

移动通信多径色散信道散射函数的分析与模拟¹

朱洪波 曹伟

(南京邮电学院通信工程系 南京 210003)

摘 要 散射函数是描述时间-频率色散信道特性的最重要的数学方法之一,它集中反映了信道在时域和频域的色散特征,并还在一定程度上反映出角度色散的分布情况。本文对城市微蜂窝移动通信多径色散信道的散射函数及其数学模型进行了研究和推导,并对不同色散影响情况下的移动信道散射函数模型进行了仿真和分析。

关键词 移动通信, 多径色散信道, 散射函数

中图分类号 TN929.5

1 引言

散射函数是进行移动通信无线信道特性分析的一个非常重要的函数^[1],它使我们能很好地了解给定环境下的无线电波传播过程^[2-4],例如强散射路径的数目、功率和时延等,并至少可在一定程度上直接从散射函数确定出这些路径射线的入射角。由散射函数可以描述出多径色散移动信道中存在两类扩展,即多径效应引起的在时间上的时延扩展 S 和多普勒效应引起的在频率上的多普勒展宽 $B_D = 2f_D$,这实际上是移动信道的电波传播特性在时域和频域两个方面的表现。

时延扩展 S 在时域上使接收信号的波形展宽,并相应地在频域上规定了相关带宽 $B_c = 1/(2\pi S)$,因此信号具有频率选择性衰落特征。多普勒展宽 $B_D = 2f_D$ 在频域上使接收信号的频谱展宽,并相应地在时域上规定了相干时间 $T_c = 1/B_D$ 。相干时间 T_c 表征的是时变信道对信号的衰落节拍,这种衰落是多普勒效应引起的,并且发生在传输波形的特定时间段上,换句话说就是信道在时域具有选择性。因而这种衰落又称为时间选择性衰落,其衰落的周期就是相干时间 T_c 。时间选择性衰落对数字信号的误码性能有明显影响,为了减少其影响就必须要求数字信号的码元周期远小于衰落节拍的周期 T_c 。

无论是时域中还是频域中的扩展都意味着信道的色散,即原来是完全相互分开的时间波形或频谱现在出现了相互交叠。出现了色散的信道称为色散信道。从严格意义上看,移动信道都是色散信道^[3,5,6]。然而根据数字信号的码元周期 T 和所传播的信号带宽 W 与时延扩展 S 和多普勒展宽 B_D 之间的关系又可以将移动衰落信道分成为许多不同类型的色散信道。而研究这些信道的模型及其特性将给移动通信系统的信号传播与干扰特性研究提供必要的基础。

2 多径色散信道散射函数的数学模型

数字移动系统发射机中的等效低通信号 $u(t)$ 通常可表示为复数形式:

$$u(t) = A(t)e^{j\theta(t)} = A(t) \cos \theta(t) + jA(t) \sin \theta(t) = x(t) + jy(t) \quad (1)$$

¹ 1999-03-22 收到, 1999-07-15 定稿
国家自然科学基金资助项目 (项目批准号: 69931030)

式中 $A(t)$ 和 $\theta(t)$ 分别为 $u(t)$ 的模和相位, 均为时间的函数。因此在发射机天线上发送的射频信号则可用相应的等效低通信号表示为

$$s(t) = \operatorname{Re}[u(t)e^{j2\pi f_c t}] = A(t) \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] = x(t) \cos(2\pi f_c t) - y(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2)$$

f_c 为 $s(t)$ 的载波频率, 它可以是在信号占有频带内部的或其附近的任意一个合适的频率。当 $s(t)$ 占有的频带宽度小于 f_c 时, 此信号称之为窄带带通信号, 或简称为带通信号。 $x(t)$ 和 $y(t)$ 称为 $s(t)$ 的正交分量, 记作

$$\left. \begin{aligned} x(t) &= A(t) \cos \theta(t) \\ y(t) &= A(t) \sin \theta(t) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

从 (1) 式可知, 复数波形 $u(t)$ 为等效低通信号, 所以 $x(t)$ 和 $y(t)$ 所包含的频率成分都集中于低频, 在 $f = 0$ 附近。

$s(t)$ 的傅里叶变换是

$$\begin{aligned} S(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi ft} dt = \int_{-\infty}^{\infty} \{\operatorname{Re}[u(t)e^{j2\pi f_c t}]\} e^{-j2\pi ft} dt \\ &= \frac{1}{2}[U(f - f_c) + U^*(-f - f_c)] \end{aligned} \quad (4)$$

