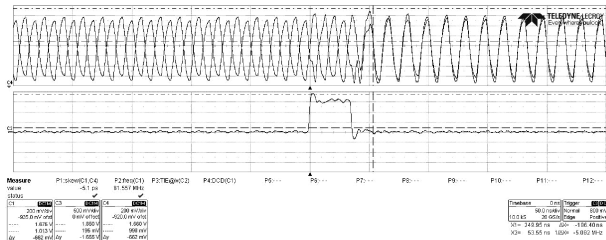


图 10 基带校准测试图

Fig. 10 Baseband calibration test

## 2.4 宽带校准方法

宽带校准分为多通道误差估计和校准算法补偿两个部分。

本文采用基于 Zadoff-Chu(ZC)序列的宽带多通道误差估计方法,能够在 1 个时隙内获取误差系数矩阵。在实际工作中,对子载波进行逐个测量并标定误差系数显然是不现实的,会耗费大量的时间和处理器资源。因此本文参考 SRS 探测序列获取信道状态信息的方案,实现了基于 ZC 序列的宽带校准方案。ZC 序列具有很多理想特性,广泛应用于现代移动通信系统<sup>[22]</sup>。ZC 序列包含两个关键参数:序列长度  $N_{zc}$  和序列索引  $q$ 。当给定这两个参数时,第  $q$  个 ZC 序列  $s_q[n]$  定义为:

$$s_q[n] = \exp\left(-j2\pi \frac{n((n+1))}{N_{zc}}\right) \quad (10)$$

其中,  $n = 0, 1, 2, \dots, N_{zc} - 1, q = 1, 2, \dots, N_{zc} - 1$ 。该序列对于多通道信道校准有以下优势特性:

1) 恒定振幅:所有  $s_q[n]$  都具有恒定振幅 1, 具有较低的峰均值抑制比;

2) 零相关:  $s_q[n]$  的归一化循环自相关函数为  $\delta(\tau)$ , 其中  $\tau \in \mathbb{Z}$ , 可以用于定时估计序列位于信号中的位置;

3) 较低的互相关:对于两个具有相同长度,不同索引的 ZC 序列  $s_{q_1}[n]$  和  $s_{q_2}[n]$ , 其归一化互相关系数为  $1/\sqrt{N_{zc}}$ 。这种特性使得一个接收通道能够在同一时刻最多实现  $N_{zc} - 1$  个发射通道的校准。

在进行多个接收通道误差系数矩阵估计时,将生成的 ZC 序列通过 IFFT 调制到多子载波上,生成如图 11 校准报文。该报文是依据 5G 物理层帧结构组织的。每个 5G 帧包含 10 个子帧,每个子帧持续时间 1 ms,由若干时隙组成。图 11 中就是 1 个时隙内的资源结构。1 个时隙固定由 14 个 OFDM 符号组成,OFDM 符号是时域上的最小单位。每个 OFDM 符号由 52 个资源块(resource block, RB)组成。RB 是资源分配用户的最小单位,每个 RB 包含 12 个子载波。从图 11 中可以看出,经过调制后的 ZC 序列位于时隙内的第 13 个 OFDM 符号上,并已经覆盖所有 RB 资源对应的有效带宽。

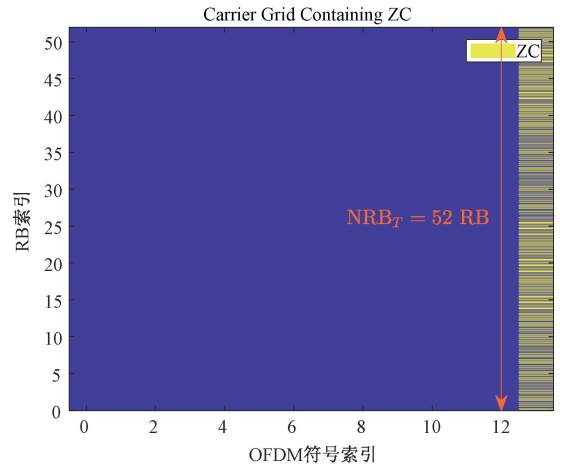


图 11 校准报文设计

Fig. 11 Design of calibration message

在完成校准报文设计后,选取一个发射通道来发射校准信号,通过功分器将校准信号分为多路反馈到接收通道。由于 ZC 序列是已知,接收通道通过解调后的校准信号即可获取信道响应的估计。获取信道估计的方法通常包含最小二乘法 (least squares, LS) 法和最小均方差 (minimum mean square error, MMSE) 法。由于硬件辅助校准方式抗干扰性能好,具有较高的信噪比,因此选用 LS 信道估计能够带来精确信道估计的同时具有比 MMSE 的更好实时性。式(1)中的通道响应矩阵估计可以表示为:

$$\hat{H} = (X^H X)^{-1} X^H Y \quad (11)$$

其中,  $\mathbf{X}$  为发射校准信号,  $\mathbf{Y}$  表示接收到的校准信号。最后, 根据式(2)即可获取多通道误差系数矩阵。

发射通道误差系数矩阵的获取与接收通道类似, 但是需要为每个发射通道单独设计校准报文, 每个校准报文都包含 1 个独立的 ZC 序列, 利用 ZC 序列的较低互相关的特性来区分发射通道。在完成校准报文设计后, 首先选取 1 个接收通道, 将所有发射通道通过合路器反馈到接收通道, 在基带将发射通道进行区分, 并单独完成信道估计, 最后获取发射通道的误差系数矩阵。

