

全双工终端的收发 I/Q 不平衡估计与补偿算法

吴皓威^{1,2}, 赵俊波², 徐浩然², 欧静兰²

(1. 重庆大学通信与测控中心, 重庆 400044; 2. 重庆大学通信工程学院, 重庆 400044)

摘要: 针对直接变换收发结构的全双工通信终端中存在的 I/Q 不平衡问题, 提出基于直接自干扰信号的收发 I/Q 不平衡参数估计与补偿算法。该算法无需外接标准的发射机或接收机进行参数估计, 利用全双工结构中发射端泄露到接收端的直接自干扰信号, 进行估计与分离, 可分别获得收发 I/Q 不平衡参数, 再进行发射前的预补偿和接收后的校正, 使从外部来看该全双工终端的 I/Q 支路是平衡的, 无需对其进行参数估计, 从而降低整个系统信号处理的复杂度。仿真结果表明, 所提算法不仅能够有效估计全双工终端的 I/Q 不平衡参数, 还能对终端的收发 I/Q 不平衡分别进行补偿, 从而提升系统整体性能。

关键词: 全双工; 自干扰信号; I/Q 不平衡; 估计; 补偿

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

Estimation and compensation for transmitter and receiver I/Q imbalance of full-duplex terminals

WU Hao-wei¹, ZHAO Jun-bo², XU Hao-ran², OU Jing-lan²

(1. Centre of Communication and TTC, Chongqing University, Chongqing 400044, China;

2. College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: In order to reduce I/Q imbalance of the full-duplex terminal with direct-conversion transceiver, an algorithm based on self-interference signal was proposed for the estimation and compensation of I/Q imbalance in both transmitter (Tx) and receiver (Rx). Without the perfect transmitter or receiver for I/Q imbalance estimation, the self-interference signal from Tx chain to Rx chain was used for parameter estimation and separation, and the Tx and Rx I/Q imbalance parameters were obtained, respectively. Then the pre-compensation before transmission and the correction after receiving was processed, so that there was nearly no I/Q imbalance in this full-duplex terminal from the view of the other terminals, and the complexity of the signal processing will be reduced as a result of the absent of the I/Q imbalance estimation. The simulation results show that the proposed algorithm can effectively estimate and compensate the I/Q imbalance of the full-duplex Tx & Rx terminal, and improve the overall signal quality and the system performance.

Key words: full-duplex, self-interference signal, I/Q imbalance, estimation, compensation

1 引言

全双工通信与传统半双工通信相比, 可以进一步提高系统的吞吐量与频谱效率, 是一种前景广阔的双工方式, 也是目前国内外研究的热点^[1,2]。全双

工通信通过自干扰消除技术, 实现收发信号隔离, 允许信号在同一频带同时进行收发^[3,4]。

在无线通信系统中, 采用直接变换结构的收发终端可以直接实现基带与射频变换, 不需任何中间变频和滤波环节, 因而具有结构简单、调试方便、

收稿日期: 2016-05-29; 修回日期: 2016-12-12

通信作者: 吴皓威, wuhaowei@cqu.edu.cn

基金项目: 国家高技术研究发展计划(“863”计划)基金资助项目(No.2015AA7072014C); 重庆市院士基金资助项目(No.cstc2014yykfys90001); 中央高校基本业务费基金资助项目(No.106112013CDJZR165502, No.CDJZR14100050)

Foundation Items: The National High-Tech R&D Program (863 Program) (No.2015AA7072014C), Chongqing Academician Fund Project (No.cstc2014yykfys90001), Fundamental Research Funds for The Central Universities (No.106112013CDJZR165502, No.CDJZR14100050)

成本低廉等优势,是现行无线通信收发终端的主流结构,也将是未来全双工收发系统的主要结构^[5]。但是,在直接变换结构中,由于同相与正交支路上的滤波器、混频器等器件增益不同以及本振信号相位并非严格正交,导致 I/Q 不平衡,从而影响发射和接收信号的质量,恶化系统整体性能^[6,7]。采用直接变换收发结构的全双工系统也存在 I/Q 不平衡问题^[8]。因此,需要采用估计与补偿技术来消除或缓解 I/Q 不平衡对直接变换系统性能的影响。

目前,针对传统半双工无线系统的 I/Q 不平衡的估计与补偿问题研究较多。文献[9,10]针对传统半双工系统单独存在发射端 I/Q 不平衡或者接收端 I/Q 不平衡的情况,提出了估计与补偿算法;文献[11]针对同时存在收发端 I/Q 不平衡的情况,只能在接收端进行联合估计与补偿,而不能分离出收发端 I/Q 不平衡参数;文献[12]提出一种收发端闭环的低中频 I/Q 不平衡估计与补偿方法,但不能在一个频段内进行收发,因而不能应用于全双工系统。

