

基于符号定时偏差补偿的过零点采样自干扰消除

荆楠^{1,3},班容键^{1,3},田立勤²,王林^{1,3},刘丰¹

(1. 燕山大学信息科学与工程学院,河北秦皇岛066004; 2. 华北科技学院河北省物联网监控工程技术研究中心,河北廊坊065201;
3. 河北省信息传输与信号处理重点实验室,河北秦皇岛066004)

摘要: 针对系统存在符号定时偏差时造成自干扰信号过零点漂移,进而导致过零点采样自干扰消除方法性能失效问题,本文提出一种符号定时偏差补偿的信号过零点采样自干扰消除方法. 首先,利用辅助信号设计与自逆多项式根存在原理得到计算过零点的数学模型. 其次,通过分析两种不同符号定时偏差对接收信号的影响,采用差值法和相关函数法计算系统符号定时偏差. 最后,根据信道估计方法计算出系统同步条件下的过零点时刻,然后利用符号定时偏差估计值对上述过零点时刻进行补偿,进而得到系统存在符号定时偏差时的过零点采样时刻集合. 仿真结果表明,所提方法在系统存在符号定时偏差时仍然能准确计算过零点集合,实现83 dB自干扰信号消除水平.

关键词: 全双工; 自干扰消除; 过零点采样; 符号定时偏差

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2022)02-0305-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20201104

Self-Interference Cancellation for Full Duplex Radios via Zero Crossing Sampling Based on Compensation of Symbol Timing Error

JING Nan^{1,3}, BAN Rong-jian^{1,3}, TIAN Li-qin², WANG Lin^{1,3}, LIU Feng¹

(1. School of Information Science and Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao, Hebei 066004, China;
2. Hebei IoT Monitoring Engineering Technology Research Center, North China Institute of Science and Technology, Langfang, Hebei 065201, China; 3. Hebei Key Laboratory of Information Transmission and Signal Processing, Qinhuangdao, Hebei 066004, China)

Abstract: For the problem that the zero-crossing point of self-interference signal drifts when the system has symbol timing errors, which causes the zero-crossing sampling self-interference elimination method to fail, this paper proposes an improved zero-crossing sampling self-interference elimination method based on symbol timing error compensation. First, the mathematical model for the zero-crossing calculation is obtained by leveraging the auxiliary signal design and the existence principle of the roots of the self-reverse polynomial. Secondly, by analyzing the effects of two different symbol timing errors on the received signal, the difference method and the correlation function method are used to calculate the system symbol timing error. Finally, according to the channel estimation method, the zero-crossing time is calculated when the system is synchronized, and is compensated by the estimated symbol timing error to achieve the set of zero-crossing sampling time when the system is non-synchronized. The simulation results show that the proposed method can still accurately calculate the zero-crossing sampling set in the presence of symbol timing error, and achieve 83 dB self-interference cancellation.

Key words: full duplex; self-interference cancellation; zero crossing sampling; symbol timing offset

1 引言

带内全双工(Full Duplex, FD)是第五代移动通信技术(5G)实现频谱利用率倍增的关键技术之一. 与现有的频分双工、时分双工相比,FD使无线终端能够在同

一频带上同时发送和接收信号来提高频谱效率. 而全双工的实施则必须要克服本地发射链路的发射信号对接收链路所造成的干扰,这个干扰被称为自干扰(Self-Interference, SI)信号. 由于发射链路与接收链路的距离要远小于接收链路与远端节点的距离,因此SI功率比

收稿日期:2020-10-10;修回日期:2021-07-16;责任编辑:李勇锋

基金项目:国家自然科学基金(No.61772453);河北重点研发计划(No.19270318D);河北省自然科学基金(No.F2020203074, No.F2020203043);省、市重点实验室开放课题(No.IOT202006);河北省应用基础研究计划重点基础研究(No.17961701D)

接收链路接收到来自远端节点的期望信号(Desired Signal, DS)功率高出接近 100 dB,这使得接收链路接收到的 DS 淹没在强大的 SI 信号中,从而无法被正确解调^[1,2]. 此外,SI 信号未经抑制直接送入接收链路数模转换器(Analog to Digital Converter, ADC),其功率超出 ADC 的动态范围将造成 ADC 过饱和. 因此,只有在接收链路进行 SI 消除才能真正实现全双工通信.

现有的方法通过三个步骤来完成 SI 消除:天线域,模拟域和数字域. 天线域通常采用特殊的天线设计实现 SI 消除,如天线间物理隔离^[3]、天线极化^[4]、单天线循环器^[5]等方法,这些方法可实现 25~40 dB 的 SI 消除水平. 然而,经天线域消除后的 SI 功率水平仍远大于 DS 接收功率,还需要在模拟域进一步消除. 常用的模拟域方法采用多抽头延迟线结构模拟多径信道,通过固定或者自适应方法调整每个抽头的增益和时延重构无线多径信道,进而获得 SI 的估计值,然后,在接收信号中减去重构的 SI 实现 SI 消除. SI 在模拟域可实现 30~60 dB 消除水平^[6-8]. 经天线域和模拟域联合消除之后,SI 功率水平可降至接收链路 ADC 动态范围之内,并与 DS 功率水平相当. 随后,残余的 SI 随 DS 一起通过 ADC 进入数字域进行解码解调. 为了实现 DS 正确解调,还需要在数字域进一步消除残余 SI. 现有的数字域消除方法有重构 SI^[9]、盲源分离^[10]、独立分量分析^[11]等方法,至少可以实现 30 dB 的自干扰消除性能.

天线域联合模拟域方法可提供高达 100 dB 的自干扰消除,但这些方法需要复杂的硬件电路设计^[6]. 即使简化硬件电路设计^[12]或者采用多抽头参数的自适应算法^[13],硬件设备的非线性将会带来额外 SI 残留,造成 DS 无法正确解调^[14,15]. 针对上述问题,研究人员提出^[16]是否可以跳过模拟的硬件开销,仅使用数字域方法完全消除接收信号中的 SI. 欲实现该目标所面临的挑战是如何解决 SI 功率过高导致 ADC 动态范围存在过饱和问题.

文献^[16]是第一个尝试使用数字域信号采样方法来消除 SI 的工作. 该方法设计一个辅助信号加入到接收信号中,然后在辅助信号与 SI 两者之和信号的振幅电平为零的时刻对接收信号进行采样,这使得采样后的信号里只含有 DS 而不再携带 SI,从而实现自干扰消除. 该方法的关键是准确计算辅助信号与 SI 之和信号的过零点,其准确计算的前提是系统完全同步. 然而,在实际通信系统中却存在收发不同步问题,其中包括符号定时偏差(Symbol Timing Offset, STO),其中 STO 将导致 SI 发生相位旋转,造成辅助信号与 SI 之和的信号过零点计算不再准确.

