

随机过程第一次大作业

基于 IEEE802.15.4a 标准信道模型的 UWB 接收端信号二阶矩分析

夏洋 2007011120 无 75 班

摘要:

本文基于关于 UWB 信道分析的现有结果, 基于发送码型的短时假设, 在考虑了 SV 模型簇结构的基础上, 对 IEEE802.15.4a 中 2~10GHz 的 UWB 信道接收信号的二阶矩特性进行了数学分析, 得到了信号的平均能量延迟剖面 (APDP) 函数 $P_h(t)$ 、MPC 能量二阶矩 $R_h(t)$ 和反映接收信号相关函数的均质和方差的解析表达式, 验证了在大多数 IEEE 标准提出的情境下与仿真模型相符, 有效说明了标准模型中各个信道参数带来的影响。由于考虑了簇结构, 引入了簇衰落速度 Γ 和多径衰落速度 γ 的差异, 本文所得到的 $P_h(t)$ 能非常好地反映 NLOS 仿真结果中初始的上升现象。在已有文献的实测数据中这一现象已经出现, 但这些文献忽略跳过了这一起始过程。最后, 本文还对 IEEE 信道模型中的一些问题进行了分析。

目录

I.	介绍.....	3
II.	标准信道模型的简要说明.....	3
	1. 概述.....	3
	2. 标准信道的SV模型.....	4
	1) 时间特性.....	4
	2) 能量期望.....	4
	3) 小尺度衰落.....	5
III.	二阶矩统计量的定义和基本性质.....	5
	1. 相关函数定义.....	5
	2. 卷积与相关: 频率响应的剥离.....	6
	3. 已有的结果.....	6
	A. MPC一阶矩性质.....	6
	B. MPC二阶矩性质.....	6
	C. 瞬时期望.....	6
	D. 互相关函数的期望.....	6
	E. 自相关函数的期望.....	6
	F. 互相关函数的方差.....	6
	G. 自相关函数的方差.....	7
IV.	解析表达式的导出.....	7
	1. 模型简化与假定.....	7
	2. 基本的化简与问题的转化.....	8
	3. APDP计算.....	9
	4. 多径分量强度的二阶矩 M_2 计算.....	10

1)	四阶矩项.....	11
2)	簇内不同项.....	11
3)	不同簇的贡献.....	13
5.	IEEE模型参数的作用分析.....	14
V.	频率响应.....	14
1.	基本分析： Tw 的影响.....	14
2.	发送滤波器.....	15
3.	信道滤波器.....	15
4.	补偿措施.....	16
VI.	信道仿真结果.....	17
1.	APDP.....	17
2.	相关函数二阶矩 $M2$	24
3.	ACF的期望.....	26
4.	CCF的方差.....	28
5.	ACF的方差.....	29
6.	码型影响.....	30
VII.	结论与建议.....	32
1.	SV模型的解析分析.....	32
2.	带宽影响.....	32
3.	码型作用.....	32
4.	仿真算法.....	33
5.	实际数据.....	33
VIII.	参考文献.....	33
IX.	附录：关于本次大作业和IEEE模型.....	34

I. 介绍

UltraWideBand (UWB) 是数字信号的基带传输系统。不同于载波传输系统, UWB 的信号带宽接近于所占用的总带宽。同时由于其所处频段较高, 容易实现在不同区域中的隔离, 是小范围无限网络的理想技术。同时得益于其基带传输的特性, UWB 具有远胜于当前各种无线传输技术所能达到的带宽。由于其重要的学术价值和潜在的商业价值, UWB 曾经一度是学术界的重要热点。如果 UWB 对于多径、噪声等因素的困难能够较好地解决, 并且能顺利完成商业化, 对于当前的无线接入方式应该会有重要的变化, 并同时引起整体网络环境的升级换代。当然, 就其本身而言, 由于其深受多径效应的影响而成为一个 Saleh-Valenzuela 模型的重要应用。

Saleh-Valenzuela 模型是 Adel A. M. Saleh 等人于 1987 年在文献[1]中提出的描述室内多径效应的数学模型。基于实验测量, Saleh 在这篇文献中提出了具有簇(cluster)结构的多径分量(Multi-Path Component)模型。此模型较好的符合实际测量结果, 因而在此后的多径效应研究中被广泛采用(虽然常常是以没有簇结构的简化形式出现)。为进一步分析接收端信号的统计特性, 文献[2]中分析了基于文献[3]提出的描述时变信道时域二阶统计特性的自相关函数和互相关函数, 得到了初步结果。文献[4]中着重分析了信道模型参数对于接收端信号特性的影响。但是这些分析都是基于无 cluster 结构的 SV 模型提出, 无法解释 APDP (Average Power Delay Profile) 在实测信号中表现出来的转折特性, 具有一定误差。为此, 本文尝试引入簇结构, 虽然增加了一定的复杂度, 但可以较好描述基于 IEEE 标准信道模型 SV 参数的 APDP 等曲线的变化规律。

同时, 本文也将按照文献[2]的思路, 将 SV 参数、信道固有频率响应和脉冲形状等问题考虑进来, 综合分析码间串扰等效应的影响因素。

本文将按照以下的思路展开: 首先简要介绍 IEEE802.15.4a 提出的 UWB 模型的特征, 然后引出时变信道相关函数、APDP 等统计量的数学定义, 然后在标准模型上做出稍许简化和假设, 给出 SV 模型部分上述统计量的关于标准模型的解析表达式, 然后讨论信道频率响应的影响, 再由标准模型的仿真结果对分析在 10 个标准情境下进行印证, 计算了各种参数下 $P_h(t)$ 的曲线, 并计算了多种情境下 ACF 和 CCF 的期望和方差, 从而得出结论。最后本文讨论了 IEEE 模型中的一些问题。

II. 标准信道模型的简要说明

1. 概述

为向特定环境下 UWB 信号研究提供模型依据, IEEE802 委员会 15.4a 信道建模任务组在综合各种实验数据的基础上提交了报告 IEEE 802.15.4a channel model - final report, 报告中给出了基于具有簇结构 SV 多径模型。此模型分为以下几个部分:

- 1) 按 d^{-n} 规律的距离损耗
- 2) 按 $f^{-(1+\kappa)}$ 的频率响应
- 3) 修改的 Saleh-Valenzuela 模型

一个很重要的假定是块衰落: 信道模型在每个突发的数据包期间保持不变。这使得我们可以通过针对每个数据包的信道冲激响应与发送信号卷积来计算接受信号。

其中修改的 SV 模型分为 3 个层次:

- 1) 簇结构
- 2) 多径分量

3) 小尺度衰落

2. 标准信道的 SV 模型

信道的冲激响应按如下方式定义

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L(t)} \sum_{k=0}^{K_{l(t)}} \alpha_{l,k} \exp(j\varphi_{l,k}) \delta(t - T_l - \tau_{l,k}) \quad (1)$$

其中 $\varphi_{l,k}$ 为由反射引入的附加相位，独立同分布于 $U(0, 2\pi)$ ，由于在期望的过程中会被消去，因而不予以详细分析。

1) 时间特性

T_l 为第 l 簇的到达时间，每一簇的到达服从参数为 Λ 的 Poisson 过程；在标准模型中簇的数目有一个上限，这个上限服从均值为 \bar{L} 的泊松分布； $\tau_{l,k}$ 为第 l 簇的第 k 个多径分量的到达时间，在 IEEE 标准信道模型中多径分量的到达时间服从的是双指数分布

$$p(\tau_{l,k} | \tau_{l,k-1}) = \beta \lambda_1 \exp(-\lambda_1(\tau_{l,k} - \tau_{l,k-1})) + (1 - \beta) \lambda_2 \exp(-\lambda_2(\tau_{l,k} - \tau_{l,k-1})) \quad (2)$$

其中 β 为概率混合比例， λ_1 和 λ_2 为指数分布的参数。

同时，对于每一簇的第一项，假设 $\tau_{l,0} = 0$ 。这是很自然的，因为实际测量总是以信号的真实到来为每一簇的计时点。至于 T_0 的情况则要复杂一些。在收发端有直接到达的辐射路径时，由于巨大的光速，第一簇的延迟总是为 0 的，这也反映了第一簇的第一项是不遵从 SV 的多径反射的。而在非直射模型中，第一簇也要经过随机反射，从而其延迟遵从与其它簇一样的泊松过程规律。

另外，我们将在仿真中看到， L 的上限从数学上来讲是极其不合理的。

2) 能量期望

对于大多数环境，每一簇的能量随 T_l 按指数规律衰减，同时会有一个大尺度损耗的扰动

$$\Omega_l = 10^{\frac{M_{cluster}}{10}} \exp\left\{-\frac{T_l}{\Gamma}\right\} \quad (3)$$

其中 $M_{cluster} \sim N(0, \sigma_{cluster})$ ，而 Γ 和 $\sigma_{cluster}$ 都是给定常数。这样在求和的期望的过程中后一项可以作为公因式提到求和号外面，由对数正态

$$\begin{aligned} E\{10^{\frac{M_{cluster}}{10}}\} &= \exp\left\{\frac{1}{2}\sigma_{cluster}^2 \frac{\log(10)}{10}\right\} \\ &= \exp\left\{\frac{\log(10)}{20}\sigma_{cluster}^2\right\} \end{aligned} \quad (4)$$

每一簇中各个分量能量的期望也随 $\tau_{l,k}$ 按指数规律衰减，在大部分环境中，这一现象表现为

$$E\{|\alpha_{l,k}|^2\} = \frac{\Omega_l}{\gamma((1-\beta)\lambda_1 + \beta\lambda_2 + 1)} \exp\left(-\frac{\tau_{l,k}}{\gamma_l}\right) \quad (5)$$

其中 γ_l 在定义中为时变参量：

$$\gamma_l \propto k_\gamma T_l + \gamma_0 \quad (6)$$

但事实上在很多环境下 $k_\gamma = 0$ 。

在少数非直射环境(NLOS)下, 通过假设只有一簇多径分量而放弃簇结构。此时有表达式

$$E\left(|\alpha_{l,k}|^2\right) = \frac{(\gamma_1 + \gamma_{rise})}{\gamma_1(\gamma_1 + (1-\chi)\gamma_{rise})} \left(1 - \chi \exp\left(-\frac{\tau_k}{\gamma_{rise}}\right)\right) \exp\left(-\frac{\tau_k}{\gamma_1}\right) \quad (7)$$

模型中假设此时第一簇到达时间 $T_1 = 0$, 之后本文将分析此假设的正确性。

3) 小尺度衰落

小尺度衰落带来了 $\alpha_{l,k}$ 的概率密度函数, 这一变量服从 Nakagami 分布

$$f_{\alpha_{l,k}}(x) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{E(|\alpha_{l,k}|^2)}\right)^m x^{2m-1} \exp\left(-m \frac{x^2}{E(|\alpha_{l,k}|^2)}\right) \quad (8)$$

在 IEEE 标准中, 上面的 m 因子服从对数正态分布, 其对数值的均值和方差是时变的, 与多径延时的关系为

$$\begin{aligned} \mu_m(\tau_{l,k}) &= m_0 - k_m \tau_{l,k} \\ \sigma_m(\tau_{l,k}) &= \hat{m}_0 - \hat{k}_m \tau_{l,k} \end{aligned} \quad (9)$$

而且每一簇的第一项有不同的取值

$$m = \tilde{m}_0 \quad (10)$$

但是按标准所提供的参数, 在大多数情况下 k_m 和 \hat{k}_m 为零; 且为简化计算在本文中设对于所有的多径分量, m 为独立同分布的参数。

这样, Nakagami 分布的影响表现为

$$E(\alpha_{l,k}^4) = \left(1 + E\left(\frac{1}{m}\right)\right) E(|\alpha_{l,k}|^2)^2 \quad (11)$$

而且在求和的过程中 $E\left(\frac{1}{m}\right)$ 可以被作为公因式提取到求和号外面, 而且由对数正态有

$$E\left(\frac{1}{m}\right) = \exp\left(-\mu_m + \frac{1}{2}\sigma_m^2\right) \quad (12)$$

上式中的 $\mu_m = E(\log(m))$, $\sigma_m = D(\log(m))$

III. 二阶矩统计量的定义和基本性质

1. 相关函数定义

遵从于 Bello 的传统, 在时变信道的分析中引入如下的相关函数

$$I\{\tau; f, g; \mathcal{A}\} = \int_{\mathcal{A}} f(t) g^*(t-\tau) dt \quad (13)$$

其中 τ 为相关延时, \mathcal{A} 为观察时段。当 $f=g$ 时, 得到的是自相关函数; 否则得到互相关函数。

2. 卷积与相关：频率响应的剥离

在块衰落的假设下，接收前端看到的信号应该具有以下结构（ \otimes 表示卷积）

$$\begin{aligned} y(t) &= h(t) * w(t) * s(t) \\ s(t) &= p(t) * x(t) \end{aligned} \quad (14)$$

其中 $h(t)$ 为前面定义的冲击序列， $w(t)$ 为信道的频率响应， $s(t)$ 为所传输的信号， $p(t)$ 是表示脉冲形状的函数，而 $x(t)$ 是带发送信息的冲击序列。

上面而且容易证明，相关和卷积是可交换的，再由卷积的交换率和结合律可以有（1）将码型和发送信息的影响放到对 $h(t)$ 的滤波环节一起加入；（2）单独分析上述二者对信道滤波器 $w(t)$ 的影响也可以有效评估对接收效果的影响。因而下面除非特别说明，否则不再区分 $p(t)$ 和 $w(t)$ 。

这里再引入 $w(t)$ 的短时假设： $w(t)$ 只在相比起衰落速度（ γ, Γ ）和发射速度（ λ, Λ ）很小的时间段（ $0, T_w$ ）内不为零。这样在积分时就可以对 $w(t)$ 赋予冲激函数的筛分性质，从而简化计算。由后面的仿真可以看出，这样的近似是合理的。事实上，由于发送速率要达到 GHz 的水平，因而在接收机前端所看到的码元宽度不能大于几个 ns 的水平，而由测量数据，上述 SV 参数都比这一时长大至少一个数量级。

3. 已有的结果

在短时假设下，文献二给出了下列结果

A. MPC 一阶矩性质

$$\int_{\mathcal{A}} P_h(t) dt = E \left(\sum_{l=0}^{L(t)} \sum_{k=0}^{K_{l(t)}} |\alpha_{l,k}|^2 \right) \quad (15)$$

B. MPC 二阶矩性质

$$\int_{\mathcal{A}} R_h(t) dt = \text{Var} \left(\sum_{l=0}^{L(t)} \sum_{k=0}^{K_{l(t)}} |\alpha_{l,k}|^2 \right) \quad (16)$$

C. 瞬时期望

$$\begin{aligned} E \left(g(t) g^*(t-\tau) \right) &\approx P_h(t) \Phi_w(\tau) \\ \Phi_w(\tau) &= \int_{-\infty}^{+\infty} w(t) w^*(t-\tau) dt \end{aligned} \quad (17)$$

D. 互相关函数的期望

$$E \left(I \{ \tau; g_1, g_2; \mathcal{A} \} \right) = 0 \quad (18)$$

E. 自相关函数的期望

$$\begin{aligned} E \left(I \{ \tau; g, g; \mathcal{A} \} \right) &\approx I_1 \Phi_w(\tau) \\ I_1 &= \int_{\mathcal{A}} P_h(t) dt \end{aligned} \quad (19)$$

F. 互相关函数的方差

$$\begin{aligned} \text{Var}(I\{\tau; g_1, g_2; \mathcal{A}\}) &\approx I_2 \int_{\mathcal{A}} P_{h1}(t) P_{h2}^*(t-\tau) dt \\ I_2 &= \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_w^2(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (20)$$

G. 自相关函数的方差

$$\begin{aligned} \text{Var}(I\{\tau; g, g; \mathcal{A}\}) &\approx \text{Var}\left(\sum_{l=0}^{L(t)} \sum_{k=0}^{K_{l(t)}} |\alpha_{l,k}|^2\right) \Phi_w^2(\tau) + \\ &\quad I_2 (1 + \Psi_w(\tau)) \int_{\mathcal{A}} P_h(t) P_h^*(t-\tau) dt \\ &= (M_2 - I_1^2) \Phi_w^2(\tau) + I_2 (1 + \Psi_w(\tau)) \int_{\mathcal{A}} P_h(t) P_h^*(t-\tau) dt \quad (21) \\ M_2 &= E\left\{\left|\sum_{l=0}^{L(t)} \sum_{k=0}^{K_{l(t)}} |\alpha_{l,k}|^2\right|^2\right\} \\ \Psi_w(\tau) &= \frac{1}{I_2} \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_w(\tau-\xi) \Phi_w(\tau+\xi) d\xi \end{aligned}$$

