

本文引用格式: 王宗伟,范超,耿建强,等.基于前后向线性预测的宽带零中频 IQ 不平衡校准算法[J].自动化与信息工程,2025,46(3):1-8.

WANG Zongwei, FAN Chao, GENG Jianqiang, et al. Wideband zero intermediate frequency IQ imbalance calibration algorithm based on forward and backward linear prediction[J]. Automation & Information Engineering, 2025,46(3):1-8.

基于前后向线性预测的宽带零中频 IQ 不平衡校准算法

王宗伟¹ 范超¹ 耿建强¹ 成丽燕²

(1.成都振芯科技股份有限公司, 四川 成都 610000

2.电子科技大学集成电路科学与工程学院, 四川 成都 610000)

摘要: 针对宽带零中频接收端因 IQ 不平衡, 影响信号正常解调的问题, 提出一种基于前后向线性预测的宽带零中频 IQ 不平衡校准算法。首先, 利用前后向线性预测误差均方值之和最小化准则分别估计 I、Q 通路上频率相关的脉冲响应特性; 然后, 通过递归计算得到差异滤波器系数; 最后, 基于信号二阶统计特性估计本振相位差, 并在数字端完成 IQ 不平衡补偿。仿真结果表明, 该算法相较于 SAM 算法、TPM 算法, 具有更好的镜像抑制比和矢量幅度误差。实测结果进一步表明, 该算法实现简单, 可有效提升信号解调性能。

关键词: 宽带零中频接收机; IQ 不平衡校准; 前后向线性预测; 差异滤波器; 本振相位差

中图分类号: TN929.5; TN911.7 文献标志码: A 文章编号: 1674-2605(2025)03-0001-08

DOI: 10.12475/aie.20250301

开放获取

Wideband Zero Intermediate Frequency IQ Imbalance Calibration Algorithm Based on Forward and Backward Linear Prediction

WANG Zongwei¹ FAN Chao¹ GENG Jianqiang¹ CHENG Liyan²

(1.Chengdu Corpro Technology Co., Ltd., Chengdu 610000, China

2.School of Integrated Circuit Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610000, China)

Abstract: To address the issue of signal demodulation impairment caused by IQ imbalance in wideband zero-IF receivers, a wideband zero intermediate frequency IQ imbalance calibration algorithm based on forward and backward linear prediction is proposed. First, the frequency-dependent impulse response characteristics of the I and Q branches are estimated by minimizing the sum of mean squared forward-backward linear prediction errors. Then, the differential filter coefficients are computed recursively. Finally, the local oscillator phase mismatch is estimated based on the second-order statistical properties of the signal, and IQ imbalance compensation is implemented in the digital domain. Simulation results demonstrate that compared with the SAM algorithm and TPM algorithm, the proposed algorithm achieves superior image rejection ratio and vector magnitude error. Experimental results further confirm that the algorithm features simple implementation and effectively enhances signal demodulation performance.

Keywords: wideband zero intermediate frequency receiver; IQ imbalance calibration; forward and backward linear prediction; difference filter; local oscillator phase difference

0 引言

在现代通信系统中, 宽带零中频架构因成本低、

高效被广泛应用于射频收发机设计^[1-3]。宽带零中频架构常采用放大器、滤波器、混频器等模拟器件进行信

号处理^[4-5]。但受限于成本、功耗、芯片尺寸等因素，模拟器件难以达到理想状态，导致 I、Q 通路特性无法完全匹配，出现了 IQ 不平衡问题，降低了信号的镜像抑制比（image rejection ratio, IRR）和矢量幅度误差（error vector magnitude, EVM）等指标，削弱了基带信号的解调能力，影响系统的整体通信质量^[6]。

射频接收（receiver, Rx）端的 IQ 不平衡问题难以通过模拟方法直接去除，更倾向于在数字端实现^[7-8]。IQ 不平衡校准常采用盲估计方法，基于信号统计特性来实现^[9-11]。文献[12]采用基于二阶统计特性的启发式收敛算法来更新滤波器系数，实现原理简单、数据需求量少，但 IRR 较大。文献[13]基于三点法对基带信号进行相位解缠以获取补偿参数，实时性较高；但对滤波器引入的 IQ 不平衡补偿效果较差。文献[14]提出基于自注意力机制的 IQ 不平衡校准算法，通过训练捕获输入数据的远程相关性，降低了相位和滤波器系数的估计误差；但计算复杂度较高。随着高带宽、高频载波和高阶调制等技术的快速发展，对 IRR、EVM 等指标提出了更高的要求，现有 IQ 不平衡校准算法的性能和稳定性面临严峻的挑战。