针对全双工系统中的 I/Q 不平衡问题研究相对较少。文献[13]分析了 I/Q 不平衡对全双工系统性能的影响,但未涉及 I/Q 不平衡的估计与补偿方法;文献[14]研究了全双工双频超外差系统的 I/Q 不平衡的估计与补偿,但其主要针对超外差接收机双频之间的相互干扰。文献[15]研究发现,无线全双工系统中发射端 I/Q 不平衡会导致系统自干扰抵消的效果很差,然后提出了利用宽线性滤波器重构信号来实现基带自干扰的抵消;文献[16]针对收发 2 个终端同时存在放大器非线性和 I/Q 不平衡的情况,提出了一种在接收端进行宽线性数字自干扰抵消算法,用来抑制传统纯线性模型中不能消除的非线性模拟缺陷。文献[15,16]讨论的对象是一收一发 2 个全双工终端的 I/Q 不平衡参数,其方法侧重于在接收端利用接收信号对收发 2 个终端的 I/Q 不平衡进行联合补偿,并不能分离出收发端 I/Q 不平衡参数。

采用全双工技术的无线通信终端在同一时间同一频道上进行无线信号的发射与接收,因此,发射信号不可避免地会泄露到接收链路,造成自干扰,这是全双工终端固有的缺陷。但是,全双工终端的自干扰泄露信道形成了发射信号到接收端的回路,恰好可以用作 I/Q 不平衡参数的估计与补偿,变缺陷为优势。正是基于这一思想,本文在全双工通信终端 I/Q 不平衡的基带信号模型的基础上,讨论一个全双工通信终端内部的收发 I/Q 不平衡问

题,利用固有的自干扰信号形成的闭环通路,提出了发射与接收 I/Q 不平衡参数的估计、分离与补偿算法,并通过仿真验证了所提算法的估计与补偿效果,证明了所提算法的正确性与可行性。

与现有技术不同,所提的全双工通信终端的 I/Q 不平衡估计与补偿算法,无需外接标准的、不存在 I/Q 失衡的发射机或接收机进行检测,充分利用全双工结构中发射端泄露到接收端的自干扰通路,通过估计与分离算法可分别获得发射与接收的 I/Q 不平衡参数,而不是一个联合参数,从而分别进行发射前的预补偿和接收后的校正。因此,从其他的通信终端来看,该全双工终端的发射和接收都不存在 I/Q 不平衡。当该全双工终端发射信号时,对发射的基带信号进行 I/Q 不平衡的预补偿处理,这样该信号在空中就不存在 I/Q 不平衡问题,而其他终端的接收机就不用考虑信号中的 I/Q 不平衡;当该全双工终端接收信号时,其接收 I/Q 不平衡会经过校正,不会影响后续的解调译码等信号处理。从而有利于提升整个网络的信号质量,提高整体性能。

2 全双工通信终端 I/Q 不平衡的信号模型

为简化分析,本文将射频信道 I/Q 不平衡等效到基带,直接讨论全双工系统的数字域复基带模型。图 1 给出了全双工终端存在收发 I/Q 不平衡的基带模型。

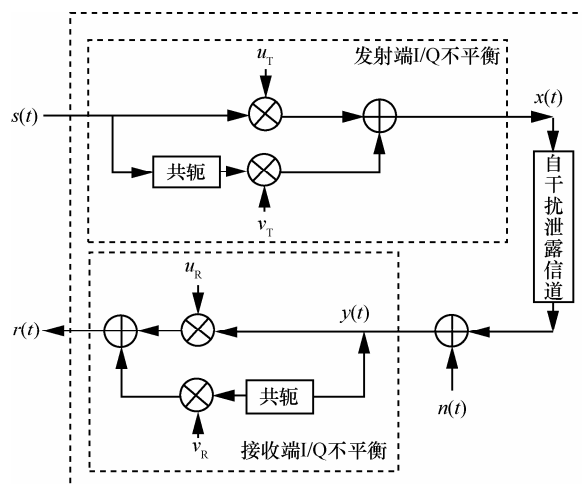


图 1 全双工终端存在收发 I/Q 不平衡的基带模型

发送基带信号受到发射端 I/Q 不平衡影响后,表示为

$$x(k) = u_T s(k) + v_T s^*(k) \quad (1)$$

其中， $s(k)$ 为第 k 个符号的复基带信号， $u_T =$

$$\frac{1+g_T e^{j\varphi_T}}{2}, v_T = \frac{1-g_T e^{j\varphi_T}}{2}, g_T \text{ 与 } \varphi_T \text{ 分别表示发送$$

端的幅度不平衡参数与相位不平衡参数。

发射端信号 $x(k)$ 通过自干扰泄露信道，进入到接收链路，则有

$$y(k) = \alpha x(k) + n(k) \quad (2)$$

其中， α 为自干扰信道的衰减系数，其取值不影响后面的算法研究，因此本文中设 $\alpha = 1$ 。 $n(k)$ 是均值为 0、方差为 $2N_0$ 的复高斯白噪声。