在获取多通道误差系数矩阵后, 需要进行多通道误差补偿校准。与多通道误差估计不同, 补偿校准过程在数字基带进行, 不需要硬件参与, 因此根据式 GOTOBU(9) 可以基于单载波进行。令校正矩阵为:

$$\mathbf{A} = \text{diag}([1, \dots, (\Delta\rho_n e^{j\Delta\phi_n})^{-1}, \dots, (\Delta\rho_{N_t} e^{j\Delta\phi_{N_t}})]) \quad (12)$$

则经过校正后的接收信号为:

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{A}\mathbf{T}\mathbf{X} + \mathbf{n} = \rho_1 \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{n} \quad (13)$$

在多通道幅度响应上乘以相同的系数  $\rho_1$  不会造成任何信号损失, 也不会影响信号质量。

上述幅相失配幅相失配的估计和补偿是在 FPGA 上实现的, 并搭配 ARM 处理器核心来调度校准任务。为加快算法收敛速度, 本设计在处理器上部署迭代校准方法来优化校准过程, 具体算法流程如图 12 所示。相位校准和幅度校准具有相似性, 所以只展示了相位校准的过程。首先, 在完成初始化步骤之后, 将所有接收通道的初始相位设置为 0; 其次, 根据当前多通道与参考通道的相位误差矩阵更新补偿相位, 更新采用 PID 调控实现, 更新过程为:

$$\psi [i] = \psi [i - 1] + k_p e [i] + k_r \sum_{i=1}^i e [i] + k_q (e [i] - e [i - 1]) \quad (14)$$

其中,  $k_p$ ,  $k_r$  和  $k_q$  分别为 PID 调控对应的比例、积分和微分数; 然后, 根据新的补偿相位调度 FPGA 校准完成相位校准任务, 并通过多次测量累积平均的方式重新标定校准后当前通道相对于参考通道的相位误差, 并记录当前补偿相位和剩余通道误差; 最后, 判断剩余通道误差是否满足迭代终止条件, 或者是否达到预设最大校准次数, 满足二者之一就结束校准流程, 并返回当前最优补偿相位和通道剩余误差。

### 3 宽带校准测试与分析

高精度多通道同步收发系统的实物如图 13 所示, 正面主要设有 FPGA、两片 AD9361、网口、DDR 等外设。背面主要包括接收、校准和发射通道, 以及射频前端。

本节主要实现多通道宽带校准的测试, 并分析测试结果得出一些结论。宽带校准分为 2 个部分: 接收通道校准和发射通道校准。接收通道校准器件连接如图 14 所示, 虚线表示校准信号流向。自校准时, 选择 1 路发射通道作为校准源, 将校准信号注入到功分器, 分为 3 路的校准源分别

```

算法 1 迭代优化校准算法
输入: 校准通道 chan, 迭代结束条件  $\epsilon$ 
输出: 剩余通道相位误差  $e_m$ 
1: procedure CALIBRATE_CHAIN(chan,  $\epsilon$ )
2:   Initial 补偿相位  $\psi_m[i] = 0$ , 相位误差  $e_m = 0$ 
3:   for  $i = 1$  to CalibrateTimes do
4:     更新补偿相位  $\psi_m[i] \leftarrow \psi_m[i - 1] + k_p e_m[i] + k_r \sum_{l=1}^i e_m[l] + k_q (e_m[i] - e_m[i - 1])$ ;
5:     调用校准任务  $\text{trxPhaseRotation}(\psi_m[i], \text{chan})$ ;
6:     for  $j = 1$  to StaleBuffers do
7:       重新估计相位误差  $\text{tmp} \leftarrow \text{EstimatePhaseD}(e_m[i], \text{chan})$ ;
8:     end for
9:     累计平均  $e_m \leftarrow \text{tmp} / \text{StaleBuffers}$ 
10:    保留最优结果  $\text{optimal} \leftarrow \min(\text{optimal}, e_m[i])$ 
11:    if  $e_m[i] < \epsilon$  then
12:      返回校准系数  $\psi_m[i]$  当前通道误差  $e_m[i]$ 
13:    end if
14:  end for
15:  if  $k > \text{CalibrateTimes}$  then
16:    返回最优校准  $\text{optimal}$ 
17:  end if
18: end procedure
    
```

