

文章编号: 2095-4980(2017)01-0042-06

全双工 MIMO 中继系统高性能的波束成型算法

周 叶¹, 束 锋^{1,2,3}, 刘婷婷^{1,4}, 崔玉荻¹, 陆锦辉¹

(1.南京理工大学 电子工程与光电技术学院, 江苏 南京 210094;

2.中国电波传播研究所 电波环境特性及模化技术重点实验室, 山东 青岛 266107;

3.东南大学 移动通信国家重点实验室, 江苏 南京 210096; 4.南京工程学院 通信工程学院, 江苏 南京 211167)

摘 要: 为了更好地抑制全双工多入多出技术(MIMO)中继系统的自干扰, 提高信息传输速率, 提出了一种新型的波束成型组合算法。该组合在源节点和目的节点采用奇异值分解的波束成型向量, 而在中继站采用基于最大化信干噪比接收波束成型来抑制中继端的自干扰, 以及最大化信泄噪比发射波束成型矩阵来减少中继发送端泄漏到中继接收机的信号组合波束成型算法。为了降低复杂度, 随后引入了交替迭代结构来进一步优化中继接收和发送波束成型矩阵, 并比较了不同组合波束成型方案的和速率性能。仿真结果表明, 与现存的波束成型组合相比, 当干噪比较低时, 提出的组合算法能够提供更优的和速率性能。

关键词: 全双工中继; 自干扰; 波束成型; 最大化信干噪比; 最大化信泄噪比

中图分类号: TN911.72

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201701.0042

A high-performance beamforming scheme for full duplex MIMO relays

ZHOU Ye¹, SHU Feng^{1,2,3}, LIU Tingting^{1,4}, CUI Yudi¹, LU Jinhui¹

(1.School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing Jiangsu 210094, China;

2.China Research Institute of Radiowave Propagation, National Key Laboratory of Electromagnetic Environment, Qingdao Shandong 266107;

3.National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing Jiangsu 210096, China;

4.College of Communication Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing Jiangsu 211167, China)

Abstract: Full-duplex systems perform simultaneous transmission and reception in the same frequency band, hence promising up to twice the data rate offered by half-duplex systems. However, in full-duplex systems, self-interference at the relay, due to the signal leakage from its transmitter to receiver, will lead to a significant degradation of the system performance. Therefore, one of the key challenges in full-duplex relaying systems is how to manage and control self-interference efficiently. In order to suppress the self-interference from relay transmission to relay reception and improve the transmission rate, a new beamforming combination method is proposed for full-duplex Multiple Input Multiple Output(MIMO) relaying system. This method consists of Singular Value Decomposition(SVD) beamforming at source and destination node, Maximum Signal to Interference plus Noise Ratio(Max-SINR) receive beamforming, and transmit beamforming Maximum Signal to Leakage plus Noise Ratio(Max-SLNR) at relay station, respectively. Then, an iterative structure between Max-SINR and Max-SLNR is introduced to optimize the beamforming matrix at the relay jointly. Simulation results show the proposed method performs better than the existing beamforming schemes as the Interference to Noise Rate(INR) decreases.

Keywords: full-duplex relays; self-interference; beamforming; Maximum Signal to Interference plus Noise Ratio(Max-SINR); Maximum Signal to Leakage plus Noise Ratio(Max-SLNR)

全双工中继系统能够在同一频率同时发送和接收信号, 因此与半双工中继相比成倍提高频谱效率。但是由于中继收发端之间存在信号泄漏, 产生了自干扰问题。自干扰使得中继系统性能严重恶化, 因此实现全双工技术的

收稿日期: 2015-11-05; 修回日期: 2015-12-18

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61271230;61472190); 中国电波传播研究所电波环境特性及模化技术重点实验室开放课题资助项目(201500013); 东南大学移动通信国家重点实验室开放课题资助项目(2013D02)

