

移动通信：通信双方或至少一方是处于移动中进行信息交换的通信方式
核心概念是利用**电磁波**取代了传统电缆作为信息传输的媒介，大大拓展了通信产业的应用范围

移动通信系统是有**线、无线相结合**的通信方式
移动通信网络包含三部分：**接入网、承载网、核心网**

移动通信和**卫星通信、光纤通信**一起被列为现代通信领域的三大新兴的通信技术手段

典型无线系统的频率

FM 无线电—87~108MHz 广播电视—VHF（48~223MHz）UHF（470~806MHz）
GSM 移动电话—900MHz/1. 8GHz GPS—1. 5GHz/1. 2GHz
WiFi 蓝牙微波—2. 4GHz 车载防撞雷达—25GHz、77GHz
射电天文望远镜—1400~1427MHz

典型无线通信系统及其代表性技术——无线通信发展史

1G——语音——模拟蜂窝——**2. 4kbps**
 AMPS（1983）——美国第一套蜂窝电话系统——FDMA—900M—30k—2. 4kbps
2G——语音文本—数字蜂窝——**9. 6kbps**
 GSM——TDMA——900M—200k——9. 6kbps
 CDMA（IS-95）——CDMA——800M——1. 25M——14. 4kbps
 PDC——TDMA——800M
 （2. 5G）GPRS——无线分组交换——首次支持互联网服务——171. 2kbps
 （2. 75G）EDGE——数据增强——384kbps
3G——多媒体服务——**384kbps——CDMA 标志**
 TD-SCDMA——CDMA——2k~2Mbps
 CDMA2000、WCDMA——CDMA——384kbps
 过渡：HSDPA（下行增强）、HSUPA（上行增强）
4G——移动互联网——**100~200Mbps（下行）75Mbps（上行）**
5G——数据、连接、用户体验

5G 典型应用场景

增强移动宽带——峰值速率达到 4G 速率的 100~1000 倍
超可靠低延迟通信（3G 响应为 500ms，4G 为 50ms，5G 要求 0. 5ms）
海量机器通信——链接密度提升 10~100 倍，达到每平方公里百万个

无线通信系统实例

广播系统——单工——范围广——数据量大（视频）/小（语音）——<几百 M
寻呼系统——单工——范围广——数据速率低（文本、6. 4kbps）——<1GHz
卫星通信——\——范围极广——时延长——1~300G
移动蜂窝——双工——范围较大——数据量大——移动性高——< 2G
无绳电话——双工——范围小（住宅范围）——数据量小——1~3G

典型数据速率

- 无线传感器网络：< 1kbps；中央汇聚节点：~10Mbps
- 语音通信：5~64kbps（依赖于语音编码方式）
- 计算机外设之间的通信：1Mbps
- 无线局域网：宽带互联网接入，~ 1~100 Mbps
- 无线个域网：>100 Mbps

覆盖范围/用户数

- 无线体域网：1 米；
- 无线个域网：不超过 10 米，室内场景；
- 无线局域网：不超过 100 米，大概在 10 用户
- 蜂窝移动通信系统：微蜂窝（500 米），宏蜂窝（10~30 千米）；
- 卫星通信系统：覆盖整个国家，甚至大洲

大区制存在的问题：1. 大区制移动通信网无法适应飞速发展的通信需求（**频谱利用率低**）2. 覆盖范围有限：受**地球曲面**限制，同时受限于**移动终端的发送功率**，上行信号传输距离也有限

蜂窝的由来：对于同样大小的服务区区域，采用正六边形构成小区所需的小区数最少，无重叠区（理论上），故所需的频率组数也最少，最经济
中心激励与顶点激励：基站位于小区中心，有时会有辐射阴影；在顶点上设置基站，并采用三个互成 120° 的定向天线，以避免辐射阴影
形成簇的条件——**小区数 N 必须满足的公式**

$$N = (i^2 + ij + j^2)$$

1. 相邻簇，同频小区距离相等且最大 2. 能彼此邻接且无空隙覆盖整个面积
系统容量 = 系统可以容纳的用户数—— $C = MS = MkN$ M 为系统信道复用次数，S 为系统可用的双向信道数，k 为每个小区分配的信道数
切换策略

