

引用格式: 骆泽群, 王永川, 闫云斌. 基于双柱的无人机城市环境信道建模[J]. 电光与控制, 2019, 26(12): 54-58. LUO Z Q, WANG Y C, YAN Y B. Urban environment channel modeling of UAV based on double cylinders[J]. Electronics Optics & Control, 2019, 26(12): 54-58.

## 基于双柱的无人机城市环境信道建模

骆泽群, 王永川, 闫云斌  
(陆军工程大学石家庄校区, 石家庄 050003)

**摘要:** 多极化天线系统能够在保持低天线间相关性的同时减小设备尺寸, 因此对于小型无人机的无线通信系统具有很大的潜力。利用基于双圆柱的几何理论, 提出了一种极化多输入多输出(MIMO)信道模型。几何方法用于模拟信道去极化, 其中散射体的 MIMO 信号强度由简化的射线追踪方法确定。该建模方法提供了一种分析计算 MIMO 极化信道脉冲响应(CIR)的机制, 并进一步推导出交叉极化鉴别(XPD)和 MIMO 信道的时频特性。此外, 还进行了适当建模参数的数值仿真分析。

**关键词:** 无人机; 信道建模; 信道去极化; 交叉极化鉴别率

**中图分类号:** TN919.3 **文献标志码:** A **doi:** 10.3969/j.issn.1671-637X.2019.12.011

## Urban Environment Channel Modeling of UAV Based on Double Cylinders

LUO Ze-qun, WANG Yong-chuan, YAN Yun-bin  
(Shijiazhuang Campus, Army Engineering University, Shijiazhuang 050003, China)

**Abstract:** Multi-polarized antenna systems are capable of reducing device size while maintaining low inter-antenna correlation, and thus have great potential for wireless communication systems of small UAVs. A polarization Multi-Input Multi-Output (MIMO) channel model is proposed based on the geometric theory of double cylinders. The geometric method is used to simulate channel depolarization, where the MIMO signal strength of the scatterer is determined by a simplified ray tracing method. The modeling method provides a mechanism for analyzing and calculating the MIMO polarized Channel Impulse Response (CIR), which can further deduce the time-frequency characteristics of cross-polarization discrimination (XPD) and MIMO channels. In addition, numerical simulation analysis of appropriate modeling parameters is performed.

**Key words:** UAV; channel modeling; channel depolarization; cross polarization discrimination rate

### 0 引言

近年来, 小型无人机的使用量飞速增长, 因其价格低廉、易于操作、便携等优点被广泛应用于各个领域, 包括远程监视、拍摄、救灾、货物运输、通信中继以及军事作战等<sup>[1-3]</sup>, 这就对小型无人机的通信数据链路提出了更高的要求<sup>[4]</sup>。小型无人机在民用、军用各个方面的应用越来越频繁, 对小型无人机的通信要求从保证可以通信发展到要求大数据量、高速率数据传输的通信<sup>[5]</sup>, 但是目前小型无人机的数据传输能力不高。

多输入多输出(MIMO)技术以其大容量、高质量传输性能优势成为无线通信的一项重大突破<sup>[6]</sup>, 所以应用 MIMO 技术到小型无人机数据链为解决目前小型无人机有限的通信性能提供了新的途径。因此, 针对小型无人机的 MIMO 信道模型的研究是实现小型无人机稳定高速通信的关键。

MIMO 系统的一个问题就是需要大的天线间隔以求获得足够低的天线间相关性, 并且已经提出极化 MIMO 系统作为减小终端所需间隔的解决方案。与单极化天线相比, 多极化天线系统利用极化自由度, 显著增加信道容量<sup>[7]</sup>。尽管存在许多极化信道模型, 但很少有模型可用于小型无人机 MIMO 空地通信。

本文提出了一种用于小型无人机空地通信的三维 MIMO 信道模型, 其中, 所有射线包括视距(LOS)射线、

收稿日期: 2018-12-18 修回日期: 2019-01-21

基金项目: 河北省自然科学基金(F2017506006)

