

基于数字预失真的发射机 I/Q 不平衡矫正

陈雷^{①②} 岳光荣^{*①} 唐俊林^① 李少谦^① 宋志群^② 曾媛^③

^①(电子科技大学通信抗干扰国家级重点实验室 成都 611731)

^②(中国电子科技公司第54研究所通信网信息传输与分发技术重点实验室 石家庄 050081)

^③(上海宇航系统工程研究所 上海 201108)

摘要: 同相支路(I路)与正交支路(Q路)不平衡、载波泄漏以及带内失真会造成系统性能损失,尤其是在采用直接变频结构的发射机中。该文提出一种自适应 I/Q 不平衡矫正方案,针对发射机中存在的与频率相关的 I/Q 不平衡、载波泄漏以及带内失真进行矫正。该文方案直接估计 I/Q 两支路的反滤波器,避免了先求响应再求逆响应的额外运算,降低了运算复杂度。同时,该文还提出一种基于迭代的在线追踪方案,用于跟踪由于发射机温度变化造成的 I/Q 不平衡的参数漂移现象。经过复杂度分析,该文提出的方案拥有很高的补偿效率。最后,仿真结果验证了两种方案针对各类射频损伤矫正的有效性。

关键词: 无线通信; 发射机矫正; 射频损伤

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)04-0847-07

DOI: 10.11999/JEIT160581

Calibration of Transmitter I/Q Imbalance Based on Digital Pre-distortion

CHEN Lei^{①②} YUE Guangrong^① TANG Junlin^① LI Shaoqian^①

SONG Zhiqun^② ZENG Yuan^③

^①(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

^②(Science and Technology on Information Transmission and Dissemination in Communication Networks Laboratory, The 54th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050081, China)

^③(Shanghai Institute of Aerospace System Engineering, Shanghai 201108, China)

Abstract: The in-phase (I) and quadrature (Q) imbalance, carrier leakage and in-band distortion may lead to severe performance degradation, especially in direct-conversion radio architecture. An adaptive pre-distortion scheme is proposed to calibrate I/Q imbalance, carrier leakage and in-band distortion. In the proposed scheme, the inverse filter of each branch is estimated directly which avoids redundant computation. Moreover, an iterative scheme is proposed to track the parameters variation due to temperature in an online manner. By complexity analysis, the proposed scheme is efficient. The effectiveness of the scheme is testified by simulation.

Key words: Wireless communications; Transmitter calibration; RF impairments

1 引言

直接变频结构因其低功耗、低成本且易于集成的优点受到越来越多的关注^[1]。然而,同相支路(I路)与正交支路(Q路)信号的不平衡等射频损伤问题

在高频段的直接变频发射机设计中是一个严重的设计难题^[1]。发射机的 I/Q 不平衡(I/Q Imbalance, IQI)主要是因为 I/Q 两路的滤波器、本振信号、数模转换器等不匹配造成。发射端的 IQI 的负面影响表现在两个方面^[2]:首先, IQI 会造成带内的镜像频率干扰;其次, IQI 会影响功率放大器线性化电路的性能。当频带宽度达到 100 MHz 以上时, IQI 就很难从电路设计角度完全消除^[3],因此在数字基带消除 IQI 的影响是十分必要的。

现存的文献中,发射端 IQI 的消除可以在发射端进行^[2,4-10],也可以在接收端与接收机的 IQI 同时补偿^[11,12]。由于标准监管和功率放大器线性化的要

收稿日期: 2016-06-03; 改回日期: 2016-12-13; 网络出版: 2017-02-08

*通信作者: 岳光荣 yuegr@uestc.edu.cn

基金项目: 国家科技重大专项课题(2013ZX03005010), 通信网信息传输与分发技术重点实验室开放课题(KX152600016/ITD-U15007), 国家自然科学基金(61371103, 61401447)

Foundation Items: The National Science and Technology Major Project (2013ZX03005010), ITDCN Open Program (KX152600016/ITD-U15007), The National Natural Science Foundation of China (61371103, 61401447)

求, 发射机的 IQI 更适宜在发射机前端之前利用预失真提前进行处理。现有的各种发射机端补偿方案中, 内部反馈(internal feedback)结构是最常见的一种矫正结构^[2,4-10]: 发射机将信号下变频到反馈电路然后通过低中频采样得到数字信号, 这样做的好处是反馈电路中不会引入额外的 I/Q 不平衡。基于这种结构, 有一系列预失真方案被提出。文献[2]中提出了一种基于二阶统计特性的估计方案, 对信号的统计特性有要求; 文献[4-6]将与频率相关的 I/Q 不平衡分解为各个频点的与频率无关的窄带 I/Q 不平衡处理, 需要利用特定的单频信号作为发射数据。文献[8]采用包络检测器作为反馈信号采集器, 需要统计信号的高阶分量且只能处理与频率无关的 IQI; 文献[9]中的方案是基于导频的估计方案, 其设计了一种导频信号来处理存在间隙的信号频谱; 文献[10]是基于已知发射数据的半盲方案, 同样采用了基于包络检测器的反馈电路, 拥有较低的复杂度; 在所有以上提到的文献中, 只有文献[4,10]考虑对发射机带内失真的矫正。另外, 文献[7]对 IQI 随时间变化改变的情况进行了实际的建模与测量。

本文提出了一种自适应预失真方案和跟踪方案。通过自适应或迭代处理, 直接估计出补偿系统所需要的逆响应, 避免先估计 I/Q 支路的响应再求逆滤波器的额外复杂度。通过对复杂度进行分析, 本文方案复杂度较低, 并且仿真证明补偿性能满足系统的线性化要求。

本文余下部分的内容安排如下: 第 2 节将讨论系统模型和预失真器结构; 第 3 节将提出基于自适应的矫正和基于迭代的追踪方案; 第 4 节对本文提出的方案进行了仿真验证; 最后, 第 5 节总结全文。

