



北邮信息理论
与技术教研中心

BUPST Information Theory & Technology Center

第七章 分集与均衡



主讲人: 牛 凯

niukai@bupt.edu.cn

本章内容



本章讨论和介绍抗平坦瑞利衰落(空间选择性衰落)和抗频率选择性衰落(多径引起的)的传统性典型抗衰落技术。为了对抗这些衰落，传统的方法是采用分集接收、RAKE接收和均衡技术。分集接收技术是传统的抗空间衰落的方法，RAKE技术是经典的抗多径衰落，提高接收信噪比的手段，均衡技术是另一种抗对径衰落的常用技术。在第二代移动通信系统中，这些经典接收技术得到了广泛应用。



7.1 分集技术的基本原理

分集技术是一项典型的抗衰落技术，它可以大大提高多径衰落信道下的传输可靠性。其中空间分集技术早已成功应用于模拟的短波通信与模拟移动通信系统，对于数字式移动通信，特别是第二代移动通信，分集技术有了更加广泛的应用。在GSM系统的上行链路基站端，广泛采用二重空间分集接收。在IS-95系统中，除上行采用二重空间分集接收以外，上下行链路均采用隐分集形式的RAKE接收，另外在小区软切换中也利用RAKE接收的宏分集。本节将主要讨论分集的基本概念、分类以及分集合并技术。



7.1 分集技术的基本原理

7.1.1 基本概念与分类

在前述章节中已指出移动信道中存在着传播衰耗、慢衰落和各类快衰落。本节主要讨论对传输可靠性影响较大的各类快衰落。值得注意的是这里的“快”是针对不同的参量而言，即空间、频率与时间。它们分别是空间选择性衰落、频率选择性衰落和时间选择性衰落。在第二章中我们已比较详细的分析了它们的成因与描述，本节将介绍对抗这些衰落的各种技术措施，分集技术就是其中最有效的方法。



7.1 分集技术的基本原理

7.1.1 基本概念与分类

1. 分集技术的基本概念

移动通信中由于传播的开放性，使信道的传输条件比较恶劣，发送出的已调制的信号经过恶劣的移动信道在接收端会产生严重的衰落，使接收的信号质量严重下降。

分集技术是抗衰落的最有效措施之一。它是利用接收信号在结构上和统计特性的不同特点加以区分与按一定规律和原则进行集合与合并处理来实现抗衰落的。

分集的必要条件是在接收端必须能够接收到承载同一信息且在统计上相互独立(或近似独立)的若干不同的样值信号，这若干个不同样值信号的获得可以通过不同的方式，比如空间、频率、时间等，它主要是指如何有效的区分可接收的含同一信息内容但统计上独立的不同样值信号。

7.1 分集技术的基本原理



7.1.1 基本概念与分类

分集技术的充分条件是如何将可获得含有同一信息内容但是统计上独立的不同样值，加以有效且可靠的利用，它是指分集中的集合与合并的方式，最常用的有选择式合并(SC)、等增量合并(EGC)和最大比值合并(MRC)等。

分集技术的初始阶段是研究如何将客观存在的分散在多条路径统计上独立的不同样值信号能量加以充分利用，即有效收集的主要措施。分集技术发展到今天，主要是将被动改变为主动，从被动利用客观存在的统计独立的不同样值信号，到主动利用信号设计与信号处理技术来有效区分统计独立的样值信号。比如扩频信号的RAKE接收、空时编码等。



7.1 分集技术的基本原理

7.1.1 基本概念与分类

2. 分集技术的分类

按“分”划分，即按照接收信号样值的结构与统计特性，可分为空间、频率、时间三大基本类型；按“集”划分，即按集合、合并方式划分，可分为选择合并、等增益合并与最大比值合并；若按照合并的位置可分为射频合并、中频合并与基带合并，而最常用的为基带合并；分集还可以划分为接收端分集、发送端分集以及发/收联合分集。即多入/多出(MIMO)系统；分集从另一个角度也可以划分为显分集与隐分集。一般称采用多套设备来实现分集为传统的显分集，空间分集是典型的显分集；称采用一套设备而利用信号设计与处理来实现的分集为隐分集。



7.1 分集技术的基本原理

7.1.2 典型的分集与合并技术

1. 空间分集

空间分集是利用不同接收地点(空间)位置的不同, 利用不同地点接收到信号在统计上不相关性, 即衰落性质上的不一样, 实现抗衰落的性能。

空间分集还有两类变化形式。

- (1) 极化分集
- (2) 角度分集

在空间分集中, 由于在接收端采用了 N 副天线, 若它们尺寸、形状、增益相同, 那么空间分集除了可以获得抗衰落的分集增益以外, 还可以获得由于设备能力的增加而获得的设备增益, 比如二重空间分集的两套设备, 可获3dB设备增益。



7.1 分集技术的基本原理

7.1.2 典型的分集与合并技术

2. 频率分集

频率分集利用位于不同频段的信号经衰落信道后在统计上的不相关特性，即不同频段衰落统计特性上的差异，来实现抗衰落(频率选择性)的功能。实现时可以将待发送的信息分别调制在频率不相关的载波上发射，所谓频率不相关的载波是指当不同的载波之间的间隔 Δf 大于第二章分析中所指出的频率相干区间 ΔF ，即

$$\Delta f \geq \Delta F \cong \frac{1}{L}$$

其中L为接收信号的时延功率谱宽度。



7.1 分集技术的基本原理

7.1.2 典型的分集与合并技术

3. 时间分集

时间分集利用一个随机衰落信号，当取样点的时间间隔足够大时，两个样点间的衰落是统计上互不相关的特点，即时间上衰落统计特性上的差异来实现抗时间选择性衰落的功能。

时间分集与空间分集相比较，优点是减少了接收天线及相应设备的数目，缺点是占用时隙资源增大了开销，降低了传输效率。

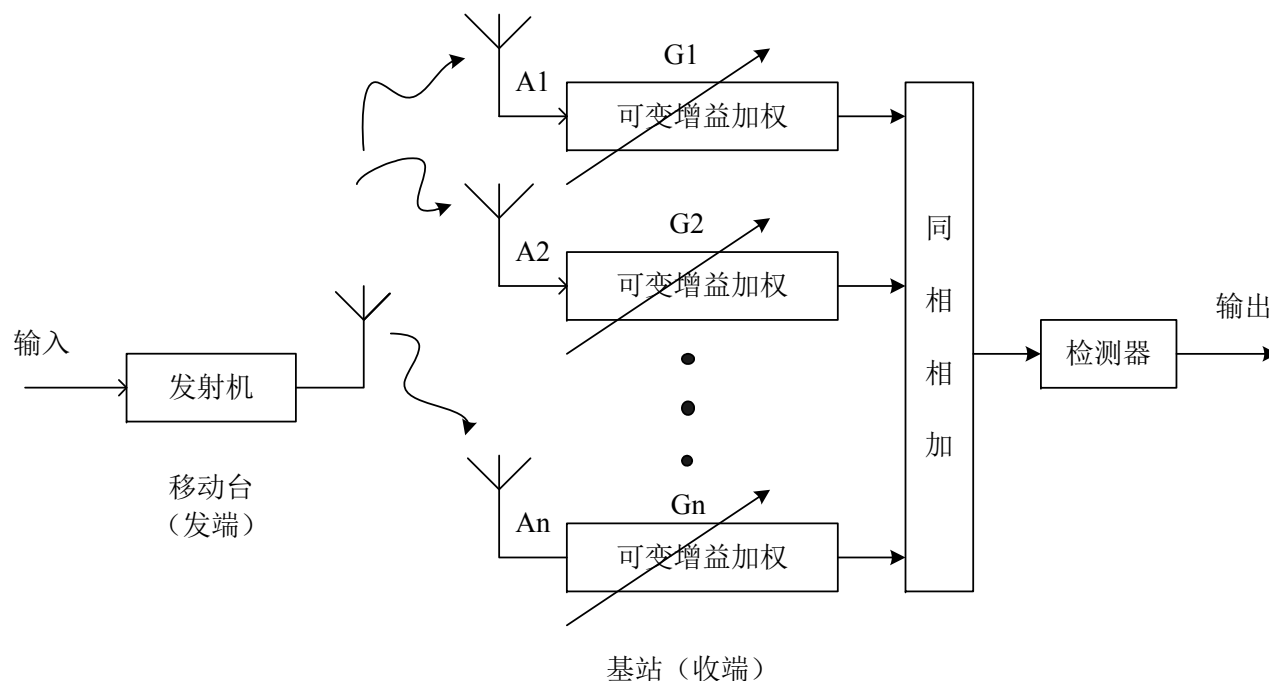


7.1 分集技术的基本原理

7.1.2 典型的分集与合并技术

4. 最大比值合并(MRC)

在接收端由个统计不相关的分集支路，经过相位校正，并按适当的可变增益加权再相加后送入检测器进行相干检测。最大比值合并的原理图如下所示。



7.1 分集技术的基本原理



这样，接收信号可以表示为向量模型。

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}\mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (7.1.7)$$

其中， $\mathbf{y} = (y_1, y_2, \dots, y_L)^T$ ， $\mathbf{h} = (h_1, h_2, \dots, h_L)^T$ 是单发多收(SIMO)信道响应向量， $\mathbf{z} = (z_1, z_2, \dots, z_L)^T$ ， $()^T$ 表示行向量转置。

假设第 l 个接收天线的加权系数为 g_l ，完全已知信道响应，则合并信号 y 可以表示为。

$$\tilde{y} = \mathbf{g}^T \mathbf{y} = \mathbf{g}^T \mathbf{h} \mathbf{x} + \mathbf{g}^T \mathbf{z} = \sum_{i=1}^L g_i (h_i x + z_i) \quad (7.1.8)$$

接收合并的信噪比为

$$SNR = \frac{\left| \sum_{l=1}^L g_l h_l \right|^2 E|x|^2}{\sum_{l=1}^L |g_l|^2 E|z_l|^2} = \frac{\left| \sum_{l=1}^L g_l h_l \right|^2}{\sum_{l=1}^L |g_l|^2} \frac{E_s}{N_0}$$



7.1 分集技术的基本原理

利用柯西-施瓦兹不等式 $\left| \sum_{l=1}^L g_l h_l \right|^2 \leq \sum_{l=1}^L |g_l|^2 \sum_{i=1}^L |h_l|^2$ ，可以证明当加权系数满足

$g_l = h_l^*$ 时，分集合并后的信噪比达到最大值，即

$$SNR \leq \sum_{l=1}^L |h_l|^2 \frac{E_s}{N_0} = \|\mathbf{h}\|^2 \frac{E_s}{N_0} \quad (7.1.10)$$

MRC接收本质上是空间匹配滤波

- 进一步把接收信噪比SNR改写为两项乘积

$$SNR_M = \|\mathbf{h}\|^2 \frac{E_s}{N_0} = L \frac{E_s}{N_0} \cdot \frac{1}{L} \|\mathbf{h}\|^2 = G_P G_D$$

$$G_P = L \frac{E_s}{N_0} \begin{array}{l} \text{功率增益(Power Gain)} \\ \text{阵列增益(Array Gain)} \end{array} \quad G_D = \frac{1}{L} \|\mathbf{h}\|^2 \begin{array}{l} \text{分集增益} \\ \text{(Diversity Gain)} \end{array}$$



7.1 分集技术的基本原理

- 功率增益或阵列增益表明，接收信号功率随着天线数目的增加线性增长，天线数目加倍，则产生3dB的功率增益。
- 不过需要注意的是，由于接收功率不可能超过发射功率，因此阵列增益也会饱和。
- 如果所有支路的衰落完全相关，此时MRC合并只有功率增益，而没有分集增益。
- 如果所有支路的衰落完全独立，随着支路数目的增长，依据大数定律，第二项增益趋于1，但是功率增益依然存在



7.1 分集技术的基本原理

7.1.2 典型的分集与合并技术

5. 等增益合并(EGC)

