

重叠 Nakagami- m 信道协作通信最优功率分配方案

宫丰奎, 叶鹏

(西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 710071, 西安)

摘要: 为了解决重叠 Nakagami- m 信道衰落模型下中继译码转发协作通信系统中源与中继间由于等功率分配(EPA)造成的功率资源浪费问题,提出了一种基于渐近误符号率(SER)最小准则的最优功率分配方案(OPA). 首先分析系统渐进 SER 解析式,在典型应用场景下对其进行进一步简化,然后将简化的系统 SER 作为目标函数,总功率受限作为约束条件,将功率资源分配抽象为典型的条件受限凸优化求解问题,最后利用拉格朗日乘数法对此凸优化问题进行求解,从而得出在总功率资源受限时典型场景下重叠 Nakagami- m 信道协作通信系统的最优功率分配方案. 仿真结果表明:相较于 EPA 方案,在较大的信噪比区间内及相同的信道条件下,OPA 分配方案均能获得约 1 dB 的信噪比增益,且获得的实际信噪比增益与理论推导值一致.

关键词: 协作通信;译码转发;功率分配;信噪比增益

中图分类号: TN911 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2012)10-0078-05

An Optimal Power Allocation Scheme for Cooperative Communications Over Double Nakagami- m Fading Channels

GONG Fengkui, YE Peng

(State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: An optimal power allocation (OPA) scheme is proposed to solve the power resource waste problem between source and relay nodes for a cooperative communications system with single decode-and-forward relay over double Nakagami- m fading which is caused by equal power allocation (EPA). The proposed scheme bases on minimizing symbol-error-ratio (SER). First, the asymptotic SER is analyzed and then simplified in the so called typical condition. Then, the power allocation problem is formulated as a typical convex optimization problem with the SER as the objective function and the restriction of the sum power as the constrain condition. The Lagrange method is used to solve the optimization problem to obtain the close-form of the optimal power allocation in the so called typical condition. Simulations and comparisons with EPA show that in a big rang OPA can obtain the signal to noise ratio (SNR) gain about 1dB over some channel condition, and that the gain is consistent with the theoretical SNR gain.

Keywords: cooperative communication; decode-and-forward; power allocation; signal to noise ratio gain

中继协作分集技术^[1-2]是通过中继与源节点的协作,获得类似于 MIMO 多天线系统的分集效果,

从而起到抗多径衰落等作用. 根据伙伴节点的协作模式,可以把协作分集划分为解码转发(decode and

forward, DF) 协作分集、放大转发 (amplify and forward, AF) 协作分集和解码再编码 (decode and re-code, DR) 协作分集 3 类^[3]. 中继协作分集技术能扩大传输半径、增加传输速率和提高传输可靠性, 因此已被广泛应用于蜂窝网络、传感器网络和车载通信等众多通信系统中.

随着对中继协作分集研究的不断深入, 在各种不同信道模型下协作通信的系统性能及源节点和伙伴节点之间的功率分配等问题越来越受到人们的广泛关注^[4-6]. 文献[4]研究了重叠 Rayleigh 衰落模型下 AF 中继协作通信系统误符号率性能, 但并没有分析源与中继间的最优功率分配问题. 文献[5-6]分别研究了 Nakagami- m 模型下单中继和多中继 DF 协作通信的系统性能, 但只是证明了系统最优功率分配的存在, 并没有获得具体最优功率分配方案. 文献[7]研究了重叠 Nakagami- m 信道下系统性能, 但是并没有研究最优功率分配问题. 针对以上问题, 本文通过对渐进误符号率 (SER) 表达式^[7]进行简化, 得出典型场景下的 SER 渐近表达式, 从而首次求解出在此典型场景下, 重叠 Nakagami- m 模型下 DF 协作通信系统的最优功率分配的闭式解. 为了分析功率优化性能和信道参数的关系, 本文进一步提出了信噪比增益的概念并推导出其理论计算结果. 通过仿真表明, 相较等功率分配策略, 最优功率分配能在一定程度上提高系统的 SER 性能.