2 系统模型

2.1 I/Q 不平衡系统模型

通常情况下, 发射机中 IQI 的主要来源有两个^[10], 一是 I/Q 两路的本振信号不匹配造成的与频率无关的 IQI; 二是 I/Q 两支路的滤波器、数模转换器等器件的频率响应不相同, 称为与频率相关的 IQI。由于高频系统带宽较大, 因此在设计高频系统发射机的 IQI 补偿方案的时候, 需要考虑 IQI 的频选特性。

图 1 为一个包含了预失真和 IQI 的经典发射机系统框图。本振信号的不平衡程度可以通过幅度不平衡 g 和相位不平衡 ϕ 描述, d 表示发射机载波泄漏。对图 1 中的射频失真部分进行等效变换, 可以得到图 2(a)的等效系统模型, 其中 h_i 和 h_q 分别是图 1 中两支路的滤波器 LPF1 和 LPF2 的冲激响应与不平衡的本振信号带来幅度增益的总和, I 路直流分量 d_i 和 Q 路直流分量 d_q 为载波泄漏的等效建模。

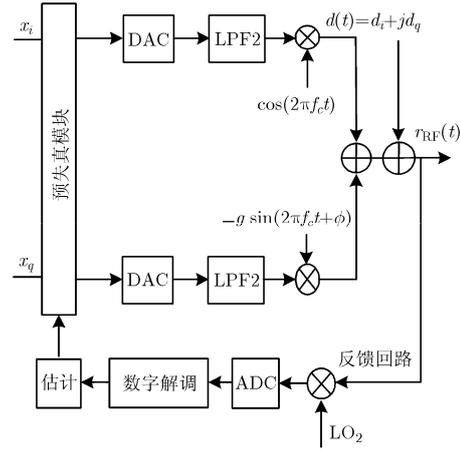


图 1 包含预失真的发射机框图

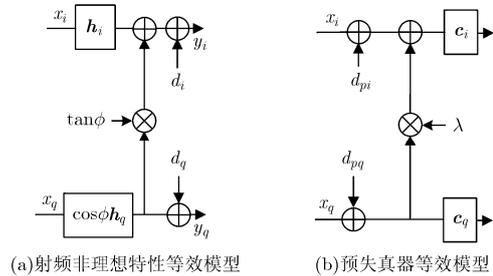


图 2 系统等效模型

为了表达方便, 我们在频域上表示图 2(a)中的信号模型。假设原信号的频域形式为 $X(\omega) = X_i(\omega) + jX_q(\omega)$, $X_i(\omega)$ 和 $X_q(\omega)$ 分别为 I/Q 路信号的离散时间傅里叶变换。图 2(a)的输出信号 $Y(\omega) = Y_i(\omega) + jY_q(\omega)$ 可以表示为

$$Y(\omega) = K_1(\omega)X(\omega) + K_2(\omega)\underline{X}(\omega) + (d_i + jd_q)\delta(\omega) \quad (1)$$

其中, $\underline{X}(\omega) = X_i(\omega) - jX_q(\omega)$ 为 IQI 引入的共轭成分。系数 $K_1(\omega)$, $K_2(\omega)$ 分别为 $K_1(\omega) = [H_i(\omega) + e^{j\phi}H_q(\omega)]/2$, $K_2(\omega) = [H_i(\omega) - e^{j\phi}H_q(\omega)]/2$ 。

观察式(1)可以发现, IQI 引入了共轭干扰分量 $\underline{X}(\omega)$, 其时域形式为输入信号 $x = x_i + jx_q$ 的共轭信号 x^* ^[2]。实际系统中通常使用镜像抑制比(Image Rejection Ratio, IRR)来衡量发射机 IQI 的抑制程度^[2]:

$$\text{IRR}(\omega) = 20 \lg(K_1(\omega)/K_2(\omega)) \quad (2)$$

特别地, 当仅存在由晶振造成的 IQI 时, $H_i(\omega) = H_q(\omega)/g$, 常数 g 为 Q 支路的幅度不平衡。此时 $\text{IRR}(\omega) = 20 \lg\left(\frac{1+ge^{j\phi}}{1-ge^{j\phi}}\right)$ 为常数, 即各个频点的 IRR 值相同。式(1)改写为广义线性形式:

$$Y(\omega) = H(\omega)X(\omega) + d\delta(\omega) \quad (3)$$

其中, $\mathbf{X}(\omega) = [X_i(\omega), X_q(\omega)]^T \sqrt{a^2 + b^2}$ 为输入模拟前端的 I/Q 两路的频域信号, $\mathbf{Y}(\omega) = [Y_i(\omega), Y_q(\omega)]^T$ 模拟前端输出等效低通信号, $\mathbf{d} = [d_i, d_q]^T$ 为 I/Q 两路载波泄漏的等效直流信号。矩阵 $\mathbf{H}(\omega)$ 为发射机包含 I/Q 不平衡在内的等效频率响应, 其形式为

$$\mathbf{H}(\omega) = \begin{bmatrix} H_i(\omega) & \sin \phi H_q(\omega) \\ 0 & \cos \phi H_q(\omega) \end{bmatrix} \quad (4)$$

2.2 预失真器结构

为消除发射机非理想特性带来的影响, 发射机通常在数字域对待发射的信号进行数字预失真处理。常用数字预失真有两种方案: 一是不补偿带内失真的镜像干扰消除方案^[2]; 另一种是发射机带内均衡的方案^[10]。后者分别均衡 I/Q 两路的失真, 可以处理发射机的带内失真和 IQI 带来的串扰。在本文中, 我们采用第 2 种预失真结构, 预失真器的结构框图如图 2(b)所示, 则经过预失真的数字信号可以表示为

$$\mathbf{X}_p(\omega) = \mathbf{H}_p(\omega)(\mathbf{X}(\omega) - \mathbf{d}_p \delta(\omega)) \quad (5)$$

