



北邮信息理论  
与技术教研中心

BUPPT Information Theory & Technology Center

## 第十一章

# 链路自适应技术



主讲人: 牛 凯

[niukai@bupt.edu.cn](mailto:niukai@bupt.edu.cn)

## § 11.1 引言



- 11.1.1 自适应传输的必要性
- 传播环境和信道特性两个主要特点：慢时变性与传播环境的差异性。
- 1. 慢时变性
- 移动信道的慢时变特性可分为两个层次，一个是慢阴影衰落，另一个是慢平坦衰落。
- (1) 慢阴影衰落
- 关于慢衰落可以有不同的定义和理解，传统的理解比如以一天为基准，或以一月/一年为基准，但是此处的慢是指电波在传播过程中受到大型建筑物和相应障碍物阻挡造成的“阴影”效应而引起的衰落现象，称为慢阴影衰落。
- 慢阴影衰落的统计特性服从对数正态分布模型。



- (2) 慢平坦衰落
- 这类信道形成机理与慢衰落信道不一样，它主要是指，由于传播中的多径，亦即由于收、发天线的角度扩散，引入多径传输形成的空间选择性衰落，然而在时、频域上是平坦的，特别是在时域上是慢变化的。
- 若多径传播模型中无直达路径，则在接收端收到的信号衰落幅度的服从Rayleigh分布；若多径传播模型中，存在一个主要直达路径，则信号衰落幅度遵从Rician分布。



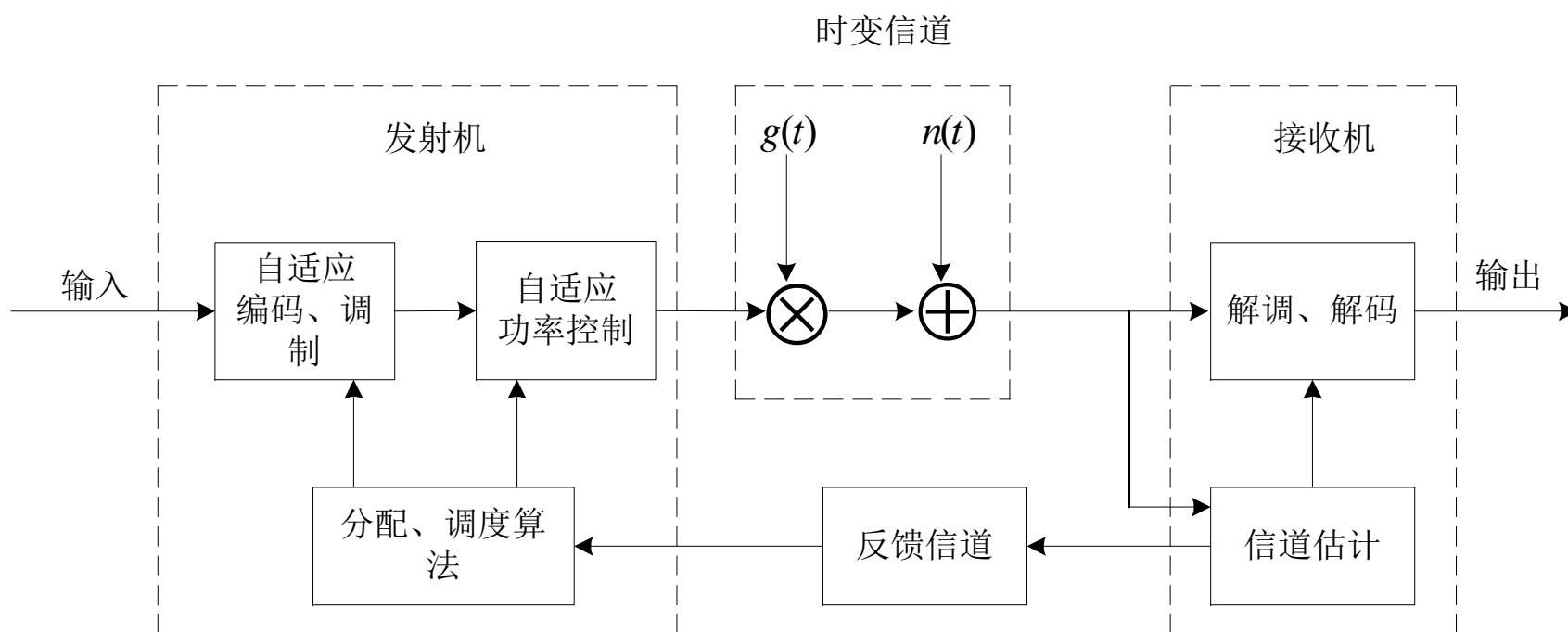
- 2. 传播环境的差异性
- 上行(反向)链路的“远近”效应，在上行链路中，由于小区内用户的随机移动，使各用户的移动台与基站间的距离不相同，若小区内各用户发射功率相同，则到达基站后信号强度不一样，离基站近的用户比离基站远的用户信号强，这样在基站接收端将会产生以强压弱的现象，同时由于通信系统中的非线性将进一步加强这一过程，这就是所谓的“远近”效应。
- 下行(前向)链路的“角”效应，在下行链路中，当用户移动台位于小区边缘交界处，它接收到所属基站的信号比较弱，但同时还会受到邻近小区基站信号的较强干扰，特别是在六角形拐角边缘地区尤为严重，故称它为“角”效应。



