

DOI: 10.13382/j.jemi.B2407891

FDD 系统中 TSL 和传播延迟的联合估计与补偿*

赵海军¹ 陈华月¹ 崔梦天²

(1. 西华师范大学计算机学院 南充 637009; 2. 西南民族大学计算机科学与技术学院 成都 610041)

摘要:针对无线通信系统中的发射信号泄漏(TSL)和传播延迟进行了研究。首先,建立起 TSL 污染的基带数字模型,模型考虑了污染信道的时变变化和到接收机的传播延迟,分析并建立了基于一阶自回归模型的 TSL 时变信道;其次,基于最小均方(LMS)算法得出了 TSL 时变信道的复增益估计,并建立起了一种实现 TSL 污染和传播延迟补偿的离散时间观测模型,得到了无补偿小数部分延迟情形下补偿算法的渐近性能表达式;最后,通过对同步情形下的复信道增益估计和小数部分延迟影响的分析,提出了一种基于复信道时变增益和小数部分延迟的联合估计的数字补偿算法。仿真实验结果表明,提出的联合估计补偿算法不仅是有效和鲁棒的,而且相比于多抽头 LMS 方案和目前其他先进方案具有更好的信干比性能和更低的复杂度。

关键词:无线通信系统; 双工模式; 信道污染; 传播延迟; 估计与补偿; 信干比

中图分类号: TN929.532 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.51050

Joint estimation and compensation for TSL and propagation delay in FDD system

Zhao Haijun¹ Chen Huayue¹ Cui Mengtian²

(1. School of Computer, China-West Normal University, Nanchong 637009, China; 2. School of Computer Science and Technology, Southwest University for Nationalities, Chengdu 610041, China)

Abstract: In this paper, transmitted signal leakage(TSL) and propagation delay in wireless communication system are studied; Firstly, a baseband digital model of TSL pollution is established, the time variation of the polluted channel and the propagation delay to the receiver is considered in this model, and the TSL time-varying channel based on the first-order autoregressive model is analyzed and established. Secondly, the complex gain estimation of TSL time-varying channel is obtained based on the least mean square algorithm, and a discrete time observation model is established to implement the compensation of TSL pollution and propagation delay. The asymptotic performance expression of the compensation algorithm in the case of uncompensated fractional delay is obtained. Finally, a digital compensation algorithm based on the joint estimation of complex channel time-varying gain and fractional delay is proposed by analyzing the complex channel gain estimation and fractional delay influence in the case of synchronization. The simulation experiment results show that the proposed joint estimation compensation algorithm is not only effective and robust, but also has better signal interference ratio performance and lower complexity than the multi-tap LMS solution and other advanced schemes.

Keywords: wireless communication system; duplex mode; channel pollution; propagation delay; estimation and compensation; signal interference ratio

0 引言

在无线通信系统中,发射和接收可以基于时分双工(time division duplexing, TDD)或频分双工(frequency

division duplexing, FDD)^[1-3]。在 TDD 中,发射和接收在时间上是分开的,一个时隙专用于发射,另一个时隙专用于接收。而对于 FDD,即本文所研究的情形,发射和接收是同时进行的,但采用两个不同的载波频率。

在无线收发器中,由于发射和接收采用一个公共天

线,因此采用双工器来连接接收机(Rx)路径和发射机(Tx)路径^[4]。在实际应用中,由于双工器只能实现平均 50 dB 的衰减,因此,Tx 路径和 Rx 路径之间的隔离是有限的^[5]。这样,发射信号会泄漏到 Rx 路径,从而导致所谓的发射信号泄漏(transmitted signal leakage, TSL)现象。尽管上行链路和下行链路频带是分离的,接收信号不会直接受到发射信号泄漏的影响,位于解调部分之后的低通滤波器(low pass filter, LPF)会将其全部从频带信号中滤除,但由于 Rx 部分的元件中的非线性和缺陷,特别是低噪声放大器(low noise amplifier, LNA)和解调器^[6-7],使得发射信号的图像可能污染基带中的接收信号。这些缺陷导致二阶互调产物,向下转移到 TSL 信号的基带平方分量^[8]。在实际情形中,除非接收机远离发射机(如蜂窝通信中的小区边缘环境),这个污染信号才可以忽略,因为接收信号的功率很弱,而发射信号的功率很强^[9]。

为了消除这种污染,可以采用模拟方法。文献[10-11]提出在 LNA 之前或之后的 Rx 部分增加一个带通滤波器;文献[12]针对 Tx 路径中存在的高频污染,提出了一种基于变分模态分解(variational mode decomposition, VMD)的自适应降噪方法。首先,通过相关系数筛选有效的本征模态函数(intrinsic mode function, IMF),实现信号重构。然后,根据重构信号信息熵的最小值,得到最优分解层数和最优 VMD 去噪信号;最后,利用负压波理论实现泄漏位置的确定。文献[13]提出了一种有效的方法来抑制由于 Tx 到 Rx 串扰引起的泄漏,克服了增益和线性限制;文献[14]针对由天线互耦引起的自干扰信号,特别是专用收发天线配置,提出了一种基于天线解耦的新型自干扰消除(self-interference cancellation, SIC)技术。首先,利用天线散射矩阵表示法和球面矢量波展开法对自干扰无线电信道进行基本的物理和数学描述。然后,讨论了多输入多输出全双工无线收发器的无损网络解耦技术。并基于非线性最小均方(least mean square, LMS)提出了一种消除接收机中发射信号泄漏的二阶互调的数字技术,最后,给出了两种天线互耦测量的实验结果,即单输入单输出设置和 2×2 双极化多输入多输出设置。文献[15-17]采用了不同的信道模型,从单一系数到指数衰减滤波器,或更一般的有限脉冲响应滤波器。然而,这些方法没有考虑双工器隔离是时变的。此外,在平坦 TSL 信道假设下,没有考虑在接收部分由于数字模块、模拟模块和向接收机的传播而存在的小数部分延迟。文献[18]针对 FDD 中的射频收发器遭受不必要的 Tx 泄漏信号、载波聚集,以及调制杂散干扰损害接收器,提出了一种新的 LMS 算法,算法结合了信号统计知识,可以有效地提高对 Tx 泄漏干扰的抵消。

本文针对 TSL 问题提出了一种联合估计数字补偿算法。提出的算法利用发射信号知识作为参考,估计了假设为频率平坦并遵循一阶自回归(first order autoregressive, AR1)^[19]模型的 TSL 信道,以及由收发机引入的小数部分延迟。具体来说,本文的主要创新点可概括为提出了一种 TSL 污染的基带数字模型,模型考虑了污染信道的变化时间和到接收机的传播延迟。分析并建立了基于 AR1 的 TSL 时变信道模型;基于 LMS 算法建立起了实现 TSL 污染和传播延迟补偿的离散时间观测模型,并得出了无补偿小数部分延迟情形下补偿算法的渐近信干比(signal interference ratio, SIR)性能的解析表达式;得出了同步情形下(小数部分延迟完全已知)算法的封闭形式渐近性能。它可以用来调整算法的步长参数,以及预测关于 TSL 信道特性的 SIR 性能。还得到了无补偿小数部分延迟对系统渐近 SIR 性能的影响,从而表明必须对小数部分延迟进行预先补偿;提出了一种联合估计的数字补偿算法,在进行 TSL 补偿之前,它可以同时估计时变信道复增益和小数部分延迟。