图 12 迭代优化校准算法

Fig. 12 Iterative optimization calibration algorithm

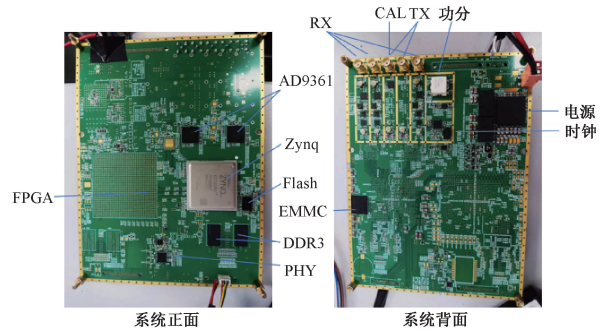


图 13 高精度同步收发系统实物图

Fig. 13 Picture of high-precision synchronous transmission and reception system

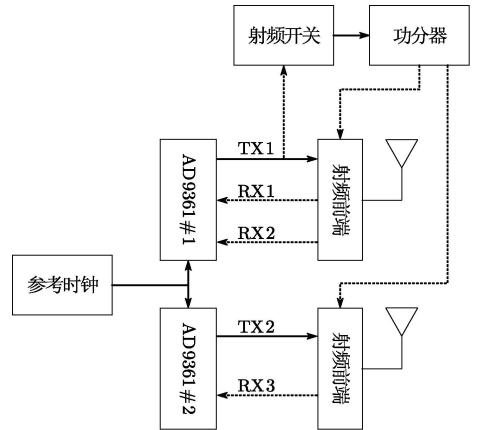


图 14 接收通道校准示意图

Fig. 14 Diagram of receive channel calibration

反馈到校准模式的接收通道。

这里需要校准的接收通道可以分为两类: 共用本振的接收通道 (RX1 和 RX2) 以及共用参考时钟的接收通道 (RX1 和 RX3)。在 5G 的 RRU 单元中, 普遍采用的也是这两种方式。对于同一个系统, 通常采用多通道共用本振; 不同系统之间, 5G 网络具有完善的时钟同步方案, 参考时钟频率同步精度达到 0.05 ppm 以内<sup>[23]</sup>。因此, 本文对于多

通道同步方案的研究具有普适性。对于既没有共用本振也没有共用参考时钟的系统,频差会直接导致不同通道响应完全随机,无法校准,也没有实际应用场景。

具体测试条件如下:两片 AD9361 的本振信号配置为 1 GHz;接收发射带宽为 34 MHz;采样率为 61.44 MHz;接收通道增益 14 dB;发射通道衰减 10 dB,发射信号平均功率 -10 dBm;窄带信号为 1 MHz 单音信号;宽带信号物理层采用的 5G 参数如表 1 所示;测试在系统正常工作,环境温度稳定,无其他干扰因素下进行。

表 1 5G 物理层参数

Table 1 5G physical layer parameters

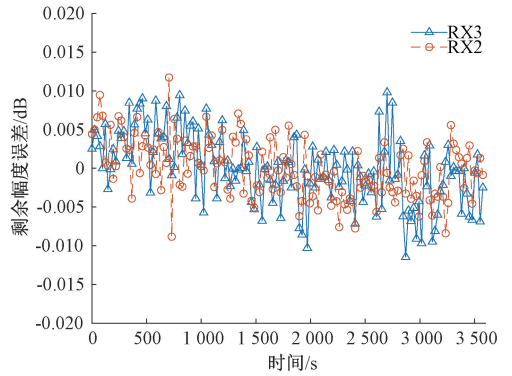
子载间隔/kHz	60
FFT 点数	1 024
子载波数	624
RB 数	52
循环前缀长度	72
每个子帧时隙数	4
每个时隙 OFDM 符号数	14

测试一:窄带信号校准测试

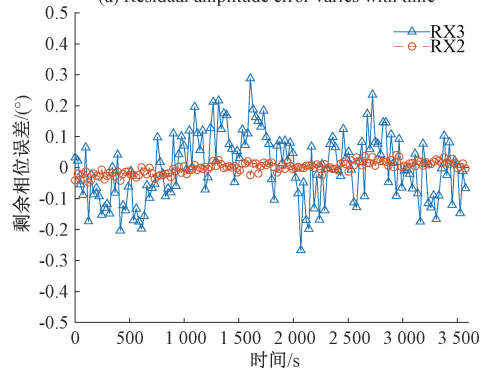
窄带校准将单音信号作为校准源进行单频点校准。窄带测试结果如图 15 所示。图 15 中截取 1 h 的连续测试结果,图 15(a)和(b)中分别展示了幅响应随时间变化,图 15(c)和(d)中对上述测试结果进行了正态拟合。选取 RX1 作为参考通道。从图 15 中可以看出,对于共用本真的接收通道和共用参考时钟的接收通道,其剩余幅度误差随时间变化均不明显,标准差  $\sigma$  都仅只有 0.04 dB,但是共用本振的接收通道剩余相位误差稳定性要优于共用参考时钟的接收通道,标准差  $\sigma$  分别为  $0.02^\circ$  和  $0.11^\circ$ 。这里主要的原因是幅度误差和相位误差的来源不同。通常情况下,幅度误差主要来源于功率放大器、低噪声放大器等功率相关的有源器件,这些器件在理想条件下会在相当长的一段时间内保持稳定,而相位误差主要来源于时钟源和锁相环,时钟的相位噪声和锁相环的抖动都会耦合到本振信号上,因此对于共用本振信号的参考通道抖动是一致的,但对于共用参考时钟的通道由于使用的不同锁相环引入的误差会导致更大的抖动。因此,在环境稳定的情况下,幅度校准并不需要经常执行,两种时钟信号的共享方式对于幅度误差稳定性也没有太大影响,但是对于相位误差,共用本振的方式会带来更好的效果。