上述求和都应在属于 \mathcal{A} 的指标集进行。不失实际意义，假设积分在 $(0, t_0)$ 区间进行，则上述各式右边的求和应该对于所有 t_0 之前已经出现的指标进行，这样可以简化计算。由上述各式可以看出，为描述整个信道，只需要计算下面 4 个参数即可实现： $P_h(t)$ ， $E(|\sum_{l=0}^{L(t)} \sum_{k=0}^{K_{l(t)}} |\alpha_{l,k}|^2|)$ ， $\Phi_w(\tau)$ ， $\Psi_w(\tau)$ 。

本文将依据 IEEE 的标准信道模型在做出很少简化的情况下给出 $P_h(t)$ ， $E(|\sum_{l=0}^{L(t)} \sum_{k=0}^{K_{l(t)}} |\alpha_{l,k}|^2|)$ 的解析表达式，然后由经过一定修改的 IEEE 标准信道仿真程序确认上述计算的有效性。同时本文还讨论了 $w(t)$ 的影响。

IV. 解析表达式的导出

1. 模型简化与假定

在本文中对标准模型做出以下简化和假定

- 1) 不考虑路径损耗 d^{-n}
- 2) 块衰落假定
- 3) 短时 $w(t)$ 假定
- 4) γ_l 为常数
- 5) m 独立同分布
- 6) 各多径分量的到达为 Poisson 过程，其与标准模型参数的关系为

$$\lambda = \beta \lambda_1 + (1 - \beta) \lambda_2 \quad (22)$$

以下为本文处理的完整的信道参数列表，这些参数都被认为是已知而且非时变的

信道频率依赖	κ
簇到达强度	Λ

多径分量到达强度	$\lambda_1, \lambda_2, \beta$
簇衰减速度	Γ
多径分量衰减速度	γ
大尺度扰动对数方差	$\sigma_{cluster}$
小尺度扰动对数均值	μ_m
小尺度扰动对数方差	σ_m
多径分量衰减速度 2	γ_1, γ_{rise}

同时为简化书写，引入以下参数

$$\begin{aligned}
 c_1 &= \gamma(\beta\lambda_1 + (1-\beta)\lambda_2 + 1) \\
 c_2 &= E\{10^{\frac{M_{cluster}}{10}}\} = \exp\left(\frac{\log(10)}{20} \sigma_{cluster}^2\right) \\
 c_3 &= E\left(1 + \frac{1}{m}\right) = 1 + \exp\left(-\mu_m + \frac{1}{2} \sigma_m^2\right)
 \end{aligned} \tag{23}$$

2. 基本的化简与问题的转化

首先采用条件概率来化简

$$\begin{aligned}
 E\{g(t)g^*(t-\tau)\} &= \\
 &= E\left(\sum_{l_1=0}^{L(t)} \sum_{k_1=0}^{K_{l_1}(t)} \sum_{l_2=0}^{L(t)} \sum_{k_2=0}^{K_{l_2}(t)} \alpha_{l_1,k_1} \alpha_{l_2,k_2}^* \exp(j(\varphi_{l_1,k_1} - \varphi_{l_2,k_2}))\right) \\
 &\quad w(t-T_{l_1}-\tau_{l_1}) w^*(t-\tau-T_{l_1}-\tau_{l_1}) \\
 &= E\left\{\sum_{l_1=0}^{L(t)} \sum_{l_2=0}^{L(t)} \sum_{k_1=0}^{K_{l_1}(t)} \sum_{k_2=0}^{K_{l_2}(t)} E\{\alpha_{l_1,k_1} \exp(j\varphi_{l_1,k_1}) \alpha_{l_2,k_2}^* \exp(-j\varphi_{l_2,k_2})\right. \\
 &\quad \left. | T_{l_1}, T_{l_2}, \tau_{l_1,k_1}, \tau_{l_2,k_2}\} w(t-\tau_{l_1,k_1}-T_{l_1}) w^*(t-\tau_{l_2,k_2}-T_{l_2})\right\}
 \end{aligned} \tag{24}$$

由于 $\alpha_{l,k}$ 和 $\varphi_{l,k}$ 的独立性，当 $(l_1, k_1) \neq (l_2, k_2)$ 时我们可以有

$$\begin{aligned}
 E\{\alpha_{l_1,k_1} \exp(j\varphi_{l_1,k_1}) \alpha_{l_2,k_2}^* \exp(-j\varphi_{l_2,k_2}) | T_{l_1}, T_{l_2}, \tau_{l_1,k_1}, \tau_{l_2,k_2}\} &= \\
 &= E\{\alpha_{l_1,k_1} \exp(j\varphi_{l_1,k_1}) | T_{l_1}, \tau_{l_1,k_1}\} E\{\alpha_{l_2,k_2} \exp(j\varphi_{l_2,k_2}) | T_{l_2}, \tau_{l_2,k_2}\}
 \end{aligned} \tag{25}$$

而由 $\varphi_{l,k}$ 的均布条件可以得到最后两个期望为 0。如此，可以再一次在更为精确的意义下得到文献[2]中的化简

$$\begin{aligned}
 E\{\alpha_{l_1,k_1} \exp(j\varphi_{l_1,k_1}) \alpha_{l_2,k_2}^* \exp(-j\varphi_{l_2,k_2}) | T_{l_1}, T_{l_2}, \tau_{l_1,k_1}, \tau_{l_2,k_2}\} &= \\
 &= \begin{cases} E\{|\alpha_{l_1,k_1}|^2 | T_{l_1}, \tau_{l_1,k_1}\} & (l_1, k_1) = (l_2, k_2) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{26}$$

从而可以将(24)化简为

$$\begin{aligned}
 E\{g(t)g^*(t-\tau)\} &= \\
 &= E\left\{\sum_{l=0}^{L(t)} \sum_{k=0}^{K_l(t)} E\{|\alpha_{l,k}|^2 | T_l, \tau_{l,k}\} w(t-\tau_{l,k}-T_l) w^*(t-\tau-\tau_{l,k}-T_l)\right\} \\
 &= E\left\{\sum_{l=0}^{L(t)} \frac{\Omega_l}{c_1} \sum_{k=0}^{K_l(t)} \exp\left(-\frac{\tau_{l,k}}{\gamma}\right) w(t-\tau_{l,k}-T_l) w^*(t-\tau-\tau_{l,k}-T_l)\right\} \quad (27) \\
 &= E\left\{\sum_{l=0}^{L(t)} \frac{\Omega_l}{c_1} E\left\{\sum_{k=0}^{K_l(t)} e^{-\frac{\tau_{l,k}}{\gamma}} w(t-\tau_{l,k}-T_l) w^*(t-\tau-\tau_{l,k}-T_l) | T_l\right\}\right\}
 \end{aligned}$$

3. APDP 计算

由于内层分布简化为 Poisson，按照一般模型 $E\{|\alpha_{l,k}|^2\}$ 的表达式，我们可以进行过滤 Poisson 的计算

$$\begin{aligned}
 &E\left\{\sum_{k=0}^{K_l(t)} \exp\left(-\frac{\tau_{l,k}}{\gamma}\right) w(t-\tau_{l,k}-T_l) w^*(t-\tau-\tau_{l,k}-T_l) | T_l\right\} \\
 &= w(t-T_l) w^*(t-\tau-T_l) + \\
 &\quad \lambda \int_0^{t-T_l} \exp\left(-\frac{\tau_1}{\gamma}\right) w(t-\tau_1-T_l) w^*(t-\tau-\tau_1-T_l) d\tau_1 \quad (28)
 \end{aligned}$$

其中第一项是由于假设每一簇的第一个多径分量延迟为 0。考虑到 $w(t)$ 的短时性，假设积分仅在 $\tau_1 \approx t-T_l$ 时非零，且在此区间内指数函数变化很小，得到

$$\begin{aligned}
 &E\left\{\sum_{k=1}^{K_l(t)} \exp\left(-\frac{\tau_{l,k}}{\gamma}\right) w(t-\tau_{l,k}-T_l) w^*(t-\tau-\tau_{l,k}-T_l) | T_l\right\} \\
 &= \lambda \exp\left(-\frac{t-T_l}{\gamma}\right) \int_0^{t-T_l} w(t-\tau_1-T_l) w^*(t-\tau-\tau_1-T_l) d\tau_1 \\
 &\approx \lambda \exp\left(-\frac{t-T_l}{\gamma}\right) \int_{-\infty}^{+\infty} w(t-\tau_1-T_l) w^*(t-\tau-\tau_1-T_l) d\tau_1 \\
 &= \lambda \exp\left(-\frac{t-T_l}{\gamma}\right) \phi_w(\tau) \quad (29)
 \end{aligned}$$

因而(28)可以化为

$$\begin{aligned}
 &E\left\{\sum_{k=0}^{K_l(t)} \exp\left(-\frac{\tau_{l,k}}{\gamma}\right) w(t-\tau_{l,k}-T_l) w^*(t-\tau-\tau_{l,k}-T_l) | T_l\right\} = \\
 &= \lambda \exp\left(-\frac{t-T_l}{\gamma}\right) \phi_w(\tau) + w(t-T_l) w^*(t-\tau-T_l) \quad (30)
 \end{aligned}$$

由大尺度衰落的独立同分布扰动 $M_{cluster}$ ，将其作期望后提取公因式之求和号外记为常数 c_2 ，即可再进行一次过滤泊松得到

$$\begin{aligned}
 E\{g(t)g^*(t-\tau)\} &= \\
 &= E\left\{\sum_{l=0}^{L(t)} \frac{\Omega_l}{c_1} [w(t-T_l)w^*(t-\tau-T_l) + \lambda \exp(-\frac{t-T_l}{\gamma})\phi_w(\tau)]\right\} \\
 &= \frac{c_2}{c_1} \{w(t)w^*(t-\tau) + \lambda \exp(-\frac{t}{\gamma})\phi_w(\tau) + \Lambda \exp(-\frac{t}{\Gamma})\phi_w(\tau) + \\
 &\quad + \lambda \frac{\Lambda}{\frac{1}{\gamma} - \frac{1}{\Gamma}} [\exp(-\frac{t}{\Gamma}) - \exp(-\frac{t}{\gamma})]\phi_w(\tau)\} \quad (31)
 \end{aligned}$$

结果大括号内的四项分别对应第一簇第一项, 第一簇其余各项, 其余各簇第一项, 其余各簇其余各项。在 t 偏离 0 后, 第一项由于短时效应马上下降为 0, 剩下后面几项。这几项中只有最后一项进行对指数函数进行了一次积分, 这是由一般过滤泊松得到的。而其余几项多受短时效应或首簇/项的零延迟假设, 因而实际上没有进行积分。

积分情况的差异导致了表现的不同。如果发生积分, 则在 $t=0$ 时该项应该为零, 而这正是第四项的情况。这一特性解释了 NLOS 模型中的 APDP 在一开始的一段时间以内会有上升的现象。而在 LOS 模型中, 第二项和第三项在初始阶段将起主要作用, 因而初始上升就不明显。这是文献[2]中没能得到的结论。

对于 Office 和 Industrial 的 NLOS 模型, 每个信道实现只有一簇, 且簇起点在 0 时刻。簇内各分量幅度平方的均质满足式(7)。事实上此式只是将原来的一项化为两项, 且只进行一次 Poisson 过程, 没有本质的困难。容易得到此时

$$\begin{aligned}
 E\{g(t)g^*(t-\tau)\} &= \\
 &= c_4 E\left\{\sum_{k=0}^{L(t)} (1 - \chi \exp(-\frac{\tau_k}{\gamma_{rise}})) \exp(-\frac{\tau_k}{\gamma_1}) \Omega_{\gamma_1} \right. \\
 &\quad \left. w(t-\tau_k)w^*(t-\tau-\tau_k)\right\} \quad (32) \\
 &= c_2 c_4 \lambda (1 - \chi \exp(-\frac{t}{\gamma_{rise}})) \exp(-\frac{t}{\gamma_1}) \\
 c_4 &= \frac{\gamma_1 + \gamma_{rise}}{\gamma_1(\gamma_1 + (1 - \chi)\gamma_{rise})}
 \end{aligned}$$

4. 多径分量强度的二阶矩 M_2 计算

接下来要计算的是与方差有关的表达式

$$\begin{aligned}
 E\{|\sum_{l=0}^{L(t)} \sum_{k=0}^{K_l(t)} |\alpha_{l,k}|^2\|^2\} &= E\{\sum_{l_1=0}^{L(t)} \sum_{l_2=0}^{L(t)} \sum_{k_1=0}^{K_{l_1}(t)} \sum_{k_2=0}^{K_{l_2}(t)} |\alpha_{l_1,k_1}|^2 |\alpha_{l_2,k_2}|^2\} \\
 &= E\{\sum_{l=0}^{L(t)} \sum_{k=0}^{K_l(t)} |\alpha_{l,k}|^4\} + E\{\sum_{l=0}^{L(t)} \sum_{k_1=0}^{K_l(t)} \sum_{\substack{k_2=0 \\ k_1 \neq k_2}}^{K_l(t)} |\alpha_{l,k_1}|^2 |\alpha_{l,k_2}|^2\} \quad (33) \\
 &\quad + E\{\sum_{l_1=0}^{L(t)} \sum_{\substack{l_2=0 \\ l_1 \neq l_2}}^{L(t)} \sum_{k_1=0}^{K_{l_1}(t)} \sum_{k_2=0}^{K_{l_2}(t)} |\alpha_{l_1,k_1}|^2 |\alpha_{l_2,k_2}|^2\}
 \end{aligned}$$

这个计算是十分困难的。当两项处于不同的簇时, 它们是独立的; 当不同的两项同处一簇时, 它们将在簇内独立而被同一个 Ω_l 引入相关性; 而当两组脚标完全一样时, 意味着我们

需要计算 Nakagami 分布的四阶矩。很重要的一点是我们需要刻画出处于不同簇或同一簇的不同项时的概率性质，而这一点需要得利于 Poisson 分布的良好性质。同时需要牢记的是，在 LOS 情况下，需要处理首簇和首项的特殊性，否则将会与实验/仿真结果相悖。下面将按照本段开头的分类来计算每一种乘积项的贡献

1) 四阶矩项

这一项几乎是之前计算的重复。采用在考虑了首簇/首项特性的基础上，进行两次过滤泊松，并且将 c_1, c_2, c_3 作为常数提出，即可得到：

$$\begin{aligned} E_1 &= E\left\{\sum_{l=0}^{L(t)} \sum_{k=0}^{K_l(t)} |\alpha_{l,k}|^4\right\} = E\left\{\sum_{l=0}^{L(t)} \sum_{k=0}^{K_l(t)} \left(1 + E\left\{\frac{1}{m}\right\}\right) (E\{|\alpha_{l,k}|^2\})^2\right\} \\ &= \frac{c_2^2 c_3}{c_1^2} \left\{1 + \frac{\lambda\gamma}{2} [1 - \exp(-\frac{2}{\gamma}t)] + \frac{\Lambda\Gamma}{2} [1 - \exp(-\frac{2}{\Gamma}t)] + \right. \\ &\quad \left. + \frac{\Lambda\Gamma\lambda\gamma}{4} [1 - \frac{\gamma}{\gamma-\Gamma} \exp(-\frac{2}{\gamma}t) + \frac{\Gamma}{\gamma-\Gamma} \exp(-\frac{2}{\Gamma}t)]\right\} \end{aligned} \quad (34)$$

其中的四项与(31)式意义是一样的。

2) 簇内不同项

这一项需要恰当刻画同一簇的不同项这一特性。由于涉及到两项的计算，不能直接应用过滤泊松过程的结论。但是只要利用条件期望的工具，立刻就可以得到令人惊喜的化简

$$E\left\{\sum_{l=0}^{L(t)} \sum_{\substack{k_1=0 \\ k_1 \neq k_2}}^{K_l(t)} \sum_{\substack{k_2=0 \\ k_1 \neq k_2}}^{K_l(t)} |\alpha_{l,k_1}|^2 |\alpha_{l,k_2}|^2\right\} = E\left\{\sum_{l=0}^{L(t)} E\left\{\sum_{\substack{k_1=0 \\ k_1 \neq k_2}}^{K_l(t)} \sum_{\substack{k_2=0 \\ k_1 \neq k_2}}^{K_l(t)} |\alpha_{l,k_1}|^2 |\alpha_{l,k_2}|^2 |T_l\right\}\right\} \quad (35)$$

