

# MIMO 多径衰落信道下的多载波混沌键控混沌通信\*

王世练<sup>1</sup>, 胡登鹏<sup>2</sup>, 张智力<sup>1</sup>, 卢树军<sup>1</sup>

(1. 国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073; 2. 空军预警学院, 湖北 武汉 430000)

**摘要:**为提高差分混沌键控的传输效率及其在衰落信道下的传输性能,提出了多载波混沌键控及类差分混沌键控检测方法,发射端每隔  $M$  个 OFDM 符号间隔插入由混沌参考信号构成的“导频”,在此间隔内其他  $M - 1$  个 OFDM 符号即以此混沌参考信号生成的混沌键控信号,接收端提取“导频”并将之与其他 OFDM 符号进行相关积分,恢复出  $M - 1$  比特信息。进一步给出了 MIMO 多径衰落信道下的多载波混沌键控分集发射与接收方法,发射端采用不同混沌信号以获得一定的发射分集增益,接收端不需要任何信道先验信息,对各天线的相关积分输出进行等增益合并,可获得空间分集增益和频域分集增益。性能分析和计算机仿真表明,在“导频”插入间隔大于 2 的情况下,多载波混沌键控的功率效率大于差分混沌键控,且传输性能优于差分混沌键控。

**关键词:**多载波混沌键控;差分混沌键控;MIMO;空间分集;频率分集

中图分类号:TN92 文献标志码:A 文章编号:1001-2486(2015)02-052-06

## Multi-carrier chaotic shift keying chaotic communications under MIMO multipath fading channels

WANG Shilian<sup>1</sup>, HU Dengpeng<sup>2</sup>, ZHANG Zhili<sup>1</sup>, LU Shujun<sup>1</sup>

(1. College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China;

2. Air Force Early Warning Academy, Wuhan 430000, China)

**Abstract:** To improve the frequency efficiency and the transmission performance of differential chaos shift keying under wireless fading channel, a multi-carrier chaotic shift keying communication scheme is proposed. In each block size of  $M$  OFDM symbols, one pilot OFDM symbol inserted time-spaced in all-frequency is used to transmit the reference chaotic signal and the other  $M - 1$  OFDM symbols is used to transmit the information-bearing signals, which spread by the reference chaotic signal. At the receiver, a differential detector is constructed and the information bits from the correlations between the pilot OFDM symbol and the other  $M - 1$  OFDM symbols in each block size of  $M$  are recovered. A multi-carrier chaotic shift keying transceiver under MIMO multipath fading channels with no channel state information is presented, in which a distinct chaotic sequence at each transmit antenna is used to spread the same data symbol and the detection statistics at each receive antenna are combined with equal gain for symbol detection. Both performance analysis and computer simulations show that multi-carrier chaotic shift keying outperforms differential chaos shift keying in additive white Gaussian noise channels with high bandwidth efficiency for the block size of  $M > 2$  and that multi-carrier chaotic shift keying achieves both spatial diversity gain and frequent diversity gain under MIMO multipath fading channels.

**Key words:** multi-carrier chaotic shift keying; differential chaos shift keying; MIMO; spatial diversity gain; frequent diversity gain

混沌信号的宽频谱特性和良好的相关性使之被广泛应用于数字通信、保密通信、光通信、扩频通信等领域<sup>[1-3]</sup>,其中差分混沌键控(Differential Chaos Shift Keying, DCSK)的鲁棒性好,接收端不需要混沌同步电路,且在多径衰落信道下传输可获得一定的时间分集增益<sup>[1,4-6]</sup>。

DCSK 信号有以下两个缺陷:1) 频率效率和功率效率低,DCSK 信号中只有的一半的功率和频谱是用于传输承载信息比特的混沌“扩频”信号的;2) 信号的低截获概率(Low Probability of

Interception, LPI) 性能差,容易被截获。为此,众多学者提出了若干 DCSK 改进方法,包括正交混沌键控(Quadrature Chao Shift Keying, QCSK)<sup>[7]</sup>、扰乱差分混沌键控(Permutation-based DCSK, P-DCSK)<sup>[8]</sup>、相关延时键控(Correlation Delay Shift Keying, CDSK)<sup>[9]</sup>、码移差分混沌键控(Code Shifted DCSK, CS-DCSK)<sup>[10]</sup>、高效差分混沌键控(High-Efficiency DCSK, HE-DCSK)<sup>[11]</sup>等。