测试二:宽带信号校准测试

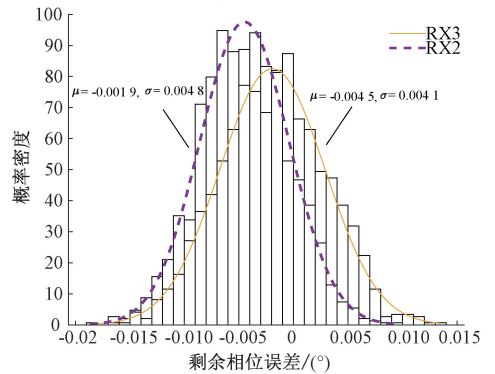
宽带校准信号将 5G 校准报文作为校准源,进行带内多载波频点校准。宽带接收通道测试结果如图 16 所示。图 16 中绘制了一段时间内不同子载波幅响应的均值及正态统计的 1 个  $\sigma$  区间。从图 16(a)和(b)中可以看出,即使采用共用本振的同步方式,带内子载波相位响应均值最



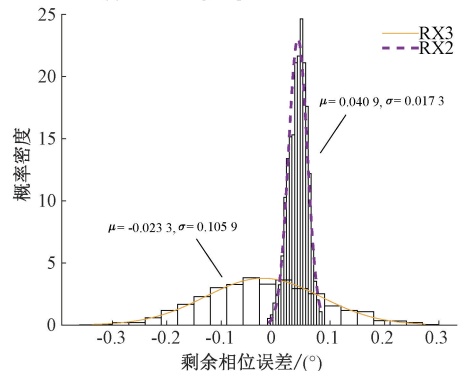
(a) Residual amplitude error varies with time



(b) Residual phase error varies with time



(c) Remaining amplitude error distribution



(d) Remaining phase error distribution

图 15 窄带接收通道校准测试

Fig. 15 Calibration and testing of narrowband receive channel



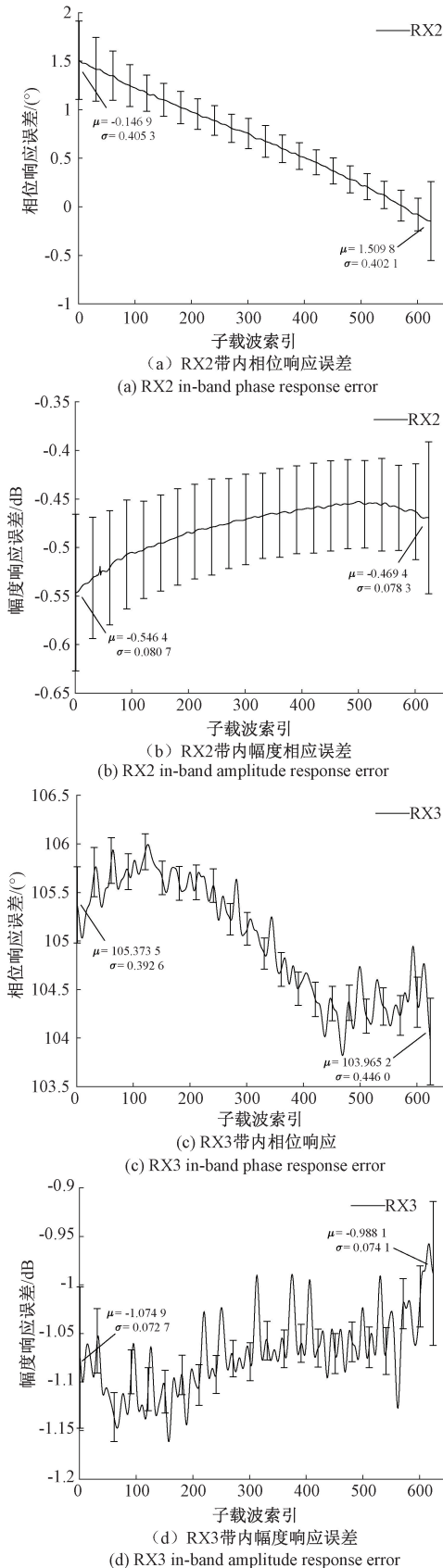


图 16 宽带接收通道校准测试

Fig. 16 Calibration and testing of broadband receive channel

大相差  $1.7^\circ$ , 最大  $0.4^\circ$  的标准差, 幅度响应均值最大相差  $0.1 \text{ dB}$ , 并伴随最大  $0.08 \text{ dB}$  的标准差, 与窄带测试基本相符。带内子载波响应误差已经远大于随时间的抖动, 此时带内不同频点之间的子载波响应误差成为影响系统性能的主导因素。从图 16(c) 和 (d) 中可以看出, 共用参考时钟的接受通道带内子载波幅度响应误差均值最大相差  $0.3 \text{ dB}$ , 并伴随最大  $0.25 \text{ dB}$  的标准差, 带内相位响应误差均值最大相差  $2.2^\circ$ , 并伴随最大  $1.86^\circ$  的标准差。共用参考时钟的通道在带内子载波响应误差和随时间稳定性方面均要弱于共用本振的通道。在这个测试中, 带内均值响应子载波变化说明了多载波多频点校准的重要性, 但应当更关注标准差  $\sigma$ 。固定的相位误差非常容易通过校准算法进行补偿, 经过补偿后的系统响应误差的均值趋近于 0, 同步性能则是通过  $\sigma$  来表征的。这个测试结果表明随时间变化  $\sigma$  始终小于  $2.5^\circ$ , 经过补偿后带内子载波响应误差不会超过  $5^\circ$ , 满足指标性能要求。

