

文章编号: 2096-1618(2018)06-0639-06

# RLS 算法在同时同频全双工系统中的 自干扰抑制性能分析

耿 敏, 陈启兴, 薛雅娟

(成都信息工程大学通信工程学院, 四川 成都 610225)

**摘要:**作为解决频谱资源枯竭问题的同时同频全双工通信面临的主要问题是自干扰抑制。由于数字域远强于天线域和模拟域的信号处理能力,研究数字域自干扰抑制方法,以常用的信道估计算法 RLS 作为自干扰信道的信道估计算法,并分析其自干扰抑制能力、误码率,并与其他信道估计算法作比较。通过 MATLAB 对系统模型进行建模与仿真,仿真结果表明随着干信比的增大,RLS 自干扰信道估计的数字自干扰抑制算法的自干扰抑制能力越强;随着干扰抑制后信干比的增大,RLS 自干扰信道估计的数字自干扰抑制算法下误码率越来越低;随着滤波器阶数的增大,RLS 自干扰信道估计的数字自干扰抑制算法自干扰抑制能力增大,误码率减小;在同一条件下,RLS 自干扰信道估计的数字自干扰抑制算法自干扰抑制能力,误码率优于 VSSLMS、LMS、SSLMS,但其收敛速度较慢,复杂度较大。

**关键词:**同时同频全双工;递推最小二乘法;信道估计;自干扰抑制

**中图分类号:**TN929.53

**文献标志码:**A

**doi:**10.16836/j.cnki.jcuit.2018.06.007

## 0 引言

当今无线通信中,无线通信系统的设计受到以下假设的限制:无线电设备必须在相同信道上发送或接收,但不能同时进行(即以半双工方式收发)<sup>[1]</sup>。就目前而言多用的半双工通信方式有两种:频分双工(frequency division duplexing, FDD)通信;时分双工(time division duplexing, TDD)通信。频分双工上行和下行有各自独立的频率段,并且相邻频段间拥有保护间隔。两个独立频段分别用作同时发送和接收信息,保护间隔能防止发送和接收的相邻频段干扰。时分双工把时间划分为以时隙为单位的片段,在同一载波频段的不同时隙完成信息收发。在发送时隙和接收时隙之间间隔十分小,数据的收发可认为是同时进行的。频分双工和时分双工将频域或时域资源划分为互不重叠的正交资源,对频率或者时间资源造成浪费。针对以上资源浪费的问题,通信研究者提出了同时同频全双工(co-time co-frequency full duplex, CCFD)通信模式的概念。同时同频全双工的通信方式下,通信设备在一频段发射信息也能够同时在此频段接收到信息,频率资源利用率较半双工通信模式有所提高。同时同频全双工有其既有的优势,同时又面临着一些挑战,其最大的挑战在于本地发射的功率较大的近端信号影响远端发射的经过空间环境衰落的功率较小的弱信号的接收能

力,即本地信号对远端信号的干扰。

针对自干扰问题,许多研究人员取得了很大的进展<sup>[2-17]</sup>。现有研究中的自干扰抑制方法主要包括天线域自干扰抵消、模拟自干扰抵消(analog self-interference cancellation, ASIC)和数字自干扰抵消(digital self-interference cancellation, DSIC)。天线域通过隔离等方式进行自干扰的抑制,模拟域通过直接射频耦合自干扰抑制和数字辅助射频自干扰抑制来进行自干扰的抑制,干扰信号经过天线域自干扰抑制,模拟域自干扰抑制的干扰信号并不能完全被抑制掉,因此必须自数字域进行自干扰抑制。数字域干扰抑制的基本思想是:在数字域估计出自干扰信号的信道值,通过信道估计值重建出自干扰信号,从总接收信号中减掉重建自干扰信号,至此完成干扰抑制。针对数字域自干扰抑制,已经提出了几种 DSIC 方法<sup>[2-5,9-17]</sup>,并且还对 DSIC 性能的意外因素的影响进行了研究和分析。DSIC 的常用方法是自干扰传播信道估计。Shao 等<sup>[14]</sup>提出的 DSIC 方法使用过去和未来的样本来估计当前瞬间的自干扰。Masmoudi 等<sup>[10]</sup>提出了最大似然信道估计器,以减少 CCFD MIMO(multiple-input multiple-output)系统的数字域自干扰。数字域自干扰抑制的重点在于干扰信号信道估计,以此为基础,以 RLS(递推最小二乘法)为自干扰信道估计算法,研究和分析该数字自干扰抑制算法的自干扰抑制能力、误码率,并与 LMS(最小均方法),VSSLMS(变步长最小均方法),SLMS 为自干扰信道估计算法下的自干扰抑制能力、误码率进行比较。通过各算法在同时同频全双工

