

基于定向天线的多中继节点的AF协同通信系统性能分析

王徐华, 柏 鹏, 李明阳, 李寰宇, 林晋福

(空军工程大学综合电子信息系统与电子对抗技术研究中心, 陕西 西安 710051)

摘要: 研究了基于定向天线的多中继节点放大转发协同通信技术。首先, 从理论上推导了全向发送-全向接收(without beamforming transmit-receive, N-BF), 定向发送-全向接收(beamforming transmit-without beamforming receive, T-BF)以及定向发送-定向接收(beamforming transmit-beamforming receive, TR-BF)3种模式下信道容量及其中断概率。然后, 结合具体的数值仿真对不同模式下的信道容量和中断概率分别进行了详细的分析比较。结果表明, TR-BF性能最优, TR-BF以及T-BF相比N-BF而言, 系统受噪声影响更小。

关键词: 定向天线; 协同通信; 放大转发; 中断概率

中图分类号: TN 914

文献标志码: A

DOI:10.3969/j.issn.1001-506X.2013.03.30

Performance analysis of multi-relays AF cooperative communication system based on directional antenna

WANG Xu-hua, BAI Peng, LI Ming-yang, LI Huan-yu, LIN Jin-fu

(Research Center for Integrated Electronic & Information System and Electronic Countermeasure Technology, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

Abstract: Directional antenna based multi-relays amplify-and-forward (AF) cooperative communication technology is studied. Firstly, the channel capacity and outage probability of three modes, which include without beamforming transmit-receive (N-BF), beamforming transmit-without beamforming receive (T-BF) and beamforming transmit-beamforming receive (TR-BF), are theoretically derived. Secondly, the channel capacity and outage probability of different modes are respectively analyzed in detail combined with the specific numerical simulation. Finally, simulation shows that the TR-BF has the best optimal performance, the TR-BF and T-BF are less affected by noise than N-BF.

Keywords: directional antenna; cooperative communication; amplify-and-forward(AF); outage probability

0 引言

国内外对协同通信技术的研究方兴未艾^[1-9], 因为它可以给系统带来很多性能上的提升, 文献[2]及文献[3]研究了多种编码转发协同策略, 并给出了对应的信道容量定理, 证明协同系统能获得比传统系统更高的信道容量; 文献[4-5]证明了协同技术不仅可以获得更高的信道容量, 同时可以提高系统的鲁棒性, 获得分集增益; 文献[6]将放大转发协同通信系统的误符号概率(symbol error rate, SER)作为最优化目标, 研究了其功率最优化分配方法, 文献[7]研究了基于正交空时块编码(orthogonal space-time block coding, OSTBC)传输的多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO)协同通信系统的SER, 均能获得比传统系统更优的SER性能。但是, 上述研究都是基于全向天

线。定向天线能把能量更集中地发送到需要通信的方向上, 从而减少对非通信方向上的信号干扰, 增加信道的空间复用率, 提高信道容量, 因此具有广泛的应用前景, 也有很多学者对相关的内容进行了大量的研究^[10-15], 对使用定向天线时所遇到了隐藏节点、聋节点以及暴露节点等问题提出了合理的解决方法^[14-15], 并且已经有了完整的使用定向天线的通信系统^[13]。在军事领域, 定向天线应用更为广泛, 特别是在隐形战斗机等需要考虑射频隐身问题的场合, 定向天线的优势凸显, 成为了其通信及雷达系统实现的不二选择。例如, 美军的F-22战斗机, 就使用了6组定向天线在考虑射频隐身同时对整个空域进行全覆盖。虽然关于协同通信和定向天线的研究很多, 但是基于定向天线的协同通信技术鲜有文献涉及。如果在协同通信系统中使用定向天线, 由于波束指向原因, 某个时刻单个节点无法实现全区域的通

