

第三章 CDMA原理和应用

主要内容

第一节：CDMA的基本原理

第二节：CDMA的应用

第三节：自适应CDMA

第四节：高速CDMA

第五节：多用户检测

3.1 CDMA 的基本原理

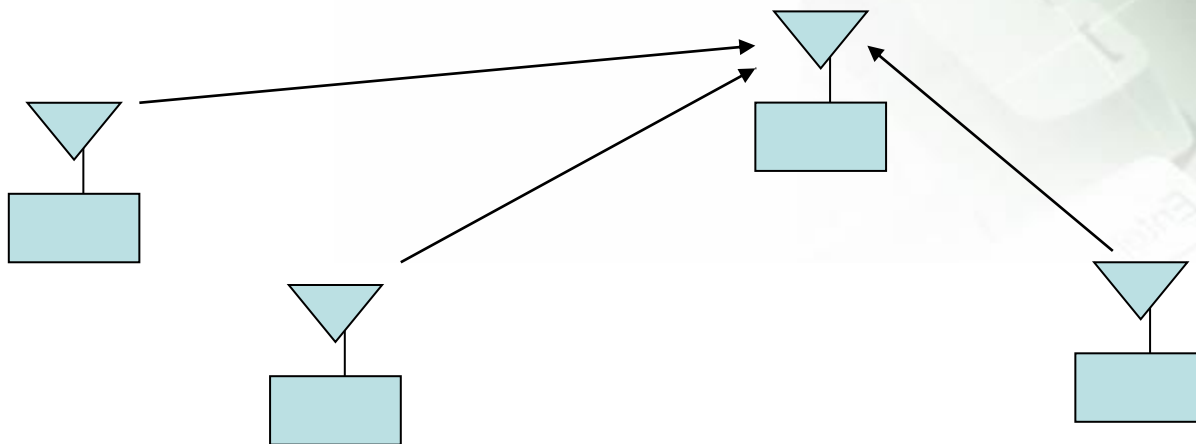
3.1: 试给出 $r=5$ 的两个不同的 m 序列产生器，并求出它们的互相关函数。

3.2: 如何计算单小区和多小区情况下的DS CDMA系统中每小区的用户容量？如果将扩频增益 G 从100增加到1000，用户容量可以增加多少倍？频谱效率可以增加多少倍？为什么？

必读文章

- **Required Reading: "Spread spectrum access methods for wireless communications," R. Kohno, R. Meidan, and L. Milstein, IEEE Communication Magazine, Jan. 1995. pp.58-67**

多址接入信道

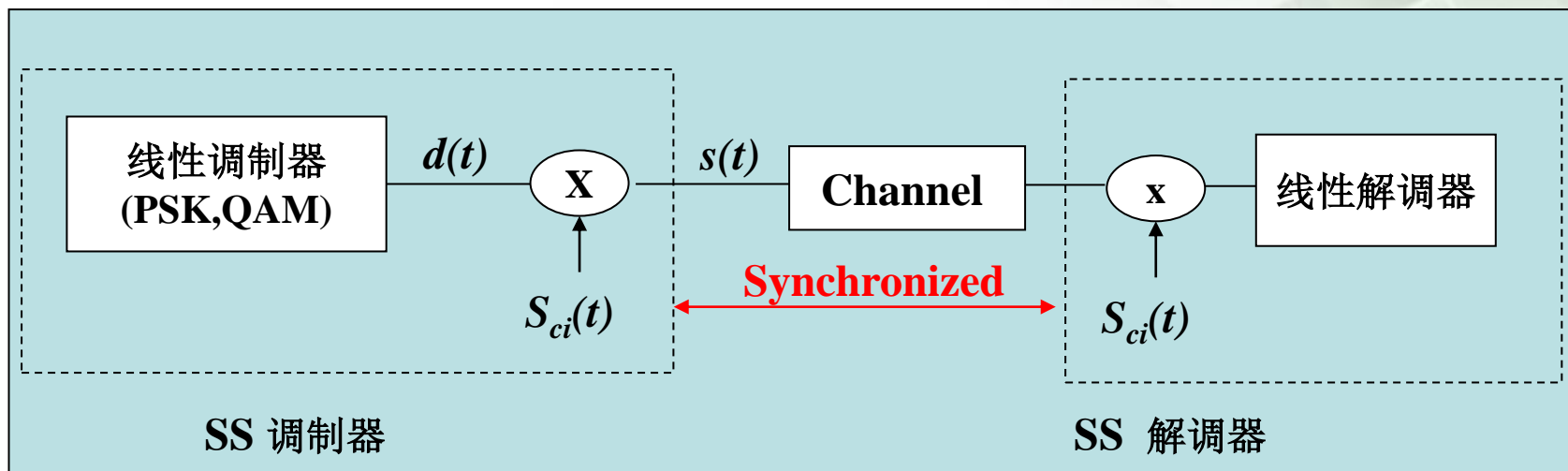


- 多个用户连接到一个接收机
- 多个信号有不同的路径增益（远近问题）
- 信道可以用时分、频分或码分复用

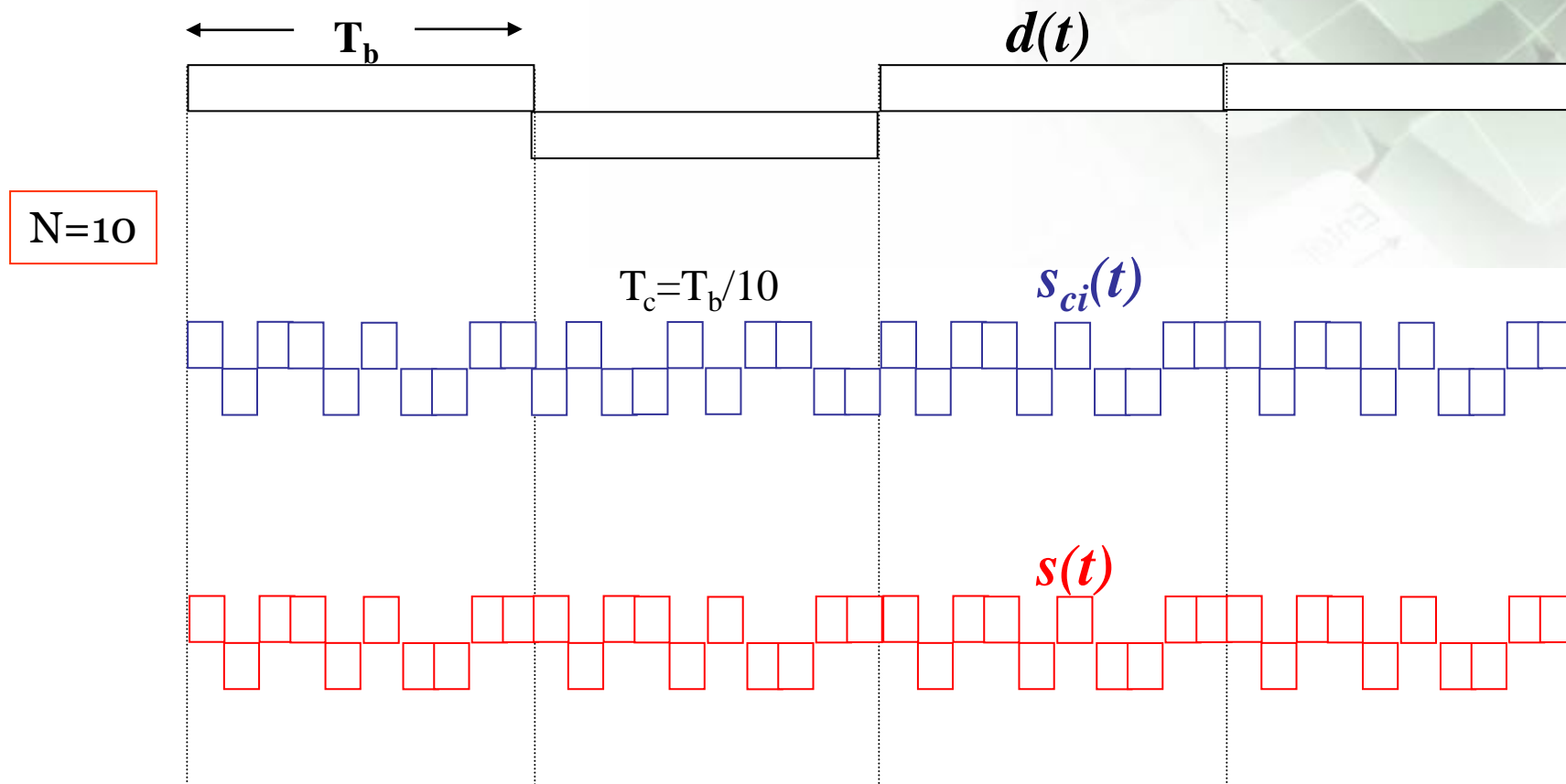
扩展频谱MAC

- ◆ 带宽是非常宝贵的资源，但在有些时候可以通过增加发射信号带宽提高系统的性能。
- ◆ 需要进行频谱扩展的原因：
 - ◆ 扩频可以使信号隐蔽在背景噪声下，使其难以被发现；
 - ◆ 可以消除码间干扰和窄带干扰；
 - ◆ 采用RAKE接收机接收的扩频系统可以把不同的多径信号进行相干合并。相互叠加的扩频信号在解调时干扰很小，可以使多用户共享相同的频带。
- 扩频机制
 - 直接序列扩频
 - 跳频
 - 跳时

直接序列扩频

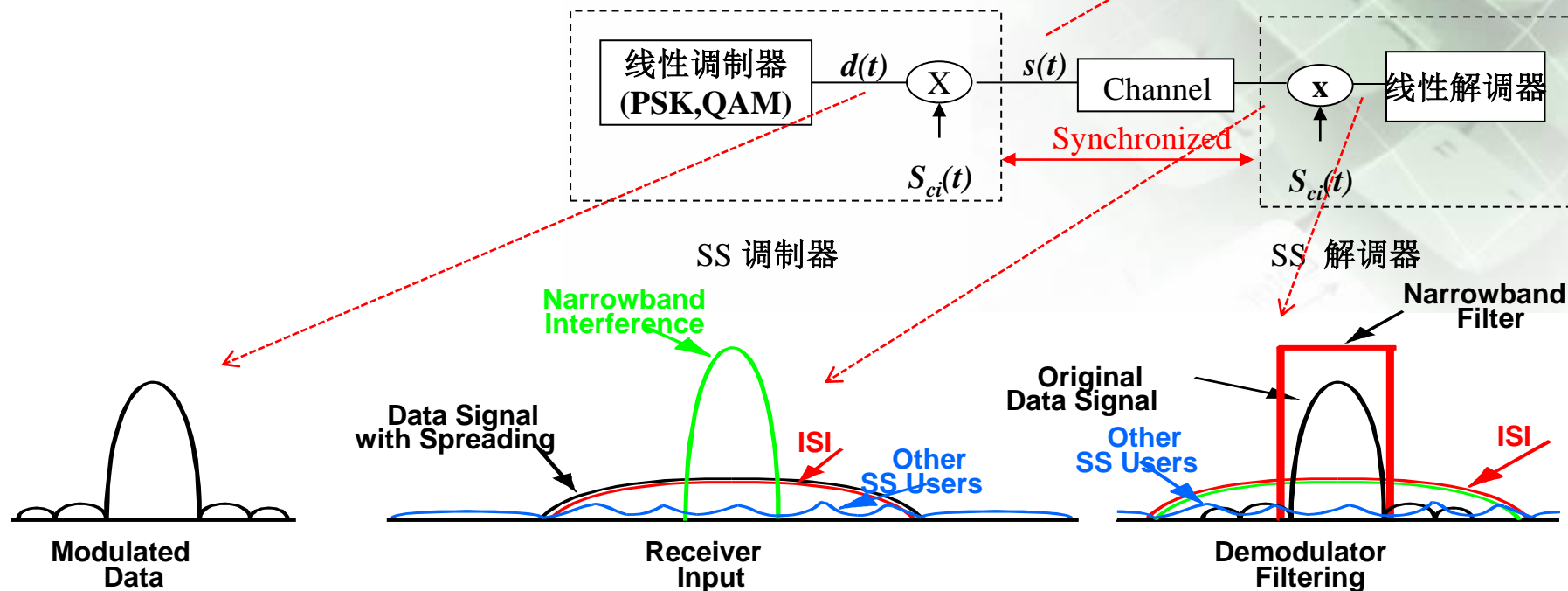


BPSK 的例子



- 码片周期 T_c 是码元周期 T_s 的 $1/N$ 倍。
- $s(t)$ 的带宽是 $d(t)$ 的 N 倍。

频谱特性



信道噪声，ISI，窄带和多址干扰

- 扩频对高斯白噪声没有影响。
- ISI delayed by more than T_c reduced by code autocorrelation
- 扩频增益使窄带干扰减少。
- 码字间的互相关使MAC干扰减少。

直接扩频信号的解调

$$s(t) = d(t) \bullet S_{ci}(t); \quad d(t) = d_0 g(t); \quad g(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

$$r(t) = s(t) + n(t)$$

$$d'(t) = r(t) \bullet S'_{ci}(t)$$

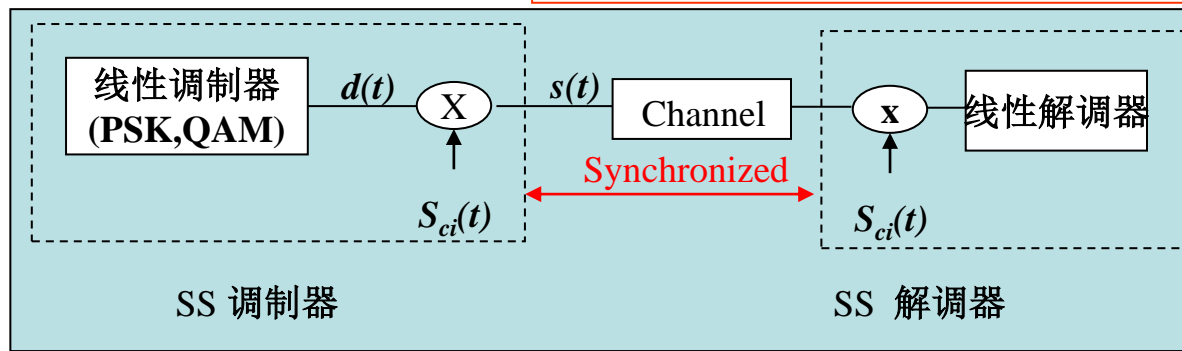
如果有 $S'_{ci}(t) = S_{ci}(t)$, 则有

$$d'(t) = d(t) + n(t) \bullet S'_{ci}(t)$$

如果 $S_{ci}(t)$ 均值为0, 且自相关函数近似为冲击函数, 那么 $n(t)S_{ci}(t)$ 与噪声 $n(t)$ 有相同的统计特性。说明扩频和解扩信号在AWGN信道中的传输没有任何影响。

$$z_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} d'(t) dt = d_0 \left(\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} S_{ci}(t) \bullet S'_{ci}(t) dt \right)$$

因条件很难满足, 且不同用户之间的相乘很难为零, 因而采用相关的方法。忽略噪声



扩频码字的特性

自相关:

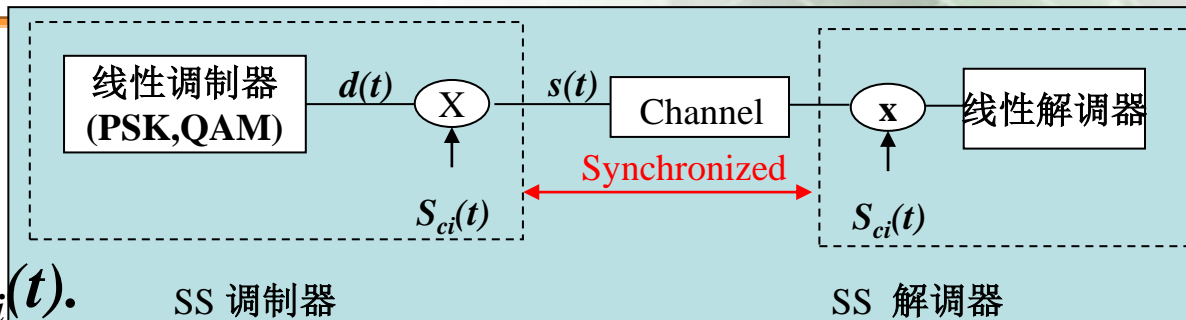
$$\rho(\tau) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_{ci}(t) s_{ci}(t - \tau) dt$$

互相关:

$$\rho_{ij}(\tau) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_{ci}(t) s_{cj}(t - \tau) dt$$

- 对于所有的 t , 好的码字有 $\rho(t)=\delta(t)$ 和 $\rho_{ij}(t)=0$ 的关系成立
 - $\rho(t)=\delta(t)$ 消除了 ISI
 - $\rho_{ij}(t)=0$ 消除了用户间的干扰
 - 很难同时满足这些性质

ISI 的消除的原理



- 发送的信号: $s(t)=d(t)S_{ci}(t)$.
- 信道: $h(t)=\delta(t)+\delta(t-\tau)$.
- 接收到的信号: $s(t)+s(t-\tau)$
- 解扩以后的接收信号:

$$\begin{aligned} r(t)s_{ci}(t) &= d(t)s_{ci}^2(t) + d(t-\tau)s_{ci}(t-\tau)s_{ci}(t) \\ &= d(t) + d(t-\tau)s_{ci}(t-\tau)s_{ci}(t) \end{aligned}$$

- 在解调器中，将信号在一个码元周期内积分，第二部分变成 $d_0\rho(\tau)$ 。
 – 因为 $\rho(\tau)=\delta(\tau)$ ，所有的**ISI**都被消除了。

多址干扰的消除

- 从所有用户接收到的信号（不计多径）：

$$r(t) = \sum_{j=1}^M s_j(t - \tau_j) = \sum_{j=1}^M d_j(t - \tau_j) s_{cj}(t - \tau_j)$$

- 解扩以后的接收信号：

$$r(t)s_{ci}(t) = d_i(t)s_{ci}^2(t) + \sum_{j=1, j \neq i}^M d_j(t - \tau_j)s_{cj}(t - \tau_j)s_{ci}(t)$$