参数：MS 最小可用信号功率 $P_{r,min}$ ，
切换启动强度 $P_{r,H0}$ ——可调参数
 $\Delta = P_{r,H0} - P_{r,min}$ ▲过大，则可能来不及切换则通信中断▲过小，则可能切换过于频繁

设计思路：把握好切换所需用时与距离之间的关系，接收信号强度是距离的函数。中断临界点是经过切换用时后，正好信号强度下降到 $P_{r,min}$

同频干扰：同频复用比 $Q = \frac{D}{R} = \sqrt{3N}$ ，D 为同频小区间距，R 为小区半径

信干比：
$$\frac{S}{I} = \frac{R^{-n}}{\sum_{i=0}^n D^{-n}} = \frac{(\sqrt{3N})^n}{i_0}$$

- 其中 i_0 为第一层同频干扰小区，典型值取（全向天线取 6，120° 取 6/3）
改善系统容量：核心为信干比公式——系统容量主要受同频干扰影响
1. 小区分裂：保证 Q 不变（则信干比不变），增加簇的数量（小区等比缩小）
 代价：更多的基站，更多的切换操作...
2. 扇区划分：保证小区大小不变，提高信干比从而提高复用因子 1/N
 代价：增加每个基站上的天线数目，降低了中继效率（将大的信道池转换成了多个小组）
3. 微小区：大功率中心基站由小区边缘的低功率发射器代替。由于发射功率降低，只覆盖单个区域，因此同频干扰也降低了很多，因此可以提高复用因子
 代价：需要多个低功率发射器，且基站复杂度提高。

中继与服务等级

中继：大量用户共享相对少的信道时，中继系统为每个用户按需分配信道
服务等级（GOS）：中继系统**最忙碌时**，用户进入系统的能力。
用呼叫阻塞概率（LCC 呼叫阻塞清除/不排队）或呼叫延迟一段时间的概率（LCD 呼叫阻塞延迟/排队等待）描述

话务量强度与呼损率（ErlangB 公式）
$$P_r[B] = \frac{\frac{A^C}{C!}}{\sum_{k=0}^C \frac{A^k}{k!}} = GOS$$

其中 C 是中继系统信道数，B 是呼损率，A 是话务总量
等效天线：ERP——等效发射功率——将 EIRP 中的等效全向天线替换为半波偶极子天线 $EPR = EIRP - 2.15$ 单位为 dB
天线增益：

Friis 公式——（自由空间理想情况）
$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}$$

对数形式（参考点，一般形式）：
$$P_r[dBm] = P_r(d_0)[dBm] + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right)$$

需满足**远场条件**： $d > d_f$ $d_f = \frac{2D^2}{\lambda}$ ，D 为天线最大尺寸（对角线）

双线模型：
$$P_r(d) = P_t G_t G_r \frac{h_r^2 h_t^2}{d^4}, \quad d > 10(h_t + h_r)$$

断点模型——自由空间传播+地面反射

$$\begin{cases} P_r(d) = P_r(d_0) \left(\frac{d_0}{d}\right)^2, & d_0 < d < d_{break} \\ P_r(d) = P_r(d_{break}) \left(\frac{d_0}{d}\right)^n, & 3.5 < n < 4.5, d > d_{break} \end{cases}$$

绕射：

菲涅尔区：直射路径与第 n 个菲涅尔区的绕射路径的差值为 **n 个半波长**

第 n 个同心圆半径：
$$r_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$

菲涅尔参数与绕射路程差：
$$v = h\sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}}, \quad \Delta d = \frac{v^2 \lambda}{4}$$

则可得知 **n 个菲涅尔区被遮挡**：
$$n \approx \frac{v^2}{2}$$

对数阴影效应：
$$Q(x_0) = \int_{x_0}^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$$

