

抗多普勒频偏的多天线 Chirp-BOK 最佳随相检测方案

仇洪冰^{1,2}, 乔新宇^{1,2}, 郑霖^{1,2,3}, 杨超^{1,2}, 姚伟伟^{1,2}, 张静³

(1. 桂林电子科技大学信息与通信学院, 广西 桂林 541004;

2. 桂林电子科技大学广西无线宽带通信与信号处理重点实验室, 广西 桂林 541004;

3. 通信网信息传输与分发技术重点实验室, 河北 石家庄 050081)

摘 要: 当信道存在多普勒频偏和相位噪声时, 采用相干检测的 MIMO-OFDM 系统需要复杂和精确的频偏估计与多普勒补偿。为此, 提出了一种多天线 Chirp-BOK 最佳随相检测方案, 在保证抗干扰和抗频偏衰落条件下, 通过空分复用提高了系统容量。经推导, 多天线 Chirp-BOK 系统的等效 MIMO 信道系数矩阵为实矩阵, 从而降低了信道估计的复杂度, 同时, 也避免了检测受随机相位的影响。最后通过 NI USRP-2942R 平台搭建了 2×2 无线收发 MIMO-Chirp-BOK 验证系统。实测和仿真验证了所提系统具有低复杂度, 对相偏、频偏不敏感的优点, 并通过收发双天线获得了 2 倍的通信容量。

关键词: MIMO 通信; Chirp-BOK 调制; 非相干检测; 随相检测

中图分类号: TN914.2

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2018122

Optimal detection of random phase signal with Doppler frequency offset in Chirp-BOK multi-antenna system

QIU Hongbing^{1,2}, QIAO Xinyu^{1,2}, ZHENG Lin^{1,2,3}, YANG Chao^{1,2}, YAO Weiwei^{1,2}, ZHANG Jing³

1. School of Information and Communication, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China

2. Guangxi Key Laboratory of Wireless Wideband Communication and Signal Processing, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China

3. Science and Technology on Communication Networks Laboratory, Shijiazhuang 050081, China

Abstract: When there are Doppler frequency deviation and phase noise in channel, the MIMO-OFDM system with coherent detection requires complicated and accurate frequency offset estimation and Doppler compensation. Based on this, an optimal random phase detection was proposed in multi-antenna Chirp-BOK system, which improved the system capacity by space division multiplexing in the condition of anti-interference and anti-frequency deviation. The equivalent MIMO channel coefficient matrix of multi-antenna Chirp-BOK system was derived as a real matrix, so as to reduce the complexity of channel estimation and avoid to be affected by random phase. A two plus two wireless transceiver system was built on the NI USRP-2942R platform. Simulation and experiment results show that the MIMO-Chirp-BOK system inherits the advantages of low complexity, insensitivity to phase shift and frequency offset of Chirp-BOK communication system. It achieves multiplied communication capacity by increasing the number of antennas.

Key words: MIMO communication, Chirp-BOK modulation, non-coherent detection, random phase detection

收稿日期: 2017-12-25; 修回日期: 2018-06-07

通信作者: 郑霖, gwzheng@gmail.com

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61571143, No.61371107); 广西无线宽带通信与信号处理重点实验室基金资助项目 (No.GXKL061501); 通信网信息传输与分发技术重点实验室开放课题资助项目 (No.KX172600033)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61571143, No.61371107), Guangxi Key Laboratory of Wideband Wireless Communications and Signal Processing Foundation (No.GXKL061501), Science and Technology on Communication Networks Laboratory Foundation (No.KX172600033)

1 引言

MIMO 技术采用空间分集与复用的思想, 通过与传统调制方式相结合(如 MQAM 和 OFDM 等), 能进一步提高系统传输效率, 因此成为 IEEE 802.11n 和 4G/5G 标准核心技术之一^[1-3]。从调制的高效性出发, 大部分 MIMO 系统采用相干检测方式对信号进行解调, 而相干检测的 MIMO 系统需要知道精确的信道状态信息(CSI, channel state information), 因此, 随着天线数的增加, 蜂窝网上行信道估计的开销和复杂度也随之增加。在衰落环境中, 实现精确的信道估计、时间同步和频偏、相偏补偿算法存在硬件要求高和系统功耗大的缺点。相比而言, 采用非相干检测技术的复杂度一般较低, 且能够更好地抵抗频偏和随机相偏的影响, 与多天技术相结合, 能够满足高速运动等复杂环境下对系统容量和可靠性都要求较高的场景。

非相干检测系统分为 2 类, 一类是基于差分编码的差分检测系统, 另一类是随相检测系统。早期的差分检测是基于逐符号差分的检测系统^[4], 该方法虽然可以在未知信道信息的情况下获得空间分集增益, 但系统性能会有一些的损失。文献[5-7]分别提出了基于差分空时分组码的 MIMO-UWB 和 MU-MIMO 系统, 将逐符号差分检测技术扩展为多符号差分检测(MSDD, multi symbol differential detection)技术, 不仅不损失系统性能, 还能在一定程度上降低系统复杂度。Schenk 等^[8]将判决反馈差分检测(DFDD, decision feedback differential detection)算法应用于 massive MIMO 系统, 进而优化算法将其用于 MU-massive MIMO 系统^[9-10]。虽然差分检测方式不需要相位补偿, 但依然会受到信道相位噪声的干扰。

与差分检测系统不同, 采用幅度检测和频移键控(FSK, frequency shift keying)的随相检测系统不需要相位调制信息, 且相位干扰的影响可以通过平方律处理剔除掉, 因而具有更好的抗相位干扰能力。文献[11-12]提出了基于能量的非相干检测单入多出(SIMO, single input multiple output)系统, 不需要知道 CSI 就可完成检测, 虽然可以降低系统复杂度, 但系统的顽健性较差。文献[13]提出将正交空时分组码(OSTBC, orthogonal space-time block code)与 MFSK 调制、随相检测结合, 应用于 MIMO 转发放大网络。文献[14]提出了一种无信道信息的非相干 MFSK-MIMO 系统, 该系统采用子空间编码