- 在解调器中，将信号在一个码元周期内积分，因而第二部分变成：

$$\sum_{j=1, j \neq i}^M d_j \rho_{ij}(\tau_j)$$

- 因为 $\rho_{ij}(\tau)=0$ ，所有的多址干扰都被消除了。

Walsh-Hadamard 码

$S_{ci}(t)$ 的设计:

$$H_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

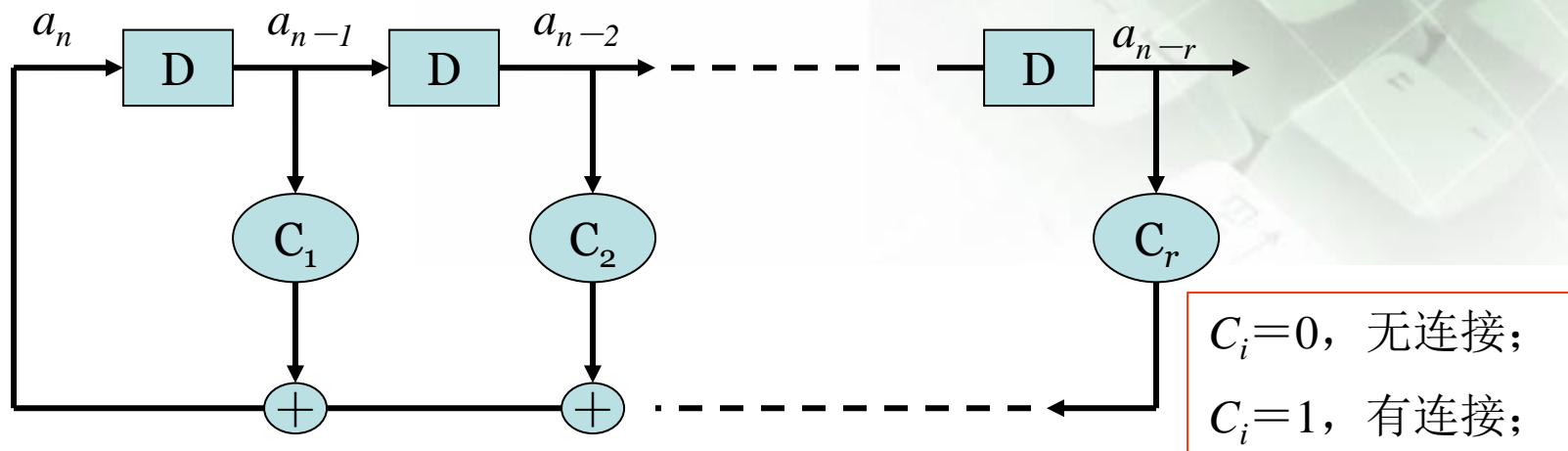
$$H_4 = H_{2 \times 2} = \begin{bmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & \overline{H_2} \end{bmatrix}$$

$$H_{2N} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & \overline{H_N} \end{bmatrix}$$

$$H_8 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

- 对于 N chips/bit, 可以得到 N 个正交的码字;
- 带宽扩展因子大约是 N;
- 从系统容量上讲近似等于时分或频分;
- 多径会破坏码字的正交性;
- 在 IS-95 MAC 中使用。

准正交码



最大长度线性移位寄存器序列 (MLSR) (m -序列) : 周期 $P=2^r-1$, 生成多项式是本元多项式。

例如: $r=4$; $C_1=0$, $C_2=0$, $C_3=1$, $C_4=1$; 初态为 (0001)

则: **000100110101111000100110101111**

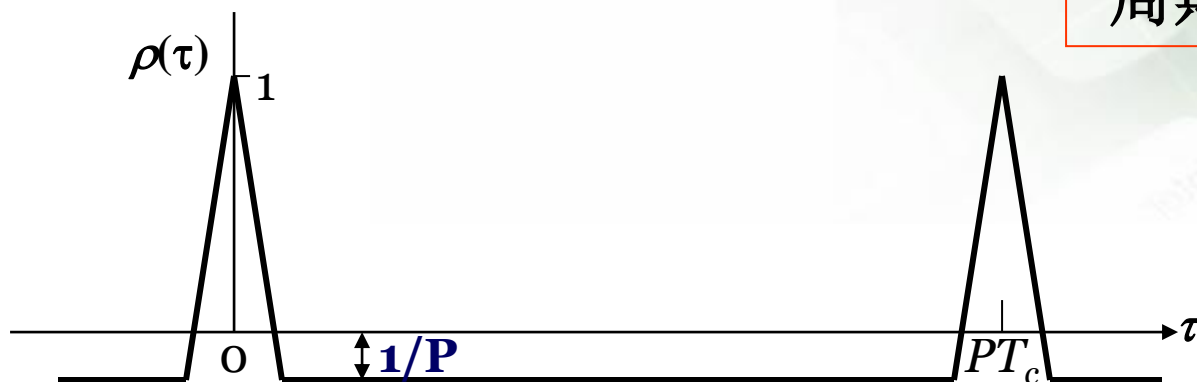
准正交码

000100110101111

- 最大长度反馈移位寄存器序列有好的性质
 - 在一个长序列中，0和1出现的概率相同。
 - 无直流成分。
 - 在长为 l 的码片序列中，包含连续 k 个码片均为“1”（或均为“0”）（游程 k ）的概率为 2^{-k} 。
 - 两种符号交替出现的情况经常发生。
 - 除了当 τ 接近零的时候，自相关系数很小。
 - 消除码间干扰。
 - 任意两个序列间的互相关系数很小（当 $G=B_{ss}/B_s$ 时，近似有 $\rho_{ij}=G^{-1/2}$ 。）
 - 使得MAC干扰最小。

准正交码

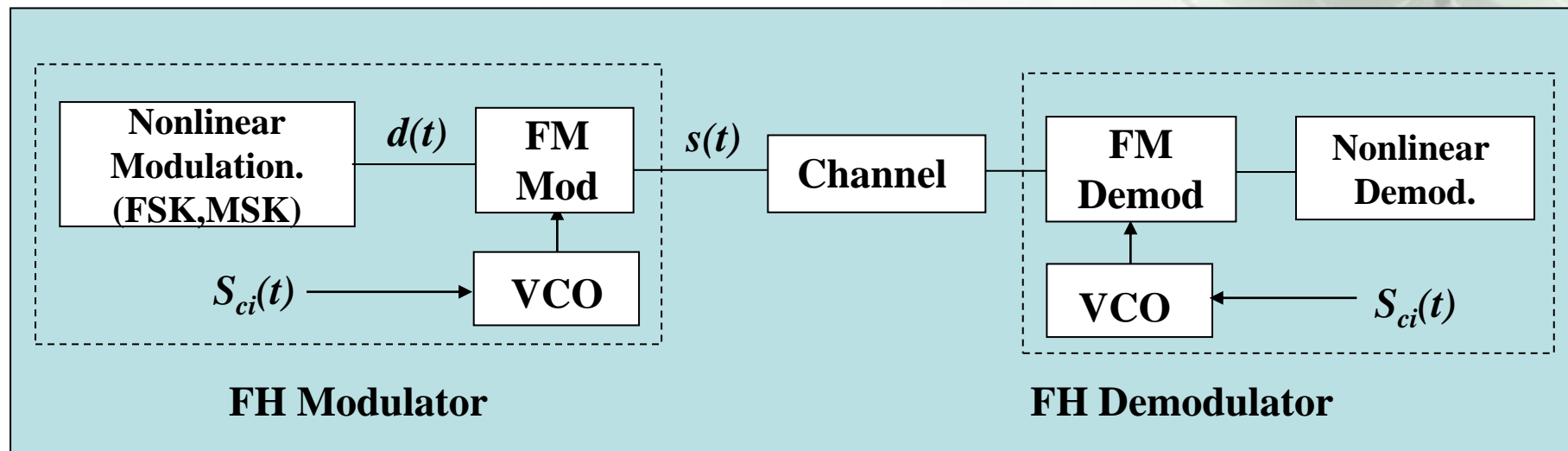
周期 $P = 2^r - 1$



m序列的自相关函数

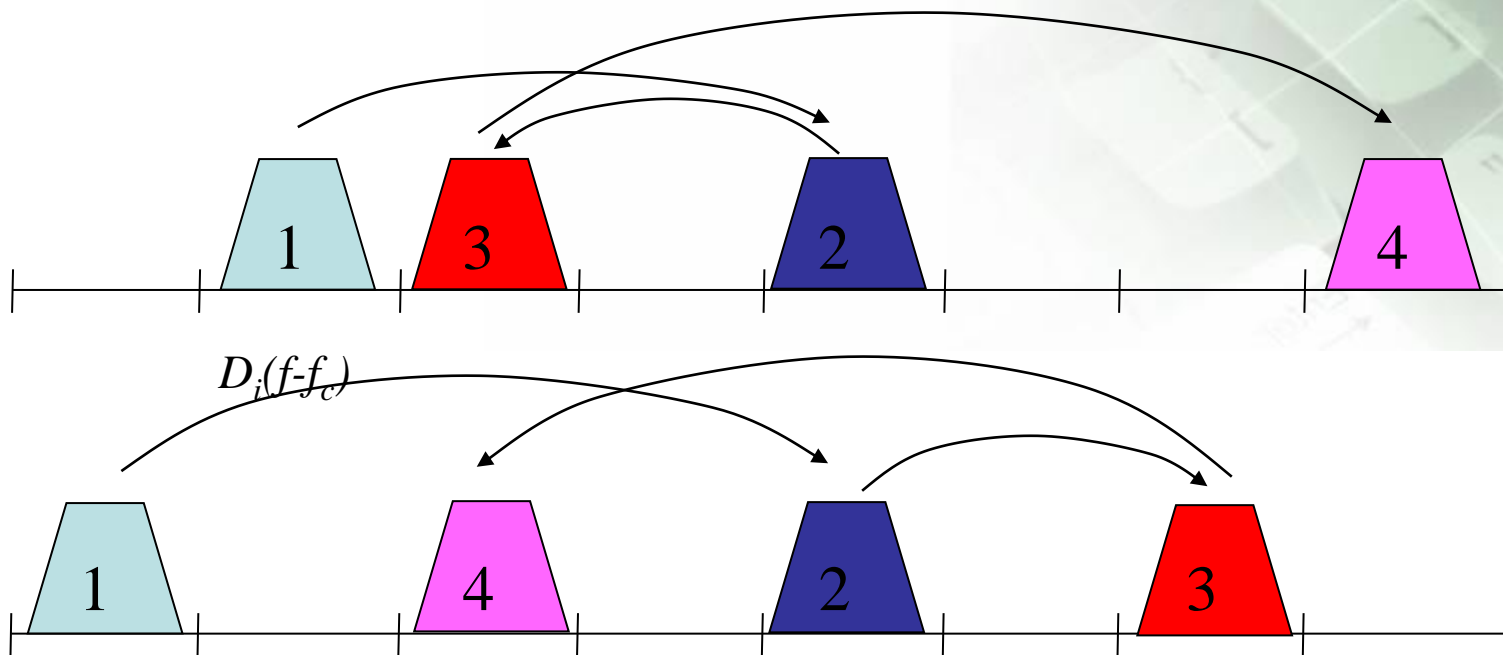
作业3.1: 试给出 $r=5$ 的两个不同的**m**序列产生器，并求出它们的互相关函数。

跳频



- 扩频码用来为 $d(t)$ 产生一个（快或慢）“跳变的”载波频率。

频谱特性



- **信道BW 由跳变的范围决定。**
 - 不需要是连续的。
- **信道会引入了符号间干扰 (ISI)、窄带干扰和多址干扰。**
 - 跳频对高斯白噪声没有影响。
 - 如果 $d(t)$ 是窄带的，就没有符号间干扰，但是**信道零点**会影响某些跳频信号。
 - 窄带干扰影响某些跳频信号。
 - 多个用户信号在一些跳频点上会发生冲突。

慢跳频与快跳频的比较

- **快跳频 – 每个符号都跳频**
 - 窄带干扰、多址干扰和信道零点只影响一个符号。
 - 通过编码的方式来纠正。
- **慢跳频 – 几个符号之后跳频**
 - 窄带干扰、多址干扰和信道零点要影响多个符号。
 - 当每跳符号较少时，可以通过编码和交织来纠正。
 - 蜂窝网中使用慢跳频可以平均来自其他小区的干扰。

快跳频与直接序列扩频的比较

- 线性与非线性
 - DS是一种线性调制（高频谱利用率的）而FH是非线性的。
- 宽带干扰/人为干扰
 - 增加噪声的频谱密度，对两种技术的影响相同。
- 窄带干扰/人为干扰
 - DS:干扰信号扩展到整个扩频带宽，在解调时由于有扩频增益使得功率减小。
 - FH:干扰影响某些跳频点，用编码（快跳频）或编码加交织（慢跳频）补偿。
- 单音干扰
 - DS: 单音是窄带，会增加噪声电平。可通过编码（当单音存在的区间等于符号区间）或编码加交织（当单音存在的区间大于符号区间）的方法来纠正。
 - FH: 单音影响某些跳频点. 用编码或编码加交织补偿。

快跳频与直接序列扩频的比较

- 符号间干扰 (ISI) 的消除
 - DS: 用码字的自相关系数消除符号间干扰。
 - FH: ISI通常已消除。
- 多址干扰
 - DS: 用扩频码字的互相关系数消除多址干扰。每个新增用户都会增加噪声的电平。
 - 整个系统的信噪比降低。
 - FH: 多址干扰影响某些跳频点。每个新增用户都会使更多的跳频点受到影响。
 - 误码率将会增大。
- 重迭覆盖系统: 大功率窄带干扰
 - 和通常的干扰有类似的影响。
 - DS: 噪声电平明显增加。
 - FH: 与干扰发生冲突的跳频点信号将丢失。
 - 可以抠掉 (notch) 干扰信号。

多址接入容量

- 用户容量
 - 对于给定带宽的信道，能给多少用户提供服务。
 - 假定是所有用户特性相同，干扰为白噪声。
- Shannon容量区域 (Capacity Region)
 - 所有的用户能同时达到的速率矢量的上界
 - 没有复杂性和延时的限制
 - 最佳发送与接收（除非加入限制）
 - 渐进的低误码率
 - 来自其他用户的信号不作为干扰处理

用户容量（分析思路）

- **适用于CDMA**（因为TDMA和FDMA有固定的容量（信道数））。
- $S/(N_0+I(M))$ 由用户总数 M 和系统模型决定。
 - 可以是确定的或随机的（衰落的）。
 - 干扰 $I(M)$ 用白噪声的模型定义。
- 根据调制、编码、信道模型等参数，我们可以得到误码率为：
$$P_e = f\left(\frac{S}{N_0 + I(M)}\right)$$
- 对于一个给定的性能 P_e ，通过把上式反变换就能得到最大可能的 M 。
 - 通常令 $N_0=0$ 来简化上式的反变换（即**表示一个干扰受限的系统**）。

例如：BPSK扩频系统（单区）

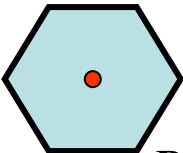
BPSK调制的基本性能：

$$P_e = Q\left[\left(\frac{\eta_0}{2E_b}\right)^{-1/2}\right] \quad \begin{array}{l} \eta_0 : \text{噪声谱密度;} \\ E_b : \text{比特能量} \end{array}$$

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-z^2/2) dz \quad x \geq 0$$

$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$$

- Coherent BPSK: $m + 1$ 个用户，扩频增益为 G :



$$P_e = Q\left[\left(\frac{\eta_0}{2E_b} + \frac{m}{3G}\right)^{-1/2}\right] = Q\left[\left(\frac{1}{2} \left(\frac{\eta_0}{E_b}\right)_{eff}\right)^{-1/2}\right]$$

η_0 是单边功率谱密度

注意 P_e 是 m 的凹函数

$$\left(\frac{E_b}{\eta_0}\right)_{eff} = \frac{E_b}{\eta_0 + \frac{2E_b m}{3G}}$$

Ref: Pursley, 1977.8 IEEE T-COM

2是由调制本身带来的增益。

3是由于采用矩型扩频脉冲引起的。

例如：BPSK扩频系统（单区）

- m 是典型的随机数。当用户总数为 L ，每个用户传输概率为 p ，语音激活因子为 α ：

$$\bar{P}_e = \sum_{k=0}^L \sum_{m=0}^k Q \left[\left(\frac{\eta_0}{2E_b} + \frac{m}{3G} \right)^{-1/2} \right] \binom{L}{k} p^k (1-p)^{L-k} \times \binom{k}{m} \alpha^m (1-\alpha)^{k-m}$$

$$P_e = Q \left[\left(\frac{\eta_0}{2E_b} + \frac{m}{3G} \right)^{-1/2} \right] = Q \left[\left(\frac{1}{2} \left(\frac{\eta_0}{E_b} \right)_{eff} \right)^{-1/2} \right]$$

P_e 的近似计算

- 根据 P_e 的凹函数性质和Jensen不等式:

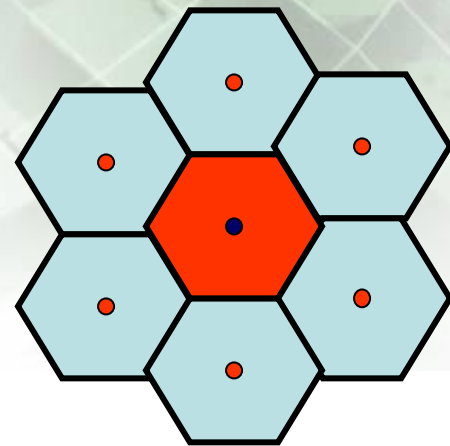
$$\bar{P}_e \geq \tilde{P}_e \equiv Q \left[\left(\frac{\eta_0}{2E_b} + \frac{M}{3G} \right)^{-1/2} \right], \quad M = \alpha Lp.$$

“Spread spectrum for mobile communications”, Pickholtz, Milstein, Schilling

多小区下有效能量/比特

$$\left(\frac{E_b}{\eta_0}\right)_{eff} = \frac{E_b}{\eta_0 + \frac{2E_b M}{3G}}$$

$$\left(\frac{E_b}{\eta_0}\right)_{eff} = \frac{E_b}{\eta_0 + \frac{2E_b}{3G} (M-1)(1+K)\alpha}$$



- M 是每小区的用户数。
- K 是本小区外的干扰与本小区内干扰的比率（称为邻近小区溢出因子）。
- α 是语音激活因子。
- G 是每符号含有的码片数（扩频/处理增益）。
- Factor of $2/3$ assumes rectangular pulses, will decrease for other shapes.
- 假设没有ISI、平坦衰落或分集增益。

求解需要满足的 E_b/η_0

- 要达到的 P_e

$$P_e \left[\left(\frac{E_b}{\eta_o} \right)_{reqd} \right] = P_e^{\text{target}}$$

- 转化需要满足的 P_e 来得到需要满足的 E_b/N_0

$$\left(\frac{E_b}{\eta_o} \right)_{reqd} = \left(P_e^{\text{target}} \right)^{-1}$$

- 例子: DPSK $P_e = 0.5e^{-\gamma} \Rightarrow \gamma_{reqd} = -\ln[2P_e^{\text{target}}]$

通常无法得到 γ_{reqd} 的表达式: 必须用数学技巧或者从BER曲线得到。

用户容量

$$\left(\frac{E_b}{\eta_0}\right)_{eff} = \frac{E_b}{\eta_0 + \frac{2E_b}{3G}(M-1)(1+K)\alpha}$$

- 多址接入信道可以支持的用户总数:

$$M = 1 + \frac{3}{2} \frac{G}{(1+K)\alpha} \left(\left[\frac{E_b}{\eta_0} \right]_{reqd}^{-1} - \frac{\eta_0}{E_b} \right) \approx \frac{3}{2} \frac{G}{(1+K)\alpha} \frac{1}{\left[\frac{E_b}{\eta_0} \right]_{reqd}}$$

当BER为 10^{-3} , 卷积编码速率为 $1/3$, 制约长度 $k=9$, 采用软判决的时候, 室外陆地小区应用的典型 E_b/η_0 值为7 dB(5)。

$$\frac{M\alpha}{G} = \frac{M\alpha \cdot R_b}{G \cdot \left(\frac{1}{T_b}\right)}$$

$M\alpha/G$ 可用解释为频谱效率. 在上面的例子中它等于0.2 b/s/Hz/cell ($K=0.5$)。

$G = 100 \sim 1000$ (Anti-multipath ability increases as G .)

