



信道老化时高速移动大规模 MIMO 上行系统的性能分析

杨丽花, 梁彦

(南京邮电大学, 江苏 南京 210003)

摘要: 针对高速移动场景下大规模多输入多输出 (MIMO) 上行通信系统, 推导了时变莱斯衰落信道中信道老化时大规模 MIMO 上行通信系统的可达和速率表达式, 并且分析了信道老化对系统功率缩放准则的影响。理论分析与仿真结果表明, 在时变莱斯信道中, 每个用户的发送功率按照 $1/M$ 进行缩放, 信道老化仅会引起系统可达和速率的降低, 而莱斯因子对系统可达和速率及功率缩放准则均有影响, 且信道老化对系统可达和速率的影响较莱斯因子的影响可以忽略不计。

关键词: 高速移动场景; 大规模多输入多输出; 时变莱斯信道; 信道老化; 可达和速率; 功率缩放准则

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2017179

Performance analysis of massive MIMO uplink with channel aging in high-speed mobile scenario

YANG Lihua, LIANG Yan

Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China

Abstract: Achievable sum rate was investigated for the massive multiple input multiple output (MIMO) uplink system with channel aging in the high-speed mobile scenario, and the effect of both channel aging and the Ricean factor on the power scaling law was characterized. Theoretical analysis and simulation results show that the transmit power of each user is scaled down by $1/M$ for the time varying Ricean fading channel indicating that the Ricean factor affects the power scaling law and sum rate, and achievable channel aging only leads to a reduction of the sum rate. Moreover, the effect of channel aging on the sum rate can be ignored compared with that of the Ricean factor in the time varying Ricean fading channel.

Key words: high-speed mobile scenario, massive multiple input multiple output, time varying Ricean fading channel, channel aging, achievable sum rate, power scaling law

收稿日期: 2017-02-23; 修回日期: 2017-06-02

基金项目: 国家高技术研究发展计划 (“863”计划) 基金资助项目 (No. 2014AA01A705); 国家自然科学基金资助项目 (No. 61401232, No. 61501254, No. 61401225)

Foundation Items: The National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (No. 2014AA01A705), The National Natural Science Foundation of China (No. 61401232, No. 61501254, No. 61401225)



1 引言

随着天线技术的发展和未来 5G 通信系统传输需求的提高,由大规模低精度、低成本、低功耗的天线阵元构成的大规模多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)系统将成为未来多天线技术发展的主流,该技术通过在基站侧配置庞大的天线阵列,从而获得了较大的分集增益,大大提高了系统容量和能量效率。近年来,大规模 MIMO 通信系统引起了学术界与产业界的广泛关注,且已成为 5G 无线通信系统的关键技术之一^[1-3]。

大规模 MIMO 系统的优势是基于基站拥有质量可靠的信道状态信息的假设给出的,而在实际信道中状态信息是未知的,其需要通过一定的处理估计得到。因此,分析大规模 MIMO 系统在实际传播环境中的性能具有重要的意义。到目前为止,国内外已经开展了许多实际传播环境对大规模 MIMO 系统性能的影响分析,包括导频污染^[4,5]、视线(line of sight, LOS)分量^[6,7]、信道估计误差^[8,9]以及相位噪声漂移^[10]等因素。此外,还有一个重要的因素影响大规模 MIMO 系统的性能,即信道老化。所谓的信道老化就是指由于处理时延或用户与基站间相对运动的存在,使得当前的信道估计与用于检测或波束成形时的信道发生了变化。目前,一些研究已经分析了信道老化对大规模 MIMO 系统的影响^[11-13],参考文献[11]首先分析了信道老化对大规模 MIMO 上行和下行系统的性能影响;随后参考文献[12]又将此研究拓展到具有破零预编码的下行系统;参考文献[13]分析了信道老化情况下具有最小均方误差(MMSE)接收器的上行系统性能。由于参考文献[11-13]的分析依赖于大规模系统的假设,即 $M \rightarrow \infty$ 和 $U \rightarrow \infty$ (其中, M 是基站天线数, U 是小区中用户的数目),这将导致以上分析只能作为精确的近似。为了避免这一问题,参考文献[14]针对信道老

化的大规模 MIMO 系统,给出了一种简单的可达和速率的下限表达式和功率缩放规则的分析。

然而,这些现有的信道老化对大规模 MIMO 系统性能的影响分析均是基于时变瑞利信道进行的,由于瑞利信道是由许多丰富的散射分量构成的,不能代表直射分量的影响,因此,时变瑞利信道下信道老化对系统性能的影响分析不能用来描述时变莱斯信道下信道老化对系统性能的影响分析,并且时变莱斯信道模型是 5G 重要应用场景(即高速铁路场景)的信道模型^[15-17]。近年来,一些研究给出了莱斯信道下大规模 MIMO 系统的性能分析,参考文献[6]分析了视线分量对大规模 MIMO 上行系统功率缩放规则的影响;参考文献[18]推导了莱斯信道多用户大规模 MIMO 下行系统中可达和速率的表达式;参考文献[7]给出了具有破零预编码的大规模 MIMO 下行系统中 LOS 对可达和速率与能效的影响分析。然而,这些已有的研究均是针对静态莱斯信道而言的,且没有考虑信道老化的影响,因此这些分析结果不能直接用于时变莱斯信道下具有信道老化的大规模 MIMO 系统的性能分析。

为了解决上述问题,本文针对不高于 300 km/h 的高速铁路场景的时变莱斯衰落信道,推导了时变莱斯信道中具有最大比合并(maximum ratio combining, MRC)的大规模 MIMO 上行系统的可达和速率表达式,分析了信道老化和莱斯因子对可达和速率的影响,并给出了信道老化和莱斯因子对功率缩放规则的影响分析。

