



广义空间调制系统分层叠加编码的迭代检测

陈发堂,张丁全,易 润

(重庆邮电大学 重庆市移动通信重点实验室,重庆 400065)

摘 要:在广义空间调制(generalized spatial modulation, GSM)系统中,接收端信号检测方案的误比特率性能与复杂度是重要衡量指标。将发送端的星座调制与分层叠加编码(superposition coded modulation, SCM)方案结合,接收端分层检测时各层的码本搜索空间大小仅与该层的调制方式有关,有效降低算法的搜索次数。为获得更好误比特率性能,引入迭代的思想,即迭代分层检测(iterative layered detection, ILD),通过在解调第 1 层符号信息时选出 ite 个候选组合集,分别进行第 2 层到第 L 层的循环迭代,最后选取第 L 层调制符号与对应码本间欧式距离最小的迭代次数,作为最优检测符号。仿真结果表明,其误比特率性能接近最大似然(maximum likelihood, ML)检测,且计算复杂度降低了 81.25%。

关键词:广义空间调制;分层编码调制;信号检测;迭代分层检测

中图分类号:TN929.5

文献标志码:A

文章编号:1673-825X(2018)02-0184-07

Iterative detection algorithm under superposition coded for generalized space modulation system

CHEN Fatang, ZHANG Dingquan, YI Rui

(Chongqing Key Lab of Mobile Communications, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, P.R.China)

Abstract: In generalized spatial modulation system (GSM), the BER performance and computational complexity of signal detection scheme play an important role. In this paper, we combined the sending constellation with superposition coding modulation (SCM), and the search space size of each layer only has to do with the layer of modulation mode for layered detection, which effectively reduces the number of search algorithm. In order to obtain better BER performance, we introduced the idea of iteration, the iterative layered detection (ILD), by loop iterative layered demodulation from second to L layer with the ite candidate combination set in the first layer demodulation symbol information, finally we selected the minimal Euclidean distance of iterations between modulation symbols and the corresponding code of L layer as the optimal detection symbol. The simulation results show that the detection performance of the new algorithm is closer to the maximum likelihood (ML), and the receiver complexity is reduced by 81.25%.

Keywords: generalized space modulation; superposition coded modulation; signal detection; iterative layered detection

收稿日期:2016-11-16 修订日期:2017-11-05 通讯作者:张丁全 250391816@qq.com

基金项目:重庆市教委科学技术研究项目(KJ1500428)

Foundation Item: The Science and Technology Research Projects of Chongqing Municipal Education Commission of China (KJ1500428)

0 引言

文献[1]介绍的空间调制(spatial modulation, SM)作为一种新颖的多天线传输方案,独创性地将输入比特与发射天线序号构成一种映射关系来承载一定的发送信息,但该方案只激活一根发送天线传输数据,其传输速率明显低于传统多输入多输出(multi-input multi-output, MIMO)系统中的空间复用技术。文献[2]进一步提出广义空间调制(generalized spatial modulation, GSM)技术,其核心思想是,任一发送时刻激活多根发射天线发送比特信息,一部分比特信息映射到星座调制图上,其余比特映射到天线索引号构成的空间维上。相比于SM技术,GSM技术可以很好地在频谱效率和BER(bit error ratio)性能之间进行折中。

在GSM系统中,每根激活天线发送的信号都是通过单层调制模式映射的,这些星座图中的信号点等间隔等概率分布,从容量优化的角度来看这种模式并不是最优^[3-4]。1997年Duan等^[5]提出了一种新的编码调制方案:分层叠加编码方案(superposition coded modulation, SCM),文献[6]分析其优点:在需要同时传输数据、语音、视频信息的多媒体业务系统中,SCM技术能够为系统提供最佳资源分配方式以及最优的传输速率。SCM技术作为一种功率节约型的“绿色”编码方案,广泛应用于GSM系统。

由于GSM系统的发送信息比特分别映射到激活天线序号和数字调制符号中,因此,接收端的解调器需要检测发送天线的索引号和对应的调制符号。目前,接收端的信号检测方案主要分为联合式信号检测和分布式信号检测。最大似然(maximum likelihood, ML)准则作为一种经典的联合式信号检测方案,具有最优BER性能^[7]。但该算法需要遍历所有激活天线序号和数字调制符号构成的组合,所以检测复杂度很高。文献[8]中,作者提出了一种低复杂度的分布式信号检测方案—最大比合并算法(maximum ratio combining, MRC),该检测方案先解调出激活天线索引号,再解调该激活天线上发送的调制符号,复杂度大大降低,但系统BER性能有限。为了在检测性能与计算复杂度上取得有效的折中,人们研究并相继提出了一些改进的检测算法,如球形译码(sphere decoding, SD)算法^[9]、匹配滤波(matched filter, MF)算法^[10]等。