1 系统建模

1.1 污染模型

基带污染模型包含来自于 Tx 和 Rx 两部分的多个信号,主要信号及其定义如表 1 和图 1 所示,图 1 中 PA(power amplifier)为功率放大器,ADC(analog to digital converter)为模/数转换器,DAC(digital to analog converter)为数/模转换器。考虑典型的 FDD 架构,发射和接收同时进行,发射频率为 f_{Tx} ,接收频率为 f_{Rx} 。发射信号 $x_{Tx}^{HF}(t)$ 在 f_{Tx} 附近有带宽 B_{Tx} ($x_{Tx}^{HF}(t)$ 的带宽从 $f_{Tx} - B_{Tx}/2 \sim f_{Tx} + B_{Tx}/2$), $x_{Tx}^{HF}(t)$ 可以表示为:

$$x_{Tx}^{HF}(t) = \Re \{ \tilde{s}_{Tx}(t) e^{j2\pi f_{Tx} t + j\phi_{Tx}} \} \quad (1)$$

式中: $\Re \{ \cdot \}$ 为取实部算子,其中式(2)为复基带 Tx 信号。

$$\tilde{s}_{Tx}(t) = s_{Tx_1}(t) + js_{Tx_Q}(t) \quad (2)$$

这里,假设一个纯线性功率放大器,增益为 g_{PA} ,则双工输入端的信号可以表示为:

$$x_{Tx}^{PA}(t) = g_{PA} \times x_{Tx}^{HF}(t) \quad (3)$$

在典型的 FDD 收发器中,TSL 是由以下几种损伤级联而形成的。

1) 双工器上的 Tx 路径和 Rx 路径之间的有限隔离使得发射信号泄漏到 Rx 路径,如图 1 所示。令 $h_{TSL}(t)$ 表示双工器等效信道,在双工器响应中引入功率放大器增益 g_{PA} ,则 Rx 路径中的 TSL 信号可表示为式(4)。

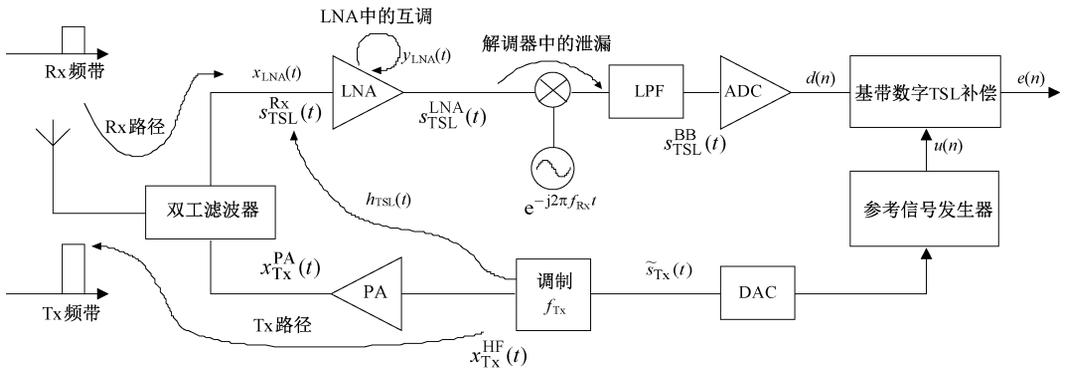


图1 具有发射信号泄漏基带污染的 RF 收发器中的典型 FDD 链路

Fig.1 Classical FDD chain in a RF transceiver with transmitted signal leakage baseband pollution

表1 主要信号

Table 1 The important signals

模拟信号及其含义		基带数字信号及其含义	
$\tilde{s}_{Tx}(t)$	复基带发射信号	$s_{TSL}(n; \Delta)$	采样的 Tx 泄漏基带污染项
$x_{Tx}^{HF}(t)$	频率为 f_{Tx} 的发射信号	$d(n)$	离散时间观测信号
$x_{Tx}^{PA}(t)$	放大后的发射信号	$\beta_{TSL}(n)$	复 TSL 增益
$s_{TSL}^{HF}(t)$	接收器路径中泄露的发射信号	$\alpha_{TSL}(n)$	复增益的时变部分
$h_{TSL}(t)$	双工器泄漏等效通道	$\xi_{TSL}(n)$	时变增益的状态噪声
$x_{LNA}(t)$	LNA 输入端的 Rx 级信号	$u(n)$	补偿参考信号
$y_{LNA}(t)$	LNA 输出端的 Rx 级信号	$u_\delta(n)$	小数部分延迟补偿参考信号
$s_{TSL}^{BB}(t)$	Tx 泄漏基带污染项	$e(n)$	补偿后的信号

$$s_{TSL}^{HF}(t) = h_{TSL}(T) \otimes x_{Tx}^{HF}(t) \quad (4)$$

式中： \otimes 为卷积算子。在 LNA 的输入端信号 $x_{LNA}(t)$ 是期望的高频信号 $s_{Rx}^{HF}(t)$ 和 TSL 信号 $s_{TSL}^{HF}(t)$ 之间的混合物，即：

$$x_{LNA}(t) = s_{Rx}^{HF}(t) + s_{TSL}^{HF}(t) \quad (5)$$

在实际中，接收信号 $s_{Rx}^{HF}(t)$ 的电平可能大大低于泄漏的发射信号 $s_{TSL}^{HF}(t)$ 的电平，特别是在小区边缘；

2) 对于噪声，放大接收信号的 LNA 不是完全线性的。因此，位于 LNA 的互调产物将产生二阶基带分量，即 LNA 有二阶非线性，则 LNA 的输出可表示为：

$$y_{LNA}(t) = \alpha_1^{LNA} x_{LNA}(t) + \alpha_2^{LNA} x_{LNA}^2(t) \quad (6)$$

通过引入 $z_{Rx}(t)$ 为与接收信号 $s_{Rx}^{HF}(t)$ (它有基带复包络 $\tilde{s}_{Rx}(t)$) 相关联的解析信号, $z_{TSL}(t)$ 为与 $s_{TSL}^{HF}(t)$ (它有基带复包络 $\tilde{s}_{TSL}(t)$) 相关联的解析信号, 它们分别定义为：

$$\begin{cases} z_{Rx}(t) = \tilde{s}_{Rx}(t) e^{j2\pi f_{Rx}t} \\ z_{TSL}(t) = \tilde{s}_{TSL}(t) e^{j2\pi f_{Tx}t} \end{cases} \quad (7)$$

它们与高频信号的关系可以表示为：

$$s_{Rx}^{HF}(t) = \frac{z_{Rx}(t) + z_{Rx}^*(t)}{2} = \Re\{z_{Rx}(t)\} \quad (8)$$

$$s_{TSL}^{HF}(t) = \frac{z_{TSL}(t) + z_{TSL}^*(t)}{2} = \Re\{z_{TSL}(t)\} \quad (9)$$

这些信号放大后，得到：

$$y_{LNA}(t) = \alpha_1^{LNA} [s_{Rx}^{HF}(t) + s_{TSL}^{HF}(t)] + \frac{\alpha_2^{LNA}}{4} [\underbrace{z_{TSL}^2(t)}_{\text{基带}} + \underbrace{z_{TSL}^*(t)^2}_{-2f_{Tx}} + \underbrace{z_{Rx}^2(t)}_{\text{基带}} + \underbrace{z_{Rx}^*(t)^2}_{-2f_{Rx}}] + \frac{\alpha_2^{LNA}}{2} [\underbrace{z_{TSL}(t)z_{TSL}^*(t)}_{\text{基带}} + \underbrace{z_{TSL}(t)z_{Rx}(t)}_{f_{Tx}+f_{Rx}} + \underbrace{z_{TSL}^*(t)z_{Rx}^*(t)}_{-f_{Tx}-f_{Rx}}] + \frac{\alpha_2^{LNA}}{2} [\underbrace{z_{Rx}(t)z_{Rx}^*(t)}_{\text{基带}} + \underbrace{z_{TSL}^*(t)z_{Rx}(t)}_{-f_{Tx}+f_{Rx}} + \underbrace{z_{TSL}(t)z_{Rx}^*(t)}_{f_{Tx}-f_{Rx}}] \quad (10)$$

