

循环前缀不足异步协作系统中继 非线性预编码

刘萍, 黄学军

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏南京 210003)

摘要:在异步协作 OFDM 通信系统中, 正交频分复用 (OFDM) 技术用于对抗各中继节点到目标节点的时延干扰。各中继节点到目标节点的信道可以被看作多径信道, 当循环前缀 (CP) 的长度大于等于中继时延长度时, 可以有效地避免时延引起的符号间干扰 (ISI)。实际上协作通信时延多变且与特定情景有关, 时延无法被预先知道, 同时加入循环前缀降低了码元传输速率, 所以有必要研究缩短 CP 情况下的异步协作 OFDM 传输方案。但是, 当 CP 长度小于时延长度时, 符号间干扰无法被完全消除。为了解决这个问题, 文中设计了一种中继节点非线性预编码方案。仿真结果表明, 中继节点非线性预编码方案能够很好地降低误码率, 提高系统带宽利用率, 并且中继节点非线性预编码方案性能优于接收端采用判决反馈均衡的方案。

关键词:异步协作 OFDM 通信系统; 循环前缀; 非线性预编码; 时延

中图分类号: TP302

文献标识码: A

文章编号: 1673-629X(2015)03-0193-04

doi: 10.3969/j.issn.1673-629X.2015.03.044

Relay No-linear Precoder in Asynchronous Cooperative Systems with Insufficient Cyclic Prefix

LIU Ping, HUANG Xue-jun

(College of Communication & Information Engineering, Nanjing University of Posts and
Telecommunications, Nanjing 210003, China)

Abstract: In the asynchronous cooperative OFDM system, Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technology is applied to combat the time delays from the relay nodes. Channel from relay nodes to the destination node are treated as multipath channel, when the Cyclic Prefix (CP) is not less than time-delay length, Inter-Symbol Interference (ISI) caused by the time delay can be effectively avoided. Actually, the time delays from relay nodes may vary and depend on a particular scenario in a cooperative system, thus time-delay cannot be known in advance, and adding cyclic prefix will reduce code transmission rate. Therefore, it is necessary to research transmission scheme for asynchronous cooperative OFDM system with insufficient CP. However, when the CP length is less than the length of the time-delay, inter-symbol interference cannot be completely eliminated. In order to solve this problem, design a scheme of no-linear precoder in relay node. Simulation results show that the scheme of no-linear precoder in relay node can significantly lower bit error rate, improve the utilization rate of system bandwidth, and prove the performance of the scheme is better than the scheme of decision feedback equalizer in receiver.

Key words: asynchronous cooperative OFDM system; Cyclic Prefix (CP); no-linear precoder; time-delay

0 引言

近年来, 协作分集技术^[1]作为一种全新的空间分集技术而兴起, 其形成的虚拟多天线的阵列, 推进了 MIMO 技术的实用化。但是, 由协作通信分布式特性

引起的信号时延严重影响系统性能^[2]。因此在协作通信系统中如何对抗时延影响是一个亟待解决的问题。协作通信利用 OFDM 技术^[3-4]抵抗来自多个中继节点的时延, 通过添加循环前缀 (CP) 来消除由于频

收稿日期: 2014-04-24

修回日期: 2014-07-29

网络出版时间: 2015-01-20

基金项目: 国家“973”重点基础研究发展计划项目 (2013CB329005); 国家科技重大专项 (2012ZX03001008-003, 2011ZX03005-004-03); 江苏省自然科学基金重点专项 (江苏“973”) (BK2011027)

作者简介: 刘萍 (1987-), 女, 硕士, 研究方向为无线通信和无线技术; 黄学军, 副教授, 研究方向为现代无线通信理论与技术。

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1450.TP.20150120.2200.029.html>

