

有限反馈 MISO-OFDM 系统中最大化容量的波束成形

张雷 武刚 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

摘要: 该文提出了一种在有限反馈条件下多输入单输出-正交频分复用(MISO-OFDM)系统中基于最大化容量的波束成形方案。将 OFDM 符号的所有子载波分成若干簇,从码本中选择能够最大化该簇每个子载波平均容量的码字,作为该簇的波束成形向量。在低信噪比区域,求出了最优波束成形向量的闭合解;鉴于在高信噪比区域无法求出闭合解,基于簇内不同子载波信道频响之间的相关性提出了一种简化的次优算法以降低搜索最优解时的计算复杂度。仿真结果表明,在典型参数设置下,所提方案能够取得比其他已有方案更高的容量和更低的误码率。

关键词: 波束成形;有限反馈;多输入单输出-正交频分复用;容量

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)07-1542-06

Throughput-Maximizing Limited Feedback for Transmit Beamforming in MISO-OFDM Systems

Zhang Lei Wu Gang Li Shao-qian

(National Key Lab of Communication, University of Electronic Science & Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: In this paper, a new throughput-maximizing transmit beamforming scheme with limited feedback is presented in Multiple-Input Single-Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MISO-OFDM) systems. By dividing the total subcarriers of an OFDM symbol into a series of clusters, from the codebook the “proper” codeword maximizing the average throughput per subcarrier of the considered cluster is chosen as the BeamForming Vector (BFV) for this one. In low Signal to Noise Ratio (SNR) range, the close-form expression of the optimal BFV is derived. While in high SNR range, since the close-form expression of the optimal BFV is difficult to found, a simple sub-optimal algorithm exploiting the correlation of channel frequency responses at different subcarriers is proposed to reduce the computational complexity of the exhaustive search in the optimal solution. The simulation results show that the proposed algorithm can provide not only higher throughput but also lower bit error rate than other existing schemes.

Key words: Beamforming; Limited feedback; MISO-OFDM; Throughput

1 引言

在无线多输入单输出(MISO)系统中,当发射机能够获取信道状态信息时,可采用简单的波束成形技术来获取满发射分集增益和一定的阵列增益^[1]。在许多情形下,发射机仅能通过接收机的反馈来获取部分信道信息:接收机从一个预先设计好的码本中选择一个合适的码字作为波束成形向量,并将相应序号反馈给发射机^[2]。在频率选择性衰落条件下,正交频分复用(OFDM)技术可以将宽带信道转化为多路窄带信道^[3]。由此,基于平坦衰落信道中有限反馈条件下的波束成形技术便能够独立地应用于每一个子载波(子信道)。但是,反馈量通常会与子载波数成正比,开销甚大。早期的研究利用不同子载波的

信道频响之间的相关性来降低 MISO-OFDM 系统的反馈量,它们主要包括:分簇,如传统分簇^[4,5],Karcher 分簇^[6]和码本可变分簇^[7];插值,如相位旋转插值^[4,5]和 Geodesic 插值^[6]。文献[4-6]的方法都是基于向量(矩阵)的性质,其性能并未达到最优;本文作者在文献[8]中则直接将最小化未编码误码率作为波束成形向量的选取准则,在相同反馈比特数条件下取得了比文献[4-6]更好的误码率性能。考虑到容量也是通信系统的一个重要评价指标,本文提出了有限反馈条件下 MISO-OFDM 系统中直接基于容量最大化的发射波束成形方案,并具体做了以下工作:

(1)在分簇条件下,导出了直接基于容量最大化的最优波束成形向量选取准则。

(2)在低信噪比区域,证明了最优波束成形向量应当最大化簇内各个子载波输出信噪比的算术平均

2008-07-18 收到,2009-01-19 改回

国家自然科学基金重大项目(60496313),国家基础科研项目(2007CB310604)和国家自然科学基金(60702073)资助课题

值, 并求出了它的闭合解。在高信噪比区域, 证明了最优波束成形向量应当最大化簇内各个子载波输出信噪比的几何平均值; 因无法求出闭合解, 基于簇内不同子载波信道频响之间的相关性提出了一种简化的波束成形向量搜索算法, 该算法以很小的性能损失避免了探求最优解时的穷举搜索, 从而极大地降低了计算复杂度。