1 系统模型

典型的 T 型中继 DF 协作通信系统由 1 个源节点 (S)、1 个目的节点 (D) 以及 1 个中继节点 (R) 构成. 假定中继节点是移动的, 以半双工模式工作, 配置单发单收天线. 第 1 个时隙, S 以功率 P_0 向目的节点 D 发送信息 x , 中继节点侦听; 第 2 个时隙到第 3 个时隙, 中继节点 R 将接收到的信号以功率 P_1 转发到 D; 最后, D 将 3 个时隙接收到的信号进行最大比合并 (maximum ratio combining, MRC), 从而获得空间分集增益. T 型中继系统的模型如图 1 所示, 其中 h_i 表示信道 SD、SR 及 RD 的衰落系数, $i \in \{SD, SR, RD\}$, 且均服从重叠 Nakagami- m 分布. 参数 m_{SD} 、 m_{SR} 及 m_{RD} 分别为对应信道的重叠 Nakagami- m 衰落指数, 表征信道衰落情况. 一般有 $m_i \geq 0.5$, m_i 越大表示衰落越小. 不失一般性, 本文考虑信道参数为 $m_{i,1} = m_{i,2} = m_i$, $i \in \{SD, SR, RD\}$ 的典型情况, 此时, 可以根据重叠 Nakagami- m 性质推导出接收端信噪比 (SNR) 的矩母函数^[1]和概率密度

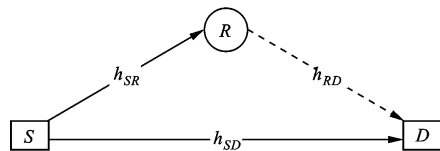


图 1 T 型中继协作通信系统模型

函数. 这样, 采用 M -PSK 调制时, 上述 T 型中继系统的渐近 SER 表示为下式^[7]

$$p_{DF,e} = \alpha \sum_{k=1}^2 C_{SD,k} \gamma_{SD,0}^{-m_{SD}} + (1 - \alpha) \sum_{k=1}^2 \sum_{l=0}^1 c(l,k) \gamma_{RD,1}^{-m_{RD}} \gamma_{SD,0}^{-m_{SD}} \quad (1)$$

式中: $\alpha = \sum_{k=1}^2 C_{SR,k} \gamma_{SR,0}^{-m_{SR}}$ 表示中继译码错误概率; $\gamma_{i,j} = P_j \Omega_{i,1} \Omega_{i,2} / N_i$ ($j \in \{0,1\}$) 表示信噪比, 其中 $\Omega_{i,k}$ 表示对应衰落信道方差, $k \in \{1,2\}$; $c(l,k) = C_{SD,k} C_{RD,1}^{1-l} C_{RD,2}^l$; $C_{i,k} = [\Gamma(m_{i,3-k}) / \Gamma(m_{i,3-k})] \cdot (g/m_{i,1} m_{i,2})^{-m_{i,k}} F_\theta(\sin^2 m_{i,k} \theta)$, 其中 $\Gamma(\cdot)$ 表示伽马函数, 常数 $g = \sin^2(\pi/M)$, 积分函数 $F_\theta(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} x d\theta$. 由于当 $m_{i,1} = m_{i,2}$ 时, $\Gamma(m_{i,1} - m_{i,2})$ 趋于无穷大, 因此可用 $m_{i,1} - m_{i,2} = \Delta m$ (Δm 是一个很小的值, 如 $\Delta m = 0.001$) 来近似代替 $m_{i,1} = m_{i,2}$. 这一近似的正确性已经在文献[7]中得到论证.

2 总功率受限下的最优功率分配

2.1 最优功率分配的存在性证明

在协作通信系统中, 若发射端未知信道状态信息, 则源和中继宜采用等功率分配, 但这种方法显然不能保证功率资源的最优化利用, 尤其是在信道条件不对称的情况下. 本节考虑在总功率 P_t 一定的条件下的最优功率分配问题, 使系统的平均 SER 最小, 此时功率优化问题可以表示为下述极小值问题

$$\min p_{DF,e}, \quad P_0 + P_1 = P_t \quad (2)$$

式中: P_0 、 P_1 分别为源和中继的发射功率.