率偏移和时延带来的干扰^[5]。循环前缀在接收端被认为是冗余,在传输的过程中降低了传输速率。由于带宽资源的宝贵,目前,学者们通过缩短 CP 甚至不加 CP,来提高带宽利用率。CP 不足会引起载波间干扰 (ICI) 和符号间干扰 (ISI),学者们采用各种技术来消除干扰。例如:文献[6]在接收端通过设计均衡器来抑制干扰;文献[7]在接收端频域利用冗余设计了一种结构抑制 ICI;文献[8]提出了一种 ICI/ISI 波束成形意识算法来挖掘干扰的空间性能;文献[9]提出了一种 ICI 干扰自消方案;文献[10]通过应用干扰对齐 (IA) 思想提出了一种信道独立预编码方案。

文中基于点到点 OFDM、DMT 及 MIMO-OFDM 传输系统预编码方案和均衡方案^[11-12],提出了一种在 CP 不足情况下异步协作 OFDM 系统抗时延方案。该方案在接收端采用 OFDM 技术将信号发射出去;中继节点对接收到的信号先做 FFT 变换,再通过非线性预编码器^[13-14],加循环前缀,然后通过放大转发 (AF) 协议将信号转发到目的节点,避免了解码转发 (DF) 协议带来的高复杂度;在接收端进行简单的均衡。通过仿真可验证该方案在 CP 不足的情况下可以消除时延带来的干扰^[15]。

1 系统模型

文中以图 1 所示的两中继协作通信系统为模型^[16]。该系统包括一个源端节点 S,一个目的节点 D,以及两个中继节点 $R_i (i = 1, 2)$ 。第一时隙,源节点发送信息给两个中继节点;第二时隙,中继节点采用放大转发 (AF) 协议将信号发送到目的节点。

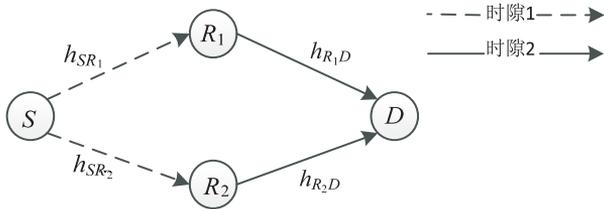


图 1 两中继协作通信系统模型

假设源节点和目的节点之间没有直通链路,源节点、中继节点、目的节点都只有一根天线,中继节点均工作在半双工模式下;各中继到目的节点的时延都是码元级时延,即:时延 τ 是码元周期 T 的整数倍;源端节点到中继节点、中继节点到目的节点的信道是准静态平坦信道,即在每个符号周期内信道保持不变。对于两中继系统,不妨设源节点到两中继节点没有时延,其信道衰落系数为 $h_{SR_i}^k, i = 1, 2$,中继节点 R_1 到目的节点 D 的时延为 $\tau_1 = 0$,中继节点 R_2 到目的节点的时延为 $\tau_2 = L$,则中继节点到目的节点信道的脉冲响应可表示为:

$$h_i^k(n) = h_{R_i,D}^k \delta(n - \tau_i), i = 1, 2 \quad (1)$$

其中, k 为 OFDM 符号的序号;对于瑞利衰落, $h_{SR_1}^k, h_{SR_2}^k, h_{R_1,D}^k$ 和 $h_{R_2,D}^k$ 是复高斯随机变量,且 $h_{SR_1}^k, h_{SR_2}^k, h_{R_1,D}^k, h_{R_2,D}^k \sim CN(0, \sigma^2)$ 。为了归一化信号功率,这里令 $\sigma^2 = 1$ 。

设源节点的调制信号为 $S^k = [S(1), S(2), \dots, S(N)]^T, E(S^H \cdot S) = P_s$,相应地, $x^k = [x(1), x(2), \dots, x(N)]^T$ 是 S^k 作 N 点 IFFT 之后的时域信号,即 $x^k = W^H S^k$,其中 W 表示 N 点 FFT 变换矩阵, W 的元素为:

$$w_{mn} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j \frac{2\pi}{N} mn}, m = 0, 1, \dots, N, n = 0, 1, \dots, N \quad (2)$$

