

引用格式: 吕尉邦, 贺光辉. 一种适用于多用户 MIMO 系统的低复杂度 S-GMI-THP 预编码算法及硬件实现[J]. 微电子学与计算机, 2019, 36(7): 6-11. [LV W B, HE G H. A Low complexity S-GMI-THP precoding algorithm and hardware implementation for multi-user MIMO systems[J]. Microelectronics & Computer, 2019, 36(7): 6-11.]

一种适用于多用户 MIMO 系统的低复杂度 S-GMI-THP 预编码算法及硬件实现

吕尉邦, 贺光辉

(上海交通大学 电子信息与电气工程学院, 上海 200240)

摘 要: 区块对角化(Block Diagonalization, BD)预编码技术广泛应用于多用户 MIMO(Multiple-Input Multiple-Output), 其算法的计算复杂性主要来源于两次奇异值分解操作. S-GMI(Simplified Generalized MMSE Channel Inversion)算法提出以一次 QR 分解代替 BD 算法中一次奇异值分解. 本文提出 S-GMI-THP 算法, 使用 THP(Tomlinson-Harashima Precoding)代替 S-GMI 算法中的奇异值分解, 极大降低了复杂度. 分析与仿真结果表明, 所提出的 S-GMI-THP 算法相较于 THP 与 MMSE 算法可以实现明显的 BER 性能增益. 文章还给出了 S-GMI-THP 算法整体框图以及 8×8 规模矩阵求逆模块的硬件实现架构, 该结构在 virtex-7 平台以较低的资源实现了 23.8 M Matrix/s 的吞吐.

关键词: 多用户 MIMO; S-GMI; S-GMI-THP; 8×8 矩阵求逆; 低复杂度

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2019)07-0006-06

A low complexity S-GMI-THP precoding algorithm and hardware implementation for multi-user MIMO systems

LÜ Wei-bang, HE Guang-hui

(School of Electronics Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: Block Diagonalization precoding technology is widely used in Multiple-Input Multiple-Output system. The computational complexity of the algorithm is mainly derived from two singular value decomposition operations. The Simplified Generalized MMSE Channel Inversion algorithm proposes to replace the singular value decomposition in the BD algorithm with a QR decomposition. This paper proposes the S-GMI-THP algorithm, which uses Tomlinson-Harashima Precoding instead of the singular value decomposition in the S-GMI algorithm, which greatly reduces the complexity. The analysis and simulation results show that the proposed S-GMI-THP algorithm can achieve significant BER performance gain compared to THP and MMSE algorithms. The article also gives the overall block diagram of the S-GMI-THP algorithm and the hardware implementation architecture of the 8×8 scale matrix inversion module, which achieves 23.8M Matrix/s throughput with low resources on the virtex-7 platform.

Key words: multiuser MIMO; S-GMI; S-GMI-THP; 8×8 Matrix Inversion; low complexity

1 引言

由于多输入多输出(MIMO)系统可以极大地提

高无线通信的频谱效率, 研究人员在过去几年里进行了大量的研究^[1-2]. 根据服务对象的不同, 通常 MIMO 系统可以分为单用户 MIMO 系统(Single-

user MIMO, SU-MIMO) 和多用户 MIMO 系统 (Multiuser MIMO, MU-MIMO) 系统. 不同于 SU-MIMO 系统, MU-MIMO 系统中的接收信号不仅受到噪声的影响, 还要受到用户之间的干扰 (Multiuser Interference, MUI).

针对 MU-MIMO 系统, Quentin H. Spencer 提出了基于区块对角化的 BD (Block Diagonalization) 预编码算法^[3-4], 会导致巨大的硬件开销. Sung H 提出了一种低复杂度 GMI (Generalized MMSE Channel Inversion) 预编码算法以等效的实现 BD 类预编码中的第一次 SVD 操作^[5]. GMI 也引入了 MMSE 准则, 进一步提高 BD 算法的性能^[6]. Zu K 提出了 S-GMI (Simplified Generalized MMSE Channel Inversion) 算法^[7], 对 GMI 算法中利用 QR 分解消除 MUI 的过程进行了简化.

S-GMI 预编码仍然采用与 BD 预编码算法类似的方式来并行化每个用户的数据流, 依然需要多次 SVD 操作, 并且在每个用户的接收器处还需与 S-GMI 算法相对应的解码矩阵处理接受信号, 增加了传输开销和接收端设计难度. 本文在 S-GMI 算法基础上提出 S-GMI-THP 算法^[8].

