

# MISO OFDM 链路中的 IDM 空时编码

林 沛 王德胜 朱光喜 朱晓东

(华中科技大学电信系 武汉 430074) (武汉光电国家实验室 武汉 430074)

**摘 要** 在链路级别上,分析研究了采用交织复用(IDM)空时编码的多进单出(MISO)正交频分多址(OFDM)系统。介绍了一种迭代接收机结构,并在准静态信道条件下通过仿真对其性能进行评估。结果表明,在相似环境下与采用其它空时码的系统比较,采用交织复用空时编码的系统在性能上具有一定的优越性。

**关键词** 交织复用,多进单出,正交频分多址,空时编码,迭代解码

**中图分类号** TN929.5 **文献标识码** A

## IDM-ST Coding for MISO OFDM Link

LIN Pei WANG De-sheng ZHU Guang-xi ZHU Xiao-dong

(Elect. & Informat. Engrg. Dept., Huazhong Univ. Sci. & Technol., Wuhan 430074, China)

(Wuhan Natl. Optoelect. Lab., Div. Commun. & Intelligent Networks, Wuhan 430074, China)

**Abstract** An Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) system with space-time coding scheme based on Interleave Division Multiplexing (IDM) was investigated over a Multi-Input-Single-Output (MISO) link. The performance of an iterative receiver structure for the proposed scheme over a quasi-static channel was evaluated via simulation, and its advantages were shown by comparison to other space-time schemes in similar settings.

**Keywords** IDM, MIMO, OFDM, Space-time coding, Iterative decoding

## 1 简介

MIMO-OFDM 一段时间以来在学术界和产业界都受到了广泛的关注,在理论和应用开发上也取得了诸多成果。这是由于多进多出(MIMO)技术与正交频分多址(OFDM)之间有着互相补充、互相促进的作用,它们两者的结合对于提高无线系统的容量有着明显的效果。作为其中的一种形式,在这两项技术的组合所提供的各个域,也就是空域、时域和频域上进行编码,可以提高无线系统在恶劣信道条件下的可靠性和健壮性。

然而,基于仔细巧妙的正交设计的空时码不可避免地会受到一些限制,有其自身的缺点。比如,很多的正交空时码都是为特定数目的发送天线而设计的,也许在这种情况下有着很好的性能,但并不能应用于任意天线数的系统。而且由于试图同时达到较高的数据传输速率和分集增益,结果接收机的结构复杂度一般非常高。

除了传统的空时编码方案之外,另一类值得注意的方案就是所谓的交织复用空时码(IDM-ST)。文献[1]最先提出了 IDM-ST 的概念,文献[2,3]也做了相关研究。交织复用空时码本质上是准随机的,因而与 turbo 码和 LDPC 码一样,有着良好的性能。这类编码不但有着较高的带宽效率,在对发送天线数的要求方面也比较灵活。与之相对,其它能够直接提

高数据传输速率的 MIMO 技术,即以 BLAST 为代表的空分复用技术,在 MISO 链路上并不有效。在文献[4]中,通过将多层 IDM-ST 码叠加到一起,这个编码技术被进一步扩展到高速率传输场景,称作多层交织复用空时码(ML-IDM-ST)。与 IDM-ST 相比,这种编码方式除了有较高且灵活可调节的数据传输率外,由于其所具有的多层结构,还可以方便地进行功率分配以提高系统性能。同时与 IDM-ST 相似,这项技术最重要的特点在于可以采用迭代解码结构,发挥出它的所有潜在好处。但到目前为止,尚无文献对采用 IDM-ST 编码的 MISO-OFDM 系统作出分析和性能评估。

本文分析评价了一个采用 ML-IDM-ST 编码的 MISO-OFDM 系统的性能,并与其它方案进行了对比。第 2 节介绍了采用 ML-IDM-ST 的 MISO-OFDM 系统的总体模型;第 3 节分析了迭代接收系统的工作原理;第 4 节介绍了该迭代接收结构的性能分析方法;最后提供了一些仿真结果并对全文做了总结概括。

