

# 低复杂度空间调制 MPSK 信号的最优检测

门宏志, 金明录

(大连理工大学 信息与通信工程学院, 辽宁 大连 116024)

**摘要:** 针对 MQAM 信号, 已有低复杂度的最优检测算法, 但是针对 MPSK 信号还没有类似的最优检测算法发表, 因此从二维矢量量化的 ML 解调角度出发, 利用 MPSK 星座图的特性, 给出了与调制符号阶数无关的 ML 简化算法, 避免了 ML 联合检测算法中对调制符号空间的搜索, 极大地降低了算法复杂度。新算法不仅与 ML 最优检测算法具有完全相同的性能, 而且具有较低的复杂度, 有较好的理论和实际意义。该算法在天线技术和绿色通信技术中有较好的实际应用意义。

**关键词:** 空间调制; MPSK 调制; ML 检测算法; 计算复杂度

中图分类号: TN914

文献标识码: A

## Low-complexity optimal MPSK detection for spatial modulation

MEN Hong-zhi, JIN Ming-lu

(School of Information and Communication Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China)

**Abstract:** The low-complexity optimal SM detection algorithm for MQAM signal detection had been proposed, but no similar method was found for MPSK signal. The problem of low-complexity detection for MPSK signal was considered in SM systems. Utilizing 2-D vector quantization of ML demodulation and the property of MPSK constellation, a low-complexity optimal detection which is independent to modulation order was developed. Since the approach avoids the exhaustive searching on signal constellation space, the computational complexity can be significantly reduced. The proposed detection algorithm can provide the identical performance with ML-optimum detector and has lower computational complexity. Therefore, it has both theoretical and practical significance. The proposed algorithm is of great significance in the large antenna and green communication technology.

**Key words:** spatial modulation; MPSK modulation; ML decoding; computational complexity

### 1 引言

随着人们对无线通信业务需求的日益增加, 现代无线通信对高速率数据传输和高频谱利用率的要求也越来越高。为了解决这一问题, 多输入多输出 (MIMO, multiple input multiple output) 系统应运而生。MIMO 系统以不同的形式实现了复用增益、分集增益和天线增益, 从而提高了无线通信系统的数据传输速率和频谱利用率。然而, 由于信道间干扰 (ICI, inter-channel interference)、天线间同步 (IAS, inter-antenna synchronization) 和多无线电射频 (RF, radio frequency) 链路引起了无线通信系统的成本和复杂度不断增加, 这成为 MIMO 系统

现实应用的一个瓶颈<sup>[1]</sup>。空间调制 (SM, spatial modulation) 技术的出现解决了 MIMO 系统在实际应用中的局限, 同时保留了 MIMO 系统的主要优势。

SM 是一种特殊的低复杂度的 MIMO 传输方式, 在 2006 年由 Melsh 等<sup>[2,3]</sup>首先提出, 它利用发送天线索引 (空间星座图) 和调制符号 (信号星座图) 传递信息。SM 的主要特点是在每个符号传输过程中, 只有一根天线被激活。在 SM 中, 输入的信息比特流按照  $\text{lb}N_t + \text{lb}M$  的长度划分为若干帧, 其中,  $N_t$  表示发送天线的数目,  $M$  表示调制信号阶数, 在每一帧信息比特中, 前  $\text{lb}N_t$  bit 用于决定在  $N_t$  根发送天线中选择哪一根发送天线进行此次的数据传输, 后  $\text{lb}M$  bit 用于选择在  $M$  进制调制符号集中

