



第二章

无线传播与移动信道



主讲人: 牛 凯

niukai@bupt.edu.cn



移动信道属于无线信道，它既不同于传统的固定式有线信道，也与一般具有可移动功能的无线接入的无线信道有所区别。它是移动的动态信道。

正如前面所分析的，移动信道是一个非常复杂的动态信道，取决于用户所在地点环境条件的客观存在的信道，其信道参数是时变的。利用这类复杂的移动信道进行通信，首先必须分析和掌握信道的基本特点和实质，然后才能针对存在的问题一一对症下药给出相应技术解决方案。

任何一种通信系统都是围绕着如何完成通信的三项基本指标——有效性，可靠性和安全性进行不断的优化。

移动通信中的各类新技术，都是针对移动信道的动态时变特性，为解决移动通信中的有效性、可靠性和安全性的基本指标而设计的。因此，分析移动信道的特点是解决移动通信关键技术的前提，是产生移动通信中各类新技术的源泉。



§ 2.1 移动信道的特点

- 2.1.1 移动通信信道的主要三个特点
 - 1) 传播的开放性
 - 2) 接收地点地理环境的复杂性与多样性
 - 3) 通信用户的随机移动性



§ 2.1 移动信道的特点

- 2.1.2 移动通信信道中的电磁波传播

若从移动信道中的电磁波传播上看可分为：

- 1) 直射波
- 2) 反射波
- 3) 绕射波

另外，还有穿透建筑物的传播以及空气中离子受激后二次发射的漫反射产生的散射波.....但是它们相对于直射波、反射波、绕射波都比较弱，所以从电磁波传播上看：直射、反射、绕射是主要的，但是有时，穿透的直射波与散射波的影响是需要进一步考虑的。



§ 2.1 移动信道的特点

• 2.1.3 移动/无线信道衰落特征

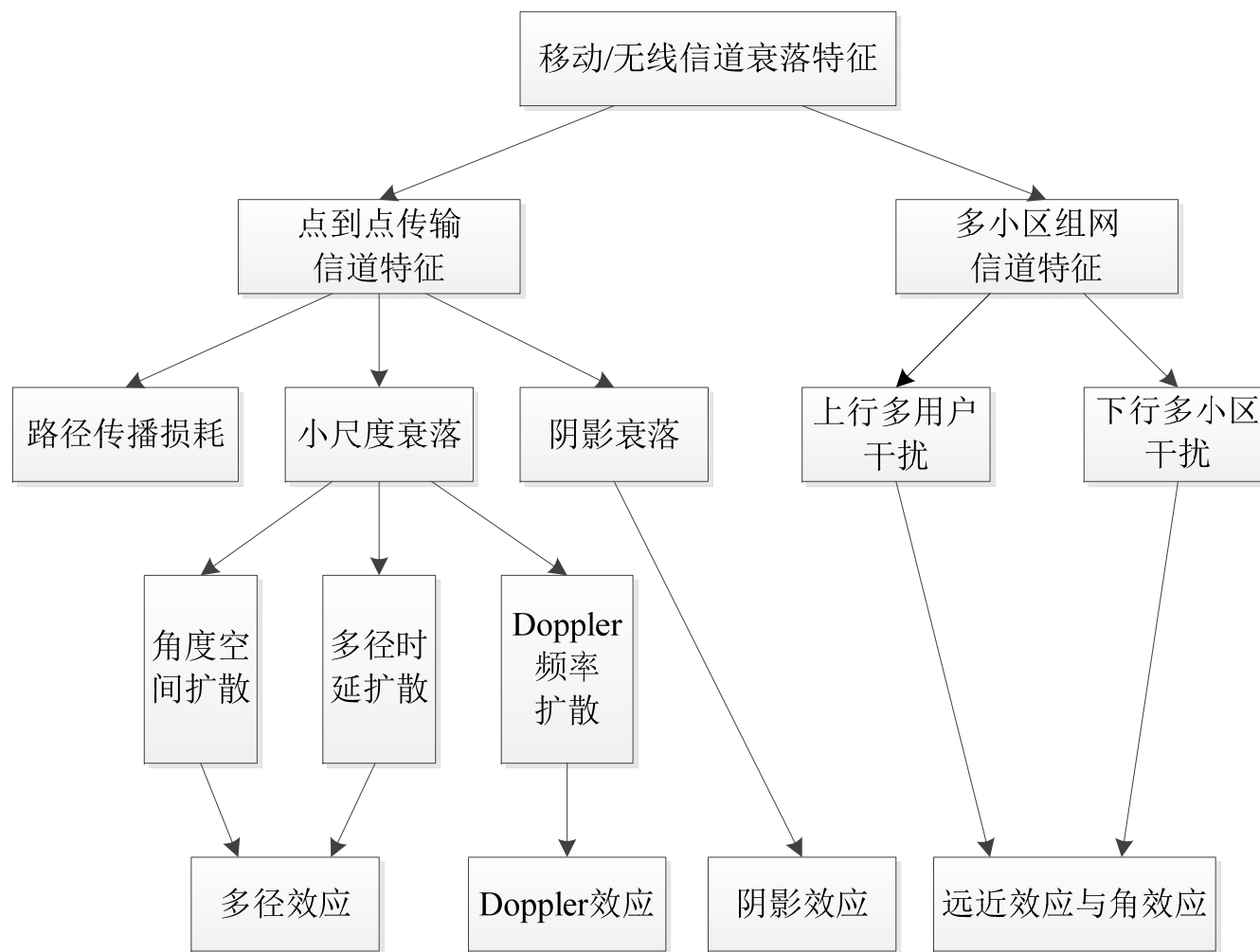


图2.1 移动/无线信道的衰落特征



§ 2.1 移动信道的特点

- 2.1.3 移动/无线信道衰落特征

在上述移动信道的三个主要特点以及传播的三种主要类型作用下，接收点的信号将产生如下的特点：

1. 具有三类不同层次的损耗

路径传播损耗

慢衰落损耗。

快衰落。仔细划分这一快衰落又可分为：空间选择性快衰落、频率选择性快衰落与时间选择性快衰落，。



§ 2.1 移动信道的特点

- 2.1.3 移动/无线信道衰落特征

2. 四种主要效应

阴影效应：由大型建筑物和其它物体的阻挡，在电波传播的接收区域中产生传播半盲区。它类似于太阳光受阻挡后可产生的阴影，光波的波长较短，因此阴影可见，电磁波波长较长，阴影不可见，但是接收终端(如手机)与专用仪表可以测试出来。



§ 2.1 移动信道的特点

- **2.1.3 移动/无线信道衰落特征**
- 远近效应：由于接收用户的随机移动性，移动用户与基站之间的距离也是在随机变化，若各移动用户发射信号功率一样，那么到达基站时信号的强弱将不同，离基站近者信号强，离基站远者信号弱。通信系统中的非线性将进一步加重信号强弱的不平衡性，甚至出现了以强压弱的现象，并使弱者，即离基站较远的用户产生掉话(通信中断)现象，通常称这一现象为远近效应。



§ 2.1 移动信道的特点

- 2.1.3 移动/无线信道衰落特征

- 多径效应：由于接收者所处地理环境的复杂性、使得接收到的信号不仅有直射波的主径信号，还有从不同建筑物反射过来以及绕射过来的多条不同路径信号。而且它们的到达时的信号强度，到达时间以及到达时的载波相位都是不一样的。所接收到的信号是上述各路径信号的矢量和，也就是说各径之间可能产生自干扰，称这类自干扰为多径干扰或多径效应。这类多径干扰是非常复杂的，有时根本收不到主径直射波，收到的一些连续反射波等等。



§ 2.1 移动信道的特点

- 多普勒效应：它是由于接收用户处于高速移动中比如车载通信时传播频率的扩散而引起的，其扩散程度与用户运动速度成正比。这一现象只产生在高速($\geq 70\text{km/h}$)车载通信时，而对于通常慢速移动的步行和准静态的室内通信，则不予考虑。

§ 2.2 路径损耗与阴影衰落



- 2.2.1 传播损耗的初步定量分析

这里首先从总体上对传播损耗作如下初步的定量分析。由前面的定性分析可得到传播的总损耗分别由大范围(大尺度、公里量级)的路径衰减、中范围(中尺度、数百波长量级)的阴影效应和小范围(小尺度、数十波长以下)的快衰落共同决定。它可表示为:

$$P[d(t)] = [d(t)]^{-n} \cdot S[d(t)] \cdot K[d(t)]$$

其中: $[d(t)]^{-n}$ 表示大范围的路径衰减, $n \approx 2 \sim 5.5$,

$S[d(t)]$ 表示中范围的阴影效应损耗, $K[d(t)]$ 表示小范围内的快衰落损耗。

§ 2.2 路径损耗与阴影衰落



•2.2.2典型路径损耗模型

上面定性分析已指出移动通信信道是一个完全开放式信道，其传播损耗从宏观的大范围看，主要决定于传播的环境与条件。传播损耗不仅决定于传播距离，而且还与传播中的地形、地貌、传播的载波频率，以及发、收天线高度等密切相关。因此想从理论角度给出一个确切、完整的公式很困难，一般在工程上多采用一些经验公式与模型，它对于工程技术人员而言已基本上能满足工程上的估算要求。



§ 2.2 路径损耗与阴影衰落

- 2.2.2 典型路径损耗模型
- 1. 自由空间传播模型
- 自由空间是指一种均匀的、各向同性的理想介质空间，当电磁波在这种空间中传播时，不会发生反射、绕射和吸收现象，只存在能量扩散引起的传播损耗。深空宇航通信、卫星通信与微波视距通信属于典型的自由空间传播。

$$PL(dB) = -10 \lg \frac{P_r}{P_t} = -10 \lg \left[\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right] (dB)$$

$$PL(d)(dB) = 20 \lg d + 20 \lg f_c + C$$

$$PL(d)(dB) = 20 \lg (d/d_0) + 20 \lg f_c + PL(d_0) \quad d_0 = 1m$$



§ 2.2 路径损耗与阴影衰落

- 2.2.2 典型路径损耗模型
- 2. 奥村—哈塔(Okumura-Hata)模型

$$PL(d)(dB) = 69.55 + 26.16 \lg f_c - 13.82 \lg h_b - \alpha(h_m) \\ + (44.9 - 6.55 \lg h_b) \lg d - K$$

- 3. Hata模型向个人通信PCS系统的扩展

$$PL(d)(dB) = 46.3 + 33.9 \lg f_c - 13.82 \lg h_b - \alpha(h_m) \\ + (44.9 - 6.55 \lg h_b) \lg d + C_M$$

§ 2.2 路径损耗与阴影衰落



- 2.2.2 典型路径损耗模型
- 4. Walfisch-Ikegami模型(WIM)

$$PL(d)(dB) = \begin{cases} L_f + L_{rts} + L_{ms} + L_t, & \text{当 } L_{rts} + L_{ms} > 0 \text{ 时} \\ L_f, & \text{当 } L_{rts} + L_{ms} \leq 0 \text{ 时} \end{cases}$$

- 5. 室内传播模型

$$PL(d) = PL(d_0) + 10\gamma \lg(d/d_0) + \sum_{q=1}^Q FAF(q) + \sum_{p=1}^P WAF(p)$$

§ 2.2 路径损耗与阴影衰落



- 2.2.3 阴影衰落
- 阴影衰落反映了传播环境中等范围(中尺度)内, 约几十至几百个波长, 多个反射与衍射信号叠加的强度变化, 表现为场强中值随时间的缓慢变化, 一般其信号强度服从对数正态分布

$$f(s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_s^2}} \exp \left\{ -\frac{[\ln(s) - \mu]^2}{2\sigma_s^2} \right\}$$

