

新型的宽带发射器 IQ 不平衡矫正算法及实现

马雅男, 唐小峰, 郑义, 文毅

(成都天奥测控技术有限公司, 成都 611731)

摘要: 与传统超外差发射机相比, 零中频发射机电路因结构简单、易于集成、成本与功耗较低, 更加适合于频谱利用率要求高的通信场景; 当前零中频发射机由于器件不一致性, 导致射频端 IQ 不平衡现象大幅度影响系统的性能, 针对这一问题采用了新型的 IQ 不平衡预矫正方法, 并经窄带和宽带传输系统进行了实验验证; 基于 IQ 不平衡原理进行了理论分析, 采用信号轮训的方式和输出信号自相关的技术, 利用接收端频谱寻找特定频点幅度最小值得到对应的补偿参数, 将参数代入预补偿模块函数实现对输出信号实现预矫正; 实验结果显示采用新型的 IQ 矫正算法能够有效地将单音信号的镜像抑制比提升至 50.5 dB, 宽带 QPSK 信号的 EVM 降低至未矫正时的 20.72%, SNR 提升达到 13.67 dB; 研究结果表明在不引入训练序列的情况下, IQ 矫正算法针对窄带信号和宽带信号都体现出了算法的优越性, 大大提升了系统的性能。

关键词: IQ 不平衡; 宽带发射机; IQ 矫正; 预矫正; 自相关

Algorithm and Implementation of Novel IQ Imbalance Correction for Wideband Transmitter

MA Yanan, TANG Xiaofeng, ZHENG Yi, WEN Yi

(Tian'ao Measurement & Control Technology Co., Ltd., Chengdu 611731, China)

Abstract: Compared with traditional superheterodyne transmitters, a zero-IF transceiver has the characteristics of simple circuit structure, high integration, low power consumption, and low cost, which is more suitable for communication scenarios with high frequency spectrum utilization. At present, the inconsistent components of zero-IF receivers cause IQ imbalance at the RF end, which greatly affects the performance of the system. To solve the above issue, a new IQ imbalance pre-correction method is proposed, and experimental verification is conducted on narrowband and broadband transmission systems. Based on the analysis of the imbalance principle, the signal training and output signal autocorrelation technology is used to find out the minimum amplitude of a specific frequency using the spectrum of the receiving end and obtain the corresponding compensation parameters. Substituting parameters into the pre compensation module function to achieve pre-correction of the output signal. Experimental results show that the new IQ imbalance pre-correction method can effectively improve the image rejection ratio (IRR) of the tone signal to 50.5 dB, the EVM of wideband QPSK signal decreases to 20.72% without correction, and the SNR improves to 13.67 dB. The results show that without training pilots, the new IQ imbalance method has superiority in narrowband and wideband signals, which greatly improves the system performance.

Keywords: IQ imbalance; wideband transmitter; IQ correction; pre-correction; autocorrelation

0 引言

近年来, 随着无线通信网络的不断壮大, 通信从 4G 到 5G 技术不断演进, 无线通信、互联网、物联网、AI (Artificial Intelligence) 人工智能、智能家居和虚拟现实业务的需求急剧增加^[1]。由此带来的大带宽、大传

输速率、高频谱利用率已经成为了产品路线图的核心方向 and 行业研究的热点^[2]。基于上述环境, 无线发射和接收机逐渐向高集成度、低成本、大带宽和低功耗的方向发展^[3]。目前传统的超外插结构收发机是由 Armstrong 于 1917 年发明, 该超外差结构是首先出现的射频变频结构, 经过多年的改进发展, 超外差结构以其高性能、

收稿日期: 2024-06-07; 修回日期: 2024-08-07。

作者简介: 马雅男 (1984-), 女, 博士, 高级工程师。

引用格式: 马雅男, 唐小峰, 郑义, 等. 新型的宽带发射器 IQ 不平衡矫正算法及实现[J]. 计算机测量与控制, 2025, 33(8): 256-265.

高可靠性获得广泛的应用。然后其缺点也非常明显该结构采用多个高线性度的片外滤波器级联的方式实现, 规模较大难于单片集成, 并且模拟滤波器实现复杂, 成本较为昂贵。超外插接收和发射设备因其结构复杂、规模庞大、使用耗时耗力, 因此严重制约了整体产业的高速发展。为解决上述问题, 衍生出来的新型零中频收发设备, 由于结构简单因此方便集成, 同时大大降低了占用空间, 并且功耗还远小于超外插结构, 基于上述原因基于该结构的产品从技术逐渐走向成熟^[4-5]。对于理想的发送和接收机, 能够无失真的对信号进行放大、滤波和频谱搬移, 而现实中由于器件工艺无法做到完全一致, 导致在实际使用过程中, 在同相 (I 路) 和正交 (Q 路) 两条支路上滤波器、放大器、混频器等模拟器件的特征参数不一致, 温度特性变化曲线也无法做到完全相同, 进而导致 I 路和 Q 两路信号响应曲线存在差异, 具体表现为在信号频谱的镜像位置出现频谱分量, 而镜像无法被滤除, 当其能量达到一定水平, 将导致传输信号被干扰, 进而恶化系统的整体性能, 大大降低传输速率和可利用带宽^[6-9]。因此研究发送和接收机的响应函数, 推导响应曲线, 进而寻找相应的解决方法, 消除 IQ 不平衡现象的影响, 对提升系统的整体性能至关重要, 是当前零中频收发器件研究的热点问题, 也是未来大带宽收发机的主研方向。

目前各个研究组提出了模拟域和数字域等多种解决方案用于应对 IQ 不平衡矫正问题, 如利用器件的布局调整、电路结构优化等方式, 模拟域解决方案主要优化模拟器件一致性^[10], 但由于模拟器件的设计复杂、工艺存在不一致性, 导致利用该方式依然无法保证模拟器件响应曲线的完全统一, 故不能完全消除 IQ 不平衡带来的损伤。随后, 针对 IQ 不平衡矫正的数字域补偿方式应运而生, 文献 [11] 提出了采用训练序列进行矫正的方法, 计算 IQ 相位和幅度的补偿值, 该方法结构简单, 但是由于信号中训练序列的引入, 势必造成传输资源的浪费, 进而降低了系统的传输效能。文献 [12] 则分别针对频率有关的 IQ 不平衡线性与与频率无关的 IQ 不平衡效应分别设计了特殊的训练序列 MPP (Modified Periodic Pilot) 结构, 并采用非线性最小二乘算法 (NLS) 对参数进行评估, 由于其高复杂度较, 很难在实际中推行。文献 [13] 则在文献 [12] 的基础上, 提出了一种新型的低复杂度捕获算法, 其采用新设计的 GPP (Generalized Periodic Pilot) 训练序列方式估计补偿参数, 但是该设计的频偏估计范围较小, 因此不满足实际要求。近几年, 通过研究被测信号的统计特性, 采用盲估计的方式通过迭代算法计算 IQ 不平衡参数^[14-18], 这类方式无需训练序列, 但是计算过程复杂, 目前还无法在技术落地。基于上述原因, 寻找简单、资源损耗低的 IQ 不平衡

矫正算法成为目前最迫切的需求。

本文提出了一种利用预矫正的方式解决发射机 IQ 不平衡问题的方法, 该方法在启动后的自检流程中, 发射机采用轮询机制发送针对对不同失真的补偿信号, 该信号经发端自相乘后其关键频点位置将抵消器件 IQ 不平衡造成的影响, 随后信号跳过下变频直接送入接收机 PD, 收端经傅里叶变换后选取关键频点位置达到最低时对应的补偿参数即为矫正参数。随后, 采用 AD9361 开发板, 针对单音信号和宽带 QPSk 信号进行实验验证, 均取得了满意的效果。