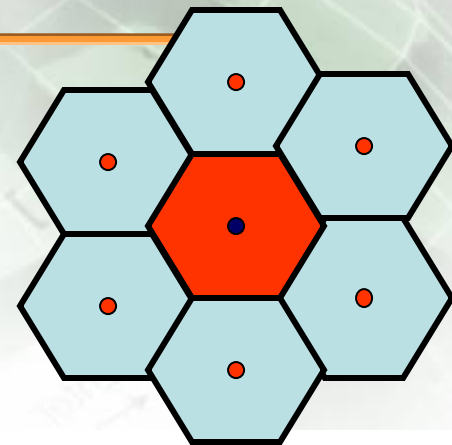
(上式的估计是很乐观的, 因为上式忽略了一些关键因素, 比如不完善的功率控制和不完善的交织。)

$$\approx \frac{1}{\left(\frac{E_b}{\eta_0}\right)_{eff}}$$

G 是每符号含有的码片数 (扩频/处理增益)

用户容量

$$\left(\frac{E_b}{\eta_0}\right)_{eff} = \frac{E_b}{\eta_0 + \frac{2E_b}{3G}(M-1)(1+K)\alpha}$$



因为DS-CDMA系统总是干扰受限的，所以存在**系统容量**和**覆盖范围**之间的**权衡**。换句话说，如果一个小区的负载（例如， M ）减小，它的覆盖范围就能相应增大。这种关系可以从上式得到：减少分母中的 **M** 可以在不使整个分母增加的情况下减小 **E_b** 的值。

在一个典型系统的中心部分，小区都很小，而且负载都很重。在这个系统的边缘，负载比较少，小区可以扩大，增加了系统的覆盖能力。

$$E_b = P_T \times L_d \times T_b$$

3.2 CDMA 的应用

必读文章

“UMTS/IMT-2000 Based on Wideband CDMA”

Erik Dahlman, Björn Gudmundson, Mats Nilsson, and Johan Sköld

Ericsson Radio Systems AB

**IEEE Communications Magazine • September
1998**

pp.70-80 (UMTS_wcdma.pdf)

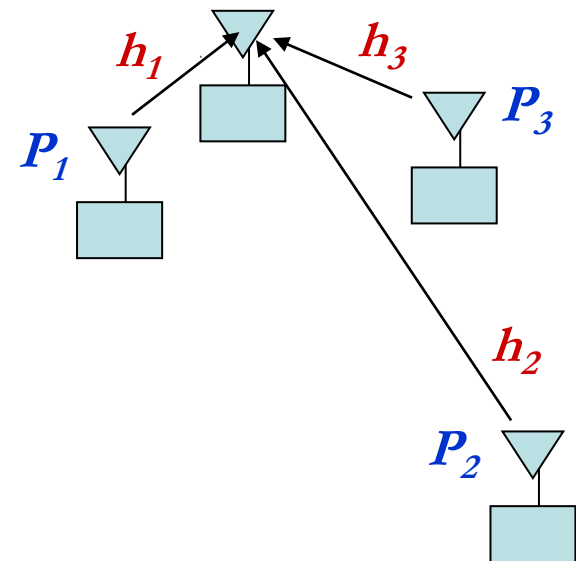
参考文献

1. 孙立新等: **第三代移动通信技术**, 人民邮电出版社, 2000年12月
2. 胡捍英、杨峰义, **第三代移动通信系统**, 人民邮电出版社, 2001年8月
3. 彭林、朱小敏、朱凌霄, **WCDMA无线通信技术及演化**, 中国铁道出版社, 2004年4月

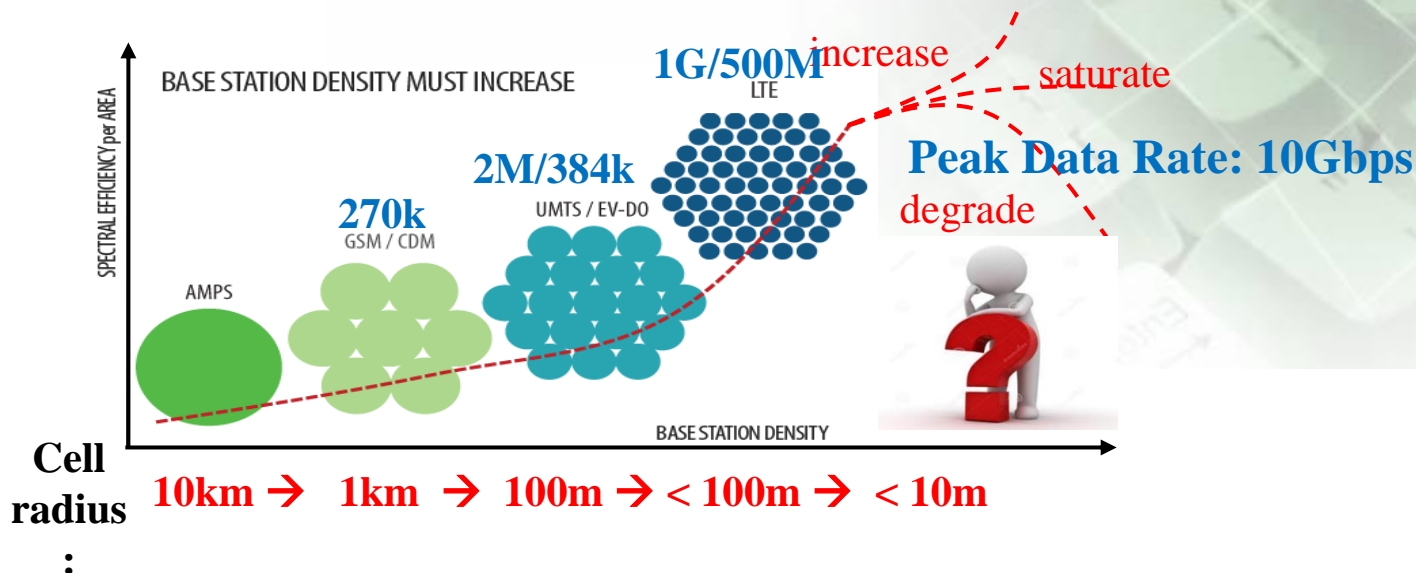
作业

3.3: 如果WCDMA系统中上行和下行的要求的速率均为120kbps时，上行和下行的扩频增益分别为多少？

3.4: 在WCDMA系统中可以提供的下行数据速率为15/30/60/120/240/480/960/1920kbps，如何实现下行速率为360kbps的数据传输，画出时隙的格式，此时的扩频增益为多少？有几种实现的方法？



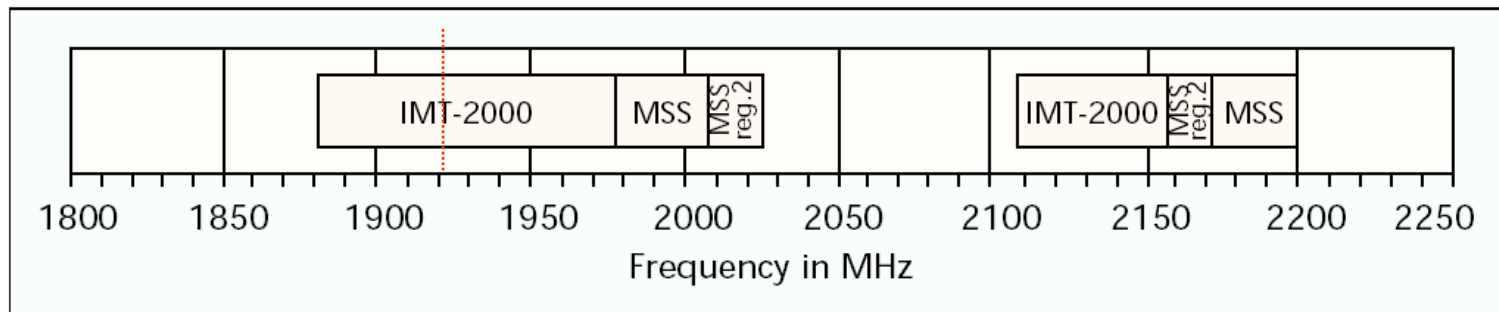
IMT-2000 的基本需求



基于W-CDMA的UTRA 可以完全满足 UMTS/IMT -2000的需求(例如, 广域覆盖下支持384kb/s, 局域覆盖下支持2 Mb/s)。此外, 它的无线接口可以灵活的支持混合服务、变速率服务和高效的分组模式。

WCDMA是第三代移动通信的主流体制, 其典型代表是欧洲ETSI提出的UMTS(通用移动通信系统, 简称UMTS(Universal Mobile Telecommunications System))。UMTS的地面无线接入网称为UTRAN, 接入方式称为UTRA。

ITU 频谱分配

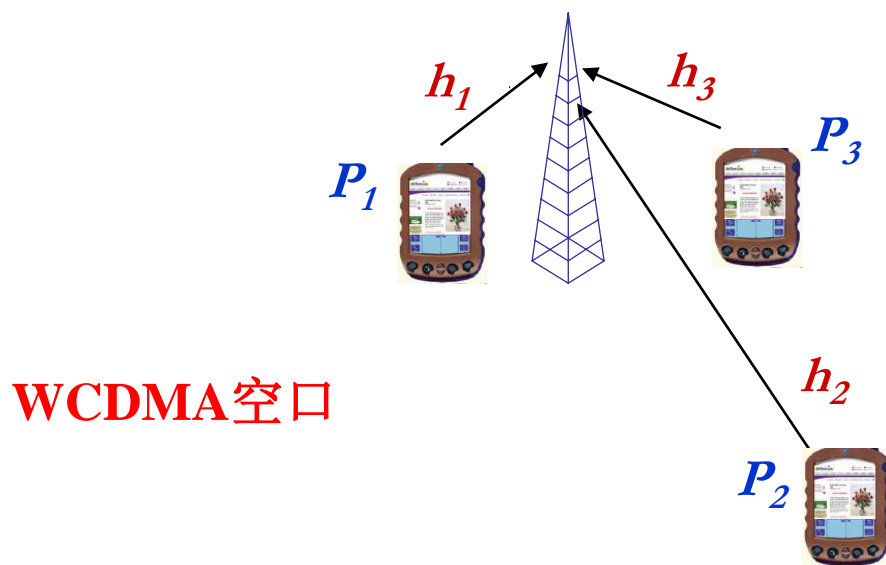
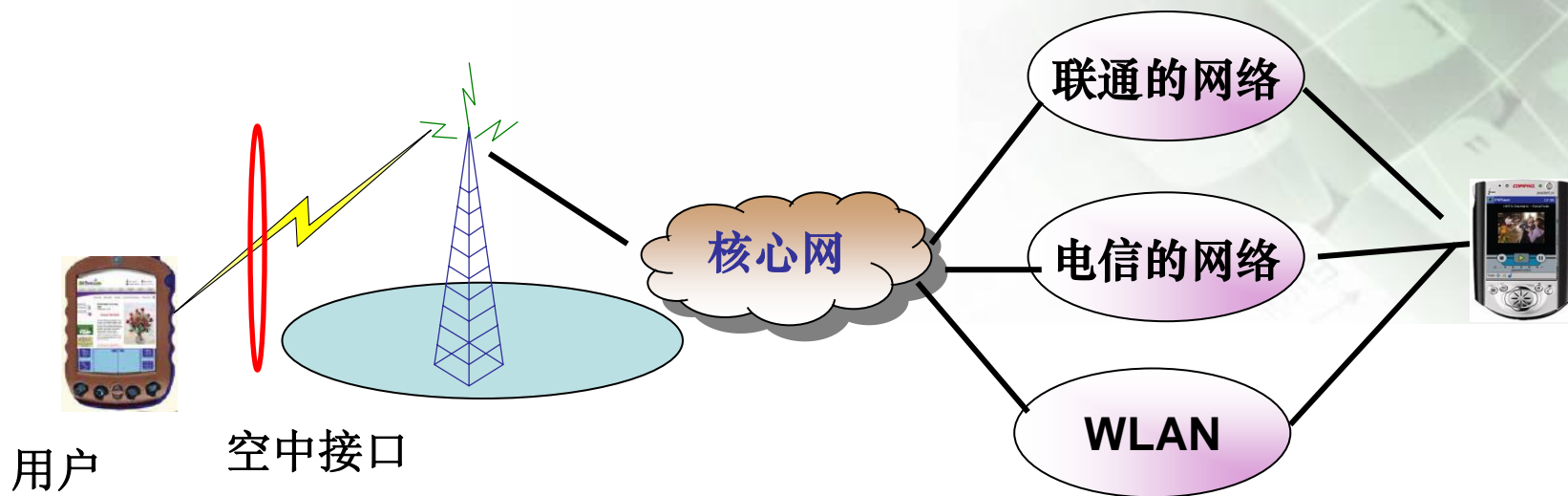


■ Figure 1. Spectrum allocation according to ITU.

从20世纪90年代起，ETSI/SMG(Special Mobile Group)就已经开始负责UMTS标准的制定。在1998年1月有了突破性的进展，采用UMTS地面无线接入系统作为基本技术。这一技术包含如下的关键内容: (1885~2010MHz-2110~2200MHz)

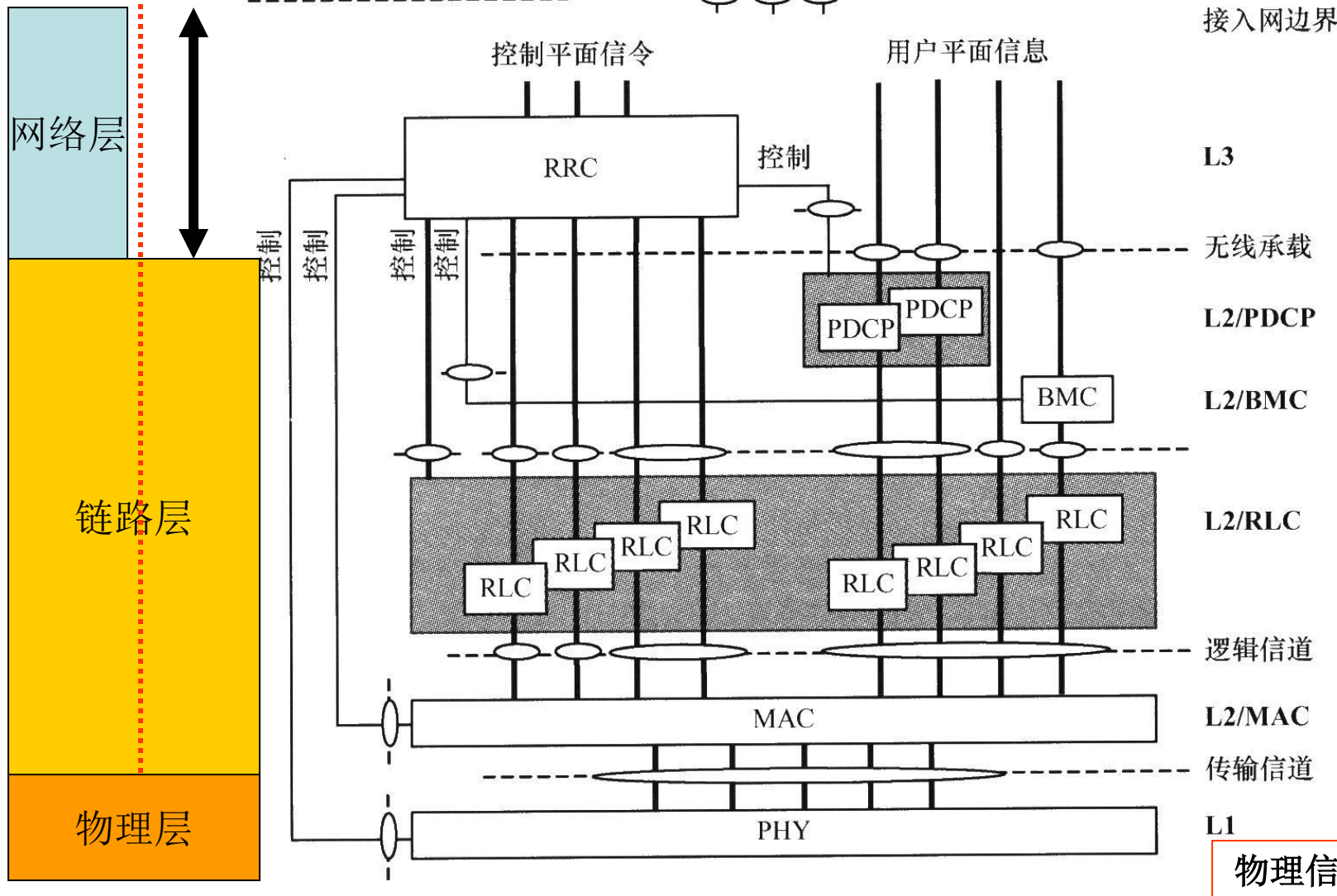
- 对于对称带宽1920—1980和2110—2170MHz应采用FDD-CDMA方式
- 对于非对称带宽(共35MHz)应采用TD-CDMA方式

空中接口





WCDMA在无线接口上有三种信道：
物理信道，传输信道和逻辑信道。



PDCP:分组数据汇聚协议

BMC:广播/多播控制

物理信道

WCDMA空中接口的主要参数

(1) **码片 (Chip) 速率**: 3.84Mchip/s 。

(2) **扩频系数**: **256到4可变(上行)**; 调制符号速率变化范围: 960ksymbol/s 到 15ksymbol/s (上行)

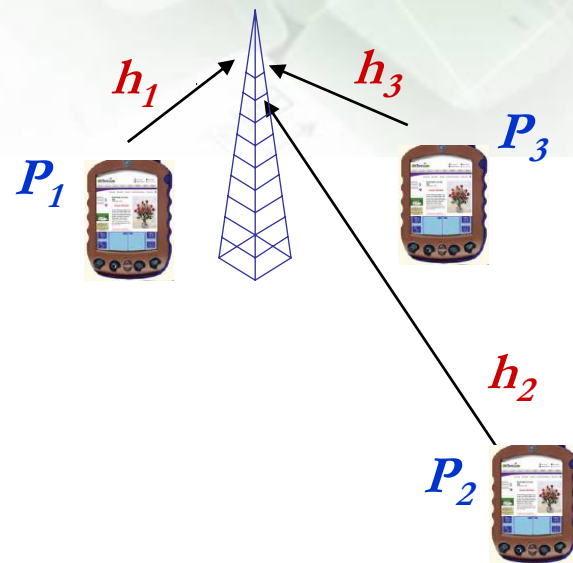
512到4可变(下行), 调制符号速率变化范围: 960ksymbol/s 到 7.5ksymbol/s 。

(3) **工作频带**:

1920—1980MHz: 上行链路(移动台发, 基站收) ;

2110—2170MHz: 下行链路(基站发, 移动台收) ;

当然也不排除在其他频段上的应用。

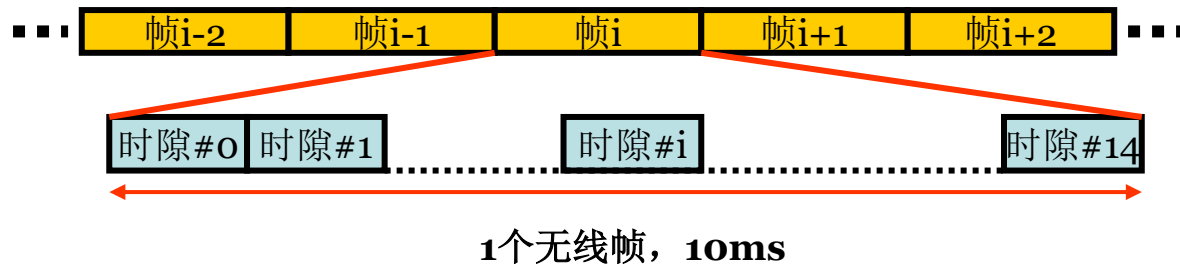


WCDMA空口

WCDMA空中接口的主要参数

(4) **信道安排**: 标称信道间隔为5 MHz。信道中心频率的调整步进为200 kHz, 这意味着信道中心频率必须是200 kHz的整倍数。

(5) **无线帧**: 无线帧长为10ms, 分为15个时隙, 每时隙2560chip。



(6) **移动台发射功率等级**: 定义了4种移动台发射功率等级:

