



同相正交信号相位失衡补偿方法研究

向景睿, 田书林*, 王厚军, 孟 婕, 栗钰博

(电子科技大学自动化工程学院 成都 611731)

【摘要】 零中频接收机存在正交混频器电路中同相/正交 (I/Q) 信号失衡的问题, 导致接收机的镜像抑制能力急剧下降, 系统的动态范围受到影响。设计了一种计算并补偿 I/Q 信号线性相位失衡的方法, 对解调后的 I/Q 两路基带信号进行互功率谱及其相位谱的计算, 利用三点法进行相位解缠, 根据解缠后的群延时差和相位偏置设计分数延时滤波器, 进行相位补偿, 还原出消除 I/Q 失衡后的时域信号。经仿真及硬件平台实验测试, 该方法补偿效果好, 实现简单、算法复杂度低、实时性高。

关键词 I/Q 不平衡; 线性相位失衡; 相位解缠; 零中频

中图分类号 TN713

文献标志码 A

doi:10.12178/1001-0548.2022342

Research on Compensation Method of Phase Imbalance of In-Phase and Quadrature Signal

XIANG Jingrui, TIAN Shulin*, WANG Houjun, MENG Jie, and LI Yubo

(School of Automation Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731)

Abstract The zero-IF receiver has I/Q imbalance in the quadrature mixer circuit, which leads to a sharp decline in the receiver's image rejection capability, and the signal-to-noise ratio and dynamic range of the system are affected. This paper designs a method to calculate and compensate the linear phase imbalance of I/Q signal. ADC sampling and Fourier transform are performed on the demodulated I/Q two-way baseband signals, and then the single-side spectrum is taken to calculate the cross-power spectrum and the phase spectrum of the cross-power spectrum. The three-point method is used for phase unwrapping, the phase compensation is performed according to the unwrapped group delay difference and phase offset, and finally the time domain signal is restored. After testing, the method has good compensation effect, simple implementation, low algorithm complexity and high real-time performance.

Key words I/Q imbalance; linear phase imbalance; phase unwrapping; zero-IF

不同于外差式的接收结构, 零中频接收结构的本振 (local oscillator, LO) 频率等同于或者接近于输入射频信号的频率, 具有易于单片集成、结构简单和成本功耗低等特点, 得到了广泛应用^[1]。然而该结构对射频失真, 特别是同相正交 (in-phase/quadrature, I/Q) 信号失衡尤为敏感。理想的 I/Q 信号具有精确的 90° 相位差和相等的幅度^[2]。但由于器件差异、电路设计差异、电路板误差等因素的影响, I/Q 两路信号不可避免地存在相位和幅度的偏移, 导致 I/Q 信号出现失衡, 产生不完全的镜像信

号衰减, 且会增加基带处理信号的误码率。如 5G 系统采用 256 正交幅度调制时, 要求系统最低具有 29.1 dB 的镜像抑制比^[3], 这就使得 I/Q 信号失衡的影响在更高阶调制波形或更宽带的多信道信号应用中变得不可忽视, 必须使用额外的补偿技术进行修正^[4-5]。

其中, 由非理想模拟本振和 I/Q 信号通路群延时不一致导致的 I/Q 信号相位失衡是 I/Q 失衡的关键难题。窄带通信的主要误差是本振导致的相位误差, 该误差与频率无关, 不受基带信号频率的

收稿日期: 2022-10-26; 修回日期: 2023-01-11

基金项目: 中央高校基本科研业务费 (ZYGX2020ZB003, ZYGX2020ZB002, ZYGX2020J012); 四川省重大科学仪器设备专项 (2019ZDZX0041, 2019ZDZX0037)

