

# 山洞环境中声信号的传播模型及其性能研究

何明星<sup>1</sup> 周杰<sup>1,2</sup> 吴鹏<sup>1</sup> 刘杨<sup>1</sup>

(南京信息工程大学电子与信息工程学院 南京 210044)<sup>1</sup>

(日本国立新潟大学工学部电气电子工学科 新潟 950-2181)<sup>2</sup>

**摘要** 针对山洞环境提出了一个全新的基于几何的模型,该环境中山洞两侧通道从入口处到深处逐渐变宽(变窄),根据几何模型,并且借助射线理论,假设通道两侧表面是近似光滑的,提出山洞环境下声信号通信系统单发送单接收的随机信道模型。根据几何模型研究了通道两侧张开角度对信道包络分布、即时信道容量、时间自相关函数、频率相关函数、多普勒功率谱密度以及功率延迟分布的影响。理论和仿真结果表明,相对于通道两侧平行(即两侧张开角度为 0)的情况,通道两侧张开角度仅很小的变化就会对声信道无线通信系统的各项统计特性产生非常显著的影响,并且通道两侧平行为本研究内容的一个特殊情况。

**关键词** 声信号随机模型,信道包络分布,多普勒功率谱密度,功率延迟分布,频率相关函数

中图分类号 TN911.6 文献标识码 A DOI 10.11896/j.issn.1002-137X.2019.09.015

## Acoustic Signal Propagation Model and Its Performance in Cave Environment

HE Ming-xing<sup>1</sup> ZHOU Jie<sup>1,2</sup> WU Peng<sup>1</sup> LIU Yang<sup>1</sup>

(Department of Communications, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China)<sup>1</sup>

(Department of Electronic and Electrical Engineering, Niigata University, Niigata 950-2181, Japan)<sup>2</sup>

**Abstract** In view of the cave environment, this paper presented a geometric model based on the new environment in the cave. The channel on both sides of the cave gradually widen (narrow) from the entrance to the depth. According to the geometric model, and by means of ray theory, this paper assumed that both sides of the channel surface are approximate smooth, and proposed a random channel model of single transmission and single reception for acoustic signal communication system in cave environment. According to the geometric model, the influence of channel opening angle on channel distribution, instant channel capacity, time autocorrelation function, frequency correlation function, Doppler power spectral density and power delay distribution is studied. The theoretical and simulation results show that compared with the case where both sides of the channel are parallel (i. e. the opening angle of both sides is 0), the statistical characteristics of the acoustic channel wireless communication system will be significantly affected by only a small change in the opening angle of both sides of the channel, and the parallel is a special case of this research content.

**Keywords** Acoustic signal stochastic model, Channel envelope distribution, Doppler power spectral density, Power delay distribution, Frequency correlation function

声波探测技术是一种岩体测试技术,用声波仪测试声源激发的弹性波在岩体结构中的传播情况,借以研究岩体结构的物理性质和构造特征。声波探测技术属于无损检测方法,因此具有其他破坏性技术没有的优点。声波探测技术利用的是频率远远高于地震波或超声波的声信号,其频率一般为数千赫兹至几兆赫兹。由于声波探测技术对岩石结构检测较为细致且易于使用,因此,对于地下矿山和公路隧道等环境,它都是勘探领域必不可少的手段之一<sup>[1]</sup>。山洞是空间受限的非自由传播空间,声信号的传播环境非常复杂,多径衰落严重。

而设计、测试以及分析声信号通信系统的性能,需要切合实际的信道模型,因此需要分析信道包络分布、即时信道容量、时间自相关函数(Time autocorrelation Function, TFCF)、频率相关函数(Frequency Correlation Function, FCF)、多普勒功率谱密度(Power Spectral Density, PSD)以及功率延迟分布(Power Delay Profile, PDP)。声信号传播特性通常用波动方程表示,而通过解波动方程建立传播模型是一个非常繁琐的过程<sup>[2]</sup>。为了避免这个难题,常使用射线理论的方法。通常假设声信号传播速度为常量(等速线假设理论),根据射线理

到稿日期:2018-08-06 返修日期:2018-11-18 本文受国家自然科学基金面上项目(61471153,61771248),江苏省高校自然科学基金重大项目(14KJA510001),江苏省信息与通信工程优势学科建设项目资助。

何明星(1994-),男,硕士生,主要研究方向为无线通信理论,E-mail:510235417@qq.com;周杰(1964-),男,教授,博士生导师,主要研究方向为无线通信理论及信道建模,E-mail:zhoujie45@hotmail.com(通信作者);吴鹏(1993-),男,硕士生,主要研究方向为无线通信;刘杨(1994-),男,硕士生,主要研究方向为无线通信。

论,声信号沿直线传播的能量类似于光线<sup>[2-3]</sup>。此外,已有学者提出一些随机信道模型用于声信号通信系统(Acoustic Signal Communication System,ASCS)中,并且假设传播环境两端边界是平行的<sup>[2,4-8]</sup>,例如,在文献[2,4]中,声信号从发送端到接收端传播的总距离采用图片投影来计算。在上述所有文献中,信道参考模型都是将确定性射线追踪概念与统计方法相结合来计算传播环境的随机特性,并且这些文献通过一系列实验研究了ASCS信道的概率密度函数(Probability Density Function,PDF)以及即时信道容量<sup>[9-11]</sup>。

本文提出了一个基于几何的ASCS信道模型,有助于将声信号通信系统应用于山洞环境中。假设传播环境具有宏散射效应并且传播环境为多跳散射,根据几何模型,推导出时变信道冲激响应(Time-Variant Channel Impulse Response, TVCIR),声信号从发送端到接收端的总传播距离,声信号的离开角(Angle-Of-Departure, AOD)和到达角(Angle-Of-Arrival, AOA),山洞通道两侧张开角度对信道包络PDF、即时信道容量PDF、TFCF、FCF、多普勒PSD以及PDP的影响。此外,本文还分析了该角度对多普勒扩展、多普勒频移、相干时间、平均延迟以及延迟分布的影响。

### 1 几何模型

本节提出了一种全新的针对宽带单发送单接收ASCS环境的几何模型,并且参考文献[7]中信道两侧近似光滑的假设,本文假设山洞通道两侧的表面是光滑的,以减少声信号不必要的散射与反射。此外,假设通道两侧与上下两端水平线夹角均为 $\varphi$ ,并且山洞环境为等速环境,ASCS信道在时间和频率上是广义静止的。