典型参数条件下的仿真表明, 当采用容量来评估系统性能时, 本文所提方案要优于已有方案^[4-6], 并且还能取得更低的未编码误码率。同时, 注意到文献[7]中方法主要是利用大小可变的码本来实现信道的增量量化, 本文所提方案完全可与之结合起来; 但为了简单起见, 本文并未涉及这一点。另外, 所提方案很容易推广到采用线性接收机的 MIMO-OFDM 系统。

符号说明: $\log(\bullet)$ 和 $\ln(\bullet)$ 分别表示以 2 为底和自然对数; $l:m:n$ 表示初值为 l , 末值为 n , 间距为 m 的整数序列; $\text{ceil}(\bullet)$ 表示向上取整函数。

2 系统模型

使用发射波束成形的点对点有限反馈 MISO-OFDM 系统如图 1 所示。发射天线数为 M , 子载波数为 N 。在发射端, 第 k 个子载波的信息符号 $s(k)$ 用一 M 维波束成形列向量 $\mathbf{w}(k)$ 相乘。假设循环前缀 (CP) 的长度不小于信道的冲激响应长度, 则 OFDM 可以将宽带信道转换为 N 个窄带子信道。如此, 子载波 k 的信道可以用一 M 维行向量 $\mathbf{h}(k)$ 表示, 其元素表示子载波 k 从各个发射天线到接收天线的信道系数。这样, 子载波 k 处的接收信号可表示为

$$r(k) = \mathbf{h}(k)\mathbf{w}(k)s(k) + n(k) \quad (1)$$

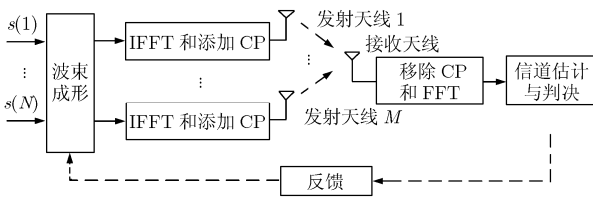


图 1 使用发射波束成形的有限反馈 MISO-OFDM 系统框图

这里 $n(k)$ 为零均值单位方差的加性白高斯噪声。假设在每个子载波上分配相等的发射功率 P , 并限制 $\mathbf{w}(k)$ 的 Frobenius 范数为 1 以避免增大发射功率。定义平均符号信噪比(后文简称为信噪比)为发射功率与接收机处噪声功率之比; 这样, 信噪比在数值上就等于 P 。

考虑块衰落(block-fading)信道, 即信道在一个传输块内保持不变, 在块间独立变化。并假设仅接

收机能准确获知信道信息, 同时从接收机至发射机存在一条有限速率、零延迟且无误的反馈链路。显然, 对每个传输块, 只需要根据第 1 个 OFDM 符号对应的信道进行反馈即可。对第 1 个 OFDM 符号某一特定的子载波, 接收机首先根据某一优化准则从预先设计好且为收发两端共知的码本 $\mathbf{W} = (\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_L)$ 中选取最优的码字作为波束成形向量, 再用 $B = \log_2 L$ 比特将选定码字的序号反馈给发射机。显然, 若 N 个序号都要反馈, 则总反馈量将达到 NB 比特。此开销过于庞大, 在工程中很难实现。所幸可用后文提供的方法降低开销。

3 基于容量最大化的波束成形向量选取准则

3.1 容量最大化准则

滤波后, 子载波 k 的输出信噪比为

$$\gamma(k) = P|\mathbf{h}(k)\mathbf{w}(k)|^2 \quad (2)$$

当信源信号满足复高斯分布时, 其对应的容量为

$$R(k) = \log(1 + \gamma(k)) \quad (3)$$

将 N 个子载波分成若干个数量均为 K 的子载波簇。不失一般性, 下文仅考虑第 n 个簇, 其包含的子载波序号为 $nK + 1$ 至 $nK + K$ 。由式(2)和式(3), 簇 n 的平均容量为

$$R_n = \frac{1}{K} \sum_{k=nK+1}^{(n+1)K} R(k) = \frac{1}{K} \sum_{k=nK+1}^{(n+1)K} \log(1 + P|\mathbf{h}(k)\mathbf{w}|^2) \quad (4)$$

