

第 12 章 多用户通信

主要内容

- 多址技术
- 双工技术
- 多用户联合检测技术
- 多用户协作通信技术

12.1 多址技术与通信网络

12.1.1 多址技术概述

所谓多址接入技术 (Multi-Access) 是指多个用户通信时如何进行用户的标注识别和建立各对用户之间的发送、接收关系的方法。

基本的多址方式:

随机竞争多址 (Aloha) 频分多址 (FDMA, Frequency Division Multi-Access)

时分多址 (TDMA, Time Division Multi-Access)

码分多址 (CDMA, Code Division Multi-Access)

空分多址 (SDMA, Space Division Multi-Access)

此外还有两种以上多址方式的各种组合形式。

12.1.2 双工技术

双工技术是指一对通信终端之间实现双向通信的方式, 有频分双工 (FDD, Frequency Division Duplexing) 和时分双工 (TDD, Time Division Duplexing) 两种基本的双工方式。

(1) 频分双工

频分双工 (FDD) 是指正向通路和反向通路采用两个互不重叠的频带实现的双工方式; 这两个频带之间必须留有充分宽的保护间隙, 实现收发隔离, 才能防止一个用户终端的发送信号泄漏到自己的接收端, 干扰自己对于对方信号的接收。

(2) 时分双工

时分双工 (TDD) 是指正向通路和反向通路采用两个互不重叠的时间间隔实现的双工方式; 时分双工一般采用电子开关自动实现, 收发隔离度容易达到很高。

图 12.1-1 是实现 A 和 B 两个站进行 TDD 双向通信的帧结构示意图。设 T_s 和 T_r 分别为 A 站的发送帧和接收帧的时长， T'_s 和 T'_r 分别为 B 站的发送帧和接收帧的时长；设路径传输时延的最大变化范围为 $[\tau - \Delta\tau, \tau + \Delta\tau]$ 。综合考虑帧效率尽可能高、帧时延尽可能小两个因素，可根据 τ 和 $\Delta\tau$ 的相对大小，采用以下两种不同的帧结构方案实现。

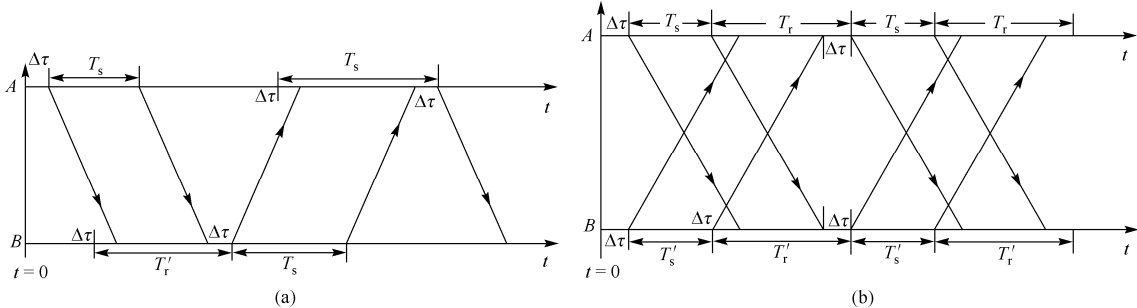


图 12.1-1 TDD 收发切换示意图

① 当 $\Delta\tau \leq \tau < (4 \sim 8)\Delta\tau$ 时的 TDD 方案

选择 $T_s + T_r + T'_s + T'_r \gg 2\tau + \Delta\tau$ ，A 站在 $t=0$ 时刻开始连续发送一帧 T_s 时长的信息，B 站从 $t=\tau - \Delta\tau$ 时刻开始接收，持续接收 $T'_r = T'_s + 2\Delta\tau$ 的时间，但只接收其中 T_s 长的信号段；B 站完成此信号段的接收之后切换到发送，从 $t=\tau - \Delta\tau + T'_r$ 时刻开始连续发送一帧 T'_s 时长的信息；A 站在发送完前一帧的信号后切换到接收，从 $t=T_s + \tau + \Delta\tau$ 时刻开始持续接收 $T'_r = (T'_s + 2\Delta\tau)$ 时间，但只接收其中 T'_s 时长的一段信号。A 站完成此段信号接收之后切换到发送，发送第二帧 T_s 时长的信号；B 站在发送完第一帧信号之后切换为接收，从 $t=\tau - \Delta\tau + T'_r + T'_s$ 时刻开始接收 A 站发来的第二帧信号。两站如此交替地切换收发实现 TDD 通信； T_s 和 T'_s 的大小可以独立地选择，因此可支持双向不对称的业务。其帧效率为

$$\eta_f = 1 - (2\tau + \Delta\tau) / (T_s + T'_s + 2\tau + \Delta\tau) \quad (12.1-1)$$

当帧长较长时其帧效率可以接近于 100%。

② 当 $\tau > (4 \sim 8)\Delta\tau$ 时的 TDD 方案

选择 $T_s = T'_s = \tau - 2\Delta\tau$ ， $T_r = T'_r = \tau + 2\Delta\tau$ ；A 和 B 站同时发送，同时接收，使帧效率达到更高，其帧结构如图 12.1-1 (b) 所示。A 和 B 两站同时从 $t=\Delta\tau$ 时刻开始发送第一帧 T_s 或 T'_s 长的信号，发送后立即切换到接收，接收持续 $T_r = T'_r$ 的时间，但只接收其中 T_s 或 T'_s 长的信号段。A 和 B 两站完成第一帧的接收之后又都同时切换到发送第二帧信号，如此重复实现 TDD 通信。

这种 TDD 方式只适于双向对称的业务，其帧效率为

$$\eta_f = 2T_s / (2T_s + 4\Delta\tau) = (\tau - 2\Delta\tau) / \tau \quad (12.1-2)$$

当 $\tau \gg 2\Delta\tau$ 时可获得很高的帧效率。这种 TDD 方式的突出特点是帧时延很小，因为它将帧处理时间与传输时延重叠起来了。

TDD 方式除了收发隔离度容易做到很高之外，还有当双向业务量相差很大时便于调配，以及收发信道的特性具有互易对称性等优点，因此在 3G 或 4G 宽带移动通信中得到了广泛的应用。

(3) 半双工方式

半双工也是一种时分双工，是人为手动地实现收发切换，而不是基于电子开关自动切换的双工方式。

12.1.3 通信网的拓扑结构

采用多址技术可以构成各种拓扑结构的通信网。

(1) 星形网

星形网，也称一点对多点的通信系统，它是由一个中心站(Hub)与多个小站之间的单向或双向通信链路构成的。由中心站到各个小站的传输链路称**正向链路**(Forward Link 或 Outband Link)，由各个小站到中心站的传输链路称为**反向链路**(Return Link 或 Inbound Link)，小站之间的通信通过中心站中继转发。

在卫星通信中，中心站与各个小站都是地面站(或机载站)，其正向或反向传输链路都包含有两段，即由地面站到卫星中继设备的**上行链路**(Uplink)和由卫星中继设备到地面站的**下行链路**(downlink)。

(2) 网状网

网状网(Mesh 网)是一种没有中心站的多点对多点的通信系统；如果网络中任意两个用户站(通信终端)都存在直接传输链路，则构成的是全连接的网状网，否则是部分连接的网状网。

多个通信终端也可通过一个中继节点(如卫星透明转发器)而构成网状网，这时一对通信终端之间的传输链路只有相对于中继节点的上行和下行两段链路。

(3) 混合型拓扑结构通信网

星形网与网状网可以混合起来构成混合型拓扑结构的通信网，例如树形结构的网络添加一些直通链路就可以构成混合型网络，网状网增加一些 Hub 节点也可以构成混合型网络。

(4) 拓扑结构随时间而变的通信网

① 漫游型通信网：

一般是指具有用户漫游功能的蜂窝形移动通信网或集群通信系统。用户终端可以在不同的蜂窝型星形子网之间漫游，保持与网中另一个用户终端进行通信。

② 存储转发型通信网：

一般是借助一个移动的中继节点构成的通信网。例如以低轨道卫星作为移动的中继节点，卫星每到一个地区接收并存储可视区域内的地面站发送的信息，同时从它在以前接收和存储的

其他区域地面站发送的信息中，挑选出其目的站点位于本区域内的信息进行转发。

③ 移动自组织网络(Ad Hoc):