原理, 直接对每个接收天线上的 FSK 信号进行随相检测后做比大判决, 但当信道矩阵较差时会产生较大误码, 且该系统对多普勒频偏较为敏感。文献[15]提出了一种基于 MFSK 的 MIMO 非相干检测系统的空时码, 利用空间分集技术提高系统增益, 对多普勒频偏比较敏感。

为了进一步提高 MIMO 系统对频偏的顽健性, 现有方法也会采用对频偏不敏感的信号形式, 如调频连续波(FMCW, frequency modulated continuous wave)信号。一方面, FMCW 信号常用于雷达系统, 近年来, 在雷达领域的 MIMO-Chirp 系统主要通过 FMCW 波形设计为 MIMO 雷达带来具有大时带宽积的正交波形集。文献[16]通过 OFDM 信号调制形式重新定义了 Chirp 信号, 在此基础上通过引入扩频码的方式获得了多组准正交波形集。文献[17]在不同码片和不同频段调制不同斜率的 Chirp 信号, 从而构成了一个大时带宽积的正交波形。还有一些研究基于 MIMO-Chirp 雷达系统提出了 MIMO-Chirp 通信雷达一体化系统, 文献[18]以跳频 Chirp 波形作为正交波形集, 每根发射天线在彼此正交的波形上加载相位调制, 实现 MIMO 雷达系统下的通信功能。以上研究说明 MIMO-Chirp 雷达系统本质上是 Chirp 信号作为一种扩频编码, 在每根天线上发送相互正交的信号, 并利用信号的正交性来获得空间分集。而传统意义上的 MIMO 通信则是利用多径信道信息来获得空间分集或复用的, 所以仅要求每根天线发射的数据具有独立性, 而并不要求信号是正交的。因此, 现有 MIMO-Chirp 雷达方案中的调制效率会低于直接用于通信的 MIMO 系统。

另一方面, MIMO-Chirp 通信系统也可视为一个 MIMO 扩频通信系统, 近几年, MIMO 扩频通信得到了长足的发展。文献[19]研究了 MIMO-CDMA 空时编码的分集处理。文献[20]将 Chirp 扩频引入 MU-MIMO 系统, 设计不同调频斜率的 Chirp 扩频信号用于保证不同用户发射信号的正交性。文献[21-22]针对 MIMO-OFDM-CDMA 系统进行研究, 将 Chirp 信号作为扩频编码加以利用。但由于扩频系统采用相干检测解调, 因此解调前仍需要先获得复信道矩阵信息。而为了降低系统信道估计开销, 且保证系统的顽健性, 本文提出了一种抗多普勒频偏的 Chirp-BOK 多天线通信系统。结合随相系统对相位变化的不敏感特性, 使解调并不需要获得完整的复信道矩阵信息。本文推导论证了随相系统可将原有

复信道等效为一个实信道, 因而仅需获得一个实信道矩阵即可完成 MIMO Chirp-BOK 的解调。此外, 该系统对频偏具有一定的抵抗能力, 并通过仿真对系统的性能进行了分析。最后, 在 NI USRP-2942R 软件无线电平台上搭建了 2×2 多天线 Chirp-BOK 实测系统, 验证了系统的可行性。

2 Chirp-BOK 随相检测

二进制正交键控 (BOK) 调制是指分别用正、负斜率 Chirp 信号来表示二进制数据 1 和 0 的调制方式。调制后的 Chirp-BOK 信号可表示为

$$s(t) = ce^{j2\pi\left(f_0t + \frac{\mu t^2}{2}\right)} + (1-c)e^{j2\pi\left(f_0t - \frac{\mu t^2}{2}\right)}, t < \left\lfloor \frac{T}{2} \right\rfloor \quad (1)$$

其中, $c = \{0,1\}$ 为二进制码元数据, f_0 为中心频率, $\mu > 0$ 为调频斜率。正、负斜率 Chirp 相关滤波器的冲激响应为对应信号反演后取共轭的结果, 即 Up-Chirp 信号的相关滤波器响应为 Down-Chirp 信号, Down-Chirp 信号的相关滤波器响应为 Up-Chirp 信号。在接收端, 分别对基带信号使用 2 个对应的相关滤波器进行滤波。相关滤波器分为 IQ 两路, 对 IQ 两路滤波器的输出平方后相加可得到随相检测后的脉冲信号, 在 Up/Down-Chirp 相关滤波器输出的脉冲包络峰值处进行比大判决即可恢复出比特数据^[23-24]。当信号与相关滤波器相关时, 输出信号为

$$s_{\text{match}}(t) = \sqrt{TB} \frac{\sin(\pi\mu t(T-|t|))}{\pi\mu T t} e^{j(2\pi f_0 t + \Delta\phi)} \quad (2)$$

当信号与相关滤波器不相关时, 输出信号为

$$s_{\text{unmatch}}(t) = \left[C(\sqrt{TB} - |t|\sqrt{\mu}) \pm jS(\sqrt{TB} - |t|\sqrt{\mu}) \right] \cdot e^{j\left(2\pi f_0 t \pm \frac{\pi}{2}\mu t^2 + \Delta\phi\right)} \quad (3)$$

其中, $\Delta\phi$ 为接收信号与相关滤波器冲激响应的相位差, $C(x) = \int_0^x \cos \frac{\pi\nu^2}{2} d\nu$ 、 $S(x) = \int_0^x \sin \frac{\pi\nu^2}{2} d\nu$ 分别是菲涅尔余弦和正弦积分函数; Up-Chirp 信号经过 Down-Chirp 相关滤波器的取正号, Down-Chirp 信号经过 Up-Chirp 相关滤波器的取负号。由式(2)可以看出, 信号与相关滤波器相关时输出幅度为输入幅度的 \sqrt{TB} 倍, 通常称 TB 为 Chirp 信号的时带宽积或处理增益。噪声是与滤波器不匹配的, 因此输出信噪比为输入信噪比的 TB 倍。

接收端的抽样判决器根据经过随相检测后的脉冲信号包络 r_1 和 r_2 进行判决。在发送信息 1 和 0 等概率的情况下, BOK 的误码率为

$$P_b = P(r_1 - r_2 < 0) \quad (4)$$

经推导可得误码率^[23-24]为

$$P_b = Q_1(a, b) - \frac{1}{2} e^{-\frac{(a^2+b^2)}{2}} I_0(ab) \quad (5)$$

$$a = \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \left(1 - \sqrt{1 - |\rho|^2}\right) \quad (6)$$

$$b = \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \left(1 + \sqrt{1 - |\rho|^2}\right) \quad (7)$$