测试三: 发射通道校准测试

根据上述测试结果, 本节仅对共用参考时钟的发射通道进行校准测试。发射通道校准测试连接如图 17 所示, 虚线箭头表示 TX1 和 TX2 的信号流向。为避免将接收通道之间的相位误差耦合发射通道测试中, 将 TX1 和 TX2 通道同时注入到 RX1, 在数字基带通过 ZC 序列互相特性进行区分。

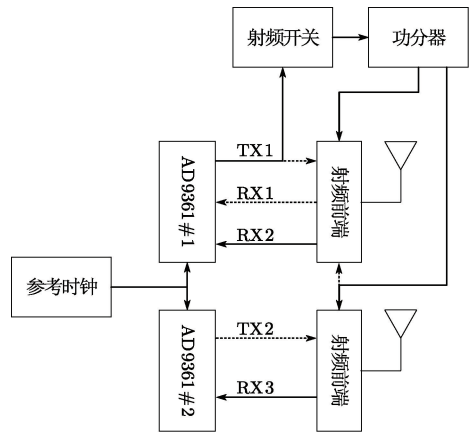


图 17 发射通道校准示意图

Fig. 17 Diagram of transmit channel calibration

发射通道校准测试结果如图 18 所示。从图 18 中可以看出, 带内子载波相位响应误差最大相差  $5.8^\circ$ , 并带有  $0.22^\circ$  的最大标准差, 带内幅度响应相差最大  $1.2 \text{ dB}$ , 最大标准差为  $0.03 \text{ dB}$ 。发射通道与接收通道具有明显不同的特征。其带内子载波响应误差相对来说非常大, 多频点的校准对于发射通道来说至关重要; 相对的, 标准差  $\sigma$  指标较好, 即随时间变化的稳定性远优于接收通道。因此, 对于发射通道的带内多载波多频点校准更为必要, 良好的稳定性也使得发射通道良好的同步性能更为容易实现。

综上所述, 在理想条件下, 即系统正常工作, 环境稳定,

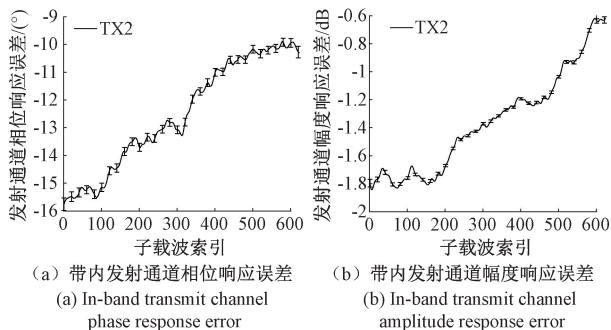


图 18 宽带发射通道校准测试

Fig. 18 Calibration and testing of broadband transmit channel

没有其他干扰因素下,经过校准后接收通道和发射通道都能够达到较好的同步性能,满足指标要求。

#### 4 实时校准

在实际工作环境中,多通道同步性能会受到环境温度、湿度、硬件漂移和随频率累积相位等因素的影响。下面以温度为例来详细说明这种影响。首先最容易受到温度影响的是时钟系统。时钟系统是多通道同步的核心。本文在选用时钟时采用温补晶振,频率温度稳定度为 0.1 ppm,能够在一定范围内补偿温度变化带来的频率漂移。除此之外,锁相环也非常容易受到温度的影响。锁相环的核心组件压控振荡器(voltage control oscillator, VCO)的频率特性对温度变化及其敏感。温度变化会导致 VCO 频率漂移并通过锁相环反馈路径累积放大,最终叠加到输出信号的相位噪声上。同时,温度变化对锁相环中的电荷泵也有显著影响。温度升高会增加电荷泵中的漏电流,从而导致电荷泵输出电压偏移,影响 VCO 的控制电压。温度变化还会影响开关器件(如 MOSFET)的开关速度,延迟锁相环相位调整响应时间<sup>[24]</sup>。其次半导体材料(如 GaAs 或 Si)的电子迁移率随温度升高而降低,从而影响有源器件的性能,例如,温度升高通常会致功率放大器的增益下降<sup>[25]</sup>。