基于此，本文提出一种基于前后向线性预测（forward backward linear prediction, FBLP）的宽带零中频 IQ 不平衡校准算法（以下简称 FBLP 算法）。利用 FBLP 计算差异滤波器的系数，通过信号二阶统计特性估计本振（local oscillator, LO）的相位差，以有效提升信号的 IRR 和 EVM 指标。

1 Rx 端 IQ 不平衡模型

1.1 Rx 端 IQ 不平衡数学模型

宽带零中频 Rx 端 IQ 不平衡模型如图 1 所示。

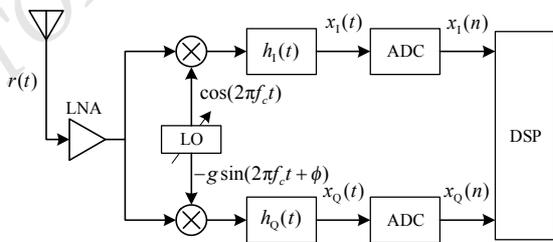


图 1 宽带零中频 Rx 端 IQ 不平衡模型

宽带零中频 Rx 端 IQ 不平衡模型的 IQ 不平衡分为两类：1) LO 引入的幅度偏差 g 和相位偏差 ϕ ，属于频率无关（frequency independent, FI）型的 IQ 不平衡^[15]；2) I、Q 通路的滤波器响应 $h_1(t)$ 和 $h_Q(t)$ 失配，属于频率相关（frequency dependent, FD）型的 IQ 不平衡^[16]。

设接收信号为 $r(t)$ ，载波频率为 f_c ，则 $r(t)$ 可写成如下形式：

$$r(t) = \text{Re} \{ z(t) e^{j2\pi f_c t} \} \quad (1)$$

式中： $z(t) = z_1(t) + jz_Q(t)$ 为理想的等效接收基带信号。

引入 IQ 不平衡后，接收基带复信号 $x(t)$ 表示为

$$x(t) = g_1(t) \otimes z(t) + g_2(t) \otimes z^*(t) \quad (2)$$

式中： $x(t) = x_1(t) + jx_Q(t)$ ， \otimes 为卷积， $(\cdot)^*$ 为取共轭，并有

$$\begin{aligned} g_1(t) &= (h_1(t) + g \cdot e^{-j\phi} \cdot h_Q(t)) / 2 \\ g_2(t) &= (h_1(t) - g \cdot e^{j\phi} \cdot h_Q(t)) / 2 \end{aligned} \quad (3)$$

如公式(2)所示，接收基带复信号中包含有用信号 $z(t)$ 和镜像信号 $z^*(t)$ 。镜像信号会对有用信号造成干扰，影响基带信号的正常解调。

1.2 Rx 端 IQ 不平衡等效模型

基于 I、Q 通路的滤波器响应 $h_1(t)$ 和 $h_Q(t)$ 失配，令 I、Q 通路之间的差异滤波器为

$$d(t) = F^{-1} \left\{ \frac{H_1(f)}{gH_Q(f)} \right\} \quad (4)$$

式中： $F^{-1} \{ \cdot \}$ 为逆傅里叶变换， $H_1(f)$ 、 $H_Q(f)$ 分别为 $h_1(t)$ 和 $h_Q(t)$ 的傅里叶变换。

公式(4)在结构上把双边 I、Q 通路的冲击响应转换为单通路的差异滤波器响应。转换后的等效接收基带信号为 $z'(t) = gh_Q(t) \otimes z(t)$ ，则公式(2)的接收基带复信号 $x(t)$ 的等效表达式为

$$x(t) = a_1(t) \otimes z'(t) + a_2(t) \otimes z'^*(t) \quad (5)$$

其中:

$$\begin{aligned} a_1(t) &= (d(t) + e^{-j\phi} \delta(t)) / 2 \\ a_2(t) &= (d(t) - e^{j\phi} \delta(t)) / 2 \end{aligned} \quad (6)$$

式中: $\delta(t)$ 为单位冲激函数。

将接收基带复信号 $x(t)$ 分解到 I、Q 通道上:

$$\begin{aligned} x_1(t) &= gh_1(t) \otimes z_1(t) \otimes d(t) \\ x_Q(t) &= gh_Q(t) \otimes [z_Q(t) \cos(\phi) - z_1(t) \sin(\phi)] \end{aligned} \quad (7)$$

