

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2016.08.013

引用格式:康瑞琪,葛利嘉,张振宇.短波通信多组空时编码中等效 MIMO 模型 ZF 解码[J].电讯技术,2016,56(8):906-912. [KANG Ruiqi, GE Lijia, ZHANG Zhenyu. Effective MIMO model zero-forcing decoding for multi-group space-time coding in HF communications[J]. Telecommunication Engineering, 2016, 56(8):906-912.]

短波通信多组空时编码中等效 MIMO 模型 ZF 解码*

康瑞琪**,葛利嘉,张振宇

(重庆通信学院 应急通信重点实验室,重庆 400035)

摘要:面向短波通信提出了多组空时编码(MGSTC)的一种等效多输入多输出(MIMO)模型迫零(ZF)解码算法。该算法以降低运算复杂度为目的,将原多时隙 MIMO 系统拆分为多个多时隙单输入多输出(SIMO)系统并分别等效为多个新的单时隙 MIMO 系统模型,通过各自左乘等效信道矩阵的共轭转置后进行最大比合并(MRC)以及 ZF 解码获得发送信号估计值,避免了球形解码(SD)中对高阶矩阵的 QR 分解。仿真结果表明,与虚拟 MIMO 模型 SD 解码算法相比,等效 MIMO 模型 ZF 解码算法在误码率(BER)性能 1 dB 损耗的情况下,运算量降低一个数量级以上。

关键词:短波通信;多组空时编码;多输入多输出;迫零解码

中图分类号:TN911.72 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2016)08-0906-07

Effective MIMO Model Zero-Forcing Decoding for Multi-group Space-Time Coding in HF Communications

KANG Ruiqi, GE Lijia, ZHANG Zhenyu

(Chongqing Key Laboratory of Emergency Communication, Chongqing Communication Institute, Chongqing 400035, China)

Abstract: This paper proposes an effective multiple-input multiple-output (MIMO) model zero-forcing (ZF) decoding algorithm for multi-group space-time coding (MGSTC) in high frequency (HF) communications. To reduce the computation complexity, the algorithm divides the original multiple-time-slot MIMO system into some multiple time slot single-input multiple-output (SIMO) systems each of which is equivalent to new single-time-slot MIMO system model. After left multiplying transpose of effective channel matrix separately, maximal ratio combine (MRC) and ZF decoding are performed to obtain signal estimation, thus avoiding high-order matrix QR decomposition in sphere decoding (SD). The simulation results show that compared with virtual MIMO model SD decoding algorithm, the effective MIMO model ZF decoding has lower than one order of magnitude in computation complexity with 1 dB loss in bit error rate (BER) performance.

Key words: HF communication; multi-group space-time coding; MIMO; zero-forcing decoding

1 引言

短波通信抗毁性强、性价比高、组织灵活,一直是远距离军事通信的重要手段^[1],同时广泛应用于广播、气象、远洋等国民经济领域。但短波通信频带

窄、信道稳定性差使其传输速率和通信质量难以满足不断发展的业务需求。将多输入多输出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 技术引入短波通信,从而有效抵抗衰落并提高频谱利用率,已成为该领

* 收稿日期:2015-12-22;修回日期:2016-03-23 Received date:2015-12-22;Revised date:2016-03-23

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61271251,61471366);重庆市研究生科研创新项目(CYSI4204)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No. 61271251, 61471366); The Graduated Student Innovation Program of Chongqing (CYSI4204)

** 通信作者:kangruiqiq@163.com Corresponding author:kangruiqiq@163.com

域的研究热点^[2]。

1999 年, Tarokh 等人^[3]提出多组空时编码 (Multi-group Space-Time Coding, MGSTC) 方案, 将原有正交空时编码作为一组, 通过成倍增加发射天线数并行发送多组不同数据空时编码信号, 获得正比于分组数的传输速率增益。此时, 同一组发射天线信号为正交空时编码信号, 称作组内信号; 不同发射天线组对应信号包含不同信息, 称为组间信号。由于组间信号不满足组内信号的相互正交关系, 产生严重的组间干扰, 导致接收端不能采用传统的等效信道矩阵解码方案。为解决这一关键问题, Vahid Tarokh 等人利用正交补空间进行组间干扰消除, 再对每组空时编码采用最大似然比 (Maximum Likelihood, ML) 解码。然而这种组间干扰消除方式容易出现误差传播问题, 误码率性能较差。随后, Mohammad 和 Ismail 等人在此基础上进行改进, 提出多组可解编码和快速可解编码等方案^[4-9]。其中, 文献[4]提出虚拟 MIMO 模型球形解码 (Sphere Decoding, SD) 算法, 将一个空时编码块内多时隙 MIMO 模型虚拟为单时隙 MIMO 模型后进行 SD 处理, 从而避免了连续干扰消除算法中出现的误差传播问题。然而此方案的虚拟 MIMO 模型中接收天线数随

空时编码时隙数呈线性增长, 导致每次 SD 解码中 QR 分解的运算量随空时编码时隙数呈幂次增长。例如: 对于 16 根发射天线 8 时隙空时编码 MIMO 系统, 其平均检索次数约为 4 根发射天线 MIMO 系统的 512 倍, 而每次解码时对应 QR 分解的矩阵高达 128×16 阶, 需要约 9.23×10^5 次乘法运算, 难以在实际中应用。