通信系统的性能分析,对各算法在同时同频全双工通信系统的应用场景具有指导意义。

## 1 系统模型

数字域自干扰抑制中要对自干扰信号进行重建,自干扰重建中包括对自干扰信号的幅度、延时、相位的重建。采用的系统模型图如图1所示。

假设自干扰信道通过的是加性高斯白噪声(additive white gaussian noise, AWGN)信道,不失一般性,假设同时同频全双工发射机采用BPSK调制,自干扰信道只有一条路径,即AWGN直射路径。为突出重点,假设接收射频通道具有足够高的线性度,ADC具有充分的动态范围和采样分辨率。这样自干扰信号全部进入数字域,经模数转换后数字域的接收信号为

$$r(n) = r_{DI}(n) + r_u(n) + n(n)$$

其中  $r_u(n)$  和  $n(n)$  分别表示有用信号和高斯白噪声。

$$r_{DI}(n) = \sqrt{P_i} d_i(n) \exp \{j[\omega_c(n - n_\tau) + \varphi_i]\}$$

表示自干扰信号。其中:  $P_i$  是接收自干扰信号的功率;  $\omega_c$  是ADC输出的中频频率;  $n_\tau$  是相对于本地发射信号的延时;  $\varphi_i$  表示载波初始相位;  $d_i(n)$  是成型后的基带信号

$$d_i(n) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} d_k^i g(n - kT)$$

其中:  $d_k^i$  表示基带第  $k$  个BPSK调制符号;  $g(t)$  表示成型脉冲;  $T$  为符号周期; 为简化分析,假设  $g(t)$  为方波脉冲,即

$$g(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{T}, & 0 \leq t < T \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

通过自干扰信道估计对  $r_{DI}(n)$  进行幅度、延时和相位估计,利用已知信息  $d_i(n)$  得到重建自干扰  $r_{DIC}(n)$  为

$$r_{DIC}(n) = \sqrt{\hat{P}_i} d_i(n - \hat{n}_\tau) \exp \{j[\omega_c(n - \hat{n}_\tau) + \hat{\varphi}_i]\}$$

其中  $\hat{P}_i, \hat{n}_\tau, \hat{\varphi}_i$  分别是  $P_i, n_\tau, \varphi_i$  的估计值。

相应的估计误差分别为:

$$\sqrt{\hat{P}_i} = (1 + \eta) \sqrt{P_i}$$

$$\hat{n}_\tau = n_\tau + \Delta\tau$$

$$\hat{\varphi}_i = \varphi + \Delta\varphi$$

其中:  $\eta$  是自干扰幅度  $\sqrt{P_i}$  的相对误差;  $\Delta\tau$  是自干扰传播延迟  $n_\tau$  的估计误差;  $\Delta\varphi$  是载波相位估计误差。

干扰抑制后的信号  $d_r(n)$  用于后续解调

$$d_r(n) = r(n) - r_{DIC}(n)$$

假设远端信号  $r_u(n)$  也采用BPSK调制,0和1等概出现,  $r_u(n)$  的复包络为

$$r_u(n) = \sqrt{P_u} d_u(n) \exp \{j[\omega_u n + \varphi_u]\}$$

$P_u$  是远端有用信号的接收功率;  $\varphi_u$  为载波初始相位;

