



航空兵器

Aero Weaponry

ISSN 1673-5048, CN 41-1228/TJ

《航空兵器》网络首发论文

题目: 基于 MATLAB 的无人机通信信道模型的设计
作者: 夏进, 姜子木, 王成华, 朱秋明
收稿日期: 2018-12-03
网络首发日期: 2019-04-16
引用格式: 夏进, 姜子木, 王成华, 朱秋明. 基于 MATLAB 的无人机通信信道模型的设计[J/OL]. 航空兵器.
<http://kns.cnki.net/kcms/detail/41.1228.TJ.20190415.1514.001.html>



网络首发: 在编辑部工作流程中, 稿件从录用到出版要经历录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿等阶段。录用定稿指内容已经确定, 且通过同行评议、主编终审同意刊用的稿件。排版定稿指录用定稿按照期刊特定版式 (包括网络呈现版式) 排版后的稿件, 可暂不确定出版年、卷、期和页码。整期汇编定稿指出版年、卷、期、页码均已确定的印刷或数字出版的整期汇编稿件。录用定稿网络首发稿件内容必须符合《出版管理条例》和《期刊出版管理规定》的有关规定; 学术研究成果具有创新性、科学性和先进性, 符合编辑部对刊文的录用要求, 不存在学术不端行为及其他侵权行为; 稿件内容应基本符合国家有关书刊编辑、出版的技术标准, 正确使用和统一规范语言文字、符号、数字、外文字母、法定计量单位及地图标注等。为确保录用定稿网络首发的严肃性, 录用定稿一经发布, 不得修改论文题目、作者、机构名称和学术内容, 只可基于编辑规范进行少量文字的修改。

出版确认: 纸质期刊编辑部通过与《中国学术期刊 (光盘版)》电子杂志社有限公司签约, 在《中国学术期刊 (网络版)》出版传播平台上创办与纸质期刊内容一致的网络版, 以单篇或整期出版形式, 在印刷出版之前刊发论文的录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿。因为《中国学术期刊 (网络版)》是国家新闻出版广电总局批准的网络连续型出版物 (ISSN 2096-4188, CN 11-6037/Z), 所以签约期刊的网络版上网络首发论文视为正式出版。

DOI:10.12132/ISSN.1673-5048.2018.0066

基于 MATLAB 的无人机通信信道模型的设计

夏 进¹, 姜子木¹, 王成华¹, 朱秋明^{1,2}

(1. 南京航空航天大学, 南京 211106; 2. 中国空空导弹研究院, 河南 洛阳 471009)

摘 要: 电磁波传播的信道环境是复杂多样的, 在传输过程中总伴随有路径损耗、阴影效应、多径效应和多普勒效应等, 影响电磁波的传输效果。基于无人机通信性能的测试需求和现有 SoS 信道模型, 对信道的功率谱形状与频率、增益间的关系进行分析, 得到一种可实现时变衰落特性的改进的 SoS 信道模型, 并通过 Matlab 进行了仿真验证。最后, 给出了 FPGA 实现该改进模型的系统结构。该改进信道模型具有一定的实用价值。

关键词: SoS 模型; 路径损耗; 阴影效应; 多径效应; 多普勒效应

文献标识码: A **文章编号:** 1673-5048(2019)01-0003-03

0 引 言

随着当今世界科学技术的飞速发展, 现代通信技术在社会各个领域中都得到了广泛的应用。其中, 无人机通信技术在军事和民用领域中都占据着非常重要的地位。无人机可以用来执行航拍、监控、测绘、运输和救援等任务, 而任务能准确执行的一个关键是无人机通信具有良好的可靠性。

无人机的工作环境复杂多变, 其信号在传输过程中受飞行姿态和障碍物的影响, 总伴随有多径效应、多普勒效应造成的衰落, 影响信号的传播效果。基于此, 一套完整可靠的通信性能测试系统是研发无人机通信技术的重要保证和支撑。半物理仿真系统因为其低建模难度、强实时性、高可信度、极限工况仿真等优点, 被广泛用于测试系统的构建。本文集中于通信性能测试系统中信道模块的实现。

传统的无线信道模型通常认为传播环境的衰落特性满足广义平稳(Wide Sense Stationary, WSS)条件, 然而多种测量结果已经证明 WSS 条件只在短时间内有效^[1], 实际信号在传播过程中可能会

快速经历多个信道环境, 其衰落特性和多普勒功率谱等均具有时变特性。文献[2]采用分段平稳衰落信道仿真的思路, 基于传统的基于谐波叠加(Sum-of-Sinusoids, SoS)的方法实现了适用于高速铁路(High-Speed Railway, HSR)场景下的 IMT-A 信道模型, 文献[3]使用二维进化频谱(2-DES)方法实现了 Nakagami-m 信道模型, 但是这两种方法产生的随机衰落相位不连续, 导致其多普勒频率与理论值存在差异。文献[4]在详细分析 HSR 场景下信道的非平稳衰落特性后, 提出了一种新的随机宽带动态信道仿真模型, 但是其实现结构较为复杂, 不易于硬件实现。文献[5-6]提出一种 SoLFM 信道模型, 能保证非平稳衰落信道中相位和包络的连续性, 但是需要根据衰落特性计算模型的离散化参数, 实现过程较为复杂。