本文将传统空时块编码 (Space-Time Block Code, STBC) 解码中的等效信道矩阵与虚拟 MIMO 模型相结合, 提出了等效 MIMO 模型迫零 (Zero-Forcing, ZF) 解码方案。该方案充分利用组内空时编码的正交性提取分集增益, 一方面将解码矩阵缩减为固定的低阶矩阵, 避免了对高阶矩阵的 QR 分解, 大幅降低运算复杂度; 另一方面将解码矩阵化为准对角矩阵, 利用 ZF 解码方案即可获得近似 ML 解码方案的误码率性能, 进一步降低运算复杂度。文中 $(\cdot)^T$ 表示转置, $(\cdot)^*$ 表示共轭, $(\cdot)^H$ 表示共轭转置, $(\cdot)^{-1}$ 表示矩阵的逆, $\|\cdot\|$ 表示模运算。

2 系统模型

系统模型如图 1 所示。

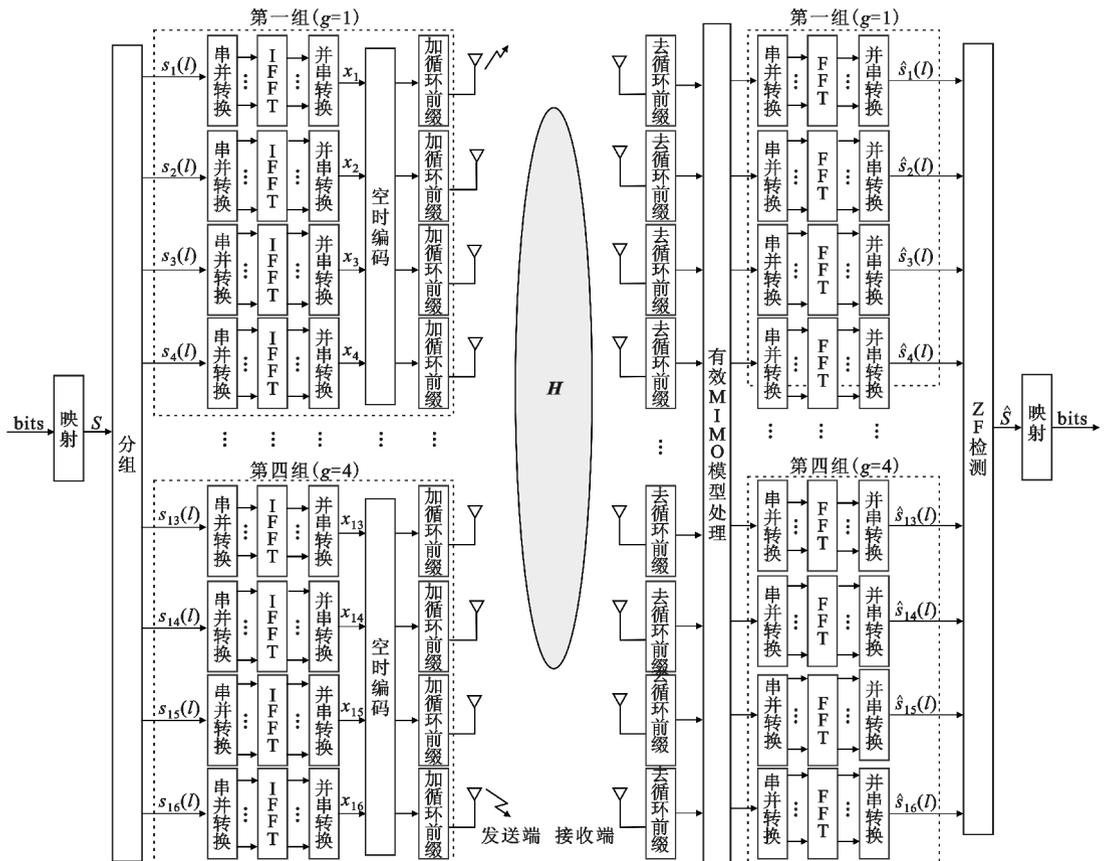


图 1 4 组 Vahid 编码的 MGSTC 系统模型

Fig. 1 MGSTC system model with four groups of Vahid code

针对发送天线 $N_t = 16$ 、接收天线 $N_r = 16$ 的 MI-MO-OFDM 系统,通过并行发送 4 组 Vahid 正交空时编码信号,将发送速率相比正常 Vahid 编码系统提升 4 倍。第 g 组第 q 根天线发送的信号记为

$$\mathbf{X}_{4 \times 8}(x_{4q+1}, x_{4q+2}, x_{4q+3}, x_{4q+4}) = \begin{bmatrix} x_{4q+1} & -x_{4q+2} & -x_{4q+3} & -x_{4q+4} & x_{4q+1}^* & -x_{4q+2}^* & -x_{4q+3}^* & -x_{4q+4}^* \\ x_{4q+2} & x_{4q+1} & x_{4q+4} & -x_{4q+3} & x_{4q+2}^* & x_{4q+1}^* & x_{4q+4}^* & -x_{4q+3}^* \\ x_{4q+3} & -x_{4q+4} & x_{4q+1} & x_{4q+2} & x_{4q+3}^* & -x_{4q+4}^* & x_{4q+1}^* & x_{4q+2}^* \\ x_{4q+4} & x_{4q+3} & -x_{4q+2} & x_{4q+1} & x_{4q+4}^* & x_{4q+3}^* & -x_{4q+2}^* & x_{4q+1}^* \end{bmatrix} \circ \quad (1)$$