1 发射机 IQ 不平衡理论

图 1 为零中频发射机理论模型, 基带信号分别进入 I 和 Q 两路, 经 DAC 全部转为模拟信号, I 路信号与 $\cos\omega_{LO}t$ 相乘, Q 路信号与 $-\sin\omega_{LO}t$ 载波相乘, 实现上变频功能, 其中 $\omega_{LO} = 2\pi f$, f 表征载波频率。在理想情况下, I、Q 两路 DAC 响应特性曲线应完全相同, I 路与 Q 路的本振幅度一致、相位相差必须为 90° , 才能保证两路信号变频相加后不会发生相互干扰。

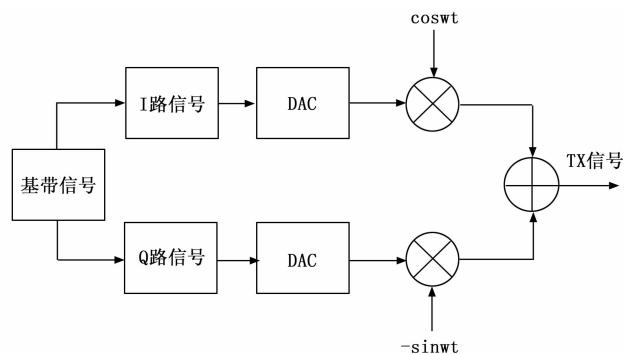


图 1 零中频发射机 IQ 经典原理框图

但是由于工艺、温度原因, 两条支路硬件不可能做到完全一致, 因此本振信号幅度、移相不够准确, 其相应特性不可避免的会存在幅度不平衡和相位不正交的情况, 这时信号经过变频后输出会出现幅度和相位不平衡的现象。虽然在调制过程中, 可以采用更好的工艺降低 I、Q 两路不平衡的影响, 但要在一个宽温范围内保持两路相应曲线变化趋势完全相同, 则需要花费大量的人工校准成本, 并且实现难度也非常大。如 ADI 公司的 AD8349、ADL5375 芯片, 在不同测试温度条件下, IQ 两路相位正交误差最大为 1.9° , 幅度误差约 0.7 dB。

当 I、Q 两路存在幅度和相位不平衡现象时, 其原理特性如图 2 所示, 此时发送信号 Tx ^[19-22] 表达式为:

$$x_I(t) = [I(t) + I_{DC}] \times \cos\omega_{LO}t$$

$$x_Q(t) = [Q(t) + Q_{DC}] \times [-g \sin(\omega_{LO}t + \varphi)] \quad (1)$$

其中: $x_I(t)$ 表征射频输出 I 路信号, $x_Q(t)$ 表征射频输出 Q 路信号, $I(t)$ 表示基带 I 路信号, $Q(t)$ 则表示

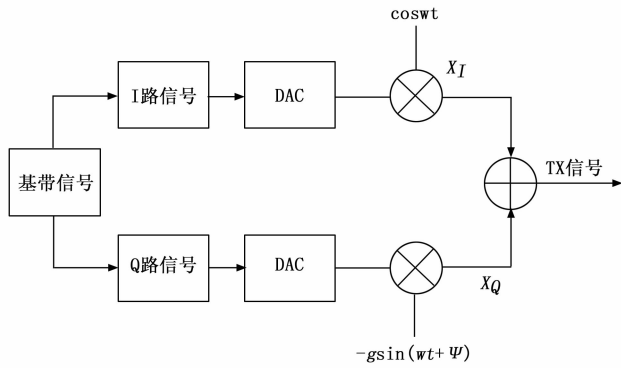


图 2 零中频发射机 IQ 不平衡原理框图

基带 Q 路信号, I_{DC} 和 Q_{DC} 分别代表 I 路和 Q 路 DAC 模拟器件引入的直流分量, g 和 φ 则由于本振 LO 在 I、Q 两路的不一致性引入了幅度和相位的差异。

根据式 (1) 将 I 路和 Q 路信号相加, 发射机射频信号输出如下:

$$x(t) = [I(t) + I_{DC}] \times \cos\omega_{LO}t - [Q(t) + Q_{DC}] \times [g\sin(\omega_{LO}t + \varphi)] = I'(t)\cos\omega_{LO}t - Q'(t)\sin\omega_{LO}t \quad (2)$$

其中:

$$I'(t) = I(t) + I_{DC} - (Q_{DC} + Q(t) \times g\sin\varphi) \quad (3)$$

$$Q'(t) = (Q(t) + Q_{DC}) \times g\cos\varphi \quad (4)$$

从式 (3) 和式 (4) 可以看出 I 路输出信号 $I'(t)$ 不仅包括原始的 $I(t)$ 信号, 还增加了 Q 路信号; 而 Q 路输出信号 $Q'(t)$ 则是在原始信号 $Q(t)$ 的基础上增加了幅度和相位不平衡分量, 如图 3 所示, 当采用标准 IQ 发射机时, I 路和 Q 路信号在负频位置信号分量大小相等但幅度相反, 叠加后能够相互抵消, 负频为零; 然而当使用 IQ 不均发射机时, 发射机射频输出信号 $I'(t) + jQ'(t)$, 由于 IQ 不平衡的原因, 其负频方向 I 路和 Q 路频率分量幅度相反但是幅值不等, 因此叠加后负频能量无法抵消, 表现在傅里叶变换后在信号的镜像位置产生了新的频谱信号, 其输出曲线如图 3 所示, 该镜像信号因无法消除, 将作为干扰存在, 该信号经零中频接收机混频, 此时的镜像分量将在零频位置直接对信号造成严重的影响, 进而影响整体系统性能。因此研究发射机 IQ 不平衡原理, 推导矫正模型, 进而寻求补偿方案, 对提升系统的整体性能至关重要, 也是未来大带宽发射机的主研方向。

2 新型的宽带发射机 IQ 矫正算法

2.1 矫正算法原理

本文提出了一种新型的宽带发射机 IQ 不平衡矫正方法, 该方法根据发射机的 IQ 不平衡的输出结果 (见式 (2)), 进行自相关, 得到如下表达式:

$$Tx' = Tx \times Tx = I(t) \cdot I_{DC} + \frac{I^2(t)}{2} + \frac{I_{DC}^2}{2} +$$

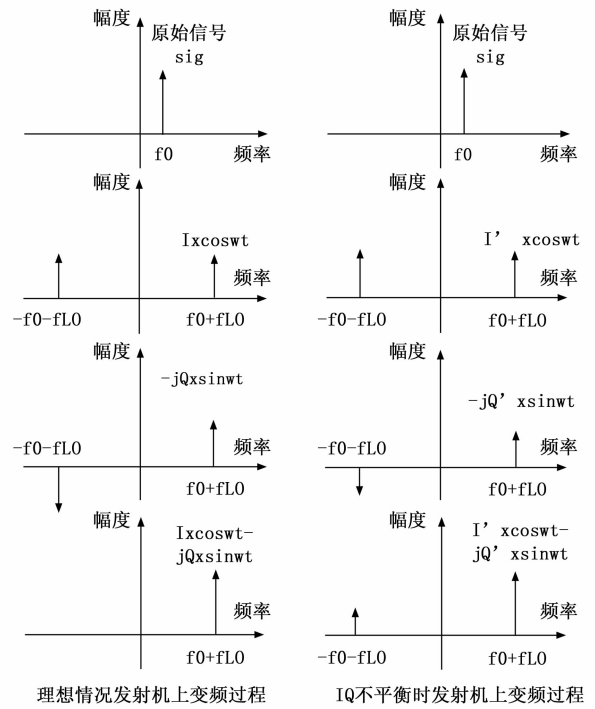


图 3 理想情况和 IQ 不平衡时发射机镜像分量的产生过程

$$\begin{aligned} & \frac{[gQ(t)]^2}{2} + \frac{[gQ_{DC}]^2}{2} + Q(t) \cdot Q_{DC} \cdot g^2 - \\ & I(t) \cdot Q(t) \cdot g\sin\varphi - I(t) \cdot Q_{DC} \cdot g\sin\varphi - \\ & Q(t) \cdot I_{DC} \cdot g\sin\varphi - g\sin\varphi \cdot I_{DC} \cdot Q_{DC} \end{aligned} \quad (5)$$