第一时隙,源端节点以广播的形式将信号 x 发送到中继节点,则 R_1, R_2 的接收信号为:

$$y_{R_1}^k = h_{SR_1}^k x^k + n_{SR_1}^k \quad (3)$$

$$y_{R_2}^k = h_{SR_2}^k x^k + n_{SR_2}^k \quad (4)$$

其中, n_{SR_1}, n_{SR_2} 是复加性高斯白噪声, $n_{SR_1}^k, n_{SR_2}^k \sim CN(0, \sigma^2 I_N)$ 。

第二时隙,中继节点对接收的信号加上长度为 L_{CP} ($L_{CP} < L$) 的循环前缀,采用放大转发 (AF) 协议发送给目的节点。加循环前缀后的信号为 $\bar{y}_{R_1}^k, \bar{y}_{R_2}^k$,放大转发的信号为 $v_{R_1}^k, v_{R_2}^k$,且满足 $E((v_{R_1}^k)^H v_{R_1}^k) = P_{R_1}, E((v_{R_2}^k)^H v_{R_2}^k) = P_{R_2}$,根据 AF 协议, $v_{R_1}^k = \beta_1 \bar{y}_{R_1}^k, v_{R_2}^k = \beta_2 \bar{y}_{R_2}^k$ 。其中 β_1, β_2 为放大系数,可表示为:

$$\beta_i = \frac{\sqrt{P_{R_i}}}{\sqrt{P_s |h_{SR_i}|^2 + \delta^2}}, i = 1, 2 \quad (5)$$

接收端去除 CP 后的信号为:

$$y_D^k = \beta_1 h_{R_1,D}^k y_{R_1}^k + \beta_2 h_{R_2,D}^k H y_{R_2}^k + \beta_2 h_{R_2,D}^k A y_{R_2}^k + \beta_2 h_{R_2,D}^{k-1} B y_{R_2}^{k-1} + n_{R_1,D}^k + n_{R_2,D}^k \quad (6)$$

联立式(3)、(4)、(5)得:

$$y_D^k = \beta_1 h_{R_1,D}^k h_{SR_1}^k x^k + \beta_2 h_{R_2,D}^k h_{SR_2}^k H x^k + \underbrace{\beta_2 h_{R_2,D}^k h_{SR_2}^k A x^k}_{ICI} + \underbrace{\beta_2 h_{R_2,D}^{k-1} h_{SR_2}^{k-1} B x^{k-1}}_{ISI} + n \quad (7)$$

其中:

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & \underbrace{0 \dots 0}_L & 0 & 0 \end{bmatrix}_{N \times N}$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & \overbrace{-1 & 0 & \cdots & 0}^{L-L_{CP}} & \overbrace{0 & 0 & \cdots & 0}^{L_{CP}} & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & -1 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & -1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{N \times N}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & \overbrace{1 & 0 & \cdots & 0}^{L-L_{CP}} \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix}_{N \times N}$$

$$n = \beta_1 h_{R,D}^k n_{SR_1}^k + \beta_2 h_{R,D}^k \mathbf{H} n_{SR_2}^k + \beta_2 h_{R,D}^k \mathbf{A} n_{SR_2}^k + \beta_2 h_{R,D}^k \mathbf{B} n_{SR_2}^k + n_{R,D}^k + n_{R,D}^k$$

$n_{SR_1}^k$ 和 $n_{SR_2}^k$ 是复加性高斯白噪声, $n_{SR_1}^k, n_{SR_2}^k \sim \text{CN}(0, \sigma^2 I_N)$ 。

由式(7)可知,第三项和第四项分别表示 ICI 和 ISI。由此不难看出,当循环前缀 L_{CP} 大于时延 L ($L_{CP} \geq L$),第三项、第四项为零,ICI 和 ISI 可以完全被消除;但是,当循环前缀 L_{CP} 小于时延 L ($L_{CP} < L$),接收端信号存在 ICI 和 ISI。

2 循环前缀不足异步协作 OFDM 系统的中继非线性预编码

本节以两中继协作通信系统为模型,详细介绍在中继节点处采用非线性预编码消除时延干扰。中继节点对接收的信号先进行 FFT 变换,然后通过非线性预编码器,加循环前缀后通过放大转发协议将信号转发到目的节点。