其中, Q_1 为马库姆 (Marcum) Q 函数, I_0 为零阶修正贝塞尔函数, $\frac{E_b}{N_0}$ 是接收信号的信噪比, $|\rho|$ 为一组 Up/Down-Chirp 信号的互相关系数, 即

$$|\rho| = \frac{1}{\sqrt{TB}} \sqrt{C^2(\sqrt{TB}) + S^2(\sqrt{TB})} \quad (8)$$

当发射信号与接收信号存在频偏时, 相关滤波器输出 $s_{\text{match}}(t)$ 变为

$$\begin{aligned} s'_{\text{match}}(t) &= \sqrt{TB} \frac{\sin(\pi(\mu t + \Delta f)(T - |t|))}{\pi T(\mu t + \Delta f)} e^{j(2\pi(f_0 + \Delta f)t + \Delta\phi)} \\ &= \sqrt{TB} \left(1 - \frac{|t|}{T}\right) \frac{\sin(\pi(\mu t + \Delta f)(T - |t|))}{\pi(\mu t + \Delta f)(T - |t|)} \cdot e^{j(2\pi(f_0 + \Delta f)t + \Delta\phi)} \end{aligned} \quad (9)$$

其中, Δf 为接收信号与发射信号的中心频率偏差, 若 $\Delta f \neq 0$, 那么峰值出现的位置为 $t = -\frac{\Delta f}{\mu_m}$ $= \mp \frac{T\Delta f}{B}$, 信号为正斜率 Chirp 时取负号, 反之取正号。同时, 归一化相关峰值幅度也将下降为 $1 - \frac{\Delta f}{B}$ 。

3 MIMO-Chirp-BOK 非相干检测通信系统

MIMO 系统对应的信道矩阵是一个复矩阵, 但是采用随相检测的 Chirp-BOK 系统仅利用匹配输出的幅度信息而无法获得相位信息, 这意味着在 MIMO-Chirp-BOK 中不能获得完整的信道矩阵。为此, 本节将从 MIMO-Chirp-BOK 系统出发, 推导 MIMO 随相检测的理论公式, 并给出相应的估计和检测算法。

MIMO-Chirp-BOK 系统框架如图 1 所示, 经空

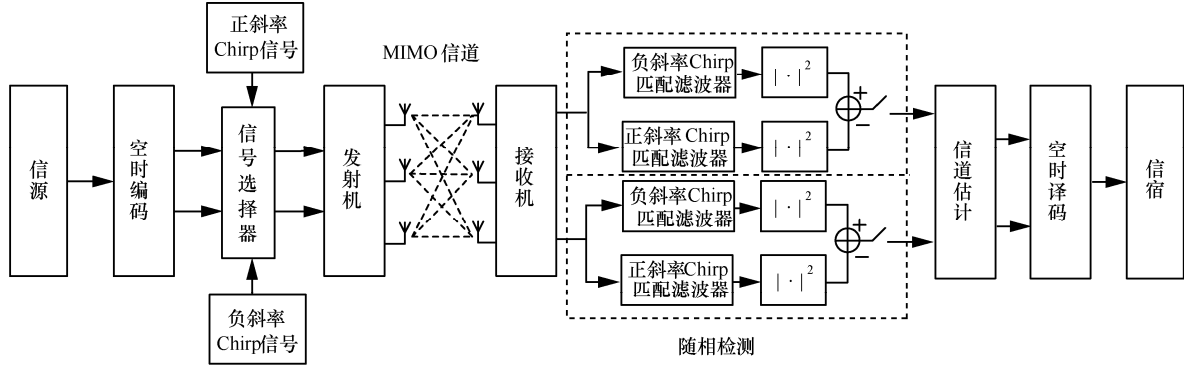


图 1 MIMO-Chirp-BOK 系统框架

时编码的比特数据分别经过 Chirp-BOK 调制、上变频后通过不同发射天线发送出去。接收端经下变频后，先对各天线进行非相干随相检测，即每根天线基带信号分别经过正、负斜率相关滤波器，取模平方后再相减并与位同步采样，再对采样后的数据进行信道估计、信号检测、空时译码等处理后，即可恢复各发射天线数据。

在 MIMO 系统中，第 k 根发射天线第 w 个码元的 Chirp-BOK 发送信号可由式(1)扩展为

$$s_{kw}(t) = c_{kw} e^{j2\pi\left(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2}\right)} + (1 - c_{kw}) e^{j2\pi\left(f_0 t - \frac{\mu t^2}{2}\right)} \quad (10)$$

其中， $c_{kw} \in \{0, 1\}$ 为第 k 根发射天线的第 w 个二进制码元数据， μ 前面的符号为正号时代表 Up-Chirp 信号，为负号时代表 Down-Chirp 信号。

对于 N 发 M 收的 MIMO 系统，信道衰落矩阵记为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} e^{j\theta_{11}} & \dots & h_{1N} e^{j\theta_{1N}} \\ \vdots & h_{mn} e^{j\theta_{mn}} & \vdots \\ h_{M1} e^{j\theta_{M1}} & \dots & h_{MN} e^{j\theta_{MN}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_M \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中，包络 h_{mn} 服从瑞利分布，相位 θ_{mn} 服从 $[0, 2\pi)$ 的均匀分布^[1-2]， $\mathbf{h}_1 \dots \mathbf{h}_M$ 表示 \mathbf{H} 的行向量。

