



IQ 不平衡下全双工非线性自干扰频域对消

何怡敏, 赵宏志*, 邵士海

电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 成都 611731

* 通信作者. E-mail: lyn@uestc.edu.cn

收稿日期: 2022-03-18; 修回日期: 2022-06-16; 接受日期: 2022-11-11; 网络出版日期: 2023-06-13

国家自然科学基金 (批准号: 62071094, 61901396) 资助项目

摘要 在全双工自干扰信道反射径较多的情况下, 针对已有时域自干扰对消方案复杂度高的问题, 提出了一种低复杂度的频域自干扰对消方案. 该方案以全双工零中频架构为基础, 综合考虑了 IQ 不平衡以及功放非线性对自干扰重建模型的影响, 优化了已有频域自干扰重建模型的准确度. 在此基础上, 利用正交化辅助的连续干扰对消技术实现了低复杂度的自干扰消除. 仿真分析表明, 所提方案相比已有的基于 RLS 算法的频域自干扰对消方案, 能够在存在 IQ 不平衡以及功放非线性的情况下实现几乎相同的自干扰对消性能, 但是降低了 68.75% 的复杂度.

关键词 全双工, 自干扰对消, IQ 不平衡, 非线性, 频域

1 引言

随着无线通信业务种类及数量的爆炸式增长, 频谱资源稀缺的问题也在逐渐加剧. 为了提升频谱利用率, 提高信息传输效率, 全双工通信系统相较于半双工通信系统以接近两倍频谱利用率的優勢受到广泛关注^[1]. 但是, 全双工通信系统同时同频收发特性也引发了强自干扰的问题. 大功率的自干扰不但会使远端有用信号被淹没从而无法正常解调, 甚至会阻塞接收链路射频前端导致接收机无法正常运作^[2]. 因此, 自干扰消除技术的研究成为了全双工通信系统发展的主要推动力.

一般情况下, 全双工自干扰消除将通过级联的传播域隔离^[3~5]、射频域对消^[6~8]与数字域对消^[9] 3 个阶段来实现. 其中传播域隔离与射频域对消的目的在于降低自干扰信号功率, 使得原本超出接收通道动态范围的自干扰能够被正常接收. 随后, 数字域对消技术将根据自干扰重建模型, 以残余自干扰功率最小为目标, 重建自干扰信号并在接收链路中将其减去来进一步提高自干扰消除率, 令远端有用信号能够被正常检测并解调. 可以看出, 数字域对消是自干扰消除中必不可少的一个环节, 其中自干扰信号重建模型的准确性将直接影响数字域自干扰消除性能.

引用格式: 何怡敏, 赵宏志, 邵士海. IQ 不平衡下全双工非线性自干扰频域对消. 中国科学: 信息科学, 2023, 53: 1212–1229, doi: 10.1360/SSI-2022-0112
He Y M, Zhao H Z, Shao S H. Frequency-domain nonlinear interference cancellation scheme with IQ imbalance in full-duplex systems (in Chinese). Sci Sin Inform, 2023, 53: 1212–1229, doi: 10.1360/SSI-2022-0112

在实际工程中,射频器件的非理想性是影响自干扰重建模型准确度的重要因素^[10]。例如,零中频架构作为目前无线收发系统设计的主流方向,与超外差架构相比具有结构简单、体积小、功耗低、可实现多频段收发等优点^[11]。但是,零中频架构存在的 IQ 不平衡问题比传统的超外差式变频结构更为严重,产生的镜像干扰会影响全双工系统自干扰消除性能^[12]。此外,功率放大器作为不可或缺的射频器件,当发射信号功率较大或峰均比较高时,不可避免地会引入非线性失真,继而影响自干扰重建模型的准确度^[13]。针对上述问题,芬兰贝尔实验室(Bell Laboratories, Finland)的 Korpi 等^[14]在 2014 年综合考虑了 IQ 不平衡以及功放非线性对自干扰信号的影响,给出了接收自干扰的时域信号模型,分析了不同失真分量随发射功率的变化,并以 LS 算法为基础提出了能够消除接收自干扰中镜像分量的广义线性数字自干扰消除器。随后, Korpi 等^[15]在 2015 年进一步提出了能够同时消除接收自干扰中镜像分量和非线性分量的数字自干扰消除器。此外,文献[16,17]同样基于 IQ 不平衡和功放非线性存在下的时域自干扰信号模型,分别提出了基于 RLS (recursive least square) 和 LMS (least mean square) 算法的自适应非线性自干扰消除器。

上述数字自干扰消除器虽然能够处理 IQ 不平衡与功放非线性带来的自干扰信号失真,但它们均是时域数字消除器,在自干扰传播反射径较多的情况下消除器的抽头数也会随之增加,从而导致基于 LS (least square) 或 RLS 算法的消除器复杂度指数增加。因此,近年来基于 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 全双工系统的频域自干扰消除器利用频域信道估计对多径的鲁棒性,以低复杂度的优势受到业界广泛关注。2017 年, Komatsu 等^[18]提出了一种频域 Hammerstein 自干扰消除器,该消除器综合考虑了 IQ 不平衡和功放非线性,并在频域利用 LS 算法或 RLS 算法进行信道估计与自干扰重建。但是, IQ 不平衡和功放非线性的多重影响导致了自干扰重建模型中基函数大幅增加,消除器复杂度依然较高。随后, Komatsu 等^[19]在 2018 年基于该类频域 Hammerstein 自干扰消除器提出了一种基函数选择算法,不再重建自干扰中所有的基函数分量,而是仅挑选一些功率占比较强的基函数进行重建来进一步降低消除器复杂度。

值得注意的是,现有的频域自干扰消除器大多采用传统的 LS 或 RLS 算法进行频域自干扰信道估计,这也是消除器计算消耗最大的部分。考虑到 LS 与 RLS 算法的复杂度随自干扰基函数的增长呈指数增加的趋势,在自干扰重建模型较复杂、基函数较多时,所需要的计算消耗依然很大。因此,本文在综合考虑 IQ 不平衡以及功放非线性的影响下,基于正交化辅助的连续干扰对消技术,提出并分析了一种用于 OFDM 全双工系统的低复杂度频域自干扰消除器。本文具体贡献总结如下:

- 基于记忆多项式非线性模型,给出了在 IQ 不平衡和功放非线性存在下的接收自干扰频域信号模型。该模型综合考虑了上述射频器件非理想因素的影响,表明了接收自干扰是由非线性基函数及其镜像经过不同的频率响应后组合而成。

- 提出了一种针对 IQ 不平衡以及功放非线性的正交化辅助的连续自干扰消除方案。在所提方案中,非线性基函数及其镜像分量并行进行正交化后再串行连续对消。其中,正交化操作在连续干扰对消之前实行,目的在于降低频域基函数之间的相关性。然后,连续自干扰消除器通过分别估计每个基函数所对应的信道频率响应,按功率从大到小依次消除接收自干扰中的基分量。在对消的每一步,功率占比低于待消除基分量的其余分量被视为噪声。通过上述信号处理后,频域自干扰失真分量的联合对消可以分解为多个基分量的连续对消,而无需使用高复杂度 LS/RLS 估计器,显著降低了信道估计所需的计算成本。

- 分析了所提自干扰消除方案的复杂度,并与已有方案进行了对比。本文以每个样本点需要进行复数乘运算的次数作为复杂度衡量标准,详细分析并对比了所提自干扰消除方案的复杂度。仿真结果表明,所提方案相比已有的基于 RLS 算法的频域自干扰对消方案,能够在存在 IQ 不平衡以及功放非

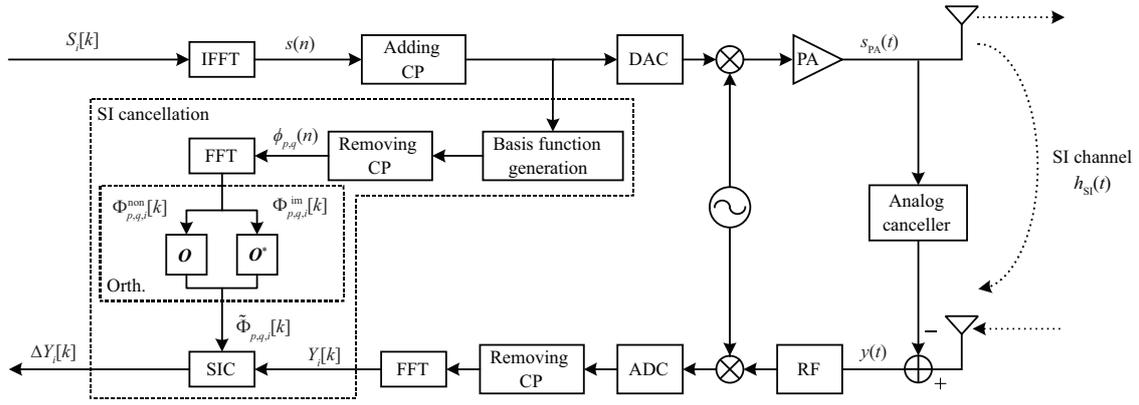


图 1 一种 OFDM 调制全双工收发机示意图, 以及所提自干扰消除器的信号处理流程

Figure 1 The diagram of an OFDM modulated full-duplex transceiver and the signal processing flow of the proposed self-interference (SI) canceller

