

窄带干扰下 MIMO 系统的特征域传输方案

刘凤威 赵宏志 唐友喜*

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

摘要: 该文提出一种特征域的传输方案(ETS),用以提高窄带干扰下 MIMO 系统的容量。首先,发射端在特征域产生 N 路发射信息,然后根据窄带干扰信号的统计特征,通过预编码将发射信息从特征域变换至时域进行传输。在接收端,时域接收信号再次被变换为 N 路特征域信号。据此,期望信道被划分为 N 路并行子信道,根据各子信道的干扰分布采用相对应的传输方案,以最大化干扰场景下信道的利用率。由计算机仿真可得,当系统容量为 $15 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 时,该文所提特征域传输方案相对于传统干扰抑制算法在 2×2 MIMO 系统中取得了约 10 dB 的性能增益。

关键词: 无线通信;多输入多输出系统;干扰抑制;特征域传输方案

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2016)06-1385-06

DOI: 10.11999/JEIT150967

An Eigen Domain Transmission Scheme for MIMO Systems under Narrowband Interference

LIU Fengwei ZHAO Hongzhi TANG Youxi

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: This paper proposes an Eigen domain Transmission Scheme (ETS) to enhance the capacity of MIMO systems under NarrowBand Interference (NBI). First, the transmitter generates N branches of data streams in the eigen domain, then, according to the statistical characteristic of the NBI, the eigen domain signal is transformed into the time domain for transmission. At the receiver, the received time domain signal is transformed into the eigen domain again. Thereafter, the desired channel is divided into N parallel subchannels, to maximize the capacity of the interference channel, the transmission scheme of each subchannel is determined by the power distribution of the NBI. Simulations show that when the capacity is $15 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$, the proposed eigen domain transmission scheme has about 10 dB gain over the traditional interference rejection algorithm in the 2×2 MIMO system.

Key words: Wireless communication; MIMO; Interference suppression; Eigen domain Transmission Scheme (ETS)

1 引言

日益稀缺的频谱资源是制约现代无线通信发展的瓶颈,越来越多的通信系统在开放频段进行信号传输,此时,异系统干扰将严重影响系统容量。其中,窄带干扰或部分频带干扰是一种典型的异系统干扰^[1-9]。

多种算法可用以抵抗窄带干扰,例如,直接序列扩频系统(Direct Sequence Spread Spectrum,

DSSS)中的频域干扰抑制,时域预测技术,码辅助干扰抑制等^[10];正交频分复用系统(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)中的子载波分配技术等^[11]。然而,上述算法均针对特定的发射信号波形,且未充分利用接收机的多天线特征。

当接收机配置多根天线时,可采用干扰抑制合并算法抑制干扰^[12-15],传统的干扰抑制合并仅利用了期望信号与干扰信号的空域特征差异。在此基础上,特征域干扰抑制合并(Eigen Domain Interference Rejection Combining, E-IRC)同时利用了窄带干扰信号与期望信号在空域以及特征域的差异,达到了更好的干扰抑制效果^[15]。然而,已有特征域干扰合并算法在接收端进行干扰抑制,仅适用于单输入多输出(Single Input Multiple Output,

收稿日期: 2015-8-20; 改回日期: 2016-01-15; 网络出版: 2016-03-11

*通信作者: 唐友喜 tangyx@uestc.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61531009, 61501093, 61271164, 61471108), 国家科技重大专项(2014ZX03003001-002)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61531009, 61501093, 61271164, 61471108), The National Major Projects (2014ZX03003001-002)

SIMO)系统,并未考虑应用更为广泛的多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)系统。此外,假设收发端之间存在反馈链路,则发射端可以获取窄带干扰的特征域信息。而特征域干扰合并算法仅在接收端利用窄带干扰信号特征域信号进行干扰抑制。

为解决上述问题,本文提出了一种MIMO系统中的特征域传输方案(ETS)。在发射端,根据窄带干扰信号的统计信息对数据流进行预编码操作,使得期望MIMO信道变换为特征域的多个并行子信道,且各子信道具有不同的信道质量,根据各子信道的信道质量,设计不同的传输方案,以达到最大化信道利用率的目标。以 2×2 MIMO系统为例,在干扰水平较低子信道,可直接采用V-BLAST编码传输两路并行数据,达到增加容量的目的;而在干扰水平较高的子信道,信道的一个自由度被干扰信号所占据,2路信号将无法在接收端顺利解调,因此,可将一根发射天线置为静默状态,采用 1×2 的方式传输,此时,接收端有足够的冗余度通过干扰抑制合并抵抗干扰,达到提高传输可靠性的目的。

