

零前缀OFDM中智能反射表面环境下干扰抑制算法研究

曾嵘 邵智敏*

(杭州电子科技大学通信工程学院 杭州 310018)

摘要: 在智能反射表面(RIS)场景下的零前缀正交频分复用(ZP-OFDM)系统中由于反射元件系数转换引起的等效信道时变,其破坏了正交频分复用(OFDM)系统的正交性并产生严重的子载波间干扰(ICI)。该文通过构建该场景下的系统传输模型,通过分析ICI功率和对反射元件系数转换时变特性进行建模,利用构建子载波间干扰抑制矩阵对ICI进行补偿,抑制由于反射系数变化造成的等效时变信道对系统性能的影响。仿真结果表明,子载波间干扰得到了有效抑制,该文提出的干扰抑制算法对于系统的传输性能有较明显的提升。

关键词: 子载波间干扰; 智能反射表面; 正交频分复用; 时变信道

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2022)07-2358-08

DOI: 10.11999/JEIT211389

Research on Interference Suppression Algorithm in Reconfigurable Intelligent Surface Environment in ZP-OFDM

ZENG Rong SHAO Zhimin

(School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: Equivalent channel time variation caused by coefficient conversion of reflective elements in Zero Prefix Orthogonal Frequency Division Multiplexing (ZP-OFDM) system in Reconfigurable Intelligent Surface (RIS) scene, it destroys the orthogonality of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) system and produces serious Inter Carrier Interference (ICI). In this paper, by constructing the system transmission model in this scenario, analyzing the ICI power and modeling the time-varying characteristics of the coefficient conversion of the reflection element, the ICI is compensated by constructing the inter subcarrier interference suppression matrix to suppress the impact of the equivalent time-varying channel caused by the change of reflection coefficient on the system performance. The simulation results show that the inter subcarrier interference is effectively suppressed, and the interference suppression algorithm proposed in this paper can significantly improve the transmission performance of the system.

Key words: Inter Carrier Interference (ICI); Reconfigurable Intelligent Surface (RIS); Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); Time varying channel

1 引言

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术广泛应用于第4代/第5代移动通信系统中。OFDM系统通常采用循环前缀或者零前缀的插入来实现OFDM系统的循环扩展,从而消除多径信道引起的符号间干扰和子载波

间干扰^[1]。由于OFDM技术的特点,如果信道在一个OFDM符号周期内是非时变的,则一定长度的循环前缀可以保持子载波之间的正交性^[2]。在实际的移动通信系统中,相位噪声和载波频偏以及多普勒效应等情况会引起载波间干扰(Inter Carrier Interference, ICI),导致传输性能的下降。

尽管近几十年来,由于超密集网络(Ultra-Dense Network, UDN)等各种技术进步,无线网络的频谱效率出现了一个大幅度的飞跃,大规模多输入多输出(Multi Inputs Multi Out, MIMO)和毫米波(mm-wave)通信、网络能耗和硬件成本仍然是实际实现中面临的关键问题^[3]。

智能反射表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)被认为是实现上述挑战性目标的一种有

收稿日期: 2021-12-01; 改回日期: 2022-05-11; 网络出版: 2022-05-27

*通信作者: 邵智敏 shaozm1018@163.com

基金项目: 东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金(2020D-13), 之江实验室开放课题(2019LC0AB02)

Foundation Items: The Open Research Foundation of the State Key Laboratory of Mobile Communication, Southeast University (2020D-13), The Open Project of Zhijiang Laboratory (2019LC0AB02)

前途的绿色且经济有效的解决方案，未来的无线网络有望朝着智能可重构发展，它们还将能够感知、控制和优化无线环境，以实现低功耗、高吞吐量、大规模连接和低延迟通信的前景^[4-7]。通过RIS可以以较小的网络能耗和硬件成本来增强信号传输性能。在智能反射面通信环境中，通常有直接路径和反射路径，每个智能反射单元可以独立控制相应的反射系数。在每个单元的相位和振幅转换过程中，物理上通常存在一定的反射系数转换时间^[8,9]。此时，等效信道在RIS系数转换过程中可以认为是时变的，这将会导致子载波间干扰。目前，现有的分析一方面是针对信道多径效应引起的时延拓展^[10,11]，另一方面是研究由信道时变引起的多普勒频偏^[12,13]来对OFDM系统的子载波间干扰进行分析和开展研究。在此基础上，本文主要聚焦于等效信道时变引起的子载波间干扰。

针对智能反射面系数转换引起的子载波间干扰，本文提出一种基于时变信道补偿的子载波间干扰抑制算法，通过构造干扰抑制矩阵来抑制相应的子载波间干扰，有效地提高了此场景下的传输性能。

本文的其余部分组织如下：第2节介绍了RIS场景下的ZP-OFDM系统模型，第3节分析了RIS在进行系数切换时ICI的功率，第4节提出了一种智能反射面系统中的干扰抑制技术，第5节给出了算法性能的仿真结果对比。最后，第6节对本文进行了总结。