首先处理内层的期望，在下面的计算里省去了簇到达时间的条件，但需要牢记这一条件是随机的。由于涉及两个相同的下标序列，在第一部分将会呈现出两倍的关系；而此一条件对后一项的影响则会在进一步的分析中体现出来。下面结果的第一项是前一项延迟为 0 的情况，此时乘积项第一项为常数提出，第二项则是容易处理的。关键的问题是非凡的后一项和。

$$\begin{aligned} E\left\{\sum_{k_1=0}^{K_l(t)} \sum_{\substack{k_2=0 \\ k_1 \neq k_2}}^{K_l(t)} |\alpha_{l,k_1}|^2 |\alpha_{l,k_2}|^2\right\} &= \\ &= \frac{\Omega_l^2}{c_1^2} E\left\{\sum_{k_1=0}^{K_l(t)} \sum_{\substack{k_2=0 \\ k_1 \neq k_2}}^{K_l(t)} \exp(-\frac{1}{\gamma}\tau_{k_1}) \exp(-\frac{1}{\gamma}\tau_{k_2})\right\} \\ &= \frac{\Omega_l^2}{c_1^2} \left\{2 \exp(-\frac{1}{\gamma}\tau_{k_2})|_{\tau_{k_2}=0} E\left\{\sum_{k=1}^{K_l(t)} \exp(-\frac{1}{\gamma}\tau_{k_1})\right\} + \right. \\ &\quad \left. + E\left\{\sum_{k_1=1}^{K_l(t)} \sum_{\substack{k_2=1 \\ k_1 \neq k_2}}^{K_l(t)} \exp(-\frac{1}{\gamma}\tau_{k_1}) \exp(-\frac{1}{\gamma}\tau_{k_2})\right\}\right\} \\ &= \frac{\Omega_l^2}{c_1^2} 2\lambda\gamma(1 - \exp(-\frac{1}{\gamma}(t - T_l))) + \\ &\quad + \frac{\Omega_l^2}{c_1^2} E\left\{\sum_{k_1=1}^{K_l(t)} \sum_{\substack{k_2=1 \\ k_1 \neq k_2}}^{K_l(t)} \exp(-\frac{1}{\gamma}\tau_{k_1}) \exp(-\frac{1}{\gamma}\tau_{k_2})\right\} \end{aligned} \quad (36)$$

在这里, 通过使用条件期望, 然后引用 Poisson 过程已知某时刻前发生事件的次数时事件发生时间为均匀分布的顺序统计量的性质, 再考虑被积式的轮换对称性, 马上可以去掉顺序限制, 从而得到一个简洁漂亮的表达式, 下面将展示这一有趣的过程

$$\begin{aligned}
 E\left\{\sum_{k_1=1}^{K_I(t)}\sum_{\substack{k_2=1 \\ k_1 \neq k_2}}^{K_I(t)} \exp\left(-\frac{1}{\gamma}\tau_{k_1}\right)\exp\left(-\frac{1}{\gamma}\tau_{k_2}\right)\right\} &= \\
 &= \underbrace{\int_0^{t-T_I} \int_0^{\tau_{K_I(t)}} \cdots \int_0^{\tau_2}}_{K_I(t)} \frac{K_I(t)!}{(t-T_I)^{K_I(t)}} \\
 &\quad \sum_{k_1=1}^{K_I(t)} \sum_{\substack{k_2=1 \\ k_1 \neq k_2}}^{K_I(t)} \exp\left(-\frac{1}{\gamma}\tau_{k_1}\right)\exp\left(-\frac{1}{\gamma}\tau_{k_2}\right) d\tau_1 \cdots d\tau_{K_I(t)} \quad (37) \\
 &= \underbrace{\int_0^{t-T_I} \int_0^{t-T_I} \cdots \int_0^{t-T_I}}_{K_I(t)} \frac{1}{(t-T_I)^{K_I(t)}} \\
 &\quad \sum_{k_1=1}^{K_I(t)} \sum_{\substack{k_2=1 \\ k_1 \neq k_2}}^{K_I(t)} \exp\left(-\frac{1}{\gamma}\tau_{k_1}\right)\exp\left(-\frac{1}{\gamma}\tau_{k_2}\right) d\tau_1 \cdots d\tau_{K_I(t)}
 \end{aligned}$$

至此, 问题就简化了。求和号可以提出去, 而且每一项其实是一样的; 这样相同的项数应该是排列数 $n(n-1)$, 从而得到下面的过程

$$\begin{aligned}
 E\left\{\sum_{k_1=1}^{K_I(t)}\sum_{\substack{k_2=1 \\ k_1 \neq k_2}}^{K_I(t)} \exp\left(-\frac{1}{\gamma}\tau_{k_1}\right)\exp\left(-\frac{1}{\gamma}\tau_{k_2}\right) \mid K_I(t)\right\} &= \\
 &= \frac{1}{(t-T_I)^{K_I(t)}} \left(\int_0^{t-T_I} d\tau\right)^{K_I(t)-2} n(n-1) \left(\int_0^{t-T_I} \exp\left(-\frac{1}{\gamma}\tau\right) d\tau\right)^2 \quad (38) \\
 &= \frac{K_I(t)^2 - K_I(t)}{(t-T_I)^2} \left(1 - \exp\left(-\frac{1}{\gamma}(t-T_I)\right)\right)^2
 \end{aligned}$$

继续求外层期望, 可以看到非常和谐的结果

$$\begin{aligned}
 E\left\{\frac{K_I(t)^2 - K_I(t)}{(t-T_I)^2} \left(1 - \exp\left(-\frac{1}{\gamma}(t-T_I)\right)\right)^2\right\} &= \\
 &= \frac{E\{K_I(t)^2 - K_I(t)\}}{(t-T_I)^2} \left(1 - \exp\left(-\frac{1}{\gamma}(t-T_I)\right)\right)^2 \quad (39) \\
 &= \lambda^2 \left(1 - \exp\left(-\frac{1}{\gamma}(t-T_I)\right)\right)^2
 \end{aligned}$$

由此得到表达式, 进行外层的期望, 即可得到

$$\begin{aligned}
 E\left\{\sum_{l=0}^{L(t)}\sum_{k_1=0}^{K_l(t)}\sum_{\substack{k_2=0 \\ k_1 \neq k_2}}^{K_l(t)}|\alpha_{l,k_1}|^2|\alpha_{l,k_2}|^2\right\} = \\
 = \frac{c_2^2}{c_1^2}\left\{2\lambda\gamma(1-\exp(-\frac{1}{\gamma}t)) + \lambda^2\gamma^2(1-\exp(-\frac{1}{\gamma}t))^2\right. \\
 + 2\lambda\gamma\Lambda\Gamma[2(1-\exp(-\frac{2}{\Gamma}t)) - \\
 - \frac{\gamma}{2\gamma-\Gamma}(\exp(-\frac{1}{\gamma}t) - \exp(-\frac{2}{\Gamma}t))] \\
 + \frac{\lambda^2\gamma^2\Lambda\Gamma}{2}[1 - \frac{4\gamma}{2\gamma-\Gamma}\exp(-\frac{1}{\gamma}t) + \frac{\gamma}{\gamma-\Gamma}\exp(-\frac{2}{\gamma}t) - \\
 \left. - \frac{\Gamma^2}{(\gamma-\Gamma)(2\gamma-\Gamma)}\exp(-\frac{2}{\Gamma}t)]\right\} \quad (40)
 \end{aligned}$$

各项的来源仍然与(31)一致。

3) 不同簇的贡献

$$\begin{aligned}
 E\left\{\sum_{\substack{l_1=0 \\ l_1 \neq l_2}}^{L(t)}\sum_{\substack{l_2=0 \\ l_2 \neq l_1}}^{L(t)}\sum_{k_1=0}^{K_{l_1}(t)}\sum_{k_2=0}^{K_{l_2}(t)}|\alpha_{l_1,k_1}|^2|\alpha_{l_2,k_2}|^2\right\} = \\
 = E\left\{\sum_{\substack{l_1=0 \\ l_2 \neq l_1}}^{L(t)}\sum_{\substack{l_2=0 \\ l_2 \neq l_1}}^{L(t)}E\left\{\sum_{k_1=0}^{K_{l_1}(t)}|\alpha_{l_1,k_1}|^2|T_{l_1}\right\}E\left\{\sum_{k_2=0}^{K_{l_2}(t)}|\alpha_{l_2,k_2}|^2|T_{l_2}\right\}\right\} \quad (41)
 \end{aligned}$$

括号中两个期望是一样的,令

$$\begin{aligned}
 E_l = E\left\{\sum_{k=0}^{K_l(t)}|\alpha_{l,k}|^2|T_l\right\} = \exp\left(-\frac{T_{l_1}}{\Gamma}\right) + \\
 + \lambda\gamma\left[\exp\left(-\frac{T_{l_1}}{\Gamma}\right) - \exp\left(-\frac{t}{\gamma}\right)\exp\left(-\left(\frac{1}{\Gamma} - \frac{1}{\gamma}\right)T_{l_1}\right)\right] \quad (42)
 \end{aligned}$$

上式第一项为簇内首个多径分量,第二项为其余多径分量的贡献。如此再仿照(38)中的办法计算下列式子则得到结果

$$E\left\{\sum_{\substack{l_1=0 \\ l_2 \neq l_1}}^{L(t)}\sum_{\substack{l_2=0 \\ l_2 \neq l_1}}^{L(t)}E_{l_1}E_{l_2}\right\} = \frac{c_2^2}{c_1^2}\left\{2\Lambda\Gamma(1 + \lambda\gamma(1 - \exp(-\frac{t}{\gamma})))I_3 + \Lambda^2\Gamma^2I_3^2\right\} \quad (43)$$

其中

$$I_3 = [1 - \exp(-\frac{1}{\Gamma}t)] + \lambda\gamma[1 - \frac{\gamma}{\gamma-\Gamma}\exp(-\frac{t}{\gamma}) + \frac{\Gamma}{\gamma-\Gamma}\exp(-\frac{t}{\Gamma})] \quad (44)$$

(43)中的第一项为 l_1 或 l_2 为零的情况。(44)中第一项和第二项分别对应于(42)中第一项和

第二项的贡献。如此则算清楚了(33)中的三项，得到了 MPC 的二阶矩表达。至于 $R_h(t)$ 则可以通过对这个二阶矩对 t 求一次微分得到，由于表达式过于复杂，在此就不详细导出了。

至此，得到了(15)到(21)式中除频率响应 $w(t)$ 以外诸项的表达，按照文献 [2] 的思路已经可以计算各种相关函数的二阶矩性质了。

5. IEEE 模型参数的作用分析

本文模型中采用的 IEEE 的模型参数可以分为以下几组

1) Γ, γ

这一对参数真正决定了能量衰落的速度，也就是 $P_h(t)$ 的包络。对于每一个 MPC，其所处簇的 T_l 越晚，则簇能量衰落 $\sim \exp\left(-\frac{T_l}{\Gamma}\right)$ 越严重，而簇内能量衰落 $\sim \exp\left(-\frac{\tau_{lk}}{\gamma_l}\right)$ 越小。这就构成一对矛盾，而正是这对矛盾导致了 NLOS 条件下 $P_h(t)$ 在初始阶段的上升，以及部分条件下对数 $P_h(t)$ 并不呈现一条直线。

2) $\mu_m, \sigma_m, \sigma_{\text{cluster}}$

这一组参数最终乘在各个 MPC 和 cluster 上，在本文中将其处理为独立同分布的变量，因而在求期望时直接取单点期望提出。当然，这是对数正态的分布，因而需要按对数正态的求法去除粒。Nakagami-m 因子只有在求能量的二阶矩时才在幅度四阶矩上表现出来。

3) λ, Λ

在这里确实恰好体现了这两个参数作为发射强度的意义。在各种情况下，这两个参数只是以恰当的形式乘在指数项的前面，能量对其的依赖是线性的。

4) κ

这是频率依赖因子，在后面的分析中可以看到它的作用。

V. 频率响应

在前面的分析中，还没有引入频率响应的影响。在这一节中我们将看到信道滤波器和发送滤波器的作用，同时分析应对的补偿措施。

1. 基本分析： T_w 的影响

由 III.2 的分析可以知道，接收机端收到的信号可以表示为 SV 冲击序列 $h(t)$ 、信道冲击响应 $w(t)$ 、发送滤波器冲击响应 $p(t)$ 和发送信息冲击序列 $x(t)$ 的卷积。因此，在分析接收端信号时，应该用 $w(t)$ 和 $p(t)$ 的卷积来代替信道模型中的 $w(t)$ 。

注：这个做法其实是自然的，只要来考虑总的信道模型，则自然应该这么做。

在我们的问题里，由于(31)中各项最后都要乘以一个 $w(t)$ 的相关函数（其中三个做了积分，另一个未做），而当相关延迟 $\tau > T_w$ 时，相关为零。这说明相关函数非零区间长度是由 T_w 确定的。而且如果计算 Bello 的相关函数 $I\{\tau; g, g; t_0\}$ ，也就是对 $E\{g(t)g^*(t-\tau)\}$ 进行积分，则可以得到

$$\begin{aligned}
E \left\{ \int_0^{t_0} g(t) g^*(t-\tau) \right\} &= \\
&= \frac{c_2}{c_1} \int_0^{t_0} \{ w(t) w^*(t-\tau) + \Lambda \exp(-\frac{t}{\Gamma}) \phi_w(\tau) + \lambda \exp(-\frac{t}{\gamma}) \phi_w(\tau) + \\
&\quad + \lambda \frac{\Lambda}{\frac{1}{\gamma} - \frac{1}{\Gamma}} [\exp(-\frac{t}{\Gamma}) - \exp(-\frac{t}{\gamma})] \phi_w(\tau) \} \\
&= \frac{c_2}{c_1} \{ 1 + \Lambda \Gamma [1 - \exp(-\frac{t_0}{\Gamma})] + \lambda \gamma [1 - \exp(-\frac{t_0}{\gamma})] + \\
&\quad + \Lambda \Gamma \lambda \gamma [1 - \frac{\Gamma}{\Gamma - \gamma} \exp(-\frac{t_0}{\Gamma}) + \frac{\gamma}{\Gamma - \gamma} \exp(-\frac{t_0}{\gamma})] \} \phi_w(\tau) \\
&\xrightarrow{t_0 \rightarrow \infty} \frac{c_2}{c_1} [1 + \Lambda \Gamma + \lambda \gamma + \Lambda \Gamma \lambda \gamma] \phi_w(\tau)
\end{aligned} \tag{45}$$

当然，这只是再一次说明了上面的结论。另外，按照这个思路，如果计算 $E \left(\sum_l^{L(t)} \sum_k^{K_l(t)} |\alpha_{l,k}|^2 \right)$ 则可以得到一个能够印证(15)式的结论。同时，上式也给出了这一积分的收尾情况与各模型参数的关系。因而事实上上述相关函数的形状是完全由 $\phi_w(t)$ 所决定的。

2. 发送滤波器

根据采样点无失真准则，合成的信道滤波器可以具有升余弦等特性。而如果噪声是白的，那么在匹配滤波器之前，信道滤波器应该呈现出根号升余弦特性。因此事实上应该通过一定的匹配来补偿 IEEE 标准中的频率响应 $f^{-(1+\kappa)}$ 。当然，这种补偿能力是有限的，毕竟 $f^{-(1+\kappa)}$ 并不能得到一个很好的解析表达式。

当然，从研究的角的可能对不同补偿进行仿真，只要在叠加信道滤波器的步骤上加入不同的滤波器即可。

3. 信道滤波器

如果进行了补偿，则这一步对接收信号是没有直接的影响的。但是我们可以进行一定的仿真来说明，当呈现出 $f^{-(1+\kappa)}$ 特性时，对于码元波形的影响还是十分严重的。事实上这一影响很多情况下将展宽主瓣，加重旁瓣，从而破坏采样点无失真准则，这将引起误码。这一点可以从下面的仿真看到。