本文其余部分的安排如下:第2节是系统模型;第3节介绍了MIMO系统中的特征域传输算法;第4节给出了性能分析;第5节给出数值仿真结果;最后是全文总结。

2 系统模型

本文的发射机及信道模型如图1所示,发射端采用了 L 根天线, N 路并行编码器,在第 n 个编码器处,信号流被映射为 L 维符号向量 $\mathbf{d}[n, p]$,其中, p 为符号向量的时间参数, $p = 1, 2, \dots$,为记号方便,下文中 p 将被忽略。 $\mathbf{d}[n]$ 可记为

$$\mathbf{d}[n] = [d_1[n], d_2[n], \dots, d_L[n]]^T, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (1)$$

对第 l 根发射天线,将 N 个编码器的第 l 个输出组成一个 N 维向量,有

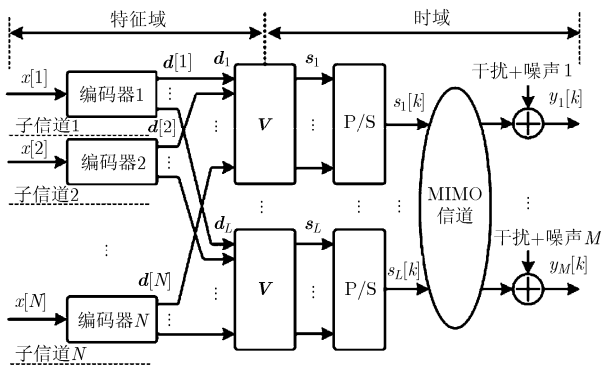


图1 特征域传输方案的发射机模型及信道模型

$$\mathbf{d}_l = [d_l[1], d_l[2], \dots, d_l[N]]^T, \quad l = 1, 2, \dots, L \quad (2)$$

符号向量 \mathbf{d}_l 应满足功率约束,即 $E\{\mathbf{d}_l^H \mathbf{d}_l\} = N/L$ 。此外,我们假设各子信道的期望信号发射采用均匀功率分配,且各子信道发送数据独立,可得 $E\{\mathbf{d}_l \mathbf{d}_l^H\} = (1/L)\mathbf{I}$ 。

将 $N \times N$ 预编码矩阵 \mathbf{V} 与向量 \mathbf{d}_l 相乘,可以得到发射向量 $\mathbf{s}_l = [s_l[1], s_l[2], \dots, s_l[N]]^T$,即

$$\mathbf{s}_l = \mathbf{V} \mathbf{d}_l \quad (3)$$

其中, $\mathbf{V} \mathbf{V}^H = \mathbf{I}$, \mathbf{I} 为单位阵,因此可得, $E\{\mathbf{s}_l^H \mathbf{s}_l\} = N/L$ 。通过串并转化将向量 \mathbf{s}_l 转换为采样,可得到发射信号 $s_l[k]$,满足 $E\{s_l^H[k] s_l[k]\} = 1/L$,其中, k 为时间参数。

假设接收机有 M 根天线,在存在一个窄带干扰的情况下,第 m 根天线处的基带离散接收信号可表示为

$$y_m[k] = \sum_{l=1}^L h_{ml}[k] s_l[k] + g_m[k] i[k] + n_m[k], \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (4)$$

其中, $h_{ml}[k]$ 为复高斯随机变量,表示第 l 根发射天线至第 m 根接收天线之间的信道增益, $E\{|h_{ml}[k]|^2\} = 1$; $g_m[k]$ 为复高斯随机变量,表示窄带干扰信号至第 m 根接收天线的信道增益, $E\{|g_m[k]|^2\} = 1$; $i[k]$ 表示窄带干扰信号, $E\{|i[k]|^2\} = \sigma_i^2$; $n_m[k]$ 表示加性高斯白噪声, $E\{|n_m[k]|^2\} = \sigma_n^2$ 。可以得到,系统信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)为 $1/\sigma_n^2$,干信比(Interference to Signal Ratio, ISR)为 σ_i^2 。

在本文中,干扰被建模为如式(5)所示的数字信号:

$$i[k] = \sqrt{\sigma_i^2} \sum_{p=-\infty}^{\infty} b[p] q[k - pN_1] \quad (5)$$

其中, $b[p]$ 表示干扰信号的第 p 个调制符号; $q[k]$ 为干扰信号的脉冲成型函数; $N_1 > 1$,表示干扰信号的符号周期为期望信号的 N_1 倍,因此,相对于期望信号,干扰信号具有较长的符号周期,对应较窄的带宽,故为窄带干扰。