本文在传统 SoS 方法的基础上, 得到一种改进的 SoS 信道模型, 能实现平稳和非平稳衰落信道的模拟, 且从理论上保证了相位和包络的连续性。相比于文献[6]中的实现方法, 本文提出的信道模型实现步骤更加简单, 且易于实现。

收稿日期: 2018-12-03

作者简介: 夏进(1992-), 男, 江苏滨海人, 硕士研究生, 研究方向为通信系统设计。

1 无线信道的理论分析

1.1 无线信道中衰落的分类

电磁波传输过程中有辐射能量的扩散, 加上遇到障碍物会产生多径效应, 使得电磁波在传输过程中发生衰减现象。无线信道的衰落可以分为大尺度衰落和小尺度衰落两大类, 如图 1 所示。大尺度衰落产生的原因包括路径损耗和阴影效应; 小尺度衰落产生的原因包括多径效应和多普勒效应^[7]。

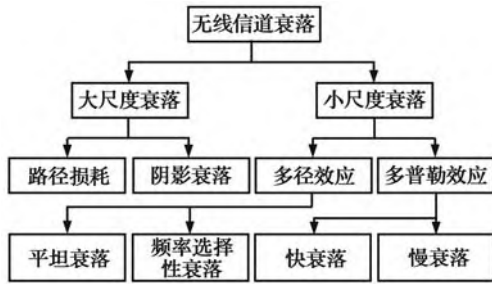


图 1 无线信道衰落的分类

Fig. 1 Classification of wireless channel fading

大尺度衰落主要描述了长距离内接收信号强度的缓慢变化, 这些变化是由发射天线和接收天线之间的传播路径上的障碍物遮挡造成的。小尺度衰落描述短距离或短时间内接收信号强度快速变化的模型。在规划中一般只考虑大尺度衰落, 因为关心的是接收点信号强度的平均值。而在理论研究中, 则需要考虑小尺度衰落, 一般用于传输技术的选择和数字接收机的设计。

1.2 无线信道的大尺度衰落

1.2.1 路径损耗

路径损耗 (Path Loss) 是指无线电波在自由空间传播过程中因为辐射能量的扩散而造成的信号的衰减^[8]。假设发射信号的功率为 P_t , 发射天线的增益为 G_t , 接收天线的增益为 G_r , 发射机与接收机的距离为 d , 接收机天线的有效面积为 A_e , 则接收机接收到的信号功率 P_r 为

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r A_e}{4\pi d^2} \quad (1)$$

式中: $P_t G_t$ 为有效全向辐射功率 (Effective Isotropic Radiated Power); $1/(4\pi d^2)$ 为功率空间密度 (Power spatial density)。

通常全向天线 (Isotropic Antenna) 的有效面积 A_e 可以表示为 $A_{e, iso} = \lambda^2/(4\pi)$, 则公式可以变为

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (2)$$

式中: λ 为无线电波的波长。

根据接收和发射的功率, 可以计算出路径损耗为^[9]

$$P_L = \frac{P_r}{P_t} = \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (3)$$

可见, 路径损耗与无线电波的频率 $f = c/\lambda$ 、传播距离 d 有关, 频率越高、距离越远, 路径损耗也越大。当 $G_t = G_r = 1$ 时, 称为自由空间路径损耗 (Free-Space Path Loss)。

选取远场中的一个参考点 d_0 (室内一般为 1 ~ 10 m, 室外为 10 ~ 100 m), 公式 ((2) ~ (3)) 可以转换为

$$P_r(d) = P_r(d_0) \left(\frac{d_0}{d} \right)^2 \quad (4)$$

$$P_L(d) = \frac{P_r(d)}{P_t} = P_L(d_0) \left(\frac{d_0}{d} \right)^2 \quad (5)$$

表示成 dB 形式为

$$P_L(d) [\text{dB}] = P_L(d_0) + 20 \log \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (6)$$

则接收信号的时域表达式为

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \frac{\lambda \sqrt{G_t}}{4\pi d} \exp \left(-\frac{j2\pi d}{\lambda} \right) u(t) \exp(j2\pi f_c t) \right\} \quad (7)$$

式中: $G_t = G_t G_r$; $\exp(-j2\pi d/\lambda)$ 表示传播距离 d 引起的相移; $u(t)$ 为信号的复包络; $\exp(j2\pi f_c t)$ 为正弦载波。

1.2.2 阴影效应

在无线通信系统中, 发射机在运动的情况下, 由于障碍物对电磁波的传输路径的阻挡而在接收区域形成半盲区, 造成电磁场阴影, 这种随发射机位置变化而引起的接收点场强中值的起伏变化叫做阴影效应 (Shadow Effect)^[10]。阴影效应造成的衰落称为阴影衰落 (Shadow Fading)。由于障碍物的位置、大小、介电特性、反射面和散射面等情况均未知, 因此一般采用统计模型等方式进行分析, 最常用的统计模型为对数正态分布 (Log-Normal Distributed) 阴影模型。

假设发射和接收功率的比值 $\psi = P_t/P_r$ 为一个对数正态分布的随机变量, 则其概率分布函数为

$$p(\psi; \mu, \sigma^2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma\psi} \exp \left(-\frac{(\log\psi - \mu)^2}{2\sigma^2} \right) \quad (8)$$