功率等级1对应的最大发射功率为33dBm, 容限为+1/-3dB;

功率等级2为+27dBm, 容限+1/-3dB;

功率等级3为+24dBm, 容限+1/-3dB;

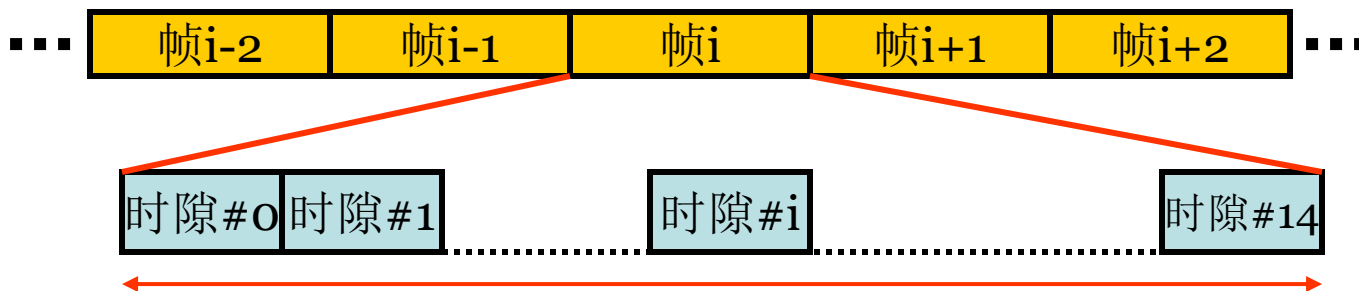
功率等级4为+21dBm, 容限±2dB。

物理信道结构

物理信道由无线帧和时隙的分层结构组成，与传输信道相对应，物理信道又分为**专用物理信道**和**公共物理信道**。

一个**无线帧**（**10ms**）由15个时隙组成，其长度为**38400chip**。时隙由包含数据比特的字段组成，一个**时隙**的长度为**2560chip**，每时隙的比特数取决于物理信道的信息传输速率。

基本的**物理资源**是信道化码、频率。



1个无线帧，10ms

上行物理信道结构

TFCI:传输格式组合指示; FBI:反馈信息; TPC:发射功率控制; $SF=256/2^k$

专用上行物理数据信道
DPDCH

数据 (N_{data} bit)

$$T_{slot} = 2560 \text{ chip}, \quad N_{data} = 10 \times 2^k \text{ bit} \quad (k=0, \dots, 6)$$

专用上行物理控制信道
DPCCH

导频 N_{pilot} bit	TFCI N_{TFCI} bit	FBI N_{FBI} bit	TPC N_{TPC} bit
-----------------------	------------------------	----------------------	----------------------

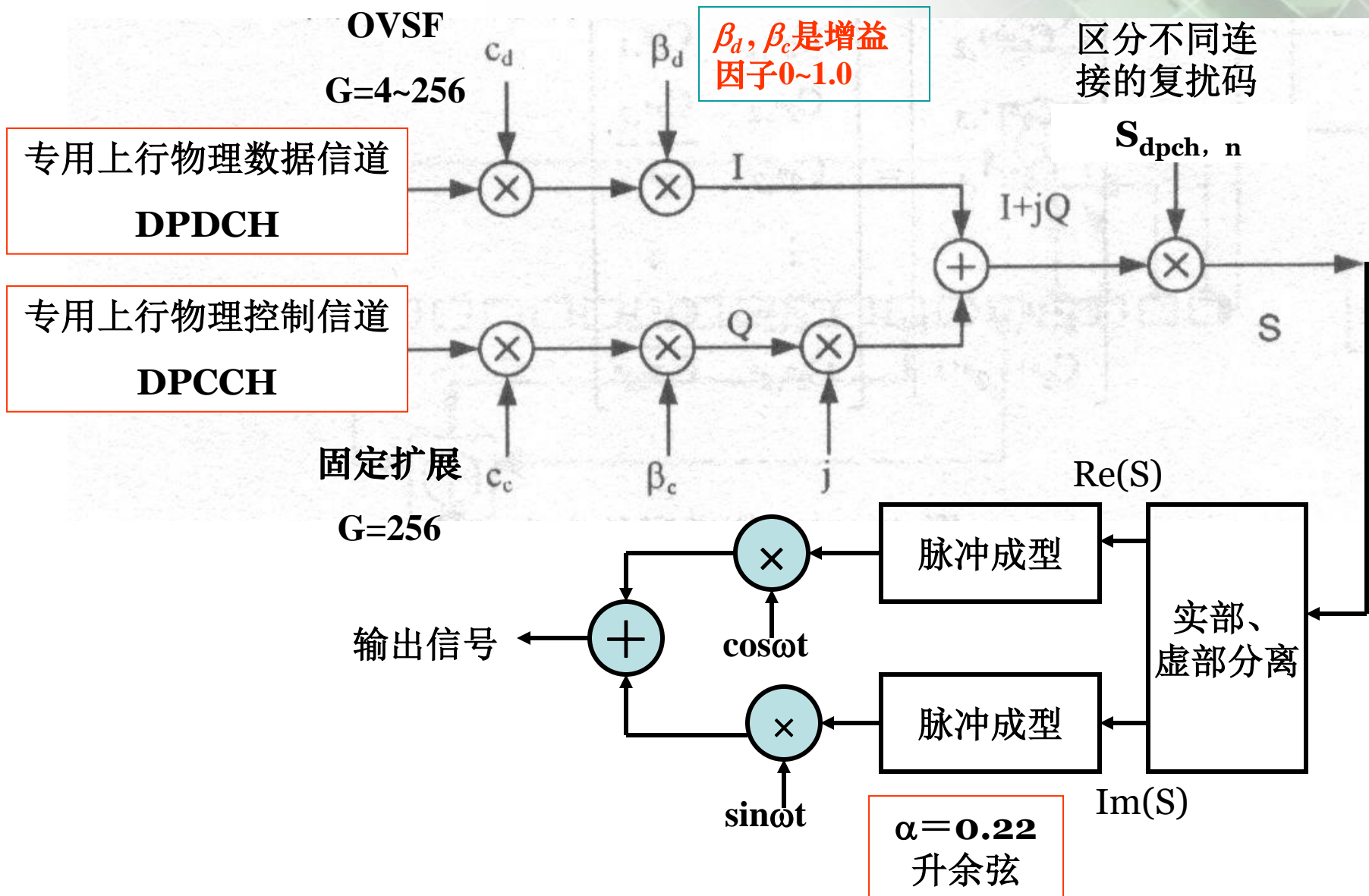
$$T_{slot} = 2560 \text{ chip}, \quad 10 \text{ bit}$$



上行DPDCH和DPCCH
在一个时隙内是并行传
输的。

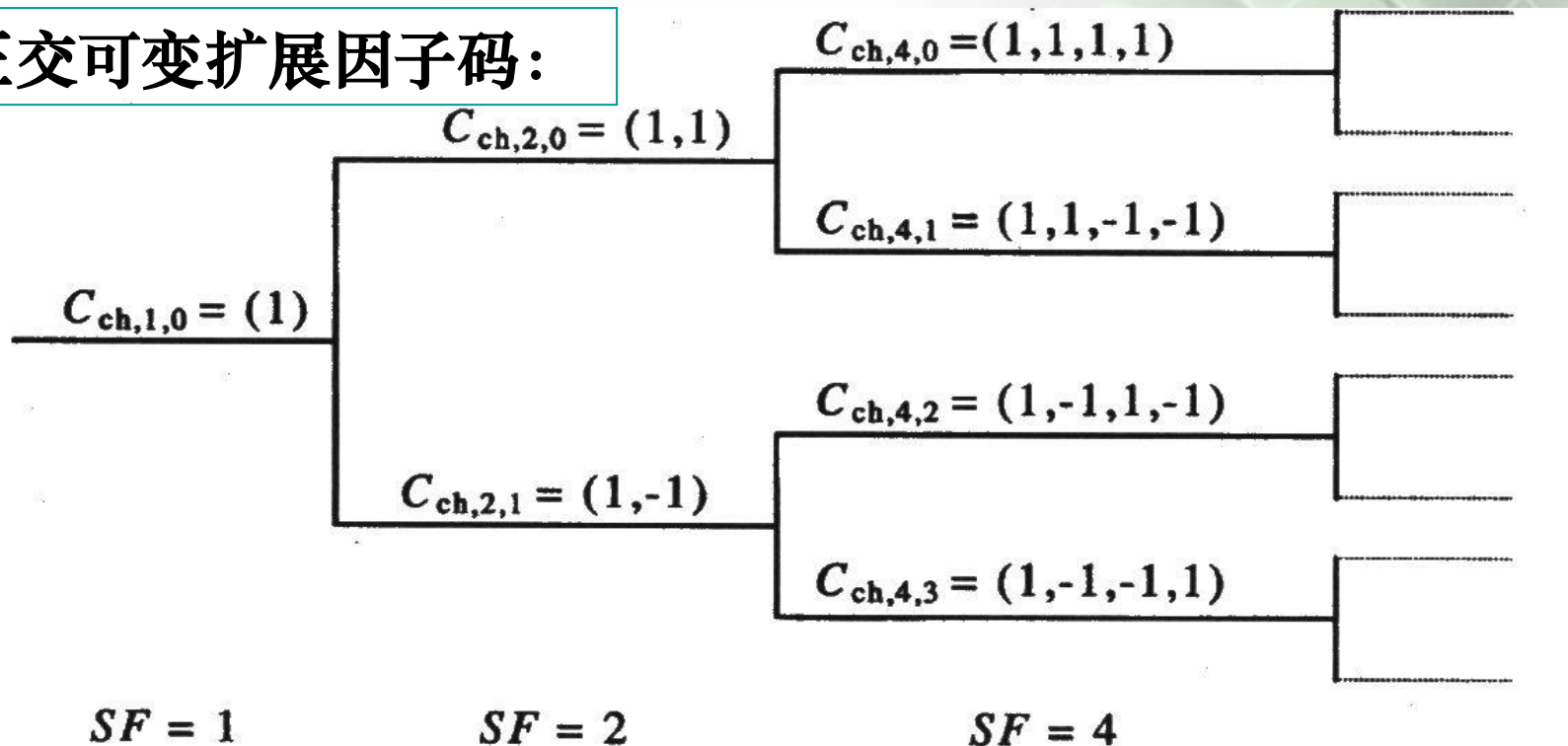
1个无线帧, 10ms

上行物理信道结构



上行物理信道结构

OVSF正交可变扩展因子码:



$C_{ch,SF,k}$, k 是码号, $0 \leq k \leq SF-1$

$C_d = C_{ch,SF,k}$, 例如 $k = SF/4$

例如: $SF=4, C_d = C_{ch,4,1}$

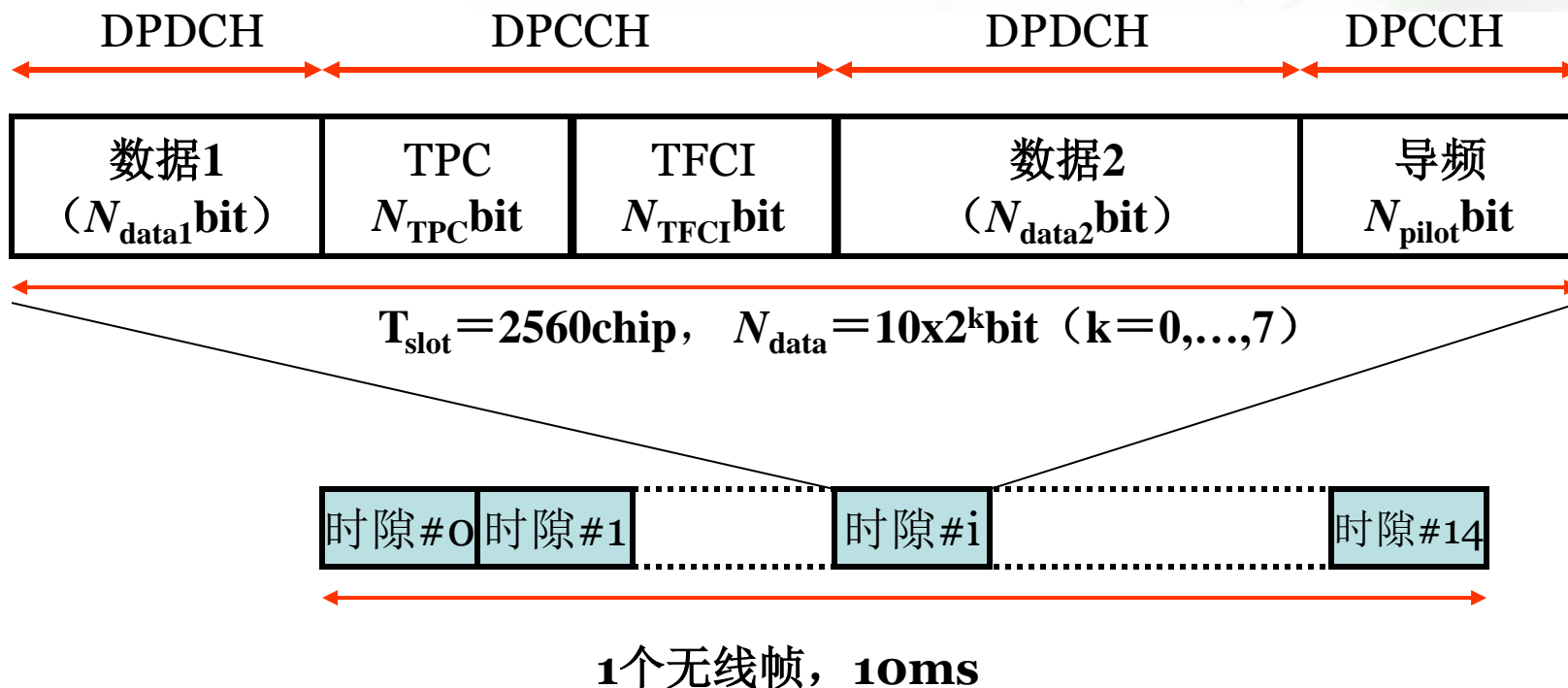
图 5.9 产生 OVSF 码的码树

下行物理信道结构

$$N_{\text{TPC}}=2/4/8, N_{\text{TFCI}}=2/4/8/16, N_{\text{pilot}}=2/4/8/16/32$$

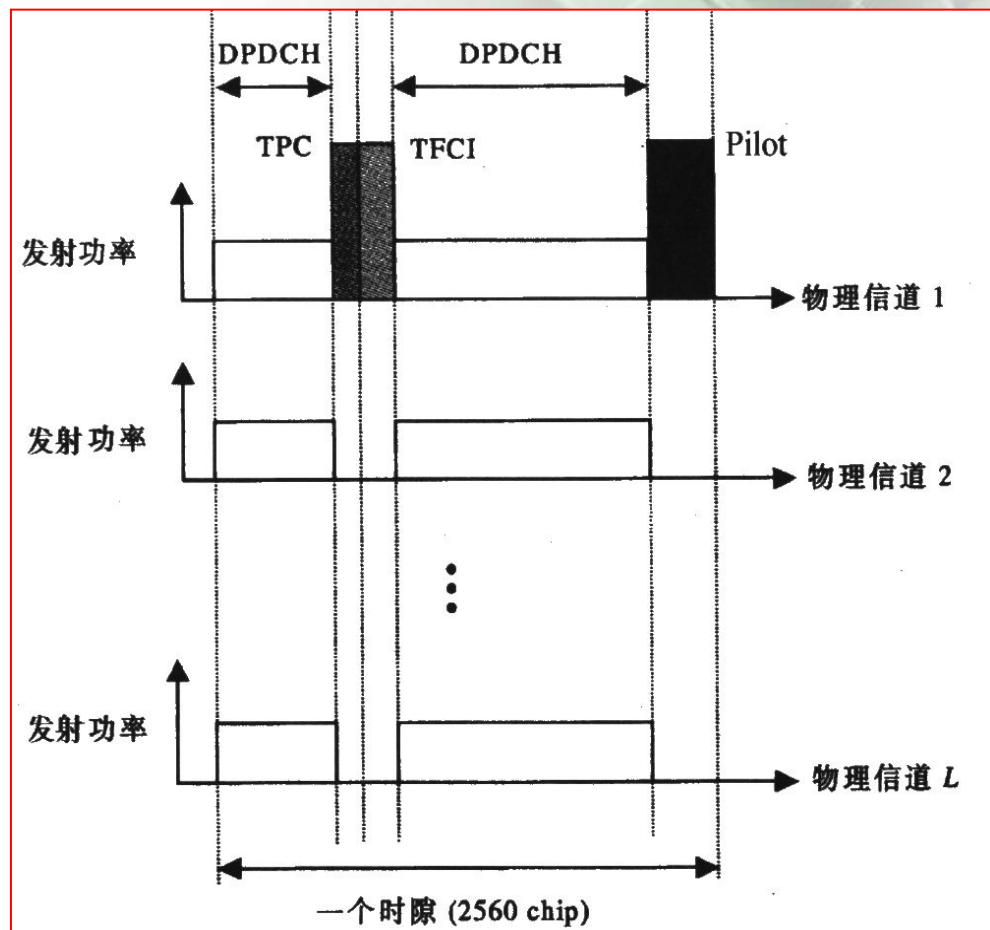
$$\text{SF}=512/2^k$$

例如: $\text{SF}=64$, $N_{\text{data1}}=12$, $N_{\text{data2}}=48$, $N_{\text{TPC}}=4$,
 $N_{\text{TFCI}}=8$, $N_{\text{pilot}}=8$ 。此时的数据率为120kbps。



下行物理信道结构

当在一个下行链路连接上传输的**总比特速率超过一个下行物理信道最大比特速率时**，可采用**多码传输**，即采用相同扩频因子将一个连接在若干个并行的下行DPCH上传输。在这种情况下，L1层控制信息仅在第一个下行DPCH上传输，其他DPCH在相应时间段内不发送任何数据。