2 信号模型

考虑一个单小区大规模 MIMO 上行系统,并假设该小区具有一个基站和 U 个用户,其中基站有 M 根天线,每个用户具有单根天线,且 $U \ll M$ 。在不高于 300 km/h 的高速移动大规模 MIMO 上行传输系统中,假设信道为平坦衰落。由于在高速铁路场景中基站是沿铁轨附近建立,这将存在一个很

强的直射分量, 散射径影响较弱, 若假设直射分量随时间不变, 在该不高于 300 km/h 的高速移动场景下信道系数在一个符号内变化缓慢, 这种缓慢的变化对于采用低阶调制的系统影响可以忽略^[19]。因此, 在不高于 300 km/h 的高速移动场景下, 假设信道系数在一个符号内不发生变化, 而在符号—符号间发生变化^[10,20], 且符号—符号间的信道变化是导致系统性能恶化的关键因素之一。因此, 第 n 个符号上基站接收到的信号可以表示为:

$$\mathbf{y}_n = \sqrt{p_u} \mathbf{G}_n \mathbf{x}_n + \mathbf{z}_n \quad (1)$$

其中, $\mathbf{y}_n$ 是第 n 个时刻的维数为 $M \times 1$ 的接收信号, p_u 为每个用户的平均发射功率。 $\mathbf{x}_n$ 为维数为 $U \times 1$ 的 U 个用户发送信号的集合, $\mathbf{z}_n$ 是加性高斯白噪声 (AWGN) 向量, 其元素的均值为 0、方差为 1。 $\mathbf{G}_n$ 是基站与 U 个用户之间 $M \times U$ 维的信道传输矩阵, 且 $[\mathbf{G}_n]_{m,u} = g_{m,u,n}$, 其中 $g_{m,u,n}$ 为第 u 个用户与基站第 m 根天线间第 n 个符号上的信道系数, 可以写成:

$$g_{m,u,n} = \sqrt{\beta_{u,n}} h_{m,u,n} \quad (2)$$

其中, $\beta_{u,n}$ 为大尺度衰落, 包括路径损耗、阴影衰落等。 $h_{m,u,n}$ 为小尺度衰落, 是基站第 m 根天线与用户 u 在第 n 个符号上的信道衰落, 在此假设 $h_{m,u,n}$ 是独立且同分布的。为了详细地描述由多普勒频移引起的信道快速时变带来的信道老化对系统的影响, 在此仅考虑小尺度衰落是随时间变化的, 而假设大尺度衰落 β_u 对于所有的 n 保持不变, 即 $\beta_{u,n} = \beta_u$ 。式 (2) 用向量的形式可以表示为:

$$\mathbf{G}_n = \mathbf{H}_n \mathbf{D}^{1/2} \quad (3)$$

其中, $\mathbf{D}$ 是 $U \times U$ 维的对角矩阵, $[\mathbf{D}]_{uu} = \beta_u$ 。 $\mathbf{H}_n$ 是维数为 $M \times U$ 的矩阵, 且 $[\mathbf{H}_n]_{mu} = h_{m,u,n}$ 。由于在高速铁路场景中, 基站是沿铁轨建立的, 故高速铁路场景的信道模型一般用时变的莱斯信道模型来表征^[14-16]。若 $h_{m,u,n}$ 为时变的莱斯衰落信

道, 则 $\mathbf{H}_n$ 可以表示为:

$$\mathbf{H}_n = \bar{\mathbf{H}}_n^L \left[\boldsymbol{\Omega} (\boldsymbol{\Omega} + \mathbf{I}_U)^{-1} \right]^{1/2} + \mathbf{H}_n^s \left[(\boldsymbol{\Omega} + \mathbf{I}_U)^{-1} \right]^{1/2} \quad (4)$$

其中, $\bar{\mathbf{H}}_n^L$ 是维数为 $M \times U$ 的 LOS 分量, $\mathbf{H}_n^s$ 是维数为 $M \times U$ 的散射分量。 $\mathbf{H}_n^s$ 的元素独立同分布, 其元素的均值为 0、方差为 1。 $\boldsymbol{\Omega}$ 为 $U \times U$ 的对角矩阵, $[\boldsymbol{\Omega}]_{uu} = K_u$, K_u 为第 u 个用户的莱斯因子, 其为直射分量与散射分量的比值。 $\bar{\mathbf{H}}_n^L$ 可以表示成:

$$[\bar{\mathbf{H}}_n^L]_{um} = e^{-j(m-1)\frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta_{u,n})} \quad (5)$$

其中, d 为天线间距, λ 为波长, $d = \lambda/2$ 。 $\theta_{u,n}$ 为第 n 个符号上第 u 个用户的到达角。

假设每个用户的莱斯因子相同, 式 (4) 可以进一步写成:

$$\mathbf{H}_n = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \bar{\mathbf{H}}_n^L + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_n^s \quad (6)$$

将式 (6) 代入式 (3), 可以得到:

$$\mathbf{G}_n = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \bar{\mathbf{G}}_n^L + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{G}_n^s \quad (7)$$

其中, $\bar{\mathbf{G}}_n^L = \bar{\mathbf{H}}_n^L \mathbf{D}^{1/2}$, $\mathbf{G}_n^s = \mathbf{H}_n^s \mathbf{D}^{1/2}$ 。

2.1 信道估计

在实际中, 基站需要对信道矩阵 $\mathbf{G}_n$ 进行估计。而对于时变的莱斯衰落信道, 由于直射分量变化缓慢和莱斯因子估计具有专门的估计方法, 因此假设接收端与发送端均已知 LOS 分量与莱斯因子矩阵 $\boldsymbol{\Omega}$ 。因此, 只需要对莱斯分量矩阵 $\mathbf{G}_n^s$ 进行估计。

