

第 11 章 多信道协同传输技术

主要内容:

- 信道复用
- 分集传输
- OFDM 技术
- CWTDM 技术
- RAKE 接收
- MIMO 系统

多信道协同通信的两个目的:

- 为了多路通信的业务调配服务
- 在恶劣信道条件下改善传输性能

11.1 信道复用与分集传输的意义

11.1.1 信道复用

信道复用也称多路复用,是将一条信道用来传输多路数字调制信号的技术。这里的信道指的是连续信道,或更具体的说是波形信道;一条信道指的是一个发射端与另一个接收端之间的传输通道。

◆ 信道复用的基本方式:

频分复用(FDM)、时分复用(TDM)、空分复用(SDM)和码分复用(CDM)

- ◆ 这几种方式还可以进行组合,以便扩展总的子信道数或提供应用灵活性和传输效率。例如:将 FDM、TDM 与 CDM 组合起来运用,将总的信道频带划分为 N_1 个子带,每个子带中的一帧时间划分为 N_2 个时隙,每个时隙传输 N_3 个 CDM 通道,那么就可以实现 $N_1 \times N_2 \times N_3$ 路信号的信道复用。
- 信道复用传输的多路信号有可能确实是多个不同的数据流,它们经信道复用方式传输到接收端后可以方便地相互分离,这是为多路业务调配服务的。
- 信道复用传输的多路信号也有可能本来是一个数据流,为了改善传输特性而人为地将它们分成多个较低速率的数据流,分别调制成数字调制信号,通过人为地构造的多条子信道分别地同时进行传输。

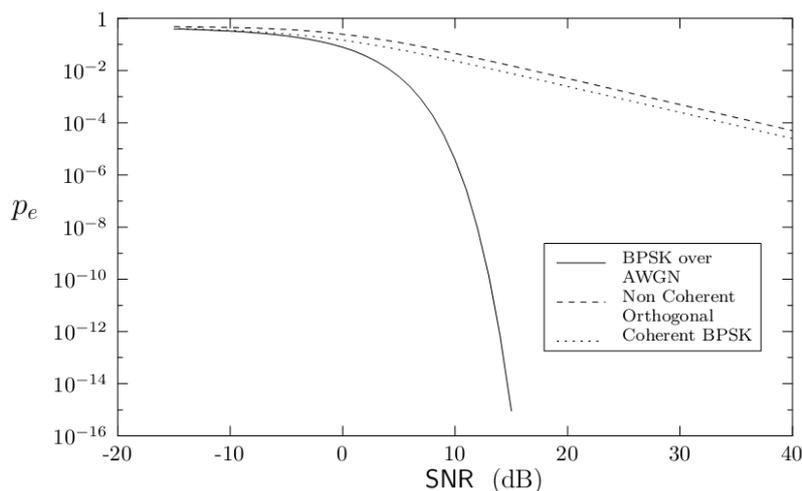
11.1.2 分集传输的意义

- ◇ 分集传输主要是用来克服衰落信道的传输特性的。
- ◇ 所谓分集传输是指将同一个数据流的数字调制信号同时通过多条信道传输到接收端，将接收信号中表示同一符号的多路信号的特征矢量合并为一个后再进行符号判决；
- ◇ 分集二字的含义可以理解为分散地传输、集中后判决的意思。
- ◇ 要想通过分集传输获得信噪比增益(即分集增益)，最重要的条件是各条子信道应该是互不相关的。在平坦慢衰落信道下，通过分集可以使得系统性能逼近 AWGN 信道下的性能。

◆ 平坦瑞利衰落对比特误码特性的影响：

设接收信号的信噪比都为 $SNR \gg 1$ ，则在瑞利衰落和理想 AWGN 信道条件下各种不同调制方式传输的误码特性都有明显劣化的现象；见如下图和表。这是因为经衰落信道传输后的信号，其幅度变为瑞利分布随机变量。

调制体制 \ 信道	平坦瑞利衰落 P_e	理想 AWGN 信道 P_b (BER)
二进制正交 波形调制	$\frac{1}{2(1+SNR)}$	$Q(\sqrt{SNR/2})$
BPSK 相干解调	$\frac{1}{4SNR}$	$Q(\sqrt{2SNR})$
QPSK 相干解调	$\frac{1}{2SNR}$	$Q(\sqrt{2E_b/N_0})$
4-PAM	$\frac{5}{4SNR}$	$\frac{3}{4}Q(\sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}})$
16-QAM	$\frac{5}{2SNR}$	$\frac{3}{4}Q(\sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}})$



11.2 分集传输

11.2.1 多信道分集传输中的合并方法

- 研究分集合并方法的意义

虽然分集传输主要是用来改善衰落信道传输特性的，但是在某些场合的分集传输并不是人为专门设计而成的，而是传输信道和接收信号处理方法自然形成的内在特性；例如：在多输入多输出系统、或宽带频率选择性衰落信道的传输中，就常常隐含了多个子信道分集传输的现象；其中分集合并方法也因为不是专门选定的最佳方法，能否获得分集增益，如何获得最大分集增益，需要进行研究和改进。因此分析各种分集合并方法的性能特点，具有重要意义；我们在第 10 章中发现了信道匹配滤波具有对多径信号分量进行同相最大比合并作用，正是这样的研究所得到的收获。

- 多条独立子信道分集传输合并的模型假定

假定分集传输系统中各条子信道是相互独立的平坦慢衰落 AWGN 信道；设各信道同时基于 M 进制数字调制方式传输同一个数据符号序列 $\{v_0, v_1, v_2, \dots\}$ ；设第 n 路发送信号的复数形式为

$$s_n(t) = s_{l,n}(t)e^{j\omega_l t} \quad n = 0, 1, 2, \dots, L-1 \quad (11.2-1a)$$

其中

$$s_{l,n}(t) = \sum_{i=0}^{\infty} v_i g(t - iT) \quad n = 0, 1, 2, \dots, L-1 \quad (11.2-1b)$$

$\mathbf{v}_i \in \{\mathbf{v}^{(m)}, m=0,1,2,\dots,M-1\}$, 即第 i 个符号的特征矢量 \mathbf{v}_i 属于 M 种符号的基准矢量之一。经这 L 条信道传输到接收端, 设接收到的 L 个零中频复信号为

$$\mathbf{r}_{0,n}(t) = a_n e^{j(\Delta\omega_n t + \phi_n)} \mathbf{s}_{i,n}(t) + \boldsymbol{\eta}_n(t) \quad n=0,1,2,\dots,L-1 \quad (11.2-2)$$

其中 $\boldsymbol{\eta}_n(t)$ 是第 n 条信道引入的均值为零、方差为 σ^2 加性高斯白噪声; 假定复增益因子 $G_n \triangleq a_n e^{j(\Delta\omega_n t + \phi_n)}$ 为均值非零、方差明显小于 σ^2 的复高斯随机变量。

对于同样的发送信号经不同子信道传输到接收端进行合并, 当然应该在时间上实现符号同步再加权合并。因此, 要分析各种分集合并方法的信噪比增益, 只需要分析任意某个发送符号矢量 \mathbf{v} 所对应的 L 个接收符号矢量 $\hat{\mathbf{v}}_n$ 进行加权合并的信噪比增益。对于任意一个符号 \mathbf{v} , L 条信道传输简化表示为

$$\hat{\mathbf{v}}_n = \hat{G}_n \mathbf{v} + \boldsymbol{\eta}_n \quad n=0,1,2,\dots,L-1 \quad (11.2-4b)$$

设各子信道的 σ^2 及发送符号矢量 \mathbf{v} 的能量 E_s 都相同, 则各路信号的信噪比应为

$$\gamma_n = |\hat{G}_n|^2 \frac{E_s}{\sigma^2} \quad n=0,1,2,\dots,L-1 \quad (11.2-5)$$

设合并时各路的加权值为复数 $\{\mathbf{w}_n, n=0,1,2,\dots,L-1\}$, 则进行加权合并的通式应为

$$\hat{\mathbf{v}} = \sum_{n=0}^{L-1} \hat{\mathbf{v}}_n \mathbf{w}_n \quad (11.2-6)$$

- 下面分别讨论各种(共 6 种)不同的加权合并方式及其分集增益。

(1) 等比合并法及其分集增益

等比合并中各个权值的幅度平方都相等, 即 $|\mathbf{w}_n|^2 = 1/L, n=0,1,2,\dots,L-1$ 。根据相位特性的不同, 等比合并分为以下三种情况。

① 等比同相合并

$$\mathbf{w}_n = \frac{\hat{G}_n^*}{|\hat{G}_n| \sqrt{L}}$$

等比同相合并的表达式为

$$\hat{\mathbf{v}} = \sum_{n=0}^{L-1} \hat{\mathbf{v}}_n \mathbf{w}_n = \sum_{n=0}^{L-1} \hat{\mathbf{v}}_n \frac{\hat{G}_n^*}{|\hat{G}_n| \sqrt{L}} \quad (11.2-7)$$

其中各权值的模相等, 即 $|\mathbf{w}_n|^2 = 1/L$, 而其相位因子 $\hat{G}_n^*/|\hat{G}_n| = e^{-j\phi_n}$ 的作用是使各路

有用信号的相位旋转到相同的角度。于是 $\hat{\mathbf{v}}$ 的均值为

$$\begin{aligned} E[\hat{\mathbf{v}}] &= \sum_{n=0}^{L-1} E[\hat{\mathbf{v}}_n \hat{\mathbf{G}}_n^*] \frac{1}{|\hat{\mathbf{G}}_n| \sqrt{L}} = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{n=0}^{L-1} \frac{E[(\hat{\mathbf{G}}_n \mathbf{v} + \boldsymbol{\eta}_n) \hat{\mathbf{G}}_n^*]}{|\hat{\mathbf{G}}_n|} \\ &= \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{n=0}^{L-1} \frac{E[\hat{\mathbf{G}}_n \hat{\mathbf{G}}_n^* \mathbf{v}] + \hat{\mathbf{G}}_n^* E(\boldsymbol{\eta}_n)}{|\hat{\mathbf{G}}_n|} = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{n=0}^{L-1} \mathbf{v} |\hat{\mathbf{G}}_n| \end{aligned}$$

等比合并所得 $\hat{\mathbf{v}}$ 的方差仍为 σ^2 。于是 $\hat{\mathbf{v}}$ 的信噪比为

$$\gamma = \frac{|E[\hat{\mathbf{v}}]|^2}{\sigma^2} = \left[\frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{n=0}^{L-1} \mathbf{v} |\hat{\mathbf{G}}_n| \right]^2 \frac{1}{\sigma^2} = \frac{1}{L\sigma^2} \left[\sum_{n=0}^{L-1} \mathbf{v} |\hat{\mathbf{G}}_n| \right]^2$$

其中, $|\mathbf{v}|^2 |\hat{\mathbf{G}}_n|^2 / \sigma^2 = \gamma_n$, 于是合并后信号的信噪比为:

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{1}{L} \left[\sum_{n=0}^{L-1} \gamma_n + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq n}}^{L-1} \sum_{n=0}^{L-1} \sqrt{\gamma_n \gamma_k} \right] \\ &= \frac{|\mathbf{v}|^2}{L\sigma^2} \left[\sum_{n=0}^{L-1} |\hat{\mathbf{G}}_n| \right]^2 = \frac{|\mathbf{v}|^2}{L\sigma^2} \left[\sum_{n=0}^{L-1} |\hat{\mathbf{G}}_n|^2 + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq n}}^{L-1} \sum_{n=0}^{L-1} |\hat{\mathbf{G}}_n| |\hat{\mathbf{G}}_k| \right] \end{aligned} \quad (11.2-8)$$

当各路信号的信噪比 γ_n 都相等时, 等比合并所得信号的信噪比为 $\gamma = L\gamma_n$ 。

② 等比随机相位合并: $w_n = 1/\sqrt{L}$

$$\hat{\mathbf{v}} = \sum_{n=0}^{L-1} \hat{\mathbf{v}}_n w_n = \sum_{n=0}^{L-1} \frac{\hat{\mathbf{v}}_n}{\sqrt{L}} \quad (11.2-9)$$

等比随机相位合并所得信号的信噪比, 为各路信号信噪比倒数之和的倒数:

$$\gamma = \left[\sum_{n=0}^{L-1} \gamma_n^{-1} \right]^{-1} \quad (11.2-10)$$

显然, γ 一般都小于 $\{\gamma_n\}$ 中的最大值; 因此分集传输的特性还不如选择信噪比最高的一条子信道进行传输。

③ 等比平方律合并

等比平方律合并是对于非相干解调信号进行分集传输的合并, 其表达式为

$$\hat{R} = \sum_{n=0}^{L-1} |\hat{\mathbf{v}}_n|^2 w_n = \sum_{n=0}^{L-1} \frac{|\hat{\mathbf{v}}_n|^2}{L} \quad (11.2-11)$$

下面估计它的分集增益。

设式 (11.2-4) 中零均值复高斯随机变量 η_n 的实部和虚部的方差都等于 σ^2 ，则 \hat{v}_n 的符号信噪比为 $\gamma_n = E_s(a_n)^2 / (2\sigma^2)$ 。合并前的 $|\hat{v}_n|^2$ 是 2 个自由度的非中心 χ^2 分布随机变量，定义为 $y_n \triangleq |\hat{v}_n|^2$ ，其非中心值为 $s^2 = E_s(a_n)^2$ ，那么 y_n 的均值为

$$E(y_n) = 2\sigma^2 + s^2 = 2\sigma^2 + E_s(a_n)^2$$

其方差为

$$\sigma_n^2 = 4\sigma^4 + 4\sigma^2 s^2 = 4\sigma^4 + 4\sigma^2 E_s(a_n)^2$$

我们模仿高斯随机过程信噪比的定义，定义一个类似于信噪比的参数——均值的平方与方差之比，来反映 χ^2 分布随机变量的集中性：

$$\rho_n = \frac{[E(y_n)]^2}{\sigma_n^2} = \frac{[2\sigma^2 + E_s(a_n)^2]^2}{4\sigma^4 + 4\sigma^2 E_s(a_n)^2} = \frac{[2\sigma^2 + E_s(a_n)^2]^2}{4\sigma^4 + 4\sigma^2 E_s(a_n)^2} = \frac{(1 + \gamma_n)^2}{1 + 2\gamma_n} \quad (11.2-12)$$

采用如式 (11.2-9) 的等加权合并得到的 \hat{R} ，是 $2L$ 个自由度的 χ^2 分布随机变量，其均值为

$$E(\hat{R}) = 2L\sigma^2 + s_n^2 = 2L\sigma^2 + E_s \sum_{n=0}^{L-1} (a_n)^2$$

方差为

$$E[\hat{R} - E(\hat{R})]^2 = 4L\sigma^4 + 4\sigma^2 s^2 = 4L\sigma^4 + 4\sigma^2 E_s \sum_{n=0}^{L-1} (a_n)^2$$

于是合并结果 \hat{R} 的均值的平方与方差之比为

$$\begin{aligned} \rho &= \frac{[E(\hat{R})]^2}{E[\hat{R} - E(\hat{R})]^2} = \frac{\left[2L\sigma^2 + E_s \sum_{n=0}^{L-1} (a_n)^2\right]^2}{4L\sigma^4 + 4\sigma^2 E_s \sum_{n=0}^{L-1} (a_n)^2} \\ &= \frac{\left[L + \sum_{n=0}^{L-1} E_s(a_n)^2 / (2\sigma^2)\right]^2}{L + 2 \sum_{n=0}^{L-1} E_s(a_n)^2 / (2\sigma^2)} = \frac{L \left(1 + \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} \gamma_n\right)^2}{1 + \frac{2}{L} \sum_{n=0}^{L-1} \gamma_n} \end{aligned} \quad (11.2-13)$$

比较式 (11.2-12) 与式 (11.2-13) 可知：其信号的集中性比合并之前有显著改善；当各路信号信噪比都相同时有 $\rho = L\rho_n$ ，改善最为显著。这对应于其分集增益。

(2) 最大比合并法及其分集增益

① 最大比同相合并:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_n &= \hat{\mathbf{G}}_n^* / \sum_{k=0}^{L-1} |\hat{\mathbf{G}}_k|^2 \\ \hat{\mathbf{v}} &= \sum_{n=0}^{L-1} \hat{\mathbf{v}}_n \mathbf{w}_n = \sum_{n=0}^{L-1} \hat{\mathbf{v}}_n \left(\hat{\mathbf{G}}_n^* / \sum_{k=0}^{L-1} |\hat{\mathbf{G}}_k|^2 \right) \end{aligned} \quad (11.2-14)$$

其中各权值的相位旋转因子 $\hat{\mathbf{G}}_n^* / |\hat{\mathbf{G}}_n| = e^{j\hat{\phi}_n}$ 的作用是使各路有用信号的相位旋转到相同的相位角, 而且权值的模能使各路信号中有用信号能量的大小与其信噪比 γ_n 成正比, 即 $|\hat{\mathbf{G}}_n \mathbf{v} \mathbf{w}_n| \propto \gamma_n$ 。

- 最大比合并法可获得最高的分集增益。
- 最大比同相合并后信号的信噪比, 相当于各条子信道中有用信号功率之和加到一条子信道上所得信号的信噪比。
- 若各子信道的信噪比都相同, $|\mathbf{v} \mathbf{w}_n| = 1/L$, 合并后信号的信噪比相当于合并前各路信号信噪比的 L 倍。

② 最大比平方律合并

最大比平方律合并是对多路分集传输的非相干解调信号进行的合并, 即

$$\hat{R} = \sum_{n=0}^{L-1} |\hat{\mathbf{v}}_n|^2 \mathbf{w}_n = \sum_{n=0}^{L-1} |\hat{\mathbf{v}}_n|^2 |\hat{\mathbf{G}}_n|^2 / \sum_{k=0}^{L-1} |\hat{\mathbf{G}}_k|^2 \quad (11.2-15)$$

它的权因子的大小正比于各子信道的信噪比 γ_n 。其分集合并效果应该优于等比平方律合并相比。我们可以利用式(11.2-13)的推导过程, 推导出这种分集合并所得 \hat{R} 的均值的平方与方差之比为

$$\rho = \frac{[E(\hat{R})]^2}{E[\hat{R} - E(\hat{R})]^2} = \frac{L \left[1 + \frac{\sum_{n=0}^{L-1} \gamma_n^2}{\sum_{k=0}^{L-1} \gamma_k} \right]^2}{1 + 2 \frac{\sum_{n=0}^{L-1} \gamma_n^2}{\sum_{k=0}^{L-1} \gamma_k}} \quad (11.2-16)$$

当各子信道的信噪比 γ_n 都相同时, 它等价于等比平方律合并。

② 最大比随机相位合并:

$$\mathbf{w}_n = |\hat{\mathbf{G}}_n| / \sum_{k=0}^{L-1} |\hat{\mathbf{G}}_k|^2$$

$$\hat{\mathbf{v}} = \sum_{n=0}^{L-1} \hat{\mathbf{v}}_n \mathbf{w}_n = \sum_{n=0}^{L-1} \hat{\mathbf{v}}_n \left(\frac{|\hat{\mathbf{G}}_n|}{\sum_{k=0}^{L-1} |\hat{\mathbf{G}}_k|^2} \right) \quad (11.2-17)$$

其中各权值能使各路信号中 useful 信号能量的大小与各子信道信噪比 γ_n 成正比，即 $|\hat{\mathbf{G}}_n \mathbf{v} \mathbf{w}_n| \propto \gamma_n$ ，但相位不旋转到相同相角就进行合并；其分集合并效果应该优于等比随机相位合并，但其传输特性仍然不如选择其中一条最佳子信道传输。

- 总之，上述两种随机相位合并方法都不具有分集增益。

11.2.2 时间分集传输

对于相干时间为 $(\Delta t)_c$ 的平坦衰落信道，以重复周期大于 $(\Delta t)_c$ 重复地发送相同符号，接收端将它们进行同相最大比合并，以获得最大的时间分集增益。

设第 n 个时隙的某个符号矢量的接收信号为

$$\hat{\mathbf{v}}_n = \hat{\mathbf{G}}_n \mathbf{v} + \boldsymbol{\eta}_n \quad n = 0, 1, 2, \dots, L-1$$

进行最大比同相合并：

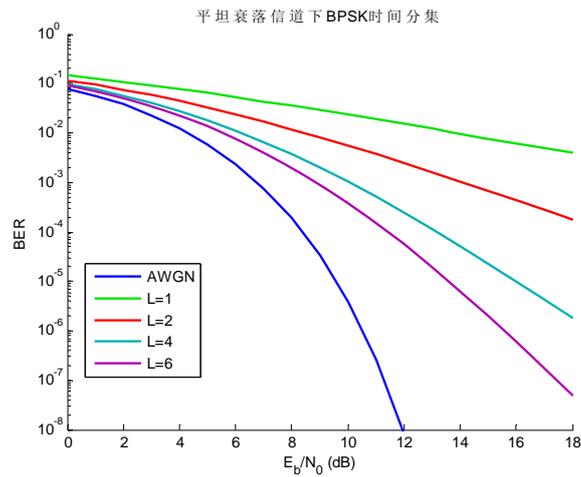
$$\hat{\mathbf{v}} = \sum_{n=0}^{L-1} \hat{\mathbf{v}}_n \mathbf{w}_n \quad \text{其中} \quad \mathbf{w}_n = \hat{\mathbf{G}}_n^* / \sum_{k=0}^{L-1} |\hat{\mathbf{G}}_k|^2$$