## 2 系统模型

如同文献[5]中所介绍,ML-IDM-ST 有两种实现方式。本文中采用的是所谓重复-叠加的方式。如图 1 所示,发送端要从  $N$  根天线发送  $K$  层数据,每层由  $N$  个子数据流组成。以某一层  $k$  为例,经过信道编码之后,码字被复制到该层的  $N$

到稿日期:2009-07-08 返修日期:2009-09-25 本文受国家高技术研究发展计划(863 计划)(2008AA01Z204,2009AA01Z205)及国际科技合作计划资助项目(2008DFA11630)资助。

林 沛 博士生,主要研究方向为多址技术,E-mail:peilin@ieee.org;王德胜 副教授,主要研究方向为无线通信技术与系统;朱光喜 教授,博士生导师,主要研究方向为无线通信及多媒体;朱晓东 博士,主要研究方向为无线通信技术。

个数据流。之后每个数据流输入各自独特的交织器,并进行符号映射。接着所有  $K$  层中,要从第  $n$  根天线上发射的数据线性叠加到一起,作为一个标准 OFDM 模块的输入。在这个模块中,输入的串行数据先转换为并行,通过与离散傅里叶矩阵相乘作反傅里叶变换 (IFFT),再转换回串行。最后插入循环前缀 (CP),由于其长度超过信道延迟扩展,可以避免符号间干扰。

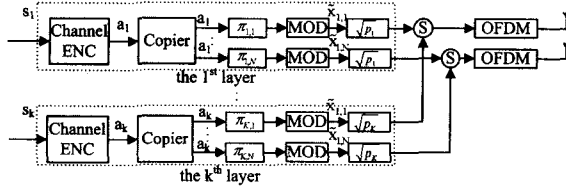


图1 采用 ML-IDM-ST 编码的 OFDM 多发射天线系统

为了简化描述,每一层都采用相同的编码器。假设第  $k$  层的一帧数据经过信道编码后,长度为  $T$ ,并表示为  $a_k \equiv [a_k(1), \dots, a_k(i), \dots, a_k(T)]^T$ ,其中右上标表示转置。接着复制这帧数据,得到  $N$  个相同的数据流,每个数据流独立地进行交织。第  $n$  根天线上发送的数据可以用下式表示:

$$x_n = F \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} a_{k,n} \quad (1)$$

图2给出了一个第  $k$  层的迭代 MISO-OFDM IDM-ST 译码器结构。它包括一个 OFDM 解调器、软输入软输出 (SISO) 检测器和一个软输入软输出信道译码器,后两者组成了一个迭代结构。收到信号之后,首先移除循环前缀,接着乘以离散 FFT 矩阵,也就是发送端矩阵  $F$  的共轭转置,表示为  $F^H$ 。经过上述 OFDM 解调之后,信号输入到 SISO 检测器。基于接收到的数据和  $N$  个先验值, SISO 检测器计算出每个相对应的外信息对数似然比 (LLR)  $EXT_{det}(\tilde{a}_{k,n}(t))$ 。接着对这  $N$  个 LLR 进行对应的反交织并合并,得到对  $a_k$  的软估计  $L_{det}(a_{k,n}(i))$ ,以提供给译码器进行标准的后验概率译码,输出  $a_k$  的后验 LLR。再从这  $N$  个相同的后验 LLR 分别减去  $EXT_{det}(\tilde{a}_{k,n}(t))$ ,通过相应的交织器进行交织,得到  $N$  个 LLR,近似作为检测器下一次循环所利用的先验信息  $L_{det}(\tilde{a}_{k,n}(t))$ 。

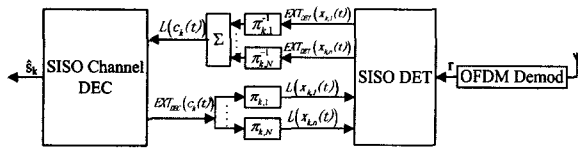


图2 第  $k$  层的接收解码结构

### 3 迭代接收结构

在 OFDM 中,由于采用了循环前缀技术,与信道脉冲响应的线性卷积被转换为与循环信道矩阵之间的循环卷积。对于第  $n$  根发射天线与接收天线之间的链路,矩阵  $H_n$  可以表示为<sup>[6]</sup>:

$$H_n = \begin{bmatrix} h_{n,0} & \dots & h_{n,2} & h_{n,1} \\ h_{n,1} & h_{n,0} & \ddots & h_{n,2} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{n,T-1} & \dots & h_{n,1} & h_{n,0} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中,每一行由对信道脉冲响应作循环移位而得到。