接收到的信号可以表示为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (12)$$

其中， \mathbf{Y} 为接收信号矩阵，维度为 $M \times T$ ， \mathbf{S} 为发射信号矩阵，维度为 $N \times T$ ， T 为发送信号长度， \mathbf{N} 为零均值高斯噪声矩阵。 \mathbf{S}_w 为第 w 个码元的发射信号矢量，那么在第 i 根接收天线上接收到的第 w 个码元的信号矩阵可以表示为

$$\mathbf{y}_{iw} = \mathbf{h}_i \mathbf{S}_w + \mathbf{n}_{iw} \quad (13)$$

用 \mathbf{h}_{up} 、 \mathbf{h}_{dn} 分别表示 Up-Chirp 和 Down-Chirp

相关滤波器的冲激响应， $\mathbf{s}_{up,iw}$ 表示第 i 根接收天线第 w 个码元信号经过 Up-Chirp 相关滤波器的输出向量，则有

$$\mathbf{s}_{up,iw} = \mathbf{y}_{iw} * \mathbf{h}_{up} = \mathbf{h}_i \mathbf{S}_w * \mathbf{h}_{up} + \mathbf{n}_{up,iw} \quad (14)$$

先取模平方再采样与先采样再取模平方结果相同，这里采用先采样再取模平方的方式。用一个长度为 N (发射天线个数) 的列向量 $\mathbf{X}_{up,w}$ 表示第 w bit 发射信号经过 Up-Chirp 相关滤波器采样后的复数数据，即 $\mathbf{X}_{up,w}(k)$ 为 \mathbf{S}_w 的第 k 行与 \mathbf{h}_{up} 卷积并在位同步点采样后的结果。结合式(2)~式(5)，可以得到

$$\mathbf{X}_{up,w}(k) = \sqrt{TB} (c_{kw} + (1 - c_{kw}) \rho e^{j\alpha}) \quad (15)$$

其中， $c_{kw} \in \{0, 1\}$ 为第 k 根发射天线第 w 个码元的比特数据， $\rho e^{j\alpha}$ 为相关滤波器不匹配时输出的复数数据。 \mathbf{s}_{up} 为接收信号经 Up-Chirp 相关滤波器采样后的复数数据，则第 i 根接收天线第 w 个符号经过滤波采样后为

$$\mathbf{s}_{up}(i, w) = \mathbf{h}_i \mathbf{X}_{up,w} + \mathbf{n}_{up,w} \quad (16)$$

与差分检测方式不同，随相检测方法需要对相关后的信号进行平方取模处理，所以式(16)变为

$$|\mathbf{s}_{up}(i, w)|^2 = (\mathbf{h}_i \mathbf{X}_{up,w} + \mathbf{n}_{up,w})^H (\mathbf{h}_i \mathbf{X}_{up,w} + \mathbf{n}_{up,w}) = \mathbf{h}_i \mathbf{X}_{up,w} \mathbf{X}_{up,w}^H \mathbf{h}_i^H + \mathbf{n}_{up,w} \mathbf{n}_{up,w}^H + \mathbf{h}_i \mathbf{X}_{up,w} \mathbf{n}_{up,w}^H + \mathbf{n}_{up,w} \mathbf{X}_{up,w}^H \mathbf{h}_i^H \quad (17)$$

同理， $\mathbf{s}_{dn,iw}$ 为第 i 根接收天线第 w 个符号经过 Down-Chirp 相关滤波器的输出向量， $\mathbf{X}_{dn,w}$ 为第 w bit 发射信号经过 Down-Chirp 相关滤波器采样后的复数数据， $\mathbf{s}_{dn}(i, w)$ 为第 i 根接收天线第 w 个符号的信号经 Down-Chirp 相关滤波器、位同步点采样后的数据，则有

$$\mathbf{s}_{dn,iw} = \mathbf{y}_{iw} * \mathbf{h}_{dn} = \mathbf{h}_i \mathbf{S}_w * \mathbf{h}_{dn} + \mathbf{n}_{dn,iw} \quad (18)$$

$$\mathbf{X}_{\text{dn},w}(k) = \sqrt{TB} (c_{kw} \rho e^{-j\alpha} + (1 - c_{kw})) \quad (19)$$

$$\mathbf{s}_{\text{dn}}(i, w) = \mathbf{h}_i \mathbf{X}_{\text{dn},w} + \mathbf{n}_{\text{dn},iw} \quad (20)$$

$$|\mathbf{s}_{\text{dn}}(i, w)|^2 = \mathbf{h}_i \mathbf{X}_{\text{dn},w} \mathbf{X}_{\text{dn},w}^H \mathbf{h}_i^H + \mathbf{n}_{\text{dn},iw} \mathbf{n}_{\text{dn},iw}^H + \mathbf{h}_i \mathbf{X}_{\text{dn},w} \mathbf{n}_{\text{dn},iw}^H + \mathbf{n}_{\text{dn},iw} \mathbf{X}_{\text{dn},w}^H \mathbf{h}_i^H \quad (21)$$

\mathbf{X}_w 为第 w 个符号的信号经 Up/Down-Chirp 滤波器处理之后的相减结果, 有

$$\mathbf{X}_w = \mathbf{X}_{\text{up},w} \mathbf{X}_{\text{up},w}^H - \mathbf{X}_{\text{dn},w} \mathbf{X}_{\text{dn},w}^H \quad (22)$$

因为矩阵相减相当于对应元素相减, 所以有

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_w(n, k) &= TB [c_{mw} c_{kw} + (1 - c_{kw}) c_{mw} \rho e^{-j\alpha} + \\ &\quad (1 - c_{mw}) c_{kw} \rho e^{j\alpha} + (1 - c_{mw})(1 - c_{kw}) \rho^2] - \\ &\quad TB [c_{mw} c_{kw} \rho^2 + (1 - c_{kw}) c_{mw} \rho e^{-j\alpha} + \\ &\quad (1 - c_{mw}) c_{kw} \rho e^{j\alpha} + (1 - c_{mw})(1 - c_{kw})] \\ &= TB(1 - \rho^2) [c_{mw} c_{kw} - (1 - c_{mw})(1 - c_{kw})] \\ &= TB(1 - \rho^2)(c_{mw} + c_{kw} - 1) \\ &= \mathbf{X}_w(k, n) \end{aligned} \quad (23)$$

由式(17)、式(21)和式(22)可知, 接收信号经过非相干随相检测处理后记为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}(i, w) &= |\mathbf{s}_{\text{up}}(i, w)|^2 - |\mathbf{s}_{\text{dn}}(i, w)|^2 \\ &= \mathbf{h}_i \mathbf{X}_w \mathbf{h}_i^H + \mathbf{N}(i, w) \end{aligned} \quad (24)$$