信广播,在中继节点密度不大,定向天线波束成型后的角度较小的情况下,可以认为单个节点在某一时刻只能与一个节点通信,假设有 N 个节点参与中继,通信方式是基于时分多址(time division multiple address, TDMA)的,那么就需比传统的多节点协同通信系统多消耗 $N-1$ 个通信时隙。

本文将对定向天线的协同通信技术进行探索性研究,主要考虑的是放大转发(amplify-and-forward, AF)情况下的基于定向天线的多节点协同通信系统,从理论上推导了该系统在全向发送-全向接收(without beamforming transmit-receive, N-BF),定向发送-全向接收(beamforming transmit-without beamforming receive, T-BF)以及定向发送-定向接收(beamforming transmit-beamforming receive, TR-BF)模式下^[13]所获得的分集增益,并且通过仿真对比分析了这几种模式下所获得的信道容量及中断概率。

1 N-BF 多中继协同通信系统模型

根据文献[13],N-BF实质上即为全向协同通信系统,假设全向模式条件下,天线增益为1。那么该条件下的多中继协同通信系统模型如下:

$$y_{s,d} = \sqrt{E_s} h_{s,d} x + n_{s,d} \quad (1)$$

$$y_{s,i} = \sqrt{E_s} h_{s,i} x + n_{s,i} \quad (2)$$

$$y_{i,d} = h_{i,d} (\beta y_{s,i}) + n_{i,d} = \beta h_{s,i} h_{i,d} x + n'_{i,d} \quad (3)$$

式中, $\beta = \sqrt{E_s E_i} / (E_s h_{s,i} + N_{s,i})$, $n'_{i,d}$ 服从均值为0,方差为 $N'_{i,d}$ 的高斯分布。

$$N'_{i,d} = N_{i,d} + \frac{E_i |h_{i,d}|^2 N_{s,i}}{E_s |h_{s,i}|^2 + N_{s,i}}$$

根据文献[16]可将归一化的接收信号表示成向量的形式:

$$\mathbf{y}_d = \mathbf{H}x + \mathbf{n} \quad (4)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{E_s} h_{s,d}}{\sqrt{N_{s,d}}} & \sqrt{\frac{E_s E_1}{N'_{1,d} (E_s |h_{s,1}|^2 + N_{s,1})}} h_{1,d} h_{s,1} \dots \\ & \sqrt{\frac{E_s E_n}{N'_{n,d} (E_s |h_{s,n}|^2 + N_{s,n})}} h_{n,d} h_{s,n} \end{bmatrix}^T \quad (5)$$

$$\mathbf{y}_d = \begin{bmatrix} \frac{y_{s,d}}{\sqrt{N_{s,d}}} & \frac{y_{1,d}}{\sqrt{N'_{1,d}}} \dots \frac{y_{n,d}}{\sqrt{N'_{n,d}}} \end{bmatrix}^T \quad (6)$$

在此条件下的信道容量用 $I_{0,\text{coop}}$ 表示,那么 $I_{0,\text{coop}}$ 的数学表达如下:

$$I_{0,\text{coop}} = \frac{1}{n+1} \log_2 (1 + \mathbf{H}^T \mathbf{H}) = \frac{1}{n+1} \cdot \log_2 \left[1 + \frac{E_s |h_{s,d}|^2}{N_{s,d}} + \sum_{i=1}^n \frac{\frac{E_s |h_{s,i}|^2}{N_{s,i}} \frac{E_i |h_{i,d}|^2}{N_{i,d}}}{\frac{E_s |h_{s,i}|^2}{N_{s,i}} + \frac{E_i |h_{i,d}|^2}{N_{i,d}} + 1} \right] \quad (7)$$

为了简化公式,令 $N_{s,d} = N_0$, $N_{s,i} = N_0 \mu_{s,i}$, $N_{i,d} = N_0 \mu_{i,d}$,其中 $\mu_{s,i}, \mu_{i,d}$ 表示 $N_{s,i}$ 及 $N_{i,d}$ 与 $N_{s,d}$ 的比值。再令 $|h_{s,d}|^2 = \alpha$, $E_i |h_{i,d}|^2 = \beta_i$, $\frac{|h_{s,i}|^2}{\mu_{s,i}} = \chi_i$ 。