Ad Hoc 是一种多跳的临时性自治化系统。一方面网络信息采用分组交换机制，各个用户终端是可以移动的无线便携式终端，每个终端都兼有主机和路由器两种功能；另一方面其网络拓扑结构可以动态变化，没有严格的控制中心，所有节点的地位平等，节点可以随时加入或离开，节点之间的通信可以通过多跳路由实现。

12.2 各种基本多址方式的主要特点和应用

12.2.1 随机接入多址(Aloha)

(1) 基本协议

Aloha 的基本原理是：多个用户随机地发送一个又一个的数据分组给同一个站接收，接收站每一时段只能接收一个用户的信息，因此有些分组被成功接收，另一些分组因相互碰撞而接收失败；接收站将接收成败的信息反馈发送给各个发送用户，当用户得知当前分组被成功接收时就接着发送下一个分组；如果没有成功传输则随机地延迟一段时间再重新发送这个分组，直至成功。

Aloha 系统有同步 Aloha 和异步 Aloha 两种典型的系统，或分别称为时隙 Aloha 和纯 Aloha。

(2) 纯 Aloha 的数据吞吐率

设分组发送的起始时间是泊松过程，其平均速率为 λ 个分组/秒，令 T_p 表示一个分组的持续时间，则归一化信道业务量 G 定义为

$$G = \lambda T_p \quad (12.2-1)$$

设冲突的分组延迟 τ 后重发，随机数 τ 的 PDF 为

$$p(\tau) = ae^{-a\tau} \quad (12.2-2)$$

其中 a 为某个常数。令 λ' 为分组成功发送时的速率，则归一化信道吞吐量为

$$S = \lambda' T_p$$

按照泊松分布，分组不重叠的概率为

$e^{-2\lambda T_p} = e^{-2G}$ ，于是 S 与 G 的关系为

$$S = Ge^{-2G}$$

此关系曲线如图 12.2-1 所示，最大值为

$2e = 0.184$ (分组/时隙)。

的速率，

$$(12.2-3)$$

$$(12.2-4)$$

$$S_{\max} = 1/2$$

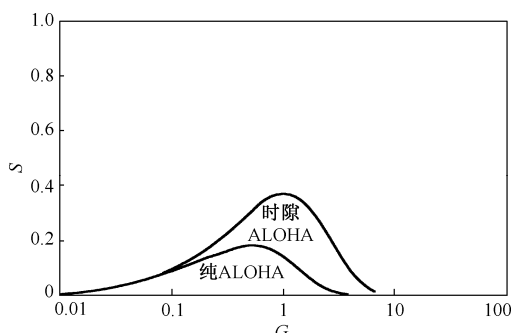


图 12.2-1 Aloha 系统的数据吞吐率

(3) 时隙 Aloha 的数据吞吐率

第 12 章 多用户通信

时隙 Aloha 协议是用户只能在周期性重复出现的特定时隙内发送分组，而不是任意时刻都可开始发送。设第 i 个用户在某个时隙内发送一个分组的概率为 G_i ，则 K 个用户总的归一化流入信道业务量为：

$$G = \sum_{i=1}^K G_i \quad (12.2-5)$$

设某一时隙发送一个分组被无冲突地成功接收的概率为 $S_i \leq G_i$ ，那么归一化的信道吞吐率为

$$S = \sum_{i=1}^K S_i \quad (12.2-6)$$

因为第 i 个用户分组与另一个用户分组不发生冲突的概率为

$$Q_i = \prod_{j=1, i \neq j}^K (1 - G_j) \quad (12.2-7)$$

因此
$$S_i = G_i Q_i \quad (12.2-8)$$

考虑 K 个相同的用户，可得 $S_i = S / K$ ， $G_i = G / K$

$$S = G(1 - G / K)^{K-1} \quad (12.2-9)$$

令 $K \rightarrow \infty$ ，则得

$$S = Ge^{-G} \quad (12.2-10)$$

其最大值为 $S_{\max} = 1/e = 0.368$ (分组/时隙)。

12.2.2 频分多址(FDMA)

频分多址是基于带通滤波器分割用户子信道的多址接入技术，每个用户在指定的频带内发送信号，接收端采用带通滤波器选出希望接收的用户信号。

(1) 系统的容量和功率控制

各条子信道基本上相互独立，系统总的信道容量近似等于各个子信道的容量之和。各个用户子信道之间的分隔性能(即隔离度)容易达到很好的效果，一般要求子信道之间的功率泄漏小于 -40dB 。设总带宽为 W ，划分为 N 条子信道，各条子信道的容量为

$$C_n = \frac{W}{N} \log \left[1 + \frac{P_n}{N_0(W/N)} \right] \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (12.2-11a)$$

N 条子信道总容量之和为

$$C = \sum_{n=1}^N \frac{W}{N} \log \left[1 + \frac{P_n}{N_0(W/N)} \right] \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (12.2-11b)$$

原理上各条子信道的发射功率可在一定范围内随意增大，FDMA 系统的总容量也可在相应的范围内随之增大。

(2) 多载波互调干扰

在基于一个透明转发中继节点构成的 FDMA 系统中，例如卫星通信系统，FDMA 方式的一个严重问题是，有可能存在信号的多载波互调失真，并因此而产生用户间相互干扰。

多载波调制信号，其峰平功率比较高，而转发器功率放大器的线性动态范围有限，难免因限幅而产生非线性失真。这种失真具有互调性质，产生出各个频率分量的组合频率分量，例如 $n_i f_i \pm n_j f_j$ ，当 $n_i \pm n_j$ 等于奇数时，基数阶互调分量的频率范围可能落在通信频带之内而成为互调干扰。

互调干扰严重时可使整个系统的数据吞吐率急剧下降；FDMA 系统用户数越多，互调干扰问题越严重。理论分析和实践证明，当一个透明转发器划分为 15 个以上频带时，互调干扰就已十分显著。除非转发器功率大幅度回退，降低信号被限幅的概率，否则整个系统就可能无法正常工作；当然转发器功率回退也会使链路传输性能降低。

12.2.3 时分多址(TDMA)

时分多址是基于时域分割用户子信道的多址接入方式。TDMA 系统利用基准站周期性地重复发送的参考突发作为每帧的起点，将时间轴划分为等长的时间帧，每帧划分为 K 个时隙， K 个用户分别在指定的时隙中发送或接收信号。

(1) TDMA 系统的容量

N 个用户时隙、总带宽为 W 的 TDMA 用户系统的信道总容量也是各个子信道的容量之和，也可以用式 (12.2-2) 描述；不过各个用户在整个 W 宽的频带中发送信号，但每帧只在 $1/N$ 帧间隔的时隙中发射突发信号，其峰值功率等于平均功率的 N 倍。

原理上也允许各个用户在一定的范围内随意增加发射功率来增大信道容量，因为各条子信道是相互独立的，子信道之间的隔离度应该保证互不干扰。

(2) TDMA 的帧效率和帧时延

由于每帧的 N 个时隙之间必须留有足够长的保护间隙，以避免因同步误差而引起子信道之间的相互泄漏干扰，因此帧长选择得越大，保护间隙所用开销的比例越小，帧效率越高。但是帧长越长时延也相应增大，每帧需要缓存的数据量加大。

(3) TDMA 系统的同步

TDMA 系统的同步有开环同步和闭环同步两种方式，当传输时延比帧时隙时长小得多，或允许时延误差较大时，可采用开环同步方式。用户站在接收到中心站发送的参考突发后，估算本站延迟发送的时间进行发送，确保到达中心站的时间处于指定的时隙内。

当传输时延较大，同步精度要求较高时，必须采用闭环同步法。闭环同步经粗同步和细同

步两个阶段，然后进入同步保持阶段。用户站在接收到中心站发送的参考突发后，估算本站预计发送的时间来发送突发信息，然后检测实际到达中心站的时间，并估计与规定时隙之间的偏差，下次发送时间按照消除此偏差之后的时间发送突发信息；同步保持阶段不断检测突发到达时间的偏差，不断修正发送时间，这就是闭环同步。

(4) 限制 TDMA 系统用户数的主要因素

TDMA 系统每帧的时隙数不能太多，否则要求用户发射峰值功率很高，因此要求用户数最多只能有十来个。要扩大用户容量可结合 FDMA，这就是 MF-TDMA，它可使用户容量扩大几十倍；如果再结合空分多址、码分多址，还可进一步扩大到上万个用户。

12.2.4 码分多址[1,2]