针对系统存在 STO 时文献^[16]方法性能恶化问题,本文提出一种基于 STO 补偿的信号过零点采样方

法(Zero Crossing Sampling with STO Compensation, ZCS-STOC). 首先,使用最小二乘(Least Squares, LS)信道估计方法重构一个理想的不包含系统 STO 的 SI 信号. 其次,利用该估计的 SI 信号计算系统同步情况下的过零点集合. 然后,使用相关函数法和差值法估计系统当前的 STO. 最后,根据该 STO 的估计值对系统同步情况下的过零点集合进行补偿. 这样就得到系统存在 STO 时的过零点集合.

2 信号模型

本文提出的基于过零点补偿的自干扰消除系统模型如图 1 所示. 发射链路由正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)调制模块、数模转换器(Digital to Analog Converter, DAC)、功率放大器(Power Amplifier, PA)和发射天线组成. 接收链路由低噪声放大器(Low Noise Amplifier, LNA)、过零点补偿模块和过零点采样模块组成. 其中过零点补偿模块由信道估计模块、SI 重构模块、过零点估计模块、过零点计算模块和过零点修正模块组成. 过零点采样模块由 ADC 与 Nus-OFDM 解调模块^[17]组成.

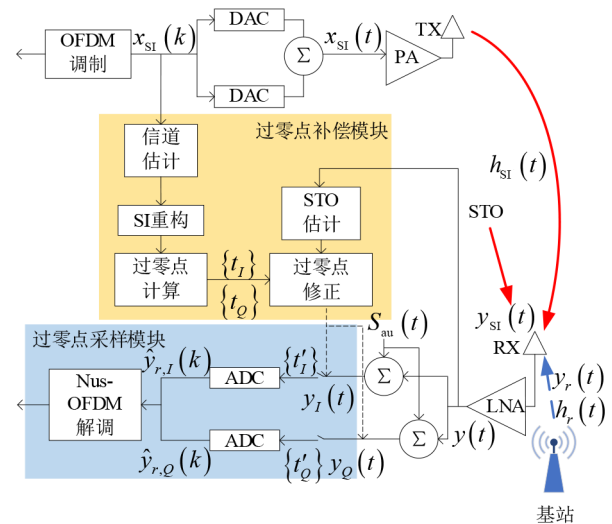


图1 基于ZCS-STOC双天线全双工自干扰消除系统模型

在发射链路,复基带信号 $x_{SI}(k)$ 经 DAC 后转换为模拟信号 $x_{SI}(t)$,再经 PA 放大后发射. 接收链路所接收到的信号 $y(t)$ 由自干扰信号 $y_{SI}(t)$,期望信号 $y_r(t)$ 和噪声 $n(t)$ 组成,其关系如式(1)所示:

$$y(t) = y_{SI}(t) + y_r(t) + n(t) \\ = x_{SI}(t) \cdot h_{SI}(t) + x_r(t) \cdot h_r(t) + n(t) \quad (1)$$

其中, $x_r(t)$ 为远端基站或移动台发射的期望信号, $x_{SI}(t)$ 与 $x_r(t)$ 均为 OFDM 信号,由 $2N$ 个子载波组成,频率均匀分布在 $f_{-N+1} = (-N+1)/T'$ 与 $f_{N-1} = (N-1)/T'$ 之间,

T' 为一个 OFDM 符号时间,其中 $T'=T_{\text{CP}}+T$, T_{CP} 表示循环前缀的长度, T 表示 OFDM 符号内数据长度. $h_{\text{SI}}(t)$ 和 $h_r(t)$ 分别表示 SI 和 DS 多径传播信道的冲激响应. 过零点采样的核心思想是接收端在 $y_{\text{SI}}(t)$ 幅值为零的位置对 $y(t)$ 进行采样, 这使得采样后的结果中将不再含有 $y_{\text{SI}}(t)$. 然而, 在 $y_{\text{SI}}(t)$ 过零点位置对 $y(t)$ 进行采样所得到的采样点数将小于 $2N$, 根据奈奎斯特采样定律可知, 采样点数不足 $2N$ 将造成 $y_r(t)$ 解调失真. 为了解决上述问题, 需设计一个辅助信号以使 $y_{\text{SI}}(t)$ 过零点数量增加至 $2N$, 标记辅助信号为 $S_{\text{au}}(t)$.

在接收天线处, $y(t)$ 被分为同相分量 (In-phase, I) 和正交分量 (Quadrature, Q) 两路, 分别用 $\Re\{y(t)\}$ 和 $\Im\{y(t)\}$ 来表示. $\Re\{y(t)\}$ 和 $\Im\{y(t)\}$ 分别加入辅助信号 $S_{\text{au}}(t)$ 后^[16], 其相应的同相信号 $y_I(t)$ 和正交信号 $y_Q(t)$ 可表示为

$$y_I(t) = \Re\{y(t)\} + S_{\text{au}}(t) \quad (2)$$

$$y_Q(t) = \Im\{y(t)\} + S_{\text{au}}(t) \quad (3)$$

其中, 辅助信号数学表达式由文献[16]给出

$$S_{\text{au}}(t) = A_{\text{au}} \cos\left(2\pi \frac{N}{T} t\right), A_{\text{au}} > \sum_{n=-N+1}^{N-1} |w_{n,\text{SI}}| \quad (4)$$

其中, A_{au} 为幅值, $w_{n,\text{SI}}$ 为 $y_{\text{SI}}(t) = \sum_{n=-N+1}^{N-1} w_{n,\text{SI}} \cdot e^{j\frac{2\pi}{T} nt}$ 傅立叶级数展开系数. 将式(1)代入式(2)和(3), 得到:

$$y_I(t) = \Re\{y_{\text{SI}}(t)\} + \Re\{y_r(t)\} + \Re\{n(t)\} + S_{\text{au}}(t) \quad (5)$$

$$y_Q(t) = \Im\{y_{\text{SI}}(t)\} + \Im\{y_r(t)\} + \Im\{n(t)\} + S_{\text{au}}(t) \quad (6)$$

令 $y_{\text{SI}}(t) + S_{\text{au}}(t)$ 过零点采样时刻集合为:

$$\{t_I\} = \{t_{I,1}, t_{I,2}, \dots, t_{I,2N}\} \quad (7)$$

$$\{t_Q\} = \{t_{Q,1}, t_{Q,2}, \dots, t_{Q,2N}\} \quad (8)$$

其中, $t_{I,i}$ 和 $t_{Q,i}$, $i=1, \dots, 2N$ 表示集合内的过零点采样时刻.