阴影衰的均值主要由基站和移动台之间路径损耗决定, 而方差通常则在4-8dB之间



§ 2.3 小尺度衰落

- 2.3.1 小尺度衰落信道特征
- 多径时延扩散与频率选择性
- 多普勒频率扩散与时间选择性
- 角度扩散与空间选择性

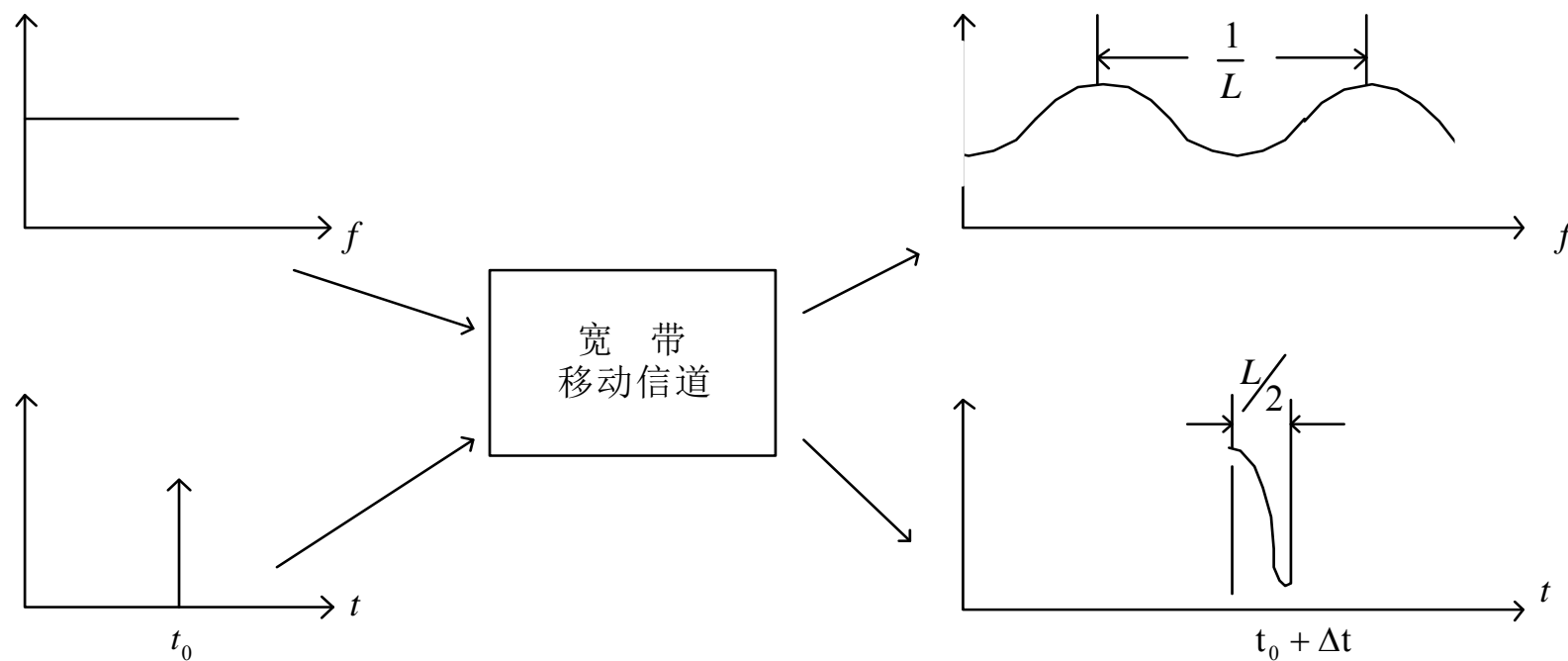
§ 2.3 小尺度衰落



- 多径时延扩散与频率选择性

所谓频率选择性衰落是指在不同频段上衰落特性不一样。其现象、成因与机理如图所示：

§ 2.3 小尺度衰落



频率选择性衰落信道原理图



§ 2.3 小尺度衰落

- 1)信道输入
 - 频域：白色等幅频谱
 - 时域：在时刻输入一个脉冲
- 2)信道输出
 - 频域：衰落起伏的有色谱
 - 时域：在瞬间，脉冲在时域产生了扩散，其扩散宽度为。其中为绝对时延。
- 3)结论：由于信道在时域的时延扩散，引起了在频域的频率选择性衰落。且其衰落周期，即与时域中的时延扩散程度成正比。

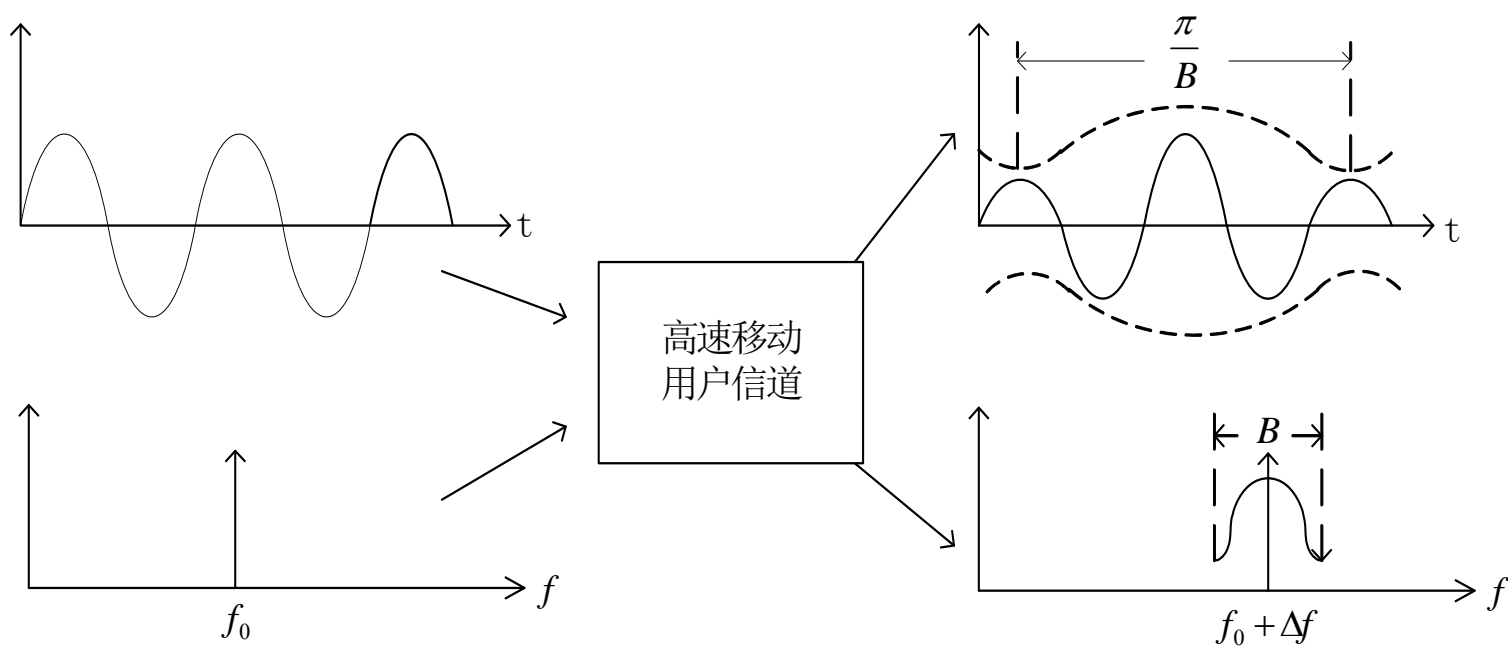
§ 2.3 小尺度衰落



- 多普勒频率扩散与时间选择性

所谓时间选择性衰落，是指在不同的时间衰落特性是不一样的。其现象、成因与机理如图所示：

§ 2.3 小尺度衰落



时间选择性衰落信道原理图



§ 2.3 小尺度衰落

- 1)信道输入:
 - 时域: 单频等幅载波;
 - 频域: 在单一频率上单根谱线(脉冲);
- 2)信道输出:
 - 时域: 包络起伏不平;
 - 频域: 以为中心产生频率扩散, 其宽度为。其中为绝对多普勒频移, 为相对值。
- 3)结论: 由于用户的高速移动在频域引起多普勒频移, 在相应的时域其波形产生时间选择性衰落。其衰落周期为。



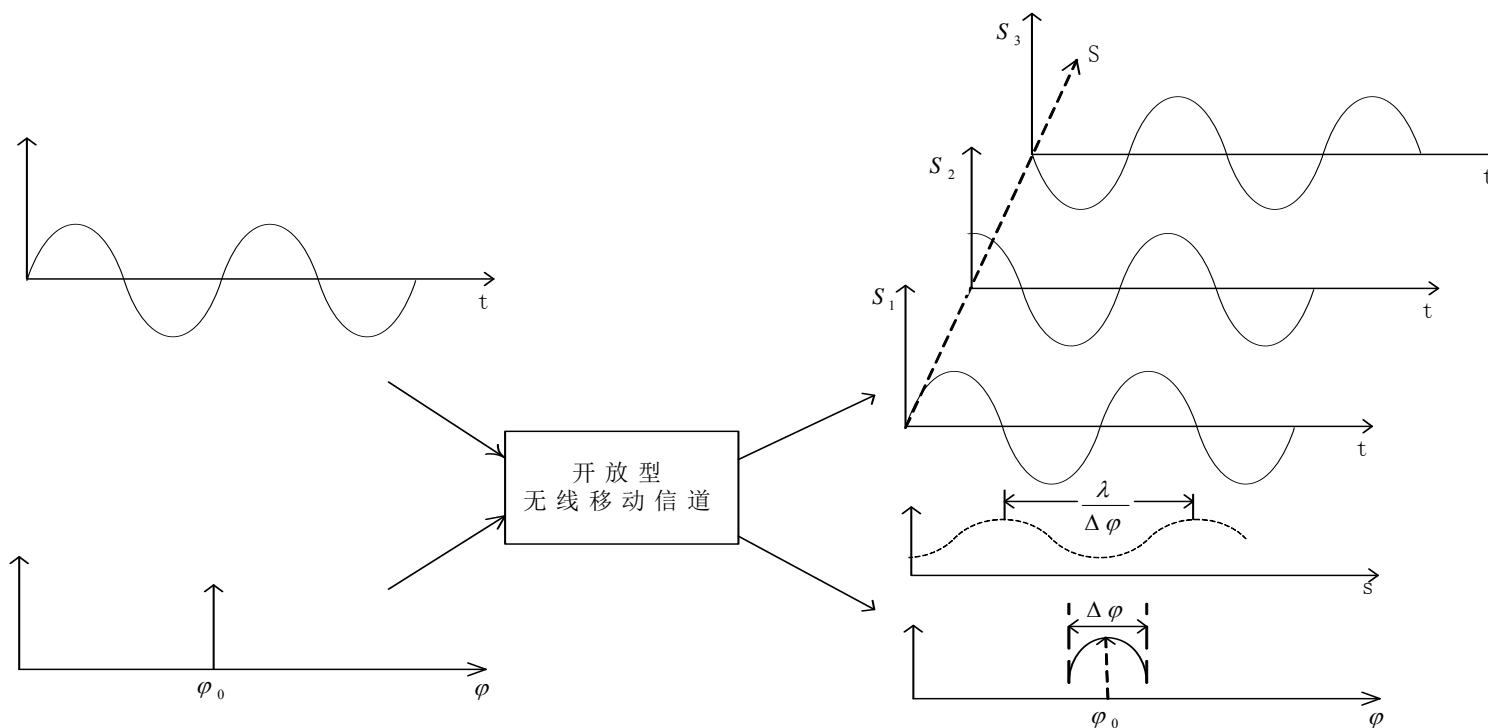
§ 2.3 小尺度衰落

- 角度扩散与空间选择性衰落

所谓空间选择性衰落是指在不同的地点与空间位置衰落特性不一样。

空间选择性衰落现象、成因与机理可以引用下列直观图形表示：

§ 2.3 小尺度衰落



空间选择性衰落信道原理图



§ 2.3 小尺度衰落

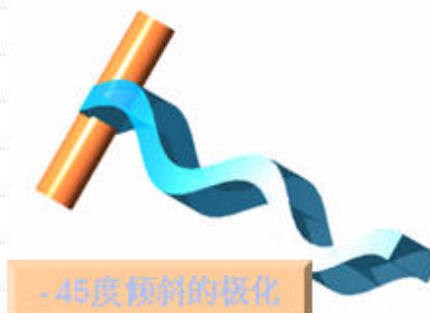
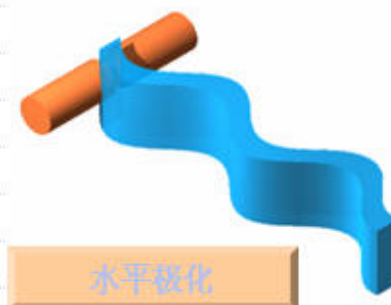
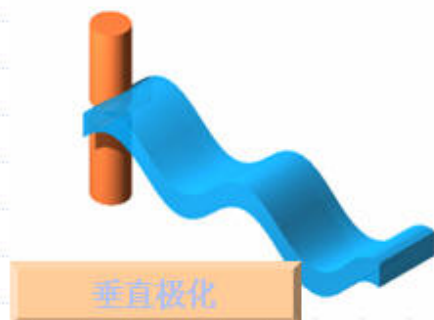
- 1)信道输入:
 - 射频: 单频等幅载波;
 - 角度域: 在 φ_0 角上送入一个 δ 脉冲式的点波束。
- 2)信道输出
 - 时空域: 在不同接收点时域上衰落特性是不一样的, 即同一时间, 不同地点(空间)衰落起伏是不一样的, 这样, 从空域上看, 其信号包络的起伏周期为;
 - 角度域: 在原来 φ_0 角度上的点波束产生了扩散, 其扩散宽度为 $\Delta\varphi$ 。
- 3)结论: 由于开放型的时变信道使天线的点波束产生了扩散而引起了空间选择性衰落, 其衰落周期 $T_1 \approx \frac{\lambda}{\Delta\varphi}$, 其中 λ 为波长。
- 空间选择性衰落, 通常又称为平坦瑞利衰落。这里的平坦特性是指在时域、频域中不存在选择性衰落。