则合并后信号的信噪比相当于合并前某时隙信号信噪比的 L 倍。当信噪比较高时其误码率为

$$p_e \approx \binom{2L-1}{L} \frac{1}{(4\text{SNR})^L}$$

- 更为高效的方式是采用信道编码加交织的方式来实现时间分集。

当相干时间 $(\Delta t)_c$ 等于符号周期的 N 多倍时，在重复发送过程中采取每次连续发送 N 个不同符号的办法，就可避免不同时隙到达的同一符号的信号是不相关的，便可通过最大比合并同相合并获得分集增益。结合信道编码则可进一步获得编码增益。



11.3 频分复用与多载波通信

- ◆ 如果一个通信系统中的离散符号传输信道是有记忆的离散信道，接收检测时必定存在 ISI，使系统性能受到损伤，损伤的程度取决于该信道总的频率响应特性。
- ◆ 采用信道均衡技术补偿该信道可以使其 ISI 的影响减小，但接收机的复杂度将随 ISI 跨度的增加而增加。
- ◆ 克服信道失真的另一种方法是将信道划分为 N 个频带， $N=W/\Delta f$ ，每个频带看作一个子信道，其特性都近似于理想滤波器特性。然后每个子信道合理分配发射功率，使总的传输容量最大，此时不进行信道均衡就可避免 ISI。

设 $C(f)$ 是一个带宽为 W 的非理想信道的频率响应，加性高斯噪声功率谱为 $\Phi_{nn}(f)$ ，将 W 带宽的整个频带划分为宽度为 Δf 的 N 子带， $N=W/\Delta f$ 。如果 Δf 足够小，以致于每个子带内信道是近似理想的。发送信号功率的频率分布为 $P(f)$

下面来分析其传输特性和信道容量。

11.3.1 非理想线性滤波器信道的容量

由香农公式，理想带限 AWGN 波形信道的容量为

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{P_{av}}{WN_0} \right) \quad (11-3-2)$$

其中 P_{av} 接收信号中的有用信号功率。

在多载波系统中，当 Δf 足够小时，每个子信道可看作是理想的 AWGN 信道，利用(11-3-2)式可得到子信道的容量为

$$C_i = \Delta f \log_2 \left[1 + \frac{\Delta f P(f_i) |C(f_i)|^2}{\Delta f \Phi_m(f_i)} \right] \quad (11-3-3)$$

于是信道的总容量为

$$C = \sum_{i=1}^N C_i = \Delta f \sum_{i=1}^N \log_2 \left[1 + \frac{P(f_i) |C(f_i)|^2}{\Phi_m(f_i)} \right] \quad (11-3-4)$$

取 $\Delta f \rightarrow 0$ 、 $N \rightarrow \infty$ 的极限，得

$$C = \int_w \log_2 \left[1 + \frac{P(f) |C(f)|^2}{\Phi_m(f)} \right] df \quad (11-3-5)$$

按照(11-3-1)式总功率保持不变的约束条件下，使得信道容量 C 最大化的 $P(f)$ ，可以通过使以下积分值的最大化来确定

$$\int_w \left\{ \log_2 \left[1 + \frac{P(f) |C(f)|^2}{\Phi_m(f)} \right] + \lambda P(f) \right\} df \quad (11-3-6)$$

其中 λ 为拉格朗日乘法因子。发送信号功率的最佳分布是下式的解

$$\frac{1}{P(f) + \Phi_m(f) / |C(f)|^2} + \lambda = 0 \quad (11-3-7)$$

由此可求得在总发射功率 P_{av} 固定不变时使信道容量最大化的最佳功率分布：

$$P(f) = \begin{cases} K - \Phi_m(f) / |C(f)|^2 & f \in W \\ 0 & f \notin W \end{cases} \quad (11-3-8)$$

其中 K 是某个常数。

从(11-3-8)式可见 $P(f) + \Phi_m(f) / |C(f)|^2$ 必须是常数。如果将 $\Phi_m(f) / |C(f)|^2$ 看成是单位深度碗的底部，将总量为 P_{av} 的水注入碗中，则模仿水在碗中散布进行功率分配，就可以使容量达到最大。因此此法称为注水算法。

因为各个子信道的信噪比就是 $|C(f_i)|^2 / \Phi_m(f_i)$ ，因此注水算法的规则是：

对于 SNR 较高的子信道发送较大的信号功率，而对 SNR 较低子信道发送较小的信号功率，便可使总的信道容量达到最大。

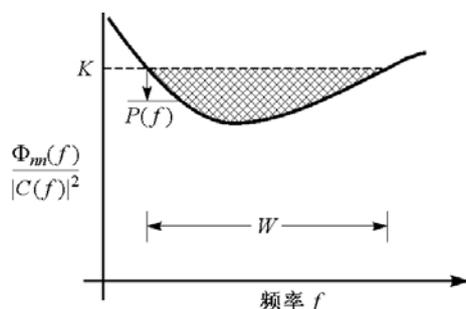
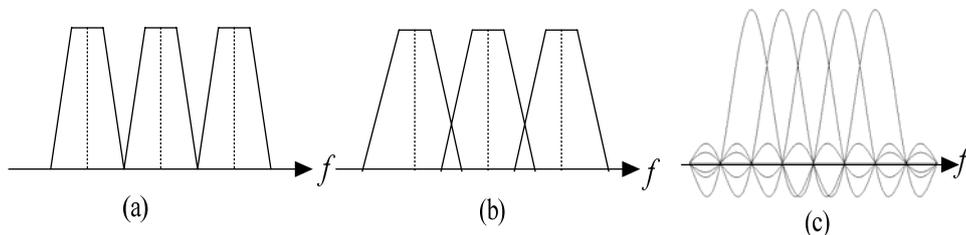


图 11-3-1 注水算法

- ◆ 多载波调制将信道带宽划分为若干较窄子带，每个子带中的信息速率、调制编码方式以及发射功率可以根据信道质量分别选择，按照注水算法的规则进行选择，因而能使总的传输速率达到最大信道容量。
- ◆ 不仅如此，当子带数划分得足够多时，在每个子带内信道频率响应近似于理想信道，不需进行信道均衡其码间干扰就可以忽略不计。
- ◆ 多载波调制一个典型应用实例是铜线（双绞线）用户环路（ADSL）的数字传输。由于其信道频率响应幅度随频率的上升衰减倍数急剧增大，因而无法通过单载波调制和接收机中的信道均衡来利用较宽频带来提高传输速率。

11.3.2 基于 FFT 的多载波系统

● 多载波传输的三种形式



- ◆ 传统多载波（图 a），将整个频带划分为 N 个不重叠的子带，在接收端用滤波器组进行分离。其优点是简单直接，而缺点是不仅计算复杂度较高，而且频带效率较低。
- ◆ 采用偏置 QAM 技术(图 b)，相邻的两个滤波器在过渡带 3dB 处相互重叠，其复合频率响应是平坦的。各个子带信号之间的正交性通过将同相分量与或正交分量的波形在时间上相互错开实现，即相邻两路调制符号相互偏移半个符号周期。
- ◆ 正交频分复用（OFDM）技术(图 c)，它是将方波成形的调制符号采用 IDFT 法调制到各子载波上之后，在频域变为虽然相互重叠而又相互正交的 Sinc 函数，因此在接收端可通过相应的 DFT 将它们相互分离，分别进行判决。

OFDM 传输方法的频带效率原理上可达到 1 波特/Hz，但是循环前缀的开销一般要占 20%左右，因此其实际频带效率也只有 0.8 波特/Hz 左右，与 PSK 或 QAM 等单载波调制的频带效率本来是差不多的。

但是在衰落信道中 OFDM 具有很好的传输特性，特别是可以根据注水算法的原理，对质量不同的各子信道自适应地分配不同的信息速率和发射功率，以及采用不同进制的调制，因而能使总的信道容量显著提高，获得较高的频带利用率。

(1) OFDM 的基本原理

◆ 实现过程

OFDM 传输方法本质上是利用 Sinc 函数的平移正交性进行多个载波调制信号共信道传输的。因为宽度为 T 的时域矩形脉冲，其频谱函数为 Sinc 函数，因此如果每次从 N 符号序列中各取一个符号进行矩形成形，然后将它们的频谱函数的中心频率分别搬移到 N 个频点 ($\exp(j2\pi f_n t)$, $f_n = n/T, n = 0, 1, 2, \dots, N-1$) 上，再把它们相应的时域样点序列相加，就实现了多载波调制。

◆ 问题

如果将每个 OFDM 调制所得 N 个样点相继排列为一个样点序列后通过信道进行传输，那么就会因为信道的单位冲激响应不是 δ 函数而是有一定的响应长度 L ，而使每个符号的样点序列都会受到前面符号样点序列的影响；这时每次从中截取 N 个样点进行 DFT 分析时就不能恢复相应的发送符号，出现了码间干扰。

● 循环前缀的作用

在形成每个 OFDM 符号时，把逆 DFT 得到的 N 个样点中最后一小段样点复制，拷贝到这个符号的前面作为循环前缀，如图 11-3-3 所示。

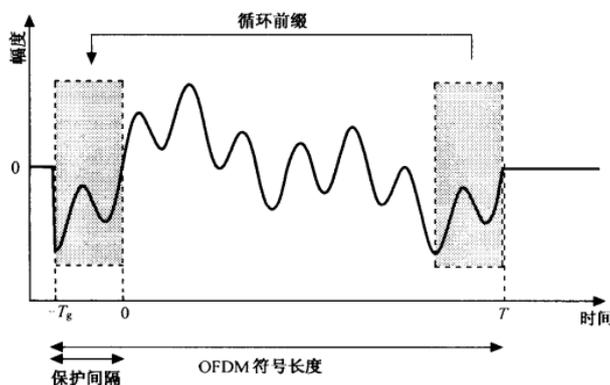


图 11-3-3 循环前缀

- OFDM 信号附加了循环前缀之后，只要此前缀的长度大于 L ，就能隔离前一个符

号对于后一个符号的干扰；

这是因为信道响应长度为 L ，信号经信道传输后，前一个符号的样点序列的响应只影响到当前符号的循环前缀部分，而不会影响到有用信号部分，而循环前缀在接收端是要去掉的。至于每个符号循环前缀对于本符号 N 个样点的影响，类似于一个周期为 N 的周期性样点序列中前一个周期的样点对于后一个周期样点的影响；因此截取每个符号不含前缀的 N 个样点进行 N 点 DFT，等价于将一个周期为 N 的周期性样点序列经信道传输后截取其中一个周期进行 N 点 DFT 分析；