在高速率传输的通信系统中,接收端解调器的

译码复杂度是一个重要的因素。本文在分层叠加编码广义空间调制(superposition coded modulation-generalized spatial modulation, SCM-GSM)系统中,结合发送端星座调制采用SCM的特点,提出了一种新颖的检测算法—迭代分层检测(iterative layered detection, ILD)方案,该方案通过迭代第1层解调出的候选组合集进行逐层解调,其检测性能近似ML,且计算复杂度相比于传统ML算法大大降低。特别在大规模的天线阵列及高阶数字调制的情况下,ML算法计算复杂度随调制阶数呈指数增加,而本文提出的检测方案呈线性递增。因此,该检测方案有效均衡了系统性能与复杂度,适合于高速率传输的大规模MIMO系统。

1 分层编码调制与系统模型

1.1 分层编码调制原理

无线通信系统中,语音、图像以及视频等业务对服务质量(quality of service, QoS)的要求各不相同。传统MIMO系统引入混合自动重传机制(hybrid automatic repeat request, HARQ)和前向纠错技术(forward error correction, FEC)来保证不同用户的QoS要求,但这些方案都需要系统提供额外的容量开销。文献[11]的LTE-A(long term evolution-advanced)系统中,作者通过SCM技术保证不同用户的QoS。因此,本文将GSM系统发送端的星座调制与SCM技术结合,得到SCM-GSM系统。一方面很好地满足不同业务的不同服务质量要求;另一方面充分利用了MIMO的系统资源。

SCM其核心思想是将不同QoS要求的比特信息进行分层,QoS要求高或者优先级高的比特信息在上层进行独立编码调制,QoS要求低或者优先级低的信息在低层进行独立编码调制。图1为2层编码调制的星座点图(4/16QAM),通过2层QPSK进行独立编码调制后线性叠加,相当于16QAM星座图。

图1中,待发送的比特信息,通过分离器将QoS要求高的业务数据分离到第1层进行独立编码,映射到图中黑色点(QPSK星座点)上。QoS要求低的数据分离到第2层进行编码,也映射到对应的QPSK星座点上。最后通过加权叠加后调制到4/16QAM对应的白色星座点上。

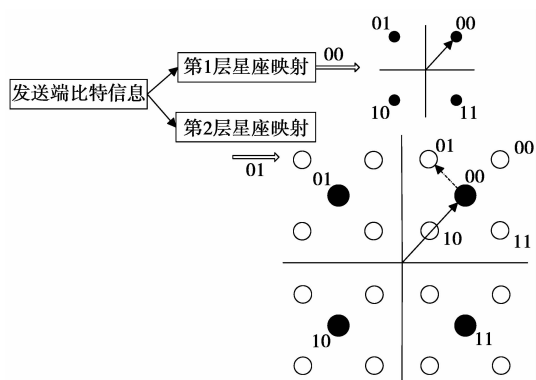


图 1 2 层编码的调制星座图

Fig.1 Two layers of coded modulation constellation diagram

1.2 系统模型

在一个具有 N_t 根发射天线、 N_r 根接收天线的 SCM-GSM 系统中,假设发送时刻激活 N_a 根天线传输调制符号,则此时系统共有 $N = C_{N_t}^{N_a}$ 种候选的天线组合。而根据 GSM 系统的比特映射方案,发送端的输入比特信息分为 2 个部分,第一部分比特用于星座调制;另一部分比特用来决定选择哪组天线组合,用 N_c 表示比特映射所需天线组合数。为了方便比特映射,在 GSM 系统中将选取 $N_c = 2^{\lfloor \log_2 N \rfloor}$ 种天线组合。