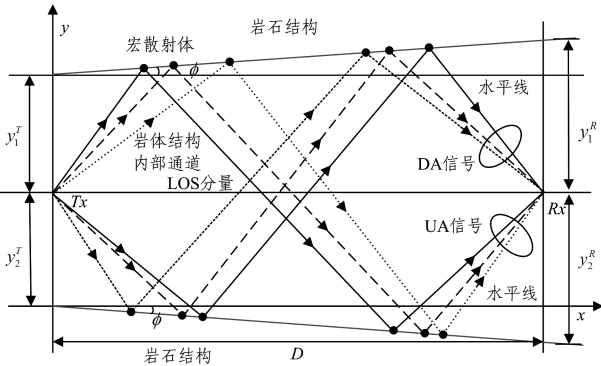


图1 ASCS信道模型中从发送端传播到接收端的LOS分量以及几条DA和UA信号的示例( $N_S=2, N_B=1$ )

Fig. 1 Example of LOS component propagating from transmitting end to receiving end, and several DA and UA signals in ASCS channel model( $N_S=2, N_B=1$ )

图1给出了ASCS信道模型,由图可知,二维的几何ASCS模型分别以山洞通道两侧为边界,这种天然的分界线在随机传播过程中作为反射物,声信号经过这两条分界线由发送端Tx传送到接收端Rx。从图中可以看出,到达接收端Rx的声信号可以归纳为3类:下降达波(Downward Arriving, DA)信号、LOS信号、上升达波(Upward Arriving, UA)信号。对于DA信号,在被接收端Rx接收之前的最后一次反射是与通道上侧作用产生的,在其传播过程中一共产生了

$s$ 次上侧反射和 $\hat{b}$ 次下侧反射。令 $N_S$ 为DA信号与通道上侧产生的最大反射次数,可得到约束关系: $1 \leq s \leq N_S, s-1 \leq \hat{b} \leq s$ 。在任意的时间段 $t$ 内,接收端共接收到 $2N_S$ 次DA信号。同样地,UA信号再被接收端Rx接收之前产生了 $b$ 次下侧反射以及 $\hat{s}$ 次上侧反射,令 $N_B$ 表示UA信号与上侧的最大反射次数,则有: $1 \leq b \leq N_B, b-1 \leq \hat{s} \leq b$ 。并且在任意时间段 $t$ 内,接收端Rx共接收到 $2N_B$ 次UA信号。例如,如果一条UA信号仅仅由通道下侧反射一次,即 $N_B=1$ ,那么它可能经由两条路径从发送端Tx传播到接收端Rx。在第一条可能的路径中,信号仅与下侧发生一次反射作用之后就直接被接收到,即 $b=1, \hat{s}=0$ 。在第二条可能的路径中,如果一个UA信号刚发出时是向上传播的,则该信号第一次是与下侧发生反射作用,然后再向下传播并由下侧再次反射,最后被接收到,即 $b=1, \hat{s}=1$ 。需要注意的是,在中长范围的ASCS信道获得的测量结果表明:被接收端Rx接收到的信号次数很少超过8次,即 $2N_S + N_B \leq 8$ <sup>[12-13]</sup>。

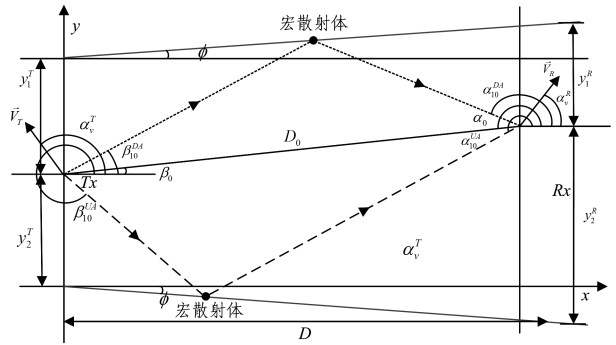


图2 在山洞通道环境中的几何ASCS信道模型

Fig. 2 Geometric ASCS channel model in cave channel environment

宏散射体的准确位置依赖于波导几何以及宏本征声线<sup>[14]</sup>。此外,本文假设发送端Tx和接收端Rx分别以 $\vec{v}_T$ 和 $\vec{v}_R$ 的速度沿着与水平方向夹角为 $\alpha_v^T$ 和 $\alpha_v^R$ 的方向运动。由图2可知,发送端Tx(接收端Rx)被放置在距离上侧 $y_1^T$ ( $y_1^R$ )、距离下侧 $y_2^T$ ( $y_2^R$ )处,Tx和Rx在x轴上的距离为D。图2中,符号 $\beta_{s,b}^{DA}$ ( $\alpha_{s,b}^{DA}$ )表示在通道上侧反射s次,并且在下侧反射b次的DA信号的AOD(AOA)。同理,符号 $\beta_{b,s}^{UA}$ ( $\alpha_{b,s}^{UA}$ )表示在上侧发生b次反射,并且在下侧发生s次反射的UA信号的AOD(AOA)。符号 $\beta_0$ ( $\alpha_0$ )表示LOS部分的AOD(AOA)。

### 2 基于几何的ASCS模型

本节提出了一个几何模型并将其用于描述山洞中传播的声信号。本文首先给出直线(line-of-sight, LOS)传播情况下基于几何的宽带衰减信道的TVCIR。随后,推导出声信号由发送端Tx通过与山洞通道两侧发生反射之后传播到接收端Rx的总距离。同时,本文还推导出AOD和AOA,并将其用于计算多普勒频率。

#### 2.1 TVCIR

根据图2中的几何模型,TVCIR  $h(\tau', t)$ 可以分为3部

分:第一部分  $h^{\text{LOS}}(\tau', t)$  为 LOS 分量,第二部分  $h^{\text{DA}}(\tau', t)$  和第三部分  $h^{\text{UA}}(\tau', t)$  分别表示 DA 信号和 UA 信号。TVCIR  $h(\tau', t)$  由下式表示:

$$h(\tau', t) = h^{\text{LOS}}(\tau', t) + h^{\text{DA}}(\tau', t) + h^{\text{UA}}(\tau', t) \quad (1)$$