其中关于 TSL 污染的基带项最终为：

$$s_{TSL}^{Rx}(t) = \frac{\alpha_2^{LNA}}{2} |\tilde{s}_{TSL}(t)|^2 \quad (11)$$

同样，由于接收信号的电平较低，与 $s_{Rx}^{HF}(t)$ 相比，由接收信号的平方乘积导致的基带污染项可以忽略不计；

3) 在解调阶段，在解调器的输入和输出之间可能出现泄漏。因此，基带信号将污染由解调器从 f_{Rx} 转换到基带所需的噪声信号。用 g_{OL} 表示泄漏的静态增益, $h_{Rx}(t)$ 表示位于解调部分后的低通滤波器, 则最终的基带污染项为：

$$s_{\text{TSL}}^{\text{BB}}(t) = g_{\text{OL}} \times \frac{\alpha_2^{\text{LNA}}}{2} \times h_{\text{Rx}}(t) \times |\tilde{s}_{\text{TSL}}(t)|^2 \quad (12)$$

可见, TSL 污染过程可以从不同的角度来解释, 采用同样的最终基带污染模型。例如, 采用完全线性的 LNA, 由于解调部分的输入和用于解调的信号之间的泄漏, 互调产物可能出现在 Rx 基带部分^[14]。

在本文中, 采用数字补偿来减轻 TSL 污染的影响, 所以需要有一个 TSL 的数字污染模型。因此, 在经过 ADC 之后的污染项可表示为:

$$s_{\text{TSL}}(n) = [s_{\text{TSL}}^{\text{BB}}(t)]_{t=nT_{\text{Rx}}} \quad (13)$$

式中: $T_{\text{Rx}} = 1/F_{\text{Rx}}$ 为采样周期。为了进行理论分析, 假设双工器是频率平坦的, 而且 Rx 链路由于失配引入了复增益。

由于数字和模拟部件的存在, 污染信号有一个延迟 $\Delta = (D + \delta) T_{\text{Rx}}$, 即这个延迟由整数部分 D 和小数部分 δ 构成。由式 (12) 和 (13) 可知, 污染项变为:

$$s_{\text{TSL}}(n; \Delta) = \beta_{\text{TSL}}(n) \times [h_{\text{Rx}}(t - \Delta) * |\tilde{s}_{\text{TSL}}(t - \Delta)|^2]_{t=nT_{\text{Rx}}} \quad (14)$$

式中: $\beta_{\text{TSL}}(n)$ 是在时间指标 n 上建模全局 TSL 的复信道增益 (即建模双工器、Rx 链路和解调器的影响)。TSL 复信道增益是时变的^[17], 可以表示为:

$$\beta_{\text{TSL}}(n) = \beta_{0_{\text{TSL}}} + \alpha_{\text{TSL}}(n) \quad (15)$$

式中: $\beta_{0_{\text{TSL}}}$ 为与干扰相关的复常数; $\alpha_{\text{TSL}}(n)$ 为时变信道演变。对于复信道增益演变, 采用一阶自回归 (first order auto-regressive, AR1) 过程来建模^[19]。这是因为一阶自回归模型提供了一种建立预测模型的可能性, 它具有平稳性和自相关性。它不仅利用时间序列数据中的自相关性来预测未来的值, 而且引入一个延迟算子, 可以帮助将时间序列数据转化为一种更易于分析的形式。它是通信中用于近似时变信道的一种简单且广泛采用的模型。根据前面的分析, Rx 链路由于失配引入了复增益, 且为时变信道演变即为自相关的, 而且污染信号有一个延迟, 因此复信道增益演变这两方面的特征从理论上和实际实现上都适合采用一阶自回归模型来进行建模, 定义为:

$$\alpha_{\text{TSL}}(n) = \gamma \alpha_{\text{TSL}}(n - 1) + \xi_{\text{TSL}}(n) \quad (16)$$

初始化为 $\alpha_{\text{TSL}}(0) = 0$, 其中 $0 < \gamma < 1$, $\xi_{\text{TSL}}(n)$ 为圆复零均值白高斯状态噪声, 其方差为:

$$\sigma_{\xi_{\text{TSL}}}^2 = (1 - \gamma^2) \sigma_{\alpha_{\text{TSL}}}^2 \quad (17)$$

由于信道由一个静态项和一个复高斯动态项构成, 因此用 K 表示恒定和散射分量的功率比:

$$K = \frac{|\beta_{0_{\text{TSL}}}|^2}{\sigma_{\alpha_{\text{TSL}}}^2} \quad (18)$$

$K \rightarrow \infty$ 的情形对应于不变的信道, $K \rightarrow 0$ 的情形对应

于一个具有可忽略的恒定干扰的可变信道。

1.2 观测模型和估计目标

一般假设延迟的整数部分是已知的, 因为在实际中, 它可以很容易地通过一个相关过程或并行结构来估计。不失一般性, 取 $D = 0$ 。在基带接收部分, 离散时间观测信号 $d(n)$ 为:

$$d(n) = x(n) + b(n) + s_{\text{TSL}}(n; \delta) \quad (19)$$

式中: $x(n)$ 为期望信号, 假设为平稳不相关且均值为零, 方差为 σ^2 ; $b(n)$ 为加性白高斯噪声, 方差为 σ_b^2 ; $s_{\text{TSL}}(n; \delta)$ 是式 (11) 定义的 TSL 污染信号。

由于这里关心的是 TSL 消除器的性能, 而不是加性白噪声的影响, 即 TSL 消除器不是为了消除加性噪声项, 因此在性能测量中, 把噪声考虑为期望信号的一部分。换句话说, 对于 TSL 消除算法, 期望信号是不含 TSL 污染项 $s_{\text{TSL}}(n; \delta)$ 的观测信号。将 $x_b(n)$ 表示期望的含噪声信号, 即方差为 $\sigma_{x_b}^2$ 的白零均值信号, 则观测模型为:

$$d(n) = x_b(n) + s_{\text{TSL}}(n; \delta) \quad (20)$$

采用 SIR (以 dB 表示) 的 TSL 的影响为:

$$SIR_{\text{init}} = -10 \lg \left(\frac{P_{s_{\text{TSL}}}}{\sigma_{x_b}^2} \right) \quad (21)$$

式中: $P_{s_{\text{TSL}}}$ 为污染项 $s_{\text{TSL}}(n; \delta)$ 的功率。

为了进行补偿, 故合成一个参考信号 $u(n)$ 作为基带互调产物的完美图像, 它考虑了 Rx 链路的影响:

$$u(n) = [h_{\text{Rx}}(t) * |s_{\text{TSL}}(t)|^2]_{t=nT_{\text{Rx}}} \quad (22)$$

这个参考功率 P_u 是在参考发生器中合成的 (图 1), 来自于基带 Tx 样本。基于式 (20) 所描述的观测模型、式 (15) 和 (16) 所描述的 TSL 信道演变模型, 以及式 (22) 所描述的参考信号, 估计过程就包括对时变复增益 $\beta_{\text{TSL}}(n)$ 和小数部分延迟 δ 的估计。估计误差定义为:

$$\varepsilon(n) = e(n) - x_b(n) \quad (23)$$

式中: $e(n)$ 为 TSL 补偿结构的输出 (如图 1 所示), 估计算法的渐近性能由补偿后的 SIR 描述为:

$$SIR_{\text{comp}} = -10 \lg \left(\frac{P_{\varepsilon}}{\sigma_{x_b}^2} \right) \quad (24)$$

