

双差分协作传输的误码率性能分析和最佳功率分配

高 洋, 葛建华, 谢大平

(西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室 西安 710071)

【摘要】为了克服协作传输中的载波频率偏移,提出了一种采用正交幅度调制(QAM)的双差分协作传输(DDCT)方案。推导了误符号率(SER)的闭合表达式、SER的上界以及高信噪比(SNR)下的渐进近似。基于SER的渐进近似,推导了最佳功率分配(OPA)在高SNR下的近似解。仿真结果显示,该OPA的近似解在实际中等的SNR环境中仍然有效。比较了DDCT分别采用相同调制阶数的QAM调制和PSK调制的SER。当调制阶数大于8时,DDCT-QAM比DDCT-PSK具有更好的SER性能。尤其当调制阶数等于64时,DDCT-QAM可以获得4.5 dB的SNR增益。

关键词 协作传输; 双差分调制; 频率偏移; 正交幅度调制; 误符号率

中图分类号 TN929.5

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2011.02.005

SER Performance Analysis and Optimum Power Allocation for Double Differential Cooperative Transmission

GAO Yang, GE Jian-hua, and XIE Da-ping

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

Abstract A double differential cooperative transmission (DDCT) scheme using quadrature amplitude modulation (QAM) is proposed to overcome carrier frequency offset in cooperative transmission. A closed-form symbol error rate (SER) formulation, an SER upper bound, and an asymptotic SER approximation at high SNR are derived. Based on the asymptotic SER approximation, an approximate solution of optimum power allocation (OPA) at high signal-to-noise ratio (SNR) is derived. The simulation results demonstrate that the approximate solution of OPA also provides a good solution to a realistic moderate SNR scenario. The SER performance of DDCT with QAM modulation and DDCT with phase shift keying (PSK) modulation is compared in condition of same modulation order. The comparison results demonstrate that DDCT-QAM outperforms the DDCT-PSK, when the modulation order is larger than 8. Specially, when the modulation order equals to 64, DDCT-QAM obtains a 4.5 dB SNR gain.

Key words cooperative transmission; double differential modulation; frequency offset; quadrature amplitude modulation; symbol error rate

协作分集技术可以使通信节点组成一种分布式的天线阵列共享各自的链路资源,从而获得空间分集增益^[1]。文献[2]提出了多种协作传输协议,包括固定中继协议、选择中继协议以及增强中继协议。

一般的协作传输都假设目的节点和中继节点可以准确地获取信道状态信息(CSI)^[3-5],然而在快衰落信道中,目的节点和中继节点很难准确地估计CSI。为了避免估计信道,文献[6-9]研究了单差分调制在协作传输中的应用。单差分调制要求衰落信道在连续两个符号周期内保持恒定,然而当发射机和接收机的晶振频率不匹配或者信道存在多普勒频移时,

即使在连续两个符号周期内,衰落信道也无法保持恒定。为了克服载波频率偏移,文献[9-13]讨论了双差分调制在协作传输中的应用,但上述方法仅适用于恒定幅度调制,如PSK调制。

非恒定幅度调制(如QAM调制)比相同调制阶数的PSK调制具有更高的SNR增益,因为它的星座集合具有更大的最小距离。如调制阶数分别为8、16、32和64的QAM调制相对于PSK调制的SNR增益分别为1.65、4.20、7.02、9.95 dB^[14]。本文提出了一种适用于QAM调制的DDCT方案,中继节点采用选择译码转发(SDF)协议进行协作传输,目的节点利用估计

收稿日期: 2009-07-29; 修回日期: 2010-01-16

基金项目: 长江学者和创新团队发展计划(IRT0852); 国家科技重大专项(2009ZX03003-003, 2009ZX03003-004); 国家111计划(B08038); 国家自然科学基金(61001207); 中央高校基本科研业务费专项资金(K50510010017)

作者简介: 高 洋(1983-), 男, 博士生, 主要从事MIMO系统、空时编码及协作通信等方面的研究。

的信道功率(CP)对接收信号进行最大比合并(MRC)。推导了SER的闭合表达式、SER上界以及高SNR下的渐进近似;基于SER的渐进近似,提出了OPA在高SNR的近似解;利用计算机仿真,首先验证了SER的理论结果,其次讨论了OPA和节点间信道链路质量的关系,并比较了DDCT分别采用OPA和平均功率分配(EPA)的SER,以及DDCT分别采用相同调制阶数的QAM调制和PSK调制的SER。

1 系统模型

考虑一个单中继节点的无线网络模型,它由一个源节点 S 、一个中继节点 R 和一个目的节点 D 组成,如图1所示。假设 $S \rightarrow R$, $R \rightarrow D$ 和 $S \rightarrow D$ 的信道为存在载波频率偏移的瑞利衰落信道,且可以分别表示为 $h_{sr}e^{jw_{sr}n}$, $h_{rd}e^{jw_{rd}n}$ 和 $h_{sd}e^{jw_{sd}n}$,其中 n 表示离散时间; h_{sr} 、 h_{rd} 和 h_{sd} 为信道的衰落系数且分别服从均值为0,方差为 σ_{sr}^2 、 σ_{rd}^2 、 σ_{sd}^2 的复高斯分布; w_{sr} 、 w_{rd} 、 w_{sd} 为节点间的载波偏移,且分别服从 $[-\pi, \pi]$ 上的均匀分布。假设源节点的发送功率为 P_s ,中继的发送功率为 P_r 。