若在上述最大比值合并中, 取 $G_i = 1$, 当 $i = 1, 2, \dots, N$, 即为等增益合并。

等增益合并后的平均输出信噪比为:

$$\overline{SNR}_E = \overline{SNR} \left[1 + (N-1) \frac{\pi}{4} \right]$$

等增益合并的增益为:

$$K_E = \frac{\overline{SNR}_E}{\overline{SNR}} = 1 + (N-1) \frac{\pi}{4}$$

显然当N(分集重数)较大时, $K_E \approx K_M$, 即两者相差不多, 大约在1dB左右。等增益合并实现比较简单。

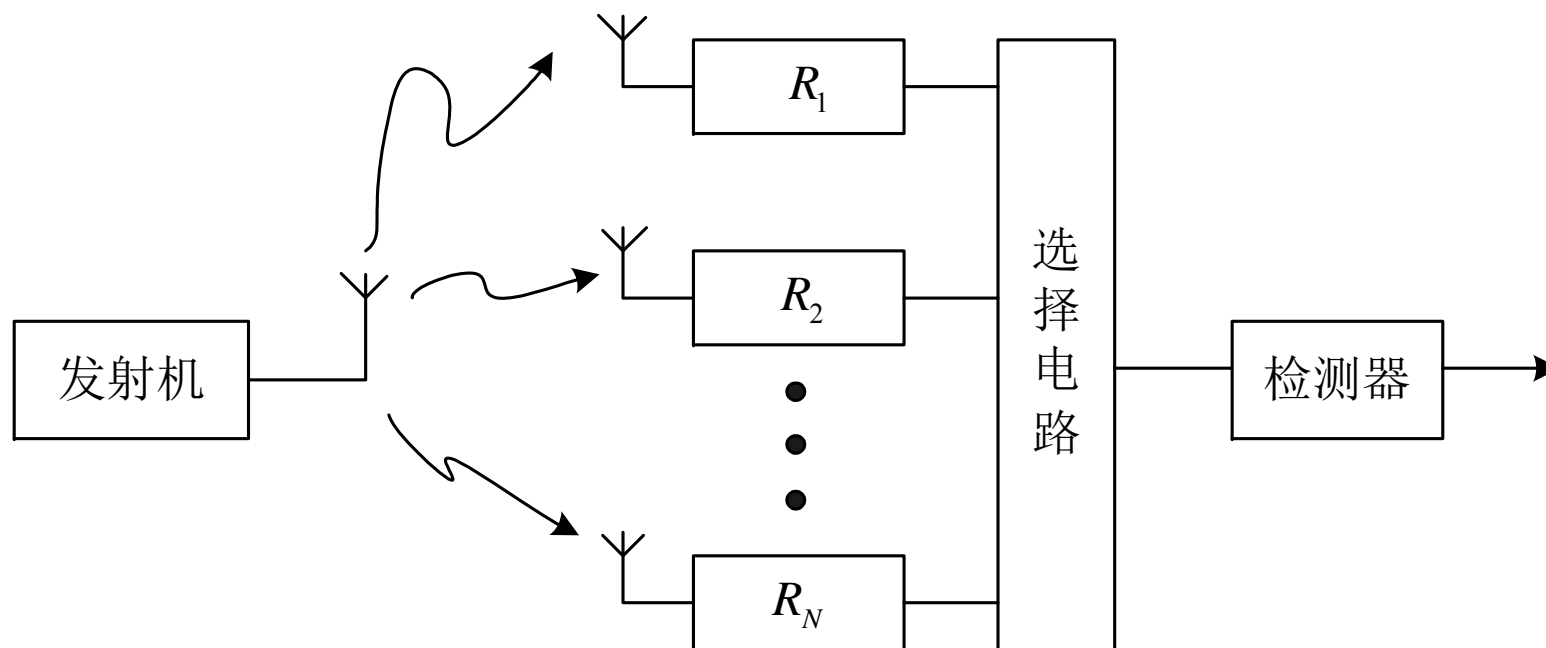


7.1 分集技术的基本原理

7.1.2 典型的分集与合并技术

6. 选择式合并

选择式合并原理图如下所示。



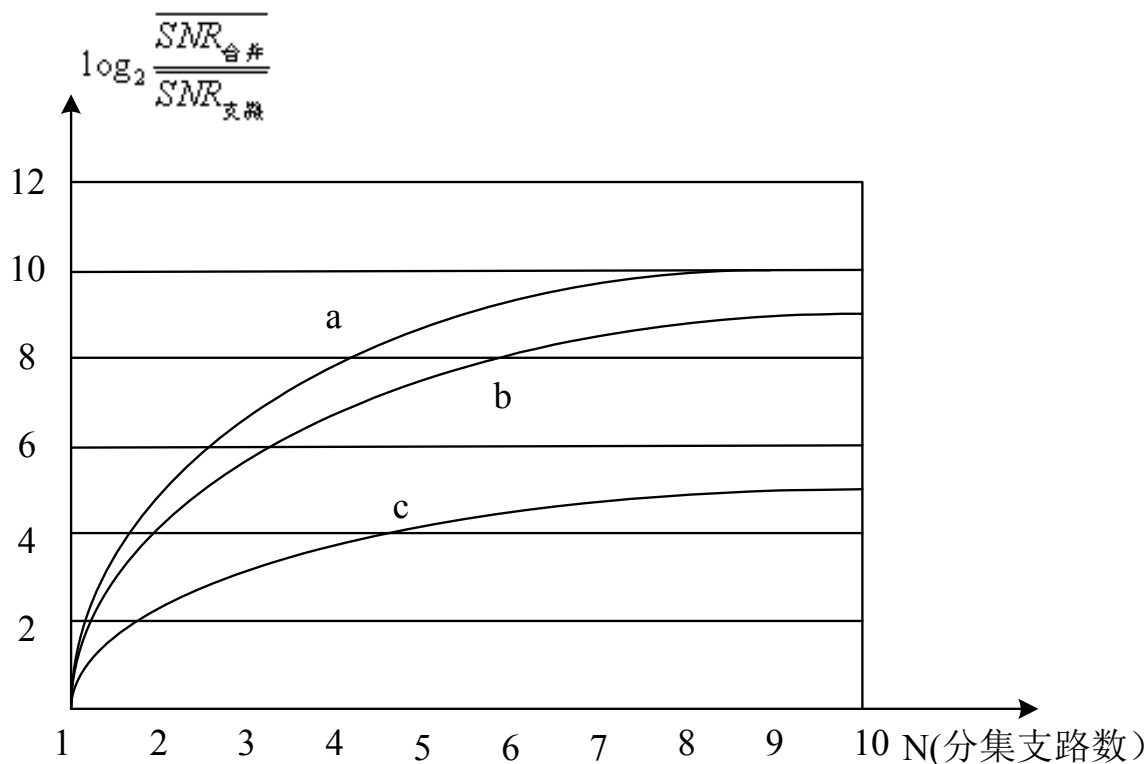


7.1 分集技术的基本原理

7.1.2 典型的分集与合并技术

7. 三种主要合并方式性能比较

下列图形给出三种合并方式平均信噪比的改善程度。





7.1 分集技术的基本原理

- 7.1.3 发送分集技术
- 基于通信系统的收发对偶性，既可以有多天线接收分集 (Receive Diversity) 技术，当然也可以有多天线发送分集技术 (Transmit Diversity)。
- 1. 最大比发送(MRT)

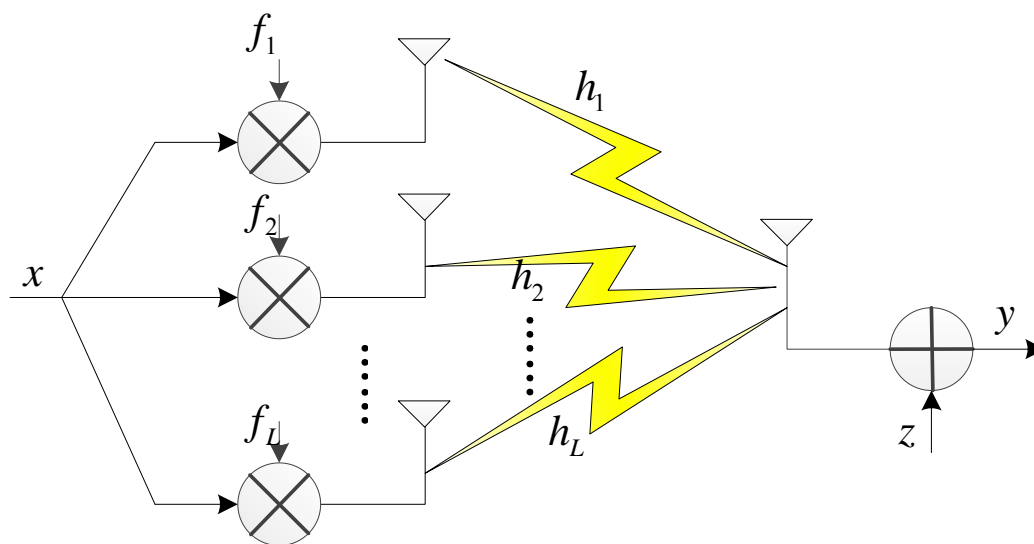
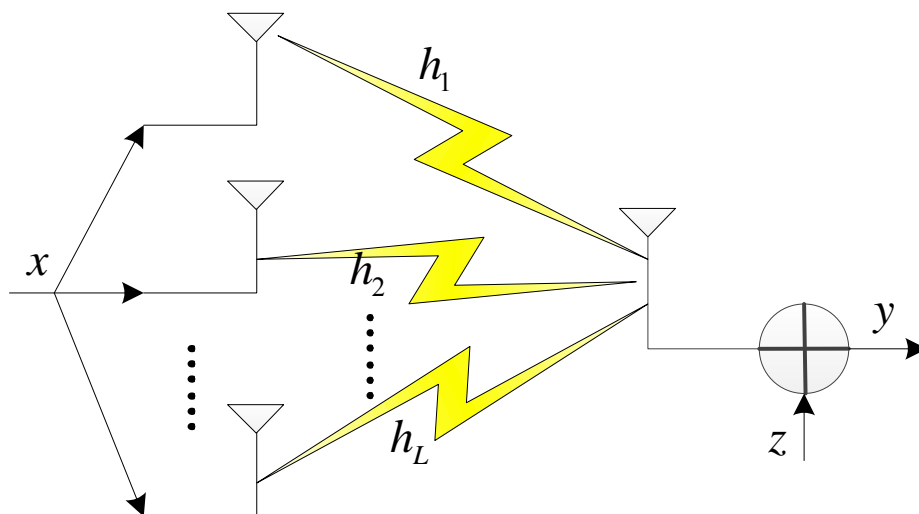


图7.5 最大比例发送(MRT)原理

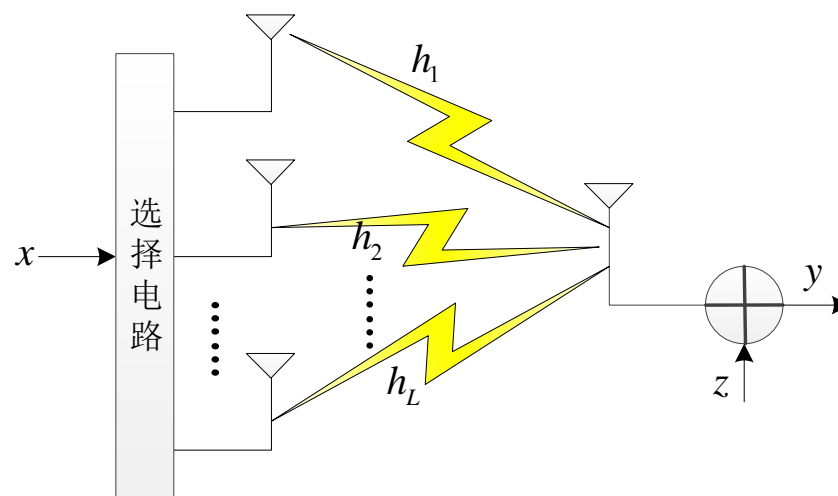


7.1 分集技术的基本原理

- 2. 等增益发送(EGT)



- 3. 选择式发送(ST)