假设所有的信道都是瑞利信道,即 α, β_i, χ_i 是服从指数分布的随机变量。用 γ 来表示 $\frac{E_s}{N_0}$,这样信道容量可以表示为

$$I_{0,\text{coop}} = \frac{1}{n+1} \log_2 \left[1 + \gamma \alpha + \sum_{i=1}^n \frac{\gamma^2 \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1} \right] \quad (8)$$

设各节点发送的能量为 $\{E_i, E_i\}_{i=1}^n$,信道参数为 $h_{s,d}, \{h_{s,i}\}_{i=1}^n, \{h_{i,d}\}_{i=1}^n$,噪声的比例系数为 $\{\mu_{s,i}, \mu_{i,d}\}_{i=1}^n$ 。由于无法直接计算出中断概率的精确表达,因而不能直接得出系统的分集增益。本文将换个角度来研究,即通过分析其中断概率的上界和下界来说明该系统所获得的分集增益。中断概率的表达如下:

$$P_{\text{out}}^{0,\text{coop}} = P[I_{0,\text{coop}} < R] = P \left[\alpha + \sum_{i=1}^n \frac{\gamma \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1} < \frac{2^{(n+1)R} - 1}{\gamma} \right] \quad (9)$$

先求解其上界,由于

$$\sum_{i=1}^n \frac{\gamma^2 \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1} > \max \frac{\gamma^2 \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1}$$

因此

$$\begin{aligned} \overline{P}_{\text{out}}^{0,\text{coop}} &= P \left[\alpha + \max_i \frac{\gamma^2 \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1} < \frac{2^{(n+1)R} - 1}{\gamma} \right] = \\ &P \left[\max_i \frac{\gamma^2 \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1} < \frac{2^{(n+1)R} - 1}{\gamma} - \alpha \right] \end{aligned} \quad (10)$$

令 $\psi = \frac{2^{(n+1)R} - 1}{\gamma}$,则

$$\overline{P}_{\text{out}}^{0,\text{coop}} = P \left[\max_i \frac{\gamma^2 \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1} < \psi - \alpha \right] \quad (11)$$

由于 α 是服从参数为 λ 指数分布,因而

$$\begin{aligned} \overline{P}_{\text{out}}^{0,\text{coop}} &= \int_0^\psi P \left[\max_i \frac{\gamma \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1} < \psi - x \right] \lambda e^{-\lambda x} dx = \\ &\int_0^\psi P \left[\max_i \frac{\gamma \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1} < \psi x' \right] \lambda e^{-\lambda(1-x')} dx' = \\ &\int_0^1 \prod_{i=1}^n P \left[\frac{\gamma \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1} < \psi x' \right] \lambda e^{-\lambda(1-x')} dx' = \\ &\psi^{n+1} \lambda \int_0^1 \left(\prod_{i=1}^n \frac{P \left[\frac{\gamma \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1} < \psi x' \right]}{\psi x'} \right) (x')^n e^{-\lambda \psi(1-x')} dx' \end{aligned} \quad (12)$$

式中, $x' = 1 - x/\psi$ 。因为 $\lim_{x \rightarrow \infty} e^{-\lambda \psi(1-x')} = 1$,根据文献[1]的附录式(50)可得

$$\lim_{x \rightarrow \infty} \frac{P \left[\frac{\gamma \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1} < \psi x' \right]}{\psi x'} = \varsigma_i + \xi_i \quad (13)$$

式中, ς_i, ξ_i 是 β_i 和 χ_i 的概率分布密度的参数。根据中心极限定理可得

$$\begin{aligned} \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\overline{P}_{\text{out}}^{0,\text{coop}}}{\psi^{n+1}} &= \lambda \int_0^1 \left(\prod_{i=1}^n (\varsigma_i + \xi_i) \right) (x')^n dx' = \\ &\frac{\lambda \prod_{i=1}^n (\varsigma_i + \xi_i)}{n+1} \end{aligned} \quad (14)$$