- 11.1.2 克服慢时变与传输信道差异性的主要措施
- 最有效的措施是采用自适应传输技术，但是它必须具备两个附加条件：一是准确的信道估计，以掌握信道状态信息；二是具有反馈信道及时传送信道状态信息。
- 根据不同类型的业务需求，自适应技术可以分为两大类型。适应于电路交换型业务，特别是话音业务的功率自适应的功率控制技术。适应于分组交换型业务，特别是数据业务的速率自适应技术。



## 自适应传输的物理模型





## § 11.2 功率控制原理

- 11.2.1 引入功率控制的必要性

引入功率控制的目的主要有：

- 1、克服“阴影”效应带来的慢衰落；
- 2、克服由于多径传播、空间选择性衰落而引入的慢平坦衰落，它也可以称为窄带多径干扰；
- 3、克服上行链路中“远近”效应；
- 4、克服下行链路中“角”效应；

- 11.2.2 功率控制准则

- 所谓功率控制是指在移动通信系统中根据信道变化情况以及接收到的信号电平通过反馈信道，按照一定准则控制，调节发射信号电平。功率控制准则从原理上看，可以大致分为：功率平衡准则、信噪比平衡准则、混合平衡准则以及误码率平衡准则。



### 1、功率平衡准则

功率平衡是指在接收端，对各用户收到的信号功率应相等。

### 2、信号干扰比SIR平衡准则 SIR平衡是指接收到的信号干扰比SIR应相等。

### 3、功率平衡和SIR平衡混合体制

为了克服SIR的正反馈而带来的系统不稳定性，将功率平衡与SIR平衡相结合的混合体制准则。

### 4、误码率BER平衡准则

以误码率BER平衡作为功控准则，但是具体实现存在下列困难：BER与SIR或信号功率之间不存在简单的线性对应关系，且与信道性质有关，所以很难建立具体分析模型；存在一定时延，与求BER平均值的时间段是相互矛盾的。





### • 11.2.3 功率控制的分类与方法

在移动通信中的功率控制一般可以按照上、下行链路来分类，若从功控的方法看，可以分为开环、闭环和外环控制。

#### 1. 上行(反向)功控

在移动通信中，上行(反向)功控是指控制用户(移动台)的发射频率，使得基站接收到的小区内所有用户(移动台)发射至基站的信号功率或信号干扰比SIR基本相等，它可克服“阴影”效应。