式中: $g=1, 2, \dots, 4; q=1, 2, \dots, 4$ 。

令系统某时刻空时编码前信号为 $\mathbf{X} = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_{16}]^T$, 则对应系统 16 根天线 8 时隙的整体编码矩阵为

$$\mathbf{X}_{16 \times 8} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{4 \times 8}(x_1, x_2, x_3, x_4) \\ \mathbf{X}_{4 \times 8}(x_5, x_6, x_7, x_8) \\ \mathbf{X}_{4 \times 8}(x_9, x_{10}, x_{11}, x_{12}) \\ \mathbf{X}_{4 \times 8}(x_{13}, x_{14}, x_{15}, x_{16}) \end{bmatrix} \circ \quad (2)$$

本文根据文献[11-12]设置的 MGSTC 系统参数以及短波信道参数,其一个编码块时间小于相干时间、子载波带宽小于相干带宽,属于准静态平坦衰落信道,短波信道不存在视距传播符合瑞利衰落信道条件。因此,假设信道为准静态平坦瑞利衰落信道,在一个编码块时间内保持不变,且与下一个编码块的信道相互独立,对应接收端 8 时隙内的接收信号

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X}_{16 \times 8} + \mathbf{N}. \quad (3)$$

式中: \mathbf{H} 为 16×16 信道矩阵,其元素 $h_{i,j}$ 服从标准独立复高斯同分布 $N(0, 1)$; \mathbf{Y} 为 16×8 阶接收矩阵,其元素 $y_{n,k}$ 表示第 n 根接收天线 k 时隙接收信号; \mathbf{N} 为 16×8 阶加性高斯白噪声矩阵,其元素服从标准独立复高斯同分布 $N(0, 1)$ 。式(3)表明,系统在 $T=8$ 个时隙内通过 16 根天线发送的 OFDM 符号个数 $K=16$, 达到 $r=K/T=2$ 的高编码速率。

$s_{4(g-1)+q}(l), g=1, 2, \dots, 4; q=1, 2, \dots, 4; l=1, 2, \dots, L$, 其中 L 为快速傅里叶逆变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)点数。信号经过 IFFT 变换后采用 4 根天线 8 时隙 Vahid 正交空时编码矩阵^[10]:

3 等效 MIMO 模型解调

MGSTC 编码通过同时发送多组不同数据的 Vahid 编码信号,获得高编码速率。虽然组内空时编码矩阵是正交空时编码矩阵,可以依靠传统解调获得分集增益,但是,整体编码矩阵组间不 orthogonal, 存在强烈的组间干扰,极大地降低系统通信质量,而现有的虚拟 MIMO 模型 SD 算法运算复杂度随收发两端天线数以及编码时隙数呈幂次增长,不适合天线数多且长编码时隙情况。为此,本文提出等效 MIMO 模型 ZF 解调方案,在不同天线数及编码时隙下复杂度均较低。

3.1 虚拟 MIMO 模型 SD 算法

虚拟 MIMO 模型 SD 算法^[4] 主要分为构造虚拟 MIMO 模型以及 SD 解调两步。第一步,构造虚拟 MIMO 模型,将原 MIMO 系统拆分为多个 MISO 系统并分别等效为新的单时隙 MIMO 系统模型。假设接收端已知信道状态信息,将每根接收天线 T 个时隙内接收信号等效表示为未经空时编码信号 \mathbf{X} 与等效信道 $\mathbf{H}_{\text{eff},n}$ 的传递函数:

$$\mathbf{y}_{\text{eff},n} = \mathbf{H}_{\text{eff},n} \mathbf{X} + \mathbf{N}_{\text{eff},n}, n=1, 2, \dots, N_r. \quad (4)$$

式中: $\mathbf{y}_{\text{eff},n} = [y_{n,1}, y_{n,2}, y_{n,3}, y_{n,4}, y_{n,5}, y_{n,6}, y_{n,7}, y_{n,8}]^T$ 表示第 n 根天线 8 时隙等效接收信号; $\mathbf{N}_{\text{eff},n}$ 为第 n 根天线等效噪声列向量,对应第 n 根天线等效信道矩阵