第 m 根天线处的接收信号可表示为 N 维向量:

$$\mathbf{y}_m = [y_m[1], y_m[2], \dots, y_m[N]]^T \quad (6)$$

假设信道在一个接收向量的持续时间内保持不变,可以得到:

$$\mathbf{y}_m = \sum_{l=1}^L h_{ml} \mathbf{s}_l + g_m \mathbf{i} + \mathbf{n}_m \quad (7)$$

其中, \mathbf{i} 表示窄带干扰向量, \mathbf{n}_m 表示加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)向量。

接收信号的 $N \times N$ 时域自相关矩阵可表示为

$$\mathbf{C}_m^y = E\{\mathbf{y}_m \mathbf{y}_m^H\} = \sum_{l=1}^L |h_{ml}|^2 \mathbf{C}_l^s + |g_m|^2 \mathbf{C}^i + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (8)$$

其中, \mathbf{C}_l^s 表示期望信号的自相关矩阵, 即 $\mathbf{C}_l^s = E\{\mathbf{s}_l \mathbf{s}_l^H\}$, 由上文可知 $\mathbf{C}_l^s = (1/L)\mathbf{I}$; \mathbf{C}^i 表示窄带干扰向量的自相关矩阵, 即 $\mathbf{C}^i = E\{\mathbf{i} \mathbf{i}^H\}$; 而 AWGN 向量的自相关矩阵为 $\sigma_n^2 \mathbf{I}$ 。

矩阵 \mathbf{C}^i 的特征值分解 (Eigen Value Decomposition, EVD) 可表示为

$$\mathbf{C}^i = \sigma_i^2 \mathbf{U}^H \mathbf{A} \mathbf{U} \quad (9)$$

其中, \mathbf{U} 为 $N \times N$ 酉矩阵, 即 $\mathbf{U} \mathbf{U}^H = \mathbf{I}$; \mathbf{A} 为对角矩阵, 将其第 n 个对角元素记为 λ_n , 有 $\lambda_n \geq 0$ 及 $\sum_{n=1}^N \lambda_n = N$ 。不同于宽带干扰, 窄带干扰的采样点间具有相关性, 因此其自相关矩阵不等于单位阵, 而其特征值间存在差异^[15]。在后续内容中, 我们将利用这一统计特性设计窄带干扰下的传输方案。

根据上文, 时域自相关矩阵 \mathbf{C}_m^y 可记为式(10)形式:

$$\mathbf{C}_m^y = |g_m|^2 \mathbf{C}^i + \left(\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |h_{ml}|^2 + \sigma_n^2 \right) \mathbf{I} \quad (10)$$

对式(10)进行 EVD 分解后可得

$$\mathbf{C}_m^y = \mathbf{U}^H \left[|g_m|^2 \sigma_i^2 \mathbf{A} + \left(\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |h_{ml}|^2 + \sigma_n^2 \right) \mathbf{I} \right] \mathbf{U} \quad (11)$$

即矩阵 \mathbf{U} 可通过对 \mathbf{C}_m^y 进行 EVD 分解得到, 而矩阵 \mathbf{C}_m^y 则可以通过对接收信号进行时间平均得到^[15]。因此, \mathbf{U} 可在接收端估计得到, 而发射端则可通过反馈链路获取 \mathbf{U} 。在本文中, 我们假设发射端及接收端均已知 \mathbf{U} 。

3 特征域传输方案

3.1 特征域并行子信道

在本节中, 我们讨论如何将期望信道在特征域划分为多个并行子信道。

本文中的接收机模型如图 2 所示。首先, 将式(3)中的预编码矩阵设为 \mathbf{U}^H , 即 $\mathbf{V} = \mathbf{U}^H$ 。在接收机处, 将接收向量 \mathbf{y}_m 变换至窄带干扰的特征域, 根据式(6), 特征域的 N 维接收向量可表示为

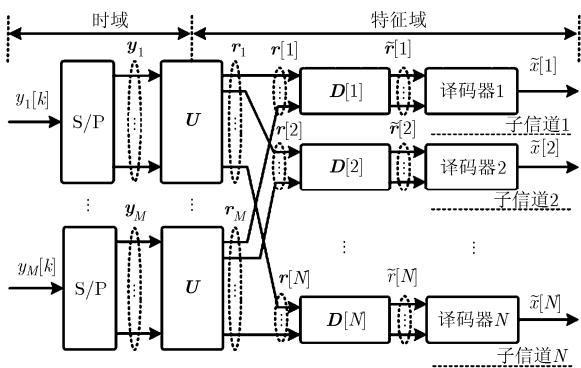


图 2 特征域传输方案的接收机模型

$$\mathbf{r}_m = \mathbf{U} \mathbf{y}_m = \sum_{l=1}^L h_{ml} \mathbf{d}_l + g_m \mathbf{j} + \mathbf{v}_m \quad (12)$$