其中, \mathbf{H}_p 和 \mathbf{d}_p 分别是由图 2(b)中的预失真模块的参数组成的矩阵和向量, 且

$$\mathbf{H}_p(\omega) = \begin{bmatrix} C_i(\omega) & \lambda C_i(\omega) \\ 0 & C_q(\omega) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{d}_p = \begin{bmatrix} d_{pi} \\ d_{pq} \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中, $C_i(\omega)$, $C_q(\omega)$ 为 I/Q 两支路的补偿滤波器, 用于均衡 I/Q 两路带内失真(包括相同部分和不平衡的部分); 常数 λ 为 I/Q 两路交叉串扰的补偿系数, 用于补偿相位不平衡带来的非对称串扰。 $\mathbf{d}_p = [d_{pi} \ d_{pq}]^T$ 为两支路载波泄漏等效直流的补偿分量。将上述发射信号代入式(1)射频损伤模型, 可以得到经过预失真处理后的发射信号:

$$\mathbf{Y}_p(\omega) = \mathbf{H}(\omega)\mathbf{H}_p(\omega)[\mathbf{X}(\omega) - \mathbf{d}_p \delta(\omega)] + \mathbf{d} \delta(\omega) \quad (7)$$

可以验证, 在理想估计的情况下, \mathbf{H}_p 和 \mathbf{d}_p 满足以下条件:

$$\mathbf{H}_{p,\text{id}}(\omega) = \begin{bmatrix} 1/H_i(\omega) & -\tan \phi / H_i(\omega) \\ 0 & 1/(\cos \phi H_q(\omega)) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{d}_{p,\text{id}} = \mathbf{d} = [d_i, d_q]^T \quad (8)$$

在时域上, 将式(6)和式(8)结合并变换到时域, 我们能得到理想预失真参数的表达式。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{c}_i &= \text{IDFT}\{C_i(\omega)\} = \text{IDFT}\{1/H_i(\omega)\} \\ \mathbf{c}_q &= \text{IDFT}\{C_q(\omega)\} = \text{IDFT}\{1/H_q(\omega)\} \\ [\lambda \ d_{pi} \ d_{pq}] &= [-\tan \phi \ d_i \ d_q] \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

可以发现, 在预失真器中我们需要求 \mathbf{c}_i 和 \mathbf{c}_q , 其分别是两支路响应 \mathbf{h}_i 和 \mathbf{h}_q 的逆滤波器。

3 IQI 预失真参数估计

在现有文献所提供的方案中, IQI 的补偿通常是估计 I/Q 两支路的响应 \mathbf{h}_i 和 \mathbf{h}_q , 然后再求取它们的逆滤波器^[2,10]。本节中, 我们直接获取预失真器所需要的参数, 避免了估计 \mathbf{h}_i , \mathbf{h}_q 和随后的高阶求逆运算。

根据式(1), 发射机响应的一种最小均方误差估计(Linear-Mean-Squares, LMS)可以表示为^[10]

$$(\widehat{\mathbf{H}}, \widehat{\mathbf{d}}) = \arg \min_{(\mathbf{H}, \mathbf{d})} E \left\{ |\mathbf{H}(\omega)\mathbf{X}(\omega) + \mathbf{d}\delta(\omega) - \mathbf{Y}(\omega)|^2 \right\} \quad (10)$$

在式(10)中, 在输入数据 $\mathbf{X}(\omega)$ 和输出数据 $\mathbf{Y}(\omega)$ 都已知的情况, 我们可以在时域找到满足均方误差最小条件的 $\widehat{\mathbf{H}}$ 和 $\widehat{\mathbf{d}}$ 。然而, 上述的估计过程并不能直接估计预失真器需要的补偿器参数 $\mathbf{H}_p(\omega)$ 。因此, 需要利用式(7)中经过预失真后的发射数据 $\mathbf{Y}_p(\omega)$ 来估计所需要的预失真器。在频域上, 式(11)的规则可以被用来直接获取预失真参数的最小均方误差估计值。

$$(\mathbf{H}_p, \mathbf{d}_p) = \arg \min E \left\{ |\mathbf{H}(\omega)\mathbf{H}_p(\omega)(\mathbf{X}(\omega) - \mathbf{d}_p \delta(\omega)) + \mathbf{d} \delta(\omega) - \mathbf{X}(\omega)|^2 \right\} \quad (11)$$

式(11)无法直接求解, 因为式中同时出现了两组未知数, 分别是发射机固有的射频非理想特性以及预失真器的参数。我们将式(11)进行近似处理。当取得最优解的时候, $\widehat{\mathbf{H}}(\omega)\mathbf{H}_p(\omega) = \mathbf{H}_p(\omega)\widehat{\mathbf{H}}(\omega) = \mathbf{I}(\omega)$, $\mathbf{H}(\omega)\mathbf{H}_p(\omega)(\mathbf{d}_p \delta(\omega)) + \mathbf{d} \delta(\omega) = \mathbf{H}_p(\omega)(\widehat{\mathbf{d}} - \mathbf{d}_p) = 0$ 。由于实际系统中, 发射机的 I/Q 不平衡以及带内失真都在合理范围内, 因此式(11)可以被近似为

$$(\mathbf{H}_p, \mathbf{d}_p) = \arg \min E \left\{ \left| \mathbf{H}_p(\omega) \underbrace{(\mathbf{H}(\omega)\mathbf{X}(\omega) + \mathbf{d} \delta(\omega))}_{\mathbf{Y}(\omega)} - \mathbf{d}_p \delta(\omega) - \mathbf{X}(\omega) \right|^2 \right\} \quad (12)$$

通过对比式(11)和式(12)可以发现, 当 $(\mathbf{H}_p, \mathbf{d}_p)$ 取得式(11)中的理想值时, 式(12)同时取得最小值 0。这意味着式(11)和式(12)在理想情况下收敛于同一个点, 因此式(12)的近似会随着算法收敛而趋于准确。使用式(12)代替式(11), 当预失真器处于未工作状态时, 式(12)中的 $\mathbf{H}(\omega)\mathbf{X}(\omega) + \mathbf{d} \delta(\omega)$ 项恰好为系统的输出, 故将式(3)代入式(12)可得

$$(\mathbf{H}_p, \mathbf{d}_p) = \arg \min E \left\{ |\mathbf{H}_p(\omega)(\mathbf{Y}(\omega) - \mathbf{d}_p \delta(\omega)) - \mathbf{X}(\omega)|^2 \right\} \quad (13)$$