2 系统模型

在一个下行 MU-MIMO 系统中, 基站同时服务于多个用户, 使用相同的频带同时向多个用户传输数据. 下行 MU-MIMO 系统如图 1 所示.

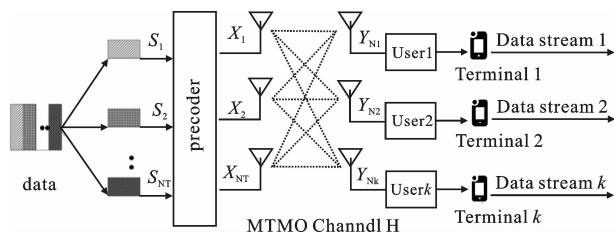


图 1 下行 MU-MIMO 系统

在基站配置有 N_T 个发射天线, 在接收端共有 K 个用户, 第 k 用户配置有 N_k 个接收天线, 则接收线总数为 $N_R = \sum_{i=1}^K N_k$ ^[9]. $S \in C^{N_T \times 1}$ 是进行预编码之前的数据流, S_k 是第 k 个用户的数据流, X_k 表示第 k 个用户的发射信号. 设 $H_k \in C^{N_k \times N_T}$ 是从基站传输到第 k 个用户的无线信道, 对于第 k 个用户, 其 N_k 个天线的接收信号 $y_k \in C^{N_k \times 1}$ 为

$$y_k = H_k X + n_k$$

式中, $X \in C^{N_T \times 1}$ 表示基站端 N_T 个发射天线的发射

信号; $n_k \sim CN(0, \sigma_{n_k}^2 I_{N_k})$ 表示第 k 用户的加性复高斯白噪声. 则所有用户的接收信号可以表示为 $Y = [y_1^T, y_2^T, \dots, y_K^T]^T$, 则系统模型可以表示为

$$Y = HX + N$$

式中, $H = [H_1^T, H_2^T, \dots, H_K^T]^T$, $N = [n_1^T, n_2^T, \dots, n_K^T]^T$. 对于预编码矩阵, 有 $X = P^a P^b S$, 其中 P^a 是用来消除 MUI 的矩阵, P^b 是区块对角化矩阵, 用来对每个用户进行预编码, 并行化单个用户的数据流, 消除用户内部天线的之间的干扰.

3 S-GMI-THP 算法

S-GMI-THP 算法与 BD 算法类似, 其分为两部分进行计算. 第一部分计算用来消除 MUI 的矩阵 P^a , 第二部分计算用来并行化单个用户的数据流, 对单个用户进行预编码的矩阵 P^b . 图 2 是算法的流程图, 本算法的步骤如下.

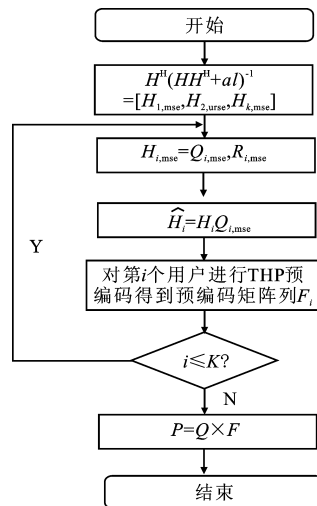


图 2 S-GMI-THP 算法流程图

第一步: 通过对信道矩阵 H 应用 MMSE 准则, 可以得到:

$$H_{mse} = H^H (H H^H + \sigma^2 I)^{-1} = [H_{1,mse}, H_{2,mse}, \dots, H_{K,mse}] \quad (1)$$

式中, $H_{k,mse} \in C^{N_T \times N_k}$. 在高 SNR 的情况下 $\sigma^2 \rightarrow 0$, 则 $H H_{mse} \approx I_{N_T}$, 这意味着随着 SNR 的增加, $H H_{mse}$ 的非对角线元素将逐渐收敛为 0. 因此可以 $H_{k,mse}$ 近似的在 $\bar{H}_k$ 的零空间中:

$$\bar{H}_k H_{k,mse} \approx 0 \quad (2)$$

式中, $\bar{H}_k = [H_1^T, \dots, H_{k-1}^T, H_{k+1}^T, \dots, H_K^T]^T$, 是去除了第 k 个用户信道的信道矩阵, 可以表征其他用户对第 k 个用户的干扰.