给定 K , 最优波束成形向量应根据下式选择:

$$\mathbf{w}_n^{\text{opt}} = \arg \max_{\mathbf{w} \in \mathbf{W}} R_n = \arg \max_{\mathbf{w} \in \mathbf{W}} \underbrace{\sum_{k=nK+1}^{(n+1)K} \log(1 + P|\mathbf{h}(k)\mathbf{w}|^2)}_{\tilde{R}_n} \quad (5)$$

通常, 对式(5)很难求出闭合解。下面将通过近似分别求解低信噪比区域和高信噪比区域的最优波束成形向量。

3.2 低信噪比区域

当信噪比 P 很小时, 根据 $\ln(1+x) \approx x$ ($x \rightarrow 0$) 有

$$\begin{aligned} \tilde{R}_n &\approx \frac{1}{\ln 2} \sum_{k=nK+1}^{(n+1)K} P|\mathbf{h}(k)\mathbf{w}|^2 = \frac{P}{\ln 2} \sum_{k=nK+1}^{(n+1)K} \mathbf{w}^H \mathbf{h}^H(k) \mathbf{h}(k) \mathbf{w} \\ &= \frac{P}{\ln 2} \mathbf{w}^H \left(\underbrace{\sum_{k=nK+1}^{(n+1)K} \mathbf{h}^H(k) \mathbf{h}(k)}_{\mathbf{H}_n} \right) \mathbf{w} \end{aligned} \quad (6)$$

容易看出, 低信噪比区域的最优波束成形向量应当使簇内各个子载波输出信噪比的算术平均值最大。当不考虑码本的限制时, 使得 $\mathbf{w}^H \mathbf{H}_n \mathbf{w}$ 最大化的 \mathbf{w} 应当等于 Hermitian 矩阵 \mathbf{H}_n 的与其最大特征值对

应的特征向量 $\mathbf{u}_{\max}^{[9]}$, 即最优波束成形向量的闭合解; 若用码本对该特征向量量化, 则得到有限反馈条件下的最优波束成形向量:

$$\mathbf{w}_{n, \text{lowSNR}}^{\text{opt}} = \arg \max_{\mathbf{w} \in \mathbf{W}} |\mathbf{w}^H \mathbf{u}_{\max}| \quad (7)$$

3.3 高信噪比区域

当信噪比 P 很大时, 有

$$\begin{aligned} \tilde{R}_n &= \log \left[\prod_{k=nK+1}^{(n+1)K} (1 + P |\mathbf{h}(k)\mathbf{w}|^2) \right] \\ &\approx \log \left(\prod_{k=nK+1}^{(n+1)K} P |\mathbf{h}(k)\mathbf{w}|^2 \right) \\ &= \log P^K + 2 \log \left(\prod_{k=nK+1}^{(n+1)K} |\mathbf{h}(k)\mathbf{w}| \right) \end{aligned} \quad (8)$$

不难看出, 高信噪比区域的最优波束成形向量应当使簇内各个子载波输出信噪比的几何平均值最大。

就作者目前所知, 尚无办法求出使得 $\prod_{k=nK+1}^{(n+1)K} |\mathbf{h}(k)\mathbf{w}|$ 最大化的闭合解 \mathbf{w}_{\max} 。但在有限反馈条件下, 考虑到码本尺寸是一有限值, 故可用穷举搜索法求出最优波束成形向量, 即

$$\mathbf{w}_{n, \text{highSNR}}^{\text{opt}} = \arg \max_{\mathbf{w} \in \mathbf{W}} \prod_{k=nK+1}^{(n+1)K} |\mathbf{h}(k)\mathbf{w}| \quad (9)$$