#### 2. 下行(前向)功控

下行链路中的功控实质上是根据接收不同用户(移动台)导频信号的强弱，对基站发射机功率的再分配，即为自适应(慢变化)功率分配。

下行(前向)功控是根据信道，慢变化自适应的分配各业务信道的功率份额，使小区中所有用户(移动台)收到的导频信号功率或信号干扰比SIR基本相等。



### 3. 开环功率控制

用户移动台(或基站)根据下行(或上行)链路接收到的信号强度或者SIR, 对信道的衰落情况进行实时估计。

开环功率控制的主要优点是简单易行, 对付由于“阴影”效应引起的慢衰落很有效; 主要缺点是对于由于空间选择性衰落即多径传播引起的慢平坦衰落一般性能很差。

### 4. 闭环功率控制

利用上行基站收通过一个反馈闭环环路送至移动台控制移动台上行发送(反馈回路传输时延很小可忽略), 实现精确的功率控制。

闭环功控主要优点是精确度高, 主要缺点是闭环功控比开环功控要复杂得多, 且开销大, 若用于小区间硬切换时, 易于产生“乒乓”式控制。

## § 11.3 功率控制在移动通信系统中的应用



- 11.3.1 IS-95系统中的功率控制
- IS-95中采用的功率控制方案，按方向可分为上行(反向)和下行(前向)功控，若按在功控过程中基站和移动台是否同时参与，又可分为开环(不同时参与)与闭环(同时参与)两类。
- 在IS-95中下行(前向)链路优于上行(反向)链路，这是由于下行采用同步码分体制，而上行采用的是异步码分体制。在IS-95中下行(前向)链路的功率控制是非重点，它可以采用较简单的慢速闭环功率控制方案。下行功控实质上是对下行功率的最优分配。



在IS-95中由于上行(反向)采用的是异步码分体制，其性能比同步码分的差，所以在功控要求方面要高一点；上行(反向)功率控制方案由初控、精控与外环控制三个基本部分组成。

- (1)初控：由移动台完成开环入网功率控制以实现初控功能；
- (2)精控：由移动台与基站之间相互配合共同完成闭环功率修正的精控功能，采用精控是由于IS-95是CDMA/FDD体制，其上、下行频段相差45MHz，远远大于800MHz频段上的相干带宽200kHz，因此上，下行链路衰落是不相关的，仅仅采用单向开环是实现不了精确功率控制功能的；
- (3)外环控制：利用外环传送在一定误帧率质量指标下，闭环精控中的门限阈值。