作者简介: 向景睿 (1988-), 男, 高级工程师, 主要从事宽带信号综合测试方面的研究。

*通信作者: 田书林, E-mail: shulin@uestc.edu.cn

影响, 可视为常数。但宽带通信存在 I/Q 两路路径延时不同和多路 ADC 采样时序偏差的问题, 即时间失配 (time mismatch, TM) 误差。该误差与基带信号频率有关, 并且随着频率的提升, 其影响越来越大^[6-7]。文献 [8] 提出了一种基于统计特性的 I/Q 不平衡校正算法, 通过剔除传统算法中的复杂平方根和三角运算对参数估计过程进行优化, 从而降低运算复杂度, 但该方法对较大的相位误差补偿效果不佳。文献 [9] 提出了一种并联深度神经网络架构下的 I/Q 不平衡补偿算法, 利用深度神经网络不依赖于模型的特点, 直接从接收到的频域信号恢复输入信号, 该方法需要引入有效的先验知识来加快其网络优化的收敛速度。同时, 采集通道路径延时不一致导致的相位失衡水差是小数倍采样周期的, 而多路 ADC 采样时序偏差导致的是整数倍采样周期的。文献 [10] 提出, 由于原始复信号的 properness 特性不受 I/Q 通道之间相位失衡水差的整数倍采样周期部分的影响, 基于 properness 特性设计的补偿滤波器无法消除采样系统中相位失衡水差的整数部分。文献 [11-12] 提出了一种基于最小相位的实数滤波器补偿架构, 但采集通道的相位失衡水差可能不满足最小相位的条件, 此类架构无法有效地进行补偿。文献 [13] 提出了一种消除 I/Q 通道相位失衡水差的方法, 该方法首先对采样信号进行快速傅里叶变换, 从而估计出误差, 然后通过调整 I/Q 通道延时来消除该误差。该方法可消除整数倍的相位失衡水差, 但其分辨率只能达到一个采样周期, 补偿精度有限。文献 [14] 设计了一种可变延迟元件来控制 ADC 的采样时钟, 通过计算 I/Q 信号之间的互相关函数来获取最优补偿值。该方法同样只能消除整数倍采样周期的相位失衡水差, 同时由于需要不断地计算并调整 ADC 采样时钟的延迟, 补偿效率较低。文献 [15] 提出了一种静态误差估计方法, 但该方法基于 TM 误差远小于采样周期的假设, 只选取了两个频点进行相位估计, 没有考虑 TM 误差引入的相位误差以及相位缠绕问题, 不适合本文的高宽带应用场景, 会产生误差估计错误。

本文提出了一种通过计算互功率谱来消除 I/Q 信号相位失衡水差的补偿方法, 该方法可对小数倍周期的误差进行补偿, 补偿过程高效且准确。

1 I/Q 不平衡模型

目前, 解决 I/Q 不平衡问题的主要方法有电路

优化设计和数字域补偿技术。电路优化设计的方法主要通过提高器件的一致性来减小 I 路与 Q 路信号相位和幅度的不一致, 但实现难度较大。数字域补偿技术是利用数字信号处理的算法在基带对信号进行补偿, 抑制 I/Q 不平衡造成的镜像干扰, 由于其良好的校正效果及简洁的操作过程, 是目前常使用的方法。

I/Q 失衡的建模可分为与频率无关 (frequency-independent, FI) 的部分和与频率有关 (frequency-dependent, FD) 的部分。FI 失衡模型是由不平衡的复数本振建模的^[16], 具体描述如下:

$$S_{LO}(t) = \cos(2\pi f_{LO}t) - j\sin(2\pi f_{LO}t + \varphi) = K_1 e^{-j2\pi f_{LO}t} + K_2 e^{j2\pi f_{LO}t} \quad (1)$$

$$K_1 = \frac{1 + ge^{-j\varphi}}{2} \quad (2)$$

$$K_2 = \frac{1 - ge^{j\varphi}}{2} \quad (3)$$

式中, $\cos(2\pi f_{LO}t)$ 是 I 通道信号分量; $-g\sin(2\pi f_{LO}t + \varphi)$ 是 Q 通道信号分量; g 和 φ 分别为幅度失衡水差和相位失衡水差 (理想情况下 $g = 1$, $\varphi = 0$); f_{LO} 为本振频率。对于宽带无线通信, 为了将该模型扩展到包括 FD 部分, 图 1 中引入了广义不平衡模型, 包括 FI 和 FD 两部分误差^[17]。

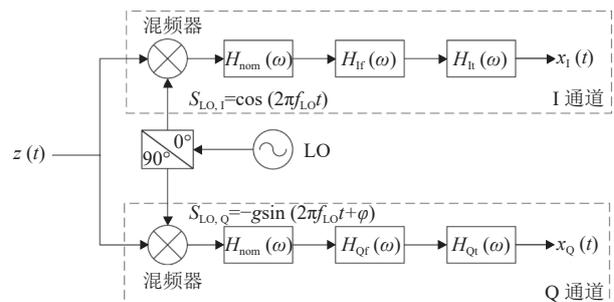


图 1 模拟前端的 I/Q 失衡模型

该模型包括标称频率响应 $H_{nom}(\omega)$, $H_{Ir}(\omega)$ 和 $H_{Qr}(\omega)$ 分别表示由 I 和 Q 通道滤波器引入的误差, $H_{It}(\omega)$ 和 $H_{Qt}(\omega)$ 分别表示由 I 和 Q 通道延时和时序偏差引入的误差。不失一般性, 令 $H_{nom}(\omega) = 1$ 。本文暂不考虑由滤波器引入的误差, 则 $H_{Ir}(\omega) = H_{Qr}(\omega)$ 。