中断率：
$$P[P_r(d) < \gamma] = 1 - Q\left(\frac{\gamma - \overline{P_r(d)}}{\sigma}\right) = Q\left(\frac{\overline{P_r(d)} - \gamma}{\sigma}\right)$$

衰落余量： $FM = \sigma Q^{-1}$ （中断率）

噪声系数：

热噪声功率： $P_n[dBm] = -174 + 10\lg B[dBm]$

等效噪声温度：

$$\Delta P_n = (F - 1)P_n = kB(F - 1)T_0 \rightarrow \boxed{F = 1 + \frac{T_e}{T_0}}$$

输入端等效噪声功率 Pn：

$$P_n = P_{n0} F = kT_0 B \left(1 + \frac{T_c}{T_0}\right) = k(T_0 + T_c) B$$

负性负载： $F[dB] = L[dB]$

负性元件组成的天线可以视为**单位增益 0dB**

级联噪声系数：
$$F_{sys} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots$$

Okumura 和 Hata 模型都是基于实际测量数据拟合得到的室外传播经验模型

Okumura(城市)的路径损耗中值的计算：

$$L_{50}[dB] = L_{Friis} + A_{mu}(f, d) - G(h_{te}) - G(h_{re}) - G_{AREA}$$

第二项和第五项查表

第三项：
$$G(h_{te})[dB] = 20\log\left(\frac{h_{te}}{200}\right) \quad (30m < h_{te} < 1000m)$$

第四项：
$$G(h_{re})[dB] = \begin{cases} 10\log\left(\frac{h_{re}}{3}\right) & (h_{re} \leq 3m) \\ 20\log\left(\frac{h_{re}}{3}\right) & (3m < h_{re} < 10m) \end{cases}$$

Hata(城市、郊区、农村)的路径损耗中值的计算：

$$L_{50}(urban)[dB] = 69.55 + 26.16\log f_c - 13.82\log h_{te} - a(h_{re}) + (44.9 - 6.55\log h_{te})\log d$$

$$a(h_{re})[dB] = \begin{cases} \text{中小城市} & (1.1\log f_c - 0.7)h_{re} - (1.56\log f_c - 0.8) \\ \text{大城市} & \begin{cases} 8.29(\log 1.54h_{re})^2 - 1.1, & f_c \leq 300MHz \\ 3.2(\log 11.75h_{re})^2 - 4.97, & f_c \geq 300MHz \end{cases} \end{cases}$$

$$L_{50}(suburb)[dB] = L_{50}(urban) - 2\left[\log\left(\frac{f_c}{28}\right)\right]^2 - 5.4$$

$$L_{50}(country)[dB] = L_{50}(urban) - 4.78(\log f_c)^2 + 18.33\log f_c - 40.94$$

相干带宽： $B_c = \left\{ \frac{1}{5\sigma_\tau}, \quad \rho > 0.9, \quad \frac{1}{50\sigma_\tau}, \quad \rho > 0.5 \right.$ 时延拓展典型值：室内 ns 级，室外 ms 级 $\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2}$
 $\left. \begin{cases} B_S \ll B_C \\ T_S \gg \sigma_\tau \end{cases} \right\}$ 为平坦衰落， $\left\{ \begin{matrix} B_S > B_C \\ T_S < \sigma_\tau \end{matrix} \right\}$ 频选衰落

相干时间： $T_C \approx \frac{1}{f_d^{max}}$ ，或 $\frac{9}{16\pi f_d^{max}}$ 或 $\sqrt{\frac{9}{16\pi (f_d^{max})^2}} = \frac{0.423}{f_d^{max}}$ ， $f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta$

瑞利信道： $f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)$ 幅度瑞利 $f_P(P) = \frac{1}{P} \exp\left(-\frac{P}{P}\right)$ 功率指数

统计特性： $\bar{r} = \sigma\sqrt{2\pi}, r^2 = 2\sigma^2$ 平均增益 $r_{50} = \sigma\sqrt{2\ln 2} = 1.18\sigma f_R$ 最值 $r = \sigma$ 时