选择哪个符号被发送。

上面提到的 SM 性质使它的解调比传统的 MIMO 系统检测更复杂，除了需要解调发送的信号外，还要解调激活天线索引，即空间星座图。SM 最早的检测算法是基于最大比合并（MRC, maximal-ratio combining）的算法<sup>[4]</sup>，即先估计激活天线索引，然后再估计发送的符号，这种算法虽然复杂度较低，但是无法达到最优性能，是次优的。为了提高 SM 的解调性能，Jegnathan 等<sup>[5]</sup>提出了基于最大似然准则（ML, maximum likelihood）的最优检测算法，即 ML 最优检测算法，称为全搜索的 ML 算法（full-ML）。在该算法中，需要空间星座图和信号星座图的联合搜索，因此 full-ML 算法复杂度极高。最近人们提出了各种低复杂度的检测算法，例如球形检测（SD, sphere detection）算法<sup>[6]</sup>、匹配滤波检测（MF, matched filters）算法<sup>[4,7]</sup>以及信号矢量检测（SVD, signal vector based on detection）算法<sup>[8]</sup>等，旨在尽可能地降低计算复杂度，同时逼近最优性能。Rajashekar 等<sup>[9,10]</sup>最近提出了一种硬判决的 ML 最优检测（HL-ML, hard-limiting ML-optimal detection）算法，该算法针对 MQAM（ $M$ -quadrature amplitude modulation）调制的 SM 系统，实现了最优性能，同时降低了算法复杂度。该算法并非从传统的 SM 检测算法角度出发，而是另辟蹊径，将 SM 系统发送符号的检测问题转化为量化解调问题，根据 MQAM 星座图中星座点分布特点，设置量化界限，对变换后的接收信号进行量化，进而判断发送信号的最优估计值，然后对激活天线索引进行 ML 最优估计。然而，对于 MPSK（ $M$ -phase shift keying）调制的 SM 系统，该文没有讨论，也还没有类似的算法发表。另外，大天线技术和绿色通信技术目前受到业界的广泛注意，而基于恒包络调制（比如，MPSK）的 SM 技术比较适合这 2 个技术的结合，成为目前研究的热点<sup>[3]</sup>。因此，本文研究了在 SM 系统中 MPSK 调制信号的 ML 检测问题，给出一种新的降低复杂度的 ML（LC-ML, low complexity maximum likelihood）最优检测算法。

本文提出的算法，从二维矢量量化 ML 解调角度，根据 MPSK 星座图的性质，基于 ML 最优检测准则直接给出了发送符号的估计值，因此，ML 最优检测的搜索空间与信号星座图的大小无关。然后在已知发送符号的 ML 估值基础上，进行激活天线索引的 ML 搜索。该检测算法具有一定的普适性，

比如文献[11,12]给出的中继系统就可以采用本文的 MPSK 信号检测算法实现低复杂度的最优检测。

## 2 系统模型

考虑一个有  $N_t$  根发送天线， $N_r$  根接收天线的 SM 系统。假设信道是准静态的频率平坦的瑞利衰落信道，即信道在一个符号周期内不变，但在不同符号周期之间相互独立，此时接收信号可以表示为

$$y = \mathbf{H}x_{l,s} + n \quad (1)$$

其中， $x_{l,s} \in \mathcal{C}^{N_t}$ ， $x_{l,s}$  是传输信号矢量，信号矢量形式为

$$x_{l,s} = \begin{bmatrix} \underbrace{0 \cdots 0}_{l-1} s \underbrace{0 \cdots 0}_{N_t-l} \end{bmatrix}^T \quad (2)$$

其中， $l \in L = \{i\}_{i=1}^{N_t}$ ， $s$  是调制符号集  $\mathcal{S}$  中的某个符号，且  $\mathcal{S}$  的大小为  $M$ ； $y \in \mathcal{C}^{N_r}$  为接收信号矢量； $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \cdots \ \mathbf{h}_{N_t}] \in \mathcal{C}^{N_r \times N_t}$  是信道矩阵； $n \in \mathcal{C}^{N_r}$  为噪声矢量。信道矩阵的元素服从均值为 0、方差为 1 的高斯分布，而噪声矢量的元素服从均值为 0、方差为  $\sigma^2$  的高斯分布。

假定接收端已知信道状态信息，ML 最优检测准则可以表示为

$$(\hat{l}, \hat{s})_{\text{ML}} = \arg \min_{l \in L, s \in \mathcal{S}} \|y - \mathbf{H}x_{l,s}\|_2^2 \quad (3)$$

其中， $\hat{l}$ 、 $\hat{s}$  分别是估计的激活天线索引和发送符号。在 SM 系统中，仅有一根发送天线被激活，所以 ML 最优检测准则可以表示为

$$(\hat{l}, \hat{s})_{\text{ML}} = \arg \min_{l \in L, s \in \mathcal{S}} \|y - h_l s\|_2^2 \quad (4)$$

因为发送端符号  $s$  的选择与天线选择都是随机的，故发送符号  $s$  与天线索引  $l$  之间是相互独立的，所以式(4)中的 ML 最优检测搜索问题可以是  $(\hat{l}, \hat{s})_{\text{ML}} = \arg \min_{l \in L, s \in \mathcal{S}} \|y - h_l s\|_2^2$ ，表示为 2 个嵌套的搜索问题，即先对发送符号  $s$  搜索，再对天线索引  $l$  搜索，如式(5)所示。

$$(\hat{l}, \hat{s})_{\text{ML}} = \arg \min_{l \in L} \left( \min_{s \in \mathcal{S}} \|y - h_l s\|_2^2 \right) \quad (5)$$