SCM-GSM 系统发送端框图如图 2 所示,首先将待传输的比特信息经过串并转换成星座点调制和空间索引调制 2 部分,空间索引调制仍然用于选择发

送天线索引的组合,但星座点调制部分将采用 SCM 技术。将每根激活天线上用于星座调制的比特再通过串并转换,得到 L 路比特信息,其中每一路比特信息相当于一个调制层,每一层的信息通过相同编码器(Turbo 编码/卷积编码)编码,输出序列为 c_i, c_i 经过交织器后得到 b_i ,且每一层交织方式不同。最后, b_i 通过相应调制方式进行星座映射,得到调制符号 s_i ,其中, i 表示第 i 层。每根激活天线发射的信息由各层调制符号加权后线性叠加。

$$\mathbf{x}^j = \sum_{i=1}^L \rho_i^j s_i^j, j = 0, \dots, N_a \quad (1)$$

(1)式中: j 表示第 j 根激活天线; L 为层数; s_i 是第 i 层调制后的符号; ρ_i 是第 i 层加权系数,取值如(2)式所示。

$$\rho_i = \frac{2^{L-i}}{\sqrt{\sum_{i=1}^L (2^{i-1})^2}} \quad (2)$$

发送端的信息经过 $N_t \times N_r$ 维的无线信道 \mathbf{H} 传输,且 \mathbf{H} 的每个元素都服从方差为 1、均值为 0 的复高斯分布,接收信号模型可以表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (3)$$

(3)式中: $\mathbf{y} \in N_r \times 1$ 的接收信号向量; $\mathbf{n} \in N_r \times 1$,且均值为 0、方差为 δ^2 的复高斯加性白噪声向量; $\mathbf{x} = [\dots, 0, x^1, 0, \dots, x^j, \dots, 0, x^{N_a}, 0, \dots]^T, \mathbf{x} \in N_t \times 1$,表示发送符号向量。

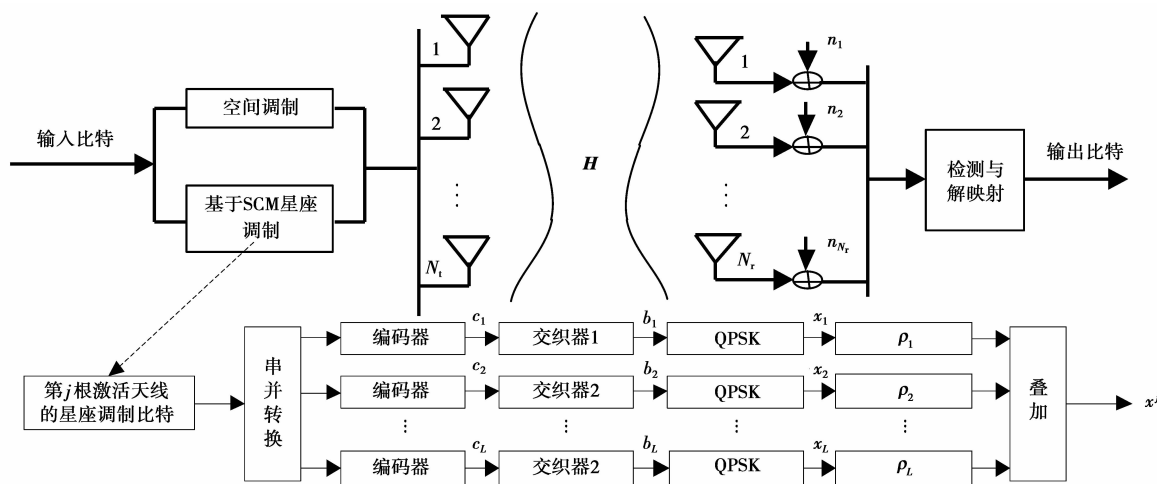


图 2 SCM-GSM 系统框图

Fig.2 SCM-GSM system block diagram

假设第 $k(k < N_c)$ 种天线组合被用来传输调制符号,则 \mathbf{H} 可以等效为 $N_r \times N_a$ 维的信道矩阵 $\mathbf{H}_k, \mathbf{H}_k$ 包含矩阵 \mathbf{H} 中激活天线对应的 N_a 列,所以接收信

号模型可以简化为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_k \mathbf{x} + \mathbf{n} = \sum_{j=1}^{N_a} \mathbf{h}_{k,j} x^j + \mathbf{n} \quad (4)$$

2 迭代分层信号检测

2.1 ML, MRC 信号检测

根据简化后的接收信号模型, SCM-GSM 系统的 ML 检测算法可以写成

$$(\hat{k}, \hat{s}) = \arg \min_{k \in I, s \in S} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}_k \mathbf{s}\|_F^2 \quad (5)$$