将式(13)转化到时域求解,并通过自适应的方式求得 \mathbf{H}_p 与 \mathbf{d}_p 。根据式(13),定义目标函数:

$$J(n) = \left| \mathbf{H}_p (\mathbf{Y}(n) - \mathbf{d}_p) - \mathbf{x}(n) \right|^2 \quad (14)$$

其中, 向量 $\mathbf{x}(n) = [x_i(n) \ x_q(n)]$, 向量 $\mathbf{y}(n) = [\mathbf{y}_i(n) \ \mathbf{y}_q(n)]$ 。 $\mathbf{y}_i(n)$ 和 $\mathbf{y}_q(n)$ 为逆时序向量, 即 $\mathbf{y}_{i,q}(n) = [y_{i,q}(n) \ y_{i,q}(n-1) \ \dots \ y_{i,q}(n-L+1)]^T$, L 为 I/Q 两路预失真滤波器的长度, \mathbf{H}_p 为 $\mathbf{H}_p(\omega)$ 的时域形式。把式(13)中的数学期望替换为在时域上的平均运算。定义:

$$\mathbf{e}^{(n)} = \mathbf{H}_p^{(n-1)} (\mathbf{Y}(n) - \mathbf{d}_p^{(n-1)}) - \mathbf{x}(n) \quad (15)$$

其中, $\mathbf{H}_p^{(n-1)}$ 和 $\mathbf{d}_p^{(n-1)}$ 为经过第 n 次自适应估计后得到的估计值。同时, 定义列向量: $\mathbf{c}^{(n)} = [(\mathbf{c}_i^{(n)})^T \ (\mathbf{c}_q^{(n)})^T \ \lambda^{(n)} \ d_{pi}^{(n)} \ d_{pq}^{(n)}]^T$ 为经过第 n 次自适应估计后得到的包含了所有补偿参数的列向量, 则各个补偿器参数可以通过式(16)得到

$$\mathbf{c}^{(n)} = \mathbf{c}^{(n-1)} - \mu \nabla^n |e^{(n)}| \quad (16)$$

其中, ∇^n 是梯度算子, 由代价函数对各个预失真参数求偏导得到, 即

$$\nabla^n = \left[\frac{\partial J(n)}{\partial \mathbf{c}_i^{(n)T}}, \frac{\partial J(n)}{\partial \mathbf{c}_q^{(n)T}}, \frac{\partial J(n)}{\partial \lambda^{(n)}}, \frac{\partial J(n)}{\partial d_{pi}^{(n)}}, \frac{\partial J(n)}{\partial d_{pq}^{(n)}} \right]^T \quad (17)$$

为了表达方便, 定义 $\mathbf{y}_{id}(n) = \mathbf{y}_i(n) - d_{pi}^{(n)} \mathbf{1}$, $\mathbf{y}_{qd}(n) = \mathbf{y}_q(n) - d_{pq}^{(n)} \mathbf{1}$, $\mathbf{1} = [1, 1, \dots, 1]^T_{L \times 1}$ 。通过对目标函数 $J(n)$ 求偏导可得

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial J(n)}{\partial \mathbf{c}_i^T} &= 2 \left[\mathbf{c}_i^T \mathbf{y}_{id}(n) (\mathbf{y}_{id}^T(n) + 2\lambda \mathbf{y}_{qd}^T(n)) \right. \\ &\quad \left. - x_i(n) \mathbf{y}_{id}^T(n) - \lambda x_i(n) \mathbf{y}_{qd}^T(n) \right. \\ &\quad \left. + \lambda^2 \mathbf{c}_i^T \mathbf{y}_{qd}(n) \mathbf{y}_{qd}^T(n) \right] \\ \frac{\partial J(n)}{\partial \mathbf{c}_q^T} &= 2 \left(\mathbf{c}_q^T \mathbf{y}_{qd}(n) - x_q(n) \right) \mathbf{y}_{qd}^T(n) \\ \frac{\partial J(n)}{\partial \lambda} &= 2 \left(\mathbf{c}_i^T \mathbf{y}_{id}(n) - x_i(n) + 2\lambda \mathbf{y}_{qd}^T(n) \mathbf{c}_i \right) \mathbf{c}_i^T \mathbf{y}_{qd}(n) \\ \frac{\partial J(n)}{\partial d_{pi}} &= -2 \mathbf{c}_i^T \mathbf{1} \left(\mathbf{c}_i^T \mathbf{y}_{id}(n) + \lambda \mathbf{c}_i^T \mathbf{y}_{qd}(n) - x_i(n) \right) \\ \frac{\partial J(n)}{\partial d_{pq}} &= -2 \left[\lambda \mathbf{c}_i^T \mathbf{1} \left(\mathbf{c}_i^T \mathbf{y}_{id}(n) + \lambda \mathbf{c}_i^T \mathbf{y}_{qd}(n) \right) \right. \\ &\quad \left. - x_i(n) \right] + \mathbf{c}_q^T \mathbf{1} \left(\mathbf{c}_q^T \mathbf{y}_{qd}(n) - x_q(n) \right) \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

为了表达简洁, 式(18)中省略了 $\mathbf{c}^{(n-1)}$ 中的各个元素的上标。利用式(16)可直接求取补偿发射机射频失真的各项参数, 并且避免了先估计 \mathbf{h}_i 和 \mathbf{h}_q 然后利用求取逆滤波器的方式求 \mathbf{c}_i 和 \mathbf{c}_q 的额外运算。