7.2 RAKE接收与多径分集



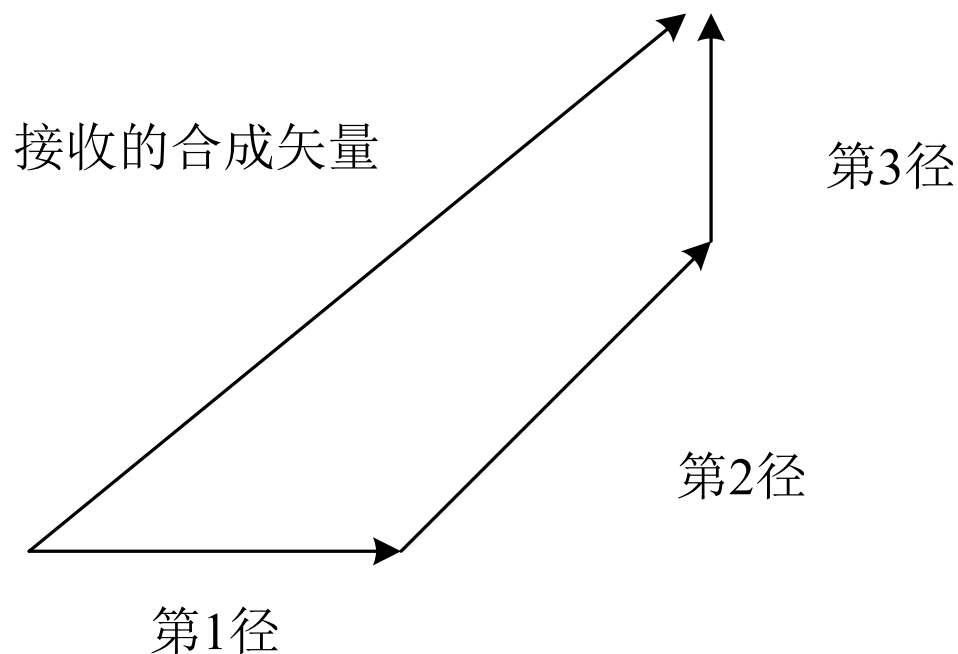
RAKE接收不同于传统的空间、频率与时间分集技术，它是一种典型的利用信号统计与信号处理技术将分集的作用隐含在被传输的信号之中，因此又称它为隐分集或带内分集。



7.2 RAKE接收与多径分集

7.2.1 RAKE接收的基本原理

在接收端的多径传播信号可以用下列矢量图表示如下：假设有三条主要传播路径，

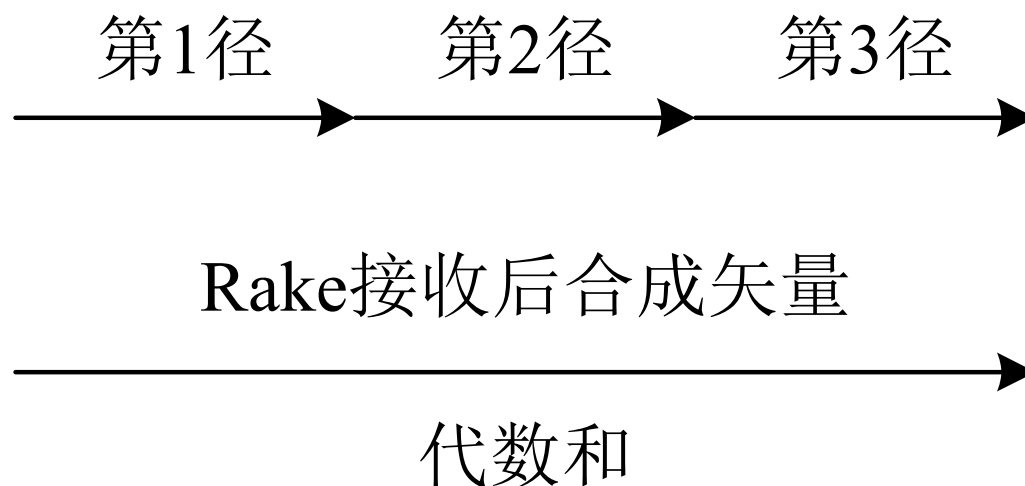




7.2 RAKE接收与多径分集

7.2.1 RAKE接收的基本原理

若采用扩频信号设计与RAKE接收的信号处理后，三条路径信号矢量图可改变成如下形式：





7.2 RAKE接收与多径分集

7.2.1 RAKE接收的基本原理

由上面分析RAKE接收的多径分集，从理论上讲它应属于频率分集，但是从现象上看，它是利用多径时延进行的分集。实际上我们在第二章信道分析中已指出，正是由于时延扩散才引入了频率选择性衰落。它们之间是一对因果关系，正因为这样，有人认为称它为多径分集更为恰当。

7.2 RAKE接收与多径分集



7.2.2 IS-95中RAKE接收机的工程实现

搜索可分为初始搜索、解调中搜索和更软切换搜索三种工作状态，分别如下：

- (1) 初始搜索
- (2) 解调中的搜索
- (3) 更软切换搜索



7.2 RAKE接收与多径分集

7.2.2 IS-95中RAKE接收机的工程实现

2. IS-95 中移动台RAKE接收

上面介绍的是基站RAKE接收，它属于上行(反向)链路，上行链路是“多点对一点”的通信链路，基站用它接收多个用户信号。但是由于在IS-95中上行属于异步码分，因此采用非相干检测。但是对于多径信号的搜索与跟踪仍然是必须解决的先决条件。

移动台RAKE接收则是属于下行(前向)链路，它是“一点对多点”通信链路，多个用户利用它接收来自同一基站的信号。在下行信道中基站专门设置了导频信道且给予较大的功率分配，它可供移动台搜索、跟踪，相干解调提供参考信号。



7.2 RAKE接收与多径分集

7.2.2 IS-95中RAKE接收机的工程实现

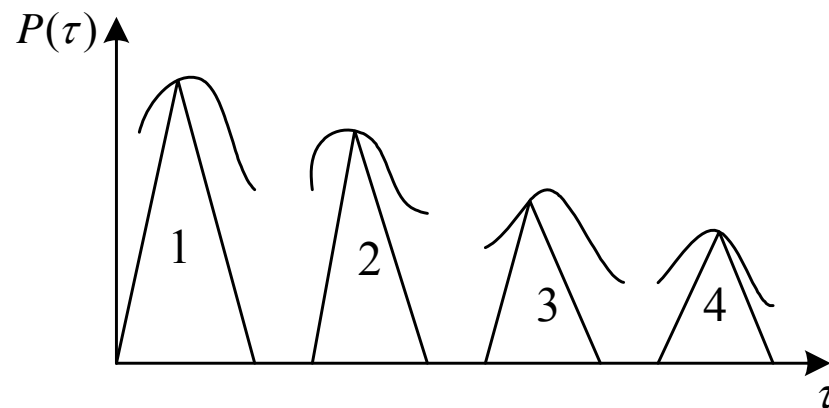
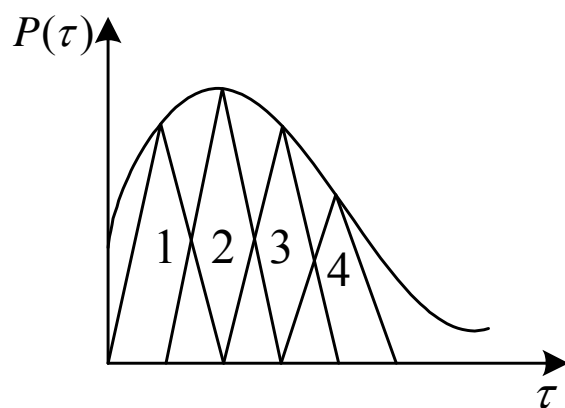
移动台RAKE接收与基站RAKE接收基本原理是一样的。只是在下行中移动台可利用基站发送的导频进行同步码分、相干检测。它说明每一个用户信号都可以锁定在导频信号上进行相干检测，而路径时延只需通过导频序列来搜索即可实现。

下面从一个形象化的图形直观的总结和表达RAKE接收的基本原理。



7.2 RAKE接收与多径分集

7.2.2 IS-95中RAKE接收机的工程实现





7.2 RAKE接收与多径分集

7.2.2 IS-95中RAKE接收机的工程实现

图中的三角形表示伪随机码的相关函数，而数字1，2，3，4，表示4条路径。RAKE接收就是利用扩频码信号设计，及其RAKE接收的信号处理，即利用扩频码的相关接收，将移动信道中实际扩散信号能量分离开并加以有效的利用。图中4个相关峰代表RAKE接收的四个相关接收解调器，即4个“Finger”，它们分别将已扩散的信号能量分离取出并加以有效利用。



7.2 RAKE接收与多径分集

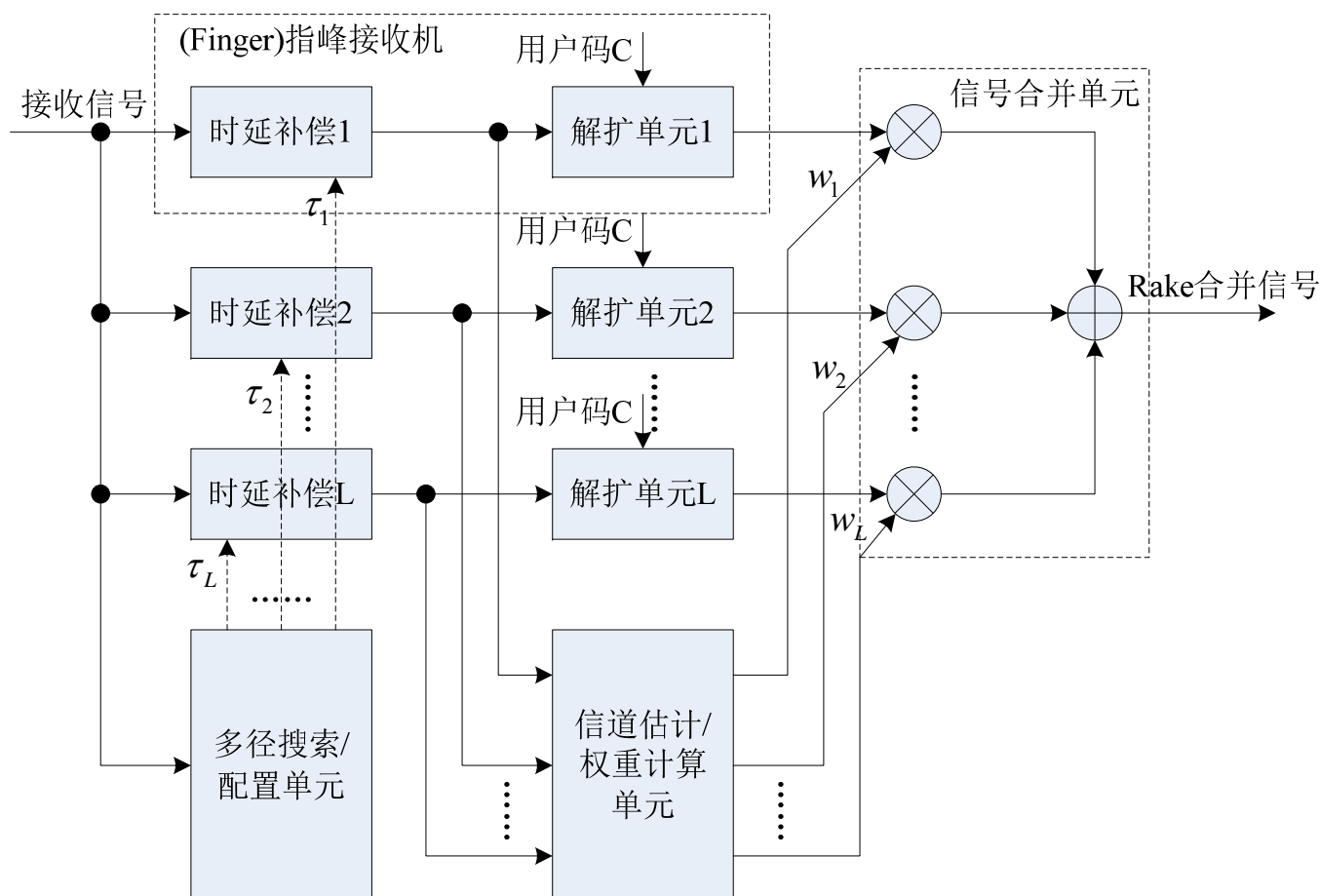
7.2.3 WCDMA系统中RAKE接收机原理

与IS-95系统相比，WCDMA系统的信号带宽为5MHz，远大于信道相关带宽，因此可分辨路径更多。一般采用上行8径/下行6径Rake接收机结构，通过频率分集方法，将分散在各个路径中的独立信号相干合并，从而提高了接收端的信干噪比(SINR)。