$z(t)$ 表示理想基带复信号, 其傅里叶变换为 $Z(\omega)$ 。假设采集系统中 I/Q 通道群延时和 ADC 时序偏差导致的相位失衡水差为 δ , 那么引入该误差后的复信号可表示为:

$$X(\omega) = G_1(\omega)Z(\omega) + G_2(\omega)Z^*(-\omega) \quad (4)$$

式中, $G_1(\omega)$ 和 $G_2(\omega)$ 分别定义为:

$$G_1(\omega) = \frac{1 + ge^{-j(\varphi+\omega\delta)}}{2} \quad (5)$$

$$G_2(\omega) = \frac{1 - ge^{j(\varphi-\omega\delta)}}{2} \quad (6)$$

2 I/Q 信号线性相位失衡补偿

在不考虑噪声影响下, 输入射频模拟信号 $r(t)$, 本振输出的两路信号分别为 $\cos(2\pi f_{LO}t)$ 和 $-\sin(2\pi f_{LO}t + \varphi)$, φ 代表 Q 路本振信号相对 I 路的相位偏置 (理想情况 $\varphi = 0$), 设基带信号频率为 f_{LO} , 低通滤波器用于滤除混频后的高频成分。

使用 ADC 对解调后的 I/Q 两路基带信号进行采样, 得到两路离散信号, 记为 $x_1[n]$ 和 $x_Q[n]$ 。再对 $x_1[n]$ 和 $x_Q[n]$ 分别进行 N 点傅里叶变换, 得到 $X_1[k]$ 和 $X_Q[k]$, 其中, N 为偶数, k 满足: $k = -\frac{N}{2} + 1, -\frac{N}{2} + 2, \dots, \frac{N}{2}$ 。对 $X_Q[k]$ 进行希尔伯特变换, 得到 $\widehat{X}_Q[k]$ 。分别取 $X_1[k]$ 和 $\widehat{X}_Q[k]$ 的正频率一侧的单边谱, 得到 $X'_1[k]$ 和 $X'_Q[k]$, $k > 0$ 。

通过上述变换后得到的 Q 路信号是原 Q 信号的正交信号, 此时 Q 路信号与 I 路信号只存在时延误差和相位偏置误差, 即满足:

$$X'_Q[k] = X'_1[k]e^{j\varphi}e^{-j\frac{2\pi}{N}k\delta} \quad (7)$$

式中, δ 和 φ 分别为 Q 通道相对于 I 通道的群延时差和相位偏置差。

计算变换后的 I/Q 两路信号的互功率谱为:

$$G_{x_1x_Q}[k] = X'_1[k]X_Q^*[k] \quad (8)$$

式中, $X_Q^*[k]$ 是 $X_Q[k]$ 的共轭。那么 $G_{x_1x_Q}[k]$ 还可写为:

$$G_{x_1x_Q}[k] = G_{x_1x_1}[k]e^{j\frac{2\pi}{N}k\delta - j\varphi} \quad (9)$$

$G_{x_1x_1}[k]$ 为 $x_1[n]$ 的自功率谱, 相位差为:

$$\Delta\theta[k] = \frac{2\pi}{N}k\delta - \varphi \quad (10)$$

该参数包括待估计参数 δ 和 φ 。利用三点法进行相位解缠可知, $\Delta\theta[k]$ 是一个斜率为 $\frac{2\pi}{N}\delta$ 的线性相位方程, 该方程的斜率是群延时差 δ , 该方程在 $\Delta\theta[k]$

轴上的截距是相位偏置差 $-\varphi$ 。由于正切函数的周期性, $\Delta\theta[k]$ 在 $-\pi \sim \pi$ 之间缠绕, 因此在计算斜率和截距之前, 需要在 $\Delta\theta[k]$ 加上 2π 的整数倍进行解缠绕, 如下所示:

$$\Delta\tilde{\theta}[k_i] = \Delta\theta[k_i] + m_i \times 2\pi \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (11)$$