(5)式中: I 表示天线索引集合; S 表示所有调制符号向量集合, 且 I 与 S 的组合集包含了 $N_c(2^M)^{N_a}$ 个元素; $\|\cdot\|_F$ 表示弗罗贝尼乌斯范数。因此, ML 检测算法需要进行 $N_c(2^M)^{N_a}$ 次穷举搜索, 显然该检测方案计算复杂度很高。

文献[7]中的 MRC 算法是基于最大比接收合并准则的一种次优检测算法, 接收端的解调器首先解调出激活的天线索引号, 之后再对天线上星座调制的解调。其基本原理是对接收信号向量的检测分为 2 个步骤。首先去检测真正发送数据的天线序号索引号, 由(6)式给出

$$\hat{k} = \arg \max_j \frac{|\mathbf{h}_j^H \mathbf{y}|}{\|\mathbf{h}_j\|_F^2} \quad (6)$$

(6)式中, \mathbf{h}_j 表示信道矩阵 \mathbf{H} 的第 j 个列向量。假设发射天线序号的估计是正确的, 则传输符号的估计根据(7)式进行。

$$\hat{s} = D(\hat{k}) \quad (7)$$

(7)式中, $D(\cdot)$ 是星座量化函数, 表示基本的数字调制解调方法。以上 2 个检测步骤是独立的。

2.2 ILD 信号检测

本文结合发送端星座点的 SCM 技术, 主要采用分层的信号检测方案, 通过逐层运用干扰消除方法进行信号译码, 既有效地减少了系统复杂度, 也提供很好的系统性能, 算法的具体公式推导如下。

基于前面的 N_t 根发射天线、 N_r 根接收天线的 SCM-GSM 系统模型, 其中, N_a 根天线被激活用于传输调制符号。将(1)式代入(4)式可得

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_k \mathbf{x} + \mathbf{n} = \sum_{j=1}^{N_a} \mathbf{h}_{k,j} \mathbf{x}^j + \mathbf{n} = \sum_{j=1}^{N_a} \mathbf{h}_{k,j} \left(\sum_{i=1}^L \rho_i^j \mathbf{x}_i^j \right) + \mathbf{n} \quad (8)$$

将(8)式展开, 可得

$$\mathbf{y} = \sum_{j=1}^{N_a} \mathbf{h}_{k,j} (\rho_1^j \mathbf{x}_1^j + \cdots + \rho_i^j \mathbf{x}_i^j + \cdots + \rho_L^j \mathbf{x}_L^j) + \mathbf{n} \quad (9)$$

根据(2)式可知, 各层加权系数满足 $\rho_1 > \cdots > \rho_i > \cdots >$

ρ_L 。因此, 第一层对应的星座映射点欧式距离较大, 具有较强的抗干扰能力。

将(9)式输入到第一层信号检测器中, 根据(10)式的检测准则进行信号译码, 得到第一层的调制符号集 $\hat{\mathbf{x}}_1 = [\cdots, 0, \hat{\mathbf{x}}_1^1, 0, \cdots, 0, \hat{\mathbf{x}}_1^i, 0, \cdots, 0, \hat{\mathbf{x}}_1^{N_a}, 0, \cdots]^T$ 。

$$(\hat{k}, \hat{\mathbf{s}}_1) = \arg \min_{k \in I, \mathbf{s}_1 \in S_1} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}_k \mathbf{s}_1\|_F^2 = \arg \min_{k \in I, \mathbf{s}_1 \in S_1} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}_k \rho_1 \mathbf{s}_1\|_F^2 \quad (10)$$

(10)式中: I 表示天线索引集合; S_1 表示第一层的调制符号向量集合。特别地, I 与 S_1 的组合集包含了 $N_c(2^M/2^L)^{N_a}$ 个元素。因此, 第一层译码需要进行 $N_c(2^M/2^L)^{N_a}$ 次搜索, 相对于 ML 的穷举搜索复杂度极大降低。

将第一层检测到的 $\hat{\mathbf{x}}_1$ 代入到第 2 层检测器中, 根据(11)式求出

$$\hat{\mathbf{x}}_2 = \arg \min_{k, \mathbf{s}_2 \in S_2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}_k (\rho_1 \mathbf{s}_1 + \rho_2 \mathbf{s}_2)\|_F^2 \quad (11)$$

