

三维统计信道中的多普勒效应及其信号分析

陈雯雯 王亚林 周杰

(南京信息工程大学电子与信息工程学院 南京 210044)

摘要 在三维(3 Dimensional, 3D)空间域无线通信信道建模中,针对不同环境中仰角(Elevation Angle, EA)分布的复杂性,提出一种指数型概率分布,然后对这种分布下的无线信道进行建模,最后对接收端的多普勒功率谱密度(Power Spectral Density, PSD)和信号特性进行分析与仿真。采用近似算法推导出多普勒 PSD 的解析式,同时对 Rayleigh 衰落信道中接收信号包络、平方包络的功率谱及时延相位差的概率密度函数进行研究。实验结果表明,所提出的三维无线信道模型在进行参数估计时符合相关理论与实际经验,同时指数函数模型的单变量特性使其在适应不同实际信道环境时非常灵活,因此可以对多种无线信道环境下的信道特征进行参数估计。

关键词 指数概率密度函数,多普勒功率谱密度,接收信号包络,相位差

中图分类号 TN911.6 **文献标识码** A **DOI** 10.11896/j.issn.1002-137X.2017.03.020

Doppler Effect and Analysis of Signals in Three-dimensional Channel Model

CHEN Wen-wen WANG Ya-lin ZHOU Jie

(College of Electronic & Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China)

Abstract In the modeling of three dimensional (3D) wireless communication channels, an exponential probability density function for elevation angle (EA) distributions in different environments was proposed in this paper and then the wireless channels were implemented under this distribution. Furthermore, this paper simulated and analyzed the Doppler power spectrum density (PSD) and signal characteristics of terminals. This paper derived closed-form expressions for Doppler PSDs by using approximate algorithm. Meanwhile, the PSDs of envelope and squared envelope of arrival signals and probability density function of delay phase difference in a Rayleigh fading channel are investigated. Simulation results show that the channel parameter estimation of this model satisfies reference theories and practical experiences. In addition, it has a singular variable which is benefit to adapt to different actual channel environments. The model which we provided can be applied to parameter estimation of multiple wireless communication environments.

Keywords Exponential probability density function, Doppler power spectrum density, Envelope of arrival signal, Phase difference

1 引言

无线通信是以空间中的无线频谱为媒介进行信号传输的,相比传统有线传输中的铜线和光纤,无线频谱具有更多的潜在干扰^[1],同时无线频谱是有限的。因此如何有效利用频谱是无线通信领域中的一个热门问题。多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)传输技术是目前蜂窝系统如 LTE 和 LTE-Advanced 中的一项核心技术^[2-6],它的提出和应用对于高效利用频谱以及提高数据传输速率是非常有效的。另外, MIMO 系统中用户终端的性能评估也非常重要,它对蜂窝系统的部署起着指导作用。在无线通信中,由于反射、绕射和散射的存在,信号在传输过程中会经历不同程度的大小尺度衰落,其中大尺度衰落由路径损耗和阴影等引起,小尺度衰落由信号的时变或多径效应引起^[7]。通常在蜂窝通

信系统中,基站(Base Station, BS)固定在位置较高的平台上;而移动台(Mobile Station, MS)是手持设备,具有可移动性。当 MS 在较短距离内以一定的速度移动时,就会引起多径信号之间的相干或相长,从而使得信号电平快速波动。一般来说,可以用信道的频率选择性来描述这种小尺度衰落,同时信号在时间上的波动也可以用多普勒频移来描述。

过去研究中对信道进行建模时一般都是假设散射体分布在二维平面上,而不考虑仰角平面。如 Clark^[8]假设了波达信号仅分布在二维平面并且服从均匀分布,在此基础上他推导出了经典的多普勒功率谱密度(Power Spectral Density, PSD)表达式;Ertel 和 Reed^[9]认为散射体均匀分布于一个以 MS 为中心的圆中,即散射体分布圆模型(Geometrically Based Single Bounce Model, GBSBM);后来 Petrus 和 Reed^[10]提出散射体分布椭圆模型(Ellipse Based Single Bounce Model, EBSBM)。

收稿日期:2015-12-13 返修日期:2016-05-01 本文受国家自然科学基金(61471153),江苏省科技支撑计划(工业)项目(BE2011195),江苏省高校自然科学研究重大项目(14KJA510001),中国博士后基金(010986678)资助。

陈雯雯(1991-),女,硕士生,主要研究领域为移动通信理论和无线接入网等;王亚林(1992-),男,硕士生,主要研究领域为移动通信理论和无线接入网等;周杰(1964-),男,博士,教授,主要研究领域为移动通信理论、无线传感网和无线接入网等, E-mail:zhoujie46@hotmail.com。