$r_u(n)$  是为基带信号

$$d_u(n) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} d_k^u g(n - kT)$$

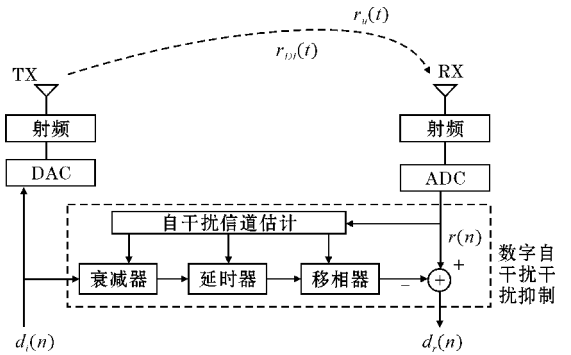


图1 时域数字域自干扰抑制模型

## 2 同时同频全双工系统的数字自干扰抑制

自干扰信号在重建过程中要对幅度、相位、延时进行重建,会产生相应的误差,而误差的大小又是由相应的自干扰信号的信道估计性能决定的,以RLS算法为自干扰信号的信道估计法,完成同时同频全双工数字域自干扰算法设计。

### 2.1 基于RLS算法的自干扰信道估计

对于时变多径自干扰信道的估计,其主要目标是估计出如图2所示的  $M$  阶自干扰重建滤波器的各抽头的抽头系数  $\omega_j(n)$ 。  $x(n)$  表示输入信号,在同时同频全双工系统中为自干扰参考信号,  $y(n)$  为输出信号,在同时同频全双工系统中为重建设自干扰信号,  $d(n)$  为期望信号,在同时同频全双工系统中为总接收信号,  $e(i)$  为剩余信号,包括了来自远端的有用信号,残留自干扰信号,噪声信号。  $\omega_j(n)$  为  $n$  时刻第  $j$  个滤波器的抽头系数。  $y(n)$  表示为

$$y(i) = \sum_{j=1}^M \omega_j(n) x(i - j + 1)$$

剩余信号  $e(i)$  可以表示为

$$e(i) = d(i) - y(i)$$

只要使剩余信号  $e(i)$  最小化,即实现了自干扰信道场景下的自干扰信道估计。

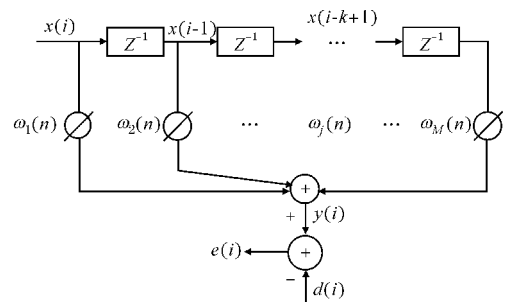


图2  $M$  阶线性滤波器系统模型

自干扰信道的时域估计方法包括非自适应和自适应两类,自适应算法包括最小均方(LMS)和递推最小二乘法(RLS)算法。以RLS算法为例,介绍RLS在同时同频全双工通信系统中的应用。

此处忽略远端发射过来的有用信号和热噪声之和的影响,根据最小二乘的准则,抽头系数的选取最终使累加的残留自干扰信号的功率 $\xi(n)$ 最小,即

$$\min_{\omega M(n)} [\xi(n)], \xi(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} e^2(i)$$

式中 $\lambda$ 为遗忘因子,其取值范围大于0小于等于1,它可以减少前一时刻残留的自干扰的信号功率对所得估计结果的影响,而增加当前时刻的影响,促使系统快速达到预期目标。

以文献[24]中所述的前加窗法进行最小二乘估计,最终解得使残留自干扰信号功率最小化的自干扰重建滤波器的抽头系数如下所示

$$W(n) = [X^T(n)\Lambda(n)X(n)]^{-1}X^T(n)\Lambda(n)d(n) \quad (1)$$

由于式(1)中存在矩阵求逆运算,运算量为 $O(M^3)$ ,不适合实时计算。因此,用递推最小二乘法代替最小二乘法,以减少自干扰信道估计的运算量,并实时跟踪自干扰信道的变化。

式(1)可以写成

$$W(n) = R_x^{-1}(n)r_{xd}(n)$$

式中 $R_x(n)$ 代表自干扰参考信号的加权平均; $r_{xd}(n)$ 为数字域总的接收信号和自干扰参考信号互相关的时间平均。

$$R_x(n) = X^T(n)\Lambda(n)X(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} x(i)x^T(i)$$

$$R_{xd}(n) = X^T(n)\Lambda(n)d(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} d(i)x(i)$$