采用 t_I 与 t_Q 对 $y_I(t)$ 和 $y_Q(t)$ 进行采样, 得到:

$$\tilde{y}_I(t) \Big|_{t \in t_I} = \Re\{y_r(t)\} \Big|_{t \in t_I} + \Re\{n(t)\} \Big|_{t \in t_I} \quad (9)$$

$$\tilde{y}_Q(t) \Big|_{t \in t_Q} = \Im\{y_r(t)\} \Big|_{t \in t_Q} + \Im\{n(t)\} \Big|_{t \in t_Q} \quad (10)$$

其中, $\tilde{y}_I(t)$ 和 $\tilde{y}_Q(t)$ 是 $y_I(t)$ 和 $y_Q(t)$ 经 t_I 与 t_Q 采样后的离散信号, t_I 与 t_Q 可由方程式(11)和式(12)求出:

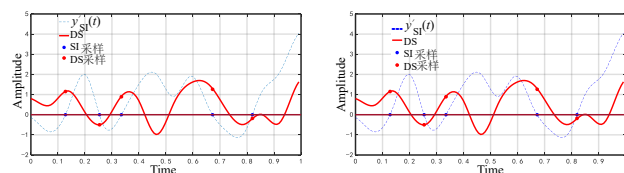
$$\Re\{y_{\text{SI}}(t)\} \Big|_{t \in \{t_I\}} + S_{\text{au}}(t) \Big|_{t \in \{t_I\}} = 0 \quad (11)$$

$$\Im\{y_{\text{SI}}(t)\} \Big|_{t \in \{t_Q\}} + S_{\text{au}}(t) \Big|_{t \in \{t_Q\}} = 0 \quad (12)$$

通过式(9)~(12)可以看出, 只要能准确计算 t_I 与

t_Q , 就可以完全消除 y_{SI} 对 $y_r(t)$ 的影响. 然而, 式(9)~(12)成立的前提是假设系统完全同步. 事实上, 实际通信系统存在同步偏差, 其中包括符号定时偏差. 符号定时偏差的存在使原本采样时刻超前或滞后一段时间, 此时若仍按照 t_I 与 t_Q 对 y_I 和 y_Q 进行采样, 式(9)~(12)将不再成立, 采样后的信号 $y_I(t)$ 和 $y_Q(t)$ 将包含 SI 以及额外引入的 $S_{\text{au}}(t)$, 进而无法实现 SI 消除.

定义系统的符号定时偏差为 t_{STO} , 图 2 直观地说明 t_{STO} 对 $y_{\text{SI}}(t) + S_{\text{au}}(t)$ 过零点计算的影响. 令 $y_{\text{SI}}(t) + S_{\text{au}}(t) = y'_{\text{SI}}(t)$, $y'_{\text{SI}}(t)$ 与 DS 的幅值与采样点分布如图 2 所示. 为了方便问题讨论, SI 与 DS 均为功率相等且没有信道和噪声失真影响的 OFDM 信号, 子载波数为 8, 调制方式均为正交相移键控 (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK). 图 2(a) 为无 t_{STO} 影响的情况, 以采样点集合 t_I 与 t_Q 对 $y_I(t)$ 和 $y_Q(t)$ 进行采样, 由式(11)和(12)可知 $y'_{\text{SI}}(t) = 0$, 采样结果中仅包含 DS 而不存在 SI 进而实现了 SI 消除. 然而, SI 在传播过程中经历 t_{STO} 后, $y'_{\text{SI}}(t)$ 过零点位置将发生变化. 如果仍按照 t_I 与 t_Q 对 $y_I(t)$ 和 $y_Q(t)$ 进行采样, 采样结果中 $y'_{\text{SI}}(t) \neq 0$, 式(11)和(12)将不再成立, 如图 2(b) 所示.



(a) 无 t_{STO} 时 $y'_{\text{SI}}(t)$ 与 DS 的幅值与采样点分布 (b) 有 t_{STO} 时 $y'_{\text{SI}}(t)$ 与 DS 的幅值与采样点分布

图 2 $y'_{\text{SI}}(t)$ 与 DS 的幅值与采样点分布

因此, 本文设计一种基于 t_{STO} 补偿的过零点采样时刻计算方法, 如图 1 中过零点补偿模块所示. 首先从发送链路引出一个 OFDM 调制信号送入信道估计模块得到自干扰信道的估计值 $\hat{h}_{\text{SI}}(t)$, 其次, 通过 $\hat{h}_{\text{SI}}(t)$ 得到 SI 的重构信号 $\hat{y}_{\text{SI}}(t)$. 此时得到的 $\hat{y}_{\text{SI}}(t)$ 是未通过多径传播的 SI 估计值, 不包含系统符号定时偏差, 因此, 将 $\hat{y}_{\text{SI}}(t)$ 代入式(11)和(12)便可得到系统同步情况下的采样时刻集合 t_I 与 t_Q . 然后, 接收链路从 $y(t)$ 中耦合一路信号送入 STO 估计模块得到系统当前的符号定时偏差 \hat{t}_{STO} . 最后, 利用 \hat{t}_{STO} 对集合 t_I, t_Q 中的每个采样时刻进行纠正, 得到新的采样时刻集合. 新的采样时刻集合, 其定义如下:

$$\{t'_I\} = \{t'_{I,1}, t'_{I,2}, \dots, t'_{I,2N}\} \quad (13)$$

$$\{t'_Q\} = \{t'_{Q,1}, t'_{Q,2}, \dots, t'_{Q,2N}\} \quad (14)$$

其中, $t'_{L,i} = t_{L,i} - t_{\text{STO}}$, $t'_{Q,i} = t_{Q,i} - t_{\text{STO}}$, $i = 1, \dots, 2N$.

利用式(13)和(14)给出的过零点采样时刻集合对 $y_I(t)$ 和 $y_Q(t)$ 进行采样, 则系统即使存在 t_{STO} 情况下式(9)~(12)仍然成立, 即

$$\Re\{y_{\text{SI}}(t)\}\Big|_{t \in \{t'_i\}} + S_{\text{au}}(t)\Big|_{t \in \{t'_i\}} = 0 \quad (15)$$

$$\Im\{y_{\text{SI}}(t)\}\Big|_{t \in \{t'_i\}} + S_{\text{au}}(t)\Big|_{t \in \{t'_i\}} = 0 \quad (16)$$

3 非均匀采样时刻计算

3.1 STO引起的采样偏差

令 $s(t)$ 是一个周期为 T 的连续基带信号, 其傅里叶级数可表示为

$$s(t) = \sum_{n=-N}^{N-1} c(n) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} \quad (17)$$

其中, $c(n)$ 表示傅里叶级数系数, $2N$ 表示与子载波个数相同的谐波. 按照式(17)可以得到 SI 同相分量 $\Re\{y(t)\}$ 与正交分量 $\Im\{y(t)\}$ 的傅里叶级数展开分别为

$$\Re\{y_{\text{SI}}(t)\} = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \Re\left\{w_{n,\text{SI}}^{[k]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{T}nt}\right\} \quad (18)$$

$$\Im\{y_{\text{SI}}(t)\} = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \Im\left\{w_{n,\text{SI}}^{[k]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{T}nt}\right\} \quad (19)$$

其中, $w_{n,\text{SI}}^{[k]}$ 为第 k 个 OFDM 符号傅立叶级数展开的系数. 式(18)和(19)给出的是发射链路与接收链路完全同步情况下的自干扰信号傅里叶级数展开. 然而, 在实际 OFDM 通信系统中由于系统硬件噪声以及多径传播的影响, 系统收发链路之间存在符号定时偏差. 若想对接收信号准确采样以实现 $y'_{\text{SI}}(t)$ 在采样时刻为零, 必须执行符号定时同步, 以准确检测每个 OFDM 符号的起始点, 避免 STO 造成采样时刻偏差. 需要强调说明的是, 由于 $S_{\text{au}}(t)$ 在接受链路加入接收信号中, 系统符号定时偏差对 $S_{\text{au}}(t)$ 没有影响, 因此, 下面的讨论只考虑 t_{STO} 对 $y_{\text{SI}}(t)$ 的影响.