(1) CDMA 系统的主要特点和应用

码分多址 (CDMA) 系统是基于扩频码的正交性而识别不同用户发送信号的多址方式，其各个用户的信号在时域和频域都是相互重叠的，因此它是一种自干扰系统，它完全依靠各个用户 PN 码的正交性分别检测各个用户的信息，难免因正交性不好相互干扰，称为多址干扰，多址干扰有可能严重限制系统容量的提高。

CDMA 系统的用户数容量不像 FDMA 和 TDMA 那样是硬性受限的，而是一种软容量；一个同步 CDMA 系统在各用户码的相互正交性较好的情况下，允许在线通信的用户数超出额定用户数。

● CDMA 子信道之间的隔离度

CDMA 依靠用户特征码 (PN 码) 的相互正交性来分割各个用户子信道。对于 K 个用户的 CDMA 系统，其 K 个 PN 码的自相关和互相关系数为

$$R_{ij} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} p_i(n)p_j(n) = \begin{cases} 1, & i = j \\ \delta \approx 0, & i \neq j \end{cases} \quad i, j = 1, 2, \dots, K \quad (12.2-12)$$

如果要使子信道之间的信号功率泄漏小于 -40dB ，则意味着互相关系数

$$|R_{ij}|_{i \neq j} = |\delta| < 1/[100(K-1)] \quad (12.2-13)$$

这样高的分隔性要求，即使是同步 CDMA 系统也不容易确保。它不像频域或时域分割为子信道那样，只是相邻子信道间相互泄漏最严重，而是每个子信道都同时受到所有其他 $K-1$ 个子信道中信号的泄漏干扰。这是 CDMA 系统的重要特点。

● 远近效应

CDMA 系统存在明显的远近效应，当接收远处用户的弱信号时难免被近处用户的强信号淹没。这就需要进行很好的功率控制，使接收到的远处和近处用户功率的差异尽可能小。

存在远近效应虽然是 CDMA 系统的一个缺点，但是各个用户有了闭环功率控制之后，发射功率始终控制在最低限附近，使用户平均发射功率更小，这反而成为一个优点。当然，CDMA 手机比基于 TDMA 的 GSM 手机更省电的另一个更重要原因是，前者发射信号的峰平功率要比后者低得多，因而其射频功率效率高得多。

(2) 异步 CDMA 系统的信道容量

对于异步 CDMA 系统来说，即使各个用户的 PN 码是相互正交的，但也会存在多址干扰，因为正交是在同步条件下成立。当用户数较多时，所产生的多址干扰非常类似于高斯白噪声干扰；因此，一个含有 K 个用户的异步 CDMA 系统，假设各个用户发射的功率到达接收端时都为 P ，那么任意一个用户 (例如第 k 个) 信道的信道容量可用香农公式给出：

$$C_k = W \log_2 \left(1 + \frac{P}{WN_0 + (K-1)P} \right) \quad (12.2-14a)$$

增大各个用户的发射功率，多址干扰也随之增大，当多址干扰功率 $(K-1)P$ 增大到可以与信道噪声总功率 WN_0 相比拟时，多址干扰开始明显影响信道容量；再进一步增大各个用户发射功率，容量不再明显增大而进入饱和状态。为表示为归一化容量 C_k/W 与 E_b/N_0 的关系，将上式可改写为

$$C_k/W = \log_2 \left[1 + \frac{(E_b/N_0)(C_k/W)}{1 + (K-1)(C_k/W)E_b/N_0} \right] \quad (12.2-14b)$$

当多址干扰起决定性作用时，再增加用户数 K 不仅不能增加系统的总信道容量，还会使总容量逐步降低。设 $(K-1)P \gg WN_0$ ，则由上式得到的归一化总容量近似为

$$C/W = KC_k/W \approx K \log_2 \left(1 + \frac{1}{K-1} \right) \quad (12.2-15)$$

C/W 与 K 的关系曲线如图 12.2-3 所示，即归一化总容量随着 K 的增大而逐步降低。

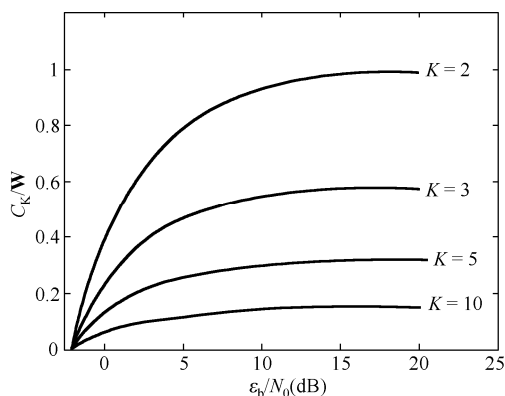


图 12.2-2 异步 CDMA 系统的容量饱和现象

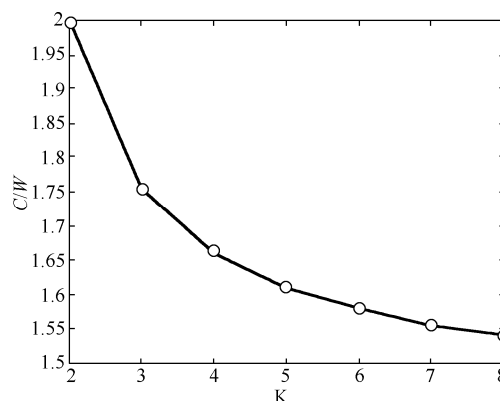


图 12.2-3 多址干扰为主时 CDMA 系统总容量与用户数的关系曲线

(3) 同步 CDMA 系统的信道容量

同步 CDMA 系统的各个用户子信道的容量不同于式(12.2-15)，应修正为

$$C_k = W \log_2 \left(1 + \frac{P}{WN_0 + \delta^2 (K-1)P} \right) \quad (12.2-16)$$

其中 δ 就是式(12.2-13)所示的互相关系数。有可能在一定条件下做到 $\delta \approx 0$ 。实际上只要

$$\delta^2 \ll WN_0 / [(K-1)P] = 1 / [(K-1)\gamma_{SN}^{(k)}] \quad (12.2-17)$$

多址干扰就可以忽略不计，其中 $\gamma_{SN}^{(k)} = P / (WN_0)$ 是接收到每一个用户信号的信噪比。

由于 CDMA 系统是扩频系统，其扩频倍数一般都大于用户数 K ，虽然信噪比 $\gamma_{SN}^{(k)} \ll 1$ ，也不难满足上述条件。例如：当各个用户扩频倍数为 $N=64$ ，用户数 $K=8$ 时，则在高斯白噪声条件下各个用户的信噪比一般为 $\gamma_{SN}^{(k)} \leq 0.1$ ，那么当 $\delta^2 \leq 0.02$ 即 $\delta \leq 0.14$ 时，多址干扰的影响就可以忽略不计，而控制 δ 的值到这个范围一般是容易实现的。

影响互相关系数大小的因素主要有四个：载波频偏、符号的时间同步误差、收发两端的相对运动存在较大的加速度、存在多径效应。前两个因素的影响一般可以忽略不计。

实际上第二代蜂窝网 CDMA 移动通信系统的大量实践已经证明，在一定条件下同步 CDMA 系统的多址干扰是可以忽略不计的。时变多普勒频移现象和多径效应这两个因素对于互相关值的影响，是采用常规的处理方法无法消除的，直接影响接收检测性能，限制信道容量的提高。

限制同步 CDMA 系统信道容量最大化的另一个障碍是，可用的正交 PN 码个数的限制。 总信道被码分复用地分割成 K 个用户子信道后，假设多址干扰可以忽略不计，则各个用户子信道的容量为

$$C_k = W \log_2 \left(1 + \frac{P_k}{WN_0} \right) = W \log_2 \left(1 + \frac{R_b^{(k)} E_b^{(k)}}{WN_0} \right) \quad (\text{bps}) \quad (12.2-18)$$

其中 $R_b^{(k)}$ 和 $E_b^{(k)}$ 分别为第 k 个用户的信息速率和每个比特的能量。由于这是一个具有 K 个用户的 CDMA 系统，各个用户的特征码采用 L 长的二值 PN 码，即扩频倍数为 L ，各用户的最大归一化容量为 $C_k / W = \eta_g / L$ (bps/Hz)，其中 η_g 为码片成形波的频带效率。于是 K 个子信道的归一化总容量为

$$C / W = \sum_{k=1}^K C_k / W = K \eta_g / L < 1 \quad (\text{Baud/Hz}) \quad (12.2-19)$$