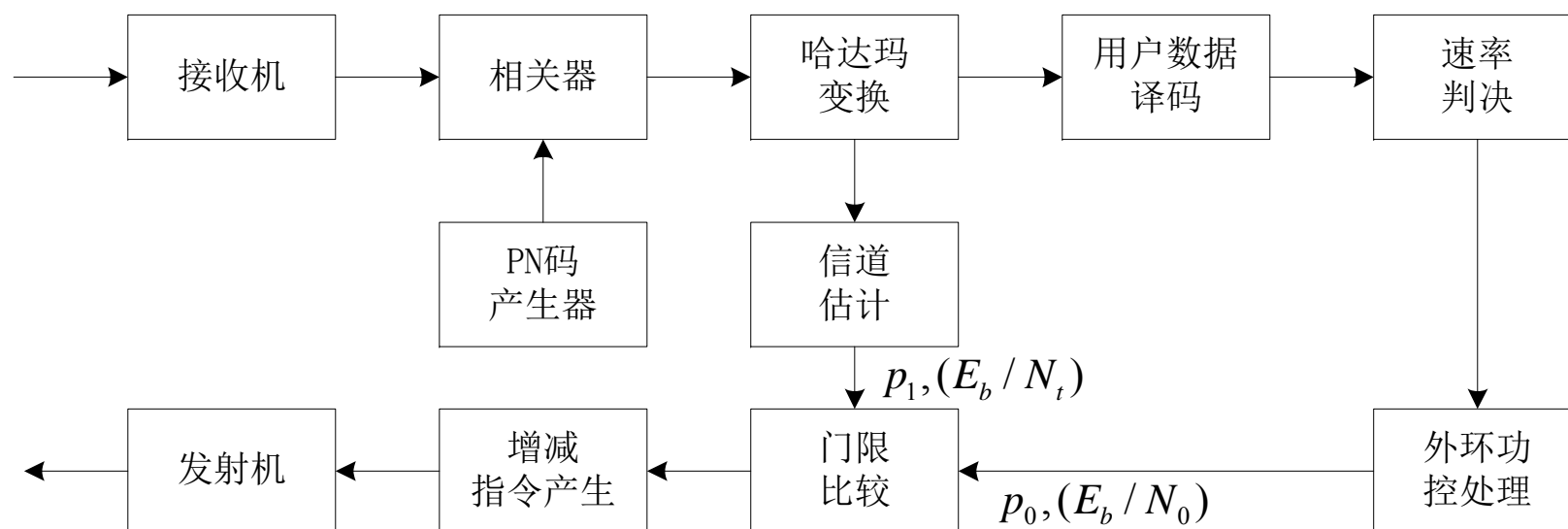
- 1. 开环功率控制算法
- 确切地说开环功控主要是完成入网信道的功率初控，每次用户移动台入网尝试都要通过多次入网探测，每次根据额定开环功率 $\pm 0.5dB$ 步长增加发射功率，一直到用户移动台接收到基站发送认可消息探测序列才结束发送。
- 开环功控有两个主要功能：其一是调整移动台初始接入时发射功率，其二是补偿和弥补由于路径慢时变损耗包含“阴影”与“远近”效应引入的衰耗。
- 开环入网功控主要由移动台完成，为了能补偿上行传播中的“阴影”效应和“远近”效应，开环需要有较大的动态范围：大约 $32dB$ 。



- 2. 闭环功率控制算法与调节步骤
- 闭环功控是对开环功控提供一个快速精确校正以实现系统功率自适应。
- 闭环功控核心思路为收端提取信道估计信息并进行判断给出功控指令，通过反馈信道传送功控指令至发端，发端执行并调整发送功率。
- 对于闭环功控IS-95中仅定义了以下两点：第一点定义了控制比特的含义：“0”表示增加功率，“1”表示减少功率；第二点控制比特速率为 $1\text{bit}/1.25\text{ms} = 800\text{bit}/\text{s}$ ，其中 $1.25\text{ms} = 20\text{ms}$ (话音帧长)/16(功控组数)闭环功率控制范围小于开环动态范围为： $\pm 24\text{dB}$ 。