挑战在于如何有效管理全双工带来的自干扰。由于全双工无线中继站能够为移动通信系统提供比较广阔的地域覆盖范围以及高的频谱效率, 因此受到许多学者的关注^[1]。并且由于全双工中继端到端的传输只需要一个信道, 即全双工中继系统允许在同一频率, 同时发送和接收信号, 因此与半双工中继相比提高了频谱效率^[2]。但是由于中继收发端之间存在信号泄漏, 产生了自干扰问题, 自干扰使得中继系统不稳定, 且降低了系统的信道容量^[3], 因此实现全双工技术的挑战在于如何消除全双工带来的自干扰。文献[4-9]提出了一系列空域抑制自干扰技术, 如迫零(Zero-Forcing, ZF)、最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)、零空间投影(Null Space Projection, NSP)以及天线选择(Antenna Selection, AS), 然而这一系列技术主要目的是减少自干扰, 并不能保证系统的性能。基于这种限制, 文献[10]提出了一种低复杂度的 ZF 波束成型算法, 即在源端、中继端以及目的端进行预编码/波束成型的设计。文献[11]中提出了基于奇异值分解(Singular Value Decomposition, SVD)、最大化信泄噪比(Max-SLNR)、ZF 和 MMSE 等 4 种组合波束成型算法的设计, 这些组合波束成型算法不但有效地抑制了自干扰, 而且还能提高系统的和速率性能。在文献[11]的基础上, 提出了一种新的组合波束成型算法(SVD plus Max-SINR plus Max-SLNR plus SVD, SILS), 即在源节点和目的节点均采用 SVD 波束成型向量, 在中继接收端和发送端分别设计基于信干噪比(SINR)以及基于信泄噪比(SLNR)的波束成型。将此方案与文献[11]的方法进行比较, 结果表明 SILS 方案能够进一步抑制自干扰信号, 也能够加强中继端接收有用信号功率, 提高了系统性能, 且在中继端配置的天线数越多, 系统的性能越好。

1 系统模型

图 1 为两跳的全双工多人多出技术(MIMO)中继系统, 中继节点 R 在接收来自源节点 S 信号的同时也向目的节点 D 发送信号, 由于路径损耗以及阴影衰落, 假设在源节点 S 到目的节点 D 没有直达通道, 设源节点、中继接收节点、中继发送节点以及目的节点的天线数分别为 N_S, N_{RR}, N_{RT} 和 N_D 。 $\mathbf{H}_{SR} \in \mathbb{C}^{N_{RR} \times N_S}$ 和 $\mathbf{H}_{RD} \in \mathbb{C}^{N_D \times N_{RT}}$ 分别表示源节点 S 到中继节点 R、中继节点 R 到目的节点 D 的信道增益, $\mathbf{H}_{RR} \in \mathbb{C}^{N_{RR} \times N_{RT}}$ 表示中继节点的自干扰信道增益。

源节点 S 发送信号为:

$$\mathbf{x}_S = \mathbf{M}_S d \quad (1)$$

式中: $\mathbf{M}_S \in \mathbb{C}^{N_S \times 1}$ 为源节点发送预编码向量且满足 $\|\mathbf{M}_S\|_F^2 = 1$; d 为源节点信号且满足 $E\{\|d\|_F^2\} = 1$ 。

经过上行信道和中继接收波束成型之后, 得到的接收信号为:

$$\mathbf{y}_R = \mathbf{W}_R^H (\mathbf{H}_{SR} \mathbf{M}_S d + \mathbf{H}_{RR} \mathbf{x}_R^D + \mathbf{n}_R) \quad (2)$$

式中: $\mathbf{W}_R \in \mathbb{C}^{N_{RR} \times 1}$ 为中继接收端波束成型; $\mathbf{n}_R \in \mathbb{C}^{N_{RR} \times 1}$ 为中继接收端的加性高斯白噪声, 且满足 $E\{\mathbf{n}_R \mathbf{n}_R^H\} = \mathbf{I}_{N_{RR}}$; $\mathbf{x}_R^D \in \mathbb{C}^{N_{RT} \times 1}$ 表示自干扰, 且满足 $E\{\|\mathbf{x}_R^D\|_F^2\} = 1$ 。