基于式 (5), 将如下正弦信号代入:

$$\begin{cases} I(t) = \cos\omega_0 t \\ Q(t) = 0 \end{cases} \quad (6)$$

其中: ω_0 表示信号频率。代入结果如式 (7):

$$\begin{aligned} TX1 = & \frac{1}{4} + \frac{I_{DC}^2}{2} + \frac{(gQ_{DC})^2}{2} - I_{DC} \times Q_{DC} \times g\sin\omega_0 + \\ & \frac{\exp(j2\omega_0 t)}{8} + \frac{\exp(-j2\omega_0 t)}{8} + \\ & [I_{DC} - g\sin\varphi \times Q_{DC}] \times \frac{\exp(j\omega_0 t)}{2} + \\ & [I_{DC} - g\sin\varphi \times Q_{DC}] \times \frac{\exp(-j\omega_0 t)}{2} \end{aligned} \quad (7)$$

从上式可以看出, 如果对信号做傅里叶变换, ω_{LO} 频点位置携带的幅度信息为 $(I_{DC} - g\sin\varphi Q_{DC})$, 这其中 g 表示 I 路和 Q 路响应的幅度偏差, φ 体现了 I 路和 Q 路响应的相位偏差, I_{DC} 和 Q_{DC} 表征 I 路和 Q 路得直流分量, 这些全是由于 IQ 不平衡引入的误差数据, 换句话说如果 IQ 两路是理想和平衡状态, 那么根据上述分析, ω_{LO} 频点位置应该不携带信息, 其目标幅值应该为零。

然而利用 1 种信号无法通过轮询方法完全寻找到 4 种误差参数的补偿值, 因此又引入了第二类信号和第三类信号, 信号 2 如下式所示:

$$\begin{cases} I(t) = 0 \\ Q(t) = \cos\omega_0 t \end{cases} \quad (8)$$

将其代入式 (5), 得到结果如下:

$$\begin{aligned} TX2 = & \frac{1}{4} + \frac{I_{DC}^2}{2} + \frac{(gQ_{DC})^2}{2} - I_{DC} \times Q_{DC} \times g \sin\bar{\omega} + \\ & \frac{\exp(j2\omega_0 t)}{8} + \frac{\exp(-j2\omega_0 t)}{8} + \\ & (I_{DC} - g \sin\varphi \times Q_{DC}) \times \frac{\exp(j\omega_0 t)}{2} - \\ & [I_{DC} - g \sin\varphi \times Q_{DC}] \times \frac{\exp(-j\omega_0 t)}{2} \end{aligned} \quad (9)$$

通过上式, 可知信号傅里叶变换后 $\bar{\omega}_{LO}$ 频点位置携带的幅度信息仍然为 $(I_{DC} - g \sin\varphi Q_{DC})$, 因此当误差参数完全被补偿后, $\bar{\omega}_{LO}$ 频点位置幅度也应为零。

第三类信号的格式如下:

$$\begin{cases} I(t) = \cos\omega_0 t \\ Q(t) = \sin\omega_0 t \end{cases} \quad (10)$$

将其代入式 (5), 得到结果如下:

$$\begin{aligned} TX3 = & \frac{1}{4} + \frac{I_{DC}^2}{2} + \frac{(g \sin\varphi Q_{DC})^2}{2} - I_{DC} \times Q_{DC} \times \\ & g \sin\bar{\omega} + (I_{DC} - g \sin\varphi \times Q_{DC} - jQ_{DC} g^2 \sin^2\varphi) \times \\ & \frac{\exp(j\omega_0 t)}{2} + (I_{DC} - g \sin\varphi \times Q_{DC} - jQ_{DC} g^2 \sin^2\varphi) \times \\ & \frac{\exp(-j\omega_0 t)}{2} + \left(\frac{1 - g^2 \sin^2\varphi}{8} + 2jg \sin\varphi \right) \frac{\exp(j2\omega_0 t)}{8} + \\ & \left(\frac{1 - g^2 \sin^2\varphi}{8} + 2jg \sin\varphi \right) \frac{\exp(-j2\omega_0 t)}{8} \end{aligned} \quad (11)$$

从上式可以看出, $\bar{\omega}_{LO}$ 频点位置携带的信息为 $(I_{DC} - g \sin\varphi \times Q_{DC} - jQ_{DC} g^2 \sin^2\varphi)$, 包含了 I 路直流误差 I_{DC} 、Q 路直流误差 Q_{DC} 、I 路和 Q 路响应的幅度偏差 g , 以及 I 路和 Q 路响应的相位偏差 φ , 共 4 类误差数据, 并且相互之间存在交联, 反观 $2\bar{\omega}_{LO}$ 频点幅度数据为 $\left(\frac{1 - g^2 \sin^2\varphi}{8} + 2jg \sin\varphi \right)$, 仅携带 I 路和 Q 路响应的幅度偏差 g 和 I 路和 Q 路响应的相位偏差 φ , 因此用于寻找误差参数更为简单和方便。鉴于上述原因, 第三类信号接收时, 将信号傅里叶变换后以 $2\bar{\omega}_{LO}$ 频点位置为零作为目标, 用于寻找补偿参数。

本着上述原则, 本文以第一类和第二类信号的 $\bar{\omega}_{LO}$ 频点和第三类 $2\bar{\omega}_{LO}$ 频点位置为零作为最终目标, 寻找 I 路直流分量 I_{DC} 的补偿参数 δ_i , Q 路直流分量 I_{DC} 的补偿参数 δ_r , I 路和 Q 路响应的幅度偏差 g 的补偿参数 g_i , 以及 I 路和 Q 路响应的相位偏差 φ 的补偿参数 φ_i 。

2.2 矫正模型工作方式

为了达到寻找补偿参数的目的, 我们在发射机结构中增加了预补偿模块、射频开关和自相关模块 (乘法器), 新型的发射机整体构架如图 4 所示, 其工作方式如下。

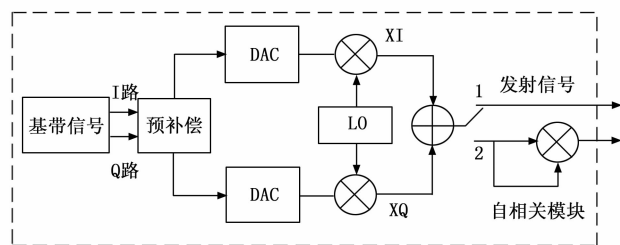


图 4 一种新型的宽带发射机 IQ 矫正技术原理图

1) 发射机开启后, 进入自检阶段, 射频开关置为通道 2, 首先根据 IQ 不平衡模型的原理特性, 基带信号分别产生 6 种信号, 以上 6 种信号都是基于 2.1 节所描述的 3 类信号的演变类型, 基于 3 类信号的基本表达式进行了一定的变化, 针对性的增加了不同的补偿参数变量, 为轮询寻找最佳补偿值提供了方法, 该流程在下一章节将进行详细描述。该 6 种信号在各自流程中分别进入预补偿模块, 该模块不对信号做任何处理, 经 IQ 两路通道输出后信号进入 DAC 转为模拟信号, 随后进入实际中带有损伤的本振模块上变频, 上变频后信号输入自相关模块, 经乘法器相乘后输出。由于芯片收发机全部集成在一起, 该输出将直接回环进入接收机, 接收机则针对不同信号傅里叶变换后, 以 $\bar{\omega}_{LO}$ 频点或者 $2\bar{\omega}_{LO}$ 频点位置幅度值最小为目标, 寻找最优的补偿值。该补偿值随后注入预补偿模块, 生成针对当前误差的补偿模型, 用于矫正 IQ 不平衡引入的信号失真。

2) 自检阶段结束后, 进入发射机正常工作阶段, 此时射频开关置于通道 1, 基带信号 IQ 两路首先进入预补偿模块, 该模块根据下发的补偿参数构建预补偿模型, 对 IQ 不平衡造成的损伤提前进行数字预补偿, 补偿后信号进入 DAC 转换为模拟信号, 该信号经本振变频后输出。