- **循环前缀的作用不仅隔离了码间干扰，消除多径衰落引起码间干扰，而且保证了通过 DFT 恢复原发送符号的正确性，即确保了各个子信道间的正交性。**

(2) OFDM 系统发送端多载波调制的基本步骤：

- ① 输入 N 个数据比特流（或经串并转换将一个比特流变为 N 个比特流）；
- ② 每路各取一个符号（对于 M 进制调制来说，一个符号为 $\log_2 M$ 比特）分别转换为符号矢量，即一个复数表示的调制星座点值，即 $\mathbf{v}_i = I_i + jQ_i \quad i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ；
- ③ 做 N 点 IDFT，得到 N 个复数样点

$$x(k) = \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{v}_i e^{j2\pi ik/N} \tag{11-3-9}$$

④ 将 $\{x(k)\}$ 的最后 L 个样点拷贝加到前面，作为循环前缀，即构成一个完整的 OFDM 符号的信号样点序列，在每两个样点间插入一个零值样点，使其采样速率提高一倍，达到符号速率的 $2(N+L)$ 倍。如此重复各个符号的调制，得到调制信号的复数样点序列 $\{r(n)\}$ 。

⑤ 用两个 D/A 变换器和低通平滑滤波器，以符号速率的 $2(N+L)$ 倍的样点速率将 $\{r(n)\}$ 的实部和虚部分别变为低通连续信号，再经正交上变频变到中频、射频后发送出去。

OFDM 系统发送、接收原理如图 11-3-4 所示。

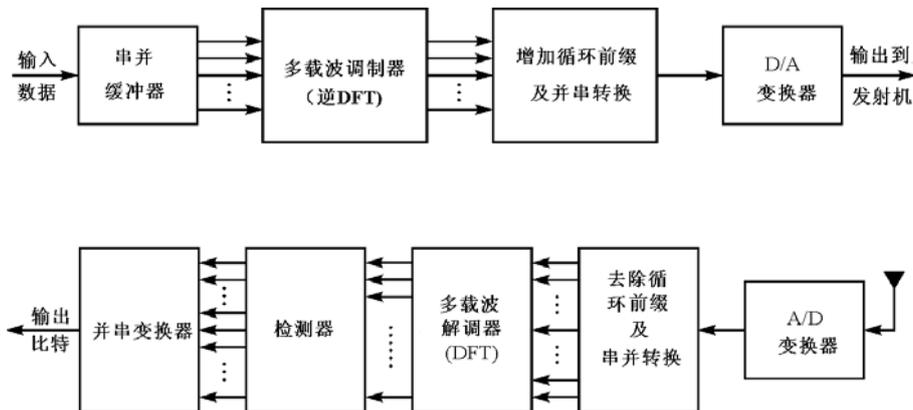


图 11-3-4 OFDM 系统发送、接收原理

(3) OFDM 系统接收端解调的基本步骤是：

- ① 先将接收到的射频信号进行正交下变频和 A/D 变换（采样速率同上），提取其等效低通信号的复数样点序列 $\{s(n)\}$ ，

$$s(n) = \mathbf{r}(n) \cdot a_n e^{j(\Delta\omega n + \varphi)} + \boldsymbol{\eta}(n) \quad (11-3-10)$$

其中 a_n , $\Delta\omega$ 和 φ 分别为信道引入的衰减因子、频偏和相偏, $\{\boldsymbol{\eta}(n)\}$ 为高斯白噪声。

② 设法消除频偏相偏后, 采用符号同步方法从 $\{s(n)\}$ 中找到各个 OFDM 符号的波形, 并去掉循环前缀, 余下每个码元 $2N$ 个复数样点, 再经 2:1 下采样变为 N 个复数样点。

③ 进行 N 点 DFT, 得到 N 个复数值, 这就是各个子信道发送符号矢量的估值 $\hat{\mathbf{v}}_i$, $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$, 即可用于符号判决。

(4) OFDM 的主要优点:

① 抗多径衰落能力强:

由于串并转换使符号周期扩大了 N 倍, 每个符号又有循环前缀, 因此不仅可以有效地减小无线信道的时延弥散所带来的 ISI, 避免时延较大的多径引起码间干扰的问题, 还可以免除均衡器的必要性或减少均衡器的复杂度。

② 频带效率高:

对于频率选择性衰落信道, OFDM 系统可通过子载波动态比特分配、自适应功率分配和调制方式的改变, 可使不均匀的信道各子带分别得到最合理的利用, 达到最大信道容量, 还便于结合 MIMO 技术大幅度提高信道容量, 改善传输质量。

③ 实现复杂度低:

调制和解调过程都可以采用 FFT 快速实现, 由于不必采用 FIR 滤波器系数, 不需进行帧间叠接处理, 因此其实现复杂度明显低于前述两种频分复用传输方法。

④ 可以对抗窄带干扰:

因为窄带干扰通常只能影响一小分子信道, 由此而引起的误码可以采用纠错编码方法消除。

(5) OFDM 的主要缺点:

① 对频偏非常敏感:

发送接收震荡源的频差和相对运动引起的多普勒频移都可能产生严重影响, 只有当频偏小到 $1/100$ 个载波频率间隔以内时, 它对于正交性的破坏影响才可完全忽略不计。

② 峰值功率与平均功率之比 (PAPR) 很大:

原理上 $PAPR = N$, 这将严重影响发送端射频功率的利用率和增大射频功放的成本。但实际上允许对于信号幅度进行限幅, 当限幅电平点的功率相当于平均功率的 \sqrt{N} 倍时, 误比特率一般不超过 10^{-4} 。

③ 容易产生多载波互调失真:

因此要求整个发送接收信号处理过程的线性很好, 特别是对于发射机的功率放大器的线性提出了较高的要求。

11.3.3 降低 OFDM 信号峰平功率比的方法

峰平功率比高是 OFDM 的突出缺点，已有大量文献提出了许多行之有效的解决办法；最常用的方法有移相法、编码法、限幅和压缩扩张方法等。

- 采用功率放大器功率回退的办法可以减小交调失真，但降低了功率效率。
- 采用多种功放线性化技术，如预失真技术、非线性补偿技术等，可在满足线性要求的条件下提高功率效率。
- 采用信号预失真技术，即在信号送到放大器之前先经过非线性处理，对有较大峰值功率信号进行预失真，使之不超过放大器线性动态范围。

11.3.4 OFDM 系统的同步问题

OFDM 系统涉及到的同步问题有**符号同步**、**样点同步**和**载波同步**，如图 11-3-5 所示。单载波系统的载波频偏只会对接收信号造成一定的衰减和相位旋转，可以通过均衡和频偏纠正克服，而 OFDM 系统对于频偏纠正的要求更高，要求有很好的载波跟踪。由于采用了循环前缀，符号同步比较容易实现，要求精度不是很高。如果样点同步存在偏差，将在判决量中引入相偏。

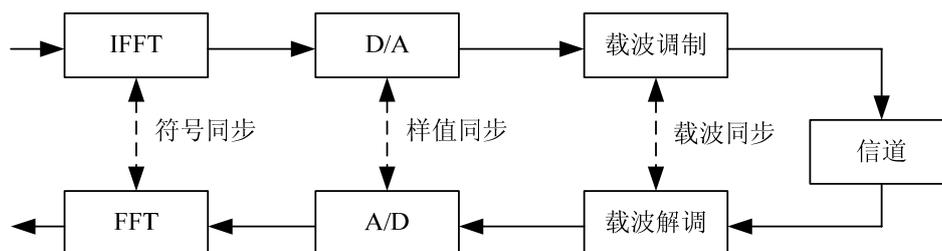


图 11-3-5 OFDM 系统的同步

11.3.5 DFT 扩展的 OFDM

SC-FDMA (Single-carrier Frequency-Division Multiple Access, 单载波频分多址), 是 LTE 的上行链路的主流多址。

- **SC-FDMA 的时域和频域产生方法:**

(1) 频域的生成方法又称为 DFT 扩展 OFDM (DFT-S-OFDM)

DFT-S-OFDM 是在 OFDM 的 IFFT 调制之前对信号进行 DFT 扩展(DFT 处理), 然后进行 IDFT, 这样系统发射的是时域信号, 从而可以避免发射频域的 OFDM 信号所带来的 PAPR (Peak to Average Power Ratio) 的问题。

(2) 时域的生成方法又称为交织 OFDM (IFDMA)

DFT 扩展的 OFDM 的原理框图如图 11-3-6 所示。

设发送信号为：

$$s_m = F_m \cdot T_m \cdot D_m \cdot x_m \tag{11-3-11}$$

其中 x_m 、 D_m 、 T_m 、 F_m 分别表示 M 个 QAM 或 PSK 符号、 M 点 DFT、 M 维空间到 N 维空间的映射($N > M$)、 N 点 IDFT。

接收端去掉循环前缀再进行 N 点 IDFT 之后，得到频域信号为

$$z_m = H_m \cdot T_m \cdot D_m \cdot x_m + w_m \tag{11-3-12}$$

其中 H_m 为 $N \times N$ 的对角矩阵， w_m 为噪声矢量。

它将 M 个符号的频域调制结果变回到时域发送，变成了单载波调制，因此能克服 OFDM 峰平功率比太高的缺点。

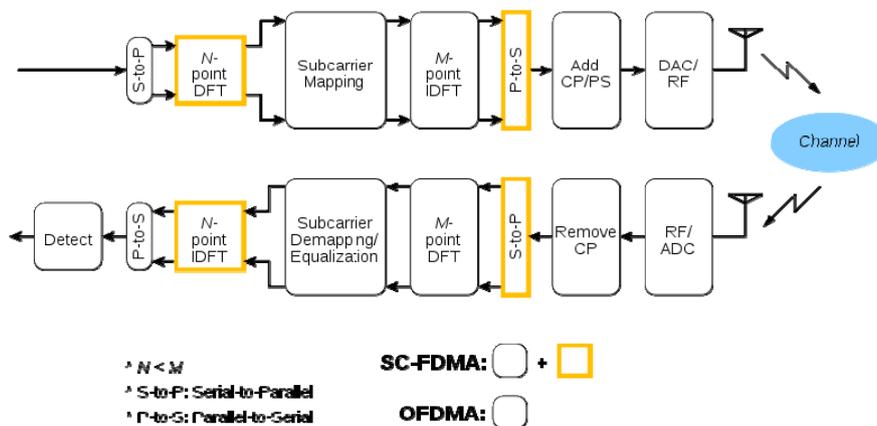


图 11-3-6 DFT-S OFDM 系统发送端原理框图

11.3.6 OFDM 的应用潜力

近十年以来 OFDM 技术已经广泛推向实际应用，例如数字音频广播 (DAB)，数字视频广播 (DVB)，WLAN 等，并被认为是未来宽带无线移动通信中不可或缺的关键技术之一。

OFDM 的主要应用潜力在于：

- ① 用于频率响应非常不平坦的信道，例如：电缆，双绞线上实现高速信息传输；
- ② 用于存在严重的多径衰落的信道、但功率不严重受限条件下的宽带无线通信，特别是 MIMO 相结合，可达到很高的频带效率；
- ③ 用于实现 OFDMA：例如 DFT-S OFDM 已在 3GPP ULTR LTE 中用于上行链路。