为了进一步抑制干扰, 提高性能, 中继节点引入发送波束成型, 则其发送信号为:

$$\mathbf{x}_R = \mathbf{M}_R \mathbf{y}_R = \mathbf{F}_R (\mathbf{H}_{SR} \mathbf{M}_S d + \mathbf{H}_{RR} \mathbf{x}_R^D + \mathbf{n}_R) \quad (3)$$

式中: $\mathbf{F}_R = \mathbf{M}_R \mathbf{W}_R^H \in \mathbb{C}^{N_{RT} \times N_{RR}}$; $\mathbf{M}_R \in \mathbb{C}^{N_{RT} \times 1}$ 为中继发送端波束成型, 且满足 $E\{\|\mathbf{x}_R\|_F^2\} = E\{\|\mathbf{M}_R \mathbf{y}_R\|_F^2\} = 1$, $\|\mathbf{W}_R\|_F^2 = 1$ 。

中继发送信号经过下行信道与接收波束成型后, 目的节点 D 所接收的信号可表示为:

$$\mathbf{y}_D = \mathbf{W}_D^H (\mathbf{H}_{RD} \mathbf{x}_R + \mathbf{n}_D) \quad (4)$$

式中: $\mathbf{W}_D \in \mathbb{C}^{N_D \times 1}$ 为目的节点 D 处的波束成型, 且满足 $\|\mathbf{W}_D\|_F^2 = 1$; $\mathbf{n}_D$ 为目的端的加性高斯白噪声, 且满足 $E\{\mathbf{n}_D \mathbf{n}_D^H\} = \mathbf{I}_{N_D}$ 。

依据式(2)~式(4), 整个系统的和速率 R 为:

$$R = \log_2(1 + R_{\text{SIN}}) \quad (5)$$

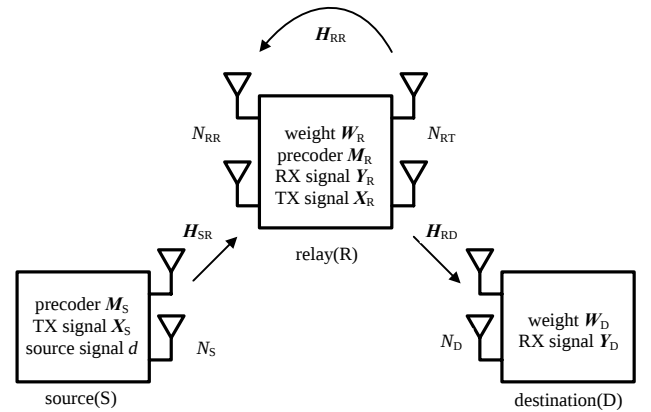


Fig.1 System model

图 1 系统模型

式中：信干噪比(SINR)为 $R_{\text{SIN}} = \frac{\mathbf{W}_D^H \mathbf{H}_{\text{RD}} \mathbf{F}_R \mathbf{H}_{\text{SR}} \mathbf{M}_S \mathbf{M}_S^H \mathbf{H}_{\text{SR}}^H \mathbf{F}_R^H \mathbf{H}_{\text{RD}}^H \mathbf{W}_D}{\mathbf{W}_D^H (\mathbf{H}_{\text{RD}} \mathbf{F}_R \mathbf{H}_{\text{RR}} \mathbf{C} \mathbf{H}_{\text{RR}}^H \mathbf{F}_R^H \mathbf{H}_{\text{RD}}^H + \mathbf{H}_{\text{RD}} \mathbf{F}_R \mathbf{F}_R^H \mathbf{H}_{\text{RD}}^H + \mathbf{I}_{N_D}) \mathbf{W}_D}$ ； $\mathbf{C} = \mathbf{E} \left\{ \mathbf{x}_R^D (\mathbf{x}_R^D)^H \right\} = \mathbf{E} \left\{ \mathbf{x}_R \mathbf{x}_R^H \right\}$

