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

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 GSM 移动电话--900MHz/1.8GHz 广播电视--VHF (48-223MHz)UHF (470-806MHz) 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-------------------------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

TD-SCDMA-CDMA-1. 25M-2k-2Mbps

CDMA2000, WCDMA——CDMA——1. 25M/5M——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

CDMA 技术是第二代移动诵信系统的物理层基础、是 3G 的标志

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

超可靠低延识诵信(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

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-

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

• 无线传感器网络: < 1kbps; 中央汇聚节点: ~10Mbps

- 语音诵信: 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);
- •卫星诵信系统:覆盖整个国家,其至大洲

<mark>大区制的存在问题</mark>: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**地球曲度**限制, 同时受限于移动**终端的发送功率**, 上行信号传输距离

蜂窝的由来: 对于同样大小的服务区域,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

 $N = (i^2 + ij + j^2)$ 41, 3, 4, 7, 12

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

 $\overline{\mathbf{x}}$ 统容量 = 系统可以容纳的用户数——C = MS = MkNM 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

参数: MS 最小可用信号功率 $P_{r,\min}$,

切换启动强度 P. HO — 可调参数

 $\triangle = P_{r,HO} - P_{r,min}$ ▲过大,则可能来不及切换则通信中断▲过小,则可能

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,正好信号强度降落到 $P_{r,min}$

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

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

其中 i0 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
- 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。

用呼叫阳塞概率(LCC 呼叫阳塞清除/不排队)或呼叫延迟一段时间的概率(LCD 呼叫阳塞 延迟/排队等待)描述

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

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: $G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2}, A_e$ 为天线有效截面积

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

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

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

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

断点模型——自由空间传播+地面反射

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

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:
$$r_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$

菲涅尔參數与绕射路程差:
$$v=h\sqrt{\dfrac{2(d_1+d_2)}{\lambda d_1 d_2}}$$
 , $\Delta d=\dfrac{v^2\lambda}{4}$

则可得知 n 个菲涅尔区被遮挡: $n pprox rac{v^2}{2}$

对数阴影效应: $Q(x_0) = \int_{0}^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$

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)

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

 $\Delta P_n = (F - 1)P_n = kB\underbrace{(F - 1)T_0}_{T_0} - > F = 1 + \frac{T_e}{T_0}$

输入端等效噪声功率 Pn

$$P_n = P_{n0}F = kT_0B\Big(1 + rac{T_e}{T_0}\Big) = k(T_0 + T_e)B$$

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:
$$F_{sys} = F_1 + rac{F_2 - 1}{G_1} + rac{F_3 - 1}{G_1G_2} + \cdots$$

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

第四项:
$$G(h_{re})[dB] = egin{cases} 10\log\Bigl(rac{h_{re}}{3}\Bigr) & (h_{re} \leqslant 3m) \\ \\ 20\log\Bigl(rac{h_{re}}{3}\Bigr) & (3m < h_{re} < 10m) \end{cases}$$

Hata(城市、郊区、农村)的路径损耗中值的计算

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

$$a(h_{re})[dB] = egin{cases} + \phi + \sin (1.1 \log f_c - 0.7) h_{re} - (1.56 \log f_c - 0.8) \\ + \sin (8.29 (\log 1.54 h_{re})^2 - 1.1, f_c \leqslant 300 MHz \\ + \sin (3.2 (\log 11.75 h_{re})^2 - 4.97, f_c \geqslant 300 MHz \end{cases}$$

$$L_{50}(suburb)\left[dB
ight] = L_{50}(urban) - 2 \left\lceil \log\left(rac{f_c}{28}
ight)
ight
ceil^2 - 5.4$$

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

相干带宽: $B_c = \left\{ \frac{1}{5\sigma}, \rho > 0.9, \frac{1}{50\sigma}, \rho > 0.5 \right\}$ 时延拓展典型值: 室内 ns 级,室

外 ms 级
$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\overline{\tau}^2 - \overline{\tau}^2}$$

$$\begin{cases} B_S \ll B_C \\ T_S \gg \sigma_{\tau} \end{cases}$$
 为平坦衰落,
$$\begin{cases} B_S > B_C \\ T_S < \sigma_{\tau} \end{cases}$$
 频选衰落 常见带宽: AMPS(30kHz),GSM(200kHz),WCDMA(5MHz),IEEE 802. 11a(312. 5kHz)

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

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

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

中断率:
$$P_r\{r < r_{\min}\} = 1 - \exp\left(-\frac{r_{\min}^2}{2\sigma^2}\right)^{r_{\min} \stackrel{\text{in } \text{in } \mathbb{N}^2 \wedge}{2}} \frac{r_{\min}^2}{2\sigma^2} = \frac{P_{\min}}{\overline{P}} = \frac{\gamma_{\min}}{\Gamma}$$