由此可见，由于可用正交码个数 $K < L$ 而直接导致信道总容量不能最大化。

(4) 增大同步 CDMA 系统信道容量的办法

- ① 采用多用户联合检测消除多址干扰的影响。
- ② 寻找尽可能多的准正交用户码。
- ③ 采用 M 进制正交波形调制来增大 CDMA 系统信道容量。

采用 M 进制正交波形调制(即 M 元扩频)是十分有益的,它不仅能减小多址干扰的影响,而且有助于找到更多可用的准正交用户码来扩大用户数容量。

(5) 基于 Walsh 调制和 PN 长码加扰的同步 CDMA 系统

先证明对于存在多址干扰的 K 个用户的 CDMA 系统,采用 M 进制正交波形调制,有助于减小多址干扰的影响。

设所用 M 种正交波形是由相互正交的 L 长的二进制序列,例如 Walsh 序列 $\{C^{(m)} = \{c_0^{(m)}, c_1^{(m)}, \dots, c_{L-1}^{(m)}\}, m = 0, 1, 2, \dots, M-1\}$ 经码片成形后所得成形波。各个用户的信息中每 K_s 比特看作一个符号, $K_s = \log_2 M$, 每个符号用 $\{C^{(m)}, m = 0, 1, 2, \dots, M-1\}$ 中的一个码片序列表示,即实现 M 元扩频;然后将各个用户扩频所得到的码片序列与它的特征码序列逐个码片地进行模 2 加,设某用户的特征码为 $\{p(0), p(1), \dots, p(L-1)\}$, 它的某个符号扩频所得码片序列为 $\{c(0), c(1), \dots, c(L-1)\}$, 则二者的模 2 加就是 $\{c(0) \oplus p(0), c(1) \oplus p(1), \dots, c(L-1) \oplus p(L-1)\}$;再进行波形成形、调制到射频后发送出去。

设 R_s 和 E_s 分别为符号速率和每个符号的能量,则有 $R_s = R_b / K_s$, $E_s = K_s E_b$, $P = R_s E_s = R_b E_b$ 。于是每个用户归一化信道容量为

$$\begin{aligned} C/W &= \log_2 \left[1 + \frac{R_b E_b}{WN_0 + \delta^2 (K-1) R_b E_b} \right] \\ &= \log_2 \left[1 + \frac{(R_b/W) E_b / N_0}{1 + \delta^2 (K-1) (R_b/W) E_b / N_0} \right] \quad (\text{bps/Hz}) \end{aligned} \quad (12.2-20a)$$

而相应的 K 个用户的二进制调制 CDMA 系统的归一化容量为

$$C'/W' = \log_2 \left[1 + \frac{(R'_b/W') E'_b / N_0}{1 + (\delta')^2 (K-1) (R'_b/W') E'_b / N_0} \right] \quad (\text{bps/Hz}) \quad (12.2-20b)$$

那么二者达到相同的信道容量 ($R'_b/W' = R_b/W \rightarrow C'/W' = C/W$) 时的归一化信噪比分别为 E_b/N_0 和 E'_b/N_0 。根据香农公式描出的香农容量限曲线可知, M 进制正交波形调制达到信道容量时的归一化信噪比应显著小于二进制波形调制的,即 $E_b/N_0 < E'_b/N_0$ 。此外,由于各个用户同一时间发送的符号扩频所得码片序列 $\{c(0), c(1), \dots, c(L-1)\}$ 有 M 种可能,相互正交的概率很高,即使用户特征码之间的互相关系数较大,与正交的码片序列进行模 2 加之后,其互相关的值也可能变得很小。因此有充分理由认为:互相关系数 $\delta \ll \delta'$, 则有

$$\delta^2 (K-1) (R_b/W) E_b / N_0 \ll (\delta')^2 (K-1) (R'_b/W') E'_b / N_0$$

注意这是上式分母中第二项,其物理意义是多址干扰功率与噪声功率之比。

这意味着达到相同的归一化信道容量时, M 进制正交波形调制 CDMA 系统的多址干扰影响,远小于二进制正交波形调制 CDMA 系统中多址干扰影响;或者说前者可通过增大用户发射功率

实现更大的信道容量。

上述方法利用了 Walsh 序列良好的正交性，因而对用户特征码的正交性要求可以降低，各个用户的特征码可采用一个伪码周期很长的 Gold 序列在不同起始位置任意截取 L 个码片，这就解决了因正交码个数受限而使用户数 K 显著小于 L 、总信道容量不能达到最大的问题。

总之，这种基于 Walsh 调制和长码加扰的同步 CDMA 系统，多址干扰显著降低，信道容量得到大幅度提升。因此在第二代 (2G)、第三代 (3G) 蜂窝网移动通信 CDMA 系统中得到了很好的应用。

12.3 CDMA 系统中多用户联合检测技术

12.3.1 CDMA 系统的接收检测

(1) CDMA 系统的发送、接收信号

设 K 个用户的特征码为 $\{p_k(0), p_k(1), \dots, p_k(L-1)\}$, $k=1, 2, \dots, K$, 它们都是长度为 L 的二值 (± 1) PN 序列。第 k 个用户特征码的成形波为

$$p_k(t) = \sum_{n=0}^{L-1} p_k(n)g(t-nT_c) \quad (0 \leq t \leq T) \quad (12.3-1)$$

其中 $g(t)$ 为码片成形波, T 为符号间隔, T_c 为码片间隔。假设 K 个用户的特征码波形的能量都等于 1, 即

$$\int_0^T p_k^2(t)dt = 1 \quad k=1, 2, \dots, K \quad (12.3-2)$$

设第 k 个用户第 i 个发送符号的矢量 (即星座点值) 为 $\mathbf{v}_k(i)$, 将 N 个发送符号的矢量表示为一个大矢量 $\mathbf{V}_k = [\mathbf{v}_k(0), \mathbf{v}_k(1), \dots, \mathbf{v}_k(N-1)]^T$, 设每个符号的能量为 E_k , 则相应的等效低通发送波形为

$$s_k(t) = \sqrt{E_k} \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{v}_k(i) p_k(t-iT) \quad (12.3-3)$$

设传输到接收端第 k 个用户的时延为 τ_k , 接收过程引入的频偏 $\Delta\omega_k$ 和相偏 φ_k , $k=0, 1, 2, \dots, K-1$, 则这 K 个信号之和信号传输到接收端时的零中频信号应为

$$\mathbf{r}_0(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sqrt{E_k} \sum_{i=0}^{N-1} e^{j(\Delta\omega_k t + \varphi_k)} \mathbf{v}_k(i) p_k(t-iT-\tau_k) + \boldsymbol{\eta}(t) \quad (12.3-4)$$

其中 $\boldsymbol{\eta}(t)$ 是信道中引入的带通型零均值高斯白噪声。

(2) CDMA 信号的接收检测

无论是同步 CDMA 系统还是异步 CDMA 系统, 对每个用户每个符号分别进行同步相关计

算总是容易实现的，各个用户信号的时延 τ_k 也就可以在同步相关运算过程中正确估计出，频偏 $\Delta\omega_k$ 和相偏 φ_k 也不难估计并消除。

CDMA 系统接收检测过程是：先用 K 个用户的特征码波形 $\{p_k(t-\tau_k), k=1,2,\dots,K\}$ 对零中频信号 $r_0(t)$ 逐个符号地进行同步相关计算，同时估计出参数 $\Delta\omega_k, \varphi_k, \tau_k, E_k$ ；考虑到符号不同步，或可能存在因多径效应而引起的符号间干扰，我们对于每个用户相邻的 N 个符号分别进行相关计算，得到 NK 个相关量：

$$\begin{aligned} \tilde{v}_k(i) &= \int_{iT}^{(i+1)T} r_0(t) e^{-j(\hat{\omega}_k t + \hat{\varphi}_k)} p_k(t-iT-\tau_k) dt \\ &= \sum_{j=1}^K \int_{iT}^{(i+1)T} \sqrt{E_j} \mathbf{v}_j(i) p_j(t-iT-\tau_j) p_k(t-iT-\tau_k) dt + \tilde{\boldsymbol{\eta}}(i) \\ &= \sqrt{E_k} \mathbf{v}_k(i) + \sum_{j=1, j \neq k}^K \sqrt{E_j} \mathbf{v}_j(i) \rho_{jk}(i) + \tilde{\boldsymbol{\eta}}(i) \quad i=0,1,2,\dots,N-1; \quad k=1,2,\dots,K \end{aligned} \quad (12.3-5a)$$