为提高 DCSK 调制的传输效率和 LPI 性能,文献[12]提出了基于正交频分复用(Orthogonal

\* 收稿日期:2014-08-20

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61101097);武器装备预研基金资助项目(9140A25030113KG01359)

作者简介:王世练(1976—),男,江苏徐州人,副教授,博士,E-mail:wangsl@nudt.edu.cn

Frequency Division Multiplexing, OFDM) 的多载波直接混沌键控扩频 (Multi-Carrier Direct-spread Chaotic Shift Keying, MC - DS - CSK) 调制, 在高斯白噪声信道下的传输性能优于 DCSK, 且功率效率高、LPI 性能好。研究表明, 上述方法不适用于频率选择性衰落信道, 且传输性能随着信道多普勒频率的变大而迅速恶化。基于多载波码分多址 (Multi-Carrier Code Division of Multiple Access, MC - CDMA) 原理<sup>[13]</sup>, 提出了多载波混沌键控 (Multi-Carrier Chaotic Shift Keying, MC - CSK) 及类 DCSK 解调方法, 进一步给出了 MIMO 多径衰落信道下的 MC - CSK 分集发射与接收方法, 在不需要任何信道状态信息 (Channel State Information, CSI) 的情况下, 发射端的每根发射天线采用不同的混沌信号, 接收端对各接收天线的相关积分输出进行等增益合并, 可获得空间分集增益和频率分集增益。性能分析和计算机仿真表明, 在插入时间间隔大于 2 的情况下, MC - CSK 的频谱效率大于 DCSK, 且传输性能优于 DCSK。

## 1 MC - CSK 混沌通信

### 1.1 MC - CSK 调制解调

图 1 给出了 MC - CSK 调制解调原理框图。在调制端, 如图 1(a) 所示, 传输信息经过 CSK 扩频后进行 OFDM 调制, 与 MC - CDMA 相似, 每隔 OFDM 子载波的符号率与信息比特率一致, 即 OFDM 子载波数目与系统扩展比相同。

为实现接收端的类 DCSK 解调, 每隔  $M$  个 OFDM 符号时间间隔, 构造一个由混沌参考信号调制的 OFDM 符号, 作为“导频”插入后传输, 其他  $(M - 1)$  个 OFDM 符号则由  $(M - 1)$  个比特信息与混沌参考信号进行 CSK 调制生成。假设  $M$  个符号构成一信息帧, 第  $l$  个信息帧记作  $\mathbf{d}_l = [1, d_l(1), d_l(2), \dots, d_l(M - 1)]$ , 其中第 1 个比特  $d_l(0)$  恒定为“1”。对于第  $l$  个信息帧的每个比特, 用混沌序列  $\mathbf{c}_l = [c_l(0), c_l(1), \dots, c_l(N - 1)]$  进行 CSK 调制。为简化表述, 下文忽略下标  $l$ , 但需要注意的是每个信息帧对应的 CSK 调制混沌信号是不同的, 这样可以大大提高 MC - CSK 信号的抗截获性能。则离散 MC - CSK 信号的频域表示为

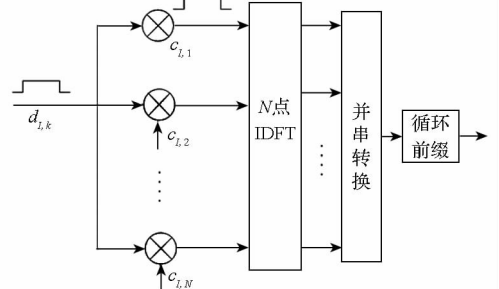
$$\mathbf{S} = \mathbf{c}^T \mathbf{d} = \begin{bmatrix} c(0) & d(1)c(0) & \dots & d(M-1)c(0) \\ c(1) & d(1)c(1) & \dots & d(M-1)c(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c(N-1) & d(1)c(N-1) & \dots & d(M-1)c(N-1) \end{bmatrix} \quad (1)$$