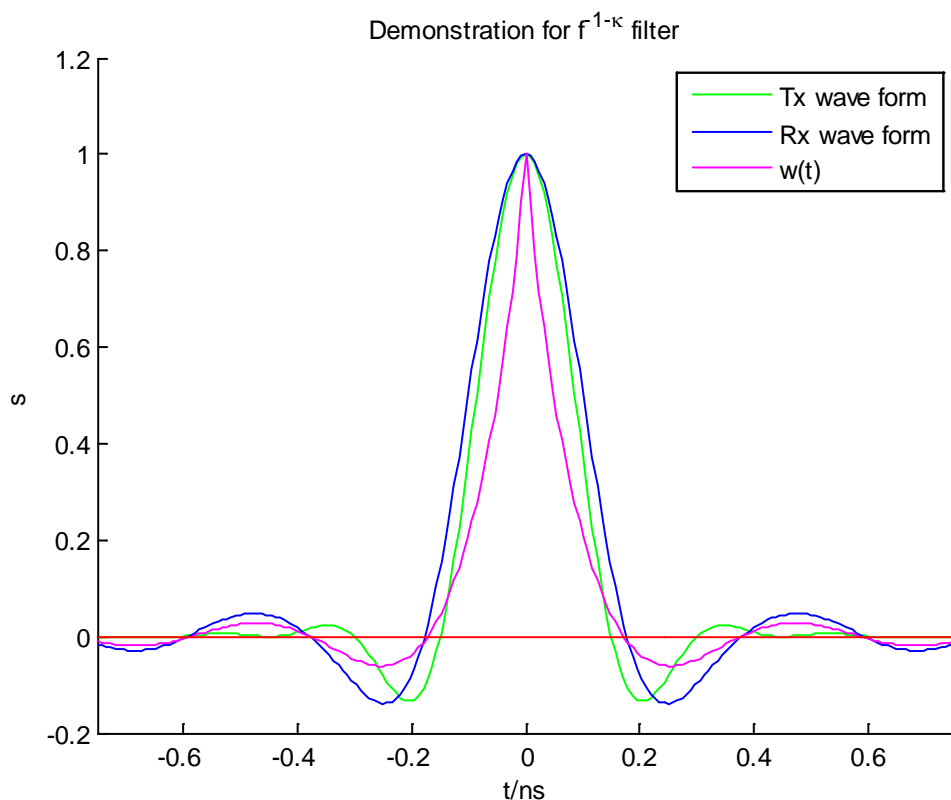


图 1 $\alpha = 0.5, \tau = 0.15ns$ 升余弦信号通过 $\kappa = 0.71$ 信道滤波器

可以看到, 经过了 $f^{(-\kappa - 1)}$ 的滤波器后, 过零位置偏移, 过冲加剧, 将造成码间串扰。可以看到, 过滤后的零点与 $w(t)$ 的零点一致, 这呈现出了卷积过程对于 $c(t)$ 和 $w(t)$ 响应情况的不一致。上述信道滤波器参数依照 residential NLOS 给出。

4. 补偿措施

因此, 一定要在发送滤波器出增加对信道的补偿, 或者说进行均衡。这通常可以猜用一个 FIR 滤波器进行, 这样便于调整滤波器系数, 并且可以避免自激之类的问题。当然, 由于是时变信道, 自适应滤波应该是值得考虑的。