文献[6]中求解 Karcher 均值向量也应用了这一方法。这里, 将在式(9)中用穷举搜索法求得的最优向量 $\mathbf{w}_{n, \text{highSNR}}^{\text{opt}}$ 命名为最大容量均值向量(Throughput-Maximizing Mean Vector, TMMV)。然而, 当 L 和 K 较大时, 穷举搜索的复杂度非常大; 需要采用更为简单的求解方法。

一般地, 对第 n 个子载波簇, 这样两个事实显然成立: (1)对每一子载波, 其非量化最优波束成形向量是其信道向量的归一化 Hermitian 转置向量。既然不同子信道是相关的, 那么它们的非量化最优波束成形向量和该簇的 TMMV 之间也具有一定相关性。所以, 若将 \mathbf{W} 中与该簇中间序号的子信道相关度最高的 L_s ($L_s < L$) 个码字构造成一个子码本 \mathbf{W}_s , 则该簇的 TMMV 属于 \mathbf{W}_s 是一个大概率事件。(2)相邻少数几个子载波的信道近似相同。基于这两个事实, 提出求解式(9)的简化算法如下:

步骤1 构造子码本 \mathbf{W}_s , 其由 \mathbf{W} 中与该簇中央子载波的信道向量 $\mathbf{h}(nK + K/2)$ 具有最高相关度的 L_s 个码字构成, 即

$$\mathbf{W}_s = \{\mathbf{w}_{s,1}, \dots, \mathbf{w}_{s,L_s}\} = \arg \max_{\mathbf{w} \in \mathbf{W}} |\mathbf{h}(nK + K/2)\mathbf{w}| \quad (10)$$

步骤2 在子码本 \mathbf{W}_s 中根据下式选择“合适”码字作为该簇的最优波束成形向量

$$\tilde{\mathbf{w}}_{n, \text{highSNR}}^{\text{opt}} = \arg \max_{\mathbf{w} \in \mathbf{W}_s} \prod_{k=nK+1:L_s, nK+K} |\mathbf{h}(k)\mathbf{w}|, \quad K_s < K \quad (11)$$

通过以上两步, 将由码本和子载波簇构成的二维搜索空间大大压缩, 从而显著地降低了计算复杂度。后文仿真表明, 只要 L_s 和 K_s 选取适当, 代价函数式(11)非常接近式(9)的性能。此外, 这种压缩搜索空间的简化算法同样可用于低信噪比区域最优波束成形向量的求解, 这里不再赘述。

4 复杂度分析

以各种方案所需的复数乘法次数来评估计算复杂度。对所有波束成形方案, 考虑到其中的(逆)快速傅里叶变换((I)FFT)、信道估计、接收检测和发射波束成形都是相同的, 故只比较接收端的波束成形向量选择(对相位旋转插值而言还包括相位选择); 当然, 对相位旋转插值和Geodesic插值, 还会考虑发射端波束成形向量的重构。为简便起见, 直接将复杂度的分析结果由表1给出。其中, 标有“一般情形”、“仿真1”和“仿真2”的3列分别表示一般参数和下一节中特定的仿真参数设置共3种情形。注意到Karcher分簇和Geodesic插值两种方案包括余弦运算, 文献[8]中基于误码率准则的方案包括指数运算, 故用“>”表示其复杂度大于表中列出的数字(这两种运算在实际运用时都可采用查表法求得, 不过会损失一定的性能和增加存储复杂度)。此外, 低信噪比的容量准则直接采用式(7)而不用3.3节中的简化算法, 它包括求解 M 阶Hermitian矩阵的最大特征值对应的特征向量, 其复杂度一般为 CM^2 , C 的取值与具体算法有关^[9], 这里不妨取 $C = 2$ 。从表1中不难看出, 在典型的参数设置条件下, 高信噪比容量准则次优算法式(11)的复杂度仅比最为简单的传统分簇要高, 而比其它方案均低; 低信噪比容量准则最优算法式(7)的复杂度则居于中间水平。

5 仿真结果

仿真参数设置如下: $M = 4$, $N = 128$, CP 长度为 16。信道采用文献[10]中的 ITU Ped-B 模型, 并假设不同发射天线到接收天线的信道彼此独立, 接收机能够准确获知信道信息, 反馈链路零延迟且无误。用于选择波束成形向量的码本取自文献[11]。为控制每个需要反馈的 OFDM 符号对应的反馈比特数, 在仿真中尽量使得 K 较大且 L 较小。