§ 2.3 小尺度衰落



- 天线极化方向

天线辐射的电磁场的电场方向就是天线的极化方向

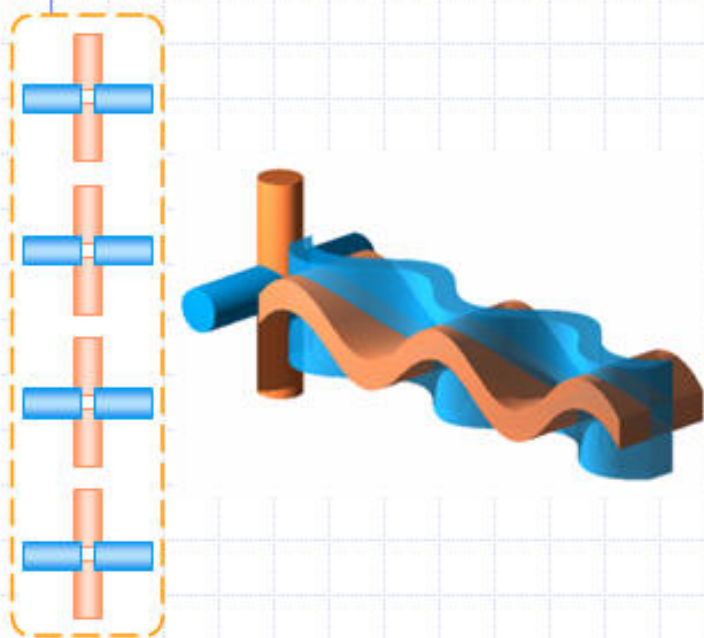


由于水平极化的电磁场与地面平行，在贴近地表传播时会产生极化电流，导致电磁场能量衰减，因此移动通信中，单天线常采用垂直极化。

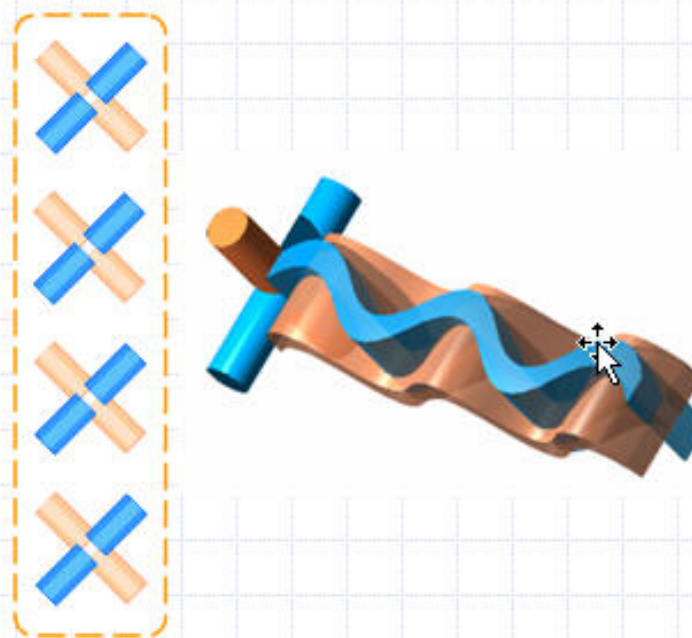
§ 2.3 小尺度衰落

- 双极化天线

两个天线为一个整体
传输两个独立的波



VIH (垂直/水平)



倾斜 ($\pm 45^\circ$)

常用

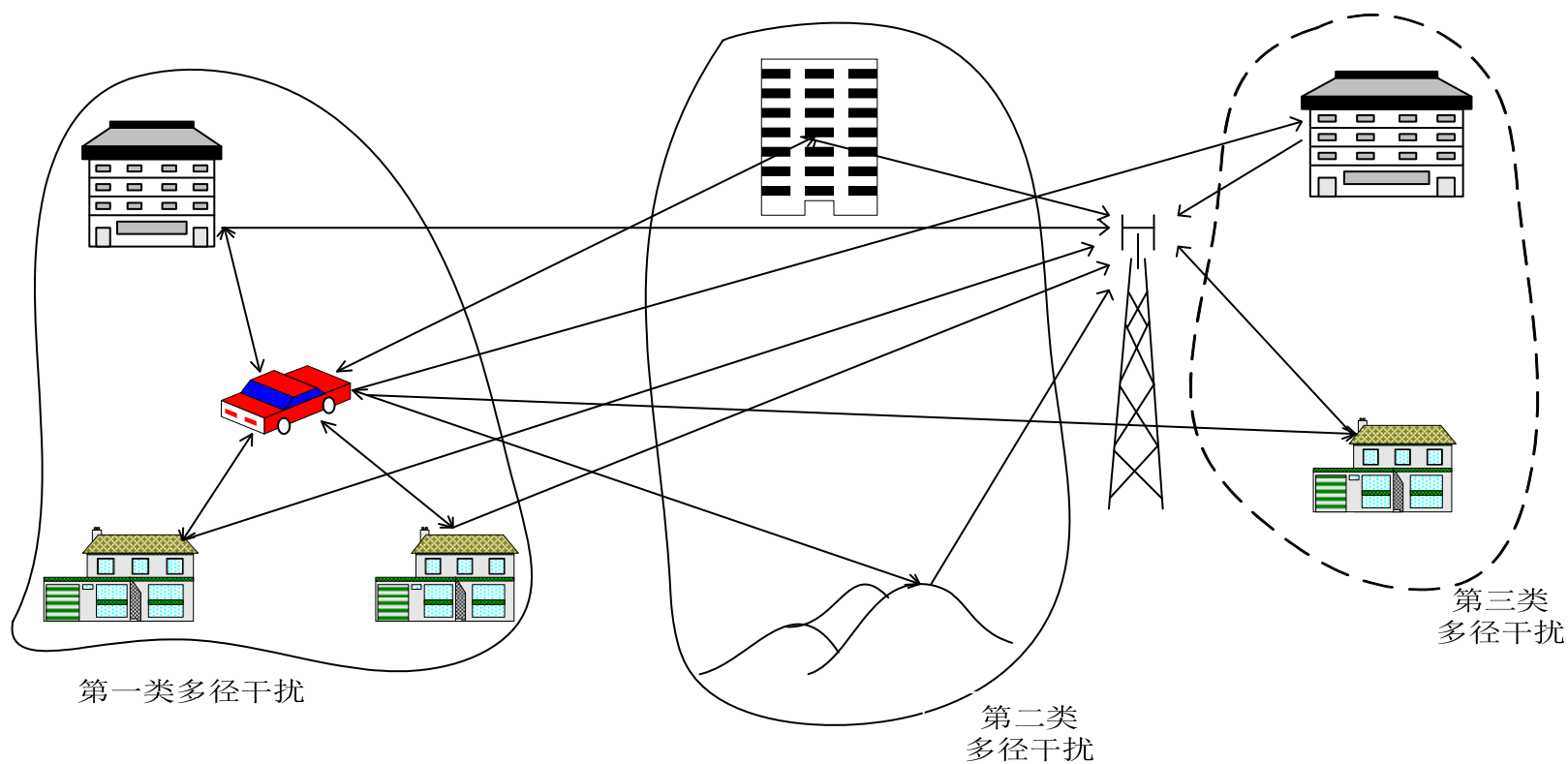
§ 2.3 小尺度衰落



- 移动信道三类选择性产生的条件

在实际移动通信中，三类选择性衰落都存在，根据其产生的条件大致可以划分为以下三类。并可以用下列示意图表示：

§ 2.3 小尺度衰落



三类多径干扰示意图

§ 2.3 小尺度衰落



- 1)第一类多径干扰：是由于快速移动用户附近的物体的反射而形成的干扰信号，其特点是由于用户的快速移动因此在信号的频域上产生了多普勒(Doppler)频移扩散，而引起信号在时域上时间选择性衰落。
- 2)第二类多径干扰：用户信号由于远处的高大建筑物与山丘的反射而形成的干扰信号。其特点是传送的信号在空间与时间上产生了扩散。空域上波束角度的扩散将引起接收点信号产生空间选择性衰落，时域上的扩散将引起接收点信号产生频率选择性衰落。
- 3)第三类多径干扰：它是由于接收信号受基站附近建筑物和其它物体的反射而引起的干扰。其特点是严重影响到达天线的信号入射角分布，从而引起信号在空间的选择性衰落。

§ 2.3 小尺度衰落

- 2.3.2 小尺度衰落统计分析
- 中等范围的慢衰落是主要由阴影效应引起的，而小范围的快衰落则是主要由三类扩散导致的选择性引起
- 点散射模型

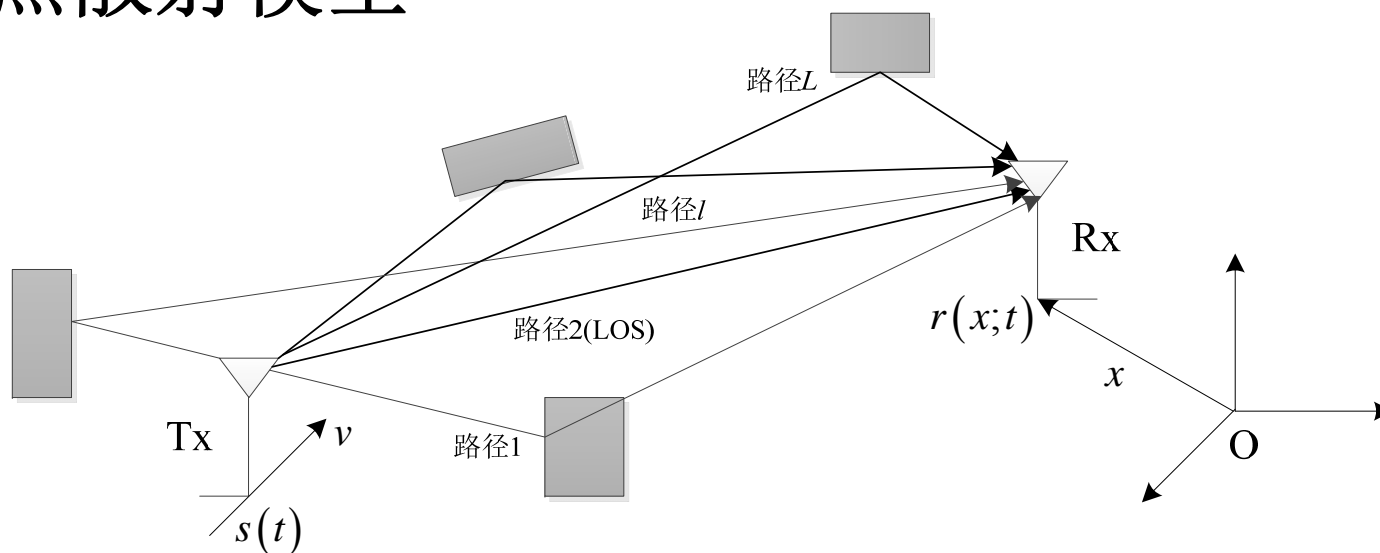


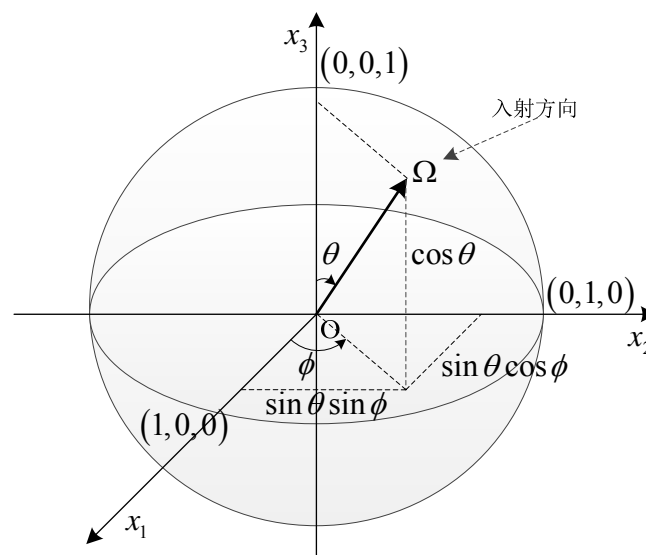
图2.8 室外无线传播的典型场景示意



§ 2.3 小尺度衰落

- 接收信号可以表示为

$$r(x;t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) \exp \left\{ j2\pi \frac{x \cdot \Omega_l}{\lambda_0} \right\} \exp \{ j2\pi \nu_l t \} s(t - \tau_l)$$



$$r(x;t) = \iiint \exp \left\{ j2\pi \frac{x \cdot \Omega}{\lambda_0} \right\} \exp \{ j2\pi \nu t \} s(t - \tau) h(\Omega, \tau, \nu) d\Omega d\tau d\nu$$

§ 2.3 小尺度衰落



- 核函数称为角度-延时-多普勒扩散函数，它表征了移动信道在时域、频域和空域三个维度的动态随机扩散

$$h(\Omega, \tau, \nu) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(\tau) \delta(\Omega - \Omega_l) \delta(\tau - \tau_l) \delta(\nu - \nu_l)$$