上述功率分配对应的极小值问题的求解非常困难, 特别是想要获得最优功率分配的闭式解. 为此, 本文定义一种典型场景: 中继节点和源节点距离相对较近, 系统的 SR 信道条件相对较好, 中继译码近似正确, 使得系统 SER 可近似为式(1)的主项. 此典型场景对应信道参数的具体要求是 m_{SR} 大于 m_{RD} , 且 $(m_{SR} - m_{RD})$ 越大越好, 具体分析请参见附录 A. 需要指出的是, 在假设 SR 信道完全理想的情况下

也仅需考虑式(1)的主项,此场景包含在上述典型场景中.另外,当SR信道理想时,从链路上看系统模型可以等效为重叠 Nakagami- m 信道下的2天线 MIMO 模型,故本文中相应的性能分析和功率优化均可以推广到对应的重叠 Nakagami- m 信道下的2天线 MIMO 系统中.当仅考虑式(1)的主项时,系统的 SER 可以表示为

$$p_{\text{DF},e} = \sum_{k=1}^2 \sum_{l=0}^1 c(l,k) \gamma_{\text{RD},1}^{-m_{\text{RD}}} \gamma_{\text{SD},0}^{-m_{\text{SD}}} \quad (3)$$

下面证明在典型场景下存在理论上的最优功率分配.将式(3)看作关于 P_1 的函数,对 P_1 求二阶导数,整理后为

$$\begin{aligned} \frac{dp_{\text{DF},e}^2}{d^2 P_1} = & \sum_{k=1}^2 \sum_{l=0}^1 c(l,k) \gamma_{\text{SD},0}^{-m_{\text{SD}}} \gamma_{\text{RD},1}^{-m_{\text{RD}}} \left[m_{\text{RD}} \gamma_{\text{RD},1}^{-2} \left(\frac{d\gamma_{\text{RD},1}}{dP_1} \right)^2 + \right. \\ & m_{\text{SD}} \gamma_{\text{SD},0}^{-2} \left(\frac{d\gamma_{\text{SD},0}}{dP_1} \right)^2 + \gamma_{\text{RD},1}^{-2} \gamma_{\text{SD},0}^{-2} \left(m_{\text{RD}} \frac{d\gamma_{\text{RD},1}}{dP_1} \gamma_{\text{SD},0} + \right. \\ & \left. \left. m_{\text{SD}} \gamma_{\text{RD},1} \frac{d\gamma_{\text{SD},0}}{dP_1} \right)^2 \right] \quad (4) \end{aligned}$$

可见,式(4)可看作是式(3)乘一个大于0的多项式,则总有 $\frac{dp_{\text{DF},e}^2}{d^2 P_1} > 0$ 成立.因此,根据凸函数的性质^[8],在总功率一定的条件下,上述功率分配问题必定存在最优值.

2.2 最优功率分配的闭式解

本节进一步通过拉格朗日乘数法^[9]来计算最优值.定义拉格朗日函数

$$J = p_{\text{DF},e} - \lambda (P_1 + P_0 - P_t) \quad (5)$$

将 J 对 P_0 、 P_1 和 λ 分别求导,并令其为0,得到

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^2 \sum_{l=0}^1 c(l,k) (\gamma_{\text{RD},1})^{-m_{\text{RD}}} (-m_{\text{SD}}) \cdot \\ (\gamma_{\text{SD},0})^{-m_{\text{SD}}-1} \frac{d\gamma_{\text{SD},0}}{dP_0} = 0 \quad (6) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^2 \sum_{l=0}^1 c(l,k) (-m_{\text{RD}}) (\gamma_{\text{RD},1})^{-m_{\text{RD}}-1} \cdot \\ \frac{d\gamma_{\text{RD},1}}{dP_1} (\gamma_{\text{SD},0})^{-m_{\text{SD}}} = 0 \quad (7) \end{aligned}$$

$$P_1 + P_0 - P_t = 0 \quad (8)$$

根据式(6)、式(7),可得出 P_0 和 P_1 满足关系式 $m_{\text{SD}} P_1 = m_{\text{RD}} P_0$,代入式(8)后可以得到

$$P_0 = \frac{m_{\text{SD}}}{m_{\text{RD}} + m_{\text{SD}}} P_t \quad (9)$$

$$P_1 = \frac{m_{\text{RD}}}{m_{\text{RD}} + m_{\text{SD}}} P_t \quad (10)$$

由式(9)、式(10)可见,最优化分配的闭式解是一个非常简洁的式子,与信道瞬时信息无关,只与信道参数相关.