实地测量表明,GBSBM 可用于估计宏小区下的重要空时参数,EBSBM 可用于估计微小区下的重要空时参数。但是,近年来的一些测量实验表明,波达信号的分布并不仅仅是二维的,其在第三维即仰角平面上的分布也不可忽视。如在城市环境中,由于高楼大厦较多,蜂窝小区内 BS 常常需固定在比较高的位置,使得 BS 和 MS 的相对高度较大,而且环境中的散射体分布较复杂,因此不能够简单地将无线信道假设成二维的,考虑三维信道是非常有必要的。如在文献[11]中,通过对城市宏蜂窝的实地信号测量发现仰角平面的最大到达角随基站与天线间间距的增大而减小,在视距环境中一般分布于与方位角平面的夹角小于 10°的范围中,在非视距环境中一般分布于夹角小于 6°的范围中。文献[12]中,Kalliola 等人在对非视距环境中的波达信号仰角分布进行测量后,分析得出其功率谱分布符合双边指数形式的分布。在三维空间域信道模型的发展过程中,首先是 Aulin^[13]提出了一种三维散射模型,从 Aulin 的分析中可以发现,其在 β_{\max} 较小时并不符合实际经验值。后来 Parsons^[14]基于 Aulin 的研究提出了一种改进的三维散射模型,仿真结果表明这种分布基本符合实际经验值,但是无法推导出解析解。Qu^[15]为克服 Aulin 和 Parsons 模型的缺点,提出了一种簇仰角分布函数,并且在 m 和 n 均为奇数时推导出了闭合形式解析式,但是在 m 和 n 为偶数时不能推出,因此存在一定的局限性。所以,如何构造出合适的仰角分布函数对于三维空间域的信道建模具有重要意义。

本文提出一种指数型的仰角分布函数,然后对这种分布下的无线信道进行建模,最后对接收端的多普勒 PSD 和信号特性进行分析与仿真。由于相关文献表明波达信号的仰角分布是在与方位角平面夹角较小的范围内,因此在对 PSD 进行推导的过程中采用三角函数中的近似等式。实验结果表明,本文所提出的三维无线信道模型在进行参数估计时是符合相关理论与实际经验的,同时指数函数模型的单变量特性使其在适应不同实际信道环境时非常灵活,因此可以对多种无线信道环境下的信道特征进行参数估计。

2 3D 物理信道模型

在无线通信系统中,某一时刻移动台接收到的信号可由 L 个统计独立的垂直极化平面波叠加组成。假设第 l 个垂直极化波的幅度和相位分别表示为 A_l 和 ϕ_l ,到达移动台时的方位角和仰角分别表示为 ψ_l 和 β_l ,各参数随机且统计独立, ϕ_l 在 $[0, 2\pi)$ 内满足均匀分布。因此, t 时刻 MS 的波达信号可表示为^[13-15]:

$$E(t) = \sum_{l=1}^L E_l(t) = i(t) \cos \omega_l t - q(t) \sin \omega_l t \quad (1)$$

其中, $\omega_l = 2\pi f_c$ 表示角载波频率, $i(t)$ 和 $q(t)$ 分别表示同相和正交的低通分量。如图 1 所示,当 MS 沿与 x 轴正方向成 γ 角且以速度 v 运动时, $i(t)$ 和 $q(t)$ 可表示为:

$$i(t) = \sum_{l=1}^L A_l \cos(\omega_l t + \alpha_l) \quad (2)$$

$$q(t) = \sum_{l=1}^L A_l \sin(\omega_l t + \alpha_l) \quad (3)$$

其中,

$$\omega_l = 2\pi v / \lambda \cos(\gamma - \psi_l) \cos \beta_l \quad (4)$$

$$\alpha_l = 2\pi z_0 / \lambda \sin \beta_l + \phi_l \quad (5)$$

$$E\{A_l^2\} = \frac{E_0}{L} \quad (6)$$

其中, ω_l 表示第 l 个垂直极化波的角多普勒频移, λ 是发射信号的波长, E_0 是发射信号的总功率。当 L 足够大时,根据中心极限定理, $i(t)$ 和 $q(t)$ 可分别用独立随机高斯过程来描述,该过程可由其均值和自相关函数来完全表征。因此,若在发射端和移动台之间存在视距(Line Of Sight, LOS)路径,接则收信号的包络满足 Rician 分布;若不存在,则满足 Rayleigh 分布。由式(4)可推导出第 l 个垂直极化波的多普勒频移:

$$f_l = \frac{\omega_l}{2\pi} = v / \lambda \cos(\gamma - \psi_l) \cos \beta_l \quad (7)$$

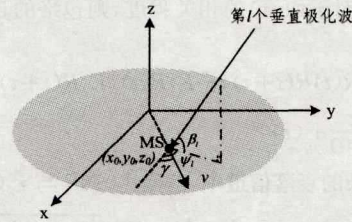


图 1 3D 物理信道模型

到达移动台的信号自相关可表示为:

$$E\{E(t) \cdot E(t+\tau)\} = a(\tau) \cos \omega_c \tau - c(\tau) \sin \omega_c \tau \quad (8)$$