为了进行信道估计, 用户需要发送导频信号。假设导频符号长度为 τ ($\tau \geq U$), 则该小区中 U 个用户的导频序列为 $\sqrt{p_p} \boldsymbol{\Phi}$, 其维数为 $U \times \tau$, 且有 $\boldsymbol{\Phi} \boldsymbol{\Phi}^\dagger = \sqrt{K+1} \mathbf{I}_U$, 其中 $(\cdot)^\dagger$ 为共轭转置运算。 p_p 是导频的发送功率, 且 $p_p = \tau p_u$ 。因此, 基站接收到的 $M \times \tau$ 维的导频信号为:

$$\mathbf{y}_n^p = \sqrt{p_p} \mathbf{G}_n \boldsymbol{\Phi} + \tilde{\mathbf{z}}_n \quad (8)$$



其中, $\tilde{\mathbf{z}}_n$ 为 $M \times \tau$ 维的 AWGN 向量, 其元素服从 $CN(0,1)$ 分布。

为了估计 $\mathbf{G}_n^s$, 式 (8) 可以进一步写成:

$$\mathbf{y}_n^{p,s} = \sqrt{\frac{p_p}{K+1}} \mathbf{G}_n^s \Phi + \tilde{\mathbf{z}}_n \quad (9)$$

式 (9) 两边同时乘以 $\Phi^\dagger$, 则有:

$$\tilde{\mathbf{y}}_n^p = \frac{1}{\sqrt{p_p}} \mathbf{y}_n^{p,s} \Phi^\dagger = \mathbf{G}_n^s + \frac{1}{\sqrt{p_p}} \mathbf{B}_n \quad (10)$$

其中, $\mathbf{B}_n = \tilde{\mathbf{z}}_n \Phi^\dagger$, 且其元素服从 $CN(0,1)$ 分布。由式 (10) 可以得第 u 个用户到基站的散射信道矩阵为:

$$\tilde{\mathbf{y}}_{u,n} = \mathbf{g}_{n,u}^s + \frac{1}{\sqrt{p_p}} \mathbf{b}_{n,u} \quad (11)$$

其中, $\mathbf{g}_{n,u}^s$ 和 $\mathbf{b}_{n,u}$ 分别为矩阵 $\mathbf{G}_n^s$ 和 $\mathbf{B}_n$ 的第 u 列。若采用 MMSE 估计器, 则有:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{G}}_n^s &= \tilde{\mathbf{y}}_n^p \left(\frac{1}{p_p} \mathbf{D}^{-1} + \mathbf{I}_U \right)^{-1} \\ &= \left(\mathbf{G}_n^s + \frac{1}{\sqrt{p_p}} \mathbf{B}_n \right) \left(\frac{1}{p_p} \mathbf{D}^{-1} + \mathbf{I}_U \right)^{-1} \end{aligned} \quad (12)$$

因此, $\mathbf{g}_{n,u}^s$ 可以分解成:

$$\mathbf{g}_{n,u}^s = \hat{\mathbf{g}}_{n,u}^s + \tilde{\mathbf{g}}_{n,u}^s \quad (13)$$

其中, $\hat{\mathbf{g}}_{n,u}^s$ 和 $\tilde{\mathbf{g}}_{n,u}^s$ 分别为信道估计值和信道估计误差。 $\hat{\mathbf{g}}_{n,u}^s$ 的每一个元素都是均值为 0、方差为 $M\beta_u\eta_u/(K+1)$ 的高斯变量, $\tilde{\mathbf{g}}_{n,u}^s$ 是一个具有 0 均值和 $M\beta_u(1-\eta_u)/(K+1)$ 方差元素的矩阵, 其中 $\eta_u = p_p\beta_u/(p_p\beta_u+1)$ 。由于线性 MMSE 估计其的正交性质, $\hat{\mathbf{g}}_{n,u}^s$ 和 $\tilde{\mathbf{g}}_{n,u}^s$ 是独立不相关的。

因此, 接收端最终得到的信道估计 $\hat{\mathbf{G}}_n$ 为:

$$\hat{\mathbf{G}}_n = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \bar{\mathbf{G}}_n^L + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \hat{\mathbf{G}}_n^s \quad (14)$$

在式 (14) 中, 矩阵 $\hat{\mathbf{G}}_n$ 的第 u 列向量 $\hat{\mathbf{g}}_{n,u}$ 可以表示为:

$$\hat{\mathbf{g}}_{n,u} = \bar{\mathbf{g}}_{n,u}^L + \hat{\mathbf{g}}_{n,u}^s \quad (15)$$

其中, $E\|\hat{\mathbf{g}}_{n,u}\|^2 = M\beta_u(K+\eta_u)/(K+1)$ 。

2.2 信道过时

为了便于推导, 本文假设莱斯信道中的直射分量 $\bar{\mathbf{g}}_{n,u}^L$ 随时间不变 (即 $\bar{\mathbf{g}}_{n,u}^L = \bar{\mathbf{g}}_u^L$), 而变化的只有散射分量 $\mathbf{g}_{n,u}^s$ 。因此, 只考虑散射分量变化引起的信道老化对系统带来的影响。对于散射分量 $\mathbf{g}_{n,u}^s$, 利用 AR 模型, 第 $n+1$ 符号上的散射分量 $\mathbf{g}_{n+1,u}^s$ 可以表示为:

$$\mathbf{g}_{n+1,u}^s = \alpha \mathbf{g}_{n,u}^s + \mathbf{e}_{n+1,u} \quad (16)$$

其中, α 为 AR 模型参数, $\mathbf{e}_{n+1,u}$ 为建模误差, 且 $\mathbf{e}_{n+1,u} \sim CN(0, \sigma_{e_u}^2)$ 。若考虑的散射分量采用 Jake 模型, 通过解 Yule-Walker 方程, 可以得到:

$$\begin{aligned} \alpha &= J_0(2\pi f_d t_s) \\ \sigma_{e_u}^2 &= \mathbf{I}_M \otimes (1 - \alpha^2) M\beta_u / (K+1) \end{aligned} \quad (17)$$