$$\mathbf{H}_{\text{eff},n} = \begin{bmatrix} h_{n,1} & h_{n,2} & h_{n,3} & h_{n,4} & h_{n,5} & h_{n,6} & h_{n,7} & h_{n,8} & h_{n,9} & h_{n,10} & h_{n,11} & h_{n,12} & h_{n,13} & h_{n,14} & h_{n,15} & h_{n,16} \\ h_{n,2} & -h_{n,1} & h_{n,4} & -h_{n,3} & h_{n,6} & -h_{n,5} & h_{n,8} & -h_{n,7} & h_{n,10} & -h_{n,9} & h_{n,12} & -h_{n,11} & h_{n,14} & -h_{n,13} & h_{n,16} & -h_{n,15} \\ h_{n,3} & -h_{n,4} & -h_{n,1} & h_{n,2} & h_{n,7} & -h_{n,8} & -h_{n,5} & h_{n,6} & h_{n,11} & -h_{n,12} & -h_{n,9} & h_{n,10} & h_{n,15} & -h_{n,16} & -h_{n,13} & h_{n,14} \\ h_{n,4} & h_{n,3} & -h_{n,2} & -h_{n,1} & h_{n,8} & h_{n,7} & -h_{n,6} & -h_{n,5} & h_{n,12} & h_{n,11} & -h_{n,10} & -h_{n,9} & h_{n,16} & h_{n,15} & -h_{n,14} & -h_{n,13} \\ h_{n,1}^* & h_{n,2}^* & h_{n,3}^* & h_{n,4}^* & h_{n,5}^* & h_{n,6}^* & h_{n,7}^* & h_{n,8}^* & h_{n,9}^* & h_{n,10}^* & h_{n,11}^* & h_{n,12}^* & h_{n,13}^* & h_{n,14}^* & h_{n,15}^* & h_{n,16}^* \\ h_{n,2}^* & -h_{n,1}^* & h_{n,4}^* & -h_{n,3}^* & h_{n,6}^* & -h_{n,5}^* & h_{n,8}^* & -h_{n,7}^* & h_{n,10}^* & -h_{n,9}^* & h_{n,12}^* & -h_{n,11}^* & h_{n,14}^* & -h_{n,13}^* & h_{n,16}^* & -h_{n,15}^* \\ h_{n,3}^* & -h_{n,4}^* & -h_{n,1}^* & h_{n,2}^* & h_{n,7}^* & -h_{n,8}^* & -h_{n,5}^* & h_{n,6}^* & h_{n,11}^* & -h_{n,12}^* & -h_{n,9}^* & h_{n,10}^* & h_{n,15}^* & -h_{n,16}^* & -h_{n,13}^* & h_{n,14}^* \\ h_{n,4}^* & h_{n,3}^* & -h_{n,2}^* & -h_{n,1}^* & h_{n,8}^* & h_{n,7}^* & -h_{n,6}^* & -h_{n,5}^* & h_{n,12}^* & h_{n,11}^* & -h_{n,10}^* & -h_{n,9}^* & h_{n,16}^* & h_{n,15}^* & -h_{n,14}^* & -h_{n,13}^* \end{bmatrix} \circ \quad (5)$$

第二步为 SD 解码, 将所有单时隙 MIMO 系统模型综合表示并进行 SD 解码, 通过式(4)可综合表示所有单时隙 MIMO 系统为

$$\mathbf{Y}_{\text{eff}} = \mathbf{H}_{\text{eff}} \mathbf{X} + \mathbf{N}_{\text{eff}} \quad (6)$$

式中: 等效接收向量 $\mathbf{Y}_{\text{eff}} = [\mathbf{y}_{\text{eff},1}^T, \mathbf{y}_{\text{eff},2}^T, \dots, \mathbf{y}_{\text{eff},N_r}^T]^T$; 等效信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{eff}} = [\mathbf{H}_{\text{eff},1}^T, \mathbf{H}_{\text{eff},2}^T, \dots, \mathbf{H}_{\text{eff},N_r}^T]^T$; 等效噪声向量 $\mathbf{N}_{\text{eff}} = [\mathbf{N}_{\text{eff},1}^T, \mathbf{N}_{\text{eff},2}^T, \dots, \mathbf{N}_{\text{eff},N_r}^T]^T$ 。最终在式(6)基础上将 $TN_r \times N_t$ 阶等效信道矩阵进行 QR 分解后迭代解码。

3.2 等效 MIMO 模型 ZF 解码

本文通过分析等效信道矩阵特性, 结合传统 STBC 解码方案以及虚拟 MIMO 模型 SD 解码, 提出了等效 MIMO 模型 ZF 解码算法。该算法主要分为构造虚拟 MIMO 模型、准对角化、MRC 合并以及 ZF 解码 4 步, 避免了 SD 解码中运算复杂度高的 QR 分解步骤。其中, 构造虚拟 MIMO 模型与虚拟 MIMO 模型 SD 解码步骤一致。构造虚拟 MIMO 模型获得的 $\mathbf{H}_{\text{eff},n}$ 存在组内空时编码的正交性, 将其分为 $[\mathbf{H}_{\text{eff},n,1} \mid \mathbf{H}_{\text{eff},n,2} \mid \mathbf{H}_{\text{eff},n,3} \mid \mathbf{H}_{\text{eff},n,4}]$ 后, $\mathbf{H}_{\text{eff},n,g}$ ($g=1, 2, \dots, 4$) 对应第 g 组 4 根发射天线 8 时隙的 8×4 阶等效信道矩阵均为正交矩阵。准对角化利用此性质, 在公式(4)基础上左乘等效信道矩阵的共轭转置 $\mathbf{H}_{\text{eff},n}^H$, 得到第 n 根接收天线等效传递函数

$$\tilde{\mathbf{Y}}_{\text{eff},n} = \tilde{\mathbf{H}}_{\text{eff},n} \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{N}}_{\text{eff},n} \quad (7)$$

式中: $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{eff},n} = \mathbf{H}_{\text{eff},n}^H \mathbf{H}_{\text{eff},n}$ 为准对角矩阵; $\tilde{\mathbf{Y}}_{\text{eff},n} = \mathbf{H}_{\text{eff},n}^H \mathbf{Y}_{\text{eff},n}$ 表示第 n 根接收天线等效接收信号; $\tilde{\mathbf{N}}_{\text{eff},n} = \mathbf{H}_{\text{eff},n}^H \mathbf{N}_{\text{eff},n}$ 为噪声项。