式中: $x_1(t)$ 、 $x_Q(t)$ 分别为 I、Q 通路的模拟信号。

经模数转换器采样后, 可得到 I、Q 通路的离散信号为 $x_1(n)$ 、 $x_Q(n)$ 。接收基带信号中的 IQ 不平衡问题可等效为差异滤波器系数和 LO 相位差共同作用的结果, 宽带零中频 Rx 端 IQ 不平衡的等效模型结构如图 2 所示。

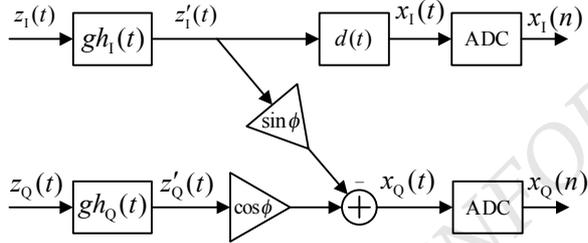


图 2 宽带零中频 Rx 端 IQ 不平衡等效模型结构图

2 宽带零中频 IQ 不平衡校准算法

传统的 IQ 不平衡校准算法根据大量的接收数据来估计差异滤波器系数, 运算量较大, 且校准效果有限。本文提出的 FBLP 算法, 采用 FBLP 误差均方值之和最小化准则估计差异滤波器系数, 并基于信号二阶统计的正则特性估计 LO 相位差, 从而获得更好的 IQ 不平衡校准效果。

2.1 基于 FBLP 的滤波器预测原理

基带接收的 I、Q 通道上的实数信号 $x_1(n)$ 和 $x_Q(n)$ 为具有平稳随机过程的数据序列, 取单路实数信号作为参考数据 $u(n)$ 。

前向线性预测器利用过去值 $u(n-1), u(n-2), \dots$,

$u(n-m)$ 的线性加权组合, 作为 $u(n)$ 的预测值 $\hat{u}(n)$ 。对于任意 $m(m=1, 2, \dots, M)$ 阶的前向线性预测器, 其预测误差 $\varepsilon_m^f(n)$ 为

$$\begin{aligned} \varepsilon_m^f(n) &= u(n) - \hat{u}(n) \\ &= u(n) - \sum_{i=1}^m [-a_m(i)] u(n-i) \\ &= \sum_{i=0}^m a_m(i) u(n-i), \quad a_m(0) = 1 \end{aligned} \quad (8)$$

式中: $\{-a_m(i)\}$ 为前向线性预测器的加权系数, 负号是为了方便数学计算。

后向线性预测器的加权系数 $\{-b_m(i)\}$ 与前向线性预测器的加权系数以相反的顺序出现, 即

$$b_m(m-i) = a_m(i), \quad i = 0, 1, \dots, m \quad (9)$$

对于任意 $m(m=1, 2, \dots, M)$ 阶的后向线性预测器, 后向线性预测误差 $\varepsilon_m^b(n)$ 为

$$\begin{aligned} \varepsilon_m^b(n) &= u(n-m) - \hat{u}(n-m) \\ &= u(n-m) + \sum_{i=1}^m a_m(i) u(n-m+i) \end{aligned} \quad (10)$$

由公式(8)、(10)可得到 m 阶前向线性预测误差与 $m-1$ 阶前向线性预测误差的关系为

$$\varepsilon_m^f(n) - \varepsilon_{m-1}^f(n) = a_m(m) \varepsilon_{m-1}^b(n-1) \quad (11)$$

同理, 可得到 m 阶后向线性预测误差与 $m-1$ 阶后向线性预测误差的关系为

$$\varepsilon_m^b(n) - \varepsilon_{m-1}^b(n-1) = a_m(m) \varepsilon_{m-1}^f(n) \quad (12)$$

根据全零点格型滤波器与直接型 FIR 滤波器的等效关系^[7], m 阶格型滤波器反射系数 $\kappa_m = a_m(m)$, 则公式(11)、(12)可表示为

$$\varepsilon_m^f(n) = \varepsilon_{m-1}^f(n) + \kappa_m \varepsilon_{m-1}^b(n-1) \quad (13)$$

$$\varepsilon_m^b(n) = \kappa_m \varepsilon_{m-1}^f(n) + \varepsilon_{m-1}^b(n-1) \quad (14)$$

定义代价函数 J_m 为前向线性预测误差均方值与后向线性预测误差均方值之和:

$$J_m = E\{\{\varepsilon_m^f(n)\}^2\} + E\{\{\varepsilon_m^b(n)\}^2\} \\ = (1 + \kappa_m^2)E\{\{\varepsilon_{m-1}^f(n)\}^2 + \{\varepsilon_{m-1}^b(n-1)\}^2\} + \\ 4\kappa_m E\{\varepsilon_{m-1}^f(n)\varepsilon_{m-1}^b(n-1)\} \quad (15)$$

