

Study on Interference Rejection Combining Technique for Massive MIMO Systems

Hehe Gong¹, Dianwu Yue²

¹Beijing Dragon Electronic Technology Co., Ltd., Beijing

²College of Information Science and Technology, Dalian Maritime University, Dalian Liaoning

Email: 1152362495@qq.com, dwyue@hotmail.com

Received: May 6th, 2017; accepted: May 23rd, 2017; published: May 26th, 2017

Abstract

In order to solve the serious inter-cell interference caused by the pilot contamination in massive MIMO, the interference rejection combining (IRC) technique is studied. The IRC technique can exploit the correlation between channel estimates and interference to suppress interference. In the case with imperfect channel state information (CSI), the IRC system performance is separately analyzed in the regimes of different numbers of base station (BS) antennas, power scaling factors and interference factors, and simulation comparison with maximum ratio combining (MRC) and minimum mean-square-error (MMSE) methods is made. Simulation results show that IRC has obviously better performance than MMSE and MRC, and the power scaling factor can be greater than 1/2 when the number of BS antennas is less than 500.

Keywords

Massive MIMO, Interference Rejection Combining, Pilot Contamination, Power Scale

大规模MIMO系统的干扰抑制合并技术研究

巩赫赫¹, 岳殿武²

¹北京通广龙电子科技有限公司, 北京

²大连海事大学信息科学技术学院, 辽宁 大连

Email: 1152362495@qq.com, dwyue@hotmail.com

收稿日期: 2017年5月6日; 录用日期: 2017年5月23日; 发布日期: 2017年5月26日

摘要

为了解决大规模MIMO系统中由于导频污染引起的严重的小区间干扰, 对大规模MIMO系统中的干扰抑制

合并(IRC)技术进行研究。该技术可利用小区间干扰和信道估计的相关性来抑制干扰。在非理想信道状态信息(CSI)情况下,分别分析了基站天线数、功率收缩因子和干扰因子对IRC方法系统性能的影响,并和最大比合并(MRC)和最小均方误差(MMSE)方法进行仿真对比。仿真结果表明,IRC系统性能明显优于MRC和MMSE,并且在基站天线数低于500时,功率收缩因子可以大于1/2。

关键词

大规模MIMO, 干扰抑制合并, 导频污染, 功率收缩

Copyright © 2017 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



1. 引言

大规模 MIMO 系统是指基站配置数十根甚至数百根以上天线,比传统 MIMO 系统中的 4 根或 8 根天线增加一个数量级以上[1] [2]。利用基站大规模天线阵列所提供的空间自由度,在相同的时频资源下能够同时服务更多的用户,并且能够提供更高的频谱效率和节省功率[3]。

对于多小区多用户大规模 MIMO 上行链路系统,基站接收端为了更有效的检测信号需要已知信道状态信息,这一般通过使用上行导频信号来进行信道估计。但实际的蜂窝网络中,信道相干时间通常不太长,并且大规模 MIMO 系统中的 TDD 模式系统帧结构中导频序列长度有限[4],因此,可以假设系统每一个小区内所有用户被分配相互正交的导频序列,而所有小区使用相同的正交导频序列集合。因而在上行链路中,根据目标用户发送的导频序列对信道进行估计时会受到相邻小区用户发送的非正交导频的干扰,从而会使信道估计变得不再精确,也既是本小区受到相邻小区的同频干扰[5]。

一般分集技术和信号检测技术是对抗干扰问题的常用技术。在大规模 MIMO 系统中,参考文献[6]分析了在上行链路系统中,当基站天线数为无穷大时,系统的最优匹配滤波器将由简单的 MRC 代替,但是系统的性能将受限于导频污染带来的小区间干扰。参考文献[7]和[8]分别分析了在多小区下行和上行链路系统中依赖 MMSE 线性检测方法降低导频污染影响的方法,但由于它们都没有考虑其他小区干扰和信道估计的相关性,抑制干扰效果不好。因此,我们在本文中研究了一种利用上述相关性的干扰抑制合并技术[9],它能够有效地抑制小区间干扰[10]。