2 系统模型

本节主要描述了智能反射表面场景下ZP-OFDM系统模型。此时信号传输路径存在基站-用户的直射路径以及基站-RIS-用户的反射路径，考虑信号

$$\mathbf{H}_0 = \begin{bmatrix} h_{\text{LOS}} & \mathbf{0}_{1 \times (L-2)} & h_{\text{RIS}} & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{\text{LOS}} & \mathbf{0}_{1 \times (L-2)} & h_{\text{RIS}} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_{\text{LOS}} & \mathbf{0}_{1 \times (L-2)} & h_{\text{RIS}} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & h_{\text{LOS}} & \mathbf{0}_{1 \times (L-2)} & h_{\text{RIS}} \end{bmatrix}_{N \times (N+N_g)}^T$$

其中， h_{LOS} 和 h_{RIS} 分别为发送-接收端等效信道参数和发送端-智能反射表面-接收端等效信道参数， L 为 h_{LOS} 和 h_{RIS} 之间的相对时间延迟。

采用OLA(交叠相加算法)^[16]来对接收信号进行均衡，接收端将接收到的时域信号 $\mathbf{y}(i)$ 最后 N_g 个值同 $\mathbf{y}(i)$ 的前 N_g 个值相加，则有

$$\mathbf{y}_N(i) = \left(\mathbf{H}_u + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_l \\ \mathbf{0}_{(N-N_g) \times N} \end{bmatrix} \right) \mathbf{x}(i) + \mathbf{w}(i) \quad (4)$$

单RIS信号传输的场景，采用零前缀正交频分复用(Zero Prefix Orthogonal Frequency Division Multiplexing, ZP-OFDM)系统进行数据传输。

首先，ZP-OFDM系统是在OFDM符号块中加入零前缀来有效地抑制符号间干扰^[14]。在ZP-OFDM系统中，发送端发送频域OFDM符号 $\mathbf{X}(i)$ ，经离散傅里叶逆变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)后的时域信号可以表示为

$$\mathbf{x}(i) = \mathbf{F}^H \mathbf{X}(i) \quad (1)$$

其中， $\mathbf{X}(i) = [X_{i,0}, X_{i,1}, \dots, X_{i,N-1}]^T$ ， $X_{i,j}$ 为OFDM第 i 个符号中第 j 个子载波上的发送符号， N 为子载波个数， $\mathbf{x}(i)$ 是与OFDM符号 $\mathbf{X}(i)$ 相对应的时域信号， $\mathbf{F} = \{f_{n,k}\}_{N \times N}$ 为傅里叶变换矩阵，其中 $f_{n,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi nk/N}$ 。

接着，在时域信号 $\mathbf{x}(i)$ 后加入 N_g 个零，构成ZP-OFDM的时域发送信号 $\mathbf{s}(i)$ ，即

$$\mathbf{s}(i) = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N \times N} \\ \mathbf{0}_{N_g \times N} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_{zp}} \mathbf{x}(i) \quad (2)$$

其中， $\mathbf{I}_{N \times N}$ 为 $N \times N$ 的单位矩阵。

在系统传播环境中考虑存在智能反射表面的场景，此时发送信号通过带有智能反射表面系统的无线信道进行传输，文献^[15]给出了时域接收信号 $\mathbf{y}(i)$ 为

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{H} \mathbf{T}_{zp} \mathbf{x}(i) + \mathbf{H}_{\text{ISI}} \mathbf{T}_{zp} \mathbf{x}(i-1) + \mathbf{n}(i) \quad (3)$$

其中， $\mathbf{n}(i) = [n_0(i) \cdots n_{N+N_g-1}(i)]$ 为 $(N+N_g) \times 1$ 复高斯白噪声矢量。由于在时域信号 $\mathbf{x}(i)$ 后加入 N_g 个零，且 N_g 大于信号时延 L ，则 \mathbf{H}_{ISI} 为零矩阵， $\mathbf{H}_{\text{ISI}} \mathbf{T}_{zp} = \mathbf{0}$ ， $\mathbf{H}_0 = \mathbf{H} \mathbf{T}_{zp}$ 且可以表示为

其中， \mathbf{H}_u 为 $N \times N$ 矩阵，其为矩阵 \mathbf{H}_0 的前 N 行； \mathbf{H}_l 为 $N_g \times N$ 矩阵，其为矩阵 \mathbf{H}_0 的后 N_g 行，接收端收到的噪声为

$$\mathbf{w}(i) = [n_0(i) + n_N(i) \cdots n_{N_g-1}(i) + n_{N+N_g-1}(i) \ n_{N_g}(i) \cdots n_N(i)] \quad (5)$$

接着接收端将 $\mathbf{y}_N(i)$ 经过傅里叶变换矩阵变换到频域，并根据每个子载波上的调制方式进行相应的解调和解码。

3 干扰抑制算法

智能反射表面(RIS)可以通过灵活地配置每个单元的反射系数,从而提高信号传输的性能^[17],RIS的信号传输如图1所示。考虑智能反射表面系数切换时间而导致的等效信道时变特性,此时ZP-OFDM系统将会产生子载波间干扰。该部分主要分为两个部分:存在RIS系数切换时间的系统模型和相应的干扰抑制算法。