式(5)和式(4)本质一样，都是 ML 最优联合检测，即搜索激活天线索引空间和发送符号空间，计算搜索复杂度一样。在有  $N_t$  根发送天线，采用  $M$  进制调制的 SM 系统中，ML 最优检测算法的搜索

空间的大小为  $N_l M$ 。

从式(5)可以看出, 对于内部优化问题, 即给定激活天线索引  $l$  的条件下, 求解发送符号  $s$ , 可以在经过特定的变换之后, 将其转化为接收信号的量化解调问题。

### 3 低复杂度的 ML 算法

针对 MPSK 调制的 SM 系统给出一种低复杂度的检测算法。为了更好地理解量化解调的概念, 首先对 Rajashekar 等提出的 HL-ML 检测算法进行简单的介绍。

#### 3.1 HL-ML 算法

在文献[8]中, Rajashekar 等从式(5)出发, 先求解式(5)中的内部优化问题, 即

$$(\hat{s})_{ML} = \arg \min_{s \in S} \|y - h_l s\|_2^2 \quad (6)$$

然后在此基础上求解外部优化问题。

对于式(6)的优化问题, 即在给定  $l$  的情况下, 对于 MQAM 调制下的 SM 系统, 其最大似然准则等价于

$$(\hat{s})_{ML} = \arg \min_{s \in S} |\bar{y}_l - s|^2 \quad (7)$$

其中,  $\bar{y}_l = \frac{h_l^H y}{\|h_l\|^2}$ 。

对于 MQAM 信号, 可以将其实部和虚部分别看作 2 个独立的相位幅度调制 (PAM, phase amplitude modulation) 信号, 即  $\Re(s) \in \{N_1 - \text{PAM}\}$   $\Im(s) \in \{N_2 - \text{PAM}\}$ , 这样式(7)的 ML 检测问题可以表示为式(8)的形式。可以分别估计发送符号的实部和虚部, 也可以给出简便的量化解调算法, 如式(9)所示。求得给定某个发送天线序号  $l$  条件下的发送符号  $s$  的 ML 估值后, 再利用式(10)求解。

$$\begin{aligned} (\hat{s})_{ML} &= \arg \min_{s \in S} |\bar{y}_l - s|^2 \\ &= \arg \min_{s_I \in N_1 - \text{PAM}, s_Q \in N_2 - \text{PAM}} \left\{ (\Re(\bar{y}_l) - s_I)^2 + (\Im(\bar{y}_l) - s_Q)^2 \right\} \\ &= \arg \min_{s_I \in N_1 - \text{PAM}} (\Re(\bar{y}_l) - s_I)^2 + \arg \min_{s_Q \in N_2 - \text{PAM}} (\Im(\bar{y}_l) - s_Q)^2 \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \Re(\hat{s})_{ML} &= \min \left[ \max \left( 2 \text{Round} \left( \frac{\Re(\bar{y}_l) + 1}{2} \right) - 1, -N_1 + 1 \right), N_1 - 1 \right] \\ \Im(\hat{s})_{ML} &= \min \left[ \max \left( 2 \text{Round} \left( \frac{\Im(\bar{y}_l) + 1}{2} \right) - 1, -N_2 + 1 \right), N_2 - 1 \right] \end{aligned} \quad (9)$$

$$(\hat{l})_{ML} = \arg \min_{l \in L} \|y - h_l \hat{s}_l\|^2 \quad (10)$$

HL-ML 算法是以 ML 检测准则为基础, 先通过量化求解并判断发送符号, 再根据判断出的发送信号确定是由哪根天线发送的。因为发送符号的 ML 估计值可以直接根据式(9)求得, 与调制信号阶数  $M$  无关, 降低了式(4)ML 联合检测的复杂度。

HL-ML 算法的本质是利用 MQAM 信号的实部和虚部的独立性, 把它们分别看作 2 个独立的 PAM 信号, 分别进行量化解调。其实, 式(7)优化问题, 就可以看作一个二维量化解调问题, 如图 1 所示。