其中, $a(\tau)$ 和 $c(\tau)$ 分别表示 $i(t)$ 和 $q(t)$ 之间的自相关和交叉相关函数。如果假设方位角是在 $[0, 2\pi)$ 内的均匀分布,则 $a(\tau)$ 和 $c(\tau)$ 可简化为:

$$a(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} J_0(2\pi f_m \tau \cos \beta) p(\beta) d\beta \quad (9)$$

$$c(\tau) = 0 \quad (10)$$

其中, $f_m = v/\lambda$ 表示最大多普勒频移, $J_0(\cdot)$ 表示零阶的第一类贝塞尔函数, $p(\beta)$ 是波达信号在仰角平面上的分布函数。所以,对 $a(\tau)$ 进行傅里叶变换可得到多普勒功率谱密度 PSD:

$$S(f) = F(a(\tau)) \quad (11)$$

如果已知波达信号在仰角平面的边界角度分别为 β_{\min} 和 β_{\max} ,则经推导简化,PSD 可表示为^[14-15]:

$$S(f) = \frac{1}{\pi f_m} \int_{a(f)}^{b(f)} \frac{p(\beta)}{\sqrt{\cos^2 \beta - (f/f_m)^2}} d\beta \quad (12)$$

其中,

$$a(f) = \begin{cases} -\beta_{\min}, & 0 \leq |f| \leq f_m \cos \beta_{\min} \\ -\arccos(|f/f_m|), & f_m \cos \beta_{\min} \leq |f| \leq f_m \end{cases} \quad (13)$$

$$b(f) = \begin{cases} \beta_{\max}, & 0 \leq |f| \leq f_m \cos \beta_{\max} \\ \arccos(|f/f_m|), & f_m \cos \beta_{\max} \leq |f| \leq f_m \end{cases} \quad (14)$$

实际的无线接收机一般不具备检测 $i(t)$ 和 $q(t)$ 的能力,但波达信号的包络或相位可被测量。波达信号的包络可表示为:

$$r(t) = [i(t) + q(t)]^{1/2} \quad (15)$$

定义接收信号的相位函数为 $\phi(t)$,则有:

$$i(t) = r(t) \cos \phi(t) \quad (16)$$

$$q(t) = r(t) \sin \phi(t) \quad (17)$$

在非视距(No Line Of Sight, NLOS)环境中,包络满足 Rayleigh 分布,相位在 $[0, 2\pi)$ 上均匀分布,二者统计独立,因此包络和相位的联合分布可表示为:

$$p_{r(t), \phi(t)}(r, \phi) = \frac{1}{2\pi} \frac{r}{a(0)} e^{-r^2/2a(0)} \quad (18)$$

由式(9)可知, $a(0) = 1$ 。因此, $p(\beta)$ 的分布并不影响包络和相位的分布特性。但是 $p(\beta)$ 的分布会影响 $a(\tau)$ 的分布,因

此会影响包络和相位的自相关特性。

包络 $r(t)$ 均值和自相关函数可分别表示为:

$$E\{r(t)\} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} a(0) \tag{19}$$

$$E\{r(t)r(t+\tau)\} = \frac{\pi}{2} a(0) F\left(-\frac{1}{2}, -\frac{1}{2}, 1, \left(\frac{a(\tau)}{a(0)}\right)^2\right) \tag{20}$$

其中, F 表示超几何函数。自协方差函数是波达信号在两个不同的时刻取值之间的二阶中心距, 用来描述两个时刻取值的起伏变化(相对于均值)的相关程度, 则包络的自协方差函数可表示为:

$$e_r(\tau) = E\{R(t)R(t+\tau)\} - E\{R(t)\}E\{R(t+\tau)\} \\ = \frac{\pi}{8a(0)} a^2(\tau) \tag{21}$$

由于在嘈杂的衰落信道中, 信噪比 SNR 与 $r^2(t)$ 成正比,

$$p_{\phi(t), \phi(t+\tau)}(\phi_1, \phi_2) = \frac{1-\rho^2(\tau)}{4\pi^2} \cdot \frac{\sqrt{1-\rho^2(\tau)\cos^2(\phi_1-\phi_2)} + \rho(\tau)\cos(\phi_1-\phi_2)\arccos(-\rho(\tau)\cos(\phi_1-\phi_2))}{(1-\rho^2(\tau)\cos^2(\phi_1-\phi_2))^{3/2}} \tag{26}$$

其中, $\rho(\tau) = \frac{a(\tau)}{a(0)}$ 。又因为 $\phi(t)$ 是在 $[0, 2\pi)$ 上的均匀分布, 所以有:

$$E\{\phi(t)\} = \pi \tag{27}$$

$$E\{\phi^2(t)\} = \frac{4\pi^2}{3} \tag{28}$$

因此, 相位的自协方差函数可表示为:

$$p_{\Delta\phi(t)}(\Delta\phi) = \frac{1}{4\pi^2} (1-\rho^2(\tau)) \cdot \frac{\sqrt{1-\rho^2(\tau)\cos^2\Delta\phi} + \rho(\tau)\cos\Delta\phi(\pi - \arccos(\rho(\tau)\cos\Delta\phi))}{(1-\rho^2(\tau)\cos^2\Delta\phi)^{3/2}} (2\pi - |\Delta\phi|) \tag{30}$$