线性的情况下实现几乎相同的自干扰对消性能, 但是降低了 68.75% 的复杂度。

2 系统模型

图 1 描绘了一种采用 OFDM 调制的全双工收发器. 在发射端, 经过星座图映射后第 i 个 OFDM 符号中第 K 个子载波上的频域基带信号记为 $S_i[k]$. 做 IFFT (inverse fast Fourier transform) 变换后得到时域基带信号 $s(n)$, 再添加循环前缀后得到完整的 OFDM 符号. 然后, 数模转换器将时域基带信号 $s(n)$ 转换为射频信号, 经过上变频与功率放大后馈出发射信号 $s_{PA}(t)$. 在接收端, 发射信号 $s_{PA}(t)$ 经过自干扰信道 $h_{SI}(t)$ 传播, 在射频域对消后被接收, 记为 $y(t)$. 随后, 经过下变频、数模转换后得到数字域基带自干扰信号, 去循环前缀后做 FFT 得到频域自干扰 $Y_i[k]$.

2.1 发射端 IQ 不平衡

在零中频全双工架构中, 由于混频器在混合 I, Q 两路信号时的幅、相不平衡性, 导致发射信号在上变频后引入镜像分量. 因此, 发射端混频器输出信号的数字基带等效模型可以写作

$$s_{up}(n) = s(n) + b_{Tx} s^*(n), \tag{1}$$

其中, b_{Tx} 为发射端混频器的频率无关不平衡系数, $(\cdot)^*$ 表示复共轭运算. 此外, IQ 不平衡一般采用镜像抑制比 (image rejection ratio, IRR) 来衡量, 其定义为

$$IRR_{Tx} = |b_{Tx}|^{-2}, \tag{2}$$

其中, $|\cdot|$ 表示取模运算. 实际案例中, 3GPP LTE/LTE-Advanced 无线电系统规范将移动用户设备发射机中带内镜像分量的最小衰减限制为 25 或 28 dB, 具体取决于规范要求 [20].

2.2 功放非线性

上变频后的信号 $s_{up}(n)$ 在经过功率放大器时, 由于 OFDM 信号高峰均比的特性, 不可避免地会产生非线性失真, 引入非线性分量. 记忆多项式模型能够很好地表征功放的非线性, 尤其是针对宽带

信号时^[21]. 因此, 功放输出信号的数字基带等效模型可以写作

$$s_{\text{PA}}(n) = \sum_{\substack{p=1 \\ p \text{ odd}}}^P a_p(n) * s_{\text{up}}(n) |s_{\text{up}}(n)|^{p-1} = \sum_{\substack{p=1 \\ p \text{ odd}}}^P a_p(n) * \sum_{q=0}^p c_{q,p-q} s^q(n) [s^*(n)]^{p-q}, \quad (3)$$

其中, $*$ 表示卷积运算, a_p 表示功放第 p 阶非线性失真的脉冲响应. 为方便起见, 定义基函数为

$$\phi_{p,q}(n) = s^q(n) [s^*(n)]^{p-q}. \quad (4)$$

此外, 将 $\phi_{p,q}(n)$ 所对应的系数简化记为 $c_{p,q}$, 可以写作

$$c_{p,q} = c_{p-1,q-1} (1 + |b_{\text{Tx}}|^2) + c_{p-2,q} b_{\text{Tx}}^* + c_{p,q-2} b_{\text{Tx}} \quad (p, q > 1). \quad (5)$$

特别地, $c_{1,0} = 1$, $c_{0,1} = b_{\text{Tx}}$. 并且当 $p, q < 0$ 时, $c_{p,q} = 0$. 因此, 功放输出信号可以简化为

$$s_{\text{PA}}(n) = \sum_{\substack{p=1 \\ p \text{ odd}}}^P \sum_{q=0}^p \alpha_{p,q}(n) * \phi_{p,q}(n), \quad (6)$$

其中, $\phi_{p,q}(n)$ 所经过的冲击响应为 $\alpha_{p,q}(n) = c_{p,q} a_p(n)$.

2.3 无线信道与射频域自干扰对消

发射信号 $s_{\text{PA}}(t)$ 从发射天线辐射出后, 将作为自干扰被同一终端的接收天线接收. 假设自干扰信道模型为

$$h_{\text{SI}}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l h_l \delta(t - \tau_l), \quad (7)$$

其中, L 表示多径数目, a_l 表示第 l 条径的幅度, τ_l 表示第 l 条径的时延, h_l 表示第 l 条径的信道衰落, 在数字域建模为均值为 0, 方差为 1 的复高斯 (Gaussian) 随机分布. 则空口接收到的自干扰信号 $y_{\text{ANT}}(t)$ 可以表示为

$$y_{\text{ANT}}(t) = h_{\text{SI}}(t) * s_{\text{PA}}(t) + z(t), \quad (8)$$

其中, $h_{\text{SI}}(t)$ 与 $z(t)$ 分别表示自干扰传播信道冲激响应与热噪声.

接下来, 考虑在接收天线处施行了多抽头延迟线射频域自干扰对消以保证接收自干扰不会超出接收端动态范围^[8]. 因此, 射频自干扰对消后的信号可以表示为

$$y(t) = [h_{\text{SI}}(t) - h_{\text{AC}}(t)] * s_{\text{PA}}(t) + z(t), \quad (9)$$

其中, $h_{\text{AC}}(t)$ 表示射频域自干扰对消器的冲激响应. 为方便起见, 下文中将自干扰传播信道与射频域对消器带来的联合冲击响应记为 $h_{\text{com}}(t) = h_{\text{SI}}(t) - h_{\text{AC}}(t)$.

2.4 接收端 IQ 不平衡

考虑接收天线增益归一化为 1, 则接收端混频器输入信号如式 (9) 所示. 与发射端 IQ 不平衡类似, 接收端混频器输出信号的数字基带等效模型可以写作

$$\begin{aligned} y_{\text{down}}(n) &= y(n) + b_{\text{Rx}} y^*(n) \\ &= h_{\text{com}}(n) * \sum_{\substack{p=1 \\ p \text{ odd}}}^P \sum_{q=0}^p \alpha_{p,q}(n) * \phi_{p,q}(n) + b_{\text{Rx}} h_{\text{com}}^*(n) * \sum_{\substack{p=1 \\ p \text{ odd}}}^P \sum_{q=0}^p \alpha_{p,q}^*(n) * \phi_{p,q}^*(n) + z'(n), \quad (10) \end{aligned}$$

其中, b_{Rx} 为接收端混频器的频率无关不平衡系数. 此外, 可以看出 $\phi_{p,q}^*(n) = \phi_{q,p}(n)$, 并且 $z'(n) = z(n) + b_{\text{Rx}}z^*(n)$. 因此, 上式可以简化为

$$y_{\text{down}}(n) = \sum_{\substack{p=1 \\ p \text{ odd}}}^P \sum_{q=0}^p \beta_{p,q}(n) * \phi_{p,q}(n) + z'(n), \quad (11)$$

其中, $\beta_{p,q}(n)$ 表示综合了收发端 IQ 不平衡、功放非线性、自干扰传播信道, 以及模拟域对消器的联合冲击响应, 可以表示为

$$\beta_{p,q}(n) = h_{\text{com}}(n) * \alpha_{p,q}(n) + b_{\text{Rx}}h_{\text{com}}^*(n) * \alpha_{q,p}^*(n). \quad (12)$$

在实际工程中, 受发射功率大小影响, 并不是所有接收自干扰分量的功率都大于噪声, 有被消除的必要^[19]. 如果对所有自干扰分量都进行消除, 很有可能会成倍地增加计算成本却只换取了微量的性能提升. 通常情况下, 假设只有 $p \in \mathcal{P}$, $q \in \mathcal{Q}$ 的自干扰分量有必要被消除. 因此, 式 (11) 可以写作

$$y_{\text{down}}(n) = \sum_{p \in \mathcal{P}} \sum_{q \in \mathcal{Q}} \beta_{p,q}(n) * \phi_{p,q}(n) + z'(n). \quad (13)$$