根据以上工作方式可知, 本文提出的 IQ 不平衡矫正方法用于自检阶段, 利用轮询方法和自相关模型构建平台, 以 $\bar{\omega}_{LO}$ 频点或者 $2\bar{\omega}_{LO}$ 频点位置幅度值最低为目标, 寻找满足要求的预补偿模型参数, 随后将参数注入预补偿模型中, 对工作信号进行预失真以降低 IQ 不平衡造成的影响, 其中预补偿模型和自检阶段的工作流程将在下一章节详细介绍。

2.3 预补偿模型

本文建立预补偿模型的目的, 是通过与补偿模型让信号预失真, 随后信号进入 IQ 不平衡模型, 最终输出正确信号, 由此根据 IQ 不平衡原理的理论推导, 以式 (3) 和 (4) 为依据, 经过 IQ 不平衡模型后输出为:

$$x(t) = I'(t) \cos\omega_{LO} t - Q'(t) \sin\omega_{LO} t \quad (12)$$

其中:

$$I'(t) = I_1(t) + I_{DC} - (Q_{DC} + Q_i(t) \times g \sin\varphi) \quad (13)$$

$$Q'(t) = (Q_1(t) + Q_{DC}) \times g \cos \varphi \quad (14)$$

其中: $I_1(t)$ 和 $Q_1(t)$ 分别表示预补偿模块输出, 模型如图 5 所示。

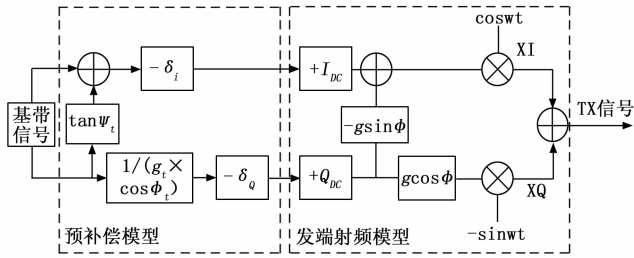


图 5 预补偿模块矫正原理图

为了达到发射端输出 TX 信号 I、Q 两路与原始信号保持一致为目的, 得到表达式如下:

$$Tx = I(t) \cos \omega_{LO} t - Q(t) \sin \omega_{LO} t \quad (15)$$

本文建立预补偿模块的矫正原理如图 5 所示, I、Q 两路基带信号经预补偿模块后输出为:

$$\begin{cases} I_1(t) = I(t) + Q(t) \times \tan \varphi_i + \delta_i \\ Q_1(t) = \frac{Q(t)}{(g_i \times \cos \varphi_i) + \delta_q} \end{cases} \quad (16)$$

式中, $I(t)$ 、 $Q(t)$ 分别为基带信号的输入, δ_i 是对 I 路直流分量 I_{DC} 的补偿参数, δ_q 是对 Q 路直流分量 Q_{DC} 的补偿参数, g_i 为本振引入的 IQ 幅度不平衡分量 g 的补偿参数, φ_i 则为本振引入的幅相不平衡分量 φ 的补偿参数。在理想状态下, 当补偿参数与损伤参数一致时, 将式 (16) 代入发射端损伤模型式 (13) 和 (14) 中, TX 端输出可得到式 (15), 最终达到了补偿的目的。

2.4 矫正算法工作流程

为了能够较为精确得到上述补偿参数, 本位在图 4 所示新型结构平台下分别产生 6 种信号, 并寻找对应的最优参数。其工作流程如下所示:

1) 第一种信号如下, 主要用于补偿 I 路 DC, 为:

$$TX1: \begin{cases} I(i) = \cos \omega_0 t - E_i(i) \\ Q(i) = 0 \end{cases} \quad (17)$$

其中:

$$E_i(i) = 2g - I_{\max} \times \left(\frac{i}{N_I} - \frac{1}{2} \right) \quad (18)$$

表征 I 路 DC 偏差补偿参数, 其值为一个变量, 范围为 $[-g - I_{\max}, +g - I_{\max}]$, 为了在该范围内通过轮询选择合适的值, 本文将其分为 $N_I + 1$ 份, $i = [0, N_I]$, 形成 $N_I + 1$ 个 TX1 信号依次输出, ω_0 表示信号频率。

该信号随后进入 DAC 变为模拟信号后, 进入本振模块, 因为是正弦信号此时本振设置为零, 仅引入本振泄露损伤, 如图 4 所示。由发端射频电路输出的信号随后进入自相关模块进行自相乘, 得到信号为:

$$y_1 = \frac{1}{4} + \frac{[I_{DC} - E_i(i)]^2}{2} + \frac{(gQ_{DC})^2}{2} - [I_{DC} - E_i(i)] \times$$

$$\begin{aligned} & Q_{DC} \times g \sin \varphi + \frac{\exp(j2\omega_0 t)}{8} + \frac{\exp(-j2\omega_0 t)}{8} + \\ & [I_{DC} - E_i(i) - g \sin \varphi \times Q_{DC}] \times \frac{\exp(j\omega_0 t)}{2} + \\ & [I_{DC} - E_i(i) - g \sin \varphi \times Q_{DC}] \times \frac{\exp(-j\omega_0 t)}{2} \end{aligned} \quad (19)$$

随后输出信号回环进入 RX 端, 收端因发端本振设置为零, 因此接收本振同样设置为零, 信号经放大器后直接进入 ADC 形成数字信号, 随后进行 FFT 变换。从上式中可以看出, FFT 变换后频谱在 ω_0 位置携带的信息为 $(I_{DC} - E_i(i) - g \sin \varphi \times Q_{DC})$, 由于 TX1 信号仅改变 I 路 DC 偏差补偿参数, 因此在轮询过程中如果 $E_i(i)$ 无限接近于 I_{DC} 时, 在 ω_0 位置处信号幅值最小, 此时 $E_i(i) = -\delta_i$ 记为对 I 路直流分量的补偿值。

2) 第二种信号格式如下, 主要用于补偿 Q 路 DC, 为:

$$TX2: \begin{cases} I(i) = -\delta_i \\ Q(i) = \sin \omega_0 t - E_q(i) \end{cases} \quad (20)$$

其中:

$$E_q(i) = 2g - Q_{\max} \times \left(\frac{i}{N_Q} - \frac{1}{2} \right) \quad (21)$$

式中, $E_q(i)$ 表征 Q 路 DC 偏差的补偿参数, 其值为变量, 范围是 $[-g - Q_{\max}, +g - Q_{\max}]$, 为了在该范围内通过轮询选择合适的值, 本文将其分为 $N_Q + 1$ 份, $i = [0, N_Q]$, 形成 $N_Q + 1$ 个 TX2 信号依次输出。

与步骤 (1) 相同, 该信号在发端进行自相乘, 得到信号为:

$$\begin{aligned} y_2 = & \frac{1}{4} + \frac{(I_{DC} + \delta_i)^2}{2} + \frac{[g(Q_{DC} - E_q(i))]^2}{2} - \\ & (I_{DC} + \delta_i) \times [Q_{DC} - E_q(i)] \times g \sin \varphi + \frac{\exp(j2\omega_0 t)}{8} + \\ & \frac{\exp(-j2\omega_0 t)}{8} + [I_{DC} + \delta_i - g \sin \varphi \times (Q_{DC} - E_q(i))] \times \\ & \frac{\exp(j\omega_0 t)}{2} - [I_{DC} + \delta_i - g \sin \varphi \times (Q_{DC} - E_q(i))] \times \\ & \frac{\exp(-j\omega_0 t)}{2} \neq \end{aligned} \quad (22)$$

随后信号进入 RX 端进行 FFT 变换, 从上式中可以看出, ω_0 位置携带的信息为 $[I_{DC} + \delta_i - g \sin \varphi \times (Q_{DC} - E_q(i))]$, 根据步骤 (1) $I_{DC} + \delta_i$ 趋于零, 此时当 $E_q(i)$ 无限接近于 Q_{DC} 时, 在 ω_0 位置处信号幅值最小, 此时 $E_q(i) = -\delta_q$ 记为对 Q 路直流分量的补偿值。