3.1 RIS场景下系统模型

首先基站-RIS-用户的反射路径等效信道 h_{RIS} 可表示为

$$h_{\text{RIS}} = \mathbf{h}_{\text{ref}}^T \begin{bmatrix} \beta_1 e^{j\theta_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta_2 e^{j\theta_2} & \vdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \beta_M e^{j\theta_M} \end{bmatrix} \mathbf{h}_{\text{in}} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{h}_{\text{in}} = [h_{0,\text{in}}, h_{1,\text{in}}, \dots, h_{M-1,\text{in}}]$ 为 $M \times 1$ 矢量, M 为智能反射表面反射单元个数, $h_{i,\text{in}}$ 表示发送-智能反射表面第 i 个反射单元的等效信道系数; $\mathbf{h}_{\text{ref}} = [h_{0,\text{ref}}, h_{1,\text{ref}}, \dots, h_{M-1,\text{ref}}]$ 为 $M \times 1$ 矢量, $h_{i,\text{ref}}$ 表示智能反射表面第 i 个反射单元-接收端的等效信道系数; $\beta_m e^{j\theta_m}$ 为智能反射表面第 m 个反射单元的反射复系数, β_m 为其模值, θ_m 为其相角。

当智能反射表面系数切换时,定义系数切换时长为 d ,智能反射表面的反射系数由 $\beta_i e^{j\theta_i}$ 切换为 $\beta'_i e^{j\theta'_i}$,则相应的等效信道系数由 h_{RIS} 切换为 h'_{RIS} 。定义 $h_{\text{RIS}} = \gamma e^{j\varphi}$, $h'_{\text{RIS}} = \gamma' e^{j\varphi'}$ 。该系数表示通过给

智能反射表面各个单元配置的反射系数 $\beta_m e^{j\theta_m}$ 和 $\beta'_m e^{j\theta'_m}$ 的等效信道参数,即

$$h_{\text{RIS}} = \gamma e^{j\varphi} = \mathbf{h}_{\text{ref}}^T \begin{bmatrix} \beta_1 e^{j\theta_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta_2 e^{j\theta_2} & \vdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \beta_M e^{j\theta_M} \end{bmatrix} \mathbf{h}_{\text{in}} \quad (7)$$

$$h'_{\text{RIS}} = \gamma' e^{j\varphi'} = \mathbf{h}_{\text{ref}}^T \begin{bmatrix} \beta'_1 e^{j\theta'_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta'_2 e^{j\theta'_2} & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \beta'_M e^{j\theta'_M} \end{bmatrix} \mathbf{h}_{\text{in}} \quad (8)$$

在存在智能反射表面系统中,信道估计是其研究的重点之一,对于上述基站-RIS以及RIS-UE(用户)的两个传输信道系数 $\mathbf{h}_{\text{ref}}^T$ 和 \mathbf{h}_{in} 而言,可以通过现有研究的相应的信道估计算法获得,如压缩感知信道估计算法^[18],以及并行因子分解的信道估计算法^[19]或者交替最小二乘(ALS)算法^[20]等。

不失一般性,对智能反射表面系数切换时长 d 内的时变特性进行线性化建模,即

$$\gamma(k) = \gamma + \frac{(\gamma' - \gamma)k}{d} \quad (9)$$

$$\varphi(k) = \varphi + \frac{(\varphi' - \varphi)k}{d} \quad (10)$$

其中, $k \in [0, d]$ 为采样索引值。

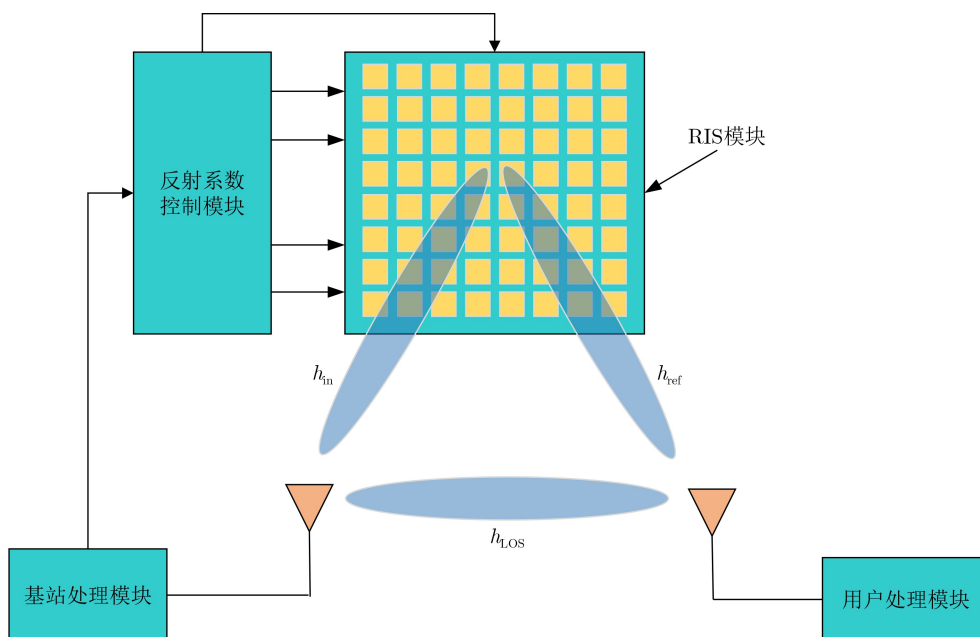


图1 RIS中信号传输框图

如图2所示，当以接收端定时为时间基准进行智能反射表面系数切换时，智能反射表面开始系数切换的时间点为其相应反射信号到达接收端的第 $N + 1$ 个采样点开始使能，考虑到RIS和接收段之间