仿真 1 $K = 16$ (即簇的个数为 8), 为公平起见, 对全部有限反馈方案, 设定每个需要反馈的 OFDM 符号对应的反馈比特数均为 32 (该数比文献[4-7]的小, 后者一般为 64-96 不等)。具体而言, 对

表1 各种波束成形方案的复数乘法次数

波束成形方案	一般情形	仿真 1	仿真 2
理想反馈	LMN	8192	8192
传统分簇 ^[4,5]	LMN / K	512	256
Karcher 分簇 ^[6]	$> LMN$	> 8192	> 8192
Geodesic 插值 ^[6]	$> (L / K + 2)NM$	> 1536	1280
相位旋转插值 ^[4,5]	$((L + 2) / K + 2)MN + (3 \times 2^Q / 2 + 1 / K - 2)N$	1736	1444
误码率准则 ^[8] , 次优	$> LMN / K + \text{ceil}(K / K_s)L_s MN / K$	> 1280	> 960
低信噪比, 式(7)	$(KM^2 + CM^2 + LM)N / K$	2816	2432
高信噪比最优, 式(9)	LMN	8192	8192
高信噪比次优, 式(11)	$LMN / K + \text{ceil}(K / K_s)L_s MN / K$	1280	960

相位旋转插值, 用 $B = 3$ bit 和 $Q = 1$ bit 分别反馈波束成形向量和相位; 对其他方案, 均使用 $B = 4$ bit 反馈波束成形向量。特别地, 对所提简化算法式(11), 涉及到参数 L_s 和 K_s 的选择。这两个参数无法分析得到, 对不同的信道模型只能通过仿真测试得到。仿真发现一般当 $K_s \leq 4$ 且 $L_s / L = \{1/4, 1/2\}$ 时, 所提简化算法就能以极小的性能损失获取接近最优算法的性能, 不妨设 $L_s = 4$ 和 $K_s = 3$ 。为比较, 还仿真了理想反馈(每个子载波均使用 $B = 4$ bit 反馈波束成形向量, 反馈比特数总计为 512)和无反馈的 G_4 正交空时分组码^[12]。

图 2 比较了低信噪比区域各种方案的容量。从中看出, 在全部有限反馈的波束成形方案中, 本文所提低信噪比容量准则式(7)优于其他方案, 而仅次于全反馈方案, 并且呈现出“信噪比越低, 式(7)与全反馈差距越小”的特点, 这是由于式(7)是假设信噪比趋于零推导而得。图 3 则给出了中高信噪比区域各种方案的容量。此时, 本文所提高信噪比容量准则次优算法式(11)与最优算法式(9)几乎重合, 相对其他有限反馈波束成形方案也具有一定增益, 并且呈现出“信噪比越高, 式(11)与全反馈差距越小”的特点, 这是由于式(11)是假设信噪比趋于无穷大推导而得。综合图 2 和图 3, 可以看出, 全反馈和各种有限反馈的容量差距并不大, 这是由于在点对点 MISO 系统中, 发射机获取的信道状态信息的质量不会影响容量-信噪比曲线的斜率, 而仅仅导致其左右平移^[2]。此外, G_4 正交空时分组码的容量要远低于有限反馈波束成形, 其主要原因是它的编码速率只有 1/2, 而波束成形的数据率均为 1。