第二步:对 $H_{k,\text{mse}}$ 进行 QR 分解,可以得到:

$$\bar{H}_k H_{k,\text{mse}} = \bar{H}_k Q_{k,\text{mse}} R_{k,\text{mse}} \approx 0, k = 1, \dots, K$$

式中, $Q_{k,\text{mse}} \in C^{N_T \times N_k}$ 是一个正交矩阵, $R_{k,\text{mse}} \in C^{N_k \times N_k}$ 是一个上三角矩阵. 由于 $R_{k,\text{mse}}$ 可逆, 于是可以得到:

$$\bar{H}_k Q_{k,\text{mse}} \approx 0 \quad (3)$$

令 $P^a = [P_1^a, P_2^a, \dots, P_K^a]$, 其中 $P_k^a = Q_{k,\text{mse}}$.

由于 $X = P^a P^b S$, 那么第 k 个用户的接收信号可以表述为:

$$\begin{aligned} y_k &= H_k X + n_k \\ &= H_k [P_1^a, P_2^a, \dots, P_K^a] [T_1^T, T_2^T, \dots, T_K^T]^T + n_k \\ &= H_k Q_{k,\text{mse}} T_k + \sum_{i \neq k} H_i Q_{i,\text{mse}} T_i + n_k \end{aligned} \quad (4)$$

式中, $T = P^b S$, T_k 是第 k 个用户的数据流 S_k 进行单用户预编码之后的数据流. 由式(3)可以推出式(4)第二项为 0, 即 $Q_{k,\text{mse}}$ 消除了其他用户带来的干扰. 同时由于 H_{mse} 使用了 MMSE 准则, $Q_{k,\text{mse}}$ 也降低了噪声的影响. 于是, 通过对 $H_{i,\text{mse}} (i = 1, \dots, K)$ 进行 K 次 QR 分解即可得到 S-GMI 方法中用于消除 MUI 的第一个预编码矩阵 P^a .

第三步:对第 k 个用户的等效信道进行预编码.

根据公式(4), 第 k 个用户的等效信道矩阵变为 $\hat{H}_k = H_k P_k^a$. 下面对矩阵 $\hat{H}_k$ 进行 THP 预编码. 首先应用 MMSE 准则, 对 $(\hat{H}_k^H \hat{H}_k + \sigma^2 I)^{-1} \hat{H}_k$ 进行 QR 分解, 得到 $\hat{Q}_k \in C^{N_i \times N_i}$ 与 $\hat{R}_k \in C^{N_i \times N_i}$. 令 $\hat{L}_k = \hat{R}_k^H$, 定义 $\hat{G}_k \in C^{N_i \times N_i}$, 其非对角线元素为 0, 对角线元素为矩阵 $\hat{L}_k$ 对角线元素的倒数. 则 $P^b = \text{diag}(\hat{Q}_1 \hat{G}_1, \hat{Q}_2 \hat{G}_2, \dots, \hat{Q}_K \hat{G}_K)$. $\text{diag}(C_1, C_2, \dots, C_K)$ 表示主对角线元素为 C_k 的块对角化矩阵.

除此之外, 还要对原始数据进行连续干扰消除处理. 假设第 k 个用户的原始数据为 $S_k \in C^{N_i \times 1}$, 定义矩阵 $B_k = \hat{L}_k \hat{G}_k$, 于是第 k 个用户进行连续干扰消除处理后的数据流为 $U_k \in C^{N_i \times 1}$ 可以由以下方式得到:

$$\begin{aligned} U_k^1 &= S_k^1 \\ U_k^2 &= \text{module}(S_k^2 - B_k(2,1)U_k^1) \\ U_k^i &= \text{module}(S_k^i - \sum_{m=1}^{i-1} B_k(i,m)U_k^m) \end{aligned}$$

式中, S_k^i 表示用户 k 的第 i 组数据流, U_k^i 表示用户 k 的第 i 组进行连续干扰消除处理后的数据流, $i = 1,$

$\dots, N_i$. $B_k(u,v)$ 表示矩阵 B_k 第 u 行第 v 列的元素. 于是系统模型可以写为:

$$Y = H P^a P^b U + N \quad (5)$$

以上就是完整的 S-GMI-THP 算法, 下一节将对其性能和复杂度与其他算法进行对比, 显示了优越性.