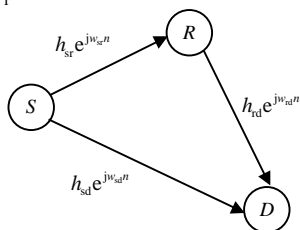


图1 双差分协作传输的信道模型

协作传输分为广播和协作两个阶段。在广播阶段,源节点首先对信号进行双差分调制,然后将信号同时发送给中继节点和目的节点。中继节点对接收SNR进行估计,如果接收SNR大于门限,则对接收信号进行双差分解调和调制,并转发给目的节点。如果接收SNR小于门限,则中继节点不发送信号。目的节点利用估计的CP对上述两个阶段的双差分解调输出进行MRC。

2 双差分调制和解调

假设双差分调制的输入信号 z_n 已经过QAM调制,且满足 $E\{|z_n|^2\}=1$,其中 $E\{\cdot\}$ 表示求数学期望,则双差分调制后的信号为:

$$p_n = \frac{z_n}{a_{n-1}} p_{n-1} \quad n \geq 2 \quad (1)$$

$$v_n = \frac{p_n}{a_{n-1}} v_{n-1} \quad n \geq 2 \quad (2)$$

式中, $v_1 = p_1 = z_1 = z_2 = 1$; a_{n-1} 为发送信号的功率

归一化系数(NPF),定义为 z_{n-1} 的幅度,即 $a_{n-1} = |z_{n-1}|$ 。由于QAM为非恒定幅度的调制方式,所以使用 a_{n-1} 的目的是为了防止发送信号的功率发生较大的波动。由式(1)可得:

$$p_n = \frac{z_n}{a_{n-1}} p_{n-1} = \frac{z_n z_{n-1}}{a_{n-1} a_{n-2}} p_{n-2} = \dots = z_n \frac{z_{n-1} z_{n-2} \dots p_1}{a_{n-1} a_{n-2} \dots a_1}$$

由于 $a_n = |z_n|$ 且 $z_1 = z_2 = 1, p_1 = 1$,所以 $|p_n| = |z_n|$ 。同理,由式(2)可得 $|v_n| = |p_n|$,则有:

$$a_n = |z_n| = |p_n| = |v_n| \quad (3)$$

对于直接传输系统,经过衰落信道后的信号为:

$$x_n = \sqrt{P} h e^{jw n} v_n + e_n \quad (4)$$

式中, P 为发送功率; e_n 为接收节点的噪声。由式(2)~式(4)可得单差分解调的输出为:

$$x_n x_{n-1}^* = \mu e^{jw} a_{n-1} p_n + \tilde{e}_n \quad (5)$$

式中, $\tilde{e}_n = \sqrt{P} h e^{jw n} v_n e_{n-1}^* + \sqrt{P} h^* e^{-jw(n-1)} v_{n-1}^* e_n + e_n e_{n-1}^*$;CP定义为 $\mu = P|h|^2$ 。由式(5)进一步可求得双差分解调的输出为:

$$x_n x_{n-1}^* (x_{n-1} x_{n-2}^*)^* = \mu^2 a_{n-1}^2 a_{n-2} z_n + \bar{e}_n \quad (6)$$

式中, $\bar{e}_n = \mu e^{jw} a_{n-1} p_n \tilde{e}_{n-1}^* + \mu e^{-jw} a_{n-2} p_{n-1}^* \tilde{e}_n + \tilde{e}_n \tilde{e}_{n-1}^*$ 。从式(6)可以看出,非恒定幅度的双差分解调需要估计CP和NPF。为了避免使用训练序列,可以采用下面的方法估计上述两个参数。首先, x_n 的自相关为:

$$x_n^* x_n = \mu a_n^2 + \hat{e}_n \quad (7)$$

由于 $E\{a_n^2\}=1$,所以可以通过求 x_n 自相关的时间平均来估计 μ ,即 μ 的估计为:

$$\hat{\mu} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L x_{n+l-1/2}^* x_{n+l-1/2} \quad (8)$$

式中, L 为CP的估计范围。将式(8)代入式(7)求得 a_n 的估计为:

$$\hat{a}_n = \sqrt{\frac{x_n x_n^*}{\hat{\mu}}} \quad (9)$$

如果忽略式(6)中噪声 \bar{e}_n 和发送信号的相关性,并将式(8)和式(9)代入式(6),可得双差分解调的输出为:

$$\hat{z}_n = \frac{x_n x_{n-1}^* (x_{n-1} x_{n-2}^*)^*}{\hat{\mu}^2 \hat{a}_{n-1}^2 \hat{a}_{n-2}} \quad (10)$$