因此大信噪比条件下,系统中断概率的上界为

$$\frac{\lambda \prod_{i=1}^n (\zeta_i + \xi_i)}{n+1} \left(\frac{2^{(n+1)R} - 1}{\gamma} \right)^{n+1}$$

然后求解系统中断概率的下界,由于

$$\sum_{i=1}^n \frac{\gamma^2 \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1} < n \max_i \frac{\gamma^2 \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1}$$

因此

$$\begin{aligned} \underline{P}_{\text{out}}^{\text{O-coop}} &= P \left[\alpha + n \max_i \frac{\gamma^2 \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1} < \frac{2^{(n+1)R} - 1}{\gamma} \right] = \\ &= P \left[\max_i \frac{\gamma^2 \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1} < \frac{2^{(n+1)R} - 1 - \alpha}{\gamma n} \right] = \\ &= P \left[\max_i \frac{\gamma^2 \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1} < \frac{\psi - \alpha}{n} \right] = \\ &= \int_0^\psi P \left[\max_i \frac{\gamma \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1} < \frac{\psi - \alpha}{n} \right] \lambda e^{-\lambda x} dx = \\ &= \psi^{n+1} \frac{\lambda}{n^n} \int_0^1 \left(\prod_{i=1}^n \frac{P \left[\frac{\gamma \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1} < \frac{\psi - \alpha}{n} x' \right]}{\frac{\psi - \alpha}{n} x'} \right) (x')^n \lambda e^{-\lambda \psi (1-x')} dx' = \\ &= P \left[\frac{\gamma \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1} < \psi x' \right] \end{aligned} \quad (15)$$

结合式 $\lim_{\psi \rightarrow \infty} \frac{P \left[\frac{\gamma \beta_i \chi_i}{\gamma \beta_i + \gamma \chi_i + 1} < \psi x' \right]}{\psi x'} = \zeta_i + \xi_i$, 得到系统

中断概率下界为

$$\frac{\lambda \prod_{i=1}^n (\zeta_i + \xi_i)}{(n+1)n^n} \left(\frac{2^{(n+1)R} - 1}{\gamma} \right)^{n+1}$$

因此

$$\begin{aligned} \lambda \prod_{i=1}^n (\zeta_i + \xi_i) &\left(\frac{2^{(n+1)R} - 1}{\gamma} \right)^{n+1} \leqslant \\ \underline{P}_{\text{out}}^{\text{O-coop}} &\leqslant \frac{\lambda \prod_{i=1}^n (\zeta_i + \xi_i)}{n+1} \left(\frac{2^{(n+1)R} - 1}{\gamma} \right)^{n+1} \end{aligned} \quad (16)$$

可以得出,中继概率上下界都随着 $\lambda^{-(n+1)}$ 的减小而变小,因此可知该系统获得了 $n+1$ 阶的满分分级增益。

2 T-BF 及 TR-BF 的协同通信系统

2.1 走向天线模型

走向天线接收信号模型为

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r}{K r^\nu} \quad (17)$$

式中, P_t 为发射功率; G_t 为发送端的走向天线增益; G_r 为接收端走向天线接收增益; K 为一个关于大气吸收, 欧姆损耗等的一个常数; ν 是路径衰弱因子, 一般取 $2 \leq \nu \leq 4$ 。相比全向天线模型而言, 分子多了两个参数即 G_t 和 G_r 。

2.2 T-BF 及 TR-BF 模式协同通信系统

根据接收信号模型的不同, T-BF 这种情况下的协同通信的系统模型可以表示如下:

$$y_{s,d} = \sqrt{E_s E_d} h_{s,d} x + n_{s,d} \quad (18)$$

$$y_{s,i} = \sqrt{E_s G_i} h_{s,i} x + n_{s,i} \quad (19)$$

$$y_{i,d} = h_{i,d} (\beta_{i,d} y_{s,i}) + n_{i,d} = \beta_{i,d} h_{s,i} h_{i,d} x + n' \quad (20)$$