- 给定移动用户的运动向量，则可以得到多普勒频率的计算公式

$$\nu = \frac{v \cdot \Omega}{\lambda_0} = f_c \frac{|v|}{c} \cos \varphi_{v, \Omega}$$

$$\varphi_{v, \Omega} = 0, \pi, f_c = f_{\max}$$



§ 2.3 小尺度衰落

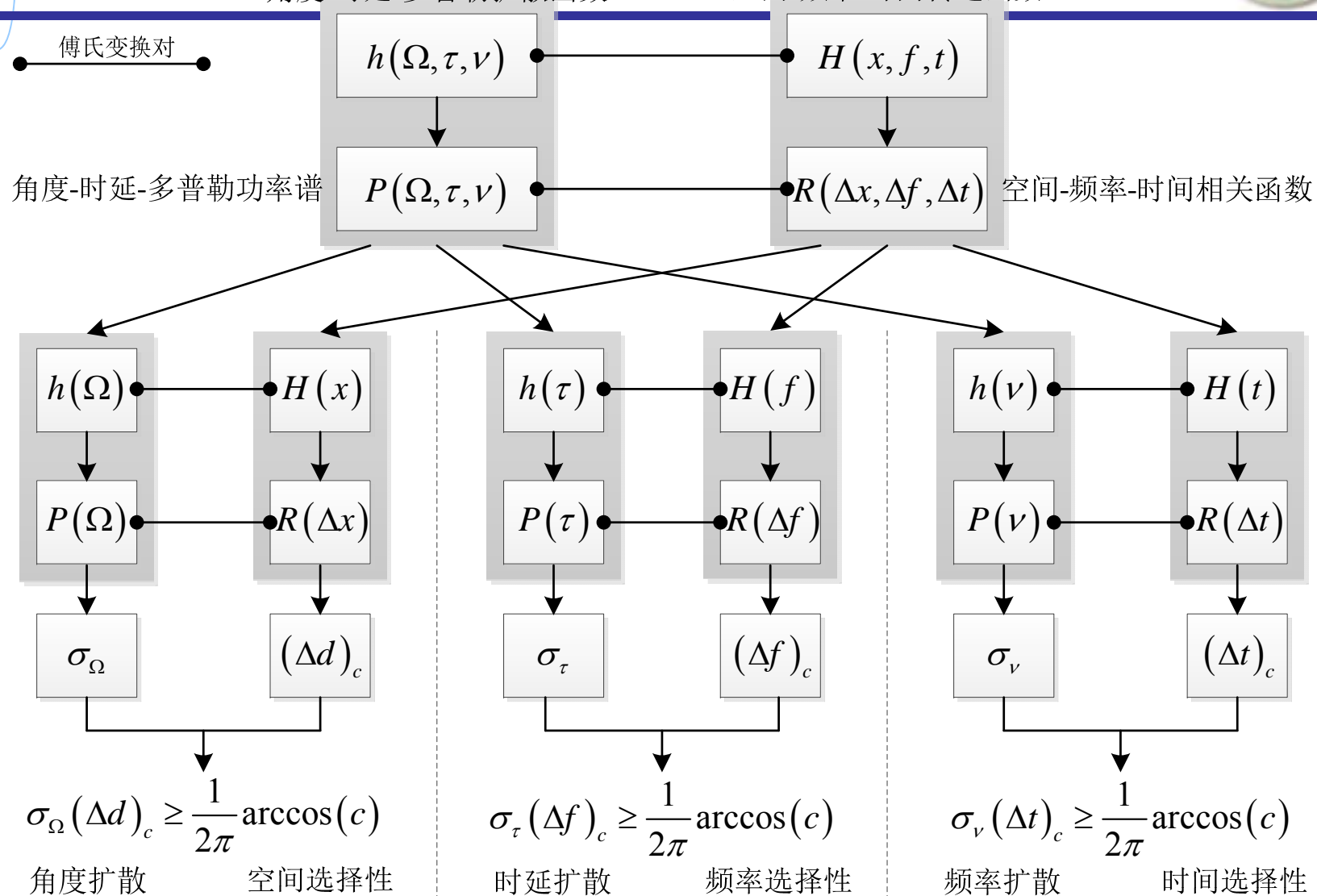
- 2.3.2 小尺度衰落统计分析
- 由上述模型可以得到三维信道统计参量的八对傅氏变换对，其中对时变信道分析最有用的是三维扩(色)散函数 $P_v(\xi, \nu, \varphi)$ 和三维广义平稳的相关函数 $R(\Omega, \tau, \frac{\Delta r}{\lambda})$ ，它们关系如下所示：

$$R_H(\Omega, \tau, \frac{\Delta r}{\lambda}) = \int \int \int_{-\infty}^{+\infty} P_v(\xi, \nu, \varphi) e^{i2\pi(-\nu\tau - \Omega\xi - \frac{\Delta r}{\lambda}\varphi)} d\xi d\nu d\varphi$$



空间-频率-时间传递函数

傅氏变换对



移动衰落信道的扩散与选择性的对偶关系



§ 2.3 小尺度衰落

- 定理2.1: 令 $G(u)$ 表示平均功率受限的0均值广义平稳连续随机过程, 给定相关度 c 则相干区间与谱扩展均方根满足基本不等式(信号测不准原理)

$$D_c[R]\sigma[U] \geq \frac{\arccos(c)}{2\pi}$$

成立的充要条件为给定两个变换域样点 y_1, y_2 功率谱满足

$$U(y) = \frac{P_g}{2} [\delta(y - y_1) + \delta(y - y_2)]$$

谱扩展为

$$\sigma[U] = \frac{|y_2 - y_1|}{2}$$



§ 2.3 小尺度衰落

- 频域相关与延时功率谱
- 如果只考虑时延扩散，就是通信中常见的时域冲激响应

$$h(\tau) = \iint h(\Omega, \tau, f) d\Omega df = \sum_{l=1}^L \alpha_l(\tau) \delta(\tau - \tau_l)$$

- 功率延迟谱(PDP)

$$P(\tau) = \frac{1}{\mu_\tau} \exp\left\{-\frac{\tau}{\mu_\tau}\right\}, \tau \in (0, +\infty)$$

- 频率相关函数

$$R(\Delta f) = \frac{1}{1 + (2\pi\Delta f)^2 \sigma_\tau^2}$$

$$W_c \approx \frac{1}{\tau_{\max}}$$



§ 2.3 小尺度衰落

- 时域相关与Doppler功率谱
- 典型的Doppler功率谱
- (1) Jakes典型谱

$$P(\nu) = \frac{1}{\pi f_{\max} \sqrt{1 - \left(\frac{\nu}{f_{\max}}\right)^2}}, |\nu| \leq f_{\max} \quad R(\Delta t) = J_0(2\pi f_{\max} \Delta t)$$

- (2) 平坦谱

$$P(\nu) = \frac{1}{2f_{\max}}, |\nu| \leq f_{\max} \quad R(\Delta t) = \text{sinc}(2f_{\max} \Delta t)$$

§ 2.3 小尺度衰落



- 空域相关与角度功率谱
- 典型角度功率谱

- (1) 平坦角度谱

$$P(\phi) = \frac{1}{2\pi} \quad R(\Delta x) = J_0\left(2\pi \frac{\Delta x}{\lambda_0}\right) = \text{sinc}\left(2\pi \frac{\Delta x}{\lambda_0}\right)$$

- (2) Laplacian 角度谱
- (3) 截断高斯角度谱

$$P(\phi) = \frac{1}{2\varepsilon(1 - e^{-\pi/\varepsilon})} e^{-|\phi|/\varepsilon}, \varepsilon > 0 \quad P(\phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\eta} \text{erf}\left(\frac{\pi}{\sqrt{2}\eta}\right) \exp\left\{-\frac{1}{2\eta^2}\phi^2\right\}$$

- (4) von Mises 角度谱

$$P(\phi) = \frac{1}{2\pi I_0(\kappa)} \exp\{\kappa \cos \phi\}, \kappa \geq 0$$

§ 2.3 小尺度衰落



表2.3 不同传播环境的角度功率谱分布

| 传播场景 | | 散射体分布 | 基站PAS | 移动台PAS |
|------|------|---------------|------------------|---------------|
| 室外 | 宏蜂窝 | 非均匀分布 | 截断 Laplacian谱 | 平坦谱 |
| | 微蜂窝 | 集中于某个 角度范围 | 截断高斯谱 | von Mises谱 |
| | 微微蜂窝 | 均匀分布 | 平坦谱 | 平坦谱 |
| 室内 | | 均匀分布 | 平坦谱 | 平坦谱 |

§ 2.3 小尺度衰落



下面给出在第二代移动通信中某种典型地理环境，电波传播在空间角度、时间与频率所产生的典型扩散值，并用表格表示：

| 地理环境 | 角度扩散 | 时延扩散 | 多普勒频率扩散 |
|------|-------------|------------|---------|
| 室 内 | 360° | $0.1\mu s$ | 5Hz |
| 农 村 | 1° | $0.1\mu s$ | 190Hz |
| 都 市 | 20° | $5\mu s$ | 120Hz |
| 丘 陵 | 30° | $20\mu s$ | 190Hz |
| 小 区 | 120° | $0.2\mu s$ | 10Hz |



§ 2.3 小尺度衰落

- 2.3.3 小尺度衰落的概率分布
- Rice分布

$$p(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\beta^2 + K^2}{2\sigma^2}\right] \cdot I_0\left(\frac{\beta K}{\sigma^2}\right), \beta \geq 0$$

K=0, 为Rayleigh分布

$$p(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\beta^2}{2\sigma^2}\right], \beta \geq 0$$

Nakagami-m 分布

$$p(\beta) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \beta^{2m-1} \exp\left[-\frac{m}{\Omega} \beta^2\right], \text{其中 } \beta \geq 0, m \geq \frac{1}{2}$$



§ 2.3 小尺度衰落

- 2.3.4 移动信道典型小尺度衰落
- 三维功率扩散函数在不同参数剖面上的强度下降3dB点定义为等效扩散空间。

$$P_v(\xi, \nu, \varphi) \approx L \cdot B \cdot \Psi$$

- 取三维相关函数在频域、时域、空域三个剖面下强度下降3dB点定义一个等效的三维相关体积

$$R(\Omega, \tau, \frac{\Delta r}{\lambda}) = \Delta F \cdot \Delta T \cdot \Delta R$$



§ 2.3 小尺度衰落

- 作为一阶近似，在单维剖面上，三维(时—频—角)扩散函数的扩散区间与对应的三维(频—时—空)相关函数的相关区间之间具有如下定量关系

$$\left. \begin{aligned} \Delta T &\cong \frac{1}{B} \\ \Delta F &\cong \frac{1}{L} \\ \Delta R &\cong \frac{\lambda}{\Psi} \end{aligned} \right\}$$



§ 2.3 小尺度衰落

例：在某一市区，由表 2.1 查得三类扩散函数区间分别为：

频率扩散区间： $B = 120\text{Hz}$ ，时间扩散区间： $L = 5\mu\text{s}$ ，角度扩散区间： $\Psi = 20^\circ$

由公式(2.3.30)可分别求得：

$$\text{时间相关区间: } \Delta T = \frac{1}{B} = \frac{1}{120\text{Hz}} = 8.3\text{ms}$$