LOS 分量的 TVCIR 的表达式如下:

$$h^{\text{LOS}}(\tau', t) = c_0 e^{j(2\pi f_0 t + \theta_0)} \delta(\tau' - \tau_0') \quad (2)$$

其中,

$$c_0 = \sqrt{\frac{c_R}{1+c_R} A_s(D_0) A_a(D_0)} \quad (3)$$

式(2)中的多普勒频率  $f_0$  由式(4)定义:

$$f_0 = f_{\text{max}}^T \cos(\beta_0 - \alpha_0^T) + f_{\text{max}}^R \cos(\alpha_0 - \alpha_0^R) \quad (4)$$

其中,  $f_{\text{max}}^T$  ( $f_{\text{max}}^R$ ) 与发送端  $T_x$  (接收端  $R_x$ ) 相关的最大多普勒频率为  $f_{\text{max}}^T = \frac{v_T f_c}{c_s}$  ( $f_{\text{max}}^R = \frac{v_R f_c}{c_s}$ )。这里,  $v_T = |\vec{v}_T|$  ( $v_R = |\vec{v}_R|$ ) 表示发送端  $T_x$  (接收端  $R_x$ ) 的移动速度;  $f_c$  表示载波频率;  $c_s$  代表声信号在介质中的传播速度, 此处假设为 1500m/s (各向同性环境)。由图 2 可知, LOS 部分的 AOD  $\beta_0$  以及 AOA  $\alpha_0$  可由下式计算:

$$\beta_0 = \arctan\left(\frac{y_1^T - y_1^R}{D}\right) \quad (5)$$

$$\alpha = \pi + \beta_0 \quad (6)$$

$\tau_0'$  的传播延迟为:

$$\tau_0' = \frac{D_0}{c_s} \quad (7)$$

其中,  $D_0$  为发送端  $T_x$  与接收端  $R_x$  之间的距离:

$$D_{b_s^{\text{DA}}}^{\text{DA}} = \sqrt{\left(\frac{D}{\cos(\varphi)} - f^{\text{DA}}(\varphi)\right)^2 + (2b g^{\text{DA}}(\varphi) y_2^T + (2s-1)h^{\text{DA}}(\varphi) y_1^T + y_1^R \cos(\varphi))^2} \quad (13)$$

$$D_{b_s^{\text{UA}}}^{\text{UA}} = \sqrt{\left(\frac{D}{\cos(\varphi)} - f^{\text{UA}}(\varphi)\right)^2 + (2s g^{\text{UA}}(\varphi) y_1^T + (2b-1)h^{\text{UA}}(\varphi) y_2^T + y_2^R \cos(\varphi))^2} \quad (14)$$

其中,

$$f^{\text{DA}}(\varphi) = \{2 b^{\wedge} [2\cos^2(\varphi)]^{1+s-b-\wedge} y_2^T + [4\cos^2(\varphi) + 1]^{s-1} y_1^T - y_1^R\} \sin(\varphi)$$

$$g^{\text{DA}}(\varphi) = [2\cos^2(\varphi) - 1]^{1+s-b-\wedge} \cos(\varphi)$$

$$h^{\text{DA}}(\varphi) = \left[\frac{4}{3}\cos^2(\varphi) - \frac{1}{3}\right]^{s-1} \cos(\varphi)$$

$$f^{\text{UA}}(\varphi) = \{2 s^{\wedge} [2\cos^2(\varphi)]^{1+b-s-\wedge} y_1^T + [4\cos^2(\varphi) + 1]^{b-1} y_2^T - y_2^R\} \sin(\varphi)$$

$$g^{\text{UA}}(\varphi) = [2\cos^2(\varphi) - 1]^{1+b-s-\wedge} \cos(\varphi)$$

$$h^{\text{UA}}(\varphi) = \left[\frac{4}{3}\cos^2(\varphi) - \frac{1}{3}\right]^{b-1} \cos(\varphi)$$

式(11)中的符号  $\eta_s$  和式(12)中的符号  $\eta_b$  分别用来平衡 DA 信号和 UA 信号的总能量, 因此  $\eta_s + \eta_b = 1$ 。式(9)和式(10)中的相位  $\theta_{s_b}^{\text{DA}}$  和  $\theta_{b_s}^{\text{UA}}$  被用来模拟随机变量的独立同分布。此外, 假设相位在区间  $(-\pi, \pi]$  内服从均匀分布。  $A_b(\cdot)$  表示由于空气和岩石两种介质的阻抗失配产生的反射系数, 需要注意的是, 在岩石和空气之间的阻抗失配使得岩石表面成为近似理想的反射物, 如果表面完全光滑, 反射系数会起到巨大作用, 此时该值约等于 1, 当入射角度旋转  $\pi$  之后, 反射系数近似为  $-1$ <sup>[13]</sup>。在 ASCS 信道模型中, 反射系数

$$D_0 = \sqrt{D^2 + (y_1^T - y_1^R)^2} \quad (8)$$

式(3)增益中的函数  $A_s(\cdot)$  和  $A_a(\cdot)$  分别表示由于球面分布以及吸收导致的传播损耗系数。本文假设发送端配备了全向接收器, 因此在等速环境中引起了球面波。第二部分  $h^{\text{DA}}(\tau', t)$  和第三部分  $h^{\text{UA}}(\tau', t)$  的表达式如下:

$$h^{\text{DA}}(\tau', t) = \sum_{s=1}^{N_S} \sum_{b=s-1}^s c_{sb}^{\text{DA}} e^{j(2\pi f_{sb}^{\text{DA}} + \theta_{sb}^{\text{DA}})} \delta(\tau' - \tau_{sb}^{\text{DA}}) \quad (9)$$

$$h^{\text{UA}}(\tau', t) = \sum_{s=1}^{N_B} \sum_{b=s-1}^b c_{bs}^{\text{UA}} e^{j(2\pi f_{bs}^{\text{UA}} + \theta_{bs}^{\text{UA}})} \delta(\tau' - \tau_{bs}^{\text{UA}}) \quad (10)$$