2.5 频域信号模型

时域基带信号 $y_{\text{down}}(n)$ 经过去循环前缀与 FFT 变换后, 得到第 i 个 OFDM 符号中第 k 个子载波上的频域自干扰信号 $Y_i[k]$. 不失一般性, 假设自干扰整个传播过程的联合冲击响应 $\beta_{p,q}(n)$ 的长度不超过循环前缀长度. 因此, $Y_i[k]$ 可以写作

$$Y_i[k] = \sum_{p \in \mathcal{P}} \sum_{q \in \mathcal{Q}} H_{p,q}[k] \Phi_{p,q,i}[k] + Z_i'[k]. \quad (14)$$

上式本质上描述了接收到的基带频域自干扰信号 $Y_i[k]$ 是 $\Phi_{p,q,i}[k]$ 在每一个频点处的线性组合. 其中, $H_{p,q}[k]$, $\Phi_{p,q,i}[k]$ 与 $Z_i'[k]$ 分别表示 $\beta_{p,q}(n)$, $\phi_{p,q}(n)$ 与 $z'(n)$ 的频域表达式. 为方便叙述, 将 $\Phi_{p,q,i}[k]$ 称之为 $Y_i[k]$ 的基函数.

此外, 值得注意的是, 本地全双工收发器的接收信号是自干扰和有用信号的一个合信号. 因此, 对接收信号进行的一系列频域信号处理需要自干扰和期望信号的传播延迟差满足一定的条件, 以确保子载波间的正交性^[22]. 假设自干扰传播延迟为 τ_{SI} , 期望信号传播时延为 τ_{DS} , 它们之间的总体相对传播延迟差可以表示为 $\Delta t = |\tau_{\text{SI}} - \tau_{\text{DS}}|$. 因此, Δt 对 OFDM 符号长度取余数应该在循环前缀长度范围内, 即

$$\text{mod} \{ \Delta t, (K + K_{\text{CP}}) T_s \} \leq K_{\text{CP}} T_s, \quad (15)$$

其中, $\text{mod} \{ \cdot \}$ 表示取余数操作. K , K_{CP} 和 T_s 分别表示 OFDM 符号子载波数目、循环前缀长度, 以及基带符号周期. 该假设被广泛应用于现有的全双工通信研究中, 并且在一些实际工程案例中能够被满足. 例如, 在 $K = 2048$ 并且子载波间隔为 15 kHz 的 20 MHz LTE 系统中, 通常循环前缀长度选择为 $K_{\text{CP}} = 144$ (对应于 4.7 μs) 以覆盖几英里范围, 适合城市地区的全双工系统应用. 当扩展循环前缀长度为 $K_{\text{CP}} = 512$ (对应于 16.7 μs), 覆盖范围将更宽, 适合郊区的全双工系统应用. 此外, 当 Δt 不满足式 (15) 时, 将这类情况称之为不可用范围, 可以采用定时异步自干扰消除系统通过特殊的循环前缀与导频设计来解决此问题^[23].

从式 (14) 可以看出, 频域自干扰对消的关键是在各个频点处估计出基函数 $\Phi_{p,q,i}[k]$ 所对应的自干扰信道频率响应 $H_{p,q}[k]$, 然后对自干扰信号进行重建与对消. 现有的研究通常是在频域借助 LS, RLS 和 LMS 估计器来解决上述问题. 但是, LS 和 RLS 估计器的资源消耗会随着基函数的数目指数增长^[18]. 此外, 尽管 LMS 估计器易于实现, 但其收敛时间较长, 收敛性能受步长影响^[24]. 在第 3 节, 将详细介绍一种低复杂度的基于正交化辅助连续干扰对消技术的频域自干扰对消方案.

3 频域自干扰对消

如图 1 所示, 所提出的频域自干扰对消方案由 5 个部分组成, 即时域基函数生成、去循环前缀、FFT、正交化和连续干扰对消. 首先, 需要利用数模转换器之前的时域发送数据按式 (4) 生成时域基函数 $\phi_{p,q,i}[k]$. 然后, 去除循环前缀并通过 K 点 FFT 变换将时域基函数转换为频域基函数 $\Phi_{p,q,i}[k]$. 接下来, 对频域基函数施行正交化操作后得到正交基函数 $\tilde{\Phi}_{p,q,i}[k]$. 最后, 通过连续干扰对消完成数字域自干扰消除. 下面, 将重点介绍正交化和连续干扰对消技术.

3.1 基函数正交化

在连续对消自干扰分量的过程中, 对其中一个基函数所对应的信道频率响应的估计是在假设其余基分量是噪声的基础上进行的. 因此, 基函数 $\{\phi_{p,q}(n)|p \in \mathcal{P}; q \in \mathcal{Q}\}$ (例如, $s, s^*, s|s|^2, s^*|s|^2, s|s|^4, s^*|s|^4$) 所对应频域分量之间的强相关性是不希望的, 它不仅会降低后续连续干扰对消的收敛速度, 还会降低其对消性能. 针对这一问题, 采用在连续干扰对消之前对频域基函数进行正交化的方案来确保后续连续干扰对消的性能. 其次, 考虑到非线性基函数 $\phi_{p,q}^{\text{non}}(n)$ (例如, $s, s|s|^2, s|s|^4$) 与其镜像分量 $\phi_{p,q}^{\text{im}}(n)$ (例如, $s^*, s^*|s|^2, s^*|s|^4$) 在频域的共轭对称性, 将正交化过程分解为非线性基函数与其镜像分量的分别正交化, 如图 1 所示.

作为预备阶段, 正交化旨在通过将频域基函数向量乘以正交化矩阵来降低它们之间的相关性. 为了简化下文的叙述, 分别定义频域的瞬时非线性基函数向量及其镜像基函数向量为

$$\Phi_i^{\text{non}}[k] = [\Phi_{1,0,i}[k] \ \Phi_{2,1,i}[k] \ \cdots \ \Phi_{\frac{P+1}{2}, \frac{P-1}{2}, i}[k]]^T, \quad (16)$$

$$\Phi_i^{\text{im}}[k] = [\Phi_{0,1,i}[k] \ \Phi_{1,2,i}[k] \ \cdots \ \Phi_{\frac{P-1}{2}, \frac{P+1}{2}, i}[k]]^T. \quad (17)$$

以非线性频域基函数向量为例, 其协方差矩阵可以写为

$$\mathbf{R} = \mathbb{E} \left\{ \Phi_i^{\text{non}}[k] \Phi_i^{\text{non}}[k]^H \right\}, \quad (18)$$

其中, $\mathbb{E}\{\cdot\}$ 表示对不同 OFDM 符号 i 以及不同子载波 k 的期望, $(\cdot)^T$ 表示矩阵转置.

可以看出, \mathbf{R} 是一个 Hermite 矩阵, 因此它的奇异值分解可以表示为

$$\mathbf{R} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H, \quad (19)$$

其中, $(\cdot)^H$ 表示矩阵共轭转置, $\mathbf{\Lambda}$ 是由 \mathbf{R} 的特征值按降序组成的对角矩阵, \mathbf{U} 是一个包含相应特征向量的酉矩阵. 根据式 (19), 非线性基函数的正交化矩阵可以写作

$$\mathbf{O} = \mathbf{\Lambda}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{U}^H, \quad (20)$$

其中, $\mathbf{\Lambda}^{-\frac{1}{2}}$ 表示 $\mathbf{\Lambda}$ 元素平方根的倒数.