(11)式中: 天线索引已经确定为第 k 种, S_2 表示第二层的调制符号向量集合, 包含 $(2^M/2^L)^{N_a}$ 个元素。因此, 第 2 层译码需要进行 $(2^M/2^L)^{N_a}$ 次搜索。

将第 2 层检测到的 $\hat{\mathbf{x}}_2$ 代入到第 3 层检测器中, 与第 2 层采用相同原理得到 $\hat{\mathbf{x}}_3$, 直到最后检测出最后的调制符号 $\hat{\mathbf{x}}_L$ 。

$$\hat{\mathbf{x}}_L = \arg \min_{k, \mathbf{s}_L \in S_L} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}_k (\rho_1 \mathbf{s}_1 + \cdots + \rho_L \mathbf{s}_L)\|_F^2 \quad (12)$$

(12)式中的天线索引是确定的, S_L 表示第 L 层的调制符号向量集合, 同样包含 $(2^M/2^L)^{N_a}$ 个元素。因此, 也需要进行 $(2^M/2^L)^{N_a}$ 次搜索。最后将得到的调制符号向量 $\hat{\mathbf{x}}_L$ 进行比特译码。

从第一层到第 L 层译码, 整个过程总共需要进行 $(N_c + L - 1)(2^M/2^L)^{N_a}$ 次的搜索, 相比于 ML 的 $N_c(2^M)^{N_a}$ 次穷举搜索, 分层检测的搜索次数极大减少。特别地, 随着调制阶数的增加, 即层数 L 的增加, 分层检测算法的搜索次数也呈线性增长。

为了更有效均衡系统 BER 性能, 且第 2 层到第 L 层的搜索空间只与该层星座调制的阶数有关, 激活天线组合已由第一层确定。本文引入迭代的思想, 提出了 ILD 检测方案, 通过迭代第一层解调出的候选组合集进行逐层解调。为方便表述, 定义 ite 为迭代因子, ILD 算法具体原理框图如图 3 所示。

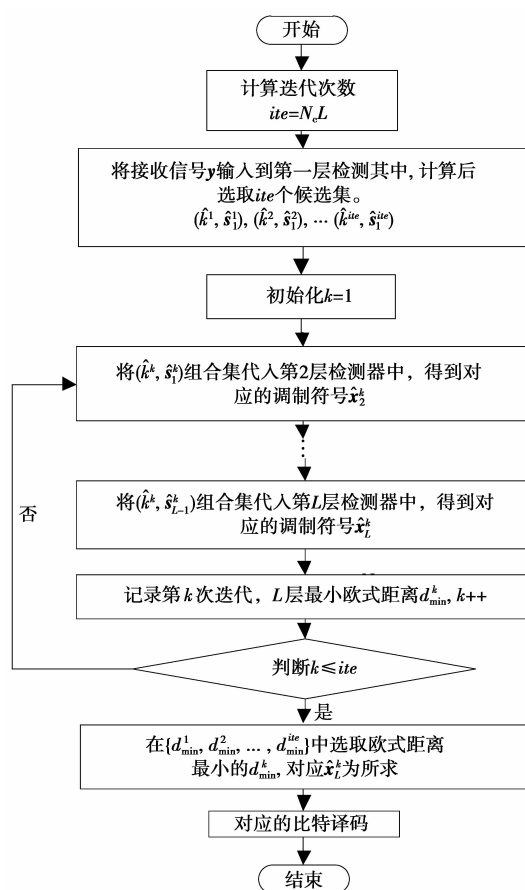


图 3 ILD 算法原理框图

Fig.3 ILD algorithm principle block diagram

ILD 检测算法具体步骤总结为如下。

1) 根据 (10) 式进行第一层的符号集检测, 这里我们选取 ite 个候选组合集, $\{(k^1, \hat{s}_1^1), (k^2, \hat{s}_1^2), \dots, (k^{ite}, \hat{s}_1^{ite})\}$ 。

2) 将第一次迭代的 (k^1, \hat{s}_1^1) 候选组合的调制符号向量 \hat{x}_1^1 代入第 2 层译码器, 按照 (11) 式及 (12) 式进行第 2 层到第 L 层的译码, 得出对应的调制符号向量 \hat{x}_2^1 到 \hat{x}_L^1 。