由式(30)可看出, $\Delta\phi(\tau)$ 的概率密度函数仅由 $\rho(\tau)$ 确定。

3 对称和非对称模型

本文基于 Aulin^[13], Parson^[14] 和 S X Qu^[15] 等对三维信道仰角函数分布的研究, 期望提出一种合适的仰角分布函数模型, 使其适应于不同的信道条件且可推导出闭合形式的解析解。一些实地测量结果表明, 波达信号的概率密度函数存在对称和非对称分布两种情况, 如在开阔的环境中, 考虑对称模型非常重要, 但是在狭窄的城市环境中, 研究波达信号的非对称性也具有重要意义。

3.1 对称模型

在开阔的无线通信环境中, 本文提出一种对称的指数型仰角分布函数:

$$p(\beta) = \begin{cases} B(1-A|\beta|^n), & |\beta| \leq \beta_{\max} \leq \pi/2 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \tag{31}$$

这种分布函数具有以 0 点为对称和连续性的特点, 且满足:

$$\begin{cases} p(\beta_{\max}) = 0 \\ \int_{-\infty}^{\infty} p(\beta) d\beta = 1 \end{cases} \tag{32}$$

将式(31)代入式(32)可得系数:

$$A = \frac{1}{\beta_{\max}^n} \tag{33}$$

$$B = \frac{n+1}{2n\beta_{\max}} \tag{34}$$

将式(31)代入式(9)可得:

$$a(\tau) = 2B \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k! \Gamma(k+1)} (\pi f_m \tau)^{2k} \int_0^{\beta_{\max}} \cos^{2k}\beta (1-A\beta^n) d\beta \tag{35}$$

因此研究波达信号包络的平方函数也具有重要意义。

$$E\{r^2(t)\} = 2a(0) \tag{22}$$

$$E\{R^2(t)R^2(t+\tau)\} = 4(a^2(0) + a^2(\tau)) \tag{23}$$

因此, 包络平方的自协方差函数可表示为:

$$e_{r^2}(\tau) = E\{r^2(t)r^2(t+\tau)\} - E\{r^2(t)\}E\{r^2(t+\tau)\} \\ = 4a^2(\tau) \tag{24}$$

由式(21)和式(24)可知, $e_r(\tau)$ 和 $e_{r^2}(\tau)$ 均与 $a^2(\tau)$ 成正比。因此, 可通过傅里叶变换得到包络或包络平方的功率谱密度函数:

$$A(f) = F\{Ca^2(\tau)\} = CS(f) * S(f) \tag{25}$$

其中, $C = \frac{\pi}{8a(0)}$ 或 4 分别对应于式(21)和式(24)。因此, 当

已知 $S(f)$ 时可以通过数值计算得到 $A(f)$ 。

相位的二维概率密度函数可表示为^[8,14]:

$$e_{\phi}(\tau) = E\{\phi(t)\phi(t+\tau)\} - E\{\phi(t)\}E\{\phi(t+\tau)\} \\ = \arcsin\rho(\tau)(\pi/2 + 1/4\arcsin\rho(\tau)) - \frac{1}{4} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\rho^{2n}(\tau)}{n^2} \tag{29}$$

假设 $\Delta\phi(\tau) = \phi(t+\tau) - \phi(t)$, 则 $\Delta\phi(\tau)$ 的概率密度函数可表示为:

根据文献[16]中的式 2.513:

$$\int \cos^{2m}x dx = \left(\frac{2m}{m}\right) \frac{x}{2^{2m}} + \frac{1}{2^{2m}(m-k)} \sum_{k=0}^{m-1} \binom{2m}{k} \sin(2m-2k)x \tag{36}$$

$$\int x^n \cos^{2m}x dx \\ = \binom{2m}{m} \frac{x^{n+1}}{2^{2m}(n+1)} + \frac{1}{2^{2m-1}} \sum_{k=0}^{m-1} \sum_{p=1}^n \binom{2m}{k} \binom{n}{p} p! \\ \frac{x^{n-p}}{(2m-2p)^{p+1}} \cdot \sin((2m-2k)x + k\pi/2) \tag{37}$$

因此, 由式(35)一式(37)可推导出自相关系数的解析解。

将 $\beta_{\max} = \beta_{\min}$ 以及式(31)代入式(12):

$$S(f) = \frac{1}{\pi f_m} \int_{-b(f)}^{b(f)} \frac{p(\beta)}{\sqrt{\cos^2\beta - (f/f_m)^2}} d\beta \\ = \frac{2}{\pi f_m} \int_0^{b(f)} \frac{B(1-A\beta^n)}{\sqrt{1-(f/f_m)^2 - \sin^2\beta}} d\beta \tag{38}$$

对式(38)进行深入研究可发现, 在 β_{\max} 较小时利用三角近似式 $\sin\beta \approx \beta$ 可推导简化式(38)为:

$$S(f) \approx \frac{2}{\pi f_m} \int_0^{b(f)} \frac{B(1-A\beta^n)}{\sqrt{1-(f/f_m)^2 - \beta^2}} d\beta \\ = Q \int_0^{b(f)} \frac{1}{\sqrt{a^2 - \beta^2}} d\beta - A \int_0^{b(f)} \frac{\beta^n}{\sqrt{a^2 - \beta^2}} d\beta \tag{39}$$