增益  $c_{sb}^{\text{DA}}$  和  $c_{bs}^{\text{UA}}$  的表达式如下:

$$c_{sb}^{\text{DA}} = \sqrt{\frac{\eta_s}{2N_S(1+c_R)}} A_s(D_{sb}^{\text{DA}}) A_a(D_{sb}^{\text{DA}}) A_b(\phi_{sb}^{\text{DA}})^{s-1} A_b(\phi_{sb}^{\text{DA}} + 2(s-1)\varphi)^\wedge \quad (11)$$

$$c_{bs}^{\text{UA}} = \sqrt{\frac{\eta_B}{2N_B(1+c_R)}} A_s(D_{bs}^{\text{UA}}) A_a(D_{bs}^{\text{UA}}) A_b(\phi_{bs}^{\text{UA}})^{b-1} A_b(\phi_{bs}^{\text{UA}} + 2(b-1)\varphi) \quad (12)$$

传播延迟  $\tau_{sb}^{\text{DA}}$  和  $\tau_{bs}^{\text{UA}}$  分别表示为:

$$\tau_{sb}^{\text{DA}} = \frac{D_{sb}^{\text{DA}}}{c_s}, s=1, 2, \dots, N_S, b \in [s-1, s]$$

$$\tau_{bs}^{\text{UA}} = \frac{D_{bs}^{\text{UA}}}{c_s}, b=1, 2, \dots, N_B, s \in [b-1, b]$$

其中,  $D_{sb}^{\text{DA}}$  和  $D_{bs}^{\text{UA}}$  分别表示 DA 信号和 UA 信号从发送端  $T_x$  传播到接收端  $R_x$  的总长度, 表达式如下:

$A_b(\cdot)$ <sup>[4]</sup> 由下式给出:

$$A_b(\varphi) = \left| \frac{(\rho_b/\rho_s)\cos(\phi) - \sqrt{(c_s/c_b)^2 - \sin^2(\phi)}}{(\rho_b/\rho_s)\cos(\phi) + \sqrt{(c_s/c_b)^2 - \sin^2(\phi)}} \right| \quad (15)$$

其中,  $\rho_s$  ( $\rho_b$ ) 和  $c_s$  ( $c_b$ ) 分别表示空气 (岩石) 的密度和声音在空气 (岩石) 中传播的速度。式(15)中的  $\phi$  表示信号的入射角。

## 2.2 AOD 和 AOA 的推导

本节推导出了 AOD  $\beta_{sb}^{\text{DA}}$  ( $\beta_{bs}^{\text{UA}}$ ) 和 AOA  $\alpha_{sb}^{\text{DA}}$  ( $\alpha_{bs}^{\text{UA}}$ ) 的分析表达式。多普勒频率  $f_{sb}^{\text{DA}}$  和  $f_{bs}^{\text{UA}}$  可通过使用  $\beta_{sb}^{\text{DA}}$  ( $\beta_{bs}^{\text{UA}}$ ) 和  $\alpha_{sb}^{\text{DA}}$  ( $\alpha_{bs}^{\text{UA}}$ ) 分别替换式(4)中的  $\beta_0$  和  $\alpha_0$  得到。由图 3 和图 4 可得到 AOD  $\beta_{sb}^{\text{DA}}$  ( $\beta_{bs}^{\text{UA}}$ ) 的通用表达式 (见式(16)和式(17))。

$$\beta_{sb}^{\text{DA}} = (b-s + \frac{3}{2})\pi + (-1)^{(s-b)} (\phi_{sb}^{\text{DA}} + 4\wedge b\varphi) \quad (16)$$

$$\beta_{bs}^{\text{UA}} = (b-s + \frac{1}{2})\pi - (-1)^{(b-s)} (\phi_{bs}^{\text{UA}} + (4b-1)\varphi) \quad (17)$$

同样地, 从图 3 和图 4 可以得到 AOA  $\alpha_{sb}^{\text{DA}}$  ( $\alpha_{bs}^{\text{UA}}$ ) 的一般形式为:

$$\alpha_{sb}^{\text{DA}} = \frac{\pi}{2} + \phi_{sb}^{\text{DA}} + \varphi \quad (18)$$

$$\alpha_{bs}^{\text{UA}} = \frac{3\pi}{2} + (\phi_{bs}^{\text{UA}} - \varphi) \quad (19)$$

根据图 3 和图 4, 在接收端  $R_x$  处的入射角  $\phi_{sb}^{\text{DA}}$  和  $\phi_{bs}^{\text{UA}}$  对

于式(16)一式(19)中确定 AOD 和 AOA 至关重要,入射角

$\phi_{sb}^{DA}$  和  $\phi_{bs}^{UA}$  可由下式计算得出:

$$\phi_{sb}^{DA} = \arctan\left(\frac{D/\cos(\varphi) - f^{UA}(\varphi)}{2 \overset{\wedge}{b} g^{UA}(\varphi) y_2^T + (2s-1)h^{UA}(\varphi) y_1^T + y_1^R \cos(\varphi)}\right) \quad (20)$$

$$\phi_{bs}^{UA} = \arctan\left(\frac{D/\cos(\varphi) - f^{DA}(\varphi)}{2 \overset{\wedge}{s} g^{DA}(\varphi) y_1^T + (2b-1)h^{DA}(\varphi) y_2^T + y_2^R \cos(\varphi)}\right) \quad (21)$$

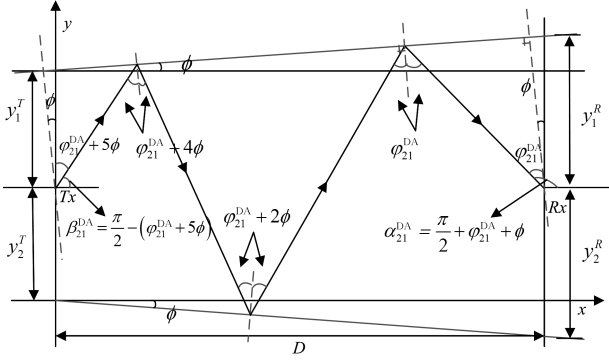


图3 夹角  $\varphi(\varphi < 0)$  对 DA 信号入射角  $\phi_{sb}^{DA}$  的影响 ( $s=2, \overset{\wedge}{b}=1$ )

Fig. 3 Influence of angle  $\varphi(\varphi < 0)$  on incident angle  $\phi_{sb}^{DA}$  of