3) 进行迭代, 将第 2 次迭代的 (k^2, \hat{s}_1^2) 组合调制符号向量 \hat{x}_1^2 代入第 2 层和第 L 层译码器, 重复步骤 2), 得出对应的调制符号向量 \hat{x}_2^2 到 \hat{x}_L^2 。

4) 直到第 ite 次 $(k^{ite}, \hat{s}_1^{ite})$ 组合的调制符号向量 \hat{x}_1^{ite} 代入第 2 层译码器, 重复步骤 2), 得出对应的调制符号向量 \hat{x}_2^{ite} 到 \hat{x}_L^{ite} 。

5) 每次迭代到第 L 层, 根据 (12) 式可以得到该次迭代对应的调制符号集到发送信号间的最小欧式距离 $\{d_{min}^1, \dots, d_{min}^k, \dots, d_{min}^{ite}\}$, 在 ite 次迭代中选取欧式距离最小的, 对应的调制符号向量 \hat{x}_L^k 就是最后所

求, 再将 \hat{x}_L^k 进行相应的比特译码。

由上面可知, 迭代次数越多, 系统 BER 性能越好。通过理论分析和计算机仿真, 迭代次数与激活天线索引集 N_c 和层数 L 有关系, 当 $ite = N_c L$ 时, 系统的 BER 性能几乎接近 ML 算法。其中, ILD 算法整个迭代过程需要进行 $(N_c L^2) (2^M / 2^L)^{N_a}$ 次搜索, 再加上第一层解调的搜索次数, 该算法共需要进行 $N_c \times (2^M / 2^L)^{N_a} \times (1 + L^2)$ 次搜索, 相比于 ML 的 $N_c (2^M)^{N_a}$ 次搜索, 其搜索次数大大减少, 且系统 BER 性能近似 ML 算法。

3 算法复杂度分析

为了更清楚地说明 IDL 算法的低复杂性, 我们使用复数运算的次数来衡量检测算法的复杂度。由于 2 个复数相乘需要 4 次乘积运算和 3 次求和运算。在 $N_t = N_r = 8, N_a = 2$ 的 SCM-GSM 系统中, 发送端星座点调制采 2 层 QPSK 调制, 其传输速率为 $8 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$ 。此时, 系统共有 $N = 28$ 种天线组合方式, 我们选取其中的 16 种, 即 $N_c = 16$ 。

根据上面的步骤 1) 所述, ILD 信号检测首先将接收到的信号 y 输入到第一层的检测器中, 需要做 $256 ((N_c) (2^M / 2^L)^{N_a})$ 次搜索, 此时选出 32 种迭代候选组合集。根据步骤 2) 可知, 选取其中的一组候选组合代入到第 2 层检测器中, 激活天线的组合方式已经确定了, 所以只需要在确定的天线组合下搜索 16 种对应的星座调制符号。根据步骤 3) 与步骤 4) 可知, 将剩下的 31 种迭代候选集以相同原理代入第 2 层检测中, 最后按照步骤 5), 选取欧式距离最小的调制符号向量 \hat{x}_L^k 进行比特译码。

因此, 整个迭代分层检测过程需要进行 768 次搜索。采用 ML 检测需要进行 4 096 次搜索。且每次搜索需要进行 16 次复数乘、一次复数求模运算, 以及 16 次复数加的运算。为更加清楚地说明 ILD 算法的低复杂性, 表 1 基于前面的系统参数, 统计了 ML 算法与 IDL 算法所需的实数乘与实数加法次数。特别地, 一次复数乘运算需要 4 次实数法, 一次复数加运算需要 2 次实数加。从表 1 中可以看出, 相对于 ML 算法, ILD 检测算法的复杂度降低了 81.25%。

4 仿真结果与分析

为了验证 SCM-GSM 系统下新检测算法的有效性。本节中, 首先对要进行的系统仿真参数进行说明, 然后以系统 BER 为衡量指标, 对新的检测算法

进行收敛度仿真与分析,最后在不同传输速率下对 ILD 算法、ML 算法、MRC 算法的性能进行对比分析。

表 1 ILD 算法和 ML 算法复杂度比较

Tab.1 Comparison of computational complexity between ILD algorithm and ML algorithm