其中, f_d 为最大多普勒频移, 且 $f_d = f_c v / C$, f_c 为载波频率, v 为车载速度, C 为光速, t_s 为采样频率。 $\sigma^2 = [\sigma_{h_1}^2, \dots, \sigma_{h_{L-1}}^2]^T [1 - J_0^2(2\pi f_d t_s)] \beta_u$,

$\sigma_{h_0}^2 = \frac{K}{K+1} \sum_{l=1}^{L-1} \sigma_{h_l}^2 = \frac{1}{K+1}$ 。 $\mathbf{I}_M$ 为 $M \times 1$ 维的全 1 列向量, $\otimes$ 是克罗内克积运算。

考虑信道估计误差与信道老化的影响, 散射信道 $\mathbf{g}_{n+1,u}^s$ 可以重新写成:

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{n+1,u}^s &= \alpha \mathbf{g}_{n,u}^s + \mathbf{e}_{n+1,u} \\ &= \alpha \hat{\mathbf{g}}_{n,u}^s + \underbrace{\alpha \tilde{\mathbf{g}}_{n,u}^s + \mathbf{e}_{n+1,u}}_{\tilde{\mathbf{e}}_{n+1,u}} \end{aligned} \quad (18)$$

其中, $\tilde{\mathbf{e}}_{n+1,u}$ 与 $\hat{\mathbf{g}}_{n,u}^s$ 相互独立。因此, $\tilde{\mathbf{e}}_{n+1,u}$ 的元素是均值为 0、方差为 $\beta_u(1-\alpha^2\eta_u)/(K+1)$ 的复高斯随机变量。

3 信道老化时系统性能分析

假设基站侧已知大尺度衰落 D 和 AR 模型参数 α , 则基站获得的信道为:

$$\tilde{\mathbf{g}}_{n+1,u} = \begin{cases} \hat{\mathbf{g}}_{n+1,u}, & \text{当前信道} \\ \bar{\mathbf{g}}_u + \alpha \hat{\mathbf{g}}_{n,u}^s, & \text{信道老化} \end{cases} \quad (19)$$

利用线性接收器 $\mathbf{A}_{n+1} \in \mathbf{R}^{M \times U}$ 对接收信号 $\mathbf{y}_{n+1}$ 来检测信号 $\mathbf{x}_{n+1}$, 其中 $\mathbf{A}_{n+1}$ 的第 u 列定义为 $\mathbf{a}_{n+1,u}$, 则有:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{n+1,u} &= \sqrt{p_u} \mathbf{a}_{n+1,u}^H \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,u} \mathbf{x}_{n+1,u} + \sqrt{p_u} \sum_{i=1, i \neq u}^U \mathbf{a}_{n+1,u}^H \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,i} \mathbf{x}_{n+1,i} \\ &+ \sqrt{p_u} \sum_{i=1}^U \mathbf{a}_{n+1,u}^H (\mathbf{g}_{n+1,i} - \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,i}) \mathbf{x}_{n+1,i} + \mathbf{a}_{n+1,u}^H \mathbf{z}_{n+1,u} \end{aligned} \quad (20)$$

其中, 第一项为期望信号项, 其余项为噪声干扰项。因此, 第 u 个用户的期望信号的功率为:

$$\begin{aligned} S_u &= \left| \sqrt{p_u} \mathbf{a}_{n+1,u}^H \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,u} \mathbf{x}_{n+1,u} \right|^2 \\ &= p_u \left| \mathbf{a}_{n+1,u}^H \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,u} \right|^2 \end{aligned} \quad (21)$$

通过简单的推导, 干扰噪声信号的功率为:

$$\begin{aligned} I_u &= p_u \sum_{i=1, i \neq u}^U \left| \mathbf{a}_{n+1,u}^H \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,i} \right|^2 \\ &+ \left| \mathbf{a}_{n+1,u}^H \right|^2 \left[\frac{p_u}{K+1} \sum_{i=1}^U \beta_i (1 - \alpha^2 \eta_i) + 1 \right] \end{aligned} \quad (22)$$

因此, 检测后的第 u 个用户的信干噪比 (SINR) 为:

$$\text{SINR}_u = \frac{S_u}{I_u} \quad (23)$$

定义 R_u 为第 u 个用户的可达和速率, 则有:

$$\begin{aligned} R_u &= E \left\{ \log(1 + \text{SINR}_u) \right\} \\ &= E \left\{ \log \left(1 + p_u \left| \mathbf{a}_{n+1,u}^H \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,u} \right|^2 / \left[p_u \sum_{i=1, i \neq u}^U \left| \mathbf{a}_{n+1,u}^H \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,i} \right|^2 + \left| \mathbf{a}_{n+1,u}^H \right|^2 \left[\frac{Mp_u}{K+1} \sum_{i=1}^U \beta_i (1 - \alpha^2 \eta_i) + 1 \right] \right] \right) \right\} \end{aligned} \quad (24)$$

为了更好地描述基站天线数 M 对系统性能的影响, 本文将分析 M 无穷大时和 M 有限时两种情况下系统的可达和速率。

3.1 M 无穷大 (即 $M \rightarrow \infty$) 时

定理 1 若接收端采用 MRC 接收器, 考虑信

道老化与信道误差的影响, 如果用户的功率按照 $1/M^\lambda$ 进行缩减, 即 $p_u = E_u / M^\lambda$, 其中 $\lambda > 0$, E_u 为固定值, 则有:

$$R_u^{\text{age}} - \log \left(1 + \frac{E_u \beta_u K}{M^{\lambda-1} (K+1)} + \frac{\alpha^2 \tau \beta_u^2 E_u^2}{M^{2\lambda-1} (K+1)} \right) \xrightarrow{M \rightarrow \infty} 0 \quad (25)$$