衰落余量小尺度:
$$FM = \frac{\overline{P}}{P_{\min}} = 1/\bigg(\ln\bigg(\frac{1}{1-x}\bigg)\bigg)^{x\oplus 1} \approx \frac{1-x}{x} \approx \frac{1}{x}, x$$
为期望中断率

莱斯信道幅度
$$p_R(r)=rac{r}{\sigma^2} \exp\left[-rac{r^2+\sigma^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(rac{Ar}{\sigma^2}
ight), \overline{P_r}=A^2+2\sigma^2$$
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** m=1 瑞利; $m = (K+1)^2/(2K+1)$ K 的菜斯; m= ∞ 无衰落; m<1 衰落超过瑞利

$$m = \frac{\overline{P_r}}{\left(r^2 - \overline{P_r}\right)^2}, p(P) = \frac{m}{\overline{P_r}\Gamma(m)} \left(\frac{mP}{\overline{P_r}}\right)^{m-1} \exp\left(-\frac{mP}{\overline{P_r}}\right)$$

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
$$S_{eta}(f_d)=rac{1.5}{\pi}rac{\overline{P_r}}{\sqrt{\left(f_d^{\max}
ight)^2-f_d^2}}, |f_d|< f_d^{\max},$$
其余为 0

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

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

平均衰落时长: $\bar{\tau} = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\sqrt{2\pi} f_{-\rho}}$ 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: $\Delta \tau = \Delta \tau_{\text{max}}/N, B_{\text{sus}} = 2/\Delta \tau$, B_{sus} 为分析带宽

WSS-US 假设: 宽平稳不相关散射:空间分集和时间分集的等效性

 $_{
m III}$ 脉冲成形: 升余弦滚降滤波器 $B=rac{R_S}{2}(1+lpha)$, 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 适用于话音业务 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: $E_s = NE_h$, 相干为 Q 非相干为 exp

$$\begin{split} P_{e,BPSK} &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{2} Q \bigg(\sqrt{\frac{{d_{ij}}^{2}}{2N_{0}}} \bigg) = Q \bigg(\sqrt{\frac{2E_{b}}{N_{0}}} \bigg), \ \ P_{e,DPSK} = \frac{1}{2} \exp \bigg(-\frac{E_{b}}{N_{0}} \bigg) \\ P_{e,QPSK} &= Q \bigg(\sqrt{\frac{E_{s}}{N_{0}}} \bigg) = Q \bigg(\sqrt{\frac{2E_{b}}{N_{0}}} \bigg), P_{e,2FSK} = Q \bigg(\sqrt{\frac{E_{b}}{N_{0}}} \bigg), P_{e,2FSK} = \frac{1}{2} \exp \bigg(-\frac{E_{b}}{2N_{0}} \bigg) \\ P_{e,GMSK} &= Q \bigg(\sqrt{\frac{2\delta E_{b}}{N_{0}}} \bigg) \delta = 0.68BT = \infty \rightarrow \delta = 0.85 \end{split}$$

相干:
$$\begin{split} & R_{e,BPSK} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\Gamma}{1+\Gamma}} \right) \approx \frac{1}{4\Gamma} P_{e,2FSK} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\Gamma}{2+\Gamma}} \right) \approx \frac{1}{2\Gamma} \\ & P_{e,GMSK} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\delta\Gamma}{\delta\Gamma+1}} \right) \approx \frac{1}{4\delta\Gamma}, BT = 0.25 \rightarrow \delta = 0.68BT = \infty \rightarrow \delta = 0.85 \\ & \sharp \text{相干:} \quad P_{e,DPSK} = \frac{1}{2(1+\Gamma)} \approx \frac{1}{2\Gamma} P_{e,2FSK} = \frac{1}{2+\Gamma} \approx \frac{1}{\Gamma} \end{split}$$