借助于获得的正交化矩阵, 非线性频域基函数向量 $\Phi_i^{\text{non}}[k]$ 可以正交化如下:

$$\tilde{\Phi}_i^{\text{non}}[k] = \mathbf{O}\Phi_i^{\text{non}}[k]. \quad (21)$$

由非线性基函数与其镜像分量的关系易知, 频域镜像基函数的正交化矩阵为 \mathbf{O}^* . 类似的, 频域镜像基函数向量 $\Phi_i^{\text{im}}[k]$ 可以正交化如下:

$$\tilde{\Phi}_i^{\text{im}}[k] = \mathbf{O}^*\Phi_i^{\text{im}}[k]. \quad (22)$$

经过上述正交化操作后, 接收到的包含正交化频域基函数的自干扰可以写成如下矩阵形式:

$$Y_i[k] = \mathbf{H}^T[k]\Phi_i[k] + Z'_i[k] = \mathbf{H}^T[k] \begin{bmatrix} \mathbf{O} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{O}^* \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{O} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{O}^* \end{bmatrix} \Phi_i[k] + Z'_i[k] = \tilde{\mathbf{H}}^T[k]\tilde{\Phi}_i[k] + Z'_i[k], \quad (23)$$

其中, $\Phi_i[k] = \begin{bmatrix} \Phi_i^{\text{non}}[k] \\ \Phi_i^{\text{im}}[k] \end{bmatrix}$, $\mathbf{H}[k]$ 表示所对应基函数第 k 个子载波上的信道增益矩阵, 可以写作

$$\mathbf{H}[k] = \begin{bmatrix} H_{1,0}[k] & H_{2,1}[k] & \cdots & H_{\frac{P+1}{2}, \frac{P-1}{2}}[k] & H_{0,1}[k] & H_{1,2}[k] & \cdots & H_{\frac{P-1}{2}, \frac{P+1}{2}}[k] \end{bmatrix}^T. \quad (24)$$

此外, $\tilde{\mathbf{H}}^T[k] = \mathbf{H}^T[k] \begin{bmatrix} \mathbf{O} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{O}^* \end{bmatrix}^{-1}$, $\tilde{\Phi}_i[k] = \begin{bmatrix} \mathbf{O} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{O}^* \end{bmatrix} \Phi_i[k]$.

值得注意的是, 由于协方差矩阵 \mathbf{R} 的特征值是按降序排列组成, 正交化后的频域基函数将按功率从强到弱排列. 与在多用户检测中采用连续干扰消除的情况不同^[25], 所提方案自然地解决了频域自干扰分量按功率排序的问题, 这意味着频域非线性基函数与其镜像基函数可以按编号顺序对消. 此外, 在实际情况下, 由于接收机处较高阶非线性分量及其对应镜像分量的接收功率通常低于底噪, 在具体自干扰对消过程中一般不再考虑对其进行消除. 在本文中, 所考虑消除的自干扰分量的具体选择参考仿真分析部分.

3.2 连续干扰对消

连续干扰对消模块示意图如图 2 所示, 由 $r \times N$ 个干扰消除单元组成. 将每一列干扰消除单元视为一个组, 它前 $\frac{N}{2}$ 个干扰消除单元的功能是依次对消非线性基函数向量 $\Phi_i^{\text{non}}[k]$ 所对应的自干扰分量. 类似地, 后 $\frac{N}{2}$ 个干扰消除单元的功能是依次对消镜像基函数向量 $\Phi_i^{\text{im}}[k]$ 所对应的自干扰分量. 其中, N 表示所有需要对消的基函数个数. 需要指出的是, IQ 不平衡与功放非线性模型由硬件决定, 且所有基函数经过相同的自干扰信道. 因此, 功率大于底噪的基函数能够提前选取^[19]. 本文仿真分析部分详细介绍了待消除基函数的选择.

不失一般性, 以第一组干扰消除单元为例来详细说明信号处理流程. 如图 3 所示, 假设第 n 个干扰消除单元是消除基函数 $\tilde{\Phi}_{p,q,i}[k]$ 所对应的的自干扰分量. 其中, 输入 $Y_i^{(n)}[k]$ 是第 $n-1$ 个干扰消除单元输出的残余自干扰, 特别地, $Y_i^{(1)}[k] = Y_i[k]$. 此外, $\tilde{\Phi}_{p,q,i}[k]$ 作为参考信号输入, 与 $Y_i^{(n)}[k]$ 联合进行信道估计. 将其余自干扰分量 $\{\tilde{H}_{p',q'}[k]\tilde{\Phi}_{p',q',i}[k] | p' \neq p, q' \neq q\}$ 视为噪声后, 第 n 个干扰消除单元的信道估计结果可以写作

$$\hat{H}^{(n)}[k] = \mathbb{E} \left\{ \frac{Y_i^{(n)}[k]}{\tilde{\Phi}_{p,q,i}[k]} \right\}. \quad (25)$$

在实际工程中, 统计平均值很难计算, 因此将其替换为样本平均值. 假设保存了 I 个 OFDM 符号用于估计信道频率响应, $\hat{H}^{(n)}[k]$ 实际上由下式给出:

$$\hat{H}^{(n)}[k] = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I \frac{Y_i^{(n)}[k]}{\tilde{\Phi}_{p,q,i}[k]}. \quad (26)$$

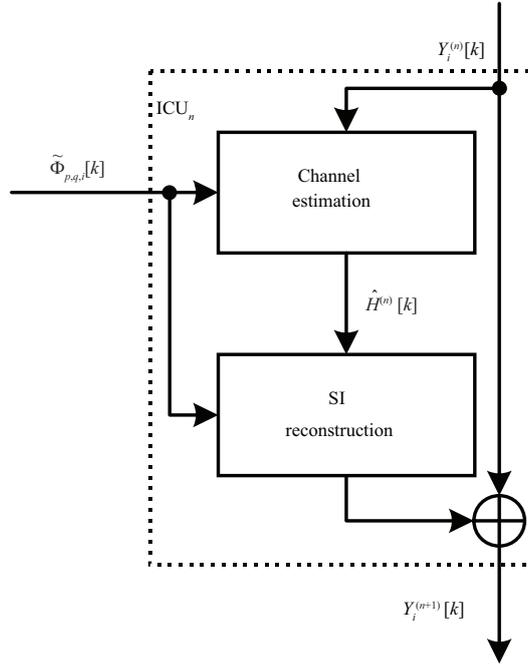


图 3 干扰消除单元信号处理流程示意图

Figure 3 The diagram of the signal processing flow within interference cancellation unit (ICU)

其中, $\Delta Y_i[k]$ 表示第 rN 个干扰消除单元输出的残余自干扰, 即连续干扰消除后的残余自干扰, 可以表示为

$$\Delta Y_i[k] = Y_i[k] - \sum_{n=1}^{rN} \hat{H}^{(n)}[k] \tilde{\Phi}_{(p,q) \rightarrow n,i}[k], \quad (31)$$

其中, $\tilde{\Phi}_{(p,q) \rightarrow n,i}[k]$ 表示第 n 个干扰消除单元中输入的参考正交化基函数.

基于上述讨论, 将本文所提算法的正交化与连续干扰消除过程汇总如算法 1 所示.

3.3 复杂度分析

从 3.2 小节可以看出, 借助于连续干扰对消技术, 已有的基于 LS/RLS 算法的联合信道估计被分解为仅包含除法运算的独立信道估计, 从而降低了自干扰对消的计算成本. 本小节我们将具体分析所提自干扰对消方案的计算成本, 并将其与已有自干扰对消方案进行比较^[15, 17, 19]. 由于复数乘法是所有运算中消耗资源最多的运算, 因此计算成本根据每个样本所需的复数乘法运算 (complex multiplication operations per sample, CMOPS) 来度量.

3.3.1 所提方案复杂度

首先, 由于基函数生成模块在其他已有自干扰消除方案中也需要, 且可以采用查表法完成. 因此, 该部分计算成本将不进行统计. 其次, 在对时域基函数进行 K 点 FFT 运算时, $\phi_{p,q}(n)$ 被分解为离散频率分量, 生成频域基函数 $\Phi_{p,q,i}[k]$, 该操作每个样本点需要 $\frac{1}{2}N \log_2 K$ 次复数乘运算. 然后, 在正交化阶段, 可以认为正交化矩阵 \mathbf{O} 已经离线计算并预先存储. 因此, 将非线性基函数向量及其镜像基函数向量分别乘以维数为 $\frac{N}{2} \times \frac{N}{2}$ 的正交化矩阵, 每个样本点需要 $\frac{N^2}{2}$ 次复数乘运算. 最后, 在连续干扰消除阶段, 根据式 (26) 可以看出, 在每个干扰消除单元中信道估计操作需要对每个基函数样本点进行一

算法 1 正交化与连续干扰抵消**Input:** $\Phi_i^{\text{non}}[k]$, $\Phi_i^{\text{im}}[k]$, $Y_i[k]$.**Output:** $\Delta Y_i[k]$.