根据 OFDM 符号有效数据起始点位置的不同, 存在两种符号定时偏差, 如图 3 所示, 分别指的是接收

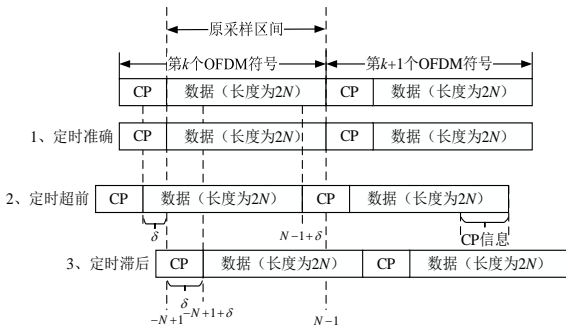


图3 两种符号定时偏差

OFDM 符号有效数据部分的起始点相对于定时准确时刻分别为超前和滞后两种情况. 令 CP 为截取 OFDM 符号尾部的四分之一, δ 为估计 OFDM 符号的起始点与准确的定时相差的子载波宽度, 其与 t_{STO} 的关系可表示为

$$t_{\text{STO}} = \delta \cdot \frac{T}{2N} \quad (20)$$

其中, $\delta = 0$ 表示定时准确, $\delta < 0$ 表示定时超前, 符号与定时准确相比向左移 δ , $\delta > 0$ 表示定时滞后, 即符号与定时准确相比向右移 δ .

定时超前为 OFDM 符号有效数据起始点位于同步定时时刻之前的情况. 若系统存在定时超前符号定时偏差, 若不进行 STO 补偿对接收信号进行过零点采样, 此时 SI 同相分量 $\Re\{y'_{\text{SI}}(t)\}$ 与正交分量 $\Im\{y'_{\text{SI}}(t)\}$ 分别为

$$\Re\{y'_{\text{SI}}(t)\} = \sum_{n=-N+1}^{N-1+\delta} \Re\left\{w_{n-\delta,\text{SI}}^{[k]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{T}(n-\delta)t}\right\} + \sum_{n=N+\delta}^{N-1} \Re\left\{w_{n-\frac{N}{2}-\delta,\text{SI}}^{[k+1]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{T}(n-\frac{N}{2}-\delta)t}\right\} \quad (21)$$

$$\Im\{y'_{\text{SI}}(t)\} = \sum_{n=-N+1}^{N-1+\delta} \Im\left\{w_{n-\delta,\text{SI}}^{[k]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{T}(n-\delta)t}\right\} + \sum_{n=N+\delta}^{N-1} \Im\left\{w_{n-\frac{N}{2}-\delta,\text{SI}}^{[k+1]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{T}(n-\frac{N}{2}-\delta)t}\right\} \quad (22)$$

其中, $w_{n,\text{SI}}^{[k+1]}$ 分别为图 3 中第 $k+1$ 个 OFDM 符号离散傅里叶级数展开系数. 由式(21)和(22)可以看出, 公式右侧第一部分为留在采样区间内的原 OFDM 符号的部分数据, 第二部分为由于 t_{STO} 引起的第 $k+1$ 个 OFDM 符号的部分 CP 数据, 可由第 $k+1$ 个 OFDM 符号数据尾部相对部分获得. 因此, 由式(21)与式(22)可知, t_{STO} 引起的循环移位造成原采样区间内, 第 k 个 OFDM 符号丢失部分数据, 同时混入第 $k+1$ 个 OFDM 符号数据, 进而破坏掉原采样区间内 SI 信号的过零点位置.

图 3 中定时滞后为 OFDM 符号的有效数据起始点位于定时同步时刻之后的情况. 受定时滞后影响, SI 的同相分量 $\Re\{y''_{\text{SI}}(t)\}$ 与正交分量 $\Im\{y''_{\text{SI}}(t)\}$ 分别可写为

$$\Re\{y''_{\text{SI}}(t)\} = \sum_{n=-N+1}^{-N+1+\delta} \Re\left\{w_{n+2N-2-\delta,\text{SI}}^{[k]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{T}(n+2N-2-\delta)t}\right\} + \sum_{n=-N+2+\delta}^{N-1} \Re\left\{w_{n-1-\delta,\text{SI}}^{[k]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{T}(n-1-\delta)t}\right\} \quad (23)$$

$$\Im\{y''_{\text{SI}}(t)\} = \sum_{n=-N+1}^{-N+1+\delta} \Im\left\{w_{n+2N-2-\delta,\text{SI}}^{[k]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{T}(n+2N-2-\delta)t}\right\} + \sum_{n=-N+2+\delta}^{N-1} \Im\left\{w_{n-1-\delta,\text{SI}}^{[k]} \cdot e^{j\frac{2\pi}{T}(n-1-\delta)t}\right\} \quad (24)$$

由式(23)和(24)可以看出, 公式右侧的第一部分为 t_{STO} 造成的第 k 个 OFDM 符号部分 CP 进入采样区间.

由于 CP 是重复 OFDM 符号尾部四分之一数据,因此定时滞后的情况也可以看作为 OFDM 符号发生循环移位,即第 k 个 OFDM 符号尾部长度为 δ 的数据部分移到起始位置,这使得整个 OFDM 符号的起始位置发生变化.公式右侧第二部分为原第 k 个 OFDM 符号留在采样区间内的部分数据.由于 t_{STO} 的存在,虽然未发生循环移位数据部分的傅立叶级数系数没有改变,但是级数的起始位置与式(18)和式(19)相比发生移位.

由式(21)~(24)讨论可知,若对系统存在的符号定时偏差不予补偿,SI 信号将发生相位旋转,同时其频谱系数也将发生改变.若仍然按照 t_l 与 t_Q 对接收信号进行采样,将产生采样偏差进而无法消除 SI 信号.