DA signal ( $s=2, \overset{\wedge}{b}=1$ )

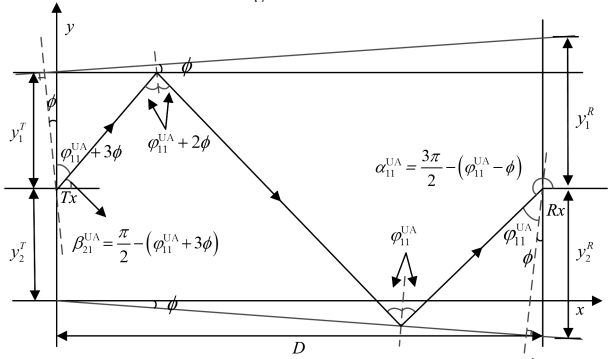


图4 夹角  $\varphi(\varphi < 0)$  对 UA 信号入射角  $\phi_{bs}^{UA}$  的影响 ( $b=s=1$ )

Fig. 4 Influence of angle  $\varphi(\varphi < 0)$  on incident angle  $\phi_{bs}^{UA}$  of

UA signal ( $b=s=1$ )

### 3 ASCS 信道模型的统计特性

本节研究了提出的 ASCS 信道模型的统计特性,包括信道包络分布、即时信道容量、TFCF、FCF、多普勒 PSD 以及 PDP。

#### 3.1 信道包络分布

根据 TVCIR  $h(\tau', t)$ , 通过对 TVCIR  $h(\tau', t)$  进行傅立叶变换得到时变信道转移函数 (Time-Variant Channel Transfer Function, TVCTF)  $H(f', t)$ , 根据式(1)、式(2)、式(9)以及式(10)可知, TVCTF  $H(f', t)$  可表示为:

$$H(f', t) = H^{LOS}(f', t) + H^{DA}(f', t) + H^{UA}(f', t) \quad (22)$$

其中, 第一部分  $H^{LOS}(f', t)$  表示 TVCTF  $H(f', t)$  的 LOS 分量:

$$H^{LOS}(f', t) = c_0 e^{j[2\pi(f_0 t - f' \tau_0') + \theta_0]} \quad (23)$$

TVCTF  $H(f', t)$  的第二部分  $H^{DA}(f', t)$  和第三部分  $H^{UA}(f', t)$  表示如下:

$$H^{DA}(f', t) = \sum_{s=1}^{N_S} \sum_{b=s-1}^s c_{sb}^{DA} e^{j[2\pi(f_{sb}^{DA} t - f' \tau_{sb}^{DA}) + \theta_{sb}^{DA}]} \quad (24)$$

$$H^{UA}(f', t) = \sum_{b=1}^{N_B} \sum_{s=b-1}^b c_{bs}^{UA} e^{j[2\pi(f_{bs}^{UA} t - f' \tau_{bs}^{UA}) + \theta_{bs}^{UA}]} \quad (25)$$

根据文献[15]中关于多径衰落信道模型的包络分布结果可知, 信道包络  $|H(f', t)|$  可表示为:

$$P_{|H|}(z) = 4\pi^2 z \int_0^{\infty} \left[ \prod_{n=1}^N J_0(2\pi |c_n| x) \right] J_0(2\pi z x) J_0(2\pi c_0 x) x dx \quad (26)$$

其中,  $(c_1, \dots, c_N) = (c_{1,0}^{DA}, c_{1,1}^{DA}, c_{2,1}^{DA}, c_{2,2}^{DA}, \dots, c_{N_S, N_S-1}^{DA}, c_{N_S, N_S}^{DA}, c_{1,0}^{UA}, c_{1,1}^{UA}, c_{2,1}^{UA}, c_{2,2}^{UA}, \dots, c_{N_B, N_B-1}^{UA}, c_{N_B, N_B}^{UA})$ , 并且  $N = 2N_S + 2N_B$ 。

#### 3.2 即时信道容量的分布

根据文献[16], 信道容量可表示为:

$$c(f', t) = \log_2 \left( 1 + \frac{S(f')}{N(f')} |H(f', t)|^2 \right) \quad (27)$$

其中,  $f'$  为发送信号带宽内的声信号频率。在式(27)中,  $S(f')$  表示发送信号的 PSD,  $N(f')$  表示全部有色噪声分量的 PSD<sup>[17]</sup>。根据式(27), 即时信道容量  $c(t)$  可以通过对信道容量关于变量  $f'$  在带宽  $B$  内积分获得:

$$c(t) = \int_{f_c - \frac{B}{2}}^{f_c + \frac{B}{2}} \log_2 \left( 1 + \frac{S(f')}{N(f')} |H(f', t)|^2 \right) df' \quad (28)$$

即时信道容量  $c(t)$  的 PDF  $p_c(r)$  可通过对信道包络 PDF  $P_{|H|}(z)$  采用随机变量转换概念获得<sup>[18]</sup>, 表达式如下:

$$p_c(r) = \frac{2^{r-1} \lg(2)}{\gamma} \sqrt{\frac{\gamma}{2^r - 1}} P_{|H|} \left( \sqrt{\frac{2^r - 1}{\gamma}} \right) \quad (29)$$

其中,  $\gamma$  表示在接收端观测到的平均信噪比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR)。

#### 3.3 时间 ACF、FCF、多普勒 PSD 以及 PDP

本节研究了提出的 ASCS 信道模型的时间 ACF、FCF、多普勒 PSD 以及 PDP。根据上文推导的 TVCTF  $H(f', t)$  可以计算 TFCF, 假设基于几何的 ASCS 信道模型在时间  $t$  和频率  $f'$  上是广义静止的, 则通过下式可计算得出 TFCF  $r_{HH}(\nu', \tau)$ 。

$$r_{HH}(\nu', \tau) = E\{H^*(f', t) H(f' + \nu', t + \tau)\} \quad (30)$$

其中,  $(\cdot)^*$  表示复共轭过程,  $E\{\cdot\}$  表示数学期望, 符号  $\nu'$  和  $t$  分别表示频率和时间间隔。TFCF  $r_{HH}(\nu', \tau)$  的表达式如下:

$$r_{HH}(\nu', \tau) = c_0^2 e^{j2\pi(f_0 \tau - \nu' \tau_0')} + \sum_{s=1}^{N_S} \sum_{b=s-1}^s [c_{sb}^{DA}]^2 e^{j2\pi(f_{sb}^{DA} \tau - \nu' \tau_{sb}^{DA})} + \sum_{b=1}^{N_B} \sum_{s=b-1}^b [c_{bs}^{UA}]^2 e^{j2\pi(f_{bs}^{UA} \tau - \nu' \tau_{bs}^{UA})} \quad (31)$$