受到接收端 I/Q 不平衡影响后，收到的基带信号可以表示为

$$r(k) = u_R y(k) + v_R y^*(k) \quad (3)$$

其中， $u_R = \frac{1+g_R e^{-j\varphi_R}}{2}, v_R = \frac{1-g_R e^{j\varphi_R}}{2}, g_R \text{ 与 } \varphi_R$

分别表示接收端的幅度不平衡参数与相位不平衡参数。

将式(1)、式(2)代入式(3)，可得

$$r(k) = (u_R u_T + v_R v_T^*) s(k) + (u_R v_T + v_R u_T^*) s^*(k) + u_R n(k) + v_R n^*(k) \quad (4)$$

3 全双工通信终端 I/Q 不平衡的估计与补偿算法

为了消除或缓解全双工通信系统中收发 I/Q 不平衡对系统性能影响，必须对 I/Q 不平衡进行

补偿，现有 I/Q 不平衡的补偿算法大多是针对半双工通信系统，通常只是考虑收发系统存在发射端 I/Q 不平衡或者接收端 I/Q 不平衡的情况，而且仅在接收端对 I/Q 不平衡进行校正，没有估计出具体的 I/Q 不平衡参数。本文将利用全双工通信系统中的自干扰回路进行 I/Q 不平衡的估计、分离与独立补偿。

图 2 给出了全双工终端的 I/Q 不平衡的估计与补偿的总体结构。在发射端，利用发送 I/Q 不平衡的参数对信号进行预补偿 (pre-compensation)，以抵消发送 I/Q 不平衡带来的影响；在接收端，利用接收 I/Q 不平衡的参数对接收信号进行后校正处理，称之为后补偿 (post-compensation)，以抵消接收端 I/Q 不平衡的影响。一般地，可认为系统 I/Q 不平衡参数在一定数据符号周期内不会发生变化，因此，可以定期对 I/Q 不平衡进行估计与补偿，消除 I/Q 不平衡参数缓慢变化对系统性能的影响。

下面先给出全双工通信系统 I/Q 不平衡参数的估计、分离与补偿算法，再给出具体的实现步骤与方法。

3.1 I/Q 不平衡估计

由于全双工通信系统的基带信号的收发端同在一个基带处理模块内部，且收发的射频段共用本振，因此，用于 I/Q 不平衡估计的训练符号对接收端来说是已知的，而且不用考虑同步误差和信道误差对 I/Q 不平衡估计的影响。而文献[11]针对半双工通信系统的一收一发 2 个终端，需要考虑频偏和信道误差的影响。

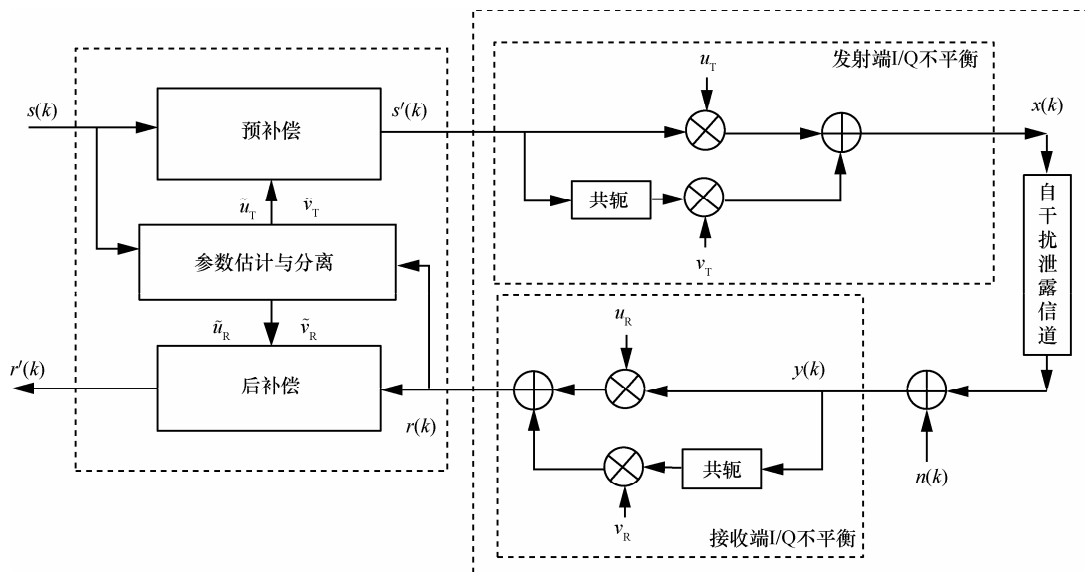


图 2 全双工终端的 I/Q 不平衡的估计与补偿的总体结构

假设其实部为 $e_i(k)$ ，虚部为 $e_q(k)$ ，以此构建误差矩阵^[11]

$$\begin{aligned} \mathbf{e}(k) &= \begin{bmatrix} e_i(k) \\ e_q(k) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \text{Re}(r(k) - s(k)) \\ \text{Im}(r(k) - s(k)) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} As_q(k) \\ Bs_q(k) + Cs_i(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_i(k) \\ Bn_i(k) + Dn_q(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