式中: μ , σ^2 分别是变量 ψ 的均值和方差; $\log\psi$ 服从正态分布。

通过引入随环境改变的路径损耗指数 γ , 可以修正自由空间路径损耗公式为一个更普遍的对数

距离路径损耗公式:

$$P_r(d) = P_r(d_0) \left(\frac{d_0}{d} \right)^\gamma = P_t K \left(\frac{d_0}{d} \right)^\gamma \quad (9)$$

$$P_L(d) = \frac{P_r}{P_t} = \frac{P_r(d_0) (d_0/d)^\gamma}{P_t} = P_L(d_0) \left(\frac{d_0}{d} \right)^\gamma$$

$$= \frac{P_t K (d_0/d)^\gamma}{P_t} = K \left(\frac{d_0}{d} \right)^\gamma \quad (10)$$

$$P_L(d) [\text{dB}] = P_L(d_0) + 10\gamma \log \left(\frac{d}{d_0} \right) =$$

$$-10\log K + 10\gamma \log \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (11)$$

式中: K 为路径损耗系数(损耗因子), 通常为 $\lambda^2/(4\pi d)^2$; γ 为路径损耗指数, 自由空间中取 $2^{[11]}$ 。

结合公式(8), 可以得出对数正态阴影路径衰落模型:

$$P_L(d) [\text{dB}] = \bar{p}_L(d) + X_\sigma = \bar{P}_L(d_0) + 10\gamma \log$$

$$\left(\frac{d}{d_0} \right) + x_\sigma = -10\log K + 10\gamma \log$$

$$\left(\frac{d}{d_0} \right) + x_\sigma \quad (12)$$

其中, $X_\sigma \sim N(0, \sigma^2)$ 描述了阴影效应的随机性。实验数据表明, 户外 X_σ 的范围一般为 $4 \sim 13$ dB。

1.3 无线信道的小尺度衰落

1.3.1 多径效应

在无线通信系统中, 电磁波遇到各种障碍物时会发生反射、绕射和散射等现象, 使接收机收到来自多条路径到达的电磁波, 这种现象称为多径效应(Multipath Effect)。各路径分量到达接收端的时间不同, 按各自相位矢量叠加时变信号, 使原来的信号失真, 或产生错误, 称为多径衰落(Multipath Decline)。多径衰落造成的误码是无法通过增加发射功率来解决的。

总体上, 可以将接收到的电磁波归结为直射波、反射波、绕射波和散射波。直射波是指从发射天线直接到达接收天线的电波; 反射波是指从发射机发出后经过地面或其他障碍物发射到达接收机的电波; 绕射波是指绕过障碍物传播的电波; 散射波是指电波遇到障碍物后, 沿所有方向无规则地传播出去的电波^[12]。当障碍物表面凹凸部分的尺寸相对于波长很大时, 发生波的反射, 而很小或大小相当时发生波的散射。

(1) 直射路径

直射路径可以理解为电磁波在自由空间内传播, 故接收信号的表达式与公式(7)相同。

(2) 反射路径

设入射距离和反射距离分别为 x 和 x' , 经反射路径到达接收机的信号可以表达为

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \frac{\lambda R \sqrt{G_r} u(t - \tau) e^{-j(2\pi(x+x')/\lambda)}}{4\pi(x+x')} \cdot e^{j(2\pi f_c t + \phi_0)} \right\} \quad (13)$$

式中: $\tau = (x + x' - d)/c$ 为反射波相对于直射波的时延; R 为反射系数; $\sqrt{G_r}$ 为 x 方向上发送天线和 x' 方向上接收天线增益的乘积^[8]。

(3) 绕射路径

绕射是指无线电波能够穿过障碍物, 并在障碍物的后方形成场强的现象。根据惠更斯定律(Huygens Principle), 处于障碍物前方的各点可以作为新的波源产生球面次级波, 这些次级波组合起来形成传播方向上新的波前, 次级波在障碍物的后方形成的场称为绕射波场^[13]。多次绕射可以用单次绕射进行等效, 但衰减非常大, 因此可以忽略多次绕射路径的信号分量。以单刃锋传播模型计算^[14], 经绕射路径到达接收机的信号可以表达为

$$r(t) = \text{Re} \left\{ L(v) \sqrt{G_d} u(t - \tau) \cdot e^{-j(2\pi(d+d')/\lambda)} \cdot e^{j(2\pi f_c t + \phi_0)} \right\} \quad (14)$$

式中: $L(v) = \sqrt{\frac{1}{2} [(0.5 - C(v)) + (0.5 - S(v))^2]}$

$v = \sqrt{2} H/F_1$ 为绕射常数, $F_1 = \sqrt{\lambda d_1 d_2 / (d_1 + d_2)}$ 为第一菲涅尔半径, H 为余隙(障碍物等效高度); $C(v)$, $S(v)$ 为非涅尔积分。

(4) 散射路径

散射路径假定按自由空间路径从发射机传播到散射体, 在散射体处再以散射体接收功率的 σ 倍向外辐射^[15]。经散射路径到达接收机的信号可以表达为

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \frac{\lambda \sqrt{G_s \sigma} u(t - \tau) e^{-j(2\pi(s+s')/\lambda)}}{(4\pi)^{3/2} s s'} \cdot e^{j(2\pi f_c t + \phi_0)} \right\} \quad (15)$$