因而接收到的信号可以表示为:

$$r = \sum_{n=1}^N H_n x_n + \eta \quad (3)$$

式中,  $\eta$  是加性白噪声 (AWGN) 矢量。经过 OFDM 解调之后,信号可以表示为:

$$\begin{aligned} r &= F^H \sum_{n=1}^N H_n x_n + \eta = F^H \sum_{n=1}^N H_n F \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} a_{k,n} + F^H \eta \\ &= \sum_{n=1}^N F^H H_n F \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} a_{k,n} + F^H \eta \end{aligned} \quad (4)$$

噪声与 FFT 矩阵相乘并不改变其功率或统计特性,因而  $F^H \eta$  仍为 AWGN 对循环矩阵  $H_n$  作特征值分解,令  $B_n$  为  $H_n$  的特征值所组成的对角矩阵,并注意到  $F$  的每一行都是  $H$  的特征向量,则式(4)变为:

$$r = \sum_{n=1}^N B_n \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} a_{k,n} + \eta \quad (5)$$

这个结果可以进一步写成下面的形式:

$$\begin{aligned} r &= B_{n'} \underbrace{\sqrt{p_{k'}} a_{k',n'}}_{CAI} + \underbrace{\sum_{n=1, n \neq n'}^N B_n \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} a_{k,n}}_{CAI} + \eta \\ &\quad \underbrace{B_{n'} \sum_{k=1, k \neq k'}^K \sqrt{p_k} a_{k,n'}}_{CLI} \end{aligned} \quad (6)$$

式中,第1项是从第  $n'$  根天线发送的某一特定层  $k'$  的数据的期望信号。第2项是来源于其它天线的干扰,称为天线间干扰 (CAI)。第3项称为层间干扰 (CLI),是来自于相同天线发送的其它层的数据。最后  $\eta$  是 AWGN 向量。以  $\xi$  表示期望信号的失真,式(6)又可以写为:

$$r = B_{n'} \sqrt{p_{k'}} a_{k',n'} + \xi_{k',n'} \quad (7)$$

如果只考虑一个特定码片并将第  $n$  个特征值表示为  $\beta_n(t)$ ,则可以得到一般表示式:

$$r(t) = \beta_n(t) \sqrt{p_k} a_{k,n}(t) + \xi_{k,n}(t) \quad (8)$$

下面在采用 BPSK 调制、信道参数为实数的系统中对整个迭代接收过程进行讨论。

初始的先验信息:

$$\lambda(\tilde{a}_{k,n}(t)) = \log \left( \frac{p(\tilde{a}_{k,n}(t) = +1)}{p(\tilde{a}_{k,n}(t) = -1)} \right), \forall k, n, t \quad (9)$$

被设为零,也就是说假设没有任何先验信息。 $\tilde{a}_{k,n}(t)$  的均值和方差的计算方法如下式:

$$\begin{aligned} E(\tilde{a}_{k,n}(t)) &= \frac{\exp(\lambda(\tilde{a}_{k,n}(t))) - 1}{\exp(\lambda(\tilde{a}_{k,n}(t))) + 1}, \forall k, n, t \\ &= \tanh(\lambda(\tilde{a}_{k,n}(t))/2), \forall k, n, t \end{aligned} \quad (10)$$

$$\text{Var}(\tilde{a}_{k,n}(t)) = 1 - E(\tilde{a}_{k,n}(t))^2, \forall k, n, t \quad (11)$$

由式(5)可知,接收信号的统计特性如下式:

$$E(r(t)) = \sum_{n=1}^N \beta_n(t) \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} E(\tilde{a}_{k,n}(t)), \forall t \quad (12)$$

$$\text{Var}(r(t)) = \sum_{n=1}^N |\beta_n(t)|^2 \sum_{k=1}^K p_k \text{Var}(\tilde{a}_{k,n}(t)) + \sigma^2, \forall t \quad (13)$$