尽管各种波束成形的容量差距不大, 但由于本文考察的容量只是理想的极限值, 还需要考察应用实际编码调制方案时的误码率。图 4 比较了中高信

噪比区域(大多数通信系统的实际工作区间)各种方案的未编码误码率性能。其中, 所有波束成形方案

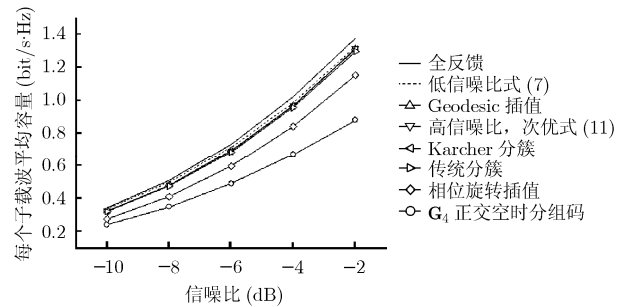


图 2 低信噪比区域各种方案的容量比较, 总反馈比特数为 32

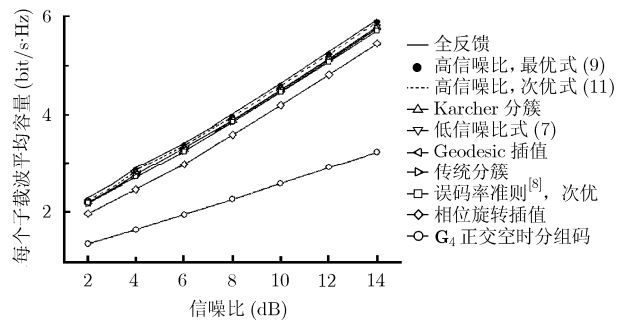


图 3 中高信噪比区域各种方案的容量比较, 总反馈比特数为 32

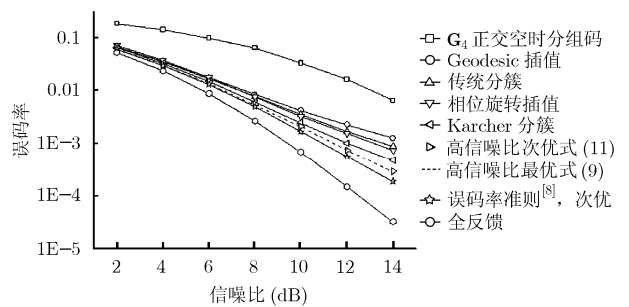


图 4 中高信噪比区域各种方案的误码率比较, 总反馈比特数为 32

采用 4-QAM 调制, G_4 正交空时分组码则采用 16-QAM 调制以保证相同的数据率。从中看出, 全反馈方案的分集度(表现为曲线的斜率)要明显高于有限反馈方案, 有限反馈方案的误码率又要明显低于 G_4 正交空时分组码, 这充分表明反馈量越大, 系统性能越好。在所有的有限反馈方案中, 高信噪比容量准则最优算法式(9)比文献[8]中基于误码率准则的方案略有性能损失, 次优算法式(11)则与最优算法式(9)几乎重合, 比其他已有方案的分集度都高, 在误码率 10^{-3} 处取得了约 1–3 dB 增益。这是因为文献[8]中方案是直接以最小化误码率为准则选取波束成形向量, 在误码率性能上会比本文的容量准则略有优势, 在容量上较后者却有一定损失(由图 3 可以看出); 而误码率与输出信噪比直接相关, 尽管容量准则没有以直接优化误码率为目标, 却使得一个簇内各个子载波的输出信噪比的几何平均值最大, 从而也间接优化了误码率性能。

仿真 2 其他参数不变, 仅将 K 增大为 32, 这样簇的个数减少为 4, 总的反馈比特数则减少为 16。仅考察中高信噪比区域的容量和未编码误码率性能, 分别如图 5 和图 6 所示。从这两幅图中仍可看出, 所提容量准则次优算法式(11)在容量和误码率性能上均超过了文献[4–6]的已有方案。注意到此时 G_4 正交空时分组码与有限反馈波束成形之间的性能差异有所减小。这表明反馈量越小, 前者的性能就越接近后者。

