



多支路两跳 PF 协作系统的误码性能

李光球,董家云,江涛

(杭州电子科技大学通信工程学院,浙江 杭州 310018)

摘要:设计采用连续相位频移键控(CPFSK)调制的多支路两跳相位前传(PF)协作系统需要确定支路数、调制系数等参数,确定这些参数的通常解决方法是使用非常耗时且低效的计算机仿真,而一种高效的解决方案是理论分析法。提出了一种时间选择性瑞利衰落信道上,中继节点考虑两根天线选择、目的节点采用最大比合并(MRC)分集接收和鉴相检测的 CPFSK 调制的 PF 协作系统平均误比特率(ABER)的半解析表达式分析理论。CPFSK 调制 PF 协作系统的 ABER 数值计算结果和仿真结果相吻合,证明了利用获得的 CPFSK 调制 ABER 分析理论可用于设计 PF 协作系统。

关键词:CPFSK;相位前传;协作通信;鉴相检测;最大比合并;天线选择

中图分类号:TN911

文献标识码:A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2016220

Error performance of multi-branch dual-hop PF cooperative systems

LI Guangqiu, DONG Jiayun, JIANG Tao

School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

Abstract: Design of multi-branch dual-hop phase-only forward (PF) cooperative systems with continuous phase frequency shift keying (CPFSK) modulation needs to determine the number of branch and modulation index. The usual solution of determining the above parameters is the time-consuming and inefficient computer simulation. An efficient solution of determining these parameters is theoretical analysis method. Semi-analytical expressions for the average bit error rate (ABER) of multi-branch dual-hop PF cooperative systems in conjunction with discrimination detection CPFSK over time-selective Rayleigh fading channels was presented. Two cases with and without antenna selection at the relays and maximum-ratio combining (MRC) receive diversity at the destination were considered. The simulation results show that numerical calculation results and simulation results for the ABERs of PF, discrimination detection, CPFSK cooperative systems are consistent and show that the above ABER theory results of CPFSK cooperative systems can be used to design PF cooperative systems.

Key words: CPFSK, phase-only forward, cooperative communication, discrimination detection, maximum-ratio combining, antenna selection



1 引言

协作技术通过不同的用户共享彼此的天线,形成一个虚拟多输入多输出系统,实现移动终端在单天线条件下可获得分集增益,提高了无线通信系统的传输可靠性,同时扩大了传输的覆盖范围^[1]。常用的协作通信协议有放大前传(amplify-and-forward, AF)协议和译码前传(decode-and-forward, DF)协议。参考文献[2]研究了瑞利信道上采用二进制相移键控和二进制频移键控调制的多支路两跳 AF 协作系统的误码性能。参考文献[3]研究了 Nakagami 信道上采用 M 进制相移键控和 M 进制正交幅度调制的多支路两跳 DF 协作系统的误码性能。参考文献[4]提出了为恒包络调制量身定做的相位前传(phase-only forward, PF)协议,采用该协议,中继节点对接收信号进行相位提取,再重新前传至目的节点,此时中继节点无需执行解码和信号再调制,因而比 DF 协议实现更简单。参考文献[4]还推导了采用连续相位频移键控(continuous phase frequency shift keying, CPFSK)调制的单中继 PF 协作系统的平均误比特率(ABER)表达式。参考文献[5]将 PF 中继策略推广至中继节点带有天线选择的 CPFSK 调制单中继 PF 协作通信系统,研究结果表明,中继节点采用多天线选择的 PF 协作系统在时间选择性衰落信道上的误码性能,比无天线选择的 AF 协作系统要好。参考文献[6]研究了采用非相干鉴相检测的 CPFSK 调制单中继 PF 协作系统的误码性能,结果表明无天线选择时采用 CPFSK 调制的 PF 系统的 ABER 比 DF 系统的低。将 PF 协作策略扩展至多支路两跳 PF 协作系统,并研究其误码性能,目前尚未见有研究报道。

2 系统模型

考虑如图 1 所示的多支路两跳 PF 协作系统,由源节

点 S、目的节点 D 和 L 个中继节点 $R_l(l=1,2,\dots,L)$ 组成, S 和 D 节点为单天线设置,中继节点为双天线配置,分别用实线和虚线表示。假定:

- S 与 D 之间没有直达链路;
- 各条 S- R_l 链路和 R_l -D 链路均相互统计独立;
- 所有的 S- R_l 链路和 R_l -D 链路均经历时间选择性瑞利平坦衰落并遭受加性高斯白噪声(AWGN)干扰, $g_{l,0}(t)$ 和 $g_{l,-1}(t)$ 为 S 到 R_l 两根天线的链路信道增益, $g_{l,1}(t)$ 为 R_l -D 链路信道增益; $n_{l,0}(t)$ 和 $n_{l,-1}(t)$ 为 R_l 两根接收天线上的 AWGN, $n_{l,1}(t)$ 为 R_l -D 链路上的 AWGN;
- 源节点和各中继节点的平均发射功率相等,均为 $P/(L+1)$,其中, P 为总功率。