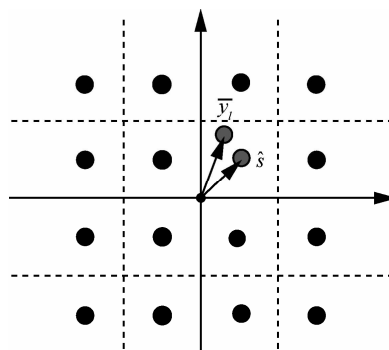


图 1 16QAM 的量化示意

图 1 是以 16QAM 为例, 黑点表示星座点, 虚线表示二维平面上的信号量化解调界限, 而这一边界线的确定是依据式(7)给出的 ML 准则来定的, 所以这种量化解调实际上就是 ML 解调。对给定的  $\bar{y}_l$  求解发送符号  $s$  的问题, 就是在二维平面上进行量化解调的问题, 就是判断信号矢量  $\bar{y}_l$  落在哪个量化区域。对任意星座图, 都可以给出 ML 量化界限, 以此对接收信号  $\bar{y}_l$  进行量化解调。当然对于 MPSK 调制下的 SM 系统的检测问题, 也可以将发送符号的检测转换为量化解调问题。为了表述更清楚, 下面先对 MPSK 星座图进行讨论。

#### 3.2 MPSK 星座图

由于初始相位不同, MPSK 星座图可能有不同的形式, 但是它的各个星座点必然位于同一个圆上, 且此圆心在原点, 如图 2 所示, 其中,  $\beta$  表示接收 4FE1 号矢量  $\bar{y}_l$  与发送符号  $s$  之间的夹角。

假设初始相位为 0, 则 MPSK 星座图中第  $i$  个星座点可以表示为

$$s_i = A[\cos \varphi_i + j \sin \varphi_i], \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (11)$$

其中,  $A$  是星座点的幅度,  $\varphi_i = \frac{2\pi(i-1)}{M}$ 。定义  $\Psi = \{\varphi_i\}_{i=1}^M$ , 因此可以得到  $\frac{\varphi_i M}{2\pi} = (i-1), i \in \{1, 2, \dots, M\}$ 。

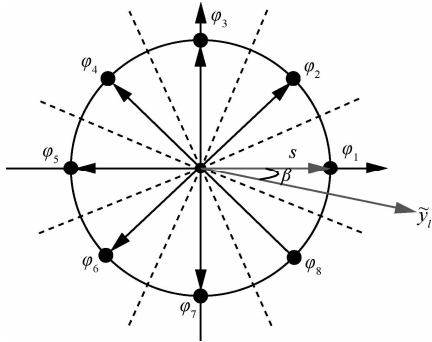


图 2 8PSK 星座及式(12)中优化问题示意

根据 MPSK 星座图的特点, 给出低复杂度的 ML 检测算法 (LC-ML)。

### 3.3 MPSK 信号的 LC-ML 算法

对 MPSK 调制信号, 式(4)中的内部优化问题  $(\hat{s})_{ML} = \arg \min_{s \in S} \|y - h_l s\|_2^2$  仍然等价于式(7), 重写如下

$$(\hat{s})_{ML} = \arg \min_{s \in S} |\tilde{y}_l - s|^2 \quad (12)$$

其中,  $\tilde{y}_l = \frac{h_l^H y}{\|h_l\|_2}$ 。

如上所述, 式(12)的优化问题仍然是给定  $\tilde{y}_l$  条件下求解发送符号  $s$  的问题, 就是在二维平面上进行量化解调。但对 MPSK 调制信号, 其对应的星座图及其 ML 量化界限与 MQAM 不同, 如图 2 所示, 当然其边界线也是依据 ML 准则而定的, 所以这一量化解调也是 ML 最优解调。图 2 是以 8PSK 为例, 黑点表示星座点, 虚线表示二维平面上的信号量化解调界限, 是 ML 解调算法边界线。如果能给出与式(9)类似的直接量化解调函数, 则可以简化 ML 解调算法。下面将具体推导。

为此, 采用极坐标形式, 设  $\tilde{y}_l = r_l e^{j\theta_l}, s = e^{j\varphi}$ 。为了简化, 假设 MPSK 星座点的幅度  $A=1$ , 则式(12)可以写为

$$\begin{aligned} (\hat{s})_{ML} &= \arg \min_{s \in S} |\tilde{y}_l - s|^2 \\ &= \arg \min_{\varphi \in \Psi} |r_l e^{j\theta_l} - e^{j\varphi}|^2 \\ &= \arg \min_{\varphi \in \Psi} (r_l e^{j\theta_l} - e^{j\varphi})(r_l e^{j\theta_l} - e^{j\varphi})^* \\ &= \arg \min_{\varphi \in \Psi} (|r_l|^2 + 1 - 2r_l \cos(\theta_l - \varphi)) \end{aligned} \quad (13)$$

显然, 对给定的  $l$ , 式(13)的优化问题有下面的等价形式

$$(\hat{\varphi})_{ML} = \arg \max_{\varphi \in \Psi} (\cos(\theta_l - \varphi)) \quad (14)$$