将 $\tilde{\mathbf{Y}}_{\text{eff},n}$ ($n=1, 2, 3, \dots, N_r$) 进行 MRC 合并:

$$\tilde{\mathbf{Y}}_{\text{eff}} = \sum_{n=1}^{N_r} \mathbf{H}_{\text{MRC},n} \tilde{\mathbf{Y}}_{\text{eff},n} = \sum_{n=1}^{N_r} \mathbf{H}_{\text{MRC},n} \tilde{\mathbf{H}}_{\text{eff},n} \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{N}}_{\text{eff}}, n=1, 2, \dots, N_r \quad (8)$$

式中: $\mathbf{H}_{\text{MRC},n}$ 为对角矩阵, 其对角线元素等同于 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{eff},n}$ 的对角线元素, 即 $h_{\text{MRC},n,i,i} = \tilde{h}_{\text{eff},n,i,i}$ ($i=1, 2, \dots, N_t$);

$\tilde{\mathbf{N}}_{\text{eff}} = \sum_{n=1}^{N_r} \mathbf{H}_{\text{MRC},n} \tilde{\mathbf{N}}_{\text{eff},n}$ 为噪声项。

令 $\mathbf{H}_{\text{eff},\text{MRC}} = \sum_{n=1}^{N_r} \mathbf{H}_{\text{MRC},n} \tilde{\mathbf{H}}_{\text{eff},n}$, 则等效 MIMO 模型传递函数可表示为

$$\tilde{\mathbf{Y}}_{\text{eff}} = \mathbf{H}_{\text{eff},\text{MRC}} \mathbf{X}_{\text{eff}} + \tilde{\mathbf{N}}_{\text{eff}} \quad (9)$$

由于 $\mathbf{H}_{\text{eff},\text{MRC}}$ 中元素存在 $\|h_{\text{eff},\text{MRC},i,i}\| \gg \|h_{\text{eff},\text{MRC},i,j}\|$ ($i \neq j$), 则 $\mathbf{H}_{\text{eff},\text{MRC}}$ 可近似看作对角矩阵, 对式(9)采用 ZF 解码与采用 ML 解码的误码率性能几乎一致。因此, 令式(9)左乘 $(\mathbf{H}_{\text{eff},\text{MRC}}^H \mathbf{H}_{\text{eff},\text{MRC}})^{-1} \mathbf{H}_{\text{eff},\text{MRC}}^H$, 即可获得空时编码前发送信号的等效 MIMO 模型

ZF 解码估计值:

$$\hat{\mathbf{X}}_{\text{eff}} = \mathbf{X}_{\text{eff}} + (\mathbf{H}_{\text{eff},\text{MRC}}^H \mathbf{H}_{\text{eff},\text{MRC}})^{-1} \mathbf{H}_{\text{eff},\text{MRC}}^H \tilde{\mathbf{N}}_{\text{eff}} \quad (10)$$

上述算法可概括为如下步骤:

(1) 输入 $\mathbf{Y}, \mathbf{H}, \mathbf{X}_{4 \times 8}$;

(2) for $n=1:N_r$;

(3) 根据公式(4)计算 $\mathbf{H}_{\text{eff},n}, \mathbf{Y}_{\text{eff},n}$;

(4) 将 $\mathbf{Y}_{\text{eff},n}, \mathbf{H}_{\text{eff},n}$ 左乘 $\mathbf{H}_{\text{eff},n}^H$ 获得 $\tilde{\mathbf{Y}}_{\text{eff},n} = \mathbf{H}_{\text{eff},n}^H \mathbf{Y}_{\text{eff},n}, \tilde{\mathbf{H}}_{\text{eff},n} = \mathbf{H}_{\text{eff},n}^H \mathbf{H}_{\text{eff},n}$;

(5) $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{eff},n}$ 对角线元素构成 $\mathbf{H}_{\text{MRC},n}$;

(6) for 结束;

(7) 最大比合并 $\tilde{\mathbf{Y}}_{\text{eff}} = \sum_{n=1}^{N_r} \mathbf{H}_{\text{MRC},n} \tilde{\mathbf{Y}}_{\text{eff},n}, \tilde{\mathbf{H}}_{\text{eff},\text{MRC}} =$

$$\sum_{n=1}^{N_r} \mathbf{H}_{\text{MRC},n} \tilde{\mathbf{H}}_{\text{eff},n};$$

(8) 根据公式(10)计算 $\hat{\mathbf{X}}_{\text{eff}}$;

(9) 输出 $\hat{\mathbf{X}}_{\text{eff}}$ 。

3.3 复杂度分析

由于虚拟 MIMO 模型 SD 算法中的 SD 解码是在实数化后进行, 因此将两种算法的主要运算步骤均归一化为实数乘法次数以便比较。虚拟 MIMO 模型 SD 算法中涉及运算量的主要步骤为 QR 分解、ZF 解码后求初始半径以及各层迭代检索三部分, 其中 QR 分解对应实数乘法次数参考文献[13]采用经典的 Householder QR 分解算法, 矩阵求伪逆对应实数乘法次数参考文献[14]。等效 MIMO 模型 ZF 解码分为公式(8)以及 ZF 解码两部分, 两种算法计算步骤及结果见表 1 和表 2。