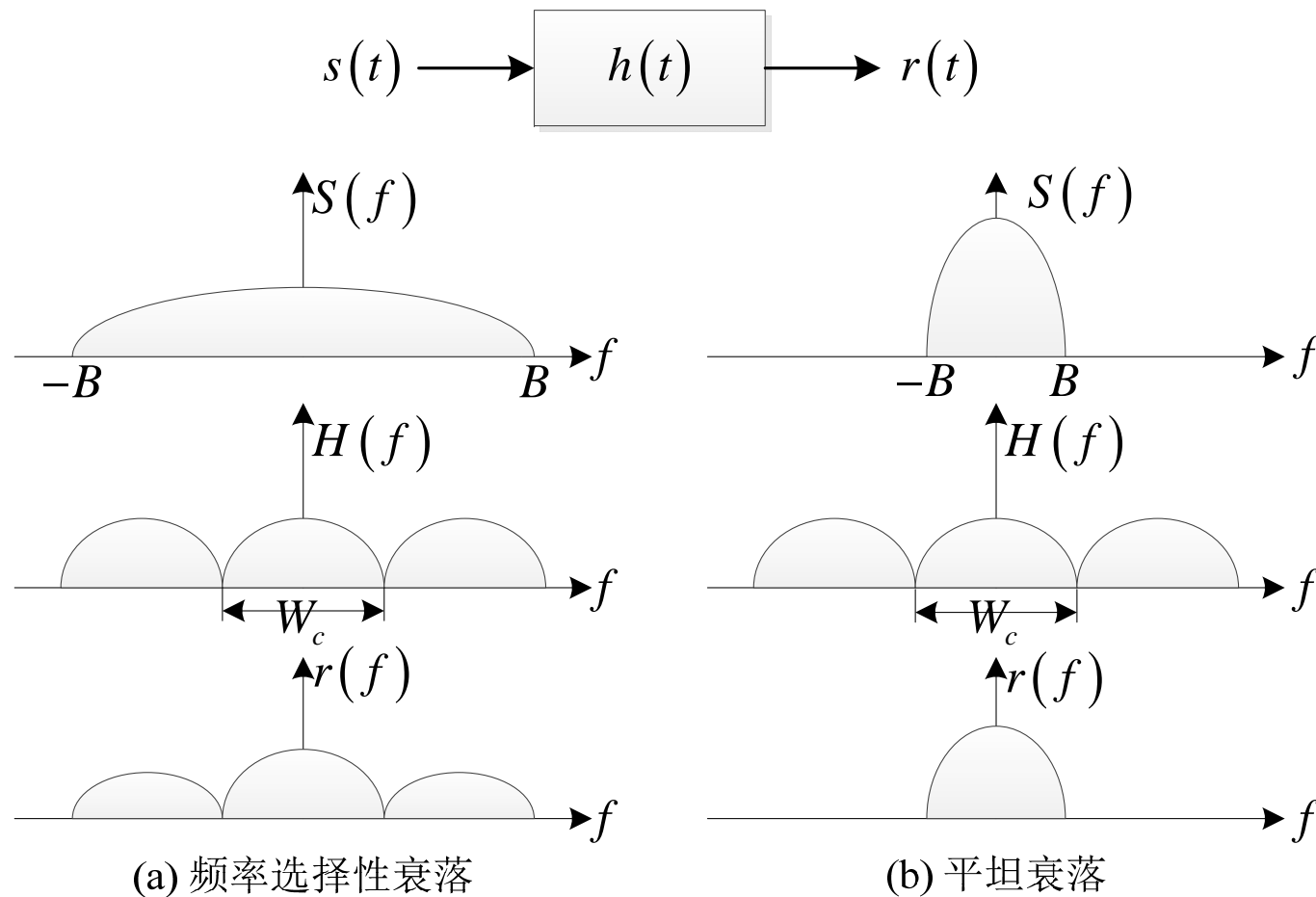
$$\text{频率相关区间: } \Delta F = \frac{1}{L} = \frac{1}{5\mu\text{s}} = 200\text{kHz}$$

$$\text{空间相关区间: } \Delta R = \frac{\lambda}{\Psi} = \lambda \times \frac{360^\circ}{20^\circ} \times \frac{1}{2\pi} \approx 3\lambda$$



§ 2.3 小尺度衰落

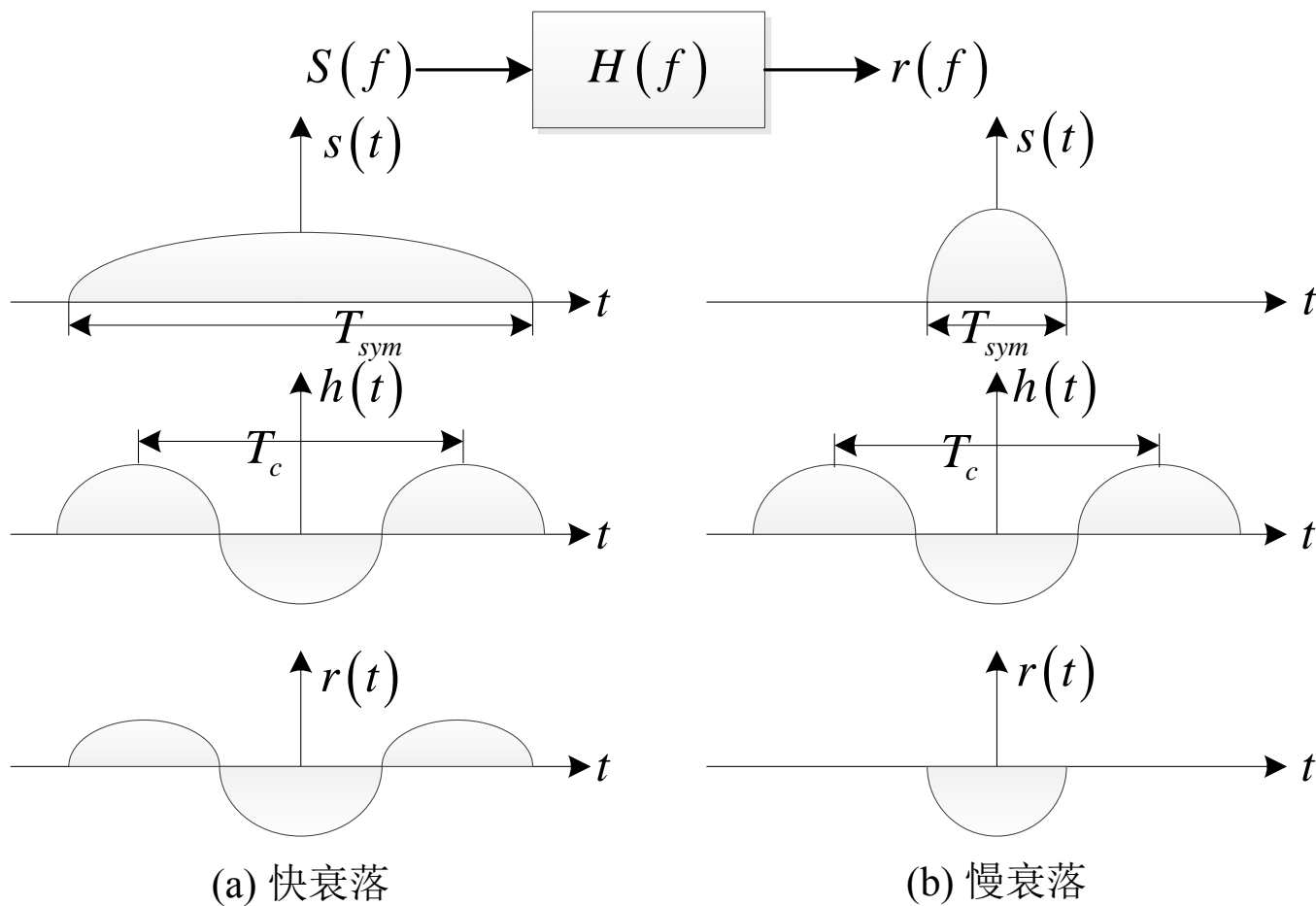
• 1. 频率选择性衰落与平坦衰落



§ 2.3 小尺度衰落

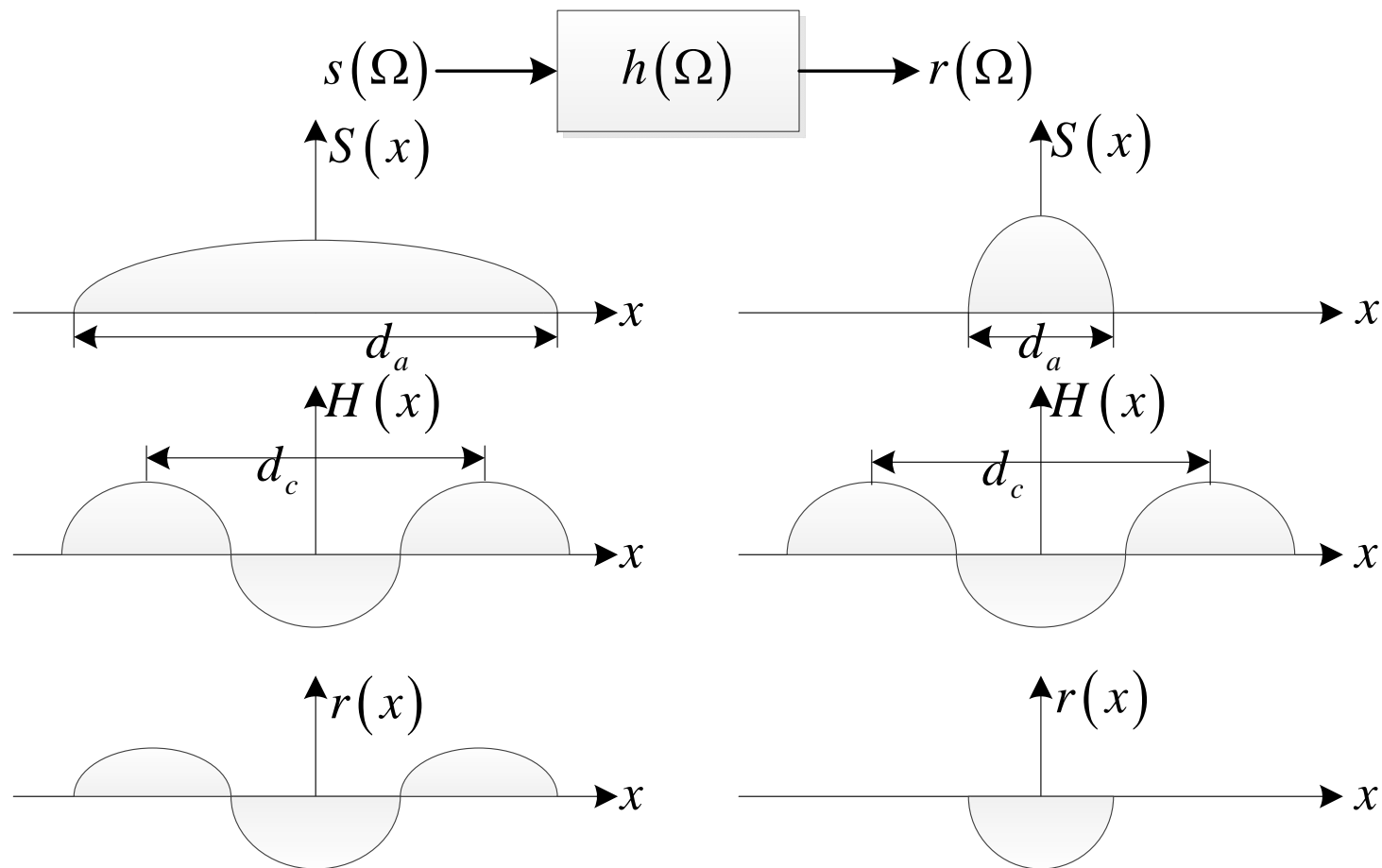


• 2. 快衰落与慢衰落



§ 2.3 小尺度衰落

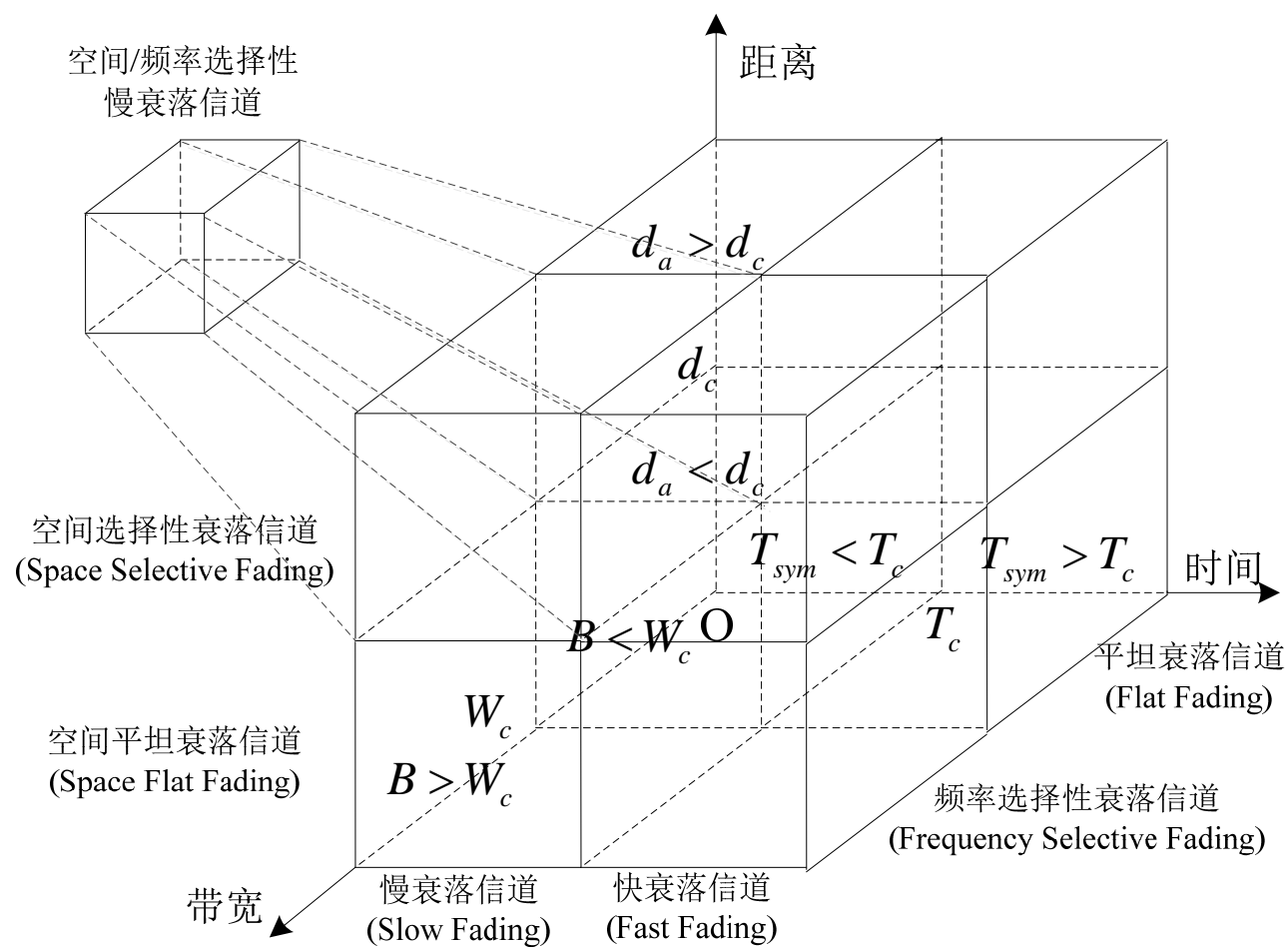
• 3. 空间选择性衰落与空间平坦衰落



(a) 空间选择性衰落

(b) 空域平坦衰落

§ 2.3 小尺度衰落





§ 2.3 小尺度衰落

- 下面结合第一代(1G)~第五代(5G)的实际环境条件, 分别给出一些典型的信道衰落模型。
- 宽带、高速车载、MIMO信道: 它是最一般的空间-频率-时间选择性衰落信道, 亦即角度-时延-Doppler频率扩散信道, 我们称这种信道为三重选择性衰落信道。它适合于3G/4G/5G系统的宽带、高速移动(车载)用户业务。
- 宽带、慢速(步行)移动信道: 就是空间-频率选择性慢衰落信道, 亦即角度-时延扩(色)散信道, 它适合于3G~5G系统中慢速步行或室内环境中的宽带多媒体业务。由于室内业务占据了移动通信网络80%以上的流量, 因此这种衰落模型是现代移动通信系统最重要的信道模型。