其中,

$$Q = \frac{2B}{\pi f_m} \tag{40}$$

$$a = \sqrt{1-(f/f_m)^2} \tag{41}$$

根据文献[16]中的式 2.263:

$$\int \frac{x^m}{\sqrt{a^2-x^2}} dx = -\frac{x^{m-1}\sqrt{a^2-x^2}}{m} + \frac{(m-1)a^2}{m} \int \frac{x^{m-2}}{\sqrt{a^2-x^2}} dx \quad (42)$$

$$\int \frac{x}{\sqrt{a^2-x^2}} dx = -\sqrt{a^2-x^2} \quad (43)$$

$$\int \frac{1}{\sqrt{a^2-x^2}} dx = \arcsin \frac{x}{a} \quad (44)$$

将式(42)~式(44)代入式(39),经推导简化可得多普勒 PSD 解析式。

1) 均匀分布时

$$S(f) = \frac{\arcsin \frac{b(f)}{a}}{\pi f_m \beta_{\max}} \quad (45)$$

2) $n=1$ 时

$$S(f) = \frac{2B}{\pi f_m} \{ \arcsin \frac{b(f)}{a} + A \sqrt{a^2-b^2(f)} - Aa \} \quad (46)$$

3) $n=2$ 时

$$S(f) = \frac{2B}{\pi f_m} \left\{ \left(1 - \frac{Aa^2}{2}\right) \arcsin \frac{b(f)}{a} + \frac{Ab(f)}{2} \sqrt{a^2-b^2(f)} \right\} \quad (47)$$

3.2 非对称模型

在狭窄的城市环境中,波达信号在仰角平面上的分布通常是非对称的,因此研究非对称的仰角分布函数模型非常重要。下面提出一种非对称的指数型仰角分布函数:

$$p(\beta) = \begin{cases} B(1-A|\beta|^n), & 0 \leq \beta \leq \beta_{\max} \\ B(1-C|\beta|^n), & -\beta_{\min} \leq \beta \leq 0 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (48)$$

这种分布具有以零点为非对称的特点,且满足:

$$\begin{cases} p(-\beta_{\min}) = 0 \\ p(\beta_{\max}) = 0 \\ \int_{-\infty}^{\infty} p(\beta) d\beta = 1 \end{cases} \quad (49)$$

将式(48)代入式(49)可得系数:

$$A = \frac{1}{\beta_{\max}^n} \quad (50)$$

$$B = \frac{n+1}{n(\beta_{\min} + \beta_{\max})} \quad (51)$$

$$C = \frac{(-1)^n}{\beta_{\min}^n} \quad (52)$$

将式(48)代入式(12),经推导简化可得:

$$S(f) = \frac{Q}{2} \left\{ \int_{a(f)}^{b(f)} \frac{1}{\sqrt{a^2-\sin^2(\beta)}} d\beta - \frac{1}{(\beta_{\min})^n} \int_{a(f)}^0 \frac{(-\beta)^n}{\sqrt{a^2-\sin^2(\beta)}} d\beta - \frac{1}{(\beta_{\max})^n} \int_0^{b(f)} \frac{\beta^n}{\sqrt{a^2-\sin^2(\beta)}} d\beta \right\} \quad (53)$$

采用与对称模型同样的方法,在 β_{\max} 较小时利用三角近似式 $\sin \beta \approx \beta$ 可推导出 PSD 闭合形式的解析式。

4 数值结果与分析

4.1 多普勒功率谱密度

4.1.1 对称模型

图 2 示出对称分布时近似算法和精确理论算法所得多普

勒 PSD 和归一化多普勒频移 f/f_m 及 β_{\max} 的关系。可以发现,随 f/f_m 和 β_{\max} 的增加,PSD 增大,但 β_{\max} 对 PSD 增大的影响较小,同时,当 β_{\max} 较小如在 $\beta_{\max} < 25^\circ$ 时,近似算法的误差非常小。 $f/f_m < 0.8$ 时,PSD 的曲线是符合相关理论和实际经验值的^[13-15]。

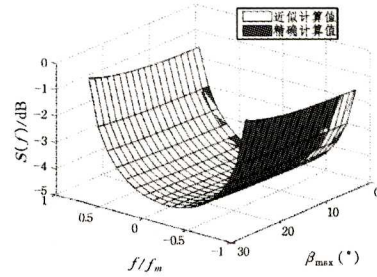


图 2 对称模型下多普勒 PSD 和 β_{\max} 及多普勒 f/f_m 的关系 ($n=2$)