下行物理信道结构

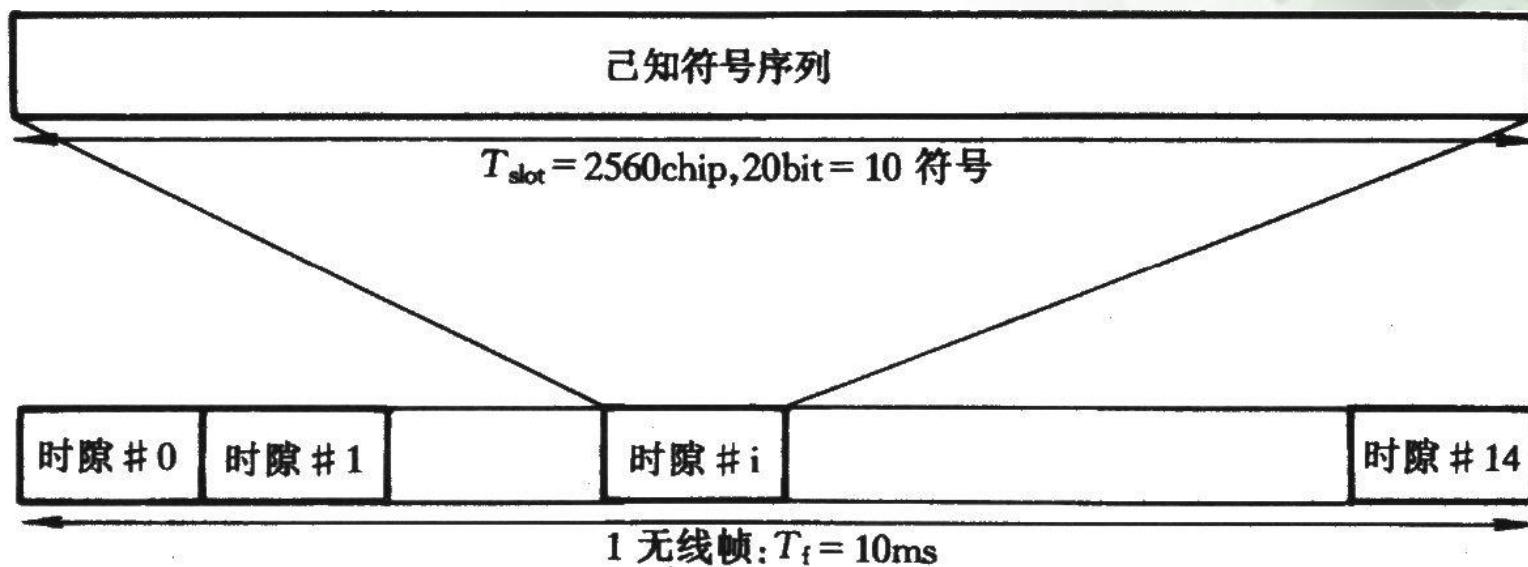
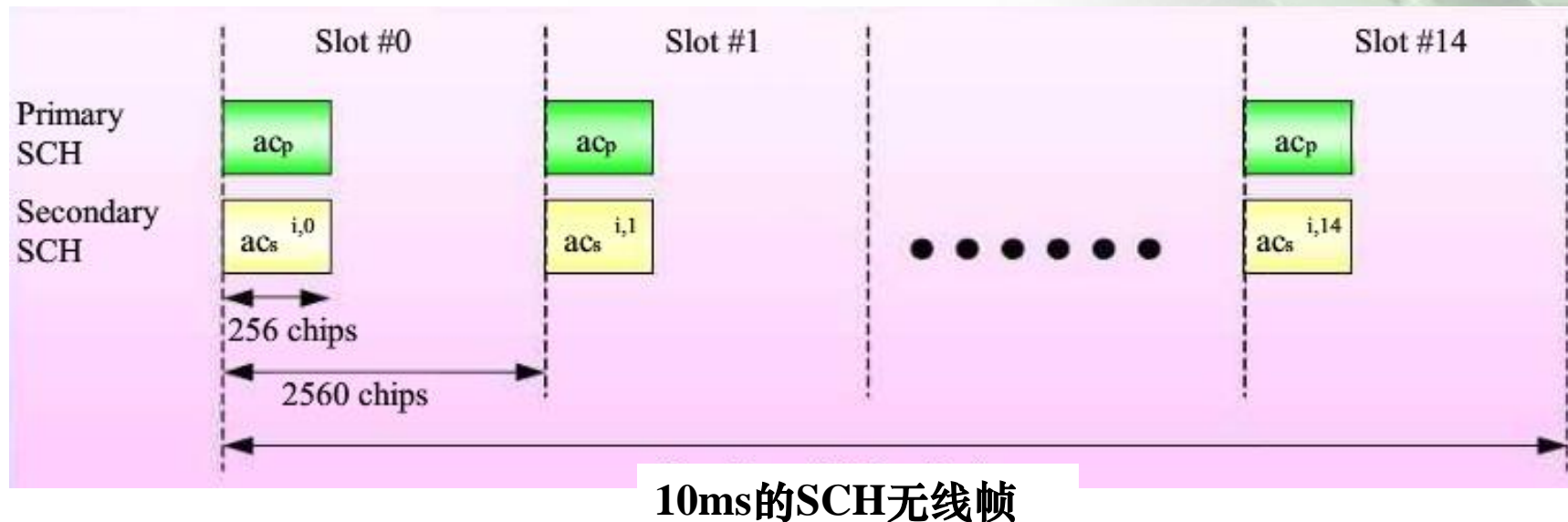


图 5.15 公共导频信道的帧结构

发送预先定义好的已知序列，主要用于信道估计

下行物理信道结构



- 1) SCH是同步信道，不进行扩频和加扰，它包括PSCH和SSCH两个在时间上并行的子信道，且在每个时隙的前256个chips上发送。
- 2) PSCH信道上发送的是一个长度为256个chips的调制码（PSC）组成，PSC每个时隙重复一次，其图案在所有小区都是相同的。SSCH信道则发送一组15个长度为256chips的调制码（SSC），每个时隙发送其中的一个，这组码每帧重复一次，其图案由当前小区主扰码所属的扰码组决定。
- 3) PSCH信道用于小区搜索中的第一步，时隙同步；
- 4) SSCH信道用于小区搜索中的第二步，帧同步和码组识别

下行物理信道结构

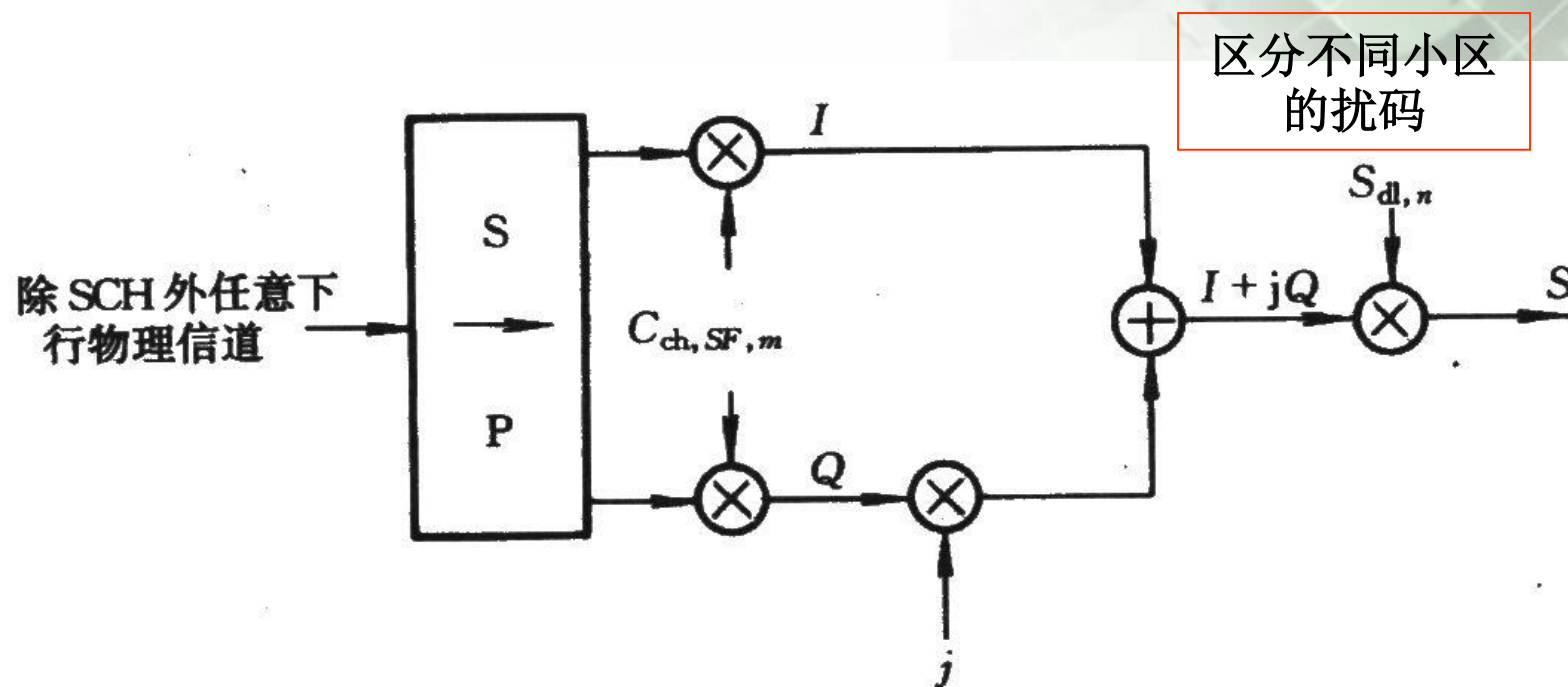
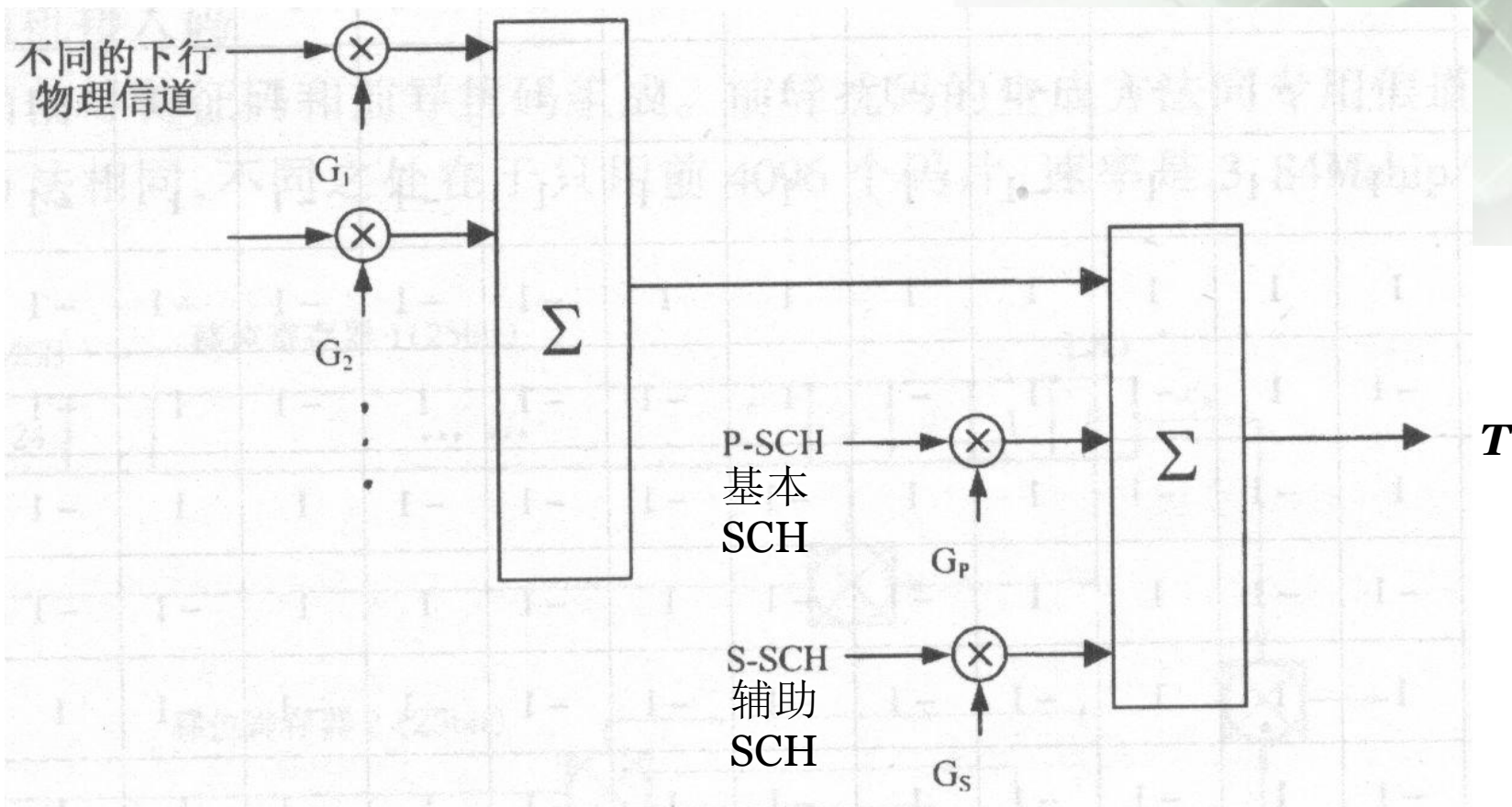
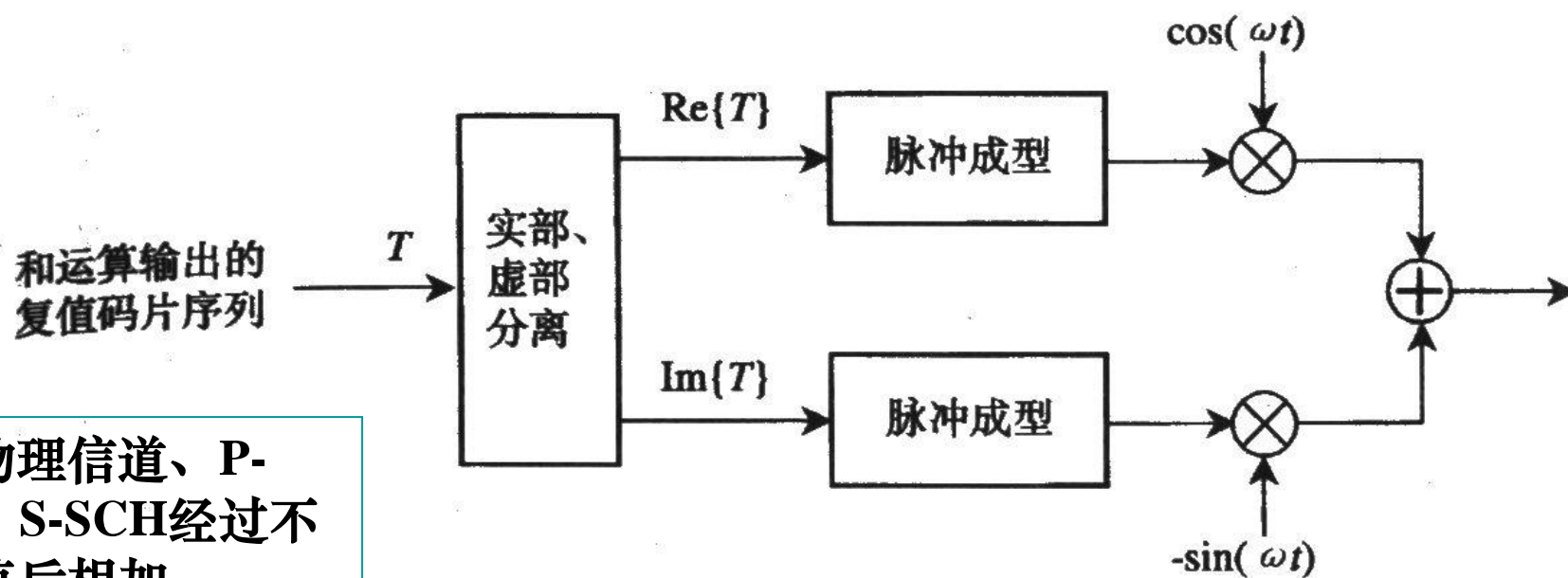