其中第 1 项是我们期望得到的第 k 个用户第 i 个符号的特征值；第 2 项是多址干扰，其中 $\rho_{kj}(i)$ 是在第 i 个符号时间间隔中各用户特征波形之间的互相关，其定义为

$$\rho_{jk}(i) = \begin{cases} \int_{\tau_k}^{\tau_j} \frac{\mathbf{v}_j(i-1)}{\mathbf{v}_j(i)} p_j(t-\tau_j) p_k(t-\tau_k) dt + \int_{\tau_j}^{\tau_k+T} p_j(t-\tau_j) p_k(t-\tau_k) dt & \tau_k < \tau_j \\ \int_{\tau_k}^{\tau_k+T} p_j(t-\tau_j) p_k(t-\tau_k) dt & \tau_k = \tau_j \\ \int_{\tau_k}^{\tau_k-\tau_j+T} p_j(t-\tau_j) p_k(t-\tau_k) dt + \int_{\tau_k-\tau_j+T}^{\tau_k+T} \frac{\mathbf{v}_j(i+1)}{\mathbf{v}_j} p_j(t-\tau_j) p_k(t-\tau_k) dt & \tau_k > \tau_j \end{cases} \quad (12.3-5b)$$

第 3 项是一个零均值的复高斯随机变量：

$$\tilde{\boldsymbol{\eta}}(i) = \int_{iT}^{(i+1)T} \boldsymbol{\eta}(t) p_k(t-iT-\tau_k) dt \quad (12.3-5c)$$

当多址干扰项严重影响各用户逐个符号独立判决的正确性时，必须将该 NK 个相关量联合起来对 NK 个符号进行判决，这就是多用户联合检测 (Multi-User Detection, MUD)。

(3) 多用户联合检测方法的分类

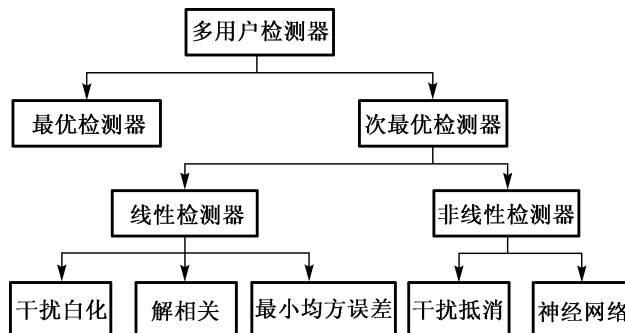


图 12.3-1 多用户检测方法的分类

12.3.2 CDMA 系统最佳多用户联合检测

(1) 同步传输时的最佳检测

假定信道多径衰落为平坦衰落，相邻符号间干扰可忽略不计，那么对于同步 CDMA 系统便可以将 K 个用户每次同时发送的一个符号，即共计 K 个符号联合起来进行符号判决。

设 K 个用户同时发送第 i 个符号 $\{\mathbf{v}_0(i), \mathbf{v}_1(i), \dots, \mathbf{v}_{K-1}(i)\}$ ，因为同步时所有的 τ_k 值相同，于是按照式 (12.3-5) 计算出的 K 个相关量简化为

$$\tilde{\mathbf{v}}_k(i) = \sqrt{E_k} \mathbf{v}_k(i) + \sum_{j=1, j \neq k}^K \sqrt{E_j} \mathbf{v}_j(i) \rho_{jk} + \tilde{\boldsymbol{\eta}}(i) \quad k=1, 2, \dots, K \quad (12.3-6)$$

其中 $\rho_{jk} = \int_0^T p_j(t) p_k(t) dt$ ($j \neq k$)，当然有 $\rho_{kk} = 1$ 。表示为矢量形式，有

$$\tilde{\mathbf{V}} = \mathbf{R}\mathbf{V} + \tilde{\boldsymbol{\eta}} \quad (12.3-7)$$

其中 $\tilde{\mathbf{V}} = [\hat{\mathbf{v}}_1(i) \quad \hat{\mathbf{v}}_2(i) \quad \dots \quad \hat{\mathbf{v}}_K(i)]^T$ ， $\mathbf{V} = [\sqrt{E_1} \mathbf{v}_1(i) \quad \sqrt{E_2} \mathbf{v}_2(i) \quad \dots \quad \sqrt{E_K} \mathbf{v}_K(i)]^T$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \rho_{11} & \rho_{12} & \dots & \rho_{1K} \\ \rho_{21} & \rho_{22} & \dots & \rho_{2K} \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ \rho_{K1} & \rho_{K2} & \dots & \rho_{KK} \end{bmatrix}$$

其中 $\tilde{\boldsymbol{\eta}} = [\tilde{\boldsymbol{\eta}}_1(i) \quad \tilde{\boldsymbol{\eta}}_2(i) \quad \dots \quad \tilde{\boldsymbol{\eta}}_K(i)]^T$ 是一个 K 维高斯随机矢量，它的 K 个元素都是方差为 σ^2 的零均值复高斯随机变量，因而随机矢量 $\tilde{\mathbf{V}}$ 的 PDF 容易给出。

当 $\tilde{\mathbf{v}} = \hat{\mathbf{v}}$ 的值已从接收信号求得后即可看作已知量，因而这个 PDF 便变为以 \mathbf{V} 为变量的似然函数，进而可给出相应的对数似然函数。忽略常数因子，对数似然函数可表示为

$$A_L(\mathbf{V}) = -|\hat{\mathbf{V}} - \mathbf{R}\mathbf{V}|^2 \quad (12.3-8)$$

ML 检测就是要对各种可能符号组合 $\mathbf{V} = [\sqrt{E_1} \mathbf{v}_1(i) \quad \sqrt{E_2} \mathbf{v}_2(i) \quad \dots \quad \sqrt{E_K} \mathbf{v}_K(i)]^T$ ，分别计算对数似然函数 $A_L(\mathbf{V})$ 的值，并比较计算结果的大小，选出使 $A_L(\tilde{\mathbf{V}})$ 最大的一组符号，就是符号判决结果。

上述 ML 检测也可看作最小欧氏距离准则，根据式 (12.3-5) 可知欧氏距离为

$$D = |\hat{\mathbf{V}} - \mathbf{R}\mathbf{V}|^2 = |\hat{\mathbf{v}}_k(i) - \sqrt{E_k} \mathbf{v}_k(i) - \sum_{j=1, j \neq k}^K \sqrt{E_j} \mathbf{v}_j(i) \rho_{jk}|^2 \quad (12.3-10)$$

同样需要对 M^K 种可能的符号组合各计算一次欧氏距离，距离值最小的符号组合就是判决结果。

(2) 异步传输时的最佳检测

与同步传输情况的主要不同点在于，异步传输时的互相关系数 $\rho_{jk}(i)$ 是与前后符号有关的，这使得符号的判决也是前后相互关联的，不能逐组符号(同时发送的 K 个符号)进行联合判决，而必须将 N 组(即 NK 个)符

号一起进行联合判决，这里 N 是每个用户连续发送一串符号的个数。式 (12.3-5) 计算 NK 个相关量的公式可以表示为矩阵形式，即

$$\tilde{\mathbf{U}} = \mathbf{R} \mathbf{U} + \boldsymbol{\eta} \quad (12.3-11)$$

其中 $\tilde{\mathbf{U}}$ 、 \mathbf{U} 和 $\boldsymbol{\eta}$ 都是 NK 维的矢量，例如

$$\tilde{\mathbf{U}} = [\tilde{\mathbf{V}}_0^T \quad \tilde{\mathbf{V}}_1^T \quad \cdots \quad \tilde{\mathbf{V}}_{N-1}^T]^T =$$

$$[\tilde{\mathbf{v}}_1(0) \quad \tilde{\mathbf{v}}_2(0) \quad \cdots \quad \tilde{\mathbf{v}}_K(0) \quad \tilde{\mathbf{v}}_1(1) \quad \tilde{\mathbf{v}}_2(1) \quad \cdots \quad \tilde{\mathbf{v}}_K(1) \cdots \cdots \tilde{\mathbf{v}}_1(N-1) \quad \tilde{\mathbf{v}}_2(N-1) \quad \cdots \quad \tilde{\mathbf{v}}_K(N-1)]^T$$