2.3 最优功率分配的信噪比增益

为从理论上计算最优化功率分配相较于平均功率分配所能获得的性能增益,本节给出信噪比增益的概念,即当总功率一定时,系统为达到指定 SER 性能指标 $P_{\text{DF},e}$,其最优功率分配和平均功率分配分别所需要满足的最小信噪比之差 $\gamma_G(p_{\text{DF},e}) = \gamma_{\text{EPA}}(p_{\text{DF},e}) - \gamma_{\text{OPA}}(p_{\text{DF},e})$,单位为 dB.假设系统总功率均为 P_t ,根据式(9)、(10)和式(3),SER 为 $p_{\text{DF},e}$ 时,OPA 方法和 EPA 方法所需要的最小信噪比分别为

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{OPA}}(p_{\text{DF},e}) = \frac{10}{m_{\text{RD}} + m_{\text{SD}}} \lg \left[(p_{\text{DF},e})^{-1} \sum_{k=1}^2 \sum_{l=0}^1 \left(c(l,k) \cdot \right. \right. \\ \left. \left. \left(\frac{m_{\text{RD}} \Omega_{\text{RD},1} \Omega_{\text{RD},2}}{m_{\text{RD}} + m_{\text{SD}}} \right)^{-m_{\text{RD}}} \left(\frac{m_{\text{SD}} \Omega_{\text{SD},1} \Omega_{\text{SD},2}}{m_{\text{RD}} + m_{\text{SD}}} \right)^{-m_{\text{SD}}} \right) \right] \quad (11) \end{aligned}$$

$$\gamma_{\text{EPA}}(p_{\text{DF},e}) =$$

$$\begin{aligned} 10 \frac{1}{m_{\text{RD}} + m_{\text{SD}}} \lg \left[(p_{\text{DF},e})^{-1} \sum_{k=1}^2 \sum_{l=0}^1 \left(c(l,k) \cdot \right. \right. \\ \left. \left. \left(\frac{\Omega_{\text{RD},1} \Omega_{\text{RD},2}}{2} \right)^{-m_{\text{RD}}} \left(\frac{\Omega_{\text{SD},1} \Omega_{\text{SD},2}}{2} \right)^{-m_{\text{SD}}} \right) \right] \quad (12) \end{aligned}$$

进一步可得到

$$\gamma_G = 10 \lg 2 - \frac{10}{m_{\text{SD}} + m_{\text{RD}}} \lg \frac{(m_{\text{RD}})^{m_{\text{RD}}} (m_{\text{SD}})^{m_{\text{SD}}}}{(m_{\text{RD}} + m_{\text{SD}})^{m_{\text{RD}} + m_{\text{SD}}}} \quad (13)$$

由上式可以看出,当 SNR 足够大时,最优化功率分配相较于平均功率分配所获得的信噪比增益与 $p_{\text{DF},e}$ 相对独立,即无论系统 SER 性能较差还是较好,通过优化功率所能获得的信噪比增益大小基本上相等,表现在仿真中最优化功率分配和平均功率分配的两条渐近 SER 曲线应该是平行的,这一点在后面的仿真中将得到证实.

3 计算机仿真及分析

本节采用蒙特卡罗仿真来验证最优功率分配的理论分析.不失一般性,信道衰落系数方差 $\Omega_{i,1}$ 均设为1,系统总功率 $P_t = 1$,且信噪比为总功率与噪声的比值,即 $\gamma = P_t / N_0$.对于等功率分配,有 $P_0 = P_1 = P_t / 2 = 0.5 P_t$,最优功率分配采用式(9)和式(10)中的最优化分配方案.信道衰落参数设置如表1所示,其中,信道 CH1~CH3 旨在验证附录A中关于

典型场景对应信道参数应用条件推导的正确性; CH1 和 CH4、CH2 和 CH5、CH6-CH9 均遵循唯一变量原则. 本文中所用仿真软件均为 Matlab, 分别考量了 3 个参数对系统性能增益和典型场景应用条件结论的影响.