中断率： $P_r\{r < r_{min}\} = 1 - \exp\left(-\frac{r_{min}^2}{2\sigma^2}\right) \stackrel{r_{min} \ll \sigma}{\approx} \frac{r_{min}^2}{2\sigma^2} = \frac{P_{min}}{\bar{P}} = \frac{\gamma_{min}}{\Gamma}$

衰落余量小尺度： $FM = \frac{\bar{P}}{P_{min}} = 1 / \left(\ln\left(\frac{1}{1-x}\right)\right) \stackrel{x \ll 1}{\approx} \frac{1-x}{x} \approx \frac{1}{x}$, x 为期望中断率

莱斯信道 幅度 $p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2 + \sigma^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right)$, $\bar{P}_r = A^2 + 2\sigma^2$ 相位接近直达

Nakagami 分布：参数都可以通过**实测得到**，适用于**中心极限定理不适用的场合**
Clarke 模型：**均匀（功率相同，相位、入射角随机）**到达的到达角模型会导致极

不均匀的**多普勒功率谱密度** $S_\beta(f_d) = \frac{1.5}{\pi} \frac{\bar{P}_r}{\sqrt{(f_d^{max})^2 - f_d^2}}, |f_d| < f_d^{max}$ ，其余为 0

自相关函数： $A_\beta(\Delta t) = J_0(2\pi f_d^{max} \Delta t) \bar{P}_r \xrightarrow{A=0.5} v \Delta t = 0.4 \lambda \rightarrow T_c = \frac{0.4}{f_d^{max}}$

电平通过率： $N_R = \sqrt{2\pi} f_m \rho \exp(-\rho^2), \rho = (\text{包络门限值/包络均方根})$

平均衰落时长： $\bar{\tau} = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\sqrt{2\pi} f_m \rho}$ 深度衰落 BER：每次深衰影响比特* 每秒深度衰落次数

多径信道宽带通信： $\Delta\tau = \Delta\tau_{max}/N, B_{sys} = 2/\Delta\tau$ ， B_{sys} 为分析带宽

WSS-US 假设：h(τ, t) 广义平稳、信道中任意两个散射体**不相关**

脉冲成形：**升余弦滚降滤波器** $B = \frac{R_S}{2}(1 + \alpha)$ ，射频带宽翻倍，奈奎斯特滤波器

高斯成形滤波器，应用 GMSK 获得恒包络，功率效率高，GMSK 适用于语音业务

星座图能量：波形能量 = 系数平方和 = 离原点距离的平方,比特能量要/比特
AWGN 各调制方式误码率: $E_s = NE_b$, 相干为 Q 非相干为 exp

$$P_{e,BPSK} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 Q\left(\sqrt{\frac{d_{ij}^2}{2N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), P_{e,DPSK} = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right)$$
$$P_{e,QPSK} = Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), P_{e,2FSK} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right), P_{e,2FSK} = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right)$$
$$P_{e,GMSK} = Q\left(\sqrt{\frac{2\delta E_b}{N_0}}\right) \delta = 0.68BT = \infty \rightarrow \delta = 0.85$$

瑞利信道平坦衰落平均误码率: γ_s 为瞬时信噪比 Γ 为平均信噪比

相干: $P_{e,BPSK} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\Gamma}{1+\Gamma}}\right) \approx \frac{1}{4\Gamma} P_{e,2FSK} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\Gamma}{2+\Gamma}}\right) \approx \frac{1}{2\Gamma}$

$P_{e,GMSK} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\delta\Gamma}{\delta\Gamma+1}}\right) \approx \frac{1}{4\delta\Gamma}, BT = 0.25 \rightarrow \delta = 0.68BT = \infty \rightarrow \delta = 0.85$

非相干: $P_{e,DPSK} = \frac{1}{2(1+\Gamma)} \approx \frac{1}{2\Gamma} P_{e,2FSK} = \frac{1}{2+\Gamma} \approx \frac{1}{\Gamma}$

莱斯信道平坦衰落平均误码率: 非相干

$$P_{e,DPSK} = \frac{1+K}{2(1+K+\Gamma)} \exp\left(\frac{-K\Gamma}{1+K+\Gamma}\right) P_{e,2FSK} = \frac{1+K}{2+2K+\Gamma} \exp\left(\frac{-K\Gamma}{2+2K+\Gamma}\right)$$