VI. 信道仿真结果

1. APDP

首先考察 APDP，这一函数将表现出信号衰减的情况。通过将所求得函数嵌入 IEEE 提出的标准信道模型的代码中，并对现有程序进行一定修改，可以得到如下结果

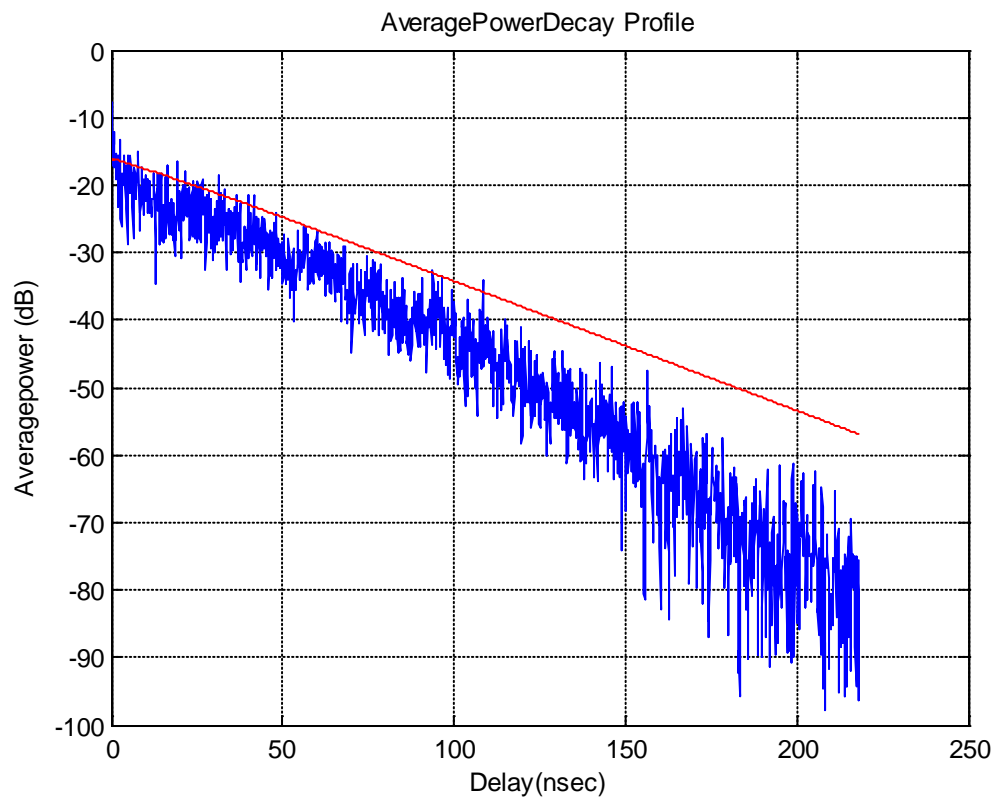


图 2 Residential LOS

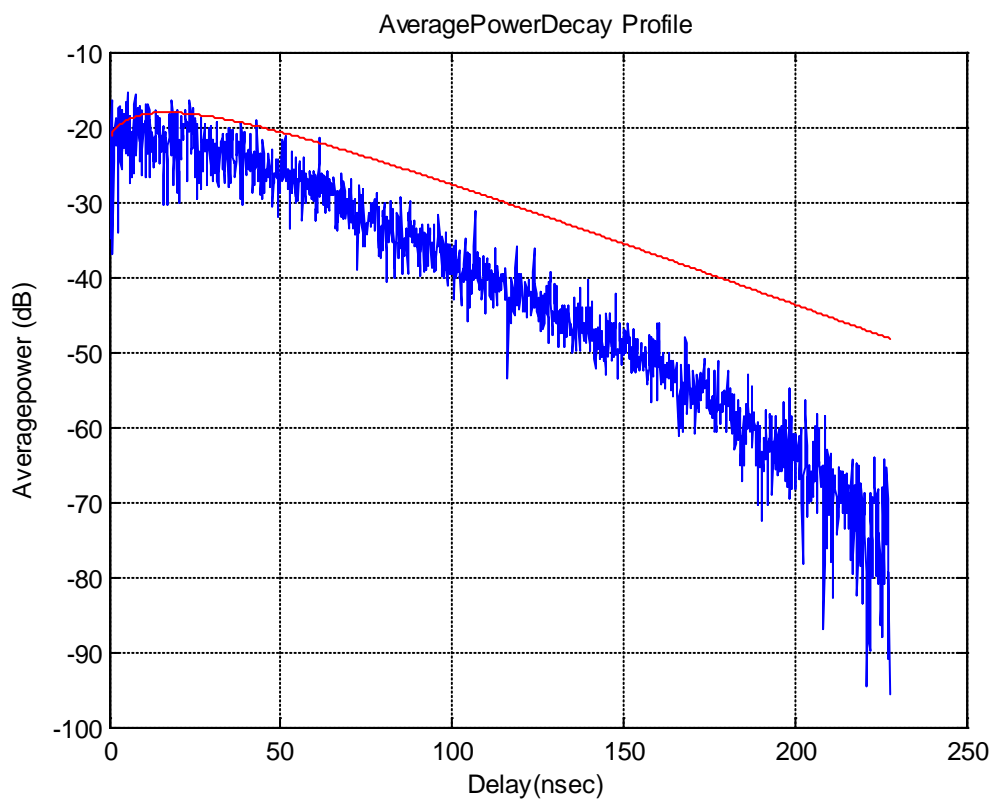


图 3 Residential NLOS

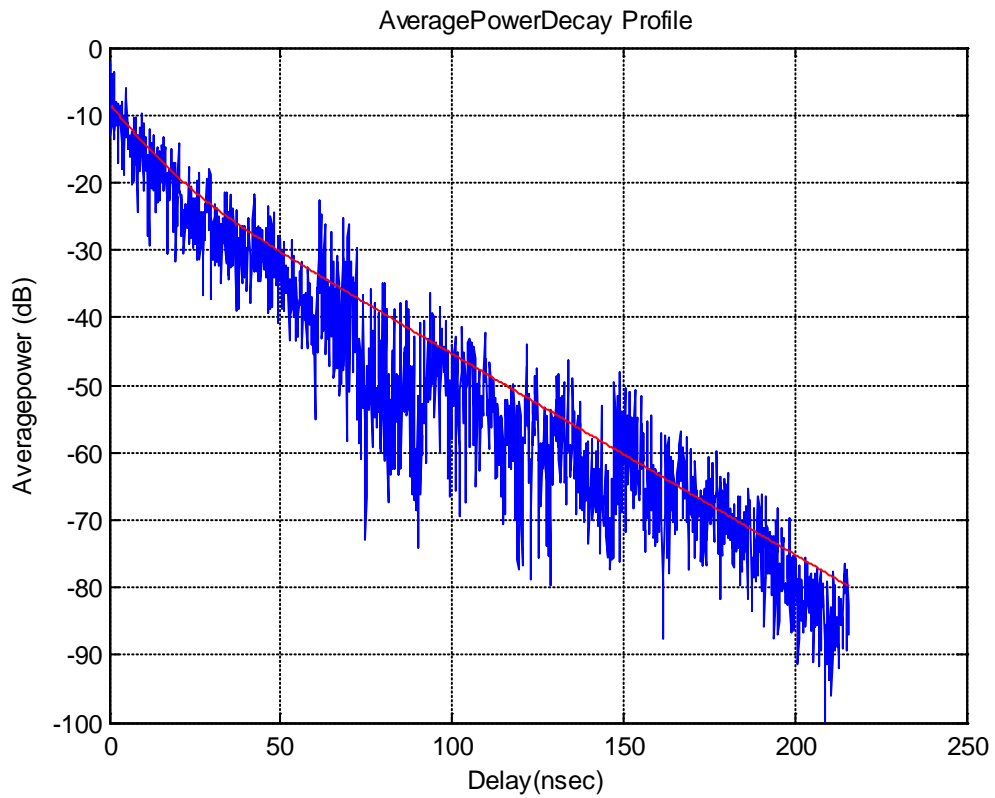


图 4 Office LOS

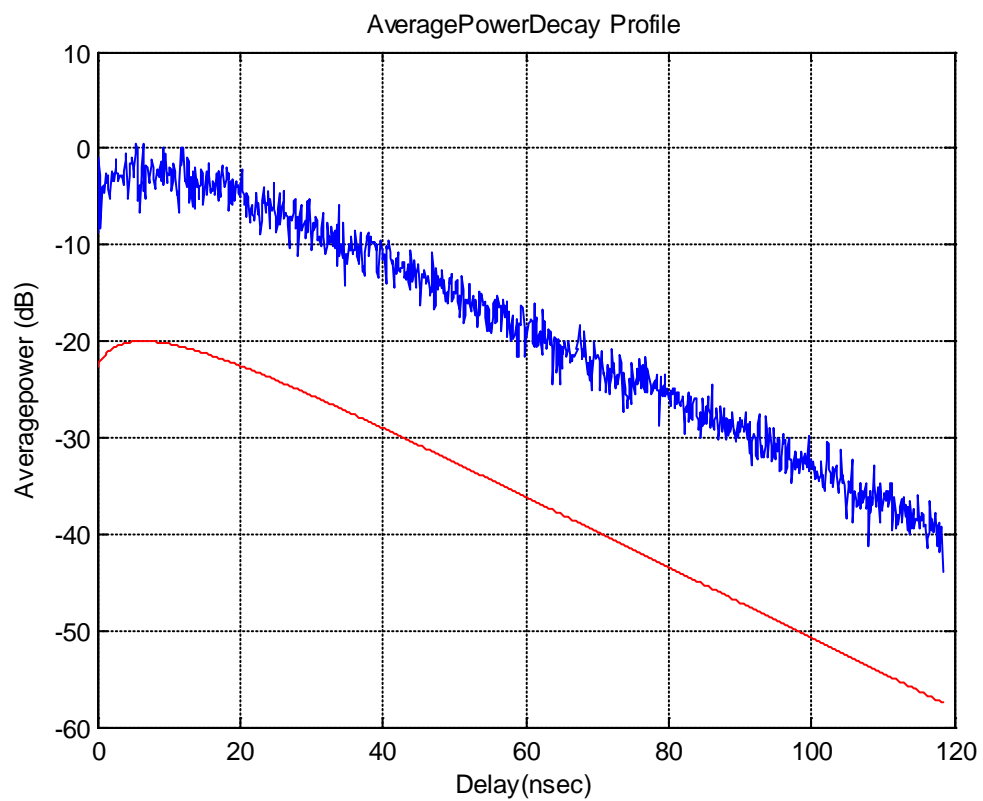


图 5 Office NOLS

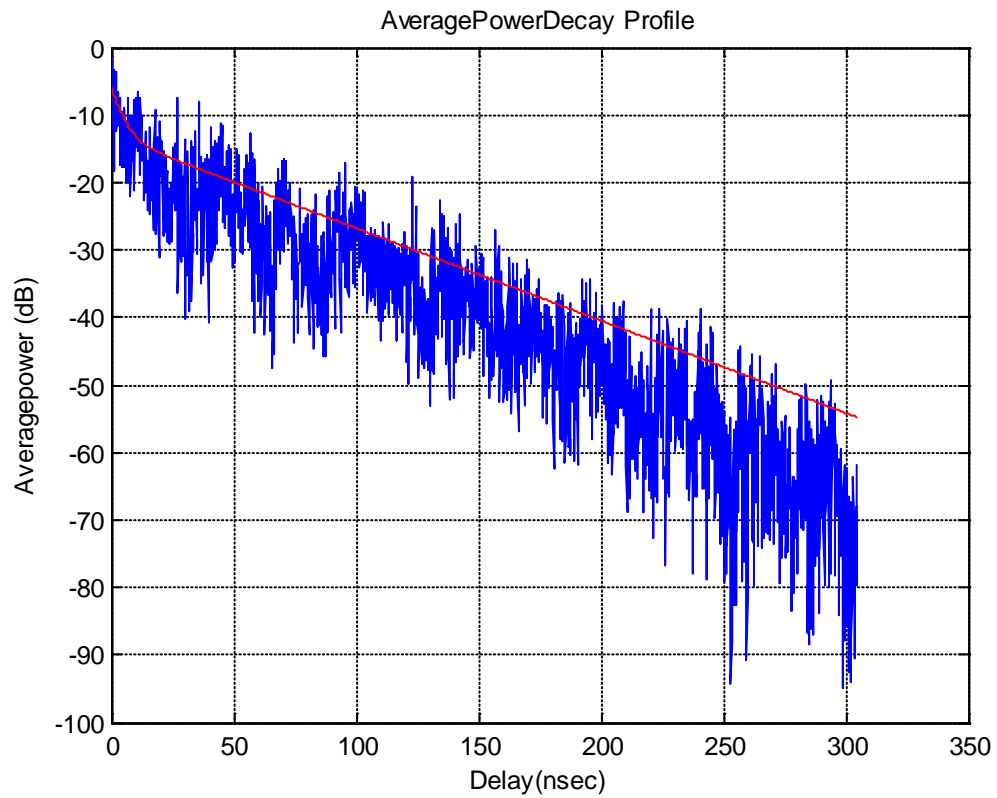


图 6 Outdoor LOS

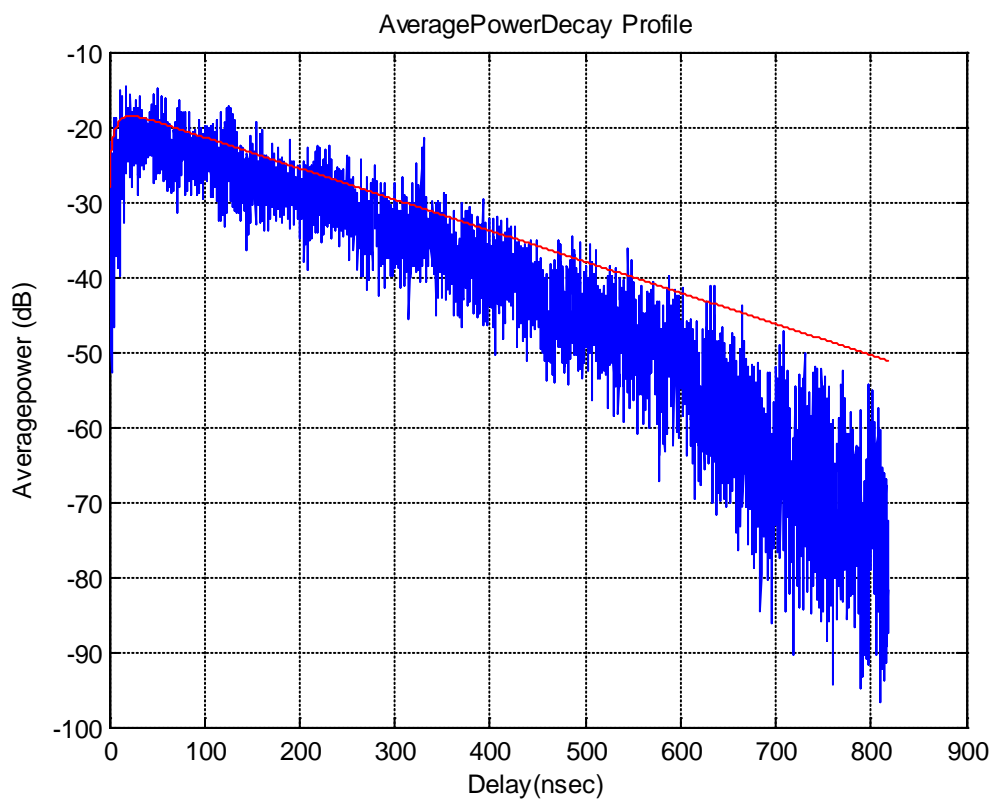


图 7 Outdoor NLOS

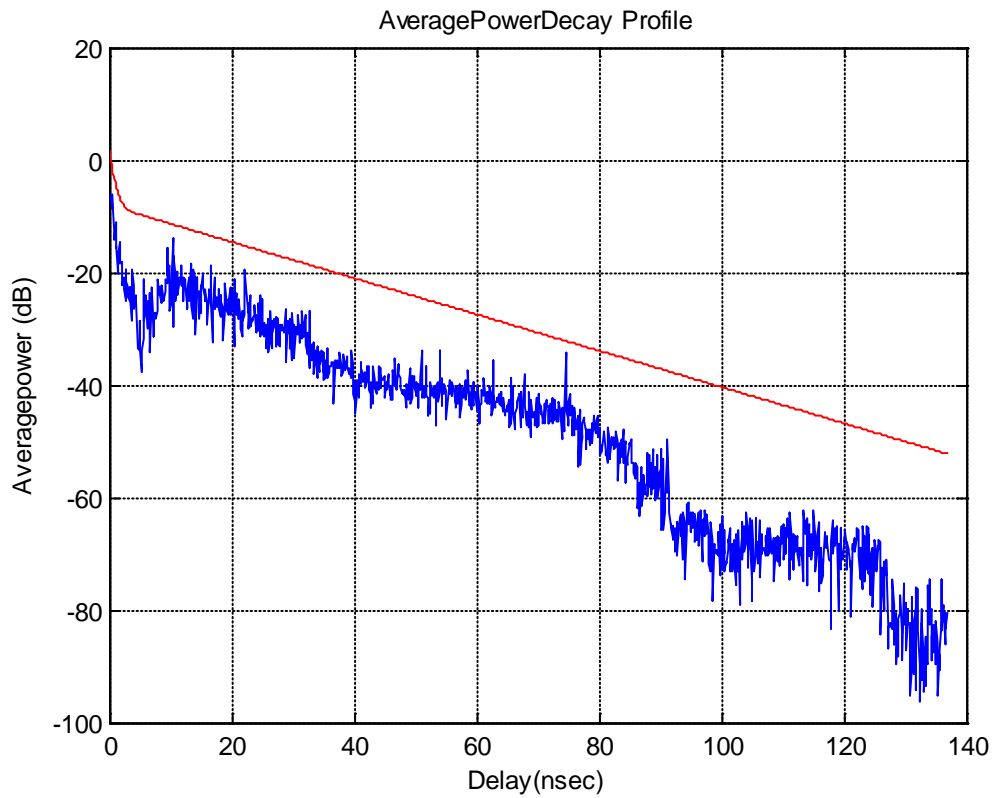


图 8 Industrial LOS

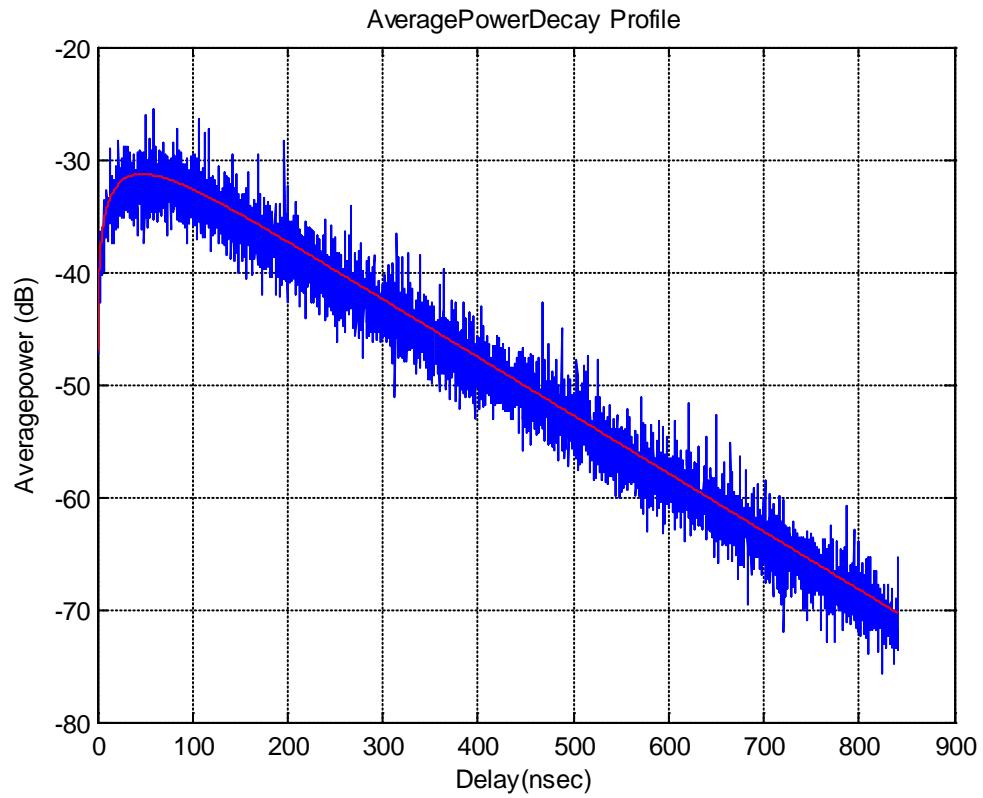


图 9 Industrial NLOS

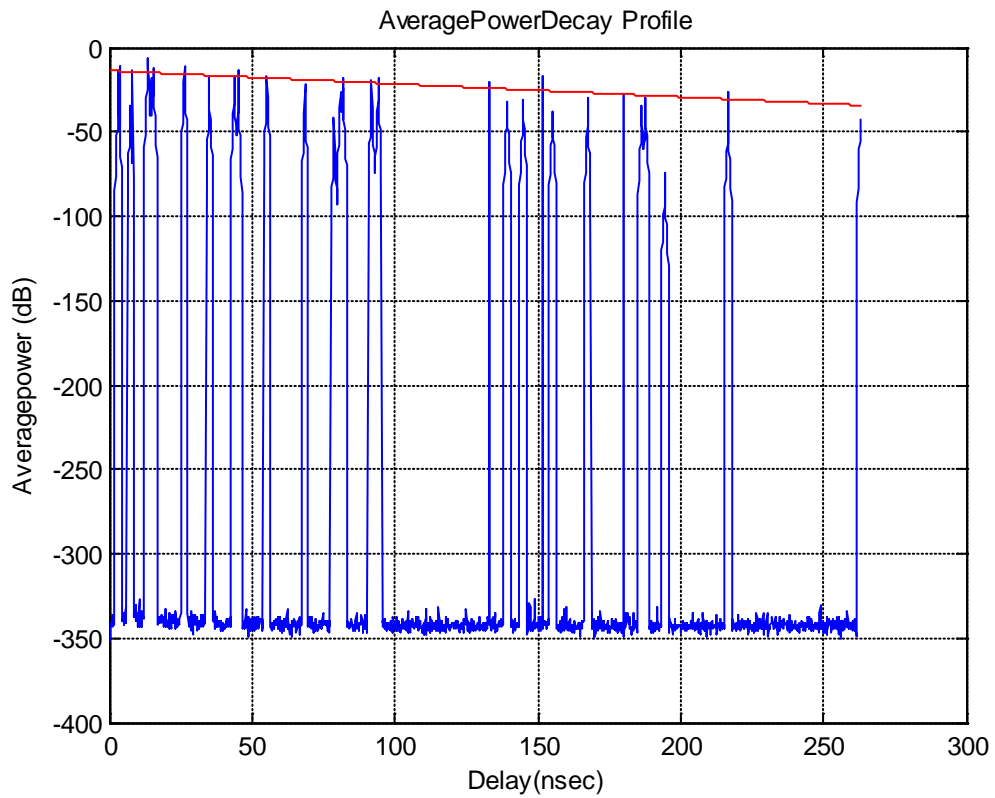


图 10 Open Outdoor Environment NLOS(Fram, Snow-Covered Open Area)

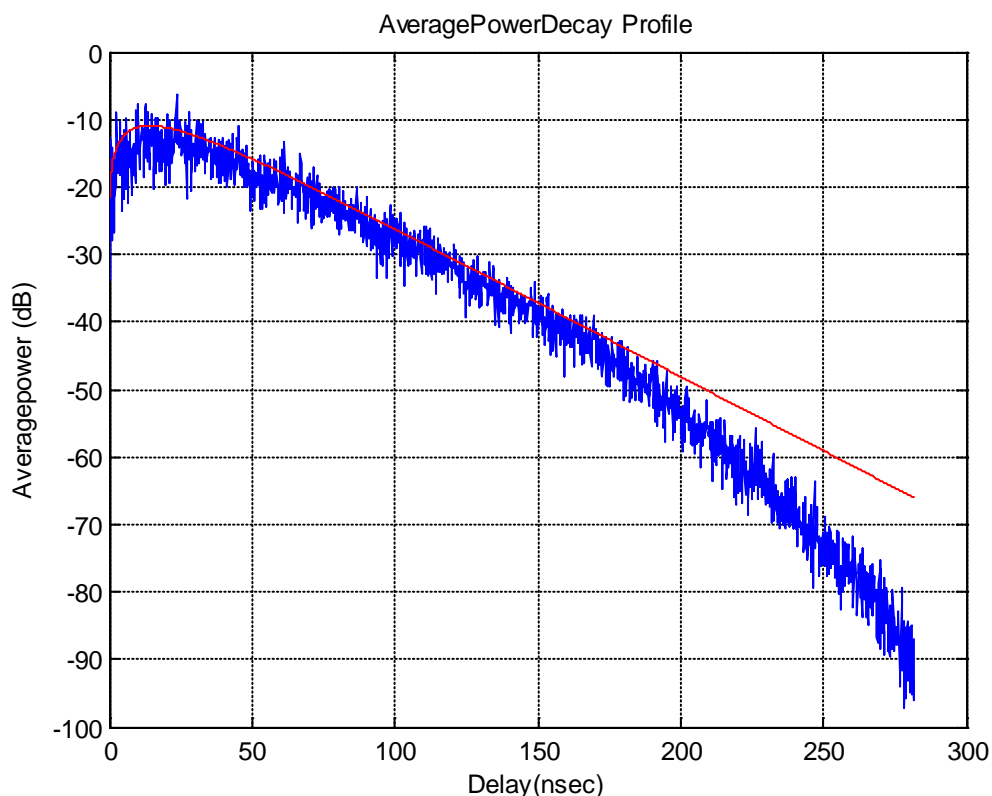


图 11 Office NLOS (don't match the report)

以上各图中蓝色的有大量起伏的波形是由 802SV 模型得到的结果,而红色的曲线为按照 (31)或(32)式得到的期望。可以看到图 3、5、8、10 计算与仿真符合得很好,图 1、2、6 在较短的时间之后仿真结果衰减明显较快。图 4、7 整体下降趋势符合得较好,但是差一个常数倍(纵坐标为对数时差常数差)。图 9 呈现出莫名的状态,此模型在报告的正文中没有提到,在 IEEE 的仿真程序的主程序中也不被采用,但是出现在参数选择的程序中,故姑且拿出来看一下。

图 1、2、6 中仿真与解析表达的差异的原因在于 IEEE 模型中假设了簇的总数按泊松分布。而且在这几个情况下在很短的时间内就到达了上限。对于图 1 和图 2,只要将模型参数中的上限的均值改大,即可得到较为理想的结果。至于图 5,由于电脑内存有限,在 IEEE 程序的基础上无法通过改大簇总数均值的办法来取得较好的仿真结果。

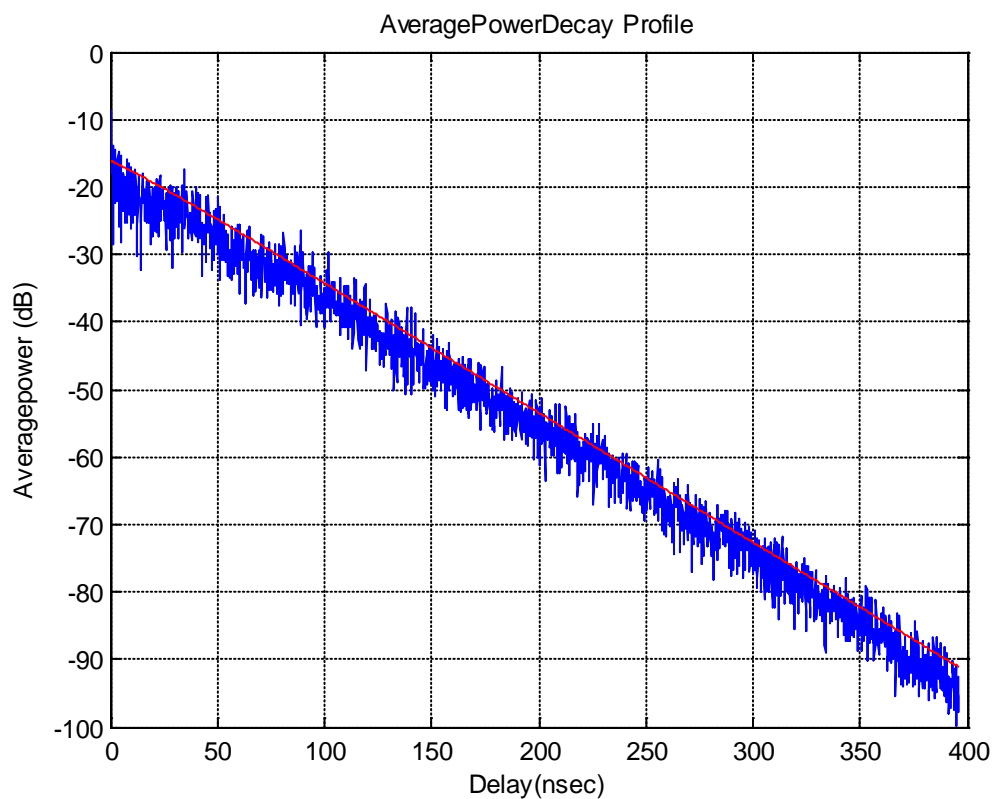


图 12 Residential LOS (adjusted)