通过分别令 TFCF  $r_{HH}(\nu', \tau)$  的  $\nu'$  和  $\tau$  为 0 可获得时间 ACF  $r_{HH}(\tau)$  和 FCF  $r_{HH}(\nu')$ :

$$r_{HH}(\tau) = c_0^2 e^{j2\pi f_0 \tau} + \sum_{s=1}^{N_S} \sum_{b=s-1}^s [c_{sb}^{DA}]^2 e^{j2\pi f_{sb}^{DA} \tau} + \sum_{b=1}^{N_B} \sum_{s=b-1}^b [c_{bs}^{UA}]^2 e^{j2\pi f_{bs}^{UA} \tau} \quad (32)$$

$$r_{HH}(\nu') = c_0^2 e^{-j2\pi\nu'\tau_0'} + \sum_{s=1}^{N_s} \sum_{\hat{b}=s-1}^s [c_{s\hat{b}}^{\text{DA}}]^2 e^{-j2\pi\nu'\tau'_{s\hat{b}}} + \sum_{b=1}^{N_B} \sum_{\hat{b}=b-1}^b [c_{b\hat{b}}^{\text{UA}}]^2 e^{-j2\pi\nu'\tau'_{b\hat{b}}} \quad (33)$$

当  $\nu'$  和  $\tau$  同时为 0 时,可以得到 ASCS 信道模型的总能量  $\sigma_{HH}^2 = r_{HH}(0,0)$ ,多普勒 PSD  $S_{HH}(f)$  通过对式(32)中的时间 ACF  $r_{HH}(\tau)$  关于变量  $\tau$  求傅立叶变换获得。同理,PDP  $S_r(\tau')$  可通过对式(33)中的 FCF  $r_{HH}(\nu')$  关于变量  $\nu'$  进行傅立叶逆变换获得。

### 3.4 特征常量

由多普勒 PSD  $S_{HH}(f)$  可计算平均多普勒频移  $B_{HH}^{(1)}$ 、多普勒扩展  $B_{HH}^{(2)}$ ,以及信道的相干时间,根据时间 ACF  $r_{HH}(\tau)$  也可得到特征常量的闭合表达式。平均多普勒频率  $B_{HH}^{(1)}$  和多普勒扩展  $B_{HH}^{(2)}$  的表达式如下<sup>[19]</sup>:

$$B_{HH}^{(1)} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} f S_{HH}(f) df}{\int_{-\infty}^{+\infty} S_{HH}(f) df} = \frac{1}{2\pi j} \cdot \left. \frac{\dot{r}_{HH}(\tau)}{r_{HH}(\tau)} \right|_{\tau=0} \quad (34)$$

$$B_{HH}^{(2)} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (f - B_{HH}^{(1)})^2 S_{HH}(f) df}{\int_{-\infty}^{+\infty} S_{HH}(f) df}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\left( \frac{\dot{r}_{HH}(\tau)}{r_{HH}(\tau)} \right)^2 - \frac{\ddot{r}_{HH}(\tau)}{r_{HH}(\tau)} \Big|_{\tau=0}} \quad (35)$$

其中, $\dot{r}_{HH}(\tau)$  和  $\ddot{r}_{HH}(\tau)$  分别表示时间 ACF  $r_{HH}(\tau)$  的一阶导数和二阶导数,信道的相干时间  $T_c$  近似为  $\frac{1}{B_{HH}^{(2)}}$ 。

同理,根据 PDP  $S_r(\tau')$  可计算出信道的平均延迟  $B_r^{(1)}$ 、传播延迟  $B_r^{(2)}$  和相干带宽  $B_c$ ,通过 FCF 可求出它们的闭合解析式<sup>[19]</sup>:

$$B_r^{(1)} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \tau' S_r(\tau') d\tau'}{\int_{-\infty}^{+\infty} S_r(\tau') d\tau'} = -\frac{1}{2\pi j} \cdot \left. \frac{\dot{r}_{HH}(\nu')}{r_{HH}(\nu')} \right|_{\nu'=0} \quad (36)$$

$$B_r^{(2)} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (\tau' - B_r^{(1)})^2 S_r(\tau') d\tau'}{\int_{-\infty}^{+\infty} S_r(\tau') d\tau'}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\left( \frac{\dot{r}_{HH}(\nu')}{r_{HH}(\nu')} \right)^2 - \frac{\ddot{r}_{HH}(\nu')}{r_{HH}(\nu')} \Big|_{\nu'=0}} \quad (37)$$

其中, $\dot{r}_{HH}(\tau)$  和  $\ddot{r}_{HH}(\tau)$  分别表示 FCF  $r_{HH}(\nu')$  的一阶和二阶导数,信道的相干带宽  $B_c$  近似为  $\frac{1}{B_r^{(2)}}$ 。

## 4 数值计算结果

本节的主要目的之一是表明夹角  $\varphi$  对统计特性的影响。仿真阶段,令载波频率  $f_c = 10 \text{ kHz}$ ,并且假设接收端以  $3 \text{ m/s}$  的速度运动,从而引起最大值为  $20 \text{ Hz}$  的多普勒频率(即  $f_{\text{max}}^T = f_{\text{max}}^R = 20 \text{ Hz}$ ),接收端  $R_x$  和发送端  $T_x$  以相反方向运动(即  $\alpha_v^T = 180^\circ, \alpha_v^R = 0^\circ$ ),  $T_x$  和  $R_x$  的位置设置为:  $y_1^T = 40 \text{ m}, y_2^T = 60 \text{ m}, y_1^R = 15 \text{ m}, D = 1.6 \text{ km}$ 。