4 在线追踪算法

通常, IQI 的参数都被当做一个常数对待。然而, 实际系统中, IQI 参数会随着温度的变化而发生缓慢变化^[7], 但在单次估计当中, 这种变化缓慢到

可以忽略不计。所以, 将静态 IQI 参数的估计算法直接应用于追踪温度改变造成漂移是可行的。然而, 文献[7]中对实际系统 IQI 随时间改变的测量结果显示, 被动器件造成的 IQI 参数几乎不会随时间变化, 而 IQI 参数随温度的变化主要反映在有源器件上, 即与频率无关的 I/Q 不平衡部分。因此, 我们只需要跟踪与频率无关的 IQI 参数随时间的变化, 进而大大降低了跟踪算法开销。本节中将提出一种在预失真模块工作的过程中对 IQI 参数估计进行修正的算法。

假设在 n 时刻, 预失真器中已经有预失真参数 $\mathbf{H}_p^{(n-1)}$ 和 $\mathbf{d}_p^{(n-1)}$, 则 n 时刻发射机的输出为

$$\mathbf{Y}_p^{(n)}(\omega) = \mathbf{H}(\omega) \mathbf{H}_p^{(n-1)}(\omega) (\mathbf{X}^{(n)}(\omega) - \mathbf{d}_p^{(n-1)} \delta(\omega)) + \mathbf{d} \delta(\omega) \quad (19)$$

此时, 由于温度漂移造成了与频率无关的 I\Q 参数的改变, $\mathbf{Y}_p^{(n)}(\omega)$ 中存在着残余的射频损伤影响。我们继续使用前文的估计方法, 将式(19)中的系统输出 $\mathbf{Y}_p^{(n)}(\omega)$ 代入到式(13)并替换 $\mathbf{Y}(\omega)$ 。注意, 与式(13)中使用的 $\mathbf{Y}(\omega)$ 不同, 式(19)中的系统输出 $\mathbf{Y}_p^{(n)}(\omega)$ 是已经经过预失真参数 $\mathbf{H}_p^{(n-1)}$ 和 $\mathbf{d}_p^{(n-1)}$ 处理的信号输出, 因此将其代入式(13)替换 $\mathbf{Y}(\omega)$ 所求得的参数其实是一套额外的虚拟预失真器参数, 记为 $(\Delta \mathbf{H}_p^{(n)}(\omega), \Delta \mathbf{d}_p^{(n)})$, 其值为现有预失真参数 $\mathbf{H}_p^{(n-1)}$ 和 $\mathbf{d}_p^{(n-1)}$ 生效条件下, 补偿 IQI 参数变化量所需要串联的一个额外补偿器。 $(\Delta \mathbf{H}_p^{(n)}(\omega), \Delta \mathbf{d}_p^{(n)})$ 的估计值可以被表示为

$$\begin{aligned} & (\Delta \mathbf{H}_p^{(n)}, \Delta \mathbf{d}_p^{(n)}) \\ &= \arg \min E \left\{ \left| \Delta \mathbf{H}_p^{(n)} \left[\mathbf{Y}_p^{(n-1)}(\omega) - \Delta \mathbf{d} \delta(\omega) \right] \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \mathbf{X}^{(n)}(\omega) \right|^2 \middle| \mathbf{H}_p^{(n-1)}, \mathbf{d}_p^{(n-1)} \right\} \quad (20) \end{aligned}$$

其中,

$$\Delta \mathbf{H}_p^{(n)} = \begin{bmatrix} \Delta c_i^{(n)} & \Delta \lambda^{(n)} \\ 0 & \Delta c_q^{(n)} \end{bmatrix}, \quad \Delta \mathbf{d}_p^{(n)} = [\Delta d_{pi}^{(n)} \ \Delta d_{pq}^{(n)}]^T$$

由于温度改变仅造成混频器的 IQI 参数漂移, 因此 $\Delta \mathbf{H}_p^{(n)}(\omega)$ 为一个 2×2 的矩阵。同时, 通过式(20)估计得到的 $(\Delta \mathbf{H}_p^{(n)}(\omega), \Delta \mathbf{d}_p^{(n)})$ 为一个与原预失真器 $\mathbf{H}_p^{(n-1)}$ 和 $\mathbf{d}_p^{(n-1)}$ 串联的预失真参数, 因此 n 时刻更新之后的预失真参数 $(\mathbf{H}_p^{(n)}, \mathbf{d}_p^{(n)})$ 可以表示为

$$\mathbf{H}_p^{(n)}(\omega) = \mathbf{H}_p^{(n-1)}(\omega) \Delta \mathbf{H}_p^{(n)}(\omega), \quad \mathbf{d}_p^{(n)} = \Delta \mathbf{d}_p^{(n)} + \mathbf{d}_p^{(n-1)} \quad (21)$$

式(21)在时域上等效于:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{c}_i^{(n)} &= \Delta c_i^{(n)} \mathbf{c}_i^{(n-1)}, \quad \mathbf{c}_q^{(n)} = \Delta c_q^{(n)} \mathbf{c}_q^{(n-1)} \\ \left[\lambda^{(n)} \quad d_{pi}^{(n)} \quad d_{pq}^{(n)} \right] &= \left[\lambda^{(n-1)} \quad d_{pi}^{(n-1)} \quad d_{pq}^{(n-1)} \right] \\ &+ \left[\Delta \lambda^{(n)} \quad \Delta d_{pi}^{(n)} \quad \Delta d_{pq}^{(n)} \right] \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

注意 λ 的更新过程基于近似关系 $\mathbf{c}_i^{(n)} \Delta c_i^{(n)} \approx \mathbf{c}_i^{(n)} \Delta c_i^{(n)}$ 而被简化了, 该近似关系式有效的, 因为 $\Delta c_i^{(n)}$ 和 $\Delta c_q^{(n)}$ 随着估计的越发准确, 会渐渐逼近 1。