3 双差分协作

对于协作传输系统,源节点在广播阶段对发送信号 z_n 进行双差分调制,并同时发送给目的节点和中继节点,具体过程如式(1)~式(2)所示。目的节点和中继节点的接收信号分别为:

$$x_n^{sd} = \sqrt{P_s} h_{sd} e^{jw_{sd} n} v_n + e_n^{sd} \quad (11)$$

$$x_n^{sr} = \sqrt{P_s} h_{sr} e^{jw_{sr}n} v_n + e_n^{sr} \quad (12)$$

式中, e_n^{sd} 和 e_n^{sr} 分别是目的节点和中继节点的噪声。假设 e_n^{sd} 和 e_n^{sr} 服从均值为0、方差为 N_0 的复高斯分布。目的节点和中继节点可以分别利用式(10)对接收信号进行双差分解调。

在协作阶段, 如果中继节点的接收SNR大于门限, 则中继节点对双差分解调后的信号重新进行双差分调制, 并将信号转发给目的节点, 此时目的节点的接收信号为:

$$x_n^{rd} = \sqrt{P_r} h_{rd} e^{jw_{rd}n} \hat{v}_n + e_n^{rd} \quad (13)$$

式中, \hat{v}_n 为中继节点的发送信号; e_n^{rd} 为目的节点的噪声且服从均值为0、方差为 N_0 的复高斯分布。

最后, 目的节点利用上述两个阶段 CP 的估计对双差分解调后的信号进行 MRC。假设目的节点对 $S \rightarrow D$ 和 $R \rightarrow D$ 的 CP 估计分别为 $\hat{\mu}_{sd}$ 和 $\hat{\mu}_{rd}$, 则合并后的信号为:

$$z_n^m = \frac{\hat{\mu}_{sd} z_n' + \hat{\mu}_{rd} z_n''}{\hat{\mu}_{sd} + \hat{\mu}_{rd}} \quad (14)$$

式中, z_n' 和 z_n'' 分别为目的节点在广播阶段和协作阶段双差分解调的输出。由于 h_{sd} 和 h_{rd} 是相互独立的衰落信道, 所以目的节点可以获得2阶的空间分集增益。以上讨论了中继节点的接收SNR大于门限的情况, 如果上述条件不满足, 则中继节点不发送任何信号, 而由源节点发送新的广播信号。这种情况下目的节点只能获得1阶的空间分集增益。

4 性能分析

根据式(6)可得噪声 \bar{e}_n 的方差为:

$$V\{\bar{e}_n\} = \mu^3 a_{n-1}^2 [a_n^2 a_{n-1}^2 + 2a_n^2 a_{n-2}^2 + a_{n-1}^2 a_{n-2}^2] N_0 + \mu^2 [2a_n^2 a_{n-1}^2 + 2a_{n-1}^2 a_{n-2}^2 + a_n^2 a_{n-2}^2 + a_{n-1}^4] N_0^2 + \mu [a_n^2 + 2a_{n-1}^2 + a_{n-2}^2] N_0^3 + N_0^4$$

式中, $V\{\cdot\}$ 表示求方差。如果 N_0^2 、 N_0^3 、 $N_0^4 \ll 1$, 则双差分解调的接收SNR可以近似表示为:

$$\gamma \approx \frac{|h|^2 P}{b N_0} \quad (15)$$

式中, $b = 1/a_n^2 + 2/a_{n-1}^2 + 1/a_{n-2}^2$ 。由式(3)可知, a_n^2 、 a_{n-1}^2 和 a_{n-2}^2 是独立同分布的。如果 z_n 采用16QAM调制, 则 a_n^2 和 b 的概率质量函数分别如表1和表2所示。

假设源节点和中继节点的平均发送功率为 P 且功率分配因子定义为 $\alpha = P_s / 2P$, 则根据中继协议可得 $P_s = 2\alpha P$, $P_r = 2(1-\alpha)P$ 。所以由式(14)可得目

的节点MRC的输出SNR为:

$$\gamma_d = \gamma_{sd} + \beta \gamma_{rd} \quad (16)$$

式中, γ_{sd} 和 γ_{rd} 分别是目的节点在广播阶段和协作阶段的接收SNR, 且有:

$$\begin{cases} \gamma_{sd} = |h_{sd}|^2 \frac{2\alpha P}{b N_0} \\ \gamma_{rd} = |h_{rd}|^2 \frac{2(1-\alpha)P}{b N_0} \end{cases} \quad (17)$$

表1 a_n^2 的概率质量函数

a_n^2	P_a
1/5	1/4
1	1/2
9/5	1/4

表2 b 的概率质量函数

b	P_b
20	1/32
9	1/64
8/3	1/16
28/9	3/32
32/9	1/8
4	1/8
20/3	1/32
64/9	1/16
68/9	1/16
8	1/8
100/9	1/32
104/9	1/16
12	3/32
140/9	1/32
16	1/16
20	1/64

而 β 的取值决定于中继节点的接收SNR和门限比较的结果, 则有:

$$\beta = \begin{cases} 1 & \gamma_{sr} \geq \gamma_0 \\ 0 & \gamma_{sr} < \gamma_0 \end{cases} \quad (18)$$