基于式(10)~式(13),对于第  $k$  层第  $n$  个数据流,失真量的均值和方差可以用下式进行估计。

$$E(\xi_{k,n}(t)) = E(r(t)) - E(\tilde{a}_{k,n}(t)) \quad (14)$$

$$\text{Var}(\xi_{k,n}(t)) = \text{Var}(r(t)) - |\beta_n(t)|^2 p_k \text{Var}(\tilde{a}_{k,n}(t)) \quad (15)$$

假设有足够多的数据流且每一个数据流都是独立同分布的 (i. i. d.) 随机变量,依据中心极限定理,式(8)中所给出的失真可以近似为一个高斯随机变量。易得条件高斯概率密度函数 (PDF)  $p(r(t) | \tilde{a}_{k,n}(t) = \pm 1)$  为:

$$\frac{\exp \left( -\frac{(r(t) - \beta_n(t) \sqrt{p_k} E(\xi_{k,n}(t)))^2}{2 \text{Var}(\xi_{k,n}(t))} \right)}{\sqrt{2\pi \text{Var}(\xi_{k,n}(t))}}, \forall k, n, t \quad (16)$$

故外信息  $EXT_{det}(\tilde{a}_{k,n})$  可以依下式计算:

$$EXT_{det}(\tilde{a}_{k,n}(t)) = \log \left( \frac{p(r(t)|\tilde{a}_{k,n}(t)=+1)}{p(r(t)|\tilde{a}_{k,n}(t)=-1)} \right) \quad \forall k, n, t \quad (17)$$

将式(16)代入式(17)可以得到:

$$EXT_{det}(\tilde{a}_{k,n}(t)) = \frac{2\beta_n(t) \sqrt{p_k} (r(t) - E(\xi_{k,n}(t)))}{Var(\xi_{k,n}(t))}, \quad \forall k, n, t \quad (18)$$

对于每个特定的层,都会有  $N$  个  $EXT_{det}(\tilde{a}_{k,n}(t))$ , 这  $N$  个值被相应地进行反交织, 合并后得到对  $a_k(\tilde{i})$  的软估计。

$$L_{det}(a_k(\tilde{i})) = \sum_{n=1}^N EXT_{det}(\tilde{a}_{k,n}(t)), \quad \forall k \quad (19)$$

这些信息被作为 SISO 译码器的输入。译码器进行标准的后验概率译码, 得到  $a_k(\tilde{i})$  的后验 LLR,  $L_{dec}(a_k(\tilde{i}))$ 。再从  $N$  个相同的后验 LLR 分别减去  $EXT_{det}(\tilde{a}_{k,n}(t))$ , 数据经过相应的交织器后得到  $N$  个外信息, 作为检测器在下一循环所需的先验信息的近似  $L_{dec}(\tilde{a}_{k,n})$ 。

#### 4 系统性能分析

本文采用信噪比演化的方法对所提系统的性能进行分析。如同在第3节所阐述的一样, 在对信号进行检测时, 期望信号的失真被视为高斯过程, 其期望为  $E(\xi_{k,n}(t))$ , 方差为  $Var(\xi_{k,n}(t))$ 。从式(18)可见, 输出的对数似然比表达式中含有  $Var(\xi_{k,n}(t))$ , 分析起来比较复杂。为了简化问题, 需要对  $Var(\xi_{k,n}(t))$  作近似, 方法如下面所述。式(15)给出了  $Var(\xi_{k,n}(t))$  的表达式, 其中  $Var(\tilde{a}_{k,n}(t))$  一项可由式(20)所定义的一个量进行近似:

$$V(a_k) \equiv \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T (1 - \tanh^2(\mu a_k(\tilde{i})/2)) \quad (20)$$

式中,  $T$  是帧长度,  $\mu$  是为了减少近似所带来的误差所引入的一个系数, 经验值为  $\mu = T/(T+1)$ 。在式(15)中将  $Var(r(t))$  一项展开后用  $V(a_k)$  代替  $Var(\tilde{a}_{k,n}(t))$ , 并对每个信道定义平均信道增益  $\lambda_n = E(|\beta_n(t)|^2)$ , 用它对  $|\beta_n(t)|^2$  作近似, 则可得:

$$Var(\xi_{k,n}(t)) \approx V(\xi_{k,n}) \equiv \sum_{n=1}^N \lambda_n \sum_{k=1}^K p_k V(a_k) - \lambda_n p_k V(a_k) + \sigma^2 \quad (21)$$