其中, $\mathbf{j} = \mathbf{U} \mathbf{i}$, $\mathbf{v}_m = \mathbf{U} \mathbf{n}_m$ 。可以得到

$$\mathbf{C}^j = E\{\mathbf{j} \mathbf{j}^H\} = \sigma_i^2 \mathbf{A} \quad (13)$$

$$\mathbf{C}^v = E\{\mathbf{v}_m \mathbf{v}_m^H\} = \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (14)$$

将向量 \mathbf{r}_m 的第 n 个元素记为 $r_m[n]$, 对于所有接收天线, 可以得到 M 维空域向量 $\mathbf{r}[n] = [r_1[n], r_2[n], \dots, r_M[n]]^T$, 记为

$$\mathbf{r}[n] = \mathbf{H} \mathbf{d}[n] + \mathbf{z}[n] = \sum_{l=1}^L \mathbf{h}_l d_l[n] + \mathbf{g} j[n] + \mathbf{v}[n] \quad (15)$$

其中, \mathbf{H} 为 $M \times L$ 信道矩阵, $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_L]$, 而 $\mathbf{h}_l = [h_{l1}, h_{l2}, \dots, h_{lM}]^T$; $\mathbf{d}[n]$ 为发射符号向量, 有 $\mathbf{d}[n] = [d_1[n], d_2[n], \dots, d_L[n]]^T$; $\mathbf{z}[n]$ 表示干扰噪声向量; \mathbf{g} 为干扰信道向量, $\mathbf{g} = [g_1, g_2, \dots, g_M]^T$; $\mathbf{v}[n]$ 表示 AWGN 向量, $\mathbf{v}[n] = [v_1[n], v_2[n], \dots, v_M[n]]^T$; $j[n]$ 和 $v_m[n]$ 分别表示 \mathbf{j} 和 \mathbf{v}_m 的第 n 个元素。

将干扰噪声向量 $\mathbf{z}[n]$ 的空域自相关矩阵记为 $\mathbf{R}_z[n]$, 可以得到

$$\mathbf{R}_z[n] = E\{\mathbf{z}[n] \mathbf{z}^H[n]\} = \sigma_i^2 \lambda_n \mathbf{g} \mathbf{g}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (16)$$

矩阵 $\mathbf{R}_z[n]$ 可以被分解为

$$\mathbf{R}_z[n] = \mathbf{R}_z^{1/2}[n] \mathbf{R}_z^{H/2}[n] \quad (17)$$

记 $\mathbf{D}[n] = \mathbf{R}_z^{-H/2}[n]$, 将矩阵 $\mathbf{D}[n]$ 与向量 $\mathbf{r}[n]$ 相乘, 即 $\tilde{\mathbf{r}}[n] = \mathbf{D}[n] \mathbf{r}[n]$, 可以得到^[16]:

$$\tilde{\mathbf{r}}[n] = \tilde{\mathbf{H}}[n] \mathbf{d}[n] + \tilde{\mathbf{z}}[n] \quad (18)$$

其中, $\tilde{\mathbf{H}}[n] = \mathbf{D}[n] \mathbf{H}$, 以及 $\tilde{\mathbf{z}}[n] = \mathbf{D}[n] \mathbf{z}[n]$ 。根据式(14), 式(15), 可以得到 $E\{\tilde{\mathbf{z}}[n] \tilde{\mathbf{z}}^H[n]\} = \mathbf{I}$, 即, 干扰加噪声向量被转换为白噪声向量。

由式(15)可知, 通过发射端的预编码操作以及接收端的特征域变换和白化滤波, 期望信道被划分为 N 个并行子信道, n 表示子信道编号。式(10)以及式(11)说明各子信道处的干扰与噪声相互独立, 窄带干扰在各子信道的功率分布由矩阵 \mathbf{C}^i 的特征值确定, 而白噪声功率在各子信道均匀分布。