式中 $U(f)$ 是 $u(t)$ 的傅里叶变换。带通信号 $s(t)$ 所包含的频率成分都集中在载波 f_c 附近。

带通信号 $s(t)$ 的能量表达式可写为

$$\begin{aligned} e &= \int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \{\operatorname{Re}[u(t)e^{j2\pi f_c t}]\}^2 dt \\ &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} A^2(t) dt + \int_{-\infty}^{\infty} A^2(t) \cos[4\pi f_c t + 2\theta(t)] dt \end{aligned} \quad (5)$$

式中第二项积分值是由 $A^2(t)$ 调制的余弦函数下面的净面积, 因为调制波形 $A^2(t)$ 与余弦函数相比是慢变化的, 所以 (5) 式中第二项与第一项积分相比是很小的, 可以忽略。因此实际上用等效低通信号 $u(t)$ 表示的带通信号 $s(t)$ 的能量是

$$e = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} A^2(t) dt. \quad (6)$$

由 (2) 式可见, (6) 式中 $u(t)$ 的模 $A(t)$ 正是 $s(t)$ 的振幅包络。

移动信道是一种变参信道。所谓变参信道是指其参数随时间作随机变化的信道。由于大部分变参信道的时变特性是线性的 (即服从叠加原理), 这类信道因此被称为线性时变信道, 它可以用线性时变系统的方法来分析。一个线性时变信道既可以用它的冲激响应 $h(t)$ 描述, 也可以用它的频率响应 $H(f)$ 描述, 这里 $H(f)$ 是 $h(t)$ 的傅里叶变换。

在城市微区环境中, 由于各种类型散射体的随机分布并随时间变化, 因而存在着经由这些散射体多次散射和反射的多条散射传播路径。每条路径的特性取决于传播时延 $\tau(t)$ 和传播系数 $a(t)$, 这两个参量都是随机时变的。于是当发射机天线的射频带通信号 $s(t)$ 通过多径

所以由 (17) 式可得入射角 α 为均匀分布, 时延为 τ_n 时的自相关函数的结果为零阶贝塞尔函数形式:

$$\Phi_h(\tau_n; \Delta t) = E_n^2 \int_{-\pi}^{\pi} p(\alpha) e^{-j(2\pi/\lambda)v\Delta t \cos \alpha} d\alpha = E_n^2 J_0 \left[\frac{2\pi}{\lambda} v \Delta t \right] \quad (19)$$

然而实际上微区内的等效散射体分布结构往往是非常不规则的, 在不同的位置或时间其电波传播环境都是在变化的, 也就是说在非涅耳区中接收机周围的等效散射圆内二次波射线的入射角 α 的分布是很不均匀的, α 的概率分布密度函数 (pdf) $p(\alpha)$ 将随着不同的微区环境, 接收机所处的相对位置和时间而呈现随机的不规则变化。从 (17) 式中可见, 自相关函数的积分结果对 α 的分布规律 $p(\alpha)$ 的依赖性很强, 而且非常敏感, $p(\alpha)$ 的微小不同都可能导致自相关函数 $\Phi_h(\tau_n; \Delta t)$ 的较大变化, 所以必须充分考虑研究在不同环境下的入射波角度分布规律。(19) 式中的结果只是在近似为全向性散射体分布结构传播环境中窄带传输情况下的一种特例。

对 (17) 式中的信道冲激响应自相关函数 $\Phi_h(\tau; \Delta t)$ 作相对于变量 Δt 的傅里叶变换就可得到信道的散射函数为

$$S(\tau, f_s) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_h(\tau; \Delta t) e^{-j2\pi f_s \Delta t} d\Delta t = E_n^2 \int_{-\pi}^{\pi} p(\alpha) 2\pi \delta \left(2\pi f_s + \frac{2\pi}{\lambda} v \cos \alpha \right) d\alpha \quad (20)$$