4.1.2 非对称模型

图 3 示出非对称分布时近似算法和精确理论算法所得多普勒 PSD 和归一化多普勒频移 f/f_m 及 β_{\max} 的关系。同样可以发现,在 β_{\max} 为小角度时,近似算法的误差非常小。将图 2 和图 3 相比较可发现,在仰角分布为非对称时 β_{\max} 对 PSD 的影响比对称分布时小,这是由于在非对称分布时同样的 β_{\max} 值对应的仰角范围更小,概率分布更为集中,从而使得 β_{\max} 对 PSD 的影响较小。

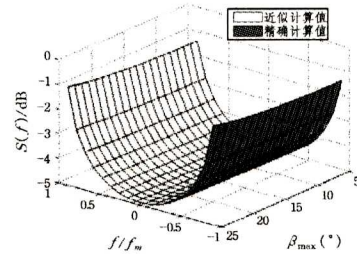


图 3 非对称模型下多普勒 PSD 和 β_{\max} 及多普勒 f/f_m 的关系 ($n=2$)

图 4 示出不同的 n 值下近似与精确计算多普勒 PSD 差值和 β_{\max} 及归一化多普勒频移 f/f_m 的关系。从图中可以发现,当 β_{\max} 和 f/f_m 较小时,PSD 的误差非常小,如在 $f/f_m < 0.8$ 和 $\beta_{\max} < 25^\circ$ 时,近似计算与精确计算之间的差值均小于 0.3dB;另外随着仰角函数参数 n 的增加,误差增加,但幅度较小。

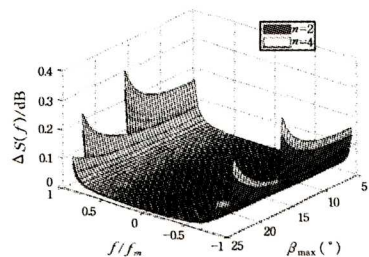


图 4 不同 n 值下多普勒 PSD 差值和 β_{\max} 及多普勒 f/f_m 的关系

图 5 示出非对称分布时对应于不同的仰角函数参数 n 时多普勒 PSD 与 β_{\min} 和 β_{\max} 的关系。从图中可以发现,随着 β_{\min} 和 β_{\max} 的增加,PSD 增大;随仰角函数参数 n 的增加,PSD 增大。因此,可得出结论:小角度如 β_{\min} 和 β_{\max} 均小于 10° 时,仰角函数参数 n 对 PSD 的影响较小,而大角度时影响较大。

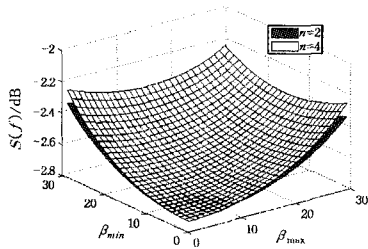


图5 非对称分布时多普勒 PSD 与 β_{min} 和 β_{max} 的关系 ($f/f_m=0.8$)

4.2 包络功率谱及时延相位差的概率分布

图6示出经典 Clarke 模型和本文所提出指数模型在 β_{max} 取不同值时包络或包络平方功率谱与归一化频率 f/f_m 的关系。从图中可以发现,在三维空间域信道模型中引入仰角函数后,包络的功率谱有所增加^[12],且随着 β_{max} 的增大,包络功率谱增加。图7示出不同的仰角函数参数 n 时包络或包络平方功率谱与归一化频率 f/f_m 的关系。从图中可以发现, n 值的变化对包络功率谱几乎没有影响。

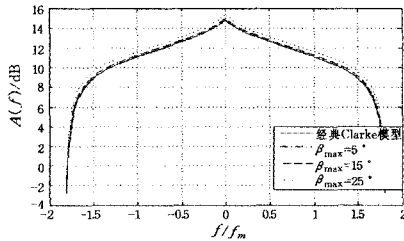


图6 包络或包络平方功率谱与多普勒归一化频率 f/f_m 的关系 ($n=2$)

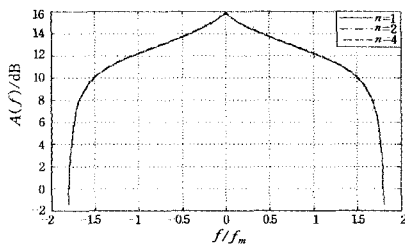


图7 包络或包络平方功率谱与多普勒归一化频率 f/f_m 的关系 ($\beta_{max}=25^\circ$)

图8示出不同的 β_{max} 值时延相位差的概率密度函数与相位差 $\phi(t+\tau) - \phi(t)$ 的关系。图9时不同的 n 值时延相位差的概率密度函数与相位差 $\phi(t+\tau) - \phi(t)$ 的关系。从图8和图9中均可以发现,随 β_{max} 和 n 的增加, $|\Delta\phi|$ 较小处如 $[0^\circ, 120^\circ]$ 时的概率密度增大,而在 $|\Delta\phi|$ 较大处如 $[120^\circ, 220^\circ]$ 时的概率密度减小,在 $[220^\circ, 360^\circ]$ 处的概率密度几乎不变;仿真实验还表明,当 β_{max} 较小如 $\beta_{max} < 15^\circ$ 时,仰角函数参数 n 对时延相位差的概率密度函数影响较小。