其中,  $\theta_l$  和  $\varphi$  满足如下条件:  $0 \leq \theta_l \leq 2\pi, 0 \leq \varphi \leq 2\pi$ , 即  $0 \leq |\theta_l - \varphi| \leq 2\pi$ 。如果  $0 \leq |\theta_l - \varphi| < \pi$ , 那么当  $|\theta_l - \varphi|$  最小时,  $\cos(\theta_l - \varphi)$  可以取得最大值; 如果  $\pi \leq |\theta_l - \varphi| \leq 2\pi$ , 那么当  $|\theta_l - \varphi|$  最大时,  $\cos(\theta_l - \varphi)$  可以取得最大值。图 2 表明对式(12)的优化问题, 即在给定  $\tilde{y}_l$  条件下求解发送符号  $s$  的问题, 当星座点矢量  $s$  越接近接收矢量  $\tilde{y}_l$  时, 式(13)的值越小。也就是说, 接收矢量  $\tilde{y}_l$  与发送符号  $s$  之间的夹角  $\beta$  越小,  $\cos(\theta_l - \varphi)$  的取值越大。

一般, 根据 MPSK 量化解调界限及  $Q_\varphi = \frac{\theta_l M}{2\pi}$ , 可以量化求得  $\hat{\varphi}$  如下

$$\begin{aligned} 0 \leq Q_\varphi < 0.5 &\Rightarrow \hat{\varphi} = 0 \frac{2\pi}{M} \\ 0.5 \leq Q_\varphi < 1.5 &\Rightarrow \hat{\varphi} = 1 \frac{2\pi}{M} \\ \vdots &\vdots \\ i - 0.5 \leq Q_\varphi < i + 0.5 &\Rightarrow \hat{\varphi} = i \frac{2\pi}{M} \\ \vdots &\vdots \\ M - 1.5 \leq Q_\varphi < M - 0.5 &\Rightarrow \hat{\varphi} = (M - 1) \frac{2\pi}{M} \\ M - 0.5 \leq Q_\varphi < M &\Rightarrow \hat{\varphi} = 0 \frac{2\pi}{M} \end{aligned} \quad (15)$$

事实上,  $\hat{\varphi}$  可以直接获得, 不需要进行上面的比较。假定激活天线索引为  $l$ , 从式(15)可以得到

$$\hat{\varphi} = \text{mod}(\text{Round}(Q_\varphi), M) \frac{2\pi}{M} \quad (16)$$

其中,  $\text{Round}(a)$  表示与  $a$  最接近的整数。因此, 求解式(14)的优化问题时, 不用遍历所有的星座点, 直接根据式(16)求解, 与信号空间星座图的大小无关。

在得到了  $\hat{\varphi}$  的 ML 估计值后, 可以使用式(11)计算对应的发送符号  $s(\hat{\varphi})$ , 然后将其代入到式(4)中, 进行激活天线索引的 ML 搜索, 即有

$$(\hat{l})_{ML} = \arg \min_{l \in L} \|y - h_l s(\hat{\varphi})\|_2^2 \quad (17)$$

其中,  $s(\hat{\varphi}) = e^{j\hat{\varphi}}$ 。求得最小的  $l$  之后, 输出  $l$  和对

应的  $s$ 。

如果根据式(17)直接求解  $l$  计算复杂度较高, 为了减少在估测激活天线索引时的计算复杂度, 做如式(18)的简化。

$$\begin{aligned} \|y - h_l s(\hat{\phi})\|_2^2 &= \|y\|_2^2 + \|h_l\|_2^2 |s(\hat{\phi})|^2 - 2\Re(h_l^H y s(\hat{\phi})^*) \\ &= \|y\|_2^2 + \|h_l\|_2^2 - 2\Re(\tilde{y}_l s(\hat{\phi})^*) \|h_l\|_2^2 \\ &= \|y\|_2^2 + \|h_l\|_2^2 (1 - 2\Re(\tilde{y}_l s(\hat{\phi})^*)) \end{aligned} \quad (18)$$

因为式(18)的第一项与  $l$  无关, 所以不用考虑, 这样从式(17)和式(18)就可以得到式(19)。

$$(\hat{l})_{ML} = \arg \min_{l \in L} \|h_l\|_2^2 (1 - 2\Re(\tilde{y}_l s(\hat{\phi})^*)) \quad (19)$$

注意, 对于上面的优化问题, 也不需要再次计算  $\|h_l\|_2^2$ , 式(6)转为式(7)的时候已经算过, 因此计算复杂度可以进一步减少。

现将上面提出的算法总结如下。

低复杂度的 ML 算法 (LC-ML)