表示中继发送端信号的协方差矩阵。

2 提出的 SILS 方案设计

针对全双工 MIMO 中继网络，文献[11]构造了 SSSS(SVD plus SVD plus SVD plus SVD), SSLS(SVD plus SVD plus Max-SLNR plus SVD), SSZS(SVD plus SVD plus ZF plus SVD), SSSM(SVD plus SVD plus SVD plus MMSE)以及 SMSS(SVD plus MMSE plus SVD plus SVD)这 5 种组合波束成型方案。此 5 种方案，在中继接收波束成型仅调查了 2 种：SVD 和 MMSE，它们在抑制干扰和噪声方面的性能不会超过 Max-SINR，与此同时 Max-SINR 在上行多用户接入信道存在解析解，所以在此阶段引入 Max-SINR 替换 SVD 和 MMSE。考虑到上行和下行信道的互易性，中继的下行链路发送波束成型仍然采用 Max-SLNR，源和目的节点仍然保留基于 SVD 波束成型算法，提出了组合波束成型方案简称为 SILS，下标 S 表示 SVD 算法，下标 L 表示 Max-SLNR 算法，下标 I 表示 Max-SINR 算法，下标 M 表示 MMSE 算法。

首先，参考文献[12]，可以直接对源节点到中继节点信道增益 $\mathbf{H}_{\text{SR}}$ 以及中继节点到目的节点信道增益 $\mathbf{H}_{\text{RD}}$ 进行奇异值分解得到 $\mathbf{M}_S$ 和 $\mathbf{W}_D$ ，即：

$$\mathbf{H}_{\text{SR}} = \mathbf{U}_{\text{SR}} \boldsymbol{\Sigma}_{\text{SR}} \mathbf{V}_{\text{SR}}^H, \quad \mathbf{H}_{\text{RD}} = \mathbf{U}_{\text{RD}} \boldsymbol{\Sigma}_{\text{RD}} \mathbf{V}_{\text{RD}}^H \quad (6)$$

则 $\mathbf{M}_S$ 和 $\mathbf{W}_D$ 分别为：

$$\mathbf{M}_S = \mathbf{V}_{\text{SR}}(:, 1), \quad \mathbf{W}_D = \mathbf{U}_{\text{RD}}(:, 1) \quad (7)$$

根据式(2)，可以得到中继接收端的期望信号为 $\mathbf{H}_{\text{SR}} \mathbf{M}_S d$ ，干扰为 $\mathbf{H}_{\text{RR}} \mathbf{x}_R^D$ ，以及噪声为 $\mathbf{n}_R$ 。因此，中继接收端的信噪比可以表示为：

$$R_{\text{SIN 中继}} = \frac{\text{tr} \left\{ \mathbf{W}_R^H \mathbf{H}_{\text{SR}} \mathbf{M}_S (\mathbf{H}_{\text{SR}} \mathbf{M}_S)^H \mathbf{W}_R \right\}}{\text{tr} \left\{ \mathbf{W}_R^H (\mathbf{I}_{N_R} + \mathbf{H}_{\text{RR}} \mathbf{C} \mathbf{H}_{\text{RR}}^H) \mathbf{W}_R \right\}} \quad (8)$$

根据文献[13]可得到 $\mathbf{W}_R^U$ ，即 $\mathbf{W}_R^U$ 由式(9)的最大特征值所对应的特征向量所构成。

$$\left[\mathbf{I}_{N_R} + (\mathbf{H}_{\text{RR}} \mathbf{C} \mathbf{H}_{\text{RR}}^H) \right]^{-1} (\mathbf{H}_{\text{SR}} \mathbf{M}_S) (\mathbf{H}_{\text{SR}} \mathbf{M}_S)^H \quad (9)$$