图2 为中继节点 R_2 的非线性预编码器。

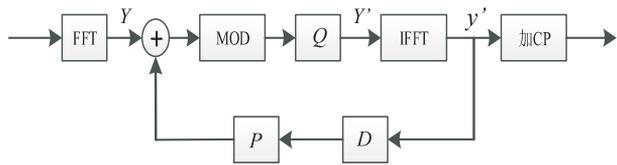


图2 中继节点非线性预编码器

由图2 中继节点非线性预编码器可得 $\mathbf{Q}^{-1} Y_{R_2}^k = \text{MOD}(Y_{R_2}^k + \mathbf{P} Y_{R_2}^{k-1})$ (8) 其中, \mathbf{Q} 是前置矩阵; \mathbf{P} 是反馈矩阵; $y_{R_2}^{k-1}$ 表示 $y_{R_2}^k$

的前一个符号,且 $y_{R_2}^k = \mathbf{W}^H Y_{R_2}^k$ 。

根据系统模型的分析,中继节点 R_2 采用非线性预编码,接收端接收的来自节点 R_2 的信号为:

$$y_D^k = \beta_2 h_{R,D} \mathbf{H} Y_{R_2}^k - \beta_2 h_{R,D} \mathbf{A} Y_{R_2}^k + \beta_2 h_{R,D} \mathbf{B} Y_{R_2}^{k-1} + n_{R,D} \tag{9}$$

对接收到的来自 R_2 的信号做 FFT 变换,得到的频域信号为:

$$Y_{D_2}^k = \beta_2 h_{R,D} \mathbf{W} \mathbf{H} \mathbf{W}^H Y_{R_2}^k - \beta_2 h_{R,D} \mathbf{W} \mathbf{A} \mathbf{W}^H Y_{R_2}^k + \beta_2 h_{R,D} \mathbf{W} \mathbf{B} Y_{R_2}^{k-1} + \mathbf{W} n_{R,D} \tag{10}$$

其中, \mathbf{H} 为循环矩阵, $\mathbf{W} \mathbf{H} \mathbf{W}^H = \mathbf{A}$, \mathbf{A} 为对角矩阵, $N_{R,D} = \mathbf{W} n_{R,D}$, 式(10)可化为:

$$Y_{D_2}^k = \beta_2 h_{R,D} \mathbf{A} Y_{R_2}^k - \beta_2 h_{R,D} \mathbf{W} \mathbf{A} \mathbf{W}^H Y_{R_2}^k + \beta_2 h_{R,D} \mathbf{W} \mathbf{B} Y_{R_2}^{k-1} + N_{R,D} \tag{11}$$

接收端期望得到来自 R_2 的频域信号估计为:

$$\hat{Y}_{D_2}^k = \text{MOD}(\mathbf{A} Y_{D_2}^k) = \text{MOD}(\beta_2 h_{R,D} (\mathbf{I} - \mathbf{W} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{W}^H) Y_{R_2}^k + \beta_2 h_{R,D} \mathbf{W} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{B} Y_{R_2}^{k-1}) \tag{12}$$

由式(8)、(12)可得:

$$\mathbf{Q} = (\beta_2 h_{R,D} (\mathbf{I} - \mathbf{W} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{W}^H))^{-1}$$

$$\mathbf{P} = -\beta_2 h_{R,D} \mathbf{W} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{B}$$

通过上述中继节点非线性预编码处理,接收端的信号为:

$$Y_D^k = Y_{D_1}^k + Y_{D_2}^k = (\mathbf{I} + \mathbf{A}) S^k + N \tag{13}$$

其中, $N = \beta_1 h_{R,D}^k \mathbf{W} n_{SR_1}^k + \beta_2 h_{R,D}^k \mathbf{W} \mathbf{H} n_{SR_2}^k + \beta_2 h_{R,D}^k \mathbf{W} \mathbf{A} n_{SR_2}^k + \beta_2 h_{R,D}^k \mathbf{W} \mathbf{B} n_{SR_2}^k + \mathbf{W} n_{R,D}^k + \mathbf{W} n_{R,D}^k$ 。