- 1: Calculating orthogonalization matrix off-line: first, calculating the covariance matrix \mathbf{R} by (18); then, singular value decomposing \mathbf{R} by (19); last, constructing the orthogonalization matrix \mathbf{O} by (20);
- 2: Orthogonalization: performing orthogonalization on the frequency-domain basis function $\Phi_i^{\text{non}}[k]$ and $\Phi_i^{\text{im}}[k]$ by (21) and (22), respectively;
- 3: $n \leftarrow 1$, $Y_i^{(1)}[k] \leftarrow Y_i[k]$;
- 4: **while** $n \leq rN$ **do**
- 5: $p \leftarrow \text{mod}\{n, N\}$;
- 6: $q \leftarrow \text{mod}\{n, N\} - 1$;
- 7: **if** $p \leq \frac{N}{2}$ **then**
- 8: Calculating $\hat{H}^{(n)}[k]$ with $\tilde{\Phi}_{p,q,i}[k]$ by (26);
- 9: Reconstructing nonlinear component $\hat{Y}_i^{(n)}[k]$ with $\tilde{\Phi}_{p,q,i}[k]$ by (27);
- 10: Outputting the residual SI $Y_i^{(n+1)}[k]$ by (28).
- 11: **else** $\{p > \frac{N}{2}\}$
- 12: Calculating $\hat{H}^{(n)}[k]$ with $\tilde{\Phi}_{q-\frac{N}{2},p-\frac{N}{2},i}[k]$ by (26);
- 13: Reconstructing nonlinear component $\hat{Y}_i^{(n)}[k]$ with $\tilde{\Phi}_{q-\frac{N}{2},p-\frac{N}{2},i}[k]$ by (27);
- 14: Outputting the residual SI $Y_i^{(n+1)}[k]$ by (28);
- 15: **end if**
- 16: $n \leftarrow n + 1$;
- 17: **end while**

次复数除法. 如果将复数除法分解为一次复数乘法加上一次实数除法, 则连续干扰抵消针对每个样本点需要 rN 次复数乘来进行信道估计, 以及 $(r-1)N$ 次复数乘来进行额外的自干扰重建. 综上所述, 所提出的自干扰抵消方案整体计算成本统计如下:

$$\text{CMOPS} = \frac{1}{2}N \log_2 K + \frac{N^2}{2} + (2r-1)N. \quad (32)$$

3.3.2 复杂度对比

与所提自干扰消除方案的复杂度比较分别采用了已有时域自干扰消除方案^[15,17]和频域自干扰消除方案^[19]. 其中, 两种已有自干扰消除方案均能处理 IQ 不平衡以及功放非线性引入的额外自干扰分量. 不同的是, 已有自干扰消除方案的自干扰信道是由众所周知的 LS, RLS 或 LMS 算法估计得出. 文献 [19] 中的频域自干扰消除方案, 基于 LS, RLS 和 LMS 算法进行信道估计时每个采样点分别需要 $\frac{2}{3}N^3 + 2N^2 + N$, $4N^2 + 4N$ 和 $2N$ 次复数乘运算. 类似地, 假设在时域有 L 条自干扰传播路径, 文献 [15] 中的时域自干扰消除方案基于 LS 和 RLS 算法进行信道估计时每个采样点分别需要 $\frac{2}{3}(NL)^3 + 2(NL)^2 + NL$ 和 $4(NL)^2 + 4NL$ 次复数乘运算, 而文献 [17] 中采用的自适应 LMS 算法每个采样点需要 $N^2 + 2LN$ 次复数乘运算. 因此, 复杂度对比如表 1 所示.

4 数值仿真验证**4.1 仿真条件设置**

为了验证所提自干扰消除方案的性能, 本小节将在如表 2 所示全双工收发机系统级参数条件下进行数值仿真验证.

表 1 不同自干扰抵消方案的计算成本^{a)}Table 1 Computational cost of different schemes on SI cancellation^{a)}

Scheme	CMOPS
LS-based TD scheme ^[15]	$\frac{2}{3}L^3N^3 + 2L^2N^2 + LN$
RLS-based TD scheme ^[15]	$4L^2N^2 + 4LN$
LMS-based TD canceller ^[17]	$N^2 + 2LN$
LS-based FD scheme ^[19]	$\frac{1}{2}N\log_2K + \frac{2}{3}N^3 + 2N^2 + N$
RLS-based FD scheme ^[19]	$\frac{1}{2}N\log_2K + 4N^2 + 4N$
LMS-based FD scheme ^[19]	$\frac{1}{2}N\log_2K + 2N$
Proposed scheme	$\frac{1}{2}N\log_2K + \frac{N^2}{2} + (2r - 1)N$

a) TD: time-domain; FD: frequency-domain.

表 2 全双工收发机系统级参数

Table 2 System-level parameters of the considered full-duplex transceiver

Parameter	Value
Signal bandwidth	100 MHz
Oversampling rate	6
Modulation	OFDM
Constellation	16QAM
Number of subcarrier K	256
Size of cyclic prefix	64
Transmitting power	17 dBm
SI channel after radio frequency SI cancellation	Multi-path Rayleigh fading
Receiving power before analog-to-digital converter (ADC)	-34 ~ -84 dBm
Receiver noise floor	-94 dBm
Number of OFDM symbol I	800
IRR	28 dB

此外, 发射端功放非线性被建模为记忆多项式模型, 其非线性阶数 $P = 5$, 记忆深度为 3, 多项式系数为

$$\begin{aligned}
 a_{10} &= 1.0513 + 0.0904j, & a_{11} &= -0.0680 - 0.0023j, & a_{12} &= 0.0289 - 0.0054j, \\
 a_{30} &= -0.0542 - 0.2900j, & a_{31} &= 0.2234 + 0.2317j, & a_{32} &= -0.0621 - 0.0932j, \\
 a_{50} &= -0.9657 - 0.7028j, & a_{51} &= -0.2451 - 0.3735j, & a_{52} &= 0.1229 + 0.1508j.
 \end{aligned}$$

自干扰信道 $h_{SI}(n)$ 采用 TDL-A-10ns, 为 3GPP 的信道标准^[26]. 具体自干扰信道状态信息显示在表 3 中.

4.2 仿真结果与分析

首先, 图 4(a) 和 (b) 展示了全双工收发机存在 IQ 失衡与功放非线性时, 在接收端各自干扰分量的功率随发射功率的变化. 其中, 假设天线隔离度与模拟自干扰消除率分别为 20 dB^[7], 且根据式 (11) 可知, 接收自干扰中存在的失真分量包括 $s, s^*, s^3, s|s|^2, s^*|s|^2, (s^*)^3, s^5, s^3|s|^2, s|s|^4, s^*|s|^4, (s^*)^3|s|^2, (s^*)^5$. 可以看出, 在不同发射功率条件下, 并不是所有自干扰分量的功率都大于底噪. 此外, 自干扰分

表 3 自干扰信道信息

Table 3 SI channel state information

Delay (T_s)	Amplitude gain	Delay (T_s)	Amplitude gain
0	0.8122944	5	0.030369523
1	0.007408687	6	0.009934433
2	0.085806413	11	0.00014117
3	0.054045375	-	-

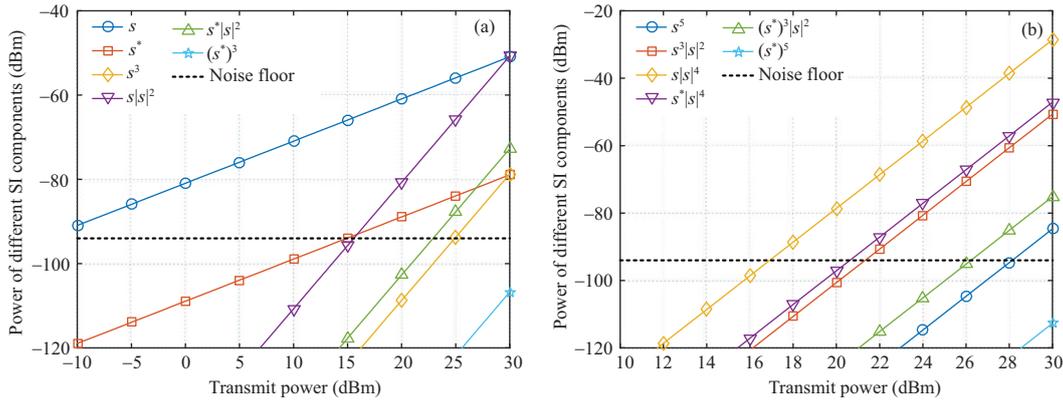


图 4 (网络版彩图) (a) 1, 3 阶和 (b) 5 阶自干扰分量的功率水平

Figure 4 (Color online) Power levels of (a) the 1st, the 3rd, and (b) the 5th order SI components

量的非线性阶数越高, 其功率随发射功率增长得越快. 当发射功率为 30 dBm 时, 自干扰分量 $s|s|^4$ 的功率已经超过线性自干扰分量 s 的功率. 但是, 在 LTE 标准中, 为了保证发射信号在接收端能够正常解调, 其误差向量幅度最低要求不超过 17.5%. 因此, 在表 2 所示全双工收发机系统级参数条件中, 设置发射功率为 17 dBm 来满足上述标准, 此时式 (13) 中的待消除自干扰分量可以选取为 s , s^* , $s|s|^2$, $s^*|s|^2$, $s|s|^4$, $s^*|s|^4$. 在下面仿真中, 如无特殊说明, 选取消除的自干扰分量如上所述.