采用参考文献[7]的时间选择性瑞利衰落信道模型,即假定 $g_{l,0}(t)$ 、 $g_{l,-1}(t)$ 和 $g_{l,1}(t)$ 均为均值为 0 的复高斯随机变量,自相关函数均满足:

$$R_{g_{l,i}}(\tau) = \frac{1}{2} E[g_{l,i}^*(t)g_{l,i}(t+\tau)] = \gamma_{l,i} J_0(2\pi f_{l,i}\tau), i=-1,0,1 \quad (1)$$

其中, $\gamma_{l,i}$ 是 $g_{l,i}(t)$ 的方差, $J_0(\cdot)$ 是零阶贝塞尔函数, $(\cdot)^*$ 为取共轭, $f_{l,i}$ 是 S- R_l 链路或 R_l -D 链路的多普勒频移,为方便分析,下面假定各条 S- R_l 和 R_l -D 链路的多普勒频移均为 f_d 。假定 $n_{l,0}(t)$ 、 $n_{l,-1}(t)$ 和 $n_{l,1}(t)$ 独立同分布、均值为 0、单边功率谱密度为 N_0 的 AWGN,其自相关函数满足:

$$R_{n_{l,i}}(\tau) = \frac{1}{2} E[n_{l,i}^*(t)n_{l,i}(t+\tau)] = N_0 B \sin c(B\tau), i=-1,0,1 \quad (2)$$

其中, $\sigma_n^2 = N_0 B$ 为噪声功率,假定噪声带宽 B 与 CPFSK 的 99% 信号带宽相等, h 和 BT 对应关系见参考文献[4]。

CPFSK 调制多支路两跳 PF 协作系统的整个协作通信过程如下:第 1 个时隙, S 向所有中继节点广播 CPFSK 调制信号:

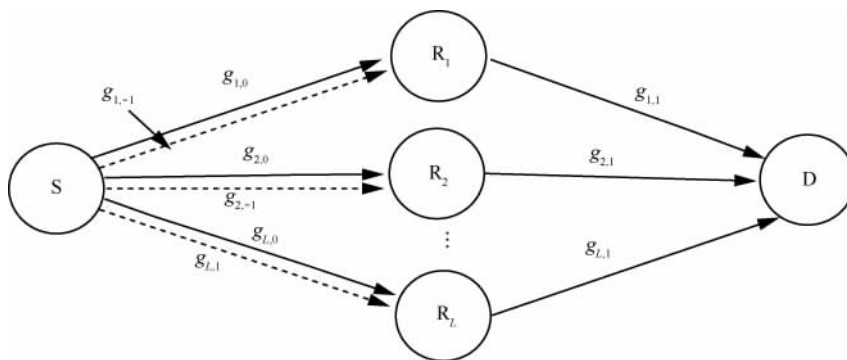


图 1 多支路两跳 PF 协作系统

$$s(t) = \exp\{j\theta(t)\} \quad (3)$$

其中:

$$\theta(t) = \pi h \left(\sum_{i=0}^{k-1} b_i \right) + \pi h b_k (t - kT) / T, kT < t \leq (k+1)T \quad (4)$$

$\theta(t)$ 为信号调制后相位; $0 < h < 1$ 是调制系数; $b_k \in \{\pm 1\}$ 为第 k ($k=0,1,2,\dots$) 个比特数据,由二进制信息比特经极性变换后得到, T 是比特周期, $1/T$ 是比特速率。

在第 1 个时隙,中继节点 R_l 两根天线的接收信号为:

$$\begin{aligned} r_{l,0}(t) &= g_{l,0}(t) \exp\{j\theta(t)\} + n_{l,0}(t) \\ r_{l,-1}(t) &= g_{l,-1}(t) \exp\{j\theta(t)\} + n_{l,-1}(t) \end{aligned} \quad (5)$$

用极坐标形式表示:

$$\begin{aligned} r_{l,0}(t) &= a_{l,0}(t) \exp\{j\psi_{l,0}(t)\} \\ r_{l,-1}(t) &= a_{l,-1}(t) \exp\{j\psi_{l,-1}(t)\} \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $a_{l,0}(t)$ 和 $a_{l,-1}(t)$ 分别是 $r_{l,0}(t)$ 和 $r_{l,-1}(t)$ 信号幅度, $\psi_{l,0}(t)$ 为其信号相位。第 $l+1$ ($l=1,2,\dots,L$) 个时隙, R_l 将收到的信号相位再前传至目的节点 D,源节点和其他中继节点保持静默。

若中继节点进行多天线选择时,简单地选择信号较强的天线信号进行相位前传,则会导致前传信号相位在转换时刻的相位不连续^[8]。恒包络信号的相位不连续会带来相位求导的不连续,从而导致以下后果:无法采用参考文献[8]的方法分析 PF 系统的误码性能;目的节点需要增加一个带宽更宽的抗混叠滤波器,这样会增大噪声,影响到信号判决^[6]。