作者简介: 骆泽群(1992—), 男, 河北张家口人, 硕士, 研究方向为无线通信信道建模。

小型无人机 (TX) 侧的单反射 (SBT) 射线以及地面控制站 (RX) 侧的单反射 (SBR) 射线。双圆柱三维信道模型用于小型无人机城市环境,因为它考虑了信道的三维信息,并且还考虑了小型无人机以及地面控制站的两侧散射体影响,使信道参数可以更加真实地描述城市环境。使用几何理论模拟信道去极化,其中,散射体的 MIMO 信号占比(具有不同的偏振)由简化的射线追踪方法确定。导出极化 MIMO 信道脉冲响应(CIR)以估计 MIMO 系统的 XPD 和时频相关函数。基于该模型,充分研究了散射体的方位角和仰角、角分布、距离依赖性以及阵列方向对 MIMO 系统的信道 XPD 和时频相关函数的影响。

### 1 极化 MIMO 空地信道参考模型

小型无人机空地极化三维 MIMO 信道模型使用具有  $L_t$  TX 和  $L_r$  RX 全向天线元件的线性阵列,并且 TX 在运动中。对于 TX 和 RX,天线元件的指数分别由  $p, \tilde{p} \in \{1, \dots, L_t\}$  和  $q, \tilde{q} \in \{1, \dots, L_r\}$  表示。无线电传播环境的特征在于分布在两个三维圆柱表面上的散射体,如图 1 所示。在 TX 侧附近,  $M$  个固定散射体位于半径为  $R_t$  的圆柱体的表面上,并且第  $m$  个 TX 散射体由  $S_{T,m}$  表示。类似地,在 RX 侧附近,  $N$  个固定散射体位于半径为  $R_r$  的圆柱体的表面上,并且第  $n$  个 RX 散射体由  $S_{R,n}$  表示。假设  $d_T, d_R \ll R_t, R_r \ll D$ 。

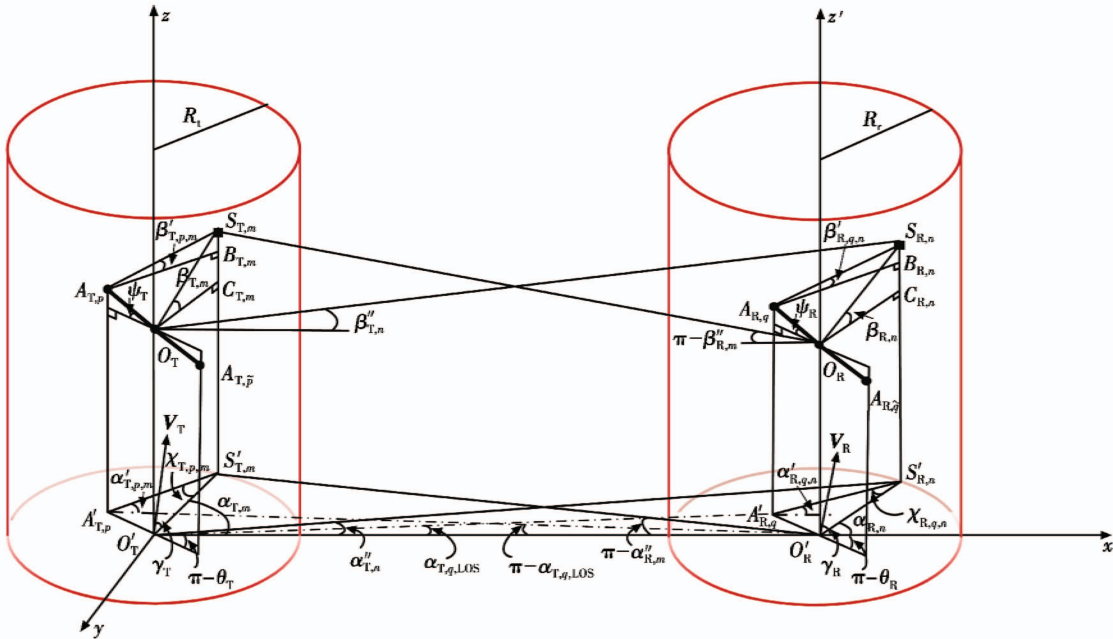


图 1 基于双柱的无人机城市信道模型

Fig.1 Channel model of UAVs in urban area based on two cylinders

如图 1 所示,散射体产生 3 种不同的传播模式:在 LOS 模式下,其中波直接从 TX 传播到 RX;在 TX 侧 (SBT) 模式下单次反弹,其中波在到达 TX 之前从位于 TX 周围的散射体散射;在 RX 侧 (SBR) 模式下单次反