**For**  $l = 1 : N_t$

- 1) 根据  $\tilde{y}_l = \frac{h_l^H y}{\|h_l\|_2^2}$  计算  $\tilde{y}_l$
- 2) 使用式(16)计算  $\hat{\phi}_l$
- 3) 利用  $\hat{\phi}_l$  求解对应的发送信号  $\hat{s}_l$
- 4) 计算  $J_l = \|h_l\|_2^2 (1 - 2\Re(\tilde{y}_l s(\hat{\phi})^*))$

**End For**

找到  $J_l$  的最小值, 输出  $\hat{l}$  和  $\hat{s}_l$

## 4 性能仿真与复杂度分析

首先给出了本文算法的性能分析, 并与 ML 最优检测算法的性能进行比较。然后分析了算法的计算复杂度, 同时将其与现有的部分其他算法进行了比较。

### 4.1 仿真结果

在所有仿真过程中, 假设信道是频率平坦的瑞利衰落信道。假定接收端已知信道信息(CSIR), 分别使用提出的算法和 ML 算法进行检测。

考虑一个 SM 系统, 有  $N_t=4$  根发送天线,  $N_r=2$  根接收天线, 分别采用 16PSK、32PSK、64PSK 和 128PSK 进行调制, 图 3 给出了基于本文算法的检测器 (LC-ML) 的性能, 并与全搜索 ML 检测器 (full-ML) 性能进行比较。从图 3 可以看出, 无

论信噪比 (SNR) 为多少, 采用多少进制的相移键控 (PSK) 调制, 本文提出的算法都能达到与 ML 检测器完全相同的误符号率性能。

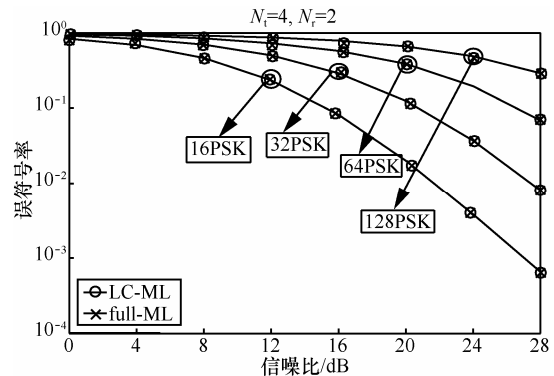


图 3 LC-ML 与 full-ML 算法性能比较

因为 QPSK 调制信号也可以看作是特殊的 QAM 信号, 因此也对它进行了计算机仿真, 调制信号的解调算法分别用式(9)和式(16)表示, 图 4 给出了仿真结果。因为式(9)和式(16)都是最优解, 因此 2 种算法的性能完全一致。

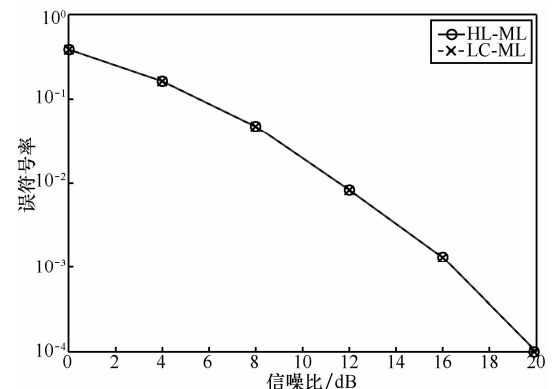


图 4 QPSK 下的 HL-ML 和 LC-ML 算法的仿真

### 4.2 计算复杂度分析

在这一部分中, 分析了新算法的计算复杂度, 并与现有部分的常见 SM 检测算法进行了比较, 在此利用 2 个概念: 复杂度阶数和计算复杂度<sup>[8]</sup>。定义如下。

**定义 1** 给定一个优化问题, 优化准则求值的次数定义为该算法的复杂度阶数。

**定义 2** 优化问题中涉及到的实数乘法运算的次数定义为计算复杂度。

现在针对现有的几种 SM 检测算法的计算复杂度进行简单分析。值得注意的是, 在下面复杂度的分析直接沿用了文献[8,13]中的计算方法, 没有考虑

一些特殊函数的计算复杂度。

假设 SM 系统有  $N_t$  根发送天线,  $N_r$  根接收天线, 采用  $M$  阶调制。

1) full-ML 检测算法

考虑  $(\hat{l}, \hat{s})_{ML} = \arg \min_{l \in L, s \in S} \|y - h_l s\|_2^2$ , 显然地,

full-ML 检测的复杂度阶数为  $N_t M$ , 计算复杂度可以总结如下。

- ① 计算  $h_r s$  需要  $4N_r$  次实数乘法运算。
- ② 计算  $\|y - h_r s\|_2^2 = (\Re(y - h_r s))^2 + (\Im(y - h_r s))^2$  需要  $2N_r$  次实数乘法运算, full-ML 算法的复杂度阶数为  $N_t M$ , 所以 full-ML 算法的计算复杂度为  $(4N_r + 2N_r) N_t M = 6N_r N_t M$ 。