§ 2.3 小尺度衰落



- 宽带、高速车载单天线信道：就是频率选择性快衰落信道，亦即时延-频率扩散信道，也称为时频双选择衰落信道。它适合与3G/4G系统中单天线终端用户的宽带、高速移动业务。
- 宽带MIMO信道：就是空间-频率选择性衰落信道，亦即角度-时延扩(色)散信道，我们称为空频双选择衰落信道，或者MIMO-ISI信道。它适合于具有多天线的宽带多媒体业务。

§ 2.3 小尺度衰落



- 窄带、高速移动(车载)MIMO信道：就是空间-时间选择性衰落的信道，亦即角度-频率扩(色)散信道，称为空时双选择衰落信道。它适合于高速移动的窄带业务用户。比如第二代(2G)、第三代(3G)车载语音与低速数据业务。
- 窄带、低速移动(步行)信道：就是最简化的空间选择性衰落信道，亦即具有角度一扩(色)散信道。它适合于步行的窄带业务用户，比如第二代(2G)、第三代(3G)中步行的语音与低速数据业务用户。

§ 2.3 小尺度衰落



- **2.3.5移动通信中的几种主要噪声与干扰**
- 前面我们分析了在移动通信的电波传播中的慢衰落和三类快衰落的影响。这里我们从另一角度分析影响移动通信性能的噪声与干扰。

在移动通信中严重影响移动通信性能的主要噪声与干扰大致可分为三类：加性正态白噪声、多径干扰与多址干扰。下面，我们分别给予简要分析。

§ 2.3 小尺度衰落



- 1、加性、正态、白噪声

这里的加性是指噪声与信号之间的关系是遵从迭加原理的线性关系，正态则是指噪声分布遵从正态(高斯)分布，而白则是指其频谱是平坦的。仅含有这类噪声的信道一般文献上称为AWGN信道。这类噪声是最基本的噪声，并非移动信道所特有，一般简称这类噪声为白噪声。产生这类噪声的来源主要有两个：

无源约翰逊噪声

有源霰弹噪声

§ 2.3 小尺度衰落



- 2、多径干扰。

它是由于电波传播的开放型与地理环境的复杂性而引起的多条传播路径之间相互自干扰而引起的噪声干扰。它实质上是一类自干扰。在数字与数据通信情况下主要表现为码间干扰，以及高速数据的符号间干扰。

§ 2.3 小尺度衰落



- 3、多址干扰

由于在移动通信网中同时进行通信的是多个用户，这多个用户的信号之间一定要采用一类正交隔离手段，否则就会互相干扰，在通话时串话。在移动通信中，第一代采用频段隔离，一个用户使用一个频段。只要滤波器隔离度做得好，基本上能防止串话之类多用户干扰。



§ 2.4 无线信道模型

- 2.4.1 均匀分布随机数
- 1.乘同余算法

$$W(k) = \lceil aW(k-1) + b \rceil \bmod N$$

其中, N 是随机序列周期, 一般取为大素数, $0 < a < N$ 是乘因子, b 是加因子

通常取值 0 或 1, $0 < W(0) < N$ 是递推公式的初始值, 也称随机种子。上式产生

为了获得长周期和不相关序列, 可以采用下列两种参数取值

$$\begin{cases} a = 16807, b = 0, N = 2^{32} - 1 \\ a = 69069, b = 1, N = 2^{32} \end{cases}$$

上述两种配置可以获得周期约为 $N = 2^{32} \approx 4.29 \times 10^9$ 的随机序列,



§ 2.4 无线信道模型

- 2.4.1 均匀分布随机数
- 2. Wichman-Hill算法
- 这种算法的思想是将多个随机数发生器进行组合，可以极大提高输出序列的周期，其生成公式如下

$$\begin{cases} W_1(k) = 171W_1(k-1) \bmod 30269 \\ W_2(k) = 172W_2(k-1) \bmod 30307 \\ W_3(k) = 170W_3(k-1) \bmod 30323 \end{cases}$$

- 所产生的序列周期

$$N = 30268 \times 30306 \times 30322 \approx 7 \times 10^{12}$$



§ 2.4 无线信道模型

- 2.4.1 均匀分布随机数
- 3.Marsaglia-Zaman算法
- 该算法也是递推算法，生成公式如下

$$V(k) = W(k-r) - W(k-s) - C(k-1)$$

$$W(k) = \begin{cases} V(k), & \text{if } V(k) \geq 0 \\ V(k) + b, & \text{if } V(k) < 0 \end{cases}$$

$$C(k) = \begin{cases} 0, & \text{if } V(k) \geq 0 \\ 1, & \text{if } V(k) < 0 \end{cases}$$

可以选取 $b = 2^{32} - 5$ ， $r = 43$ ，且 $s = 22$ ，则整数随机序列的周期

$$N = M - 1 \approx 1.65 \times 10^{414}。$$

§ 2.4 无线信道模型



- **2.4.2 AWGN信道**
- 为了产生白噪声，首先需要产生均值为0，方差为1的独立高斯随机变量。一般的，有两种生成算法
- **1.中心极限定理法**
- 根据中心极限定理，可以将多个独立同分布的随机变量求和，得到高斯随机变量，即

$$Y = \sum_{k=1}^{12} U(k) - 6$$



§ 2.4 无线信道模型

- **2.4.2 AWGN信道**
- **2.Box-Muller算法**
- 设 U_1 、 U_2 是独立均匀分布随机变量，令 X 、 Y 是独立高斯随机变量，其生成公式如下

$$\begin{cases} X = \sqrt{-2 \ln(U_1)} \cos(2\pi U_2) \\ Y = \sqrt{-2 \ln(U_1)} \sin(2\pi U_2) \end{cases}$$

一般的，Box-Muller算法产生的高斯随机变量数值范围大于中心极限定理算法，但后者计算速度要快于前者。

§ 2.4 无线信道模型



- 2.4.3 单径衰落信道
- 平坦衰落是窄带复高斯随机过程，可以建模为单径衰落信道。常用的功率谱密度有三种，分别表示如下。

(1) 平坦功率谱

$$P_F(f) = A, |f| \leq B$$

(2) 高斯功率谱

$$P_G(f) = Ae^{-kf^2}$$

(3) 典型(Jakes)功率谱

$$P_J(f) = \frac{A}{\sqrt{1-(f/f_d)^2}}, |f| < f_d$$

§ 2.4 无线信道模型

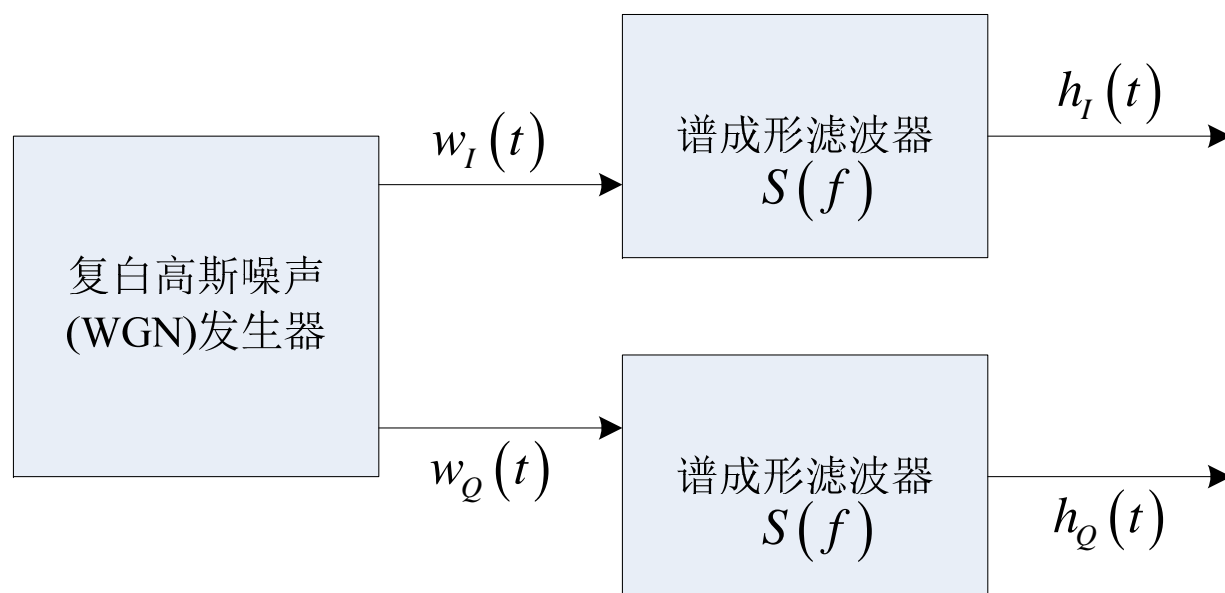


- 单径衰落信道建模为窄带随机过程，采样值满足高斯分布，同时功率谱密度满足特定要求。通常有3种建模方法，分别叙述如下。
- 1.时域滤波法
- 这种方法首先生成均值为0，方差为1的复白高斯噪声，然后送入谱成形滤波器，就可以得到具有特定功率谱的窄带随机过程

§ 2.4 无线信道模型



- 2.4.3 单径衰落信道
- 1.时域滤波法

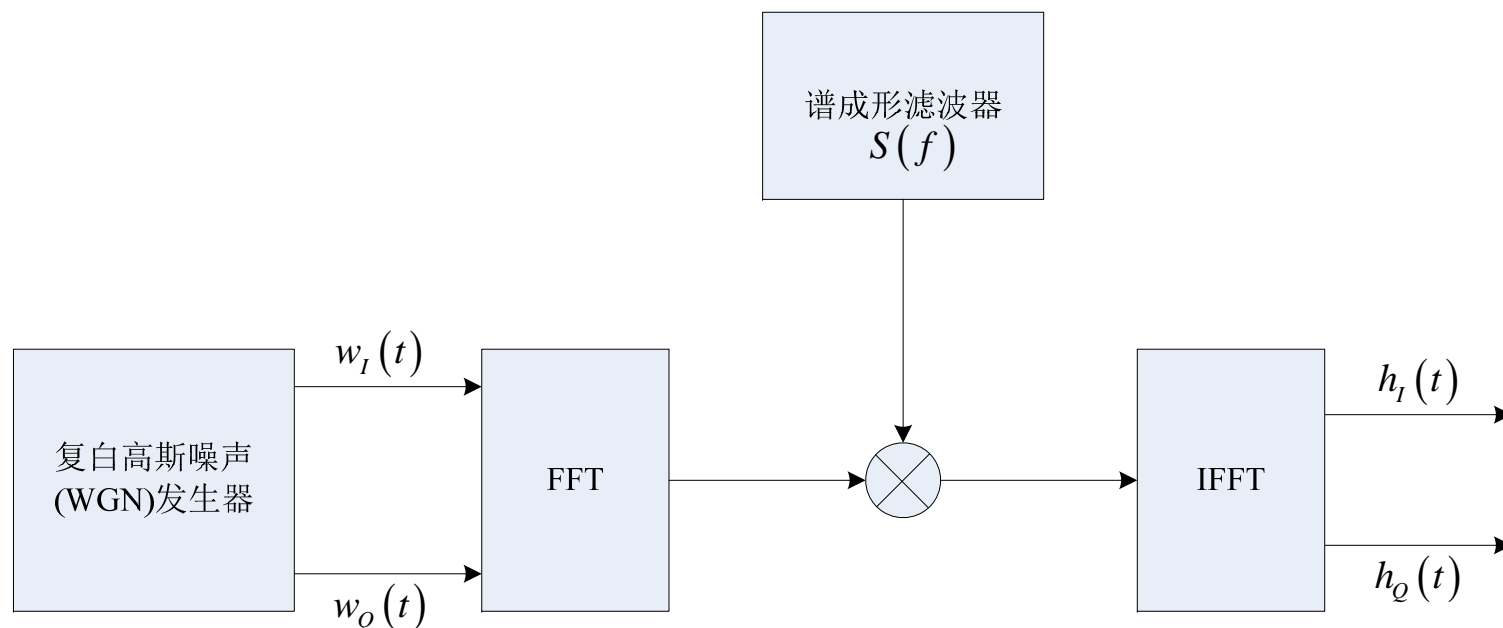


- 时域滤波法非常适合于多普勒频率较低，滤波器带宽较窄的衰落信道建模，为了降低计算复杂度，可以采用多速率变换的方法与发送信号相乘。



§ 2.4 无线信道模型

- 2.4.3 单径衰落信道
- 2.频域变换法
- 若滤波器带宽较宽，则时域滤波法由于需要进行卷积，计算复杂度较高，因此可以采用频域变换法产生



§ 2.4 无线信道模型



其中, $N = 4M + 2$, 并且

- 2.4.3 单径衰落信道
- 3.Jakes算法

$$h(t) = h_I(t) + jh_Q(t)$$

$$h_I(t) = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^M a_n \cos(2\pi f_n t)$$