4 复杂度分析及仿真性能

4.1 复杂度分析

本节将使用浮点操作数(floating point operations, FLOPs)来 S-GMI-THP 算法的复杂度, 复数的 QR 分解和实数的 SVD 操作的 FLOPs 可以在文献[6]中找到, 另外, 文献[10]中指出, 一个 $m \times n$ 维的复数矩阵进行 SVD 操作所需的 FLOPs 与将其扩展为 $2m \times 2n$ 维实数矩阵进行 SVD 操作所需的 FLOPs 相等. 矩阵常见操作所需的 FLOPs 总结如表 1 所示.

表 1 矩阵常见操作所需的 FLOPs

操作	FLOPs
$m \times n$ 维复数矩阵乘 $n \times p$ 维复数矩阵	$8mnp - 2mp$
$m \times n$ 维复数矩阵进行 QR 分解	$16(n^2 m - n m^2 + \frac{1}{3} m^3)$
$m \times n$ 维复数矩阵进行 SVD 分解 (仅需获得 Σ 矩阵与 V 矩阵时)	$32(n m^2 + 2 m^3)$
$m \times n$ 维复数矩阵进行 SVD 分解 (获得 Σ, U, V 矩阵时)	$8(4 n^2 m + 8 n m^2 + 2 m^3)$
高斯消元法 $m \times m$ 维实数矩阵求逆	$4 m^3 / 3$

把用户数目 K 设定为 4, 每个用户天线数 N_k 设定为 2, 在发射端配置 8 根发射天线, 在这种情况下, 运用文献[6]所提供的 FLOPs 计算公式, 可以得到 RBD, S-GMI, S-GMI-THP, 算法的复杂度对比. 其结果如表 2 所示.

表 2 算法复杂度对比

预编码算法	FLOPs
RBD	136 120
S-GMI	41 045
S-GMI-THP	14 736

从表 2 中可以看出 S-GMI 算法极大地降低了 BD 类算法的复杂度, 而本文所提出的 S-GMI-THP 算法相较于 S-GMI 算法, 复杂度降低了 64%, 其原因在于 S-GMI-THP 算法将 S-GMI 算法中的 K 次 SVD 分解用复杂度较低的 QR 分解进行了替代. 仿

真结果表明这样的替代对系统的 BER 性能也有所提升。

4.2 仿真结果

在发射端配置 $N_T = 8$ 根发射天线,接收端共有 $K = 4$ 个用户,每个用户装配 $N_k = 2$ 根发射天线(简称为 $(2,2,2,2) \times 8$),采用 16QAM 调制方式和加性高斯白噪声,接收端采用 MMSE 检测,在 D 信道条件下仿真,BER 性能如图 3 所示。

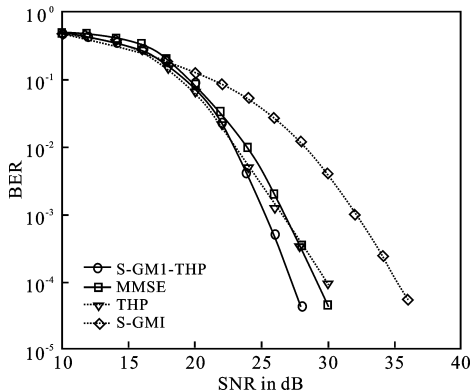


图 3 $(2,2,2,2) \times 8$ MU-MIMO BER 性能

从图中可以看出在高信噪比条件下本文所提出的 S-GMI-THP 算法性能要远远优于 S-GMI 算法,同时在误码率为 10^{-4} 时 S-GMI-THP 算法相较于传统的 MMSE 与 THP 算法有大约 2 dB 与 3 dB 的增益,而相比于 S-GMI 算法其性能约有 8 dB 的增益。