式中, $\Delta\tilde{\theta}[k_i]$ 是 $\Delta\theta[k_i]$ 解缠后的相位值; m_i 为整数; M 为选取的频点个数。

为了估计斜率, 至少需要 3 个相位值, 取相位谱上的信噪比 SNR 最大的 3 个频点及其相位值, 记为 $(k_1, \Delta\theta[k_1])$ 、 $(k_2, \Delta\theta[k_2])$ 、 $(k_3, \Delta\theta[k_3])$, 并作为未解缠的样本点, 利用三点法相位解缠计算群延时差 δ 和相位偏置差 φ 。

利用前两个样本点计算 $\Delta\theta[k]$ 的斜率:

$$\frac{2\pi}{N}\delta = \frac{\Delta\theta[k_2] - \Delta\theta[k_1] + m_2 \times 2\pi}{k_2 - k_1} \quad (12)$$

计算 I/Q 两通道的群延时差 δ 和相位偏置差 φ 。设第一个样本点不需要加 2π , 则 $m_1 = 0$ 。由于 $(k_1, \Delta\theta[k_1])$ 、 $(k_2, \Delta\theta[k_2])$ 已知, m_2 是唯一的待估计变量, 根据 $(k_1, \Delta\tilde{\theta}[k_1])$ 、 $(k_2, \Delta\tilde{\theta}[k_2])$ 、 $(k_3, \Delta\tilde{\theta}[k_3])$ 在同一条直线上, 可得:

$$\frac{\Delta\tilde{\theta}[k_3] - \Delta\tilde{\theta}[k_1]}{k_3 - k_1} = \frac{\Delta\tilde{\theta}[k_2] - \Delta\tilde{\theta}[k_1]}{k_2 - k_1} \quad (13)$$

化简可得:

$$(k_3 - k_1)m_2 = C + (k_2 - k_1)m_3 \quad (14)$$

式中,

$$C = \frac{1}{2\pi} [(k_2 - k_1)(\Delta\theta[k_3] - \Delta\theta[k_1]) - (k_3 - k_1)(\Delta\theta[k_2] - \Delta\theta[k_1])] \quad (15)$$

将上式变形可得: $(k_3 - k_1)m_2$ 必须是 $(k_2 - k_1)$ 的整数倍。因此, 上式可改写为:

$$(k_3 - k_1)m_2 = C(\text{mod}(k_2 - k_1)) \quad (16)$$

式中, $\text{mod}(\cdot)$ 表示求余。利用线性方程求解可得:

$$(k_3 - k_1)m_2 = m_{2,0} + L(k_2 - k_1)/D \quad (17)$$

式中, D 是 $(k_3 - k_1)$ 和 $(k_2 - k_1)$ 的最大公约数; $L = 0, 1, \dots, D - 1$; $m_{2,0} = A(C/D)(\text{mod}(k_2 - k_1))$; A 为整数, 由扩展欧几里得算法得到, 且与最大公约数 D 满足如下关系:

$$D = A(k_3 - k_1) + B(k_2 - k_1) \quad (18)$$

式中, B 为整数。根据式 (17) 得到 m_2 , 再将 m_2 带入到式 (12), 得到 Q 通道相对于 I 通道的群延时差 δ 。将 δ 带入到式 (10), 得到 Q 通道相对于 I 通道的相位偏置差 $\varphi = \frac{2\pi}{N} \delta k_1 - \Delta\theta[k_1]$ 。

延时模块根据群延时差 δ 和相位偏置差 φ 对单边谱 $X'_Q[k]$ 进行补偿, 得到补偿后的单边谱 $X''_Q[k]$ 。利用镜像恢复模块得到 $X''_Q[k]$ 的共轭 $X''_Q^*[k]$, 再将 $X''_Q[k]$ 和 $X''_Q^*[k]$ 组合成双边谱 $X_{Qcd}[k]$ 。将双边谱 $X_{Qcd}[k]$ 进行傅里叶反变换, 得到补偿后的 Q 路时域信号 $x_{Qcd}[n]$ 。

3 仿真分析

本节将对文中提出的方法在 MATLAB 中进行仿真验证, 设置系统采样率为 1.25 GSPS, 带宽为 $[-500 \text{ MHz}, 500 \text{ MHz}]$, LO 频率为 1 GHz, 信噪比为 40 dB。为了测试方法的有效性, 将设置多组 TM 误差 (以时间误差与采样周期 T_s 的比值表示) 和 LO 相位偏移, 并分别计算补偿后系统的平均相对镜像比 (relative image ratio, RIR), 即带宽内各测试频点补偿后 RIR 值的平均值。