证明:

接收端若采用 MRC, 则 $\mathbf{a}_{n+1,u} = \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,u}$, 将 $\mathbf{a}_{n+1,u} = \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,u} = \bar{\mathbf{g}}_u + \alpha \hat{\mathbf{g}}_{n,u}^s$ 和 $p_u = E_u / M^\lambda$ 代入式(24)中, 经过简单的代数运算, 可以得到:

$$\begin{aligned} R_u^{\text{age}} &= E \left\{ \log \left(1 + \frac{E_u}{M^\lambda} \frac{1}{M^2} \left| \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,u} \right|^4 / \right. \right. \\ &\left. \left. \left\{ \frac{E_u}{M^\lambda} \frac{1}{M^2} \sum_{i=1, i \neq u}^U \left| \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,u}^H \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,i} \right|^2 + \frac{1}{M^2} \left| \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,u}^H \right|^2 \left[\frac{E_u}{M^{\lambda-1}} \frac{1}{K+1} \sum_{i=1}^U \beta_i (1 - \alpha^2 \eta_i) + 1 \right] \right\} \right) \right\} \end{aligned} \quad (26)$$

式(26)中, 当 $M \rightarrow \infty$ 时, 利用大数定理, 则有:

$$\frac{E_u}{M^\lambda} \frac{1}{M^2} \sum_{i=1, i \neq u}^U \left| \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,u}^H \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,i} \right|^2 = 0 \quad (27)$$

$$\begin{aligned} &\frac{E_u}{M^{\lambda-1}} \frac{1}{K+1} \sum_{i=1}^U \beta_i (1 - \alpha^2 \eta_i) + 1 \\ &= 1 + \frac{E_u}{M^{\lambda-1}} \frac{1}{K+1} \sum_{i=1}^U \beta_i \left(1 - \alpha^2 \frac{p_p \beta_i}{1 + p_p \beta_i} \right) \\ &= 1 + \frac{E_u}{M^{\lambda-1}} \frac{1}{K+1} \sum_{i=1}^U \beta_i \left(1 - \alpha^2 \frac{\tau \frac{E_u}{M^\lambda} \beta_i}{1 + \tau \frac{E_u}{M^\lambda} \beta_i} \right) \rightarrow 1 \end{aligned} \quad (28)$$

将式(27)和式(28)代入式(26)中, 则式(26)可以简化为:

$$\begin{aligned} R_u^{\text{age}} &= E \left\{ \log \left(1 + \frac{E_u}{M^\lambda} \left| \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,u} \right|^2 \right) \right\} \\ &= E \left\{ \log \left(1 + \frac{E_u}{M^{\lambda-1}} \frac{\beta_u}{K+1} \left(K + \alpha^2 \frac{\tau \frac{E_u}{M^\lambda} \beta_u}{1 + \tau \frac{E_u}{M^\lambda} \beta_u} \right) \right) \right\} \\ &= E \left\{ \log \left(1 + \frac{E_u \beta_u K}{M^{\lambda-1} (K+1)} + \frac{\alpha^2 \tau \beta_u^2 E_u^2}{M^{2\lambda-1} (K+1)} \right) \right\} \end{aligned} \quad (29)$$



即:

$$R_u^{\text{age}} - \text{lb} \left(1 + \frac{E_u \beta_u K}{M^{\lambda-1} (K+1)} + \frac{\alpha^2 \tau \beta_u^2 E_u^2}{M^{2\lambda-1} (K+1)} \right) \xrightarrow{M \rightarrow \infty} 0 \quad (30)$$

定理 1 证明完毕。

定理 1 表明, 可达和速率 R_u^{age} 取决于 λ 和 K 。在定理 1 中, 当 $K=0$ 时, 信道为时变瑞利信道。在时变瑞利信道中, 当 $\lambda > 1/2$ 时, R_u 收敛于 0, 这表明每个用户的传输功率减少太多; 当 $\lambda < 1/2$ 时, R_u^{age} 增长很快, 这表明为了维持相同的性能, 用户功率可以进一步地缩减; 当 $\lambda = 1/2$ 时, R_u^{age} 收敛于一个非零极限, 即引理 1。

引理 1 若接收端采用 MRC 接收器, 考虑信道老化与信道误差的影响, 如果用户的功率按照 $p_u = E_u / \sqrt{M}$ 进行缩减, 其中 E_u 为固定值, 则在莱斯因子 $K=0$ 情况下第 u 个用户的可达和速率为:

$$R_u^{\text{age}} - \text{lb} (1 + \alpha^2 \tau \beta_u^2 E_u^2) \xrightarrow{M \rightarrow \infty} 0 \quad (31)$$

引理 1 表明, 对于瑞利信道而言, 信道老化并不会改变用户发射功率的缩放规律, 即 $p_u = E_u / \sqrt{M}$, 其仅仅会引起可达和速率的降低^[14]。

在定理 1 中, 当 $K \neq 0$ 时, 信道为时变莱斯信道。在时变莱斯信道中, 当 $\lambda > 1$ 时, R_u^{age} 收敛于 0, 这表明每个用户的传输功率减少太多; 当 $\lambda < 1/2$ 时, R_u^{age} 增长很快, 这表明为了维持相同的性能, 用户功率可以进一步地缩放; 当 $\lambda = 1$ 时, R_u^{age} 收敛于一个非零极限, 即引理 2。

引理 2 若接收端采用 MRC 接收器, 考虑信道老化与信道误差情况, 如果用户的功率按照 $p_u = E_u / M$ 进行缩减, 其中 E_u 为固定值, 则在莱斯因子 $K \neq 0$ 情况下第 u 个用户的可达和速率为:

$$R_u^{\text{age}} - \text{lb} \left(1 + \frac{E_u \beta_u K}{K+1} \right) \xrightarrow{M \rightarrow \infty} 0 \quad (32)$$