由于窄带干扰采样值间的强相关性, 矩阵 \mathbf{C}^i 的部分特征值远大于其余特征值^[15], 因此, 各子信道的信道质量存在较大差异。

假设信道矩阵 \mathbf{H} 以及自相关矩阵 $\mathbf{R}_z[n]$ 在接收端已知, 而在发射端未知。下文将讨论子信道编码器与译码器的设计。

3.2 SIMO 系统的特征域传输

首先, 我们考虑 $L = 1$ 的特殊情况, 即 SIMO 系统。

在此情况下, 干扰噪声白化后的接收向量可记为

$$\tilde{\mathbf{r}}[n] = \tilde{\mathbf{h}}_1[n] d_1[n] + \tilde{\mathbf{z}}[n] \quad (19)$$

其中, $\tilde{\mathbf{h}}_1[n] = \mathbf{D}[n]\mathbf{h}_1$ 。

可直接对式(16)进行最大比合并(Maximum Ratio Combining, MRC), 即

$$\tilde{\mathbf{d}}_1[n] = \tilde{\mathbf{h}}_1^H[n]\tilde{\mathbf{r}}[n] \quad (20)$$

至此, 发射符号 $d_1[n]$ 可以由 $\tilde{\mathbf{d}}_1[n]$ 判决得到。

3.3 MIMO 系统的特征域传输

本节讨论 MIMO 系统中的特征域传输方案, 重点考虑收发天线数目相等的情况, 即 $L = M$ 。

无干扰情况下, MIMO 系统的信道自由度为 L , 然而, 在存在一个外部干扰时, MIMO 信道的一个自由度将被干扰信号所占据, 从而影响系统容量。

如前文所述, 特征域的多个子信道具有不同的干扰水平。因此, 可根据各子信道的信道质量, 选择不同的传输方案。在干扰较弱的子信道, 令所有天线同时发射数据, 从而达到增大系统容量的目的; 而在干扰较强的子信道, 选择将一根发射天线置为静默状态, 使得接收天线数目大于发射天线数目, 从而利用多出的接收天线来抑制干扰。

对于干扰较低的子信道, L 路数据被独立传输, 根据最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)准则^[17], 检测矩阵可记为

$$\mathbf{W}[n] = \left(\tilde{\mathbf{H}}^H[n]\tilde{\mathbf{H}}[n] + \mathbf{I} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}^H[n] \quad (21)$$

进行 MMSE 检测, 可得

$$\tilde{\mathbf{d}}[n] = \mathbf{W}[n]\tilde{\mathbf{r}}[n] \quad (22)$$

发射符号向量 $\mathbf{d}[n]$ 可由 $\tilde{\mathbf{d}}[n]$ 判决得到。

对于干扰较强的子信道, 不失一般性, 我们将第 L 根天线置为静默状态, 并将发射功率在 $L-1$ 根天线间均匀分配, 则其发射符号向量维数为 $L-1$, 记为 $\mathbf{d}_L[n]$, 并记 $\mathbf{H}_L = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{L-1}]$, $\tilde{\mathbf{H}}_L[n] = \mathbf{D}[n]\mathbf{H}_L$, 则可得 MMSE 检测矩阵:

$$\mathbf{W}_L[n] = \left(\tilde{\mathbf{H}}_L^H[n]\tilde{\mathbf{H}}_L[n] + \mathbf{I} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_L^H[n] \quad (23)$$

检测后, 有

$$\tilde{\mathbf{d}}_L[n] = \mathbf{W}_L[n]\tilde{\mathbf{r}}[n] \quad (24)$$

同样地, 发射符号向量 $\mathbf{d}_L[n]$ 可由 $\tilde{\mathbf{d}}_L[n]$ 判决得到。

4 性能分析

4.1 SIMO 系统性能

根据式(16), 可以得到第 n 路子信道的输出信干噪比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR)为

$$\gamma[n] = \mathbf{h}_1^H \mathbf{R}_z^{-1}[n]\mathbf{h}_1 \quad (25)$$

这与 E-IRC 算法第 n 路子信道的输出 SINR 相等。

第 n 路子信道的容量为

$$C^s[n] = \log_2(1 + \gamma_n) \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}) \quad (26)$$

为了简略记号, 在后续讨论中, 单位 bit/(s·Hz) 将被省略。

由上可得, 每路子信道的平均容量为

$$C^s = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \log_2(1 + \gamma_n) \quad (27)$$

也可以记为

$$C^s = \log_2 \left(\prod_{n=1}^N (1 + \gamma[n]) \right)^{1/N} \quad (28)$$

为达到上述容量, 每路子信道应进行独立的信道编码。

为说明将信道划分为多个并行子信道的优势, 我们将本文所提算法 ETS 与 E-IRC 算法进行对比。

E-IRC 算法未在发射端进行预编码, 每个发射符号均被扩展至所有子信道, 每个符号的输出 SINR 为^[15]

$$\bar{\gamma} = N \left/ \left(\sum_{n=1}^N \frac{1}{1 + \gamma[n]} \right) \right. - 1 \quad (29)$$