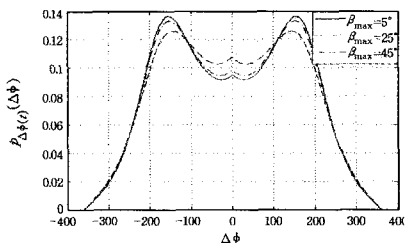


图8 时延相位差的概率密度函数与相位差 $\phi(t+\tau) - \phi(t)$ 的关系 ($n=2, f_m * \tau=0.5$)

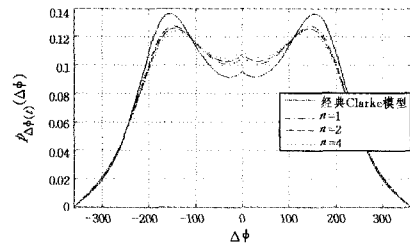


图9 时延相位差的概率密度函数与相位差 $\phi(t+\tau) - \phi(t)$ 的关系 ($\beta_{max}=45^\circ, f_m * \tau=0.5$)

结束语 针对已有对3D信道建模中波达信号仰角分布研究中存在的问题,本文构造出一种指数型的分布函数,然后对这种分布下的无线信道进行建模,最后对接收端的多普勒 PSD 和信号特性进行分析与仿真。采用近似算法推导出多普勒 PSD 的解析式。同时对 Rayleigh 衰落信道中接收信号包络和平方包络的功率谱及时延相位差的概率密度函数进行研究。多普勒 PSD 与分布函数、边界角度参数 β_{min} 和 β_{max} 以及多普勒频移密切相关。多普勒 PSD 的近似计算误差与仰角函数参数关系密切,且随仰角函数参数与边界角度参数的增加而增大。在非对称信道环境中, β_{min} 和 β_{max} 均会对多普勒 PSD 产生较大的影响。时延相位差的概率密度函数随边界角度参数和仰角函数参数 n 的增加而变化。实验结果表明,本文所提出的三维无线信道模型在进行参数估计时是符合相关理论与实际经验的,同时指数函数模型的单变量性使其在适应不同实际信道环境时非常灵活,因此可以对多种无线信道环境下的信道特征进行参数估计。

参考文献

- [1] STETANIA S, ISSAM T, MATTHEW B. LTE/LTE-Advanced VMTS 长期演进理论与实践[M]. 马霓, 夏斌, 译. 北京: 人民邮电出版社, 2014: 20-30.
- [2] SCHUMACHER L, PEDERSEN K L, MOGENSEN P E. From antenna spacing to theoretical capacity-guidelines for simulating MIMO system[C] // IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication, 2002: 587-591.
- [3] LEE W C Y. Effects on Correlation between Two Mobile Radio Base-Station Antennas[J]. IEEE transactions on Wireless Communications, 1973, 21(11): 1214-1224.
- [4] YONG S K, THOMPSON J S. Three-dimensional spatial fading correlation models for compact MIMO receivers[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(6): 2856-2869.
- [5] ZHOU J, QIU L, LI C M, et al. Analyses and comparisons of geometrical-based channel model arisen from scatterers on a hollow-disc for outdoor and indoor wireless environments[J]. IET Communications, 2012, 6(17): 2775-2786.
- [6] JIANG H, ZHOU J, HISAKAZU K. Angle and Time of Arrival Statistics for a 3-D Pie-Cellular-Cut Scattering Channel Model [J]. Wireless Personal Communications, 2013, 78(2): 851-865.
- [7] YONG S C, JAEKWON K, Won Y Y, et al. MIMO-OFDM 无线通信技术及 MATLAB 实现[M]. 孙楷, 黄威, 译. 北京: 电子工业出版社, 2013: 20-32.
- [8] CLARKE R H. A statistical theory of mobile radio reception [J]. Bell System Technical Journal, 1968, 47(6): 957-1000.

于节点在区域中均匀规则分布,因此采用均匀 ETs 布置方法是一种简单且有效的选择,其保证了所有节点有接近的能量捕获速率。将 N 个传感器节点有规律地布置在一个 10×10 (m^2) 的监视区域内,具体来说,监视区域被等面积地划分为 N 个非重叠的正方形,每个正方形中心点上放置一个传感器节点。图 3 示出了 3 种方法的占空比。从图中可以看出,与均匀布置方法相比,所提出的两种方法极大地提高了网络的最小占空比,如 $L=25, K=4$ 时,贪婪式 ETs 布置方法和基于 PSO 的 ETs 布置方法分别提高了约 44.5% 和 51.5%。这表明,虽然均匀布置方法具有一定的合理性,但所提两种布置方法能找到比均匀布置方法更好的 ETs 布置方案。