引理 2 表明, 对于时变莱斯信道, 发送功率至少可以缩放到 $p_u = E_u / M$, 这表明在时变莱斯信道中, 莱斯因子影响了发射功率的缩放规律与

可达和速率, 而信道老化对功率缩放规则没有影响, 其仅仅影响可达和速率, 且其对可达和速率的影响相对于 K 可以忽略。

3.2 M 有限时

在实际中, 基站天线的数目 M 不可能是无限的, 因此, 本节将考虑 M 有限情况下信道老化与莱斯因子对系统性能的影响。

定理 2 对于 MRC 接收端, 考虑信道老化和信道误差情况, 第 u 个用户的可达速率 $\tilde{R}_u$ 为:

$$\tilde{R}_u = \text{lb} (1 + \text{SINR}_u^{\text{age}}) \quad (33)$$

其中:

$$\begin{aligned} \text{SINR}_u^{\text{age}} = & p_u \beta_u \left[M^2 K^2 + \alpha \eta_u (2MK + 2M^2 K) \right. \\ & \left. + \alpha^2 \eta_u^2 (M^2 + M) \right] / \left[p_u (K+1) \sum_{i=1, i \neq u}^U \beta_i \Psi + \right. \\ & \left. M p_u \beta_u \frac{K + \alpha \eta_u}{1 + p_u \beta_u} + M (K+1) (K + \alpha \eta_u) \right] \end{aligned} \quad (34)$$

其中:

$$\begin{aligned} \Psi = & (K^2 \phi_{ui}^2 + M \alpha \eta_u (K+1) + MK) / (K+1) \\ \phi_{ui} = & \frac{\sin \left[\frac{\pi M}{2} (\sin \theta_u - \sin \theta_i) \right]}{\sin \left[\frac{\pi}{2} (\sin \theta_u - \sin \theta_i) \right]} \end{aligned} \quad (35)$$

证明:

在 $R_u = E \{ \text{lb} (1 + \text{SINR}_u^{\text{age}}) \}$ 中, $\text{SINR}_u^{\text{age}}$ 可以表示为:

$$\begin{aligned} \text{SINR}_u^{\text{age}} = & p_u \left| \mathbf{a}_{n+1,u}^H \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,u} \right|^2 / \left\{ p_u \sum_{i=1, i \neq u}^U \left| \mathbf{a}_{n+1,u}^H \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,i} \right|^2 + \right. \\ & \left. \left| \mathbf{a}_{n+1,u}^H \right|^2 \left[\frac{p_u}{K+1} \sum_{i=1}^U \beta_i (1 - \alpha^2 \eta_i) + 1 \right] \right\} \end{aligned} \quad (36)$$

将 $\mathbf{a}_{n+1,u} = \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,u} = \bar{\mathbf{g}}_u + \alpha \hat{\mathbf{g}}_{n,u}^s$ 代入式 (38) 中, 则有:

$$\begin{aligned} \text{SINR}_u^{\text{age}} = & p_u \left| \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,u} \right|^4 / \left\{ p_u \sum_{i=1, i \neq u}^U \left| \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,u}^H \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,i} \right|^2 + \right. \\ & \left. \left| \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,u}^H \right|^2 \left[\frac{M p_u}{K+1} \sum_{i=1}^U \beta_i (1 - \alpha^2 \eta_i) + 1 \right] \right\} \end{aligned} \quad (37)$$

根据参考文献[6], 可以获得式 (38):

$$\left| \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,u}^H \tilde{\mathbf{g}}_{n+1,i} \right|^2 = \begin{cases} \frac{\beta_u^2}{(K+1)^2} \left[M^2 K^2 + \alpha \eta_u (2MK + 2M^2 K) + \alpha^2 \eta_u^2 (M^2 + M) \right], i = u \\ \frac{\beta_u \beta_i}{(K+1)^2} (K^2 \phi_{ui}^2 + \alpha \eta_u MK + \alpha \eta_i MK + \alpha^2 \eta_i \eta_u M), i \neq u \end{cases} \quad (38)$$

其中:

$$\phi_{ui} = \frac{\sin \left[\frac{\pi M}{2} (\sin \theta_u - \sin \theta_i) \right]}{\sin \left[\frac{\pi}{2} (\sin \theta_u - \sin \theta_i) \right]} \quad (39)$$

因此, $SINR_u^{\text{age}}$ 可以表示为:

$$SINR_u^{\text{age}} = p_u \beta_u \left[M^2 K^2 + \alpha \eta_u (2MK + 2M^2 K) + \alpha^2 \eta_u^2 (M^2 + M) \right] / \left[p_u (K+1) \sum_{i=1, i \neq u}^U \beta_i \Psi + Mp_u \beta_u \frac{K + \alpha \eta_u}{1 + p_p \beta_u} + M(K+1)(K + \alpha \eta_u) \right] \quad (40)$$

其中, $\Psi = K^2 \phi_{ui}^2 + M \alpha \eta_u (K+1) + MK / (K+1)$ 。

在式 (33) 中, 当 $K=0$ 时, 则有:

$$\tilde{R}_u^{\text{Rayleigh}} = \text{lb} \left(1 + \frac{\alpha \eta_u (1+M) p_u \beta_u}{p_u \sum_{i=1, i \neq u}^U \beta_i + \frac{p_u \beta_u}{1 + p_p \beta_u} + 1} \right) > \text{lb} \left(1 + \frac{\alpha \eta_u (M-1) p_u \beta_u}{p_u \sum_{i=1, i \neq u}^U \beta_i + \frac{p_u \beta_u}{1 + p_p \beta_u} + 1} \right) \quad (41)$$