2) 信号矢量检测 (SVD) 算法

考虑文献[8]中给出的公式

$$k = \arg \min_j \theta(j), \quad \theta(j) = \arccos \frac{|h_j^H y|}{\|h_j\| \|y\|}$$

$$\hat{s} = \arg \min_{s \in S} \|y - h_k s\|^2$$

- ① 计算  $h_j^H y$  需要  $4N_r$  次实数乘法运算。
- ② 计算  $|h_j^H y| = \sqrt{[\Re(h_j^H y)]^2 + [\Im(h_j^H y)]^2}$  需要 2 次实数乘法运算。
- ③ 计算  $\|h_j\| = \sqrt{\sum_{i=1}^{N_r} \{[\Re(h_{ji})]^2 + [\Im(h_{ji})]^2\}}$  需要  $2N_r$  次实数乘法运算。
- ④ 计算  $\|y\| = \sqrt{\sum_{i=1}^{N_r} \{[\Re(y_i)]^2 + [\Im(y_i)]^2\}}$  需要  $2N_r$  次实数乘法运算。
- ⑤ 计算  $\frac{|h_j^H y|}{\|h_j\| \|y\|}$  需要 1 次实数乘法运算, 进而计算  $\frac{|h_j^H y|}{\|h_j\| \|y\|}$  也需要 1 次实数乘法运算。

因此, 为了获得文献[8]中的  $\theta(j)$  总共需要  $4N_r + 2N_r + 2N_r + 1 + 1 + 2$  次实数乘法运算, 但是由于求得最小  $\theta(j)$ ,  $\{j\}_{j=1}^{N_t}$  过程中  $\|y\|$  不需要重复计算, 只需计算一次, 所以获得  $k$  的过程中, 一共需要实数乘法运算的次数为  $(4N_r + 2N_r + 1 + 1 + 2) N_t + 2N_r$ 。获得  $k$  之后, 对于给定的  $s$ , 计算  $h_k s$  需要进行  $4N_r$  次实数乘法运算, 进而计算  $\|y - h_k s\|^2$  时需要  $2N_r$  次实数乘法运算。所以 SVD 算法的计算复杂度为  $(6N_r + 4) N_t + 2N_r + 6N_r M$ 。

3) 匹配滤波 (MF) 算法

参考文献[7]给出了 MF 算法计算复杂度的计算公式, 根据文献[7]以及本文的复杂度计算方法, 可以得到 MF 算法的计算复杂度为  $12N_r N_t + (N_t + 4)M$ 。

4) 本文提出的算法 (LC-ML)

- ① 根据  $\tilde{y}_l = \frac{h_l^H y}{\|h_l\|_2^2}$  计算  $\tilde{y}_l$  需要进行的实数乘法运算的次数为  $6N_r + 2$ 。
- ② 使用式(17)计算  $\hat{\phi}_l$  需要 3 次实数乘法运算, 注意在计算式(17)中所需的  $Q_{\hat{\phi}_l}$  时需要 1 次实数乘法运算。
- ③ 利用  $\hat{\phi}_l$  求解对应发送信号  $\hat{s}_l$  的过程不需要任何实数乘法运算。
- ④ 计算  $J_l = \|h_l\|_2^2 (1 - 2\Re(\tilde{y}_l s(\hat{\phi}_l)^*))$  需要实数乘法运算的次数为 4 次, 其中, 在此计算过程中,  $\|h_l\|_2^2$  不需要重复计算, 在①中已经计算过了。