将式(18)中的  $Var(\xi_{k,n}(t))$  替换为  $V(\xi_{k,n})$ , 可得:

$$EXT_{det}(\tilde{a}_{k,n}(t)) = \frac{2\beta_n(t) \sqrt{p_k} (r(t) - E(\xi_{k,n}(t)))}{V(\xi_{k,n})} \quad (22)$$

将式(22)代入式(19)可得:

$$L_{det}(a_k(\tilde{i})) = \sum_{n=1}^N \frac{2\beta_n(t) \sqrt{p_k} (r(t) - E(\xi_{k,n}(t)))}{V(\xi_{k,n})}, \quad \forall k \quad (23)$$

将式(23)中的  $r(t)$  展开并注意到其可视为  $N$  个独立信号的最大比合并。在计算信噪比时系数  $\frac{2\beta_n(t) \sqrt{p_k}}{V(\xi_{k,n})}$  可以略去, 因  $\tilde{a}_{k,n}(t) = \pm 1$ , 易得  $\{L_{det}(a_k(\tilde{i})), \forall i\}$  信噪比的表示式为:

$$\begin{aligned} SNR_k &= \sum_{n=1}^N \frac{E(|\beta_n(t) \sqrt{p_k} \tilde{a}_{k,n}(t)|^2)}{E(|\xi_{k,n}(t) - E(\xi_{k,n}(t))|^2)} \\ &\approx \sum_{n=1}^N \frac{E(|\beta_n(t) \sqrt{p_k} \tilde{a}_{k,n}(t)|^2)}{V(\xi_{k,n})} \\ &\approx \sum_{n=1}^N \frac{\mu_n p_k E(|\tilde{a}_{k,n}(t)|^2)}{V(\xi_{k,n})} \\ &= \sum_{n=1}^N \frac{\mu_n p_k}{\sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K |\beta_n(t)|^2 \sum_{k=1}^K p_k V(a_k) - |\beta_n(t)|^2 p_k V(a_k) + \sigma^2} \end{aligned}$$

$$\forall k \quad (24)$$

$L_{det}(a_k(\tilde{i}))$  可以看作是对受到 AWGN 污染的信号  $a_k(\tilde{i})$  的对数似然比估计, 这里将所有失真近似为高斯过程, 等效的信噪比由  $SNR_k$  给出。在帧长度  $T$  足够长的条件下, 这个近似是足够准确的。由式(20)可知,  $V(a_k)$  由  $a_k(\tilde{i})$  计算得来, 因而是  $SNR_{k,n}$  的函数。

$$V(a_k) = f(SNR_k) \quad (25)$$

这个函数关系可以通过在 AWGN 条件下对编码器 C 作蒙特卡洛仿真得到。我们可以进一步定义一个性能指标, 即误帧率(FER)。与式(25)类似, FER 也可以表示为  $SNR_k$  的函数:

$$FER = g(SNR_k) \quad (26)$$

同样, 这个函数关系很难进行分析, 只能通过仿真得到。

由式(24)及式(25)容易得到  $SNR_k$  的迭代表达式。在得到最终的  $SNR_k$  值之后, 就可以代入式(26)以评价第  $k$  层数据的误帧率。

在上面的系统描述和性能分析中, 为了简单起见, 总是假定信道参数为实数, 调制方法为 BPSK。这些分析都可以推广到复信道及调制方法, 如 QPSK。为了提高系统性能, 在一定的总功率限制下, 不同的层可以采用不同的传输功率。这个策略的好处可以理解为, 在不同功率的情况下, 功率较大的那一层数据有很大可能会被较快地检测出来, 因而其对较弱信号的干扰就可以被正确消除。采用差分进化一类的非线性优化算法可以找到最优的功率分配, 但为了降低复杂度, 这里采用的方法是借助前面所介绍的信噪比演化方法, 快速对一定功率分配方案下的系统性能作出评价, 通过递归搜索找到次优解。

