

## 一种改进的 MIMO OFDM 系统导频设计方案

胡蝶<sup>①</sup> 何良华<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(复旦大学通信科学与工程系 上海 200433)

<sup>②</sup>(同济大学计算机科学与技术系 上海 201804)

**摘要:** 对于采用虚拟子载波的多输入多输出(MIMO)正交频分复用(OFDM)系统, 传统最优的均匀分布导频序列在某些情况下是不可用的。为了获得此时的最优导频序列, 该文基于最小化最小二乘(LS)信道估计均方误差(MSE)的准则提出了一种改进的导频设计方案。该方案能够快速有效地找到最优导频序列, 或在最优导频序列不存在的情况下给出次优的导频序列。仿真结果显示了所提方法的有效性。

**关键词:** 信道估计; MIMO; OFDM; 导频序列

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)04-0870-04

## An Improved Approach of Pilot Design for MIMO OFDM Systems

Hu Die<sup>①</sup> He Liang-hua<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(Department of Communications Science and Engineering, Fudan University, Shanghai 200433, China)

<sup>②</sup>(Department of Computer Science and technology, Tongji University, Shanghai 201804, China)

**Abstract:** For Multi-Input Multi-Output (MIMO) Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems with virtual subcarriers, conventional equispaced pilot tones are no longer applicable in some situations. To obtain the optimal pilot sequence in such cases, this paper proposes an improved pilot-design approach based on the criterion of minimum Mean-Square-Error (MSE) of the Least Squares (LS) channel estimate. The proposed approach can quickly and efficiently find the optimal pilot sequence, or suboptimal pilot sequences when the optimal ones do not exist. The simulation results demonstrate the effectiveness of the proposed approach.

**Key words:** Channel estimation; MIMO; OFDM; Pilot sequence

### 1 引言

正交频分复用(OFDM)技术因其能实现高速数据传输、能有效抵抗信道多径衰落以及实现简单等优点而受到了广泛的研究。可以证明<sup>[1]</sup>, 将 OFDM 与多天线相结合后, 通过发送端与接收端的分集能极大提高系统容量。但这样的系统依赖于接收端能已知信道状态信息(CSI)。CSI 对于信道均衡和数据检测来说十分关键。获得 CSI 的一种典型方法就是利用导频。由于导频的数目、位置和功率等参数在很大程度上影响着信道估计的性能, 因此 OFDM 系统中最优导频序列的设计受到了较多的关注<sup>[2-5]</sup>。若假定 OFDM 系统所有的子载波都用来传输数据, 则可以证明, 不论是对单输入单输出(SISO)系统还是对于多输入多输出(MIMO)系统中的任意一个发送天线, 等间隔等能量的导频是最优的。多数有关导频设计的文献(如文献[2-5])都是基于这样的假定。然而在实际中, 上述假定并不总是成立, 因为为了避免信号受到发送端低通滤波器的失真影响, 落在发送滤波器滚降区域的子载波一般不用来传输数据。这些子载波通常称为虚拟子载波<sup>[6]</sup>。

虚拟子载波的存在将会导致原有的一些最优前导符号

(preamble)不再最优<sup>[7]</sup>。文献[7]给出了这种情况下 MIMO OFDM 系统近似最优的前导符号的数值搜索方法。由于针对的是前导符号的设计, 因此无需考虑导频的分布问题。然而, 这种使用前导符号的方法只适用于慢时变的信道。对于快时变的信道, 一种有效的方法就是在每个 OFDM 符号中插入一定数目的导频, 然后在接收端利用所插入的导频序列来进行估计。文献[8]已经指出, 某些情况下, 虚拟子载波的存在将导致传统最优的等间隔分布的导频序列不再可用, 因此基于非均匀导频分布设计最优的导频序列是十分必要的。与设计前导符号不同的是, 导频序列的设计还包括对导频分布的选择。当导频分布只能是非均匀的情况下, 如何选择最优的导频分布显得尤为重要。文献[8]对该问题进行了研究, 在基于最小化最小二乘(LS)信道估计均方误差(MSE)的准则下, 推导了 MIMO OFDM 系统中最优导频序列应该满足的约束条件, 并给出了相应的设计方案。但是该方案存在两点不足: (1)由于使用了穷举法来搜索最优的非均匀导频分布, 因此复杂度较高。特别是当有用子载波数或信道长度较大时, 该方案的高复杂度将导致其在实际中难以实现; (2)对于给定的系统参数, 有时找不到任何一个可以让信道估计的 MSE 达到理论最小值的导频序列, 亦即最优导频序列并不存在。在这