其中， $A = -g_T \sin \phi_T$ ， $B = -g_R \sin \phi_R$ ， $C = g_R g_T \cos(\phi_T - \phi_R) - 1$ ， $D = g_R \cos \phi_R$ 。这里参数 A 、 B 、 C 、 D 称为 I/Q 不平衡联合参数。 $s_i(k)$ 和 $s_q(k)$ 分别为 $s(k)$ 的实部和虚部， $n_i(k)$ 和 $n_q(k)$ 分别为 $n(k)$ 的实部和虚部。由于 $Bn_i(k) + Dn_q(k)$ 与 $n_i(k)$ 都服从高斯分布，则 $\mathbf{e}(k)$ 的均值矩阵 $\boldsymbol{\mu}(\mathbf{e}(k))$ 与协方差矩阵 $\text{Var}(\mathbf{e}(k))$ 为

$$\boldsymbol{\mu}(\mathbf{e}(k)) = \begin{bmatrix} As_q(k) \\ Bs_q(k) + Cs_i(k) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}(\mathbf{e}(k)) &= E\left\{[\mathbf{e}(k) - \boldsymbol{\mu}(\mathbf{e}(k))]^T [\mathbf{e}(k) - \boldsymbol{\mu}(\mathbf{e}(k))]\right\} \\ &= N_0 \begin{bmatrix} 1 & B \\ B & B^2 + D^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

这里将噪声功率 N_0 也作为待估计的参数，定义 $\mathbf{X} = [A, B, C, D, N_0]^T$ 作为待估计的参数向量。由式(5)~式(7)得似然函数^[11]

$$\begin{aligned} f(\mathbf{e}(k) | \mathbf{X}) &= \frac{1}{2\pi\sqrt{\text{Var}(\mathbf{e}(k))}} \exp\left(-\frac{1}{2}[\mathbf{e}(k) - \boldsymbol{\mu}(\mathbf{e}(k))]^T \cdot \right. \\ &\quad \left. (\text{Var}(\mathbf{e}(k)))^{-1} [\mathbf{e}(k) - \boldsymbol{\mu}(\mathbf{e}(k))]\right) \end{aligned} \quad (8)$$

可得 \mathbf{X} 的最大似然估计值为

$$\tilde{\mathbf{X}} = \arg \max_{\mathbf{X}} \ln f(\mathbf{e}(k) | \mathbf{X}) \quad (9)$$

为求解上述最优化函数，对 \mathbf{X} 中的每一个元素求一阶偏导并令其值为零，即 $\frac{\partial \ln f(\mathbf{e}(k) | \mathbf{X})}{\partial x} = 0$ ，其中， $x \in \{A, B, C, D, N_0\}$ ，联立方程可解得 $\tilde{\mathbf{X}}$ 。由于训练符号 $s(k)$ 是统计独立的，可以利用 L 个符号的估计结果取平均，获得准确的参数估计结果为

$$\tilde{A} = \frac{1}{h} \sum_{k=0}^{L-1} e_i(k) s_q(k) \quad (10)$$

$$\tilde{B} = \frac{h \sum_{k=0}^{L-1} e_q(k) [e_i(k) + s_i(k)] - \sum_{k=0}^{L-1} e_q(k) s_q(k) \left[\sum_{k=0}^{L-1} e_i(k) s_q(k) + m \right]}{h \sum_{k=0}^{L-1} [e_i(k) + s_i(k)]^2 - \left[\sum_{k=0}^{L-1} e_i(k) s_q(k) + m \right]^2} \quad (11)$$

$$\tilde{C} = \frac{1}{h} \sum_{k=0}^{L-1} e_q(k) s_q(k) - \frac{m}{h} \tilde{B} \quad (12)$$

$$\tilde{D} = \sqrt{\frac{\sum_{k=0}^{L-1} [\tilde{B}(e_i(k) + s_i(k)) - (\tilde{A}\tilde{B} - \tilde{C})s_q(k) - e_q(k)]^2}{\sum_{k=0}^{L-1} [e_i(k) - \tilde{A}s_q(k)]^2}} \quad (13)$$

$$\tilde{N}_0 = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} [e_i(k) - \tilde{A}s_q(k)]^2 \quad (14)$$

其中， $m = \sum_{k=0}^{L-1} s_i(k) s_q(k)$ ， $h = \sum_{k=0}^{L-1} (s_q(k))^2$ 。

上述估计值包含了终端接收与发射 I/Q 不平衡的联合参数。在传统的半双工系统中，会直接利用联合参数在接收端进行补偿；而在全双工系统中，则可以将联合参数进行分离，获得收发独立的 I/Q 不平衡参数，以便在发射端对待发送信号进行预补偿，在接收端对接收信号进行校正。此外，式(14)为噪声方差的估计值，可用于计算系统信噪比。