#### 5 仿真结果及结论

这一节中对所提出的系统进行仿真, 并将其与其它空时编码系统进行比较。在仿真中, 每帧的输入信息 1024 比特, 每层数据都采用相同的循环系统卷积码作为信道编码, 生成多项式为  $G = [1, (101)/(111)]$ , 因而编码器输出每帧长度为 2048。采用的调制方式为 BPSK, 设定系统传输速率为 2 比特每次信道利用, 相应地要求数据层数为 4。信道是长度为 2 的静态多径信道, 接收端迭代次数设定为 30。各层的功率分配按前述方法进行优化, 对于  $2 \times 1$  和  $4 \times 1$  IDM-ST 系统, 结果分别如表 1 所列。

表 1 各层功率分配

|              |                                               |
|--------------|-----------------------------------------------|
| $2 \times 1$ | $p_1/p_2 = 0.9174/0.0826$                     |
| $4 \times 1$ | $p_1/p_2/p_3/p_4 = 0.5688/0.262/0.1092/0.057$ |

图 3 的两条曲线分别给出了采用 IDM-ST 编码的  $2 \times 1$  和  $4 \times 1$  MISO-OFDM 系统的误帧率性能。图 4 比较了  $4 \times 1$  MISO-OFDM 情况下 IDM-ST 与 64 状态的 STTC 的性能。

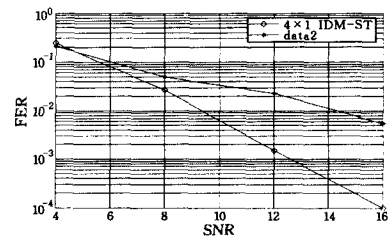


图 3  $4 \times 1$  与  $2 \times 1$  IDM-ST 系统的比较

(下转第 110 页)

|              |            |           |          |
|--------------|------------|-----------|----------|
| 0.9862278715 | 0.9999999  | 0.9999999 | 0.981265 |
| 0.982685922  | 0.9999994  | 0.9999989 | 0.969582 |
| 0.9819347365 | 0.99999927 | 0.9999984 | 0.967827 |
| 0.937022335  | 0.9999274  | 0.8676196 | 0.848099 |
| 0.87025858   | 0.9874608  | 0.1260035 | 0.688672 |
| 0.95623684   | 0.9999976  | 0.9883812 | 0.895895 |
| 0.98385864   | 0.9999996  | 0.9999991 | 0.971562 |
| 0.91522454   | 0.9989264  | 0.5690013 | 0.786836 |
| 0.895062435  | 0.9916853  | 0.3113853 | 0.745813 |

**结束语** 本文主要基于 PIE 和非 PIE 的分析方法对 star 网络在链路可靠概率模型基础上的可靠性进行了分析,得到了相应的可靠性模型。实验结果表明,star 网络的可靠性随着网络规模的不断扩大而逐渐降低,同时在网络规模不变的情况下,网络的可靠性也会随着网络中链路可靠性的降低而下降。在现有大规模集成电路技术下,通过对链路可靠概率的控制,完全可以将 star 网络的可靠性控制在一个较大的范围内。但是随着时间的推移,网络中的诸多其它因素,例如网络负载越来越大、拥塞情况越来越严重、结点故障也极有可能伴随着链路故障的出现而出现等,也会对网络的可靠性造成影响,进而降低网络的可靠性。这对我们今后进一步的研究工作提出了更高的要求。

### 参考文献

- [1] Wu R-Y, Chang J G, Chen G-H. Node-disjoint paths in hierarchical hypercube networks[C]//20th International Parallel and Distributed Processing Symposium, April 2006:1-5
- [2] Dally W, Towles B. Principles and Practices of Interconnection Networks[M]. San Francisco: Morgan Kaufmann Press, 2004
- [3] Grama A, Gupta A, Karypis G, et al. Introduction to Parallel Computing(Second Edition)[M]. Addison-Wesley Press, 2003
- [4] Wu Xiaolong, Latifi S. Substar Reliability Analysis in Star Networks[J]. Information Sciences, 2008, 178(10): 2337-2348
- [5] Latifi S. A study of fault tolerance in star graph[J]. Information Processing Letters, 2007, 102(5): 196-200