3) 第三种信号格式如下, 主要用于重新修正 I 路 DC 补偿参数, 为:

$$TX3: \begin{cases} I(i) = \cos \omega_0 t - E_i(i) \\ Q(i) = -\delta_q \end{cases} \quad (23)$$

其中:

$$E_I(i) = 2g_- I_{\max} \times \left(\frac{i}{N_I} - \frac{1}{2} \right) \quad (24)$$

该信号 $E_I(i)$ 定义与表达式 (18) 一致。执行上述步骤的原因是在步骤 1) 和 2) 的检测过程中 ω_0 位置处信号幅值期望趋于零, 需要对 I 路和 Q 路 DC 同时补偿才可达到, 由于在步骤 1) 中仅有 I 路补偿 Q 路补偿参数缺失, 因此在步骤 3) 中将 Q 路补偿参数代入, 重新对 I 路补偿最优值进行搜寻, 以达到更好地补偿效果, 这里得到 $E_I(i) = -\delta'_I$ 记为对第二次 I 路直流分量的补偿值。

4) 第四种信号格式如下, 主要针对 I、Q 两路幅度不平衡寻找补偿值, 为:

$$\text{TX4:} \begin{cases} I(i) = \cos\omega_0 t - \delta'_I \\ Q(i) = \frac{\sin\omega_0 t}{E_g(i)} - \delta_Q \end{cases} \quad (25)$$

其中:

$$E_g(i) = 1 - g_{\max} + 2g_{\max} \times \frac{i-1}{N_g} \quad (26)$$

表征幅度不平衡参数, 它为可变量, 其范围为 $[-g_{\max}, +g_{\max}]$, 为了在该范围内通过轮询选择合适的值, 并将其分为 $N_g + 1$ 份, $i = [0, N_g]$, 形成 $N_g + 1$ 个 TX4 信号依次输出。

该信号在发端进行自相乘, 得到信号为:

$$\begin{aligned} y_4 = & \frac{1}{4} + \frac{[I_{DC} + \delta'_I]^2}{2} + \frac{(g \sin\varphi [Q_{DC} + \delta_Q])^2}{2E_g^2(i)} - \\ & [I_{DC} + \delta'_I] \times [Q_{DC} + \delta_Q] \times g \sin\varphi + \\ & \left\{ I_{DC} + \delta'_I - \frac{g \sin\varphi \times (Q_{DC} + \delta_Q)}{E_g(i)} - j \left[\frac{(Q_{DC} + \delta_Q) g^2 \sin^2\varphi}{E_g(i)} \right] \right\} \times \\ & \frac{\exp(j\omega_0 t)}{2} + \\ & \left\{ I_{DC} + \delta'_I - \frac{g \sin\varphi \times (Q_{DC} + \delta_Q)}{E_g(i)} - j \left[\frac{(Q_{DC} + \delta_Q) g^2 \sin^2\varphi}{E_g(i)} \right] \right\} \times \\ & \frac{\exp(-j\omega_0 t)}{2} + \left[\frac{1 - \frac{g^2 \sin^2\varphi}{E_g^2(i)}}{8} + 2j \frac{g \sin\varphi}{E_g(i)} \right] \frac{\exp(j2\omega_0 t)}{8} + \\ & \left[\frac{1 - \frac{g^2 \sin^2\varphi}{E_g^2(i)}}{8} + 2j \frac{g \sin\varphi}{E_g(i)} \right] \frac{\exp(-j2\omega_0 t)}{8} \end{aligned} \quad (27)$$

随后输出信号进入 RX 端, 信号进行 FFT 变换, 从上式中可以看出, 在 $2\omega_0$ 位置处信号幅度值为

$$\left[\frac{1 - \frac{g^2 \sin^2\varphi}{E_g^2(i)}}{8} + 2j \frac{g \sin\varphi}{E_g(i)} \right], \text{ 当 } E_g(i) \text{ 无限接近于 } g \text{ 时}$$

幅值最小, 此时 $E_g(i) = g_t$ 记为对 IQ 路幅度不平衡的补偿值。

5) 第五种格式如下, 主要用于寻找 I、Q 两路相位不平衡的补偿值, 为:

$$\text{TX5:} \begin{cases} I(i) = \cos\omega_0 t + \sin\omega_0 t \times \tan E_\varphi(i) - \delta_I \\ Q(i) = \frac{\sin\omega_0 t}{(g_t \times \cos E_\varphi(i))} - \delta_Q \end{cases} \quad (28)$$

其中:

$$E_\varphi(i) = 2\varphi_{\max} \times \left(\frac{i}{N_\varphi} - \frac{1}{2} \right) \quad (29)$$

表征相位不平衡参数, 因为轮询需要其值为变量, 范围为 $[-\varphi_{\max}, +\varphi_{\max}]$, 将其分为 $N_\varphi + 1$ 份, $i = [0, N_\varphi]$, 形成 $N_\varphi + 1$ 个 TX5 信号依次输出。

该信号在发端进行自相乘, 得到信号为:

$$\begin{aligned} y_5 = & \frac{1}{4} + \frac{[I_{DC} + \delta'_I]^2}{2} + \frac{[g \sin\varphi (Q_{DC} + \delta_Q)]^2}{2g_t^2 \sin^2[E_\varphi(i)]} - \\ & [I_{DC} + \delta'_I] \times [Q_{DC} + \delta_Q] \times g \sin\varphi + \\ & \left\{ I_{DC} + \delta'_I - \frac{g \sin\varphi \times (Q_{DC} + \delta_Q)}{g_t \sin[E_\varphi(i)]} - j \left[\frac{(Q_{DC} + \delta_Q) g^2 \sin^2\varphi}{g_t \sin[E_\varphi(i)]} \right] \right\} \times \\ & \frac{\exp(j\omega_0 t)}{2} + \\ & \left\{ I_{DC} + \delta'_I - \frac{g \sin\varphi \times (Q_{DC} + \delta_Q)}{g_t \sin[E_\varphi(i)]} - j \left[\frac{(Q_{DC} + \delta_Q) g^2 \sin^2\varphi}{g_t \sin[E_\varphi(i)]} \right] \right\} \times \\ & \frac{\exp(-j\omega_0 t)}{2} + \\ & \left[\frac{1 - \frac{g^2 \sin^2\varphi}{g_t^2 \sin^2[E_\varphi(i)]}}{8} + 2j \frac{g \sin\varphi}{g_t \sin[E_\varphi(i)]} \right] \frac{\exp(j2\omega_0 t)}{8} + \\ & \left[\frac{1 - \frac{g^2 \sin^2\varphi}{g_t^2 \sin^2[E_\varphi(i)]}}{8} + 2j \frac{g \sin\varphi}{g_t \sin[E_\varphi(i)]} \right] \frac{\exp(-j2\omega_0 t)}{8} \end{aligned} \quad (30)$$

随后输出信号进入 RX 端, 信号进行 FFT 变换, 从上式中可以看出, 在 $2\omega_0$ 位置处信号幅值为

$$\left[\frac{1 - \frac{g^2 \sin^2\varphi}{g_t^2 \sin^2[E_\varphi(i)]}}{8} + 2j \frac{g \sin\varphi}{g_t \sin[E_\varphi(i)]} \right], \text{ 由于 } g_t \text{ 趋近}$$

于 g , 当 $E_\varphi(i)$ 无限接近于 φ 时, $2\omega_0$ 位置幅值趋于零, 此时 $E_\varphi(i) = \varphi_t$ 记为对 IQ 路相位不平衡的补偿值。

6) 第六种信号表达式如下, 用于重新修正 I、Q 两路幅度不平衡补偿值, 为:

$$\text{TX6:} \begin{cases} I(i) = \cos\omega_0 t + \sin\omega_0 t \times \tan\varphi_t - \delta_I \\ Q(i) = \frac{\sin\omega_0 t}{(E_g(i) \times \cos\varphi_t)} - \delta_Q \end{cases} \quad (31)$$