3.2 STO 估计

CP 是 OFDM 符号尾部四分之一的副本,文献[18]利用 CP 与 OFDM 尾部数据部分相同这一特征提出采用差值法^[19]和相关函数法^[20]对 t_{STO} 进行估计.插值法和相关函数法均设定两个滑动窗口 W1 和 W2,如图 4 所示,两者间隔 $2N$ 个子载波宽度. W1 与 W2 均以 δ 为单位同时向左或者向右滑动, W1 与 W2 每滑动一个 δ ,插值法和相关函数法均计算一次两个窗内信号采样点的相似度,相似度最高的 δ 即为系统当前的 t_{STO} .

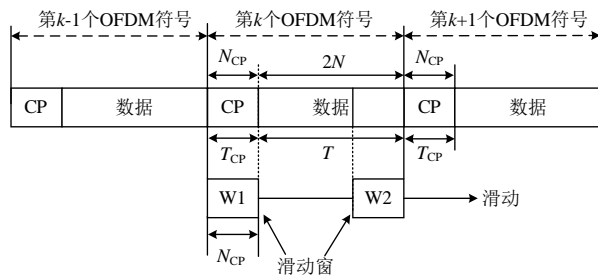


图4 基于CP的STO估计技术

具体来讲, $y_{\text{SI}}\left(t+i \cdot \frac{T}{2N}\right)$ 表示 W1 窗中的采样点, $y_{\text{SI}}\left(t+T+i \cdot \frac{T}{2N}\right)$ 表示 W2 窗中相同位置的采样点. 差值法通过求 W1 与 W2 中 $y_{\text{SI}}\left(t+i \cdot \frac{T}{2N}\right)$ 与 $y_{\text{SI}}\left(t+T+i \cdot \frac{T}{2N}\right)$ 的差来计算相似度,然后将所有差值求和,可见差值越小代表 W1 与 W2 的相似度越大. 这个最小值所对应的 δ 即为系统当前的 t_{STO} ,其计算公式如下:

$$\hat{\delta} = \arg \min_{\delta} \left\{ \sum_{i=0}^{N_{\text{CP}}-1+\delta} \left| y_{\text{SI}}\left(t+i \cdot \frac{T}{2N}\right) - y_{\text{SI}}\left(t+T+i \cdot \frac{T}{2N}\right) \right| \right\} \quad (25)$$

相关函数法则是通过计算 W1 与 W2 中 $y_{\text{SI}}\left(t+i \cdot$

$\frac{T}{2N}\right)$ 与 $y_{\text{SI}}^*\left(t+T+i \cdot \frac{T}{2N}\right)$ 的相关度,然后将所有相关度求和,这个和越大 W1 与 W2 相似度越大. 因此,这个 W1 与 W2 相似度达到最大值所对应的 δ 即为系统当前的 t_{STO} ,其计算公式如下:

$$\hat{\delta} = \arg \min_{\delta} \left\{ \sum_{i=0}^{N_{\text{CP}}-1+\delta} \left| y_{\text{SI}}\left(t+i \cdot \frac{T}{2N}\right) \cdot y_{\text{SI}}^*\left(t+T+i \cdot \frac{T}{2N}\right) \right| \right\} \quad (26)$$

差值法和相关函数法对 STO 进行估算也存在 STO 补偿误差. 首先,ADC 电路对 $y(t)$ 进行采样时将存在少量数据丢失. 其次, δ 不能过度偏移,其偏移量具体受限于无线信道脉冲响应的最大时延扩展,如图 5 所示. 假设信道最大时延扩展为 τ_{max} ,若 δ 位于区域 A,此时第 k 个 OFDM 符号的 FFT 窗未进入第 $k-1$ 个 OFDM 符号多径扩展区域,即不存在符号间干扰,则差值法和相关函数法具有较好的估计性能. 若 δ 位于区域 B,则第 k 个 OFDM 符号的 FFT 窗与第 $k-1$ 个 OFDM 符号或第 $k+1$ 个 OFDM 符号发生混叠,发生符号间干扰,此时采用差值法和相关函数法对系统 STO 的补偿效果将严重下降.

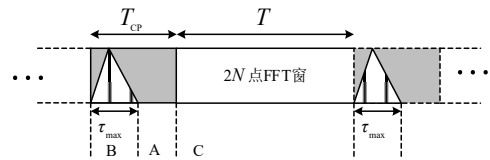


图5 STO补偿误差产生原因

3.3 过零点采样时刻计算

由图 1 中过零点补偿模块可知,本文首先利用发送链路产生的基带信号,采用 LS 信道估计方法得到不存在 t_{STO} 情况下的 SI 信道估计值 $\hat{H}_{\text{SI}}[k]$ ^[21],然后根据 $\hat{H}_{\text{SI}}[k]$ 计算 SI 信号估计值 $\hat{Y}_{\text{SI}}[k]$. 由于不考虑 t_{STO} 并且收发天线相距较近,有理由认为 SI 传播为直视传播 (Light of Sight, LOS), 因此,本文认为 $\hat{H}_{\text{SI}}[k]$ 就是理想 SI 信道, $\hat{Y}_{\text{SI}}[k]$ 就是理想的 SI, 即 $\hat{H}_{\text{SI}}[k] \approx H_{\text{SI}}[k]$, $\hat{Y}_{\text{SI}}[k] \approx Y_{\text{SI}}[k]$, 其中 $\hat{H}_{\text{SI}}[k]$ 和 $\hat{Y}_{\text{SI}}[k]$ 分别为 $\hat{h}_{\text{SI}}(t)$ 和 $\hat{y}_{\text{SI}}(t)$ 的离散傅里叶变换.

其次,将 SI 重构模块得到的 $\hat{y}_{\text{SI}}(t)$ 代入式(11)和(12),根据求根算法^[22]计算得出系统完全同步情况下过零点集合 t_l 和 t_Q .

最后,根据 STO 估计模块得到的 \hat{t}_{STO} 对 t_l 和 t_Q 中的每一个过零点进行补偿,进而得到当前系统存在符号定时偏差情况下的非均匀采样时刻集合 t'_l 和 t'_Q , 即 t'_l 和 t'_Q 满足如下等式:

$$\Re\{\hat{y}_{\text{SI}}(t)\}\Big|_{t \in \{t'_i\}} + S_{\text{au}}(t)\Big|_{t \in \{t'_i\}} = 0 \quad (27)$$

$$\Im\{\hat{y}_{\text{SI}}(t)\}\Big|_{t \in \{t'_i\}} + S_{\text{au}}(t)\Big|_{t \in \{t'_i\}} = 0 \quad (28)$$