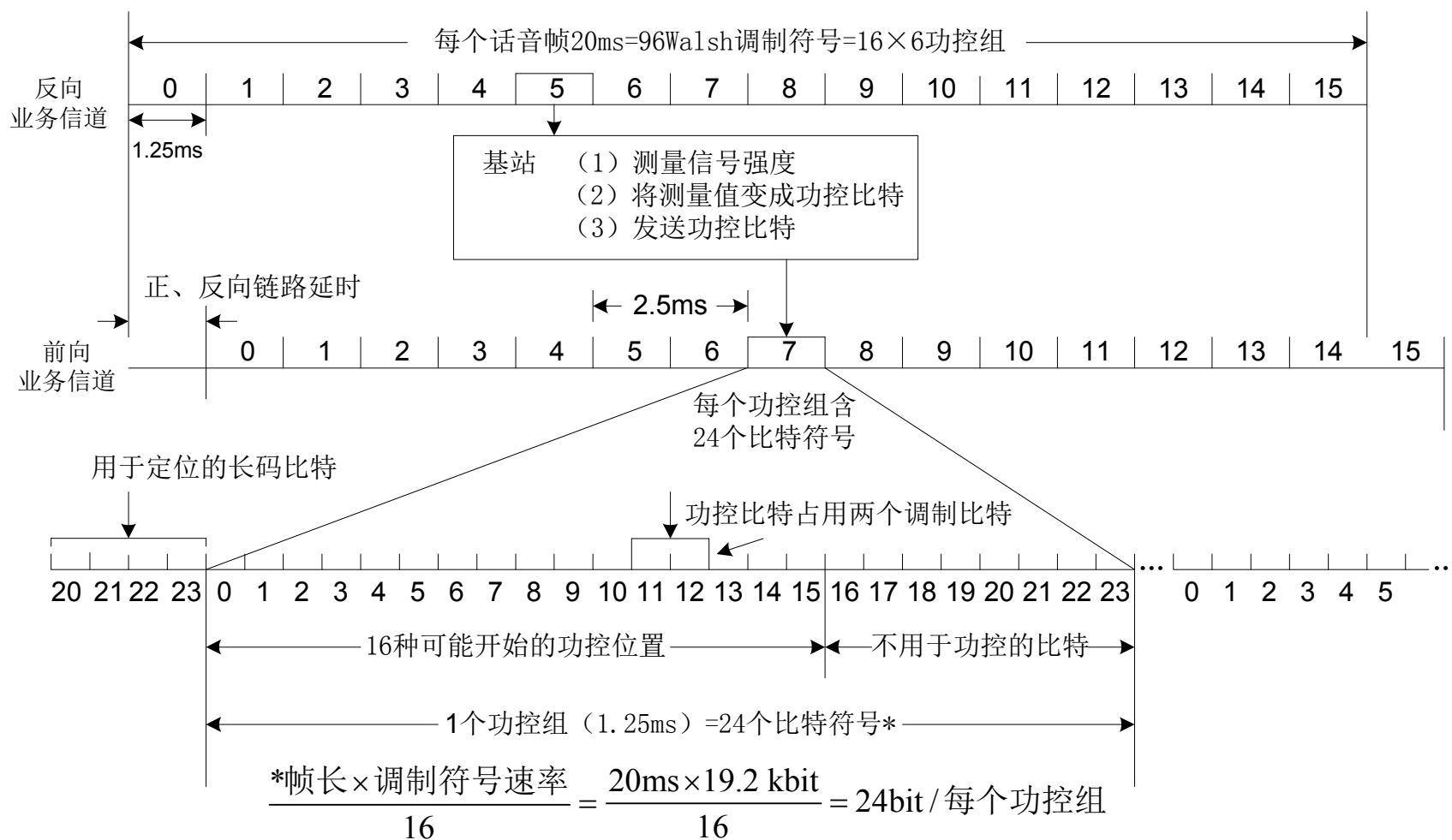


## Qualcomm功控方案原理





## 上行(反向)功率控制比特传输的原理示意图







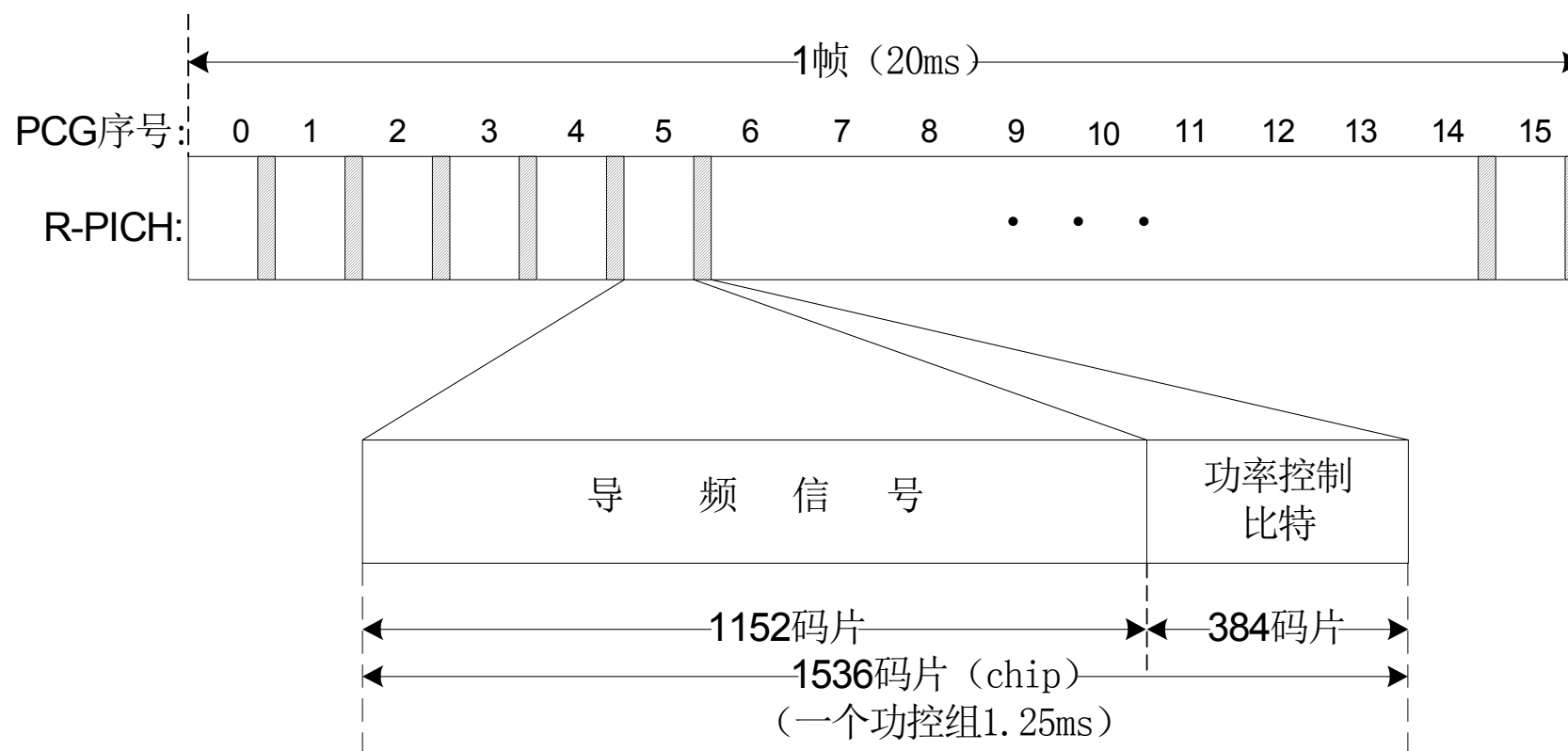
- 11.3.2 CDMA2000中的功率控制
- CDMA2000 1x中，上、下行RC1与RC2由于与IS-95相互兼容，所以功控方案基本上一致。与IS-95不同的是，CDMA2000中的800bps的快速功率控制不仅可以用于上行(反向)链路，也可以用下行(前向)链路中，这样上、下行两个方向上的功率控制速率都可以达到快速的800bps。
- 当上行(反向)链路采用门控发射技术时，上、下行功控速率均可减少到400bps和200bps，而且上行(反向)功率控制子信道还可以分成两条独立的控制流，其速率可以分别为400bps或者一条600bps另一条200bps，这样在不同切换配置中，下行(前向)信道可以有各自独立的功控。



- 在CDMA2000中与IS-95兼容的无线配置为RC1、RC2，这种配置的基站是通过检测用户移动台发送的连续6个Walsh函数来估计平均功率  $P_1$ ，或者信噪比  $E_b / N_t$  值。若是RC3、RC4，这时基站则根据反向导频信道R-PICH来估计  $P_1$  或者信噪比  $E_b / N_t$  值。
- CDMA2000信道结构比IS-95复杂得多，在CDMA2000中的功率具体执行可分为两大类型：公用信道上的功率控制和专用信道上的功率控制。前者又可分为：下行(前向)公用信道上的功率控制和上行(反向)公用信道上的功率控制。后者也可以分为：下行(前向)专用信道上的功率控制和上行(反向)专用信道上的功率控制。
- 在CDMA2000中，上行(反向)链路的功控是由下行(前向)链路中基本信道或专用信道所包含的下行(前向)功率子信道执行的。下行(前向)链路的功控则是由上行(反向)导频信道所包含的上行(反向)功率控制子信道执行的。