$\mathbf{W}_R^U$ 为未进行归一化的波束成型向量，对 $\mathbf{W}_R^U$ 进行归一化，即 $\mathbf{W}_R = \frac{\mathbf{W}_R^U}{\|\mathbf{W}_R^U\|_F}$ ，根据文献[11]可以得到协方差矩阵 $\mathbf{C}$ ：

$$\mathbf{v}_C = \left[\mathbf{I}_{N_{\text{RT}}^2} - (\mathbf{I}_{N_{\text{RT}}} \otimes \mathbf{Q}) (\mathbf{Q}^* \otimes \mathbf{I}_{N_{\text{RT}}}) \right]^{-1} \mathbf{v}_R \quad (10)$$

式中： $\mathbf{v}_C$ 和 $\mathbf{v}_R$ 分别为 $\mathbf{C}$ 和 $\mathbf{R}$ 的叠加列向量； $\otimes$ 为克罗内克积。

$$\mathbf{Q} = \mathbf{M}_R \mathbf{W}_R^H \mathbf{H}_{\text{RR}}, \quad \mathbf{R} = \mathbf{M}_R \mathbf{W}_R^H \mathbf{H}_{\text{SR}} \mathbf{M}_S \mathbf{M}_S^H \mathbf{H}_{\text{SR}}^H (\mathbf{M}_R \mathbf{W}_R^H)^H + \mathbf{M}_R \mathbf{W}_R^H (\mathbf{M}_R \mathbf{W}_R^H)^H \quad (11)$$

而 $\mathbf{M}_R^U$ 可以参照文献[11]中所述的 SLNR 预编码方式获得，即

$$R_{\text{SLN}} = \frac{\mathbf{M}_R^H \mathbf{Q}_1 \mathbf{M}_R}{\mathbf{M}_R^H \mathbf{Q}_2 \mathbf{M}_R} \quad (12)$$

式中：

$$\mathbf{Q}_1 = (\mathbf{W}_R^H \mathbf{H}_{\text{SR}} \mathbf{M}_S \mathbf{M}_S^H \mathbf{H}_{\text{SR}}^H \mathbf{W}_R) \mathbf{H}_{\text{RD}}^H \mathbf{H}_{\text{RD}}, \quad \mathbf{Q}_2 = \frac{(\text{tr} \{ \mathbf{H}_{\text{RR}} \mathbf{C} \mathbf{H}_{\text{RR}}^H \} + N_D) \mathbf{I}_{N_{\text{RT}}}}{\mathbf{M}_R^H \mathbf{M}_R} + (\mathbf{W}_R^H \mathbf{W}_R + \mathbf{W}_R^H \mathbf{H}_{\text{RR}} \mathbf{C} \mathbf{H}_{\text{RR}}^H \mathbf{W}_R) \mathbf{H}_{\text{RD}}^H \mathbf{H}_{\text{RD}} \quad (13)$$

根据文献[13]可得到 $\mathbf{M}_R^U$ ，即 $\mathbf{M}_R^U$ 由 $\mathbf{Q}_2^{-1} \mathbf{Q}_1$ 的最大特征所对应的特征向量所构成。 $\mathbf{M}_R^U$ 表示未进行归一化的中继发送端波束成型向量，为了保证本文中设计的算法与文献[11]所提出的预编码/波束成型向量设计方案有公平的比较，对 $\mathbf{M}_R^U$ 进行归一化可以参照文献[11]，即设归一化因子为 α ， $\mathbf{M}_R = \alpha \mathbf{M}_R^U$ ，然后根据中继发送端功率限制条件 $\text{tr} \{ \mathbf{C} \} = 1$ ，通过数值求解方法可获得归一化因子 α ，进而可求得 $\mathbf{M}_R$ 。

然而，式(12)涉及到 2 个主要的问题：a) 尽管式(12)是 $\mathbf{M}_R$ 二次型比例，但是矩阵 $\mathbf{Q}_2$ 也包含 $\mathbf{M}_R$ ；b) $\mathbf{Q}_2$ 也取决于 $\mathbf{C}$ ，同时 $\mathbf{C}$ 也受 $\mathbf{M}_R$ 影响。因此，无法直接求解 $\mathbf{M}_R$ 。同样地，上述基于 SINR 波束成型向量的设计中， $\mathbf{M}_R^U$