采用参考文献[6]中的方法来保证图 1 的多天线多支路两跳 PF 协作中继节点前传信号相位的连续性。设 $t_0=0, t_1, t_2, \dots$ 为中继节点 R_l 的天线切换时刻, $I_n=[t_n, t_{n+1}]$ 为中继节点 R_l 的第 n 个天线切换时间间隔。如果在时间间隔 I_n 中 $a_{l,0}(t) > a_{l,-1}(t)$,在时间间隔 I_{n+1} 中 $a_{l,-1}(t) > a_{l,0}(t)$,不失一般性,可假设 I_0 时间间隔 $a_{l,0}(t) > a_{l,-1}(t)$,则在此时间间隔中继节点的前传相位为 $\psi_R(t) = \psi_{l,0}(t)$,之后前传相位将在 $\psi_{l,-1}(t)$ 和 $\psi_{l,0}(t)$ 之间交替切换,但要辅以适当的相位调整以保证相位的连续性,在时间间隔 I_{2k} 和 I_{2k+1} ($k=0,1,2,\dots$) 中继节点的前传相位为^[6]:

$$\psi_{R_l}(t) = \begin{cases} \psi_{l,0}(t) + \psi_{R_l}(t_{2k}) - \psi_{l,0}(t_{2k}), & t \in I_{2k} \\ \psi_{l,-1}(t) + \psi_{R_l}(t_{2k+1}) - \psi_{l,-1}(t_{2k+1}), & t \in I_{2k+1} \end{cases} \quad (7)$$

其中, $\psi_{R_l}(t_n) - \psi_{l,0}(t_n)$ 和 $\psi_{R_l}(t_n) - \psi_{l,-1}(t_n)$ 是为了保持中继节点前传相位的连续性而进行的相位调整。假定初始相位 $\psi_{R_l}(0)$ 为 $\psi_{l,0}(0)$,利用参考文献[6]的式(13)和式(14),式(7)可表

示为:

$$\psi_{R_l}(t) = \begin{cases} \psi_{l,0}(t) + \sum_{n=1}^{2k} \Delta\psi_{R_l}(t_n), & t \in I_{2k} \\ \psi_{l,-1}(t) + \sum_{n=1}^{2k+1} \Delta\psi_{R_l}(t_n), & t \in I_{2k+1} \end{cases} \quad (8)$$

其中:

$$\Delta\psi_{R_l}(t_n) = (-1)^{n+1} (\psi_{l,0}(t_n) - \psi_{l,-1}(t_n)) \quad (9)$$

R_l 前传信号可表示为:

$$r_l(t) = \exp\{j\psi_{R_l}(t)\} \quad (10)$$

目的节点接收到 R_l 发送的信号为:

$$\begin{aligned} r_{l,1}(t) &= a_{l,1}(t) \exp\{j\psi_{l,1}(t)\} \\ &= g_{l,1}(t) \exp\{j\psi_{R_l}(t)\} + n_{l,1}(t) \end{aligned} \quad (11)$$

其中,幅度 $a_{l,1}(t) = |r_{l,1}(t)|$, 相位 $\psi_{l,1}(t) = \arg(r_{l,1}(t))$ 。目的节点 D 对第 2 个到第 $L+1$ 个时隙里接收到的信号进行 MRC 分集合并,再进行逐符号鉴相检测^[9]。

3 误码性能分析

对 CPFSK 多天线多支路两跳 PF 协作系统的误码性能进行分析。对目的节点 D 接收到的 R_l 发送信号求导,得到:

$$\dot{r}_{l,1}(t) = \{\dot{a}_{l,1}(t) + j a_{l,1}(t) \dot{\psi}_{l,1}(t)\} \exp\{j\psi_{l,1}(t)\} \quad (12)$$

其中, $\dot{a}_{l,1}(t)$ 为 D 接收信号 $r_{l,1}(t)$ 的幅度 $a_{l,1}(t)$ 的导数, $\dot{\psi}_{l,1}(t)$ 为 $r_{l,1}(t)$ 的相位 $\psi_{l,1}(t)$ 的导数。为书写方便,分析均省去变量中带 t 的表示,即略去变量表示中带 (t) 的部分。根据参考文献[4]的式(10)、式(11),在给定信号相位导数 $\dot{\theta} = \pi h b_k / T$ 条件下, $a_{l,1}$ 、 $\dot{a}_{l,1}$ 、 $\psi_{l,1}$ 、 $\dot{\psi}_{l,1}$ 在第 k 个比特周期内的联合概率密度函数为:

$$\begin{aligned} p(a_{l,1}, \dot{a}_{l,1}, \psi_{l,1}, \dot{\psi}_{l,1} | \dot{\theta} = \pi h b_k / T) \\ = \frac{a_{l,1}^2}{4\pi^2 \alpha_{l,1}^2 \beta_{l,1}^2 (1 - \rho_{l,1}^2)} \exp\left\{-\frac{\dot{a}_{l,1}^2}{2\beta_{l,1}^2 (1 - \rho_{l,1}^2)}\right\} \exp \\ \left\{-\frac{a_{l,1}^2}{2\beta_{l,1}^2 (1 - \rho_{l,1}^2)} \left[\left(\dot{\psi}_{l,1} - \rho_{l,1} \frac{\beta_{l,1}}{\alpha_{l,1}} \right)^2 + \frac{\beta_{l,1}^2}{\alpha_{l,1}^2} (1 - \rho_{l,1}^2) \right] \right\} \end{aligned} \quad (13)$$

