

瑞利衰落信道下非独立多重分集接收性能分析

徐松毅, 李文铎

(中国电子科技集团公司第 54 研究所, 河北石家庄 050081)

摘 要: 在瑞利衰落信道中利用分集接收是抗衰落最有效的方法, 当参与分集的各接收信号彼此独立时能获得最佳性能, 分集信号之间的相关性会造成误码性能恶化. 现有文献中只给出了二重分集的情况, 本文对于二重以上分集在分集信号之间具有一定相关性时的误码性能作了理论分析, 尤其是对实际应用中各分集信号之间的相关性并非均匀的情况进行了分析计算, 并通过计算机进行了模拟, 对于几种典型的情况给出了计算结果和误码性能曲线.

关键词: 瑞利衰落; 多重分集接收; 非均匀相关性; 误码性能

中图分类号: TN926.14 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 12-1682-04

Bit Error Performance Analysis for Multi-Diversity Reception with Non-Independence in Rayleigh Fading Channel

XU Songyi, LI Wendo

(The 54th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang, Hebei 050081, China)

Abstract: It is an effective method to use diversity reception in Rayleigh channel. The best performance can be obtained when the diversity signals are independent of each other. The correlation between those signals deteriorates the bit error performance. There is only an analysis for dual diversity in existing literatures. A theoretic analysis on bit error performance is given when the diversity branches are more than two and correlative with each other. Especially, in the case of the non-uniform correlation between the diversity branches in practical application, the bit error performance is analyzed and calculated, and the simulation is completed by use of a computer. Finally, some calculated results are given and plotted into curves for several kinds of typical cases.

Key words: Rayleigh fading; multi-diversity reception; non-uniform correlative; bit error performance

1 引言

对流层散射通信由于能够进行超视距通信, 并能跨越复杂的地形, 在油田(陆上或海上)及乡村通信都有所应用. 尤其是它具有很强的抗干扰、抗侦察能力, 因而在军事通信领域得到了广泛的应用. 散射信道是一种典型的变参信道, 其快衰落的特性对于通信质量有很大的影响, 在深衰落的情况下, 会造成误码率的急剧恶化, 因此散射通信中采用分集接收技术来对付快衰落的影响. 为了达到最佳的分集接收效果, 要求各分集通道信号的衰落应是独立的, 在通信系统的设计中, 对于参数(频率间隔、天线距离等)的选择使得各路分集信号到达接收端时彼此之间的相关性尽量小, 以至于系统性能的损失可以忽略. 但在有些情况下由于带宽、空间等的限制, 往往不能满足完全不相关的要求, 而且分集信号之间的互相关性是随着时间、气象条件、通信距离、地形环境等因素变化的. 在这些情况下, 分集信号之间就具有了一定的相关性, 对于性能的影响已不能忽略, 因此有必要分析相关性对性能产生的影响. 现有的关于误码率的计算公式和分析都是基于信号不相关而导出的, 相关性对于误码性能的影响也仅限于二重分集的情况, 缺少二重以上相关系数不为零时分集接收的误码性能公式或数据, 特别是在实际应用中, 各分集信号之间的相关性并非均

匀分布(例如, 频率分集和空间分集的相关系数不一定相同). 本文在这些方面进行了分析和计算, 以资弥补这个范围内的空缺.

2 散射信道的衰落特性

对流层散射信道是多射线的信道, 接收端的信号是发端信号通过不同路径后在收端的合成, 而每条路径上的信号在幅度和相位上都是随机的.