接收端采用简单的迫零(ZF)均衡处理得到信号 Y_D^k 估计为:

$$\hat{Y}_D^k = (\mathbf{I} + \mathbf{A})^{-1} Y_D^k$$

值得注意的是,只要 OFDM 分块的长度 N 大于等于时延长度,干扰都可以通过中继非线性预编码消除。但是,由于这种预编码没有考虑噪声,在中继节点没有减小噪声的影响,甚至放大了噪声的干扰,所以在低信噪比的情况下性能会很差。

3 仿真结果及分析

本节,对所设计的中继节点非线性预编码方案进行性能仿真。在此次仿真中,假设 OFDM 符号长度 $N = 64$,源节点到两中继节点没有时延,中继节点 R_1 到目的节点 D 的时延为零,中继节点 R_2 到目的节点的时延为 $L = 16$,源节点采用 BPSK 调制方式,并假设接收端已知信道信息,其信道系数 $h_{SR_1}^k, h_{SR_2}^k, h_{R,D}^k$ 和 $h_{R_2,D}^k$ 为复高斯随机变量。

其中, k 为 OFDM 符号的序号, $h_{SR_1}^k, h_{SR_2}^k, h_{R,D}^k, h_{R_2,D}^k \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$,为了归一化信号功率,这里令 $\sigma^2 = 1$ 。

图3 为有无中继非线性预编码器系统误码性能的

比较。可以看出 $L_{CP} = 8$, SNR < 6 dB 时, 中继非线性预编码的性能却不如直接解码的性能, 主要是因为低信噪比时误码率比较高, 中继非线性预编码造成误码传播的影响就很大, 导致性能恶化。

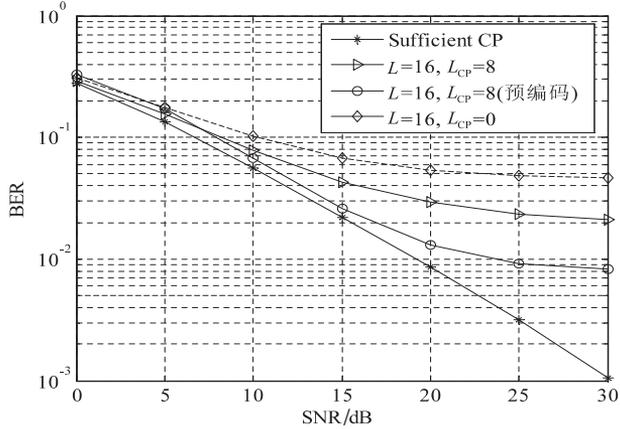


图3 有无中继非线性预编码器误码率比较

图4为中继非线性预编码方案与接收端判决反馈方案误码性能的比较。可以看出 $L_{CP} = 8$, SNR > 8 dB 时, 中继非线性预编码方案性能优于接收端判决反馈方案, 主要是因为接收端判决反馈引起噪声的累计重传, 造成错误译码, 使得系统性能下降。

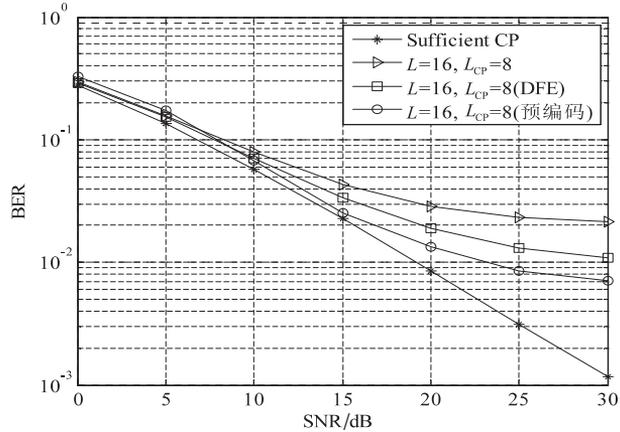


图4 误码率比较: 中继非线性预编码方案与接收端判决反馈方案

4 结束语

文中在异步协作 OFDM 系统中, 针对 CP 不足时各中继时延引起的符号间干扰无法被完全消除的问题, 提出了中继非线性预编码方案。该方案可以有效消除残留的符号间干扰, 获得比接收端采用判决反馈更好的系统性能。只要 OFDM 符号的长度大于时延长度, 这种中继非线性预编码方案都可以有效地消除符号间干扰, 降低误码率, 提高系统的带宽利用率。