弹,其中波在到达 RX 之前从位于 RX 周围的散射体散射。因此,CIR 可以表示为 LOS, SBT 以及 SBR 射线的叠加。图 1 中各参数的定义由表 1 给出。

表 1 参数定义

Table 1 Definition of the parameters

参数	定义	参数	定义	参数	定义
$D$	TX 与 RX 之间的中心距离	$\alpha_{R,n}$	$O_R$ 对 $S_{R,n}$ 方位到达角	$S_{T,m}$	TX 侧散射体
$R_t, R_r$	圆柱体半径	$\beta_{T,m}$	$O_T$ 对 $S_{T,m}$ 离开角仰角	$S_{R,n}$	RX 侧散射体
$\theta_T, \theta_R$	TX 和 RX 阵列方向	$\beta_{R,n}$	$O_R$ 对 $S_{R,n}$ 到达角仰角	$\alpha_{T,n}''$	$O_T$ 对 $S_{R,n}$ 方位离开角
$\psi_T, \psi_R$	仰角	$\alpha_{T,p,m}'$	$A_{T,p}$ 对 $S_{T,m}$ 方位离开角	$\alpha_{R,m}''$	$O_R$ 对 $S_{T,m}$ 方位到达角
$\gamma_T, \gamma_R$	移动方向	$\alpha_{R,q,n}'$	$A_{R,q}$ 对 $S_{R,n}$ 方位到达角	$\beta_{T,n}''$	$O_T$ 对 $S_{R,n}$ 离开角仰角
$V_T, V_R$	速度	$\beta_{T,p,m}'$	$A_{T,p}$ 对 $S_{T,m}$ 离开角仰角	$\beta_{R,m}''$	$O_R$ 对 $S_{T,m}$ 到达角仰角
$\alpha_{T,m}$	$O_T$ 对 $S_{T,m}$ 方位离开角	$\beta_{R,q,n}'$	$A_{R,q}$ 对 $S_{R,n}$ 到达角仰角		

#### 1.1 信道去极化

在无线信道中,由于环境中存在散射体,发射信号

经历了不同的传播效应,例如反射、衍射和散射。如果从 TX 处发射垂直(或水平)偏振平面波,则其反射/散

射之后的偏振矢量的方向将改变,并且这导致在RX处接收水平(或垂直)偏振平面波分量,意味着接收信号不再完全垂直(或水平)偏振,并且它具有交叉偏振分量,这种现象称为信道去极化<sup>[1]</sup>。TX和RX之间的信道去极化是由通过散射体到达RX的非视距(NLOS)平面波引起的,并且信道极化函数被广泛用于表示信道去极化。无线信道可以用4个正交偏振函数 $f_{VV}$ 、 $f_{HV}$ 、 $f_{VH}$ 和 $f_{HH}$ 来表征,其中,下标H和V分别表示水平和垂直偏振。在下文中,分别导出用于SBT和SBR模式的信道极化函数。遵循文献[8]方法,将其推导修

改并扩展到通用的无人机空地MIMO场景。

对于SBT模式,可以通过在到达RX之前从位于TX周围的散射体散射的平面波来解释信道去极化。图2显示了SBT模式,其中,从TX发射的垂直极化平面波 $V$ 可以导致在RX处接收的水平极化平面波。 $V'$ 是从散射体 $S_{T,m}$ 反射后的相应偏振矢量,它不是完全垂直偏振并且具有交叉偏振分量,如图2所示。这种现象是信道去极化,它取决于图2中的角度和图1中的其他参数。由TX、RX和散射体定义的平面称为偏振守恒平面,如文献[8]所述。