图 5(a) 展示了在不同条件下所提方案自干扰消除性能随接收自干扰信号干噪比 (interference-to-noise ratio, INR) 的变化. 仿真中, 设置了有正交化操作和无正交化操作两种情况, 每种情况下的干扰消除单元级联组数 r 分别为 1, 2, 3. 可以看出, 在 $10 \text{ dB} \leq \text{INR} \leq 25 \text{ dB}$ 时, 不同条件下的自干扰消除率几乎没有区别. 但是, 在 $\text{INR} > 25 \text{ dB}$ 时, 可以看出在连续干扰对消前设置正交化操作能够有效提升自干扰消除率. 例如, 在 $r = 2$ 且 $\text{INR} = 60 \text{ dB}$ 的条件下, 增加正交化操作后连续干扰对消性能提升了 9 dB 左右. 同时, 可以看出在高干噪比情况下, 适当增加干扰消除单元级联组数 r 能够有效提升自干扰消除率. 例如, 在 $\text{INR} = 60 \text{ dB}$ 的条件下, 无正交化操作时 r 从 1 增加到 2 和从 2 增加到 3 分别提升了 5 和 4 dB 左右的自干扰消除率, 有正交化操作时 r 从 1 增加到 2 提升了 3 dB 左右的自干扰消除率, 但是 r 从 2 增加到 3 却对自干扰消除率几乎没有提升. 综合上述分析, 可以看出所提自干扰对消方案中的正交化操作对连续干扰对消的高效运行起着至关重要的作用, 而适当增加干扰消除单元级联组数 r 能够提升自干扰消除性能.

图 5(b) 展示了不同干噪比条件下, 所提方案的自干扰消除性能随干扰消除单元个数的变化, 即连续干扰对消过程中的自干扰消除率上升曲线. 可以看出, 在不同干噪比条件下, 随着干扰消除单元的增多, 所提方案的自干扰消除率逐渐提高并收敛, 且干噪比越小, 自干扰消除率的收敛速度越快. 例如,

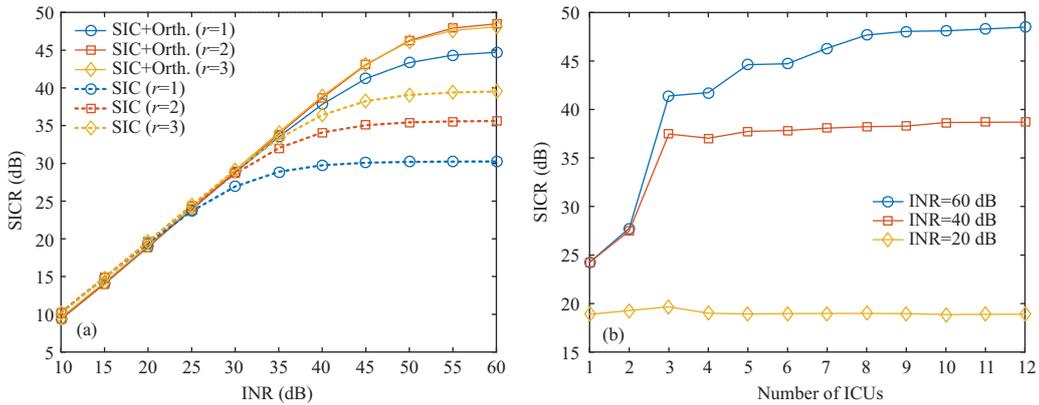


图 5 (网络版彩图) 所提方案自干扰消除率随 (a) 干燥比的变化和 (b) 干扰消除单元数的变化

Figure 5 (Color online) The SICR of the proposed scheme vs. (a) the INR and (b) the number of the ICUs

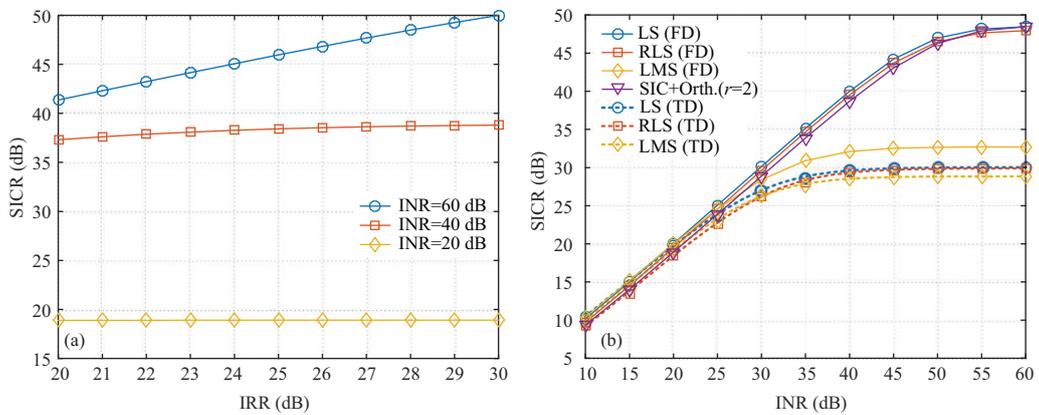


图 6 (网络版彩图) (a) 所提方案自干扰消除率随镜像抑制比的变化; (b) 所提方案与已有自干扰消除方案性能对比

Figure 6 (Color online) (a) The SICR of the proposed scheme vs. the IRR; (b) performance comparison between the proposed scheme and existing SI cancellation scheme

在 $INR = 20$ dB 时, 自干扰消除率在第 4 个干扰消除单元处完成收敛, 而在 $INR = 60$ dB 时, 自干扰消除率在第 8 个干扰消除单元后还有轻微的提升. 此外, 还可以看出所提方案的自干扰消除率在前 3 个干扰消除单元处提升最大, 随后增长得越来越慢. 换句话说, 在连续自干扰对消过程中, 并不是所有的干扰消除单元都能够对整体自干扰对消性能的提升做出贡献, 且干燥比越低, 真正有效进行自干扰消除的单元数越少. 因此, 在今后的实际工程应用中, 所提方案能够通过灵活缩减自干扰消除单元数, 在不恶化自干扰消除性能的同时进一步降低复杂度.

不同的全双工架构下, 镜像抑制比可能不同. 因此, 图 6(a) 描绘了不同干燥比条件下, 所提方案的自干扰消除率随镜像抑制比的变化. 可以看出, 在干燥比较高的情况下, 全双工收发机的镜像抑制比越大, 产生的镜像自干扰分量功率越小, 所提方案的自干扰消除率也就越大. 例如, 在 $INR = 60$ dB 时, 当镜像抑制比从 20 dB 增加到 30 dB, 所提方案的自干扰消除率从 42 dB 增加到了 50 dB. 但是, 在干燥比较低的情况下, 所提方案的自干扰消除率几乎不随镜像抑制比变化. 例如, 在 $INR = 20$ dB 时, 镜像抑制比从 20 dB 增加到 30 dB, 所提方案自干扰消除率一直保持在 19 dB 左右.