设发端的信号为

$$e(t) = a(t) \cos(X + \angle)$$

通过信道后, 接收信号可表示为^[1]

$$\begin{aligned} S(t) &= \sum_{i=1}^n L_i a(t - t_p - \delta t_i) \cos[X(t - t_p - \delta t_i) + \angle_i] \\ &= \sum_{i=1}^n L_i a(t - t_p - \delta t_i) \cos[X(t - t_p) + \angle_i + \angle_i] \quad (1) \\ &= a(t) \end{aligned}$$

基带信号;

L_i) 第 i 条射线的传输系数;

t_p) 所有 n 条射线的平均传输时间;

δt_i) 第 i 条射线传播时延与 t_p 的差;

$\angle_i = -X @ \delta t_i$

当 $\delta t_i \ll T$ 时(这里 T 为信号码元长度), 可认为 $a(t -$

$t_p - t_i) \cup a(t - t_p)$ 所以,

$$\begin{aligned} S(t) &= \sum_{i=1}^n L_i a(t - t_p) \cos[X(t - t_p) + \varphi_i + \varphi] \\ &= a(t - t_p) \left(\sum_{i=1}^n L_i \cos \varphi_i \cos[X(t - t_p) + \varphi] \right. \\ &\quad \left. + \sum_{i=1}^n L_i \sin \varphi_i \sin[X(t - t_p) + \varphi] \right) \\ &= L \# a(t - t_p) \# \cos[X(t - t_p) + \varphi + H] \end{aligned} \quad (2)$$

其中

$$\begin{aligned} L &= \sqrt{\left(\sum_{i=1}^n L_i \cos \varphi_i \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^n L_i \sin \varphi_i \right)^2} = \sqrt{L_c^2 + L_s^2} \\ H &= \tan^{-1} \frac{L_s}{L_c} \end{aligned}$$

由中心极限定理可知, 当 n 很大时, L_c 和 L_s 都可认为是均值为零方差相同的正态随机变量, L 则服从瑞利分布, 相位 H 为均匀分布。

具有这一特征的衰落称之为平坦瑞利衰落, 在分析误码率时, 假设各分集信号是平坦瑞利衰落。

3 分集的作用与合并方式

所谓分集接收技术就是将同一信息在不同的空间、频率或时间上进行多路传输, 在接收端按照某一方式予以合并。分集接收不但能改善信号的信噪比, 而且能大大提高系统性能, 其主要目的是平滑信号衰落, 减小信号发生深衰落的概率。理论和实践证明: 在空间、频率、时间、角度、极化等方面分离得足够远的信号的衰落可以是统计独立的。正是由于这种特性, 才使得分集接收成为可能。分集方式有空间分集、频率分集、角分集、时分集、极化分集以及隐分集等形式。在对流层散射通信中大都在 4 重以上, 目前国际上先进的散射设备分集重数高达 8 重。分集合并一般有选择性合并、等增益合并、最大比值合并, 其中以最大比值合并的性能最佳。

4 分集接收误码性能分析

影响散射通信系统传输误码率的因素有以下几个: 信道中加性随机噪声的存在; 信号受到瑞利衰落; 在一个码元内存在时间选择性衰落; 存在频率选择性衰落引起码间干扰。但在这里进行误码率分析时, 做如下假定: 只存在加性正态分布的白噪声, 且各通道噪声功率相同; 衰落仅为平坦瑞利衰落; 信号检测方式为相干检测。

我们知道, 在恒参信道下, 对于加性正态白噪声, 相干检测的误码概率为

$$p_e(r) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\operatorname{SNR}(r)}), \text{ 其中 } r \text{ 是信号检测电平,}$$

$\operatorname{SNR}(r)$ 是瞬时信噪比, $\operatorname{erfc}(x)$ 为互补误差函数。

因此, 在瑞利衰落的情况下, 平均误码率为

$$P_e = \int_0^\infty p_e(r) p(r) dr, \text{ 其中 } p(r) \text{ 为合并后信号电平的概} \\ \text{率密度分布。}$$

因此, 只要算出 $p(r)$, 则容易求出平均误码率。对于不同的合并方式, 合并后信噪比的分布不同。

设每路分集信号接收电平为 $r_i (i = 1, 2, \dots, n)$, 服从瑞利分布, 并设 φ_i 为服从均匀分布的随机变量, 令

$$x_i = r_i \sin \varphi_i, \quad y_i = r_i \cos \varphi_i$$

则 x_i, y_i 服从正态分布, 且相互独立。并设方差 $R_{x_i} = R_{y_i} = 1 (i = 1, \dots, n)$, 互相关系数为 $Q_{ik} = E(x_i x_k) = E(y_i y_k) (i, k = 1, \dots, n)$ 。则联合概率密度为^[2]