种情况下,文献[8]中的方案将会失效。

为了解决上述两方面的问题,本文在文献[8]分析的基础上,提出了一种改进的导频设计方案。仿真结果显示,所提方案能够快速有效地找到最优或次优导频序列(当最优导频不存在时)。

本文的安排如下:第2节简单描述了非均匀导频分布下导频序列的设计问题,给出文献[8]中的一些重要分析结果;第3节在进一步分析的基础上,提出了改进的最优和次优导频序列设计方案;第4节给出仿真结果;第5节为本文的一些结论。

符号定义:  $(\cdot)^T$  和  $(\cdot)^H$  分别表示转置和共轭转置;  $\text{diag}(\mathbf{v})$  为以向量  $\mathbf{v}$  为对角线元素的对角矩阵;  $E\{\cdot\}$  表示取数学期望;  $\text{tr}\{\cdot\}$  表示矩阵的迹;  $|x|$  表示取  $x$  的绝对值;  $\mathbf{I}_N$  表示  $N \times N$  维的单位矩阵;  $\mathbf{0}_{N \times M}$  表示  $N \times M$  维的全零矩阵。

## 2 问题描述

考虑一个有  $N_t$  个发送天线,  $N_r$  个接收天线和  $K$  个子载波的 MIMO OFDM 系统,其中  $K_u$  个子载波用来传输数据,剩下的  $K - K_u$  个子载波则作为虚拟子载波。假定每个 OFDM 符号中有  $M$  个导频,且被放置在频点  $k_1, \dots, k_M$  上,则在第  $q$  个接收天线上可得到长为  $M$  的接收导频向量[4,8]:

$$\tilde{\mathbf{Y}}^q = \sum_{p=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{X}}_D^p \tilde{\mathbf{F}}_L \mathbf{h}^{q,p} + \tilde{\mathbf{W}}^q, \quad 1 \leq q \leq N_r \quad (1)$$

其中  $\tilde{\mathbf{X}}_D^p$  是一个  $M \times M$  的对角阵,其对角线元素为发送天线  $p$  上的导频信号,  $\mathbf{h}^{q,p}$  表示从发送天线  $p$  到接收天线  $q$  的  $L \times 1$  维的信道冲激响应向量,  $L$  为最大信道长度,  $\tilde{\mathbf{F}}_L$  为由  $\sqrt{K}$  倍标准 DFT 矩阵对应的  $M$  行和前  $L$  列组成的  $M \times L$  维矩阵,  $\tilde{\mathbf{W}}^q$  为  $M \times 1$  维零均值且协方差阵为  $\sigma_w^2 \mathbf{I}_M$  的噪声向量。通过定义  $N_t L \times 1$  维向量  $\mathbf{h}^q = [\mathbf{h}^{q,1T}, \dots, \mathbf{h}^{q,N_t T}]^T$  和  $M \times N_t L$  维矩阵  $\tilde{\mathbf{A}} = [\tilde{\mathbf{X}}_D^1 \tilde{\mathbf{F}}_L, \dots, \tilde{\mathbf{X}}_D^{N_t} \tilde{\mathbf{F}}_L]$ , 式(1)可重写为一个更紧凑的形式:

$$\tilde{\mathbf{Y}}^q = \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{h}^q + \tilde{\mathbf{W}}^q \quad (2)$$

根据式(2)可得到  $\mathbf{h}^q$  的最小二乘估计为

$$\hat{\mathbf{h}}^q = \tilde{\mathbf{A}}^\dagger \tilde{\mathbf{Y}}^q \quad (3)$$