存在传播延迟，令其为 η ，因此RIS开始系数切换的时间点会提前 η ，即在反射信号到达接收端的第 $N + 1$ 个采样点的前 η 个时间单位时开始进行切换，令切换时间长度为 d ，则此时的信道矩阵 \mathbf{H}_0 可以表示为

$$\mathbf{H}_0 = \begin{bmatrix} h_{\text{LOS}} & \mathbf{0}_{1 \times (L-2)} & \gamma(0)e^{j\varphi(0)} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_{\text{LOS}} & \mathbf{0}_{1 \times (L-2)} & \gamma(0)e^{j\varphi(0)} & 0 & \vdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \vdots & \vdots & 0 & 0 & \vdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \gamma(0)e^{j\varphi(0)} & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \mathbf{0}_{1 \times (L-2)} & \gamma(1)e^{j\varphi(1)} & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & h_{\text{LOS}} & 0 & \vdots & \gamma(d)e^{j\varphi(d)} \end{bmatrix}^T \mathbf{0}_{N \times (N_g - L)} \quad (11)$$

可以看出，将其与没有系数切换的无子载波间干扰的情况相比，区别主要在 \mathbf{H}_l 部分，之后要对干扰矩阵进行分析并基于此提出相应的ICI干扰与抑制补偿算法。

3.2 ICI干扰抑制算法

如上所述，由于智能反射表面系数存在切换时间而导致的等效信道时变所造成的子载波间干扰和符号间干扰，引起系统性能下降。本节首先构建干扰抑制矩阵，然后利用该矩阵对接收信号进行处理，抑制子载波间干扰。

首先，将 $\mathbf{y}(i)$ 的后 N_g 个采样信号可以表示为

$$\mathbf{y}_{N_g}(i) = \mathbf{H}_l \mathbf{x}(i) + \mathbf{w}_{N_g}(i) \quad (12)$$

接着先获得配置前和配置后RIS反射系数^[21]，主要步骤分为以下几点：

(1) 为每个反射单元设置一个初始反射系数，并激活RIS上部分反射单元；各个反射单元被激活后可以反射射向其的电磁信号；

(2) 将其余反射单元进行分组，激活第1组反射单元，并改变第1组反射单元的反射系数，使RIS在不同反射系数的条件下进行扫描；通过比较用户UE反馈的数据，确定所述第1组反射单元的最优反射系数；

(3) 激活下一组反射单元，并改变下一组反射

单元的反射系数，使RIS在不同反射系数的条件下进行扫描；通过比较用户反馈的数据，确定所述下一组反射单元的最优反射系数；

(4) 重复步骤(3)，直至确定整个反射系数矩阵；然后基于配置前和配置后RIS反射系数，构造子载波干扰抑制矩阵：

$$\mathbf{P} = \text{diag} \left(\gamma(0)e^{j\varphi(0)} \left[\frac{1}{\gamma(1)e^{j\varphi(1)}} \quad \frac{1}{\gamma(2)e^{j\varphi(2)}} \quad \dots \right. \right. \\ \left. \left. \frac{1}{\gamma(d)e^{j\varphi(d)}} \quad 0 \quad \dots \quad 0 \right] \right)_{N_g \times N_g} \quad (13)$$

其中， $\text{diag}(\cdot)$ 表示对角矩阵。

利用子载波干扰抑制矩阵 \mathbf{P} 对 $\mathbf{y}_{N_g}(i)$ 进行如下处理：

$$\mathbf{y}'_{N_g}(i) = \mathbf{P} \mathbf{y}_{N_g}(i) \\ = \mathbf{P} \mathbf{H}_l \mathbf{x}(i) + \mathbf{P} \mathbf{w}_{N_g}(i) \quad (14)$$

接着采用OLA(交叠相加算法)来对接收信号进行均衡，接收端将处理后的时域信号 $\mathbf{y}(i)$ 最后 N_g 个值同 $\mathbf{y}(i)$ 的前 N_g 个值即 $\mathbf{y}'_{N_g}(i)$ 相加，最终子载波干扰抑制后的信号可以表示为

$$\mathbf{y}'_N(i) = \left(\mathbf{H}_u + \begin{bmatrix} \mathbf{P} \mathbf{H}_l \\ \mathbf{0}_{(N-N_g) \times N} \end{bmatrix} \right) \mathbf{x}(i) + \mathbf{w}'(i) \quad (15)$$

其中， \mathbf{H}_u 为 $N \times N$ 矩阵，其为矩阵 \mathbf{H}_0 的前 N 行； \mathbf{H}_l 为 $N_g \times N$ 矩阵，其为矩阵 \mathbf{H}_0 的后 N_g 行，

$$\mathbf{P} \mathbf{H}_l = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & \gamma(0)e^{j\varphi(0)} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & & & \vdots \\ \vdots & & & & & & \vdots \\ \vdots & & & & & & 0 \\ \vdots & & & & & & \gamma(0)e^{j\varphi(0)} \\ \vdots & & & & & & 0 \\ \vdots & & & & & & \vdots \\ \mathbf{0} & & & & & & 0 \end{bmatrix}_{N_g \times N} \quad (16)$$