$$\begin{aligned} p(r_1, \dots, r_n, \varphi_1, \dots, \varphi_n) &= p(x_1, \dots, x_n, y_1, \dots, y_n) |J| \\ &= p(x_1, \dots, x_n) p(y_1, \dots, y_n) |J| \\ &= \frac{1}{(2P)^{n/2} |C|^{1/2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2|C|} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n |C|_{ik} x_i x_k \right\} \\ &\quad \# \frac{1}{(2P)^{n/2} |C|^{1/2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2|C|} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n |C|_{ik} y_i y_k \right\} |J| \\ &= \frac{1}{(2P)^n |C|^{1/2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2|C|} \left[\sum_{i=1}^n |C|_{ii} r_i^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \sum_{i=1}^n \sum_{k=1, k \neq i}^n 2|C|_{ik} r_i r_k \cos(\varphi_i - \varphi_k) \right] \right\} \# r_1, r_n \end{aligned} \quad (3)$$

其中, C 是协方差矩阵, $|C|_{ik}$ 是行列式 $|C|$ 中元素 C_{ik} 的代数余因子, $|J|$ 为雅可比行列式。

而各路分集信号接收电平的联合概率密度为,

$$p(r_1, r_2, \dots, r_n) = \prod_{i=1}^{2P} Q, \quad \prod_{i=1}^{2P} p(r_1, r_2, \dots, r_n, \varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n) \quad (4)$$

设各路白噪声的平均功率均为 N , 对于最大比值合并, 平均误码率为

$$P_e = \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{(r_1^2 + \dots + r_n^2)^2}{N(r_1 + \dots + r_n)}} \right) \# p(r_1, r_2, \dots, r_n) dr_1, dr_n \quad (5)$$

在各分集信号完全独立的情况下, 可以得到最大比值合并后误码率的表达式如下^[3]:

$$P_e = \left[\left(1 - \sqrt{\frac{\operatorname{snr}}{1 + \operatorname{snr}}} \right) @0.5 \right]^L @ \sum_{k=1}^L \left[\left(1 + \sqrt{\frac{\operatorname{snr}}{1 + \operatorname{snr}}} \right) @0.5 \right]^{K-1} @ \frac{\#(K-1+L)}{\#(K) @ \#(L)} \quad (6)$$

其中, L))) 分集重数, snr))) 单分集支路平均信噪比。

但在分集信号是非独立而具有一定相关性的情况下, 对于 2 重以上分集, 要给出通用的表达式很困难, 因此可利用计算机进行数值运算。

下面分两种情况讨论误码性能。

(1) 各分集通道之间为均匀相关性

这是一种理想的假设, 是指参与分集的信号两两之间具有相同的相关系数。在实际应用中通常不满足。此时,

$Q = E(x_i x_k) = E(y_i y_k), (i, k = 1, \dots, n)$, 则协方差矩阵为

$$C = \begin{bmatrix} 1 & Q & & Q \\ Q & 1 & & Q \\ s & & & s \\ Q & Q & & 1 \end{bmatrix}$$

其中, $0 \leq Q \leq 1$, 通过改变 Q 值, 则分集信号之间的相关性随之变化。例如, 当 $Q = 0.566, Q = E(r_i r_j) = 0.13; Q = 0.791, Q =$

$$E(r_{ij}) = 0.6, (i, j = 1, \dots, n).$$

(2) 各分集通道为非均匀相关性

在实际情况下, 各分集信号之间的相关性不一定相同(例如, 频率分集和空间分集). 若将所有分集信号看成一个集合, 则每一个空间是一个子集, 设为 $S^{(k)}$, ($k = 1, \dots, l$), l 是空间分集的个数. 每个子集包含若干个频率分集信号, $S^{(k)} = (s_{f1}^{(k)}, \dots, s_{fm}^{(k)})$, m 是频率分集的个数. 这样, 对于所有的分集信号, 两两之间有 $C_{m@l}^2$ 种组合. 考虑二重频率分集和四重空间分集, 并假设空间分集之间相关性相同, 频率分集之间也有同样的相关性, 则这种分集方式有三种相关系数: 1 不同空间相同频率 Q ; 0 同一空间不同频率 Q_s ; s 不同空间不同频率 Q_{s1} . 则协方差矩阵为

$$C = \begin{bmatrix} 1 & Q_1 & Q_{s1} & Q_s \\ Q_1 & 1 & Q & Q_{s1} \\ Q_{s1} & Q & 1 & Q_s \\ Q_s & Q_{s1} & Q_s & 1 \end{bmatrix}$$