式中, $\gamma_{sr} = |h_{sr}|^2 \frac{2\alpha P}{bN_0}$ 为中继节点的接收SNR; γ_0 为SNR门限。由于 γ_{sr} 服从参数为 $\bar{\gamma}_{sr} = \sigma_{sr}^2 \frac{2\alpha P}{bN_0}$ 的指数分布, 所以 $\beta = 0$ 的概率为:

$$P(\beta = 0) = 1 - \sum_b P_b \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}_{sr}}\right) \quad (19)$$

当 $\beta = 0$ 时, γ_d 服从参数为 $\bar{\gamma}_{sd} = \sigma_{sd}^2 \frac{2\alpha P}{bN_0}$ 的指数分布, 此时本文方案的SER^[15]为:

$$P_e(\gamma_d | \beta = 0) = 4KQ \left(\sqrt{b_{QAM}\bar{\gamma}_{sd}} \right) - 4K^2Q \left(\sqrt{b_{QAM}\bar{\gamma}_{sd}} \right)^2 = \sum_b P_b F \left(1 + \frac{b_{QAM}\bar{\gamma}_{sd}}{2\sin^2\theta} \right) \quad (20)$$

其中:

$$F(x(\theta)) = \frac{4K}{\pi\sqrt{M}} \int_0^{\pi/2} \frac{1}{x(\theta)} d\theta + \frac{4K^2}{\pi} \int_{\pi/4}^{\pi/2} \frac{1}{x(\theta)} d\theta$$

式中, $x(\theta)$ 表示 θ 的函数; $K = 1 - \frac{1}{\sqrt{M}}$;

$$b_{QAM} = \frac{3}{M-1}.$$

当 $\beta = 1$ 时, $\gamma_d = \gamma_{sd} + \gamma_{rd}$ 。由于 γ_{sd} 和 γ_{rd} 为相互独立的且服从指数分布的随机变量, 所以本文方案的SER^[15]为:

$$P_e(\gamma_d | \beta = 1) = 4KQ \left(\sqrt{b_{QAM}(\gamma_{sd} + \gamma_{rd})} \right) - 4K^2Q \left(\sqrt{b_{QAM}(\gamma_{sd} + \gamma_{rd})} \right)^2 = \sum_b P_b F \left(1 + \frac{b_{QAM}\bar{\gamma}_{sd}}{2\sin^2\theta} \right) F \left(1 + \frac{b_{QAM}\bar{\gamma}_{rd}}{2\sin^2\theta} \right) \quad (21)$$

式中, $\bar{\gamma}_{rd} = \sigma_{rd}^2 \frac{2(1-\alpha)P}{bN_0}$ 。根据式(19)~式(21)可得最终的SER为:

$$\begin{aligned} P_e &= P_e(\gamma_d | \beta = 0)P(\beta = 0) + P_e(\gamma_d | \beta = 1)[1 - P(\beta = 0)] = \\ & \left[\sum_b P_b F \left(1 + \frac{b_{QAM}\bar{\gamma}_{sd}}{2\sin^2\theta} \right) \right] \times \\ & \left[1 - \sum_b P_b \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}_{sr}}\right) \right] + \\ & \left[\sum_b P_b F \left(1 + \frac{b_{QAM}\bar{\gamma}_{sd}}{2\sin^2\theta} \right) F \left(1 + \frac{b_{QAM}\bar{\gamma}_{rd}}{2\sin^2\theta} \right) \right] \times \\ & \left[\sum_b P_b \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}_{sr}}\right) \right] \end{aligned} \quad (22)$$

根据上述SER的闭合表达式, 本文进一步推导了SER的上界和高SNR下的渐进近似, 并得到如下的定理。

定理 1 基于SDF协议的DDCT采用QAM调制时SER的上界为:

$$P_e \leq \frac{2Q}{2 + b_{QAM}\bar{\gamma}'_{sd}} \left[1 + \frac{2(Q-1) - b_{QAM}\bar{\gamma}'_{rd}}{2 + b_{QAM}\bar{\gamma}'_{rd}} \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}'_{sr}}\right) \right] \quad (23)$$

式中, $Q = \left(\frac{2K}{\sqrt{M}} + K^2 \right)$; $\bar{\gamma}'_{sd} = \sigma_{sd}^2 \frac{2\alpha P}{bN_0}$; $\bar{\gamma}'_{sr} = \sigma_{sr}^2 \frac{2\alpha P}{bN_0}$; $\bar{\gamma}'_{rd} = \sigma_{rd}^2 \frac{2(1-\alpha)P}{bN_0}$; $\bar{b} = E\{b\}$ 。

SER在高SNR下的渐进近似为:

$$P_e \approx \left(G \frac{P}{N_0} \right)^{-2} \quad (24)$$

式中, G 表示编码增益, 且有:

$$G = \left(\frac{\bar{b}^2 A \gamma_0}{2b_{QAM}\sigma_{sd}^2\sigma_{sr}^2\alpha^2} + \frac{\bar{b}^2 B}{b_{QAM}\sigma_{sd}^2\sigma_{rd}^2\alpha(1-\alpha)} \right)^{-1/2} \quad (25)$$