7.2 RAKE接收与多径分集

- Rake接收机的结构一般由四部分构成，包括多个指峰(Finger)接收机、多径搜索与配置单元、信道估计与权重计算单元以及信号合并单元。





7.2 RAKE接收与多径分集

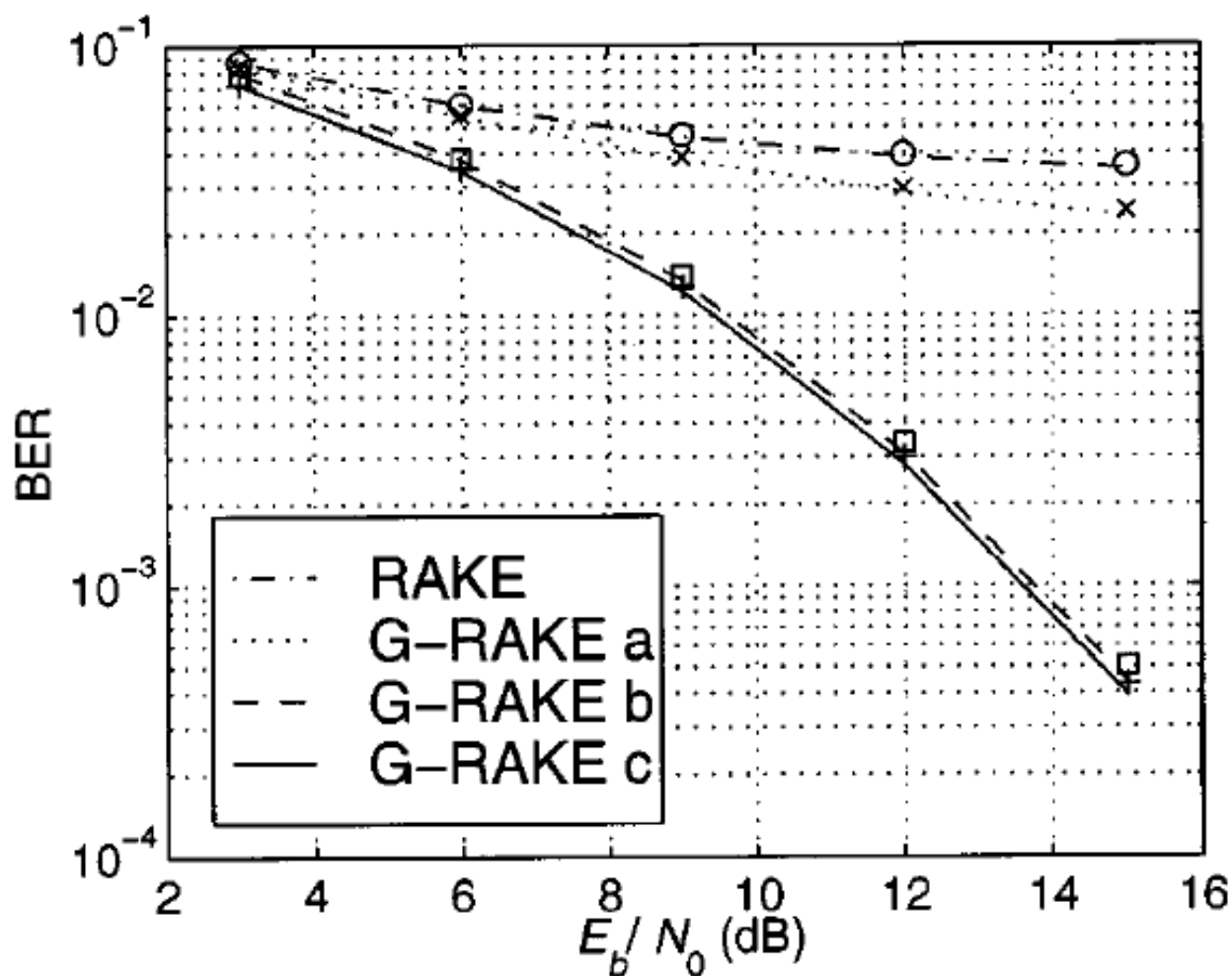
7.2.3 WCDMA系统中RAKE接收机原理

- 单用户条件下，Rake接收机等效于多径匹配滤波器组，因此渐近趋于最佳接收性能。
- 但WCDMA是多用户系统，每个指峰接收机输出信号包含四部分：当前径有用信号、多径造成的本用户ISI干扰信号、其它用户的MAI干扰信号以及加性噪声。
- 对于WCDMA系统下行信道，由于多径时延扩展很大，每径能量相对很小，并且此时多用户OVSF码无法保证正交，因此每径都会受到MAI强干扰。此时采用传统Rake接收机结构无法有效抑制多址干扰。



7.2 RAKE接收与多径分集

7.2.3 WCDMA系统中RAKE接收机原理



仿真条件为WCDMA单小区24个用户，扩频因子SF=128，4径码片延迟信道，各径相对幅度(dB)为{0,-1.5,-3,-4.5}，相对相位{0,600,1200,1800}。Rake接收机配置为4径，对应时延{0,1,2,3}码片，G-Rake有三种配置：(a)与Rake接收机相同配置；(b)4径，对应时延{-1,0,1,2}码片；(c)5径，对应时延{-1,0,1,2,3}码片。

7.2 RAKE接收与多径分集



7.2.3 WCDMA系统中RAKE接收机原理

- 当超前配置抵消干扰后，G-Rake的性能要优于Rake接收机约两个量级。
- 与传统Rake相比，多增加一些指峰接收机以及权重与多径配置算法，G-Rake可以获得1~3.5dB的增益。
- 对于WCDMA系统而言，可以折算为系统容量提高1倍。可见G-Rake实现复杂度很低，并能够抑制多址干扰，非常适合于移动终端。



7.2 RAKE接收与多径分集

7.2.3 WCDMA系统中RAKE接收机原理

- 广义Rake(G-Rake) 基本结构与Rake类似，主要差别在于多径配置与权重计算。
- G-Rake将每个指峰的MAI信号建模为有色高斯噪声，通过统计平均，得到干扰信号的相关矩阵，然后基于最大似然准则计算权重向量，对指峰输出信号进行加权。
- 另外G-Rake不再按照每径信号强弱从大到小配置多径，而是以最大化合并信号的SNR为准则配置多径，其多径窗一般为，大于传统Rake接收机，并且在最强径之间往往配置多径接收机。这样做可以等效为信道逆滤波，从而能够有效抵消本小区多址干扰。

7.3 均衡技术



均衡是改造限带信道传递特性的一种有效手段，它起源于对固定式有线传输网络中的频域均衡滤波器。均衡目前有两个基本途径：

频域均衡，它主要从频域角度来满足无失真传输条件，它是通过分别校正系统的幅频特性和群时延特性来实现的。主要用于早期的固定式有线传输网络中。

7.3 均衡技术



时域均衡，它主要从时间响应考虑以使包含均衡器在内的整个系统的冲击响应满足理想的无码间串绕的条件。目前广泛利用横向滤波器来实现，它可以根据信道的特性的变化而不断的进行调整，实现比频域方便，性能一般也比频域好，故得到广泛的应用。特别是在时变的移动信道中，几乎都采用时域的实现方式，因此下面仅讨论时域自适应均衡。

在衰落信道中引入均衡的目的是减轻或消除由于频率选择性衰落造成的符号间的干扰ISI。并非所有移动通信系统均要求使用自适应均衡器，实际上，如果信道频率选择性衰落引入时延功率谱的扩散(即多径扩散)区间为 T_d ，而传输的消息符号的持续时间为 T_s ，当时，移动信道就可以不必要使用自适应均衡，因为这时，时延扩散对传送的消息符号的影响可以忽略不计。

7.3 均衡技术



在IS-95系统中，采用扩频码的码分多址CDMA方式来区分用户，对于每个用户传送的原始消息符号持续时间 $T_s \ll \tau_m$ ，因此对于CDMA系统一般不采用自适应均衡技术。另一种情况，若将来进一步采用正交频分复用OFDM方式，对每一个正交的子载波所传送的消息符号持续时间 $T_s \gg \tau_m$ ，亦可不采用自适应均衡技术；反之，若消息符号持续时间小于时延扩散即： $T_s < \tau_m$ 则在接收信号中会出现符号间干扰ISI，这时就需要使用自适应均衡器来减轻或消除ISI。

7.3 均衡技术



GSM数字式蜂窝系统，由于是采用了时分多址TDMA方式，对各用户信息传送是采用时分复用方式，而不是上述码分用户的并行方式，或者是正交多载波OFDM的频分复用方式，其符号速率比较高，所以一般满足的条件 $T_s < \tau_m$ ，所以必须使用自适应均衡技术。北美的IS-54、IS-136等数字式蜂窝系统也满足这一条件，也需要采用自适应均衡器；

影响均衡效果的另一个重要因素的信道参数是信道多普勒频移宽度 B_d ，或者相对应的信道相干时间 $T_d = 1/B_d$ 。因为在接收端使用均衡器，必须测量信道特性即信道冲击响应，信道特性随时间变化的速度必须小于传送符号的持续时间，即必须小于信道多径扩散时间 τ_m ，即： $\tau_m \ll \frac{1}{B_d}$ 也就是必须满足： $\tau_m B_d \ll 1$



7.3 均衡技术

7.3.1 时域均衡器的分类

时域均衡从原理上可以划分为线性与非线性两大类型。而每一种类型均可分为几种结构。而每一种结构的实现又可根据特定的性能准则采用若干种自适应调整滤波器参数的算法。我们根据时域自适应均衡的类型、结构、算法给出的分类。书上有详细分类图。

1. 线性均衡器

线性均衡器结构相对比较简单，主要实现方式为横向滤波器，后面将专门介绍，另外还有格形滤波器。

2. 非线性均衡器

在最小序列误差概率准则下，最大似然序列判决MLSD是最优的，但是其实现的计算复杂度是随着多径干扰符号长度 L 呈指数增长。



7.3 均衡技术

7.3.1 时域均衡器的分类

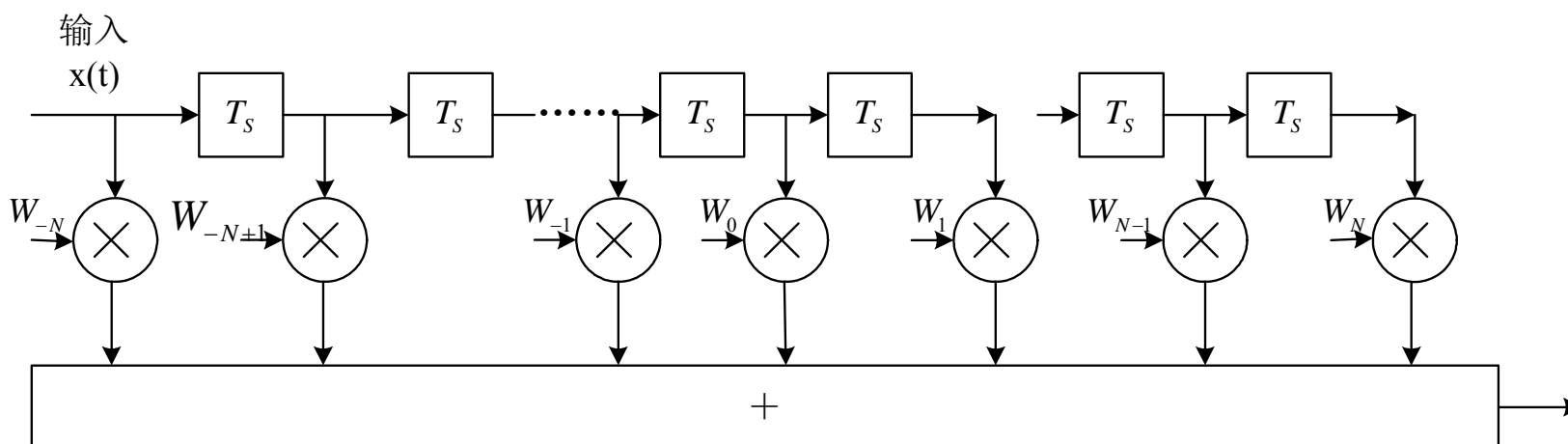
在移动通信中，由于多径衰落的影响，当所需传送的消息符号速率较高时，比如数百个千比特以上时，一般ISI的符号长度 $L=10$ 时，MLSD的计算已太复杂，而无法使用，这时DFE具有次优而计算效率高的特点，是最为适合的时域自适应均衡方式。其基本思路为如果携带信息的符号已被检测出来，那么该符号对将来符号所造成的影响也就可以被估计出来，而且可以从被接收的信号中消除掉。DFE也可以用于GSM移动通信中，而且其实现复杂度要比MLSD方案简单，而性能下降也并不很明显。