3.2 I/Q 不平衡的分离

在实际系统中，I/Q 不平衡参数并非任意值。一般情况下，相位不平衡满足 $|\phi_T| < \frac{\pi}{2}$ ， $|\phi_R| < \frac{\pi}{2}$ ，而幅度不平衡参数都是大于零的实数，即满足 $g_T > 0$ 、 $g_R > 0$ 。

结合上述约束条件，再根据 I/Q 不平衡联合参数的定义，由式(10)~式(14)可分别获得终端的收发 I/Q 不平衡参数的估计值

$$\tilde{g}_T = \sqrt{(\tilde{A})^2 + \left(\frac{1 + \tilde{C} - \tilde{A}\tilde{B}}{\tilde{D}}\right)^2} \quad (15)$$

$$\tilde{g}_R = \sqrt{\tilde{B}^2 + \tilde{D}^2} \quad (16)$$

$$\tilde{\phi}_T = \arctan\left(-\frac{\tilde{A}\tilde{D}}{1 + \tilde{C} - \tilde{A}\tilde{B}}\right), \quad |\tilde{\phi}_T| < \frac{\pi}{2} \quad (17)$$

$$\tilde{\phi}_R = \arctan\left(-\frac{\tilde{B}}{\tilde{D}}\right), \quad |\tilde{\phi}_R| < \frac{\pi}{2} \quad (18)$$

3.3 I/Q 不平衡的补偿

在全双工终端的发射链路上, 利用发射 I/Q 不平衡的参数对信号进行预补偿, 以抵消发射 I/Q 不平衡带来的影响。在基带信号 $s(k)$ 进入模拟电路前, 先对其进行 I/Q 不平衡的预补偿得

$$s'(k) = \frac{1}{|\tilde{u}_T|^2 - |\tilde{v}_T|^2} [\tilde{u}_T s(k) - \tilde{v}_T s^*(k)] \quad (19)$$

$$\text{其中, } \tilde{u}_T = \frac{1 + \tilde{g}_T e^{-j\phi_T}}{2}, \quad \tilde{v}_T = \frac{1 - \tilde{g}_T e^{j\phi_T}}{2}。$$

在全双工终端的接收链路上, 利用接收 I/Q 不平衡的参数对接收信号进行后补偿, 以抵消接收 I/Q 不平衡的影响。收到的基带信号受到了接收 I/Q 不平衡的影响, 进行后补偿得

$$r'(k) = \frac{1}{|\tilde{u}_R|^2 - |\tilde{v}_R|^2} [\tilde{u}_R r(k) - \tilde{v}_R r^*(k)] \quad (20)$$

$$\text{其中, } \tilde{u}_R = \frac{1 + \tilde{g}_R e^{-j\phi_R}}{2}, \quad \tilde{v}_R = \frac{1 - \tilde{g}_R e^{j\phi_R}}{2}。$$

综上所述, 提出的全双工通信终端收发 I/Q 不平衡的估计与补偿算法的具体步骤如下。

1) 初始化。在全双工终端的收发共用的射频端使用匹配负载代替天线, 吸收发射信号的功率, 同时也阻止外部的信号进入接收端, 这样发射信号会通过自干扰泄露信道耦合到接收通道内。

2) 训练与联合参数估计。在全双工终端中, 令 $\tilde{u}_R = \tilde{u}_T = 1$ 、 $\tilde{v}_T = \tilde{v}_R = 0$ 。发射端发送已知的训练符号, 接收端接收到收发 I/Q 不平衡的畸变训练符号, 计算式(10)~式(14), 得到收发 I/Q 不平衡联合参数 A 、 B 、 C 、 D 的估计值。

3) 收发参数分离。计算式(15)~式(18), 可得终端的收发 I/Q 幅度与相位不平衡参数的估计值, 并更新 \tilde{u}_R 、 \tilde{u}_T 、 \tilde{v}_T 与 \tilde{v}_R 。

4) 正常数据收发与独立补偿。训练过程结束后, 去掉射频端的匹配负载, 接上天线, 进行正常的数据收发; 再利用式(19)与式(20)分别对发送端与接收端的信号进行补偿。

因此, 本文算法有 2 个特点。1) 充分利用全双工结构中发射端到接收端的直接自干扰通路, 实现全双工终端的 I/Q 不平衡估计, 并通过分离算法可分别获得发射端与接收端的 I/Q 不平衡参数, 接着分别进行发射前的预补偿和接收后的校正。这样对于其他终端来说, 该全双工终端的发射和接收都不

存在 I/Q 不平衡。例如, 当该全双工终端发射信号时, 其他终端接收机不用考虑信号中的 I/Q 不平衡; 当该全双工终端接收信号时, 其接收 I/Q 不平衡会经过补偿, 不会影响后续的解调译码等处理。2) 当进行 I/Q 不平衡估计时不需要外接标准的、不存在 I/Q 失衡的发射机或接收机, 因而结构简单, 复杂度较低。