补偿后的信号噪声为

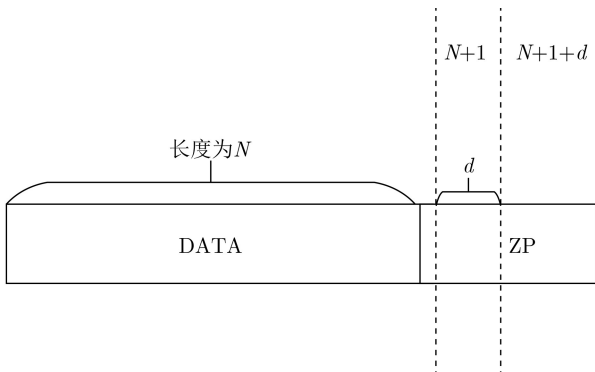


图 2 ZP-OFDM信号接收图

$$\mathbf{w}'(i) = n(i) + \mathbf{P}\mathbf{w}_{N_g}(i) \quad (17)$$

可以看出, 通过子载波干扰抑制算法抑制后的信号与没有系数切换的无子载波间干扰的情况相比, 接收端的接收信号主要区别在于

$$\begin{aligned} \Delta &= \mathbf{w}'(i) - \mathbf{w}(i) \\ &= (\mathbf{P} - \mathbf{E})\mathbf{w}_{N_g}(i) \end{aligned} \quad (18)$$

接着接收端将 $\mathbf{y}'_N(i)$ 经过傅里叶变换矩阵变换到频域, 并根据每个子载波上的调制方式进行相应的解调和解码。

将时域信号经过FFT解调后, 得到频域接收信号为

$$\begin{aligned} Y_m &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-j2\pi \frac{n}{N} m} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{l=0}^{\lambda-1} h_n^{(l)} x_{n-L^{(l)}} + w_n \right) e^{-j2\pi \frac{n}{N} m} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{l=0}^{\lambda-1} h_n^{(l)} \left(\sum_{m'=0}^{N-1} X_{m'} e^{-j2\pi \frac{m'}{N} L^{(l)}} e^{j2\pi \frac{n}{N} m'} \right) + w_n \right) e^{-j2\pi \frac{n}{N} m} \\ &= \sum_{m'=0}^{N-1} X_{m'} \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{\lambda-1} e^{-j2\pi \frac{m'}{N} L^{(l)}} \sum_{n=0}^{N-1} h_n^{(l)} e^{-j2\pi \frac{n}{N} (m'-m)} + w_m \\ &= \underbrace{H_{m,m} X_m}_{\text{期望信号}} + \underbrace{\sum_{m'=0, m' \neq m}^{N-1} H_{m,m'} X_{m'}}_{\text{ICI干扰}} + w_m \end{aligned} \quad (20)$$

其中, 式中第1项为期望信号, 第2项为产生的ICI干扰, 第3项为噪声干扰。

ICI干扰中

$$H_{m,m'} = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{\lambda-1} e^{-j2\pi \frac{m'}{N} L^{(l)}} \sum_{n=0}^{N-1} h_n^{(l)} e^{-j2\pi \frac{n}{N} (m'-m)} \quad (21)$$

其中, $H_{m,m'}$ 为直射径和反射径中的ICI干扰总和。

为了分析简单, 本文按照切换时长 d 内的线性时变特性来分析, 根据式(21)可以看出, 显然当信道系数恒定时, 即 $h_n^{(l)}$ 是常量时没有ICI干扰, 考虑到两径信道中直射信道系数 $h_n^{(0)}$ 恒为常数, 即直射径中的ICI干扰为0, 仅反射径存在信道系数切换,

$$\begin{aligned} H_{m,m'} &= \frac{1}{N} e^{-j2\pi \frac{m'}{N} L} \sum_{n=0}^{N-1} h_n^1 e^{-j2\pi \frac{n}{N} (m'-m)} = \frac{1}{N} e^{-j2\pi \frac{m'}{N} L} \left(\sum_{n=0}^{d-1} h_n^1 e^{-j2\pi \frac{n}{N} (m'-m)} + \sum_{n=d}^{N-1} h_n^1 e^{-j2\pi \frac{n}{N} (m'-m)} \right) \\ &= \frac{1}{N} e^{-j2\pi \frac{m'}{N} L} \left(\sum_{n=0}^{d-1} h_n^1 e^{-j2\pi \frac{n}{N} (m'-m)} - \sum_{n=0}^{d-1} h_{\text{RIS}} e^{-j2\pi \frac{n}{N} (m'-m)} \right) \frac{1}{N} e^{-j2\pi \frac{m'}{N} L} \left(\sum_{n=0}^{d-1} (h_n^1 - h_{\text{RIS}}) e^{-j2\pi \frac{n}{N} (m'-m)} \right) \end{aligned} \quad (24)$$

其中, $h_n^1 = c_1 e^{ja_1} = \left(\gamma + \frac{(\gamma' - \gamma)n}{d} \right) e^{j\left(\varphi + \frac{(\varphi' - \varphi)n}{d}\right)}$, $c_1 = \left(\gamma + \frac{(\gamma' - \gamma)n}{d} \right)$, $a_1 = \left(\varphi + \frac{(\varphi' - \varphi)n}{d} \right)$, c_1 及 a_1 均为关于 n 的线性函数, $h_{\text{RIS}} = \gamma e^{j\varphi}$ 为未切换时反射径的信道系数, d 为系数切换的时间长度, L 为信道时延。则ICI功率为