图 5.21 除 SCH 外所有下行物理信道的扩频

下行物理信道结构

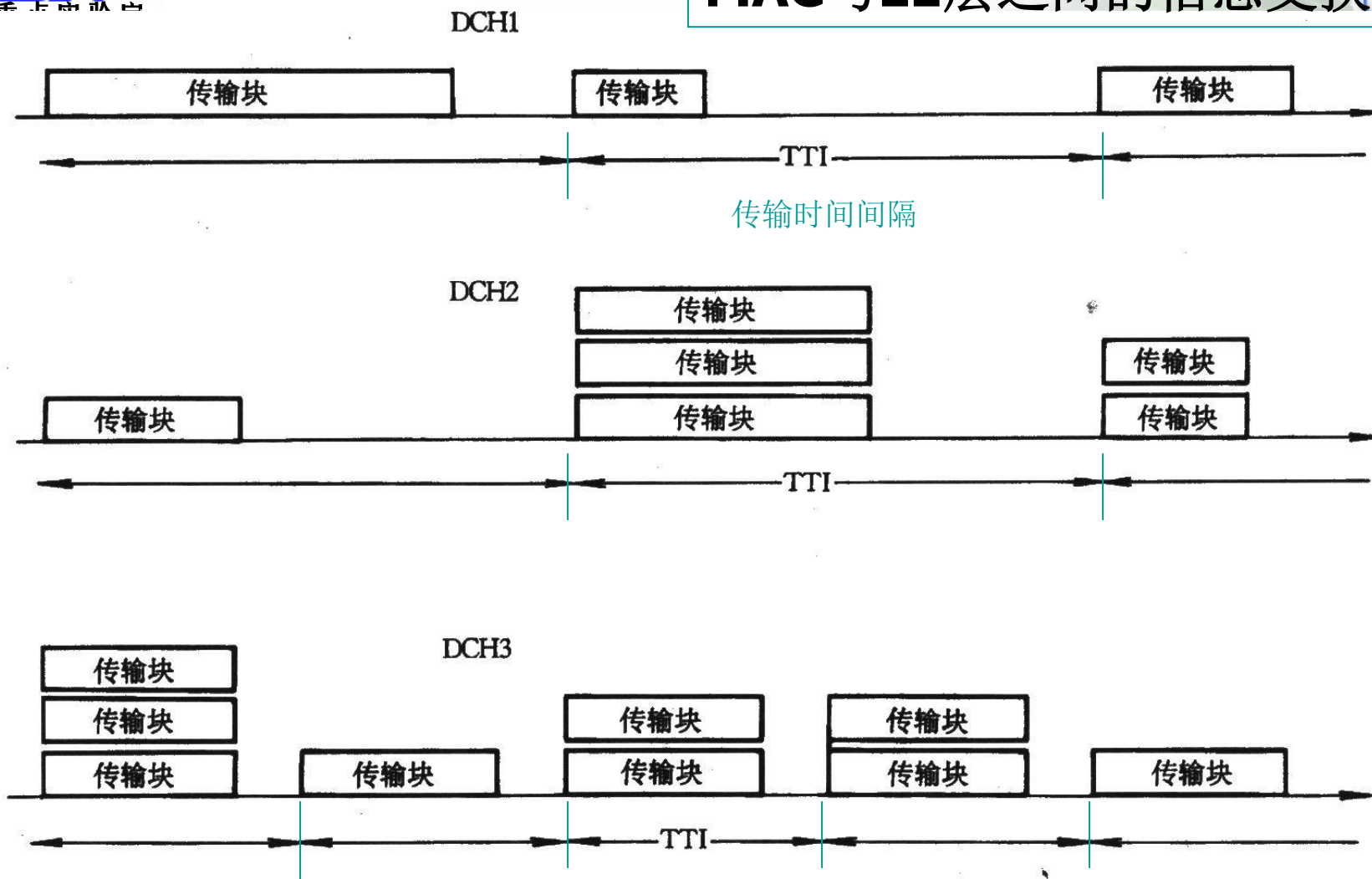


下行物理信道结构



不同物理信道、P-SCH、S-SCH经过不同权值后相加

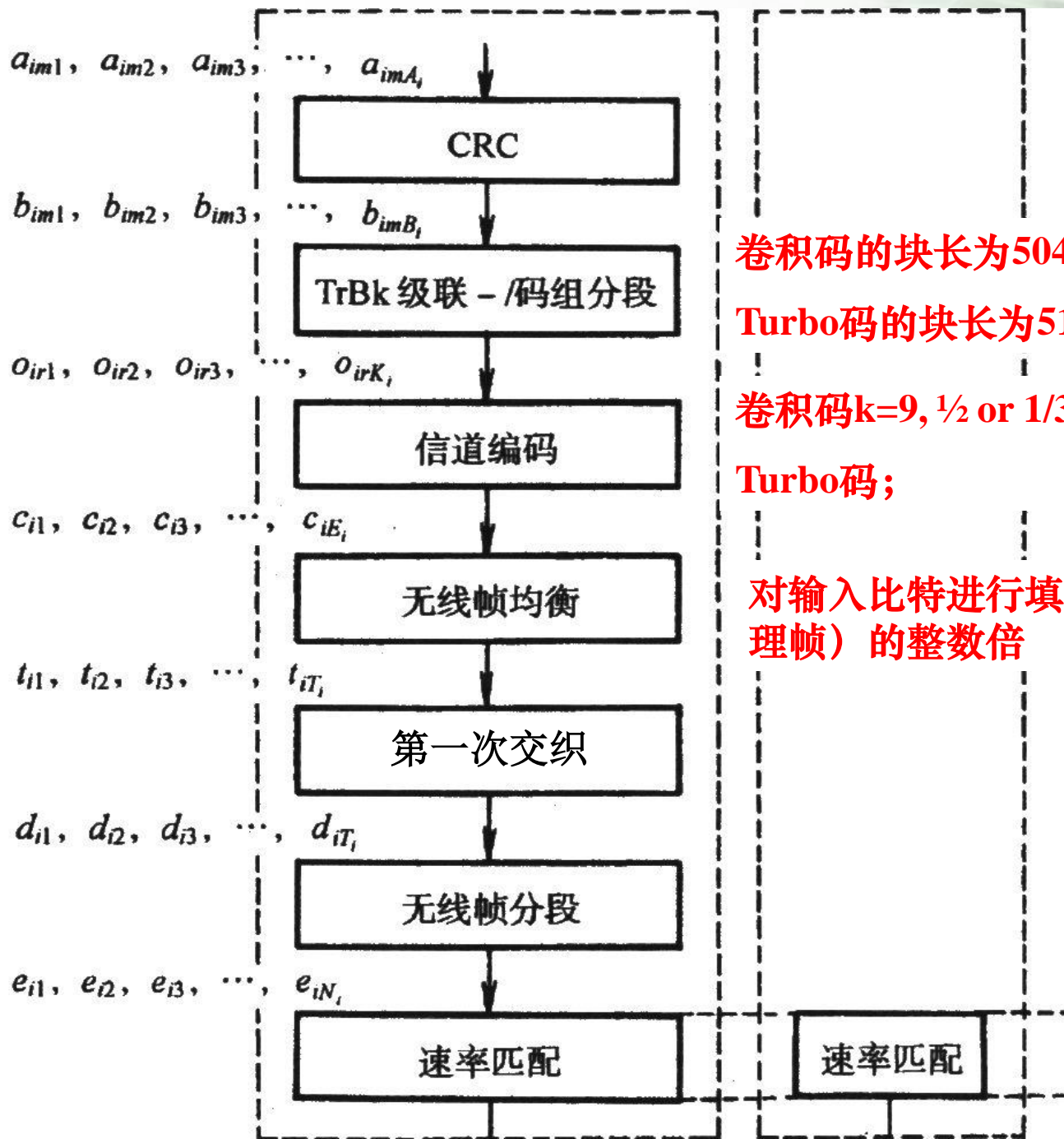
图 5.24 下行链路调制



传输格式：动态的部分、半静态的部分。

动态的部分：{ 传输块大小； 传输块集大小 }

半静态的部分：{ 传输时间间隔； 差错保护； 静态速率匹配参数 }



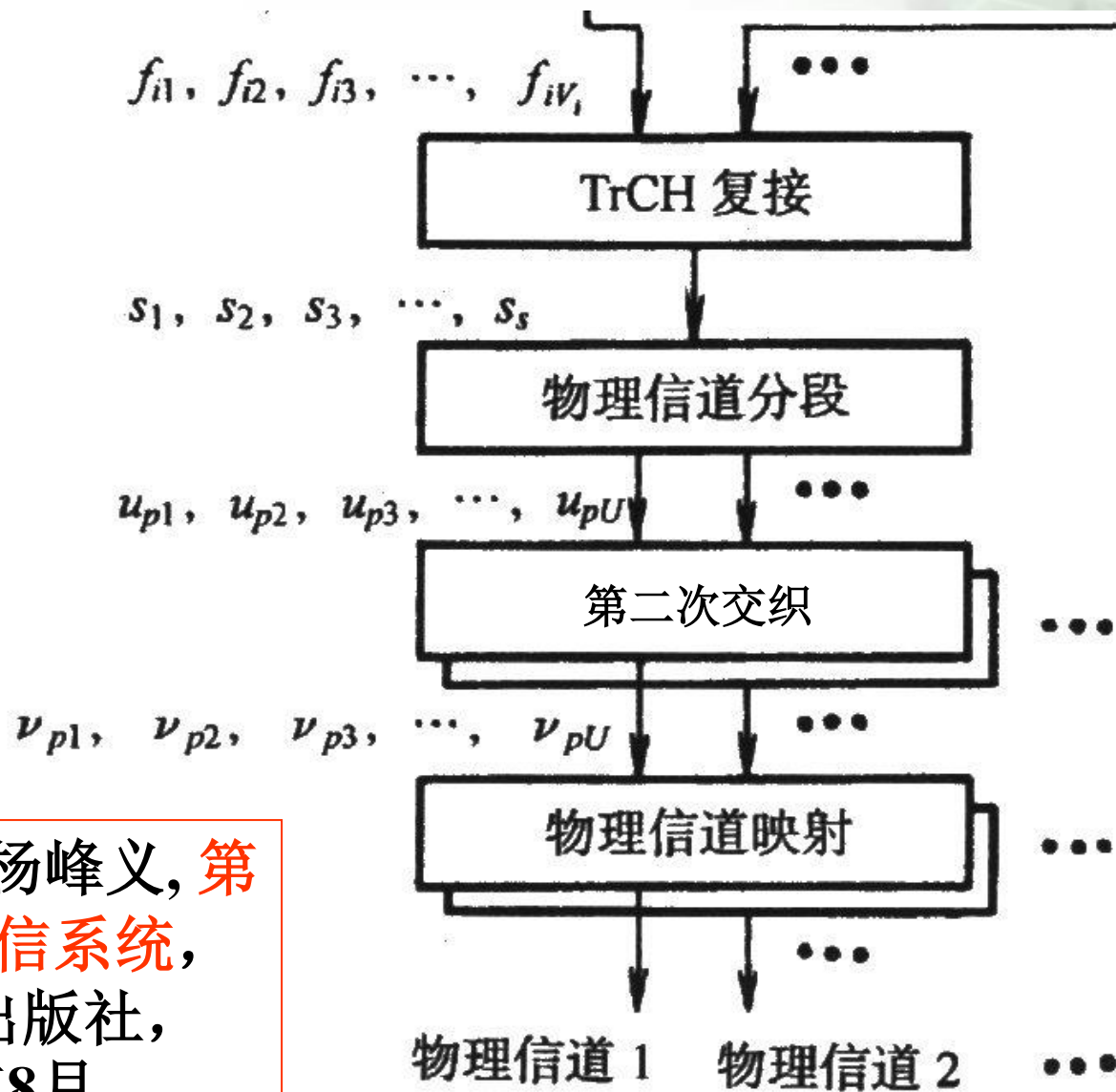
卷积码的块长为504;

Turbo码的块长为5114;

卷积码 $k=9, \frac{1}{2}$ or $\frac{1}{3}$;

Turbo码;

对输入比特进行填充为 F_i (物理帧) 的整数倍



2. 胡捍英、杨峰义, **第三代移动通信系统**,
人民邮电出版社,
2001年8月

P208-233

图 5.30 上行传输信道复接结构

物理信道结构 (编码)

表 5.6

编码方案和编码速率

TrCH 类型	编码方案	编码速率
BCH	卷积编码	1/2
PCH		
RACH		
CPCH, DCH, DSCH, FACH		1/3, 1/2
	Turbo 编码	1/3
	不编码	

3.3 自适应CDMA

预读文献

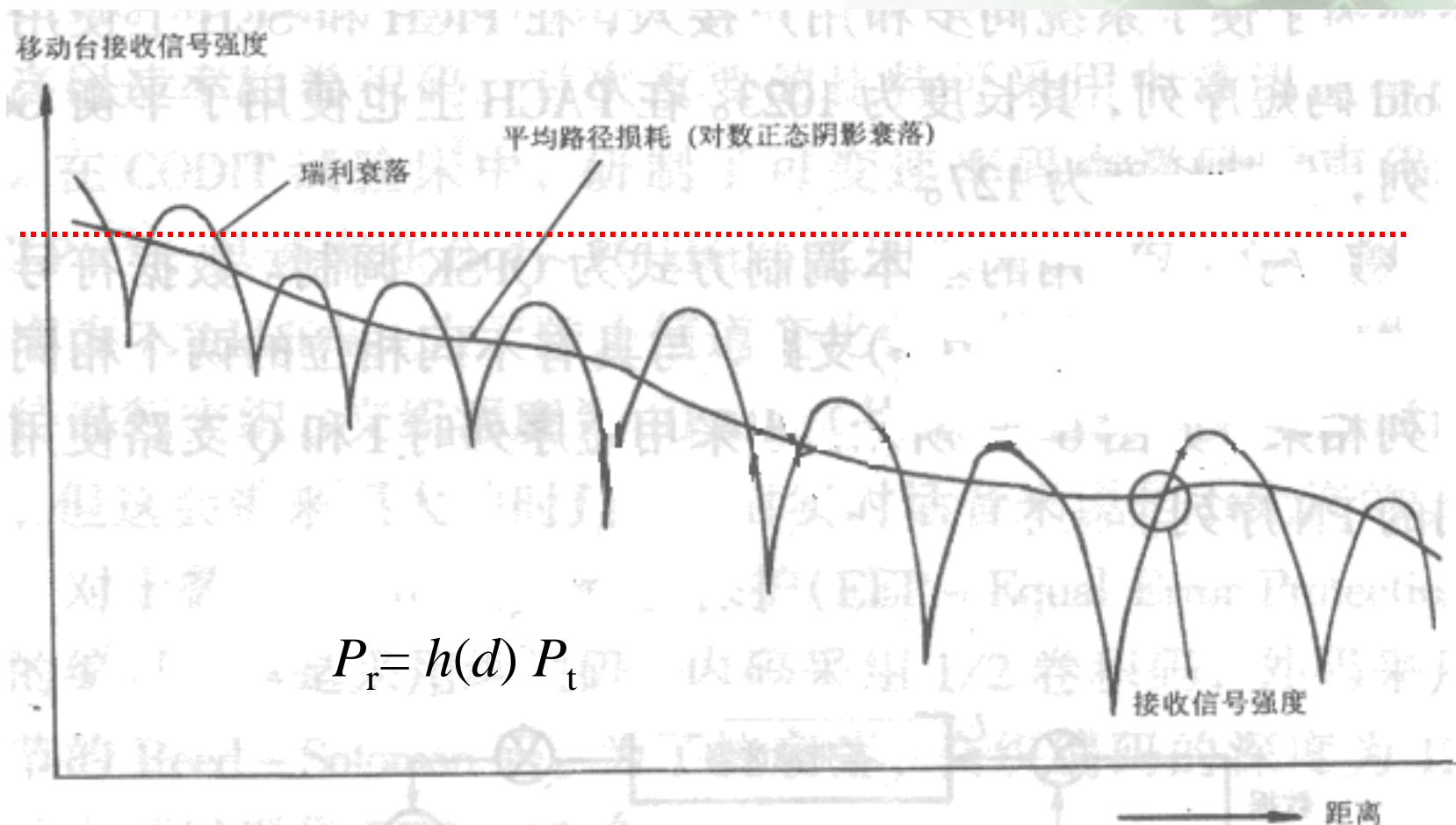
"Power control and rate allocation in multirate wideband CDMA systems," J.W. Mark and S. Zhu, IEEE Wireless Comm. and Networking Conference, Sept. 2000

作业

3.5 设一个单区的DS-CDMA系统，其带宽为5MHz，用户1到基站的传输速率要求为120kbps，其 E_b/I_0 的要求为5；用户2到基站的传输速率要求为240kbps，其 E_b/I_0 的要求为10；基站处的噪声功率为 $n = -20\text{dBmW}$ ，试求各用户所需的接收功率。

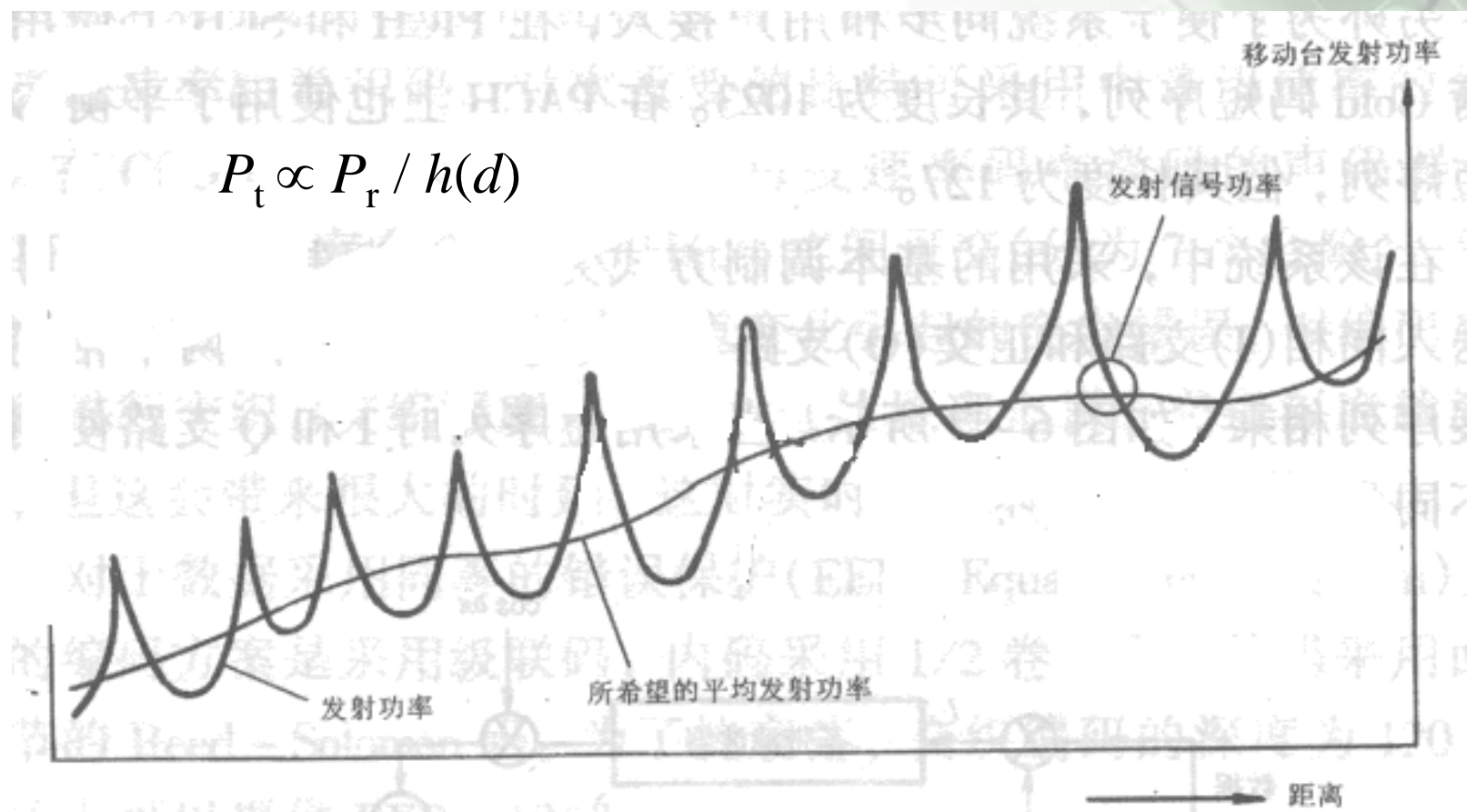
1. 传统功率控制算法的**目标**是什么？
2. 自适应CDMA的功率控制算法与传统功率控制算法有什么不同？
3. 功率控制算法如果要收敛，对通信业务量的需求有没有限制？
4. 使系统容量达到最小的**最坏业务需求**有什么特征？

功率控制的基本原理

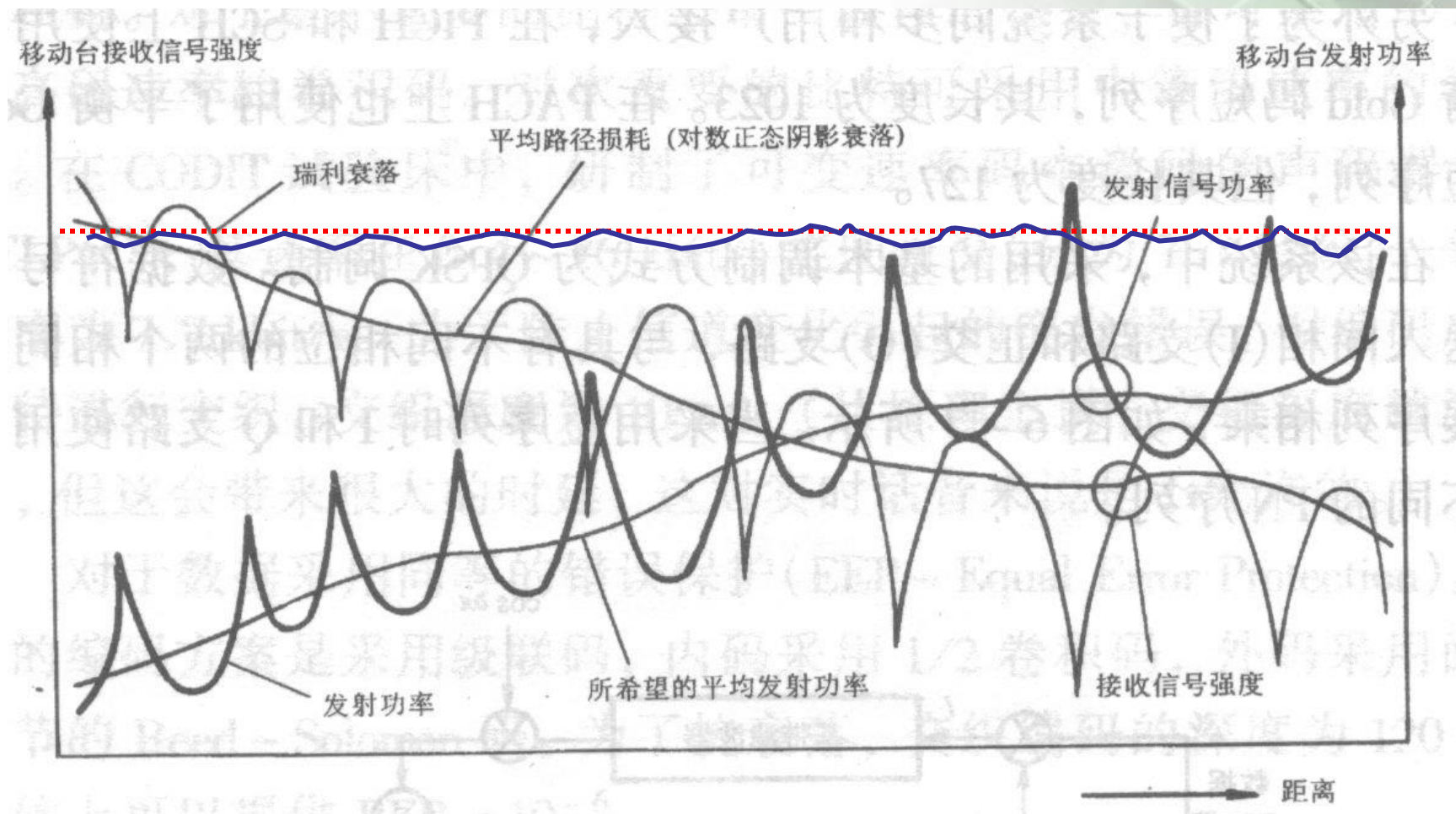


功率控制的基本原理

$$P_t \propto P_r / h(d)$$



功率控制的基本原理



自适应CDMA

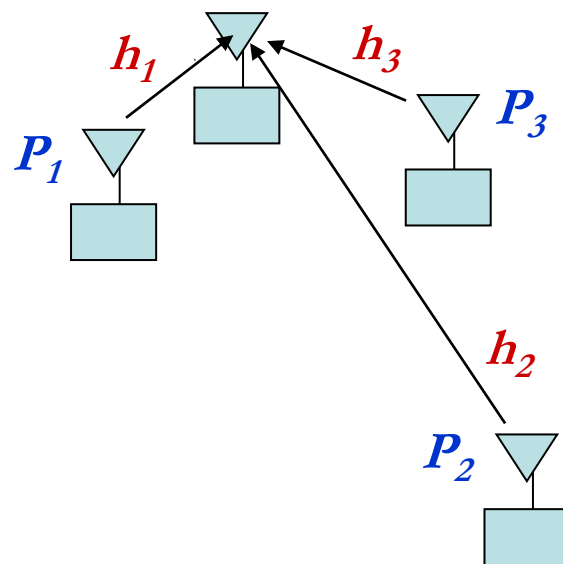
$$\frac{P_T \cdot d_1^{-n}}{N + P_T \cdot d_2^{-n} / G} \approx G \cdot \left(\frac{d_1}{d_2}\right)^n > 5$$