其中, $\mathbf{N}(i, w)$ 是式(17)和式(21)中噪声部分的总和。通过计算式(24)可得

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}(i, w) &= TB(1 - \rho^2) \sum_{k=1}^N \sum_{n=1}^N h_{ik} h_{in} e^{j(\theta_{ik} - \theta_{in})} \cdot \\ &\quad (c_{kw} + c_{mw} - 1) + \mathbf{N}(i, w) = TB(1 - \rho^2) \cdot \\ &\quad \left(\sum_{k=1}^N (2c_{kw} - 1) \sum_{n=1}^N h_{ik} h_{in} \cos(\theta_{ik} - \theta_{in}) \right) + \mathbf{N}(i, w) \end{aligned} \quad (25)$$

从式(25)可以看出, 数据与信道响应依然是彼此独立的, 为此令

$$\mathcal{H}(i, k) = \sum_{n=1}^N h_{ik} h_{in} \cos(\theta_{ik} - \theta_{in}) \quad (26)$$

$$\mathcal{S}(k, w) = TB(1 - \rho^2)(2c_{kw} - 1) \quad (27)$$

因而, 式(25)可以写为

$$\mathbf{Y} = \mathcal{H}\mathcal{S} + \mathbf{N} \quad (28)$$

其中, \mathcal{H} 是只与信道矩阵 \mathbf{H} 有关的实矩阵, 维数与 \mathbf{H} 相同; \mathcal{S} 是关于发送数据的实矩阵, 经过 Chirp-BOK 调制解调其幅度可以获得 TB 倍增益;

\mathbf{N} 代表高斯噪声矩阵 \mathbf{N} 经过随相检测的结果, 其均值为 0, 方差为高斯噪声 \mathbf{N} 方差的 $2TB$ 倍。所以这种调制解调过程等效于一个实信号通过了一个

实信道的过程。因此, MIMO-Chirp 系统可以等同于无相位的线性系统, 这和随相检测的输入输出概念是一致的。当然, 该方法可以扩展至任意非相位信号, 比如 FSK 信号, 不同信号的相关系数不同, 会对系统性能造成不同影响。另一方面, 由式(28)可以看出, 虽然信号经过了平方律的非线性处理, 但是整体系统依然能等效为一种线性系统的结构, 这是因为对 Chirp 信号进行平方的非线性处理不会影响比特数据 c_{kw} , 对于比特数据而言, 系统仍然是线性的。因此相干 MIMO 中的信道估计算法和检测算法仍适用, 举例如下。

基于最小二乘信道估计, 这时 \mathcal{S} 为导频序列, 有

$$\mathcal{H}_{\text{LS}} = \mathbf{Y}\mathcal{S}^T(\mathcal{S}\mathcal{S}^T)^{-1} \quad (29)$$

这时估计的均方误差为

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_{\mathcal{H}_{\text{LS}}} &= \mathbf{E} \left[(\mathcal{H} - \mathcal{H}_{\text{LS}})^T (\mathcal{H} - \mathcal{H}_{\text{LS}}) \right] \\ &= \mathbf{E} \left\{ \left[\mathcal{H} - (\mathcal{H}\mathcal{S} + \mathbf{N})\mathcal{S}^T(\mathcal{S}\mathcal{S}^T)^{-1} \right]^T \cdot \right. \\ &\quad \left. \left[\mathcal{H} - (\mathcal{H}\mathcal{S} + \mathbf{N})\mathcal{S}^T(\mathcal{S}\mathcal{S}^T)^{-1} \right] \right\} \\ &= (\mathcal{S}\mathcal{S}^T)^{-1} \mathbf{S}\mathbf{E}(\mathbf{N}^T \mathbf{N})\mathcal{S}^T(\mathcal{S}\mathcal{S}^T)^{-1} \end{aligned} \quad (30)$$

一般而言, MIMO 系统的不同天线的导频序列是正交的, 因此 $(\mathcal{S}\mathcal{S}^T)^{-1} = \frac{1}{wB^2T^2} \mathbf{E}$, 其中, w 为训练序列长度, \mathbf{E} 为单位矩阵。这时均方误差为

$$\mathbf{M}_{\mathcal{H}_{\text{LS}}} = \frac{2}{w^2B^3T^3} \mathbf{S}\mathbf{E}(\mathbf{N}^H \mathbf{N})\mathcal{S}^T \quad (31)$$

第 j 个信道矩阵元素的估计均方误差满足^[25]

$$\mathbf{M}_{\mathcal{H}_j} \geq \boldsymbol{\psi}_{T_j}, j = 1, 2, \dots, MN \quad (32)$$

其中, $\boldsymbol{\psi}_{T_j}$ 是 MN 阶方阵 $\boldsymbol{\psi}_T = \mathbf{J}_T^{-1}$ 的第 j 行第 j 列元素, 而矩阵 $\mathbf{J}_T = \mathbf{J}_D + \mathbf{J}_P$ 。其中, \mathbf{J}_D 的元素为

$$\mathbf{J}_{D_j} = -\mathbf{E} \left[\frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{Y} | \mathcal{H})}{\partial \mathcal{H}_i \partial \mathcal{H}_j} \right], i, j = 1, 2, \dots, MN \quad (33)$$

式(33)表示从训练序列获得的信息。先验信息矩阵 \mathbf{J}_P 的元素为

$$\mathbf{J}_{P_j} = -\mathbf{E} \left[\frac{\partial^2 \ln p(\mathcal{H})}{\partial \mathcal{H}_i \partial \mathcal{H}_j} \right], i, j = 1, 2, \dots, MN \quad (34)$$