为了使上述 LS 估计的均方误差(MSE)达到最小,可以证明[4,8],此时导频序列需满足如下条件

$$\tilde{\mathbf{F}}_L^H \tilde{\mathbf{X}}_D^{p,H} \tilde{\mathbf{X}}_D^s \tilde{\mathbf{F}}_L = \begin{cases} \mathcal{P} \mathbf{I}_L, & p = s \\ \mathbf{0}_{L \times L}, & p \neq s \end{cases} \quad (4)$$

其中  $\mathcal{P}$  为分配给导频序列的固定功率。

对于式(4)中  $p \neq s$  的情况,当考虑非均匀的导频分布时,该条件只有在下式成立时才能满足[8]

$$\tilde{\mathbf{X}}_D^{p,H} \tilde{\mathbf{X}}_D^s = \mathbf{0}_{M \times M} \quad (5)$$

这就意味着不同天线上非零导频的位置集合需要相互正交,亦即若定义  $\mathcal{M}^p = \{k_1^p, \dots, k_{M^p}^p\}$  为发送天线  $p$  上  $M^p$  个非零导频所在的位置集合,则有  $\mathcal{M}^p \cap \mathcal{M}^s = \emptyset$ 。为了确保该条件能得到满足,在文献[8]和本文的导频设计算法中,  $N_t$  个

发送天线上的  $\mathcal{M}^p$  是依次确定的。这就意味着,在确定了  $p-1$  根发送天线上的非零导频位置集合后(亦即  $\mathcal{M}^s$ ,  $1 \leq s \leq p-1$ ),才开始确定第  $p$  根发送天线上的  $\mathcal{M}^p$ 。若定义剩余的子载波集合为  $\mathcal{K}^p = \mathcal{K}_u - \bigcup_{s=1}^{p-1} \mathcal{M}^s$ , 其中  $\mathcal{K}_u$  为  $K_u$  个有用子载波的位置集合,则  $\mathcal{M}^p$  中的元素只能从  $\mathcal{K}^p$  中选取。

对于式(4)中  $p = s$  的情况,文献[8]已经证明,该条件在导频序列满足如下不等式组时成立

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{B}^p \bar{\mathcal{P}}^p &= \mathbf{b} \\ \bar{\mathcal{P}}^p &\geq \mathbf{0}_{M^p \times 1} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

其中  $\bar{\mathcal{P}}^p = [\mathcal{P}_1^p, \dots, \mathcal{P}_{M^p}^p]^T$  为  $M^p \times 1$  维向量,  $\mathcal{P}_m^p$  表示第  $p$  根发送天线第  $k_m^p$  个子载波上导频的功率,  $\mathbf{B}^p = [\mathbf{v}_1^p, \dots, \mathbf{v}_{M^p}^p]$  是由  $M^p$  个  $(2L-1) \times 1$  维的向量  $\mathbf{v}_m^p$  组成的  $(2L-1) \times M^p$  维矩阵,  $\mathbf{v}_m^p = \left[ \cos\left(\frac{2\pi}{K} k_m^p\right), \dots, \cos\left(\frac{2\pi(L-1)}{K} k_m^p\right), \sin\left(\frac{2\pi}{K} k_m^p\right), \dots, \sin\left(\frac{2\pi(L-1)}{K} k_m^p\right), 1 \right]^T$ ,  $\mathbf{b} = [0, \dots, 0, \mathcal{P}]^T$  为  $(2L-1) \times 1$  维向量。