针对以上问题,本文提出基于带外校准信号实时校准的同步方法。根据上一节中的 5G 物理层协议帧,FFT 点数为 2 的整数倍 1 024,但实际只用到了 624 个子载波,对应有效带宽  $624 \times 60 \text{ kHz} = 37.44 \text{ MHz}$ ,对称分布在直流两边,因此在有效带宽外还保留了 24 MHz 的采样资源,这部分在 OFDM 通常直接补 0。尽管多通道对于不同频点的子载波幅相响应会有所不同,但通道对于不同频点响应随环境温度、硬件漂移以及累计相位等因素变化有相似的趋势。因此,本文通过在有效带宽外插入校准信号作为标定参考,在初始化校准后通过计算带外校准信号的幅相响应变化及时感知并追踪带内子载波的响应变化。插入校准信号的方式如图 19 所示。当系统天线接收到外部信号后,选取一个 TX 通道生成带外校准单音信号,通过功分器分为多路后,与外部信号进行合路注入到接收通道,接收通道

之间可以以校准信号为参考校准有效带宽内的幅相响应误差。这种方式还有几个独特的优势:一是该过程与在信号中插入导频的方式不同,不需要改变当前的通信协议,对于用户端完全透明,只需要在本系统内部执行即可;二是不需要中断当前通信作业进入校准模式,只需要初始化校准后就能够一直追踪通道响应变化误差;三是带外校准信号设计简单,要求不高,无需设计复杂的通信序列,只需要保证能够 ADC 完整采样的单音信号即可。发射通道插入校准信号的方式更为简单,只需在原先的信号上叠加一个带外单音信号即可。

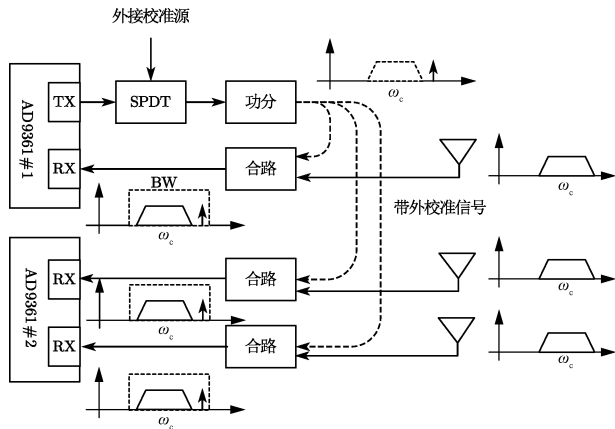


图 19 带外校准示意图

Fig. 19 Out-of-band calibration diagram

基于本文设计的系统进行温度变化对于多通道响应误差影响的测试。测试以接收通道为例,发射通道类似。测试过程中让系统冷启动,并自由升温。在升温过程中采用上一节中的接收通道宽带测试方法,将校准报文注入到多接收通道,并在有效带宽外插入 20 MHz 的单音信号,记录多通道响应和对应的时间及温度。接收通道接收到的信号如图 20 所示。有效占用带宽  $-18.72 \sim 18.72 \text{ MHz}$ , 20 MHz 的位置插入带外校准信号。通道多频点响应误差随温度变化测试结果如图 21 所示。从图 21 中可以得到以下结论:

1)图 21(a)中,RX3 通道不同频点的幅度响应误差随温度变化接近于线性,系统从  $40 \text{ }^\circ\text{C}$  升温到  $80 \text{ }^\circ\text{C}$ ,不同频点幅度响应变化约为 0.2 dB;图 21(b)中,RX3 通道不同频点的相位响应随温度变化呈现非线性, $40 \text{ }^\circ\text{C} \sim 80 \text{ }^\circ\text{C}$  温度区间内相位响应变化  $2.8^\circ$ 。综合两图来看,幅度变化的线性特征和相位变化的非线性特征进一步印证了幅度误差和相位误差的来源不同。不同频点随温度变化趋势表现一致,将 20 MHz 频点作为参考能够有效的对 RX3 通道有效带宽内的频点进行校准;

2)图 21(c)中,系统从  $40 \text{ }^\circ\text{C}$  升温到  $80 \text{ }^\circ\text{C}$ ,RX2 通道不同频点幅度响应下降 0.07 dB;图 21(b)中 RX2 通道相位误差随温度变化表现出与图 21(a)RX3 通道完全不同的特征,相位响应误差几乎不随着温度变化。这是因为 RX2 与

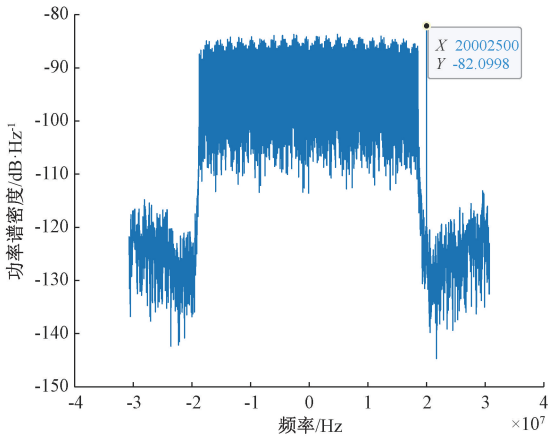
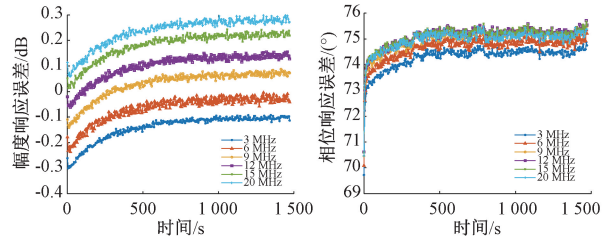
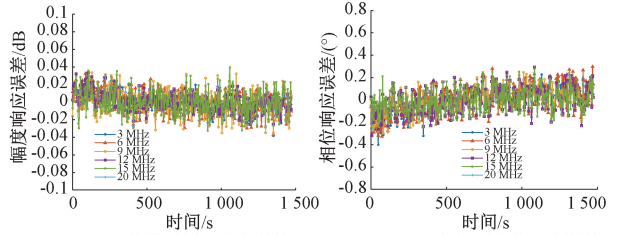