式中: $\tau = (s + s' - l)/c$ 表示散射波相对时延; σ 为散射物的雷达截面积; $\sqrt{G_s}$ 表示 s 方向上发送天线和 s' 方向上接收天线增益的乘积。

(5) 通用路径

综合上述四种传播路径, 可以得到通用路径跟踪模型。接收到的信号为所有多径分量的叠加, 假设有 1 条直射路径, N_r 条反射路径, N_d 条绕射

路径, N_s 条散射路径, 则接收机接收到的信号可以表达为

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \frac{\lambda}{4\pi} \left[\frac{\sqrt{G_1} u(t) e^{-j(2\pi l)/\lambda}}{l} + \sum_{i=1}^{N_r} \frac{R_i \sqrt{G_{r_i}} u(t - \tau_i) e^{-j(2\pi r_i)/\lambda}}{r_i} + \sum_{j=1}^{N_d} L_j(v) \frac{\sqrt{G_{d_j}} u(t - \tau_j) e^{-j(2\pi(d_j+d'_j))/\lambda}}{d_j+d'_j} + \sum_{k=1}^{N_s} \frac{\sigma_k \sqrt{G_{s_k}} u(t - \tau_k) e^{-j(2\pi(s_k+s'_k))/\lambda}}{s_k s'_k} \right] e^{j(2\pi f_c t + \phi_0)} \right\} \quad (16)$$

1.3.2 多普勒效应

当信号源与接收器发生相对移动时, 接收器接收到的信号相比源信号会发生频率或波长的改变, 这种现象称为多普勒效应 (Doppler Effect) 或多普勒频移 (Doppler Shift)。

在经典物理中, 信号源和接收器相对于介质的速度低于介质中波的速度, 则接收频率 f 和发射频率 f_0 的关系如下:

$$f = \left(\frac{c + v_r}{c + v_s} \right) f_0 \quad (17)$$

式中: c 为介质中波的速度; v_r , v_s 分别为接收器和信号源相对于介质的速度。若速度 v_r 和 v_s 远小于波速 c , 接收频率 f 和发射频率 f_0 的关系可以近似表达为

$$f = \left(1 + \frac{\Delta v}{c} \right) f_0 \quad (18)$$

多普勒频移为

$$f_d = \Delta f = \frac{\Delta v}{c} f_0 \quad (19)$$

在发生多普勒效应的情况下, 衰落是由多径传播引起的。多普勒效应会带来多普勒频移, 不同路径的多普勒频移可能不一样, 使得在接收机处叠加的信号会因频率的不同带来信号的衰落^[8]。叠加了多普勒效应的自由空间路径传播后的信号可以表达为

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \frac{\lambda \sqrt{G_1}}{4\pi d} \exp \left(-\frac{j2\pi d}{\lambda} \right) u(t) \cdot \exp \left(j2\pi(f_c - f_c v/c)t \right) \right\} \quad (20)$$

2 无线信道建模分析

无线信道可划分为两个部分: 前一个部分为“多径延时 + 增益 + 多普勒效应”, 可视为小尺度

衰落的集合; 第二部分为“路径损耗 + 阴影衰落”, 因为是大尺度衰落, 在有限的波形长度中很难体现出来, 故通常将其独立出来, 利用标准仪器复播多径信号的同时, 按大尺度衰落值动态调整标准仪器的功率输出值, 从而实现阴影衰落的叠加。信道模型实现的系统结构图如图 2 所示, 本文重点集中于小尺度衰落的信道模型实现。

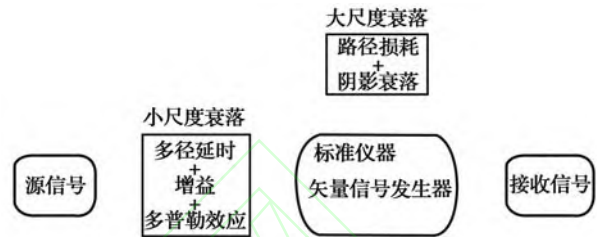


图2 无线信道模型的系统结构

Fig. 2 System structure of wireless channel model

2.1 平稳衰落信道的统计模型

对于平稳衰落信道, 因为其在时间域上多普勒功率谱形状基本保持不变, 通常使用基于谐波叠加 (Sum-of-Sinusoids, SoS) 的方式进行实现, 具有结构简单、效率较高的优点, 其表达式为

$$u(t) = \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} c(f) \cos(2\pi f t + \theta(f)) df \quad (21)$$

其离散形式为

$$u(t) = \sum_{i=1}^N c_i \cos(2\pi f_i t + \theta_i) \quad (22)$$

SoS 离散信道模型的主要思想是将平稳衰落信道划分为 N 个不可分割的路径, 每个支路中包含多个不可分辨的散射路径。若能将这 N 个分路径分别表示出来, 然后通过叠加即可得到平稳衰落信道的整个结果。通过 SoS 信道模型可以成功模拟任意多普勒功率谱形状的信道, 最常见多普勒功率谱形状有 Flat 谱、Jakes 谱、Rounded 谱和 Gaussian 谱等。图 3 是利用 SoS 信道模型仿真得到的几种多普勒功率谱形状。第一排为各种形状功率谱对应的“频率 - 增益”曲线图, 第二排为各种形状功率谱的模拟结果。其中, Rounded 谱中参数 (a_0 , a_2 , a_4) 分别设置为 (1.0, -1.72, 0.785), 是经典的无线信道模型 IEEE 802.16 中使用的参数。