一旦给定了  $\mathcal{M}^p$  (随即可确定  $\mathbf{B}^p$ ), 则式(6)就变成一个有关  $\bar{\mathcal{P}}^p$  的规划问题[8], 对于该规划问题的求解文献[8]给出了一个可行的方法。然而,正如在文献[8]中所指出的,上述规划问题的最优解并不总是式(6)的解。这取决于给定的  $\mathcal{M}^p$  是否能使得式(6)相容且有解。换句话说,式(6)的解并不是对于任意一个  $\mathcal{M}^p$  都存在,因此需要在所有可能的  $\mathcal{M}^p$  中找到一个合适的。因为对于非均匀的导频分布,求解式(6)要求  $M^p \geq 2L-1$ , 所以考虑到使用最少的导频数,要求最优的  $\mathcal{M}^p$  中的元素个数为  $2L-1$ , 亦即只从  $\mathcal{K}^p$  中选择  $2L-1$  个元素来组成  $\mathcal{M}^p$ 。若定义  $K^p$  为集合  $\mathcal{K}^p$  中的元素个数,则所有可能的  $\mathcal{M}^p$  共有  $C(K^p, 2L-1)$  个,其中  $C(n, k) = n! / ((n-k)!k!)$  表示从  $n$  个事件中选择  $k$  个的组合数。在文献[8]中,为了在所有可能的  $\mathcal{M}^p$  中找到一个满足要求的,把每一个可能的  $\mathcal{M}^p$  都代入式(6),并随后进行等效规划问题的求解,这样的尝试直到所得规划问题的解同时也是式(6)的解时才终止。很明显,当  $K^p$  或  $L$  较大时,这种穷举法会引起不能容忍的高复杂度,因此在实际中不易采用。

除了上述复杂度高的问题,文献[8]中的方法还存在一个局限性,亦即在某些情况下(例如当  $N_t$  或者  $L$  大于某一个值时),对于所有可能的  $\mathcal{M}^p$ , 都找不到式(6)的解。这就意味着在某一给定的系统参数下,能使 LS 信道估计的 MSE 达到最小的最优导频序列是不存在的。对于这种情况,文献[8]不能进行有效的处理。

为了克服上述两个方面的不足,本文在原有分析的基础上,提出一种改进的导频序列设计方案,可以有效地找到具有最少导频数的最优导频序列,或者当最优导频序列不存在时,给出次优的导频序列。

### 3 改进的导频序列设计方法

#### 3.1 最优导频序列的设计

在这一小节中,假定最优导频序列是存在的,亦即假定可以找到满足式(6)的  $\mathcal{M}^{p,(\text{opt})}$  (包含最少的元素数  $M^{p,(\text{opt})} = 2L - 1$ ) 和  $\bar{\mathcal{P}}^{p,(\text{opt})}$ 。利用  $\mathcal{M}^{p,(\text{opt})}$  和  $\bar{\mathcal{P}}^{p,(\text{opt})}$ , 式(6)的第一部分可表示成如下所有  $K^p$  个向量  $\mathbf{v}_m^p$  的线性组合形式

$$\sum_{k_m^p \in \mathcal{M}^{p,(\text{opt})}} \mathcal{P}_m^p \mathbf{v}_m^p + \sum_{k_m^p \notin \mathcal{M}^{p,(\text{opt})}, k_m^p \in \mathcal{K}^p} 0 \cdot \mathbf{v}_m^p = \mathbf{b} \quad (7)$$

其中只有  $2L - 1$  个向量是处于“活动”状态。从式(7)可以看出,如果让  $\mathcal{M}^p = \mathcal{K}^p$ , 然后构成矩阵  $\mathbf{B}^p$ , 则  $[(\bar{\mathcal{P}}^{p,(\text{opt})})^T, \mathbf{0}_{1 \times (K^p - 2L + 1)}]^T$  将是式(6)的一个解。这就意味着若令  $\mathcal{M}^p = \mathcal{K}^p$ , 则通过求解式(6)可以得到所期望的解。但事实上,当  $\mathcal{M}^p = \mathcal{K}^p$  时,式(6)的解不是唯一的(例如其中一些会包含很多零值和正值,而另一些则可能只包含正值)。因此,为了能获得只包含  $2L - 1$  个正值和  $K^p - 2L + 1$  个零值的解,需要仔细选择初始值,并不断缩小最优导频位置的搜索范围,这两点将在本小节接下去的部分进行解释。