系统配置	ML 算法/次		ILD 算法/次	
	实数乘	实数加	实数乘	实数加
$N_t = N_r = 8$ $N_a = 2, N_c = 16$	262 124	131 072	49 152	24 576

4.1 仿真参数

以下的所有仿真都是基于 SCM-GSM 系统,且 $N_t = N_r = 8, N_a = 2$,发送端采用编码速率为 1/2 的 (7, 5)₈ 卷积码。假设信道矩阵 H 的每一个元素都服从均值为 0,方差为 1 的复高斯分布,且接收端对 H 完全已知。考虑不同的传输速率,分别对应不同的调制层数。

1) 当 $L=2$,即系统每根发送天线采用 4/16QAM 调制方式,其传输速率为 $8 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$,接收端解调器迭代次数 $ite=32$;

2) 当 $L=3$,即系统每根发送天线采用 4/64QAM 调制方式,其传输速率为 $10 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$,接收端解调器迭代次数 $ite=48$;

3) 当 $L=4$,即系统每根发送天线采用 4/256QAM 调制方式,其传输速率为 $12 \text{ bit}/\text{s}/\text{Hz}$,接收端解调器迭代次数 $ite=64$ 。

4.2 仿真结果与结论

首先我们对迭代次数的收敛速度进行仿真分析,发送端采用 $L=2$ 的分层叠加调制,分别对不同迭代次数的 ILD 算法与 ML 算法进行仿真对比,其系统 BER 性能曲线如图 4 所示。

从图 4 中得知,当 $ite=1$ 时,ILD 算法的 BER 性能基本呈一根水平的直线,当 ite 分别为 16,20 时,系统的 BER 性能有较大地提升。特别地,当 $ite=32$ 时,本文提出的 ILD 检测算法 BER 性能完全近似 ML 检测。当 $ite=40$ 的 BER 曲线与 $ite=32$ 的性能曲线几乎重合,因此,迭代次数 ite 在 32 次时已达到该算法的最优检测,此时该算法的 BER 性能收敛于 ML 算法。

为进一步验证 ILD 检测算法在高速率传输系统的 BER 性能,将 ILD 算法在分别 8,10,12 $\text{bit}/(\text{s} \cdot$

$\text{Hz}^{-1})$ 传输速率下进行系统性能仿真分析,同时与 ML 算法和 MRC 算法进行对比,仿真曲线如图 5 所示。

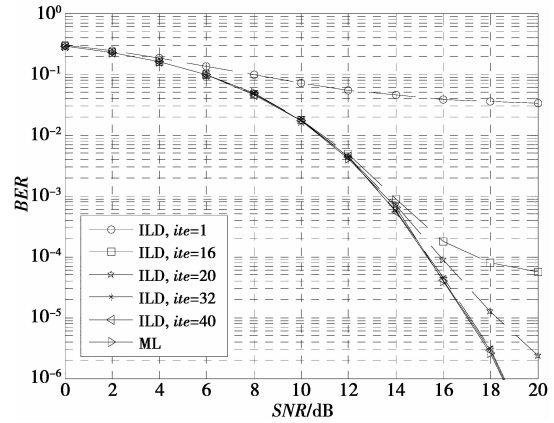


图 4 不同迭代次数的 ILD 算法性能曲线图

Fig.4 ILD algorithm performance curve of different number of iterations

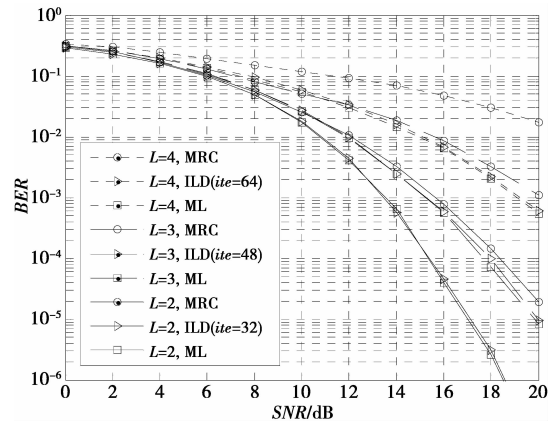


图 5 不同传输速率下各算法性能曲线图

Fig.5 Graph algorithm performance under different transmission rate

图 5 中,当不同传输速率时,随着迭代次数 ite 的线性增加,ILD 的 BER 性能曲线始终接近 ML 算法,计算复杂度较低的 MRC 算法 BER 性能曲线始终在 ILD 的上方。