将式(27)和式(28)中 $\Re\{\hat{y}_{\text{SI}}(t)\}$ 和 $\Im\{\hat{y}_{\text{SI}}(t)\}$ 展开成傅里叶级数:

$$\begin{aligned} \Re\{\hat{y}_{\text{SI}}(t)\} &= \sum_{n=-N+1}^{N-1} \Re\left\{w_{n,\text{SI}} e^{j\frac{2\pi}{T}nt}\right\} \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=-N+1}^{N-1} \left(w_{n,\text{SI}} e^{j\frac{2\pi}{T}nt} + w_{-n,\text{SI}}^* e^{j\frac{2\pi}{T}nt}\right) \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=-N+1}^{N-1} \left(w_{n,\text{SI}} + w_{-n,\text{SI}}^*\right) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} \Im\{\hat{y}_{\text{SI}}(t)\} &= \sum_{n=-N+1}^{N-1} \Im\left\{w_{n,\text{SI}} e^{j\frac{2\pi}{T}nt}\right\} \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=-N+1}^{N-1} \left(jw_{n,\text{SI}}^* e^{-j\frac{2\pi}{T}nt} - jw_{n,\text{SI}} e^{j\frac{2\pi}{T}nt}\right) \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=-N+1}^{N-1} j \left(w_{-n,\text{SI}}^* - w_{n,\text{SI}}\right) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} \end{aligned} \quad (30)$$

文献[16]指出式(29),式(30)是自逆多项式,存在过零点.但是,其过零点不能保证一定分布在单位圆上,且数量也不足 $2N$ 个.因此,需在 $\hat{y}_{\text{SI}}(t)$ 基础上增加辅助信号,以使式(29)(30)满足自逆多项式有 $2N$ 个零点位于单位圆上的条件:

$$\begin{aligned} &\Re\{\hat{y}_{\text{SI}}(t)\} + S_{\text{su}}(t) \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=-N+1}^{N-1} \left(w_{n,\text{SI}} + w_{-n,\text{SI}}^*\right) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} + \frac{A_{\text{au}}}{2} \left(e^{j\frac{2\pi}{T}Nt} + e^{-j\frac{2\pi}{T}Nt}\right) \end{aligned} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} &\Im\{\hat{y}_{\text{SI}}(t)\} + S_{\text{su}}(t) \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=-N+1}^{N-1} j \left(w_{-n,\text{SI}}^* - w_{n,\text{SI}}\right) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} + \frac{A_{\text{au}}}{2} \left(e^{j\frac{2\pi}{T}Nt} - e^{-j\frac{2\pi}{T}Nt}\right) \end{aligned} \quad (32)$$

根据式(27)和(28)对(31)和(32)进行采样:

$$\begin{aligned} &\Re\{\hat{y}_{\text{SI}}(t)\}\Big|_{t \in \{t'_i\}} + S_{\text{au}}(t)\Big|_{t \in \{t'_i\}} \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=-N+1}^{N-1} \left(w_{n,\text{SI}} + w_{-n,\text{SI}}^*\right) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} \Big|_{t \in \{t'_i\}} + \frac{A_{\text{au}}}{2} \left(e^{j\frac{2\pi}{T}Nt} + e^{-j\frac{2\pi}{T}Nt}\right) \Big|_{t \in \{t'_i\}} \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=-N+1}^{N-1} \left(w_{n,\text{SI}} + w_{-n,\text{SI}}^*\right) e^{j\frac{2\pi}{T}n(t_i - t_{\text{STO}})} + \frac{A_{\text{au}}}{2} \left(e^{j\frac{2\pi}{T}N(t_i + t_{\text{STO}})} + e^{-j\frac{2\pi}{T}N(t_i - t_{\text{STO}})}\right) \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=-N}^N \tilde{a}_n e^{j\frac{2\pi}{T}n(t_i - t_{\text{STO}})} = 0 \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} &\Im\{\hat{y}_{\text{SI}}(t)\}\Big|_{t \in \{t'_i\}} + S_{\text{au}}(t)\Big|_{t \in \{t'_i\}} \\ &= \frac{j}{2} \sum_{n=-N+1}^{N-1} \left(w_{-n,\text{SI}}^* - w_{n,\text{SI}}\right) e^{j\frac{2\pi}{T}nt} \Big|_{t \in \{t'_i\}} + \frac{A_{\text{au}}}{2} \left(e^{j\frac{2\pi}{T}Nt} - e^{-j\frac{2\pi}{T}Nt}\right) \Big|_{t \in \{t'_i\}} \\ &= \frac{j}{2} \sum_{n=-N+1}^{N-1} \left(w_{-n,\text{SI}}^* - w_{n,\text{SI}}\right) e^{j\frac{2\pi}{T}n(t_i - t_{\text{STO}})} + \frac{A_{\text{au}}}{2} \left(e^{j\frac{2\pi}{T}N(t_i + t_{\text{STO}})} - e^{-j\frac{2\pi}{T}N(t_i - t_{\text{STO}})}\right) \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=-N}^N \tilde{b}_n e^{j\frac{2\pi}{T}n(t_i - t_{\text{STO}})} = 0 \end{aligned} \quad (34)$$

综上,系数 \tilde{a}_n 和 \tilde{b}_n 为

$$\tilde{a}_n = \begin{cases} A_{\text{au}}, n = \pm N \\ \left(w_{n,\text{SI}} + w_{-n,\text{SI}}^*\right) e^{-j\frac{2\pi}{T}nt_{\text{STO}}}, -N+1 \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (35)$$

$$\tilde{b}_n = \begin{cases} A_{\text{au}}, n = \pm N \\ j \left(w_{-n,\text{SI}}^* - w_{n,\text{SI}}\right) e^{-j\frac{2\pi}{T}nt_{\text{STO}}}, -N+1 \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (36)$$

4 性能测试与分析

4.1 仿真参数设置

影响本文所提出方法 ZCS-STOC 性能的因素就是计算 t'_i 和 t'_i 的准确性,其与 $\hat{y}_{\text{SI}}(t)$ 估计的准确性有关,同时也受 t_{STO} 估计准确性的影响.因此,本文将从信道估计的自干扰抑制性能,导频数量, δ 的不同计算方法三个方面对 ZCS-STOC 性能进行评价.

自干扰消除能力(Self-Interference Cancellation Capability, SICC)是全双工自干扰消除性能测试中最直观的评价标准,直接以消除 SI 的能力作为评价标准,可以定义为

$$\text{SICC} = 10 \log_{10} \left(\frac{E\left(|x_{\text{SI}}(t)|^2\right)}{E\left(|\hat{y}_r(t)|^2\right)} \right) \quad (37)$$

信号干扰比(Signal to Interference Ratio, SIR)代表着 DS 与 SI 的接收功率的差异,可以更加直观地说明不同 SI 接收功率对于系统性能的影响,可以表示为

$$\text{SIR} = 10 \log_{10} \left(\frac{E\left(|y_r(t)|^2\right)}{E\left(|y_{\text{SI}}(t)|^2\right)} \right) \quad (38)$$

本文采用的仿真参数如表 1 所示.

此外,为进一步验证所提出方法的有效性,本文的实验结果将与文献[16]所提出方法进行对比.