其中:

$$E_g(i) = 1 - g_{\max} + 2g_{\max} \times \frac{i-1}{N_g} \quad (32)$$

该信号 $E_g(i)$ 定义与表达式 (26) 一致。执行该步骤的原因是在 $2\omega_0$ 位置处信号幅值趋于零, 需要 IQ 路幅度和相位共同补偿才可达到, 由于步骤 4) 仅考虑了幅度不平衡的补偿, 相位补偿缺失, 因此步骤 6) 将相位补偿参数代入, 重新对幅度补偿参数进行修正, 以达到更优的测量结果, 随后环节与步骤 4) 相同这里不再赘述, 这里得到 $E_g(i) = g'_t$ 记为对第二次 IQ 幅度不平衡的补偿值。

经过上述步骤后,即可得到 I 路 DC 偏差 δ'_I 、Q 路 DC 偏差 δ_Q , 幅度不平参数 g'_I 和相位不平衡参数 φ_i 。将其代入图 5 的补偿模型结束自检,随后开始工作模式可对任意信号进行预补偿。

3 实验方法

为了验证本文提出的 IQ 不平衡矫正方法的有效性,本文设计了实验验证模型,结构如图 6 所示。



图 6 新型 IQ 矫正算法的验证模型结构图

在自检阶段利用 Matlab 软件产生 2.3 描述的 6 种信号,这些信号根据流程依次送入 ADI 的 9361 开发板的发射端芯片,我们在发端定制了自相关模块,信号进入模块后回环至 9361 的接收芯片,信号经 ADC 转为数字信号进入数据采集模块,采集后的信号重新导入 Matlab 平台进行 FFT 变换和最优矫正参数的搜寻,随后利用优化参数在 Matlab 中建立补偿函数,结束自检流程。

在工作流程中为了验证算法的普适性,首先利用 Matlab 软件分别产生窄带的单音信号和宽带的 QPSK 信号,信号在软件中进入预补偿模块进行预失真处理,随后下发至开发板发射芯片,由发射芯片发出后回环进入接收芯片,信号经过 ADC 采样后存储,保存的数据导入 Matlab 的算法平台后进行频谱监测、EVM 测试和星座图分析等。

4 实验结果与分析

基于第三节介绍的平台和试验方法,利用章节 2 描述的工作流程,在自检阶段本文产生 6 种信号进入发射机,发射机根据补偿参数的变换轮询发送信号,接收端数据采集后在软件中进行 FFT 变换,并根据不同的信号在 ω_0 和 $2\omega_0$ 位置提取幅值,得到不同补偿参数下对应的 6 次矫正曲线如图 7 所示,初始矫正 I 路偏差得到 I 路 DC 补偿值为 -0.04 ,如图 7 (a) 所示;随后矫正 Q 路 DC 偏差得到 Q 路补偿值为 -0.05 ,如图 7 (b) 所示;将 Q 路 DC 补偿重新引入,进行 I 路 DC 估计,得到补偿值为 -0.07 ,如图 7 (c) 所示;后续矫正 IQ 路幅度偏差得到补偿值为 1.04 ,如图 7 (d) 所示;后续矫正 IQ 路相位偏差,得到偏差值为 4.5° ,如图 7 (e) 所示,将相位补偿重新引入进行 IQ 路幅度估计,最终得到补偿值为 1.05 ,如图 7 (f) 所示。经过上述过程,可得到整体系统发射端 IQ 不平衡最优补偿参数值,将其应用于图 5 中基带信号的预补偿模块(实验中采用 Matlab 软件建立模型),最后结束自检流程,进入工作

状态。在工作过程中,系统通过预矫正模块可对不同类型的传输信号首先进行预失真,进而抵消发射端器件造成的影响。

为了验证补偿算法的正确性,随后利用软件产生单音,该信号分两次输出,第一次直接进入 9361 发射端,第二次经过软件预补偿模块,随后注入 9361 发射端,两次信号输出均回环进入接收端,数据采集后对信号进行检测和分析。系统 ADC 采样率为 4 MHz ,单音信号频率定在 0.01 MHz 。

图 8 和图 9 展示了 0.01 MHz 单音信号未经 IQ 矫正和矫正后的频域和时域波形。图 8 中灰色虚线表征 IQ 不平衡时信号频谱,在 0.01 MHz 出现了信号能量,同时在 -0.01 MHz 的镜像频点处可以观察到较为明显的信号能量,该信号与原始信号能量 IIR 相差仅为 23.52 dB ,较高的镜像能量会对原始信号造成较大的影响,图 9 (a) 展示了当 IQ 不平衡时,信号实部的虚部的幅度出现明显的差异,同时正交相位差非零。随后采用本文方法对发射机进行矫正,校正后信号频谱如图 8 黑色点线所示,图中原始信号能量基本不变,而镜像分量已降至噪底以下,镜像分量与主峰的能量差 IIR 达到了 50.5 dB ,比未校正前 IIR 提升了 26.98 dB 。图 9 (b) 也展示了校正后信号德时域图形,从中可以看出信号的实部和虚部相位相差为 90° ,信号幅度基本相同,通过上述实验证明了针对单音窄带信号采用本算法能够有效的消除镜像能量造成的干扰。

后续,本项目将算法设计应用于宽带信号传输的 IQ 不平衡矫正过程中,并以 QPSK 信号为例进行测试,整体验证流程和单音信号的测试方法相同,因此这里不再赘述。因为 QPSK 基带信号频谱是关于零中频左右对称的,所以为了能够较清晰的观测到信号的镜像分量,这里将接收端和发射端本振频率偏移 0.02 MHz ,为了能够对星座图进行对比,接收信号经过采样存储,在软件中进行二次处理,将频谱再次搬移 0.02 MHz 至零频。通过上述方式, QPSK 信号矫正前后的频谱如图 10 中灰色线所示,对应的星座如图 11 中灰色线所示。图 10 显示 QPSK 信号受到 IQ 不平衡的影响,信号峰值能量和镜像峰值能量差 IIR 仅仅相为 17.5 dB ,因此镜像分量的存在导致图 11 所示的星座图产生了扭曲和形变,进而严重降低了接收信号的 EVM (Error Vector Magnitude, 误差矢量幅度)。根据 EVM 的测量公式:

$$EVM = \sqrt{\frac{P_{\text{error}}}{P_{\text{reference}}}} \quad (33)$$

其中: $P_{\text{reference}}$ 为信号均值功率, P_{error} 为信号误差功率,当 EVM 测量值为 10.23% 时,通过 EVM 和 SNR 的如下表达式关系:

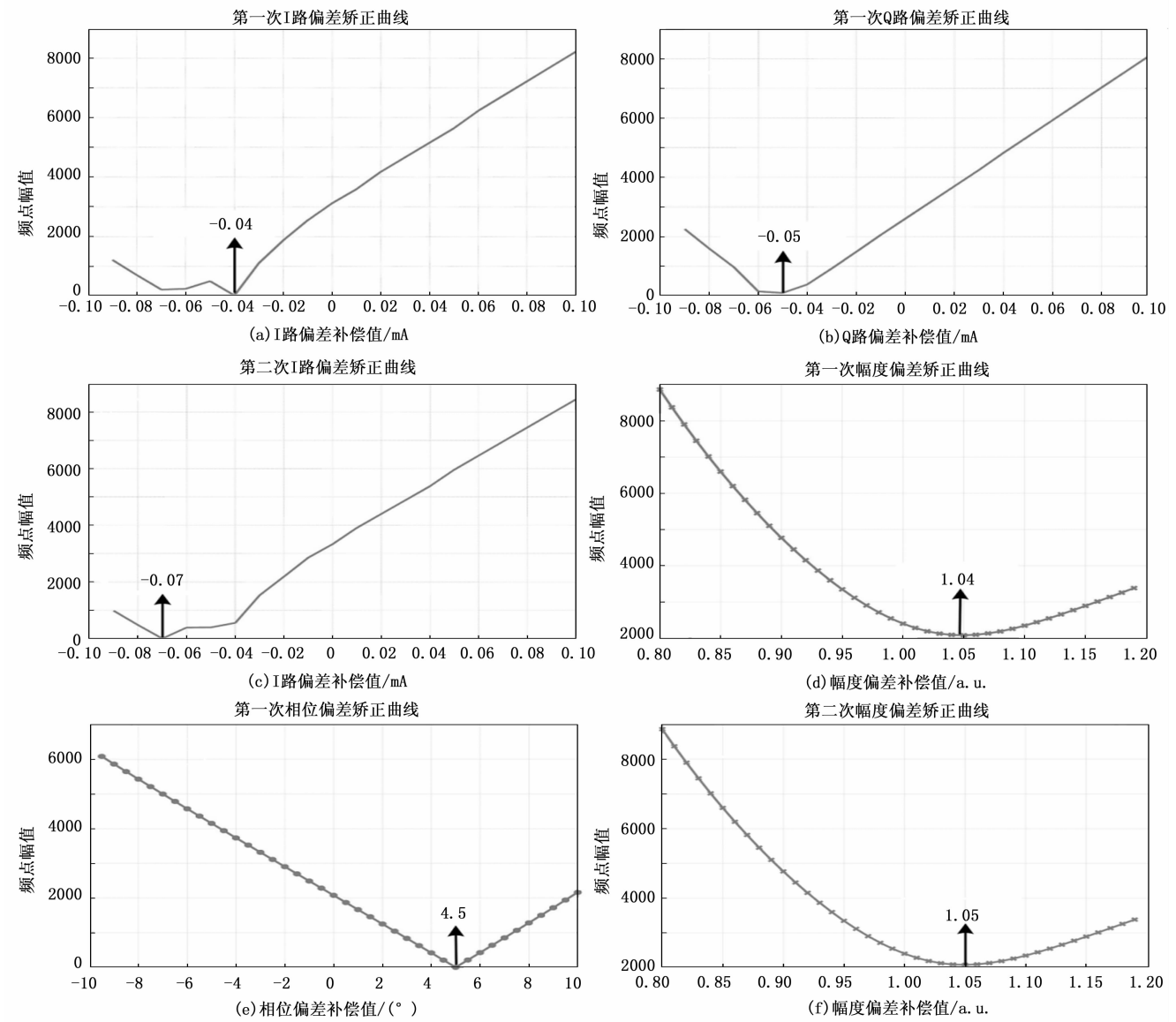


图 7 六次补偿修正曲线

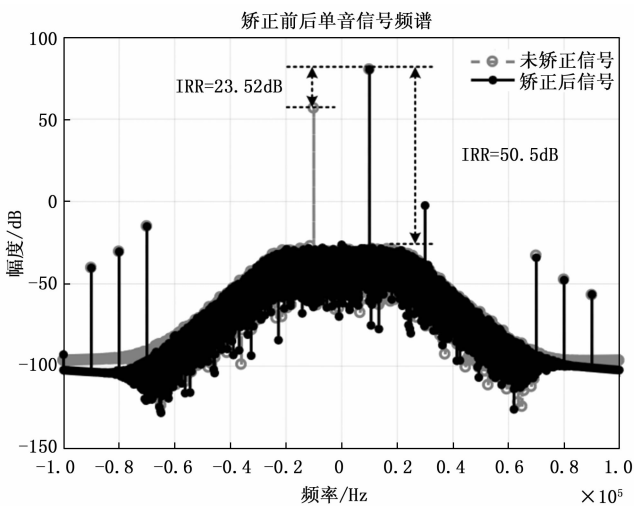


图 8 0.01 MHz 单音信号矫正前后的频谱图

$$EVM=\sqrt{\frac{1}{SNR}} \tag{34}$$

得到, SNR 数值为 19.80 dB。

随后, 将本文 IQ 不平衡矫正算法应用于宽带信号传输中, 校正后 QPSK 信号的频谱如图 10 黑色线所示, 镜像分量已下降至该频段信号能量之下, 不会对原信号造成影响, 对应的星座图满足标准分布, 未出现扭曲和形变情况如图 11 黑色标记所示, 此时 EVM 值为 2.12%, 根据表达式 (34) 计算, 得到 SNR 为 33.47 dB, 相比于未矫正 QPSK 信号, SNR 提升了 13.67 dB, 因此证明了本文提出的新型算法对于宽带信号传输系统的 IQ 不平衡问题, 具有较好的改善作用, 能够优化了系统的传输性能。

5 结束语

本文提出了一种预矫正方法解决宽带发射器 IQ 不平衡的问题, 并在试验板上进行了窄带和宽带信号传输

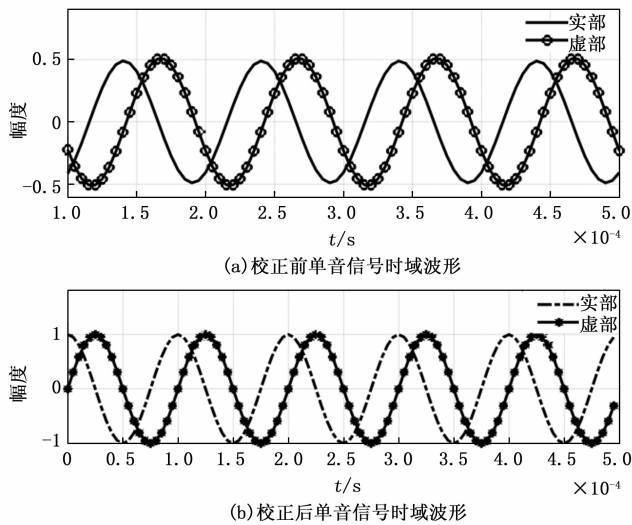


图 9 0.01 MHz 单音信号矫正前后的时域曲线

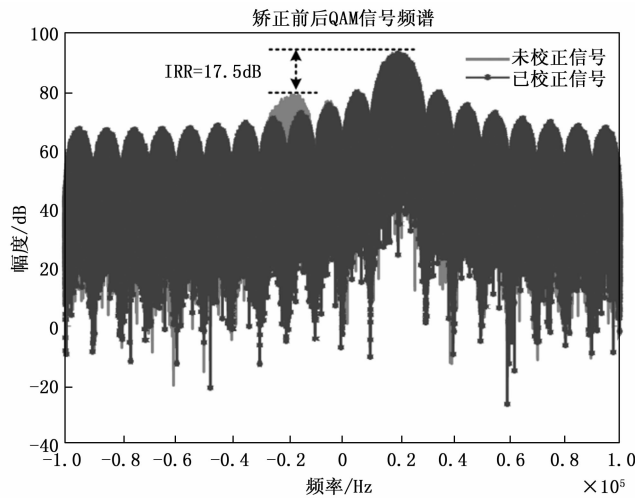


图 10 宽带 QPSK 信号矫正前后的频谱图

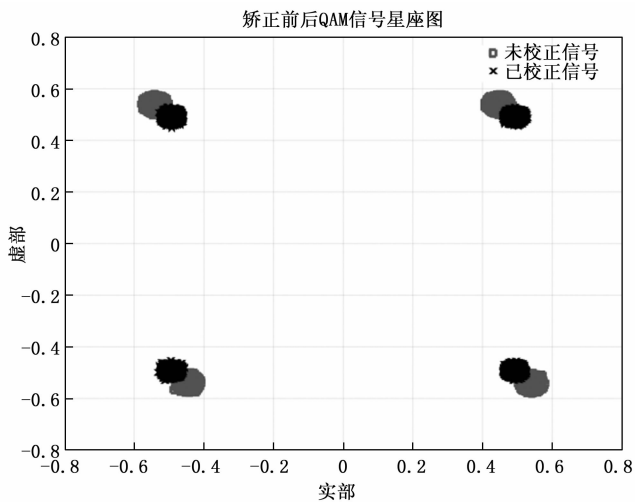


图 11 宽带 QPSK 信号矫正前后的星座图

采用发端信号自相关的方法, 以对应频点期望最小作为目标, 采用信号轮询的方式寻找最优 IQ 不平衡补偿参数。随后在正常工作过程中, 利用补偿函数对发送信号进行预矫正, 进而有效的降低本振泄露等造成的影响, 降低信号的 SNR, 提升系统的传输能力。通过实验测试, 本算法对单音信号的镜像抑制比提升了 26.98 dB, 针对宽带 QPSK 信号能够有效将的 SNR 提升 13.67 dB。该方法计算复杂度低、便于实现, 针对窄带和宽带信号都有较好的信噪比提升, 因此具有较大的实用价值。后续将会进行在线的实验测试, 验证系统的性能。