取决于 $\mathbf{C}$ ，且 $\mathbf{C}$ 也受 $\mathbf{M}_R$ 影响，因此 $\mathbf{M}_R$ 与 $\mathbf{M}_R^U$ 之间存在相互耦合，对 $\mathbf{M}_R, \mathbf{M}_R^U$ 直接求解会比较复杂。所以，为了降低复杂度，本文提出了一种迭代结构，即先固定 $\mathbf{M}_R$ ，求解 $\mathbf{W}_R$ ，然后进行循环迭代，直至收敛，该算法结构见图 2。

具体实现步骤如下：

算法 1

- 1) 令 $n=1$ ，初始化 $\mathbf{M}_R$ 和 $\mathbf{W}_R$ ，即 $\mathbf{M}_{R,0}=[1,0,\dots,0]^T$ ， $\mathbf{W}_{R,0}=[1,0,\dots,0]^T$ ；
 - 2) 重复
 - a) $k=1$ ；
 - b) 重复
 - ① 固定 $\mathbf{M}_{R,0}$ ，将 $\mathbf{M}_{R,0}$ 和 $\mathbf{W}_{R,0}$ 代入式(9)和式(10)得到 $\mathbf{W}_{R,k}^U$ ，对 $\mathbf{W}_{R,k}^U$ 进行归一化得到 $\mathbf{W}_{R,k}$ ；
 - ② $k=k+1$ ；
 - 直至 $|\mathbf{W}_{R,k}-\mathbf{W}_{R,k-1}|<\varepsilon$ ；
 - c) 在得到 $\mathbf{W}_{R,k}$ 的基础上，将 $\mathbf{M}_{R,0}$ 代入 $\mathbf{Q}_2$ 和 $\mathbf{Q}_1$ 计算，得到 $\mathbf{Q}_2^{-1}\mathbf{Q}_1$ 的最大特征值所对应的特征向量即为 $\mathbf{M}_{R,n}^U$ ，对 $\mathbf{M}_{R,n}^U$ 进行归一化得到 $\mathbf{M}_{R,n}$ ；
 - d) $n=n+1$ 。
 - 3) 直至 $|\mathbf{M}_{R,n}-\mathbf{M}_{R,n-1}|<\delta$ 。
- 上述迭代结构中参数 ε, δ 表示迭代终止门限。

3 仿真结果及分析

在本节中，对提出的 SILS 方案进行仿真，并将其与现有的几种组合方案进行比较。仿真环境设置如下：S-R,R-D 和自干扰信道均为 Rayleigh 衰落^[14]；天线数 $N_S=2, N_{RR}=2, N_{RT}=3, N_D=2$ ； $SNR_{H_{SR}}$ 和 $SNR_{H_{RD}}$ 分别表示未添加预编码/波束成型向量时中继端以及目的端的信噪比， $INR_{H_{RR}}$ 表示中继端的干噪比，图 3 到图 5 中 $SNR_{H_{SR}}=SNR_{H_{RD}}=10$ dB， $INR_{H_{RR}}$ 从 -5 dB 到 5 dB 进行变化。

图 3 给出了不同波束成型算法源端到目的端和速率的累积分布函数(Cumulative Distribution Function, CDF)，该图表征了不同波束成型算法的和速率性能，通过随机产生 10 000 次信道，对系统和速率进行统计，得到累积分布函数，由图可知在全双工(Full Duplex, FD)模式下，当 $INR_{H_{RR}}$ 比较低的情况下(-5 dB)，提出的 SILS 方案明显优于其他几种方案，而 SSSS, SSLS, SSSM, SMSS 这些方案性能基本相同。