经过  $N$  点反傅里叶变换 (Inverse Direct Fourier Transform, IDFT) 运算, 输出第  $m$  个 OFDM

信号为

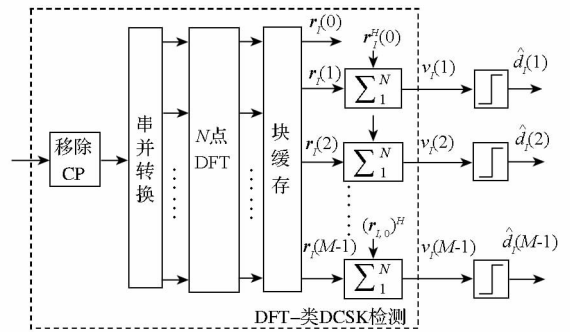
$$s(m, t) = \sum_{n=0}^{N-1} c(n) d(m) e^{i2\pi(f_0 + nf_d)t} p(t - mT_b) \quad (2)$$

其中,  $f_0$  为最低频率, 频率间隔  $f_d = 1/T_b$ ,  $p(t)$  为持续时间为  $T_b$  的矩形脉冲。



(a) MC - CSK 调制

(a) MC - CSK modulation



(b) MC - CSK 解调

(b) MC - CSK demodulation

图 1 MC - CSK 原理框图

Fig. 1 Block diagram of MC - CSK transceiver

在接收端, 如图 1(b) 所示, 对接收到的信号进行直接傅里叶变换 (Direct Fourier Transform, DFT) 和帧同步后, 第  $m$  个 OFDM 信号的 DFT 输出为  $\mathbf{r}(m) = [r(m, 0), r(m, 1), \dots, r(m, N - 1)]^T$  (3) 其中

$$r(m, n) = H(m, n) d(m) c(n) + \xi(m, n) \quad (4)$$

式(4)中,  $H(m, n)$  为第  $m$  个 OFDM 符号的信道频域响应,  $\xi(m, n)$  为高斯白噪声。

根据式(3), 可从接收信号中恢复出“导频”符号  $\mathbf{r}(0)$ , 将之与其他 OFDM 符号进行相关积分, 输出

$$v(m) = \mathbf{r}^H(0) \mathbf{r}(m) = \sum_{n=0}^{N-1} r^*(0, n) r(m, n) \quad (5)$$

将式(3)带入式(5), 可得

$$v(m) = d(0) d(m) \sum_{n=0}^{N-1} |c(n)|^2 H^*(0, n) H(m, n) + u(m)$$

$$m = 1, 2, \dots, M - 1 \quad (6)$$

其中噪声项  $u(m)$  为

$$u(m) = \sum_{n=0}^{N-1} H^*(0,n)d(0)c(n)\xi(m,n) + \sum_{n=0}^{N-1} H(m,n)d(m)c(n)\xi^*(0,n) + \sum_{n=0}^{N-1} \xi^*(0,n)\xi(m,n) \quad (7)$$

假设在一个长度为  $M$  的信息帧内, 宽带多径衰落信道的响应基本不变, 记  $H(m,n) = H(0,n) = H(n)$ ,  $m = 1, 2, \dots, M - 1$ 。在上述假设及  $d(0) = 1$  的前提下, 式(6)变为

$$v(m) = d(m) \sum_{n=0}^{N-1} |c(n)|^2 |H(n)|^2 + u(m) \quad (8)$$

从中可恢复出  $(M - 1)$  个比特信息:

$$\hat{d}(m) = \text{sign}[v(m)] \quad (9)$$

上述相干检测类似于 DCSK 的延时相干检测, 称之为“DFT\_类 DCSK 检测”, 不需要混沌信号的同步, 也不需要信道的任何先验信息, 实现简单。

### 1.2 性能分析

首先分析加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN) 信道下的 MC - CSK 传输性能。与文献[12]的分析相似, 每个长度为  $M$  的信息帧传输符号中, 有一个“导频”专门承载了混沌参考信号, 其信号功率由其他  $M - 1$  个承载有 CSK 调制比特信息的符号共同分担。假设每个信息比特能量为  $E_b$ , 则经过 MC - CSK 调制后的每个子载波上的平均 chip 能量为

$$E_c = \frac{M-1}{M} \frac{E_b}{N} \quad (10)$$

AWGN 下, 信道频率响应  $H(n) = 1, n = 0, 1, \dots, N - 1$ 。对于  $N \gg 1$ , 平均 chip 能量  $E_c = \frac{1}{N}$