表 1 虚拟 MIMO 模型 SD 算法步骤的实数乘法次数

Tab.1 Real multiplication times of virtual MIMO model SD decoding

步骤	每次解码平均运算量 (实数乘法次数)
对 $N_r T \times N_t$ 阶 矩阵进行 QR 分解	$4((TN_r)^2 N_t - TN_r N_t^2 + N_t^3/3) =$ 9.23×10^5
ZF 解码并求初始 R_{SD}^2 (求 R 的逆以及求初始 R_{SD}^2)	$4N_t (TN_r)^2 + \sum_{i=1}^{2N_r} i = 6.6 \times 10^4$
第 i 层迭代检索 ($i=1, 2, \dots, 2N_t-1$)	$2N_t - i$ 次乘法
总计	$10^5 \sim 10^6$ 量级

表 2 等效 MIMO 模型 ZF 解码步骤的实数乘法次数

Tab.2 Real multiplication times of effective MIMO model ZF decoding

步骤	每次解码平均运算量(实数乘法次数)
公式(8)	$4N_r N_t + 4N_r N_t^2 = 17\ 408$
ZF 解码	$8N_t^3 = 32\ 768$
总计	10^4 量级

可以看出,对高阶矩阵的 QR 分解在虚拟 MIMO 模型 SD 算法的运算量中所占比重极大,而等效 MIMO 模型 ZF 解码避免了 QR 分解从而将整个算法运算量降低了一个数量级。

4 性能仿真

4.1 系统参数

由于 HF 通信中存在频谱资源短缺以及频率选择性衰落等问题,通常将 OFDM 技术引入 HF 通信以提高频谱利用率并抵抗频率选择性衰落。因此,本文采用 $N_t = 16, N_r = 16$ 的 MIMO-OFDM 系统,4 组数据均采用 Vahid 正交空时编码信号并行发送。系统根据国际无线电咨询委员会 (Consultative Committee International Radio, CCIR) 针对短波领域的 CCIR-POOR^[11] 信道标准进行多径信道参数设计,详见表 3。

表 3 CCIR-POOR 信道
Tab. 3 CCIR-POOR channel

多径 k	相对延迟 τ_k/ms	平均功率 $P(\tau_k)/\text{dB}$	多普勒扩展 f_m/Hz
1	0.0	0	1
2	0.5	-3	1
3	1.0	-5	1
4	1.5	-7	1
5	2.0	-9	1

并依据文献[12]进行 OFDM 参数设计,详见表 4。

表 4 窄带 OFDM 系统参数
Tab. 4 Narrowband OFDM system parameters

参数	设置
带宽 B/kHz	3
IFFT 点数 N_{OFDM}	64
IFFT 周期 $T_{\text{OFDM}}/\text{ms}$	16
子载波间隔 $\Delta f/\text{Hz}$	62.5
CP 长度 T_{CP}/ms	4
OFDM 符号长度 $N_{\text{CP,OFDM}}/\text{ms}$	20
多路空时编码系统 OFDM 符号长度 T_{mul}/ms	160
调制方式	BPSK, 4QAM, 16QAM

4.2 BER 性能仿真

系统定义各接收天线的信噪比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) 为 $SNR = 10\lg(\frac{E_s}{N_t N_0})$ 。图 2 给出了本文提出的等效 MIMO 模型 ZF 解码算法、组间干扰消除解码算法^[3]以及虚拟 MIMO 模型 SD 算

法^[4]3 种解码算法的误码率 (Bit Error Rate, BER) 性能,其调制方式采用 4QAM。仿真结果表明:复杂度降低后的等效 MIMO 模型 ZF 解码算法 BER 性能明显优于组间干扰消除解码算法,略低于虚拟 MIMO 模型 SD 算法;在误码率为 10^{-3} 时,等效 MIMO 模型 ZF 解码算法比组间干扰消除算法获得约 5 dB 增益,比虚拟 MIMO 模型 SD 算法存在略低于 1 dB 的损耗。

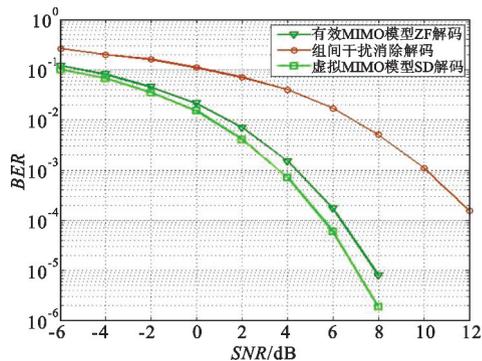


图 2 3 种解码算法 BER 性能

Fig. 2 BER performance of three decoding algorithms

图 3 显示了等效 MIMO 模型中对公式 (9) 分别进行 ML、ZF、OSIC 解码后的 BER 性能,调制方式为 BPSK。仿真结果表明,3 种解码算法下的 BER 性能基本一致,与预期结果相吻合。

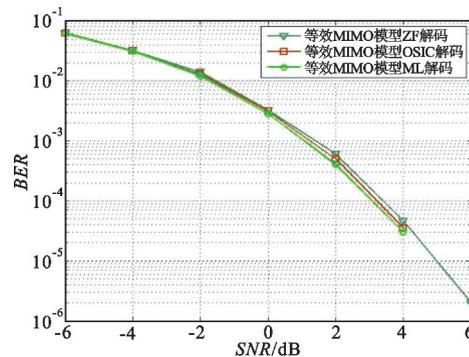


图 3 等效 MIMO 模型 ML/ZF/OSIC 解码算法下 BER 性能

Fig. 3 BER performance of effective MIMO model ML/ZF/OSIC decoding algorithm

为明确等效 MIMO 模型 ZF 解码算法对组间干扰抑制效果,将 16×16 MIMO 系统中各组发射天线按是否发送信号分为工作和休眠两种状态,其中工作状态下的天线组正常发送信号且与原天线发射功率相同,休眠状态下的天线组不发送信号。图 4 显示了 16×16 MIMO 系统中发射天线处于工作状态组数 $g=1, 2, 3, 4$ 的 BER 性能,不同分组数情况各发射天线功率保持不变,接收天线信噪比 $SNR = 10\lg(\frac{E_s}{16N_0})$ 。仿真结果表明:随着工作状态组数增