$$h_Q(t) = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^M b_n \sin(2\pi f_n t)$$

$$a_n = \begin{cases} \sqrt{2} \cos \beta_0, & n = 0 \\ 2 \cos \beta_n, & n = 1, 2, \dots, M \end{cases}$$

$$b_n = \begin{cases} \sqrt{2} \sin \beta_0, & n = 0 \\ 2 \sin \beta_n, & n = 1, 2, \dots, M \end{cases}$$

$$\beta_n = \begin{cases} \frac{\pi}{4}, & n = 0 \\ \frac{n\pi}{M}, & n = 1, 2, \dots, M \end{cases}$$

$$f_n = \begin{cases} f_d, & n = 0 \\ f_d \cos \frac{2\pi n}{N}, & n = 1, 2, \dots, M \end{cases}$$



§ 2.4 无线信道模型

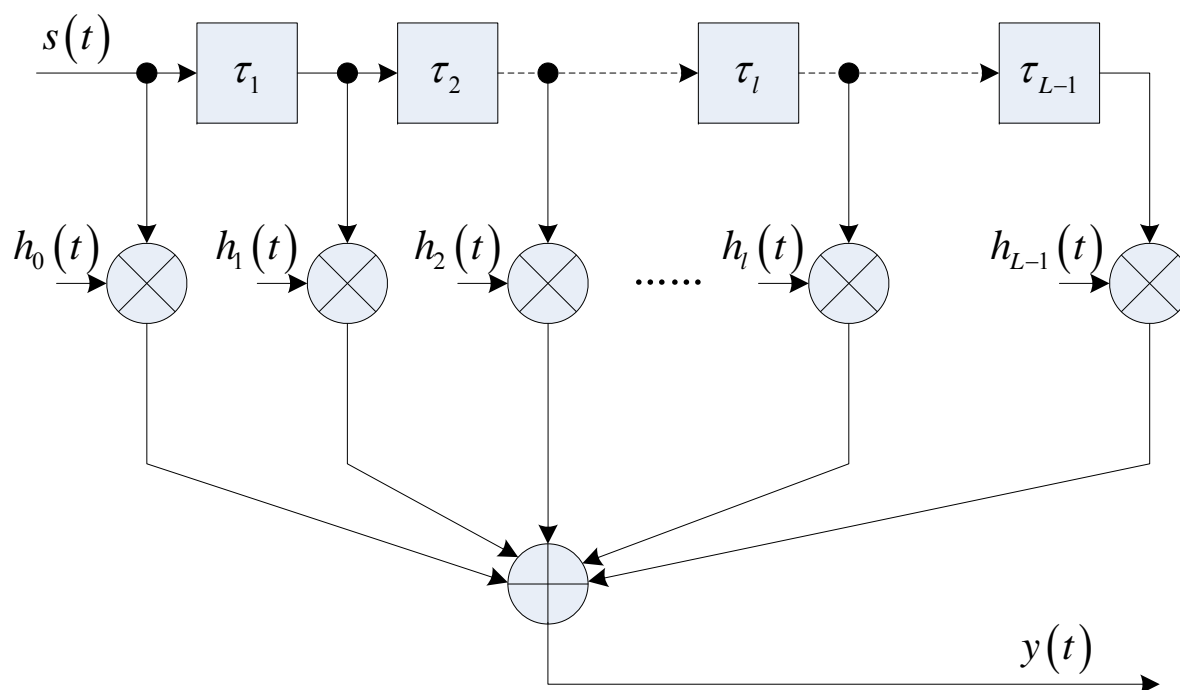
- 2.4.3 单径衰落信道
- 3.Jakes算法
- Jakes模型是确定性模型，实现简单，但不符合广义平稳要求，并且高阶统计量有偏差。
- 2.4.4 多径衰落信道
- 多径衰落信道可以采用WSSUS(广义平稳非相干散射)模型表示如下

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) \delta(t - \tau_l) = \sum_{l=0}^{L-1} A_l(t) e^{j\phi_l(t)} \delta(t - \tau_l)$$



§ 2.4 无线信道模型

- 2.4.4 多径衰落信道
- 通常多径信道可以采用延时抽头结构建模，每径信道可以建模为单径衰落，然后经过相对时延求和，得到总的多径信道响应。



§ 2.4 无线信道模型

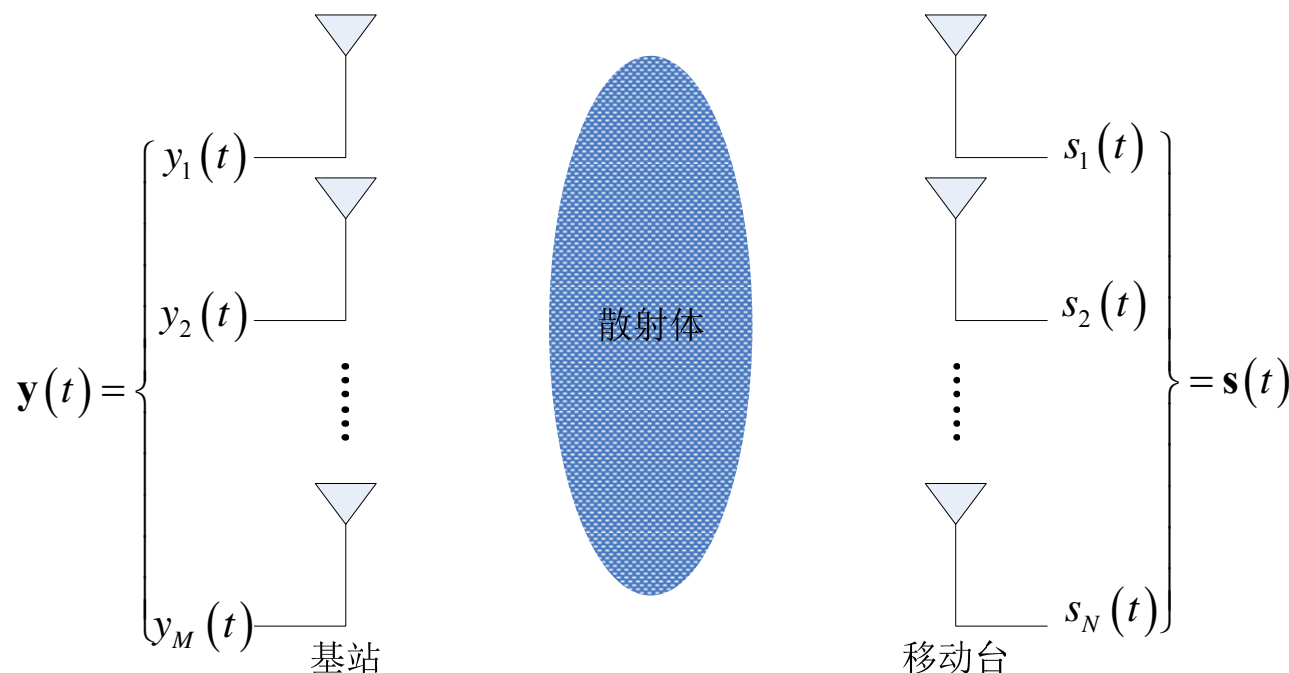


- **2.4.5 MIMO信道**
- 常用的MIMO信道模型分为两类：分析模型与物理模型。
- 分析模型主要根据MIMO信道的空时特征进行建模，物理模型主要根据MIMO信道的传播特征进行建模。
- 一般而言，分析模型算法较简单，适合于链路级技术评估，物理模型算法较复杂，适合于系统级性能评估。



§ 2.4 无线信道模型

- 2.4.5 MIMO信道
- 1. 分析模型
- 假设基站端由M个天线构成阵列，移动台由N个天线构成阵列





§ 2.4 无线信道模型

• 2.4.5 MIMO信道

• 1. 分析模型

- MIMO信道响应可以表示为 $\mathbf{H}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{A}_l \delta(t - \tau_l)$

MIMO信道建模的关键是对空时响应矩阵各个分量相关性建模。

定义基站与移动台
天线相关矩阵：

$$\mathbf{R}_{BS} = \begin{bmatrix} \rho_{11}^{BS} & \rho_{12}^{BS} & \cdots & \rho_{1M}^{BS} \\ \rho_{21}^{BS} & \rho_{22}^{BS} & \cdots & \rho_{2M}^{BS} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{M1}^{BS} & \rho_{M2}^{BS} & \cdots & \rho_{MM}^{BS} \end{bmatrix}_{M \times M}$$

$$\mathbf{R}_{MS} = \begin{bmatrix} \rho_{11}^{MS} & \rho_{12}^{MS} & \cdots & \rho_{1N}^{MS} \\ \rho_{21}^{MS} & \rho_{22}^{MS} & \cdots & \rho_{2N}^{MS} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N1}^{MS} & \rho_{N2}^{MS} & \cdots & \rho_{NN}^{MS} \end{bmatrix}_{N \times N}$$



§ 2.4 无线信道模型

- 2.4.5 MIMO信道
- 1. 分析模型
- 因此可以得到MIMO信道相关矩阵

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{MS} \otimes \mathbf{R}_{BS} = \left(\rho_{n_2 m_2}^{n_1 m_1} \right)_{MN \times MN}$$

MIMO信道建模首先需要生成LMN个非相关复高斯分量，然后通过滤波获得满足空间相关特性的空时响应向量

$$\tilde{\mathbf{A}}_l = \sqrt{P_l} \mathbf{G} \mathbf{a}_l$$

§ 2.4 无线信道模型



- 2.4.5 MIMO信道
- 1. 分析模型

$$\tilde{\mathbf{A}}_l = \left(\alpha_{11}^{(l)}, \alpha_{21}^{(l)}, \dots, \alpha_{M1}^{(l)}, \alpha_{12}^{(l)}, \alpha_{22}^{(l)}, \dots, \alpha_{M2}^{(l)}, \dots, \alpha_{1N}^{(l)}, \alpha_{2N}^{(l)}, \dots, \alpha_{MN}^{(l)} \right)^T$$

$$\mathbf{a}_l = \left(a_1^{(l)}, a_2^{(l)}, \dots, a_{MN}^{(l)} \right)^T$$

其中, $a_j^{(l)}, j=1,2,\dots,MN$ 是均值为 0, 方差为 1 的独立复高斯分量。矩阵 \mathbf{G} 是空时相关矩阵的平方根, 即满足 $\mathbf{R} = \mathbf{G}\mathbf{G}^T$, 一般的, 可以采用乔里斯基分解得到。