计算 J_m 的梯度为

$$\nabla J_m = \frac{\partial J_m}{\partial \kappa_m} \\ = 2\kappa_m E\{\{\varepsilon_{m-1}^f(n)\}^2 + \{\varepsilon_{m-1}^b(n-1)\}^2\} + \\ 4E\{\varepsilon_{m-1}^f(n)\varepsilon_{m-1}^b(n-1)\} \quad (16)$$

令前向与后向线性预测误差均方值之和最小，以求取 m 阶格型滤波器反射系数 κ_m 的最优解。令 $\nabla J_m = 0$ ，则反射系数 κ_m 的计算公式为

$$\kappa_m = -\frac{2E\{\varepsilon_{m-1}^f(n)\varepsilon_{m-1}^b(n-1)\}}{E\{\{\varepsilon_{m-1}^f(n)\}^2 + \{\varepsilon_{m-1}^b(n-1)\}^2\}} \quad (17)$$

实际接收到的 N 个观测数据 $u(1), u(2), \dots, u(N)$ ，可用时间平均来替代统计平均。对于 m 阶预测器，为了保证预测精度，将起始时刻的前 m 个预测误差丢弃，则反射系数的估计值为

$$\hat{\kappa}_m = -\frac{2 \sum_{n=m+1}^N \varepsilon_{m-1}^f(n)\varepsilon_{m-1}^b(n-1)}{\sum_{n=m+1}^N \{\{\varepsilon_{m-1}^f(n)\}^2 + \{\varepsilon_{m-1}^b(n-1)\}^2\}} \quad (18)$$

根据上述推导结果，可利用有限的观察样本，分别估计 I、Q 通路滤波器的脉冲响应特性系数。通过联合前向和后向线性预测，进一步提高了估计精度。

2.2 差异滤波器系数估计

以 I 通路为例，单通路滤波器系数估计的具体步骤如下：

- 1) 输入 I 通路数据，令 $u(n) = x_1(n)$ ，数据长度为 N ，滤波器系数的个数为 M ；
- 2) 当 $m = 0$ 时，FBLP 误差为 $\varepsilon_0^f(n) = \varepsilon_0^b(n) = u(n)$ ，统计初始数据方差 σ_0^2 ；
- 3) 当 $m = 1, 2, \dots, M-1$ 时，利用公式(18)估计反射系数 $\hat{\kappa}_m$ ，更新 FBLP 误差值：

$$\varepsilon_m^f(n) = \varepsilon_{m-1}^f(n) + \hat{\kappa}_m \varepsilon_{m-1}^b(n-1)$$

$$\varepsilon_m^b(n) = \hat{\kappa}_m \varepsilon_{m-1}^f(n) + \varepsilon_{m-1}^b(n-1)$$

计算 m 阶方差：

$$\sigma_m^2 = \sigma_{m-1}^2(1 - |\hat{\kappa}_m|^2)$$

- 4) 根据反射系数，更新滤波器系数：

$$\hat{a}_m(m) = \hat{\kappa}_m$$

$$\hat{a}_m(i) = \hat{a}_{m-1}(i) + \hat{\kappa}_m \hat{a}_{m-1}(m-i), \quad i = 1, 2, \dots, m-1$$

- 5) 令 $m = m + 1$ ，重复步骤 3)、4)；

- 6) 当 $m = M-1$ ，得到 $\hat{a}_{M-1}(i)$ ， $i = 1, 2, \dots, M-1$ ，

令 $\hat{a}_{M-1}(0) = 1$ ，则当前 I 通路滤波器的抽头系数为

$$a_1(m) = \hat{a}_{M-1}(m), \quad m = 0, 1, \dots, M-1$$

同时迭代得到最终的 I 通路数据方差：

$$\sigma_1^2 = \sigma_{M-1}^2$$

同理，输入 Q 通路数据，采用上述相同的估计步骤，可得到 Q 通路滤波器的抽头系数估计结果为 $a_Q(m)$ 、Q 通路数据方差为 σ_Q^2 。

由于 I、Q 通路频域响应比即为所要估计的差异滤波器的频率响应，因此先将估计的 I、Q 通路滤波器系数变换到频域，再将其频域比变换到时域，得到的时域响应即为所需的差异滤波器系数。传统方法需要使用 3 次傅里叶变换才能实现时频域之间的转换，运算复杂度较高。本文通过递归计算直接获得差异滤波器系数，可有效降低运算量。差异滤波器系数估计的递归公式为

$$\hat{d}_n = a_Q(n) - \sum_{m=1}^n a_1(m) \hat{d}_{n-m}, \quad n = 0, \dots, M-1 \quad (19)$$