2.2 非平稳衰落信道统计模型

对于非平稳衰落信道, 由于无人机在飞行过程中可能会经历多个不同信道特征的场景, 此时难以通过 SoS 模型直接模拟该飞行条件下的信道, 需要针对性地作出一些改进处理。SoS 模型中每个频点的增益 $c(f)$ 为固定值, 故在不同的时间点处信道的多普勒功率谱呈一样的形状, 此时的 SoS 信

道模型的多普勒功率谱仅在“频率-功率谱”上有变化。如图4所示,假设信道中只存在3条路径,频率分别为10 kHz, 20 kHz, 30 kHz, 路径的增益 $c(f)$ 依次为1, 10, 100, 且在时域上保持恒定。从图4的结果可以看出,增益值 $c(f)$ 保持恒定将导

致信道的多普勒功率谱形状在时域上也保持不变。结合图中时域波形和频域功率谱结果进行分析,可知增益值 $c(f)$ 与功率谱值 $S(f)$ 成正比。图中多普勒功率谱为dB值,故而增益值 $c(f)$ 的倍数变化在多普勒功率谱反映为线性变化。

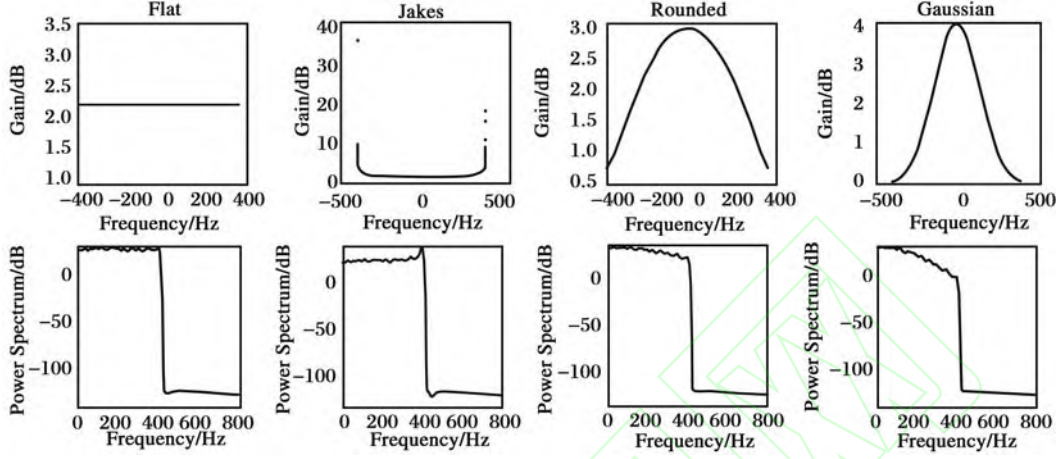


图3 几种常见的多普勒功率谱形状

Fig. 3 Several common Doppler power spectrum shapes

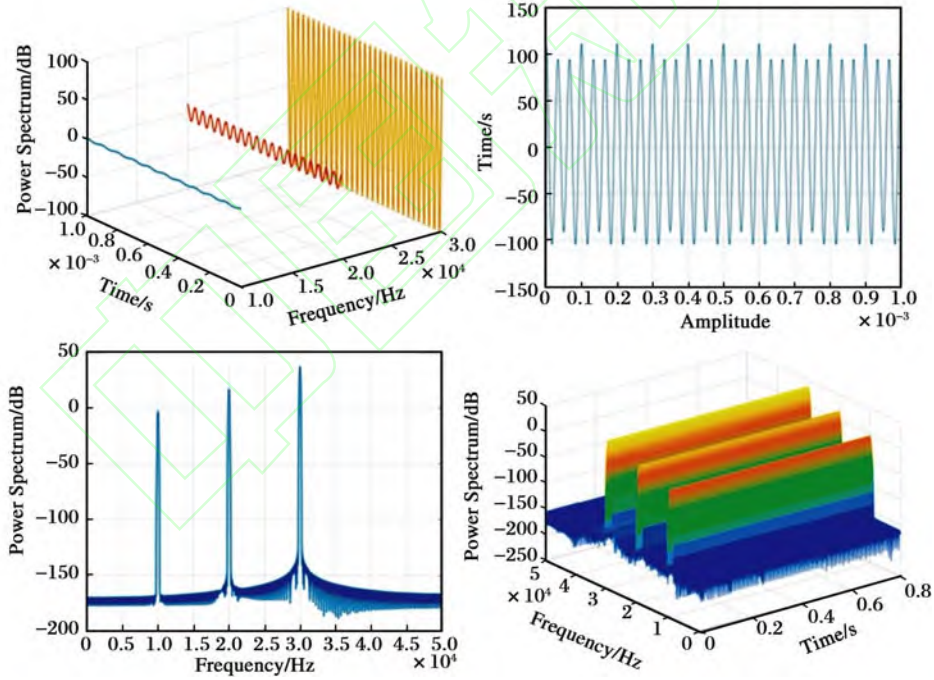


图4 SoS 信道模型仿真结果

Fig. 4 SoS channel model simulation results

为将信道的多普勒功率谱从二维(“频率-功率谱”)变化拓展到三维(“频率-时间-功率谱”)变化,可以将 SoS 表达式(式(21))中每个频点的增益 $c(f)$ 修改为 $c(f, t)$,令其随着时间的推移发生变化,此时信道的多普勒功率谱将在时间维度上发生变化。改进后的 SoS 模型的表达式可以转换为

$$u(t) = \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} c(f, t) \cos(2\pi f t + \theta(f)) df \quad (23)$$