7.3 均衡技术

7.3.2 横向滤波器

横向滤波器是时域均衡的主要实现方式。它由多级抽头延迟线、可变增益加权系数乘法器以及相加器共同组成。横向滤波器结构如下图所示：





7.3 均衡技术

7.3.2 横向滤波器

输入信号 $x(t)$ 经过 $2N$ 级延迟线，每级的群时延为 $T_s = 1/2f_H$ ，其中 f_H 为传送系统的奈奎斯特取样频率，即信号 $x(t)$ 的最高频率。

在每一级延迟线的输出端都相应引出信号 $x(t - nT_s)$ ，并分别经过可变增益加权系数 w_k ($k = 0, \pm 1, \dots, \pm N$) 相乘以后，送入求和电路进行代数相加，形成总的输出信号 $y(t)$ 。其中滤波器抽头共有 $2N+1$ 个，加权系数 w_k 可变、可调且能取正负值，并对中心抽头系数归一化。



7.3 均衡技术

7.3.2 横向滤波器

若横向滤波器的冲击响应为 $g(t)$ ，则：

$$g(t) = \sum_{k=-N}^N W_k \delta(t - kT_s)$$

这时，输出响应就成为：

$$y(t) = \int_0^t x(\tau) g_t(t - \tau) d\tau$$

或

$$y(t) = x(t) \times g(t) = \sum_{k=-N}^N W_k x(t - kT_s)$$

可见，横向滤波器的接入 ^{$k=-N$} 将使系统的输出波形 $y(t)$ 成为 $2N+1$ 个经过不同时延的均衡器的输入波形 $x(t)$ 的加权和。对于一个实际响应波形 $x(t)$ ，只要适当的选择抽头增益系数就可以使输出波形在各个奈氏取样点($k=0$ 处除外)趋于零。



7.3 均衡技术

7.3.2 横向滤波器

当 $t = nT_s$ 时，有

$$y(nT_s) = \sum_{k=-N}^N W_k x[(n-k)T_s]$$

或简写成：

$$y_n = \sum_{k=-N}^N W_k x_{n-k}$$

7.3 均衡技术



7.3.2 横向滤波器

上述公式中的 x_{n-k} 表示以 n 为中心的前后 k 个符号 ($k=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N$) 在取样时刻 $t = nT_s$ 时对第 n 个符号所造成的 ISI。这样，横向滤波器的作用就是要调节抽头增益系数 w_k (不含 w_0) 使得以 n 为中心的前后符号在取样时刻 $t = nT_s$ 的样值趋于零。即消除它们对第 n 个符号的干扰。所以横向滤波器可以控制并消除 $\pm N$ 个符号内符号间干扰。并将横向滤波器达到这一状态的特性称之为“收敛”特性。显然，横向滤波器抽头越多即 N 越大，控制范围也就越大，均衡的效果也就越好。但是越大、抽头越多，调整也就越困难，工程上应在性能与实现复杂性上进行合理的折中。



7.3 均衡技术

7.3.2 横向滤波器

1. 均衡器的调节准则

在上述均衡器取有限抽头($\pm N$)的情况下, 均衡器输出将达不到理想的无ISI状况, 它必然还存在剩余失真, 且 N 越小失真越大。那么均衡器的抽头增益应该按照什么样的原则来调节才是最佳的呢? 又如何来实现呢? 前一个问题称为调节准则的选取, 后一个问题称为调节算法的选定。这里首先讨论前一个问题即调节准则的选取问题。最常用的两个准则为峰值失真准则和均方误差MSE准则。



7.3 均衡技术

7.3.2 横向滤波器

- **峰值失真准则:**

它可以简单的定义为在均衡器输出端最坏情况下的符号间干扰ISI值，寻求这个性能指标下的最小化为峰值失真准则。

- **均方误差MSE准则:**

该算法综合考虑了均衡器输出端既存在ISI也存在加性噪声，并以最小均方误差准则来计算横向滤波器的抽头系数。



7.3 均衡技术

7.3.3 均衡器的算法

均衡器的自适应算法可以根据不同的最佳准则得到不同的算法：最常见的有迫零算法、最小均方算法LMS、递推最小二乘算法RLS、快速RLS算法、格型RLS算法以及Viterbi算法等。

• 1. ZF 算法

$$y_n = \sum_{k=-N}^N w_k x_{n-k} + z_n$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{w} + \mathbf{z}$$

$$\hat{\mathbf{w}} = \mathbf{X}^+ \mathbf{y}$$

$$= (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{y}$$

$$\begin{bmatrix} y_{-N} \\ \vdots \\ y_{-1} \\ y_0 \\ y_1 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_0 & x_{-1} & x_{-2} & \cdots & \cdots & x_{-2N+1} & x_{-2N} \\ x_1 & x_0 & x_{-1} & x_{-2} & \cdots & \cdots & x_{-2N+1} \\ x_2 & x_1 & x_0 & x_{-1} & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & x_2 & x_1 & x_0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & x_{-2} \\ x_{2N-1} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & x_{-1} \\ x_{2N} & x_{2N-1} & \cdots & \cdots & x_2 & x_1 & x_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{-N} \\ \vdots \\ w_{-1} \\ w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ w_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_{-N} \\ \vdots \\ z_{-1} \\ z_0 \\ z_1 \\ \vdots \\ z_N \end{bmatrix}$$

7.3 均衡技术



7.3.3 均衡器的算法

2. *LMS* 算法

在均衡器中往往要求具有最小的均方误差，即最小的MSE值。目前常采用一种引入随机梯度的迭代算法来实现，并称它为LMS算法。

3. 递归最小平方RLS算法

由于LMS算法仅能调节、控制一个参数所以收敛速度比较慢，如果采用递归最小平方RLS准则就可以得到较快收敛速度的调整均衡器参数的算法。RLS算法的设计准则是指数加权平方误差累积的最小化。

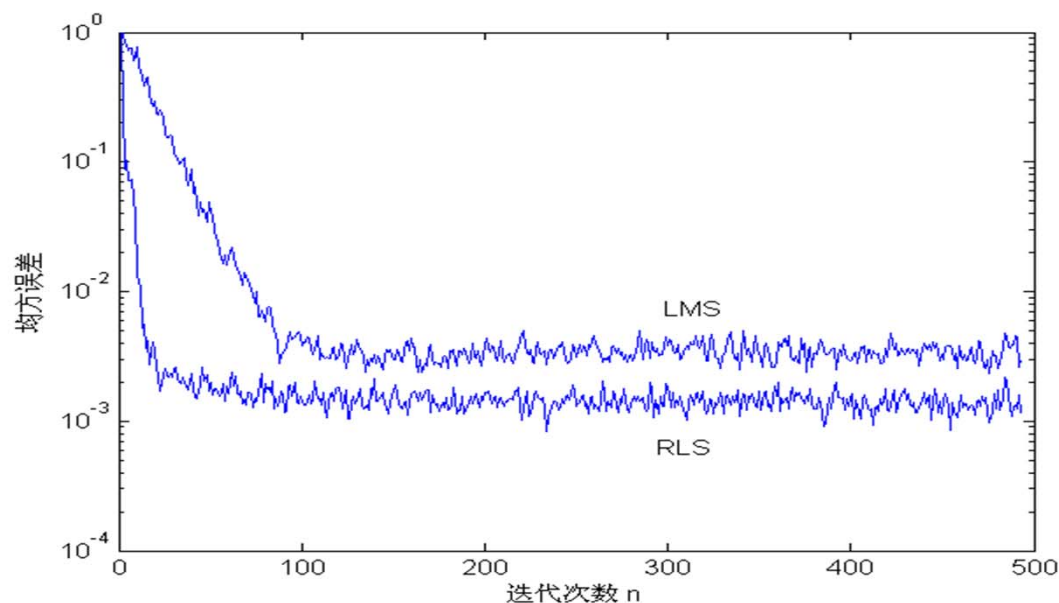
7.3 均衡技术



7.3.3 均衡器的算法

LMS和RLS算法收敛速度的比较

下面图形，给出在 $N=11$ 和ISI较小情况下LMS和RLS算法收敛速度的比较

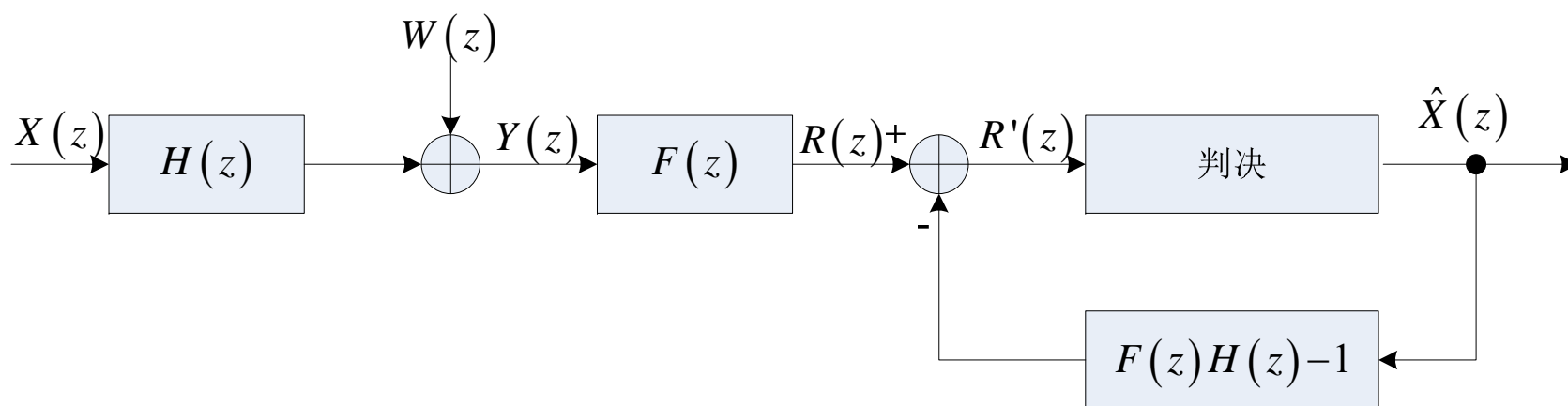




7.3 均衡技术

7.3.4 判决反馈均衡器DFE

为了进一步提高抑制ISI的性能，可以采用判决反馈均衡器(DFE)。DFE由两个线性滤波器组成：一个是前馈滤波器，对接收噪声进行白化，保证每个判决符号只受到以前符号()的干扰。另一个是反馈滤波器。