式(20)的求解同样可以通过第 3 节的自适应方式求解。唯一不同的是, 由于每次估计后, 预失真器会更新, 相当于每次估计重新从初始状态开始(因为前次估计的结果已经被应用于预失真, 因此估计参数会重置为初始状态, 即不需要补偿的理想系统的对应的状态)。假设将第 n 次更新需要的参数放入列向量 $\Delta \mathbf{c}^{(n)}$, 即 $\Delta \mathbf{c}^{(n)} = [\Delta c_i^{(n)} \quad \Delta c_q^{(n)} \quad \Delta \lambda^{(n)} \quad \Delta d_i^{(n)} \quad \Delta d_q^{(n)}]^T$, 那么在第 $n-1$ 次的估计参数用于更新之后, 系统被视为(基于第 $n-1$ 估计的)理想系统。此时各参数被重置为理想系统对应的参数, 即 $\Delta c_i^{(n-1)} = \Delta c_q^{(n-1)} = 1$, $\Delta d_{pi}^{(n-1)} = \Delta d_{pq}^{(n-1)} = \Delta \lambda^{(n-1)} = 0$ 。将前述参数代入式(16), 第 n 次更新的估计可以简化为

$$\left. \begin{aligned} \Delta c_i^{(n)} &= \delta(n) - 2\mu_t(y_i(n) - x_i(n))y_i(n) \\ \Delta c_q^{(n)} &= \delta(n) - 2\mu_t(y_q(n) - x_q(n))y_q(n) \\ \Delta \lambda^{(n)} &= 2\mu_t(y_i(n) - x_i(n))y_q(n) \\ \Delta d_i^{(n)} &= -2\mu_t(y_i(n) - x_i(n)) \\ \Delta d_q^{(n)} &= -2\mu_t(y_q(n) - x_q(n)) \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

μ_t 是一个平滑估计结果的参数。相比初始估计的 μ , μ_t 可以取更大的值, 因为跟踪阶段只有一个变量。比较式(18)和式(23)可以明显发现, 使用在线方案跟踪比离线跟踪的复杂度更低。

5 分析与仿真结果

5.1 性能分析

本节中我们分析本文所提出的算法的性能。本文方案的估计问题主要基于式(13)的优化问题求解。在稳定的收敛状态下, 式(10)与式(13)的误差来自逆滤波器的截断误差以及噪声造成的误差两个部分。其中, 截断误差是由于通过有限冲激响应(FIR)滤波器代替本因为无限冲激相应(IIR)的逆滤波器造成。不失一般性, 在忽略截断误差的交叉串扰和直流偏置的前提下, 我们分析 I 路滤波器的补偿性能。

假设 I 路理想的 IIR 逆滤波器为 $\mathbf{c}_{i,\text{IIR}}$, 实际用于补偿的 FIR 逆滤波器长度 L , 则 $\mathbf{c}_{i,\text{IIR}}$ 可以被拆分

为长度为 L 的滤波器 $\mathbf{c}_{i,L}$ 与剩余部分 $\bar{\mathbf{c}}_{i,L}$, 即

$$\begin{aligned} \mathbf{c}_{i,L} &= [c_{i,\text{IIR}}(1), c_{i,\text{IIR}}(2), \dots, c_{i,\text{IIR}}(L)]^T, \\ \bar{\mathbf{c}}_{i,L} &= [\mathbf{0}_{1 \times L}, c_{i,\text{IIR}}(L+1), c_{i,\text{IIR}}(L+2), \dots]^T \end{aligned} \quad (24)$$

同理, 定义从 n 时刻起的无噪声无限长倒序向量 $\mathbf{y}_{i0,\text{IIR}}(n)$, 其可以分为前面长度为 L 的 $\mathbf{y}_{i0}(n) = [y_{i0,\text{IIR}}(1), y_{i0,\text{IIR}}(2), \dots, y_{i0,\text{IIR}}(L)]^T$ 和剩余的无限长序列 $\bar{\mathbf{y}}_{i0}(n) = [\mathbf{0}_{1 \times L}, y_{i,\text{IIR}}(L+1), y_{i,\text{IIR}}(L+2), \dots]^T$ 。对于稳定收敛状态的 I 路补偿滤波器 C_i , 根据时域表达式(17), 输出信号与理想信号之间的误差为

$$e^{(n)} = \mathbf{H}_p^{(n-1)} \mathbf{y}(n) - \mathbf{x}(n) \quad (25)$$

I 支路的误差如式(26):

$$\begin{aligned} e_i &= \mathbf{c}_i^T \mathbf{y}_i(n) - x_i(n) = \underbrace{(\mathbf{c}_i - \mathbf{c}_{i,L})^T \mathbf{y}_i(n)}_{e_L} \\ &\quad - \underbrace{\bar{\mathbf{c}}_{i,L}^T \bar{\mathbf{y}}_i(n)}_{\bar{e}_L} + \mathbf{c}_i^T \mathbf{v}_i(n) \end{aligned} \quad (26)$$

其中, $\mathbf{v}_i(n)$ 为 I 路噪声项, 其功率为 $\sigma^2/2$; e_L 表示由于噪声造成的 I 路 FIR 逆滤波器的估计误差; \bar{e}_L 表示由用 FIR 滤波器替代 IIR 滤波器造成的截断误差。注意, 对于一个发射机, $\mathbf{c}_{i,L}$ 与 $\bar{\mathbf{c}}_{i,L}$ 都仅由逆滤波器长度 L 决定。在高信噪比且带内失真不严重的情况下, $\bar{\mathbf{y}}(n)$ 可近似为不相关独立序列, 则

$$E\{\bar{e}_L^2\} \approx \eta_i \sum_{n=L+1}^{\infty} |c_{i,\text{IIR}}(n)|^2 \quad (27)$$

其中, η_i 为 I 路的发射信号功率, 即 $\eta_i = |\mathbf{c}_i|^2/2$ 。另外, 由于 $\mathbf{v}_i(n)$ 与 $\mathbf{y}_{i0}(n)$ 相互独立,

$$E\left(|e_L + \mathbf{c}_i^T \mathbf{v}(n)|^2\right) = \eta_i |\mathbf{c}_i - \mathbf{c}_{i,L}|^2 + \sigma^2 |\mathbf{c}_i|^2/2 \quad (28)$$