同理有

$$\mathbf{U} = [\mathbf{V}_0^T \quad \mathbf{V}_1^T \quad \cdots \quad \mathbf{V}_{N-1}^T]^T$$

其中

$$\mathbf{V}_i^T = [\sqrt{E_1} \mathbf{v}_1(i) \quad \sqrt{E_2} \mathbf{v}_2(i) \quad \cdots \quad \sqrt{E_K} \mathbf{v}_K(i)]$$

$$\boldsymbol{\eta} = [\boldsymbol{\eta}_0^T \quad \boldsymbol{\eta}_1^T \quad \cdots \quad \boldsymbol{\eta}_{N-1}^T]$$

其中

$$\boldsymbol{\eta}_i^T = [\eta_1(i) \quad \eta_2(i) \quad \cdots \quad \eta_K(i)]$$

\mathbf{R} 是一个 $NK \times NK$ 的相关矩阵，即：

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \rho_{11}(0) & \rho_{11}(1) & \cdots & \rho_{11}(N-1) & \rho_{12}(0) & \rho_{12}(1) & \cdots & \rho_{12}(N-1) & \cdots & \rho_{1K}(0) & \rho_{1K}(1) & \cdots & \rho_{1K}(N-1) \\ \rho_{21}(0) & \rho_{21}(1) & \cdots & \rho_{21}(N-1) & \rho_{22}(0) & \rho_{22}(1) & \cdots & \rho_{22}(N-1) & \cdots & \rho_{2K}(0) & \rho_{2K}(1) & \cdots & \rho_{2K}(N-1) \\ \cdots & \cdots & \vdots & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots & \cdots \\ \rho_{K2}(0) & \rho_{K2}(1) & \cdots & \rho_{K2}(N-1) & \rho_{K2}(0) & \rho_{K2}(1) & \cdots & \rho_{K2}(N-1) & \cdots & \rho_{KK}(0) & \rho_{KK}(1) & \cdots & \rho_{KK}(N-1) \end{bmatrix}$$

其中互相关系数 $\rho_{jk}(i)$ 的定义如式 (12.3-5c) 所示。

同理可以给出忽略常数因子的对数似然函数：

$$A_L(\mathbf{U}) = -|\hat{\mathbf{U}} - \mathbf{R}\mathbf{U}|^2 \quad (12.3-12)$$

最大似然检测就是用 M^{NK} 种可能的符号组合 (\mathbf{U}) 分别计算对数似然函数 $A_L(\mathbf{U})$ 的值，并比较其大小，找出使

$A_L(\mathbf{U})$ 取得最大值的 \mathbf{U} ，将相应的 NK 个符号作为判决结果。

异步 CDMA 系统最佳多用户检测的计算量与 M^{NK} 成正比，计算量更加巨大，尽管可以采用 Viterbi 算法使之降低到与 NM^K 成正比，但其计算复杂度仍然很高，因此一般很难实时实现。实际应用中必须寻找次最佳的简化算法。

12.3.3 线性多用户检测器

(1) 线性多用户检测的基本原理

线性多用户检测方法有多种，它们的共同特点是对按照式 (12.3-7) 或式 (12.3-11) 求得的 NK 个同步相关量进行线性变换，得到各用户各个符号的判决量，然后逐个符号地分别进行判决。

(2) 迫零多用户检测器(ZF-MUD)

先考虑同步传输情况，接收信号经 K 个用户的同步相关器所产生的输出，表示为矢量如式 (12.3-7) 所示，即 $\tilde{\mathbf{V}} = \mathbf{R}\mathbf{V} + \tilde{\boldsymbol{\eta}}$ ；以 \mathbf{V} 为变量的对数似然函数如式 (12.3-8) 所示，即

$$A_L(\mathbf{V}) = -|\hat{\mathbf{V}} - \mathbf{R}\mathbf{V}|^2。$$

如果将 \mathbf{V} 中的 K 个元素暂时看作在复数空间连续取值的变量，那么很容易由对数似然函数求出其最大似然估值

$$\hat{\mathbf{V}}_{\text{ML}} = \mathbf{R}^{-1} \hat{\mathbf{V}}$$

但是发送符号矢量 $\mathbf{V} = [\sqrt{E_1} \mathbf{v}_1(i) \quad \sqrt{E_2} \mathbf{v}_2(i) \quad \cdots \quad \sqrt{E_K} \mathbf{v}_K(i)]^T$ 的元素实际上都不是连续变量，而是离散取值的星座点值；要得到离散符号的判决结果，还需进一步采用欧氏距离最小准则来做最后判决。设 $\hat{\mathbf{V}}_{\text{ML}} = [\hat{\mathbf{v}}_1(i) \quad \hat{\mathbf{v}}_2(i) \quad \cdots \quad \hat{\mathbf{v}}_K(i)]$ ，它是一种无偏估计，由于这个 K 维矢量 $\hat{\mathbf{V}}_{\text{ML}}$ 的各维之间已经互不相关，因此可以用 $\hat{\mathbf{V}}_{\text{ML}}$ 的 K 个元素分别作为 K 符号的判决量，基于最小欧氏距离准则对这 K 个符号分别地进行判决，如果有

$$\hat{m}_k(i) = \underset{m=0,1,\dots,M-1}{\text{Argmin}} \{ |\hat{\mathbf{v}}_k(i) - \sqrt{E_k} \mathbf{v}_k^{(m)}|^2 \} \quad k=1,2,\dots,K \quad (12.3-13)$$

则将第 k 个用户的第 i 个符号判为第 $\hat{m}_k(i)$ 种符号，其中 $\mathbf{v}_k^{(m)}$ 表示第 k 个用户的第 m 种符号的星座点值。这就是 ZF-MUD。

(3) 最小均方差多用户检测器(MMSE MUD)

解相关检测器(ZF-MUD)需要矩阵求逆运算，计算量比较大，而且存在放大噪声的现象。为了避免这两个缺点，我们可以模仿式(12.3-8)或式(12.3-14)给出最大似然估计的形式，采用最小均方差准则确定一个变换矩阵 A 代替 \mathbf{R}^{-1} ，然后用线性变换 $\hat{\mathbf{V}}_{\text{MMSE}} = A \hat{\mathbf{V}}$ (或 $\hat{\mathbf{U}}_{\text{MMSE}} = A \hat{\mathbf{U}}$) 代替 $\hat{\mathbf{V}}_{\text{ML}} = \mathbf{R}^{-1} \hat{\mathbf{V}}$ (或 $\hat{\mathbf{U}}_{\text{ML}} = \mathbf{R}^{-1} \hat{\mathbf{U}}$) 求得 $\hat{\mathbf{V}}_{\text{MMSE}}$ (或 $\hat{\mathbf{U}}_{\text{MMSE}}$)，再将 $\hat{\mathbf{V}}_{\text{MMSE}}$ (或 $\hat{\mathbf{U}}_{\text{MMSE}}$) 中各元素用作判决量，基于最小欧氏距离对各个符号进行判决，这就是 MMSE-MUD。

12.3.4 非线性多用户检测器

线性多用户检测器因简单易行而得到广泛应用，但是从原理上其性能是很难达到理想效果的。线性多用户联合检测的处理过程，本质上是 L 维(L 为各用户 PN 码长)内积空间向 N 维空间的线性映射。当 N 个 CDMA 用户信号同步相加时，得到的接收信号是一个含有信道噪声的 L 维矢量。采用一个线性算子将这个矢量投影到一个 N 维空间，使每维的投影值能分别用作一个用户的符号的判决量，做到互不影响，这是非常困难的。

显然，采用非线性映射代替上述线性映射，原理上更容易逼近最佳检测。神经网络法就是一种典型的非线性映射法。除了这种映射的概念，还有其他非线性检测方法，如相减式干扰抵消法等。多址干扰抵消法的基本原理是，在逐个用户检测的同时，估计并重构各个用户的信号，然后从总的接收信号中减去重构的多址干扰，再用减掉干扰的信号对各个用户分别进行检测。