加, 各组间干扰逐渐加强; 在误码率为 10^{-3} 时, $g=4$ 较 $g=1$ 系统仅存在约 2 dB 损耗。

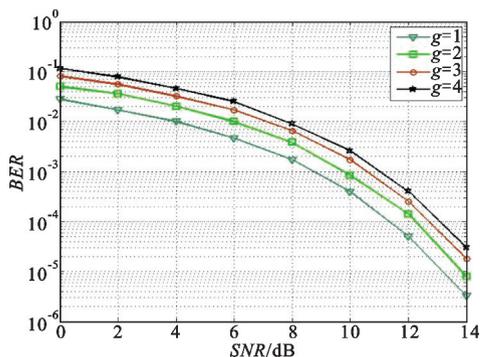


图 4 不同工作状态组数 BER 性能

Fig. 4 BER performance of different number of working groups

4.3 复杂度仿真

为比较等效 MIMO 模型 ZF 解码算法与虚拟 MIMO 模型 SD 算法运算复杂度, 分别针对不同 SNR、不同发射天线数以及不同空时编码时隙数下两者实数乘法次数进行模拟仿真。由于虚拟 MIMO 模型 SD 算法中 QR 分解运算量所占比重高达 90% 以上, 且部分空时编码时隙数的正交空时编码方案不存在, 因此本文针对不同空时编码时隙数下的实数乘法次数仅从理论上计算其 QR 分解运算量。

图 5 显示 16 根发射天线不同 SNR 下单独解码过程中两种算法所需实数乘法的平均次数, 调制方式为 4QAM 调制。仿真结果表明, 不同 SNR 下等效 MIMO 模型 ZF 解码算法运算量均比虚拟 MIMO 模型 SD 解码低一个数量级以上。虽然理论上普通 SD 解码运算量随 SNR 升高而增长, 但是虚拟 MIMO 模型 SD 解码中 QR 分解所占比重高达 90% 以上, 使得整个 SD 解码运算量随 SNR 变化不明显, 而等效 MIMO 模型 ZF 解码算法本身运算量与 SNR 变化无关。

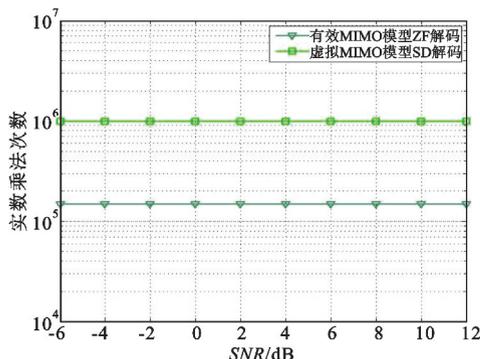


图 5 不同 SNR 下两种算法的实数乘法次数
Fig. 5 Real multiplication times of two decoding algorithms in different SNR

图 6 显示了不同发射天线数在信噪比为 4 dB 时算法所需实数乘法的平均次数, 调制方式为 4QAM 调制。仿真结果表明, 不同发射天线数情况下等效 MIMO 模型 ZF 解码算法运算量均比虚拟 MIMO 模型 SD 解码低一个数量级以上。

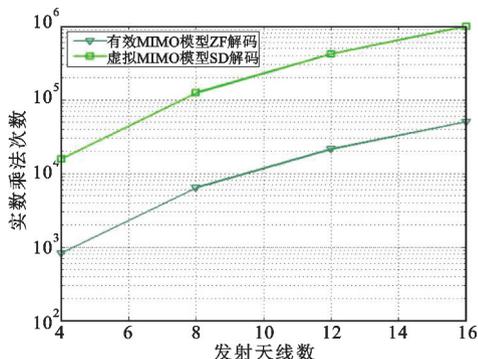


图 6 不同发射天线数两种算法的实数乘法次数
Fig. 6 Real multiplication times of two decoding algorithms in different N_t

图 7 显示了不同编码时隙数单独解码过程中等效 MIMO 模型 ZF 解码算法以及虚拟 MIMO 模型 SD 解码算法 QR 分解步骤所需实数乘法的平均次数, 采用 CCIR-POOR 信道仿真 4QAM 调制。仿真结果表明, QR 分解运算量远高于虚拟 MIMO 模型 SD 解码算法, 且随编码时隙数变大快速增长, 而虚拟 MIMO 模型均保持较低水平。

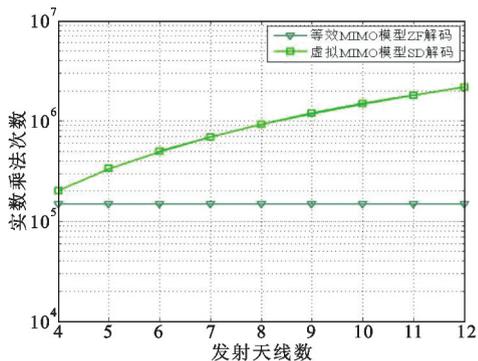


图 7 不同编码时隙数两种算法的实数乘法次数
Fig. 7 Real multiplication times of two decoding algorithms in different T