另外, 从式 (33) 可以看出, $\tilde{R}_u$ 是参数 α 的增函数, 这表明信道老化越严重, 可达和速率越小。然而, 莱斯因子也影响着可达和速率, 当 K 很大时, 可以获得引理 3。

引理 3 对于 MRC 接收端, 考虑信道老化和信道误差情况, 当莱斯因子很大时, 不管信道理

想或不精确, 第 u 个用户的可达速率为:

$$\tilde{R}_u - \text{lb} \left\{ 1 + \frac{M^2 \beta_u p_u}{M + p_u \sum_{i=1, i \neq u}^U \beta_i \phi_{ui}^2} \right\} \xrightarrow{K \rightarrow \infty} 0 \quad (42)$$

引理 3 表明, 当莱斯因子 K 很大时, 可达和速率与 α 没有关系, 这也说明, 不管信道老化还是精确, 当莱斯因子很大时, 可达和速率都趋于相同的值。

4 仿真结果与分析

考虑一个单小区场景, 假设保护距离 $r_0=100$ m, 所有的用户均匀地分布在小区中。大尺度衰落模型为 $\beta_u = z_u / (r_u / r_0)^\nu$, 其中, z_u 为服从对数正态分布的阴影衰落, 其标准方差为 8 dB。 r_u 为第 u 个用户与基站之间的距离, ν 为路径损耗因子, $\nu=3.8$ 。在仿真中, 假设 $\tau = K$, 基站天线数为 128, 天线发送功率 $p_u=10$ dB。小区中考虑 10 个用户。

不同莱斯因子时可达和速率与归一化多普勒频移的变化曲线如图 1 所示。从图 1 可以看出, 随着多普勒频移的增大, 可达和速率的损失越大, 其中多普勒频移越大, 信道老化越严重。随着莱斯因子的增大, 信道老化和信道理想情况下的系统性能的差距减少, 莱斯因子越大, 可达和速率越大。

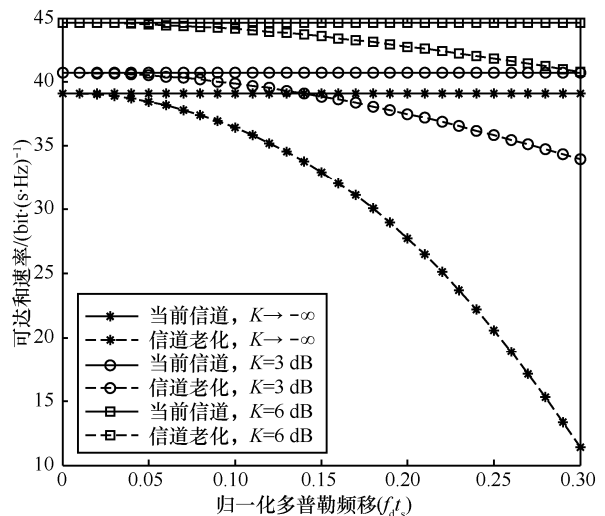


图 1 不同莱斯因子时可达和速率与归一化多普勒频移的变化曲线



可达和速率随莱斯因子的变化曲线如图 2 所示。从图 2 可以看出,当莱斯因子趋于无穷大时,可达和速率趋于固定值。在莱斯因子比较小的区域,多普勒频移越大,可达和速率越小。然而,随着莱斯因子的增加,信道理想和信道老化情况下的系统可达和速率将趋于相同值,这表明大的莱斯因子可以降低信道老化对系统可达和速率的影响。

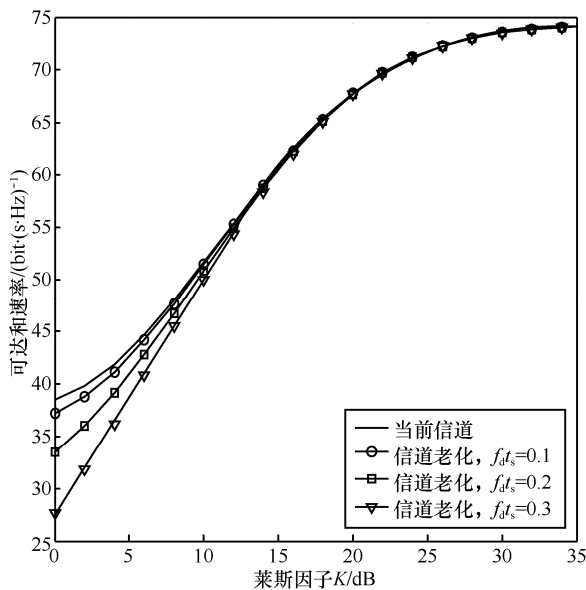


图2 可达和速率随莱斯因子的变化曲线

在信道老化情况下用户发送功率按照 $1/M$ 和 $1/\sqrt{M}$ 进行缩放时系统的可达和速率的变化曲线如图 3 所示。在仿真中, $E_u=20$ dB。在 $p_u = E_u / \sqrt{M}$ 情况下,当 $K=0$ 时,可达和速率趋于确定的常值;当 $K \neq 0$ 时,可达和速率增加。这表明每个用户的发送功率可以进一步地减小。莱斯因子越大,可达和速率越小,这是因为在 $p_u = E_u / \sqrt{M}$ 情况下可达和速率与莱斯因子成反比,这可以从式(25)看出。在 $p_u = E_u / M$ 情况下,当 $K \neq 0$ 时,可达和速率趋于确定的常值;当 $K=0$ 时,可达和速率减小。莱斯因子越大,可达和速率越大,这是因为在 $p_u = E_u / M$ 情况下可达和速率与莱斯因子成正比,这也可以从式(25)看出。