(1) 串行多址干扰抵消 MUD

在检测到一个用户的信息后，重构该用户的信号，并将其从接收信号中减去，再用它对下

一个用户进行符号检测。一般是先选择信号强度最大的一个用户的信号进行检测和符号判决，用符号判决结果重构该信号并将其从接收信号中减去，消除它对其他用户信号检测的影响；然后再从剩余用户中找到最强信号的一个用户，利用抵消了前一个用户重构信号的接收信号进行检测、重构和抵消。这样从强到弱逐个用户地进行符号检测，利用符号判决结果重构信号后并将其从接收信号中减去，直至最后一个信号强度最弱的用户的符号的检测判决完成，就可以有效减小多址干扰的影响，达到准最佳的 MUD 效果。

(2) 多级迭代的多址干扰抵消 MUD

多级迭代的多址干扰抵消法 MUD，就是在上述串行多址干扰进行一轮之后，得到 K 个用户各一个符号的粗判结果后，每次利用 $K-1$ 用户的符号粗判结果进行信号重构和抵消，再用此消除了多址干扰的接收信号对另一个用户的符号进行检测判决，并且每次都采用最新的符号判决结果重构信号进行抵消，经过多轮迭代，就可以逐步降低符号误判概率，逐步减小多址干扰的影响，达到最好的联合检测效果，原理上可以完全消除多址干扰影响。

图 12.3-2 给出了以两个 CDMA 用户作为例子进行单用户检测、串行多址干扰抵消 MUD 和多级迭代多址干扰抵消 MUD 等三种情况下可达到的最高信息速率。

如果两个用户各自单独地进行单用户检测，二者能达到的最高速率分别为 R_{1m} 和 R_{2m} 。若按照串行多址干扰抵消法 MUD 进行检测，第 1 个用户的信息检测因存在第 2 个用户的干扰，可达到的最大信息速率为 R_{1m} ，小于它在无多址干扰时的信道容量 C_1 ，即 $R_{1m} < C_1$ ；而第 1 个用户的信号在符号判决、重构、抵消后，再对第 2 个用户进行信息检测，其最高速率可达到其信道容量 C_2 。反过来如果先检测第 2 个用户，则这两个用户可达到的最高信息速率分别为 C_1 和 R_{2m} ，这里 $R_{2m} < C_2$ 。采用多级迭代的多址干扰抵消方法进行 MUD，两个用户的最高速率都可达到信道容量 C_1 和 C_2 。这说明 MUD 可获得很高效益。当然，实际应用中因解调译码错误、参数估计误差、信号重构误差等因素的影响，难于达到这样的理想状态。

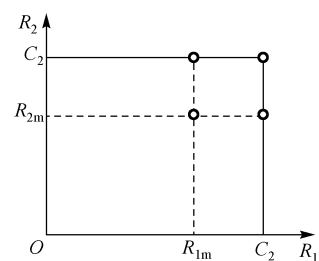


图 12.3-2 多用户检测可达到的最高速率

(3) 基于神经网络的多用户检测器

前述两种线性多用户检测算法，都只是对互相关矢量进行线性变换，这种线性变换可以表示成单层感知器神经网络的形式，其中变换矩阵 (R_N^{-1} 或 A) 的元素就是神经网络输入和输出节点之间的连接权值。采用误差反向传播算法确定权值，可得到与最小均方误差相同的结果。如果神经网络的输出节点有非线性函数，或者构成多层感知器模型神经网络，采用训练序列来训练那些连接权值，训练好之后再用于检测，就可以得到更好的检测结果。神经网络法从原理上可

以得到非常理想的结果，但因为训练过程复杂度高，难于实时实现，而且可能落入不正确的局部极值点，因此很难在实际应用中推广使用。

12.4 用户协作通信技术

多个各自只有一个天线的用户互相协作，构成分布式的虚拟 MIMO 系统，则可以达到类似 MIMO 系统的传输效果，这就是用户协作通信。

12.4.1 协作通信系统模型

一个最基本的协作通信系统由一个源节点 S 、一个中继节点 R 和一个目的节点 D 构成，如图 12.4-1 所示。

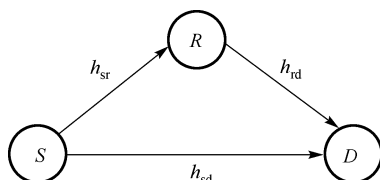


图 12.4-1 基本的协作通信系统模型

S 和 R 都是要与 D 通信的用户，因 R 与 D 之间的链路性能优于 S 与 D 之间的链路，因而可在完成自己通信任务的同时协助 S 进行中继通信。该模型包含一个广播信道 (S 发送， R 和 D 接收) 和一个多址接入信道 (S 和 R 发送， D 接收)。更一般的协作通信模型，中继节点可能有多个，而且可能进行多级中继协作通信。中继节点信号的接收和发送，可以采用时分双工 (TDD) 方式，也可采用频分双工 (FDD) 方式，前者实现较简单而得到更广泛的应用。

在基于 TDD 工作方式中继的系统中，一帧数据的传输分为两个阶段：

- (1) 源节点 S 以广播方式发送信息，中继节点 R 和目的节点 D 同时接收来自 S 的信号；
- (2) 中继节点 R 将处理后的信号转发至目的节点。

根据 S 到 D 直达链路的不同，这两个阶段的传输有如表 12.4-1 所示的三种不同的中继策略。它们的性能各不相同，其中第 I、II 两种策略能够充分利用无线信道的广播特性和源节点的发射功率，以获取协作分集增益；第 I、III 两种策略中目的节点的接收复杂度较高，但其源节点在两阶段都有功率发送，因而有更好的链路性能。第 II 种策略中中继节点和目的节点的接收复杂度都较低，也能获得协作分集增益。

表 12.4-1 三种两阶段中继传输策略

阶段/策略	I	II	III
1	$S \rightarrow R, D$	$S \rightarrow R, D$	$S \rightarrow R$
2	$S \rightarrow D, R \rightarrow D$	$R \rightarrow D$	$S \rightarrow D, R \rightarrow D$

12.4.2 常用的协作通信协议及其性能

(1) 放大转发协议 (AF)

AF 协议又称非再生式中继协议，中继节点 R 接收到 S 发来的一帧信号，完成载波解调（消除频偏相偏），得到含有信道噪声的发送信号等效低通信号的估计之后，重新进行载波调制和功率放大，再向目标节点 D 发送。

以第 II 种中继策略为例，目的节点 D 收到 S 和 R 发来的同样信息内容的信号之后，进行最大比合并；设其传输信道的增益因子分别为 h_{SR} 、 h_{RD} 和 h_{SD} ，信道衰落为平坦的瑞利衰落，则这三个信道增益因子都是零均值的复高斯随机变量；那么在 D 中合并所得信号的信噪比为

$$\gamma_D = \gamma |h_{SD}|^2 + \frac{\gamma |h_{SR}|^2 \gamma |h_{RD}|^2}{1 + \gamma |h_{SR}|^2 + \gamma |h_{RD}|^2} \quad (12.4-1)$$

其中 γ 为假定无衰落情况下的平均信噪比。

那么每个比特符号协作传输时的互信息为

$$I_{AF} = \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma_D) = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \gamma |h_{SD}|^2 + \frac{\gamma |h_{SR}|^2 \gamma |h_{RD}|^2}{1 + \gamma |h_{SR}|^2 + \gamma |h_{RD}|^2} \right) \quad (12.4-2)$$

其中 $|h_{SR}|^2$ 、 $|h_{RD}|^2$ 和 $|h_{SD}|^2$ 都是两个自由度的中心 χ^2 分布（即指数分布）随机变量，并且是相互不相关的；设其参数分别为 σ_{SR}^2 、 σ_{RD}^2 和 σ_{SD}^2 ，那么根据其 PDF 可以推导出，在信噪比较高（ $\gamma \gg 1$ ）时，系统达到中断容量 C_{out} 时的中断概率为

$$P_{out}^{AF} = P_{\Gamma}(I_{AF} < C_{out}) = \frac{\sigma_{SR}^2 + \sigma_{RD}^2}{2\sigma_{SD}^2\sigma_{SR}^2\sigma_{RD}^2} \left(\frac{2^{2C_{out}} - 1}{\gamma} \right)^2 \quad (12.4-3)$$

此式表明，AF 协议下单中继协作通信系统的中断概率按照 γ^{-2} 的规律衰减，因而系统分集阶数等于 2。AF 协议的主要优点是实现简单，因为中继时不必进行解调译码；主要缺点是有噪声累积现象，即中继转发时噪声也同样被放大转发了；此外缓存基带信号样点所需的缓存器也较大。

(2) 译码转发协议 (DF)