4.2 ZCS-STOC 性能测试

图 6 给出本文提出 ZCS-STOC 方法与文献[16]的 AS(Advanced Sampling)方法在不同 t_{STO} 情况下的 SICC 对比.图 6 中 t_{STO} 的影响采用 δ 来评价,并使用差值法

表 1 OFDM 仿真系统参数

仿真参数	值
子载波数量	512
保护间隔	128
调制方式	QPSK
SI 发射功率	20 dBm
导频数量	64
DS 接收功率	-80 dBm
SNR	30 dB

对 δ 估计, 令 $\delta=-1, \delta=2$ 分别表示起始点超前 1 个子载波宽度与滞后 2 个子载波宽度, 分别对应图 3 中的情况 2 与情况 3.

如图 6 所示, AS 方法在 t_{STO} 与定时时刻相差一个子载波时, 其 SI 消除水平为 55 dB, 然而 t_{STO} 仅增加 1 个子载波宽度, 其 SI 消除性能急剧下降, 仅为 25 dB, 不再能有效消除 SI. 这说明 AS 方法在系统存在 t_{STO} 时, 将无法再实现 SI 消除. 与之相比, 本文提出的 ZCS-STOC 方法, 在 $\delta=-1$ 与 $\delta=2$ 两种情况下的 SICC 均可以达到 80 dB 以上, 这说明通过对 t_{STO} 进行补偿, ZCS-STOC 方法在系统存在 t_{STO} 时仍然可以有效消除 SI. 由图 6 还可以看出, 虽然 SI 信号功率值不断减小, SIR 由小变大, 但是 ZCS-STOC 方法的 SI 消除性能仍稳定在 80 dB, 并未发生剧烈变化, 这说明 SI 信号功率水平对 ZCS-STOC 方法影响较小.

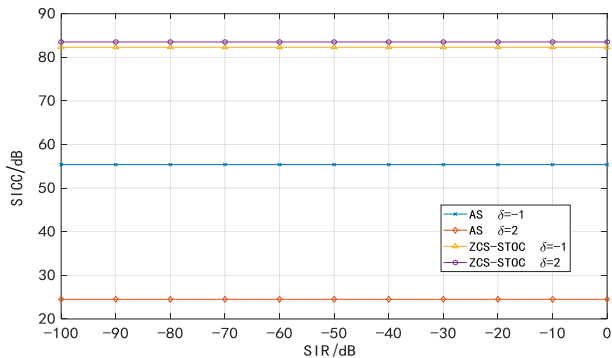


图 6 ZCS-STOC 方法与 AS 方法 SICC 对比曲线图

图 7 说明 ZCS-STOC 方法性能受不同 t_{STO} 估计方法的影响. 本文采用差值法 (Difference Method, DM) 与相关函数法 (Correlation Function Method, CFM) 两种不同 t_{STO} 估计方法评价 ZCS-STOC 方法的 SI 消除性能. 当 $\delta=2$ 时, 采用相关函数法的 ZCS-STOC 能实现 77 dB 的 SICC, 其性能比采用差值法的 ZCS-STOC 小 6 dB. 然而, 相比于 AS 方法仍然有约 55 dB 的性能提升.

然而, 若 t_{STO} 的值大幅增加, t_{STO} 无法得到充分补偿, 这将造成本文所提方法性能下降, 如图 8 所示. 图 8 给出 δ 在 $(-100, 100)$ 范围内变化时, 本文所提方法与

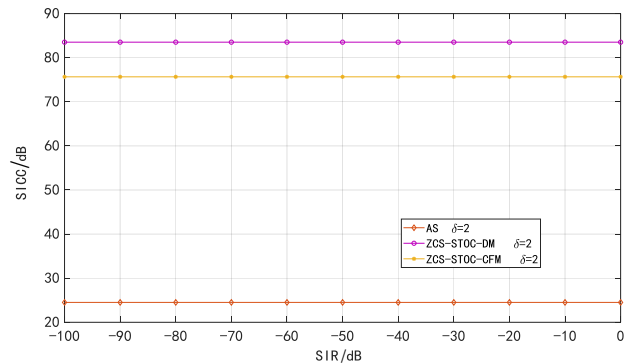


图 7 两种不同 STO 估计方法对比曲线图

AS 方法性能对比曲线. AS 方法的性能从 $\delta \neq 0$ 开始便急剧下降, 而本文所提方法虽然在 δ 大幅增加后其性能有所下降, 但是在 $-45 < \delta < 45$ 范围内, 仍可以达到 70 dB 以上 SI 消除性能.

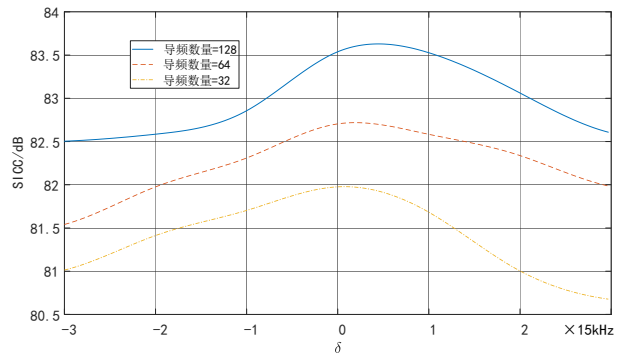


图 8 不同 t_{STO} 下的 SICC 曲线

本文采用 LS 算法重构 SI 信道, 而 LS 信道估计的准确性与导频数量密切相关. 图 9 分别给出导频数量分别为 128, 64, 32 三种情况下的 ZCS-STOC 方法 SICC 性能曲线. 从图中可以看出, 随着导频数量的增加, SICC 逐渐提升, 这是因为导频数量越多, 重构 SI 越准确, t'_1 和 t'_0 也将更加精准.

图 10 评价接收信号中的噪声对 ZCS-STOC 方法性

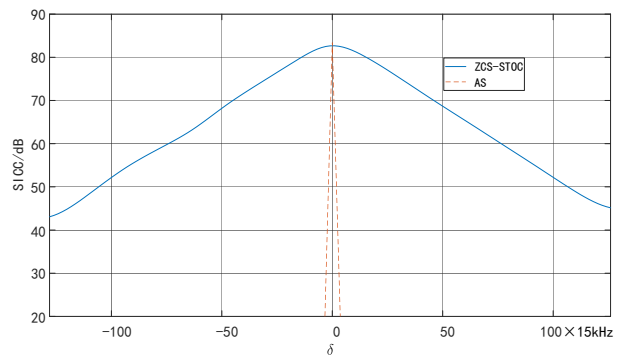


图 9 不同导频数量对 SICC 影响曲线

能的影响. 本文使用 SNR 作为衡量噪声大小指标. 如图 10 所示, 随着 SNR 增加, 噪声功率降低, ZCS-STOC 曲线非常稳定, 没有随着 SNR 的变化而变化, 这说明 ZCS-STOC 方法具有较好的抗噪性能.