表 1 信道参数设置

参数	CH1	CH2	CH3	CH4	CH5	CH6	CH7	CH8	CH9
m_{SR}	2.0	1.5	1.0	2.0	1.5	2.0	2.0	1.5	3.5
m_{SD}	2.0	2.0	2.0	0.8	0.8	2.0	2.0	2.0	0.5
m_{RD}	0.5	1.0	1.5	0.5	1.0	0.5	1.0	0.5	2.3

典型场景下系统的 SER 性能如图 2 所示. 从图 2 中曲线 CH1、CH2 可以看出: 在 $(m_{SR} - m_{RD})$ 较大时, SER 表达式(3)和式(1)是吻合的, 且与实际仿真相吻合; 相反, 从曲线 CH3 可以看出, 当不满足上述条件时, SER 的表达式(3)和式(1)是不吻合的, 从而验证了附录 A 中推导的典型场景的对应信道参数条件—— m_{SR} 大于 m_{RD} , 且 $(m_{SR} - m_{RD})$ 越大越好这一结论的正确性. 进一步比较曲线 CH1 和 CH4、CH2 和 CH5 可以看出, m_{RD} 的大小对吻合程度的影响较小, 但是 m_{SD} 对系统 SER 性能影响较大. 图 3 仿真了信道参数对理论 SNR 增益的影响. 从图 3 可以看出, 增益的大小取决于 $|m_{SD} - m_{RD}|$, $|m_{SD} - m_{RD}|$ 越大, 获得的增益越大, 而且当 $|m_{SD} - m_{RD}|$ 一定时, m_{SD} 和 m_{RD} 越大, 所获得的增益越小.

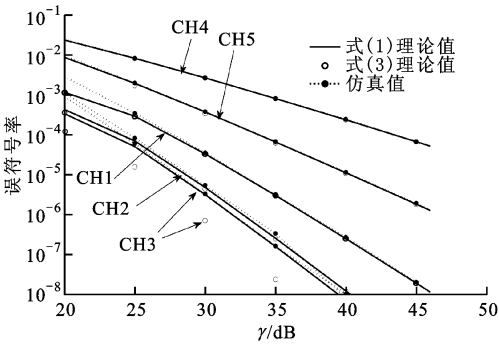


图 2 典型场景下系统的 SER 性能

在不同参数下最优化功率分配与平均功率分配的系统性能如图 4 所示. 通过比较图 4 中曲线 CH1 上 B 点与图 3 中曲线 CH1 上 A 点的参数可知, OPA 方案相对 EPA 方案获得的信噪比增益约为 0.9 dB, 从而证明了仿真获得的增益与理论计算的增益基本吻合. 比较 CH1 和 CH6、CH1 和 CH7 可知: $|m_{SD} - m_{RD}|$ 越小, 获得的增益越小; CH1 和

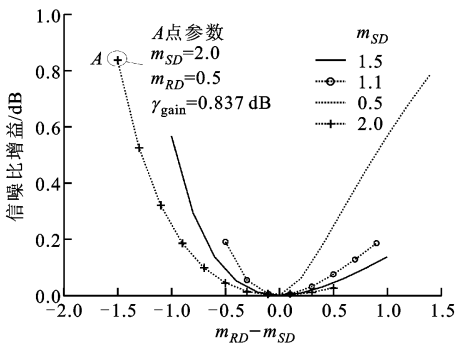


图 3 理论 SNR 增益与信道参数的关系曲线

CH8 的仿真曲线是完全重合的, 这说明只要满足 $(m_{SR} - m_{RD})$ 较大, 则 m_{SR} 对系统的性能影响较小, 且 SNR 增益只与 $|m_{SD} - m_{RD}|$ 相关, 与 m_{SR} 基本无关. 比较 CH1、CH7 和 CH9, 可以看出, 只要满足 $|m_{SD} - m_{RD}|$ 较大均可获得增益, 与 m_{SD} , m_{RD} 大小无关. 另外, 图 4 的仿真结果显示, 最优化功率分配的曲线和平均功率优化的曲线基本是平行的, 从而验证了 2.3 节中关于理论计算 SNR 增益与系统 SER 关系的结论的正确性.