取 $n = 4, G = 5 \times 16$, 得: $d_1 < 2d_2$

- 传统的功率控制用于解决远近效应问题
- 自适应CDMA根据信道和干扰调整信号的速率和功率
- 更多复杂的技术可通过调整数据速率和功率达到最大吞吐量。
- 自适应技术可以用于满足不同类型媒体的QoS要求。

远近效应和传统的功率控制方法

- 在上行链路，用户的信道增益（**路径损耗**）不同。
- 如果所有的用户都用相同的发射功率($P_i=P$), 则近处的用户信号淹没了远处的用户信号。
- 传统的功率控制，使得每个信道的到达功率相同
 - 发送功率: $P_i = P_r / h_i$
 - 增加对其他小区的干扰
 - 减小容量
 - 减弱连续干扰消除和MUD的性能
 - 不能对每个信号进行很好的估计



在给定速率需求下的功率控制

- **自适应CDMA（提出速率和功率分配策略）：**
 - 传输体制：多速率CDMA
 - 用功率控制的方法来满足QoS(SIR)要求
 - 自适应取决于：扩展频带宽度（BW）、需要的数据速率和SIR
 - 目标：为IMT-2000 WCDMA系统研究一种功率分配策略，使它可以满足QoS需求，同时使传输功率最小化。

上行物理信道结构

TFCI:传输格式组合指示; FBI:反馈信息; TPC:发射功率控制; $SF=256/2^k$

专用上行物理数据信道
DPDCH

数据 (N_{data} bit)

$$T_{slot} = 2560 \text{ chip}, \quad N_{data} = 10 \times 2^k \text{ bit} \quad (k=0, \dots, 6)$$

专用上行物理控制信道
DPCCH

导频 N_{pilot} bit	TFCI N_{TFCI} bit	FBI N_{FBI} bit	TPC N_{TPC} bit
-----------------------	------------------------	----------------------	----------------------

$$T_{slot} = 2560 \text{ chip}, \quad 10 \text{ bit}$$



上行DPDCH和DPCCH
在一个时隙内是并行传
输的。

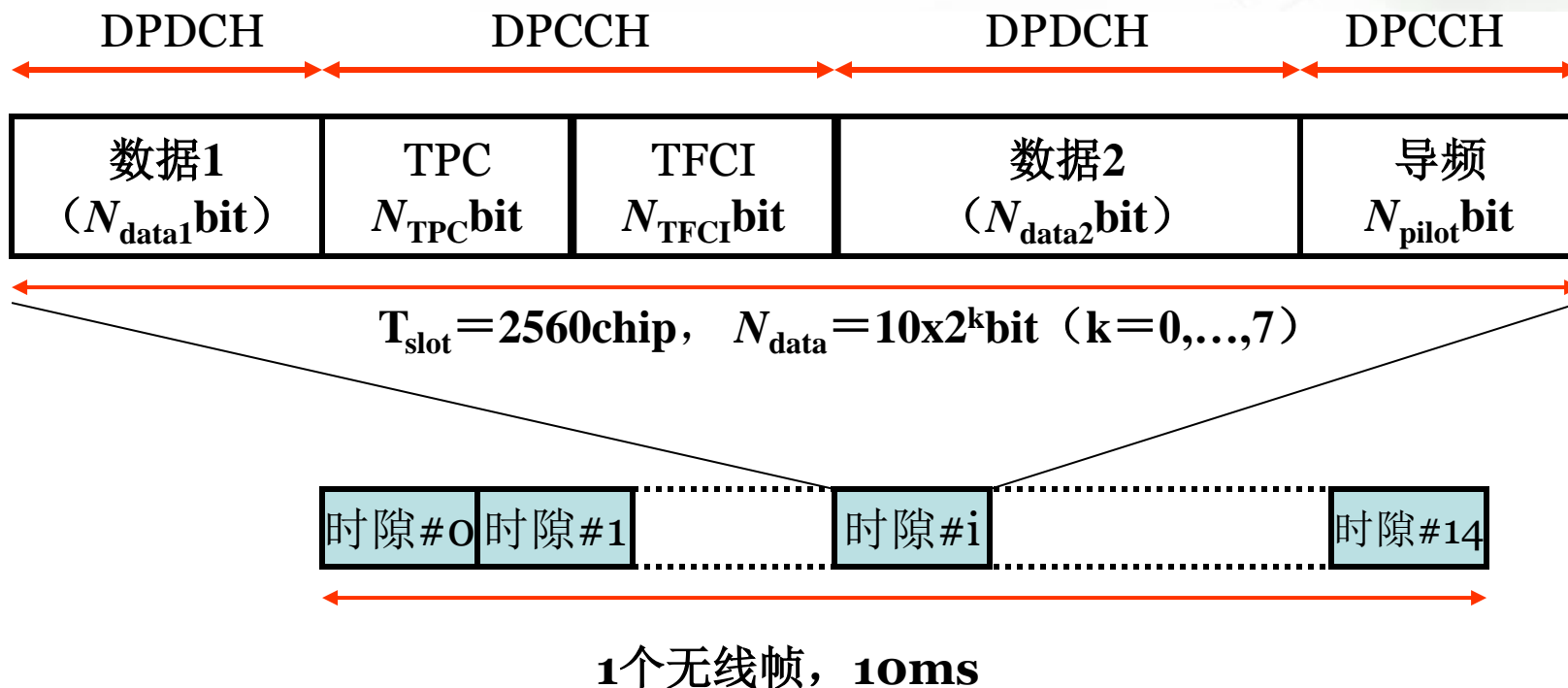
1个无线帧, 10ms

下行物理信道结构

$$N_{\text{TPC}}=2/4/8, N_{\text{TFCI}}=2/4/8/16, N_{\text{pilot}}=2/4/8/16/32$$

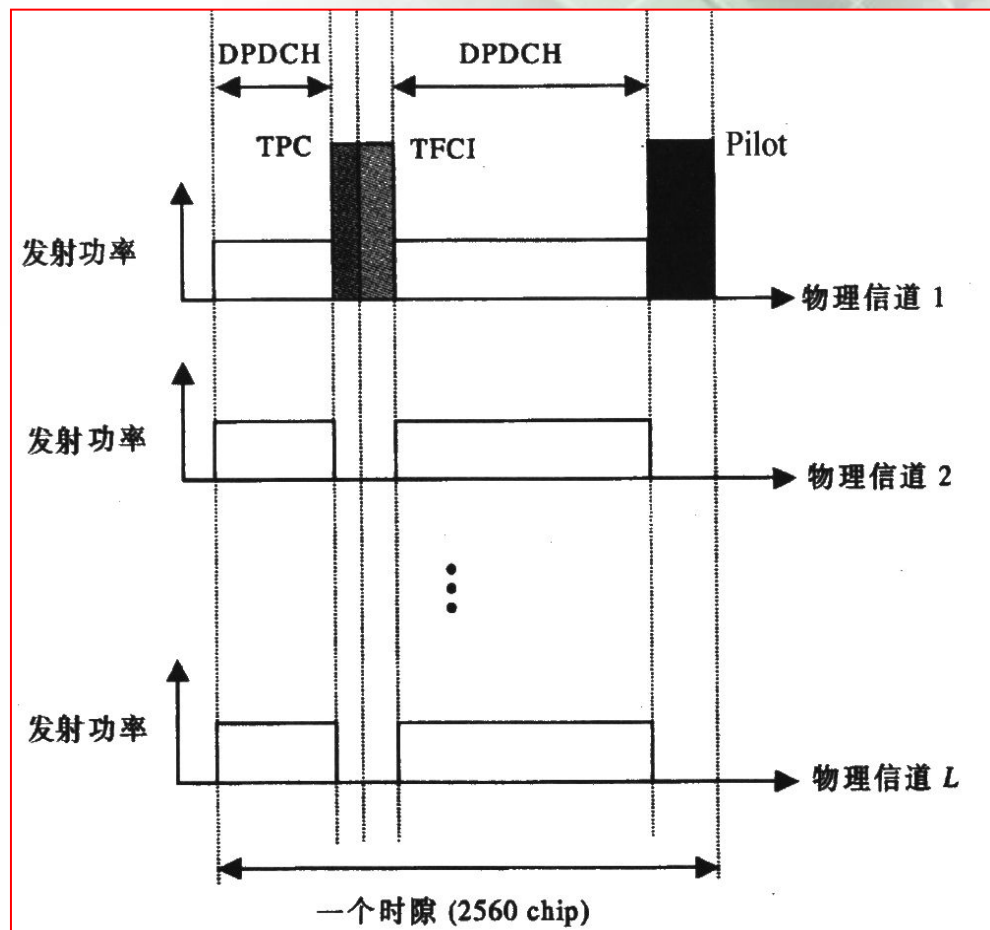
$$\text{SF}=512/2^k$$

例如: $\text{SF}=64$, $N_{\text{data1}}=12$, $N_{\text{data2}}=48$, $N_{\text{TPC}}=4$,
 $N_{\text{TFCI}}=8$, $N_{\text{pilot}}=8$ 。此时的数据率为120kbps。



下行物理信道结构

当在一个下行链路连接上传输的**总比特速率超过一个下行物理信道最大比特速率时**，可采用**多码传输**，即采用相同扩频因子将一个连接在若干个并行的下行DPCH上传输。在这种情况下，L1层控制信息仅在第一个下行DPCH上传输，其他DPCH在相应时间段内不发送任何数据。



功率控制原则

对于DS CDMA, E_b/I_0 表达式如下(对任一种业务)

$$\frac{E_b}{I_0} = \frac{S / R_b}{I_t / W} = \frac{S}{I_t} G$$

$$S = \frac{1}{W} R_b \frac{E_b}{I_0} I_t$$

其中, S 是信号功率, R_b 是信息比特率, I_t 是总的干扰功率, W 是扩展频谱带宽, $G=W/R_b$ 是处理增益

令 α 是需要的 E_b/I_0 , 那么

$$S \geq \frac{1}{W} R_b \alpha I_t$$

系统模型

第j个用户

第j个用户的第i个信道上的传输速率

$$\mathbf{R}_{bj} = [R_{bj1}, R_{bj2}, \dots, R_{bji}, \dots, R_{bjK_j}]$$

是第j个用户的 K_j 个信道的速率向量

$$\mathbf{A}_j = [\alpha_{j1}, \alpha_{j2}, \dots, \alpha_{jK_j}]$$

α_{ji} 是需要的 E_b/I_0

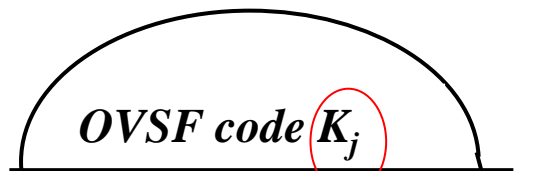
是第j个用户的 K_j 个信道的QoS需求向量

R_{bj1}, α_{j1}

R_{bj2}, α_{j2}

⋮

R_{bjK_j}, α_{jK_j}



W

第j个用户占用的信道数目

分析思路:

接收的总功率与业务需求的关系?

什么样的业务需求可以得到一个合理的功率取值?

需求的功率是多少?

需要的总接收功率

$$S \geq \frac{1}{W} R_b \alpha I_t$$

从同一发射机发射出的多速率媒体（业务）是通过**多个**可变速率的**正交码扩展**后的信道进行传输的，所以在基站接收到的**第j个用户**的信号功率 S_j 是这些信道的所有功率的简单相加：

$$S_j = \sum_{i=1}^{K_j} \frac{1}{W} R_{bji} \left(\frac{E_b}{I_o} \right)_{ji} I_{tj} \geq \frac{1}{W} \left[\sum_{i=1}^{K_j} R_{bji} \alpha_{ji} \right] I_{tj}$$

$$= \frac{1}{W} \mathbf{R}_{bj} \mathbf{A}_j^T I_{tj} = \Gamma_j I_{tj}$$

$$\mathbf{R}_{bj} = [R_{bj1}, R_{bj2}, \dots, R_{bjK_j}]$$

$$\mathbf{A}_j = [\alpha_{j1}, \alpha_{j2}, \dots, \alpha_{jK_j}]$$

需要的总接收功率中参量

是第j个用户的归一化的业务需求。

$$\Gamma_j = \frac{1}{W} \mathbf{R}_{bj} \mathbf{A}_j^T = \frac{1}{W} \gamma_j$$

$$\gamma_j = \mathbf{R}_{bj} \mathbf{A}_j^T$$

是第j个用户的业务需求。

$$\begin{aligned} S_j &= \sum_{i=1}^{K_j} \frac{1}{W} R_{bji} \left(\frac{E_b}{I_o} \right)_{ji} I_{tj} \geq \frac{1}{W} \left[\sum_{i=1}^{K_j} R_{bji} \alpha_{ji} \right] I_{tj} \\ &= \frac{1}{W} \mathbf{R}_{bj} \mathbf{A}_j^T I_{tj} = \Gamma_j I_{tj} \end{aligned}$$

总接收功率需求

$$S_j = \sum_{i=1}^{K_j} \frac{1}{W} R_{bji} \left(\frac{E_b}{I_o} \right)_{ji} I_{tj} \geq \frac{1}{W} \left[\sum_{i=1}^{K_j} R_{bji} \alpha_{ji} \right] I_{tj}$$

$$= \frac{1}{W} \mathbf{R}_{bj} \mathbf{A}_j^T I_{tj} = \Gamma_j I_{tj}$$

在小区中全部M个用户需要的接收功率可以写成下面的矩阵形式:

$$\begin{aligned} \mathbf{S} &\equiv [S_1, S_2, \dots, S_M]^T \\ &\geq [\Gamma_1 I_{t1}, \Gamma_2 I_{t2}, \dots, \Gamma_M I_{tM}]^T \\ &= \mathbf{\Gamma_D} \mathbf{I_t} \end{aligned}$$

其中, M是连接到目的基站的全部用户数。

$$\mathbf{\Gamma_D} \equiv \text{diag}[\Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_M]$$

$$\Gamma_j = \frac{1}{W} \mathbf{R}_{bj} \mathbf{A}_j^T = \frac{1}{W} \gamma_j$$

是归一化的业务需求矩阵, 以及

$$\mathbf{I_t} = [I_{t1}, I_{t2}, \dots, I_{tM}]^T$$

干扰向量

多址干扰

$$S_j = \sum_{i=1}^{K_j} \frac{1}{W} R_{bji} \left(\frac{E_b}{I_o} \right)_{ji} I_{ij} \geq \frac{1}{W} \left[\sum_{i=1}^{K_j} R_{bji} \alpha_{ji} \right] I_{ij}$$

$$= \frac{1}{W} \mathbf{R}_{bj} \mathbf{A}_j^T \mathbf{I}_{tj} = \Gamma_j I_{tj}$$

$$I_{tj} = \sum_{l=1, l \neq j}^M S_l + n_j = \sum_{l=1}^M S_l - S_j + n_j \quad (12)$$

$$S_j \geq \Gamma_j \left[\sum_{i=1, i \neq j}^M S_i + n_j \right] \quad (13)$$

$$\begin{aligned} S_1 - \Gamma_1 S_2 - \cdots - \Gamma_1 S_M &\geq \Gamma_1 n_1 \\ -\Gamma_2 S_1 + S_2 - \cdots - \Gamma_2 S_M &\geq \Gamma_2 n_2 \\ &\vdots \\ -\Gamma_M S_1 - \Gamma_M S_2 - \cdots + S_M &\geq \Gamma_M n_M \end{aligned} \quad (14)$$

n_j 是干扰总和，包括加性高斯白噪声和小区间的多址干扰。

总的接收功率需求

$$\begin{aligned}
 S_1 - \Gamma_1 S_2 - \cdots - \Gamma_1 S_M &\geq \Gamma_1 n_1 \\
 -\Gamma_2 S_1 + S_2 - \cdots - \Gamma_2 S_M &\geq \Gamma_2 n_2 \\
 &\vdots \\
 -\Gamma_M S_1 - \Gamma_M S_2 - \cdots + S_M &\geq \Gamma_M n_M
 \end{aligned} \quad (14)$$

$$\mathbf{\Gamma}_S \mathbf{S} \geq \mathbf{\Gamma}_D \mathbf{n} \quad (15)$$

where

$$\mathbf{\Gamma}_S = \begin{bmatrix} 1 & -\Gamma_1 & \cdots & -\Gamma_1 \\ -\Gamma_2 & 1 & \cdots & -\Gamma_2 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ -\Gamma_M & -\Gamma_M & \cdots & 1 \end{bmatrix}, \quad (16)$$

$$\mathbf{\Gamma}_D \equiv \text{diag}[\Gamma_1, \Gamma_2, \cdots, \Gamma_M] \quad (17)$$

and

$$\mathbf{n} = [n_1, n_2, \cdots, n_M]^T \quad (18)$$

总需求功率

$$\Gamma_S \mathbf{S} \geq \Gamma_D \mathbf{n} \quad (15)$$

从 (15) 中解出 \mathbf{S} , 我们得到

$$\mathbf{S} \geq (\mathbf{I}_M - \Gamma_P)^{-1} \Gamma_D \mathbf{n}.$$

其中 \mathbf{I}_M 是一个 $M \times M$ 的单位矩阵。

有 $\mathbf{S} > \mathbf{0}$ 解的条件是 Γ_P 有一个正的特征值 λ , 且 $\lambda < 1$ 。

$$\Gamma_S = \begin{bmatrix} 1 & -\Gamma_1 & \cdots & -\Gamma_1 \\ -\Gamma_2 & 1 & \cdots & -\Gamma_2 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ -\Gamma_M & -\Gamma_M & \cdots & 1 \end{bmatrix} = \mathbf{I}_M - \Gamma_P$$