因此可以得到 $R_x(n)$ , $r_{xd}(n)$ 的递推关系:

$$r_{xd}(n) = \lambda r_{xd}(n-1) + d(n)x(n)$$

$$r_x(n) = \lambda R_x(n-1) + x(n)x^T(n)$$

这样,对 $R_x(n)$ 的求逆操作可以重新写为

$$R_x^{-1}(n) = \frac{1}{\lambda} \left[ R_x^{-1}(n-1) - \frac{R_x^{-1}(n-1)x(n)x^T(n)R_x^{-1}(n-1)}{\lambda + \mu(n)} \right]$$

其中 $\mu(n) = x^T(n)R_x^{-1}(n-1)x(n)$ 是一个纯量,记为

$$G(n) = R_x^{-1}(n)$$

$$g(n) = \frac{c(n-1)x(n)}{\lambda + \mu(n)}$$

则可以简化为

$$G(n) = \lambda^{-1} [G(n-1) - g(n)x^T(n)G(n-1)]$$

由以上可得

$$W(n) = W(n-1) + g(n) [d(n) - w^T(n-1)x(n)] \quad (2)$$

式(2)就是递推最小二乘法中自干扰重建滤波器加权系数的递推公式经自干扰信号抑制后的剩余信号为

$$e(n) = d(n) - w^T(n-1)x(n)$$

表1给出了递推最小二乘法的初始化值及递推步骤。

表1 递推最小二乘法的初始化值及递推步骤

步骤	算法流程
初始化条件	$w(0) = x(0) = 0, C(0) = \delta^{-1}I$ 及 $\delta = \begin{cases} \text{SNR 较高时取较小的正常数} \\ \text{SNR 较低时取较大的正常数} \end{cases}$
运算取值	获取 $d(n)$ 和 $x(n)$ 的值
更新增益矢量	$\mu(n) = x^T(n)C(n-1)x(n) \quad g(n) = \frac{C(n-1)x(n)}{\lambda + \mu(n)}$
更新滤波器参量	$w(n) = w(n-1) + g(n) [d(n) - w^T(n-1)x(n)]$
更新逆矩阵	$G(n) = \lambda^{-1} [C(n-1) - g(n)x^T(n)C(n-1)]$

通过上述过程RLS算法可以随着周围环境的变化实时的去调整重建滤波器的抽头系数,最终使滤波器工作在最优状态。工作在最优状态下的滤波器系数,即为所求得自干扰信道的估计值。

## 2.2 同时同频全双工自适应自干扰抑制

通过上述的基于RLS的自干扰信道估计,可以估计出最优的滤波器系数,要完成同时同频全双工数字域自适应自干扰抑制还要通过如图3所示的方式。图中 $x(n)$ 为发射机发射的已知信号,为自干扰参考信号, $r(n)$ 为接收机接收到的总信号,将 $x(n)$ 与 $r(n)$ 分别输入到自适应自干扰重建模块,此处的自适应算法选用上述的RLS算法,从自适应自干扰重建模块出来的信号为自干扰重建信号 $r_{DIC}(n)$ ,从总接收信号中减去自干扰重建信号,得到干扰抑制后的信号 $d_r(n)$ ,将其送入后续单元进行相应的信号处理。至此,完成了同时同频全双工自适应自干扰抑制。

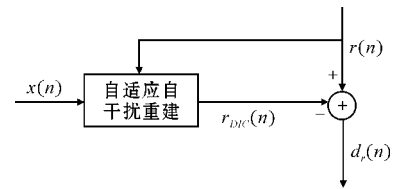


图3 自适应自干扰抑制框图

## 3 仿真

将图1中的信道估计算法换成基于上述RLS的时域自适应自干扰抑制算法,接收信道接收到的信号 $r(n)$ 与同时同频全双工通信系统发射的自干扰参考信号联合,分别输入到自干扰重建单元中,自干扰重建单元根据RLS算法不断调整重建滤波器系数,最终到最优后得到重建自干扰信号,同时又实时跟踪信道变化。总的接收信号与重建自干扰信号相减,得到自干扰抑制后的信号,将自干扰抑制后的信号送入后续单元完成其他信号处理过程。