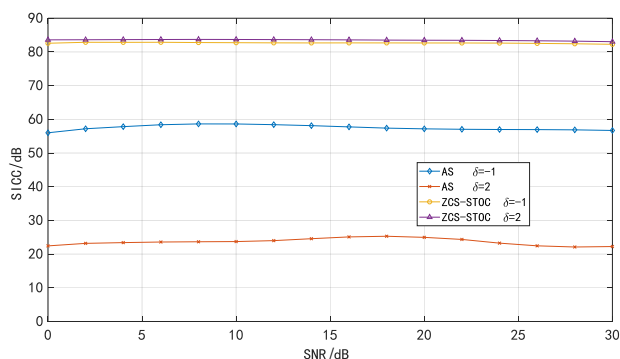


图 10 不同 SNR 下的 SICC 曲线

5 结论

OFDM 系统收发链路之间存在的符号定时偏差严重影响自干扰过零点采样方法的自干扰消除性能. 针对上述问题, 本文提出一种 STO 补偿的过零点采样时刻计算方法. 该方法首先估计 STO, 并根据该 STO 估计值对 SI 过零点时刻就行校正, 然后基于校正后的过零点集合对接收信号进行采样, 从而完成 SI 信号消除. 仿真结果表明, 本文提出方法在系统存在 STO 时仍然可实现 83 dB 自干扰消除水平.

参考文献

- [1] RAPPAPORT T S, SUN S, MAYZUS R, et al. Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work! [J]. IEEE Access, 2013, 1: 335-349.
- [2] KOLODZIEJ K E, PERRY B T, HERD J S. In-band full-duplex technology: Techniques and systems survey[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019, 67(7): 3025-3041.
- [3] JAIN M, CHOI J I, KIM T, et al. Practical, real-time, full duplex wireless[C]//Proceedings of the 17th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking. New York: ACM, 2011: 301-312.
- [4] VALLESE P, VARANESE N, SPAGNOLINI U. Self-interference cancellation for multi-antenna full duplex radio systems[C]//21th International ITG Workshop on Smart Antennas. Germany: VDE, 2017: 1-6.
- [5] BHARADIA D, MCMILIN E, KATTI S. Full duplex radios[C]//Proceedings of the ACM SIGCOMM 2013 Conference. New York, NY, USA: ACM, 2013: 375-386.
- [6] GINZBERG N, REGEV D, TSODIK G, et al. A quadrature balanced multi-mode RF front-end architecture with wideband ultra low power self interference cancellation [C]//2019 IEEE Symposium on Wireless and Microwave Circuits and Systems. Waco, TX, USA: IEEE, 2019: 1-4.
- [7] LIU D, SHEN Y, SHAO S, et al. On the analog self-interference cancellation for full-duplex communications with imperfect channel state information[J]. IEEE Access, 2017, 5(99): 9277-9290.
- [8] ZHANG L, MA M, JIAO B. Design and implementation of adaptive multi-tap analog interference canceller[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(3): 1689-1706.
- [9] MASMOUDI A, LENGOC T. Channel estimation and self-interference cancellation in full-duplex communication systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 66(1): 321-334.
- [10] YANG H, ZHANG H, ZHANG J, et al. Digital self-interference cancellation based on blind source separation and spectral efficiency analysis for the full-duplex communication systems[J]. IEEE Access, 2018, 6: 43946-43955.
- [11] LI J, ZHANG H, FAN M. Digital self-interference cancellation based on independent component analysis for co-time co-frequency full-duplex communication systems[J]. IEEE Access, 2017, 5: 10222-10231.
- [12] EMARA M, ROSSON P, ROTH K, et al. A full duplex transceiver with reduced hardware complexity[C]//IEEE Global Communications Conference. Singapore: IEEE, 2017: 1-6.
- [13] 王俊, 赵宏志, 唐友喜. 基于降维原理的全双工射频域快速自干扰抑制算法研究[J]. 通信学报, 2017, 38(8): 28-36.
WANG Jun, ZHAO Hongzhi, TANG Youxi. Research on fast self-interference suppression algorithm in full-duplex radio frequency domain based on dimensionality reduction principle[J]. Journal on Communications, 2017, 38(8): 28-36. (in Chinese)
- [14] LI R, MASMOUDI A, LENGOC T. Self-interference cancellation with nonlinearity and phase-noise suppression in full-duplex systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(3): 2118-2129.
- [15] MORGAN D R, MA Z, KIM J, et al. A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(10): 3852-3860.
- [16] BERNHARDT M, GREGORIO F H, COUSSEAU J, et al. Self-interference cancellation through advanced sam-

pling[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66(7): 1721-1733.

- [17] 张涛. 宽带接收机中的非均匀采样技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2017.
ZHANG Tao. Research on Non-uniform Sampling Technology in Wideband Receivers[D]. Xi'an: Xidian University, 2017. (in Chinese)
- [18] TOURTIER P J, MONNIER R, LOPEZ P. Multicarrier modem for digital HDTV terrestrial broadcasting[J]. Signal Processing: Image Communication, 1993, 5(5-6): 379-403.
- [19] SPETH M, CLASSEN F, MEYR H. Frame synchronization of OFDM systems in frequency selective fading channels[C]//IEEE 47th Vehicular Technology Conference. Phoenix, AZ, USA: IEEE, 1997: 1807-1811.
- [20] SPETH M, CLASSEN F, MEYR H. Frame synchronization of OFDM systems in frequency selective fading channels[C]//IEEE 47th Vehicular Technology Conference. Phoenix, AZ, USA: IEEE, 1997: 1807-1811.
- [21] CHO Y S. MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB[M]. USA: Wiley Publishing, 2010.
- [22] SITTON G A, BURRUS C S, FOX J W, et al. Factoring very-high-degree polynomials[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2003, 20(6): 27-42.

作者简介



荆楠 女, 1978年6月出生, 黑龙江人. 博士. 现为燕山大学信息科学与工程学院副教授, 主要研究方向有全双工自干扰消除、跨技术通信、无线感知等.

E-mail: jingnan@ysu.edu.cn



班容健 男, 1995年7月出生, 山西人. 燕山大学电子科学与技术学术硕士研究生. 研究方向为全双工自干扰消除.

E-mail: banrongjian@163.com



田立勤(通讯作者) 男, 1970年10月生, 陕西人. 华北科技学院计算机学院教授、院长, 国务院政府特殊津贴、教育部新世纪优秀人才获得者, 河北省“计算机应用技术”省级重点发展学科负责人, 河北省物联网监控工程技术研究中心主任. 主要研究方向是物联网远程监控、计算机网络性能评价与安全等.

E-mail: tianliqin@ncist.edu.cn



王林 男, 1981年7月出生, 甘肃人. 现为燕山大学信息科学与工程学院教授. 主要研究方向有无线感知、移动计算和物联网信息安全等.

E-mail: wlin@ysu.edu.cn