7.3 均衡技术

7.3.4 判决反馈均衡器DFE

假设以前所有符号都正确判决(称为理想 DFE), 即 $\hat{x}_i = x_i$ 或 $\hat{X}(z) = X(z)$, 则可以通过反馈滤波器消除这些符号造成的码间干扰 $\sum_{j < i} h_j x_{i-j}$ 。即干扰抵消后的信号可以表示为

$$R'(z) = R(z) - (F(z)H(z) - 1)\hat{X}(z) \quad (8.3.24)$$

$$R(z) = H(z)F(z)X(z) + W(z)F(z) \quad (8.3.25)$$

将上式代入公式(8.3.24), 可得

$$R'(z) = X(z) + W(z)F(z) \quad (8.3.26)$$



7.3 均衡技术

7.3.4 判决反馈均衡器DFE

- 由此可见，理想DFE条件下，ISI可以被完全抵消，输出信号中只含有有用信号和加性白噪声。此时输出信噪比为

$$SNR_{ZF-DFE} = \frac{S_x}{S_w}$$

其中， S_x 和 S_w 是输入符号和噪声的平均能量，而对于迫零线性均衡器(ZF-LE)，图

8.17 中的反馈部分不存在，并且 $F(z)=1/H(z)$ 。对应信噪比为

$$SNR_{ZF-LE} = \frac{S_x}{S_w \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|H(f)|^2} df} \quad (8.3.28)$$

7.3 均衡技术



7.3.4 判决反馈均衡器DFE

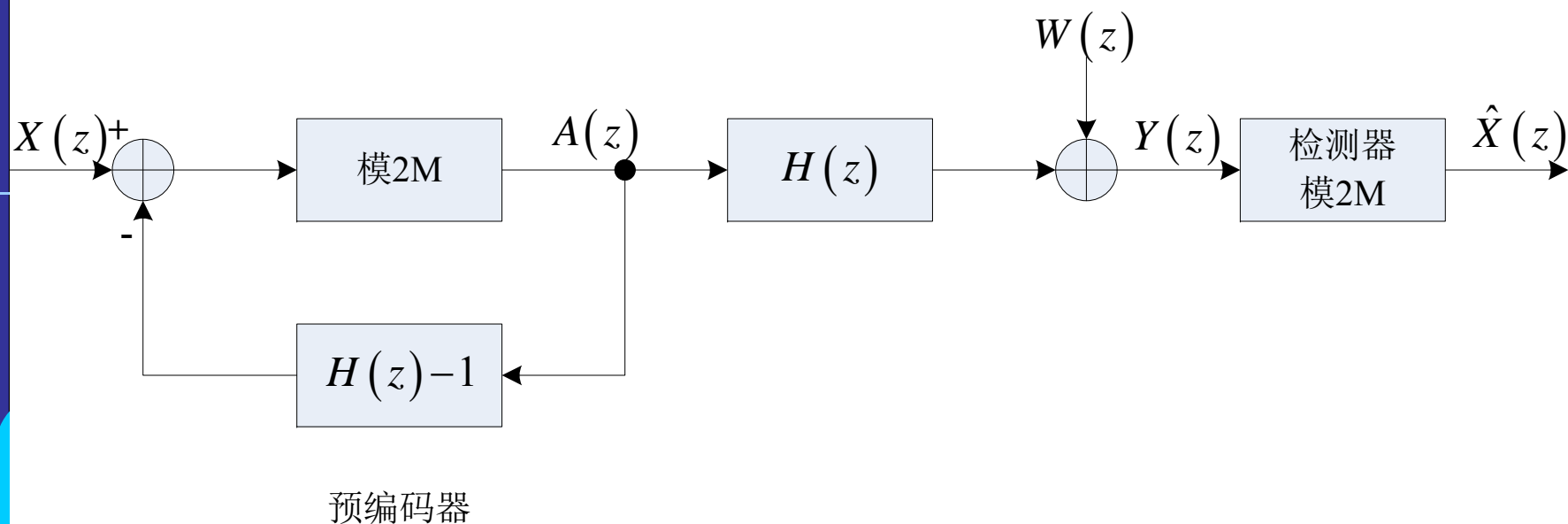
- 可见，由于迫零均衡放大了噪声，信噪比性能要差于ZF-DFE。但上述结论的前提理想DFE并不符合实际，判决总会出错，此时反馈部分会引入误差，造成错误传播现象，从而导致性能下降，尤其是低信噪比条件下，其性能甚至比线性均衡更差。



7.3 均衡技术

• 7.3.5 Tomlinson-Harashima 预编码(THP)

- 理论上，DFE具有更好的抑制ISI性能，但由于存在差错传播现象，限制了DFE的应用。Tomlinson和Harashima提出采用发端预编码，可以保证信号功率不变，并能够抵消码间干扰，现在简称THP技术。



7.3 均衡技术



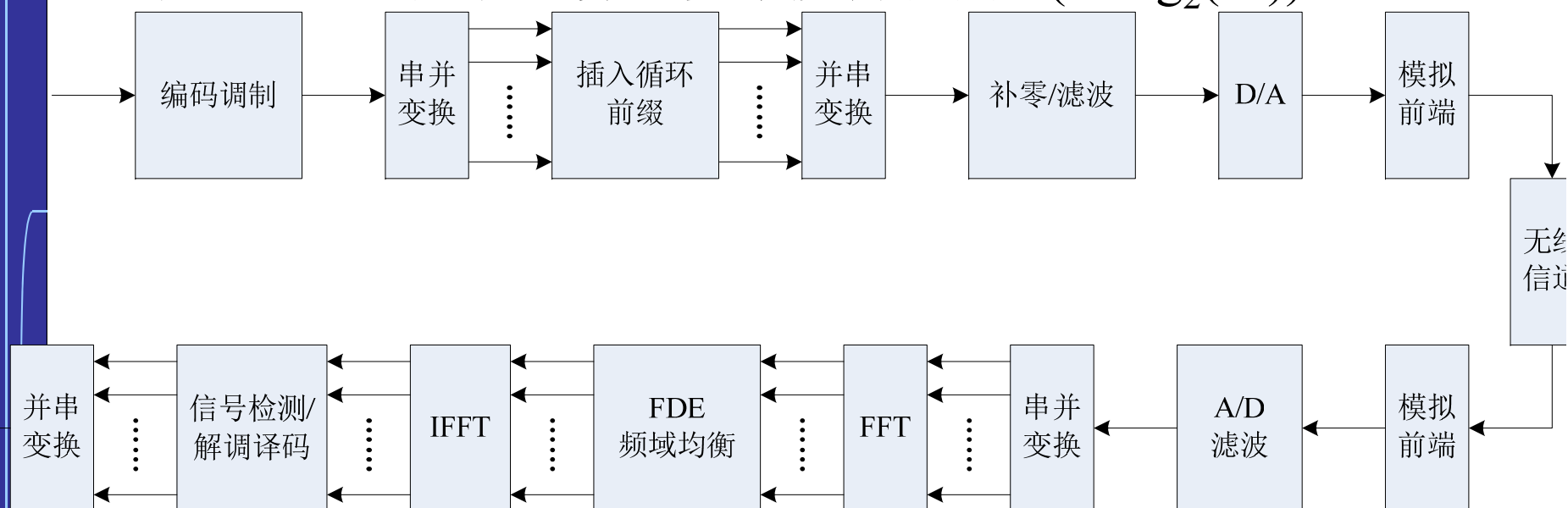
- **7.3.5 Tomlinson-Harashima 预编码(THP)**
- 接收信号不含有码间干扰，通过模2M译码，能够恢复发送信号。因此THP在发送端实现了预编码器和DFE前馈滤波器，消除了码间干扰，同时由于发送信号已知，因此不存在差错传播现象。
- 理论上可以证明，高信噪比条件下，理想DFE与THP性能等价。但THP的应用也具有一定约束，要求发送端完全已知信道信息，一般需要通过反馈信道，由接收机向发射机传送信道响应信息，信道信息估计与反馈的误差，都会导致THP性能下降。



7.3 均衡技术

• 7.3.6 频域均衡

- 宽带移动通信的数据速率往往高达100Mbps~1Gbps，如果仍然采用时域均衡，则抽头数目M可达到几百个，算法复杂度为 $O(M^2)$ ，并且收敛性和稳定性很差。为了提高系统性能，可以采用两种方案：OFDM与SC-FDE，这两种方案都采用了FFT/IFFT变换，算法复杂度降低为 $O(M\log_2(M))$ 。





7.3 均衡技术

- 7.3.6 频域均衡
- OFDM与SC-FDE的技术共同点可以总结如下。
- 两种系统都采用了FFT/IFFT变换单元，只不过位置不同。OFDM系统中IFFT位于发端，FFT位于收端；而SC-FDE系统中FFT/IFFT都位于收端。其信道补偿都是在频域进行。
- 为了消除数据块间干扰(ICI)，两种系统都引入了循环前缀(CP)，将数据块与信道的线性卷积截断为循环卷积，从而便于独立处理每个数据块，简化了均衡算法结构。

7.3 均衡技术

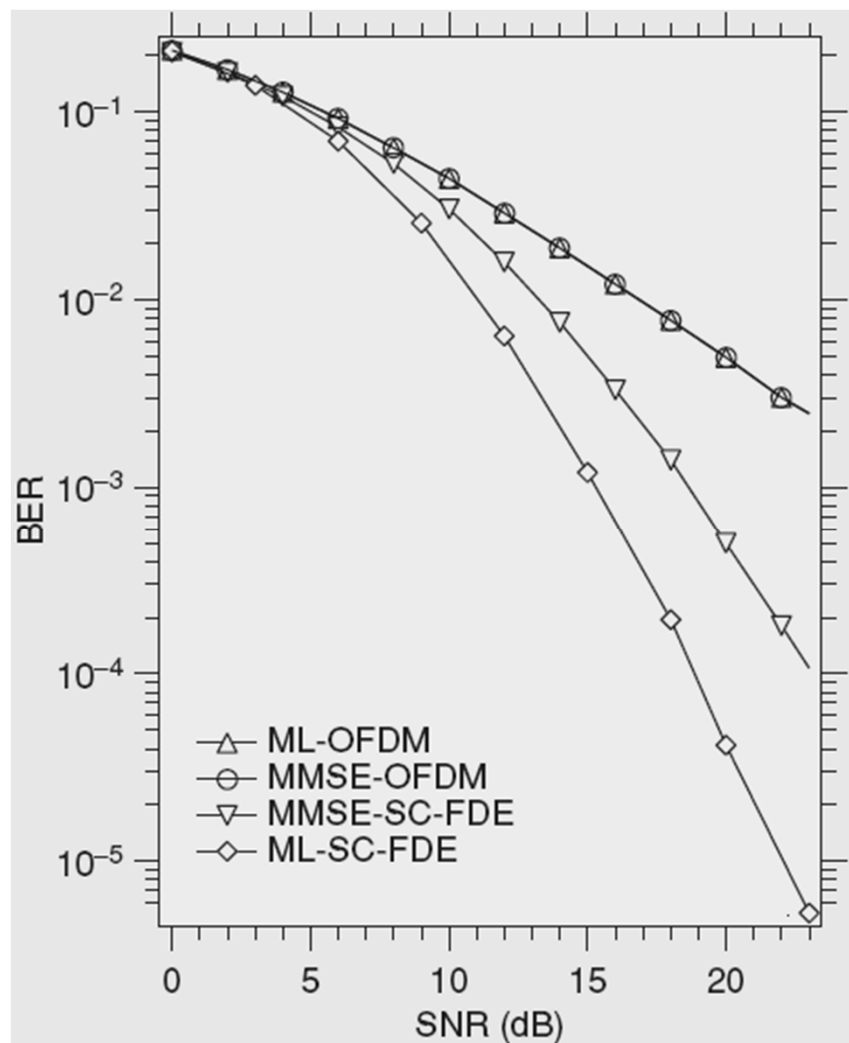


- **7.3.6 频域均衡**
- 与OFDM相比，SC-FDE具有如下技术优势。
- OFDM信号动态范围很大，而单载波系统的PAPR较小，只随调制星座的信号点动态范围变化。适合于硬件成本受限的移动终端采用。LTE系统上行链路采用了SC-FDMA多址接入方式，首要因素就是基于峰平比考虑。
- OFDM系统对收发频率偏差和多普勒效应造成的ICI非常敏感，因此频偏补偿和同步算法是OFDM系统的关键模块。而单载波系统对于频偏不敏感，能够容忍较大频偏，更适合于高速运动场合，其频率同步算法也较简单。
- OFDM系统检测在频域进行，每个子载波单独信道补偿后再解调数据，因此低信噪比的子载波限制了未编码OFDM的系统性能。而SC-FDE系统检测在时域进行，信号经过频域均衡，变换为时域再解调。这样即使有一些子载波SNR很低，但IFFT变换对恶劣信道进行了平均，减弱了深衰落的影响，相当于获得了频率分集增益，从而提高了系统性能。