与文献[8]类似,式(6)的解是通过求解如下等价的规划问题得到

$$\left. \begin{aligned} \min F(\bar{\mathcal{P}}^p) &= \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{M^p} ((\mathcal{P}_m^p)^2 - \mathcal{P}_m^p |\mathcal{P}_m^p|) \\ \mathbf{B}^p \bar{\mathcal{P}}^p &= \mathbf{b} \\ \bar{\mathcal{P}}^p &\geq \mathbf{0}_{M^p \times 1} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

当令  $\mathcal{M}^p = \mathcal{K}^p$ , 得到矩阵  $\mathbf{B}^p$ , 且给定初始的  $K^p \times 1$  维向量  $\bar{\mathcal{P}}^p$  后,很多优化算法都可以用来对式(8)进行求解。由于优化算法本身的研究已经超出本文的范围,因此在这里不作讨论。本文仿真采用 MATLAB 中的 fmincon 函数求解式(8)的规划问题。

在前面已经提到,所提算法中包含两个关键点。一个是对  $\bar{\mathcal{P}}^p$  的初始化,因为它在很大程度上影响着最后得到的解的取值,所以需要仔细选择。通过仿真手段可以观察到,当  $\bar{\mathcal{P}}^p$  的初始值包含很多零值时,求解式(8)后得到的解也将包含很多零值,这就与我们的最终目标接近。另一个关键点是缩小对  $\mathcal{M}^{p,(\text{opt})}$  进行搜索的范围。因为尽管用较多的零值来初始化  $\bar{\mathcal{P}}^p$ , 但最终得到的解中正值的个数仍会大于  $2L - 1$ 。考虑到拥有零系数的向量并不在线性组合中起任何作用,因此我们在  $\mathcal{K}^p$  的集合中去掉这些向量所对应的导频位置,然后用剩下的导频位置形成一个新的集合,并接下去只从这个新的集合中选择元素来构成  $\mathcal{M}^{p,(\text{opt})}$ 。这就意味着缩小了搜索  $\mathcal{M}^{p,(\text{opt})}$  的范围。将上述整个过程重复若干次(包括初始化  $\bar{\mathcal{P}}^p$ , 求解式(8)和缩小搜索范围)直到搜索范围不能再缩小为止,可得到  $\mathcal{M}^{p,(\text{opt})}$ , 亦即最后一个形成的新集合。

综上所述,本文所提的设计  $\mathcal{M}^{p,(\text{opt})}$  和  $\bar{\mathcal{P}}^{p,(\text{opt})}$  的方法可以通过如下 5 个步骤来实现:

(1)置迭代次数  $t = 0$ , 令  $\mathcal{M}^{p,(0)} = \mathcal{K}^p$ , 计算  $K^p$  个向量  $\mathbf{v}_m^p$ 。

(2)令  $M^{p,(t)}$  为  $\mathcal{M}^{p,(t)}$  中元素的个数。用零和任意的正值初始化长度为  $M^{p,(t)}$  的向量  $\bar{\mathcal{P}}^{p,(t)}$ , 约束  $\bar{\mathcal{P}}^{p,(t)}$  中所有元素的和为  $\mathcal{P}$ 。根据  $\mathcal{M}^{p,(t)}$  选择  $M^{p,(t)}$  个向量  $\mathbf{v}_m^p$  构成矩阵  $\mathbf{B}^{p,(t)}$ 。

(3)利用(2)中给定的  $\mathbf{B}^{p,(t)}$  和初始的  $\bar{\mathcal{P}}^{p,(t)}$ , 通过求解式(8)得到最终的  $\bar{\mathcal{P}}^{p,(t)}$ 。

(3)保留  $\mathcal{M}^{p,(t)}$  中对应于  $\bar{\mathcal{P}}^{p,(t)}$  里正值的元素, 去掉  $\mathcal{M}^{p,(t)}$  中剩下的对应于  $\bar{\mathcal{P}}^{p,(t)}$  里零值的元素, 可以得到集合  $\mathcal{M}^{p,(t+1)}$ 。