式中, $A = \frac{M-1}{2M} + \frac{K^2}{\pi}$; $B = \frac{3(M-1)}{8M} + \frac{K^2}{\pi}$ 。

证明 首先求SER的上界, 式(22)中的SNR可以

近似表示为 $\bar{\gamma}'_{sr} = \sigma_{sr}^2 \frac{2\alpha P}{bN_0}$, $\bar{\gamma}'_{rd} = \sigma_{rd}^2 \frac{2(1-\alpha)P}{bN_0}$,

$\bar{\gamma}'_{sd} = \sigma_{sd}^2 \frac{2\alpha P}{bN_0}$, $\bar{b} = E\{b\}$, 代入式(22)可化简为:

$$P_e = F \left(1 + \frac{b_{QAM}\bar{\gamma}'_{sd}}{2\sin^2\theta} \right) \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}'_{sr}}\right) \right] + F \left(1 + \frac{b_{QAM}\bar{\gamma}'_{sd}}{2\sin^2\theta} \right) F \left(1 + \frac{b_{QAM}\bar{\gamma}'_{rd}}{2\sin^2\theta} \right) \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}'_{sr}}\right) \quad (26)$$

当 $\theta = \frac{\pi}{2}$ 时, $F(x(\theta))$ 可以取得最大值。将 $\sin^2\theta = 1$ 代入式(26)可得SER的上界为:

$$P_e \leq F \left(1 + \frac{b_{QAM}\bar{\gamma}'_{sd}}{2} \right) \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}'_{sr}}\right) \right] + F \left(1 + \frac{b_{QAM}\bar{\gamma}'_{sd}}{2} \right) F \left(1 + \frac{b_{QAM}\bar{\gamma}'_{rd}}{2} \right) \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}'_{sr}}\right) = \frac{2Q}{2 + b_{QAM}\bar{\gamma}'_{sd}} \left[1 + \frac{2(Q-1) - b_{QAM}\bar{\gamma}'_{rd}}{2 + b_{QAM}\bar{\gamma}'_{rd}} \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}'_{sr}}\right) \right] \quad (27)$$

式中, $Q = \left(\frac{2K}{\sqrt{M}} + K^2 \right)$ 。

下面求SER在高SNR下的渐进近似。当SNR足够大时, 可近似认为:

$$\begin{cases} 1 + \frac{b_{\text{QAM}} \bar{\gamma}'_{\text{sd}}}{2 \sin^2 \theta} \approx \frac{b_{\text{QAM}} \bar{\gamma}'_{\text{sd}}}{2 \sin^2 \theta} \\ 1 + \frac{b_{\text{QAM}} \bar{\gamma}'_{\text{rd}}}{2 \sin^2 \theta} \approx \frac{b_{\text{QAM}} \bar{\gamma}'_{\text{rd}}}{2 \sin^2 \theta} \end{cases} \quad (28)$$

由于 $\exp\left(-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}'_{\text{sr}}}\right) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m!} \left(-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}'_{\text{sr}}}\right)^m$, 所以在高SNR下可近似认为:

$$\begin{aligned} 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}'_{\text{sr}}}\right) &\approx \frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}'_{\text{sr}}} \\ \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}'_{\text{sr}}}\right) &\approx 1 \end{aligned} \quad (29)$$

将式(28)和式(29)代入式(26), 可得SER在高SNR下的渐进近似为:

$$P_e \approx F\left(\frac{b_{\text{QAM}} \bar{\gamma}'_{\text{sd}}}{2 \sin^2 \theta}\right) \frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}'_{\text{sr}}} + F\left(\frac{b_{\text{QAM}} \bar{\gamma}'_{\text{sd}}}{2 \sin^2 \theta}\right) F\left(\frac{b_{\text{QAM}} \bar{\gamma}'_{\text{rd}}}{2 \sin^2 \theta}\right) \quad (30)$$

又由于:

$$\begin{aligned} A &= \frac{4K}{\pi\sqrt{M}} \int_0^{\pi/2} \sin^2 \theta d\theta + \frac{4K^2}{\pi} \int_{\pi/4}^{\pi/2} \sin^2 \theta d\theta = \\ &\quad \frac{M-1}{2M} + \frac{K^2}{\pi} \\ B &= \frac{4K}{\pi\sqrt{M}} \int_0^{\pi/2} \sin^4 \theta d\theta + \frac{4K^2}{\pi} \int_{\pi/4}^{\pi/2} \sin^4 \theta d\theta = \\ &\quad \frac{3(M-1)}{8M} + \frac{K^2}{\pi} \end{aligned}$$