图 5 给出了 ASCS 信道模型在夹角  $\varphi = -3^\circ, \dots, 0^\circ, \dots,$

$3^\circ$  时包络  $|H(f', t)|$  的 PDF  $P_{|H|}(z)$ 。从图中可以观察到,理论结果和仿真结果可取得较好的匹配。此外,数据结果还表明 ASCS 信道模型的包络分布均值随着  $\varphi$  的降低而降低。图 6 给出当平均 SNR 为  $17.5 \text{ dB}$  时夹角对 ASCS 信道模型的即时信道容量的 PDF  $P_c(r)$  的影响。实际上,相对较小的夹角  $\varphi$  的减少可引起 ASCS 信道模型即时信道容量非常可观的降低,例如,对于山洞通道两侧平行( $\varphi = 0^\circ$ )的情况,  $\varphi = -3^\circ$  时可造成值约为  $0.15 \text{ bits/s/Hz}$  的平均信道容量的损失。由于图中理论曲线与仿真曲线的轨迹大致重合,因此理论结果与仿真结果取得了较好匹配。

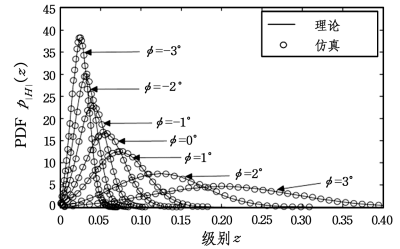


图 5 信道包络的概率密度函数

Fig. 5 Probability density function of channel envelope

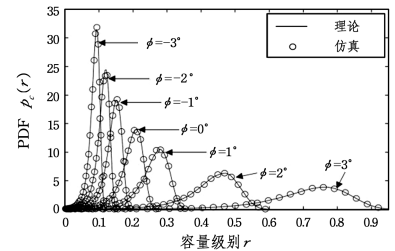


图 6 即时信道容量的概率密度函数

Fig. 6 Probability density function of instant channel capacity

图 7 和图 8 给出了夹角  $\varphi$  对归一化时间 ACF 的绝对值  $|r_{HH}(\tau)|$  和 FCF 的绝对值  $|r_{HH}(\nu')|$  的影响。实验结果表明,  $\varphi$  的值从  $+3^\circ$  降低到  $-3^\circ$  时,随着  $\tau$  和  $\nu'$  的减少,ACF 的绝对值  $|r_{HH}(\tau)|$  和 FCF 的绝对值  $|r_{HH}(\nu')|$  都快速降低。从图 7 可以看出,夹角  $\varphi$  的值对时间 ACF 绝对值  $|r_{HH}(\tau)|$  在原点处的曲率影响十分显著。另外,从图中还可以看出,当夹角  $\varphi = -3^\circ$  时,函数图像下降速度最快。从图 8 中可以观察到,FCF 的绝对值  $|r_{HH}(\nu')|$  的变化与图 7 中的结果类似。

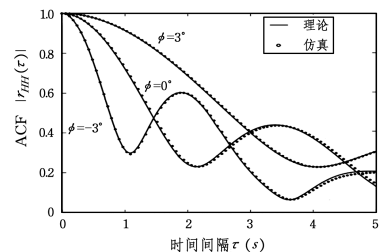


图 7 ASCS 信道模型归一化时间自相关函数的绝对值  $|r_{HH}(\tau)|$

Fig. 7 Absolute value  $|r_{HH}(\tau)|$  of ASCS channel model normalized time autocorrelation function

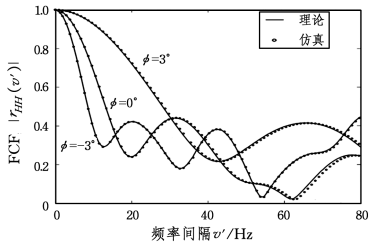


图 8 ASCS 信道模型归一化频率相关函数的绝对值  $|r_{HH}(v')$

Fig. 8 Absolute value  $|r_{HH}(v')$  of ASCS channel model normalized frequency correlation function

图 9 给出了山洞通道两侧平行与不平行时的多普勒 PSD  $S_{HH}(f)$ , 从图 9 中可以观察到夹角  $\varphi$  会影响路径增益, 并且较小的变化可对其产生非常显著的影响。夹角  $\varphi$  通过影响 AOA, 从而对多普勒 PSD 产生影响。

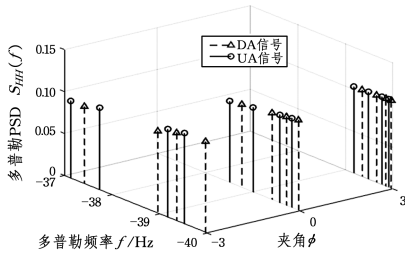


图 9 ASCS 信道模型的多普勒功率谱密度  $S_{HH}(f)$

Fig. 9 Doppler energy spectral density  $S_{HH}(f)$  of ASCS channel model

图 10 给出了山洞通道两侧平行与不平行时 ASCS 信道模型的 PDP  $S_r(\tau')$ 。根据图 10 中的结果可知, 夹角  $\varphi$  增加了声信号从发送端传播到接收端的距离, 随着  $\varphi$  的值从  $+3^\circ$  减少到  $-3^\circ$ , 传播延迟的值逐渐递增。

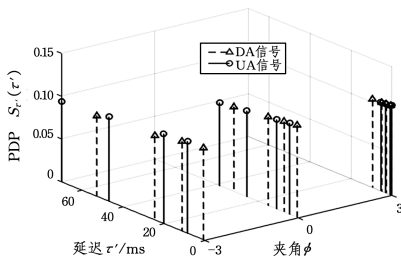


图 10 ASCS 信道模型的多普勒延迟分布  $S_r(\tau')$

Fig. 10 Doppler delay distribution  $S_r(\tau')$  of ASCS channel model

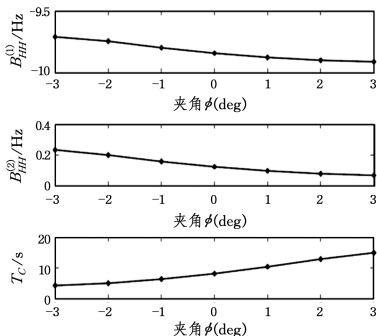


图 11 夹角  $\varphi$  对 ASCS 信道模型的平均多普勒频移  $B_{HH}^{(1)}$ 、多普勒扩展  $B_{HH}^{(2)}$  以及相干时间  $T_c$  的影响