由此可得 E-IRC 算法的容量:

$$C^r = \log_2 \left(N \left/ \left(\sum_{n=1}^N \frac{1}{1 + \gamma[n]} \right) \right. \right) \quad (30)$$

观察式(28)以及式(30), 可得到 C^s 与 C^r 分别是 $1 + \gamma[n]$ 的几何平均数与调和平均数的对数函数, 因此可得 $C^s \geq C^r$, 当且仅当 $\gamma[1] = \gamma[2] = \dots = \gamma[N]$ 时, 等号成立。因此, 在窄带干扰下, 所提算法的容量性能始终大于 E-IRC 算法。

4.2 MIMO 系统性能

首先, 根据式(15), 可以得到 MIMO 系统在第 n 路子信道的理论容量^[16]:

$$C^m[n] = \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I} + \frac{1}{L} \mathbf{H}^H \mathbf{R}_z^{-1}[n]\mathbf{H} \right) \right) \quad (31)$$

每个子信道的平均容量为

$$C^m = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N C^m[n] \quad (32)$$

低干扰子信道的第 l 根发射天线处的输出 SINR 为^[17]

$$\gamma_l[n] = \frac{1}{\left(\mathbf{I} + \frac{1}{L} \mathbf{H}^H \mathbf{R}_z^{-1}[n]\mathbf{H} \right)_{ll}^{-1}} - 1, \quad 1 \leq l \leq L \quad (33)$$

而高干扰子信道的第 l 根发射天线处的输出 SINR 为

$$\gamma_l[n] = \frac{1}{\left(\mathbf{I} + \frac{1}{L-1} \mathbf{H}_L^H \mathbf{R}_z^{-1}[n]\mathbf{H}_L \right)_{ll}^{-1}} - 1, \quad 1 \leq l \leq L-1 \quad (34)$$

根据式(30), 第 n 路子信道在处于低干扰水平时的容量可表示为

$$C^l[n] = -\log_2 \left(\prod_{i=1}^L \left(\mathbf{I} + \frac{1}{L} \mathbf{H}^H \mathbf{R}_z^{-1}[n] \mathbf{H} \right)_{i,i} \right)^{-1} \quad (35)$$

根据式(31), 第 n 路子信道在处于高干扰水平时的容量可表示为

$$C^h[n] = -\log_2 \left(\prod_{i=1}^{L-1} \left(\mathbf{I} + \frac{1}{L-1} \mathbf{H}_L^H \mathbf{R}_z^{-1}[n] \mathbf{H}_L \right)_{i,i} \right)^{-1} \quad (36)$$

在实际中, 我们可根据上述两种传输方案的遍历容量确定各子信道采用的传输方案, 即当 $E\{C^l[n]\} > E\{C^h[n]\}$ 时, 选择 L 根发射天线同时传输, 反之, 则仅采用 $L-1$ 根天线同时传输。

假设前 N' 路子信道处于较高的干扰水平, 则每个子信道的平均容量可表示为

$$C^p = \frac{1}{N} \left(\sum_{n=1}^{N'} C^h[n] + \sum_{n=N'+1}^N C^l[n] \right) \quad (37)$$

5 数值与仿真结果

为验证本文所提出特征域传输方案性能, 本节给出了计算机仿真结果。

仿真的宽带系统配置了 L 根发射天线及 M 根接收天线; 窄带干扰为经 4-QAM 调制的数字信号, 其符号长度为期望信号的 8 倍, 干信比为 10 dB; 窄带干扰信号的成型滤波器为根升余弦滚降滤波器; 发送向量的维数为 8, 即 $N = 8$, 可得 $\text{diag}(\mathbf{A}) = \sigma_i^2 [5.65, 2.27, 0.04, 0.003, 0, 0, 0, 0]^T$; 仿真中采用的信道均为瑞利平坦衰落信道; 此外, 假设 \mathbf{V} 以及 σ_n^2 在发射端已知, 而 \mathbf{U} , $\mathbf{R}_z[n]$ 以及 \mathbf{H} 在接收端已知。在本文中, 我们通过遍历容量来评估系统性能。