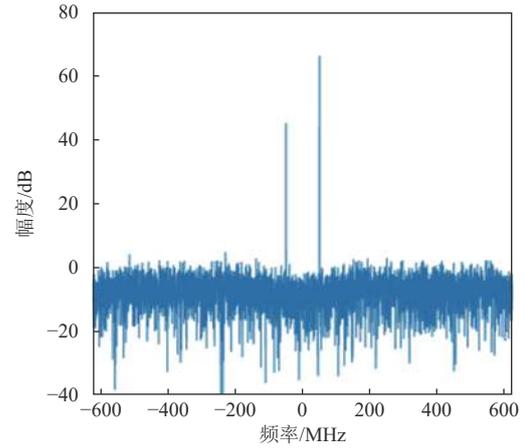
本节仿真采用 80 阶分数延时滤波器, 系统输入信号为频率分别为 1 050、1 250 和 1 450 MHz 的三音测试信号。计算信号互功率谱得到的误差估计值补偿前后的平均 RIR 值如表 1 所示。

表 1 TM 误差和 LO 相偏估计值及补偿前后平均 RIR 值

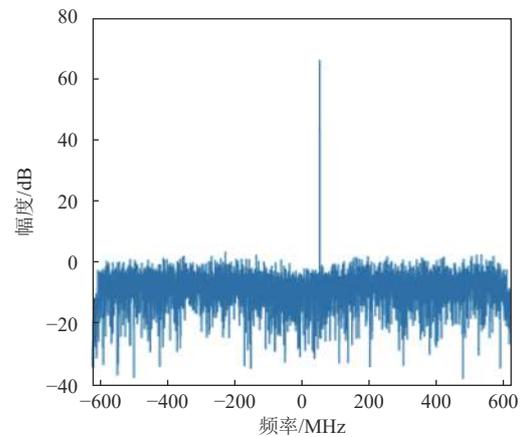
TM 误差	LO 相偏	TM 误差估计值	LO 相偏估计值/(°)	补偿前 RIR 平均值/dB	补偿后 RIR 平均值/dB
0.5	3	0.500 5	2.986 4	12.08	69.46
0.9	3	0.899 0	3.029 2	5.69	65.97
1.3	3	1.299 3	3.016 9	-1.79	66.47
0.5	5	0.499 9	5.039 5	11.99	69.61
0.9	5	0.900 5	4.985 3	5.79	69.76
1.3	5	1.300 9	4.964 3	-1.65	65.63

从表 1 观察得到, 不同组误差补偿后的平均 RIR 都达到了 65 dB 以上, 相比补偿前提升了至少近 60 dB。

以第一组误差值为例, 在 TM 误差为 $0.5T_s$ 、LO 相偏为 3° 时, 补偿前后的频谱如图 2 所示, 补偿后的镜像谱已降至噪底, 实现了很好的镜像抑制效果。



a. 补偿前信号频谱图



b. 补偿后信号频谱图

图 2 补偿前后信号频谱图

4 测试结果

本文搭建了硬件平台对上述算法进行测试。该平台为矢量信号收发模块, 采用“ADC+FPGA+DAC”为核心硬件架构, 由射频输入模块、基带处理模块、射频输出模块和总线接口 4 部分组成, 如图 3 所示。射频输入信号由射频输入模块进行信号调理, 经 I/Q 正交混频后转换为 I/Q 信号输出至对应的 ADC。采样后的数据传输至 FPGA 对采样数据进行缓存、分析和校正。校正后的信号由射频输出模块进行调制, 并调整至适当的功率输出。各模块相关参数由上位机通过 PXIe 接口进行控制。

基带处理模块使用两片 14 位、1.25 GSPS 采样率的 ADC 分别对 I/Q 信号进行采样, FPGA 型号为 Xilinx Virtex-7。为启用输入和发送间的确定性延迟, ADC 时钟频率为 1.25 GHz, 通过与 FPGA 内部采样时钟域同步, 实现与 DAC 在同一个时钟域内完全同步。