4 仿真结果与分析

下面通过仿真来验证所提的全双工通信终端的 I/Q 不平衡估计与补偿算法的性能。如无特殊说明, 仿真中使用以下参数: 用于训练的基带符号采用 16QAM 调制, 长度 $L = 256$, 其携带的数据为随机数; 全双工系统自干扰泄露信道的衰减系数 $\alpha = 1$; SNR 表示全双工自干扰信道耦合到接收端的信号功率与接收端的热噪声的比值。需要说明的是, 文献[15,16]研究的是一收一发这 2 个终端 I/Q 不平衡参数的联合估计与补偿算法, 而本文所讨论的是全双工终端内部的 I/Q 不平衡参数的独立估计与补偿算法。在后续的仿真分析中, 由于研究对象和方法差异较大, 本文所提的算法无法在统一的条件下与现有算法^[15,16]进行性能对比。因此, 本文仿真分析侧重于 I/Q 不平衡参数的估计误差对比、补偿前后的性能对比等。

为了评估所提的 I/Q 不平衡估计算法的性能, 利用各 I/Q 不平衡参数的估计结果与真实值之间的均方误差 (MSE, mean square error) 来衡量。归一化的 MSE 定义为

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} \left(\frac{\tilde{\theta}(l) - \theta(l)}{\theta(l)} \right)^2$$

其中, $\theta(l)$ 和 $\tilde{\theta}(l)$ 分别表示在第 l 次估计时各 I/Q 不平衡参数的真实值与估计值, N 为估计次数。

图 3 给出了训练符号的长度对全双工 I/Q 不平衡参数估计结果的影响, 其中, $g_T = g_R = 1.2$, $\phi_T = \phi_R = 5^\circ$ 。从仿真结果可以看出以下几点。1) 在训练符号长度不变的情况下, 参数 g_T 、 ϕ_T 、 ϕ_R 的估计误差随着 SNR 的增加而降低, 而 g_R 的估计误差基本不变, 始终维持在较低的水平。这是由于参数 g_R 是由 I/Q 不平衡联合参数 B 与 D 决定的, 而由式(5)可知参数 B 和 D 分别是噪声实部和虚部的系数, 其估计值与噪声功率的大小无关, 也就与 SNR 的大小无关, 因此, 参数 g_R 的估计误差随 SNR 的变化基本不变。2) 在 SNR 一定的情况下, 训练符