4 性能分析

本节主要是对于OFDM系统信号中RIS反射系数存在切换时间的情况下进行ICI干扰分析。首先, 在接收端, 时域接收信号 y_n 可表示为

$$y_n = \sum_{l=0}^{\lambda-1} h_n^{(l)} x_{n-L^{(l)}} + w_n \quad (19)$$

其中, λ 为传输路径的数量, $h_n^{(l)}$ 为第 l 条路径上 n 时刻的信道系数, $L^{(l)}$ 为第 l 条路径上的时延, w_n 为噪声信号。

ICI干扰可以写为

$$H_{m,m'} = \frac{1}{N} e^{-j2\pi \frac{m'}{N} L} \sum_{n=0}^{N-1} h_n^1 e^{-j2\pi \frac{n}{N} (m'-m)} \quad (22)$$

由于反射路径中在ZP开始时刻配置智能反射表面反射信道系数进行切换, 通过线性模型对 h_n^1 的时变特性进行建模, 即

$$h_n^1 = \left(\gamma + \frac{(\gamma' - \gamma)n}{d} \right) e^{j\left(\varphi + \frac{(\varphi' - \varphi)n}{d}\right)}, n \in (N+1, N+d) \quad (23)$$

接着采用OLA(交叠相加算法)来对接收信号进行均衡, 将该部分信号加到接收信号上, 并结合式(9), 式(10), 式(22), 式(23), 可以将ICI干扰转化为

$$\begin{aligned}
 P_{\text{ICI}} &= \sum_{m'=0, m' \neq m}^{N-1} |H_{m, m'}|^2 \\
 &= \frac{1}{N^2} \sum_{m'=0, m' \neq m}^{N-1} \left| \sum_{n=0}^{d-1} (h_n^1 - h_{\text{RIS}}) e^{-j2\pi \frac{n}{N} (m' - m)} \right|^2
 \end{aligned} \tag{25}$$

令 $k = \frac{d}{n}$, 则有

$$\begin{aligned}
 h_n^1 - h_{\text{RIS}} &= ((1-k)\gamma + k\gamma') e^{j((1-k)\varphi + k\varphi')} - \gamma e^{j\varphi} \\
 &= e^{j\varphi} (((1-k)\gamma + k\gamma') e^{jk(\varphi - \varphi')} - \gamma)
 \end{aligned} \tag{26}$$

则

$$\begin{aligned}
 P_{\text{ICI}} &= \frac{1}{N^2} \sum_{m'=0, m' \neq m}^{N-1} \left| \sum_{n=0}^{d-1} (h_n^1 - h_{\text{RIS}}) e^{-j2\pi \frac{n}{N} (m' - m)} \right|^2 \\
 &= \frac{1}{N^2} \sum_{m'=0, m' \neq m}^{N-1} \left| \sum_{n=0}^{d-1} (((1-k)\gamma + k\gamma') \cdot e^{jk(\varphi - \varphi')} - \gamma) e^{-j2\pi \frac{n}{N} (m' - m) + j\varphi} \right|^2
 \end{aligned} \tag{27}$$

根据该公式得出的仿真图如图3所示。

可以看出, P_{ICI} 与切换长度 d 有关, 随着 d 的增加, P_{ICI} 也增大, 从而误码率不断增大。

5 仿真结果与分析

本节重点对基于时变信道补偿的子载波间干扰抑制算法进行仿真和结果分析, 验证了该算法的可行性和提升误码性能的优势。在仿真环境中, 本文采用Jakes信道模型模拟实际的信道环境。具体参数设置: 子载波数 N 为1024, 循环前缀ZP长度为16, 载波频率 f_c 为2 GHz, 产生瑞利过程的正弦数 M 为40, 设置相对移动速度 v 为20 km/h。

首先, 对于不同切换长度 d 的情况下, 文献[22]中的ICI干扰补偿算法以及传统的ICI自消除算法(ICI self-Cancellation)与本文提出的干扰抑制(RIS-IR)算法的系统的传输的误码率以及系统的ICI功率进行仿真, 设置SNR=20, 那么不同切换长度 d 情况下的误码率图以及ICI功率图如图4和图5所示。

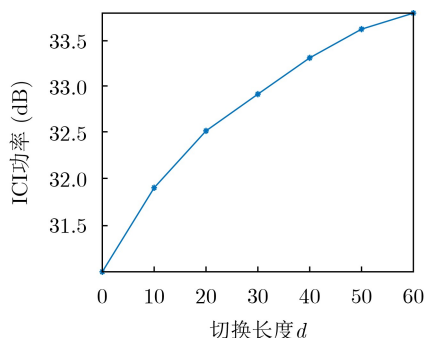


图3 切换时间长度 d 和ICI功率的关系图

在图4可以看出, 随着 d 的增大, ICI干扰不断增大, 误码率不断增大。和性能分析中ZP-OFDM中的ICI分析得出的结果一致, 另外, 本文所提出的RIS-IR算法在不同切换长度 d 下系统传输的误码率要明显低于文献[22]提出的算法以及传统的ICI自消除算法。

图5比较了不同算法对于ICI功率的抑制能力。可以看出, 在不同切换长度 d 的条件下, 本文提出的RIS-IR算法相比于传统ICI自消除干扰抑制算法以及文献[22]中的算法对于ICI的抑制更加有效, 也验证了本文提出的RIS-IR算法的可行性。