7.3 均衡技术



• 7.3.6 频域均衡



理论上，频域补偿与信道编码组合，OFDM性能可以达到最优。而SC-FDE系统只进行频域均衡，即使与信道编码组合，也只是次优方案。因此有编码条件下，SC-FDE性能往往要差于COFDM，为了提高单载波性能，需要采用更复杂的均衡算法，例如DFE均衡器



7.4增强技术与应用

- 分集与均衡是2G和3G移动通信系统基本的接收技术。这些经典技术主要针对点到点链路进行优化设计，没有充分考虑对干扰信号的抑制。
- 一般的，接收机对于系统内干扰并非完全未知，利用某些系统先验或特征信息，可以有效抑制干扰，提高接收性能。本节主要介绍GSM/EDGE系统的单天线干扰抵消(SAIC)技术与WCDMA系统的增强性技术。



7.4增强技术与应用

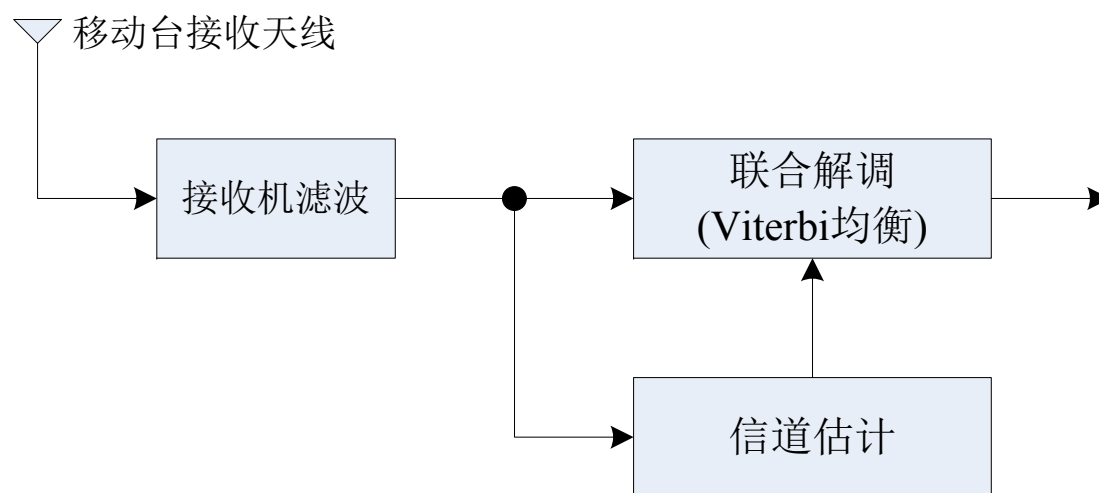
- **7.4.1 GSM/EDGE增强接收技术**
- GSM系统中影响系统容量的主要因素是共道(同频)干扰(CCI)。传统接收机将CCI看作高斯噪声，没有考虑干扰的特征信息(例如调制模式和训练序列等)，如果充分利用干扰信息，则能够进一步增强系统性能。单天线干扰抵消(SAIC)就是这样一类增强性技术，它的算法复杂度较低，适合于单天线移动终端。
- SAIC技术包括两类：(1)联合检测/解调(JD)与盲干扰抵消(BIC)。



7.4 增强技术与应用

• 7.4.1 GSM/EDGE增强接收技术

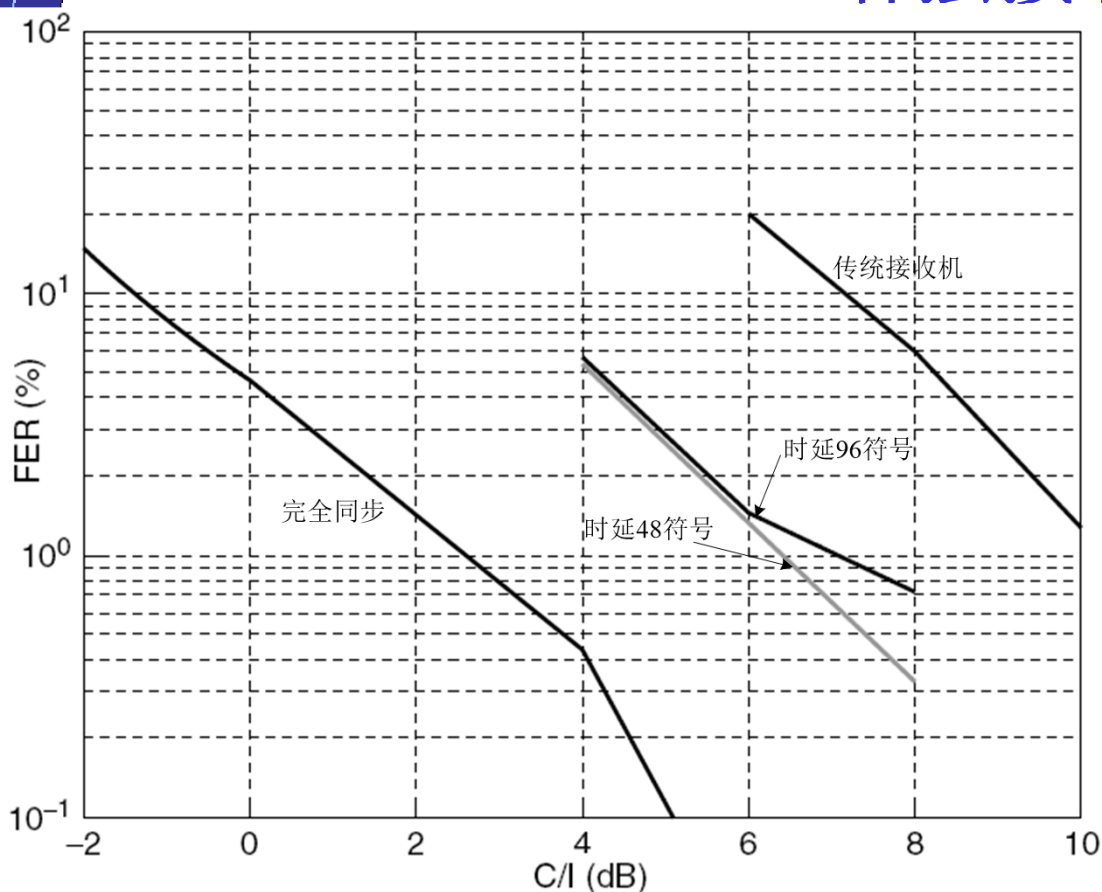
- JD的基本原理是同时检测信号与同频干扰，本质上是联合最大似然检测算法，能够获得最优性能，但其复杂度较高。
- BIC技术不需要对干扰进行信道估计，只是利用了干扰的一些信号特征，例如GMSK信号恒包络或I/Q两路承载相同数据。基于这些先验信息，可以部分抵消干扰信号，然后再进行Viterbi均衡。与JD相比，BIC复杂度较低，但系统性能有所损失。



7.4增强技术与应用



• 7.4.1 GSM/EDGE增强接收技术

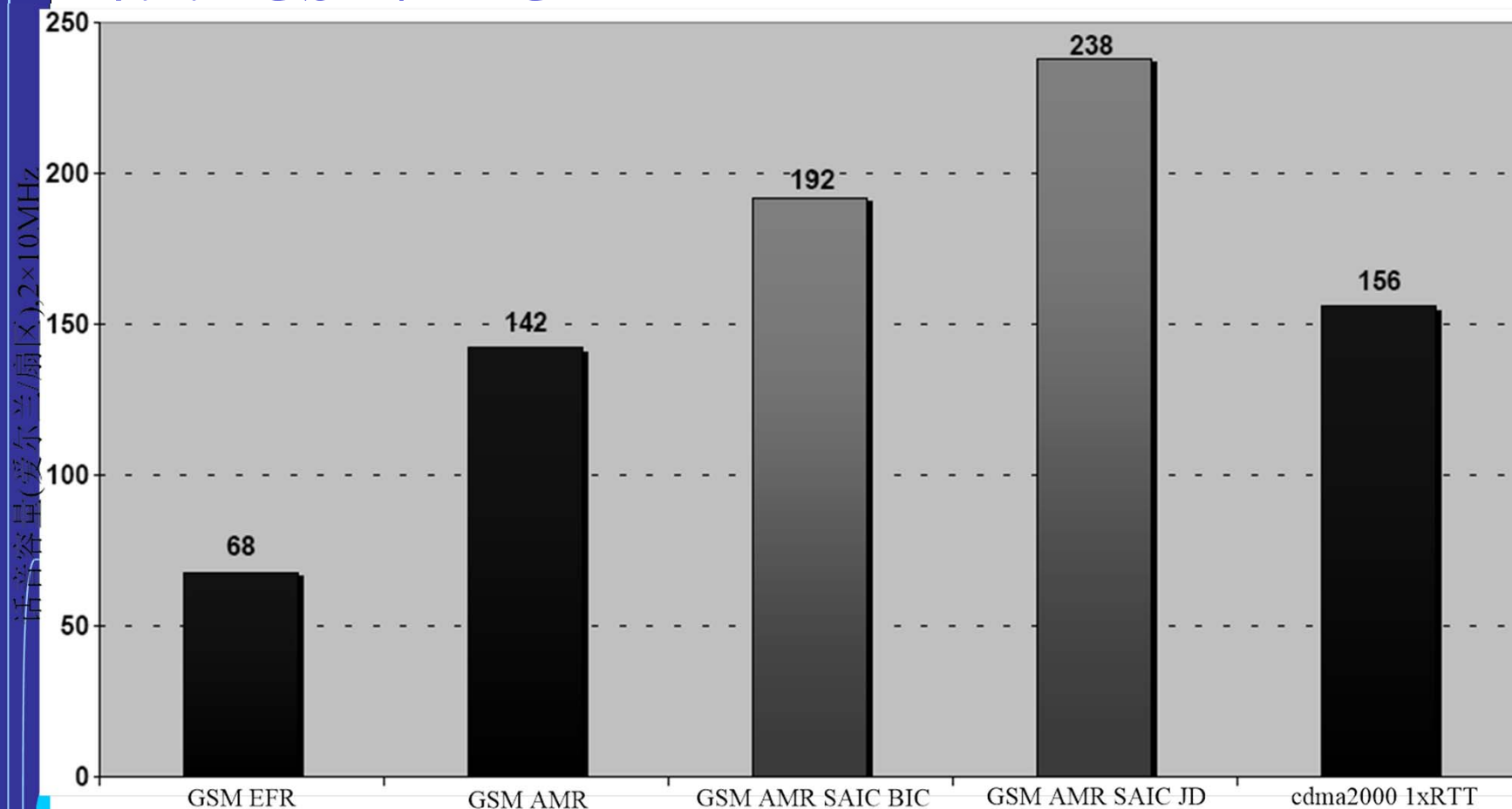


典型城区(TU)信道下，针对全速率话音业务，存在一个话音用户和一个干扰用户的BIC性能。可见，信号与干扰完全同步，可以获得最大的性能增益，而干扰与信号存在时延，则增益会下降。

7.4增强技术与应用



•7.4.1 GSM/EDGE增强接收技术





7.4 增强技术与应用

- 7.4.2 WCDMA增强接收技术
- 与GSM系统类似，WCDMA系统也存在多小区共道干扰 (CCI)。尽管本小区下行信号之间保持近似正交，但相邻小区是异步关系，因此主要干扰是小区间MAI。每个用户的接收信号可以表示为三部分，如下式所示。