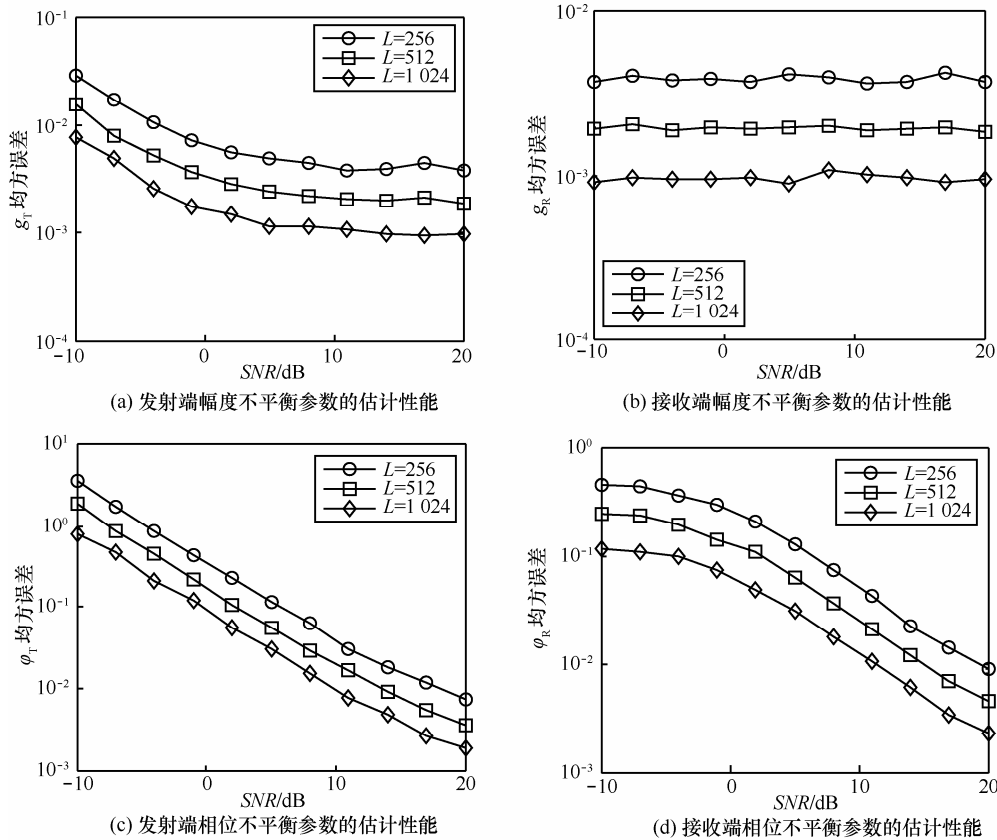


图 3 收发 I/Q 不平衡参数的估计性能

号长度的越长，所有参数的估计误差就越小。

在实际的全双工系统中，由于利用自干扰泄露信道进行 I/Q 不平衡的估计，因此可以通过提高自干扰信道泄露信号的功率，使 SNR 保持在 15 dB 以上，这样即使训练符号的长度较短，也可以将 I/Q 不平衡参数估计误差的归一化 MSE 降到 10^{-2} 以下，获得较好的估计效果。因此，所提的 I/Q 不平衡联合估计算法的性能可以满足要求。

下面使用误差向量幅度 (EVM, error vector magnitude) 性能来评估发送端的 I/Q 不平衡预补偿对信号质量的改善程度。EVM 表示平均误差矢量信号功率和平均参考信号功率之比的均方根 (RMS, root mean square)，其定义为

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^M |y(k) - s_0(k)|^2}{\sum_{k=1}^M |s_0(k)|^2}} \times 100\%$$

其中， $y(k)$ 为测量信号， $s_0(k)$ 为参考信号， M 为输入符号的个数。

图 4 给出了发射端预补偿前后的信号 EVM 值随 SNR 变化的关系。仿真中发射端 I/Q 不平衡参数真实值为 $g_T = 1.2$, $\phi_T = 20^\circ$ 。这里噪声是指在 EVM 测量端引入的接收机噪声，这样的模型更符合实际情况。从图 4 中可以看出：1) 当利用估计结果对发射端的数据符号进行预补偿后，数据符号 EVM 随着 SNR 的增加而降低。而在没有进行发射端 I/Q 不平衡预补偿情况下 EVM 随 SNR 的增加而趋于平坦，此时，增加 SNR 对于改善 EVM 没有影响，因为发射端 I/Q 不平衡对 EVM 的影响占主导地位；2) 经过发射端预补偿后的信号的 EVM 与理想信号的 EVM 非常接近。这说明所提的估计与补偿算法能够很好地抑制系统中存在的发射端 I/Q 不平衡。

为了说明所提的全双工系统 I/Q 不平衡估计与补偿算法的整体性能，可以利用全双工系统的自干扰泄露信道的闭环通路进行信号发送与接收，通过改变发射信号功率来调整 SNR，获得不同 SNR 条件下的系统误码率。图 5 给出了全双工系统的误码率与 SNR 的关系。仿真中 $g_T = g_R = 1.2$, $\phi_T = \phi_R = 5^\circ$ 。从图 5 中可看出：1) 当仅存在接收 I/Q 不平衡或发

射 I/Q 不平衡且两者参数一致时，接收 I/Q 不平衡要大于发射 I/Q 不平衡对误码性能的恶化影响；2) 当对终端的收发 I/Q 不平衡进行补偿后，系统的误码率与没有受到 I/Q 不平衡影响时的误码率非常接近，因此，可以说所提出的 I/Q 不平衡参数估计分离与补偿方案可以有效抑制全双工终端的收发 I/Q 不平衡的影响。