$$\begin{split} &P_{e,DPSK} = \frac{1+K}{2(1+K+\Gamma)} \exp\biggl(\frac{-K\Gamma}{1+K+\Gamma}\biggr) P_{e,2FSK} = \frac{1+K}{2+2K+\Gamma} \exp\biggl(\frac{-K\Gamma}{2+2K+\Gamma}\biggr) \\ & \frac{1+K}{2(1+K+\Gamma)} \exp\biggl(\frac{-K\Gamma}{1+K+\Gamma}\biggr) P_{e,2FSK} = \frac{1+K}{2(1+K+\Gamma)} \exp\biggl(\frac{-K\Gamma}{2+2K+\Gamma}\biggr) \\ & \frac{1+K}{2(1+K+\Gamma)} \exp\biggl(\frac{-K\Gamma}{2+2K+\Gamma}\biggr) P_{e,2FSK} = \frac{1+K}{2(1+K+\Gamma)} \exp\biggl(\frac{-K\Gamma}{2+2K+\Gamma}\biggr) P_{e,2FSK} = \frac{1+K}{2(1+K+\Gamma)} \exp\biggl(\frac{-K\Gamma}{2+2K+\Gamma}\biggr) P_{e,2FSK} = \frac{1+K}{2(1+K+\Gamma)} \exp\biggl(\frac{-K\Gamma}{2+2K+\Gamma}\biggr)$$

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

$$P_e = Q \left(1/\sqrt{rac{K-1}{3N} + rac{N_0}{2E_b}}
ight)^{SNR o \infty} = Q \left(\sqrt{rac{3N}{K-1}}
ight)$$
,从为同时激活用户数, N 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

$$P_e = rac{1}{2}P_h + P_e(\gamma)\left(1 - P_h
ight) pprox rac{1}{2}P_h = rac{1}{2}igg[1 - \left(1 - rac{1}{M}
ight)^{K-1}igg] pprox rac{K-1}{2M}$$

异步跳频:
$$P_h = \left\{1 - \left[1 - \frac{1}{M}\left(1 + \frac{1}{N_b}\right)\right]^{K-1}\right\}, N_b$$
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;**分集条件也可能** ho_{xy} < 0.5 ,看题目吧

信道互相关系数
$$ho_{xy}=rac{J_0^2(k_0v au)}{1+\left[2\pi\sigma_{ au}(f_x-f_y)
ight]^2}$$
 分集增益: 等效成单集的 SNR 增益

空间分集: $\lambda/4$ - $\rho=0.5$; 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 $au \geqslant rac{1}{2f_d^{\max}}$,静态信道中时间分集无效

频率分集: 忽略移动性,J=1;
$$ho_{xy} = rac{1}{1 + \left[2\pi\sigma_{ au}(f_x - f_y)
ight]^2}$$

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
$$P_r[\gamma_{\it id}>\gamma]=1-\{P_r[\gamma_{\it i}\leq\gamma]\}^{\it M}\approx 1-\left(\frac{\gamma}{\Gamma}\right)^{\it M}\gamma$$
为中断门限且 $\frac{\gamma}{\Gamma}$ 很小

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

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

系统性能: 最大比>等增益>选择

RAKE 接收机: 扩频码具有好的自相关特性->可以将超过 1 个码片时延的信息看作噪声; 信 号需要经历频率选择性衰落: RAKE 接收机无法处理多用户干扰, 造成 CDMA 系统的自干扰特

发射分集: STBC: Alamouti 方案 重复发射相同信息的正交编码,

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

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
$$\hat{x}=H^{-1}y-H^{-1}n$$
 , $\overline{BER}=C_{2M-1}^M\Big(rac{1}{4\Gamma}\Big)^M$

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), $\det(\lambda I - H^H H) = 0$ 构成对角阵 Σ : 2. 由奇异值求 $H^H H$ 的单位特征向量,

$$(\lambda_i I - H^H H) v_i = 0$$
,解方程 构成酉矩阵 V;3,由公式 $U_1 = HV \Sigma^{-1}$, $u_i = \frac{1}{\sigma_i} H v_i$,再

添加正交单位向量构成酉矩阵 U与其他列向量的内积为0,求方程组的基础解系

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

注水面
$$\frac{1}{\lambda} = \frac{P + \sum\limits_{i=1}^t \frac{\sigma_n^2}{\sigma_i^2}}{t}$$
,功率分配 $P_i = \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{\sigma_n^2}{\sigma_i^2}\right)^+ \sigma_n^2$ 为噪声功率, σ_i 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-

$$\text{MCM: } \Delta f \!\geqslant\! B_{\scriptscriptstyle N} = \frac{1+\beta+\varepsilon}{T_{\scriptscriptstyle N}} \text{ , OFDM: } \Delta f \!=\! \frac{1}{T_{\scriptscriptstyle N}}, \ B_{\scriptscriptstyle \not \bowtie} = \frac{N+\beta+\varepsilon}{T_{\scriptscriptstyle N}} \approx \frac{N}{T_{\scriptscriptstyle N}}$$