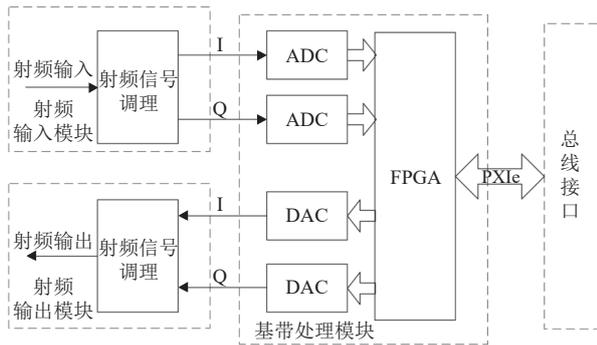


图 3 硬件平台原理图

为实现 DMA 数据传输和寄存器读写功能, 该硬件平台利用 PXIe 接口实现 PCIe 数据传输。PXIe 数据通信由 FPGA 自带的 IP 核实现。

射频输入模块主要由幅度调理模块和零中频接收模块两部分组成。幅度调理模块通过衰减或放大, 使得输入信号的幅度满足零中频接收模块中正交解调芯片的要求。经过幅度调理后的输出射频信号送至正交解调芯片进行正交混频和低通滤波, 通过对输入信号频谱的下变频, 将信号频谱从射频段搬移至基带, 从而满足 ADC 芯片的输入信号频率范围要求。

射频信号输出模块包括调制器、滤波器组以及信号调理模块, 同样采用正交混频结构的调制器通过配置可变的 LO 频率完成将基带信号上变频为射频信号的过程, 上变频后的信号经过滤波器组之后进入信号幅度调理模块, 调整输出射频信号功率。

FPGA 根据本文算法的估计结果, 得到延时值 u_0 和相偏 LO 两个参数值。当延时值 $u_0 > 0$ 时, I4 路经过分数延迟滤波器, Q4 路延迟对应周期。如图 4 所示, 延时值 $u_0 < 0$ 时, Q4 路经过分数延迟滤波器, I4 路延迟对应周期。

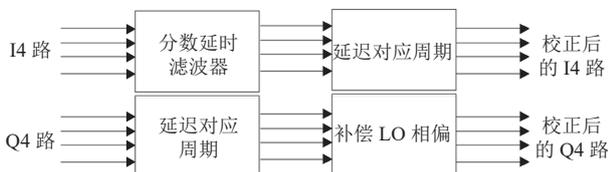


图 4 $u_0 > 0$ 时, I/Q 失衡补偿结构

校准采用分数延迟滤波器。由于 Farrow 滤波器对于一定范围内的延时值都可以不改变滤波器系数, 避免每个延时值都重复设计滤波器, 减小实现难度和资源消耗, 因此分数延迟滤波器采用 Farrow 结构实现。设定初始延时值为 u_0 , M 取 4, $y(t)$ 为经过滤波后的信号, $x(t)$ 为原信号屏, $h(t)$ 为分数滤波

器的冲击响应。具体表示为:

$$y(t)|_{t=(k+u_0)} = \sum_{k=0}^{M-1} x(0-k)h(k+u_0) \quad (19)$$

采用三阶多项式来拟合连续的冲击响应函数 $h(t)$, h_0, h_1, h_2, h_3 是拟合得到三阶多项式的系数。具体表示为:

$$H(t)|_{t=(k+u_0)} = h_0(k) + h_1(k)u_0 + h_1(k)u_0 + h_2(k)u_0^2 + h_3(k)u_0^3 \quad (20)$$

I/Q 信号为 4 路并行数据, 采用 4 并行的 Farrow 结构如图 5 所示。信号位宽 14 位, 多项式系数位宽量化为 16 位, 分数位宽为 32 位, 延时分辨率为 2^{-32} 。