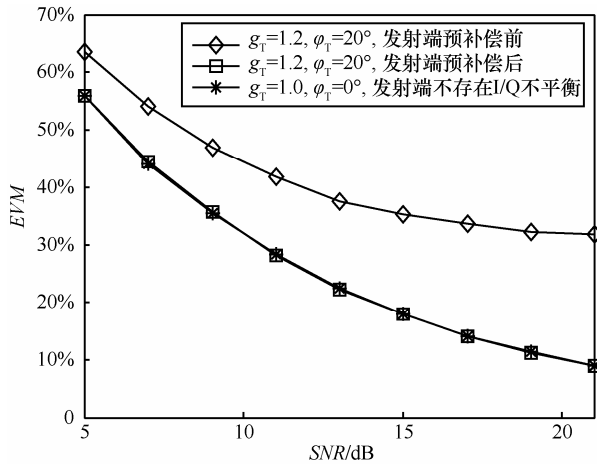


图 4 发射端 I/Q 不平衡补偿前后的信号的 EVM

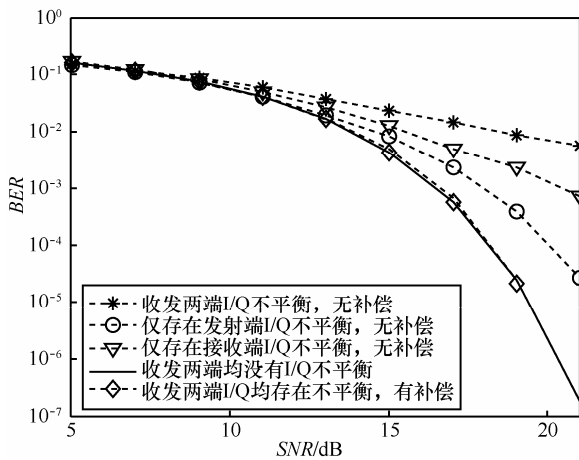


图 5 I/Q 不平衡补偿前后的误码性能

5 结束语

针对全双工通信终端存在收发 I/Q 不平衡的情况，提出了一种收发 I/Q 不平衡参数的估计、分离与补偿算法，该算法无需外接标准的、不存在 I/Q 不平衡的发射机或接收机进行检测，利用全双工终端自身的自干扰信号回路进行收发 I/Q 不平衡参数的联合估计，再进行分离获得发射端与接收端的独立参数，并对全双工通信终端的收发 I/Q 不平衡进行分别补偿。从其他终端来看，

该全双工终端自身的 I/Q 支路是平衡的，不需要考虑其 I/Q 不平衡问题，更不需要对其 I/Q 不平衡参数进行盲估计，从而节省资源和功耗。本文仅考虑了全双工通信终端中的 I/Q 不平衡问题，利用自干扰的信号回路还可以估计与校正其他模拟或射频缺陷，如放大器非线性、相位噪声等。

参考文献:

- [1] ZHANG X, CHENG W, ZHANG H. Full-duplex transmission in PHY and MAC layers for 5G mobile wireless networks[J]. IEEE Wireless Communications, 2015, 22(5): 112-121.
- [2] ZHANG Z, LONG K, ATHANASIOS V, et al. Full-duplex wireless communications: challenges, solutions, and future research directions[J]. Proceedings of the IEEE, 2016, 99(1):1-41.
- [3] STEVEN H, JOEL B, JUNG I, et al. Applications of self-interference cancellation in 5G and beyond[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 114-121.
- [4] SABHARWAL A, SCHNITER P, GUO D, et al. In-band full-duplex wireless: challenges and opportunities[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 32(9): 1637-1652.
- [5] KOUSAI S. Recent progress in CMOS RF circuit design[J]. IEICE Electronics Express, 2014, 11(2): 1-15.
- [6] EVERETT E, SAHAI A, SABHARWAL A, et al. Passive self-interference suppression for full-duplex infrastructure nodes[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(2): 680-694.
- [7] HORLIN F, BOURDOUX A. Digital compensation for analog front-ends[M]. England: Wiley, 2008: 71-95.
- [8] CHUNG M, SOOSIM M, KIM J, et al. Prototyping real-time full duplex radios[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(9): 56-63.
- [9] ANTTILA L, VALKAMA M, RENFORS M, et al. Circularity-based I/Q imbalance compensation in wideband direct-conversion receivers[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(4): 2099-2113.
- [10] VITTORIO R. I/Q Compensation of broadband direct-conversion transmitters[J]. IEEE Transactions On Wireless Communications, 2014, 13(6): 3329-3342.
- [11] ZHANG C, XIAO Z, SU L, et al. Joint estimation and compensation of TX and RX I/Q imbalance for direct-conversion transceiver[J]. Wireless Personal Communications, 2015, 83(1): 779-790.
- [12] PENG C H, LIANG P, CHIEN C. Joint TX/RX I/Q mismatch compensation based on a low-IF internal feedback architecture[C]//IEEE 38th Vehicular Technology Conference, Quebec City. 2012:1-5.
- [13] MOKHTAR M, AL-DHAHIR N, HAMILA R. OFDM full-duplex DF

relaying under I/Q imbalance and loopback self-interference[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(8): 6737-6741.

[14] ZHAN Z, VILLEMAUD G, HUTU F, et al. Digital estimation and compensation of I/Q imbalance for full-duplex dual-band OFDM radio[C]//IEEE 25th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communication (PIMRC). 2014: 846-850.

[15] SAKAI M, LIN H, YAMASHITA K. Self-interference cancellation in full-duplex wireless with IQ imbalance[J]. Physical Communication, 2016, 18(1): 2-14.

[16] KORPI D, ANTTILA L, SYRJALA V, et al. Widely-linear digital self-interference cancellation in direct-conversion full-duplex transceiver[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(9): 1674-1687.

作者简介:



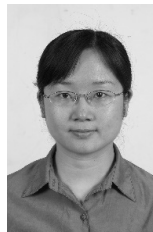
吴皓威 (1981-), 男, 湖北天门人, 博士, 重庆大学副研究员、硕士生导师, 主要研究方向为无线局域网、宽带无线通信、飞行器测控等。



赵俊波 (1991-), 男, 四川南充人, 重庆大学硕士生, 主要研究方向为全双工通信、网络安全等。



徐浩然 (1991-), 男, 江苏张家港人, 重庆大学硕士生, 主要研究方向为无线局域网、飞行器测控等。



欧静兰 (1981-), 女, 四川宜宾人, 重庆大学副教授, 主要研究方向为宽带无线通信、中继通信等。