2. 系统模型

2.1. 多小区大规模 MIMO 干扰模型

大规模 MIMO 系统小区干扰模型如图 1 所示,假设图中共有 L 个小区,每个基站位于小区中心且配置 M ($M \geq 1$)根天线,并服务 K ($K \geq 1$)个在小区内随机分布的单天线用户($M \geq K$)。我们假设 L 个基站共用相同的频率带宽。则系统上行链路中第 l 个小区内基站接收到的信号为[3]:

$$y_l = \sqrt{p_u} \sum_{i=1}^L G_{li} x_i + n_l \quad (1)$$

其中, $x_i \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 为第 i 个小区内 K 个用户向第 l 个小区基站发送的数据,其中的每一个元素是服从零均值单位方差的随机变量,基站接收信号 $y_l \in \mathbb{C}^{M \times 1}$, $G_{li} \in \mathbb{C}^{M \times K}$ 表示第 l 个小区基站与第 i 个小区 K 个用户之间的信道增益矩阵, $n_l = [n_{l1}, n_{l2}, \dots, n_{lM}]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 为高斯白噪声向量,其中 $n_{li} \sim CN(0, \sigma^2)$, $i = 1, 2, \dots, M$,

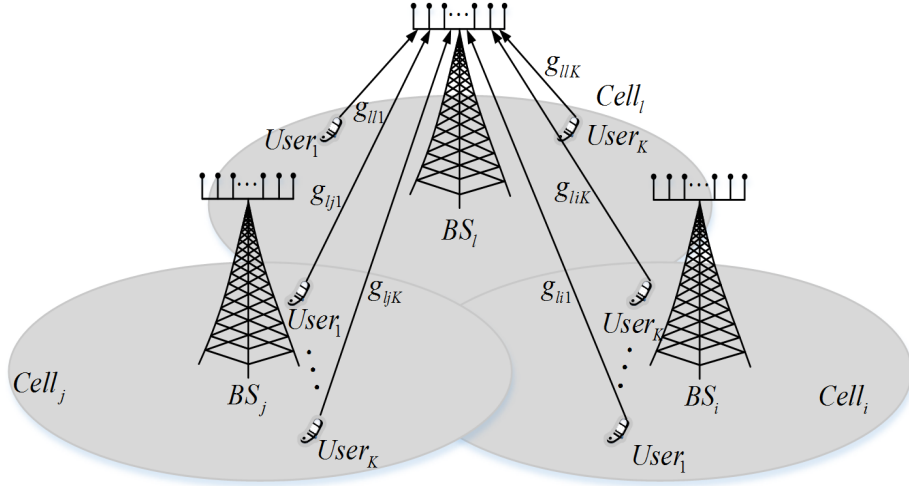


Figure 1. Multi-cell massive MIMO interference system
图 1. 多小区大规模 MIMO 干扰系统

p_u 表示用户发送功率。

信道矩阵 G_{li} 反映了独立的快衰落、路径损耗、对数正态阴影衰落的特性，其可以表示为如下[3]:

$$G_{li} = H_{li} D_{li}^{1/2} \quad (2)$$

其中, $H_{li} \in \mathbb{C}^{M \times K}$ 为第 i 个小区 k 个用户到第 l 个小区基站之间的快衰落矩阵, 且 $[H_{li}]_{mk} = h_{limk}$, 并且 $h_{limk} \sim CN(0, 1)$, $D_{li} \in \mathbb{C}^{K \times K}$ 为第 i 个小区 k 个用户到第 l 个小区基站之间的大尺度衰落矩阵, 且 $[D_{li}]_{kk} = \beta_{lik}$, β_{lik} 表示路径损耗和阴影衰落且它的值与 m 无关并且先验已知的。

2.2. 信道估计

基站为了检测本小区 K 个用户发送的信号, 它需要知道信道状态信息, 进行 MMSE 信道估计可得信道矩阵 G_{li} 的估计为[6]:

$$\hat{G}_{li} = \left(\sum_{j=1}^L G_{lj} + \frac{1}{\sqrt{p_p}} W_l \right) \tilde{D}_{li} \quad (3)$$

其中, $\tilde{D}_{li} \in \mathbb{C}^{K \times K}$ 是一个对角矩阵且对角线元素 $[\tilde{D}_{li}]_{kk} = \beta_{lik} \left(\sum_{j=1}^L \beta_{ljk} + \frac{1}{p_p} \right)^{-1}$, $k = 1, \dots, K$, W_l 中每个元素是均值为 0 方差为 1 的随机变量。原理上, 所有交叉信道增益矩阵 $G_{li}, \forall i \neq l$ 都能够第 l 个小区基站通过(3)式进行信道估计, 然而由于交叉信道较高的路径损耗, 估计将变得不准确, 因此只可以估计本小区信道矩阵 G_{li} 。从(3)式可以发现信道估计 \hat{G}_{li} 满足如下[10]:

$$\hat{G}_{li} = \hat{G}_{li} D_i \quad (4)$$

其中, $D_i = \text{diag} \left\{ \frac{\beta_{li1}}{\beta_{li1} + \beta_{li2} + \dots + \beta_{liK}}, \frac{\beta_{li2}}{\beta_{li1} + \beta_{li2} + \dots + \beta_{liK}}, \dots, \frac{\beta_{liK}}{\beta_{li1} + \beta_{li2} + \dots + \beta_{liK}} \right\}$ 。我们令信道估计误差为 $\varepsilon_{li} = G_{li} - \hat{G}_{li}$, 其中的每一列向量为:

$$\varepsilon_{lik} = g_{lik} - \hat{g}_{lik} \quad (5)$$

由 MMSE 信道估计的性质可知信道估计 \hat{g}_{lik} 与信道误差 ε_{lik} 相互独立[11], 因此根据上式计算可得[10]:

$$\hat{g}_{lik} \sim CN(0, \delta_{lik} I_M), \quad \delta_{lik} = \frac{\beta_{lik}^2}{\sum_{j=1}^L \beta_{ljk} + 1/p_p}$$

$$\varepsilon_{lik} \sim CN(0, \varphi_{lik} I_M), \quad \varphi_{lik} = \frac{\beta_{lik} (1/p_p + \sum_{j \neq i}^L \beta_{ljk})}{\sum_{j=1}^L \beta_{ljk} + 1/p_p}$$

3. 干扰抑制合并方法性能分析

3.1. 干扰抑制合并方法

基站端对接收信号进行检测得到信号 r_l 为[3]:

$$r_l = A^H y_l = \sqrt{p_u} \sum_{i=1}^L A^H G_{li} x_i + A^H n_l \quad (6)$$

其中, $r_l \in \mathbb{C}^{K \times 1}$, $A \in \mathbb{C}^{M \times K}$ 为检测方法的加权矩阵。从式(5)和(6)可得基站接收到的本小区第 k 个用户的信号 r_{lk} 为:

$$\begin{aligned} r_{lk} &= \sqrt{p_u} \sum_{i=1}^L a_k^H G_{li} x_i + a_k^H n_l \\ &= \sqrt{p_u} a_k^H \hat{g}_{llk} x_{lk} + \sqrt{p_u} \sum_{j \neq k}^K a_k^H \hat{g}_{ljj} x_{lj} + \sqrt{p_u} a_k^H \varepsilon_{ll} x_l \\ &\quad + \sqrt{p_u} \sum_{i \neq l}^L a_k^H \hat{G}_{li} x_i + \sqrt{p_u} \sum_{i \neq l}^L a_k^H \varepsilon_{li} x_i + a_k^H n_l \end{aligned} \quad (7)$$

由于信道估计矩阵 \hat{G}_{li} 与信道估计误差 ε_{li} 在统计上相互独立, 则第 l 个小区基站接收到的本小区第 k 个用户发送信号的信干噪比为[10]:

$$SINR_k = \frac{p_u |a_k^H \hat{g}_{llk}|^2}{p_u \sum_{j \neq k}^K |a_k^H \hat{g}_{ljj}|^2 + p_u \sum_{i \neq l}^L \|a_k^H \hat{G}_{li}\|^2 + p_u a_k^H R_\varepsilon a_k + \|a_k\|^2} \quad (8)$$

其中,

$$R_\varepsilon \triangleq \sum_{i=1}^L \mathbb{E} \{ \varepsilon_{li} \varepsilon_{li}^H \} = \sum_{i=1}^L \gamma_{li} I_M \quad (9)$$

上式中 γ_{li} 可根据 ε_{li} 的分布规律计算如下[10]:

$$\gamma_{li} = \sum_{k=1}^K \left[\beta_{lik} - \beta_{lik}^2 \left(\sum_{j=1}^L \beta_{ljk} + 1/p_p \right)^{-1} \right] \quad (10)$$

最后从上式可得系统上行链路的本小区第 k 个用户的数据发送速率为:

$$R_k = \mathbb{E} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{p_u |a_k^H \hat{g}_{llk}|^2}{p_u \sum_{j \neq k}^K |a_k^H \hat{g}_{ljj}|^2 + p_u \sum_{i \neq l}^L \|a_k^H \hat{G}_{li}\|^2 + p_u a_k^H R_\varepsilon a_k + \|a_k\|^2} \right) \right\} \quad (11)$$