$\sum_{n=0}^{N-1} |c(n)|^2$  基本保持不变, 对式(8)应用高斯近似假设和中心极限定理, 计算判决变量的信噪比<sup>[7]</sup>, 得到 AWGN 下的误比特率近似公式为

$$P_{e,MC-CSK}^{\text{awgn}} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left\{ \sqrt{\left[ \frac{2\psi}{N} + \frac{2}{\beta} \cdot \frac{N_0}{E_b} + \frac{N}{\beta^2} \left( \frac{N_0}{E_b} \right)^2 \right]^{-1}} \right\} \quad (11)$$

其中,  $\beta = (M - 1)/M, N_0$  为高斯噪声的单边频谱密度,  $\psi = \text{Var}[c^2(n)]/E^2[c^2(n)]$ 。  $M = 2$  时, MC - CSK 的误码率与 DCSK 的近似误码率<sup>[1]</sup>一致, 功率效率与 DCSK 相同;  $M$  越大, 单个“导频”信号所占功率的比重越小, MC - CSK 的功率效率越高;  $\beta$  趋近于 1, 其误码率与扩展比为  $N/2$  的 DCSK 一致。

AWGN 下 MC - CSK 精确误码率的推导可以参考文献[1,6], 这里不再赘述。

进一步考虑频率选择性衰落信道下 MC - CSK 的传输性能。假设在大小为  $M$  的信息帧传输时间内, 信道的变化或者频率响应基本不变, 由式(8)可以看出, 解调端可以获得一定的频率分集增益<sup>[15]</sup>, 噪声项的表达式(7)较复杂, 无法得到闭式解。实际应用中,  $M$  大小的选择取决于信道衰落变化的快慢, 信道变化越慢,  $M$  的取值越大。

## 2 MIMO MC - CSK 系统

### 2.1 MIMO 传输策略

为改善衰落信道下 MC - CSK 的误码性能, 现研究 MIMO 系统下的 MC - CSK 传输策略。考虑  $(N_t, N_r)$  的 MIMO 系统, 即发射天线数目为  $N_t$ , 接收天线数目为  $N_r$ , 并假设第  $i$  根发射天线到第  $j$  根接收天线间的信道  $\{h_{j,i}\}$  彼此统计独立, 且

$$h_{j,i} = \sum_{l=0}^{L-1} h_{j,i}^l(t) \delta(t - LT_c) \quad (12)$$

其中,  $\delta(t)$  为单位冲击响应函数,  $T_c = T_b/N$ , 最大路径延时为  $LT_c$ 。

在发射端, 每根发射天线采用不同的混沌信号进行 MC - CSK 调制, 记  $\mathbf{c}_i = [c_i(0), c_i(1), \dots, c_i(N - 1)]$ , 对于  $N \gg 1, \{\mathbf{c}_i, \mathbf{c}_{i'}\}$  近似正交, 即

$$R_c(i, i') = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_i(n)c_{i'}(n) \approx \delta(i - i') \quad (13)$$

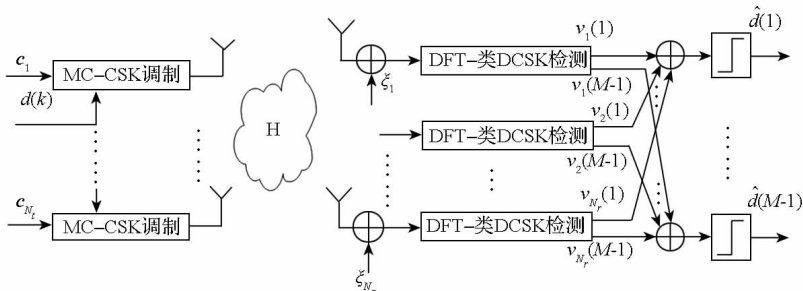


图 2 MIMO MC - CSK 系统框图

Fig. 2 Block diagram of MIMO MC - CSK system

则第  $i$  根发射天线的输出信号为

$$s_i(m, t) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \sum_{n=0}^{N-1} c_i(n) d(m) e^{j2\pi(f_0 + n f_d)t} p(t - mT_b) \quad (14)$$