考虑到发射机内部信噪比足够高, 即 $\eta_i \gg \sigma^2$, $|\mathbf{c}_i - \mathbf{c}_{i,L}|^2$ 变为较大的约束项。因此当算法收敛梯度近似为 0 时, 补偿滤波器应满足 $\mathbf{c}_i \approx \mathbf{c}_{i,L}$, 此时估计误差收敛于噪声误差, 即

$$E\left(|e_L + \mathbf{c}_i^T \mathbf{v}(n)|^2\right) = \sigma^2 E|\mathbf{c}_i^T|^2/2 \quad (29)$$

综合上述推论, 稳定状态的均方误差为估计误差与截断误差之和, 即

$$\begin{aligned} \text{MSE} &= E\left(|\mathbf{c}_i^T \mathbf{y}_i(n) - x_i(n)|^2\right) \\ &= \sigma^2 E\left(|\mathbf{c}_i|^2\right)/2 + \eta_i \sum_{n=L+1}^{\infty} |c_{i,\text{IIR}}(n)|^2 \end{aligned} \quad (30)$$

式(30)表明, 在逆滤波器抽头数 L 较小时, 稳定状态的均方误差主要由截断误差决定; 随着 L 的增大, FIR 滤波器逐渐逼近 IIR 滤波器, 截断误差减小, 此时系统的均方误差由噪声门限决定。由于反馈回路噪声的功率很小, 因此在保证足够逆滤波器抽头数量的情况下, 本文提出的算法能取得较好的补偿性能。

5.2 复杂度分析

这一节我们将分析本文所提出的矫正方案的复杂度。表 1 中罗列了本文所提出的方案与其他一些参考文献中的方案的复杂度对比, 假设滤波器与逆滤波器长度相同。文献[2]与文献[10]中的方法通过类似 LMS 的方式实现, 表 1 未包含求取逆滤波器所需要的矩阵求逆操作。一个逆滤波器求取的运算量大约 $O(L^3)$, 文献[10]需要求一个逆滤波器, 而文献[2]需要对两个滤波器求逆。单比较估计阶段, 本文提出的方法在估计阶段与文献[2]、文献[10]的复杂度相仿。另一方面, 通过对比表 1 中追踪和估计方案的复杂度可以发现, 追踪方案的复杂度十分低, 即使令估计方案中的 $L = 1$, 其效率仍然低于追踪方案。

表 1 本文方案与参考文献中方案复杂度对比

	乘法次数 (训练阶段)	加法次数 (训练阶段)	逆滤波器求取
文献[2]	$12L+2$	$14L-1$	$O(L^3)$
文献[10]	$9L+28$	$7L+21$	$2 \times O(L^3)$
本文方案 (初始估计)	$11L+15$	$12L+11$	无
本文方案 (追踪)	$2L+6$	7	无

5.3 仿真结果

本节将通过仿真验证本文提出的矫正和跟踪算法性能。发送信号为高斯信号, 符号速率为 1.76 GHz。I/Q 不平衡参数、初始值为幅度不平衡 $g_0 = 1.06$, 相位不平衡 $\phi_0 = 10^\circ = 0.17(\text{rad})$, 等效直流偏置 $d_0 = 0.01 + 0.05j$ 。同时, 我们设定由混频器造成的与频率无关的 I/Q 不平衡以及载波泄漏造成的直流偏置有非常缓慢的变化, 其变化方式分别为^[7]: $g(t) = g_0 + \Delta g e^{-t/T}$, $\phi(t) = \phi_0 + \Delta \phi e^{-t/T}$ 以及 $d(t) = d_0 + \Delta d e^{-t/T}$, 其中各参数的最大变化范围分别为 $\Delta g = 0.028$, $\Delta \phi = 0.02(\text{rad})$, $\Delta d = 0.09 + 0.09j$, 变化持续时间 $T = 20 \text{ s}$ 。可以发现, 跟数

据速率比起来, 各参数在训练过程中可以认为是完全静止的。另外, 与频率相关的 I/Q 不平衡为被动器件造成, 因此设为恒定值^[7], 两支路的滤波器分别为: $\mathbf{h}_i = [1, 0.2, 0.1, 0.05]^T$, $\mathbf{h}_q = [0.9, 0.1, 0.08, 0.12]^T$ 。反馈支路信噪比 40 dB。初始的预失真估计符号数为 2000 个符号, 之后每 5 s 矫正一次。初始估计的收敛步长为 $\mu = 0.005$ 。在仿真中, 式(2)的镜像抑制比(Image Rejection Ratio, IRR)被用来衡量系统 I/Q 不平衡的严重性。

图 3 为系统 IRR 随着训练点数增加的收敛情况, 图中对比了本文所提的方案与使用同样反馈结构的文献[2]以及文献[10]的方案。可以发现, 在补偿阶数较低的时候, 文献[2]方案拥有较高的 IRR, 这是因为文献[2]方案并未矫正两路的带内频响, 因此其在补偿滤波器阶数较低的时候针对 I/Q 不平衡有较好的补偿性能; 而在高阶数情况, 本文方案与文献[2]的性能很接近。相比之下, 文献[10]的方案因为使用的是包络检测器, 因此牺牲了一部分信号信息, 造成收敛速度较慢。同时, 文献[10]的方法在计算过程中进行了一些近似, 这些近似在补偿滤波器较多时候形成了 IRR 的瓶颈。图 4 为发射机矫正前后 IRR 随各频点的变化情况。在矫正之前, 发射机的 IRR 随频率波动在 20 dB 左右。由于完全矫正 I/Q 两路的非理想响应需要一个无限冲激响应 IIR 滤波器, 因此矫正的性能会随着补偿滤波器阶数的增加而提高。本文所提出的方案在使用 7 阶的矫正滤波器能够把各频点 IRR 提升到 50 dB 附近, 而 11 阶的矫正滤波器将各个频点 IRR 提高到 70 dB 附近。