由此可见, 散射函数的特性将主要取决于二次波入射角 α 的 pdf 分布形式 $p(\alpha)$ 。为使 (20) 式得以简化, 先将式中的变量进行变换, 设 $\omega_s = 2\pi f_s$, $\omega = 2\pi f = 2\pi(v/\lambda) \cos \alpha = 2\pi f_D \cos \alpha = \omega_D \cos \alpha$ 。这里 $f_D = v/\lambda$ 为最大多普勒频移或多普勒频率展宽, $f_s = f_D \cos \alpha$ 为多普勒频移, 所以 $\alpha = \arccos(f/f_D)$, 且 $d\alpha = -d\omega/(\omega_D \sin \alpha) = -d\omega/(\omega_D \sqrt{1 - (\omega/\omega_D)^2})$, 将这些关系代入 (20) 式中, 可得

$$\begin{aligned} S(\tau, f_s) &= E_n^2 \int_{-\omega_D}^{\omega_D} \{p[-\arccos(f/f_D)] + p[\arccos(f/f_D)]\} \cdot \frac{2\pi \delta(\omega_s + \omega)}{\omega_D \sqrt{1 - (\omega/\omega_D)^2}} d\omega \\ &= \frac{E_n^2}{f_D \sqrt{1 - (f_s/f_D)^2}} \{p[-\cos^{-1}(-f_s/f_D)] + p[\cos^{-1}(-f_s/f_D)]\} \end{aligned} \quad (21)$$

当 $p(\alpha) = 1/(2\pi)$ 时, 可以由 (21) 式求得等效散射圆内的二次波入射角在 $[-\pi, \pi]$ 内均匀分布的散射函数为

$$S(\tau_n, f_s) = E_n^2 / (\pi f_D \sqrt{1 - (f_s/f_D)^2}) \quad (22)$$

3 多径色散信道散射函数模型的仿真分析

散射函数是描述时间-频率色散信道特性的最重要的数学模型, 它集中反映了信道在时域和频域的色散特征, 并还在一定程度上反映出角度色散的分布情况。

从 (21) 式可求出时间 - 频率色散信道的散射函数为 [5]

$$\begin{aligned}
 S(\tau_n, f_s) &= \frac{\Phi_h(\tau_n)}{f_D \sqrt{1 - (f_s/f_D)^2}} [p(-\cos^{-1}(-f_s/f_D)) + p(\cos^{-1}(-f_s/f_D))] \\
 &= \frac{\Phi_h(\tau_n)}{f_D \sqrt{1 - (f_s/f_D)^2}} \frac{U}{\pi} \sum_{i=1}^{L^{(n)}} \left[\left(\frac{f_s}{f_D} \cos \varphi_i^{(n)} + \sqrt{1 - \left(\frac{f_s}{f_D} \right)^2} \sin \varphi_i^{(n)} \right)^{2k_i^{(n)}} \right. \\
 &\quad \left. + \left(-\frac{f_s}{f_D} \cos \varphi_i^{(n)} + \sqrt{1 - \left(\frac{f_s}{f_D} \right)^2} \sin \varphi_i^{(n)} \right)^{2k_i^{(n)}} \right] \quad (23)
 \end{aligned}$$

其中 $0 \leq \varphi_i^{(n)} \leq \pi/2$, $\cos(\pi/2 + \varphi_i^{(n)}) < f_s/f_D < 1$; $\pi/2 < \varphi_i^{(n)} \leq \pi$, $-1 < f_s/f_D < \cos(-\pi/2 + \varphi_i^{(n)})$ 式中的时延功率谱函数 $\Phi_h(\tau_n)$ 可表示为

$$\Phi_h(\tau_n) = \left[\sum_{i=1}^M a^{(n)} (\tau_0/\tau_n)^2 \cos \varphi_i^0 + \rho_{n0} \cos \varphi_0 \right]^2 + \left[\sum_{i=1}^M a^{(n)} (\tau_0/\tau_n)^2 \sin \varphi_i^0 + \rho_{n0} \sin \varphi_0 \right]^2 \quad (24)$$