Fig. 11 Influence of angle  $\varphi$  on average Doppler shift  $B_{HH}^{(1)}$ , Doppler spread  $B_{HH}^{(2)}$  and coherence time  $T_c$  of ASCS channel model

由图 11 可知夹角  $\varphi$  对 ASCS 信道模型的平均多普勒频移  $B_{HH}^{(1)}$  和多普勒扩展  $B_{HH}^{(2)}$  有显著影响; 此外, 当  $\varphi$  从  $-3^\circ$  增加到  $3^\circ$  时, ASCS 信道模型和相干时间  $T_c$  几乎增长了 3 倍。

图 12 给出了夹角  $\varphi$  对 ASCS 信道模型平均延迟  $B_r^{(1)}$ 、传播延迟  $B_r^{(2)}$  以及相干带宽  $B_c$  的影响。由图 14 可知, 当  $\varphi$  的值从  $-3^\circ$  增加到  $+3^\circ$  时, ASCS 信道模型的平均延迟  $B_r^{(1)}$  从 25 ms 逐渐减少到 3 ms, 并且延迟分布  $B_r^{(2)}$  从 22 ms 逐渐减少到 3 ms, 相干带宽则从  $B_c$  从 45 Hz 快速增长到 335 Hz。

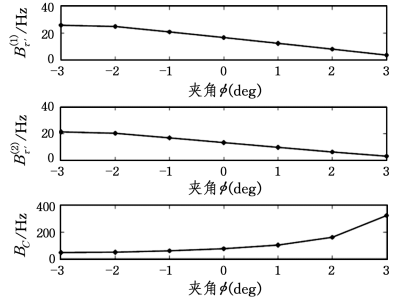


图 12 夹角  $\varphi$  对 ASCS 信道模型的平均延迟  $B_r^{(1)}$ 、延迟分布  $B_r^{(2)}$  以及相干带宽  $B_c$  的影响

Fig. 12 Influence of angle  $\varphi$  on average delay  $B_r^{(1)}$ , delay profile  $B_r^{(2)}$  and coherence bandwidth  $B_c$  of ASCS channel model

根据仿真结果可知, 夹角  $\varphi$  改变了 ASCS 信道仿真模型的统计特性, 因此参数对 ASCS 信道仿真起到了关键作用, 因此提出的 ASCS 信道模型仅考虑了确定性信号。

**结束语** 本文假设山洞环境中通道两侧表面光滑, 且从外往内逐渐变宽(窄), 从而提出了一个基于几何的 ASCS 信道模型。本文在考虑通道两侧平行的同时, 研究了通用形式的波导模型, 以及山洞通道两侧与水平线夹角  $\varphi$  对 ASCS 信道模型的影响。实验结果表明, 夹角对 ASCS 信道模型的常量有十分可观的影响, 并且在以后 ASCS 信道模拟过程中必须考虑到。

### 参考文献

- [1] RANJAN A, SAHU H, MISRA P. Wave Propagation Model for Wireless Communication in Underground Mines[C]// Bombay Section Symposium. IEEE, 2016.
- [2] CHITRE, MANDAR. A high-frequency warm shallow water acoustic communications channel model and measurements[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2007, 122(5): 2580-2586.
- [3] SUN Z, AKYILDIZ. Channel modeling and analysis for wireless networks in underground mines and road tunnels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(6): 1758-1768.
- [4] ZAJIĆ A G. Statistical modeling of MIMO mobile-to-mobile underwater channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology. Veh. Technol, 2011, 60(4): 1337-1351.
- [5] QARABAQI P, STOJANOVIC M, et al. Statistical Characterization and Computationally Efficient Modeling of a Class of Underwater Acoustic Communication Channels[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2013, 38(4): 701-717.
- [6] NADERI M, PATZOLD M, ZAJIĆ A G. A geometry-based

- channel model for shallow underwater acoustic channels under rough surface and bottom scattering conditions[C]//2014 IEEE Fifth International Conference on Communications and Electronics (ICCE). IEEE,2014.
- [7] QARABAQI P,STOJANOVIC M. Statistical modeling of a shallow water acoustic communication channel[C]// International Conference on Underwater Acoust. IEEE,2009.
- [8] ABDI A,GUO H. Signal Correlation Modeling in Acoustic Vector Sensor Arrays[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009,57(3):892-903.
- [9] ZAAROUR N,KANDIL N,HAKEM N. An accurate neural network approach in modeling an UWB channel in an underground mine[C]//IEEE Antennas & Propagation Society International Symposium. IEEE,2013.
- [10] BOUVET P,LOUSSERT A. Capacity analysis of underwater acoustic MIMO communications[C]//Oceans. IEEE,2010.
- [11] BIN L,XUE-LI Z,HUI-GUO Z, et al. Modeling and Performance Simulation for Wireless Transmission Channels in the Confined Space[C]// Information Technology & Artificial Intelligence Conference. IEEE,2014.
- [12] MABROUK I B,TALBI L,NEDIL M. Performance Evaluation of a MIMO System in Underground Mine Gallery[J]. IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters,2012,11(4):830-833.
- [13] KHAN A R,GULHANE S M,KAUSHIK P G. Performance Comparison of Ultra Wide Band IEEE Channel and Underground Mine Channel[C]// International Conference on Wireless Communications. IEEE,2012.
- [14] JENSEN F B,KUPERMAN W A,PORTER M B, et al. Computational Ocean Acoustics(2nd ed) [M]. New York,NY, USA: Springer,2011.
- [15] PÄTZOLD M,TALHA. On the statistical properties of sum-of-cisoids-based mobile radio channel models[C]// The Tenth International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC). IEEE,2007.
- [16] TELATAR E. Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels [J]. European Transactions on Telecommunications, 1999, 10(6):585-595.
- [17] STOJANOVIC M. On the relationship between capacity and distance in an underwater acoustic communication channel [J]. ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review,2007,11(4):34.
- [18] PROAKIS J. Probability, random variables and stochastic processes[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing,2003,33(6):1637-1637.
- [19] HOGSTAD B O,GUTIÉRREZ C A. Classes of sum-of-cisoids processes and their statistics for the modeling and simulation of mobile fading channels[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking,2013,2013(1):125.