假设循环前缀 (Cyclic Prefix, CP) 的长度大于最大多径延时, 每根接收天线对接收到的信号进行 DFT 和帧同步后, 第  $j$  根接收天线的信号为

$$\mathbf{r}_j(m) = [r_j(m, 0), r_j(m, 1), \dots, r_j(m, N-1)]^T \quad (15)$$

$j = 1, 2, \dots, N_r$

其中

$$r_j(m, n) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \sum_{i=1}^{N_t} H_{j,i}(m, n) d(m) c_i(n) + \xi_j(m, n) \quad (16)$$

式(16)中,  $H_{j,i}(m, n)$  为信道  $h_{j,i}$  的频域响应,  $\xi_j(m, n)$  为第  $j$  根接收天线接收机通道的高斯白噪声。

与式(6)的推导相似, 假设多径衰落信道在一个长度为  $M$  的信息帧内的响应基本不变, 记  $H_{j,i}(m, n) = H_{j,i}(0, n) = H_{j,i}(n)$ , 进一步利用式(13), 可得第  $j$  根接收天线的“DFT\_类 DCSK 检测”输出

$$\begin{aligned} v_j(m) &= \mathbf{r}_j^H(0) \mathbf{r}_j(m) \\ &= \frac{d(m)}{N_t} \sum_{n=0}^{N-1} |c_i(n)|^2 \sum_{i=1}^{N_t} |H_{j,i}(n)|^2 + u_j(m) \\ &= \frac{d(m)}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{n=0}^{N-1} |c_i(n)|^2 |H_{j,i}(n)|^2 + u_j(m) \end{aligned} \quad (17)$$

其中, 噪声项  $u_j(m)$  为

$$\begin{aligned} u_j(m) &= \frac{1}{\sqrt{N_t}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=1}^{N_t} H_{j,i}^*(n) c_i(n) \xi_j(m, n) + \\ &\quad \frac{d(m)}{\sqrt{N_t}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i'=1}^{N_t} H_{j,i'}(n) c_i(n) \xi_j^*(0, n) + \\ &\quad \sum_{n=0}^{N-1} \xi_j^*(0, n) \xi_j(m, n) \end{aligned}$$

对  $N_r$  个输出变量进行等增益合并 (Equal Gain Combination, EGC), 得到判决变量

$$\begin{aligned} v(m) &= \sum_{j=1}^{N_r} v_j(m) \\ &= \frac{d(m)}{N_t} \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{n=0}^{N-1} |c_i(n)|^2 |H_{j,i}(n)|^2 + \\ &\quad \sum_{j=1}^{N_r} u_j(m) \end{aligned} \quad (18)$$

采用与式(9)相同的运算, 即可判决恢复出  $M-1$  个比特信息。

上述 MIMO 信号处理方法实现简单, 不需要

信道估计。

## 2.2 性能分析

从判决变量表达式(18)中可以看出, 经过发射端的多天线正交混沌信号 CSK 调制和接收端的多天线“类 DCSK 检测”相干检测与合并后, 可以获得近似  $(N_t \cdot N_r)$  的分集增益及一定的接收天线增益和多径信道的频率分集增益, 多径衰落信道下的传输性能得以大大提升。同样, 发射端和接收端可以采用基于随机梯度算法 (Stochastic Gradient Algorithm, SGA) 的波束形成技术, 以进一步提高其传输性能。

具体分析可参照文献[14]中关于 MIMO - DCSK 的推导。

## 3 仿真验证

计算机仿真中混沌信号生成采用 2 阶 Chebyshev 混沌映射<sup>[3]</sup>

$$x_{n+1} = \cos(2 \arccos x_n) = 2x_n^2 - 1 \quad (19)$$

由此映射生成的混沌序列概率密度分布为

$$\rho(x) = \begin{cases} \frac{1}{\pi \sqrt{1-x^2}}, & |x| < 1 \\ 0, & |x| \geq 1 \end{cases} \quad (20)$$