IRC 是基于最大信干噪比准则得出的[12]。公式(8)信干噪比公式经过代数处理可以转换如下:

$$SINR_k = \frac{|a_k^H \hat{g}_{llk}|^2}{a_k^H \Psi_k a_k} \quad (12)$$

其中, $\Psi_k = \sum_{j \neq k}^K \hat{g}_{ljj} \hat{g}_{ljj}^H + \sum_{i \neq l}^L \hat{G}_{li} \hat{G}_{li}^H + \left(\sum_{i=1}^L \gamma_{li} + 1/p_p \right) I_M$, 然后利用柯西-施瓦茨(Cauchy-Schwarz)不等式对上式进行处理求上限如下[10]:

$$SINR_k = \frac{|a_k^H \hat{\mathbf{g}}_{llk}|^2}{a_k^H \Psi_k a_k} = \frac{|a_k^H \Psi_k^{1/2} \Psi_k^{-1/2} \hat{\mathbf{g}}_{llk}|^2}{a_k^H \Psi_k a_k} \leq \frac{\|a_k^H \Psi_k^{1/2}\|^2 \|\Psi_k^{-1/2} \hat{\mathbf{g}}_{llk}\|^2}{a_k^H \Psi_k a_k} = \|\Psi_k^{-1/2} \hat{\mathbf{g}}_{llk}\|^2 \quad (13)$$

上式只有在 $a_k = c\Psi_k^{-1}\hat{\mathbf{g}}_{llk}$ 时, 等式才成立, 其中 $c \in \mathbb{C}$ 且 $c \neq 0$, c 的选择不影响系统性能。因此 IRC 加权矩阵 A 的第 k 列向量为:

$$a_k = c\Psi_k^{-1}\hat{\mathbf{g}}_{llk} \quad (14)$$

从式(14)可以发现, IRC 方法充分考虑了信道估计和小区间干扰的的关联性, 在对接收信号进行加权合并时能够抑制小区间干扰, 从而能够改善系统性能, 尤其是在小区干扰很强的条件下。

再由参考文献[10]我们可得 IRC 检测时本小区第 k 个用户的数据发送速率为:

$$R_k^{IRC} = E \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{[D^{-1}]_{kk} X}{(1 - [D^{-1}]_{kk}) X + 1} \right) \right\} \quad (15)$$

其中,

$$X = \frac{1}{\left[\left(\frac{\hat{D}^{1/2} \hat{G}_l^H \hat{G}_l \hat{D}^{1/2}}{\sum_{i=1}^L \gamma_{li} + 1/p_u} + I_k \right)^{-1} \right]_{kk}} - 1 \quad (16)$$

下面对 IRC 检测方法的数据发送速率公式进行功率收缩律分析。

(1) 当 $p_u = E_u/\sqrt{M}$, E_u 为固定功率缩减参数, K 不变, $M \rightarrow \infty$ 时, 利用大数定律对(15)式求得本小区第 k 个用户的数据发送速率收敛于[10]:

$$R_k^{IRC} = \log_2 \left\{ 1 + \frac{\tau E_u^2 \beta_{lk}^2}{\tau E_u^2 \sum_{i=1}^L \beta_{lik}^2 + 1} \right\} \quad (17)$$

可以说明在保持一定服务质量情况下, 增加基站天线数可使用户数据发送功率以 $1/\sqrt{M}$ 的比例进行减小[3]。

(2) 当 $p_u = E_u/M^\alpha$ ($\alpha > 1/2$), $M \rightarrow \infty$ 时, 则本小区第 k 个用户的数据发送速率收敛于:

$$R_k^{IRC} = 0 \quad (18)$$

这说明了在满足一定的服务质量情况下, $1/\sqrt{M}$ 是降低用户数据发送功率的最快速度[3]。

3.2. 最大比合并和最小均方误差方法

对于 MRC 和 MMSE 方法, 其加权矩阵分别为[3]:

$$A = \hat{G}_l \quad (19)$$

$$A = \left(\hat{G}_l \hat{G}_l^H + \mathbb{E}\{\varepsilon_l \varepsilon_l^H\} + \sum_{i \neq l} \mathbb{E}\{G_i G_i^H\} + \frac{1}{p_u} I_M \right)^{-1} \hat{G}_l \quad (20)$$

由以上公式可以看出, MMSE 检测信号时只是把小区间干扰当成不相关的高斯白噪声来处理, 并不能很好的抑制干扰。类似于 IRC 的分析, 由参考文献[3]和[13]可得, MRC 和 MMSE 检测方法的本小区第 k 个用户的数据发送速率也具有如下功率收缩律。