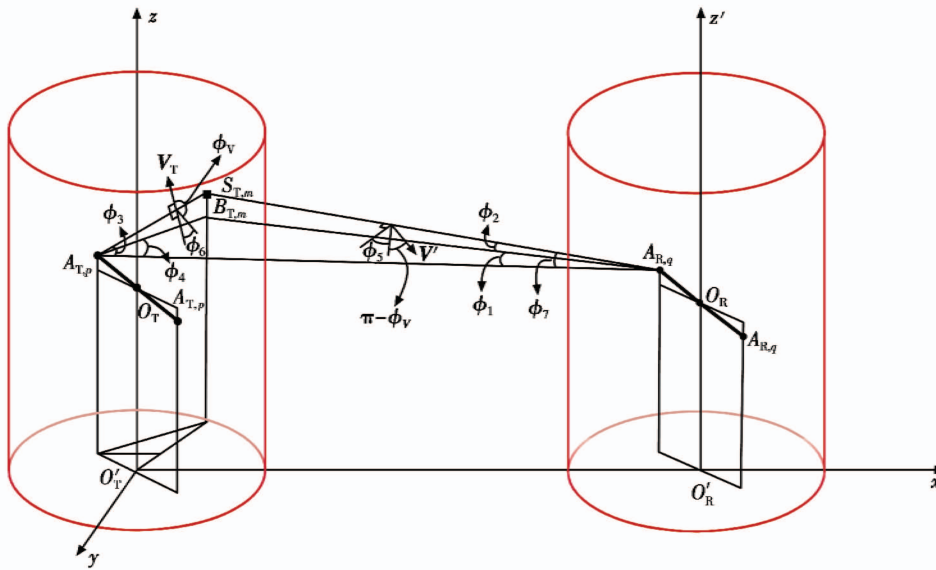


图2 SBT模式

Fig.2 SBT pattern

与偏振守恒平面相关的极化角由 $\theta_v$ 表示,如图2所示,它包括 $V$ 和 $V'$ 投影到偏振守恒平面上的线之间的角度。考虑来自TX的垂直极化平面波,并且让 $A_{VV}$ 和 $A_{HV}$ 分别通过使用垂直和水平极化的RX天线来表示所接收的平面波的幅度(通过单个散射体)。因此,

$$\begin{bmatrix} A_{VV} \\ A_{HV} \end{bmatrix} = A_v \cdot \begin{bmatrix} f_{VV} \\ f_{HV} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $A_v$ 是RX处的 $V'$ 幅度; $f_{VV}$ 和 $f_{HV}$ 是描述信道去极化的信道极化函数。通过使用偏振守恒平面的几何结构,对于TX侧的 $p$ - $q$ 链路和第 $m$ 个散射体获得SBT信道极化函数为

$$f_{(VV,pq,m)}^{SBT} = \left| \cos \phi_6 \cos \phi_7 - \sqrt{(1 - \cos^2 \phi_6)(1 - \cos^2 \phi_7)} \right| \quad (2)$$

$$f_{(HV,pq,m)}^{SBT} = \left| \cos \phi_7 \sqrt{(1 - \cos^2 \phi_6)} + \cos \phi_6 \sqrt{(1 - \cos^2 \phi_7)} \right| \quad (3)$$

式中, $|\cdot|$ 表示绝对值。由于共极和交叉极化功能的对称性

$$f_{(VH,pq,m)}^{SBT} = f_{(HV,pq,m)}^{SBT} \quad (4)$$

$$f_{(HH,pq,m)}^{SBT} = f_{(VV,pq,m)}^{SBT} \quad (5)$$

对于SBR模式,信道去极化类似于SBT模式的描述,如图3所示。类似地,对于RX侧的 $p$ - $q$ 链路和第 $n$ 个散射体获得SBR信道极化函数

$$f_{(VV,pq,n)}^{SBR} = \left| \cos \phi'_4 \cos \phi'_7 - \sqrt{(1 - \cos^2 \phi'_4)(1 - \cos^2 \phi'_7)} \right| \quad (6)$$