5 硬件架构设计

5.1 整体硬件架构设计

S-GMI-THP 算法的整体硬件架构设计以及关键模块的硬件结构如图 4 所示。

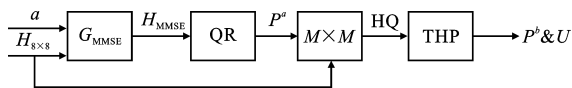


图 4 S-GMI-THP 整体框架图

其中 G_{MMSE} 模块处理算法的第一步,对 $\mathbf{H}$ 矩阵应用 MMSE 准则求取 $\mathbf{H}_{mse}$. QR 模块处理算法的第二步,求取第一个预编码矩阵 $\mathbf{P}^a$. $M \times M$ 模块用来求取等效信道矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_k$. THP 模块用来处理算法第三步,对每个用户进行 THP 预编码.所有模块均可以并行处理 K 个用户。

QR 分解的硬件实现已经十分成熟,Chen D 利用 Cordic 实现 QR 分解在使用了较低硬件资源时达到了较高的吞吐率^[11].同样 THP 预编码也是普

遍应用于硬件实现的预编码算法,Ludwig F^[9]在 2012 年已经提出了较为成熟的实现方案. $M \times M$ 只是普通的矩阵乘法.所以该结构的实现难点就是 G_{MMSE} 模块对 $\mathbf{H}_{mse}$ 的求取,而其关键就是 8×8 规模矩阵求逆模块的实现。

5.2 G_{MMSE} 硬件架构设计

为了实现矩阵求逆,Laroche I 使用了 Sherman-Morrison 定理对矩阵求逆^[12],并给出了硬件结构.本文调研发现,在相同的时钟条件下其使用的结构硬件开销最小。

5.2.1 Sherman-Morrison 定理

对于矩阵 A , 向量 u 与向量 v , 根据 Sherman-Morrison 定理有如下等式成立:

$$(A^{-1} + uv^H)^{-1} = A^{-1} - \frac{(A^{-1}u)v^HA^{-1}}{1 + v^HA^{-1}u} \quad (6)$$

对于 G_{MMSE} 模块,其所求取的逆矩阵为 $(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma^2\mathbf{I})^{-1}$, 可以改写为 $(\sigma^2\mathbf{I} + \sum_{i=1}^8 \mathbf{H}_i\mathbf{H}_i^H)^{-1}$, 其中 $\mathbf{H}_i$ 表示信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的第 i 列.利用 Sherman-Morrison 定理可以写为公式(7)的形式:

$$\begin{aligned} R_j^{-1} &= (R_{j-1}^{-1} + \mathbf{H}_j\mathbf{H}_j^H)^{-1} \\ &= R_{j-1}^{-1} - \frac{(R_{j-1}^{-1}\mathbf{H}_j\mathbf{H}_j^HR_{j-1}^{-1})}{1 + \mathbf{H}_j^HR_{j-1}^{-1}\mathbf{H}_j} \end{aligned} \quad (7)$$

式中, $R_j = \sigma^2\mathbf{I} + \sum_{i=1}^j \mathbf{H}_i\mathbf{H}_i^H$, 而 $R_0 = \sigma^2\mathbf{I}$. 由于公式(7)中还存在大量的除法操作,可以将公式(7)近似为线性^[12]:

$$r_j^{-1} = r_{j-1}^{-1}(\alpha_{j-1} + \mathbf{H}_j^HR_{j-1}^{-1}\mathbf{H}_j) - (r_{j-1}^{-1}\mathbf{H}_j\mathbf{H}_j^HR_{j-1}^{-1}) \quad (8)$$

$$\alpha_{j+1} = \alpha_j(\alpha_j + \mathbf{H}_{j+1}^HR_j^{-1}\mathbf{H}_{j+1}) \quad (9)$$

式中, $r_j^{-1} = \alpha_j R_j^{-1}$; $\alpha_0 = 1$.

5.2.2 整体硬件架构设计

本文在文献[12]的基础上对其 4×4 规模矩阵求逆结构进行了扩展,使其能够对 8×8 规模矩阵进行求逆.另外,文献[12]采用的迭代结构每次只能处理一个矩阵,这意味着同一时刻只有一个结构处于工作状态,其他结构均处于闲置状态,使得其硬件效率极低,同时也降低了吞吐率.为了提高吞吐率以及硬件效率,本文将文献[12]中的结构改为 pipeline 结构,最终将吞吐率由 64 clock/Matrix 提高到 8.4 clock/Matrix,但是其硬件开销仅仅提高了不足一倍.矩阵求逆模块的硬件结构如图 5 所示.图中各个模块所代表的意义见表 3。