(1) 对于 MRC 和 MMSE 检测方法, 当满足一定服务质量情况时, 增加基站天线数都能使用户数据发送功率以 $1/\sqrt{M}$ 的比例进行缩减。

(2) 对于 MRC 和 MMSE 检测方法, 在保持一定服务质量情况下, 功率收缩规律中 $1/\sqrt{M}$ 是降低每个

用户数据发送功率的最快速度。

在上述三种线性检测方法中, IRC 因为利用了信道估计和干扰的关联性, 使得系统上行链路发送信号的信干噪比最大, 因此比 MRC 和 MMSE 更能有效改善系统性能。

4. 系统性能仿真及分析

本文主要是在非理想 CSI 下进行频谱效率性能仿真, 频谱效率单位为 bits/s/Hz。系统频谱效率如下:

$$R_{IP}^U = \frac{T-\tau}{T} \sum_{k=1}^K \tilde{R}_k^U \quad (21)$$

其中, $U \in \{MRC, MMSE, IRC\}$ 代表着不同接收检测方法的标注, T 代表着相干时间符号长度, τ 代表导频符号长度。

我们进行仿真所采用的参数如下[10]: 小区个数 $L = 7$, 单天线用户数 $K = 10$, 发送导频符号个数 $\tau = 10$, 相干间隔 $T = 196$, 其他小区用户到本小区基站之间的大尺度衰落矩阵分别为:

$$\begin{aligned} D_{11} &= 10^{-3} \text{diag}[29.028, 0.3199, 908.275, 286.484, 0.525, 3.821, 0.723, 11.2149, 3.3877, 87.2929] \\ D_{12} &= 10^{-2} \lambda \times \text{diag}[0.0135, 0.1112, 0.0210, 0.5061, 1.2007, 0.2386, 0.0461, 0.0109, 0.6734, 0.0083] \\ D_{13} &= 10^{-2} \lambda \times \text{diag}[1.6199, 0.0028, 0.4856, 0.1218, 0.0108, 0.0046, 0.0319, 0.0239, 0.0001, 0.0475] \\ D_{14} &= 10^{-2} \lambda \times \text{diag}[0.0684, 0.0130, 0.0236, 0.0692, 0.2540, 0.1977, 0.0068, 0.0037, 0.3747, 1.0689] \\ D_{15} &= 10^{-2} \lambda \times \text{diag}[2.5533, 0.0189, 0.9230, 0.0112, 0.0089, 0.6919, 0.0391, 0.3025, 0.1817, 0.2307] \\ D_{16} &= 10^{-2} \lambda \times \text{diag}[0.1040, 0.1345, 0.0234, 1.3590, 0.3573, 0.0022, 0.0562, 0.0173, 0.0719, 0.3601] \\ D_{17} &= 10^{-2} \lambda \times \text{diag}[1.5309, 0.3749, 0.3129, 0.0647, 0.0210, 0.0775, 0.1489, 0.1797, 12.8758, 0.0660] \end{aligned}$$

其中, λ 表示小区间干扰因子, 且值变化范围从 0 到 1, 干扰因子越大代表小区干扰越大。

图 2 在基站天线数为 60 和用户发送功率为 20 dB 时仿真比较了干扰因子 λ 变化对 IRC 和 MRC、MMSE 检测方法的系统频谱效率性能影响, 可以看出, 随着干扰因子 λ 增加, 即导频污染的影响逐渐加重, 三种方法频谱效率都在不断下降, 但 IRC 始终比 MMSE 和 MRC 系统频谱效率高很多。说明 IRC 抑制导频污染带来的小区间干扰效果比 MRC 和 MMSE 都要好。