式(34)表示从先验知识中获得的信息。

理想信号检测条件下系统的误码率为

$$P_b = Q_1(a, b) - \frac{1}{2} e^{-\frac{a^2+b^2}{2}} I_0(ab) \quad (35)$$

$$a = \sqrt{\frac{E_b}{4N_0} (1 - \sqrt{1 - |\rho|^2})} \quad (36)$$

$$b = \sqrt{\frac{E_b}{4N_0} (1 + \sqrt{1 - |\rho|^2})} \quad (37)$$

4 系统仿真

针对图 1 提出的 MIMO-Chirp 系统进行仿真，采用带宽 $B = 2.5$ MHz、中心频率为 1.25 MHz 的 Chirp 信号，符号长度 $T = 8 \mu s$ ，调频斜率 $\mu = \frac{B}{T} = 3.125 \times 10^{11} s^{-2}$ ，信号采样率 $f_s = 20$ MHz。发射端和接收端各 2 根天线，发射端 2 根天线导频序列分别为 1010、1001。当信道矩阵为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0.7e^{-j\frac{\pi}{6}} & 0.3e^{j\frac{\pi}{12}} \\ 0.3e^{j\frac{\pi}{3}} & 0.7e^{-j\pi} \end{bmatrix} \quad (38)$$

时，2 根接收天线接收到的导频序列的信号数据如图 2 所示。

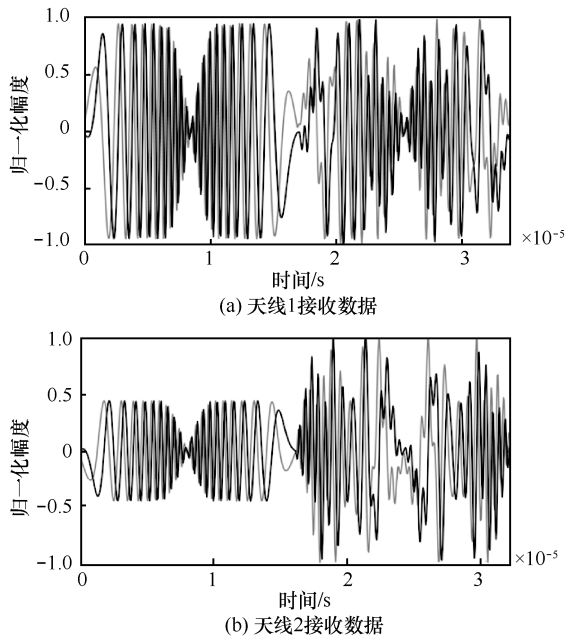


图 2 接收端 2 根天线接收到的导频序列的信号数据

图 3 是当信道矩阵为式(38)时，MIMO-Chirp-DM 和 MIMO-Chirp-BOK 系统在理想信道估计和信道估计存在误差时的信噪比—误码率曲线，其中，信道估计的归一化均方误差 $NMSE = 2 \times 10^{-3}$ 。可以发现，在理想估计的情况下，MIMO-Chirp-DM 系统优于 MIMO-Chirp-BOK 系统，这是因为 MIMO-Chirp-DM 系统采用相干检测，

而相干检测的抗噪性能优于非相干检测。但是当信道估计存在一定误差时，MIMO-Chirp-BOK 系统性能下降少于 MIMO-Chirp-DM 系统，MIMO-Chirp-BOK 系统性能甚至略优于 MIMO-Chirp-DM 系统，这是因为对于 MIMO-Chirp-DM 系统来说，信道矩阵是复矩阵，而 MIMO-Chirp-BOK 系统的信道矩阵是实矩阵，信道估计中的相位误差不会对性能造成影响。

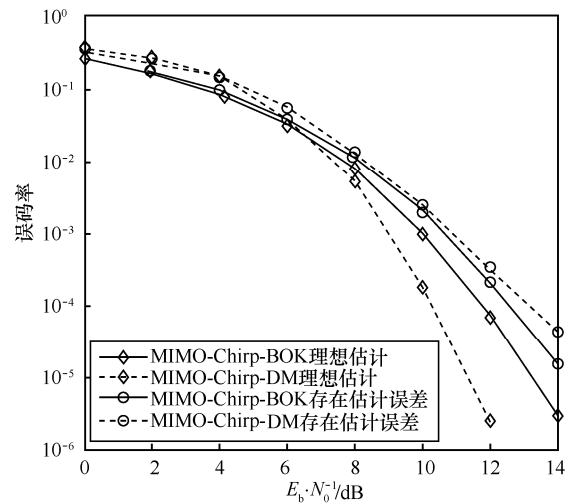


图 3 不同信道估计系统的信噪比—误码率曲线

为分析 MIMO-Chirp-BOK 系统抗频偏性能，比较了 MIMO-Chirp-BOK 与 MIMO-Chirp-DM、MIMO-FSK-OFDM^[14]系统在不同多普勒频偏条件下的信噪比—误码率性能，如图 4 所示。MIMO-Chirp-DM 系统采用相干检测，需要准确的信道状态信息，文献 [14] 中所采用的 MIMO-FSK-OFDM 同样利用 MIMO 非相干检测技术，在无信道状态信息的情况下利用子空间编码的方式进行解调。为更具可比性，以下仿真中 FSK 的信号带宽和码元速率与 Chirp 信号相同。

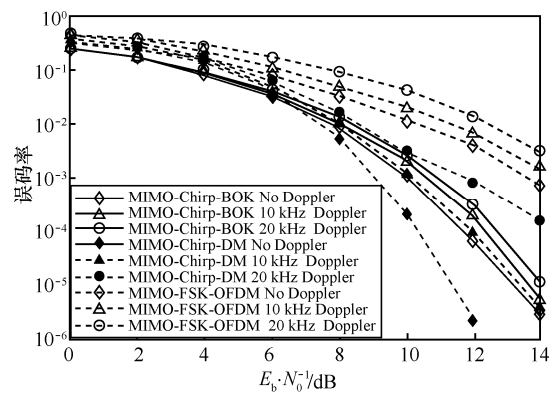


图 4 MIMO-Chirp-BOK 与 MIMO-Chirp-DM、MIMO-FSK-OFDM 性能对比

由图 4 可以看出：1) MIMO-Chirp 系统性能优于 MIMO-FSK-OFDM 系统，这是因为 MIMO-FSK-OFDM 系统没有利用信道状态信息，检测中仍存在信道间干扰；2) 在存在频偏的情况下，相比于 MIMO-Chirp-BOK，MIMO-Chirp-DM 与 MIMO-FSK-OFDM 性能下降更为明显。由于 MIMO-FSK-OFDM 采用类似 OFDM 的调制解调方式，因此它对频偏较敏感；而 MIMO-Chirp-DM 和 MIMO-Chirp-BOK 引入了 Chirp 扩频基，使其匹配峰值能量对频偏并不敏感，但从式(9)可以看出，频偏还会对相位造成影响，因此相比于 MIMO-Chirp-DM，MIMO-Chirp-BOK 具有对频偏更好的顽健性。当 $\frac{E_b}{N_0} > 11$ dB 时，MIMO-Chirp-BOK 系统误码率小于 10^{-3} ，在系统中增加前向纠错 (FEC, forward error correction) 编码后可以满足通信系统误码率的要求。