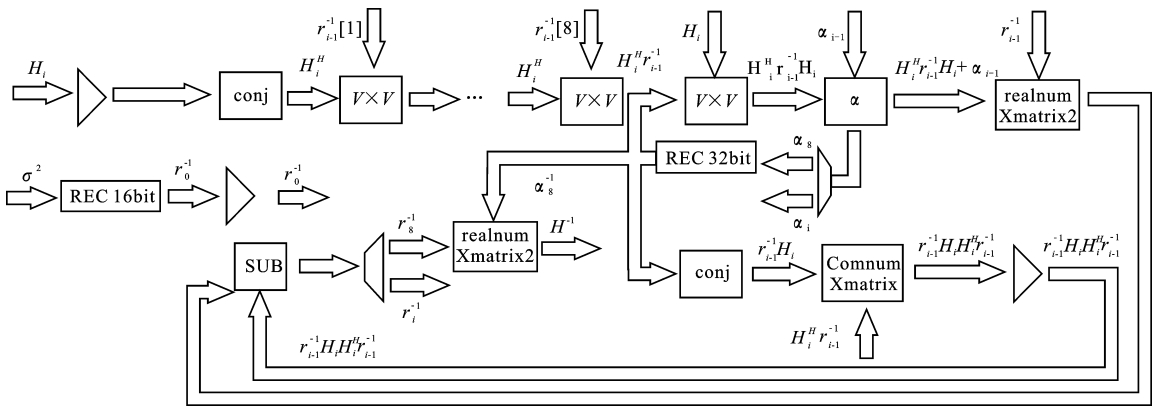


图 5 矩阵求逆模块硬件框图

表 3 图 5 子模块释义

模块名称	Latency	功能
REC16 bit	6 clock	16 bit 实数求倒数
REC32 bit	6 clock	32 bit 实数求倒数
conj	1 clock	求取共轭
V×V	3 clock	1×8 维复数向量乘 8×1 维复数向量
realnumXmarix	1 clock	实数乘 8×8 维复数矩阵
comnumXmarix	1 clock	8×1 维复数向量乘 1×8 维复数向量
SUB	1 clock	8×8 维复数矩阵减法
α	1 clock	一次乘加运算

可以算出迭代一次的延时为 30 clock,这意味着在加入合适的延时器之后,如果每个时钟输入一个新矩阵,则该结构在一次迭代过程中可以同时处理 30 个矩阵,之后 30 个矩阵依次返回输入端进行第二次迭代. 8×8 规模矩阵一共需要迭代 8 次. 该结构的总延时为 252 clock,这意味着每隔 252 clock 即可输出 30 个逆矩阵,其吞吐率 $\text{Throughput} = 252/30 = 8.4 \text{ clock}$,相比于文献[12]中的结构提高了接近 7 倍,其代价是仅仅增加了一个 realnumXmarix 结构与一个 V×V 结构,资源增加不足一倍.

5.2.3 复数乘法结构

在整个结构中涉及了大量的复数乘法,为了提高时钟频率,同时降低乘法器的消耗,采用了图 6 所示的复数乘法结构. 对于复数乘法 $(a + bi) \times (c + di)$,则 $\text{imag} = ad + bc, \text{real1} = ad - bc, \text{real2} = (a + b) \times (d + c)$,计算结果的虚部就是 imag,实部 $\text{real} = \text{real1} + \text{real2}$. 该结构相比于 $(a + bi) \times (c + di) = ac - bd + (bc + ad)i$ 减少了一个乘法器.

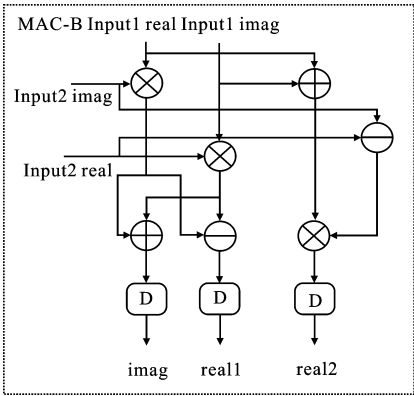


图 6 复数乘法结构

6 FPGA 实现结果与对比

本节将介绍矩阵求逆模块在 FPGA 上的实现结果以及与其他文献实现结果的对比. 经过调研发现,绝大多数矩阵求逆工作最高只支持 4×4 维矩阵的求逆,仅文献[8]给出了 8×8 维矩阵求逆的实现结果. 其对比见表 4.