所以, 本文提出的算法的计算复杂度为  $(6N_r + 9)N_t$ 。

图 5 给出了仅检测一个符号时新算法与现有的各种检测算法之间的计算复杂度比较, 其中将计算复杂度表示为信号星座图大小  $M$  的函数。

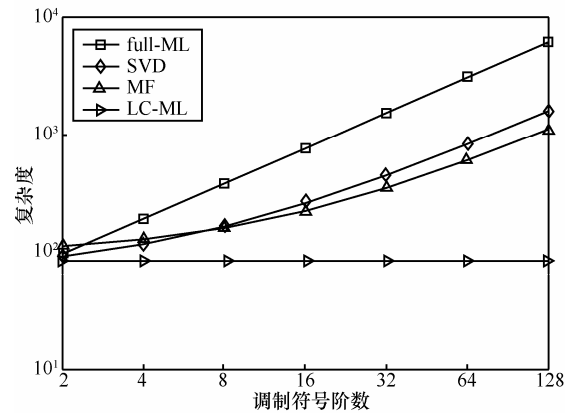


图 5 4 种算法在检测一个发送符号时的计算复杂度比较

从图 5 中可以得出这样的结论: 其他算法的计算复杂度都随  $M$  的增加而急剧增加, 只有本文提出的算法的计算复杂度不随  $M$  的增加而变化, 与现有算法相比, 计算复杂度大幅降低。

5 结束语

在空间调制 (SM) 系统中, 发送信息比特的 ML 检测问题可以表示为先对发送符号空间进行搜

索, 再对激活天线索引进行搜索的嵌套式优化搜索问题, 而发送符号的最优搜索问题, 即发送符号的最优估计值, 可以直接判决得到。

在本文中, 把发送符号的 ML 估计问题, 看作二维平面星座图上的量化解调问题, 根据 MPSK 信号星座图的特点, 基于信号的极坐标表示, 从量化解调的角度出发, 将 MPSK 符号的求解转化为对其角度信息的求解, 进而对角度信息进行量化, 从量化规律中直接找到角度信息的 ML 估计值, 再估测激活天线索引。因此, 该算法的计算复杂度不随符号集的大小的增加而增加。提出的检测方法与现有的 SM 系统检测方法相比, 有最低的计算复杂度, 并且达到了与传统 ML 最优检测算法完全相同的误符号率性能。

目前, 大天线技术和绿色通信技术正受到业界的广泛兴趣, 使用恒包络调制信号 (如 MPSK) 的 SM 技术也受到关注, 因此本文的算法也有较好的实际应用意义, 而且这一量化解调思路在其他星座图的应用上有较好的参考意义。

#### 参考文献:

- [1] RENZO D M, HAAS H, GRANT P M. Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems: a survey[J]. IEEE Communications Magazine, 2011, 49(12): 182-191.
- [2] MESLEH R, HAAS H, AHN C W. Spatial modulation-a new low complexity spectral efficiency enhancing technique[A]. First International Conference on Communications and Network[C]. Shanghai, China, 2006. 1-5.
- [3] RENZO D M, HAAS H, GHAYEB A. Spatial modulation for generalised MIMO: challenges, opportunities, and implementation[J]. Proceedings of the IEEE, 2014, 102(1): 56-103.
- [4] MESLEH R Y, HAAS H, SINANOVIC S, *et al.* Spatial modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(4): 2228-2241.
- [5] JEGANATHAN J, GHAYEB, SZCZECINSKI L. Spatial modulation: optimal detection and performance analysis[J]. IEEE Communications Letters, 2008, 12(8): 545-547.
- [6] YOUNIS A, SINANOVIC S, RENZO D M. Generalised sphere decoding for spatial modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(7): 2805-2815.
- [7] SUGIURA S, XU C, NG X, *et al.* Reduced complexity coherent versus non-coherent QAM-aided space-time shift keying[J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(11): 3090-3101.
- [8] WANG J, JIA S, SONG J. Signal vector based detection scheme for spatial modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(1): 19-21.
- [9] RAJASHEKAR R, HARI K V S. Low complexity maximum likelihood detection in spatial modulation systems[EB/OL]. <http://arxiv.org/abs/1206.6190>, 2012.
- [10] RAJASHEKAR R, HARI K V S, HANZO L. Reduced-complexity ML detection and capacity-optimized training for spatial modulation systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(1): 112-125.
- [11] LI C, WANG X, YANG L, *et al.* A joint source and relay power allocation scheme for a class of MIMO relay systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(12): 4852-4860.
- [12] LI C, YANG L, ZHU W. Two-way MIMO relay pre-coder design with channel state information[J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(12): 3358-3363.
- [13] TANG Q, XIAO Y, YANG P. A new low-complexity near-ML detection algorithm for spatial modulation[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2013, 2(1): 90-93.

#### 作者简介:



门宏志 (1988-), 女, 吉林松原人, 大连理工大学博士生, 主要研究方向为无线通信 MIMO 技术。



金明录 (1958-), 男, 吉林图们人, 大连理工大学教授、博士生导师, 主要研究方向为信号与通信系统基础理论与技术。