5 系统实现

基于 USRP 软件无线电平台搭建的 MIMO-Chirp 系统如图 5 所示。其中，主机端实现随机码元的生成、编码、组帧、调制、非相干检测、LS 信道估计、ZF 检测、判决；USRP 端负责上变频并发射信号、接收信号并下变频、帧同步。帧格式中第一部分为 50 bit 的全 1 正斜率 Chirp 信号，目的是获得准确的时钟同步，第二部分为 11 bit 的巴克码序列，目的是实现帧头辨识，这两部分的 2 根天线采用不同中心频率的 Chirp 信号，相互之间没有干扰以区分不同天线。第三部分为发送 800 bit 数据，其中，前 4 bit 为用于信道估计的导频序列，这部分与前两部分不同，2 根天线采用相同的 Up/Down-Chirp 信号。

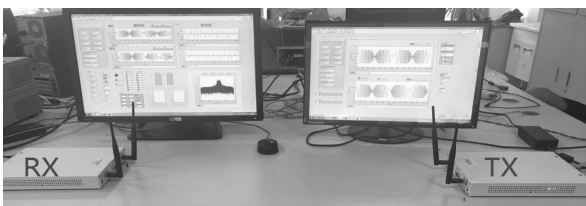


图 5 基于 USRP 软件无线电平台搭建的 MIMO-Chirp 系统

图 6 为 2 根天线接收到的前 4 bit 的基带信号，与图 2 对比可以发现，两者前 2 个码元的数据波形都是 Chirp 信号，但两者的幅度与相位并不相同，这是因为 2 根天线发射的 2 个码元的数据相同，而不同的信道系数矩阵导致接收到的 Chirp 信号幅度

和相位不同；后 2 个码元的数据波形没有明显特点。仿真数据与实测数据吻合。

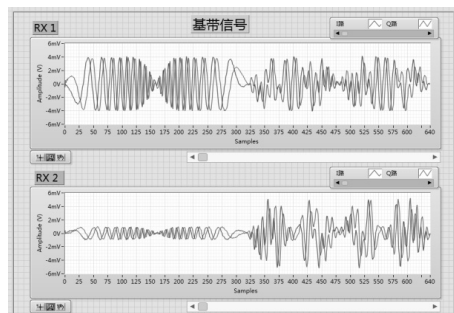


图 6 2 根天线接收到的前 4 bit 的基带信号（实测）

图 7 为 2 根天线接收信号的频谱图，可以看出，信号的频谱为 0~2.5 MHz，这与发射的 2.5 MHz 带宽、1.25 MHz 中心频率的 Chirp 信号相符。图 8 为接收信号经过脉冲压缩后的结果，2 根天线各有 4 种脉冲峰值幅度，这对应发射端 2 根天线的 4 种 0、1 的比特组合，明显的 4 种脉冲峰值幅度是 MIMO-Chirp 系统检测解调的关键。图 9 为实测信号检测的星座图。图 9(a)为无频偏条件下的星座图，可以发现，星座点集中于 ± 1 处；图 9(b)为频偏为 20 kHz 时的星座图，与图 9(a)相比，其星座点较为分散，但是星座点仍集中于 ± 1 处，离判决门限较远，说明该系统在存在一定频偏时，仍具备较好的检测条件，这印证了方案在实际系统下较强的抗频偏能力。

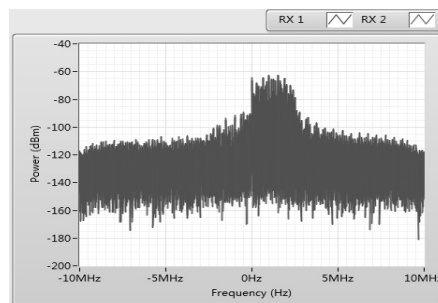


图 7 2 根天线接收信号的频谱图（实测）

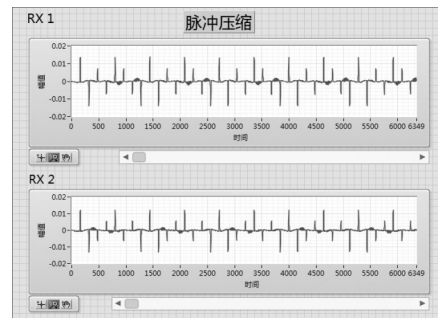


图 8 接收信号经过脉冲压缩后的结果（实测）

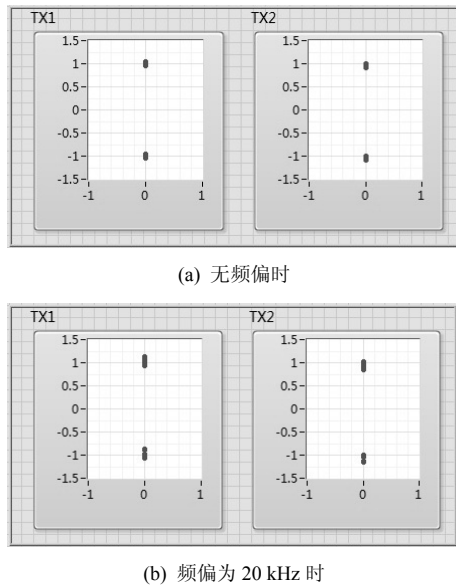


图 9 信号检测的星座图 (实测)