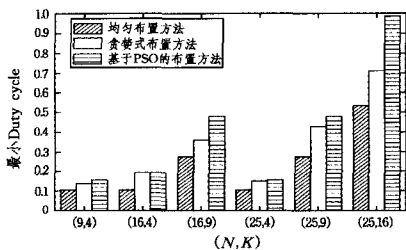


图3 节点规则分布场景下的占空比

其次,考虑更具有一般性的传感器节点随机分布的场景。将 N 个传感器节点随机地布置在一个 10×10 (m^2) 的监视区域内。图 4 示出了在 $N=20$ 且 ETs 不同的情况下,3 种布置方法在多次仿真下最低占空比的平均值,可以得出与上述相同的结论。如当 $K=3$ 时,贪婪式 ETs 布置方法和基于粒子群优化的 ETs 布置方法分别提高了约 99.3% 和 261.3%。

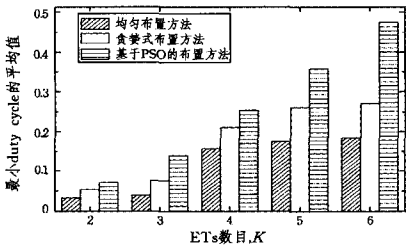


图4 节点随机分布场景下的占空比($N=20$)

最后,贪婪算法比粒子群算法的运行速度更快,因此可以

应用于传感器节点数量 N 非常大的情况。

结束语 本文考虑射频能量捕获无线传感网中射频能量源 ETs 的最优布置问题,提出了两种最大化所有节点占空比最小值的能量源布置方法:贪婪式 ETs 布置方法和基于 PSO 的 ETs 布置方法。仿真结果显示,相较于 ETs 均匀布置的情况,所提出的两种方法可以显著地提高全网最低占空比,提高率甚至可以达到几倍,具体取决于网络场景。

参考文献

- [1] SAMPLE A P, YEAGER D J, POWLEDGE P S, et al. Design of an RFID-based battery-free programmable sensing platform[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2008, 57(11): 2608-2615.
- [2] PARKS A N, LIU A, GOLLAKOTA S, et al. Turbocharging ambient backscatter communication[C]// ACM Conference on Special Interest Group on Data Communication (SIGCOMM). ACM, 2014: 619-630.
- [3] EROL-KANTARCI M, Mouftah H T. Mission-aware placement of RF-based power transmitters in wireless sensor networks[C]// 2012 IEEE Symposium on Computers and Communications (ISCC). IEEE, 2012: 12-17.
- [4] HE S, CHEN J, JIANG F, et al. Energy provisioning in wireless rechargeable sensor networks[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2013, 12(10): 1931-1942.
- [5] FU L, CHENG P, GU Y, et al. Minimizing charging delay in wireless rechargeable sensor networks [C]// IEEE Conference on Computer Communications (INFOCOM). IEEE, 2013: 2922-2930.
- [6] LI Y, FU L, CHEN M, et al. RF-Based Charger Placement for Duty Cycle Guarantee in Battery-Free Sensor Networks [J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(10): 1802-1805.
- [7] KENNEDY J, EBERHART R C. Particle swarm optimization. Encyclopedia of Machine Learning [C] // IEEE International Conference on Neural Networks. IEEE, 1995: 1942-1948.
- [8] different propagation environments[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2002, 51(5): 823-838.
- [9] ERTEL R B, REED J H. Angle and time of arrival statistics for circular and elliptical scattering models[J]. Journal on Selected Areas in Communications, IEEE, 1999, 17(11): 1829-1840.
- [10] PETRUS P, REED J H, RAPPAPORT T S. Geometrical-based statistical macrocell channel model for mobile environments[J]. Transactions on Communications, IEEE, 2002, 50(3): 495-502.
- [11] PEI F, ZHANG J H, PAN C. Elevation angle characteristics of urban wireless propagation environment at 3.5 GHz[C]// IEEE 78th Vehicular Technology Conference (VTC Fall). 2013: 1-5.
- [12] KALLIOLA K, SULONEN K, LAITINEN H, et al. Angular power distribution and mean effective gain of mobile antenna in
- [13] AULIN T. A modified model for the fading signal at a mobile radio channel[J]. Transactions on Vehicular Technology, IEEE, 1979, 28(3): 182-203.
- [14] PARSONS J D. The mobile radio propagation channel[M]. New York: John Wiley, 2000: 25-30.
- [15] QU S X, YEAP T. A three-dimensional scattering model for fading channels in land mobile environment[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1999, 48(3): 765-781.
- [16] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of integrals, series, and products[M]. New York: Academic Press, 2007: 160-170.

(上接第 88 页)

- [9] ERTEL R B, REED J H. Angle and time of arrival statistics for circular and elliptical scattering models[J]. Journal on Selected Areas in Communications, IEEE, 1999, 17(11): 1829-1840.
- [10] PETRUS P, REED J H, RAPPAPORT T S. Geometrical-based statistical macrocell channel model for mobile environments[J]. Transactions on Communications, IEEE, 2002, 50(3): 495-502.
- [11] PEI F, ZHANG J H, PAN C. Elevation angle characteristics of urban wireless propagation environment at 3.5 GHz[C]// IEEE 78th Vehicular Technology Conference (VTC Fall). 2013: 1-5.
- [12] KALLIOLA K, SULONEN K, LAITINEN H, et al. Angular power distribution and mean effective gain of mobile antenna in