式中: P_{ε} 为均方误差。

1.3 相干时间与 AR1 参数之间的关系

复信道增益 $\beta_{\text{TSL}}(n)$ 的基带模型是几个参数的函数, 如表 2 所示。除了建立模型和推导分析所必需的总体参数外, 模型还依赖于描述 AR1 数学模型的主要参数。除此之外, 基带污染模型的物理解释和参数描述也可以采用初始 SIR (决定数字前端入口的干扰)、比值 K 和归一化多普勒频率 $f_d T_{\text{Rx}}$, 相关物理参数如表 2 所示。

表 2 相关参数

Table 2 Related parameters

总体参数及其含义		主要参数及其含义		相关物理参数及其含义	
δ	小数部分延迟	$\beta_{0\text{TSL}}$	静态复增益	K	Ricean 因子
P_u	参考信号功率	$\sigma_{\xi\text{TSL}}^2$	时变增益的状态噪声方差	SIR_{init}	初始干扰/dB
$\sigma_{x_b}^2$	接收噪声信号的功率	$\sigma_{\alpha\text{TSL}}^2$	时变 TSL 增益的方差	$f_d T_{\text{Rx}}$	归一化多普勒频率

AR1 模型的输出可以看作是白高斯状态噪声 $\xi_{\text{TSL}}(n)$ 的低通滤波,令 $L(z)$ 表示该滤波的 z 变换。根据式(16)可知:

$$L(z) = \frac{1}{1 - \gamma z^{-1}} \quad (25)$$

相干时间 T_{corr} 定义为 $L(z)$ 的 3 dB 截止频率的倒数,可计算为:

$$T_{\text{corr}} \approx \frac{2\gamma\pi T_{\text{Rx}}}{1 - \gamma} \quad (26)$$

就 Rx 采样时间 T_{Rx} 而言,信道变化是缓慢的,因此假设 $T_{\text{corr}} \gg T_{\text{Rx}}$,则 AR1 参数 γ 近似为:

$$\gamma \approx \frac{T_{\text{corr}}}{T_{\text{corr}} + 2\pi T_{\text{Rx}}} \quad (27)$$

在式(17)中代入式(27),并代入归一化多普勒频率 $f_d T_{\text{Rx}} = T_{\text{Rx}}/T_{\text{corr}} \ll 1$,最后得到:

$$\sigma_{\xi\text{TSL}}^2 \approx 4\pi\sigma_{\alpha\text{TSL}}^2 f_d T_{\text{Rx}} \quad (28)$$

最后,恒定干扰 $\beta_{0\text{TSL}}$ 和信道方差 $\sigma_{\alpha\text{TSL}}^2$ 由初始 SIR 和比值 K 确定为:

$$|\beta_{0\text{TSL}}|^2 = \frac{\sigma_{x_b}^2}{2P_u} \frac{K}{1 + K} 10^{-SIR_{\text{init}}} \quad (29)$$

$$\sigma_{\alpha\text{TSL}}^2 = \frac{|\beta_{0\text{TSL}}|^2}{K} \quad (30)$$

与一般通过自回归模型建模的信道估计一样,本文后续部分的理论性能公式采用 $\beta_{0\text{TSL}}$ 、 $\sigma_{\xi\text{TSL}}^2$ 和 $\sigma_{\alpha\text{TSL}}^2$ 来表达,它们决定式(15)~(18)所描述的基带污染模型,对应于表2的主要参数,它们可能与式(28)~(30)的实际物理参数(表2)有关。

2 同步情形下的复信道增益估计和性能分析

假设小数部分延迟 δ 已知(即同步情形),从式(22)合成小数部分延迟的参考信号 $u_\delta(n)$:

$$u_\delta(n) = [h_{\text{Rx}}(t) \times |s_{\text{Tx}}(t)|^2]_{t=nT_{\text{Rx}}+\delta} \quad (31)$$

采用理想插值器得到:

$$s_{\text{TSL}}(n, \delta) = \beta_{\text{TSL}}(n) u_\delta(n) \quad (32)$$

补偿思想如图2所示,通过从输入样本 $d(n)$ 中减去估计的 TSL 分量来获得补偿信号 $e(n)$ 。这个分量是通

过将参考信号 $u_\delta(n)$ 乘以一个复自适应系数 $\beta_{\text{TSL}}(n)$ (TSL 信道的估计值)得到的,应用 LMS 算法^[20] 并采用 $e(n)$ 来更新:

$$s_{\text{TSL}}(n) = \beta_{\text{TSL}}(n) u_\delta(n) \quad (33)$$

$$e(n) = d(n) - s_{\text{TSL}}(n) \quad (34)$$

$$\beta_{\text{TSL}}(n+1) = \beta_{\text{TSL}}(n) + \mu u_\delta(n) e(n) \quad (35)$$

式中 μ 是算法的恒定步长。算法的渐近性能可得到为:

$$SIR_{\text{comp}} = -10 \lg \left[\frac{\mu P_u}{2 - \mu P_u} + \frac{Q(P_u, \sigma_{\alpha\text{TSL}}^2, \gamma)}{\mu \sigma_{x_b}^2 (2 - \mu P_u)} \right] \quad (36)$$

式(37)是对信道变化对性能影响的建模。

$$Q(P_u, \sigma_{\alpha\text{TSL}}^2, \gamma) = \frac{2\mu P_u \sigma_{\alpha\text{TSL}}^2 (1 - \gamma)}{1 - \gamma(1 - \mu P_u)} \quad (37)$$

渐近 SIR 由静态项(由于输入信号 $x_b(n)$ 的存在)和动态项式(37)(由于信道变化)构成。

根据上述结果,可以得到一个最优函数点。首先,采用式(17),可以将 γ 与 $\sigma_{\xi\text{TSL}}^2$ 和 $\sigma_{\alpha\text{TSL}}^2$ 联系起来:

$$\gamma = \sqrt{1 - \sigma_{\xi\text{TSL}}^2 / \sigma_{\alpha\text{TSL}}^2} \quad (38)$$

当假设 $\sigma_{\xi\text{TSL}}^2 \ll \sigma_{\alpha\text{TSL}}^2$ 时, $\gamma \approx 1$ 。如果再假设 $\mu P_u \ll 1$, 则渐近 SIR 又可以近似为:

$$SIR_{\text{comp}} \approx -10 \lg \left[\frac{\mu P_u}{2} + \frac{\sigma_{\alpha\text{TSL}}^2 (1 - \sqrt{1 - \sigma_{\xi\text{TSL}}^2 / \sigma_{\alpha\text{TSL}}^2})}{\mu \sigma_{x_b}^2} \right] \quad (39)$$

根据式(39),可得到最优步长为:

$$\mu_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{2\sigma_{\alpha\text{TSL}}^2}{P_u \sigma_{x_b}^2} (1 - \sigma_{\xi\text{TSL}}^2 / \sigma_{\alpha\text{TSL}}^2)} \quad (40)$$