5 结束语

本文提出了一种适用于短波通信中多时隙 MG-STC 编码的等效 MIMO 模型 ZF 解码算法。该方案结合传统等效信道矩阵解码方案, 利用现有虚拟 MIMO 模型 SD 解码中构建的虚拟 MIMO 模型, 对虚拟 MIMO 模型进行等效信道矩阵准对角化, MRC 合

并以及 ZF 解码,避免了 SD 解码中运算复杂度高的 QR 分解步骤,极大降低了运算复杂度,提高了 MG-STC 编码在多时隙编码的适用性。仿真结果表明,该方案运算量较虚拟 MIMO 模型 SD 解码低一个数量级以上,BER 性能略低于虚拟 MIMO 模型 SD 解码,与理论分析一致。实际上,短波 MIMO 系统中存在相关衰落现象,这将极大地影响系统的 BER 性能,如何降低相关衰落现象对系统性能的影响将是下一步研究的重点。

参考文献:

- [1] 关建新,高俊,叶晓慧.短波 MIMO 通信的研究进展[J].电讯技术,2011,51(9):136-142.
GUAN Jianxin,GAO Jun,YE Xiaohui. Survey on the MIMO techniques within HF band[J]. Telecommunication Engineering,2011,51(9):136-142. (in Chinese)
- [2] SAHAY S B,BHAGWAT K C,MOHAN P R J. Exploitation of MIMO techniques for reliable HF communication [C]//Processing of 2012 International Conference on Signal Processing and Communications(SPCOM). Bangalore:IEEE,2012:1-4.
- [3] TAROKH V,NAGUIB A,SESHADRI N, et al. Combined array processing and space-time coding[J]. IEEE Transactions on Information Theory,1999,45(4):1121-1128.
- [4] MOHAMMAD M,AL-GHADHBAN S,WOERNER B, et al. Comparing decoding algorithms for multi-layer space-time block codes [C]//Proceeding of 2004 IEEE SoutheastCon. Greensboro, North Carolina, USA: IEEE, 2004:147-152.
- [5] KARMAKAR S,RAJAN B S. Multigroup decodable STBCs from clifford algebras[J]. IEEE Transactions on Information Theory,2009,55(1):223-231.
- [6] JITHAMITHRA G R,RAJAN B S. Minimizing the complexity of fast sphere decoding of STBCs[C]//Proceeding of 2011 IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings (ISIT). St. Petersburg: IEEE, 2011: 1846-1850.
- [7] ISMAIL A,FIORINA J,SARI H. A novel construction of multi-group decodable space-time block codes[J]. IEEE Transactions on Communications,2012,60(5):1260-1267.
- [8] ISMAIL A,FIORINA J,SARI H. A new family of low-complexity STBCs for four transmit antennas[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications,2012,12(3): 1208-1219.

- [9] JITHAMITHRA G R,RAJAN B S. Minimizing the complexity of fast sphere decoding of STBCs[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications,2010,12(12):6142-6153.
- [10] TAROKH V,JAFARKHANI H,CALDERBANK A R. Space-time block coding for wireless communications: performance results[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications,1999,17(3):451-460.
- [11] CCIR. CCIR Report 549-3[R]. Geneva:CCIR,1990.
- [12] ZHANG Z Y,ZENG F X,GE L J, et al. Design and implementation of novel HF OFDM communication systems [C]//Proceeding of 2012 IEEE 14th International Conference on Communication Technology (ICCT). Chengdu:IEEE,2012:1088-1092.
- [13] GOLUB G H,LOAN C F V. 矩阵计算[M]. 袁亚湘,译.北京:人民邮电出版社,2011.
GOLUB G H,LOAN C F V. Matrix computations [M]. Translated by YUAN Yaxiang. Beijing:The People's Posts and Telecommunications Press,2011. (in Chinese)
- [14] CORMEN T H,LEISERSON C E,RIVEST R L, et al. Introduction to algorithms [M]. Washington DC: The MIT Press,2009.

作者简介:



康瑞琪(1991—),男,河北人,2013 年于北京交通大学获学士学位,现为硕士研究生,主要研究方向为高速无线传输与实时信号处理;

KANG Ruiqi was born in Hebei Province, in 1991. He received the B. S. degree from Beijing Jiaotong University in 2013. He is now a graduate student. His research concerns high speed wireless transmission and real-time signal processing.

Email:kangruiqi@163.com

葛利嘉(1957—),男,四川人,博士,教授、博士生导师,主要研究方向为无线通信、MIMO 系统、阵列信号处理;

GE Lijia was born in Sichuan Province, in 1957. He is now a professor with the Ph. D. degree and also the Ph. D. supervisor. His research concerns wireless communication, MIMO system and array signal processing.

张振宇(1977—),男,吉林人,博士,副教授、硕士生导师,主要研究方向为无线通信、OFDM 和序列设计。

ZHANG Zhenyu was born in Jilin Province, in 1977. He is now an associate professor with the Ph. D. degree and also the instructor of graduate students. His research concerns wireless communication, OFDM and sequence design.