为了验证所提算法的有效性, 设置了已有频域自干扰对消^[19] 和时域自干扰对消方案^[15,17] 与所提

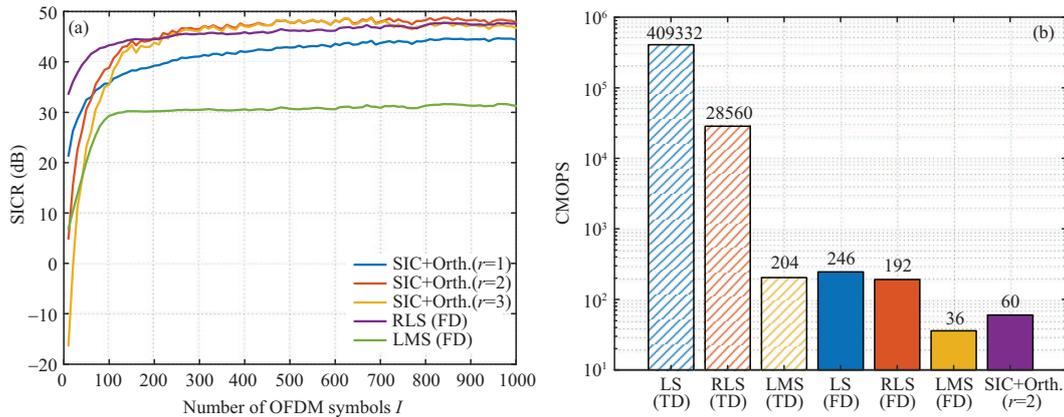


图 7 (网络版彩图) (a) 不同方案下自干扰消除率随 OFDM 符号数的变化; (b) 所提方案与已有自干扰消除方案复杂度对比

Figure 7 (Color online) (a) The SICR vs. the number of the OFDM symbols I under different schemes; (b) complexity comparison between the proposed scheme and existing SI cancellation scheme

方案进行性能对比,如图 6(b)所示.其中,已有自干扰对消方案中的信道估计分别采用了 LS, RLS 和 LMS 算法.为了展示频域自干扰对消方案对时间同步误差的不敏感性,在上述方案中均设置了 $0.1T_s$ 的时间同步误差,且设置了所提方案中的干扰消除单元级联组数 $r=2$,时域与频域方案中的 RLS 算法参数 $\lambda=0.9998$, $\delta=3 \times 10^{-7}$,时域方案中的 LMS 算法步长 $\mu=0.2$,频域方案中的 LMS 算法步长 $\mu=0.8$.可以看出,在时间同步误差存在的情况下,频域自干扰对消方案的性能明显优于时域自干扰对消方案的性能.此外,所提算法在 $r=2$ 条件下的自干扰对消性能与基于 LS/RLS 算法的频域自干扰对消方案性能在 $10 \text{ dB} \leq \text{INR} \leq 60 \text{ dB}$ 时几乎没有差别,且明显优于基于 LMS 算法的频域自干扰对消方案的性能.另外需要说明的是,基于 LS/RLS 算法的频域自干扰对消方案在 $\text{INR} > 45 \text{ dB}$ 时没有将自干扰抑制到底噪附近,是因为在所有自干扰对消方案中均选择待消除自干扰分量为 $s, s^*, s|s|^2, s^*|s|^2, s|s|^4, s^*|s|^4$,以此保证对比的公平性.

此外,用于进行信道估计的 OFDM 符号数也是影响自干扰消除率的一个重要因素.图 7(a) 给出了所提方案在 $r=1, 2, 3$ 时自干扰消除率随 OFDM 符号数的变化曲线,该结果为 50 次 Monte-Carlo 实验结果的平均.可以看出,在 $I < 200$ 时,自干扰消除率随 I 的增加而增加.但是,在 $I \geq 200$ 时,自干扰消除率逐渐趋于平稳,尤其在 $r=2, 3$ 时.此外,值得注意的是当 I 较小的时候,自干扰消除率不一定会随着干扰消除单元级联组数 r 的增加而提升,反而有可能会降低自干扰消除率.例如,在 $I < 60$ 时, r 从 1 增加到 2 反而降低了自干扰消除率,这是因为在信道估计时计算其算数平均的样本不足,导致在 $r=2$ 时多个干扰抑制单元的信道估计误差累积,降低了整体的自干扰消除率.另外,作为对比,图 7(a) 还展示了采用基于 RLS 和 LMS 算法的频域自干扰消除方案时自干扰消除率随 OFDM 符号数的变化曲线.其中,基于 RLS 算法的频域自干扰消除方案在 $I=100$ 时基本收敛,相较于所提方案其收敛速度较快,但两者收敛后的自干扰消除性能相差不大.此外,基于 LMS 算法的频域自干扰消除方案虽然在 $I=100$ 时收敛,但是其收敛后的自干扰消除性能明显低于所提方案的自干扰消除性能.

图 7(b) 还展示了上述用于性能对比方案的复杂度.复杂度 CMOPS 的计算详见表 1,其中根据仿真参数设置可得 $L=14$, $N=6$, $K=256$, $r=2$.可以看出,由于需要考虑多径的影响,时域自干扰对消方案的复杂度远高于所对应频域对消方案的复杂度.在频域自干扰对消方案中,所提方案的复杂度

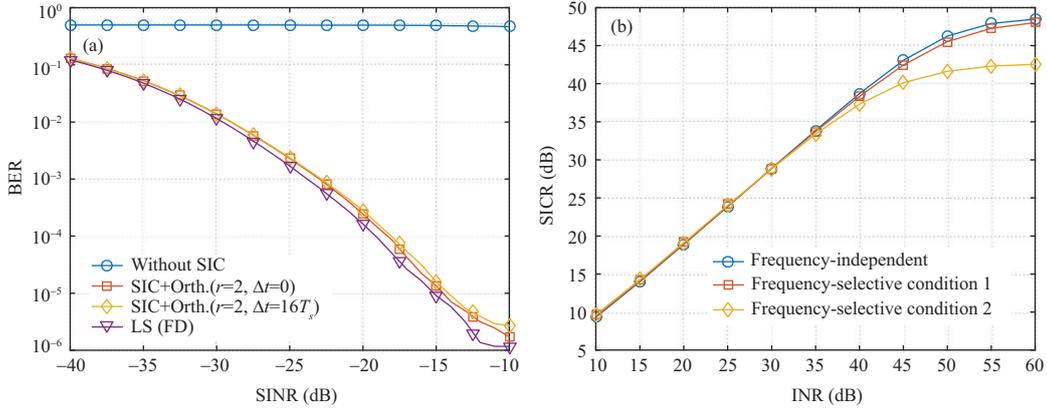


图 8 (网络版彩图) (a) 自干扰消除后期望信号误码率随信干噪比的变化; (b) 频率选择性 IQ 不平衡场景下所提方案自干扰消除性能随干噪比的变化

Figure 8 (Color online) (a) The BER of the desired signal vs. the SINR after SI cancellation; (b) the SICR vs. the INR in the presence of the frequency-selective IQ imbalance

相比基于 LS/RLS 算法的自干扰对消方案复杂度分别降低了 75.6% 和 68.75%。此外, 虽然所提算法的复杂度高于基于 LMS 算法的频域自干扰对消方案的复杂度, 但是结合图 6(b) 可以看出, 其自干扰消除率在 $INR = 60$ dB 时比基于 LMS 算法的频域自干扰对消方案的自干扰消除率高出了 15 dB 左右。

另外, 自干扰消除的目的是为了更好地接收目标信号。因此, 图 8(a) 展示了实施不同自干扰消除方案后, 期望信号误码率 (bit error rate, BER) 随信干噪比 (signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR) 的变化。其中, 发射期望信号的远端全双工收发机系统级参数如表 2 所示, 且假设期望信号经过与自干扰信道不同的瑞利 (Rayleigh) 衰落信道后到达接收端的信噪比为 20 dB, 且信干噪比从 $-40 \sim -10$ dB 变化。在自干扰消除后, 对期望信号的信道均衡采用基于导频的频域均衡^[27]。此外, 在所提自干扰消除方案中设置 $\Delta t = 0, 16T_s$ 。可以看出, 在不进行自干扰消除时, 直接对期望信号进行信道均衡与解码, 其误码率只能达到 0.5。但是, 在进行自干扰消除后, 期望信号的误码率随着信干噪比的增加而降低。其中, 在实施所提自干扰消除方案时, $\Delta t = 0$ 和 $16T_s$ 条件下的期望信号误码率曲线能够很好地重合, 这说明当自干扰和期望信号之间的总体相对传播时延差在 OFDM 符号循环前缀长度内时, 所提自干扰消除方案是有效的。另外, 结合图 6(b) 的结果, 还展示了基于 LS 算法的频域自干扰消除方案下的误码率结果作为对比。可以看出, 在信干噪比较小的情况下, 基于 LS 算法的频域自干扰消除方案与所提方案下的误码率结果基本一致。随着信干噪比的增加, 前者误码率略低于所提方案下的误码率。

最后, 考虑到由非理想的正交调制解调混频器带来的 IQ 不平衡是频率无关的, 而由 I 路和 Q 路滤波器的频率响应所带来的不平衡是与频率有关的^[11]。因此, 图 8(b) 展示了在不同频率选择性 IQ 不平衡场景下所提方案自干扰消除性能随干噪比的变化, 同时展示了频率无关 IQ 不平衡场景下的结果作为对比。其中, 所提方案中的干扰消除单元级联组数 $r = 2$ 。频率选择性 IQ 不平衡场景 1 中设置 I 路滤波器为 $h_I(t) = \delta(t)$, Q 路滤波器为 $h_Q(t) = \delta(t) + 0.1\delta(t - T_s)$ 。频率选择性 IQ 不平衡场景 2 中设置 I 路滤波器为 $h_I(t) = \delta(t) + 0.1\delta(t - T_s)$, Q 路滤波器为 $h_Q(t) = \delta(t) + 0.07\delta(t - T_s) + 0.07\delta(t - 2T_s)$ 。可以看出, 在 $INR < 35$ dB 的时候, 频率无关 IQ 不平衡与频率选择性 IQ 不平衡场景下, 所提方案均能将自干扰抑制到底噪附近。在 $INR \geq 35$ dB 时, 所提方案在频率选择性 IQ 不平衡场景 1 下的自干扰消除性能略低于在频率无关 IQ 不平衡场景下的性能。而在频率选择性 IQ 不平衡场景 2 中, 所提方案在 $INR = 60$ dB 时只能取得 43 dB 的自干扰抑制比, 相比频率无关 IQ 不平衡场景, 性能降低了

6 dB. 因此, 在下一步工作中, 将考虑在频率选择性 IQ 不平衡场景下对所提方案进行改进与分析.