代入式(30)可得式(24)所示的结论。

从式(24)可以看出, 本文提出的双差分协作传输方案在高SNR下可以获得2阶的分集增益。另外, 定理2给出了OPA在高SNR下的近似解。

定理 2 如果 $\sigma_{\text{sr}}^2 \neq 0$ 、 $\sigma_{\text{rd}}^2 \neq 0$ 、 $\sigma_{\text{sd}}^2 \neq 0$, 则基于SDF协议的DDCT, 采用QAM调制时的OPA在高SNR下的近似解为:

$$\alpha_{\text{opt}} = \frac{(1-4E) + \sqrt{1+8E}}{4(1-E)} \quad (31)$$

式中, $E = \frac{b_{\text{QAM}} A \gamma_0 \sigma_{\text{rd}}^2}{2B \sigma_{\text{sr}}^2}$ 。

证明 由式(25)可以看出, 功率分配因子 α 的取值其实影响的是编码增益 G 的大小, 所以最小化SER的OPA问题可以转化为求解下式的最大化问题:

$$\tilde{G}(\alpha) = \frac{C}{\alpha^2} + \frac{D}{\alpha(1-\alpha)} \quad (32)$$

式中, $C = \frac{\bar{b}^2 A \gamma_0}{2b_{\text{QAM}} \sigma_{\text{sd}}^2 \sigma_{\text{sr}}^2}$; $D = \frac{\bar{b}^2 B}{b_{\text{QAM}}^2 \sigma_{\text{sd}}^2 \sigma_{\text{rd}}^2}$ 。对式(32)关于 α 求导可得:

$$\frac{d\tilde{G}(\alpha)}{d\alpha} = -\frac{2C}{\alpha^3} - \frac{D(1-2\alpha)}{\alpha^2(1-\alpha)^2} \quad (33)$$

令式(33)等于0, 并解方程可得:

$$\alpha = \frac{(D-4C) + \sqrt{D^2 + 8CD}}{4(D-C)}$$

再令 $E = \frac{C}{D}$, 代入上式可得式(31)所示的结论。

从式(31)可以看出, 上述OPA因子只与 σ_{sr}^2 和 σ_{rd}^2 相关, 而与 σ_{sd}^2 无关。也就是说, 在高SNR下, OPA主要取决于与中继节点相关的信道链路质量, 而与源节点到目的节点的信道链路质量无关。

5 仿真结果和分析

本文利用计算机仿真验证基于SDF协议的DDCT采用16QAM调制时SER的理论结果。仿真中假设中继节点和目的节点可以准确地估计CP, 同时中继节点的SNR门限 γ_0 设为20 dB。图2同时显示了直接传输(即 $\beta = 0$)、理想的协作传输(即 $\beta = 1$)和实际的协作传输的SER仿真结果和理论结果。从图2可以看出, 直接传输只能获得1阶的分集增益, 而协作传输可以获得2阶的分集增益。

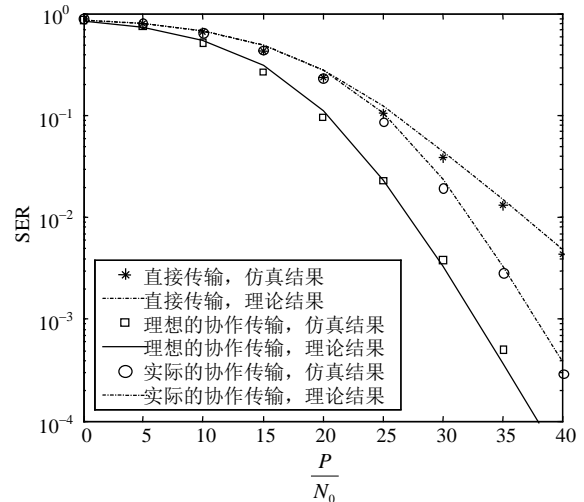


图2 基于SDF协议的DDCT采用16QAM调制时, SER的仿真结果和理论结果

图3比较了基于SDF协议的DDCT采用16QAM调制时, SER的准确结果、理论上界以及渐进近似。从图3可以看出, SER的准确结果和理论上界显示为相同的分集增益阶数。而渐进近似在低SNR时与准确结果相距甚远, 但随着SNR的增加, 在SER等于 10^{-3} 处与准确结果重合。

图4显示了几种不同信道环境下OPA因子和SNR的关系曲线。仿真考虑了以下4种信道环境:

1) $\sigma_{sr}^2=1, \sigma_{rd}^2=1, \sigma_{sd}^2=1$; 2) $\sigma_{sr}^2=10, \sigma_{rd}^2=1, \sigma_{sd}^2=1$; 3) $\sigma_{sr}^2=1, \sigma_{rd}^2=10, \sigma_{sd}^2=1$; 4) $\sigma_{sr}^2=1, \sigma_{rd}^2=1, \sigma_{sd}^2=10$ 。对于每一种信道环境, 图4显示了两种不同的OPA因子, 一种是对式(22)采用一维线性搜索算法^[16]求得的精确结果, 记为 α_{opt1} ; 另一种是由式(31)计算出的高SNR下的近似解, 记为 α_{opt2} 。从图4可以看出, 当SNR较低时, $\alpha_{opt1}=1$, 说明此时最佳的传输方案是直接传输。但随着SNR的增加, α_{opt1} 开始逐渐下降, 并在SNR较高时与 α_{opt2} 趋于一致, 且不再随SNR变化而变化。值得注意的是, 信道环境1)和4)下的两条 α_{opt1} 曲线几乎重合, 说明OPA主要取决于与中继节点相关的信道链路质量, 而与源节点到目的节点的信道链路质量无关, 与定理2的结论一致。