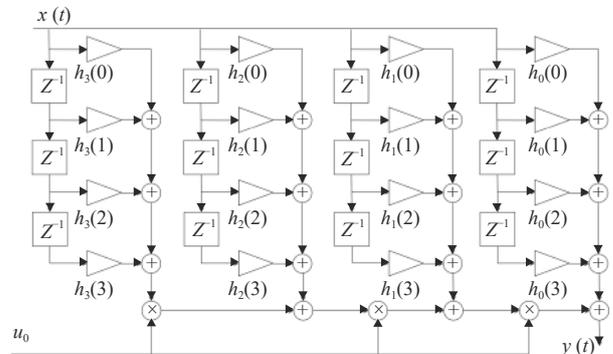


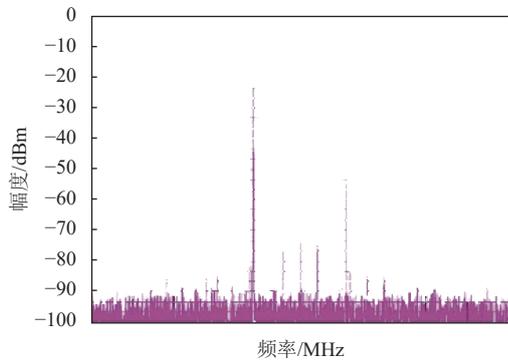
图 5 Farrow 结构实现图

对每一路来说, 信号和系数相乘需 16 个 DSP48 核, 小数部分相乘由于位宽较大需 12 个 DSP48 核, 共 28 个 DSP48 核, 加法使用查找表, 满足时序要求。I/Q 信号为 4 路并行, 根据延时值的正负, 需对 I 或 Q 路进行分数延迟滤波器滤波, 共需 112 个 DSP48 核。补偿 LO 相偏, $Q' = \tan(\varphi)I + \sec(\varphi)Q$, 计算三角函数调用 cordic IP 核。

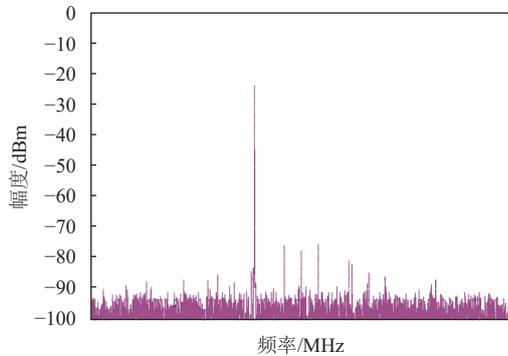
在最终搭建的测试平台中, 信号源采用 R&S 的 SMB100A 射频信号发生器, 频谱分析仪为 R&S 的 FSC6。射频信号源输出不同频率的测试信号给矢量信号收发模块。矢量信号收发模块对信号进行采样, 并分别保存校正前后的数据以供分析。

本文使用 140 MHz 和 350 MHz 的正弦信号对上述补偿算法进行测试。从图 6 中可以看出, 未补偿的输出信号频谱中含有较强的镜像频率, 140 MHz 和 350 MHz 测试信号的镜像频率幅度分别为 -54.2 dBm 和 -49.7 dBm。经过补偿后, 140 MHz 和 350 MHz 测试信号的镜像频率幅度分别为 -81.2 dBm 和 -82.8 dBm, 较补偿前降低了 27.0 dBm 和

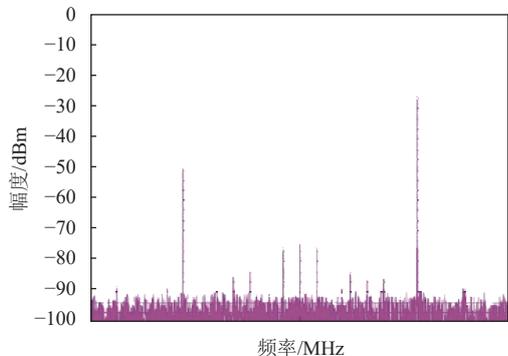
33.1 dBm。这个结果说明本文方法对镜像频率有很好的抑制效果。



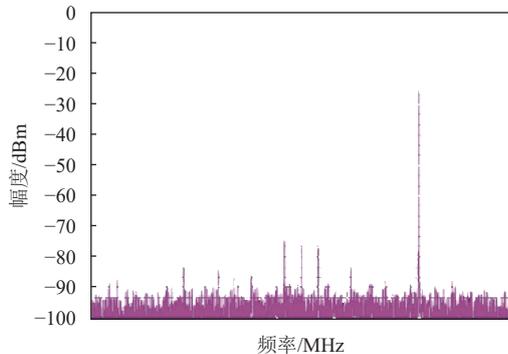
a. 输入为 140 MHz 正弦信号时, 未补偿的输出信号频谱



b. 输入为 140 MHz 正弦信号时, 补偿后的输出信号频谱



c. 输入为 350 MHz 正弦信号时, 未补偿的输出信号频谱



d. 输入为 350 MHz 正弦信号时, 补偿后的输出信号频谱

图 6 输入正弦信号时补偿算法消除相位失衡效果图

5 结束语

由于零中频接收机存在正交混频器电路中 I/Q 信号失衡的问题, 从而导致接收机的镜像抑制能力急剧下降, 系统的动态范围受到很大影响。本文通过计算解调后的 I/Q 两路基带信号互功率谱, 获得群延时差和相位偏置, 利用该参数设计分数延时滤波器, 进行相位补偿, 还原出消除 I/Q 失衡后的时域信号。经仿真及测试平台实验验证, 该方法可对小数倍周期的误差进行补偿, 补偿过程高效且准确, 并且实现简单、算法复杂度低、实时性高。下一步将在本文的基础上, 进一步研究 I/Q 不平衡模型中由滤波器引入的误差和因温度等因素变化导致的 I/Q 失衡误差偏移, 继续深入探索其表现特性, 设计相应的补偿措施。