频选衰衰落信道均误码率 $\overline{BER} = Kd^2 = K\left(\frac{\sigma_r}{T_s}\right)^2, \overline{BER}_{DOPLER} = \frac{1}{2}\pi^2(v_m T_s)^2$

不可减少 BER 下限原因: 1. 主要信号分量因多径删除而被消除; 2 非零的 d 值引起 ISI 3. 由于时延扩展, 接收机的采样时刻发生改变

直接扩频差错概率: 后者为误差本底

$$P_e = Q\left(1/\sqrt{\frac{K-1}{3N} + \frac{N_0}{2E_b}}\right)^{SNR \rightarrow \infty} = Q\left(\sqrt{\frac{3N}{K-1}}\right), K \text{ 为同时激活用户数}, N \text{ 为扩频码长度}$$

误差本底原因: 1. 多址干扰 2. 对于基站, 接收到的所有干扰者的信号和目标用户的信号的功率相同; (这是通过移动端的功率控制来实现的)

跳频: 其中 M 为跳频信道数, K 为用户数, SNR 无穷大, 只考虑碰撞为误差本底

$$P_e = \frac{1}{2} P_h + P_e(\gamma) (1 - P_h) \approx \frac{1}{2} P_h = \frac{1}{2} \left[1 - \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{K-1}\right] \approx \frac{K-1}{2M}$$

异步跳频: $P_h = \left\{1 - \left[1 - \frac{1}{M} \left(1 + \frac{1}{N_b}\right)\right]^{K-1}\right\}, N_b \text{ 为每次跳频的比特数}$

分集: 一种低成本、大幅度改进无线链路性能的技术; 利用空间、时间、频率之间的**独立性**, 补偿信道衰落的技术

空间分集: 间隔超过 $\lambda/2$ 时, 可以认为接收信号完全不相关;

时间分集: 不相关条件 $\tau \geq \frac{1}{2f_{d\max}}$, 静态信道中时间分集无效

交织: 可以在不附加任何开销的情况下, 使数字通信系统获得时间分集。分散语音编码中的重要源比特, 避免深度衰落或突发干扰

选择分集 $P_r[\gamma_{\text{选}} > \gamma] = 1 - \{P_r[\gamma_i \leq \gamma]\}^M \approx 1 - \left(\frac{\gamma}{\Gamma}\right)^M$ γ 为中断门限且 $\frac{\gamma}{\Gamma}$ 很小

最大比率合并 $\overline{BER} = C_{2M-1}^M \left(\frac{1}{4\Gamma}\right)^M, M \text{ 天线 } MRC \text{ 接收分集, 高 } SNR, BPSK$

$$\overline{BER} \propto \left(\frac{1}{\Gamma}\right)^M \text{ 最大比率合并输出平均信噪比为 } M\Gamma \text{ 等增益为 } \Gamma \left(1 + \frac{\pi}{4}(M-1)\right)$$

系统性能: 最大比>等增益>选择

均衡:

迫零均衡器在高 SNR、静态信道中表现较好, 深度衰落严重放大噪声; **MMSE 均衡器**不要求消除所有 ISI, 因此频域输出并不完全平坦, 对噪声放大要小于迫零算法是无线通信系统中常用的**线性均衡器**; 常用的**非线性均衡器**是**判决反馈均衡 (DFE)**, 但 DFE 在低信噪比条件下, 存在**误差传递**的问题, 在深度衰落时, DFE 的最小均方误差要小于线性均衡器; **最大似然序列检测 (MLSE)**均衡的性能最优, 但复杂度随着时延扩展呈指数增长, 往往被用来作为**性能上界**

MIMO: 一般指收发双方都有多个天线阵元时的系统

谱效率: $C = N \log_2 \left(1 + \frac{SNR}{N}\right)$, MIMO 系统在高 SNR 条件下更有效

MIMO 接收机: ZF 接收, 存在噪声放大 $\hat{x} = H^{-1}y - H^{-1}n, \overline{BER} = C_{2M-1}^M \left(\frac{1}{4\Gamma}\right)^M$