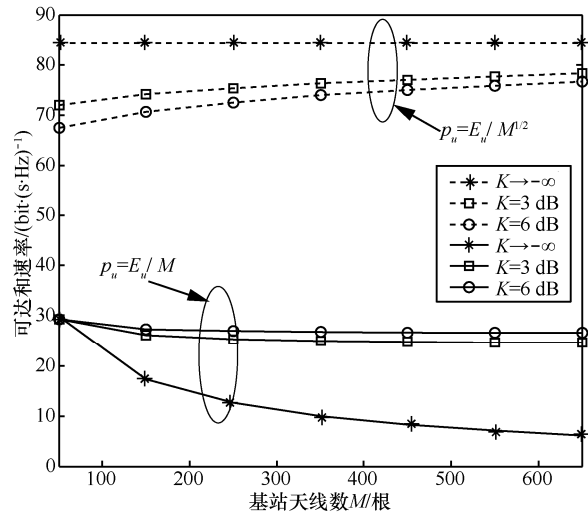


图3 在信道老化情况下用户发送功率按照 $1/M$ 和 $1/\sqrt{M}$ 进行缩放时系统的可达和速率变化曲线

5 结束语

本文研究了高速移动场景下信道过时对大规模 MIMO 上行系统可达和速率的影响。对于 MRC 接收器,推导了时变莱斯信道中信道的可达和速率表达式,另外,分析了信道老化与莱斯因子对功率缩放规则的影响。研究结果表明,莱斯因子影响功率缩放规则及可达和速率,而信道老化仅仅影响可达和速率。并且,信道老化对和速率的影响,相比于莱斯因子对和速率的影响可以忽略不计。

参考文献:

- [1] BOCCARDI F, HEATH R W, LOZANO A, et al. Five disruptive technology directions for 5G[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 74-80.
- [2] LARSSON E G, EDWARDS O, TUFVESSON F, et al. Massive MIMO for next generation wireless systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 186-195.
- [3] 阳析, 金石. 大规模 MIMO 系统传输关键技术研究进展[J]. 电信科学, 2015, 31(5): 28-35.
YANG X, JIN S. Overview of key technologies of transmission in massive MIMO system[J]. Telecommunications Science, 2015, 31(5): 28-35.
- [4] JOSE J, ASHIKHMIN A, MARZETTA T L, et al. Pilot contamination and precoding in multi-cell TDD systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(8): 2640-2651.

- [5] KRISHNAN N, YATES R D, MANDAYAM N B. Uplink linear receivers for multi-cell multiuser MIMO with pilot contamination: large system analysis[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 13(8): 4360-4373.
- [6] ZHANG Q, JIN S, WONG K K, et al. Power scaling of uplink massive MIMO systems with arbitrary-rank channel means[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5): 966-981.
- [7] KONG C, ZHONG C, MATTHAIU M, et al. Performance of downlink massive MIMO in ricean fading channels with ZF precoder[C]// IEEE International Conference on Communications, June 8-12, 2015, London, UK. New Jersey: IEEE Press, 2015: 1776-1782.
- [8] NGO H Q, LARSSON E G, MARZETTA T L. Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(4): 1436-1449.
- [9] WEN C K, JIN S, WONG K K, et al. Channel estimation for massive MIMO using gaussian-mixture bayesian learning[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(3): 1356-1368.
- [10] PITAROKOILIS A, MOHAMMED S K, LARSSON E G. Uplink performance of time-reversal MRC in massive MIMO systems subject to phase noise[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 14(2): 711-723.
- [11] TRUONG K T, HEATH R W. Effects of channel aging in massive MIMO systems[J]. Journal of Communications & Networks, 2013, 15(4): 338-351.
- [12] PAPAFAEIROPOULOS A, RATNARAJAH T. Linear precoding for downlink massive MIMO with delayed CSIT and channel prediction[C]// Wireless Communications and Networking Conference, April 6-9, 2014, Istanbul, Turkey. New Jersey: IEEE Press, 2014: 809-914.
- [13] Papazafeiropoulos A K, Ratnarajah T. Uplink performance of massive MIMO subject to delayed CSIT and anticipated channel prediction[C]// IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, May 4-9, 2014, Florence, Italy. New Jersey: IEEE Press, 2014: 3162-3165.
- [14] KONG C L, ZHONG C J, PAPAFAEIROPOULOS A K, et al. Sum-rate and power scaling of massive MIMO systems with channel aging[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(12): 4879-4893.
- [15] 3GPP. 3rd generation partnership project, technical specification group services and system aspects, service aspects; services and service capabilities (release 6): TS22.105[S]. 2003.
- [16] 3GPP RAN4-39. Ericsson, simulation results and testing conditions for high-speed train[S]. 2006.
- [17] GUI L, LIU B, WU H C, et al. Helicopter-based digital electronic news gathering (H-DENG) system: case study and system solution[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2011, 57(1): 121-128.
- [18] TAN W Q, JIN S, WANG J, et al. Achievable sum-rate of multiuser massive MIMO downlink in ricean fading channels[C]// IEEE International Conference on Communications, June 8-12, 2015, London, UK. New Jersey: IEEE Press, 2015: 1453-1458.
- [19] 杨丽花, 杨龙祥, 朱洪波. LTE 上行多用户 SC-FDMA 系统中时变信道估计方法[J]. 通信学报, 2014, 35(9): 91-98.
- YANG L H, YANG L X, ZHU H B. Time-varying channel estimation for LTE uplink SC-FDMA system with multi-user[J]. Journal on Communications, 2014, 35(9): 91-98.
- [20] YANG L H, REN G L, YANG B K, et al. Fast time-varying channel estimation technique for LTE uplink in HST environment[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(9): 4009-4019.

[作者简介]



杨丽花 (1984-), 女, 南京邮电大学讲师, 主要研究方向为移动无线通信、通信信号处理、多载波通信系统等。



梁彦 (1979-), 女, 南京邮电大学讲师, 主要研究方向为宽带无线通信、通信信号处理等。