



**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**

**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 适用于话音业务

**星座图**能量 = 系数平方和 = 离原点距离的平方. 比特能量/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**:  $\gamma_s$  为瞬时信噪比  $\Gamma$  为平均信噪比

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

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

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

**莱斯信道平坦衰落平均误码率**: 非相干

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

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

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: 后者为误差基底

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

误差基底原因: 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. 只考虑碰撞为误差基底

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

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

**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; **分集条件也可能**  $\rho_{xy} < 0.5$ , 看题目吧

$$\text{信道互相关系数 } \rho_{xy} = \frac{J_0^2(k_0 \nu \tau)}{1 + [2\pi\sigma_\tau(f_x - f_y)]^2} \quad \text{分集增益: 等效成单集的 SNR 增益}$$

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

$$\text{频率分集: 忽略移动性, } J=1; \rho_{xy} = \frac{1}{1 + [2\pi\sigma_\tau(f_x - f_y)]^2}$$

**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

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

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

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

系统性能: 最大比>等增益>选择

**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 系统的自干扰特性

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

**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

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

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

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),  $\det(\lambda I - H^H H) = 0$  构成对角阵  $\Sigma$ ; 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

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

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

**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

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

**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. 不同于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 符号尾部的信号搬到头部构成

**系统设计**: **相关带宽**->N, 确保子载波带宽远小于**(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 **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

$$\text{系统评估: 数据速率 } R_{ofdm} = \frac{N}{N_{CP} + N} R_{b-in} \text{ 峰均功率比: 最大为 N, 与 N 呈线性增长;}$$

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

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, 子载波带宽 312.5kHz

**交调 (IM) 频率**发生在频率  $m\hat{f}_1 + n\hat{f}_2$  处

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

**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

**FDMA (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-SS-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

**课件问答**:

♥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。

♥较低的数据速率如何实现更好的覆盖?

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: 高频重复用效率、更低的路径损耗、更小的干扰积累

♥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, Nakagami 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, Nakagami 分布; 2. 瑞利信道不存在直射径, 莱斯信道存在直射径, Nakagami 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?

WSS-US 信道 (宽平稳不相关散射)

♥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)

♥当增加一条通信链路上的发射功率时:

- 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