在式(39)中重新代入式(40)得到对于给定 AR1 信道建模 TSL 影响时, SIR 可达到的最大值:

$$SIR_{\text{comp}}^{\text{max}} \approx -\frac{1}{2} 10 \lg \left[\frac{2\sigma_{\alpha\text{TSL}}^2 P_u (1 - \sqrt{1 - \sigma_{\xi\text{TSL}}^2 / \sigma_{\alpha\text{TSL}}^2})}{\sigma_{x_b}^2} \right] \quad (41)$$

3 小数部分延迟的影响

第2节假设小数部分延迟 δ 是完全已知的。本节讨论无补偿小数部分延迟对复信道增益估计器性能的影响。如果在算法中采用一个没有小数部分延迟的参考信

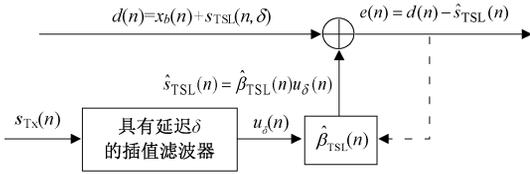


图 2 小数部分延迟 δ 已知情形下的增益估计

Fig. 2 Gain estimation in the case of a known fractional delay δ

号,则污染项 $s_{\text{TSL}}(n)$ 的估计过程将是 $\beta_{\text{TSL}}(n)u(n)$, 而不是 $\beta_{\text{TSL}}(n)u_{\delta}(n)$ 。

这样,算法中采用的参考信号不再是污染项的完美图像(如式(32)所示),此时 LMS 算法变为:

$$s_{\text{TSL}}(n) = \beta_{\text{TSL}}(n)u(n) \quad (42)$$

$$e(n) = [x_b(n) + \beta_{\text{TSL}}(n)u_{\delta}(n)] - s_{\text{TSL}}(n) \quad (43)$$

$$\beta_{\text{TSL}}(n+1) = \beta_{\text{TSL}}(n) + \mu u(n)e(n) \quad (44)$$

令式(45)作为完美参考信号和使用参考信号之间的差,并假设 $\eta_{\text{TSL}}(n)$ 可以建模为白高斯噪声,方差为 $\sigma_{\eta_{\text{TSL}}}^2$ 。

$$\eta_{\text{TSL}}(n) = u_{\delta}(n) - u(n) \quad (45)$$

在一阶近似下(假设线性插值), $\eta_{\text{TSL}}(n)$ 的方差可以表示为:

$$\sigma_{\eta_{\text{TSL}}}^2 \approx \delta^2 P_u \quad (46)$$

在无补偿小数部分延迟的情形下,系统的渐近性能就是 AR1 参数和式(45)中引入的噪声方差的函数,可以表示为:

$$SIR_{\text{comp}} \approx -10 \lg \left[\frac{\mu P_u}{2 - \mu P_u} + \frac{Q(P_u, \sigma_{\alpha_{\text{TSL}}}^2, \gamma)}{\mu(\sigma_x^2 + \sigma_b^2)(2 - \mu P_u)} + \frac{\mu P_u (|\beta_{0_{\text{TSL}}}|^2 + \sigma_{\alpha_{\text{TSL}}}^2) \sigma_{\eta_{\text{TSL}}}^2}{\sigma_b^2 (2 - \mu P_u)} + (|\beta_{0_{\text{TSL}}}|^2 + \sigma_{\alpha_{\text{TSL}}}^2) \frac{\sigma_{\eta_{\text{TSL}}}^2}{\sigma_b^2} \right] \quad (47)$$

式(47)的渐近 SIR 由 4 项构成:第 1 项和第 2 项与同步情形下的 LMS 性能有关,并把静态误差和动态误差(由于 AR1 信道)联系起来,后两项由小数部分延迟的无补偿引起。可以看到,小数部分延迟对渐近性能有不可忽略的影响,必须对上游进行补偿。由于在实际中 δ 一般是未知的,故必须采用联合补偿方案。

4 联合估计的数字补偿方案

为了联合补偿(估计)复信道增益 $\beta_{\text{TSL}}(n)$ 和小数部分延迟 δ ,提出如图 3 所示的联合估计的数字补偿方案。

式(33)~(35)定义的复信道增益估计算法中采用的参考信号 $u_{\delta}(n)$ 由 $u(n)$ 得到,它被延迟了一个小数部分延迟 δ_n 。下面,提出用增益估计器模块的输出 $e(n)$ 、信道估计 $\beta_{\text{TSL}}(n)$ 、参考信号 $u(n)$ 和小数部分延迟参考

信号 $u_{\delta_n}(n)$,应用另外的 LMS 算法对小数部分延迟估计值 δ_{n+1} 进行更新,然后将更新后的小数部分延迟估计值 δ_{n+1} 用于补偿方案的下一次迭代。

小数部分延迟估计算法基于瞬时平方误差 $|e(n)|^2$ 的最小化,对其应用梯度得到:

$$\Delta u(n) = u(n-1) - u(n) \quad (48)$$

$$\delta_{n+1} = \delta_n + \nu \Re \{ [\beta_{\text{TSL}}(n) \Delta u(n) + u_{\delta_n}(n) L(n)] e^*(n) \} \quad (49)$$

$$L(n+1) = (1 - \mu u_{\delta_n}(n)^2) L(n) - u d(n) \Delta u(n) + 2\mu \beta_{\text{TSL}}(n) u_{\delta_n}(n) \Delta u(n) \quad (50)$$

式中: $L(n) = \partial \beta_{\text{TSL}}(n) / \partial \delta$; ν 是小数部分延迟估计器的固定步长。在实际中, ν 可供选择的范围较大,但必须用信号功率 $\sigma_{x_b}^2$ 归一化。

最后得到的联合估计补偿算法由式(34)、(35)和(48)~(50)构成,即:

$$e(n) = d(n) - \beta_{\text{TSL}}(n) u_{\delta_n}(n) \quad (51)$$

$$\beta_{\text{TSL}}(n+1) = \beta_{\text{TSL}}(n) + \mu u_{\delta_n}(n) e(n) \quad (52)$$

$$\Delta u(n) = u(n-1) - u(n) \quad (53)$$

$$\delta_{n+1} = \delta_n + \nu \Re \{ [\beta_{\text{TSL}}(n) \Delta u(n) + u_{\delta_n}(n) L(n)] e^*(n) \} \quad (54)$$

$$L(n+1) = (1 - \mu u_{\delta_n}(n)^2) L(n) - u d(n) \Delta u(n) + 2\mu \beta_{\text{TSL}}(n) u_{\delta_n}(n) \Delta u(n) \quad (55)$$

可以看出,联合估计补偿算法是自适应、递归和在线的(因为它在每次迭代提供一个补偿输出 $e(n)$),并且具有低复杂度,复杂度分析将在仿真部分给出。

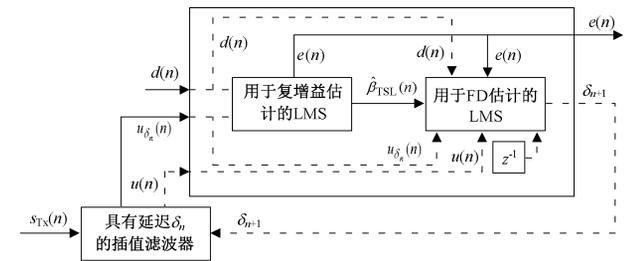


图 3 提出的联合估计数字补偿算法原理

Fig. 3 The principle of the proposed joint estimation digital compensation algorithm

5 算法仿真结果及分析

5.1 仿真环境及参数设置

仿真环境采用无线通信系统仿真分析工具 Visualyse Professional(Visualyse Pro), Visualyse Pro 具有丰富的无线通信仿真分析功能,基于国际电信联盟(international telecommunication union, ITU)的标准和算法,可对空间及地面无线通信系统中的传播路径损耗、频率管理、干扰分