↓

\mathbf{I}_M 是一个 $M \times M$ 单位阵

$$\Gamma_P = \begin{bmatrix} 0 & \Gamma_1 & \cdots & \Gamma_1 \\ \Gamma_2 & 0 & \cdots & \Gamma_2 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \Gamma_M & \Gamma_M & \cdots & 0 \end{bmatrix}$$

例1: M=2时

$$\begin{aligned} S_1 - \Gamma_1 S_2 - \cdots - \Gamma_1 S_M &\geq \Gamma_1 n_1 \\ -\Gamma_2 S_1 + S_2 - \cdots - \Gamma_2 S_M &\geq \Gamma_2 n_2 \\ &\vdots \\ -\Gamma_M S_1 - \Gamma_M S_2 - \cdots + S_M &\geq \Gamma_M n_M \end{aligned} \quad (14)$$

从(14)式中得出, M=2时, Γ_P 的特征值为:

$$\lambda_{1,2} = \pm \sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}$$

0< λ <1且注意到: $\Gamma_j = \frac{1}{W} \gamma_j$

$$\Gamma_P = \begin{bmatrix} 0 & \Gamma_1 \\ \Gamma_2 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\det(\Gamma_P - \lambda \mathbf{I}) = 0$$

$$\sqrt{\gamma_1 \gamma_2} < W$$

在 $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma$ 和 $n_1 = n_2 = n$ 的情况下

$$\begin{aligned} S_1 - \frac{\gamma}{W} S_2 &> \frac{\gamma}{W} n \\ -\frac{\gamma}{W} S_1 + S_2 &> \frac{\gamma}{W} n \end{aligned} \quad (14)$$

$$S_j \geq \frac{\gamma^2 n + W \gamma n}{W^2 - \gamma^2} = \frac{\gamma n}{W - \gamma}, \quad \gamma < W, \quad j = 1, 2. \quad (24)$$

例1: $M=2$ 时

分析:

1. 对于任意的功率控制算法, **业务需求量**(即描述了每个用户的信息速率和QoS需求的参量)的**上限**是扩展带宽 W , 即 $\sqrt{\gamma_1 \gamma_2} < W$.
2. 业务量需求越接近扩展带宽, 传输功率也就越大。
当 $\sqrt{\gamma_1 \gamma_2} \rightarrow W$ 时, 每个用户的信号功率趋于无穷, 即 $S_j \rightarrow \infty, j = 1, 2$.

$$S_j \geq \frac{\gamma^2 n + W \gamma m}{W^2 - \gamma^2} = \frac{\gamma m}{W - \gamma}, \quad \gamma < W, \quad j = 1, 2. \quad (24)$$

例1: $M=2$ 时

3. 由于 $\sqrt{\gamma_1 \gamma_2} \leq (\gamma_1 + \gamma_2)/2$, 均匀的业务流将使系统达到最小的容量, 因而均匀的业务流是算法达到收敛的充分条件。

例如: $(\gamma_1 \gamma_2)^{1/2} < W=11$

$\gamma_1=50, \gamma_2=2$; 系统的容量 $=\gamma_1 + \gamma_2=52$

$\gamma_1=10, \gamma_2=10$; 系统的容量 $=\gamma_1 + \gamma_2=20$

例2:业务需求的上界

通常来说，如果从任意一个用户接收到的信号功率限制在小于或等于总接收功率的一部分（ η 倍， $\eta < 1$ ），例如：

$$S_j \leq \eta \sum_{i=1}^M S_i, \quad j = 1, 2, \dots, M,$$

$$S_j \geq \Gamma_j \left[\sum_{i=1, i \neq j}^M S_i + n_j \right] \quad (13)$$

功率的要求 \rightarrow 对业务的限制（上界）

$$\Gamma_j \leq \frac{S_j}{\sum_{i=1, i \neq j}^M S_i + n_j} = \frac{S_j}{\sum_{i=1}^M S_i - S_j + n_j} \leq \frac{\eta \sum_{i=1}^M S_i}{\sum_{i=1}^M S_i - \eta \sum_{i=1}^M S_i + n_j}$$

$$\Gamma_j \leq \frac{S_j}{\sum_{i=1, i \neq j}^M S_i + n_j} < \frac{\eta}{1 - \eta}, \quad j = 1, 2, \dots, M$$

$$\prod_{j=1}^M \Gamma_j < \left(\frac{\eta}{1 - \eta} \right)^M$$

例2:业务需求的上界

$$\prod_{j=1}^{j=M} \Gamma_j < \left(\frac{\eta}{1-\eta} \right)^M$$

$$\Gamma_j = \frac{1}{W} \gamma_j$$

上述可以变为:

$$\left(\prod_{j=1}^M \gamma_j \right)^{\frac{1}{M}} < \frac{\eta W}{1-\eta}.$$

在所有用户具有相等的业务需求的情况下, 则业务需求的上界为: $(\gamma_j = \gamma, \quad \eta = \frac{1}{M})$

$$\gamma \leq W/(M-1).$$

接纳控制

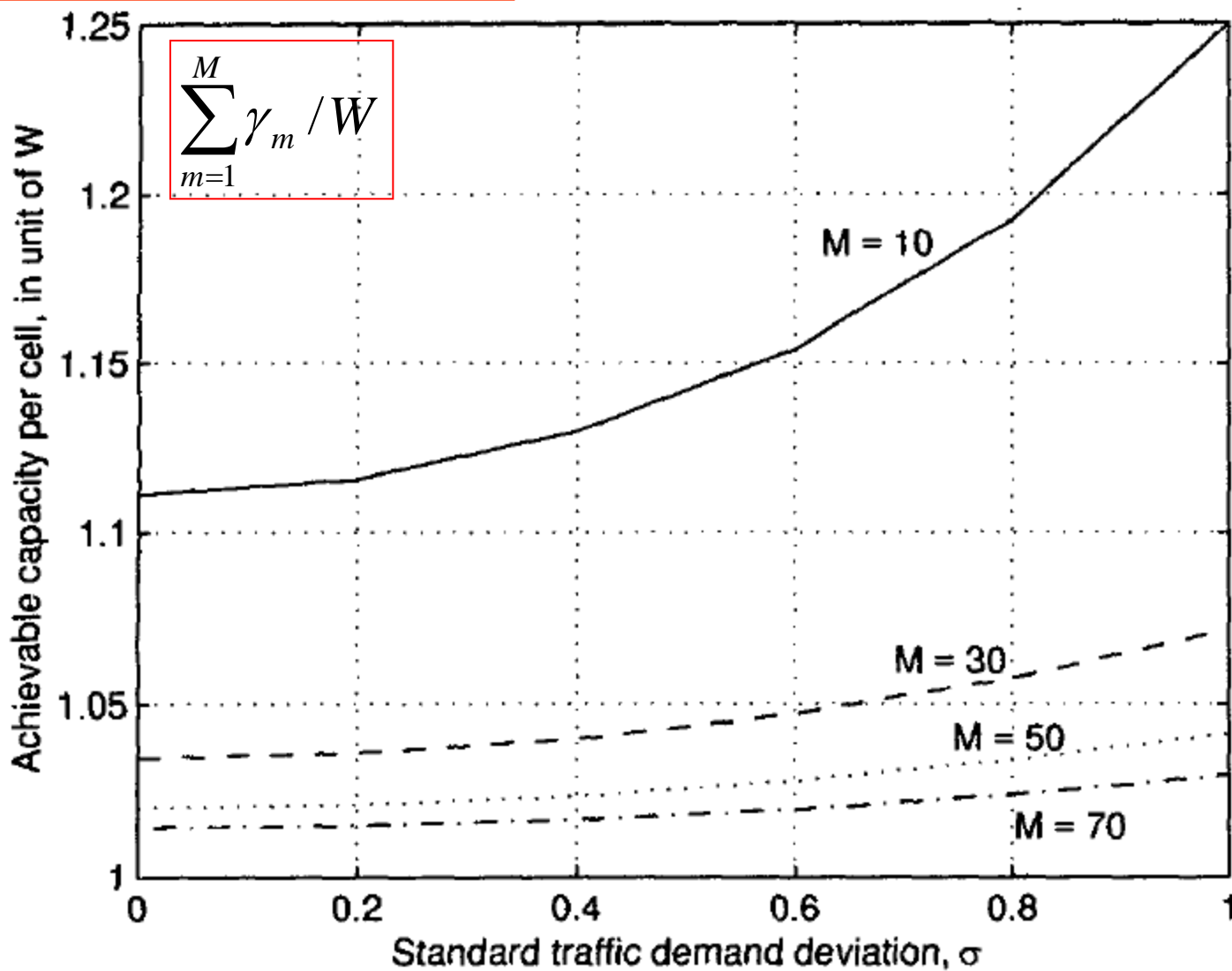
当有一个新呼叫到达时，

1. 如果 $\sum_{i=1}^M \gamma_i < \frac{MW}{M-1}$ ，则接入

2. 如果 $\left(\prod_{j=1}^M \gamma_j \right)^{\frac{1}{M}} \geq \frac{\eta W}{1-\eta}$ ，则拒绝

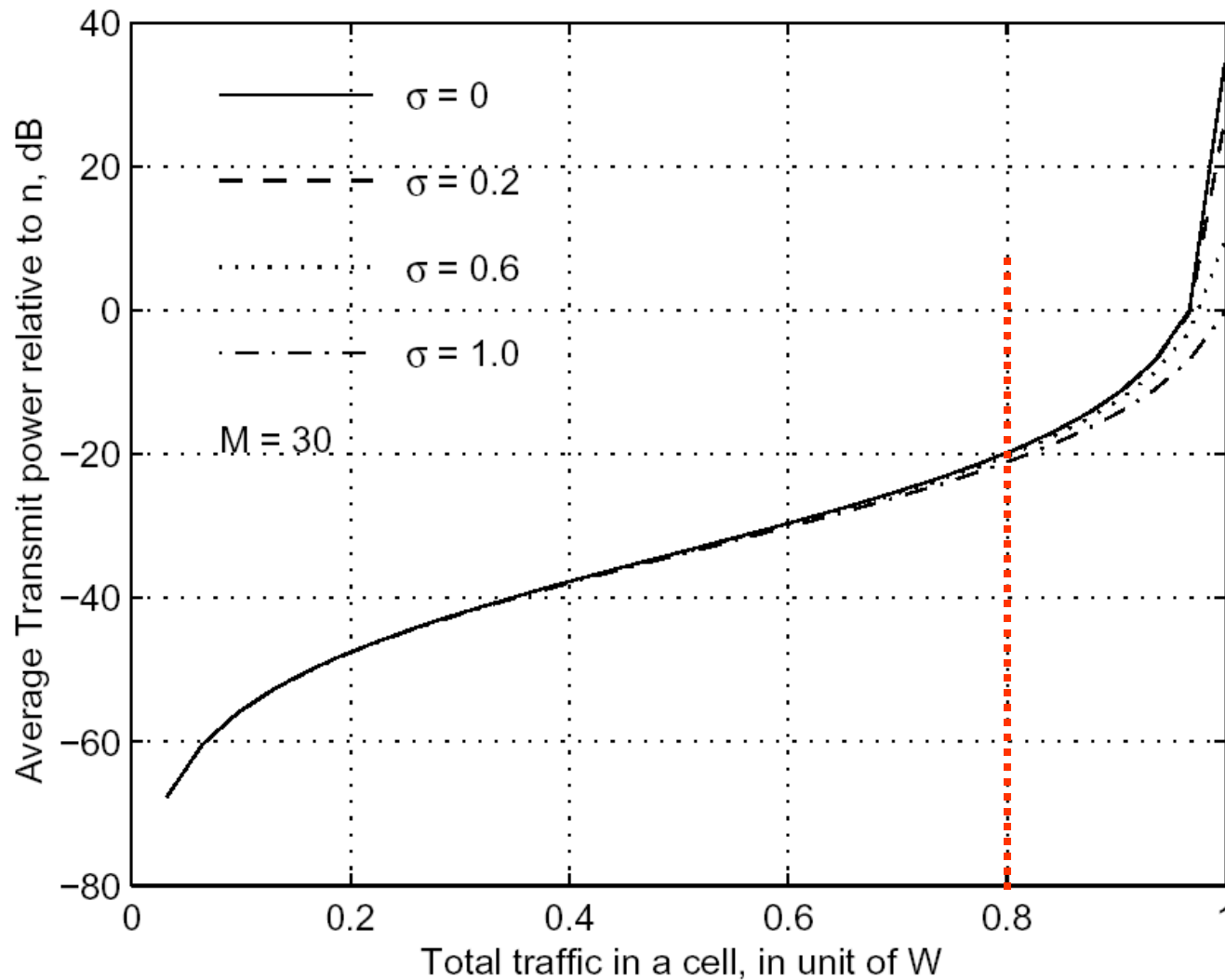
3. 如果 $\sum_{i=1}^M \gamma_i \geq \frac{MW}{M-1}$ and $\left(\prod_{j=1}^M \gamma_j \right)^{\frac{1}{M}} < \frac{\eta W}{1-\eta}$ ，只有具有很轻业务需求的呼叫可以接入

每小区可达到的容量（单位：系统带宽W）



业务需求的标准方差

平均发送功率
(相对于 n)



每小区总的业务量 (单位: 系统带宽 W)

仿真结果显示的结论

- 归一化通信需求的**变化量越大**，业务需求的上界就越松且系统容量越大。
- **均匀的业务量**会使容量达到最小。
- 当 $M \rightarrow \infty$ ，通信量变化的影响变得不再重要，系统容量成为趋于1的常数。
- **最坏的情况** – 当多数用户为了满足QoS要求而增加他们的发送功率时，就会爆炸。
 - 总通信需求 $< 0.8W$ 。
 - 最好有功率限制(平均功率或总功率)。
 - 功率自适应是扩展增益、数据速率和QoS需求的函数。
 - 需求的资源离可用的资源越近，则发送功率应越大。

- 在自适应CDMA中有多种不同程度的自由度
 - 功率、速率、扩展码、QoS等等。
- 自适应技术必须是全局的
 - 每个用户都影响其他用户（允许一个新的呼叫接入，会使其他用户需要改变它们的发送功率来得到需要的SIR值）
 - 复杂的最优化问题
- 由于3G系统采用了WCDMA标准，使自适应CDMA成为一个活跃的研究领域。

快跳频与直接序列扩频的比较

- 线性与非线性
 - DS是一种线性调制（高频谱利用率的）而FH是非线性的。
- 宽带干扰/人为干扰
 - 增加噪声的频谱密度，对两种技术的影响相同。
- 窄带干扰/人为干扰
 - DS:干扰信号扩展到整个扩频带宽，在解调时由于由扩频增益使得功率减小。
 - FH:干扰影响某些跳频点，用编码（快跳频）或编码加交织（慢跳频）补偿。
- 单音干扰
 - DS: 单音是窄带，会增加噪声电平。可通过编码（当单音存在的区间等于符号区间）或编码加交织（当单音存在的区间大于符号区间）的方法来纠正。
 - FH: 单音影响某些跳频点. 用编码或编码加交织补偿。

快跳频与直接序列扩频的比较

- 符号间干扰 (ISI) 的消除
 - DS: 用码字的自相关系数消除符号间干扰。
 - FH: ISI通常已消除。
- 多址干扰
 - DS: 用扩频码字的互相关系数消除多址干扰。每个新增用户都会增加噪声的电平。
 - 整个系统的信噪比降低。
 - FH: 多址干扰影响某些跳频点。每个新增用户都会使更多的跳频点受到影响。
 - 误码率将会增大。
- 重迭覆盖系统: 大功率窄带干扰
 - 和通常的干扰有类似的影响。
 - DS: 噪声电平明显增加。
 - FH: 与干扰发生冲突的跳频点信号将丢失。
 - 可以抠掉 (notch) 干扰信号。

例如：BPSK扩频系统（单区）

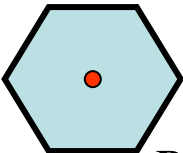
BPSK调制的基本性能：

$$P_e = Q\left[\left(\frac{\eta_0}{2E_b}\right)^{-1/2}\right] \quad \begin{array}{l} \eta_0 : \text{噪声谱密度;} \\ E_b : \text{比特能量} \end{array}$$

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-z^2/2) dz \quad x \geq 0$$

$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$$

- Coherent BPSK: $m + 1$ 个用户，扩频增益为 G :



$$P_e = Q\left[\left(\frac{\eta_0}{2E_b} + \frac{m}{3G}\right)^{-1/2}\right] = Q\left[\left(\frac{1}{2} \left(\frac{\eta_0}{E_b}\right)_{eff}\right)^{-1/2}\right]$$

η_0 是单边功率谱密度

注意 P_e 是 m 的凹函数

$$\left(\frac{E_b}{\eta_0}\right)_{eff} = \frac{E_b}{\eta_0 + \frac{2E_b m}{3G}}$$

Ref: Pursley, 1977.8 IEEE T-COM

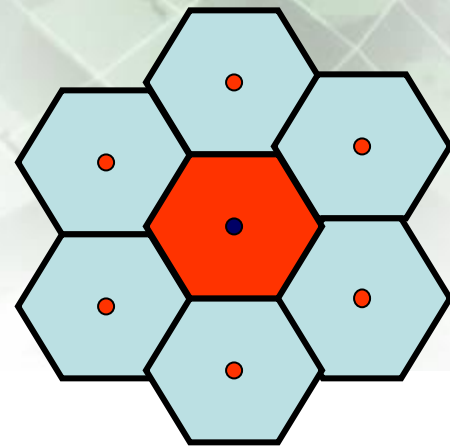
2是由调制本身带来的增益。

3是由于采用矩型扩频脉冲引起的。

多小区下有效能量/比特

$$\left(\frac{E_b}{\eta_0}\right)_{eff} = \frac{E_b}{\eta_0 + \frac{2E_b M}{3G}}$$

$$\left(\frac{E_b}{\eta_0}\right)_{eff} = \frac{E_b}{\eta_0 + \frac{2E_b}{3G} (M-1)(1+K)\alpha}$$



- M 是每小区的用户数。
- K 是本小区外的干扰与本小区内干扰的比率（称为邻近小区溢出因子）。
- α 是语音激活因子。
- G 是每符号含有的码片数（处理增益）。
- Factor of $2/3$ assumes rectangular pulses, will decrease for other shapes.
- 假设没有ISI、平坦衰落或分集增益。

上行物理信道结构

TFCI:传输格式组合指示; FBI:反馈信息; TPC:发射功率控制; $SF=256/2^k$

专用上行物理数据信道
DPDCH

数据 (N_{data} bit)

$$T_{slot} = 2560 \text{ chip}, \quad N_{data} = 10 \times 2^k \text{ bit} \quad (k=0, \dots, 6)$$

专用上行物理控制信道
DPCCH

导频 N_{pilot} bit	TFCI N_{TFCI} bit	FBI N_{FBI} bit	TPC N_{TPC} bit
-----------------------	------------------------	----------------------	----------------------

$$T_{slot} = 2560 \text{ chip}, \quad 10 \text{ bit}$$



上行DPDCH和DPCCH
在一个时隙内是并行传
输的。

1个无线帧, 10ms