根据第 3 部分的算法复杂度与第 4 部分的仿真结果分析可知,在 $L=4$ (相当于 256QAM 星座调制) 的分层编码系统,如果接收端解调器采用 ML 算法进行信号检测,其计算复杂度非常高,同时带给系统的时延是不允许的。但采用 ILD 方案,只需要在后 3 层进行 64 次迭代检测,且每层的星座点码本相当于 QPSK 星座调制,这样极大地简化了接收端解调器的计算复杂度,且系统 BER 性能近似 ML 算法。

5 结 论

在 SCM-GSM 系统中,可以采用 ML 算法的联合检测方案和 MRC 算法的分布式检测方案,但 ML 最优检测算法需要同时遍历激活天线索引号与发送的数字调制符号的所有可能组合,计算复杂度很高,缺乏实际应用价值。性能次优的 MRC 检测算法,将天线索引号与发送符号的解调分离开来,大大降低了计算复杂度,但不满足系统的 QoS 要求。本文结合发送端的星座调制采用 SCM 方案,提出了 ILD 信号检测方案,该方案有效地均衡了系统的复杂度与 BER 性能。经理论分析和计算机仿真表明,当迭代次数一定时,系统 BER 性能近似最优 ML 检测,且接收端译码复杂度与星座点调制阶数 M 呈线性关系,即在很大程度上降低了检测复杂度。同时,该方案能在同一传输符号下满足不同业务的不同 QoS 要求,更加灵活地满足未来 5G 系统的多种业务需求,在未来高速率传输的移动通信系统中,该方案存在着一定的优势和实际应用价值。

参考文献:

- [1] RENZO M D, HAAS H, GHAYEB A. Spatial modulation for multiple antenna wireless systems-A survey [J]. IEEE Communications magazines, 2011, 49(6): 182-191.
- [2] LAKSHMI N T, RAVITEJA P, CHOCKALINGAM A. Generalized Spatial Modulation in Large-Scale Multiuser MIMO Systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(7): 3764-3779.
- [3] BERROU C, GLAVIEUX A, THITIMAJSHIMA P. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo code [C]//Communications, ICC '93. Geneva: IEEE Press, 1993: 1064-1070.
- [4] ZEIN A E, HAGRAS A. Performance Analysis of Single Code SCM-OFDM in Mobile Communication System [J]. Engineering and Technology(ICET), 2014, 32(4): 1-6.
- [5] DUAN L, KIMOLDI B, URBANKE R. Approaching the AWGN channel capacity without active shaping [C]//Proc. ISIT '97. Ulm, Germany: [S.n.], 1997: 374-375.
- [6] TONG Jun, LI Ping, ZHANG Zhonghao, et al. Iterative Soft Compensation for OFDM Systems with Clipping and Superposition Coded Modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(10): 2861-2870.
- [7] WANG J, JIA S, SONG J, et al. Generalized spatial modulation system with multiple active transmit antennas and low complexity detection scheme [J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2012, 11(4): 1605-1615.
- [8] XIAO Y, YANG Z, DAN L, et al. Low complexity signal detection for generalized spatial modulation [J]. IEEE Commun Lett, 2014, 18(3): 403-406.
- [9] YOUNIS A, RENZO M D, MESLEH R, et al. Generalised Sphere Decoding for Spatial Modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(7): 2805-2815.
- [10] SUGIURA S, XU C, HANZO L. Reduced-complexity coherent versus non-coherent QAM-aided space-time shift keying [J]. IEEE Trans Commun, 2011, 58(11): 3090-3101.
- [11] TONG J, LI P, MA X. Superposition coded modulation with peakpower limitation [J]. IEEE Trans Inf Theory, 2009, 55(6): 2562-2576.

作者简介:



陈发堂(1965—),男,重庆綦江人,研究员,硕士生导师,学术带头人,主要研究方向为移动通信物理层算法及软件研发。E-mail: chenft@cqupt.edu。



张丁全(1992—),男,云南曲靖人,硕士研究生,主要研究方向为 LTE-A 系统物理层算法及空间调制技术。E-mail: 250391816@qq.com。



易润(1993—),男,湖北荆州人,硕士研究生,主要研究方向为 LTE-A 系统物理层算法。E-mail: 307004547@qq.com。

(编辑:张 诚)