(4)如果  $\mathcal{M}^{p,(t+1)} = \mathcal{M}^{p,(t)}$ , 则令  $\mathcal{M}^{p,(\text{opt})} = \mathcal{M}^{p,(t)}$  和  $\bar{\mathcal{P}}^{p,(\text{opt})} = \bar{\mathcal{P}}^{p,(t)}$ , 结束迭代。否则,置  $t = t + 1$ , 转到步骤(2)。

上述迭代有时会终止于  $M^{p,(\text{opt})} > 2L - 1$ , 在这种情况下,可以再重新运行整个过程,直到  $M^{p,(\text{opt})} = 2L - 1$ 。

#### 3.2 次优导频序列的设计

当采用上节所提出的方法设计最优导频序列时,我们发现,在运行了前 3 个步骤后(此时迭代次数  $t = 0$ ), 得到的式(8)的解  $\bar{\mathcal{P}}^p$  中有时会包含负值。这种现象通常会在  $L$  较大或  $\mathcal{K}^p$  为一个较小集合的情况下出现。由于  $\bar{\mathcal{P}}^p$  是导频功率组成的向量,其值必须非负,因此负值的出现意味着式(6)的解不存在,从而进一步说明了没有导频序列可以使得式(4)中的第 1 个条件得到满足。在这种情况下,我们需要给出一个能产生相对较小 MSE 的次优导频序列。

通过仿真实验观察到的一个现象可以有助于次优导频序列的设计,该现象就是,在得到含负值的解  $\bar{\mathcal{P}}^p$  中,负值的绝对值要远小于正值,而且与系统参数无关。这就意味着拥有负系数的向量在线性组合中所起的作用非常小,因此,如果令  $\mathcal{M}^p$  为所有拥有正系数的向量所对应的子载波形成的集合,而  $\bar{\mathcal{P}}^p$  为所有正系数组成的向量,则式(4)第 1 个条件中的  $\bar{\mathbf{F}}_L^H \bar{\mathbf{X}}_D^H \bar{\mathbf{X}}_D \bar{\mathbf{F}}_L$  将接近对角阵,亦即满足  $\bar{\mathbf{F}}_L^H \bar{\mathbf{X}}_D^H \cdot \bar{\mathbf{X}}_D \bar{\mathbf{F}}_L \approx \mathcal{P} \mathbf{I}_L$ , 而这将会使得估计的 MSE 接近理论最小值。

下面给出次优导频序列设计的步骤:

(1)–(3)与上一节中的前 3 个步骤完全一样。

(4)保留  $\mathcal{M}^{p,(0)}$  中对应于  $\bar{\mathcal{P}}^{p,(0)}$  里正值的元素, 去掉剩下的对应于  $\bar{\mathcal{P}}^{p,(0)}$  里负值和零值的元素, 可得到次优导频的位置集合  $\mathcal{M}^{p,(\text{subop})}$ 。保留  $\bar{\mathcal{P}}^{p,(0)}$  中所有的正值, 去掉剩下的负值和零值, 并约束新形成的向量中所有元素的和为  $\mathcal{P}$ , 则可得到次优的导频功率向量  $\bar{\mathcal{P}}^{p,(\text{subop})}$ 。

可以看出与设计最优导频序列不同,次优导频序列的获得不需要任何迭代。由于获得最优或次优导频序列时,前 3 个步骤均相同,因此通过增加一个判断条件后,可以将它们合成一个。具体说,当运行完前 3 步后,若得到的  $\bar{\mathcal{P}}^{p,(0)}$  中不含有负值,则接下去运行上一小节中的步骤(4)和步骤(5),否则,运行本小节中的步骤(4)。需要指出的是,对于所得到的次优导频序列,尽管很难证明它所产生的 MSE 是其他所有可能导频序列所产生的 MSE 中最小或较小的,但是可以

通过仿真实验证明,采用所提的次优导频序列得到的MSE可以非常逼近理论上的最小值。

#### 4 仿真结果

考虑一个  $N_t = 2$  和  $N_r = 4$  的 MIMO OFDM 系统。它有  $K = 128$  个子载波,其中  $K_u = 118$  个子载波用来传输数据,而剩下 10 个作为虚拟子载波。系统带宽为 800kHz,信号的调制方式采用 QPSK。仿真中信道的每个抽头系数均为独立同分布随机变量,且时间相关函数满足 Jakes'模型。多普勒频偏为  $f_d = 20\text{Hz}$ 。