参考文献:

- [1] ZHANG Q, YANG Y F, GUO C J, et al. Algorithms for blind separation and estimation of transmitter and receiver IQ Imbalances [J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37 (10): 2201–2208.
- [2] NAM W, ROH H, LEE J, et al. Blind adaptive I/Q imbalance compensation algorithms for direct-conversion receivers [J]. IEEE Signal Process, 2012, 19 (8): 475–478.
- [3] 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, 49 (11): 12–16.
- [4] SLUK A, WALSH D. Transcutaneous electrical nerve stimulation: basic science mechanisms and clinical effectiveness [J]. J Pain, 2003, 4 (3): 109–111.
- [5] PECKHAM P H, KNUTSON J S. Functional electrical stimulation for neuromuscular applications [J]. Annu Revi Biomed Engineer, 2005, 7 (7): 14–15.
- [6] RAZAVI B. Recent advances in RF integrated circuits [J]. IEEE Communications Magazine, 2002, 35 (12): 36–43.
- [7] EVERETT E, SAHAI A, SABHARWAL A, et al. Passiveself-interference suppression for full-duplex infrastructure nodes [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13 (2): 1–3.
- [8] DASILVA E P, ZIBAR D. Widely linear equalization for IQ imbalance and skew compensation in optical coherent receivers [J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34 (15): 3577–3586.
- [9] 马雅男, 徐卫, 刘道煦, 等. 一种新型的宽带接收器 IQ 矫正结构 [J]. 测控技术, 2021, 40 (2): 118–121.
- [10] 曹鹏, 费元春. 直接正交上变频的边带与本振泄露分析及优化设计 [J]. 兵工学报, 2004, 25 (6): 712–715.
- [11] GU C F, LAW C L, WU W. Time domain IQ imbalance compensation for wideband wireless systems [J]. IEEE Communications Letters, 2010, 14 (6): 539–541.
- [12] HAI L, XU Z, YAMASHITA K. Low-complexity pilot-aided compensation for carrier frequency offset and I/Q imbalance [J]. IEEE Transactions on Communications,

的测试。本文以发射机 IQ 不平衡模型为基础, 在初始化阶段针对性的在信号中引入了补偿参数, 在传输过程中

- 2010, 58 (2): 448–452.
- [13] XING G B, SHEN M Y, LIU H. Frequency offset and I/Q imbalance compensation for direct-conversion receivers [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2005, 4 (2): 673–680.
- [14] WANG J, YU H, WU Y, et al. Pilot optimization and power allocation for OFDM-based full-duplex relay networks with IQ-imbalances [J]. *IEEE Access*, 2017, 5: 24344–24352.
- [15] MEHRABIAN A, ZAIMBASHI A. Spectrum sensing in SIMO cognitive radios under primary user transmitter IQ imbalance [J]. *IEEE Systems Journal*, 2019, 13 (2): 1210–1218.
- [16] SHU F, ZHAO J H, YOU X H, et al. An efficient sparse channel estimator combining time-domain LS and iterative shrinkage for OFDM systems with IQ-imbalances [J]. *Science China Information Sciences*, 2012, 55 (11): 78–82.
- [17] 黄家骏, 腾 来, 张朝杰, 等. 基于模拟退火算法的 I/Q 不平衡校正 [J]. *浙江大学学报*, 2018, 52 (11): 2218–2221.
- [18] 马雅男, 徐 卫. 宽带发射机 IQ 不平衡的矫正方法 [J]. *科技传播*, 2019, 11 (23): 187–190.
- [19] LAURI ANTTILA, MIKKO VALKAMA, MARKKU RENFORS. Circularity-based I/Q imbalance compensation in wideband direct-conversion receivers [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2008, 57 (4): 2099–2101.
- [20] NAM W, ROH H, LEE J, et al. Blind adaptive I/Q imbalance compensation algorithms for direct-conversion receivers [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2012, 19 (8): 475–478.
- [21] SUN L, LI Z J, YANG M. Compensation of IQ imbalance based on a simplified blind source separation method [C] // *Proc. of IEEE 5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, Beijing: IEEE, 2009: 1–5.
- [22] AZIZ M, GHANNOUCHI F M, HELAOUI M. Blind compensation of I/Q impairments in wireless transceivers [J]. *Sensors*, 2017, 17 (12): 2948.
- [11] 居太亮, 彭居宗, 邵怀宗, 等. 基于任意麦克风阵列的声源二维 DOA 估计算法研究 [J]. *通信学报*, 2005, 26 (8): 129–133.
- [12] ALAM M, MCCLELLAN J H. Near field imaging of sub-surface targets using active arrays and elastic waves [C] // *IEEE 11th Digital Signal Processing Workshop*, 2004: 216–220.
- [13] ENGHOLM M, STEPINSKI T. Direction of arrival estimation of Lamb waves using circular arrays [J]. *Structural Health Monitoring*, 2011, 10 (5): 467–480.
- [14] YANG H, LEE Y J, LEE S K. Impact source localization in plate utilizing multiple signalclassification [J]. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science*, 2013, 227 (4): 703–713.
- [15] ZHONG Y T, XIANG J W. A two-dimensional Plum-Blossom sensor array-based multiple signal classification method for impact localization in composite structures [J]. *Computer-Aided Civil and Infrastructure Engineering*, 2016, 31 (8): 633–643.
- [16] ZUO H, YANG Z B, XU C B, et al. Damage identification for plate-like structures using ultrasonic guided wave based on improved MUSIC method [J]. *Composite Structures*, 2018, 203: 164–171.
- [17] BAO Q, YUAN S F, GUO F Y, et al. Transmitter beamforming and weighted image fusion-based multiple signal classification algorithm for corrosion monitoring [J]. *Structural Health Monitoring*, 2019, 18 (2): 621
- [18] YUAN S F, BAO Q, QIU L, et al. A single frequency component-based re-estimated MUSIC algorithm for impact localization on complex composite structures [J]. *Smart Materials and Structures*, 2015, 24 (10): 105021.
- [19] BAO Q, WANG Q, HU W. Confocal scanning based MUSIC damage imaging algorithm for high guided waves attenuation structures [J]. *Smart Materials & Structures*, 2022, 31 (7): 075007.
- [20] COSTA M, RICHTER A, KOIVUNEN V. DoA and polarization estimation for arbitrary array configurations [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60 (5): 2330–2343.
- [21] 梁国龙, 张 镭, 吴文峰. 基于子空间拟合的声矢量阵列型校正算法及 DOA 估计 [J]. *兵工学报*, 2012, 33 (9): 1112.
- [22] 鲍 峤, 袁慎芳, 邱 雷, 等. 基于阵列传感器的复合材料结构损伤 MUSIC 成像方法 [J]. *复合材料学报*, 2017, 34 (2): 456–462.
- [23] BAO Q, YUAN S F, WANG Y W, et al. Anisotropy compensated MUSIC algorithm based composite structure damage imaging method [J]. *Composite Structures*, 2019, 214: 293–303.
- [24] BAO Q, HU W, WANG Q. A novel multi-site damage localization method based on near-field signal subspace fitting using uniform linear sensor array [J]. *Ultrasonics*, 2021, 116: 106485.
- [25] 加 荣, 王 丹, 尚凡华, 等. 随机梯度下降算法研究进展 [J]. *自动化学报*, 2021, 47 (9): 2103–2119.