用ISR表示干扰抑制前干扰信号功率与有用信号



功率之比,本论文仿真了在 RLS 算法,VSSLMS 算法,LMS 算法,SSLMS 算法下,干信比与自干扰抑制能力的关系。此处的 SSLMS 算法为符号 LMS 算法,干扰抑制能力的计算方法将会在随后介绍。RLS 仿真条件为:高斯白噪声信道,信噪比为20 dB,记忆因子 $\lambda$ 的取值为0.9998,自干扰信号功率归一化为1。VSSLMS,LMS,SSLMS 算法仿真条件均为高斯白噪声信道,信噪比为20 dB,自干扰信号功率归一化为1,其余仿真条件参考文献[22]。

3.1 干扰抑制能力

假设,不考虑噪声影响,干扰抑制前的干扰信号能量为 $E_i$ ,干扰抑制后的干扰信号能量为 $E_r$ ,定义干扰抑制能力为

$$G=-10\lg\left(\frac{E_r}{E_i}\right)$$

则模型的自干扰抑制能力为

$$G=-10\lg\left(\frac{E\{ |r_{DI}(n)-r_{DIC}(n)|^2 \}}{E\{ |r_{DI}(n)|^2 \}}\right)$$

在滤波器阶数为8的情况,各算法干扰抑制能力与干信比的关系仿真结果如图4所示。在干信比为30 dB的情况下,各算法干扰抑制能力与滤波器阶数的关系仿真结果如图5所示。

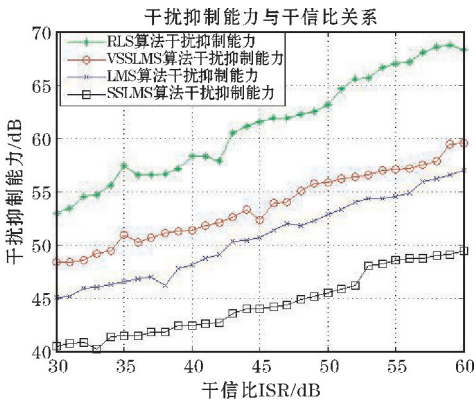


图4 干信比与干扰抑制能力关系

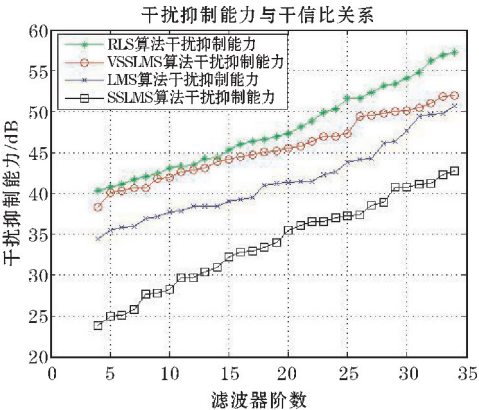


图5 滤波器阶数与干扰抑制能力关系

由图4可以看出在同一干信比下,4种信道估计算法的自干扰抑制能力依次为RLS、VSSLMS、LMS、SSLMS;同时也可以看出在滤波器阶数一定的条件下,随着干信比的增大,自干扰信号的抑制能力越来越大。这是由于自干扰增强了,才有更多的自干扰信号被抑制掉。由图5可以看出在干信比一定的情况下,随着滤波器阶数的增加,4种算法的干扰抑制能力也会增加。滤波器阶数相同时,4种信道估计算法的自干扰信道估计能力依次为RLS、VSSLMS、LMS、SSLMS。

3.2 误码率

用SIR来表示自干扰抑制后有用信号功率与残留其自干扰信号功率的比值,即信干比。仿真自干扰抑制之后信干比与误码率的关系,滤波器阶数与误码率关系,结果如图6、7所示。