表 4 硬件实现结果对比

	Our Work	REF[8]
平台/工艺	virtex-7	90 nm
硬件资源消耗	426K LUT Slices	2.3M Gate
时钟频率	200 MHz	100 MHz
Latency	1.26	9.63 μs
吞吐率	23.8 M Matrix/s	11.1 M Matrix/s

经过对比发现,本文所设计的 8×8 规模矩阵求逆架构在各个指标上均存在优势,该结构不仅适用于 S-GMI-THP 算法,所有 MMSE 算法都可以应用该结构^[13].

7 结束语

基于 S-GMI 预编码算法,本文提出了适用于 MU-MIMO 系统的低复杂度高性能的 S-GMI-THP 算法.与 S-GMI 算法相比,该预编码算法的复杂度大大降低,并且通过所提出的算法,在高 SNR 区域获得了较大的性能增益.由于 S-GMI-THP 算法仅在发射端实现,因此与 BD 类型和 S-GMI 算法相比在接收侧不再需要解码矩阵,降低了传输开销,也简化了接收器的结构.文章还给出了 S-GMI-THP 算法的整体实现框架,并详细介绍了 8×8 规模矩阵求逆模块的设计,该结构在吞吐率和硬件资源消耗上都有较大的优势,并对该结构的应用范围进行了扩展.未来会进一步考察所提出的 S-GMI-THP 算法在其他条件下的性能表现,同时会进一步优化所提出的 8×8 规模矩阵求逆模块.

参考文献:

- [1] RAJAN D. Introduction to wireless communications [M]. New York, John Wiley and Sons, 2003, 16 (5):453-457.
- [2] KING C. Fundamentals of wireless communications [C]// Rural Electric Power Conference. Calgary, Alberta, Canada, IEEE, 2014:B6-1-5.
- [3] SPENCER Q H, SWINDLEHURST A L, HAARDT M. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52 (2): 461-471.
- [4] CHOI L U, MURCH R D. A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach[J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2004, 3(1):20-24.
- [5] SUNG H, LEE S R, LEE I. Generalized channel inversion methods for multiuser MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57 (11):3489-3499.
- [6] GOLUB G H, VAN LOAN C F. Matrix computations [J]. Mathematical Gazette, 1996, 47 (5 Series II):

392-396.

- [7] ZU K, LAMARE R C D, HAARDT M. Generalized design of low-complexity block diagonalization type precoding algorithms for multiuser MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(10):4232-4242.
- [8] SHINGO YOSHIZAWA, DAISUKE NAKAGAWA, NOZOMI MIYAZAKI, et al. LSI development of 8×8 single-user MIMO-OFDM for IEEE 802. 11ac WLANs[C]// International Symposium on Communications and Information Technologies. Hangzhou, China, IEEE, 2011:585-588.
- [9] LUDWIG F, BUDWEG A, PAUL S. FPGA Implementation of ZF-THP for MU-MISO-OFDM systems [C]// OFDM 2012, International OFDM Workshop. Essen, Germany, VDE, 2012:1-5.
- [10] ZU K, LAMARE R C D. Low-complexity lattice reduction-aided regularized block diagonalization for MU-MIMO systems[J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(6):925-928.
- [11] CHEN D, SIMA M. Fixed-point CORDIC-based QR decomposition by givens rotations on FPGA[C]// International Conference on Reconfigurable Computing and Fpgas. Cancun, Mexico, IEEE Computer Society, 2011:327-332.
- [12] LAROCHE I, ROY S. An efficient regular matrix inversion circuit architecture for MIMO processing [C]// IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2006. ISCAS 2006. Island of Kos, Greece. IEEE, 2006.
- [13] 张勋勇. 多用户 MIMO 预编码及小区间干扰协调技术的研究[D]. 上海:上海交通大学, 2014.

作者简介:

吕尉邦 男,(1993-),硕士研究生.研究方向为大规模 MIMO 系统预编码方案设计与硬件实现.

E-mail:LVWEIBANG@sjtu.edu.cn.

贺光辉 男,(1980-),副研究员.研究方向为通信系统 MIMO 技术、超大规模集成电路等.