其中 M=r-t+1; LMMSE 接收, LMMSE 接收机不存在噪声放大的问题

MIMO 并行分解: 发射端预编码+接收方接收成形→t 路数据并行传输

矩阵的奇异值分解: 1. 由已知待分解矩阵 H, 求 $H^H H$ 的奇异值 (特征值的开方), 构成对角阵 Σ ; 2. 由奇异值求 $H^H H$ 的单位特征向量, 构成酉矩阵 V; 3. 由公式 $U_1 = H V \Sigma^{-1}$, 再添加正交单位向量构成酉矩阵 U

注水算法: 在空分复用的基础上, 通过发射功率分配进一步提高信道容量

$$\text{注水面} \frac{1}{\lambda} = \frac{P + \sum_{i=1}^t \frac{\sigma_n^2}{\sigma_i^2}}{t}, \text{功率分配 } P_i = \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{\sigma_n^2}{\sigma_i^2}\right)^+ \sigma_n^2 \text{ 为噪声功率, } \sigma_i \text{ 为奇异值}$$

若 $P_i = \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{\sigma_n^2}{\sigma_i^2}\right) < 0$, 则重新分配

OFDM: 模拟多载波调制的局限性: 发射机需要 N 个上变频器, 接收机需要 N 个下变频器- 系统复杂度非常高, 实现难度大

MCM: $\Delta f \geq B_N = \frac{1+\beta+\varepsilon}{T_N}$, OFDM: $\Delta f = \frac{1}{T_N}, B_{\text{总}} = \frac{N+\beta+\varepsilon}{T_N} \approx \frac{N}{T_N}$

OFDM 机制的优势: 1. 子载频之间不需要保护间隔, 能够充分利用频带。相比较单载波调制方法, 频谱效率可以近似提升一倍; 2. 不同子载波上可以采用不同的调制方式, 灵活性大。3. 通过将高速数据流分成多个并行低速子数据流, 增大了符号持续时间, 抗 ISI 能力增强

OFDM 的数字实现: 任意循环矩阵可以被傅里叶变换矩阵对角化。 $H_c = Q^H \Lambda Q$
 $y = H_c x \rightarrow Qy = QH_c(Q^H X) = \Lambda X \Rightarrow Y = \Lambda X$, 其中 X 为 IDFT (预编码), Y 为 DFT (接收成形), 这样就只需要一个上/下变频器;

保护间隔-循环前缀: 是将 OFDM 符号尾部的信号搬移到头部构成

系统设计: 相关带宽→N, 确保子载波带宽远小于相干带宽, 消除码间串扰;

相关时间→TN, 确保 OFDM 符号周期 (N+CP) Ts 远小于相干时间, 确保码元能正确接收; **循环前缀**→CP, 进一步消除码间串扰, 由最大时延拓展决定, 也就是 CP 个 Ts 要大于最大时延拓展; **子载波个数 N**→取 2 的幂次, 同时满足条件 1、2 的最大 N 值

系统评估: 数据速率 $R_{ofdm} = \frac{N}{N_{CP} + N} R_{b-in}$ 峰均功率比: 最大为 N, 与 N 呈线性增长; 频率偏移量 $\varepsilon = \frac{\Delta f}{B_N}$, 信噪比: $SINR = \frac{P|H|^2 Sa^2(\pi\varepsilon)}{0.822P|H|^2 (\sin \pi\varepsilon)^2 + \sigma_n^2}$

其中 $\frac{P|H|^2}{\sigma_n^2}$ 为接收信噪比

IEEE802.11: 占用了 5GHz 开放频段中的 300MHz 带宽; 分成若干个 **20MHz** (符号周期) 的信道, 每个信道有 N = 64 个子载波, 48 个用于数据传输, 12 个信道置零, 4 个信道用于发送导频循环前缀长度 CP = 16 能够消除的最大 RMS 时延扩展 0.8us