6 结束语

本文提出了基于 Chirp-BOK 调制的随相 MIMO 通信系统方案, 论证了最佳随相检测系统在 MIMO 系统的实用性。随相检测的 MIMO-Chirp 系统不需要考虑接收端相位同步的问题, 对多普勒频偏也有一定的抵抗能力, 因此大大降低了系统实现的复杂度。经推导, BOK 随相检测有与相干检测类似的形式, MIMO 系统中的信道估计、信道均衡和信号检测等算法也可以用于 MIMO-Chirp 非相干—随相检测通信系统。同时, MIMO-Chirp 通信系统继承了 Chirp-BOK 系统对多普勒频偏的不敏感性。

参考文献:

- [1] TELATAR E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels[J]. Transactions on Emerging Telecommunications Technologies, 1999, 10(6): 585-595.
- [2] FOSCHINI G J, GANS M J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas[J]. Wireless Personal Communications, 1998, 6(3): 311-335.
- [3] SAMPATH H, TALWAR S, TELLADO J, et al. A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance, and field trial results[J]. IEEE Communications Magazine, 2002, 40(9): 143-149.
- [4] ZHANG Q, NG C S. DSTBC impulse radios with autocorrelation receiver in ISI-free UWB channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(3): 806-811.
- [5] WANG T T, LV T J, GAO H, et al. BER analysis of decision-feedback multiple-symbol detection in noncoherent MIMO ultrawideband systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(9): 4684-4690.
- [6] FENG J, GAO H, WANG T T, et al. A noncoherent differential transmission scheme for multiuser massive MIMO systems[C]//IEEE Wireless Communications and Networking Conference. 2017: 1-6.
- [7] LV T J, WANG C F, GAO H. Factor graph aided multiple-symbol differential detection in the broadcasting phase of a network coding based UWB relay system[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(6): 5364-5371.
- [8] SCHENK A, FISCHER R F H. Noncoherent detection in massive MIMO systems[C]//International ITG Workshop on Smart Antennas. 2013: 1-8.
- [9] FISCHER R F H, BENSE M, STIERSTORFER C. Noncoherent joint decision-feedback detection in multi-user massive MIMO systems[C]//International ITG Workshop on Smart Antennas. 2014: 1-8.
- [10] YAMMINE G, FISCHER R F H. Soft-decision decoding in noncoherent massive MIMO systems[C]//International ITG Workshop on Smart Antennas. 2016.
- [11] CHOWDHURY M, MANOLAKOS A, GOLDSMITH A J. Design and performance of noncoherent massive SIMO systems[C]//The 48th Annual Conference on Information Sciences and Systems. 2014: 1-6.
- [12] CHOWDHURY M, MANOLAKOS A, GOLDSMITH A J. Scaling laws for noncoherent energy-based communications in the SIMO MAC[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2016, 62(4): 1980-1992.
- [13] NGUYEN H X, CHAI D T T, TRAN N N. OSTBC transmission in MIMO AF relaying with M-FSK modulation[J]. Eurasip Journal on Wireless Communications & Networking, 2015(1): 1-12.
- [14] PEIKER-FEIL E, WETZ M, TEICH W G, et al. OFDM-MFSK as a special case of noncoherent communication based on subspaces[C]//OFDM 2012, International OFDM Workshop. 2012: 1-5.
- [15] TSIMBALO E, PIECHOCKI R J, NIX A, et al. Non-Coherent MIMO scheme based on OFDM-MFSK[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2017, 6(3): 406-409.
- [16] CHENG S J, WANG W Q, SHAO H Z. MIMO OFDM chirp waveform design with spread spectrum modulation[C]//IEEE China Summit & International Conference on Signal and Information Processing. 2014: 208-211.
- [17] WANG W Q. MIMO SAR OFDM chirp waveform diversity design with random matrix modulation[J]. IEEE Transactions on Geoscience & Remote Sensing, 2015, 53(3): 1615-1625.
- [18] HASSANIEN A, HIMED B, RIGLING B D. A dual-function MIMO radar-communications system using frequency-hopping waveforms[C]//Radar Conference. 2017: 1721-1725.
- [19] ALJERLAWI M, HAMOUDA W. Multiuser detection in MIMO DS-CDMA systems over slow-fading channels[C]//IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. 2006: 1-5.
- [20] KHAN M A, RAO R K, WANG X B. Performance of multiuser MIMO communication system using chirp modulation[C]//International Symposium on PERFORMANCE Evaluation of Computer and Telecommunication Systems. 2013: 115-119.
- [21] SREESUDHA P, MALLESWARI B L. Design of multi-carrier

CDMA-MIMO system by various spreading strategies[C]//Advance Computing Conference. 2017: 326-329.

[22] LOUNDOU V M, YANG J. MIMO-MC CDMA system for mobile communication systems[J]. Journal of Computers, 2017, 28(6): 163-170.

[23] PINKNEY J. Low complexity indoor wireless data links using chirp spread spectrum[D]. University of Calgary, 2004.

[24] WANG X W, FEI M R, LI X. Performance of chirp spread spectrum in wireless communication systems[C]//IEEE Singapore International Conference on Communication Systems. 2008: 466-469.

[25] 赵树杰, 赵建勋. 信号检测与估计理论(第2版)[M]. 北京: 电子工业出版社, 2013.

ZHAO S J, ZHAO J X. Signal detection and estimation theory(Second Edition)[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2013.



郑霖 (1973-), 男, 安徽祁门人, 博士, 桂林电子科技大学教授, 主要研究方向为无线宽带通信和定位、自适应信号处理、无线传感网络。

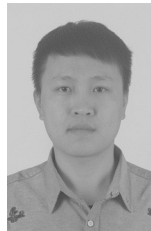


杨超 (1988-), 男, 陕西西安人, 桂林电子科技大学博士生, 主要研究方向为无线通信、通信雷达一体化。

[作者简介]



仇洪冰 (1963-), 男, 江苏如皋人, 博士, 桂林电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信、超宽带通信、无线传感网络。



姚伟伟 (1992-), 男, 浙江德清人, 桂林电子科技大学硕士生, 主要研究方向为通信雷达一体化。



乔新宇 (1992-), 男, 满族, 辽宁凌源人, 桂林电子科技大学硕士生, 主要研究方向为 MIMO 无线通信。



张静 (1981-), 男, 河北石家庄人, 博士, 通信网信息传输与分发技术重点实验室高级工程师, 主要研究方向为卫星通信、软件无线电、认知无线电。