图6比较了在RIS环境下存在系数切换的条件

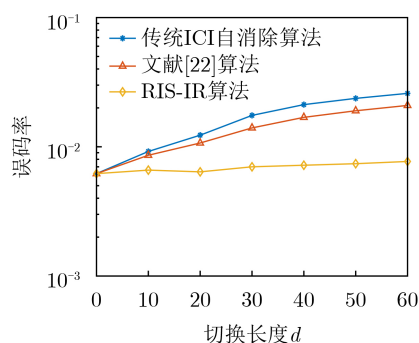


图4 误码率和切换长度 d 的关系图

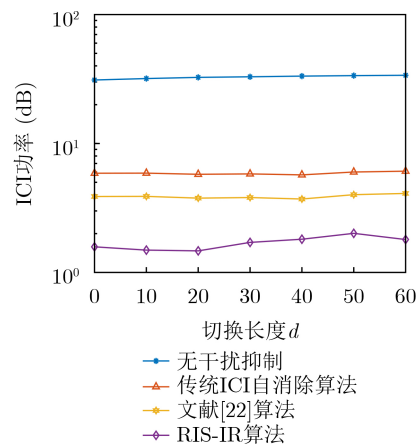


图5 ICI功率和切换长度 d 的关系图

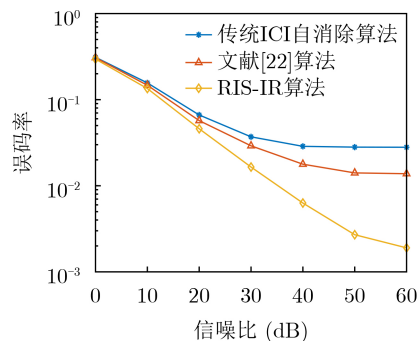


图6 提出算法补偿后误码率性能比较图

下,传统ICI自消除算法以及文献[22]中的算法与提出的RIS-IR算法对于系统的传输误码率的性能。仿真结果表明,在智能反射表面系数切换时间的条件下,本文提出的干扰抑制算法相比于传统算法能够明显提升传输正确性,减少误码率,对系统的SER性能的改善较为明显,且SNR越大,降低误码率的效果就越明显。

6 结束语

本文着重研究了传播环境中存在智能反射表面的ZP-OFDM系统,当其智能反射表面配置的每个单元的反射系数变化时,系统产生子载波间干扰。本文基于配置前后参数的不同,通过构建子载波间干扰抑制矩阵,抑制由于反射系数变化所等效的时变信道对系统性能的影响,从而获得较好的系统误码率和吞吐量性能。仿真结果表明,子载波间干扰在构建干扰抑制矩阵后得到了有效抑制,本文提出的干扰抑制算法对于系统的传输性能有较明显的提升。然而,本文的仿真环境较为理想化,只考虑了Jakes信道模型来模拟传输的信道,下一步可对Clarke模型等其他典型信道进行研究。

参考文献

- [1] NOUROLLAHI H and MAGHREBI S G. Evaluation of cyclic prefix length in OFDM system based for Rayleigh fading channels under different modulation schemes[C]. 2017 IEEE Symposium on Computers and Communications (ISCC), Heraklion, Greece, 2017: 164–169. doi: [10.1109/ISCC.2017.8024523](https://doi.org/10.1109/ISCC.2017.8024523).
- [2] AN C and RYU H G. Spectrum efficient multidimensional OFDM-CDIM communication system[C]. 2020 23rd International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), Okayama, Japan, 2020: 1–4. doi: [10.1109/WPMC50192.2020.9309497](https://doi.org/10.1109/WPMC50192.2020.9309497).
- [3] ZHANG Shunqing, WU Qingqing, XU Shugong, *et al.* Fundamental green tradeoffs: Progresses, challenges, and impacts on 5G networks[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2017, 19(1): 33–56. doi: [10.1109/COMST.2016.2594120](https://doi.org/10.1109/COMST.2016.2594120).
- [4] WU Qingqing and ZHANG Rui. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(11): 5394–5409. doi: [10.1109/TWC.2019.2936025](https://doi.org/10.1109/TWC.2019.2936025).
- [5] LIANG Yingchang, LONG Ruizhe, ZHANG Qianqian, *et al.* Large intelligent surface/antennas (LISA): Making reflective radios smart[J]. *Journal of Communications and Information Networks*, 2019, 4(2): 40–50. doi: [10.23919/JCIN.2019.8917871](https://doi.org/10.23919/JCIN.2019.8917871).
- [6] LU Ruitianyi. Energy-efficiency optimization in dual reconfigurable intelligent surfaces wireless communication system[C]. 2021 6th International Symposium on Computer and Information Processing Technology (ISCIPIT), Changsha, China, 2021: 470–473. doi: [10.1109/ISCIPIT53667.2021.00101](https://doi.org/10.1109/ISCIPIT53667.2021.00101).
- [7] HUANG Chongwen, HU Sha, ALEXANDROPOULOS G C, *et al.* Holographic MIMO surfaces for 6G wireless networks: Opportunities, challenges, and trends[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2020, 27(5): 118–125. doi: [10.1109/MWC.001.1900534](https://doi.org/10.1109/MWC.001.1900534).
- [8] ZENG Shuhao, ZHANG Hongliang, DI Boya, *et al.* Reconfigurable Intelligent Surface (RIS) assisted wireless coverage extension: RIS orientation and location optimization[J]. *IEEE Communications Letters*, 2021, 25(1): 269–273. doi: [10.1109/LCOMM.2020.3025345](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2020.3025345).
- [9] YANG Liang, MENG Fanxu, WU Qingqing, *et al.* Accurate closed-form approximations to channel distributions of RIS-aided wireless systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(11): 1985–1989. doi: [10.1109/LWC.2020.3010512](https://doi.org/10.1109/LWC.2020.3010512).
- [10] MA Xiaoli, YE Hao, and LI Ye. Learning assisted estimation for time-varying channels[C]. 2018 15th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), Lisbon, Portugal, 2018: 1–5. doi: [10.1109/ISWCS.2018.8491068](https://doi.org/10.1109/ISWCS.2018.8491068).
- [11] 陈婷, 洪伟, 郑昱, 等. 基于OFDM的毫米波通信多径信道模型分析[J]. *火控雷达技术*, 2020, 49(2): 93–96. doi: [10.19472/j.cnki.1008-8652.2020.02.018](https://doi.org/10.19472/j.cnki.1008-8652.2020.02.018).
CHEN Ting, HONG Wei, ZHENG Yu, *et al.* An analysis of multipath channel model for millimeter wave communication based on OFDM[J]. *Fire Control Radar Technology*, 2020, 49(2): 93–96. doi: [10.19472/j.cnki.1008-8652.2020.02.018](https://doi.org/10.19472/j.cnki.1008-8652.2020.02.018).
- [12] ZHAO Shiduo, YAN Shefeng, and XU Lijun. Doppler estimation based on HFM signal for underwater acoustic time-varying multipath channel[C]. 2019 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC), Dalian, China, 2019: 1–6. doi: [10.1109/ICSPCC46631.2019.8960810](https://doi.org/10.1109/ICSPCC46631.2019.8960810).
- [13] SARASWATHI K and RAVISHANKAR S. Efficient estimation and compensation of Doppler shift for OFDM signals in underwater communications[C]. 2016 Sixth International Symposium on Embedded Computing and System Design (ISED), Patna, India, 2016: 137–141. doi: [10.1109/ISED.2016.7977070](https://doi.org/10.1109/ISED.2016.7977070).
- [14] MAHMUD H, HOSSAIN M, KHAN A A, *et al.* Performance analysis of OFDM, W-OFDM and F-OFDM under rayleigh fading channel for 5G wireless communication[C]. 2020 3rd International Conference on