其中:

$$\alpha_{l,1}^2 = \frac{1}{2} E[|r_{l,1}|^2] = \gamma_{l,1} + \sigma_n^2 \quad (14)$$

$$\beta_{l,1}^2 = \frac{1}{2} E[|\dot{r}_{l,1}|^2] = \gamma_{l,1} \dot{\theta}^2 + \lambda_{l,1} + \sigma_n^2 \quad (15)$$

$$\lambda_{l,1} = \frac{1}{2} E[|\dot{g}_{l,1}|^2] = 2\pi^2 f_{l,1}^2 \gamma_{l,1} \quad (16)$$



$$\sigma_n^2 = \frac{1}{2} E[\dot{n}_{l,1}^2] = \pi^2 B^2 \sigma_n^2 / 3 \quad (17)$$

$$\chi_{l,1}^2 = j \frac{1}{2} E[r_{l,1} \dot{r}_{l,1}^*] = \gamma_{l,1} \dot{\theta} \quad (18)$$

$$\rho_{l,1} = \chi_{l,1}^2 / (\alpha_{l,1} \beta_{l,1}) = \gamma_{l,1} \dot{\theta} / (\alpha_{l,1} \beta_{l,1}) \quad (19)$$

其中, $\gamma_{l,1}$ 和 σ_n^2 为 R_l -D 链路上传输的信号功率和噪声功率。

根据参考文献[6], CPFSK 调制多天线多支路两跳 PF 协作系统的目的节点 D 对 L 个信号副本采用 MRC 分集接收处理, 采用非相干相位检测, 对 b_k 的最佳判决准则为:

$$\hat{b}_k = \arg \left\{ \max_{b=+1,-1} \prod_{l=1}^L p(a_{l,1}, \dot{a}_{l,1}, \psi_{l,1}, \dot{\psi}_{l,1} | \dot{\theta} = \pi b h / T) \right\} \quad (20)$$

其中, 根据式(13), 对 $p(a_{l,1}, \dot{a}_{l,1}, \psi_{l,1}, \dot{\psi}_{l,1} | \dot{\theta} = \pi b h / T)$ 求最大值, 等价于求取其中第 2 个指数项 $\left(\dot{\psi}_{l,1} - \rho_{l,1} \frac{\beta_{l,1}}{\alpha_{l,1}} \right)^2$ 的最大值, 又可进一步简化为求取 $\dot{\psi}_{l,1}$ 的正负极性, 故可对式(20)最佳判决准则作进一步简化:

$$\hat{b}_k = \text{sgn} \left(\sum_{l=1}^L \dot{\psi}_{l,1} \right) \quad (21)$$

其中, $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数。式(21)描述了多支路两跳链路二进制 CPFSK 非相干逐符号极性判决原理。由 $\dot{\theta}$ 表达式可知, 在一个比特周期内, $\dot{\theta}$ 对 CPFSK 信号是固定不变的, 但判决时刻是任意的, 本文取比特周期的中间时刻作为判决时刻。由于 b_k 等概率取 +1 和 -1, 且信道为准静态信道, 可知 b_k 分别取 +1 和 -1 时误比特率相等, 下面以 b_k 取 +1 为例分析。

采用与参考文献[6]相同的次最佳判决准则, 式(21)变为:

$$\hat{b}_k = \text{sgn} \left(\sum_{l=1}^L 2a_{l,1}^2 \dot{\psi}_{l,1} \right) \quad (22)$$

令 G 表示目的节点 D 采用 MRC 分集接收后的信号, 则判决准则为:

$$G = \sum_{l=1}^L 2a_{l,1}^2 \dot{\psi}_{l,1} = \sum_{l=1}^L G_l \quad (23)$$

其中, G_l 为目的节点 D 接收来自中继节点 R_l 的信号, 则判决准则为:

$$\hat{b}_k = \text{sgn}(G) = \text{sgn} \left(\sum_{l=1}^L G_l \right) \quad (24)$$

令矩阵 $M_l = (r_{l,1} \dot{r}_{l,1})^T$, F 为:

$$F = \begin{pmatrix} 0 & -j \\ j & 0 \end{pmatrix} \quad (25)$$

G_l 可进一步表示为:

$$\begin{aligned} G_l &= 2a_{l,1}^2 \dot{\psi}_{l,1} = 2 \ln(r_{l,1}^* \dot{r}_{l,1}) \\ &= (r_{l,1}^* \dot{r}_{l,1}^*) \begin{pmatrix} 0 & -j \\ j & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_{l,1} \\ \dot{r}_{l,1} \end{pmatrix} = M_l^* F M_l \end{aligned} \quad (26)$$