图 3 给出了 1×2 SIMO 系统在不同方案下的遍历容量。作为对比, 给出了 IRC 以及 E-IRC 算法与本文的 ETS 的性能对比曲线。

从图 3 可以看出, 由于未利用特征域信息, 传统 IRC 算法的性能最差, 在系统容量为 8 bit/(s·Hz) 时, IRC 算法所需 SNR 比无干扰情况要多出约 4.3 dB; E-IRC 算法在利用了特征域信息后取得了一定的性能增益, 在系统容量为 8 bit/(s·Hz) 时, E-IRC

算法所需 SNR 比无干扰情况要多出约 2.8 dB, 即 E-IRC 算法相对于 IRC 取得了约 1.5 dB 的性能增益; 而具有发射端干扰统计信息的特征域传输性能进一步提高, 在系统容量为 8 bit/(s·Hz) 时, ETS 算法所需 SNR 比无干扰情况要多出约 2 dB, 即 ETS 算法相对于 E-IRC 取得了约 0.8 dB 的性能增益。

图 4 给出了 2×2 MIMO 系统在不同方案下的遍历容量。作为对比, 仿真给出了 1×2 以及 2×2 系统中的 IRC 性能。

由图 4 可以看出, 由于信道的一个自由度被窄带干扰所占据, IRC 算法在 2×2 系统中遭遇了性能平台, 其能达到的最大容量约为 3 bit/(s·Hz); 而在将一根发射天线置为静默后, IRC 算法性能平台被消除。对于特征域传输, 我们考虑了 3 种方案: 方案 1 所有子信道采用 2 发 2 收传输; 方案 2 所有子信道采用 1 发 2 收传输; 方案 3 在高质量信道采用 2 发 2 收传输, 低质量信道采用 1 发 2 收传输。由图 4 可以看出, 3 种方案都取得了比 IRC 更好的性能, 然而, 由于未充分利用各子信道特点, 方案 1 和方案 2 取得的增益较低。而方案 3 则取得了较大的增益, 在高信噪比条件下尤其明显。

图 5 给出了 4×4 MIMO 系统在不同方案下的遍历容量。作为对比, 仿真给出了 3×4 以及 4×4 系统中的 IRC 性能。

由图 5 可以看出, 由于自由度被占据, 传统 IRC 算法在系统容量约 10 bit/(s·Hz) 遭遇性能平台; 而在静默了一根天线后, 3×4 系统中的 IRC 算法性能得到了明显的提高。特征域传输依然采用了 3 种方案: 方案 1 所有子信道采用 4 发 4 收传输; 方案 2 所有子信道采用 3 发 4 收传输; 方案 3 在高质量信道采用 4 发 4 收传输, 低质量信道采用 3 发 4 收传输。与 2×2 系统不同, 方案 1 在高信噪比下的性能差于 3×4 系统中的 IRC 算法, 这是因为方案 1 在高质量信道取得的增益不足以弥补其在低质量信道损失。方案 2 相对于 3×4 系统中的 IRC 算法的优势是

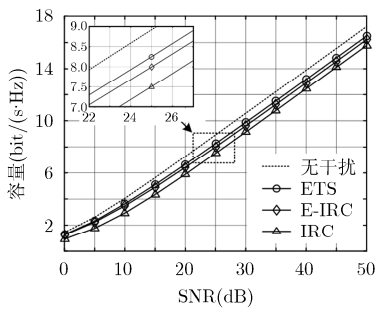


图 3 1×2 SIMO 系统中不同方案的系统遍历容量

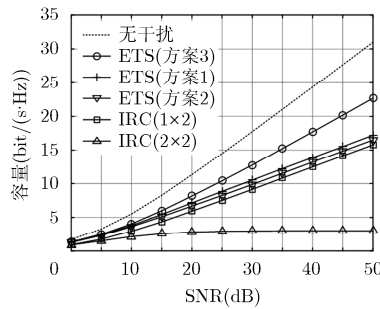


图 4 2×2 MIMO 系统中不同方案的系统遍历容量

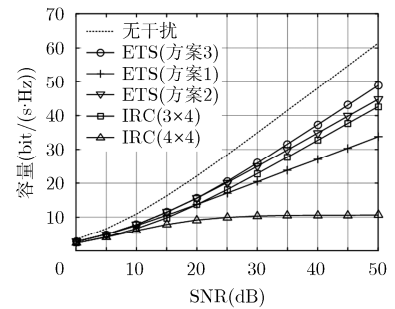


图 5 4×4 MIMO 系统中不同方案的系统遍历容量

利用了干扰信号的特征域信息, 因此取得了一定的性能增益。方案 3 更充分地利用了子信道的信道质量, 性能增益得到了进一步的提升。

6 结束语

本文提出了一种特征域的传输方案, 用以提高窄带干扰下 MIMO 系统的容量。通过在发射端的预编码以及接收端的特征域变换, 期望信号的信道被划分为多路并行子信道。根据窄带干扰的时域统计信息, 可知多路子信道具有不同的信道质量, 因此, 本文根据不同子信道的信道质量, 采用不同的传输方案以达到提升系统容量的目的。