析和优化等进行建模分析;本节通过仿真来分析所提算法的性能,以及信道变化和恒定小数部分延迟对算法性能的影响,得到关于表2中物理参数(即归一化多普勒频率 $f_d T_{Rx}$ 、初始 SIR 和 Ricean 因子 K)的结果;上行系统的传输采用 IEEE 802.16 d/e,采用 QPSK 调制方式产生传输符号。主要参数集(时变信道方差 $\sigma_{\alpha_{TSL}}^2$ 、恒定干扰 $\beta_{0_{TSL}}$ 和 AR1 过程的速度 $\sigma_{\xi_{TSL}}^2$)和物理参数之间的联系是通过式(28)~(30)实现的。此外,模型的参数化依赖于发送样本的方差,后面假设为1即 $\sigma_{x_{Tx}}^2 = 1$,在归一化 Rx 滤波器 $h_{Rx}(t)$ 的假设下得到 $P_u = 2$ 。最后,由于 TSL 对小区边缘不利,其中输入信号的功率较低,因此干扰水平较强,故考虑初始 $SIR = 0$ dB, $\sigma_{x_b}^2 = 10^{-8}$ 。

5.2 仿真结果

1) 实际性能与理论性能

首先考虑同步情形即假设小数部分延迟 δ 完全已知,假定 TSL 通道遵循 AR1 模型加一个常量值,如式(15)和(16)所示,式(18)中定义的因子 K 设置为10。对于4个归一化多普勒频率 $f_d T_{Rx}$ 和式(40)描述的最优步长的仿真 SIR 值与渐近理论 SIR 值式(36)关于增益估计算法步长大小的关系进行比较。归一化多普勒频率范围的相干时间设置为约 1 ms(最坏情形)到几百 s。图4所示为得到的结果。可见,仿真性能与理论性能是一致的。

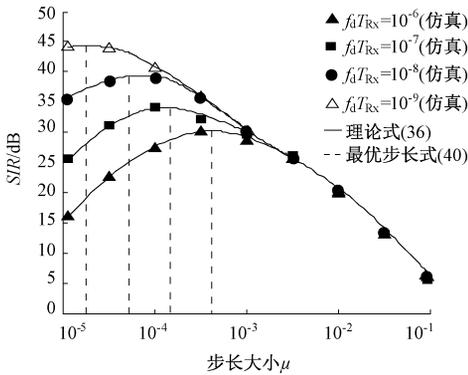


图4 增益估计器的渐近理论 SIR 值和仿真 SIR 值与步长大小 μ 的关系

Fig. 4 The asymptotic theoretical SIR value and the simulated SIR value of the gain estimator vs. the step size μ

图5所示为得到的最大 SIR 值与 AR1 信道的归一化多普勒频率的关系,其中 Ricean 因子 $K = 10$ 。结果验证了式(41)的理论结果。如式(28)所示,信道变化越快,性能就越低。在实际中,假设信道的统计知识(AR1 方差 $\sigma_{\alpha_{TSL}}^2$ 和通过 $f_d T_{Rx}$ 的状态噪声方差 $\sigma_{\xi_{TSL}}^2$)已知,则增益估计过程可以优化调整,以提供最佳的渐近性能。

图6所示为对于不同 K 值(K 表示 TSL 信道的静态

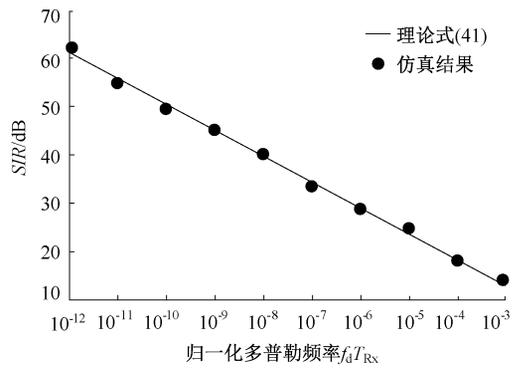


图5 增益估计器的理论最大 SIR 值和仿真 SIR 值与归一化多普勒频率 $f_d T_{Rx}$ 的关系

Fig. 5 The theoretical maximal SIR value and the simulated SIR value of the gain estimator vs. the normalized doppler frequency $f_d T_{Rx}$

和动态部分之间的比),LMS 估计算法的性能与算法的步长大小之间的关系。这里仍考虑 AR1 模型来近似时变 TSL 信道,取 $f_d T_{Rx} = 10^{-8}$ 。可见,仿真结果与式(36)的理论结果相吻合,而且在纯静态信道($K \rightarrow \infty$)的情况下,LMS 估计算法的性能与步长大小几乎成线性关系,此时, $Q(P_u, \sigma_{\alpha_{TSL}}^2, \gamma)$ 可忽略。如果静态部分相对于动态部分(当 K 为负)可忽略,则性能由于因子 $Q(P_u, \sigma_{\alpha_{TSL}}^2, \gamma)$ 的影响将达到一个边界。

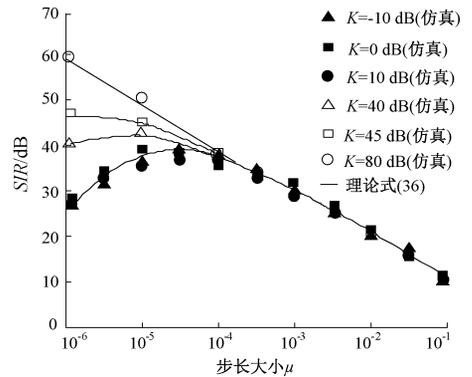


图6 式(36)的理论 SIR 和增益估计器的仿真渐近 SIR 值与步长大小 μ 的关系

Fig. 6 The theoretical SIR value in (36) and the simulated asymptotic SIR value of the gain estimator vs. the step size μ

考虑小数部分延迟的无补偿影响和联合补偿方案的渐近性能。对于 TxL 信道仍然采用 AR1 模型,取 $f_d T_{Rx} = 10^{-9}$ 。图7所示为对于不同小数部分延迟值,LMS 估计算法的渐近性能与步长大小的关系,并与同步渐近性能式(36)进行了比较。可以看到,结果与式(47)的理论结果相一致。而且还可看到,在实际中,如果小数部分延迟超过 0.02 s 即 2% 的 Rx 采样时间,则小数部分延迟会严

重降低算法的性能。这说明在小数部分延迟未知的情况下,必须采用联合估计方案;图 7 中联合估计算法的渐近性能与增益估计器过程的步长大小之间的关系结果表明,联合估计算法对不同的的小数部分延迟值具有很好的渐近性能,几乎达到了由理论同步性能式 (36) 所确定的边界。

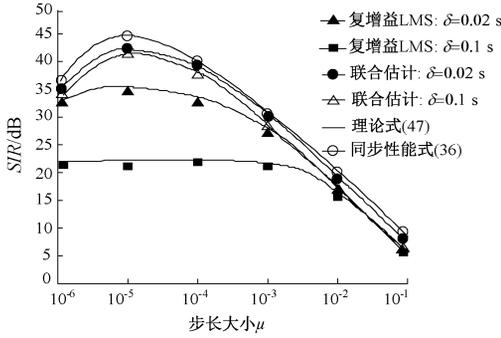


图 7 式 (47) 的理论 SIR 与无小数部分延迟补偿的增益估计器的仿真性能、以及联合估计方案与步长大小 μ 的关系
Fig. 7 The theoretical SIR value in (47) and the simulated performance of the gain estimator without compensation of the fractional delay, and the joint estimation scheme vs. the step size μ