图 20 含校准信号的功率谱密度

Fig. 20 Power spectral density including calibration signals



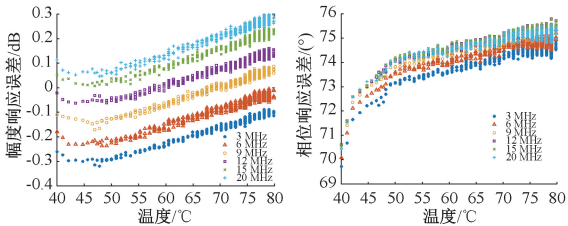
(a) RX3 校准前幅度响应误差 (b) RX3 校准前相位响应误差



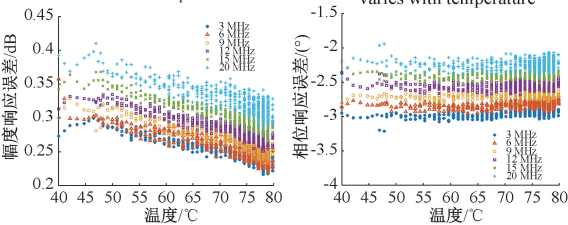
(c) RX3 校准后幅度响应误差 (d) RX3 校准后相位响应误差

图 22 RX3 通道校准前后多通道响应误差

Fig. 22 Multi-channel response error before and after calibration of RX3 channel



(a) RX3 通道幅度响应误差随温度变化 (b) RX3 通道相位响应误差随温度变化



(c) RX2 通道幅度响应误差随温度变化 (d) RX2 通道相位响应误差随温度变化

图 21 多通道多频点响应误差随温度变化

Fig. 21 Response error variation with temperature across multiple channels and frequencies

RX1 通道共用本振信号,而相位误差主要来源于生成本振信号的时钟系统。

综上所述,无论是共用本振时钟还是共用参考时钟的接收通道,多通道多频点同步误差随温度都有明显的漂移,但是不同频点的漂移具有完全相似的特征,可以通过 20 MHz 的带外校准信号来追踪多通道响应变化。以 RX3 通道为例,先后执行初始化宽带校准和带外参考信号校准,校准前后如图 22 所示。从图 22 中可以看出,经过基于带外校准信号的校准,有效的补偿了温度变化带来的幅度响应漂移 0.2 dB 和相位响应漂移 2.8°,经过校准系统的相位误差控制在 0.4°以内,幅度响应误差控制在 0.05 dB 以内,在 40 °C ~ 80 °C 的温度区间内保持非常好的同步性能。

## 5 结 论

本文设计并实现了一种基于 SDR 的多通道通信系统,并基于该系统实现 5G 宽带多频点同步幅相失配校准。为解决多通道同步随环境温度等因素漂移的问题,本文创新性地提出一种基于带外校准信号的实时同步方案。该方案在 OFDM 通信的冗余带宽内插入校准信号进行实时校准。在 1 GHz 频点下,系统通过实时校准方式有效补偿了系统温度变化带来的 2.8°相位响应误差漂移和 0.2 dB 的幅度响应误差漂移。经过初始化校准和实时校准后,在 40 °C 至 80 °C 的温度区间内相位误差控制在 0.4°以内,幅度响应误差控制在 0.05 dB 以内。该方案不仅能够实现更高的精度,而且对于用户端全透明,无需中断通信作业就可以进行校准,对于 5G 多通道同步设计具有重要的参考意义。

## 参考文献

[1] 姚 研, 刘 琼, 谭 智 诚. 基于软件无线电的无人机入侵检测方法研究[J]. 电子测量技术, 2023, 46(2): 101-110.  
YAO X, LIU Q, TAN ZH CH. Research of UAV intrusion detection method based on software defined radio[J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 56(2): 101-110.  
[2] 张 习 恒, 王 力, 李 志 杰, 等. 基于软件无线电的红外控制功能实现[J]. 国外电子测量技术, 2021, 40(2): 21-27.  
ZHANG X H, WANG L, LI ZH J, et al. Implementation of infrared control based on software defined radio [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2021, 40(2): 21-27.