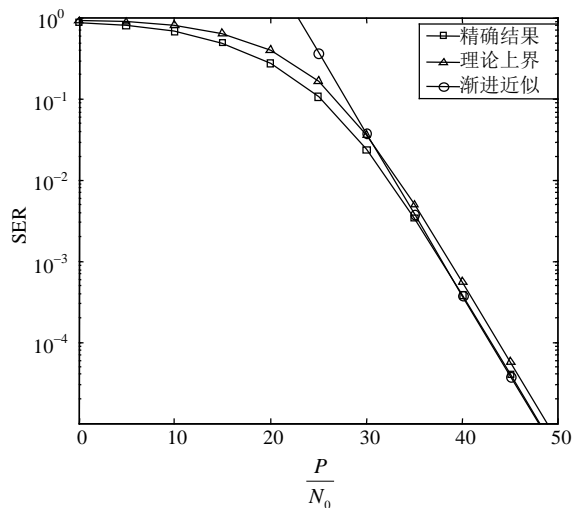


图3 基于SDF协议的DDCT采用16QAM调制时SER的准确结果、理论上界和渐进近似

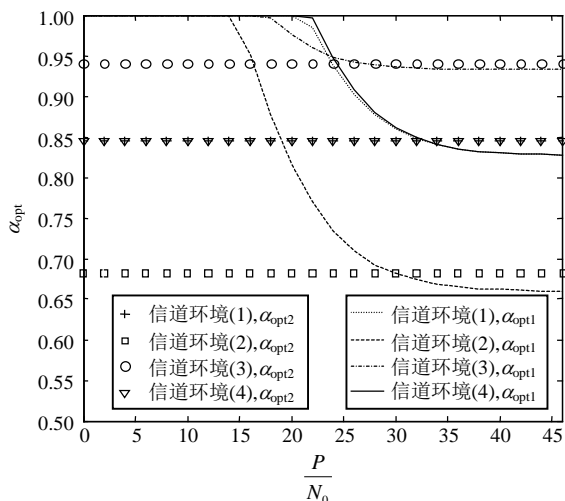


图4 不同信道环境下OPA因子和SNR的关系曲线

图5进一步比较了当 $\sigma_{sr}^2=1, \sigma_{rd}^2=1, \sigma_{sd}^2=1$ 时, 基于SDF协议的DDCT分别采用OPA和EPA(即

$\alpha=0.5$)的SER。由图可以看出, 采用上述两种OPA因子 α_{opt1} 和 α_{opt2} 的SER基本一致。说明虽然 α_{opt2} 是高SNR下的近似解, 但它在实际的中等SNR环境中仍然有效。另外与采用EPA的DDCT相比, 采用OPA的DDCT可以获得1.5 dB的SNR增益。

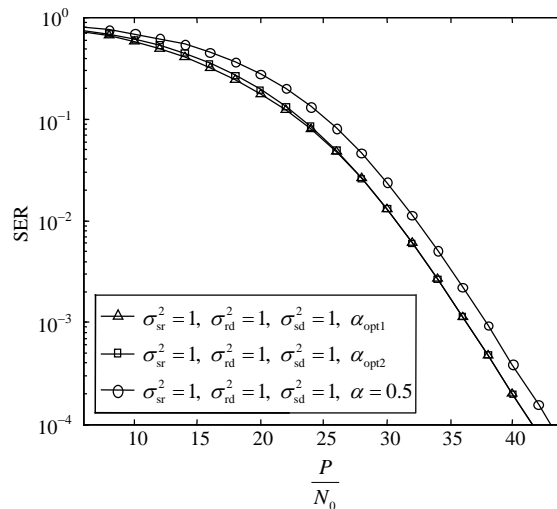


图5 基于SDF协议的DDCT分别采用OPA和EPA的SER

图6比较了当 $\sigma_{sr}^2=1, \sigma_{rd}^2=1, \sigma_{sd}^2=1$ 时, 基于SDF协议的DDCT分别采用QAM调制和PSK调制的SER。如图6所示, $M=8, 16, 32, 64$ 在 $SER=10^{-3}$ 处, DDCT-16QAM、DDCT-32QAM和DDCT-64QAM相对于DDCT-16PSK、DDCT-32PSK和DDCT-64PSK的SNR增益为分别为2.1、3.2、4.5 dB, 但DDCT-8QAM的性能反而比DDCT-8PSK的性能差。说明虽然8QAM相对于8PSK的SNR增益为1.65 dB, 但CP的估计误差所造成的SNR损失大于1.65 dB, 所以 $M>8$ 的QAM调制更适用于DDCT。