译码转发协议也称再生中继协议；它在中继处先对接收信号解调译码得到数据信息，再重新编码调制后放大转发。

采用 DF 协议，如果中继时解调译码正确，则系统等价于 2×1 的多输入单输出 (MISO) 系统；而当中继节点处解调译码出错时，将中继转发错误信息从而导致差错传播现象，从而增大目标节点的错误概率。因此系统的互信息量由 $S \rightarrow D$ 链路的互信息和 MISO 信道互信息中较小的一个决定，即

$$I_{DF} = \frac{1}{2} \min\{\log(1 + \gamma |h_{SR}|^2), \log(1 + \gamma |h_{RD}|^2 + \gamma |h_{SD}|^2)\} \quad (12.4-4)$$

由于对数函数是增函数，中断时间等价于

$$\min\{|h_{SR}|^2, (|h_{RD}|^2 + \gamma |h_{SD}|^2)\} < (2^{2C_{out}} - 1) / \gamma \quad (12.4-5)$$

于是达到 C_{out} 时的中断概率为

$$\begin{aligned} P_{out}^{DF} &= P_r(I_{DF} < C_{out}) \\ &= P_r(|h_{SR}|^2 < (2^{2C_{out}} - 1) / \gamma) + \\ &\quad P_r(|h_{SR}|^2 > (2^{2C_{out}} - 1) / \gamma) P_r(|h_{SD}|^2 + |h_{RD}|^2 < (2^{2C_{out}} - 1) / \gamma) \end{aligned} \quad (12.4-6a)$$

对于瑞利衰落信道，在高信噪比条件下上述中断概率可近似为

$$P_{out}^{DF} = P_r(I_{DF} < C_{out}) \approx \frac{2^{2C_{out}} - 1}{\gamma \sigma_{SR}^2} \quad (12.4-6b)$$

上式表明，系统的分集阶数等于 1，即简单的译码转发协议不能使系统获得分集增益。改进的办法是采用选择性译码转发协议 (SDF)，其基本思想是当中继节点接收信噪比大于某个门限时才进行译码转发，否则中继保持静默，而有源节点完成信息重传。其分集阶数等于 2。SDF 协议的中断概率在平均信噪比较高时可近似表示为

$$P_{out}^{DF} = \Pr(I_{DF} < C_{out}) \approx \frac{\sigma_{SR}^2 + \sigma_{RD}^2}{2\sigma_{SD}^2 \sigma_{SR}^2 \sigma_{RD}^2} \left(\frac{2^{2C_{out}} - 1}{\gamma} \right)^2 \quad (12.4-6c)$$

DF 协议能够与信道编码技术相结合，可使系统获得额外的编码增益，因此一般优于 AF 协议。

(3) 其他协作协议 (DF)

除了上述两种基本的协作协议之外，还提出了多种其他协议，包括解调转发、压缩转发、编码协作、增量中继和混合中继等。解调转发协议 (DMF) 也是一种再生中继，它与 DF 协议不同之处是，它只进行解调判决而不涉及译码。压缩转发协议 (CF) 是在中继节点处将接收信号的等效低通信号进行量化和压缩后再转发。编码协作协议 (CC) 是译码转发协议 (DF) 的一个特例，源节点和中继节点通过两条独立的路径分别发送同一码字的不同部分，这样目的节点将从直达链路和中继链路接收到携带不同冗余信息的信号，从而同时获得分集增益和编码增益。增量中继协议 (Incremental Relaying) 则是利用目的节点的反馈以提高系统的频谱效率，如果在第一阶段目的节点能够正确地收到源节点的信息，则不启动中继转发过程，否则中继节点采用 AF 或 DF 完成信息的重传。混合中继协议 (HR) 将 AF 和 DF 的优势相结合，当中继节点能正确译码时执行 DF，否则执行 AF。

12.4.3 协作通信技术的进一步发展

(1) 分布式空时编码 (DSTC)

协作通信系统作为一种特殊的 MIMO 系统，也可以像常规 MIMO 系统那样利用空时编码技

术获得分集增益、复用增益和编码增益，这就是 DSTC。当然 DSTC 的完美实现存在许多困难，例如： $S \rightarrow D$ 链路的低可靠性将导致参与编码的中继节点集合的随机性、来自不同节点的信号的不同步，以及信息交互造成的开销过大等。

(2) 中继选择和节点配对技术

在多中继协作网络中，可以利用尽可能多的中继以获得更好的性能。但在每次协作传输过程中只从候选的中继集合中选取对本次传输最有利的节点参与协作。在移动通信系统中，基于瞬时信道状态信息进行中继集合选择，可获得满分集增益，其性能优于所有节点参与中继，此法称为机会中继，已经取得了很好的研究结果。

(3) 链路自适应技术

根据信道状态的变化，自适应地调整传输策略，例如自适应调制编码、混合自动重传请求等，可以更加有效地利用资源，增强系统的性能。

(4) 无线资源的分配调度

适时地合理分配资源是优化协作通信系统的重要途径，包括频率、功率和天线资源的分配调度。其中功率资源和时隙的分配最容易实现，可以在降低功耗、减小相互干扰、增大系统容量等方面发挥重要作用。

总之，用户协作通信技术目前仍然是一种处于研究阶段的新型通信技术，思路已经展开，已经取得很好进展，得到了一些重要结论，并已形成一些国际标准，有望在不久的将来在实际应用方面取得突破性进展。

习 题

12-1 CDMA 系统是基于扩频技术的多用户通信系统，其频带效率应该比 FDMA 和 TDMA 系统的低一些，为什么现在人们公认在蜂窝网移动通信系统中 CDMA 的频带利用率比 TDMA 系统还要高？

12-2 CDMA 系统中最佳接收机异步传输的检测处理步骤有几步？各步要计算哪些量？计算量最大的是哪一步？

12-3 解相关法多用户检测器似乎采用了最大似然法，为什么它不是最佳接收，而只是次最佳的？

12-4 证明任一种线性多用户联合检测器，都等价于各用户分别采用一个基于线性变换修改得到的用户特征码进行单用户检测。

12-5 基于 Walsh 调制长码加扰的 CDMA 系统有何优越性？其发送、接收过程的信号处理是如何进行的？

12-6 OFDM 可以看做一种特殊的同步 CDMA，其特征波形为

$$s_k(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \exp \left[j2\pi \left(k - 1 - \frac{K-1}{2} \right) t/T \right], \quad t \in [0, T]$$

(1) 证明 $\langle s_k, s_l \rangle = 0$ ，即可视为正交 CDMA；

(2) 假如所有用户发送信号功率相同，在没有噪声的情况下，证明以下 K 点 DFT 可以恢复发送向量。

$$[y(0), y(T/K), \dots, y((K-1)T/K)], \quad \text{其中 } y(t) = \sum_{k=1}^K A b_k s_k(t)$$

12-7 两个正交信号如果通过线性时不变系统后仍然正交，称之为严格正交信号。证明严格正交信号的充分条件是对于任何 t ，存在 T_0 ，使得下式成立：

$$s_1(T_0 - t) = s_1(T_0 + t) \quad s_2(T_0 - t) = -s_2(T_0 + t)$$

12-8 时隙 ALOHA 的一组站点每秒共产生 120 个请求，包括初发请求和重发请求。每个请求需要 12.5ms。请问：(1) 该信道的归一化容量是多少？(2) 第一次试传成功的概率有多大？(3) 经过两次冲突后可以传输成功的概率有多大？

第 12 章 多用户通信

12-9 AWGN 信道下一 FDMA 系统有 2 个用户，用户 1、2 分别分配带宽 $W_1 = \alpha W$ 、 $W_2 = (1 - \alpha)W$ ，其中 $0 \leq \alpha \leq 1$ ，二者的平均功率分别为 P_1 、 P_2 。试求各个用户的容量 C_1 、 C_2 ，以及总容量 $C = C_1 + C_2$ ，并将其表示为 α 的函数。

12-10 AWGN 信道下一 TDMA 系统有 2 个用户，用户 1、2 发送时间分别为 $100\alpha\%$ 、 $100(1 - \alpha)\%$ ，其中 $0 \leq \alpha \leq 1$ ，二者的平均功率分别为 P_1 、 P_2 ，信道带宽为 W 。确定各个用户的容量 C_1 、 C_2 ，以及总容量 $C = C_1 + C_2$ ，并将其表示为 α 的函数，将结果与习题 12-9 的结果相比较，看看有什么相同之处。