5 总结

本文基于 OFDM 调制的全双工零中频架构, 考虑了 IQ 不平衡和功放非线性存在下时域自干扰消除器复杂度高的问题, 提出并分析了一种低复杂度的频域自干扰消除方案. 该方案包含了时域基函数生成、去循环前缀、FFT、正交化和连续干扰对消 5 个阶段. 其中, 正交化过程在连续干扰对消之前对非线性基函数及其镜像分量并行正交化, 降低了频域基函数之间的相关性. 接下来, 连续干扰对消将频域非线性基函数及其镜像分量串联逐步对消, 最终达到消除自干扰的目的. 所提出的正交化辅助的连续干扰对消技术, 能够将已有的基于 LS 或 RLS 算法的联合频域信道估计分解为多个独立的信道估计过程, 从而降低了自干扰消除方案的复杂度.

参考文献

- 1 Sabharwal A, Schniter P, Guo D, et al. In-band full-duplex wireless: challenges and opportunities. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2014, 32: 1637–1652
- 2 Xu Q, Quan X, Pan W S, et al. Analysis and experimental verification of RF self-interference cancellation for co-time co-frequency full-duplex LTE. *J Electron Inform Technol*, 2014, 36: 662–668 [徐强, 全欣, 潘文生, 等. 同时同频全双工 LTE 射频自干扰抑制能力分析 & 实验验证. *电子与信息学报*, 2014, 36: 662–668]
- 3 Makar G, Tran N, Karacolak T. A high-isolation monopole array with ring hybrid feeding structure for in-band full-duplex systems. *Antennas Wirel Propag Lett*, 2017, 16: 356–359
- 4 Tianang E G, Filipovic D S. A dipole antenna system for simultaneous transmit and receive. In: *Proceedings of IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Vancouver, 2015. 428–429
- 5 Laco J M, Gregorio F H, González G, et al. Patch antenna design for full-duplex transceivers. In: *Proceedings of IEEE European Conference on Networks and Communications*, Oulu, 2017. 1–5
- 6 Venkatakrishnan S B, Alwan E A, Volakis J L. Wideband RF self-interference cancellation circuit for phased array simultaneous transmit and receive systems. *IEEE Access*, 2018, 6: 3425–3432
- 7 Liu Y, Roblin P, Quan X, et al. A full-duplex transceiver with two-stage analog cancellations for multipath self-interference. *IEEE Trans Microwave Theor Techn*, 2017, 65: 5263–5273
- 8 Lu H T. Research on key technologies of radio frequency self-interference cancellation in co-time co-frequency full-duplex radios. Dissertation for Ph.D. Degree. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2016 [鲁宏涛. 同时同频全双工射频自干扰抑制关键技术研究. 博士学位论文. 成都: 电子科技大学, 2016]
- 9 Wang D, Hunag K Z, Li Y Z. Digital cancellation algorithms of in-band full duplex. *Appl Res Comput*, 2016, 33: 2241–2245 [王丹, 黄开枝, 李云洲. 同频同时全双工数字自干扰抵消算法. *计算机应用研究*, 2016, 33: 2241–2245]
- 10 Guo W, He Y, Zhao H, et al. Self-interference cancellation for cooperative jamming communications with nonideal alignment and channel equalization. *Sci China Inf Sci*, 2021, 64: 212302
- 11 Fan L L. Calibration of IQ imbalance and PA nonlinearity for OFDM systems. Dissertation for Master's Degree. Hangzhou: Zhejiang University, 2015 [范琳琳. OFDM 系统中 IQ 不平衡和功放非线性校正方法研究. 硕士学位论文. 杭州: 浙江大学, 2015]
- 12 Bliss D W. Full-duplex self-interference mitigation analysis for direct conversion RF nonlinear MIMO channel models with IQ mismatch. In: *Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, New Orleans, 2017. 6543–6547
- 13 Liu Y, Quan X, Pan W, et al. Performance analysis of direct-learning digital predistortion with loop delay mismatch in wideband transmitters. *IEEE Trans Veh Technol*, 2016, 65: 7078–7089

- 14 Korpi D, Anttila L, Syrjala V, et al. Widely linear digital self-interference cancellation in direct-conversion full-duplex transceiver. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2014, 32: 1674–1687
- 15 Korpi D, Huusari T, Choi Y, et al. Digital self-interference cancellation under nonideal RF components: advanced algorithms and measured performance. In: *Proceedings of IEEE International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, Stockholm, 2015. 286–290
- 16 Anttila L, Korpi D, Syrjälä V, et al. Cancellation of power amplifier induced nonlinear self-interference in full-duplex transceivers. In: *Proceedings of IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, 2013. 1193–1198
- 17 Korpi D, Choi Y, Huusari T, et al. Adaptive nonlinear digital self-interference cancellation for mobile inband full-duplex radio: algorithms and RF measurements. In: *Proceedings of IEEE Global Communications Conference*, San Diego, 2015. 1–7
- 18 Komatsu K, Miyaji Y, Uehara H. Frequency-domain Hammerstein self-interference canceller for in-band full-duplex OFDM systems. In: *Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, San Francisco, 2017. 1–6
- 19 Komatsu K, Miyaji Y, Uehara H. Basis function selection of frequency-domain hammerstein self-interference canceller for in-band full-duplex wireless communications. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2018, 17: 3768–3780
- 20 3GPP. Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); User equipment (UE) radio transmission and reception (3GPP TS 36.101 version 11.2.0 release 11). www.3gpp.org/DynaReport/36101.htm
- 21 Ding L, Zhou G T, Morgan D R, et al. A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials. *IEEE Trans Commun*, 2004, 52: 159–165
- 22 Quan X, Liu Y, Chen D, et al. Blind nonlinear self-interference cancellation for wireless full-duplex transceivers. *IEEE Access*, 2018, 6: 37725–37737
- 23 Li T, Xiao S, Shen Y, et al. A timing asynchronous self-interference cancellation method in full-duplex OFDM systems. In: *Proceedings of IEEE International Conference on Communications*, Montreal, 2021. 1–6
- 24 Zhang Y, Chambers J A, Wang W, et al. A new variable step-size LMS algorithm with robustness to nonstationary noise. In: *Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Honolulu, 2007. 1349–1352
- 25 Mohammad M, Buehrer R. The effects of ordering criteria in linear successive interference cancellation in CDMA systems. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2008, 7: 4128–4132
- 26 3rd Generation Partnership Project. Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (3GPP TR 38.901 version 14.3.0 release 14). www.3gpp.org/DynaReport/38901.htm
- 27 吴伟陵, 牛凯. 移动通信原理. 第 2 版. 北京: 电子工业出版社, 2009

Frequency-domain nonlinear interference cancellation scheme with IQ imbalance in full-duplex systems

Yimin HE, Hongzhi ZHAO* & Shihai SHAO

National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China

* Corresponding author. E-mail: lyn@uestc.edu.cn

Abstract In this article, a novel frequency-domain (FD) self-interference cancellation method is proposed for full-duplex systems that reduces the complexity of existing time-domain, self-interference cancellation methods, as the reflection paths of self-interference are rich. Based on direct conversion full-duplex architecture, we improve the accuracy of the self-interference model by jointly considering IQ imbalance and power amplifier (PA) nonlinearity. Then, self-interference cancellation with low complexity is realized by performing orthogonalization-assisted successive interference cancellation. Simulation results show that the proposed method achieves a performance equivalent to that of the existing RLS-based FD self-interference cancellation method in the presence of IQ imbalance and PA nonlinearity, while reducing computational cost by 68.75%.

Keywords full-duplex, self-interference cancellation, IQ imbalance, nonlinear, frequency domain