$$f_{(HV,pq,n)}^{SBR} = \left| \cos \phi'_4 \sqrt{(1 - \cos^2 \phi'_7)} + \cos \phi'_7 \sqrt{(1 - \cos^2 \phi'_4)} \right| \quad (7)$$

$$f_{(VH,pq,n)}^{SBR} = f_{(HV,pq,n)}^{SBR} \quad (8)$$

$$f_{(HH,pq,n)}^{SBR} = f_{(VV,pq,n)}^{SBR} \quad (9)$$



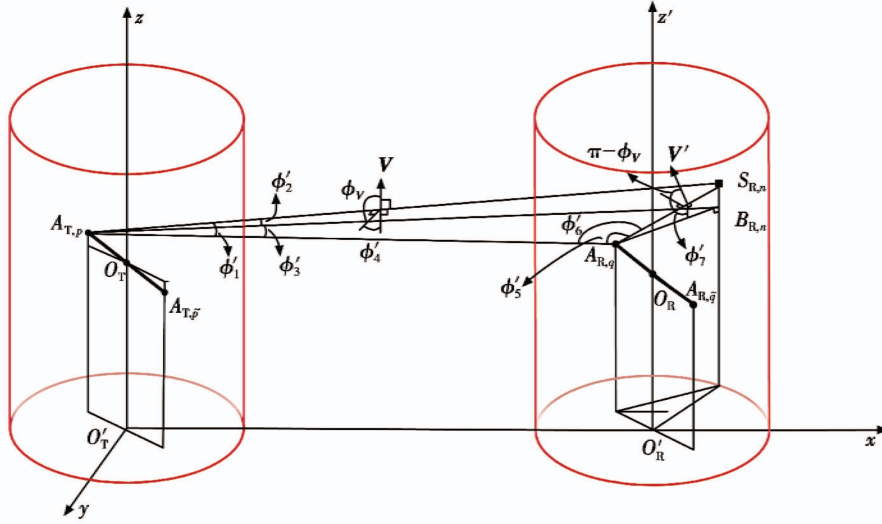


图 3 SBR 模式

Fig. 3 SBR pattern

## 1.2 极化信道脉冲响应

通过将信道极化函数结合到传统的共极化 CIR 中对极化 CIR 进行建模。由于共极和交叉极化函数的对称性,下面仅考虑 VV 和 HV 情况,本文假设全向天线。 $p$ - $q$  链路的极化 MIMO CIR 可写为 LOS, SBT 和 SBR 射线的叠加,表示为

$$h_{(VV/HV,pq)}(t, \tau) = h_{(VV/HV,pq)}^{\text{LOS}}(t, \tau) + h_{(VV/HV,pq)}^{\text{SBT}}(t, \tau) + h_{(VV/HV,pq)}^{\text{SBR}}(t, \tau) \quad (10)$$

式中: $t$  和  $\tau$  分别表示时间和延迟;

$$h_{(VV/HV,pq)}^{\text{LOS}}(t, \tau) = \sqrt{\frac{K_{(VV/HV)}}{K_{(VV/HV)} + 1}} A_{(V,pq)}^{\text{LOS}} e^{j\phi_{(V,pq)}^{\text{LOS}}(t)} \delta(\tau - \tau_{pq}^{\text{LOS}}) \quad (11)$$

$$h_{(VV/HV,pq)}^{\text{SBT}}(t, \tau) = \sqrt{\frac{\eta^{\text{SBT}}}{K_{(VV/HV)} + 1}} \times \sum_{m=1}^M A_{(V,pq,m)}^{\text{SBT}} f_{(VV/HV,pq,m)}^{\text{SBT}} e^{j\phi_{(V,pq,m)}^{\text{SBT}}(t)} \delta(\tau - \tau_{pq,m}^{\text{SBT}}) \quad (12)$$

$$h_{(VV/HV,pq)}^{\text{SBR}}(t, \tau) = \sqrt{\frac{\eta^{\text{SBR}}}{K_{(VV/HV)} + 1}} \times \sum_{n=1}^N A_{(V,pq,n)}^{\text{SBR}} f_{(VV/HV,pq,n)}^{\text{SBR}} e^{j\phi_{(V,pq,n)}^{\text{SBR}}(t)} \delta(\tau - \tau_{pq,n}^{\text{SBR}}) \quad (13)$$