式中

$$\beta_{i,d} = \sqrt{E_i G_i E_d} / (E_i G_i h_{s,i} + N_{s,i}) \quad (21)$$

$$N'_{i,d} = N_{i,d} + \frac{E_i G_i |h_{i,d}|^2 N_{s,i}}{E_i G_i |h_{s,i}|^2 + N_{s,i}} \quad (22)$$

在增加了系统能量增益的同时,由于波束指向问题,不能同时和所有的节点进行通信,假设每个扇形波束范围内的通信节点只有一个,那么源节点发送信号占用了 $n+1$ 个时隙,即分时隙和 n 个中继节点以及 1 个目的节点通信。根据式(7),信道表示如下:

$$\begin{aligned} I_{\text{T-coop}} &= \frac{1}{2n+1} \log_2 \left[1 + \frac{E_i G_i |h_{i,d}|^2}{N_{i,d}} + \right. \\ &\quad \left. \sum_{i=1}^n \frac{E_i G_i |h_{s,i}|^2}{N_{s,i}} \frac{E_i G_i |h_{i,d}|^2}{N_{i,d}} \right] \end{aligned} \quad (23)$$

令 $\frac{G_i E_i}{N_0} = \gamma'$, $\frac{E_i G_i |h_{i,d}|^2}{E_i G_i \mu_{i,d}} = \beta_i'$, 则根据第一部分的推导可得

$$\begin{aligned} \frac{\lambda \prod_{i=1}^n (\zeta_i + \xi_i')}{(n+1)n^n} \left(\frac{2^{(2n+1)R} - 1}{\gamma'} \right)^{n+1} &\leqslant \\ P_{\text{out}}^{\text{T-coop}} &\leqslant \frac{\lambda \prod_{i=1}^n (\zeta_i + \xi_i')}{n+1} \left(\frac{2^{(2n+1)R} - 1}{\gamma'} \right)^{n+1} \end{aligned} \quad (24)$$

TR-BF 这种情况下的协同通信,其系统模型表征如下:

$$y_{s,d} = \sqrt{G_s G_d} h_{s,d} x + n_{s,d} \quad (25)$$

$$y_{s,i} = \sqrt{E_s G_i} h_{s,i} x + n_{s,i} \quad (26)$$

$$y_{i,d} = h_{i,d} (\beta_{i,d} y_{s,i}) + n_{i,d} = \beta_{i,d} h_{s,i} h_{i,d} x + n' \quad (27)$$

式中

$$\beta_{i,d} = G_d \sqrt{E_s G_i E_d} / (E_s G_i h_{s,i} + N_{s,i}) \quad (28)$$

因此

$$\begin{aligned} I_{\text{TR-coop}} &= \frac{1}{2n+1} \log_2 \left[1 + \frac{E_s G_i G_d |h_{i,d}|^2}{N_{i,d}} + \right. \\ &\quad \left. \sum_{i=1}^n \frac{E_s G_i G_d |h_{s,i}|^2}{N_{s,i}} \frac{E_s G_i G_d |h_{i,d}|^2}{N_{i,d}} \right] \end{aligned} \quad (29)$$

令 $\frac{G_s G_d E_s}{N_0} = \gamma''$, $\frac{E_s G_i G_d |h_{i,d}|^2}{E_s G_i G_d \mu_{i,d}} = \beta_i'' = \beta_i'$, 因此

$$\begin{aligned} \frac{\lambda \prod_{i=1}^n (\zeta_i + \xi_i')}{(n+1)n^n} \left(\frac{2^{(2n+1)R} - 1}{\gamma''} \right)^{n+1} &\leqslant \\ P_{\text{out}}^{\text{TR-coop}} &\leqslant \frac{\lambda \prod_{i=1}^n (\zeta_i + \xi_i')}{n+1} \left(\frac{2^{(2n+1)R} - 1}{\gamma''} \right)^{n+1} \end{aligned} \quad (30)$$