图 1 给出采用所设计的导频序列进行 LS 信道估计时,系统的 MSE 性能曲线,其中信道长度  $L$  分别假定为  $L = 11$  和  $L = 14$ 。作为参考,MSE 的理论最小值,亦即  $\text{MSE}_{\min} = \sigma_w^2 / \mathcal{P}$  (参见文献[4],式(14))也在图中给出。对于给定的  $K_u$  和  $N_t$ ,在仿真中发现,当  $L = 11$  时,第 2 根发送天线上的最优导频序列不存在,而当  $L = 14$  时,两根发送天线上的最优导频序列都不存在。在这种情况下,则按照文中 3.2 小节中的方法获得次优的导频序列。

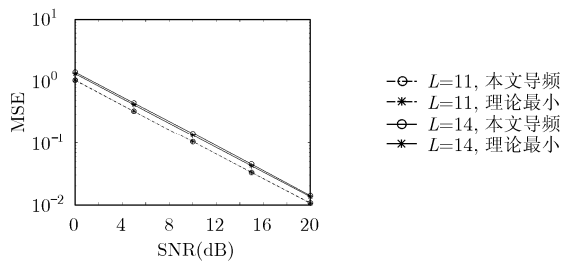


图 1 本文所提导频序列在不同  $L$  下的 MSE 性能

对于  $L = 11$  时第 1 根发送天线上最优导频序列的获得,本文所提方法一般只需要进行大约 7 到 9 次迭代即可。不难看出,这与文献[8]中的穷举法相比,极大地降低了计算复杂度,因此更加实用。另外,从图中还可以看出,当最优导频序列不存在时,采用设计的次优导频序列进行信道估计所得的 MSE 可以很好地逼近其理论上的最小值。

#### 5 结束语

针对采用虚拟子载波的 MIMO OFDM 系统,本文在文

献[8]的基础上,提出了一种改进的导频设计的方法,以克服文献[8]所提方法中的两点不足。与原有的方法相比,所提的设计方案可以迅速找到最优导频序列,或者当最优导频序列不存在时,给出次优的导频序列。仿真实验验证了所提方案的有效性。

#### 参考文献

- [1] Bölcskei H, Gesbert D, and Paulraj A J. On the capacity of OFDM based spatial multiplexing systems. *IEEE Trans. on Commun.*, 2002, 50(2): 225-234.
- [2] Minn H and Al-Dhahir N. Optimal training signals for MIMO OFDM channel estimation. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2006, 5(5): 1158-1168.
- [3] Cosovic I and Auer G. Capacity achieving pilot design for MIMO-OFDM over time-varying frequency-selective channels. In Proc. IEEE Intern. Conf. Commun. (ICC'07), Glasgow, Scotland, June 2007: 779-784.
- [4] Barhumi I, Leus G, and Moonen M. Optimal training design for MIMO OFDM systems in Mobile wireless channels. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(6): 1615-1624.
- [5] Ohno S and Giannakis G B. Capacity maximizing MMSE-optimal pilots for wireless OFDM over frequency-selective block Rayleigh-fading channels. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2004, 50(9): 2138-2145.
- [6] Sari H, Karam G, and Jeanclaude I. Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting. *IEEE Commun. Magazine*, 1995, 33(2): 100-109.
- [7] Coon J P and Sandell M. Constrained optimization of MIMO training sequences. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2007, Art. No. 80857.
- [8] Hu D, Yang L X, Shi Y H, and He L H. Optimal pilot sequence design for channel estimation in MIMO OFDM systems. *IEEE Commn. Lett.*, 2006, 10(1): 1-3.

胡蝶: 女, 1979年生, 博士, 讲师, 研究方向为通信信号处理、OFDM系统中的信道估计/跟踪、均衡和导频设计。  
何良华: 男, 1977年生, 博士, 讲师, 研究方向为模式识别和数字信号/图像处理。