§ 2.4 无线信道模型



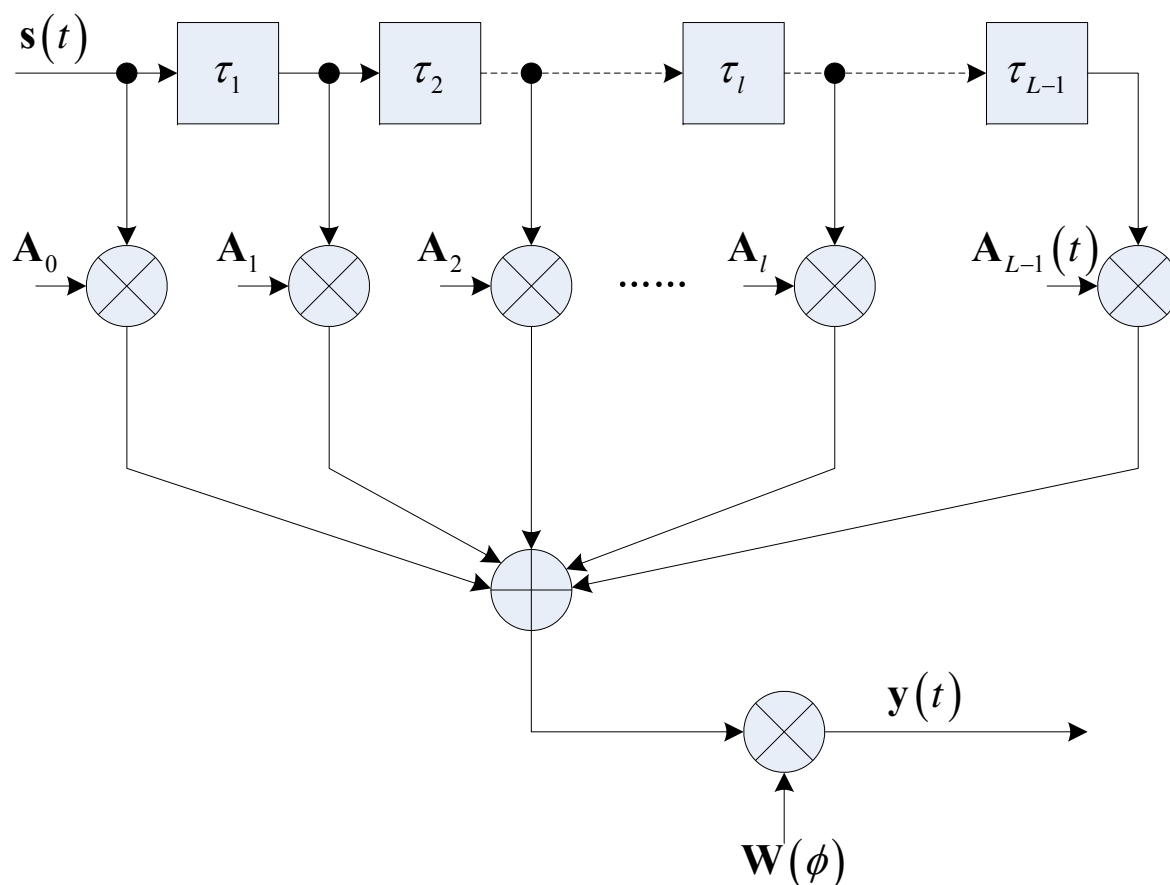
- 2.4.5 MIMO信道
- 1. 分析模型
- 如果天线间距很小，则需要考虑天线阵列的到达角相位差。阵列响应矩阵可以表示为

$$\mathbf{W}(\phi) = \begin{bmatrix} w_1(\phi) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & w_2(\phi) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & w_M(\phi) \end{bmatrix}_{M \times M}$$



§ 2.4 无线信道模型

- 2.4.5 MIMO信道
- 1. 分析模型



延时抽头
MIMO信道
模型

§ 2.4 无线信道模型



- **2.4.5 MIMO信道**
- **2. 物理模型**
- 分析模型实现简单，但往往准确性较低。与之相反，物理模型根据MIMO无线传播场景特征进行参数化建模，因此准确性较高，但因此计算复杂度也较大。
- 3GPP基于子径的空间信道模型(SCM，首先根据仿真的具体环境不同，选择市区宏小区，市区微小区和郊区宏小区模型。

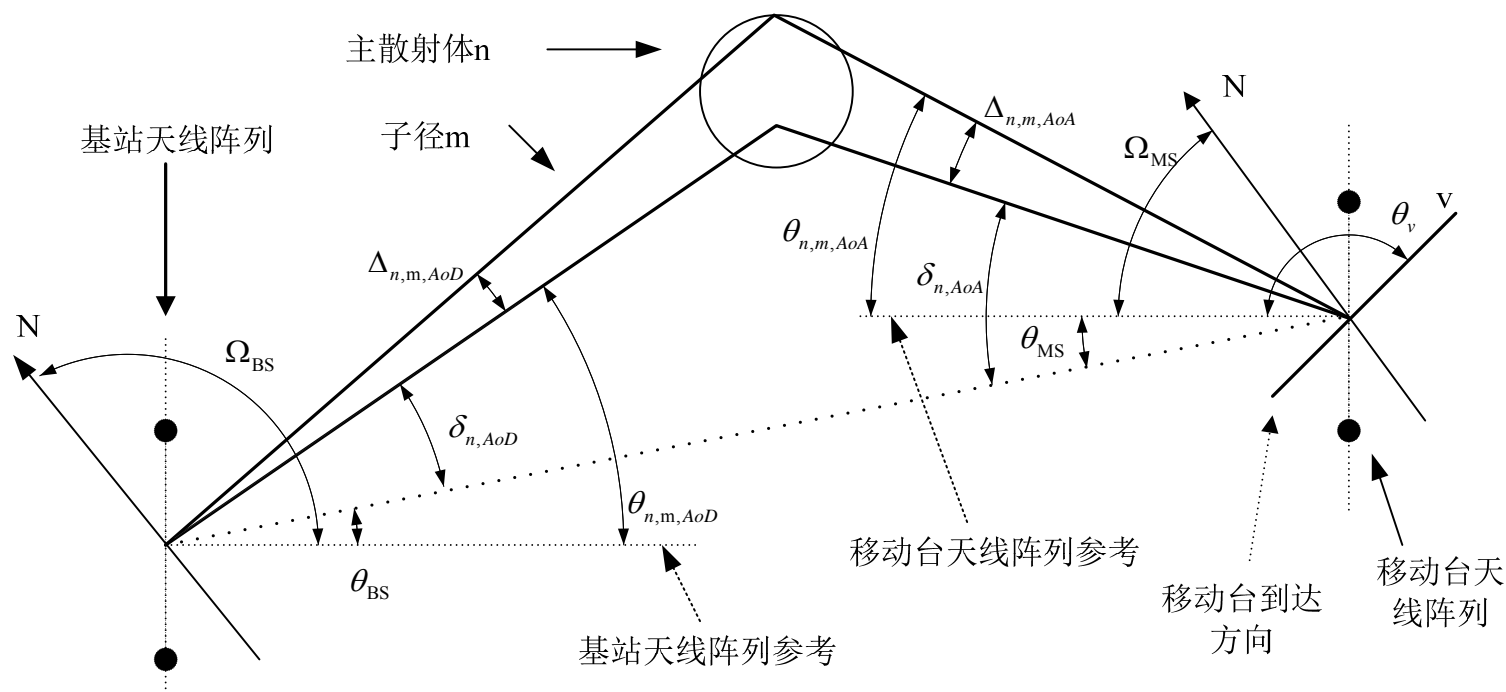
§ 2.4 无线信道模型



- **2.4.5 MIMO信道**
- **2. 物理模型**
- 然后根据不同的小区环境设置信道模型参数。一般而言，到达接收端天线阵列包括 N 个时延可分辨的多径，每径有各自的时延和功率。
- 同时每径由 M 个子径(Subpath)组成。SCM模型假设上下行链路的AoD/AoA是一致的，而在FDD系统中，一般认为上下行链路的随机子径的相位不同。
- 不同移动台之间的距离如果足够大，则认为其阴影衰落是不相关的。

§ 2.4 无线信道模型

- 2.4.5 MIMO信道
- 2. 物理模型



SCM空间信道模型示意



§ 2.4 无线信道模型

- 2.4.5 MIMO信道
- 2. 物理模型

假设基站应用 U 元天线阵列，移动台应用 S 元天线阵列，MIMO 信道由 N 条可分辨路径组成。令每径对应的 $U \times S$ 信道响应矩阵为 $\mathbf{H}_n(t), n=1,2,\dots,N$ ，则信道响应矩阵对应的信道响应系数 $h_{u,s,n}(t), u=1,2,\dots,U, s=1,2,\dots,S$ 可以按照如下公式生成。



§ 2.4 无线信道模型

2.4.5 MIMO信道

2. 物理模型

$$h_{u,s,n}(t) = \sqrt{\frac{P_n \sigma_{SF}}{M}} \sum_{m=1}^M (G_1 \times G_2 \times G_3(t))$$

$$G_1 = \sqrt{G_{BS}(\theta_{n,m,AoD})} \exp \left\{ j \left[\frac{2\pi}{\lambda} d_s \sin(\theta_{n,m,AoD}) + \Phi_{n,m} \right] \right\}$$

$$G_2 = \sqrt{G_{MS}(\theta_{n,m,AoA})} \exp \left[j \frac{2\pi}{\lambda} d_u \sin(\theta_{n,m,AoA}) \right]$$

$$G_3(t) = \exp \left[j \frac{2\pi}{\lambda} \|\mathbf{v}\| \cos(\theta_{n,m,AoA} - \theta_v) t \right]$$



§ 2.4 无线信道模型

- 2.4.5 MIMO信道
- 2. 物理模型

其中, P_n 是第 n 径的功率, σ_{SF} 是阴影衰落因子, M 是子径数目, $G_{BS}(\theta_{n,m,AoD})$ 和 $G_{MS}(\theta_{n,m,AoA})$ 分别是基站与移动台每阵元天线增益, d_s 和 d_u 分别指基站 s /移动台 u 阵元到参考阵元的距离(单位 m), 参考阵元基站 $s=1$ (移动台 $u=1$), $d_1=0$, $\Phi_{n,m}$ 指第 n 径第 m 子径的相位, $\|\mathbf{v}\|$ 为移动台速度向量的模值。

§ 2.4 无线信道模型



- **2.4.5 MIMO信道**
- **2. 物理模型**
- 由此可知每条可分辨多径都是由一个散射体簇组成，每条径由M条子径组成，这些子径具有近似的时延，但其AoD角度、分配的功率等参数不同。一般的， $N=6$ ， $M=20$ ，即SCM信道采用6径/每径20个子径的模型。

§ 2.5 本章小结



本章首先介绍了移动通信的主要特点：传播的开放性、接收环境的复杂性和用户的随机移动性；介绍了接收信号的三类损耗与四类效应。

其次对大范围、大尺度传播损耗进行了定量的分析和计算。

然后，依据线性时变信道分析的观点对小范围、小尺度传播特性各类快衰落作了进一步定量分析，给出了高斯广义非相干散射模型GWSSUS。

最后，详细介绍了实际衰落信道建模的具体方法，包括AWGN、Rayleigh、多径信道和MIMO信道等。

参考文献



- [2.1] 吴伟陵, 《移动通信中的关键技术》, 北京邮电大学出版社, 2000.11。
- [2.2] 吴伟陵, 《线性时变信道分析》, 北京邮电大学学报, 1979.1。
- [2.3] T. S. Rappaport, Wireless Communications Principle and Practice (2nd), Prentice Hall, Inc. 1999.3.
- [2.4] H. L. Bertoni, Radio Propagation for Modern Wireless System, Prentice Hall, Inc. 2000.
- [2.5] M. C. Jeruchim, P. Balaban and K. S. Shanmugan, Simulation of Communication Systems Modeling, Methodology and Techniques, Second Edition, Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [2.6] B. A. Wichman and I. D. Hill, An efficient and portable pseudo random number generator, Appl. Stat. AS-183, 188–190 (1982).
- [2.7] G. Marsaglia and A. Zaman, A new class of random number generators, Ann. Appl. Prob. 1(3), 462–480 (1991).
- [2.8] W. C. Jakes, Ed., Microwave Mobile Communications, IEEE Press, Piscataway, NJ, USA, 1994.

参考文献



- [2.9]Y. R. Zheng and C. Xiao, Simulation models with correct statistical properties for Rayleigh fading channels, IEEE Trans. On Communications, Vol. 51, No. 6, pp. 920-928, June 2003.
- [2.10]K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and B. H. Fleury, "A stochastic model of the temporal and azimuthal dispersion seen at the base station in outdoor propagation environments," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 49, no. 2, pp. 437–447, 2000.
- [2.11]J. Salo, G. Del Galdo, J. Salmi, et al., "MATLAB implementation of the 3GPP Spatial Channel Model (3GPP TR 25.996)," January 2005, <http://www.tkk.fi/Units/Radio/scm>.
- [2.12]C. Wang, X. Hong et al., "Spatial-Temporal Correlation Properties of the 3GPP Spatial Channel Model and the Kronecker MIMO Channel Model," Journal on Wireless Communications and Networking, Vol. 2007, Article ID 39871.
- [2.13]V. K. Garg, 第三代移动通信系统原理与工程设计, 电子工业出版社, 2001.
- [2.14]B. H. Fleury, "An uncertainty relation for WSS processes and its application to WSSUS systems," IEEE Trans. on Comm., Vol. 44, No. 12, pp. 1632-1634, Dec., 1996.
- [2.15]B. H. Fleury, "First- and second-order characterization of direction dispersion and space selectivity in the radio channel," IEEE Trans. on Information Theory, Vol. 46, No. 6, pp. 2027-2044, Sept. 2000.



谢谢！