其离散形式为

$$u(t) = \sum_{i=1}^N c_i(t) \cos(2\pi f_i t + \theta_i) \quad (24)$$

当依然选用频率分别为 10 kHz, 20 kHz, 30 kHz 的 3 条路径,但令各路径的增益 $c(f, t)$ 随时间进行变化时: 30 kHz 频点的路径增益恒为 50、20

kHz 频点的路径增益从 1 线性变化至 100; 10 kHz 频点的路径增益从 1 指数变化至 100, 在 dB 形式上呈线性变化。仿真结果如图 5 所示。最终信道的多普勒功率谱与设定的路径增益 $c(f, t)$ 变化一致: 30 kHz 频点的路径保持恒定值; 20 kHz 频点的路径呈对数变化; 10 kHz 频点的路径呈线性变化。这说明了此种改进处理的有效性。

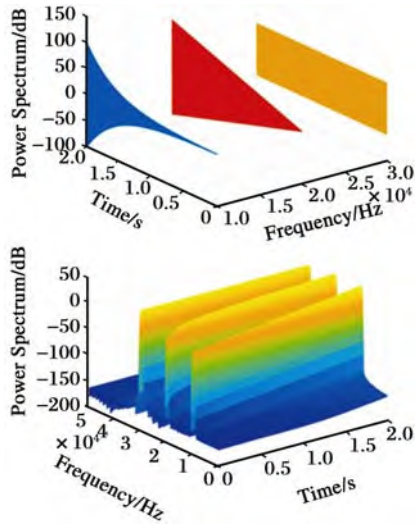


图 5 时变增益的 SoS 信道模型仿真结果

Fig. 5 Simulation results of SoS channel model with time-varying gain

从多普勒功率谱的意义上来说, 每个点代表了该时刻、该频点处信号分量的强度。基于此, 只要根据多普勒功率谱计算出每个时刻所有频点处的增益 $c(f, t)$, 即可通过改进后的 SoS 模型模拟任意三维形状的多普勒功率谱的信道。又因为 $c(f, t)$ 与功率谱值 $S(f, t)$ 成正比, 通常可取 $c(f, t) = S(f, t)$ 。

3 基于 Matlab 的模型实现

首先, 根据前文改进的 SoS 模型的公式(23), 对其进行如式(25)的离散化处理, 使其适用于 Matlab 实现。

$$u(t) = \sum_{i=1}^N c(f_i, t) \cos(2\pi f_i t + \theta_i) \quad (25)$$

式中: θ_i 为每一路径的初相位, 为了满足信道环境的随机性, 此处使用随机值作为 θ_i ; $c(f_i, t)$ 可视为“频率-时间”的二维矩阵, 其矩阵大小取决于信号的带宽 B 、频率的间隔 Δf 、时间的长度 t 以及时间的间隔 Δt 。

如前文所述, 令每个时刻的 $c(f_i, t_j) = S(f_i, t_j)$, 即可实现任意时变特征的信道的模拟。如图 6 所示。此处信号初始频点为 2 ~ 3.5 kHz, 最终线性

变化至 1 ~ 4.5 kHz, 增益为根据自定义的三角形功率谱形状计算得到的变化值。

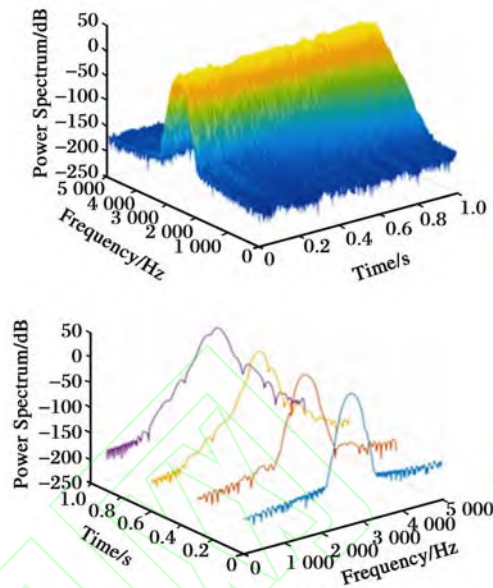


图 6 时变频率扩散的 SoS 信道模型仿真结果

Fig. 6 Simulation results of SoS channel model with time-varying frequency dispersion

其次, 为了节省资源, 在实现的过程中可将频点的范围视为某种意义上的信道的带宽, 但不需选取所有时刻中最大的带宽值即可, 而不必是整个时间域上的带宽值。从理论上分析, 只需令各路径的频率 f_i 也随时间进行变化即可, 此时公式(25)变为

$$u(t) = \sum_{i=1}^N c_i(t) \cos(2\pi f_i(t)t + \theta_i) \quad (26)$$

其中: $f_i(t) = K(t)f_i$, $K(t)$ 表示每一路径的频率变化函数。令图 5 所示的信道模型中 3 条路径的频率随时间按照幅值为 3 000 的正弦波变化, 虽然因频率变化导致整个时域上频点的数量变多, 但是通过式(26), 依旧只通过 10 kHz, 20 kHz 和 30 kHz 这 3 条路径完成整个信道的模拟。Matlab 仿真结果如图 7 所示:

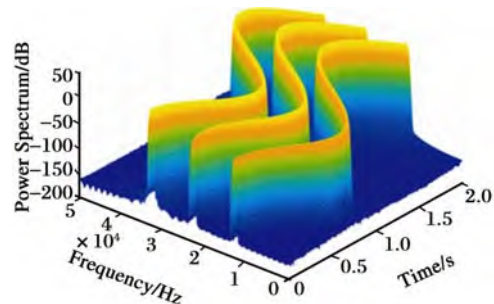


图 7 时变频率的 SoS 信道模型仿真结果

Fig. 7 Simulation results of SoS channel model with time-varying frequency

最后, 因为在 FPGA 上一般可以采用余弦查找表来实现正弦波的生成, 该方法具有效率高、资源消耗低、易实现等特点。所以为了便于该改进模型在硬件上进行实现, 本文又作出了以下调整: 将公式(26)中的频率变化 $f_i(t)$ 转化为相位变化 $\varphi_i(t)$, 以便于查找表的工作, 如式(27)所示:

$$u(t) = \sum_{i=1}^N c_i(t) \cos(\varphi_i(t)) \quad (27)$$

其中: $\varphi_i(t)$ 表示每条路径在每个时刻的相位偏差, 其值为

$$\varphi_i(t) = 2\pi \int_0^t f_i(\tau) d\tau + \theta_i \quad (28)$$

离散化后为

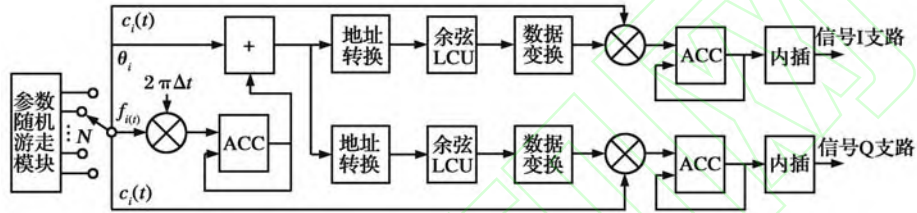


图 8 改进的 SoS 信道模型的硬件实现结构

Fig. 8 Hardware implementation structure of improved SoS channel model

图 9 为利用 Matlab 按照该结构实现的时变衰落特性的信道。假设无人机以恒定的加速度飞过多个不同特性的信道, 多普勒功率谱形状变化依次为“Jakes 谱 → Flat 谱 → Rounded 谱 → Gaussian 谱”, 每种状态间隔 20 s, 状态之间的变化过程为线性平滑过渡。从图 9 显示的功率谱三维图上可以看出各信道之间的功率谱呈平滑过渡, 从切片图

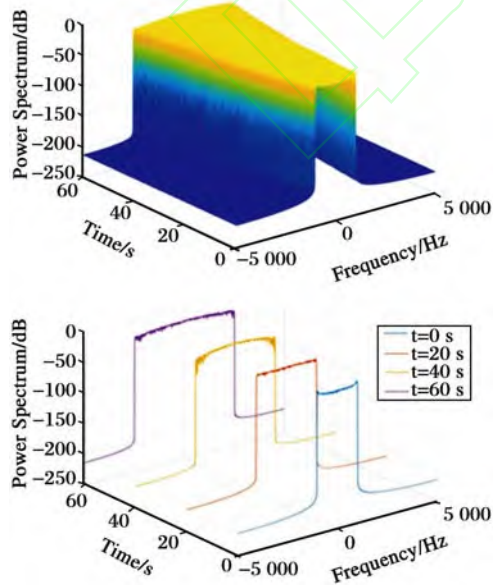


图 9 时变衰落特性信道的仿真结果

Fig. 9 Simulation results of time-varying fading characteristic channels

$$\varphi_i(t) = 2\pi \sum_0^n f_i(\tau) \Delta t + \theta_i \quad (29)$$

在硬件实现中可以通过累加的形式获取 $\varphi_i(t)$ 的实时值:

$$\begin{cases} \varphi_i(t_j) = \varphi_i(t_{j-1}) + 2\pi f_i(t_j) \Delta t \\ \varphi_i(t_0) = 2\pi f_i(\tau) \Delta \tau + \theta_i \end{cases} \quad (30)$$

根据上式, 可以得到 FPGA 实现该信道模型的系统结构, 如图 8 所示。首先, 通过游走模块获得各个路径的频点、初相位和增益值; 之后, 利用累加器实现等效相位 $\varphi_i(t)$ 的计算, 加上初相位的值后, 从余弦查找表中获取波形点值并乘以增益值; 最后, 通过累加器将所有路径的波形叠加并输出。