11.4 时分复用传输技术

11.4.1 时分复用技术的性能和应用

数字通信系统最容易实现信道的时分复用(TDM)，因为在发射端进行数字调制之前和在接收端完成解调判决之后，所操作的都是数据流，实现多路时分复接和分接都十分简单。

因此多路数字信号共享信道传输，一般都尽可能采用 TDM 方式；例如微波电信中微波电缆传输的 SDH 协议，就是基于 TDM 技术的。

对于模拟通信系统来说，比较容易实现的是 FDM 传输，而很难实现 TDM 传输，这与数字通信的情况是一个鲜明的对照。多路通信由 FDM 方式转向 TDM 方式是通信数字化过程中的一个重大转折。

- 多路模拟信号如何共享一条连续信道而且高效地进行传输，也就是实现连续波时分复用 (CWTD M)，是模拟通信时代遗留下来的一个难题。

实际上，CWTD M 技术即使是在数字通信时代也存在重要应用场合。

例如：基于具有多波束天线、多转发器的卫星或其它空中平台中继传输的大容量通信系统，在平台上要对许多路信号进行用户交换，而又不希望在平台上对各用户的信号进行解调译码，以便降低平台设备的复杂度和功耗。这些没有解调译码的数字调制信号，其基带复包络信号都是连续波信号；它们在平台上完成用户交换后以什么信道复用方式向下传输，是一个十分重要的问题；因为如果基于 FDM 方式传输，转发器要发射多载波信号，其功率效率必然很低，而且会因为需要进行功率回退和非线性补偿，使其射频功放管的体积和重量都大大增加。

11.4.2 实现 CWTD M 的分帧交织叠接相加法

- 常规 TDM

分帧交织法是常规 TDM 复接中常用的方法；

- ✚ 常规 TDM 是将各路数据划分成一个个的数据块，各路轮流交替地排列成为一个数据流，然后采用成形滤波器实现基带调制，将它变为一个连续信号后进行传输；在接收端各个数据符号分别进行解调判决，因而只要信道没有显著失真，不仅各个数据块之间不会互相干扰，相邻符号之间也互不影响。

- 问题？

- ✚ 对于多个连续波信号的样点序列，如果把它们当作一般的数据流，采用这种

基于数字调制的常规 TDM 进行传输，其频带效率就会很低，除非其中的数字调制采用的是像 256-QAM 那样的多进制调制。

● 希望？！

- ✚ 实际上，与一般数据流传输本质上不同之点是，连续信号样点序列因相邻多个样点之间都存在很强的相关性，而且样点数据不同比特的误码率要求相差很大，因而不宜采用数字调制方式传输。

例如：8 比特精度的样点序列，最低比特的误码率即使为 50%，它所引起信噪比降低可能在 -40dB 以下，对于原来 30dB 信噪比的信号几乎毫无损伤；而若最高位出现 50% 的误码，不管原信号的信噪比有多高，都会因此而使信号的信噪比降低到 3dB 以下。

● 需要解决的问题

- ✚ CWTDM 传输的主要困难是，如何保证复接信号经过有限带宽信道传输后不出现波形失真和不发生各路信号之间的串扰。

设 $\{x_m(t), m=0,1,2,\dots,M-1\}$ 是 M 个带宽都是 B 的连续波信号，将它们以采样频率 $f_s (>2B)$ 采样量化为数字样点序列 $\{x_m(n), n=0,1,2,\dots; m=0,1,2,\dots,M-1\}$ 。

(1) 分帧交织叠接相加 CWTDM 复接方法：

① 采用一个上底宽为 D 、下底宽为 $D+2d$ 的梯形窗序列 $\{w_0, w_1, \dots, w_{D+2d-1}\}$ 逐帧地截取各路信号，每帧截取 $D+2d$ 个样点，相邻两帧所用窗序列平移 $(D-c)$ 个样点，如图 11-4-1 所示那样；每帧得到 M 个长度都是 $D+2d$ 个样点的序列，其中第 i 帧 ($i=0,1,2,\dots$) 的 M 个样点序列为

$$y_m^{(i)}(n) = x_m(n+i(D+d-c)) \cdot w_n \quad (11-4-1)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, D+2d-1; \quad m = 0, 1, 2, \dots, M-1$$

② 将每帧的 M 个样点序列如图 11-4-2 那样平移叠接相加，得到一个长度为 $M(D+d)+d$ 个样点的序列，其中第 i 帧 ($i=0,1,2,\dots$) 的序列为

$$z^{(i)}(n) = \sum_{m=0}^{M-1} y_m^{(i)}(n-m \cdot (D+d-c)) \quad n = 0, 1, 2, \dots, M(D+d)+d-1 \quad (11-4-2)$$

再在每帧样点序列之前添加一个长度为 q 个样点的帧同步头，就得到一个完整 TDM 复接帧样点序列，每帧共有 $N = q + M(D+d) + d$ 个样点；一帧接一帧地排列起来，得到的就是最终的 CWTDM 复接信号样点序列 $\{u(n)\}$ ；其样点速率为 $\tilde{f}_s = f_s \cdot N / (D+d-c)$ 。

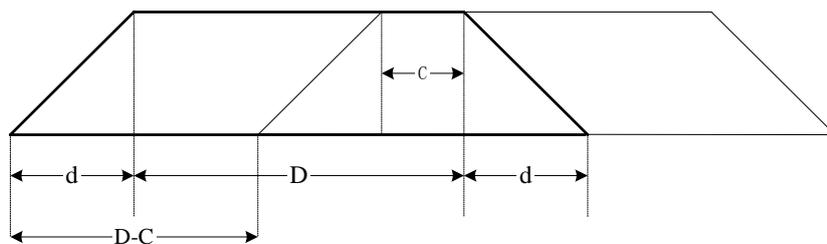


图 11-4-1 采用梯形窗平移截取各路信号

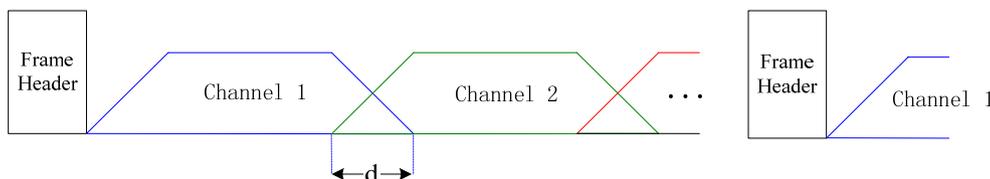


图 11-4-2 CWTDM 帧的构成

③ 将 $\{u(n)\}$ 进行 D/A 变换、低通平滑滤波，即得到一个连续波信号。

上述 CWTDM 复接方法是以基带实信号为例进行描述的，如果考虑到便于进行正交上变频实现载波调制，而需要对多路基带复信号进行 CTWTDM 复接，则可将实部和虚部采用同上的方法分别进行，得到一个 CWTDM 复信号。

(2) CWTDM 信号的分接处理步骤

① 接收端采用与发送端复接信号样点速率相同的采样速率 \tilde{f}_s ，将接收到的基带信号进行采样量化，得到样点序列 $\tilde{x}(n)$ ；

② 采用滑动相关法确定每帧信号帧同步头的准确位置，设第 i 帧的起始样点位置为 $(iN + n_0)$ ， $i = 0, 1, 2, \dots$ ；其中 $N = q + M(D + d) + d$ ；

③ 从 $\tilde{x}(n)$ 中逐帧取出各路信号样点，每帧每路只取梯形窗上底中间的 $D - c$ 个样点，即得得到 M 个样点序列，其中第 m 个 ($m = 0, 1, 2, \dots, M - 1$) 样点序列第 i 帧 ($i = 0, 1, 2, \dots$) 的 $D - c$ 个样点是：

$$\tilde{y}_m^{(i)}(n) = \tilde{x}(n_0 + iN + q + d + m(D + d) + c/2 + n) \quad n = 0, 1, 2, \dots, D - c - 1 \quad (11-4-3)$$

这就无失真地恢复了原来的 M 个样点序列。

注意到因为发送端所得 CWTDM 信号的样点速率变为 $\tilde{f}_s = f_s \cdot N / (D + d - c)$ ，相应的连续信号带宽也就变为

$$\tilde{B} = B \cdot N / (D + d - c) = B \cdot [q + M(D + d) + d] / (D + d - c) \quad (11-4-4)$$

当 $q, d, c \ll D$ 时， $\tilde{B} \approx MB$ ；这就是说，只要适当设计参数，这种 CWTDM 的频带效率可以接近于 100%。

- 从上述方法介绍中可以看出, 由于复接信号帧中两路信号段之间过渡段采用叠接相加法实现平滑过渡, 避免了各路信号之间的串扰;
- 发送端每帧采用 $D+2d$ 长的梯形窗截取每路信号, 但接收端只取中央的 $D-c$ 个样点, 而舍去其余重复多传的样点;
- 这不仅能确保各路信号波形不失真地恢复, 而且允许帧同步存在较大偏差, 除非帧同步的偏差大于 $c/2$ 个样点。

11.4.3 实现 CWTDM 的准正交时分复用

➤ 分帧交织叠接相加 CWTDM 方法的缺点

具有简单可靠的特点, 但是如果希望获得很高的频带效率, 或者要实现很多路信号的 CWTDM 传输, 帧长可能较长; 这就需要较多的数据缓存, 而且会产生较大的帧处理时延。

➤ 解决办法--样点交织的 CWTDM 方法(QOTDM)

即准正交时分复用(QOTDM), 它可以克服上述方法的弱点。更重要的是, 如果将这两种方法结合起来应用, 就可以很方便地实现成千上万路连续波信号的 CWTDM 传输。

- ◆ 准正交时分复用是根据付立叶变换时域、频域对偶性原理, 由正交频分复用(OFDM)演变而来的一种 TDM 方法。频域为理想特性的低通滤波器, 其时域的单位冲激响应为 Sinc 函数, 因此 OFDM 的时频对偶复本就是 OTDM, 即正交时分复用。
- ◆ 考虑 Sinc 函数的幅度衰减太慢, 有效长度太长, 我们采用升余弦谱特性的滤波器(设为 $g(t)$)来实现 OTDM, 这就是 QOTDM。

$g(t)$ 虽然也像 Sinc 函数那样满足无码间干扰特性, 即 $g(t)|_{t=0}=1$, $g(t)|_{t=iT \neq 0}=0$; 但是因为通常只截取有限长的波形作为有限冲激响应滤波器应用, 而不再具有严格的平移正交性, 因此称它是准正交的。