- [6] Day K, Trapathi A. A comparative study of topological properties of hypercubes and star graphs[J]. IEEE Trans. Parallel Distributed Systems, 1994, 5(1): 31-38
- [7] Akers S B, Krishnamurthy B. A group-theoretic model for symmetric interconnection networks[J]. IEEE Trans. Computer, 1989, 38(4): 555-566
- [8] Akers S B, Horel D, Krishnamurthy B. The star network; an attractive alternative to the n-cube[C]//Proc. the International Conference on Parallel Processing, 1987: 393-400
- [9] Wu X L, Latifi S, Jiang Y. A combinatorial analysis of distance reliability in star network[C]//Proc. the 21st IEEE International Parallel and Distributed Processing Symposium(IPDPS), March 2007: 1-6
- [10] Latifi S, Saberinia E, Wu Xiaolong. Robustness of star graph network under link failure[J]. Information Sciences, 2008, 178(3): 802-806
- [11] Zheng Jun, Latifi S, Regentova E, et al. Diagnosability of star graphs under the comparison diagnosis model[J]. Information Processing Letters, 2005, 93(1): 29-36
- [12] Wu X L, Latifi S, Jiang Y. Markov reliability model of star network[C]//Proc. the 2007 International Conference on Parallel and Distributed Processing Techniques and Applications, June 2007
- [13] Xu Min, Hu Xiao-dong, Zhu Qiang. Edge-bipancyclicity of star graphs under edge-fault tolerant [J]. Applied Mathematics and Computation, 2006, 183(2): 972-979
- [14] Li T K, Tan J M, Hsu L. Hyper Hamiltonian laceability on edge fault star graph[J]. Information Sciences, 2004, 165(1): 59-71
- [15] Li Tseng-kuei. Cycle embedding in star graphs with edge faults [J]. Applied Mathematics and Computation, 2005, 167(2): 891-900
- [16] Billinton R, Allan R. Reliability Evaluation of Engineering Systems(Second Edition)[M]. Plenum Press, 1992
- [17] 盛骤, 谢式千, 潘承毅. 概率论与数理统计(第三版)[M]. 北京: 高等教育出版社, 2001

(上接第 93 页)

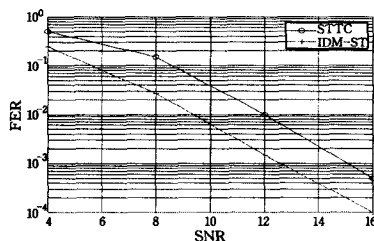


图 4 IDM-ST 系统与 STTC 的比较

由上面仿真结果可见,在采用了优化功率比的情况下, IDM-ST 在 MISO-OFDM 系统中的性能要优于 STTC,而且在增加发射天线数量时对性能提高的影响在高信噪比区域更加明显。综上所述,在 MISO-OFDM 系统里, IDM-ST 充分显示了它相对于传统空时码的优势,包括在数据率和发射天线数量上的灵活性,以及性能上的优越性。

### 参考文献

- [1] Wu K Y, Leung W K, Li Ping. A simple approach to near-optimal multiple transmit antenna space-time codes [C] // Proc. IEEE ICC03, Alaska, USA, May 2003: 2603-2607
- [2] Wu K Y, Leung W K, Li Ping. Interleave division multiplexing space-time codes[C] // IEEE 2003 International Symposium on Information Theory, ISIT'03, 2003: 354
- [3] Wu Keying, Li Ping, Yuan Jinhong. A quasi-random approach to space-time codes[C]//Proc. Int. Symp. Turbo Codes & Related Topics, Munich, Germany, April 2006
- [4] Li Ping, Wu K Y, Leung W K. High-rate interleave-division-multiplexing space-time codes[C]//Proc. IEEE VTC04 Fall
- [5] Wu Keying, Li Ping. A quasi-random approach to space-time codes[J]. IEEE Trans Inform. Theory, 2008, 54(3): 1073-1085
- [6] Goldsmith, Andrea. 无线通信(2007 年版)[M]. 北京: 人民邮电出版社