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:相关带家→>N、确保子载波带家**远小于(10 倍关系)**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(10 倍关系)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 等于最大时延拓展; **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 $R_{ofdm}=rac{N}{N_{CD}+N}R_{b-in}$ 峰均功率比: 最大为 N,与 N 呈线性增长;

频率偏移量
$$\varepsilon=\frac{\Delta f}{B_N}$$
,信干噪比: $SINR=\frac{P|H|^2Sa^2(\pi\varepsilon)}{0.822P|H|^2(\sin\pi\varepsilon)^2+\sigma_n^2}$

其中 $\frac{P|H|^2}{\sigma^2}$ 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, 子载波带宽 312.5kHz

交调(IM)频率发生在频率 $^{mf_1+nf_2}$ 处

AMPS 中, FDMA 系统中可同时支持的信道数 $N = \frac{B_t - 2B_{guard}}{B}$, B_t 系统带宽, B_{guard} 保护带宽, B。信号带宽

FDMA: 窄带\频谱利用率低\开销少\交调失真\

OFDMA 提高频谱利用率带来 CP 开销和可能的 ICI

TDMA: 宽带\同步严格\系统开销(同步头 保护时隙等)大\发送不连续, 可以节约能耗

FHMA(跳频): 恒包络调制(FSK)\ 结合纠错编码/交织\不受多用户功率影响

CDMA: 抗多径、抗多用户干扰\远近效应需功率控制\采用同信道小区

上行多用户干扰; DS-CDMA 由于远近效应总是存在 MUI; FDMA-无; TDMA-用户精确定时后, 可以 去除。BS 可以通过串行多用户检测去除干扰;下行链路:理想正交 FDMA/TDMA/CDMA, MUI=0

分组无线电: 分组无线电接入中,用户采用非协调的方式,通过**突发数据接入信道** 当采用 FM、扩频调制时,信号最强的用户可能成功地**截获**发射机(远近效应)。截获效应 使强发射机截获接收机,同时也使弱的发射机被屏蔽

Aloha 协议在发射前不侦听信道,因此性能较差 CSMA 协议中,终端在发射信息前首先测试 信道状态: 如果信道空闲,则允许用户按照相应的算法来发射分组

♥现代蜂窝移动通信系统和集群通信系统(专网)的主要区别?

答:集群通信网络对网络时延、抗毁性、可靠性、安全性的要求更高。但是它的容量小,且有优先级的划分。

答:提高接收灵敏度、增强抗干扰能力

♥传统蜂窝系统和卫星蜂窝无线系统的优劣 答:传统蜂窝系统:高容量和高用户密度支持、低时延、高数据速率等;卫星蜂窝无线系统:广域/全球覆 盖、抗灾害能力强、能在需要时快速部署

在给定的相同总频段资源下, 传统蜂窝系统通常能支持更多的用户。原因: 高频谱复用效率、更低的路径

♥当移动台距离基站非常远的时候,如果想实现高速数据传输,主要面临什么技术问题?

答: 1. 信号衰减大,需要更大的发射功率 2. 基站覆盖范围大,分配给每个用户的资源减少

♥常用频谱划分方法: 开放、授权、专用

♥蜂窝电话一般采用的频段,为什么? 300MHz~3GHz,

低频缺点: 1. 低频段大多数频谱资源已经被占用, 且传输速率不高; 2. 接收低频信号需要很长的天线 高频缺点: 高频信号的绕射能力差, 会导致基站覆盖范围小

♥瑞利, 莱斯, Nakagamin 信道模型的异同:

同: 都是对信道小尺度衰落的建模

异: 1. 三种模型的信号幅度分别服从瑞利,莱斯, Nakagamin分布; 2. 瑞利信道不存在直射径,莱斯信道存 在直射径, Nakagamin 信道适用于两种情况,且适用于中心极限定理不适用的场景。

♥QPSK 和 BPSK 带宽效率和可靠性的关系?

带宽效率: 前者比后者高 3dB, 可靠性: 要达到相同的误码率, 前者信噪比要比后者高 3dB

♥MRC and EGC 的不同之处?

答: MRC: 按各支路 SNR 加权合并, 最大化输出 SNR: EGC 忽略 SNR 差异, 直接同相相加

♥空间分集和时间分集的等效性的条件是?

♥如果卫星电视采用低频传输,会导致什么问题?如果采用非常高的频段呢

答: 低频传输速率低, 天线增益不够; 非常高的频段传输 会使衰减过高(雨衰和氧气吸收)

· 能够减轻信号在衰落信道中的深度衰落; - 通过更高的 SNR、降低链路的 BER:

- 能够提高链路的频谱效率; - 提高了功耗,导致电池寿命降低; - 增加了对于同频其他用户的干扰