完成所有的递归计算后，引入 I、Q 通路间的幅度误差，得到估计的差异滤波器系数 \hat{d} 为

$$\hat{d} = \sqrt{\sigma_Q^2 / \sigma_1^2} \cdot \mathbf{d}' \quad (20)$$

式中： $\mathbf{d}' = [\hat{d}_0, \hat{d}_1, \dots, \hat{d}_{M-1}]^T$ 。

2.3 LO 相位差 ϕ 估计

由公式(5)得到 Rx 端 I、Q 通路的数字表达式为

$$x_I(n) = \frac{1}{2}[z'(n) + z'^*(n)] \otimes d(n) \quad (21)$$

$$x_Q(n) = \frac{1}{2j}[z'(n)e^{-j\phi} - z'^*(n)e^{j\phi}] \quad (22)$$

等效处理的基带信号 $z'(n)$ 的信号二阶统计特性仍具有正则性, 即

$$E[z'(n)z'(n+m)] = 0, \forall m \quad (23)$$

对于 Q 通路信号 $x_Q(n)$, 由于受 LO 相位差 ϕ 的影响, 该信号二阶统计特性不再满足正则性, 通过相位补偿可恢复。利用估计的差异滤波器系数 \hat{d} 补偿 Q 通路信号 $x_Q(n)$, 可得到 $\bar{x}_Q(n)$:

$$\begin{aligned} \bar{x}_Q(n) &= x_Q(n) \otimes \hat{d} \\ &= \frac{1}{2j}[z'(n) \cdot e^{-j\phi} \otimes \hat{d} - z'^*(n) \cdot e^{j\phi} \otimes \hat{d}] \end{aligned} \quad (24)$$

计算 $x_I(n)$ 和 $\bar{x}_Q(n)$ 的互相关, 得到

$$E[x_I(n)\bar{x}_Q(n)] = -\sin\phi R_{x_I}(0) \quad (25)$$

式中: $R_{x_I}(0) = E[x_I(n)x_I(n)]$ 。

由公式(25), 可估计 LO 相位差 $\hat{\phi}$ 为

$$\hat{\phi} = -\arcsin\left(\frac{R_{x_{IQ}} \hat{d}}{R_{x_I}(0)}\right) \quad (26)$$

式中: $R_{x_{IQ}} = [R_{x_{IQ}}(0), R_{x_{IQ}}(1), \dots, R_{x_{IQ}}(M-1)]$, 且

$$R_{x_{IQ}}(m) = E[x_I(n)x_Q(n-m)], m=0, 1, \dots, M-1。$$

利用公式(7)得到数字端 IQ 不平衡补偿表达式为

$$\begin{aligned} y_I(n) &= x_I(n) \\ y_Q(n) &= x_Q(n) \otimes \hat{d} \cdot \sec\hat{\phi} + x_I(n) \tan\hat{\phi} \end{aligned} \quad (27)$$

式中: $x_Q(n) = [x_Q(n), \dots, x_Q(n-M+1)]$, $y_I(n)$ 、 $y_Q(n)$

分别为 I、Q 通路不平衡补偿后的数字基带信号。

综合以上步骤, 得到 FBLP 算法整体结构如图 3

所示。

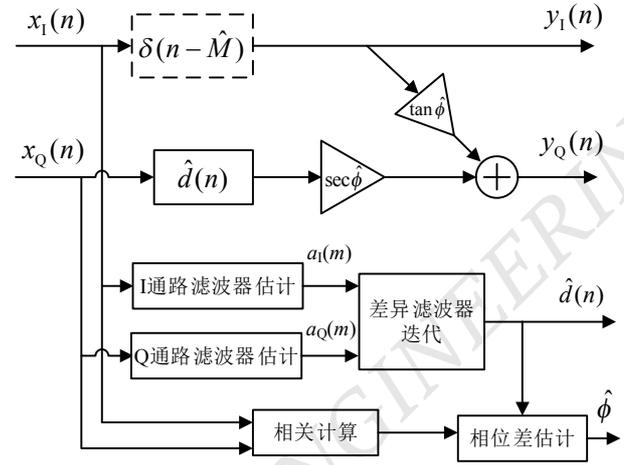


图 3 FBLP 算法整体结构图

图 3 中, \hat{M} 为 I 通路匹配 Q 通路的滤波器时延。

联合公式(19)、(20)、(26)可估计差异滤波器系数 \hat{d} 和 LO 相位差 $\hat{\phi}$, 结合公式(27)实现对接收信号的 IQ 不平衡补偿, 完成 IQ 不平衡校准。