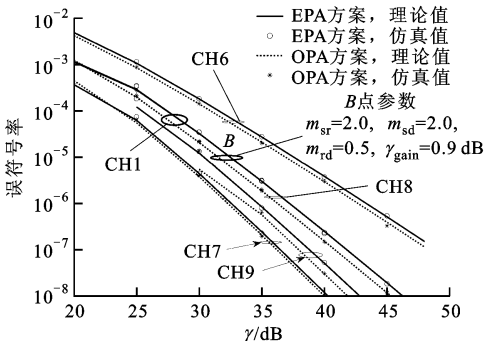


图 4 最优化功率分配与平均功率分配比较

4 结束语

本文通过简化推导出的系统 SER 表达式, 得出了在典型场景下最优功率分配的理论解的闭式表达式, 并在此基础上推导出了较平均功率分配获得的 SNR 增益理论值. 所有结论均通过仿真证明了其正确性.

参考文献:

[1] LANEMAN J N, TSE D N C, WORNELL G W. Co-operative diversity in wireless network: effective protocols and outage behavior [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 50(12): 3062-3080.

[2] 任品毅, 魏莉, 廖学文. 一种增强型选择放大转发机会

- 协作分集协议[J]. 西安交通大学学报, 2010, 44(8): 53-57.
- REN Pinyi, WEI Li, LIAO Xuewen. A cooperative diversity protocol with incremental selection and amplify forward opportunistic relaying [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2010, 44(8): 53-57.
- [3] NOSRATINIA A, HUNTER T E, HEDAYAT A. Cooperative communication in wireless [J]. IEEE Communication Magazine, 2004, 42(10): 74-80.
- [4] 李兆训, 李峰, 仵国峰, 等. 双瑞利衰落下 AP 中继车际通信系统误符号率分析[J]. 西安电子科技大学学报, 2010, 5(37): 947-951.
- LI Zhaoxun, LI Feng, WU Guofeng, et al. Symbol-error-rate analysis in AP-relayed inter-vehicular communication system over double-Rayleigh fading channels [J]. Journal of Xidian University, 2010, 5(37): 947-951.
- [5] LEE Y, TSAI M H. Performance of decode-and-forward cooperative communications over Nakagami- m fading channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(3): 1218-1228.
- [6] LEE Y, TSAI M H, SOU S I. Performance of decode-and-forward cooperative communications with multiple dual-hop relays over Nakagami- m fading channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communication, 2009, 8(6): 2853-2859.
- [7] GONG Fengkui, GE Jianhua, ZHANG Nan. SER analysis of the mobile-relay-based M2M communication over double Nakagami- m fading channels [J]. IEEE Communication Letters, 2011, 1(15): 34-36.
- [8] BOYD S, VANDENBERGHE L. Convex optimization [M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2004.
- [9] FARHADI G, BEAULIUE N C. Power-optimized amplify-and-forward multi-hop relaying systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communication, 2009, 8(9): 4634-4643.

附录 A

从本文 2.1 节可知, 本文考虑的典型场景定义为: 中继节点和源节点距离相对较近, 系统 SR 信道条件相对较好, 中继译码近似正确, 使得系统 SER 仅需考虑式(1)的主项. 下面推导此典型场景下所对应信道衰落参数的要求, 即式(1)与式(3)相吻合的条件.