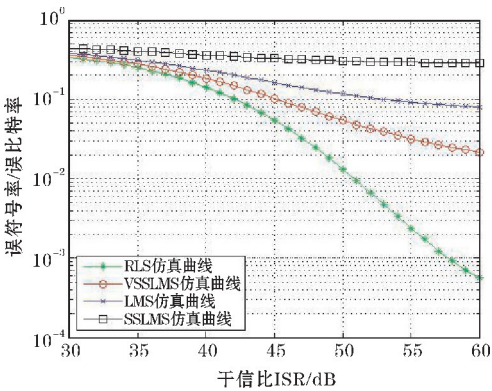


图6 信干比与误比特率关系

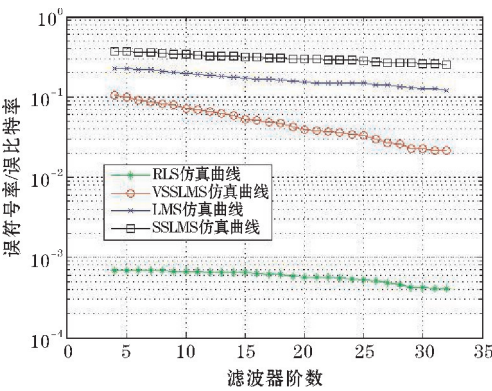


图7 滤波器阶数与误比特率关系

由图6可知随着信干比的增加,4种算法总的误码率的趋势都是减小。同时,在同一信干比下,4种算法的误码率由大到小依次为SSLMS、LMS、VSSLMS、RLS。由图7可知,随着滤波器阶数的增大,4种算法误码率越来越小;同时,在滤波器阶数相同的情况下,误码率由大到小依次为SSLMS、LMS、VSSLMS、RLS。

根据上述的分析结果及参考相应文献[18-24],可以得出表2。

表 2 各算法性能分析

算法	干扰抑制能力	误码率	收敛速度	复杂度
RLS	强	低	快	复杂
VSSLMS	较强	较低	与 $\mu$ 有关	较复杂
LMS	一般	一般	与 $\mu$ 有关	一般
SSLMS	较弱	较高	较慢	较容易

4 结束语

针对同时同频全双工通信系统数字域的自干扰消除问题,以 RLS 为自干扰信道估计算法,分析其自干扰抑制能力及误码率,并与 LMS、VSSLMS、SSLMS 不同的自干扰信道估计算法自干扰抑制能力、误码率作比较,同时对比各算法收敛速度及复杂度。仿真结果表明:随着干信比的增大,RLS 自干扰信道估计的数字自干扰抑制算法的自干扰抑制能力越强;随着干扰抑制后信干比的增大,RLS 自干扰信道估计的数字自干扰抑制算法下误码率越来越低;随着滤波器阶数的增大,RLS 自干扰信道估计的数字自干扰抑制算法自干扰抑制能力增大,误码率减小;在同一条件下,RLS 自干扰信道估计的数字自干扰抑制算法自干扰抑制能力,误码率优于 VSSLMS、LMS、SSLMS,但其收敛速度较慢,复杂度较大。

参考文献:

[1] A Goldsmith, Wireless Communication [ M ]. Cambridge, U. K. :Cambridge Univ. Press,2005.

[2] J I Choi, M Jain, K Srinivasan, P Levis, et al. Achieving single channel, full duplex wireless communication [ J ]. Proc. ACM MOBICOM,2010 ( 9 ) : 1-12.

[3] B Radunovic, D Gunawardena, P Key, et al. Rethinking indoor wireless mesh design: Low power, low frequency, full-duplex [ J ]. IEEE Workshop on Wireless Mesh Networks ( WIMESH ), 2010 ( 6 ) : 1-6.

[4] M Jain, J Choi, T Kim, et al. Practical, real-time, full duplex wireless [ J ]. Proc. ACM MOBICOM, 2011 ( 9 ) : 301-312.

[5] M Duarte, A Sabharwal. Full-duplex wireless communications using off-the-shelf radios: Feasibility and first results [ J ]. Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers ( ASIOMAR ), 2010 ( 11 ) : 1558-1562.

[6] B Kaufman, J Lilleberg, B Aazhang. An analog

baseband approach for designing full-duplex radios [ J ]. Proc. 47th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2013 ( 11 ) : 987-991.

[7] M Duarte, C Dick, A Sabharwal. Experiment-Driven Characterization of Full-Duplex Wireless Systems [ J ]. IEEE Trans. Wireless Commun. , 2012 ( 11 ) : 4296-4308.

[8] B Kaufman, J Lilleberg, B Aazhang. Analog baseband cancellation for full duplex an experiment driven analysis [ J ]. Submitted to Journal of Selected Area of Communications-Preprint on arxiv. org.

[9] D Bharadia, E McMilin, S Katti. Full duplex radios [ J ]. SIGCOMM13, 2013 ( 8 ) : 375-386.

[10] A Masmoudi, T Le-Ngoc. A Maximum-Likelihood Channel Estimator for Self-Interference Cancellation in Full-Duplex Systems [ J ]. IEEE Trans. on Veh. Technol.