从式中可得,定向协同通信也获得了满分分集增益。但是可以明显地发现在引入天线增益的同时,却消耗了系统信道时隙,因此基于定向天线的协同通信在中断概率方面并不一定比传统的协同通信系统低,接下来本文将通过具体场景下的数值仿真进行详细分析。

3 仿真分析

设定如下,各节点发送功率一定,归一化为1;并且假设噪声功率大小是一致的,即 $N_{i,d} = N_{i,i} = N_{i,d}, |h_{i,d}|^2 = |h_{i,i}|^2 = |h_{i,d}|^2 = 1$,此时信道容量精确的中断概率表达与上界表达一致。R表示频谱利用率,设定为1 bps/Hz。在选定信噪比和天线增益时,考虑到协同通信对信噪比的要求^[1],选择10 dB或15 dB,而常用的定向天线增益为15 dB左右,本文选取14.5 dB,仿真结果如图1~图5所示。

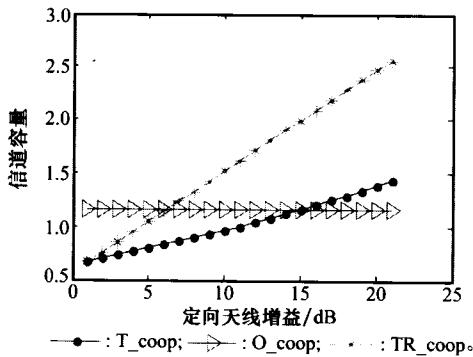


图1 系统容量与天线增益关系($n=3$, $SNR=10$ dB)

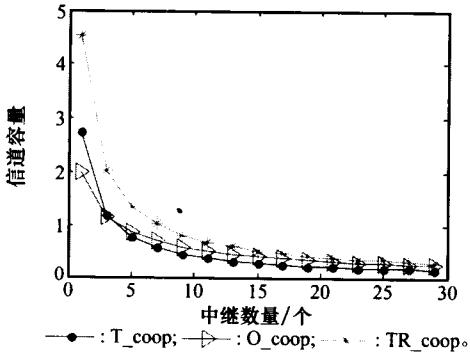


图2 系统容量与中继节点数量关系
(定向天线增益=14.5 dB, $SNR=10$ dB)

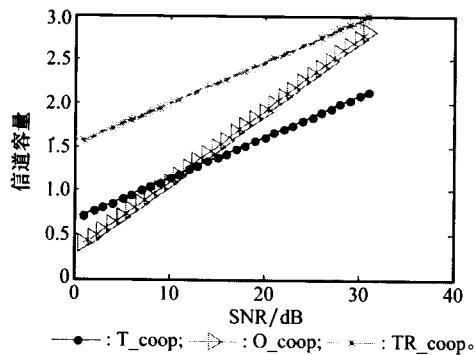


图3 系统容量与信噪比关系($n=3$, 定向天线增益=14.5 dB)

从图1可知,在中继节点个数为3, SNR 为10 dB时,随着定向天线增益的增加, T-BF, TR-BF模式的协同通信系统信道容量也不断增加,并且最终都会超过N-BF, TR-BF模式的容量的增加速度很快,只要6 dB左右的天线增益,即可达到N-BF模式下的信道容量值。而T-BF模式的信道容量增加速度缓慢,如果要达到N-BF的信道容量值需要天线增益15 dB左右。这是因为, T-BF在所需的通信时隙上和TR-BF虽一致,然而却少了一半的接收增益。从图2可知,在天线增益为14.5 dB, SNR 为10 dB条件下,3种模式的信道容量都随着中继个数的增加而降低,这是因为,在TDMA情况下,中继节点越多,协同通信所需的时隙也越多。从图3可知,在天线增益为14.5 dB,中继节点个数为3时,3种模式下的信道容量都随着信噪比的增加而线性增加,但是N-BF模式下信道容量随SNR的增加速度快,T-BF以及TR-BF模式信道容量变化较慢且变化速率一致。这从另一个侧面反映了N-BF模式相比于T-BF以及TR-BF模式而言受噪声影响大。