其中, $(\cdot)^*$ 表示取共轭转置。 R_l 的协方差矩阵可表示为:

$$\Phi_l = \frac{1}{2} E[M_l M_l^*] = \begin{pmatrix} \alpha_{l,1}^2 & -j \chi_{l,1}^2 \\ j \chi_{l,1}^2 & \beta_{l,1}^2 \end{pmatrix} \quad (27)$$

由参考文献[9]可得 G_l 的特征函数为:

$$\phi_l(s) = \|I + 2s \Phi_l F\|^{-1} = \frac{P_{l,1} P_{l,2}}{(s - p_{l,1})(s - p_{l,2})} \quad (28)$$

其中, I 为 2×2 维单位矩阵, $\|\cdot\|$ 表示取行列式。

$$p_{l,1} = -(2\alpha_{l,1} \beta_{l,1} (1 + \rho_{l,1}))^{-1} < 0 \quad (29)$$

$$p_{l,2} = +(2\alpha_{l,1} \beta_{l,1} (1 - \rho_{l,1}))^{-1} > 0 \quad (30)$$

$p_{l,1}$ 和 $p_{l,2}$ 为 $\phi_l(s)$ 左、右平面极点, 由于假定 G_l 相互独立, 于是可得 G 的特征函数为:

$$\phi(s) = \prod_{l=1}^L \phi_l(s) = \prod_{l=1}^L \frac{P_{l,1} P_{l,2}}{(s - p_{l,1})(s - p_{l,2})} \quad (31)$$

根据参考文献[10]和留数定理可知, 在各给定中继节点转发相位的导数 $\dot{\psi}_{R_1}, \dot{\psi}_{R_2}, \dots, \dot{\psi}_{R_L}$ 的条件下, $G < 0$ 的概率等于 $\phi(s)/s$ 在右半平面的留数 $p_{l,2} (l=1, 2, \dots, L)$ 之和再取负值, 即:

$$P[G < 0 | \dot{\psi}_{R_1}, \dot{\psi}_{R_2}, \dots, \dot{\psi}_{R_L}] = (-1) \times \sum_{k=1}^L \frac{\phi(s)}{s} (s - p_{k,2}) \Big|_{s=p_{k,2}} \quad (32)$$

其中, $p_{i,1} \neq p_{j,1}, p_{i,2} \neq p_{j,2} (1 \leq i, j \leq L, i \neq j)$ 。

对 R_l 进行双天线选择, 对 ψ_{R_l} 求导数, 当 $a_{l,0} > a_{l,-1}$ 时, $\dot{\psi}_{R_l} = \dot{\psi}_{l,0}$; 当 $a_{l,-1} > a_{l,0}$ 时, $\dot{\psi}_{R_l} = \dot{\psi}_{l,-1}$ 。其中, $\dot{\psi}_{l,0}, \dot{\psi}_{l,-1}$ 和 $\dot{\psi}_{R_l}$ 分别是对应相位的求导。令 $F(\varphi) = P(\dot{\psi}_{R_l} < \varphi | \dot{\theta} = \pi h / T)$ 为 $\dot{\psi}_{R_l}$ 在 $\dot{\theta} = \pi h / T$ 条件下的累积分布函数, 则:

$$\begin{aligned} F(\varphi) &= P(\dot{\psi}_{l,0} < \varphi, a_{l,0} > a_{l,-1} | \dot{\theta} = \pi h / T) + \\ &P(\dot{\psi}_{l,-1} < \varphi, a_{l,-1} > a_{l,0} | \dot{\theta} = \pi h / T) \end{aligned} \quad (33)$$

由于假定两根天线的接收信号经历独立同分布瑞利衰落, 则式(33)可进一步写成:

$$\begin{aligned} F(\varphi) &= 2P(\dot{\psi}_{l,0} < \varphi, a_{l,0} > a_{l,-1} | \dot{\theta} = \pi h / T) \\ &= 2 \int_{a_{l,0}=0}^{\infty} \int_{\dot{\psi}_{l,0}=-\infty}^{\varphi} p(a_{l,0}, \dot{\psi}_{l,0} | \dot{\theta} = \pi h / T) \\ &\quad \left(\int_0^{a_{l,0}} p(a_{l,-1} | \dot{\theta} = \pi h / T) da_{l,-1} \right) d\dot{\psi}_{l,0} da_{l,0} \end{aligned} \quad (34)$$

其中, $p(a_{l,0}, \dot{\psi}_{l,0} | \dot{\theta} = \pi h / T)$ 和 $p(a_{l,-1} | \dot{\theta} = \pi h / T)$ 可