3 仿真分析与算法平台验证

3.1 仿真结果与分析

搭建 MATLAB 平台对 FBLP 算法进行 IQ 不平衡校准仿真。使用正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 信号作为基带信号源, 采用 64QAM 调制, 信号带宽为 200 MHz, 采样速率为 245.76 MHz, LO 频率为 2 GHz, 信噪比为 40 dB。

配置 FI 型的 IQ 不平衡 LO 的幅值差 $g=1.05$, LO 相位差 $\phi = 5^\circ$, 配置 FD 型的 IQ 不平衡的 I 通路失配为 $h_I(n) = [0.98, 0.03]$, Q 通路失配 $h_Q(n) = [1, -0.005]$ 。设置 FBLP 算法差异滤波器长度 $M = 8$, 并且选择三点法 (three-point method, TPM) 算法^[13], 自注意力机制 (self-attention mechanism, SAM) 算法^[13]进行性能仿真对比。

经过 1 000 次蒙特卡罗仿真后, 3 种算法的 IRR 指标对比结果如图 4 所示。

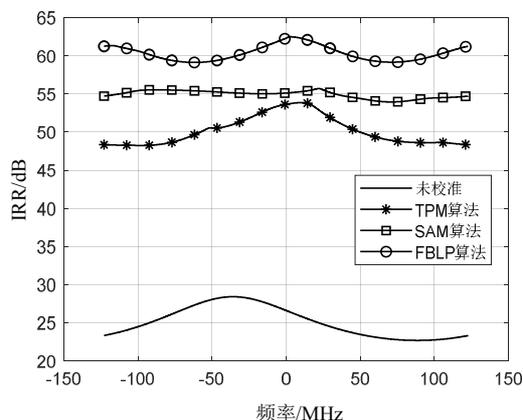


图 4 3 种算法的 IRR 指标对比结果

由图 4 可知：未经过 IQ 不平衡校准的信号，IRR 小于 28 dB；在有效带宽内，FBLP 算法的 IRR 基本大于 59 dB，比未经过 IQ 不平衡校准的 IRR 提升了 30 dB 以上，比 SAM 算法、TPM 算法的 IRR 分别提升了约 4.5 dB、8.0 dB，表明 FBLP 算法具有更好的 IRR 指标。

经过 3 种算法校准后，IQ 不平衡信号的解调星座图如图 5 所示。

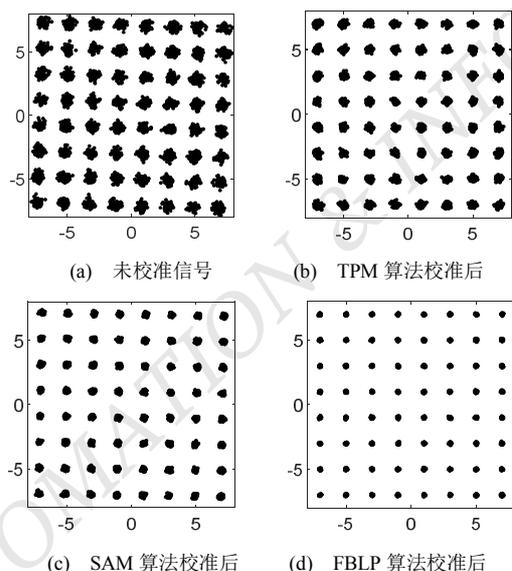


图 5 IQ 不平衡信号解调星座图

由图 5 可知：IQ 不平衡导致信号失真，表现为信号星座点的扩散和相位偏转；经 TPM 算法校准后，信号星座点相位偏转得到校正，但其扩散现象仍存在；经 SAM 算法校准后，其扩散和相位偏转现象减弱，

但是校正效果有限，仍存在残余偏转相位；FBLP 算法有效地校正了信号星座点扩散和相位偏转现象。

仿真统计得到 3 种算法的 EVM 如表 1 所示。

表 1 3 种算法的 EVM

| 校准算法 | EVM/dB |
|---------|--------|
| 未校准 | -23.67 |
| TPM 算法 | -28.36 |
| SAM 算法 | -32.05 |
| FBLP 算法 | -39.12 |