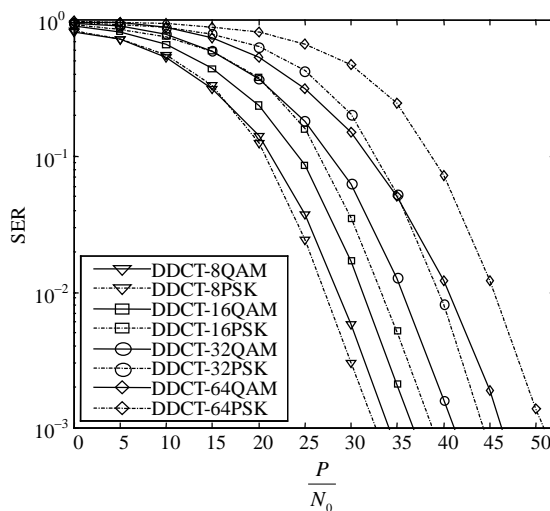


图6 当 $\sigma_{sr}^2=1, \sigma_{rd}^2=1, \sigma_{sd}^2=1, \alpha=0.5$ 时DDCT-MQAM和DDCT-MPSK的SER

6 结 论

为了解决协作传输中的载波频率偏移问题, 本文提出了一种适用于QAM调制的DDCT方案。在该方案中, 中继节点采用SDF协议进行协作传输, 目的节点利用估计的CP对接收信号进行MRC。推导了SER的闭合表达式、SER上界以及高SNR下的渐进近似。基于SER的渐进近似, 提出了OPA在高SNR下的近似解。仿真结果显示, OPA主要取决于与中继节点相关的信道链路质量, 而与源节点到目的节点的信道链路质量无关。另外, 该OPA的近似解在实际的中等SNR环境中仍然有效。比较了DDCT分别采用相同调制阶数的QAM调制和PSK调制的SER。

参 考 文 献

- [1] NOSRATINIA A, HUNTER T E, HEDAYAT H A. Cooperative communication in wireless networks[J]. IEEE Commun Mag, 2004, 42(10): 74-80.
- [2] LANEMAN J N, TSE D N C, WORNELL G W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocol and outage behavior[J]. IEEE Trans Inform Theory, 2004, 50(12): 3062-3080.
- [3] SENDONARIS A, ERKIP E, AAZHANG B. Increasing uplink capacity via user cooperation diversity[C]// Proceedings of Symp on Inform Theory. Piscataway: IEEE, 1998: 156.
- [4] HUNTER T E, NOSRATINIA A. Cooperation diversity through coding[C]// Proceedings of Symp on Inform Theory. Piscataway: IEEE, 2002: 220.
- [5] SENDONARIS A, ERKIP E, AAZHANG B. User cooperation diversity—Part I: system description[J]. IEEE Trans on Commun, 2003, 51(11): 1927-1938.
- [6] HIMSOON T, SU W, LIU K J R. Differential transmission for amplify-and-forward cooperative communications[J]. IEEE Sig Proc Lett, 2005, 12(9): 597-600.
- [7] LI H, ZHAO Q. Distributed modulation for cooperative wireless communications[J]. IEEE Signal Proc Mag, 2006, 23(5): 30-36.
- [8] ZHAO Q, LI H. Performance of differential modulation with wireless relays in Rayleigh fading channels[J]. IEEE Commun Lett, 2005, 9(4): 343-345.
- [9] 高洋, 葛建华. 一种非恒定幅度调制的差分空时协作方案[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2009, 37(7): 22-26.
GAO Yong, GE Jian-hua. A cooperation scheme for nonconstant modulus-modulated differential space-time coding[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology, 2009, 37(7): 22-26.
- [10] BHATNAGAR M R, HJ/RUNGNES A, SONG L. Amplify-and-forward cooperative communications using double-differential modulation Piscataway over nakagami-m channels [C]//Proceedings of WCNC. Piscataway: IEEE, 2008: 350-355.
- [11] BHATNAGAR M R, HJORUNGNES A. Double differential modulation for decode-and-forward cooperative communications[C]//Proceedings of ICSPC. Piscataway: IEEE, 2007: 45-48.
- [12] BHATNAGAR M R, HJØRUNGNES A, SONG L, et al. Double-differential decode-and-forward cooperative communications over nakagami-mchannels with carrier offsets[C]//Proceedings of Sarnoff Symp. Piscataway: IEEE, 2008: 1-5.
- [13] BHATNAGAR M R, HJØRUNGNES A, SONG L. Cooperative communications over flat fading channels with carrier offsets: a double-differential modulation approach[J/OL]. [2008-03-15]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. http://www.las.as.cn/tocbrowser.jsp?Journal_ID=59048g_J_Vol=SJ_No=15.
- [14] PROAKIS J G. Digital communications[M]. 4th ed. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [15] SIMON M K, ALOUINI M S. Digital communication over fading channels: A unified approach to performance Analysis[M]. New York: John Wiley and Sons, 2000.
- [16] 马振华. 运筹学与最优化理论[M]. 北京: 清华大学出版社, 1998.
MA Zhen-hua. Operational research and optimization theory[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1998.

编辑 黄 莘