不同的混沌信号通过取不同的初始值  $\{x_0\}$  由式(19)生成。

信道  $\{h_{j,i}^l(t)\}$  为彼此统计独立的瑞利衰落, 且时间相关函数为

$$E[h_{j,i}^l(t') h_{j',i'}^{l'}(t)] = J_0[2\pi(t' - t)f_d T_c] \delta(j - j') \delta(i - i') \delta(l - l')$$

其中,  $J_0(t)$  为第一类零阶 Bessel 函数,  $f_d$  为相对 chip 速率的归一化信道多普勒频率。

其他仿真条件如下: 第一, 多径信道是平稳衰落, 信道的变化以 1 个 OFDM 符号 ( $N$  个 Chips) 为间隔, 则信道生成的多普勒频率为  $F_d = N \cdot f_d \cdot T_c$ ; 第二, 频率选择性衰落信道的时延分布为  $[0, 6, 11] T_c$ , 功率分布为  $[0, -8, -10]$  dB; 第三, MC - CSK 传输的循环前缀长度  $N_{CP} = 16 T_c$ , 大于最大多径延时。

图 3 给出了 AWGN 下 MC - CSK 及 DCSK 的误码率曲线,  $M$  分别取 4, 8。可以看出,  $M$  越大, MC - CSK 的性能越好, 同样扩展比  $N$  的条件下, MC - CSK 的性能优于 DCSK。

图 4 给出了平稳瑞利衰落信道下 MC - CSK 的传输性能, 信道在不同的 OFDM 符号间平稳变化,  $f_d \cdot T_c$  分别取  $10^{-4}$  和  $10^{-5}$ 。由于参考 OFDM 符号与信息 OFDM 符号所经历的信道衰落不同,

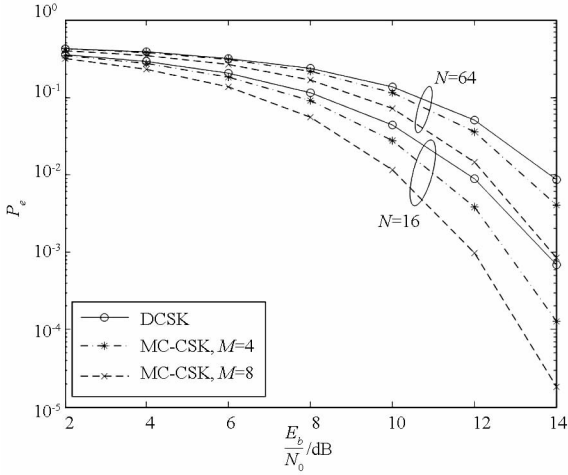


图 3 AWGN 下 MC - CSK 与 DCSK 的误码率比较  
Fig. 3 BER curves of MC - CSK and DCSK under AWGN

$f_d$  越大,  $M$  个 OFDM 符号经历的信道衰落差别越大, 在没有信道估计与校正的情况下, 不同 OFDM 符号间“类 DCSK”积分判决的结果受信道影响越大, 误码率越高; 给定  $f_d$  和  $M, N$  越大, 相对 OFDM 符号归一化的  $N \cdot f_d \cdot T_c$  越大, 不同 OFDM 符号间的信道响应差别越大, 误码率越高; 给定  $f_d$  和  $N, M$  越大, 误码率越高。

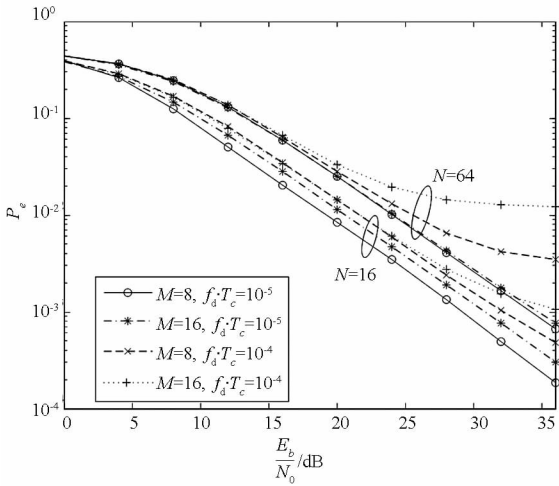


图 4 瑞利衰落信道下 MC - CSK 的误码率比较  
Fig. 4 BER curves of MC - CSK under Rayleigh fading channels