典型场景中, SR 信道条件较好, 即衰落很小,

此时 m_{SR} 较大. 当 m_{SR} 较大时, 式(1)可化为下式

$$p_{DF,e} = \sum_{k=1}^2 \sum_{l=0}^1 c(l,k) \gamma_{RD,1}^{-m_{RD}} \gamma_{SD,0}^{-m_{SD}} \cdot \left\{ 1 + \left[\frac{\gamma_{RD,1}^{m_{RD}}}{(C_{RD,1} + C_{RD,2})} - 1 \right] \alpha \right\} \approx \sum_{k=1}^2 \sum_{l=0}^1 c(l,k) \gamma_{RD,1}^{-m_{RD}} \gamma_{SD,0}^{-m_{SD}} \left[1 + \frac{C_{SR,1} + C_{SR,2}}{C_{RD,1} + C_{RD,2}} \frac{\gamma_{RD,1}^{m_{RD}}}{\gamma_{SR,0}^{m_{SR}}} \right] \quad (A1)$$

式(A1)可分为 2 种情况讨论: ①当 $\gamma_{RD,1} \leq \gamma_{SR,0}$ 时,

$$\frac{C_{SR,1} + C_{SR,2}}{C_{RD,1} + C_{RD,2}} \frac{\gamma_{RD,1}^{m_{RD}}}{\gamma_{SR,0}^{m_{SR}}} \approx \frac{\gamma_{RD,1}^{m_{RD}}}{\gamma_{SR,0}^{m_{SR}}} \leq \gamma_{SR,0}^{m_{SR} - m_{RD}}, \text{ 因为一般信噪}$$

比 $\gamma_{SR,0} \gg 1$, 所以当 $(m_{RD} - m_{SR}) < 0$ 时, 一定有 $\left[1 + \right.$

$$\left. \frac{C_{SR,1} + C_{SR,2}}{C_{RD,1} + C_{RD,2}} \frac{\gamma_{RD,1}^{m_{RD}}}{\gamma_{SR,0}^{m_{SR}}} \right] \rightarrow 1, \text{ 即式(3)和式(1)很吻合; ②}$$

当 $\gamma_{RD,1} > \gamma_{SR,0}$ 时, $\frac{C_{SR,1} + C_{SR,2}}{C_{RD,1} + C_{RD,2}} \frac{\gamma_{RD,1}^{m_{RD}}}{\gamma_{SR,0}^{m_{SR}}} \approx \frac{\gamma_{RD,1}^{m_{RD}}}{\gamma_{SR,0}^{m_{SR}}} > \frac{\gamma_{RD,1}^{m_{RD}}}{\gamma_{SR,0}^{m_{SR}}}$

$= \gamma_{SR,0}^{m_{RD} - m_{SR}}$, 因为信噪比 $\gamma_{SR,0} \gg 1$, 所以当 $(m_{RD} - m_{SR}) > 0$ 时, 可以判断 $\frac{C_{SR,1} + C_{SR,2}}{C_{RD,1} + C_{RD,2}} \frac{\gamma_{RD,1}^{m_{RD}}}{\gamma_{SR,0}^{m_{SR}}}$ 将是一个远

大于 1 的数, 这时式(3)和(1)将相差很大. 所以, 式(3)和(1)吻合的条件是 m_{SR} 大于 m_{RD} , 且 $(m_{SR} - m_{RD})$ 越大吻合得越好, 这也是此典型场景表现在信道衰落参数上的应用条件.

[本刊相关文献链接]

- 吕政, 余志军, 刘海涛. 协作通信中联合信道-网络编码的性能分析与资源分配. 2012, 46(4): 83-87.
- 方维维, 钱德沛, 刘轶. 一种相邻节点协作的无线传感器网络可靠传输方案. 2009, 43(2): 33-37.
- 李靖, 葛建华, 王勇, 等. 一种正交调制协作系统的功率分配方法. 2009, 43(2): 81-85.
- 李彬, 王文杰, 殷勤业. 无线传感器网络节点协作的节能路由传输. 2012, 46(6): 1-6.
- 黄伟平, 徐毓, 王杰. 应用回归分析的数据关联算法. 2011, 45(8): 92-96.
- 孟庆微, 黄建国, 何成兵, 等. 采用时域测量矩阵的压缩感知稀疏信道估计方法. 2012, 46(8): 94-99.
- 张学一, 付晓梅, 周化猛. 一种格约减辅助的协作多址接入方案. 2012, 46(4): 100-105.
- 王静, 黄建国, 侯云山. 采用峰值平均功率比的低信噪比水下多目标检测方法. 2012, 46(2): 124-129.

(编辑 刘杨)