其时域色散仿真条件为: 时延扩展 S 为 $1 \sim 3\mu\text{s}$, $\tau_0 = 0.5\mu\text{s}$, 在时延为 τ_n 的第 n 条等效路径中 Nakagami 衰落参量 m_n 是 $[1, 5]$ 区间的随机抽样值, 散射点统计平均数为 $Q=1000$ 。因此可得到 (24) 式中其它一些参数分别为: $M^{(n)} = \frac{Q}{3} e^{-(\tau_n - \tau_0)/S}$; 对二次波幅度 $E_i^{(n)} = a_i^{(n)}/(4\pi f_c \tau_n)^2$ 作相对于 τ_0 的归一化处理, 并令其反射系数相等, 则有 $E_i^{(n)} = E^{(n)} = a^{(n)} \tau_0^2/\tau_n^2$, 其中反射系数 $a^{(n)}$ 为 $(0, 1)$ 间随机抽样值; φ_i^0 为 $[-\pi, \pi]$ 间随机变量; 二次波的平均功率密度为 $E[(E^{(n)})^2] = \tau_0^4/(3\tau_n^4)$; 从而求出第 n 条等效路径的 Nakagami 平均功率 Ω_n 和强二次波幅度 ρ_{n0} 分别为

$$\Omega_n = \frac{M^{(n)} E[(E^{(n)})^2]}{1 - \sqrt{1 - m_n^{-1}}} = \frac{Q\tau_0^4}{3S\tau_n^4(1 - \sqrt{1 - m_n^{-1}})} e^{-(\tau_n - \tau_0)/S} \quad (25)$$

$$\rho_{i0} = \sqrt{\Omega_n \sqrt{1 - m_n^{-1}}} \quad (26)$$

对频域色散而言, 移动台的运动距离 $x = vt$ 为 $0 - 20\lambda$, 抽样的距离间隔为 $\Delta x = \lambda/20$; 载频 $f_c = 1800\text{MHz}$, 移动台运动速度为 $v = 12\text{km/h}$, 则最大多普勒频移 $f_D = 20\text{Hz}$; 第 n 个椭圆环等效散射路径角度分布为

$$p_n(\alpha) = \frac{U}{\pi} \sum_{l=1}^{L^{(n)}} \cos^{2k_l^{(n)}} (\alpha_l^{(n)} - \varphi_l^{(n)}), \quad -\pi/2 + \varphi_l^{(n)} \leq \alpha_l^{(n)} \leq \pi/2 + \varphi_l^{(n)} \quad (27)$$

式中 $U = 1/L^{(n)}$, $L^{(n)}$ 取 $[1, 10]$ 中的随机整数, $k_l^{(n)}$ 取 $[0, 100]$ 间的随机整数, $\varphi_l^{(n)}$ 为 $[0, \pi]$ 间均匀分布随机变量。则对 (23) 式的散射函数模型所作的仿真结果如图 1—图 3 所示。