设 $\{x_m(t), m=0,1,2,\dots,M\}$ 是 $M+1$ 个带宽都小于或等于 B 的连续波复信号, 其中 $x_0(t)$ 是为了接收端同步而专门设计的一个周期性伪随机码(PN 码)序列的成形波信号; 其余 M 个信号才是希望进行 CWTDM 传输的信号, 并假定它们都是复信号, 因为它们常常是带通信号的复包络。将它们以采样速率 f_s 采样量化为数字样点序列 $\{x_m(n), n=0,1,2,\dots; m=0,1,2,\dots,M\}$; 采样率 f_s 只是略微高于奈奎斯特临界采样率 B , 例如设 $f_s = \gamma B$, 其中 $1 < \gamma < 1.2$ 。如果这 M 个信号本来就是数字调制信号的复包络信号, 采样率也如上选择, 而不必要求与符号同步地采样; 同步信号 $x_0(t)$ 中 PN 码的周期可取 127 左右, 例如取为 127 的 m-序列, 码片速率和成形波的带宽都取为 $f_s/2$ 。

要将这 $(M+1)$ 个样点序列复接为一个 CWTDM 信号在一条连续信号中传输, 方法如下:

(1) QOTDM 复接方法

① 将这 $(M+1)$ 个样点序列进行样点交织时分复接, 变为一个样点序列; 每一轮 $(M+1)$ 个样点看作是一帧, 则第 i 帧 $(i=0,1,2,\dots)$ 的样点序列为

$$y_i(m) = x_m(i) \quad m = 0,1,2,\dots,M \quad (11-4-5)$$

将它们逐帧相继排列, 即得一个样点速率为 $\tilde{f}_s = (M+1)f_s$ 的无限长序列, 即

$$y(n) = \sum_{i=0}^{\infty} y_i(n - (M+1)i) \quad n = 0,1,2,\dots \quad (11-4-6)$$

② 采用一个平方根升余弦谱特性的成形滤波器 $g(t)$, 对 $\{y(n)\}$ 进行波形成形, 使之变为一个连续的复信号

$$y(t) = \sum_{n=0}^{\infty} y(n) \cdot g(t - nT) \quad (11-4-7)$$

其中

$$T = 1/\tilde{f}_s = 1/[(M+1)f_s] \quad (11-4-8)$$

$y(t)$ 就是最终的 QOTDM 复接信号; 它是一个复信号, 因此容易通过正交上变频器变为一个带通信号进行传输。

(2) QOTDM 的频带效率

注意到发射端最终得到的样点序列 $\{y(n)\}$ 的样点速率为 $\tilde{f}_s = (M+1)f_s$, 设 $g(t)$ 的频带效率为 η_g , 那么波形成形后所得到信号 $y(t)$ 的带宽为 $\tilde{B} = \tilde{f}_s/\eta_g$, 即

$$\tilde{B} = (M+1)f_s/\eta_g = (M+1)B\gamma/\eta_g \quad (11-4-9)$$

而原 M 个信号的总带宽为 MB , 因此 QOTDM 的频带效率为

$$\eta_Q = MB/\tilde{B} = M\eta_g/[(M+1)\gamma] \quad (11-4-10)$$

显然 η_Q 与 η_g/γ 成正比, 如果 $M/(M+1) \approx 1$, 那么 QOTDM 的频带效率略低于 $g(t)$ 的频带效率 η_g , 最高只能达到 80% 左右。如果希望进一步提高频带效率, 可以采用一种与 2 点 OFDM 相结合的办法, 其频带效率可达到 η_g 。

(3) QOTDM 分接方法

① 将接收到的 QOTDM 基带复包络信号(零中频信号), 实部和虚部分别通过一个带宽为 $\tilde{B}/2$ 的防混叠低通滤波器滤波之后, 以 $2\tilde{f}_s$ 的采样速率采样, 得到样点序列 $\{\hat{y}(n), n=0,1,2,\dots\}$;

② 采用一个同步环路控制群延迟变化的匹配滤波器 $\{\tilde{g}(n)\}$ 进行匹配滤波, 实现对 $\{\hat{y}(n)\}$ 的重新采样, 并降低一倍采样率, 得到一个样点速率为 \tilde{f}_s 的新样点序列 $\{\tilde{y}(n), n=0,1,2,\dots\}$ 。

③ 设同步环路识别和调整各帧的起始样点位置后, 第 i 帧的起始样点就是

$\tilde{y}(n)|_{n=i(M+1)}$ ；逐帧进行样点交织时分分接，其中第 i 帧中第 m 路信号的样点为

$$\tilde{x}_m(i) = \tilde{y}(m + (M + 1)i) \quad m = 1, 2, \dots, M ; \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (11-4-11)$$

这就恢复了 M 路信号的样点序列 $\{\tilde{x}_m(i) ; i = 0, 1, 2, \dots ; m = 1, 2, \dots, M\}$ 。

(4) QOTDM 的同步

- a) QOTDM 传输方法是一种样点交织 CWTDM 方法，复接信号经过信道传输后，相邻两个样点之间的相互干扰，意味着两个子信道之间的相互泄漏；一般要求这种子信道间的泄漏小到 -40dB，至少不能大于 -30dB。
- b) 这是 QOTDM 不同于其它任何数字调制传输方式的一个重要特点；这个要求意味着其接收端必须具有很高的样点同步精度，即采样点的位置偏差必须小于采样间隔的 2%~5%；这是实现 QOTDM 分接的最大难点。
- c) 达到这样高精度的同步，当然不能指望 A/D 变换本身进行采样位置调整来达到，而使采用一个同步环路控制群延迟变化的匹配滤波器 $\{\tilde{g}(n)\}$ 实现重新采样，这种高精度时间同步的方法已在 6 章做了介绍。

11.5 利用多径分集的 RAKE 接收机

- i. 第 10 章介绍的信道均衡，对于经多径衰落信道传输的信号中存在码间干扰的问题，一般采用消极的办法，即尽量消除所有非零延迟分量所引起的干扰，而保留零延迟分量用于进行逐个符号判决。
- ii. 由于有 ISI 等效离散 AWGN 信道模型中，总的等效信道是一个最小相位系统，单位冲激响应中零延迟系数的幅度值总是最大的，因此原理上信道均衡总能改善系统的传输性能。但是，对于较严重的频率选择性慢衰落信道，其非零延迟信号分量的总功率的大小，与零延迟信号分量的功率大小相当，甚至更大；
- iii. 如果能够积极利用这些信号分量功率，则可更加显著的改善传输性能。**RAKE 接收机就是这样一种积极利用多径进行分集接收的技术。**

● RAKE 接收要达到上述目标有两个前提条件：

①接收信号中相应于每个(或每组)发送符号的各个多径信号必须能够各自独立地接收；

②信道单位冲激响应是慢时变的，即至少在一个(或一组)符号的持续时间内是保持基本不变的。

- 具有频率选择性慢衰落信道的直接序列(DS)扩频通信系统，其信号的接收就满足这两个条件；在深衰落情况下采用 RAKE 接收机可以获得显著的性能改善。

11.5.1 RAKE 接收机的基本原理

(1) 适于运用 RAKE 接收机的 DS 扩频通信系统

我们采用第 9 章介绍过的离散卷积法来描述发送端 DS 扩频信号的产生过程。

设 DS 扩频系统信号的带宽为 W (Hz), 符号矢量序列为 $\{\mathbf{v}_i \quad i=0,1,2,\dots\}$ 经 L_c 长的二值 (± 1) PN 码 $\{p_k, \quad k=0,1,2,\dots,L_c-1\}$ 扩频, 再经一个滚降因子为 β 的平方根升余弦谱特性码片成形波 $\{\ddot{g}_n\}$ 进行波形成形后, 得到的离散预包络信号为 $\{\mathbf{s}_l(n)\}$, 其采样频率为 $f_s=3W/(1+\beta)$ (样点/秒), 即每个码片 3 个样点; 则

$$\mathbf{s}_l(n)=\{\ddot{\mathbf{v}}_n\}*\{\ddot{p}_n\}*\{\ddot{g}_n\} \quad n=\dots,-2,-1,0,1,2,\dots \quad (11-5-1)$$

其中 $\{\ddot{\mathbf{v}}_n\}=\sum_{i=-\infty}^{\infty}\mathbf{v}_i\delta(n-i\ddot{T}_s)$, $\{\ddot{p}_n\}=\sum_{k=0}^{L_c-1}p_k\delta(n-k\ddot{T}_c)$; \ddot{T}_s 和 \ddot{T}_c 分别为每个符号间隔和每个码片间隔的样点数, 显然有 $\ddot{T}_c=3$, $\ddot{T}_s=L_c\ddot{T}_c=3L_c$ 。对于 DS 扩频系统, 一般只采用 BPSK 或 QPSK 调制方式, 因此符号矢量 \mathbf{v}_i 的星座点只有这两个可能。

设该系统的信道是一种频率选择性慢衰落信道, 即最大多径延迟为 \ddot{T}_m 个样点间隔, $\ddot{T}_m>\ddot{T}_c$, 相干时间 $(\Delta t)_c>\ddot{T}_s$ 个样点间隔。设该信道的单位冲激响应 $c(\tau,t)$ 以同样的采样频率 f_s 离散化后可表示为:

$$\{\mathbf{c}(m,n)\}=\{\mathbf{c}_n(0),\mathbf{c}_n(1),\dots,\mathbf{c}_n(m),\dots,\mathbf{c}_n(\ddot{T}_m)\} \quad n=\dots,-2,-1,0,1,2,\dots \quad (11-5-2)$$

除了零延迟分量为某个复常数之外, 其余最多可能的 \ddot{T}_m 个非零延迟分量都是零均值的复高斯随机变量; 当然有些可能等于 0, 一般有可能相邻 3 个存在相关性, 因为这里采样频率 f_s 为码片速率的 3 倍。

(2) RAKE 接收机的结构

对于这样的 DS 扩频通信系统, 在接收端采用 PN 码波形匹配滤波器, 是可以对于每个符号的接收信号分别独立地检测出各个多径分量的相关值的。为了降低计算复杂度, 我们将 PN 码波形匹配滤波器分成两级, 第一级是码片成形波匹配滤波器 $\{\ddot{g}_n\}$, 第二级是与 $\{\ddot{p}_0,\ddot{p}_1,\ddot{p}_2,\dots,\ddot{p}_{3L_c}\}$ 相匹配的匹配滤波器 $\{\ddot{p}_{3L_c-1},\ddot{p}_{3L_c-2},\dots,\ddot{p}_1,\ddot{p}_0\}$, 它是由原 PN 码每相邻两个码片样点之间插入 2 个 0 值样点形成的 $\pm\delta$ 脉冲序列。于是 RAKE 接收机的结构如图 11-5-1 所示; 载波解调和符号同步部分没有画出, 假定它们是理想的。接收信号经载波解调得到复包络信号之后, 采样同样的采样频率 f_s 进行正交采样, 即可得到离散的等效低通信号 $\{\mathbf{s}_l(n)\}$ 的估计 $\{\hat{\mathbf{s}}_l(n)\}$, 其中有信道引入的高斯白噪声, 即 $\hat{\mathbf{s}}_l(n)=\mathbf{s}_l(n)+\boldsymbol{\eta}_n$ 。