图 5 对比了矫正前后发射机带内失真的情况。在使用较低阶数补偿带内失真时, 带内仍有较大的波动, 当阶数上升时, 带内的频率失真被更好的矫正。

图 6 为在时变 I/Q 不平衡中, 本文跟踪算法性能。从图上可见, I/Q 不平衡的变化速度非常缓慢的, 因此在一次估计的过程中 I/Q 不平衡是可以视

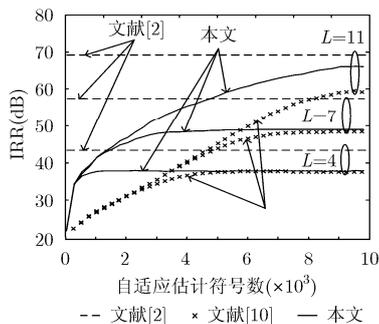


图 3 镜像抑制比随训练符号数的收敛速度曲线

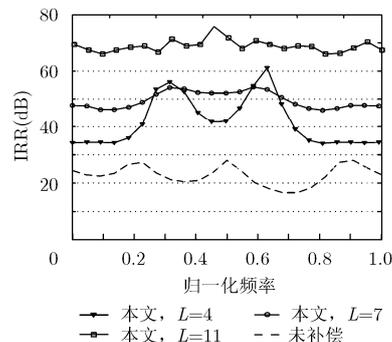


图 4 带内不同频点的镜像抑制比

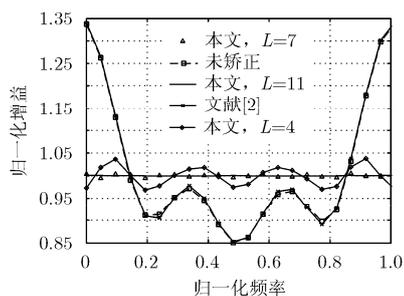


图5 矫正前后带内的频率响应

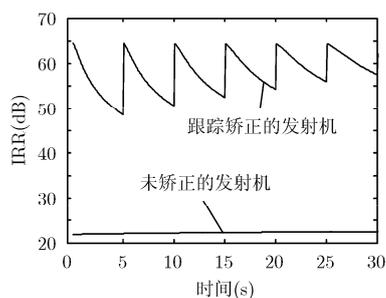


图6 发射机镜像抑制比随时间变化曲线

作恒定的。对于未校正的发射机，其性能随时间(温度)变化非常小，但是经过矫正的发射机对于参数的变化却非常敏感，因为参数变化影响了补偿器的性能。

6 结论

本文提出了一种针对发射机 I/Q 不平衡、载波泄漏和带内失真进行矫正的发射机数字预失真方案。通过对系统模型进行处理，利用自适应算法直接求出了预失真矫正所需要的逆滤波器，避免了先估计支路响应，再求逆滤波器的额外运算。同时本文对所提出的估计算法进行修改，提出了一种更高效率的追踪方案，其复杂度低于直接使用初始估计算法进行追踪的方案。文中的预失真方案的性能通过仿真进行了验证。

参考文献

- [1] RAZAVI B. Design considerations for direct-conversion receivers[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, 1997, 44(6): 428-435. doi: 10.1109/82.592569.
- [2] ANTTILA L, VALKAMA M, and RENFORS M. Frequency-selective I/Q mismatch calibration of wideband direct-conversion transmitters[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2008, 55(4): 359-363. doi: 10.1109/TCSII.2008.919500.
- [3] ZHU Z, LEUNG H, and HUANG X. Challenges in reconfigurable radio transceivers and application of nonlinear signal processing for RF impairment mitigation[J]. *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 2013, 13(1): 44-65. doi: 10.1109/MCAS.2012.2237143.
- [4] LORENZ K S, GOODMAN J, STANTCHEV G, et al. Generalized transmitter compensation of frequency dependent I/Q imbalance[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(9): 2220-2231. doi: 10.1109/TSP.2016.2516966.
- [5] NASSERY A, BYREGOWDA S, OZEV S, et al. Built-in self-test of transmitter I/Q mismatch and nonlinearity using self-mixing envelope detector[J]. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, 2015, 23(3): 331-341.

doi: 10.1109/TVLSI.2014.2308317.

- [6] KHANDELWAL A and VERMA A. A novel gain, phase and offset calibration scheme for wideband direct-conversion transmitters[C]. 2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Glasgow, 2015: 1-5. doi: 10.1109/VTCSpring.2015.7145633.
- [7] LUO J, KORTKE A, KEUSGEN W, et al. Efficient estimation and pilot-free online re-calibration of I/Q imbalance in broadband direct-conversion transmitters[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2014, 63(6): 2506-2520. doi: 10.1109/TVT.2013.2295940.
- [8] ZHU Z, HUANG X, CARON M, et al. Blind self-calibration technique for I/Q imbalances and DC-offsets[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2013, 61(6): 1849-1859. doi: 10.1109/TCSI.2013.2290826.
- [9] LUO J, KORTKE A, KEUSGEN W, et al. A novel adaptive calibration scheme for frequency-selective I/Q imbalance in broadband direct-conversion transmitters[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2013, 60(2): 61-65. doi: 10.1109/TCSII.2012.2235735.
- [10] ZHU Z, LEUNG H, and HUANG X. Joint I/Q mismatch and distortion compensation in direct conversion transmitters[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2013, 12(6): 2941-2951. doi: 10.1109/TCOMM.2013.050313.121256.
- [11] OZDEMIR O, HAMILA R, AL-DHAHIR N, et al. I/Q imbalance in multiple beamforming OFDM transceivers: SINR analysis and digital baseband compensation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(5): 1914-1925. doi: 10.1109/TCOMM.2013.021913.120321.
- [12] CHENG X, LUO Z, and LIU J. Joint estimation and compensation of transmitter and receiver I/Q imbalances in millimeter-wave SC-FDE systems[C]. 2015 IEEE International Conference on Communications (ICC), London, 2015: 1274-1279. doi: 10.1109/ICC.2015.7248498.

陈雷：男，1987年生，博士生，研究方向为射频非理想特性的基带数字补偿。

岳光荣：男，1974年生，研究员，研究方向为毫米波通信系统。

唐俊林：男，1986年生，博士生，研究方向为毫米波波束成形系统。

李少谦：男，1957年生，教授，研究方向为无线通信系统。