2) 误码率性能

给出了误码率 (bit error rate, BER) 性能的仿真结果。为此,假设在 FDD 架构中的 Tx 和 Rx 信号共享相同的调制参数,且假设 TSL 信道为一个复 AR1 信道, Rx 路径和 Tx 路径之间有 0.2 个样本的小数部分延迟。根据式 (22) 合成参考信号 $u(n)$ 的 2 次方 ($\sigma_{Tx}^2 = 1$), 并假设一个 -80 dB 的功率输入信号 (小区边缘情形), 取 $K = 10$ 和 $f_d T_{Rx} = 10^{-9}$ 。

(1) 宽带码分多址 (WCDMA) 情形下的 BER

首先考虑基于 QPSK 调制下的宽带码分多址架构。该码是一个长度为 16 的正交可变扩频因子码, 并采用了一个大小为 38 400 的置乱序列。在发送和接收中都采用平方根升余弦滤波器, 滚动系数为 0.22。图 8 所示为不采用补偿方案和采用联合估计补偿方案 ($\mu = 2 \times 10^{-5}$ 和 $\eta = 10^{-6}$) 对于不同的 E_b/N_0 值 (E_b 是每比特能量, N_0 是加性白噪声谱密度) 和对于不同的 SIR 时的 BER 性能。这里, 初始 SIR 仅从期望信号的功率计算得到, 不考虑加性白噪声, 使 TSL 污染功率对于信道 SNR 保持不变。结果表明, 本文所提算法大大降低了 BER, 且补偿后的 BER 接近于理想信道效果 $Q(\sqrt{2E_b/N_0})$ 。

(2) OFDM 情形下的 BER

下面比较基于简单长期演进 (long-term evolution, LTE) 调制情形下的 BER。数据信号遵循基于 OFDM 的 LTE 1.4 MHz 带宽规范, 具有 72 个 QPSK 子载波, 以及 9

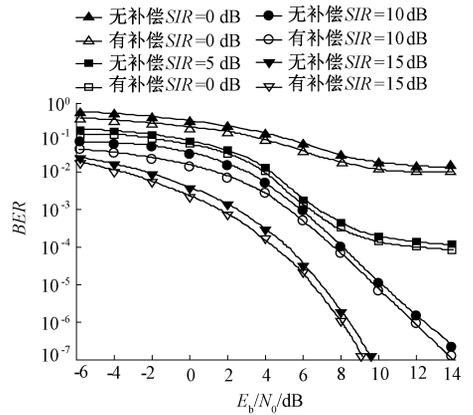


图 8 对于不同 E_b/N_0 的无补偿和采用补偿方案的 BER
Fig. 8 BER without and with compensation scheme for different E_b/N_0

个样本长度的循环前缀。在数据的未编码位上计算 BER 并通过一个具有不同 SNR 的加性白高斯噪声信道。考虑噪声信号被 TSL 污染, 发射信号有相同的调制参数。图 9 所示为对于不同的信道 SNR 和不同的 SIR 值, 无补偿的 BER 和采用联合估计补偿方案 ($\mu = 2 \times 10^{-5}$ 和 $\eta = 10^{-6}$) 的 BER 结果。无 TSL 的理论性能 (即只有信道影响) 如图 9 中黑色部分所示。结果再次表明, TSL 对性能有不利影响, 且提出的算法大大降低了 BER。

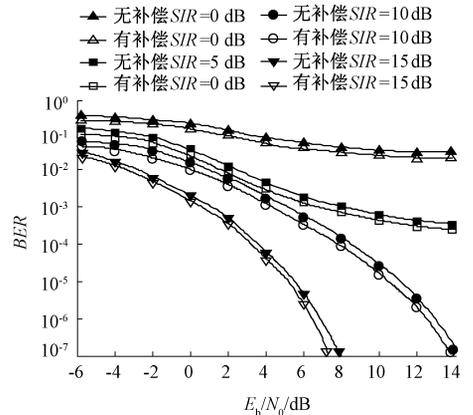


图 9 对于不同 E_b/N_0 的无补偿和采用补偿方案的 BER
Fig. 9 BER without and with compensation scheme for different E_b/N_0

3) 本文方案与其他消除算法的性能比较

最后, 将本文方案与文献 [14] 提出的基于多抽头 LMS 消除器的 TSL 补偿方法、文献 [16] 的滤波器 TSL 补偿方法和文献 [18] 的 LMS 消除器的 TSL 补偿方法进行比较。图 10 所示为对于几个期望小数部分延迟值的不同补偿方案的性能比较。可以看到, 本文提出的方案在所有方案中具有最好的渐近性能, 特别是在不可忽略的

小数部分延迟值的情况下,这主要得益于本文提出的基于AR1的TSL时变信道建模、联合补偿复信道增益和小数部分延迟的方法。其次是文献[18]的LMS消除器,由于该方法不仅考虑了Tx泄漏信号,还同时考虑了载波聚集,以及调制杂散干扰,并结合了信号统计知识,所以其性能要优于文献[14]的单一多抽头LMS消除器和文献[16]的单一滤波器方法。

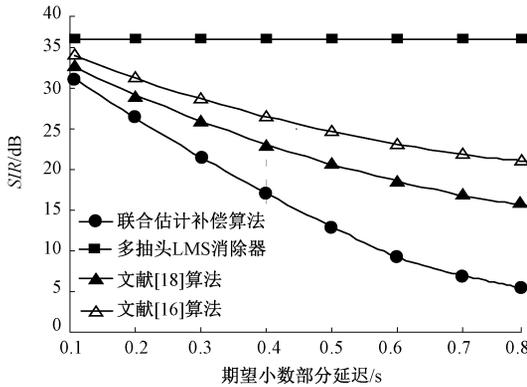


图10 本文方案与其他消除算法的渐近性能比较
Fig. 10 The asymptotic performance comparison between the proposed scheme and other elimination algorithms

表3为本文提出的联合估计补偿算法的复杂度(实算子,这里包括加法、乘法和移位,当步长 μ 和 η 调整为2的平方),以及文献[14]的多抽头LMS消除器、文献[16]的滤波器和文献[18]的LMS消除器在插值滤波器大小(L 为小数部分延迟插值滤波器的大小)和抽头数量 P 相同(这里取 $L=P=8$)的情况下复杂度的比较。从表3的结果可以看到,本文所提出的方案不仅在频率选择性TSL信道情形下具有比多抽头LMS消除器和滤波器方法更好的渐近性能,而且也有更低的计算复杂度。还可看到,尽管文献[16]的滤波器方法的渐近性能要差于其他方案,但其计算复杂度要优于文献[14]的多抽头LMS消除器和文献[18]的LMS消除器。文献[14]的多抽头LMS消除器的计算复杂度是最高的。

6 结论

本文主要针对FDD收发器中TSL污染补偿的小数部分延迟和信道增益的联合估计进行了研究。考虑一个时变TSL信道,假设它遵循一个一阶自回归模型加一个常数,并考虑了小数部分延迟的存在来建模模拟部分和数字部分的传播效应;首先在同步情形下,基于LMS

表3 本文方案与其他消除器的复杂度比较

Table 3 Complexity comparison between the proposed scheme and other eliminators

	本文提出的算法		文献[18]的LMS消除器(P 个抽头)		文献[16]的滤波器		文献[14]的多抽头LMS消除器(P 个抽头)	
	L	$L=8$	P	$P=8$	L	$L=8$	P	$P=8$
加法	$11+L$	19	$2P+8$	24	$2L+2$	18	$4P+2$	34
乘法	$20+L$	28	$4P$	32	$4L$	32	$4P$	32
移位	6	6	$2P$	16	8	8	$2P$	16