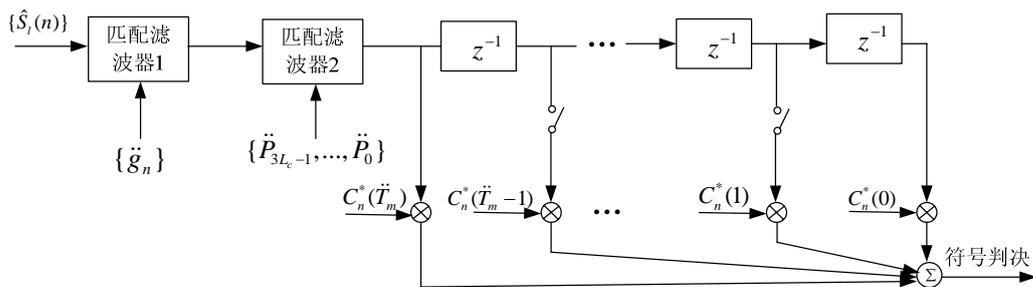


图 11-5-1 RAKE 接收机的原理结构

图中码片成形波匹配滤波和 PN 码匹配滤波，都是在采样频率 f_s 下进行的。其输出信号中，对应于每个发送符号最多可能检出 \dot{T}_m+1 个相关量，它们的时延不同，经 \dot{T}_m+1 条支路传输，分别乘相应的复数加权因子 $\{c_n^*(0), c_n^*(1), \dots, c_n^*(m), \dots, c_n^*(\dot{T}_m)\}$ 再相加，这就进行最大比相干合并；每个符号得到一个合并的相关量后，最后用于这个符号的判决。

这种分路延迟合并方法就像用耙子(rake)收集物品，因此称为 RAKE 接收机。注意到除零延迟支路之外，其它各条延迟支路有一个控制开关，这是用于排除信噪比太低的多径分量进入最大比合并的，以免它们影响分集效果；根据各个多径分量信号能量定期检测结果控制它们开和关。

11.5.2 符号间干扰信道的 RAKE 接收机结构

RAKE 接收机要求多径衰落信道为频率选择性衰落，即 $W > 1/T_m = (\Delta f)_c$ ，当最大多径时延不满足 $T_m \ll T_s$ 时，所存在的严重 ISI 并不能通过 RAKE 接收消除，合并以后所得符号矢量的估值也仍然残留很强的 ISI；因此再用一个符号速率的均衡器做后处理，可进一步抑制 ISI。图 11-5-2 就是 RAKE 接收机之后紧跟一个信道均衡器的系统结构。因为分数间隔判决反馈均衡器，有助于消除对于符号定时误差的敏感性。

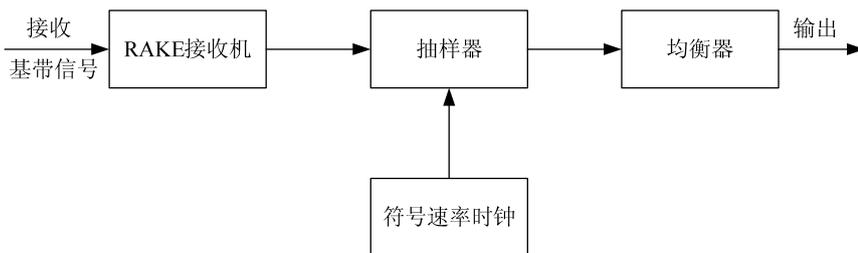


图 11-5-2 RAKE 接收机与信道均衡器的级联

11.5.3 RAKE 接收机的性能和应用

- RAKE 接收机利用多径效应进行分集传输，分集增益大小完全取决于信道的多径衰落情况。

- 衰落信道时变要慢这是基本条件，否则因信道参数估计不准将显著影响分集合并的效果。
- 同时要求多径能量比较集中，而且希望非零延迟分量的总功率相对于零延迟分量功率的比值足够大，才能得到较大的分集增益；

例如：超宽带室内通信，因为采用占空比很小的窄脉冲作为扩频信号波形，经光滑的墙体平面反射，因此不仅多径分量总功率的相对值很大，而且大量的多径分量在时域的分布很集中，因此采用 RAKE 接收机可以获得很高的分集增益。

某些特殊的多径传输信道，例如：蜂窝网移动通信系统，包括基于低轨道多波束卫星的移动通信系统中的下行，其多径传输通道是用户终端与两个卫星或两个基站之间的信道，都只有直达分量，都可相对独立地接收，在这种情况下采用 RAKE 接收可获得较稳定的分集增益。

基于非相干合并的 RAKE 接收机，有时也可获得较高的分集增益，例如基于 MFSK 的短波通信，因瑞利衰落相位的随机性而无法进行相干解调，每个频点采用一个匹配滤波器收集不同延迟分量的功率进行非相干合并，有可能获得较高的分集增益。

11.6 多输入多输出(MIMO)系统

- ◆ 多输入多输出(MIMO)系统是指具有多个发送、接收天线的通信系统；
- ◆ 多个发射和接收天线联合起来进行传输，形成多条空间传输通道，同时结合阵列信号处理，可在严重多径衰落的无线通信信道环境下利用多信道的空分复用、空间分集和空时联合编码，大幅度改善传输特性和提高系统的通信容量；
- ◆ 在宽带无线通信应用中具有重要实用价值。

11.6.1 MIMO 系统模型

一个 MIMO 系统的结构框图如图 11-6-1 所示。信源数据信息经信道编码和分组后，映射到 N 个发射天线所对应的发送信号处理单元分别进行基带调制、载波调制、射频功率放大后发送；接收端由 M 个接收天线收到的信号各自独立地通过载波解调获得基带信号后，汇集到一起进行基带解调和译码，输出数据信息。

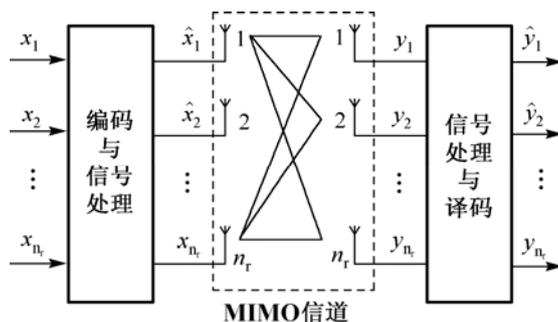


图 11-6-1 MIMO 系统模型

假设从 N 个发送天线到 M 个接收天线传播的时间差比符号持续时长 T 小的多时, 即可假定各路接收信号是同步的, 再假定信号在传输过程中经历的是频率非选择性 (即平坦) 衰落; 那么第 m 个接收天线的信道所接收到的等效低通信号可表示为

$$\mathbf{r}_m(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{i=-\infty}^{\infty} \mathbf{v}_n(i) \mathbf{a}_{mn}(i) g(t-iT) + \boldsymbol{\eta}_m(t) \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (11-6-1)$$

其中 $\mathbf{a}_{mn}(i)$ 为第 n 个发射天线与第 m 个接收天线所构成子信道在第 i 个符号时间间隔中的复增益, 它们一般都是复高斯随机变量; $\mathbf{v}_n(i)$ 为第 n 个发射天线发射的第 i 个符号的矢量表示, $g(t)$ 为符合奈奎斯特第一准则的成形波, $\boldsymbol{\eta}_m(t)$ 为第 m 接收信道的带限高斯白噪声。对 $\mathbf{r}_m(t)$ 在第 i 个符号波形的中点抽样, 即得:

$$\hat{\mathbf{u}}_m(i) = \mathbf{r}_m(t) |_{t=iT} = \sum_{n=1}^N \mathbf{v}_n(i) \mathbf{a}_{mn}(i) + \hat{\boldsymbol{\eta}}_m(i) \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (11-6-2)$$

下面考虑任意一个符号而不特指第 i 个符号, 可省去下标 i ; 将 N 个天线的发送符号矢量表示为 $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1 \quad \mathbf{v}_2 \quad \dots \quad \mathbf{v}_N]^T$, M 个天线接收后各解调器的输出表示为一个 M 维矢量

$\hat{\mathbf{U}} = [\hat{\mathbf{u}}_1 \quad \hat{\mathbf{u}}_2 \quad \dots \quad \hat{\mathbf{u}}_M]^T$, 信道矩阵为 $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_{mn}]_{M \times N}$, 便有:

$$\tilde{\mathbf{U}} = \mathbf{A}\mathbf{V} + \boldsymbol{\eta} \quad (11-6-3)$$

其中 $\boldsymbol{\eta} = [\hat{\boldsymbol{\eta}}_1 \quad \hat{\boldsymbol{\eta}}_2 \quad \dots \quad \hat{\boldsymbol{\eta}}_M]$, $\hat{\mathbf{U}}$ 看作是随机矢量 $\tilde{\mathbf{U}}$ 的某个抽样。进一步的信号检测就是根据(11-6-3)式由已知的 $\tilde{\mathbf{U}} = \hat{\mathbf{U}}$ 求 \mathbf{V} 的估计, 并对 N 个发送符号进行判决。

(1)最大似然检测器 (MLD)

鉴于 $\boldsymbol{\eta}$ 中的 M 个分量都是零均值的复高斯随机变量, 而且假定为相互独立的、方差相同的, 那么对于给定的符号矢量 \mathbf{V} 的条件下复随机矢量 $\tilde{\mathbf{U}}$ 的联合条件 PDF 也是高斯的, 由此不难导出似然函数和对数似然函数, ML 检测等价于基于欧氏距离最小准则的符号判决; 其欧氏距离为:

$$D = \sum_{m=1}^M \left| \hat{\mathbf{u}}_m - \sum_{n=1}^N \mathbf{v}_n \mathbf{a}_{nm} \right|^2 \quad (11-6-4a)$$

设第 n 个天线的发射符号基准矢量集(星座点)为 $\mathbb{S}_n : \{ \mathbf{v}_n^{(1)}, \mathbf{v}_n^{(2)}, \dots, \mathbf{v}_n^{(K_n)} \}$, $n=1, 2, \dots, N$; ML 检测就是猜测 N 个发射符号矢量的各种可能组合, 如果某种组合的符号种类号为 $\{\hat{k}_1, \hat{k}_2, \dots, \hat{k}_N\}$, 所对应的符号矢量为 $\{\mathbf{v}_1^{(\hat{k}_1)}, \mathbf{v}_1^{(\hat{k}_2)}, \dots, \mathbf{v}_1^{(\hat{k}_N)}\}$ 能使(11-6-4a)的欧氏距离最小, 那么这 N 个发射符号就分别判决为第 $\hat{k}_1, \hat{k}_2, \dots, \hat{k}_N$ 种符号; 即

$$\{\hat{k}_1, \hat{k}_2, \dots, \hat{k}_N\} = \underset{n=1, 2, \dots, N}{\text{Arg min}} \mathbf{v}_n = \mathbf{v}_n^{(k_n)} \in \mathbb{S}_n \quad \sum_{m=1}^M \left| \hat{\mathbf{u}}_m - \sum_{n=1}^N \mathbf{v}_n \mathbf{a}_{nm} \right|^2 \quad (11-6-4b)$$