图 3 在 $E_u = 20$ dB, $p_u = E_u/M^\alpha$, $\alpha = 1, 3/4, 1/2$, 干扰因子为 1 时仿真比较了基站天线数对 IRC 和 MRC、MMSE 检测方法频谱效率影响, 从图中可以发现, 当 $\alpha = 1/2$ 时, 三种方法系统频谱效率随着基站天线数增加在缓慢增加, 当天线数趋于无穷大时, 系统频谱效率会趋于定值, 并且 IRC 系统频谱效率要高于 MMSE 和 MRC; 当 $\alpha = 3/4$ 时, 三种方法系统频谱效率随着基站天线数增加逐渐趋于平稳, 并且 MMSE 性能接近 IRC; 而当 $\alpha = 1$ 时, 三种方法系统频谱效率随基站天线数增加而逐渐下降, 且当天线数趋于无穷大时, 系统频谱效率会趋于 0, 这与 3 小节的结果相吻合。这说明了, 在干扰强度比较大时, $\alpha = 1/2$ 时, IRC 抑制小区间干扰效果比 MMSE 和 MRC 明显要好, 且此时三种检测方法系统性能要比 $\alpha = 3/4$ 和 $\alpha = 1$ 情况好。当基站天线数从 50 到 200 变化时, $\alpha = 3/4$ 时的 IRC 频谱效率比 $\alpha = 1/2$ 时的 MRC 高, 这说明此时系统利用 $\alpha = 3/4$ 时的 IRC 方法更能提高系统性能和降低能耗。另外, 当 $M = 500$ 时, 系统频谱效率性能达到 17 bits/s/Hz 时, 对于 IRC 检测, 只需要令 $\alpha = 3/4$ 就可以实现, 比 $\alpha = 1/2$ 情况功率降低 0.7 dB, 当频谱效率达到 15.7 bits/s/Hz 时, 也只需要 $\alpha = 3/4$ 时的 MRC 接收就能实现, 节省功率, 实现了绿色通信。

图 4 是在功率收缩因子为 1/2, 干扰因子为 1 时仿真比较了基站天线数增大到 1000 时对 IRC 和 MRC、MMSE 检测方法频谱效率影响, 从图中可以发现, 当基站接收天线数达到 1000 时, 系统频谱效率还是在缓慢增加, 说明收敛比较慢, 可以通过适当增大功率来提高系统性能, 并且 IRC 方法系统频谱效率总是

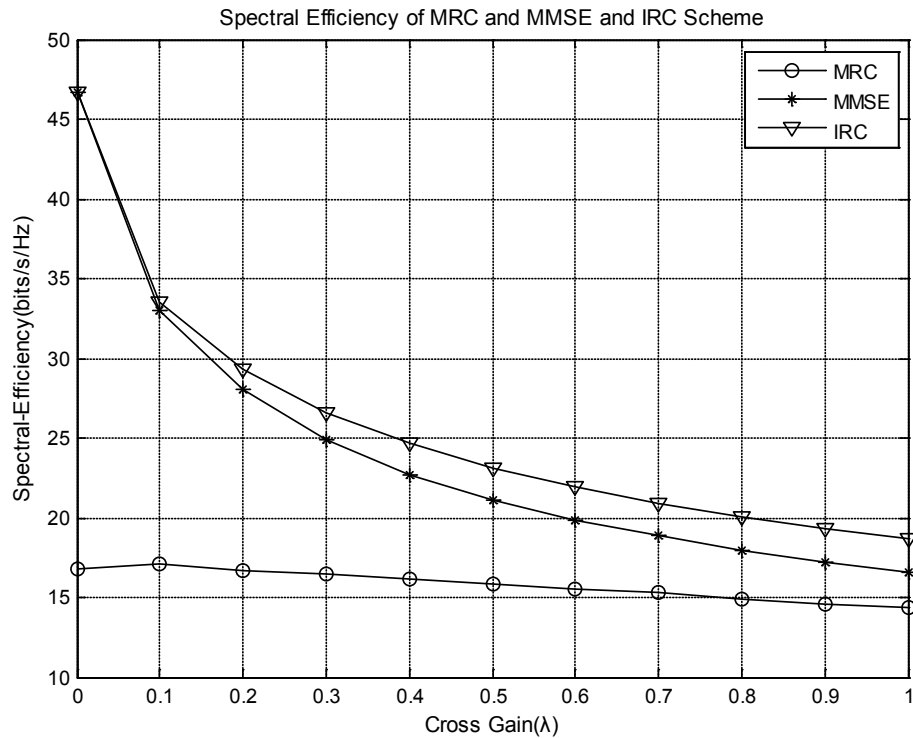


Figure 2. Relationship between the spectral efficiency and the interference factor for IRC, MRC, and MMSE schemes