其中, Q_1 , Q_{s1} 分别决定频率和空间之间的相关性; 而既有空间分集也有频率分集的信号之间我们用 Q_s 表示. Q_s 与 Q_1 、 Q_{s1} 有关, 在一个范围内变化. 其取值范围为

$$Q_{s1\min} = \begin{cases} 0, & Q_1 + Q_{s1} \leq 1 \\ Q_1 + Q_{s1} - 1, & Q_1 + Q_{s1} > 1 \end{cases}$$

$$Q_{s1\max} = \min\{Q_1, Q_{s1}\}$$

这里, 我们取 $Q = Q_1 @ Q_{s1}$, 则 $Q_{s1\min} \leq Q_{s1} \leq Q_{s1\max}$.

在实际通信中可能存在两种状态: 1 带外频率分集和空间分集. 有足够的可用带宽, 带外频率分集间隔较大, 其间相关性较小. 而空间条件受限, 天线间的距离较小, 使得空间相关性较大; 0 带内频率分集和空间分集. 这种状态通常频率相关系数(Q)较大, 空间相关系数(Q_s)较小. 在近距离通信时, 典型值为 $Q = 0.6$, $Q_s = 0.3$.

因此, 这里分两种情况进行计算:

(1) 令 $Q_1 = 0.566$, $Q_{s1} = 0.1791$, 则 $Q = 0.6$, $Q_s = 0.3$, $Q_{s1} = 0.187$;

(2) 令 $Q_1 = 0.1791$, $Q_{s1} = 0.566$, 则 $Q = 0.3$, $Q_s = 0.6$, $Q_{s1} = 0.187$;

对第4节中(1)、(2)两种情况, 根据以上的假设, 在不同分集重数和不同相关系数时对误码性能进行了数值计算^[4], 并且通过计算机模拟得到了误码性能模拟曲线来验证计算的准确性, 计算结果如下.

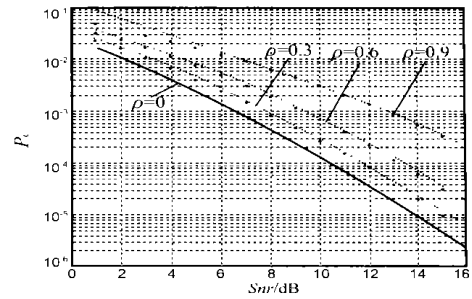
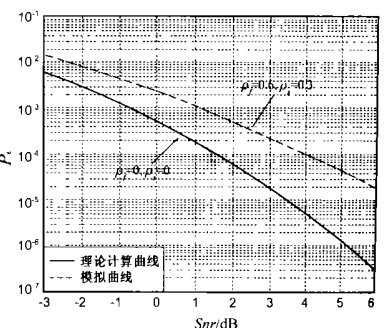
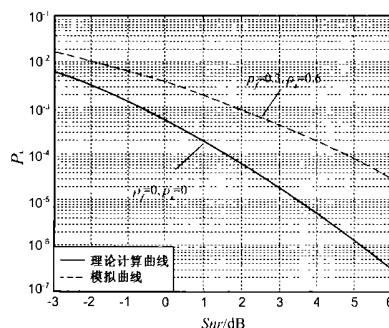
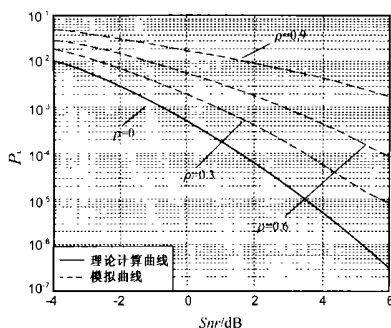