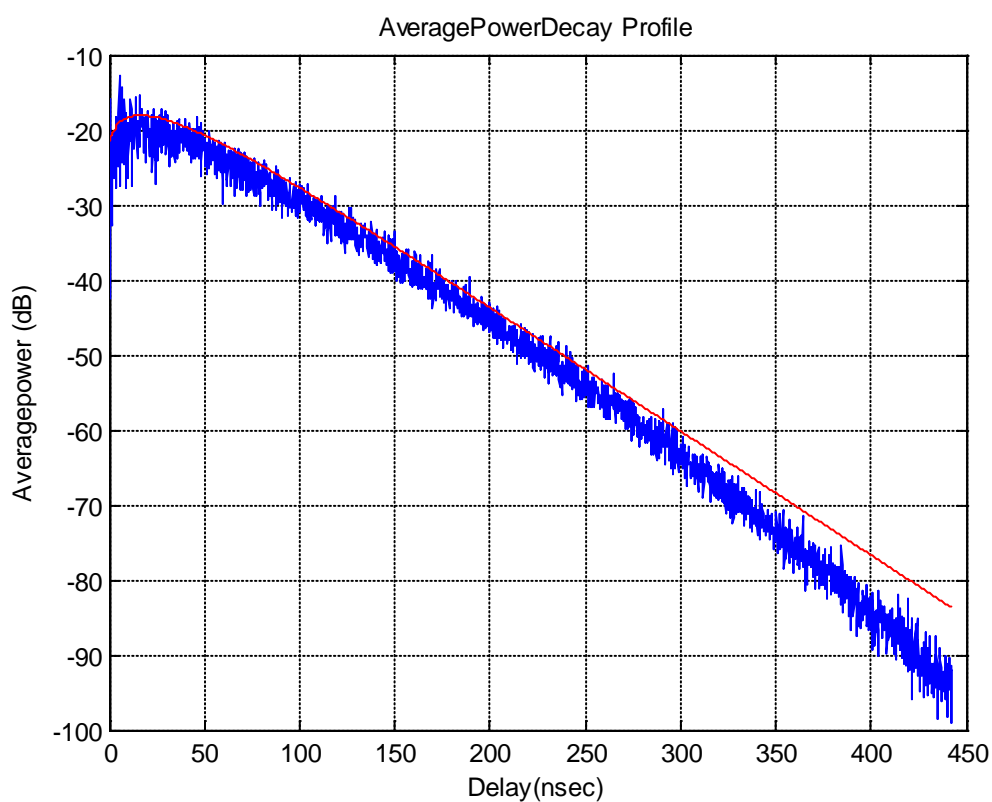


图 13 Residential NLOS (adjusted)

对于曲线有较大误差的 4，检查 IEEE 程序可以发现，它并没有按泊松分布来产生 MPC 的到达时间，而是采用时域等距抽头的办法计算各点均值，然后应用 Nakagami 分布得到一

个信道实现。但是在仿真程序的参数模块又有簇发射强度 Λ ，这实在是一件费解的事情。在我的计算中，假设这个发射强度正式 MPC 的发射强度，然后得到结果。这个算法与图 8 的结果符合得很好，但是在图 4 种有较大差异。

对于图 7，主要是由于标准模型采用了 time-tapped 的方式生成簇结构，与 SV 的泊松过程不符，(λ 参数不起作用)。但是可以看出从下降趋势，尤其是开头的转折点表现还是很符合的。

总之，对于具有标准簇结构 SV 的 IEEE 情景，解析计算得到的结果可以反映除了簇上限以外的 PDP 的主要特性。对于具有单个 PDP 结构的 IEEE 情景，解析结果不甚令人满意，但这主要是由于 IEEE 模型表达不够明确引起的。对于雪地户外模型，则有较大问题。

2. 相关函数二阶矩 M_2

由于 Office 和 Industrial 的 NLOS 模型与标准 SV 有较大差异，而且报告对其定义不够明确，以及雪地户外模型比较奇怪，在这里的计算中就不考虑这几种情况了。同时限于篇幅，仅选取部分计算结果予以展示

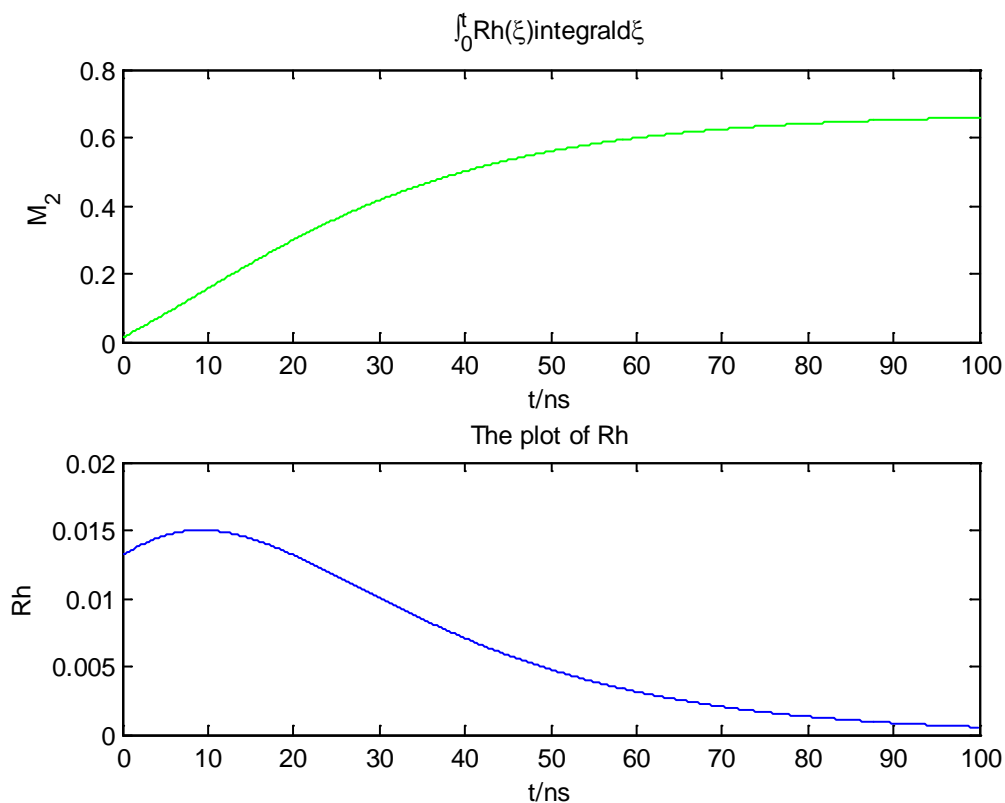


图 14 Rh in residential LOS

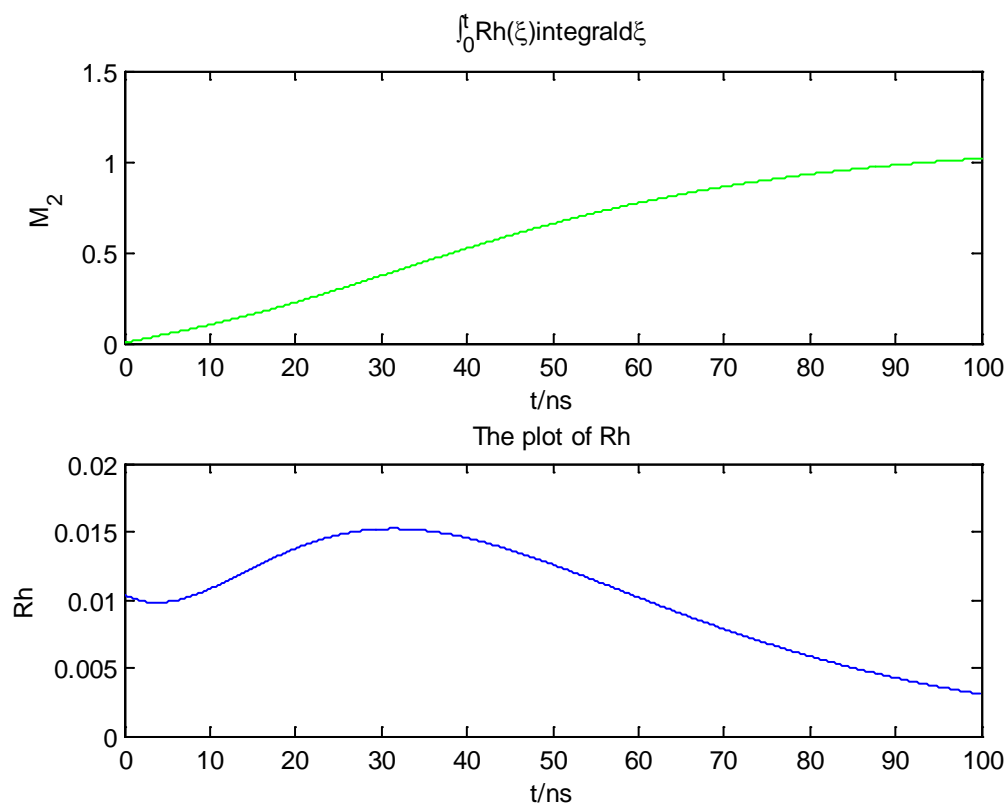


图 15 Rh in residential NLOS

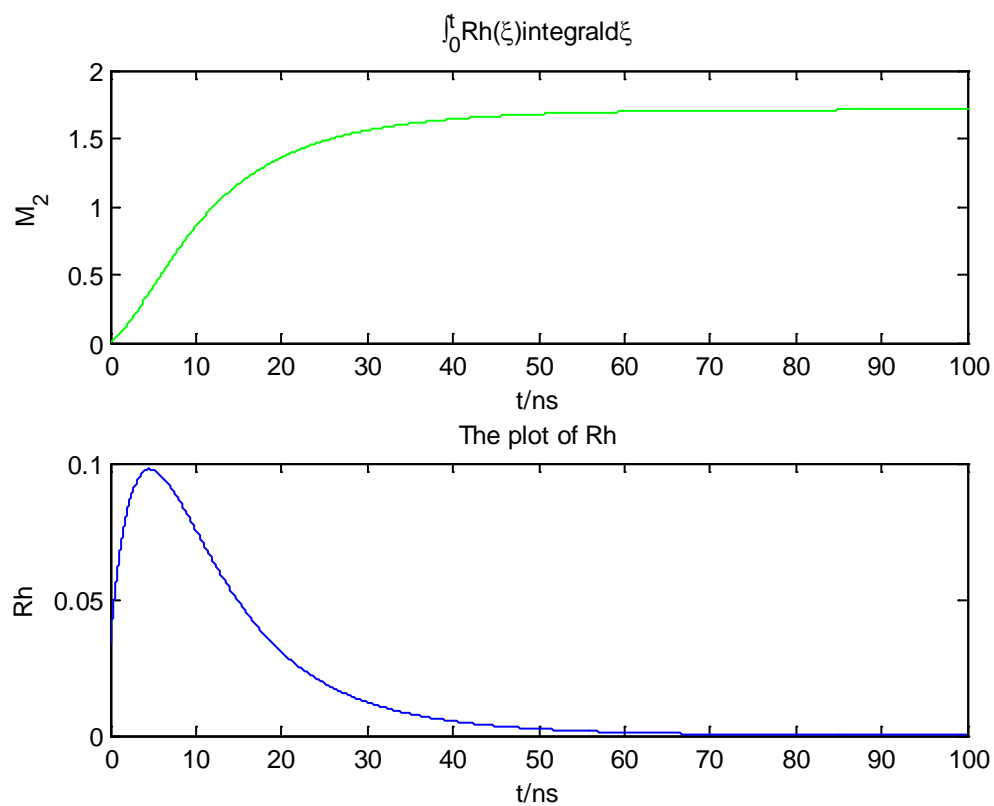


图 16 Rh in office LOS

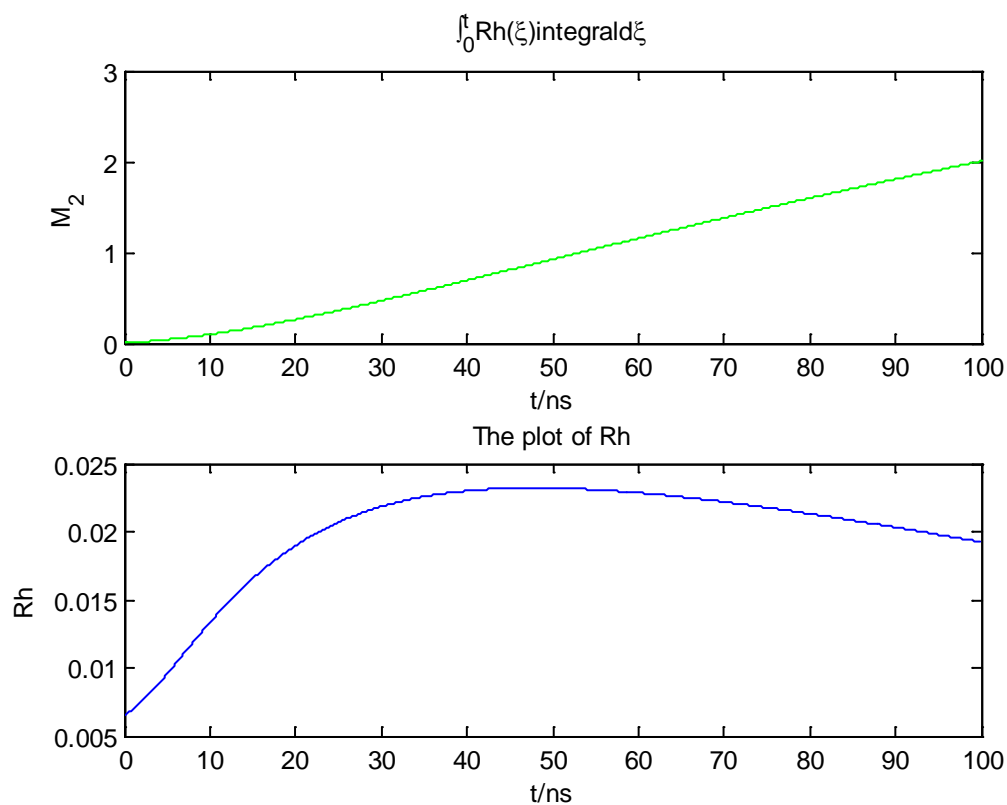


图 17 Rh in outdoor NLOS

可以看到 NLOS 环境中 Rh 峰值到来得比较晚，减小得比较慢。这是由于没有直射的无延迟首簇信号导致的结果。由于整体来看到达越晚损耗越大，因而非直射信道会导致较大的能量损耗，这与直观是一致的。

3. ACF 的期望

这一期望应按照(31)或(32)进行计算。在这里码型效应将体现其中，为此我考察了升余弦，根号升余弦和高斯二阶导三种情况。由于此处图形较多，只考察 residential 的两种环境。