(2) 最小均方误差检测器 (MMSE)

MMSE 检测器将接收信号 $[\hat{\mathbf{u}}_1 \quad \hat{\mathbf{u}}_2 \quad \dots \quad \hat{\mathbf{u}}_M]^T$ 进行线性合并, 看作是发射符号矢量的估计 $\hat{\mathbf{V}} = [\hat{\mathbf{v}}_1 \quad \hat{\mathbf{v}}_2 \quad \dots \quad \hat{\mathbf{v}}_N]^T$, 然后逐个符号地在各个星座点空间进行最小欧氏距离判决。其中线性合并表达式为

$$\hat{\mathbf{V}} = \mathbf{W} \hat{\mathbf{U}} \quad (11-6-5)$$

其中 \mathbf{W} 为一个 $N \times M$ 的加权矩阵, 通过其中权值的选择准则是使均方误差最小化

$$J(\mathbf{W}) = E[|e|^2] = E[|\mathbf{V} - \mathbf{W}\hat{\mathbf{U}}|^2] \quad (11-6-6)$$

(3) 信道估计

信道矩阵 \mathbf{A} 中的各个元素可采用训练序列进行估计。这时 (11-6-3) 式 $\tilde{\mathbf{U}} = \mathbf{A}\mathbf{V} + \boldsymbol{\eta}$ 中发送符号矢量 \mathbf{V} 是已知的, 相应的接收符号矢量 $\hat{\mathbf{U}}$ 也是已知的, 并将它看作是随机矢量 $\tilde{\mathbf{U}}$ 的一个抽样, 那么采用均方误差最小准则由 (11-6-3) 式可以求得信道矩阵 \mathbf{A} 的估值。当然, 由单组训练符号这样得到信道矩阵估计可能不够准确可靠, 采用多组符号平均可使噪声项的影响减小, 得到信道矩阵更准确的估计。

11.6.2 MIMO 系统中空时编码算法

MIMO 系统结合空时编码, 不仅本身能获得编码增益, 还可使系统在空间复用和分集传输获益方面得到很好的折中, 总体上改善传输性能和增大系统的信道容量。最有代表性的空时编码方法主要有:

(1) 基于正交设计理论的空时分组码(STBC)

基于正交设计理论的空时分组码(Space Time Block Code), 可实现发射天线确定下的完全分集, 并可在接收端进行非常简单的线性处理即可实现最大似然译码。但它只能起到空

间分集效果而不能获得编码增益，因此常与其它编码方法相结合应用。

(2) 空时网格码(STTC)

空时网格码(Space-Time Trellis Code)是一种将纠错、分集和调制联合设计的空时码，能在平坦衰落信道条件下提供较大的编码增益、频带利用率和分集增益；与 TURBO 码相结合可获得非常优越的性能，但是译码复杂度较高。

(3) 分层空时编码(LST)

分层空时编码(Layered Space-Time Coding)可获得很高的频带效率，并且译码复杂度较低，并有垂直分层(VLS)、对角分层(DLST)、平行分层(HLST)和螺旋分层等多种空时码方案。

11.6.3 MIMO 系统的信道容量

我们先从单输入单输出(SISO)、单输入多输出(SIMO)、多输入单输出(MISO)系统的容量表达式，然后再分析信道状态在发送端已知和未知两种情况下的信道容量。这里信道的衰落是静态的，即在一个突发内信道状态保持不变。

(1) SISO 系统的信道容量

根据香农公式，SISO 系统的归一化信道容量为

$$C = \text{Log}_2(1 + \gamma_{S/N}) \quad (\text{bps/Hz}) \quad (11-6-7a)$$

其中 $\gamma_{S/N}$ 为信噪比。但实际的无线衰落信道的信噪比是随机地变化的，设信道复增益因子为 h ，那么 SISO 系统的容量为

$$C = \text{Log}_2(1 + \gamma_{S/N} |h|^2) \quad (\text{bps/Hz}) \quad (11-6-7b)$$

可见 C 是一个随机变量，通常用平均容量（即遍历容量） C_{avg} 和中断容量 C_{out} 来具体描述。设系统的信道容量 C 小于中断容量 C_{out} 的概率为 P_{out} ，即

$$P_{out} = P_r(C < C_{out}) \quad (11-6-8)$$

那么 P_{out} 称为对应于中断容量 C_{out} 的中断概率，即系统能以 $1 - P_{out}$ 的概率保证达到容量 C_{out} 。因此同一个系统对应于不同中断概率有不同的中断容量值。

(2) SIMO 系统的信道容量

对于有 M 个接收天线的 SIMO 系统，信道增益因子变为 M 维矢量，即 $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_M]$ ；设其共轭转置为 \mathbf{h}^H ，则其信道容量为

$$C = \text{Log}_2(1 + \gamma_{S/N} \mathbf{h}\mathbf{h}^H) \quad (\text{bps/Hz}) \quad (11-6-9)$$

上式表明，SIMO 系统的容量都比 SISO 的容量增大，这是因为有分集增益；无论是平均容量和中断容量都随接收天线数目 M 的增大而增大，但随 M 的增大其容量的增长存在饱和现象。

(3) MISO 系统的信道容量

类似地， N 个发射天线的 MISO 系统的信道增益因子为 N 维矢量，即 $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_N]$ ；设其共轭转置为 \mathbf{h}^H ，则其信道容量为

$$C = \text{Log}_2\left(1 + \frac{\gamma_{S/N}}{N} \mathbf{h}\mathbf{h}^H\right) \quad (\text{bps/Hz}) \quad (11-6-10)$$

这里因为归一化总量应保持总发射功率不变，因此信噪比除以 N ，而使总的信噪比不增大，因此平均信道容量几乎不变，只是中断容量比 SISO 有改善；这是因为多个发射天线没有进行波束成形，它们的发射信号在接收天线上相加时的相位是随机的，只是功率相加。

(4) MIMO 系统的信道容量

N 个发射天线、 M 个接收天线的 MIMO 系统，信道增益因子是 $M \times N$ 的矩阵 \mathbf{H} ，在发送端不知信道状态条件下信道容量为

$$C = \text{Log}_2 \left[\det \left(I_M + \frac{\gamma_{S/N}}{N} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right] \quad (\text{bps/Hz}) \quad (11-6-11)$$

此信道容量值随 $\min(N, M)$ 的值的增大而呈线性增长，不过这个特性只在各子信道为独立同分布的平坦瑞利衰落信道条件下成立；MIMO 系统无论是平均容量还是中断容量都比 SIMO 和 MISO 系统有明显改善。

习 题

11-1 用 MATLAB 编程实现一个最基本的 OFDM 系统，参数和指标要求为：子带数 $N=16$ ，循环前缀长度 $L=4$ ；调制方式 QPSK；载波频率等于符号速率的 4 倍，即 $f_c = 4R_s$ ；样点速率等于载波频率的 4 倍，即 $f_s = 4f_c$ ；不做 D/A 和 A/D，但信道传输中要引入 -20dB 左右的加性高斯白噪声。

- (1) 给出发送信号的数学表达式；
- (2) 用 MATLAB 给出两个符号的发送信号波形；
- (3) 输入一个随机比特流，经发送—离散信道传输—接收后，进行解调译码，验证它的无误码传输。

11-2 采用三条信道分集传输，其接收信号中的噪声方差分别为 σ_1^2 、 σ_2^2 、 σ_3^2 ，试问如何分配发射功率时才能使总的信道容量最大？假如三条信道的传输时延完全相同，而且其接收信号都不存在频偏和相偏，那么三者可进行信号同相相加，此时如何分配发射功率才能使信道容量最大？此时三条信道分集传输的总容量与三者独立传输时容量之和存在什么关系？

- 11-3 在理想高斯白噪声信道条件下 OFDM 系统的频带效率是多少? 如果信道存在频率选择性衰落, 其频带效率能否设法提高到高于理想高斯白噪声信道条件下的频带效率?
- 11-4 N 个子信道的 OFDM 系统, 如果各子信道采用相同的数字调制, 分配相同的发射功率, 那么其峰平功率比应该是多少? 为什么有人说其峰平比是 \sqrt{N} ?
- 11-5 多径衰落信道散射函数 $s(\tau, \lambda)$ 在 $0 \leq \tau \leq 1\text{ms}$ 和 $-0.1\text{Hz} \leq \lambda \leq 0.1\text{Hz}$ 的取值范围内是非零的。假设散射函数按这两个变量近似是均匀的。请给出下列参数的值: (1) 信道的多径扩展; (2) 信道的多普勒扩展; (3) 信道的相干时间; (4) 信道的相干带宽; (5) 信道的扩展因子。
- 11-6 一个 DS 扩频通信系统, 其信号带宽为 $W=1\text{MHz}$, 多径衰落信道的最大多径时延 $T_m=10\mu\text{s}$, 多普勒扩展为 $B_d=2000\text{Hz}$; 如果希望采用 RAKE 接收机, 采用 BPSK 调制时允许的最高扩频倍数是多少? 画出这个 RAKE 接收机的结构框图。
- 11-7 假如时延扩展远小于相干时间, 请问这种情况对于以下系统意味着什么? (1) OFDM 系统; (2) 采用 RAKE 合并的直接序列扩频系统。
- 11-8 对比 OFDM 与 QOTDM 的异同, 并说出它们分别适合于什么信道下的传输?
- 11-9 请问 MIMO 系统在什么情况下可以达到最大复用增益? 在什么情况下可以达到最大分集增益? 分集增益与复用增益是否能同时达到最大?
- 11-10 证明以下两种情况下 MIMO 信道容量相等:
- (1) 采用 n_t 副发射天线和 n_r 副接收天线, 信道矩阵 \mathbf{H} 为时不变的
 - (2) 采用 n_r 副发射天线和 n_t 副接收天线, 信道矩阵为 \mathbf{H}^* 且具有相同总功率约束。
- 11-11 在独立同分布瑞利衰落信道下, 试证明:
- (1) n 固定, 在信噪比较低时, $1 \times n$ 信道的容量趋于 $n \times n$ 信道的容量;
 - (2) 固定信噪比, 但 n 较大时, $1 \times n$ 信道的容量仅随着 n 对数增加, 而 $n \times n$ 的信道容量却随着 n 线性增加。
- 11-12 一多径信道其多径时延扩展为 1s , 多普勒扩展为 0.01Hz , 信道带宽为 5Hz , 符号周期为 10s 。请问:
- (1) 假如传输一宽带信号, 并采用 RAKE 接收, 则 RAKE 接收机需要多少个抽头?
 - (2) 该 RAKE 接收机是否可以采用最大比合并的相干接收, 并解释原因。