式中, $K$  表示 Ricean  $K$  因子,并且对于交叉极化(即 VH 或 HV)成分  $K=0$ ,因为这些成分是由散射引起的并且不含 LOS 成分。参数  $\eta^{\text{SBT}}$  和  $\eta^{\text{SBR}}$  表示 SBT 和 SBR 射线占总平均功率的比重,且满足  $\eta^{\text{SBT}} + \eta^{\text{SBR}} = 1$ 。

## 1.3 具有去极化的传递函数

可以获得具有去极化的时变传递函数,其是极化 CIR 的傅里叶变换。它可以写成

$$H_{(VV/HV,pq)}(t, f) = H_{(VV/HV,pq)}^{\text{LOS}}(t, f) + H_{(VV/HV,pq)}^{\text{SBT}}(t, f) + H_{(VV/HV,pq)}^{\text{SBR}}(t, f) = \mathcal{F}_T \{ h_{(VV/HV,pq)}^{\text{LOS}}(t, \tau) \} + \mathcal{F}_T \{ h_{(VV/HV,pq)}^{\text{SBT}}(t, \tau) \} + \mathcal{F}_T \{ h_{(VV/HV,pq)}^{\text{SBR}}(t, \tau) \} \quad (14)$$

式中: $f$  是频率; $\mathcal{F}_T \{ \cdot \}$  表示傅里叶变换。获得的时变传递函数可以在以后用于导出时频相关函数。

## 2 时频相关函数

假设广义平稳条件和 3D 非各向同性散射环境,时频相关函数可以从式(14)导出。由于 LOS, SBT 和 SBR 射线的时变传递函数是式(14)中的独立零均值复高斯随机过程,具有时间差  $\Delta t$  和频率差  $\Delta f$  的时频相关函数可表示为

$$R_{(VV/HV,pq,\tilde{p}\tilde{q})}(\Delta t, \Delta f) = R_{(VV/HV,pq,\tilde{p}\tilde{q})}^{\text{LOS}}(\Delta t, \Delta f) + R_{(VV/HV,pq,\tilde{p}\tilde{q})}^{\text{SBT}}(\Delta t, \Delta f) + R_{(VV/HV,pq,\tilde{p}\tilde{q})}^{\text{SBR}}(\Delta t, \Delta f) \quad (15)$$

式中: $p, \tilde{p} \in \{1, \dots, L_t\}; q, \tilde{q} \in \{1, \dots, L_r\}$ 。式(15)中

$$R_{(VV/HV,pq,\tilde{p}\tilde{q})}^{\text{LOS}}(\Delta t, \Delta f) = E[ (H_{(VV/HV,pq,\tilde{p}\tilde{q})}^{\text{LOS}}(t, f))^* \cdot H_{(VV/HV,pq,\tilde{p}\tilde{q})}^{\text{LOS}}(t + \Delta t, f + \Delta f) ] = \frac{K_{(VV/HV)}}{K_{(VV/HV)} + 1} \cdot (A_{(V,pq)}^{\text{LOS}} A_{(V,\tilde{p}\tilde{q})}^{\text{LOS}}) \times e^{j2\pi [ f_D^{\text{LOS}} \cdot \Delta t - \Delta f \tau_{pq}^{\text{LOS}} + (\varepsilon_{A_{t,\alpha} A_{r,\alpha}} - \varepsilon_{A_{t,\beta} A_{r,\beta}}) / \lambda ]} \quad (16)$$

$$R_{(VV/HV,pq,\tilde{p}\tilde{q})}^{\text{SBT}}(\Delta t, \Delta f) = E[ (H_{(VV/HV,pq,\tilde{p}\tilde{q})}^{\text{SBT}}(t, f))^* \cdot H_{(VV/HV,pq,\tilde{p}\tilde{q})}^{\text{SBT}}(t + \Delta t, f + \Delta f) ] = \frac{\eta^{\text{SBT}}}{K_{(VV/HV)} + 1} \cdot$$