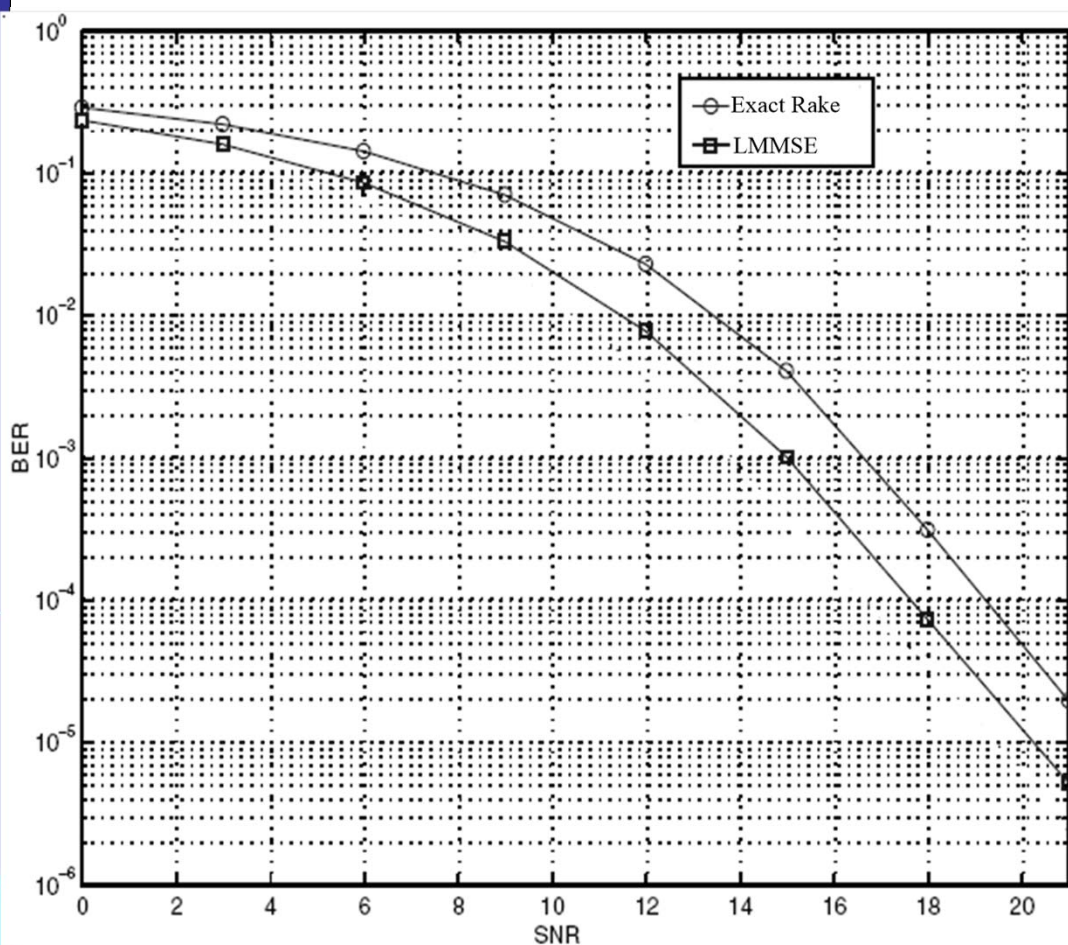
$$\underbrace{\mathbf{r}}_{\text{接收信号}} = \underbrace{\mathbf{H}_0^H \mathbf{d}_0}_{\text{有用信号}} + \underbrace{\sum_{j=1}^N \mathbf{H}_j^H \mathbf{d}_j}_{\substack{\text{共道干扰} \\ \text{有色噪声}}} + \underbrace{\mathbf{n}}_{\text{白噪声}}$$

随着WCDMA标准向HSPA演进，为了满足高速数据业务的QoS要求，可以将CCI建模为有色噪声，采用码片级均衡技术，从而有效提高接收SNR。



7.4 增强技术与应用

• 7.4.2 WCDMA增强接收技术

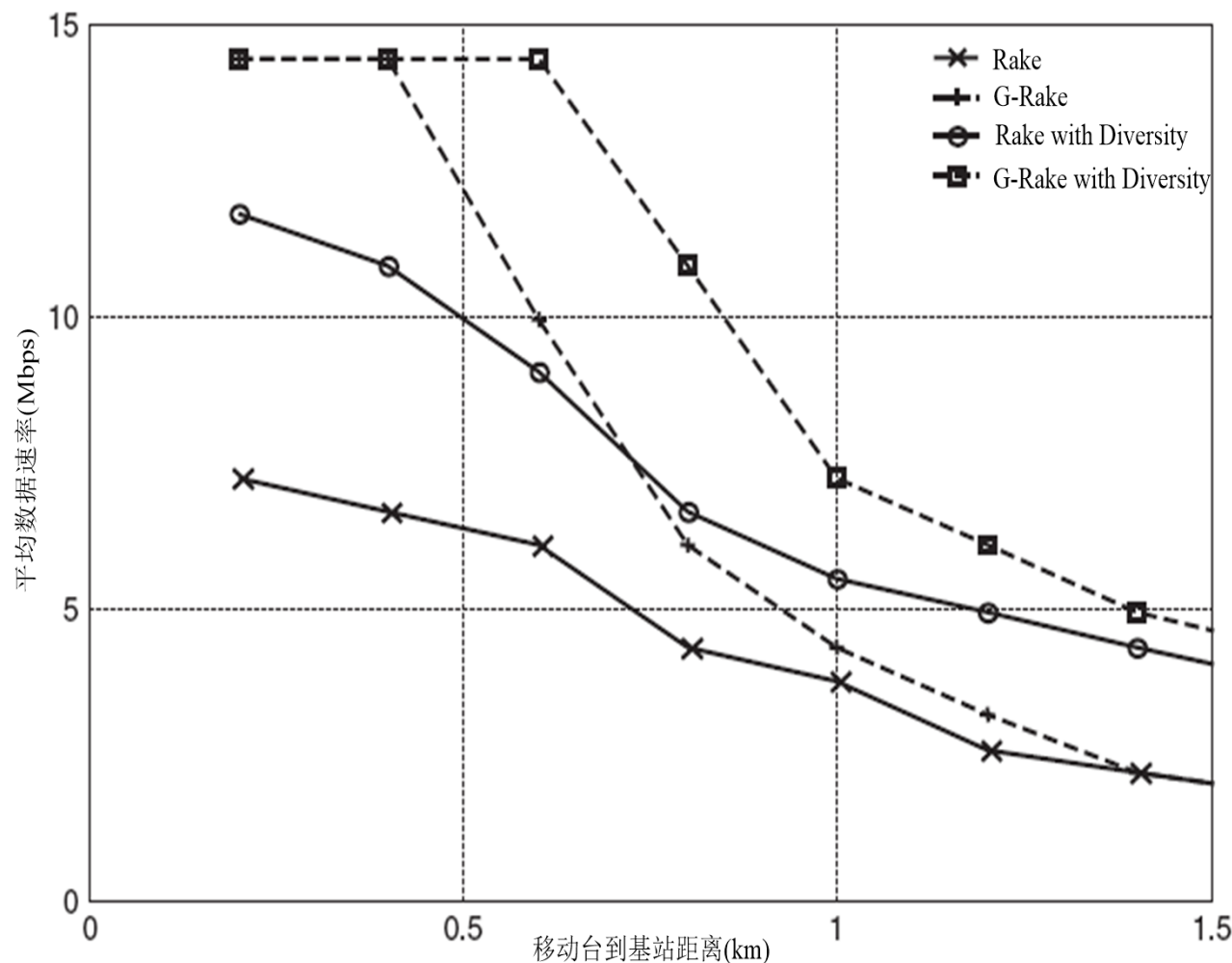


码片级均衡与理想信道估计的Rake接收机性能比较如图所示。系统配置为8个WCDMA码道，1个用户SF=4，2个用户SF=8，5个用户SF=16，5径衰落信道。由图可知，码片级均衡由于抑制了多址干扰，因此其性能好于传统Rake接收。

7.4 增强技术与应用



• 7.4.2 WCDMA增强接收技术



可以证明，G-Rake与LMMSE码片级均衡性能等价。这些技术与都可以与天线分集接收组合，通过抑制小区间MAI，进一步提升系统性能。



7.5 本章小结

本章首先介绍了对抗信道衰落的三种传统技术：分集接收、Rake接收和均衡技术，并简要介绍了单载波频域均衡的基本原理与技术优势，最后对2G和3G移动通信系统中的增强性接收技术与应用进行了介绍。

分集接收是非常有效的抗空间衰落手段。Price[7.4~7.5]对多径衰落信道特征和在这些信道上实现可靠数字通信所必需的信号和接收机设计进行了开拓性研究。在天线分集的经典性文献[7.1]中，Brennan对最大比合并、等增益合并和选择性合并有深刻和富有洞察力的论述，一直是分集接收理论的奠基性著作。



7.5 本章小结

Price和Green[7.6]最早提出Rake接收的基本原理，指出利用多径分集可以改善多径衰落信道下的接收性能，Turin[7.7]对Rake接收机的理论性能分析进行了深刻和精彩的论述，这篇文献是指导Rake接收机理论设计的经典文献。

Lucky[7.2~7.3]首先研究了数字通信系统中的自适应均衡，他的算法基于峰值失真准则，并提出了迫零算法。他的成果是一项里程碑式的重大成就，在其成果发表5年内促进了高速调制解调器的迅速发展。与此同时，Widrow[7.8~7.9]设计了LMS算法。在自适应滤波理论的经典著作[7.18]中，Haykin对LMS算法、RLS算法及其各种变种进行了详细讨论和总结。

7.5 本章小结



Tomlinson和Harashima[7.10~7.11]提出了预编码技术，为对抗码间干扰开创了一条新路。文献[7.15~7.16]是两篇精彩翔实的综述，对SC-FDE技术的基本原理进行了细致深刻的总结，特别是与OFDM技术的对比，富有启发性。分集与均衡技术已成为移动通信系统不可或缺的基本单元，也是新的信号处理与检测技术的研究基础。



7.4 本章小结

本章讲述抗平坦瑞利衰落和抗多径、频率选择性衰落的主要技术。主要内容包含三部分，第一部分介绍抗平坦瑞利衰落的分级技术，它包含分集基本原理与分类、典型分集与合并技术及其性能分析。第二、第三部分均介绍抗多径、抗频率选择性衰落的主要技术，其中第二部分介绍适合于CDMA的Rake接收与多径分集，它包含Rake接收基本原理以及第二代IS-95与第三代WCDMA系统中的Rake接收技术。第三部分讨论了适合于TDMA系统的自适应均衡技术。

参考文献



- [7.1] D. G. Brennan, “Linear diversity combining techniques,” *Proc. IRE*, vol. 47, pp. 1075–1102, 1959.
- [7.2] J. Hagenauer et. al., “Decoding and Equalization with Analog Non-Linear Networks,” *European Trans. Telecommun.*, Vol. 10, pp. 659-680, Nov./Dec., 1999.
- [7.3] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall, 1996.
- [7.4] R. W. Lucky, “Automatic Equalization for Digital Communications,” *Bell System Technology J.*, Vol. 44, pp. 547-588, Apr., 1965.
- [7.5] R. W. Lucky, “Techniques for Adaptive Equalization of Digital Communication,” *Bell System Technology J.*, Vol. 45, pp. 255-286, 1966.

参考文献



- [7.6] R. Price, "The Detection of Signals Perturbed by Scatter and Noise," IRE Trans. Inform. Theory, Vol. PGIT-4, pp. 163-170, Sept. 1954.
- [7.7] R. Price, "Optimum Detection of Random Signals in Noise, with Application to Scatter-Multipath Communication," IRE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-2, pp. 125-135, Dec. 1956.
- [7.8] R. Price and P. E. Jr. Green, "A Communication Technique for Multipath Channels," Proc. IRE, Vol. 46, pp. 555-570, Mar. 1957.
- [7.9] G. L. Turin, "Introduction to Spread-Spectrum Antimultipath Techniques and their Application to Urban Digital Radio," Proceedings IEEE, Vol. 68, No. 3, pp. 328-353, Mar. 1980.

参考文献



- [7.10] B. Widrow, “Adaptive Filter, I: Fundamentals,” Stanford Electronics Laboratory, Stanford University, Stanford, CA, Tech Report No. 6764-6, December, 1966.
- [7.11] B. Widrow, “Adaptive Filters,” in Aspects of Network and System Theory, R. E. Kalman and N. DeClaris (eds.), Holt, Rinehart and Winston, New York.



谢谢！