以根据式(13)将下标 $l,1$ 改成 $l,0$ 和 $l,-1$, 得到 $a_{l,0}, \dot{a}_{l,0}, \psi_{l,0}, \dot{\psi}_{l,0}$ 的联合概率密度函数和 $a_{l,-1}, \dot{a}_{l,-1}, \psi_{l,-1}, \dot{\psi}_{l,-1}$ 的联合概率密度函数, 再分别对 $\dot{a}_{l,0}, \psi_{l,0}$ 和 $\dot{a}_{l,-1}, \psi_{l,-1}, \dot{\psi}_{l,-1}$ 求无穷积分, 得到对应边缘概率密度函数。根据参考文献[6]中式(27), 对 $F(\varphi)$ 求导得到 $\dot{\psi}_{R_l}$ 在 $\dot{\theta} = \pi h/T$ 条件下的概率密度函数为:

$$p(\dot{\psi}_{R_l} | \dot{\theta} = \pi h/T) = \frac{\beta_{l,0}^2(1-\rho_{l,0}^2)}{\alpha_{l,0}^2} \times \left\{ \left[\left(\dot{\psi}_{R_l} - \rho_{l,0} \frac{\beta_{l,0}}{\alpha_{l,0}} \right)^2 + \frac{\beta_{l,0}^2}{\alpha_{l,0}^2} (1-\rho_{l,0}^2) \right]^{-\frac{3}{2}} - \left[\left(\dot{\psi}_{R_l} - \rho_{l,0} \frac{\beta_{l,0}}{\alpha_{l,0}} \right)^2 + \frac{2\beta_{l,0}^2}{\alpha_{l,0}^2} (1-\rho_{l,0}^2) \right]^{-\frac{3}{2}} \right\} \quad (35)$$

其中, $\alpha_{l,0}, \beta_{l,0}$ 和 $\rho_{l,0}$ 可以由式(14)~式(19)下标 $l,1$ 换成 $l,0$ 得到。

由式(32)对 $\dot{\psi}_{R_1}, \dot{\psi}_{R_2}, \dots, \dot{\psi}_{R_L}$ 等各变量的条件概率密度函数求统计平均, 即可得到采用 MRC 分集接收的 CPFSK 调制多天线多支路两跳 PF 协作系统的 ABER 为:

$$P_b = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} P[G < 0 | \dot{\psi}_{R_1}, \dots, \dot{\psi}_{R_L}] p(\dot{\psi}_{R_1}, \dots, \dot{\psi}_{R_L} | \dot{\theta} = \pi h/T) d\dot{\psi}_{R_1}, \dots, d\dot{\psi}_{R_L} \quad (36)$$

由于假定各条 $S-R_l$ 链路相互独立, $\dot{\psi}_{R_1}, \dot{\psi}_{R_2}, \dots, \dot{\psi}_{R_L}$ 等各变量的联合条件概率密度函数可写为各变量的条件概率密度之积, 即:

$$p(\dot{\psi}_{R_1}, \dots, \dot{\psi}_{R_L} | \dot{\theta} = \pi h/T) = \prod_{l=1}^L p(\dot{\psi}_{R_l} | \dot{\theta} = \pi h/T) \quad (37)$$

将式(35)、式(37)代入式(36)可得采用 MRC 分集接收的 CPFSK 调制多天线多支路两跳 PF 协作系统的 ABER 的半解析表达式。

若假定中继节点 R_l 单天线配置, 则此时 $\psi_{R_l} = \psi_{l,0}$, 由式(13)得到的 $a_{l,0}, \dot{a}_{l,0}, \psi_{l,0}, \dot{\psi}_{l,0}$ 的联合概率密度函数, 对 $\alpha_{l,0}, \dot{a}_{l,0}, \psi_{l,0}$ 求积分, 得到 $\dot{\psi}_{R_l}$ 的条件概率密度函数:

$$p(\dot{\psi}_{R_l} | \dot{\theta} = \pi h/T) = p(\dot{\psi}_{l,0} | \dot{\theta} = \pi h/T) = \frac{\beta_{l,0}^2(1-\rho_{l,0}^2)}{2\alpha_{l,0}^2} \left[\left(\dot{\psi}_{l,0} - \rho_{l,0} \frac{\beta_{l,0}}{\alpha_{l,0}} \right)^2 + \frac{\beta_{l,0}^2}{\alpha_{l,0}^2} (1-\rho_{l,0}^2) \right]^{-\frac{3}{2}} \quad (38)$$

将式(37)、式(38)代入式(36)可得采用 MRC 分集接

收的 CPFSK 调制单天线多支路两跳 PF 协作系统的 ABER 的半解析表达式。

4 数值计算与仿真

在不同的中继节点数目 L 、调制系数 h 和归一化多普勒频移 $f_d T$ 的情况下, 使用 MATLAB 软件, 对瑞利衰落信道上目的节点采用 MRC 分集接收的 CPFSK 调制多天线多支路两跳 PF 协作系统的 ABER 性能进行数值计算和仿真。