$$\int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\beta_{\tau,m}^{\text{SBT}}}^{\beta_{\tau,m}^{\text{SBT}}} (A_{(V,pq,m)}^{\text{SBT}} A_{(V,\tilde{p}\tilde{q},m)}^{\text{SBT}} f_{(VV/HV,pq,m)}^{\text{SBT}} f_{(VV/HV,\tilde{p}\tilde{q},m)}^{\text{SBT}}) \times e^{j2\pi [ f_{D,m}^{\text{SBT}} \cdot \Delta t - \Delta f \tau_{(\tilde{p}\tilde{q},m)}^{\text{SBT}} + (\varepsilon_{A_{t,\alpha} S_{r,\alpha}} - \varepsilon_{A_{t,\beta} S_{r,\beta}} + \varepsilon_{S_{t,\alpha} A_{r,\alpha}} - \varepsilon_{S_{t,\beta} A_{r,\beta}}) / \lambda ]} \times p_r(\beta'_{\tau}) p_r(\alpha'_{\tau}) d\beta'_{\tau} d\alpha'_{\tau} \quad (17)$$

$$R_{(VV/HV,pq,\tilde{p}\tilde{q})}^{\text{SBR}}(\Delta t, \Delta f) = E[ (H_{(VV/HV,pq,\tilde{p}\tilde{q})}^{\text{SBR}}(t, f))^* \cdot H_{(VV/HV,pq,\tilde{p}\tilde{q})}^{\text{SBR}}(t + \Delta t, f + \Delta f) ] = \frac{\eta^{\text{SBR}}}{K_{(VV/HV)} + 1} \cdot$$

$$\int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\beta_{\tau,n}^{\text{SBR}}}^{\beta_{\tau,n}^{\text{SBR}}} (A_{(V,pq,n)}^{\text{SBR}} A_{(V,\tilde{p}\tilde{q},n)}^{\text{SBR}} f_{(VV/HV,pq,n)}^{\text{SBR}} f_{(VV/HV,\tilde{p}\tilde{q},n)}^{\text{SBR}}) \times$$



$$e^{j2\pi[f_{D,n}^{SBR} \cdot \Delta t - \Delta f r_{(\tilde{\beta}_R, n)} + (\varepsilon_{A_{T_1} S_{R,n}} - \varepsilon_{A_{T_2} S_{R,n}} + \varepsilon_{S_{R,n} A_{T_1}} - \varepsilon_{S_{R,n} A_{T_2}}) / \lambda]} \times p_r(\beta'_R) p_r(\alpha'_R) d\beta'_R d\alpha'_R \quad (18)$$

式中,  $(\cdot)^*$  和  $E[\cdot]$  分别表示复共轭和统计期望。

### 3 信道模型的仿真分析与结论

基于上述推导,就城市环境中的参考模型参数对 XPD 和信道去极化对时频相关函数的影响进行了详细的数值分析。基于文献[9-10]得出以下数值结果的参数,列于表2。

表2 城市环境参数  
Table 2 Urban environmental parameters

变量	数值	变量	数值
$f/\text{GHz}$	2.435	$\beta'_{R,\max}/(^{\circ})$	10.2
$V_T, V_R/(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	11	$\mu_R/(^{\circ})$	141.7
$\gamma_T, \gamma_R/(^{\circ})$	90	$\mu_T/(^{\circ})$	31.3
$D/\text{m}$	300	$k_T$	12.5
$R_t, R_r/\text{m}$	50	$k_R$	10.2
$\beta'_{T,\max}/(^{\circ})$	5.1		

基于以上环境参数,利用式(15)~式(18)研究了时频相关函数,其中考虑了两个情景:城市微小区环境的场景1,以及城市郊区环境的场景2。分别设定  $\theta_T = \theta_R = 0^{\circ}$  和  $d_T = d_R = 0.5\lambda$ 。时频相关函数被归一化为两个复衰落包络的平均幅度。