图 2. IRC、MRC 和 MMSE 方案频谱效率与干扰因子关系

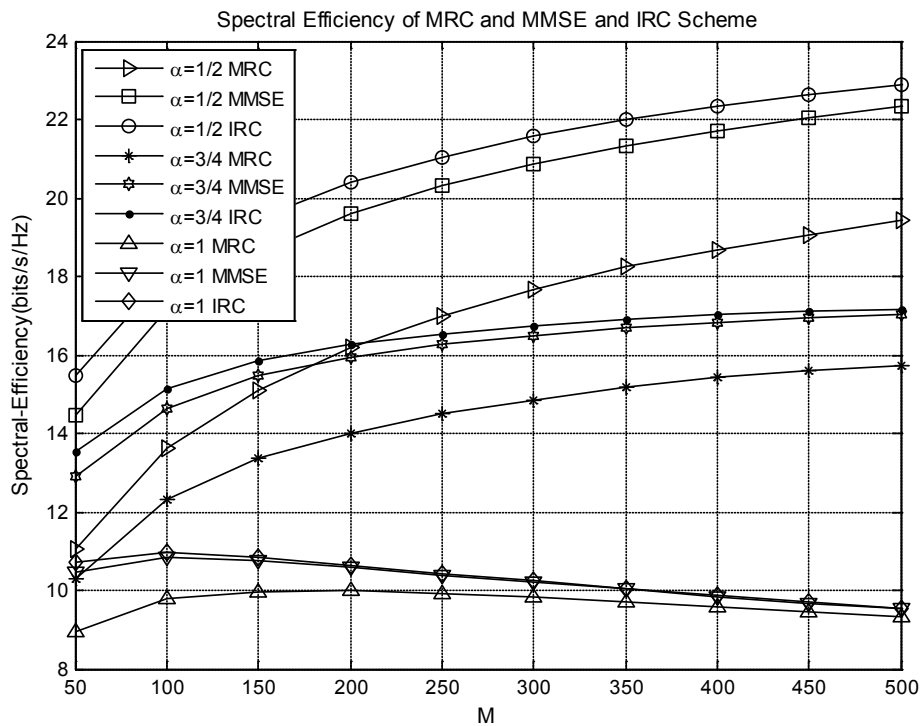


Figure 3. Relationship between the spectral efficiency and the number of BS antennas for IRC, MRC, and MMSE schemes

图 3. IRC、MRC 和 MMSE 方案频谱效率与基站天线数关系

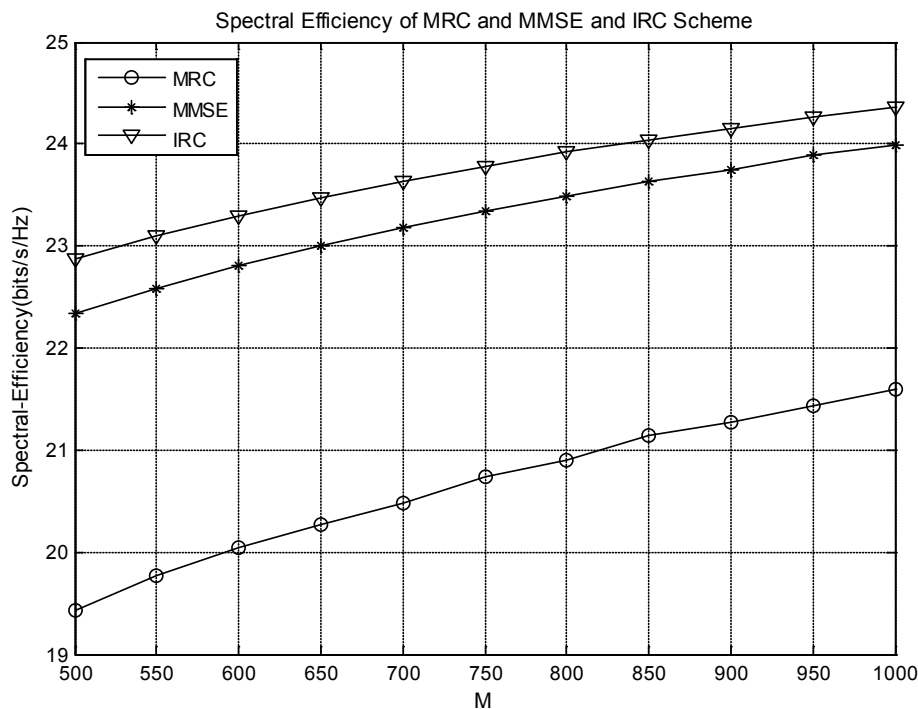


Figure 4. Relationship between the spectral efficiency and the number of BS antennas for IRC, MRC, and MMSE schemes