- Intelligent Sustainable Systems (ICISS), Thoothukudi, India, 2020: 1172–1177. doi: [10.1109/ICISS49785.2020.9316134](https://doi.org/10.1109/ICISS49785.2020.9316134).
- [15] GHOSH M. Improved equalization for coded, zero-padded OFDM (ZP-OFDM) systems[C]. 2007 IEEE International Conference on Communications, Glasgow, UK, 2007: 4263–4268. doi: [10.1109/ICC.2007.703](https://doi.org/10.1109/ICC.2007.703).
- [16] LOWE D and HUANG Xiaojing. Adaptive overlap-add equalization for MB-OFDM ultra-wideband[C]. 2006 International Symposium on Communications and Information Technologies, Bangkok, Thailand, 2006: 644–648. doi: [10.1109/ISCIT.2006.339826](https://doi.org/10.1109/ISCIT.2006.339826).
- [17] YOUSSEF A, DRIESSEN P F, GEBALI F, *et al.* Enhancement of time compression overlap-add using multirate downsample upsample shift add algorithm[C]. 2017 IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing (PACRIM), Victoria, Canada, 2017: 1–5. doi: [10.1109/PACRIM.2017.8121904](https://doi.org/10.1109/PACRIM.2017.8121904).
- [18] WANG Kai, WEI Haijian, HE Wei, *et al.* Dynamic measurement for compressed sensing based channel estimation in OFDM systems[C]. 2017 3rd IEEE International Conference on Computer and Communications (ICCC), Chengdu, China, 2017: 106–110. doi: [10.1109/CompComm.2017.8322523](https://doi.org/10.1109/CompComm.2017.8322523).
- [19] WEI Li, HUANG Chongwen, ALEXANDROPOULOS G C, *et al.* Channel estimation for RIS-empowered multi-user MISO wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(6): 4144–4157. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3063236](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3063236).
- [20] WEI Li, HUANG Chongwen, ALEXANDROPOULOS G C, *et al.* Parallel factor decomposition channel estimation in RIS-assisted multi-user MISO communication[C]. 2020 IEEE 11th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM), Hangzhou, China, 2020: 1–5. doi: [10.1109/SAM48682.2020.9104305](https://doi.org/10.1109/SAM48682.2020.9104305).
- [21] 尹海帆, 李展鹏. 一种智能超表面的反射系数计算方法及系统[P]. 中国专利, 11283884A, 2021.
- YIN Haifan and LI Zhanpeng. Method and system for calculating reflection coefficient of intelligent metasurface[P]. China Patent, 11283884A, 2021.
- [22] KHEDKAR A R, MURUGAN M, and MATE A A. ICI cancellation using Raised Cosine windowing in OFDM system[C]. 2014 Annual IEEE India Conference (INDICON), Pune, India, 2014: 1–4. doi: [10.1109/INDICON.2014.7030550](https://doi.org/10.1109/INDICON.2014.7030550).

曾 嵘: 男, 1976年生, 副教授, 研究方向为无线移动通信.

邵智敏: 男, 1997年生, 硕士生, 研究方向为无线通信系统.

责任编辑: 马秀强