[11] D Korpi, L Anttila, M Valkama. Feasibility of in-band full-duplex radio transceivers with imperfect RF components: analysis and enhanced cancellation algorithms [ J ]. in IEEE 2014 9th International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications ( CROWN-COM ), 2014 ( 7 ) : 532-538.

[12] D Korpi, L Anttila, V Syrjl. Widely-linear digital self-interference cancellation in direct-conversion full-duplex transceiver [ J ]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32 ( 10 ) : 1674-1687.

[13] V Syrjl, M Valkama, L Anttila. Analysis of oscillator phase-noise effects on self-interference cancellation in full-duplex OFDM radio transceivers [ J ]. IEEE Trans. Wireless Commun. , 2014, 13 ( 6 ) : 2977-2990.

[14] S Shao, X Quan, Y Shen. Effect of phase noise on digital self-interference cancellation in wireless full duplex [ J ]. 2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing ( ICASSP ), 2014 ( 5 ) : 2759-2763.

[15] T Riihonen, R Wichman. Analog and digital self-interference cancellation in full-duplex MIMO-OFDM transceivers with limited resolution in A/D conversion [ J ]. Proc. 46th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2012 ( 11 ) : 45-49.

[16] D Korpi, T Riihonen, V Syrj\_l\_, et al. Full-du-

- plex transceiver system calculations: Analysis of ADC and linearity challenges [J]. IEEE Trans. Wireless Commun., 2014, 13(7): 3821–3836.
- [17] E Ahmed, A Eltawil, A Sabharwal. Self-interference cancellation with nonlinear distortion suppression for full-duplex systems [J]. Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR), 2013(11): 1199–1203.
- [18] 李宁. LMS 自适应滤波算法的收敛性能研究与应用 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2009.
- [19] 孙恩昌. 自适应变步长 LMS 滤波算法及分析 [J]. 系统仿真学报, 2007, 19(14).
- [20] 唐燕. 数字助听器自适应声反馈消除的研究 [D]. 南京: 南京邮电大学, 2013.
- [21] R H Kwong, E W Johnston. A variable step size LMS algorithm [J]. IEEE Trans. Signal Process., 1992, 40(7): 1633–1642.
- [22] 刘建成, 全厚德, 赵宏志, 等. 基于迭代变步长 LMS 的数字域自干扰对消 [J]. 电子学报, 2016, 44(7): 1530–1538.
- [23] Simon Haykin. 自适应滤波器原理 [M]. 4 版. 郑宝玉, 译. 北京: 电子工业出版社, 2003: 183 – 267, 344–366.
- [24] 龚耀寰. 自适应滤波 [M]. 2 版. 北京: 电子工业出版社, 2003.

## Analysis of Self-interference Suppression

### Performance of RLS Algorithm in Co-frequency Co-time Full Duplex System

Geng Min, Chen Qi-xing, Xue Ya-juan

(College of Communication Engineering, Chengdu University of Information Technology, Chengdu 610225, China)

**Abstract:** As a solution to the problem of depletion of spectrum resources, the main problem facing simultaneous full-duplex communications is self-interference suppression. Since the digital domain is much stronger than the signal processing capability of the antenna domain and analog domain, this paper studies the self-interference suppression method in the digital domain. The common channel estimation algorithm RLS is used as the channel estimation algorithm of the self-interference channel, and its self-interference suppression ability is analyzed. , error rate, and compared with other channel estimation algorithms. The model of the system is modeled and simulated by MATLAB, and analyze the results. The simulation results show that the self-interference suppression ability of RLS self-interference channel estimation's digital self-interference suppression algorithm increases with the increase of ISR. As the SIR increases after interference suppression, the bit error rate becomes lower and lower under RLS self-interference channel estimation's digital self-interference suppression algorithm. ; as the filter order increases, the self-interference suppression ability of RLS self-interference channel estimation's digital self-interference suppression algorithm increases, and the bit error rate decreases; under the same conditions, the RLS digital self-interference suppression algorithm's self-interference suppression capability, the bit error rate is better than VSSLMS, LMS, SSLMS, but its slower convergence and greater complexity.

**Keywords:** CCFD; RLS; channel estimation; self-interference suppression