参 考 文 献

- [1] CHUNG H S, CHANG S H, KIM K. Effect of IQ mismatch compensation in an optical coherent OFDM receiver[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2010, 22(5): 308-310.
- [2] SCHENK T C W, FLEDDERUS E R, SMULDERS F M. Performance analysis of zero-IF MIMO OFDM transceivers with IQ imbalance[J]. *Journal of Communications*, 2007, 2(7): 9-19.
- [3] DAO T, HUEBER G. I/Q imbalance calibration method for 5G ultra-wideband transceivers[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2020, 67(12): 3048-3052.
- [4] 王红举. 窄带零中频接收机 IQ 不平衡校准技术研究[J]. *现代导航*, 2018, 9(2): 114-118.
WANG H J. Research on IQ imbalance calibration technology for narrowband zero-IF receiver[J]. *Modern Navigation*, 2018, 9(2): 114-118.
- [5] 杨尚臻. 宽带零中频接收机 I/Q 不平衡校正关键技术研究及验证[D]. 成都: 电子科技大学, 2019.
YANG S Z. Research and verification of wideband zero-IF receiver's IQ imbalance calibration technique[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2019.
- [6] ZHU Z W, HUANG X P, LEUNG H. Compensation of delay mismatch in a direct conversion transmitter[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2014, 61(12): 927-931.
- [7] OHLEMUELLER T, PETRI M. Sample synchronization of multiple multiplexed DA and AD converters in FPGAs[C]//14th IEEE International Symposium on Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems. [S.l.]: IEEE, 2011: 301-304.
- [8] 姚亚峰, 陈怡铭, 周群群, 等. 改进的统计特性 IQ 不平衡矫正算法[J]. *华中科技大学学报(自然科学版)*, 2021, 11: 12-16.
YAO Y F, CHEN Y M, ZHOU Q Q, et al. Improved IQ

- imbalance correction algorithm based on statistical characteristics[J]. *Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition)*, 2021, 11: 12-16.
- [9] 刘思琦,王天宇,王少尉. OFDM系统中深度神经网络指导的IQ不平衡补偿算法[J]. *国防科技大学学报*, 2020, 4: 7-11.
- LIU S Q, WANG T Y, WANG S W. IQ imbalance compensation algorithm with deep neural network in OFDM systems[J]. *Journal of National University of Defense Technology*, 2020, 4: 7-11.
- [10] NAYEBI E, DAYAL P, SONG K B. Adaptive I/Q mismatch compensation in time-domain using frequency-domain observations[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2021, 69: 655-668.
- [11] LIN H, YAMASHITA K. Time domain blind I/Q imbalance compensation based on real-valued filter[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(12): 4342-4350.
- [12] NARASMIHAN B, CHIEN C, YAN S H, et al. Robust low-complexity blind frequency-dependent I/Q estimation and compensation[C]//2013 IEEE Global Communications Conference (GLOBE-COM). [S.l.]: IEEE, 2013: 4331-4336.
- [13] GORDAY R M. Receiver I/Q group delay mismatch correction: US, 8135094B2[P]. 2012-03-13.
- [14] KHOINI-POORFARD R. I/Q timing mismatch compensation: US, 7580481B2[P]. 2009-08-24.
- [15] KISS P, PRODANOV V. One-Tap wideband I/Q compensation for zero-IF filters[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2004, 51(6): 1062-1074.
- [16] WINDISCH M, FETTWEIS G. On the performance of standard-independent I/Q imbalance compensation in OFDM direct-conversion receivers[C]//2005 13th European Signal Processing Conference. [S.l.]: IEEE, 2015: 1-5.
- [17] MENG J, WANG H J, YE P, et al. Flower pollination algorithm-based I/Q phase imbalance compensation strategy[J]. *Review of Scientific Instruments*, 2021, 92: 044704.

编辑 刘飞阳