图2给出了 $f_d T=0, h=0.5$ 时, 取不同中继节点数目 L 时 CPFSK 的 ABER 性能。由图2可知: 中继节点数目 L 越大, CPFSK 的 ABER 越低, 例如在 $ABER=10^{-3}$ 处, 单天线配置、中继节点数目 L 由1增大为2、3、4时, 每增加一条支路带来的 CPFSK 误码性能改善分别约为 14.6 dB、4.3 dB 和 2.5 dB; 中继节点采用多天线切换接收时 CPFSK 的 ABER 性能得到明显改善, 例如在 $ABER=10^{-3}$ 处, L 分别取1~4, 采用 MRC 分集接收时, 多天线切换比单天线带来的性能改善分别约为 3.1 dB、3.3 dB、3.7 dB 和 4.6 dB, 可见中继节点采用多天线切换时, 额外的天线可以提供额外的链路信道增益。

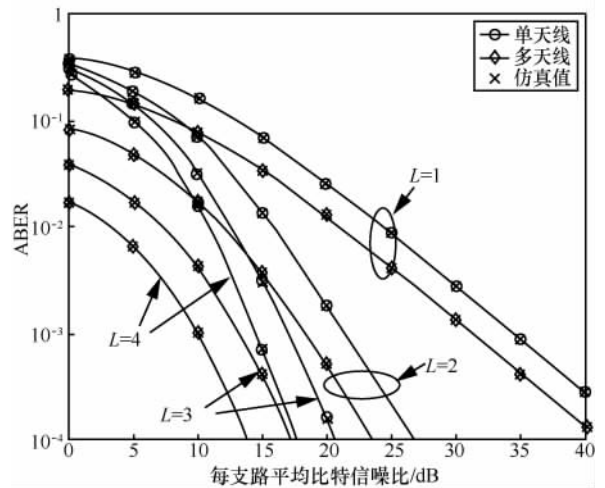


图2 不同 L 下 CPFSK 多支路两跳 PF 系统的 ABER ($f_d T=0, h=0.5$)

图3给出了 $f_d T=0$ 、不考虑分集接收 ($L=1$) 时, 取不同的调制系数 h 时 CPFSK 的 ABER 性能。由图3可知: 调制系数 h 越大, CPFSK 平均误比特率越低, 例如在 $ABER=10^{-3}$ 处, 单天线配置、调制系数 h 从 0.25 增大到 0.5 和 0.75 时, 误码性能分别改善约为 0.3 dB 和 1.3 dB, 调制系数 h 影响 CPFSK 的频谱特性, h 越大则频谱的主瓣



宽度越宽,旁瓣越窄,误码性能越好;中继节点采用多天线切换时 CPFSK 的 ABER 性能得到明显改善,例如在 $ABER=10^{-3}$ 处, $h=0.5$ 时,多天线切换带来的性能改善约为 3.3 dB; 中继节点多天线切换带来的性能改善效果比提高调制系数 h 带来的改善效果更为明显,例如单天线配置 $h=0.25$ 时 $ASER=10^{-3}$ 处,若 h 提高到 0.75,误码性能改善约为 1.2 dB;若采用多天线切换,误码性能改善约为 3.1 dB。因为多天线切换可以提供更高的链路信道增益。

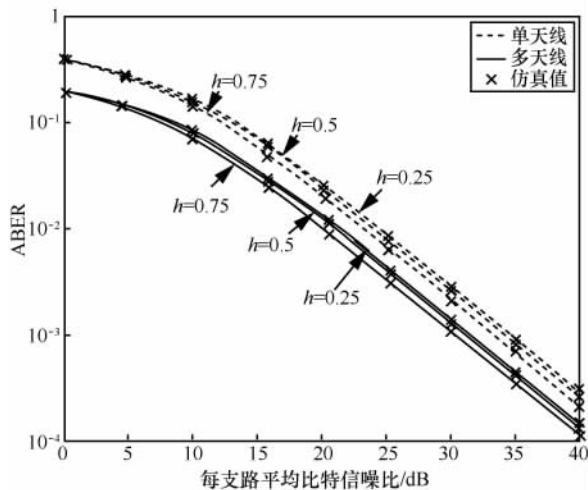


图3 不同调制系数下 CPFSK 多支路 PF 系统的 ABER($f_d T=0$, $L=1$)

图4给出了 $h=0.5, L=1$ 时,取不同归一化多普勒频移 $f_d T$ 时 CPFSK 的 ABER 性能。由图4可知:归一化多普勒频移 $f_d T$ 越大,CPFSK 的 ASER 越大; $f_d T$ 由0增大到 0.05、0.1、0.5 时,误码性能恶化并出现错误平台;在信噪比较小(约低于 15 dB),归一化多普勒频移较小时,则归一化多普勒频移对误码性能影响较弱;当信噪比提高时多普勒效应越来越明显,CPFSK 的 ABER 性能恶化;中继节点采用多天线切换接收可以显著改善误码性能,例如在 $ABER=10^{-2}$ 处, $f_d T=0.05$ 时,多天线切换带来的性能改善约为 5 dB,这是因为多天线切换、额外天线可以提供额外的链路信道增益。