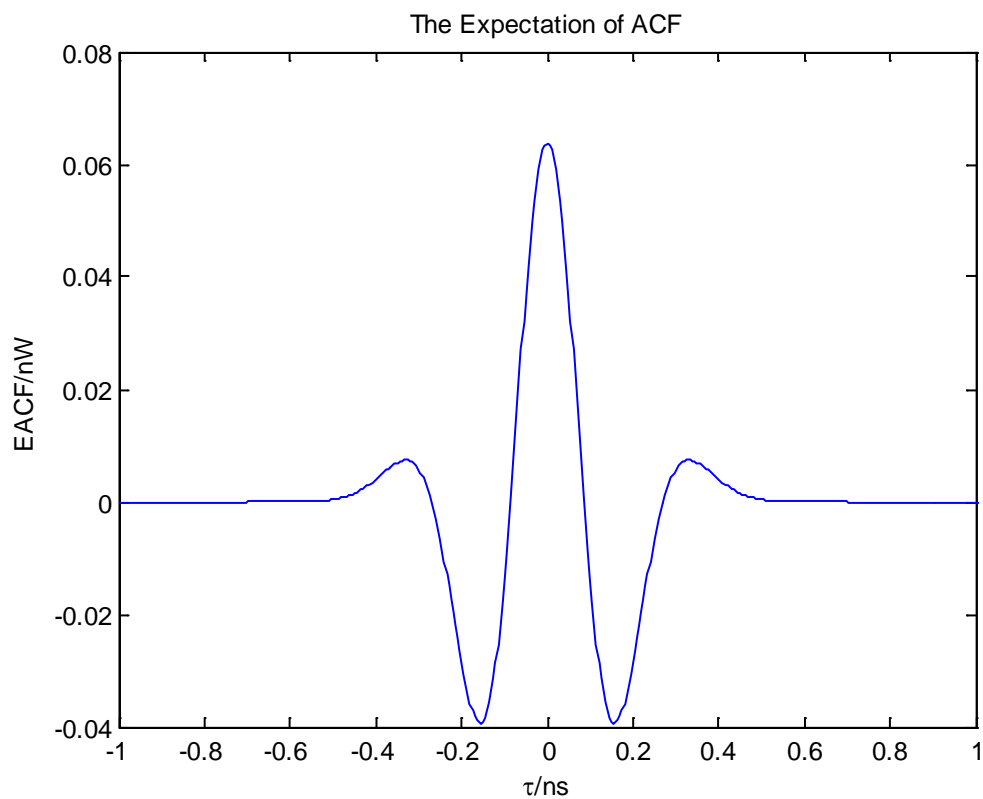


图 18 $E\{ACF\}$ in residential LOS

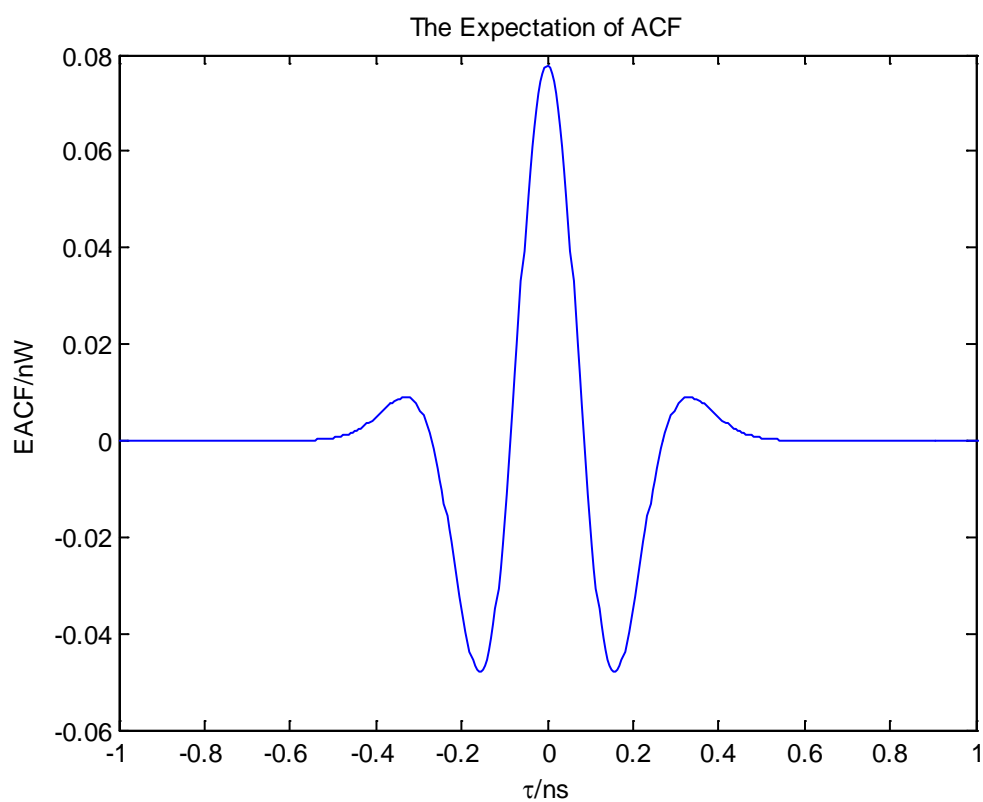
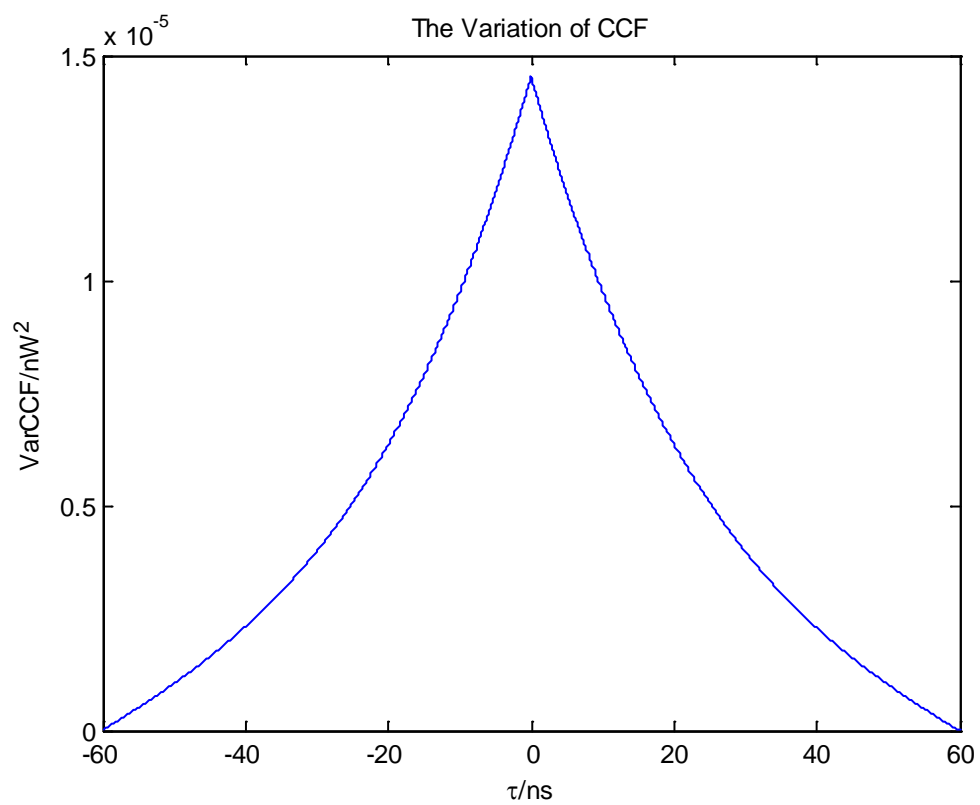
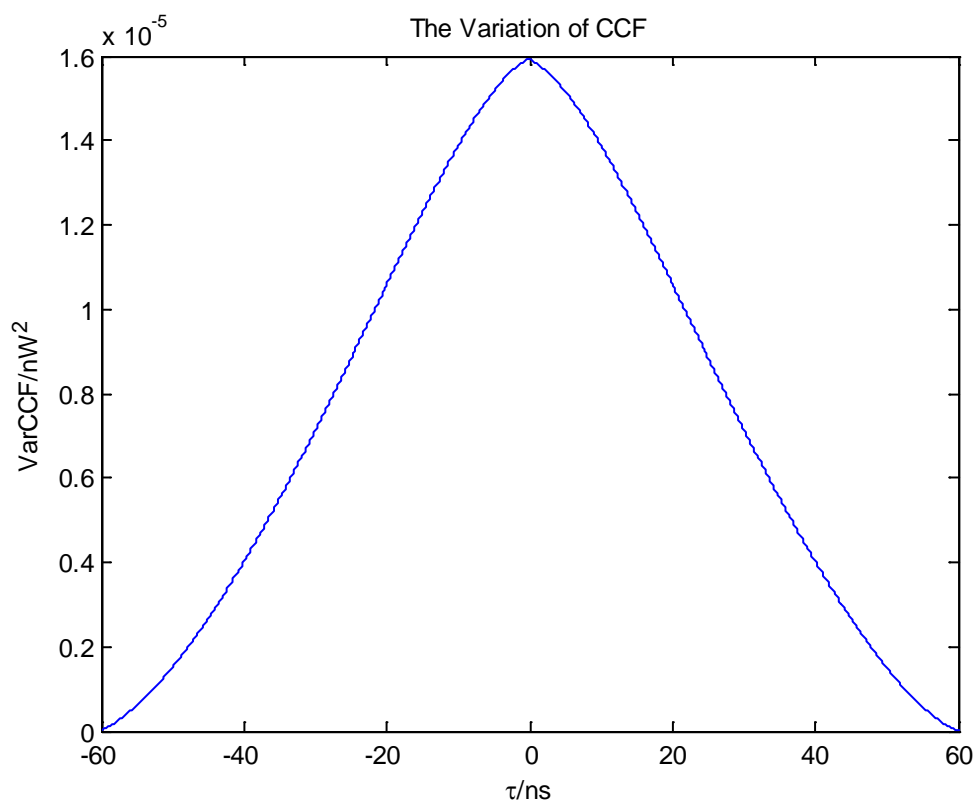


图 19 $E\{ACF\}$ in residential NLOS

事实上此处呈现出的仅仅是高斯二阶导脉冲本身的自相关函数的形状， sv 参数只起到比例的作用。由于没有实验数据，并不能很好判断这一结果的正确性。

4. CCF 的方差

图 20 $\text{Var}\{\text{CCF}\}$ in residential LOS图 21 $\text{Var}\{\text{CCF}\}$ in residential NLOS

这里呈现的是 Ph 的相关。可以看出在 NLOS 模型下 Ph 相关要宽一些，下降较慢。

5. ACF 的方差

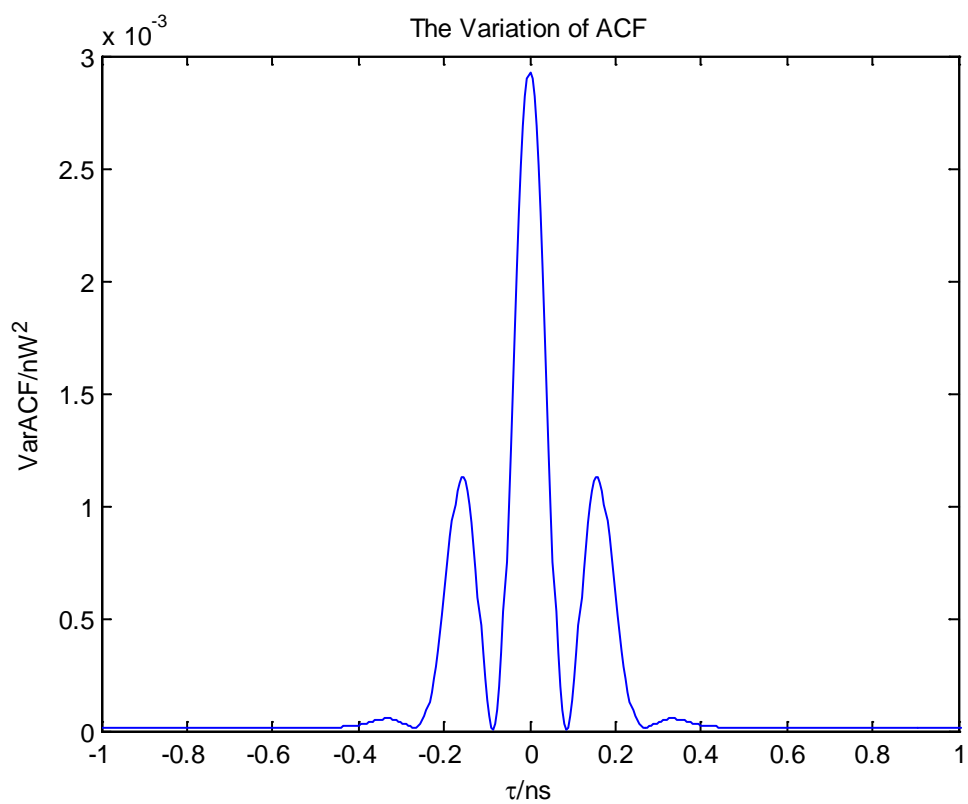


图 22 $\text{Var}\{\text{ACF}\}$ in residential LOS

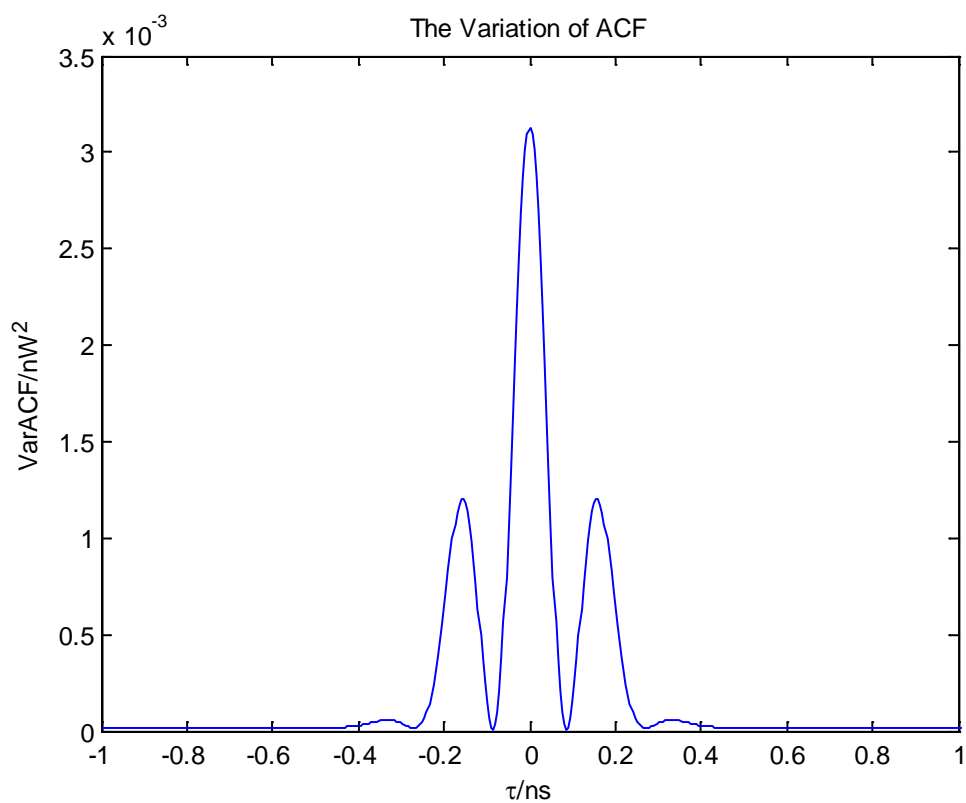


图 23 $\text{Var}\{\text{ACF}\}$ in residential NLOS

可以发现在这一对情景下，两组结果没有太本质的区别。NLOS 情况下能量展宽更明显一些。虽然这个函数应该与 Rh 和 Ph 都要有较明显的联系，但是事实上影响不大。