基于文献[10]得出两个不同场景参数设置,每个场景中不同分量所占有的比重列举如下。

场景1:城市微小区环境,  $\eta^{SBT} = 0.647, \eta^{SBR} = 0.353$ 。  
场景2:城市郊区环境,  $\eta^{SBT} = 0.535, \eta^{SBR} = 0.465$ 。

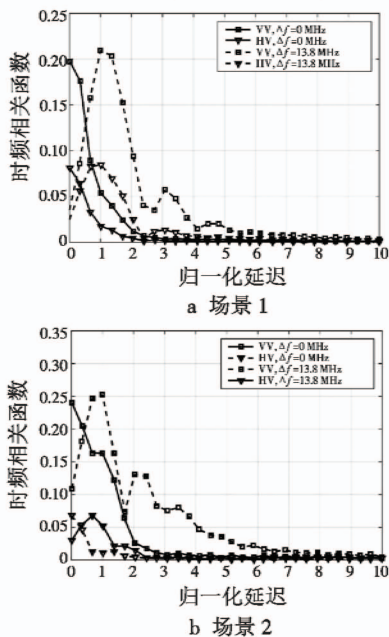


图4 时间相关函数

Fig.4 Time correlation function

图4示出了VV和HV信道的链路  $p = q = 1$  和  $p = q = 2$  之间的时间相关函数,其中所有模式都考虑用于

两个场景。发现来自VV和HV信道的时间相关函数通常遵循相同的形状和趋势,然而,VV通道具有更高的相关性,换句话说,HV通道通常比VV通道更快地衰落,这表明导致交叉极化的信道去极化减少了信道的相关性。此外,与场景1相比,场景2通常具有较高的VV信道相关性和较低的HV信道相关性,这表明场景2具有较弱的去极化。在图4中还分别比较了两个频率差  $\Delta f = 0 \text{ MHz}$  和  $\Delta f = 13.8 \text{ MHz}$ ,显然时间相关函数对于不同的  $\Delta f$  显著变化。

### 4 结论

本文提出了一种基于双柱的三维MIMO几何模型用于极化小型无人机空地信道。该模型由3种传播模式组成,即SBT, SBR和LOS。在模型推导中考虑了信道去极化的机制,提出了计算XPD和信道时频相关函数的分析方法。共极信道具有比交叉极化信道更高的时频相关性,并且不同的传播模式对MIMO时频相关函数具有显著影响。

### 参考文献

- [1] 张忠源,段静波,路平. 无人机气动弹性与控制综述[J]. 兵器装备工程学报,2018,39(11):39-43.
- [2] 曹博,刘文评,沈笑云. 航空无线信道建模与仿真[J]. 电光与控制,2015,22(5):93-96.
- [3] 王好同,马钰,李伟明,等. 数据链系统信息地空传输信道建模与性能分析[J]. 系统仿真学报,2013,25(4):631-634.
- [4] 高喜俊,陈自力,胡永江,等. 无人机MIMO信道的GBSBCER模型及特性分析[J]. 系统仿真学报,2017,29(3):494-501.
- [5] 孔豫京,黄焱,崔登旭,等. 无人侦察机通信侦察信道统计模型建模与仿真[J]. 电子信息对抗技术,2015,30(1):77-82.
- [6] 谭志浩,金伟,贾维敏,等. MIMO雷达协方差矩阵重构波束形成算法[J]. 电光与控制,2018,25(8):11-16.
- [7] 李艺伟,汤璇,林邦姜,等. 室内双极化MIMO系统信道特性[J]. 北京邮电大学学报,2016,39(6):53-56.
- [8] KWON S C, STUBER G L. Geometrical theory of channel depolarization[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(8):3542-3556.
- [9] RAPPAPORT T S. Wireless communications: principles and practice[M]. 2nd ed. New Jersey: Prentice Hall, 2002.
- [10] ZAJIC A G, STUBER G L. Wideband MIMO mobile-to-mobile channels: geometry-based statistical modeling with experimental verification[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(2):517-534.