参考文献:

- [1] Sendonaris A, Erkip E, Aazhang B. User cooperation diversity. Part I. system description [J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(11): 1927-1938.
- [2] 陈良明, 韩泽耀. OFDM—第四代移动通信的主流技术 [J]. 计算机技术与发展, 2008, 18(3): 184-187.
- [3] 张秀艳, 李卫, 王海生, 等. 提高 OFDM 系统误码率性能的研究 [J]. 计算机技术与发展, 2013, 23(4): 233-236.
- [4] 高超垒, 宋振宇, 战勇杰. 一种用于空间分集信号合成的时差消除方法 [J]. 计算机技术与发展, 2013, 23(5): 14-16.
- [5] Parsace G R, Yarali A, Ebrahimzad H. MMSE-DFE equalizer design for OFDM system with insufficient cyclic prefix [C]// Proc of vehicular technology conference. [s. l.]: [s. n.], 2004: 3828-3832.
- [6] Park Cheol-Jin, Im Gi-Hong. Efficient DMT/OFDM transmission with insufficient cyclic prefix [J]. IEEE Communication Letters, 2004, 8(9): 576-578.
- [7] Sun Xiantao, Wang Qi, Cimimi L J, et al. ICI/ISI-aware beamforming for MIMO-OFDM wireless systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(1): 378-385.
- [8] 范鹏. 协作通信及其在移动通信系统中的应用 [J]. 电信快报: 网络与通信, 2013(3): 29-31.
- [9] Tang S, Gong K, Pan C, et al. Self-cancellation of intercarrier interference in OFDM systems with phase noise [C]// Proc of IEEE 17th international symposium on personal, indoor and mobile radio communication. [s. l.]: IEEE, 2006: 1-5.
- [10] Jin Yuansheng, Xia Xianggen. A channel independent precoding for MIMO-OFDM systems with insufficient cyclic prefix [C]// Proc of global telecommunications conference. [s. l.]: [s. n.], 2011: 1-5.
- [11] 李立华, 王维, 王骥, 等. 一种协作多点多用户通信系统的预编码方法 [J]. 北京邮电大学学报, 2014, 37(1): 20-24.
- [12] 褚红发, 牛凯, 贺志强, 等. 两跳中继通信系统中均衡和预编码联合优化算法 [J]. 北京邮电大学学报, 2011, 34(6): 5-9.
- [13] 李靖, 葛建华, 王勇, 等. 有限反馈分布式预编码协作通信系统及性能分析 [J]. 电子与信息学报, 2010, 32(4): 799-804.
- [14] 肖小潮, 郑宝玉, 许晓荣. 协作 MIMO 中分布式空时编码技术的研究 [J]. 信号处理, 2011, 27(3): 340-345.
- [15] Zheng Li, Xia Xianggen. A simple Alamouti space-time transmission scheme for asynchronous cooperative systems [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2007, 14(11): 804-807.
- [16] 余金蓉. 多小区协作系统的仿真实现及性能分析 [J]. 计算机技术与发展, 2013, 23(11): 258-260.

循环前缀不足异步协作系统中继非线性预编码

作者: [刘萍](#), [黄学军](#), [LIU Ping](#), [HUANG Xue-jun](#)
作者单位: [南京邮电大学 通信与信息工程学院, 江苏 南京, 210003](#)
刊名: [计算机技术与发展](#) 
英文刊名: [Computer Technology and Development](#)
年, 卷(期): 2015(3)

引用本文格式: [刘萍](#), [黄学军](#), [LIU Ping](#), [HUANG Xue-jun](#) 循环前缀不足异步协作系统中继非线性预编码[期刊论文]-
[计算机技术与发展](#) 2015(3)