图 5 给出了多径平稳瑞利衰落信道下 MC - CSK 的传输性能,  $f_d \cdot T_c$  取  $10^{-5}$ ,  $M$  取 8。DCSK 检测获得的时间分集取决于最大多径延时  $L$  与扩展比  $N$  的大小<sup>[1]</sup>, 而多径衰落信道下 MC - CSK 所获得的频率分集增益与  $N$  的大小关系不大。最大多径延时  $L = 11$  的情况下,  $N = 16$  时, MC - CSK 的性能改善明显优于 DCSK;  $N = 64$  时, 两者获得分集增益相差不大, 仅存在信噪比的差异。

图 6 和图 7 分别给出了瑞利衰落信道及多径

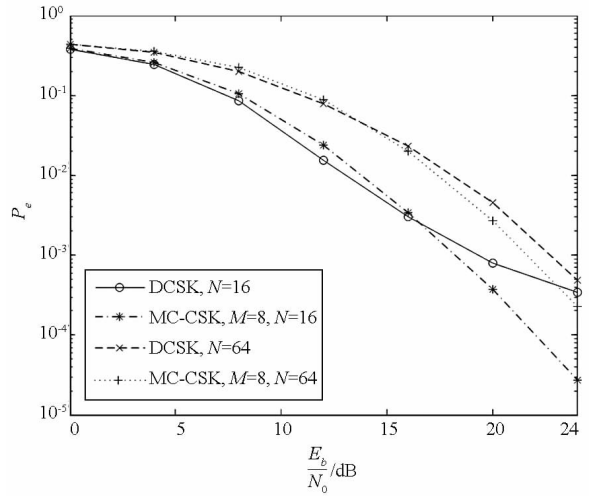


图 5 多径衰落信道下 MC - CSK 与 DCSK 的误码率比较  
Fig. 5 BER curves of MC - CSK and DCSK under multipath fading channels

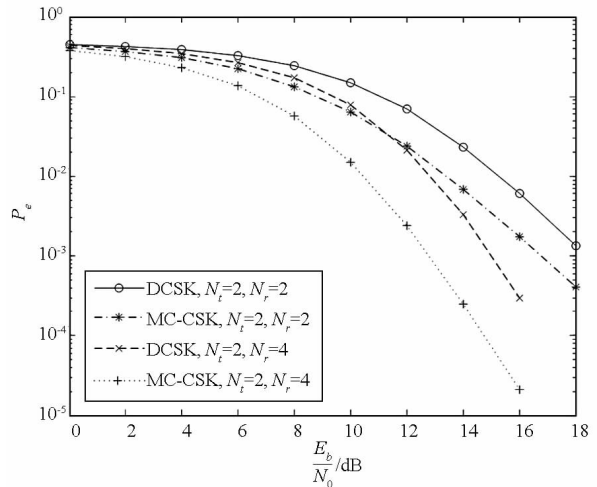


图 6 MIMO 信道下 MC - CSK 与 DCSK 的误码率比较  
Fig. 6 BER curves of MC - CSK and DCSK under MIMO fading channels

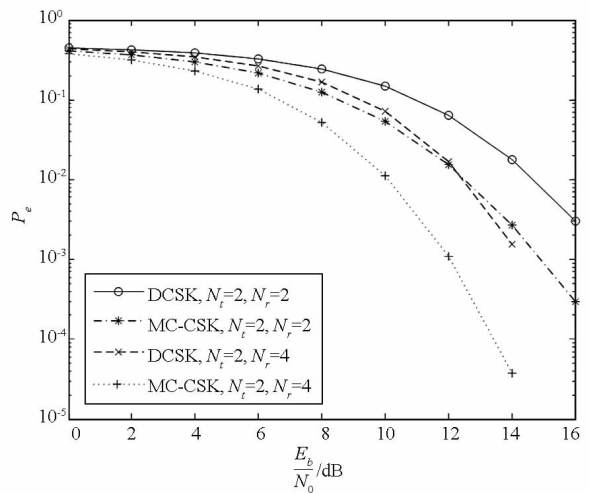


图 7 MIMO 多径信道下 MC - CSK 与 DCSK 误码率比较  
Fig. 7 BER curves of MC - CSK and DCSK under MIMO multipath fading channels