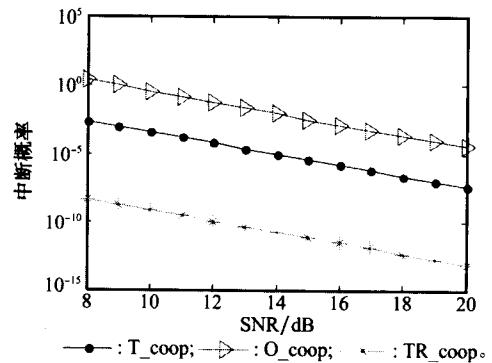


图4 中断概率与信噪比关系
(定向天线增益=14.5 dB, $n=3$, $R=1$ bps/Hz)

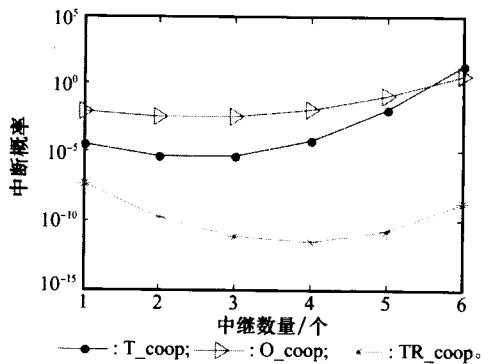


图5 中断概率与中继节点数量关系
(定向天线增益=14.5 dB, $SNR=15$ dB, $R=1$ bps/Hz)

从图4可知,3种模式的中断概率都随着SNR的增加而线性增加,并且其变化率基本保持一致,这说明它们的中断概率受SNR影响是一致的,但是TR-BF模式中断概率最低,T-BF模式次之,N-BF最差,而TR-BF和N-BF中断概率相差很大,这说明相比所需消耗的更多的通信时隙而

言,定向增益带来的系统中断性能的提高更为可观。图5表明,3种模式的中断概率都随中继节点个数增加而出现最小值,这就说明根据不同模式的信道环境,应选择合理的中继个数进行协同通信,这样才能使系统性能最优。

4 结 论

本文结合了定向天线技术和协同通信技术,主要研究了多中继节点条件下的定向天线协同通信系统,从理论上推导了其中断概率的上下界,证明无论是在何种通信模式下,系统均获得了满分分集增益。然后通过数值仿真详细对比了这3种模式下的信道容量和中断概率的不同,结果说明在相同条件下,TR-BF系统性能最优,TR-BF以及T-BF相比N-BF而言,系统受噪声影响更小。为了使系统性能最优,中继节点的个数应该根据系统的具体情况进行合理选择。

传统的协同通信系统均采用全向天线,而定向天线由于其在特定方向上可以提供通信增益以提高系统的整体性能,因而已被广泛应用和研究。特别是在军事应用领域,定向天线在提供增益的同时,提高了军事通信的隐蔽性,已成为了新一代战斗机实现通信隐身技术的关键组成部分。定向天线的协同通信技术在提供了系统分集增益的同时增加了信道容量,降低了系统的中断概率,抑制了系统的噪声敏感度,因而其必然具有很广阔的应用空间。

参考文献:

- [1] Laneman J N, Tse D N C, Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior[J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2004, 50(12): 3062–3080.
- [2] Kramer G, Gastpar M, Gupta P. Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks[J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2005, 51(9): 3037–3063.
- [3] Kramer G, Gastpar M. Capacity theorems for wireless relay channels[C] // Proc. of the Allerton Conference Communication, Control and Computing, 2003: 1074–1083.
- [4] Sendonaris A, Elza E M, Aazhang B. User cooperation diversity—part I: system description[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2003, 51(11): 1927–1938.
- [5] Sendonaris A, Elza E M, Aazhang B. User cooperation diversity—part II: implementation aspects and performance analysis[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2003, 51(11): 1939–1948.
- [6] Lin F, Liu X M, Luo T, et al. Optimal power allocation to minimize SER for multinode amplify-and-forward cooperative communication systems[J]. *Journal of China Universities of Posts and Telecommunications*, 2008, 15(4): 14–18.
- [7] Phan Hoc, Duong T Q, Zepernick H. SER of amplify-and-forward cooperative networks with OSTBC transmission in Nakagami-m fading[C] // Proc. of the IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2011: 1–5.
- [8] Luo T, Lin F, Jiang T, et al. Multicarrier modulation and cooperative communication in multihop cognitive radio networks[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2011, 18(5): 38–45.
- [9] Sun C K, Kodama T, Liu C, et al. Outage probability approximations for cooperative communication systems[C] // Proc. of the IEEE 13th International Conference on Communication Technology, 2011: 57–60.
- [10] Geletu B S, Mottola L, Voigt T, et al. Modeling an electronically switchable directional antenna for low-power wireless networks[C] // Proc. of the 10th International Conference on Information Processing in Sensor Networks, 2011: 163–164.
- [11] Annavaajala R, Cosman P C, Milstein L B. On the performance of optimum noncoherent amplify-and-forward reception for cooperative diversity[C] // Proc. of the IEEE Military Communications Conference, 2005: 3280–3288.
- [12] Yagi Y, Ohno T, Murata H, et al. Impact of directional antenna of primary system receiver in spectrum sensing: a case study[J]. *IEEE Communications Letters*, 2011, 3(15): 308–310.
- [13] Ramanathan R, Redi J, Santivanez C, et al. Ad Hoc networking with directional antennas: a complete system solution[C] // Proc. of the IEEE Journal on Selected Areas in Communication, 2005, 23(3): 496–506.
- [14] Takai M, Martin J, Ren A, et al. Directional virtual carrier sensing for directional antennas in mobile ad hoc networks[C] // MobiHoc'01 Proceedings of the 3rd ACM International Symposium on Mobile Ad Hoc Networking & Computing, 2002: 183–193.
- [15] Choudhury R R, Vaidya N H. Deafness: A MAC problem in Ad Hoc networks when using directional antennas[C] // Proc. of the 12th IEEE International Conference on Network Protocols, 2004: 283–292.
- [16] Scaglione A, Goeckel D L, Laneman J N. Cooperative communications in mobile Ad Hoc networks[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2006, 5(23): 18–29.

作者简介:

王徐华(1984-),男,博士研究生,主要研究方向为电子系统综合化理论与技术。

E-mail: daleiwxh@163.com

柏 鹏(1961-),男,教授,博士研究生导师,主要研究方向为通信系统工程。

E-mail: Bpeng@163.com

李明阳(1985-),男,博士研究生,主要研究方向为电子系统综合化理论与技术。

E-mail: wo.lmy@163.com

李寰宇(1984-),男,博士,主要研究方向为军事指挥学。

E-mail: lihuanyu1984@163.com

林晋福(1981-),男,博士研究生,主要研究方向为电子系统综合化理论与技术。

E-mail: lin-jinfu@163.com

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深，让许多工程师望而却步，然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上，我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识，借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养，推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程，化繁为简，直观易学，可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛，让天线设计不再难…



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书，课程从基础讲起，内容由浅入深，理论介绍和实际操作讲解相结合，全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程，可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计，让天线设计不再难…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程，由经验丰富的专家授课，旨在帮助您从零开始，全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程，边操作边讲解，直观易学；购买套装同时赠送 3 个月在线答疑，帮您解答学习中遇到的问题，让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程，培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合，全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作，同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习，可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试…

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 **ADS**、**HFSS** 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养, 更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果, 又能免除您舟车劳顿的辛苦, 学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲, 结合实际工程案例, 直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>