图 4. IRC、MRC 和 MMSE 方案频谱效率与基站天线数关系

比 MRC 和 MMSE 高。

5. 结束语

本文在非理想 CSI 情况下分别对 IRC、MRC 和 MMSE 检测方法进行了系统用户数据发送速率理论性能分析, 并进行系统性能仿真, 验证了理论分析。仿真表明, IRC 性能比 MMSE 和 MRC 好, 并且在满足一定服务质量情况下, 非理想 CSI 下用户发送功率与基站天线数的平方根成反比, 然而有时为达到一定频谱效率, 用户发送功率与基站天线数的 3/4 次幂成反比就可以实现, 更能节省功率。

虽然 IRC 检测方法抑制干扰效果比较好, 但运算时需要对高阶矩阵求逆, 实现复杂度比较高, 从而进一步增加了基站的信号处理负载, 因此, 如何降低高阶矩阵求逆的复杂度需要我们以后进行研究。

基金项目

国家自然科学基金项目资助(61301228); 高等学校博士学科点专项科研基金项目资助(20132125110006); 中央高校基本科研业务费专项资金项目资助(3132016347)。

参考文献 (References)

- [1] Marzetta, T.L. (2010) Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of BS Antennas. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **9**, 3590-3600. <https://doi.org/10.1109/TWC.2010.092810.091092>
- [2] Rusek, F., Persson, D. and Lau, B.K. (2013) Scaling up MIMO: Opportunities and Challenges with Very Large Arrays. *IEEE Signal Processing Magazine*, **30**, 40-60. <https://doi.org/10.1109/MSP.2011.2178495>
- [3] Ngo, H.Q., Larsson, E.G. and Marzetta, T.L. (2013) Energy and Spectral Efficiency of Very Large Multiuser MIMO Systems. *IEEE Transactions on Communications*, **61**, 1436-1449. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2013.020413.110848>

- [4] Miao, Q., Wang, W. and Yang, D. (2000) An Analysis of the Interference in the TDD-CDMA System. *TENCON Proceedings. Intelligent Systems and Technologies for the New Millennium*, Kuala Lumpur, 24-27 September 2000, 333-337.
- [5] Ngo, H.Q., Marzetta, T.L. and Larsson, E.G. (2011) Analysis of the Pilot Contamination Effect in Very Large Multicell Multiuser MIMO Systems for Physical Channel Models. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Prague, 22-27 May 2011, 3464-3467. <https://doi.org/10.1109/icassp.2011.5947131>
- [6] Hoydis, J., ten Brink, S. and Debbah, M. (2013) Massive MIMO in the UL/DL of Cellular Networks: How Many Antennas Do We Need? *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **31**, 160-171. <https://doi.org/10.1109/JSAC.2013.130205>
- [7] Jose, J., Ashikhmin, A. and Marzetta, T.L. (2011) Pilot Contamination and Precoding in Multi-Cell TDD Systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **10**, 2640-2651. <https://doi.org/10.1109/TWC.2011.060711.101155>
- [8] Krishnan, N., Yates, R.D. and Mandayam, N.B. (2014) Uplink Linear Receivers for Multi-Cell Multiuser MIMO with Pilot Contamination: Large System Analysis. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **13**, 4360-4373. <https://doi.org/10.1109/TWC.2014.2320914>
- [9] Ngo, H.Q., Matthaiou, M. and Larsson, E.G. (2012) Performance Analysis of Large Scale MU-MIMO with Optimal Linear Receivers. *Communication Technologies Workshop (Swe-CTW)*, Lund, 24-26 October 2012, 59-64.
- [10] Liu, F., Zhao, H. and Tang, Y. (2014) An Eigen Domain Interference Rejection Combining Algorithm for Narrowband Interference Suppression. *IEEE Communications Letters*, **18**, 813-816. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2014.033014.140198>
- [11] Kay, S.M. (1993) *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. Prentice Hall, Upper Saddle River.
- [12] Yacoub, M.D. (1993) *Foundations of Mobile Radio Engineering*. CRC Press, Boca Raton, FL.
- [13] Guo, K., Guo, Y. and Fodor, G. (2014) Uplink Power Control with MMSE Receiver in Multi-Cell MU-Massive-MIMO Systems. *IEEE International Conference on Communications*, Sydney, 10-14 June 2014, 5184-5190. <https://doi.org/10.1109/icc.2014.6884144>

期刊投稿者将享受如下服务:

1. 投稿前咨询服务 (QQ、微信、邮箱皆可)
2. 为您匹配最合适的期刊
3. 24 小时以内解答您的所有疑问
4. 友好的在线投稿界面
5. 专业的同行评审
6. 知网检索
7. 全网络覆盖式推广您的研究

投稿请点击: <http://www.hanspub.org/Submission.aspx>

期刊邮箱: ja@hanspub.org