另外,由图2~图4可以看出,目的节点采用 MRC 分集接收的 CPFSK 调制多天线多支路两跳 PF 协作系统、单天线多支路两跳 PF 协作系统的 ASER 理论值和仿真值一致,从而验证了理论分析的正确性。

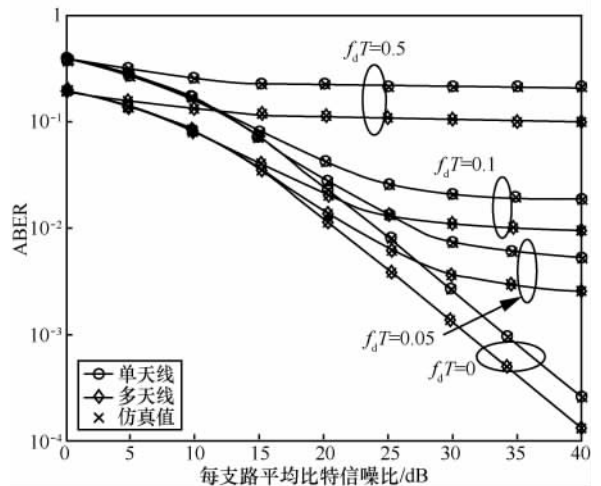


图4 不同多普勒频移下 CPFSK 多支路两跳 PF 系统的 ABER($h=0.5$, $L=1$)

5 结束语

本文推导了时间选择性瑞利衰落信道上采用 CPFSK 调制的多天线多支路两跳 PF 协作系统的 ABER 半解析表达式。理论结果与仿真结果都表明:中继节点数目越大,CPFSK 的 ABER 越小;提高调制系数,可以改善 PF 协作系统的误码性能,但是效果有限;在高信噪比时,归一化多普勒频移越大,PF 协作系统的误码性能急剧恶化,低信噪比时归一化多普勒频移的变化对 PF 协作系统的误码性能影响不大。在不同中继节点数目下、不同的调制系数下和不同的归一化多普勒频移下,中继节点采用多天线切换接收都能够极大地改善 CPFSK 的误码性能,为采用 CPFSK 调制的多天线多支路两跳 PF 协作系统的设计提供了理论指导。

参考文献:

- [1] SENDONARIS A, ERKIP E, AAZHANG B. Increasing uplink capacity via user cooperation diversity [C]//IEEE International Symposium on Information Theory, August 16–21, 1998, Cambridge, MA, UK. New Jersey: IEEE Press, 1998: 156.
- [2] MMAGABLEH A, MMATALGAH M. Accurate closed-form approximations for the BER of multi-branch amplify-and-forward cooperative systems with MRC in Rayleigh fading channels[J]. WSEAS Transactions on Communications, 2013, 7(12): 301-310.
- [3] ZHENG W, ZHAO R, WEN X. Symbol error rate of multi-relay decode-and-forward cooperative communication systems under Nakagami-m fading[C]//IEEE International Conference on Future Networks, January 22–24, 2010, Sanya, China. New Jersey: IEEE Press, 2010: 58-62.

- [4] YANG Q, HO P. Cooperative transmission with continuous phase frequency shift keying and phase-forward relays[C]//IEEE Global Telecommunications Conference, Nov 30–Dec 4, 2009, Honolulu, USA. New Jersey: IEEE Press, 2009: 1-6.
- [5] YANG Q, HO P. Phase forward cooperative communications with antenna selection and continuous phase modulation[C]//IEEE Vehicular Technology Conference, May 16–19, 2010, Taipei, China. New Jersey: IEEE Press, 2010: 1-5.
- [6] YANG Q, HO P. Cooperative transmission with constant envelope modulations and phase-only forward relays[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(1): 114-123.
- [7] PASUPATHY S. Minimum shift keying: a spectrally efficient modulation[J]. IEEE Communications Magazine, 1979, 17(4): 14-22.
- [8] ELNOUBI S M. Analysis of GMSK with discriminator detection in mobile radio channel [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1986, 35(2): 71-76.
- [9] SCHWARTZ M, BENNETT W R, STEIN S. Communication systems and techniques[M]. New York : John Wiley & Sons, 1965.
- [10] HO P, KIM J H. On pilot symbol assisted detection of CPM schemes operating in fast fading channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 1996, 44(3): 337-347.

[作者简介]



李光球(1966–),男,博士,杭州电子科技大学教授,主要研究方向为无线通信、信息论与编码,已主持完成3项国家自然科学基金项目和3项省部级基金项目,发表学术论文100余篇。



董家云(1988–),男,杭州电子科技大学硕士生,主要研究方向为无线通信。



江涛(1992–),男,杭州电子科技大学硕士生,主要研究方向为无线通信。