方法得到了增益估计器的渐近SIR性能的解析表达式,并表明时变信道会限制渐近性能;然后,用渐近SIR性能表示小数部分延迟的影响,并表明它必须在补偿阶段的上游进行估计;最后提出了一种基于小数部分延迟和复信道增益的联合估计的补偿算法。该算法是自适应、递归的和在线的,具有良好的渐近性能和较低的复杂度,仿真测试了所提方法在选择性TSL信道情形下的行为特征。仿真实验结果表明,提出的算法对于典型的频率选择性TSL信道是有效和鲁棒的,而且在小数部分延迟不可忽略的情况下,比多抽头LMS方案和目前其他先进方案具有更好的信干比性能和更低的复杂度。

参考文献

[1] 桂一琳. 时分双工下基于无线能量信息同传的非正交多址系统研究[D]. 长春: 吉林大学, 2021.
GUI Y L. Research on non-orthogonal multiple access system based on simultaneous transmission of wireless

energy information in time division duplex [D]. Changchun: Jilin University, 2021.
[2] 杜福德, 谢威, 夏晓晨. 频分双工大规模MIMO系统时变信道估计[J]. 信号处理, 2020, 36(3): 397-406.
DU F D, XIE W, XIA X CH. Time-varying channel estimation for frequency-division duplex massive MIMO systems[J]. Journal of Signal Processing, 2020, 36(3): 397-406.
[3] 屈代明, 汪志冰, 何辉, 等. 一种结合扩频和窄带MIMO的时分双工通信系统及方法[P]. CN107947829B, 2025.
QU D M, WANG ZH B, HE H, et al. A time-division duplex communication system and method combining spread spectrum and narrow band MIMO [P]. CN107947829B, 2025.
[4] 程一民, 齐梦珂, 李孟辉, 等. 高隔离度声表面波双工

- 器技术研究[J]. 压电与声光, 2022, 44(5): 704-708.
- CHENG Y M, QI M K, LI M H, et al. Research on high isolation surface acoustic wave duplexer technology[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2022, 44(5): 704-708.
- [5] HAMZA A, HILL C, ALSHAMMARY H, et al. A multiband, high-order notch filter for TX leakage suppression in FDD receivers [J]. IEEE Solid-State Circuits Letters, 2020, 3: 490-493.
- [6] 张耀. 应用于新一代移动通信的低噪声放大器研究与实现[D]. 广州: 广东工业大学, 2021.
- ZHANG Y. Design and implementation of low noise amplifier for new generation mobile communication[D]. Guangzhou: Guangdong University of Technology, 2021.
- [7] 乔子叶. 基于 SoC Zynq 的短波调制解调器设计与实现[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2023.
- QIAO Z Y. Design and implementation of short wave modem based on SoC Zynq [D]. Xi'an: Xidian University, 2023.
- [8] 王畅. 机器学习辅助的短距离光互连高阶调制技术研究[D]. 上海: 上海交通大学, 2020.
- WANG CH. Research on high order modulation technique of short distance optical interconnection with machine learning assistance [D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2020.
- [9] JOSEPH P P. Full duplex radio with TX leakage cancellation[P]. EP3210307B1, 2021.
- [10] NIU Z Q, ZHANG B, DAI B L, et al. 220 GHz multi circuit integrated front end based on solid-state circuits for high speed communication system[J]. Chinese Journal of Electronics, 2022, 31(3): 569-580.
- [11] GOPI B, LOGESHWARAN J, KIRUTHIGA T. An innovation in the development of a mobile radio model for a dual-band transceiver in wireless cellular communication [J]. BOHR International Journal of Computational Intelligence and Communication Network, 2023, 1(1): 22-26.
- [12] LIU B X, ZHANG Y M, JIANG Z. Noise reduction method of pipeline leakage signal based on variational mode decomposition [J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2023, 43(2): 397-403.
- [13] PAPOTTO G, NOCERA C, FINOCCHIARO A, et al. A 27- MW W-band radar receiver with effective TX leakage suppression in 28-nm FD-SOI CMOS [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2021, 69(9): 4132-4141.
- [14] ASKAR R, KEUSGEN W. Lossless decoupling networks for rf self-interference cancellation in MIMO full-duplex transceivers [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2023, 41(9): 2765-2779.
- [15] HAMZA A, HILL C, ALSHAMMARY H, et al. A multi-band, high-order notch filter for TX leakage suppression in FDD receivers [J]. IEEE Solid-State Circuits Letters, 2020, 3: 490-493.
- [16] CHENG X, CHEN F J, ZHANG L G, et al. A closed-loop reconfigurable analog baseband circuitry with open-loop tunable notch filters to improve receiver Tx leakage and close-in blocker tolerance [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, II. Express briefs, 2022, 69(3): 839-843.
- [17] 陈香茹. 超小型高性能频分双工器关键技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2023.
- CHEN X R. Research on key technology of ultra-small high performance frequency division duplexer [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2023.
- [18] MOTZ C, PLODER O, PAIREDER T, et al. Enhanced transform-domain lms based self-interference cancellation in LTE carrier aggregation transceivers [C]. International Conference on Computer Aided Systems Theory, Springer, Cham, 2020, 12014: 28-35.
- [19] RAUT P, SHARMA P K, SINGH K, et al. On scheduling performance of multi-user full-duplex two-way relaying system with rician distributed RSI [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(7): 4657-4671.
- [20] 李鹤. 分数阶 LMS 滤波器研究及应用[D]. 大连: 大连交通大学, 2021.
- LI H. Research and application of fractional order LMS filter [D]. Dalian: Dalian Jiaotong University, 2021.

作者简介



E-mail: zhaohai_jun@163.com

赵海军(通信作者), 1990 年于哈尔滨工业大学获得学士学位, 2005 年于西华师范大学获得硕士学位, 现为西华师范大学教授, 主要研究方向为物联网、数据通信及图形图像信息处理。

Zhao Haijun (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Harbin Institute of Technology in 1990 and M. Sc. degree from China-West Normal University in 2005, respectively. Now he is a professor at China-West Normal University. His main research interests include internet of things, data information and image processing.



陈华月, 2002 年于四川师范学院获得学士学位, 2005 年于重庆大学获得硕士学位, 2021 年于成都理工大学获得博士学位, 现为西华师范大学教授, 主要研究方向为智能优化算法和图像智能解释。

E-mail: sunnyxiaoyue20@ cwnu. edu. cn

Chen Huayue received her B. Sc. degree from Sichuan Normal College in 2002, M. Sc. degree from Chongqing University in 2005 and Ph. D. degree from Chengdu University of Technology in 2021, respectively. Now she is a professor at China-West Normal University. Her main research interests include intelligent optimization algorithms and intelligent interpretation of images.



崔梦天, 1997 年于内蒙古师范大学获得学士学位, 2005 年于西华师范大学获得硕士学位, 2010 年于中科院成都计算机应用研究所获得博士学位, 现为西南民族大学教授, 主要研究方向为算法可靠性和复杂网络。

E-mail: happyzg3@ 163. com

Cui Mengtian received her B. Sc. degree from Inner Mongolia Normal University in 1997, M. Sc. degree from China-West Normal University in 2005 and Ph. D. degree from Chengdu Institute of Computer Applications, Chinese Academy of Sciences in 2010, respectively. Now she is a professor at Southwest University for Nationalities. Her main research interests include algorithm reliability and complex networks.