观察图 3~图 5 发现，随着 $INR_{H_{RR}}$ 的增加，提出的 SILS 与其他几种方案的性能比较接近，但是 SILS 方案仍优于其他方案。

图 6 是在本文所提的 SILS 方案下源端和目的端天线数固定($N_S=M_D=2$)， $SNR_{H_{SR}}=SNR_{H_{RD}}=5$ dB， $INR_{H_{RR}}=-5$ dB 时，中继收发端天线数为 2,3,4 三种情况下的和速率累积分布函数。由图可知，中继端配置的天线数越多，系统的和速率越高。

4 结论

本文提出了一种新的波束成型组合方案即 SILS 算法，由于该方案在中继站接收端采用最大化信干噪比波束

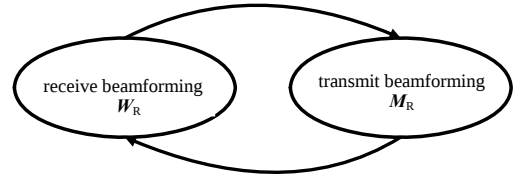


Fig.2 Proposed iterative structure
图 2 交替迭代结构

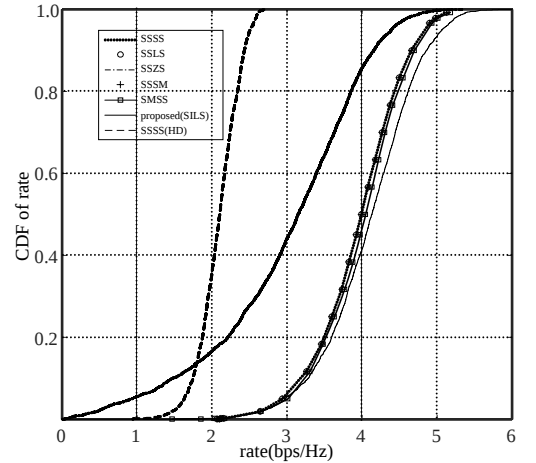


Fig.3 Rate CDFs for all designs($INR_{H_{RR}}=-5$ dB)
图 3 $INR_{H_{RR}}=-5$ dB 时和速率累积分布图(CDF)

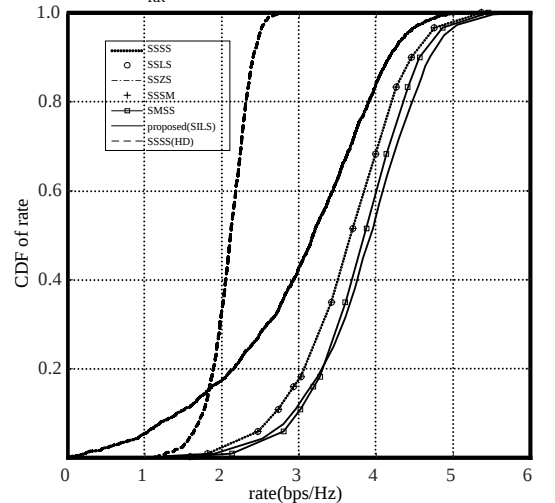


Fig.4 Rate CDFs for all design($INR_{H_{RR}}=0$ dB)
图 4 $INR_{H_{RR}}=0$ dB 时和速率累积分布图(CDF)

Figure 10 is a line graph showing the Cumulative Distribution Function (CDF) of the rate for different schemes. The x-axis is labeled 'rate(bps/Hz)' and ranges from 0 to 6. The y-axis is labeled 'CDF of rate' and ranges from 0 to 1.0. The legend identifies six schemes: SSSM (dotted line), SSES (line with circles), SSSES (dashed line), SSSM+ (line with crosses), SSSM (line with pluses), and proposed (SILS) (solid line with squares). The proposed (SILS) scheme shows the highest performance, followed by SSSM (HD) (dashed line with circles). The other schemes (SSSM, SSES, SSSES, SSSM+) show lower performance, with SSSM (solid line with pluses) and SSSM+ (dashed line with crosses) performing similarly.

(下转第 58 页)