- [3] HOSNI L Y, FARID A Y, ELSAADANY A A, et al. 5G new radio prototype implementation based on SDR [J]. *Communications and Network*, 2019, 12(1): 1.
- [4] SUN S, KADOCH M, GONG L, et al. Integrating network function virtualization with SDR and SDN for 4G/5G networks[J]. *IEEE network*, 2015, 29(3): 54-59.
- [5] LI J, WU W, DONG H, et al. Hybrid beam combining for massive mimo systems to achieve arbitrary-shaped beam patterns [J]. *IEEE Communications Letters*, 2023, 27(11): 3023-3027.
- [6] STEPANETS I, FOKIN G, MÜLLER A. Beamforming techniques performance evaluation for 5G massive mimo systems[C]. *CERC*, 2019; 57-68.
- [7] 江丹,刘祖深,安宇宁. 基于噪声与干扰抑制的 5G 波束检测算法与实现[J]. *国外电子测量技术*, 2023, 42(4): 31-37.  
JIANG D, LIU Z SH, AN Y N. 5G beam detection algorithm and implementation based on noise and interference suppression [J]. *Foreign Electronic Measurement Technology*, 2023, 42(4): 31-37.
- [8] WIRTH T, FORCK A, HAUSTEIN T, et al. Evaluation of self-calibration techniques for NR massive MIMO systems [C]. 2018 52nd Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. *IEEE*, 2018; 2121-2125.
- [9] LUO X, YANG F, ZHU H. Massive MIMO self-calibration: Optimal interconnection for full calibration[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(11): 10357-10371.
- [10] GUO C, TIAN L, JIANG Z H, et al. A self-calibration method for 5G full-digital TDD beamforming systems using an embedded transmission line [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2020, 69(5): 2648-2659.
- [11] WEI H, WANG D, ZHU H, et al. Mutual coupling calibration for multiuser massive MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 15(1): 606-619.
- [12] LARSSON E G. Massive synchrony in distributed antenna systems [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2024, 72: 855-866.
- [13] 杜涛. TDD 模式大规模 MIMO 互易性校准算法研究[D]. 南京:东南大学,2021.  
DU T. Research on reciprocity calibration algorithms for TDD massive MIMO [D]. Nanjing: Southeast University,2021.
- [14] SHEPARD C, YU H, ANAND N, et al. Argos: Practical many-antenna base stations[C]. *Proceedings of the 18th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, 2012: 53-64.
- [15] KIM D C, PARK S J, KIM T W, et al. Fully digital beamforming receiver with a real-time calibration for 5G mobile communication[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019, 67(6): 3809-3819.
- [16] 张德祥. 多波束 DBF 接收机的设计与实现[D]. 南京: 南京理工大学,2020.  
ZHANG D X. Design and implementation of Multi-beam DBF receiver[D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2020.
- [17] ROGALIN R, BURSALIOGLU O Y, PAPAPOPOULOS H, et al. Scalable synchronization and reciprocity calibration for distributed multiuser MIMO[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(4): 1815-1831.
- [18] QUAN D, KONG W, JIN X. MIMO Transceiver based on software defined radio[C]. *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*. IOP Publishing, 2019, 234(1): 012095.
- [19] 贺更新,陈莹. 基于 AD9361 的 MIMO-OFDM 同步定时接收系统[J]. *吉林大学学报(信息科学版)*, 2021, 39(6): 630-636.  
HE G X, CHEN Y. Design and performance evaluation of MIMO-OFDM synchronization timing receiving system based on AD9361[J]. *Journal of Jilin University (Information Science Edition)*, 2021, 39(6): 630-636.
- [20] 李格伟. 一种多通道相控阵雷达的幅相不一致校正方法研究与实现[D]. 成都:电子科技大学,2023.  
LI G W. Research and implementation of an amplitude-phase inconsistency correction method for multi-channel phased array radar [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2023.
- [21] 张晨洋. 多通道校正关键技术研究与实现[D]. 成都: 电子科技大学,2015.  
ZHANG CH Y. Key technologies research and implementation of multi-channel correction [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2015.
- [22] ANDREWS J. A primer on Zadoff Chu sequences[J]. *ArXiv*, 2022, abs/2211.05702. DOI: 10.48550/arXiv.2211.05702.
- [23] ZTE Z. 时钟同步技术白皮书[R]. (2021-07-26).  
ZTE Z. Clock Sync White Paper[R]. (2021-07-26).
- [24] 汪俊义. 一款宽温度范围锁相环频率综合器的研究设计[D]. 北京:北京化工大学,2023.  
WANG J Y. Research and design of a wide-temperature-range pll frequency synthesizer [D]. Beijing: Beijing University of Chemical Technology, 2023.
- [25] LIN Q, JIA L, WU H, et al. Investigation on temperature behavior for a GaAs E-pHEMT MMIC LNA[J]. *Micromachines*, 2022, 13(7): 1121.

### 作者简介

戚胜宇, 硕士研究生, 主要研究方向为嵌入式无线通信系统。

E-mail: qsy\_171165@mail.ustc.edu.cn

马钰博, 博士研究生, 主要研究方向为宽带示波器前端技术。

E-mail: myb692@mail.ustc.edu.cn

武杰(通信作者), 博士, 副教授, 博士生导师, 主要研究方向为嵌入式系统数据采集、传输、存储和处理。

E-mail: wujie@ustc.edu.cn