由表 1 可知，FBLP 算法的 EVM 最小，提升了信号的解调能力。

3.2 平台验证与分析

为验证 FBLP 算法在实测环境的 IQ 不平衡校准效果，搭建基于 ADRV9026 射频收发芯片和 ZCU102 数字信号处理板的 FBLP 算法 FPGA 验证平台，如图 6 所示。

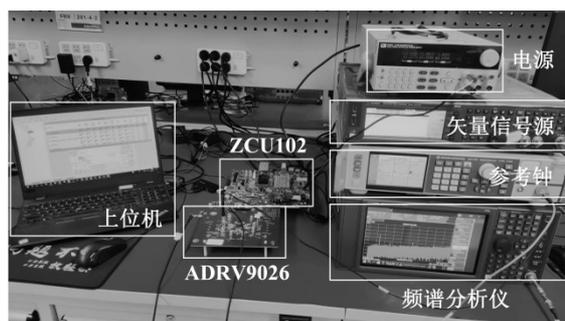


图 6 FBLP 算法 FPGA 验证平台

FBLP 算法的实现脚本通过串口写入 ZCU102 数字信号处理板，由上位机采集基带离线数字信号，并将离线数据送至频谱分析仪进行解调。设置接收 LO 频率为 2.4 GHz，基带采样速率为 245.76 MHz。

3.2.1 镜像抑制效果验证

为观察频域的镜像抑制效果，设置矢量信号源发射频率为 2.45 GHz，产生 56 MHz 的 OFDM 宽带信号，在 Rx 端得到 FBLP 算法 IQ 不平衡校准前后的基带信号频谱分别如图 7、8 所示。

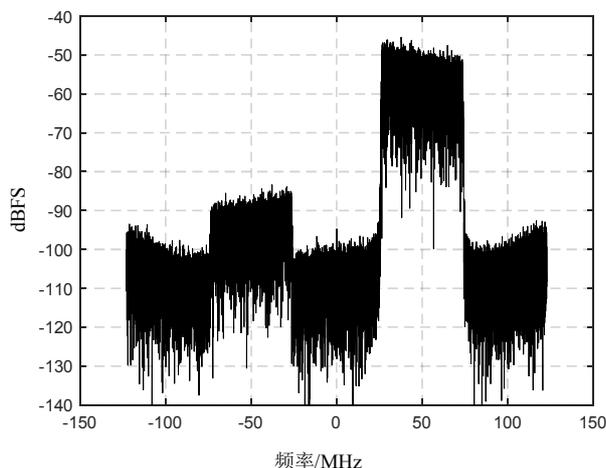


图7 宽带信号 IQ 不平衡校准前频谱图

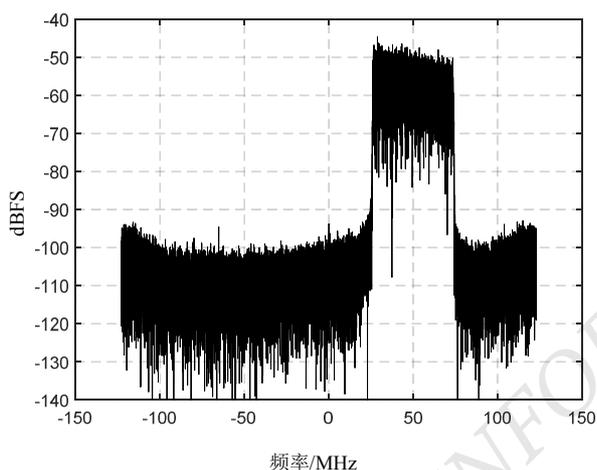


图8 宽带信号 IQ 不平衡校准后频谱图

图7中,接收基带信号有效频谱中心在+50 MHz处,可观察到信号在IQ不平衡校准前,频谱上除有用信号外,还存在严重的镜像干扰,信号的IRR约为38 dB。

图8中,镜像信号基本被抑制到噪底处,信号IRR约为50 dB,验证了本文提出的FBLP算法在复杂实测环境下具有较好的镜像抑制能力。

3.2.2 信号解调 EVM 指标验证

信号源发射频率为2.4 GHz,产生200 MHz带宽,64QAM调制的OFDM信号,Rx端采集的数据送至频谱分析仪解调信号。FBLP算法IQ不平衡校准前后的信号EVM解调图如图9、10所示。