可以看出各信道特性确实符合其设定多普勒功率谱形状。

4 结 论

本文首先针对无线传播信道中的衰落因素, 分析了路径损耗、阴影效应、多径效应和多普勒效应在信道中的影响; 然后根据 SoS 信道模型的实现原理, 对其逐步作出改进, 使其能够模拟具备时变衰落特性的信道; 最后, 基于该改进信道模型, 给出了可用于 FPGA 实现的系统结构图, 并使用 Matlab 对该模型的每一步改动进行了仿真验证。结果证明, 该模型能很好地模拟各种平稳衰落和非平稳衰落信道, 且实现结构简单, 适合应用在半物理仿真测试系统的实现中, 具有很好的实用价值。

参考文献:

- [1] Chen Binghao, Zhong Zhangdui, Ai Bo. Stationarity Intervals of Time-Variant Channel in High Speed Railway Scenario[J]. China Communications, 2012, 9(8): 64-70.
- [2] Ghazal A, Wang C X, Ai B, et al. A Nonstationary Wideband MIMO Channel Model for High-Mobility Intelligent Transportation Systems[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2015, 16(2): 885-897.
- [3] Chen Zhengchuan, Wang Qing, Wu Dapeng, et al. Two-Dimensional Evolutional Spectrum Approach to Non-sta-

- tionary Fading Channel Modeling[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(3): 1083–1097.
- [4] Liu Liu, Tao Cheng, Qiu Jiahui, et al. The Dynamic Evolution of Multipath Components in High-Speed Railway in Viaduct Scenarios: From the Birth-Death Process Point of View[C] // 2012 IEEE 23rd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Sydney, 2012: 1774–1778.
- [5] 刘星麟, 朱秋明, 陈应兵, 等. 时间演进非平稳莱斯衰落信道建模及产生方法[J]. 应用科学学报, 2017, 35(1): 71–80.
- Liu Xinglin, Zhu Qiuming, Chen Yingbing, et al. Modeling and Generation of Non-Stationary Rice Fading Channel with Time Evolution [J]. Journal of Applied Sciences, 2017, 35(1): 71–80. (in Chinese)
- [6] 赵智全, 朱秋明, 罗艳强, 等. 时变多普勒衰落信道硬件模拟的 FPGA 实现[J]. 电讯技术, 2018, 58(3): 344–349.
- Zhao Zhiquan, Zhu Qiuming, Luo Yanqiang, et al. FPGA Implementation of Fading Channels with Time-Varying Doppler Spectrums[J]. Telecommunication Engineering, 2018, 58(3): 344–349. (in Chinese)
- [7] Jeruchim M C, Balaban P, Shanmugan K S. Simulation of Communication Systems: Modeling, Methodology and Techniques[M]. 2nd ed. Springer, 2000: 672–681.
- [8] Tse D, Viswanath P. Fundamentals of Wireless Communication [M]. Cambridge: Cambridge university press, 2005: 10–41.
- [9] Matolak D W, Sun R Y. Air-Ground Channel Characterization for Unmanned Aircraft Systems—Part I: Methods, Measurements, and Models for Over-Water Settings [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(1): 26–44.
- [10] Shankar P M. Fading and Shadowing in Wireless Systems [M]. Springer, 2017: 416–484.
- [11] Khawaja W, Guvenc I, Matolak D, et al. A Survey of Air-to-Ground Propagation Channel Modeling for Unmanned Aerial Vehicles [J/OL]. (2018–01–05) [2018–12–01]. <https://arxiv.org/abs/1801.01656>.
- [12] Cisek G, Zieliński T. Frequency Domain Multipath Fading Channel Simulator Integrated with OFDM Transmitter for E-UTRAN Baseband Traffic Generator[C] // 25th European Signal Processing Conference, Kos, Greece, 2017: 1991–1995.
- [13] 金明岩, 桑林. 无线网络规划中绕射损耗算法的分析[J]. 现代电信科技, 2012(7): 32–37.
- Jin Mingyan, Sang Lin. The Analysis of Diffraction Loss Algorithms in Wireless Network Planning [J]. Modern Science & Technology of Telecommunications, 2012(7): 32–37. (in Chinese)
- [14] 郑灼洋. 雷达电磁波遮挡绕射仿真模型及其应用[J]. 舰船电子对抗, 2010, 33(2): 104–107.
- Zheng Zhuoyang. The Simulative Model and Applications of Radar Electromagnetic Wave Diffraction over Barrier [J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2010, 33(2): 104–107. (in Chinese)
- [15] Patzold M. Mobile Fading Channels: Modelling, Analysis and Simulation[M]. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2001: 182–209.

Design of UAV Communication Channel Model Based on MATLAB

Xia Jin¹, Jiang Zimu¹, Wang Chenghua¹, Zhu Qiuming^{1,2}

(1. Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 211106, China;

2. China Airborne Missile Academy, Luoyang 471009, China)

Abstract: The channel environment of electromagnetic wave propagation is complex and diverse, and it is always accompanied by path loss, shadow effect, multipath effect and Doppler effect in the transmission process, which affects the transmission effect of electromagnetic waves. Based on the test requirements of UAV communication performance and the SoS channel model, the relationship among the power spectrum shape, frequency and gain is analyzed, and an improved SoS channel model which can realize time-varying fading characteristic is obtained, which is simulated and verified by Matlab. Finally, the system structure of the FPGA to implement the improved model is given. The improved channel model has certain practical value.

Key words: SoS channel model; path loss; shadow effect; multipath effect; Doppler effect