6. 码型影响

将码型函数换为升余弦在 residential 的 LOS 模型下有

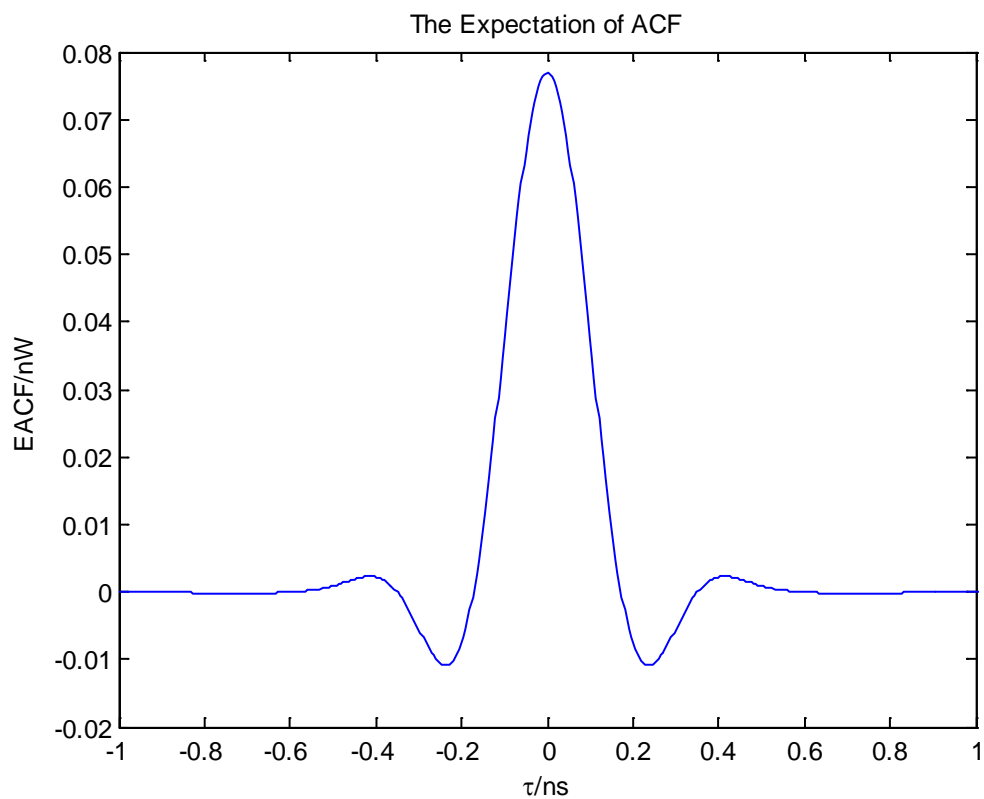


图 24 $E\{ACF\}$ in residential LOS (filtered by raised cosine)

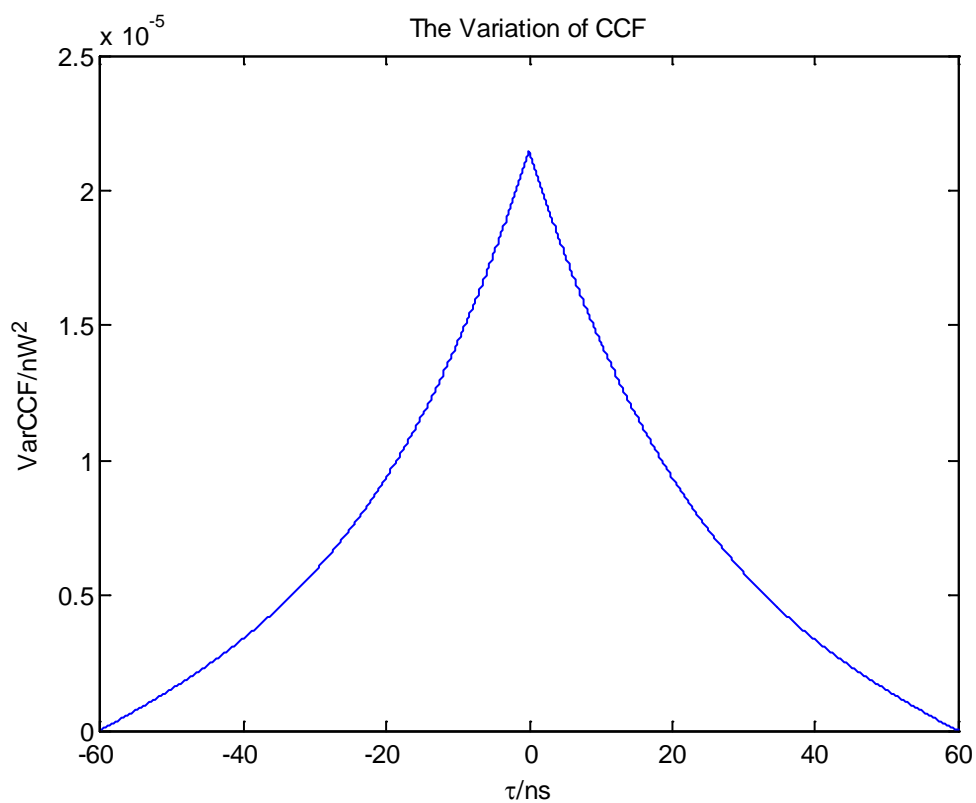


图 25 $Var\{CCF\}$ in residential LOS (filtered by raised cosine)

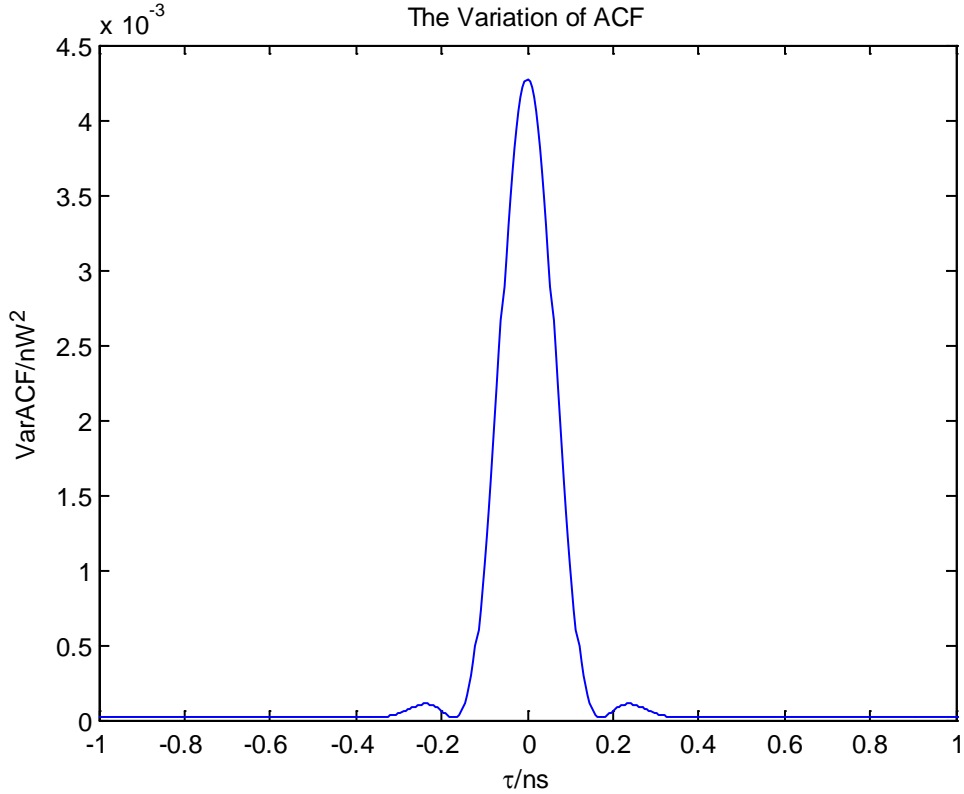


图 26 Var{ACF} in residential LOS (filtered by raised cosine)

此处选取的升余弦参数为 $\tau = 0.15\text{ns}$, $\alpha = 0.5$, 带宽与前述高斯二阶导一致。可以看出此时旁瓣能量要小得多, 虽然宽度略有加宽。

VII. 结论与建议

1. SV 模型的解析分析

本文提出了簇结构 SV 模型的基本分析方法, 特别是基于条件概率和顺序统计量的手段以计算 Ph 的解析表达, 取得了较好的结果。此模型与 IEEE 标准模型相比, 在少部分情景下忽略了 Nakagami-m 因子和 γ_l 的时变性。但由仿真结果可以看出, 此时变性并不影响二阶矩的分析结果。此模型与文献[2]中的结果相比, 能较好地描述 Ph 开头阶段的上升过程, 反映了反射过程中的一些细节变化。

2. 带宽影响

带宽将影响码型, 而码型畸变将引起误码。因此需要采用恰当的办法补偿幅平特性。但是在 PDP 的意义下, 这个影响却是不甚明显的。

但是 IEEE 模型有一个困难, 其 $f^{-\kappa-1}$ 的幅频特性并不能延伸到较低频率, 因而这个地方是很有问题的。同时这个幅频特性也给补偿带来了较大困难, 因为一个非整数的指数项是很难得到时域的解析表达式的。

3. 码型作用

可以看出, 在相关函数方面, 升余弦的拖尾比高斯二阶导数要小, 这一点对于码间串扰还是很有意义的。

4. 仿真算法

IEEE 的仿真程序并不算理想，在 Poisson 过程的到达时刻等问题上采用的是一些间接的算法。同时幅频特性也没有很好得定义出来。部分模型还采用了时域抽头的办法，几乎无法进行进一步的计算。因而如果需要对这个问题深入研究，最好能有一个 well-defined 的仿真模型，这样才能更有效进行各种计算。

5. 实际数据

为进一步分析 Ph 和 Rh 表达式的正确性，需要通过实际数据的比对才能得到。由于时间和条件所限，这一步骤没有进行。

VIII. 参考文献

[1] A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation, Adel A. M. Saleh, Reinaldo A. Valenzuela

[2] Statistical Analysis of UWB Channel Correlation Functions, Klaus Witrisal, Marco Pausini

[3] Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels, Philip A. Bello

[4] Statistical Analysis of the IEEE 802.15.4a UWB PHY over Multipath Channels, Klaus Witrisal

[5] IEEE 802.15.4a channel model - final report, Andreas F. Molisch, Kannan Balakrishnan, Dajana Cassioli, Chia-Chin Chong, Shahriar Emami, Andrew Fort, Johan Karedal, Juergen Kunisch, Hans Schantz, Ulrich Schuster, Kai Siwiak

[6] Nakagami distribution - Wikipedia, the free encyclopedia

[7] Normal distribution - Wikipedia, the free encyclopedia

[8] Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering 2nd Edition, M.Ghavami, L.B.Micheal, R.Kohno,

IX. 附录：关于本次大作业和 IEEE 模型

本次大作业涉及了大量的新概念，这构成了一个很大的障碍。虽然 SV 模型其实并非是一个很困难的想法，但是由于一开始没有首先直接查阅提出这一模型的文献[1]，而是在 IEEE 的 final report 中寻找蛛丝马迹，因而理解这一双泊松过程还是花了相当长的时间。这反映了两个问题，一是很多比较基本的模型/方法我们还没有学过，二是面对这样的困难我们还缺乏快速上手的策略。当然，经过本次大作业，对于第一点，我们至少知道了 SV 模型的由来和基本结构；对于第二点，至少是一个很好的锻炼。

在理解实际的模型之后，如何提出恰当的问题成为进一步研究的先行条件。这些问题必须是被明确定义的。比如自从 Bello 之后，对于时变信道，大家都在计算时域相关的均值。 $P_h(t)$ 也是本文解决的一个主要问题。但是对于 Bello 的相关函数，似乎并没有看到有文献比较清楚的说明这些统计量与码间串扰的直接关系。

模型的简化是分析问题的关键。参考文献作了很大的简化，可以说是减少了一个维度。这样就损失了一半的信息，而这些信息恰好可以描述 $P_h(t)$ 中初始的上升部分。而 IEEE 的标准模型还有很多时变的成分，以及在 MPC 的到达时间上采取的双指数分布。在进行了较长时间的尝试之后，我意识到这些细节是需要被忽略的，即使是看似可以考虑的双指数分布，否则很难得到解析表达式。当然，部分参数的时变性其实只有在个别模型中得到体现，因而忽略也不为过。

本次大作业的数学推导中，顺序统计量起到了很重要的作用。有趣的是，顺序统计量的意义恰恰是通过对称性消去顺序性，从而得以进行无序的操作。这在数学的计算上就是把各个积分号上的积分限从相关的变成无关的。这一步骤是本质性的，尤其是在计算二阶矩函数的时候。

最后，我认为 IEEE 的报告和程序中应该是存在很多问题的，比如：

在报告中有

The next step is the determination of the cluster powers and cluster shapes. The power delay profile (mean power of the different paths) is exponential within each cluster

$$E\{|a_{k,l}|^2\} = \Omega_l \frac{1}{\gamma_l[(1-\beta)\lambda_1 + \beta\lambda_2 + 1]} \exp(-\tau_{k,l}/\gamma_l) \quad (19)$$

而在程序中写成

```
% equation (19)
h_val = Pcluster/gamma*exp(-Tr/gamma)/(beta*lambda_1+(1-beta)*lambda_2+1);
```

以及在报告中有

	Office		
	LOS	NLOS	comments
Pathloss			
n	1.63	3.07	
σ_S	1.9	3.9	
PL_0 [dB]	35.4	57.9	
A_{ant}	3 dB	3 dB	
κ	0.03	0.71	
Power delay profile			
L	5.4	1	The NLOS case is described by a single PDP shape
Λ [1/ns]	0.016	NA	
λ_1, λ_2 [1/ns], β	0.19, 2.97, 0.0184	NA	
Γ [ns]	14.6	NA	
k_γ	0	NA	
γ_0 [ns]	6.4	NA	
$\sigma_{cluster}$ [dB]		NA	
Small-scale fading			

而在程序中写成

```
elseif cm_num == 4, % Office NLOS
% MPC arrival
Lam = 0.19; Lmean = 3.1;
lambda_mode = 1;
lambda_1 = 0.11; lambda_2 = 2.09; beta = 0.0096;
% MPC decay
Gam = 19.8; gamma_0 = 11.2; Kgamma = 0; sigma_cluster = 3; % assumption
nlos = 2;
gamma_rise = 15.21; gamma_1 = 11.84; chi = 0.78;
% Small-scale Fading
m0 = 0.5; Km = 0; sigma_m0 = 0.25; sigma_Km = 0;
sfading_mode = 0; m0_sp = NaN; % assumption
% Large-scale Fading - Shadowing
std_shdw = 3.9;
% Frequency Dependence
kappa = 0.71;
fc = 6; % GHz
fs = 8; % 3 - 6 GHz
```

除了这些不符合以外，还有一些令人费解的处理方法，比如对于本来应该用指数分布得到的时间差，标准程序中采用了如下方式

```
if lambda_mode == 1
if rand < beta
Tr = Tr + (std_lam_1*randn)^2 + (std_lam_1*randn)^2;
else
Tr = Tr + (std_lam_2*randn)^2 + (std_lam_2*randn)^2;
end
```

这似乎是想用正态分布去近似，因为前面定义了

```
% initialize and precompute some things
std_L = 1/sqrt(2*Lam); % std dev (nsec) of cluster arrival spacing
std_lam_1 = 1/sqrt(2*lambda_1);
std_lam_2 = 1/sqrt(2*lambda_2);
% std_lam = 1/sqrt(2*lambda); % std dev (nsec) of ray arrival spacing
```

但明显 matlab 中可以写成

```
Tr = Tr + exprnd(1/lambda_1);
```

更为令人费解的是下面这句话

The NLOS case is described by a single PDP shape

这在程序中表现为

```
elseif lambda_mode == 2
    Tr = Tr + ts;
```

这个 ts 是 $1/fs$ ，而 fs 在函数 `uwb_sv_params_15_4a` 中说明是

```
% fc Center Frequency
% fs Frequency Range
```

但在主程序中说

```
ts = 1/fs; % sampling frequency
```

从数值上看， fs 通常取 8，应该是作为 Frequency Range 存在的。
以及在频率响应处不可理解的考虑方式

```
f0 = 5; % GHz
h_len = length(h(:,1));
f = [fc-fs/2 : fs/h_len/2 : fc+fs/2]/f0;
f = f.^(-2*(kappa));
f = [f(h_len : 2*h_len), f(1 : h_len-1)]';
i = (-1)^(1/2); % complex i
for c = 1:num_channels
    % add the frequency dependency
    h2 = zeros(2*h_len, 1);
    h2(1 : h_len) = h(:,c); % zero padding
    fh2 = fft(h2);
    fh2 = fh2 .* f;
    h2 = ifft(fh2);
    h(:,c) = h2(1:h_len);
```

这些问题确实给我造成了很大的困难。在逐一对这些问题（以及其它的一些表达上的模糊）进行修改或规避后，我得到了本文所得到的这些结论。不知道老师出这个题目的意图是否需要我们做这样一种仿真，但是我觉得重新写这个仿真程序要投入的精力太大了，而且也有些偏离这个作业本来得想法，虽然我现在觉得，所做的修改几乎已经覆盖了 IEEE 提供的仿真程序的大部分关键点。似乎不少同学没有进行这一步，但是我觉得既然在题目.pdf 中要求我们考虑标准的 IEEE 信道，我们应该需要贴着这个信道模型的各个参数进行必要的化简，然后计算。但似乎这个信道并不是 well-defined 的。