图9 验证平台信号 IQ 不平衡校准前解调图



图10 验证平台信号 IQ 不平衡校准后解调图

对比图9、10发现,IQ不平衡校准前星座点发散,经过FBLP算法校准后,星座图散点有效聚拢,信号EVM从3.33%降至1.15%,用分贝换算可得到校准后信号的EVM提升了约9 dB,验证了FBLP算法可有效提升实测信号的解调性能。

4 结论

本文分析了由I、Q通路参数偏差导致的IQ通路不平衡问题,并提出一种基于FBLP的宽带零中频IQ不平衡校准算法。该算法通过改进IQ不平衡模型和补偿结构,优化参数估计方案;利用FBLP估计I、Q通路滤波器特性;通过递归计算得到差异滤波器系数;结合估计的LO相位差完成IQ不平衡校准。仿真结果表明,FBLP算法能有效抑制镜像信号,相比TPM算法、SAM算法具有更好的IQ不平衡校准效果。基于验证平台的实测结果,进一步表明该算法可有效提升信号的解调性能。

参考文献

- [1] LEE Y, KIM S, SHIN H. A 24 GHz CMOS direct-conversion RF receiver with I/Q mismatch calibration for radar sensor applications[J]. *Sensors*, 2022,22(21):8246.
- [2] 王安阳,黄英,宋全军.基于温度自动补偿的直接上变频发射机中正交不平衡校准方案[J]. *传感技术学报*,2022,35(9):1210-1214.
- [3] ALACA O, ALTHUNIBAT S, MILLER S L, et al. Analysis of receiver IQ-imbalance in IM-OFDMA uplink systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022,26(4):917-921.
- [4] 罗进川,吴兵,杜丽军,等.一种超宽带零中频接收机的设计与实现[J]. *电子设计工程*,2023,31(20):63-67;72.
- [5] 孙艳萍,李孟,屈文涛.基于国产 FPGA 的射频数据采集及处理系统设计[J]. *机电工程技术*,2023,52(4):128-132.
- [6] LIANG J P, FENG Z H, WANG Z, et al. Receiver IQ imbalance and skew compensation for high order modulation formats by frequency domain 4×2 MIMO[C]. 2021 Asia Communications and Photonics Conference (ACP). Shanghai, China. IEEE, 2021:1-3.
- [7] ANTTILA L, VALKAMA M. Blind signal estimation in widely-linear signal models with fourth-order circularity: Algorithms and application to receiver IQ calibration[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2013,20(3):221-224.
- [8] TSAI Y, YEN C P, WANG X. Blind frequency-dependent IQ imbalance compensation for direct-conversion receivers[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2010,9(6):1976-1986.
- [9] NAYEBI E, DAYAL P, SONG K B. Adaptive IQ mismatch compensation in time-domain using frequency-domain observations[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2021,69:655-668.
- [10] 曹钰琛,万建,陶加祥.基于统计特征的 IQ 不平衡高效校正算法[J]. *电子器件*,2022,45(2):468-473.
- [11] 姚亚峰,陈怡铭,周群群,等.改进的统计特性 IQ 不平衡校正算法[J]. *华中科技大学学报(自然科学版)*,2021,49(11):12-16.
- [12] ANTTILA L, VALKAMA M, RENFORS M. Circularity-based IQ imbalance compensation in wideband direct-conversion receivers[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2008,57(4):2099-2113.
- [13] 向景睿,田书林,王厚军,等.同相正交信号相位失衡补偿方法研究[J]. *电子科技大学学报*,2023,52(4):523-529.
- [14] NOH S, JI D J, CHO D H. A self-attention-based I/Q imbalance estimator for beyond 5G communication systems [J]. *IEEE Communications Letters*, 2021,25(10):3262-3266.
- [15] PAIREDER T, MOTZ C, HUEMER M. Enhanced propriety-based I/Q imbalance compensation in LTE/NR receivers[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2021,69:2569-2584.
- [16] 赵廷刚,王杰,莘济豪,等.基于信道化架构的宽带 I/Q 不平衡校准技术[J]. *雷达科学与技术*,2023,21(2):199-207;214.
- [17] MAKHOUL J. A class of all-zero lattice digital filters: Properties and applications[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1978,26(4):304-314.

作者简介:

王宗伟,男,1994年生,硕士研究生,算法工程师,主要研究方向:射频和基带通信算法。E-mail: wzwei94@foxmail.com

范超,男,1980年生,博士研究生,高级工程师,主要研究方向:集成电路设计。

耿建强,男,1975年生,硕士研究生,高级工程师,主要研究方向:软件无线电和集成电路设计。

成丽燕,女,1999年生,硕士研究生,主要研究方向:数字电路设计。