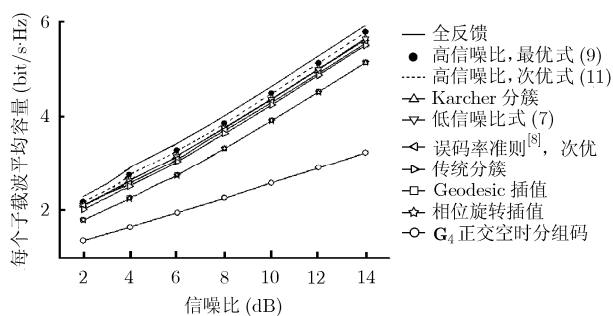


图 5 中高信噪比区域各种方案的容量比较, 总反馈比特数为 16

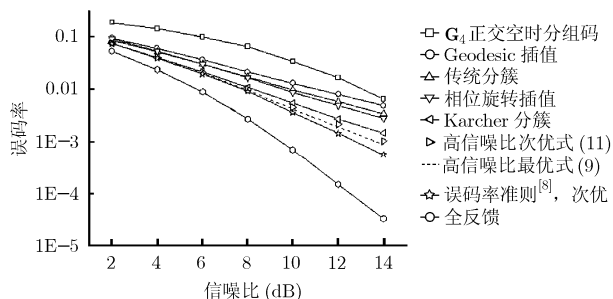


图 6 中高信噪比区域各种方案的误码率比较, 总反馈比特数为 16

6 结束语

本文考察了有限反馈条件下 MISO-OFDM 系统的发射波束成形。其中的主要问题是降低反馈量, 子载波分簇是一个有效解决方法, 而如何从码本中选择最优的码字作为子载波簇的波束成形向量又是其中的核心。本文直接将最大化簇内每个子载波的平均容量作为选取波束成形向量的准则, 并分别求出了低信噪比区域的最优闭合解以及高信噪比区域的最优搜索解和简化的次优搜索解。所提方案与已有方案相比, 复杂度更低或相当, 具有一定的容量增益, 并且能获得更低的误码率。此外, 所提方案能容易地推广到采用线性接收机的 MIMO-OFDM 系统。在未来的研究中将探索反馈延迟和信道估计误差对系统性能的影响。

参考文献

- [1] Andersen J B. Antenna arrays in mobile communications: gain, diversity, and channel capacity [J]. *IEEE Antennas Propagation Magazine*, 2000, 42(2): 12–16.
- [2] Love D J, Heath R W Jr, and Strohmer T. Grassmannian beamforming for multiple-input multiple-output wireless systems [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2003, 49(10): 2735–2747.
- [3] Bölcskei H, Gesbert D, and Paulraj A J. On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems [J]. *IEEE Transactions on Communication*, 2002, 50(2): 225–234.
- [4] Choi J and Heath R W Jr. Interpolation based transmit beamforming for MIMO-OFDM with limited feedback [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005, 53(11): 4125–4135.
- [5] Choi J, Mondal B, and Heath R W Jr. Interpolation based unitary precoding for special multiplexing MIMO-OFDM with limited feedback [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(12): 4730–4740.
- [6] Pande T, Love D J, and Krogmeier J V. Reduced feedback MIMO-OFDM precoding and antenna selection [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(5): 2284–2293.
- [7] Zhang H, Li Y, and Stolpmann V, et al. A reduced CSI feedback approach for precoded MIMO-OFDM systems [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communication*, 2007, 6(1): 55–58.
- [8] 张雷, 武刚, 李少谦. 有限反馈MISO-OFDM系统中基于误码率的波束成形 [J]. *电子与信息学报*, 2009, 31(3): 752–755.
Zhang Lei, Wu Gang, and Li Shao-qian. BER based transmit beamforming for MISO-OFDM with limited feedback [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(3): 752–755.

- [9] Golub G H, Van Loan C F. Matrix Computation (Third Edition) [M]. Baltimore, MD: The John Hopkins University Press, 1996, Chapter 8.
- [10] ITU-R Recommendation M.1225. Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000 [S]. 1997.
- [11] Love D J. Grassmannian subspace packings (online). Available: <http://cobweb.ecn.purdue.edu/~djlove/grass.html>. 2008.
- [12] Tarokh V, Jafarkhani H, and Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1999, 45(5): 1456-1467.
- 张 雷: 男, 1979年生, 博士生, 研究方向为无线通信中的空时编码、多天线信号处理与正交频分复用技术.
- 武 刚: 男, 1975年生, 博士, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为无线通信中的空时编码、多天线信号处理、正交频分复用技术与超宽带通信技术.
- 李少谦: 男, 1957年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为无线与移动通信技术、抗干扰通信技术.