瑞利衰落信道下 MIMO MC - CSK 的传输性能,  $f_d \cdot T_c$  取  $10^{-5}$ ,  $M$  取 8,  $N$  取 64。考虑 (2,2) 和 (2,4) 两个典型的 MIMO 系统, 并与文献 [14] 中的 MIMO - DCSK 性能进行比较。相比图 4 所示的单天线系统, MIMO 处理所获得的空间分集增益明显; MC - CSK 的性能明显优于 DCSK; 对比图 6 和图 7, 可看出多径衰落信道下系统所获得的频率分集增益。

## 4 结论

本文给出了一种基于 OFDM 调制的多载波混沌通信技术及其在 MIMO 系统下的处理策略, 在不需要任何信道先验信息 CSI 和混沌信号同步的前提下, 通过每隔一定长度的信息帧插入一“导频”混沌参考信号, 实现“类 DCSK 相干检测”, 实现简单, 且通过简单的 MIMO 信号处理与接收合并可以获得空间分集增益和频率分集增益, 性能优于 DCSK。

## 参考文献 (References)

- [1] Abel A, Schwarz W. Chaos communications: principles, schemes, and system analysis[J]//Proceedings of the IEEE, 2002, 90(5):691 - 710.
- [2] 冯久超. 混沌信号与信息处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2012.  
FENG Jiuchao. Chaos signal and information processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2012. (in Chinese)
- [3] 郑志华, 钱宗珏, 寿国础, 等. 光码分多址接入系统中 Chebyshev 映射混沌码的实现[J]. 北京邮电大学学报, 2009, 32(6): 67 - 71.  
ZHENG Zhihua, QIAN Zongyu, SHOU Guochu, et al. Implementation of Chebyshev map chaotic sequence in the optical code division multiple access system[J]. Journal of Beijing Posts and Telecommunications University, 2009, 32(6): 67 - 71. (in Chinese)
- [4] Min X, Xu W, Wang L, et al. Promising performance of a frequency-modulated differential chaos shift keying ultra-wideband system under indoor environments [J]. IET Communications, 2010, 4(2): 125 - 134.
- [5] Hasan M Z. Performance analysis of a non-coherent differential chaos-shift keying technique[C]//Proceedings of International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE), 2013: 286 - 290.
- [6] Long M, Chen Y F, Peng F. Simple and accurate analysis of BER performance for DCSK chaotic communication[J]. IEEE Communication Letters, 2011, 15(11):1175 - 1177.
- [7] Galias Z, Maggio G M. Quadrature chaos-shift keying: theory and performance analysis[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2001, 48(12): 1510 - 1519.
- [8] Lau F C M, Cheong K Y, Tse C K. Permutation-based DCSK and multiple-access DCSK systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2003, 50(6): 733 - 742.
- [9] Tam W M, Lau F C M, Tse C K. Generalized correlation-delay-shift-keying scheme for noncoherent chaos-based communication systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2006, 53(3):712 - 721.
- [10] Xu W K, Wang L, Kolumbún G. A novel differential chaos shift keying modulation scheme[J]. International Journal of Bifurcation and Chaos, 2011, 21(3): 799 - 814.
- [11] Yang H, Jiang G P. High-efficiency differential-chaos-shift-keying scheme for chaos-based noncoherent communication[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2012, 59(5): 312 - 316.
- [12] Wang S L, Zhu J, Zhou J. OFDM-based chaotic spread spectrum communications with high bandwidth efficiency[C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Control Engineering and Communication, 2012: 940 - 944.
- [13] Hanzo L L, Keller T. OFDM and MC-CDMA: a primer[M]. John Wiley & Sons Ltd, 2006.
- [14] Wang S L, Wang X D. M-DCSK-Based chaotic communications in MIMO multipath channels with no channel state information [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-II, 2010, 57(11):1001 - 1005.
- [15] Yee N, Linnartz J P, Fettweis G. Multicarrier CDMA in indoor wireless radio networks [J]. IEICE Transactions on Communications, 1994, 77(7): 900 - 904.