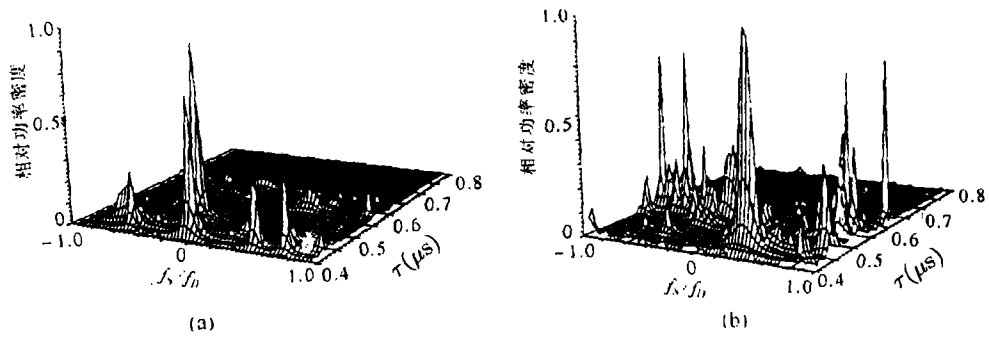


图 1 时间色散影响下的散射函数模型仿真 ($m=1, L=1 \sim 20$)
(a) $S=0.5\mu s$ (b) $S=1.0\mu s$

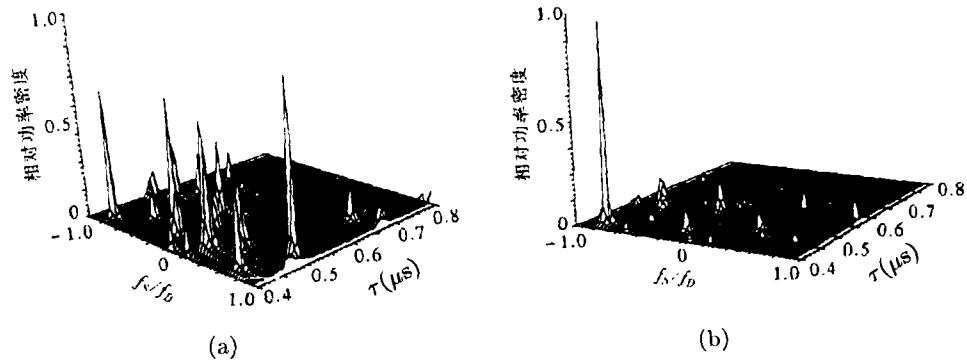


图 2 角度色散影响下的散射函数模型仿真 ($S=1.0, m > 1$)
(a) $L=2$ (b) $L=1 \sim 5$

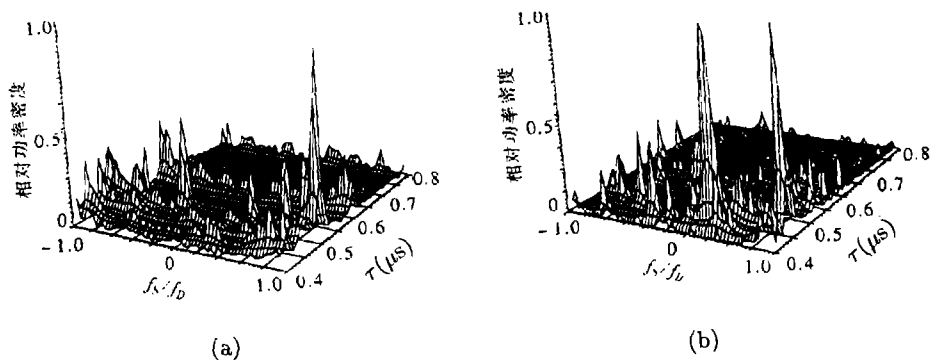


图 3 频率色散影响下的散射函数模型仿真 ($S=1.0$)
(a) $m=1, L=1 \sim 300$ (b) $m > 1, L=1 \sim 20$

参 考 文 献

- [1] 约翰 G. 普罗基斯 (美). 数字通信, 北京, 电子工业出版社, 1988 年, 第七章.

- [2] U. Dersch, E. Zollinger, Propagation mechanisms in microcell and indoor environments. *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, 1994, 43(11), 1058-1066.
- [3] 朱洪波, 高攸纲, 微蜂窝多径色散环境中的电波传播特性分析, *电波科学学报*, 1997, 12(3), 321-327.
- [4] 朱洪波, 高攸纲, 城市微区多径色散传播信道的数学模型分析, *微波学报*, 1998, 14(1), 67-76.
- [5] U. Dersch, E. Zollinger, Physical characteristics of urban micro-cellular propagation. *IEEE Trans. on AP*, 1994, 42(6), 1528-1539.
- [6] U. Dersch, R. J. Ruegg, Simulations of the time and frequency selective outdoor mobile radio channel, *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, 1993, 42(8), 338-344.

ANALYZING AND SIMULATING THE SCATTERING FUNCTION OF MULTIPATH DISPERSION CHANNEL IN URBAN MOBILE COMMUNICATIONS

Zhu Hongbo Cao Wei

(Dept. of Comm. Eng., Nanjing Univ. of Posts and Telecom., Nanjing 210003, China)

Abstract The scattering function is one of most important mathematical method describing time-frequency dispersion channel performance, which embodies a concentrated reflection of the dispersion characteristics of the mobile radio channel in time and frequency domain, and reflects the angle dispersion distributed performance of the channel to a certain extent. The paper researches the scatter function as well as its mathematical models of multipath dispersion channel in urban microcellular mobile communications, then simulates and analyzes the scattering function model of mobile channels with different dispersions.

Key words Mobile communication, Multipath dispersion channel, Scattering function

朱洪波: 男, 1956年生, 工学博士, 教授, 南京邮电学院研究生部主任, 中国电子学会学术工作委员会委员, 中国通信学会高级会员, 中国电子学会高级会员, IEEE 会员; 研究方向为移动通信与个人通信网、无线通信与电磁兼容、无线信道和通信干扰、通信传输理论及工程等.

曹 伟: 男, 1939年生, 教授, 中国电子学会会士, IEE 会士, IEEE 高级会员, 中国电子学会学术工作委员会委员; 研究方向为电磁场理论、天线、电波传播、微波技术、电磁兼容等.