图1 三重分集误码性能曲线

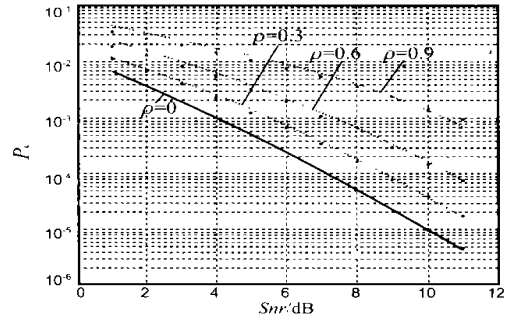


图2 四重分集误码性能曲线

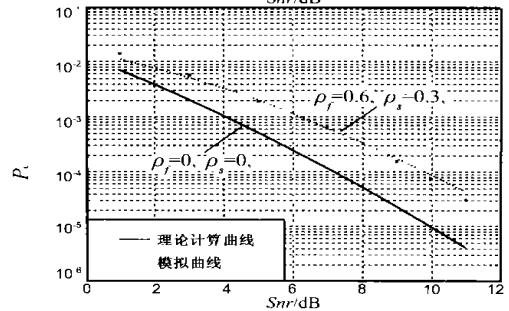
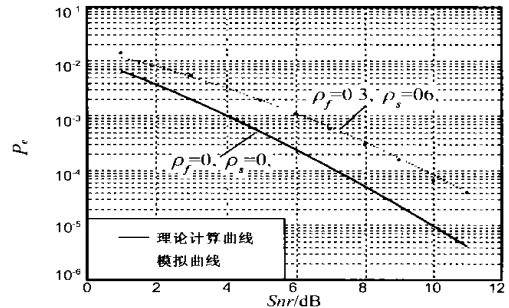


图3 二重空间和二重频率分集时的误码率曲线

表 1 相对于独立分集通道的误码率性能损失($P_e = 1@10^{-4}$ 时)

分集重数	性能损失(dB)			
	$Q=0.3,$ $Q=0.6$	$Q=0.6,$ $Q=0.3$	$Q=Q$ $=0.3$	$Q=Q$ $=0.6$
2 重			0.8	2
2 重频率@2 重空间	21.2	21.2	11.7	31.6
2 重频率@4 重空间	3	21.4	2	4

5 结论

通过以上分析,我们得到在同样的相关系数的情况下,分集重数越高则性能损失越大.例如,二重分集时 $Q=0.3$ 时,性能损失为 0.8dB,八重分集则为 2dB.而当大于四重时,则相差不多. $Q=0.6$ 时,分集的相关性能损失已经不能忽略,尤其在多重分集的情况下.例如,在八重分集时,性能损失高达 4dB 多.

对于 2 重频率@4 重空间分集的体制,频率分集之间的相关性对性能的影响较小,例如,当 Q 从 0.3 增加到 0.6 时,相对于 $Q=0.3$ 时均匀分布情况,只有 0.4dB 的性能损失.

参考文献:

[1] 刘圣民,熊兆飞.对流层散射通信技术 [M]. 北京:国防工业出版社,1982.

[2] 吴祈耀.随机过程 [M]. 北京:国防工业出版社,1984.
[3] Lee, Wilianm C Y. Mobile communication engineering2nd ed [M]. New York, 1998, sec. 10- 6.
[4] 林成森.数值计算方法 [M]. 北京:科学出版社,1998.

作者简介:



徐松毅 男,1963 年生于江苏省南京市,1984 年和 1995 年于西安电子科技大学信息工程系分别获学士学位和硕士学位,现为中国电子科技集团公司第 54 研究所微波散射专业部高级工程师,主要从事散射、微波通信系统的研制工作.



李文铎 男,1937 年生于辽宁省辽阳市,1961 年毕业于哈军工,现任中国电子科技集团公司第 54 研究所副总工程师、首席专家、研究员,从事数字无线通信系统研发和无线通信网络设计.