参考文献

- [1] LIU S, YANG F, ZHANG C, *et al.* Narrowband interference mitigation based on compressive sensing for OFDM systems[J]. *IEICE Transactions on Fundamental of Electronics, Communications and Computer Science*, 2015, E98-A(3): 870–873.
 - [2] MAREY M and STEENDAM H. Analysis of the narrowband interference effect on OFDM timing synchronization[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(9): 4558–4566.
 - [3] LI T, MOW W H, LAU V K N, *et al.* Robust joint interference detection and decoding for OFDM-based cognitive radio systems with unknown interference[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2007, 25(3): 566–575.
 - [4] 沈斌, 王建新. 窄带干扰条件下含有未知载频的直扩信号的伪码序列估计[J]. *电子与信息学报*, 2015, 37(7): 1556–1561. doi: 10.11999/JEIT 141322.
SHEN B and WANG J. Estimation of PN sequence in DSSS signals with unknown carrier frequency under narrow band interferences[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(7): 1556–1561. doi: 10.11999/JEIT 141322.
 - [5] 杜洋, 董彬虹, 唐鹏, 等. 一种新的部分频带噪声干扰模型下的 FH/MFSK 系统性能分析[J]. *电子与信息学报*, 2015, 37(3): 721–726. doi: 10.11999/JEIT140708.
DU Y, DONG B, TANG P, *et al.* Performance analysis of FH/MFSK system in the presence of new partial-band noise jamming model[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(3): 721–726. doi: 10.11999/JEIT140708.
 - [6] ABEDI O and YAGOUB M. Efficient narrowband interference cancellation in ultra-wide-band rake receivers[J]. *IET Communications*, 2013, 7(1): 57–64.
 - [7] LIU S, YANG F, DING W, *et al.* Double Kill: Compressive sensing based narrowband interference and impulsive noise mitigation for vehicular communications[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2015. doi: 10.1109/TVT.2015.2459060.
 - [8] SUM C and HARADA H. The impact of sub-band spreading bandwidth on DS-MB-UWB system over multipath and narrowband interference[J]. *IEICE Transactions on Fundamental of Electronics, Communications and Computer Science*, 2013, E96-A(3): 740–744.
 - [9] WANG D, JIANG L, and HE C. Robust noise variance and channel estimation for SC-FDE UWB systems under narrowband interference[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(6): 3249–3259.
 - [10] BUZZI S, LOPS M, and POOR H V. Code-aided interference suppression for DS/CDMA overlay systems[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2002, 90(3): 394–435.
 - [11] WANG Z, ZHOU S, Catipovic J, *et al.* Parameterized cancellation of partial-band partial-block-duration interference for underwater acoustic OFDM[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(4): 1782–1795.
 - [12] WINTERS J H. Optimum combining in digital mobile radio with cochannel interference[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1984, 2(4): 528–539.
 - [13] LI Y and SOLLENBERGER N R. Adaptive antenna arrays for OFDM systems with cochannel interference[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1999, 47(2): 217–229.
 - [14] MENG X, JIANG B, and GAO X. Efficient co-channel interference suppression in MIMO-OFDM systems[J]. *SCIENCE CHINA Information Sciences*, 2015, 58(2): 1–15.
 - [15] LIU F, ZHAO H, and TANG Y. An eigen domain interference rejection combining algorithm for narrowband interference suppression[J]. *IEEE Communications Letters*, 2014, 18(5): 813–816.
 - [16] TSE D and VISWANATH P. *Fundamentals of Wireless Communication*[M]. Cambridge, UK, Cambridge University Press, 2005: Chapter 8.
 - [17] OESTGES C and CLERCKX B. *MIMO Wireless Communications: from Real-world Propagation to Space-time Code Design*[M]. London: Academic Press, 2010: Chapter 4.
- 刘凤威: 男, 1985 年生, 博士生, 研究方向为无线通信信号处理、通信抗干扰技术等。
赵宏志: 男, 1978 年生, 副教授, 研究方向为无线通信信号处理、通信抗干扰技术、并行化通信信号处理等。
唐友喜: 男, 1964 年生, 教授、博士生导师, 研究方向为无线通信中的信号处理、通信抗干扰技术等。