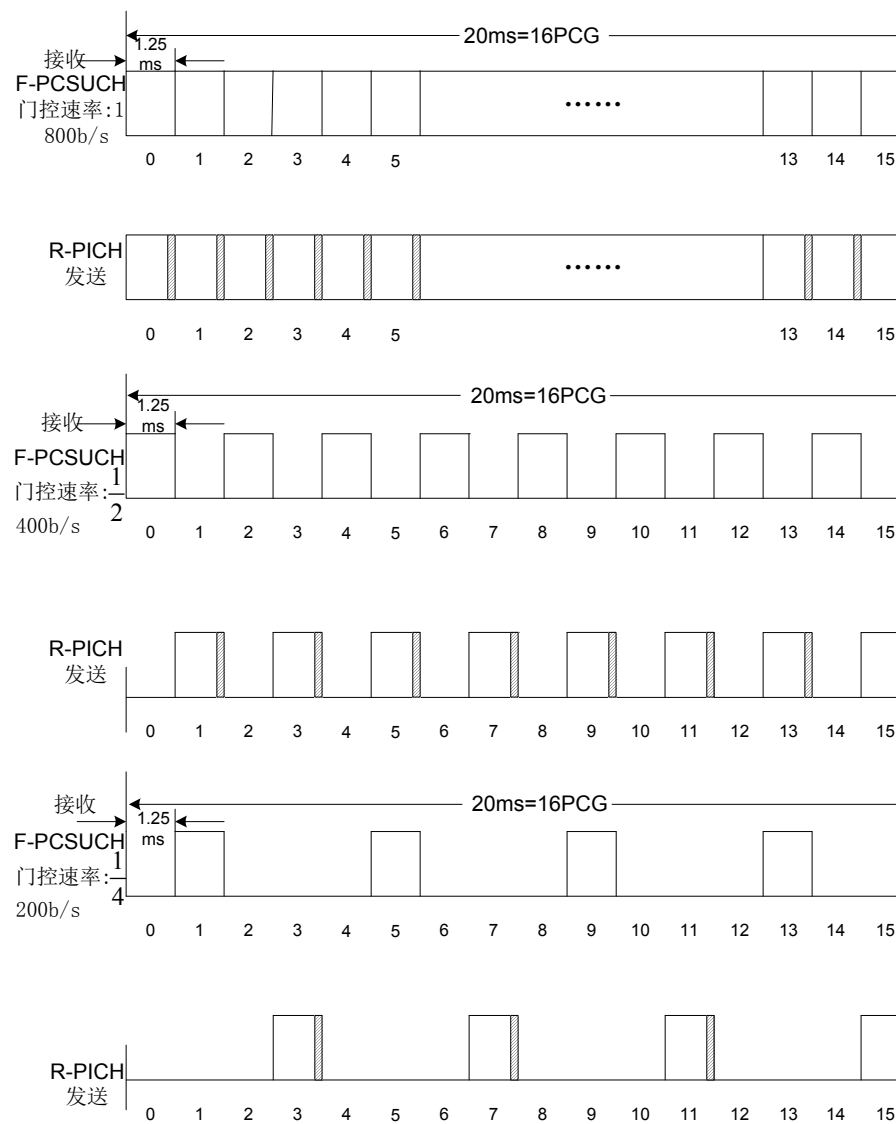


# 上行(反向)导频信道(R-PICH)功控子信道结构





- F/R-PCSUCH  
之间定时关系





- 11.3.3 WCDMA中的功率控制
- WCDMA与IS-95以及CDMA2000系列在功率控制方面主要不同有：

WCDMA功控方式包含两种类型：非压缩模式与压缩模式，其中压缩模式前面未讨论过，WCDMA中功控速率由CDMA2000的800bps提高至1500bps，其抗平坦衰落能力显著提高。WCDMA中，高层网络更多的参与了功控过程。

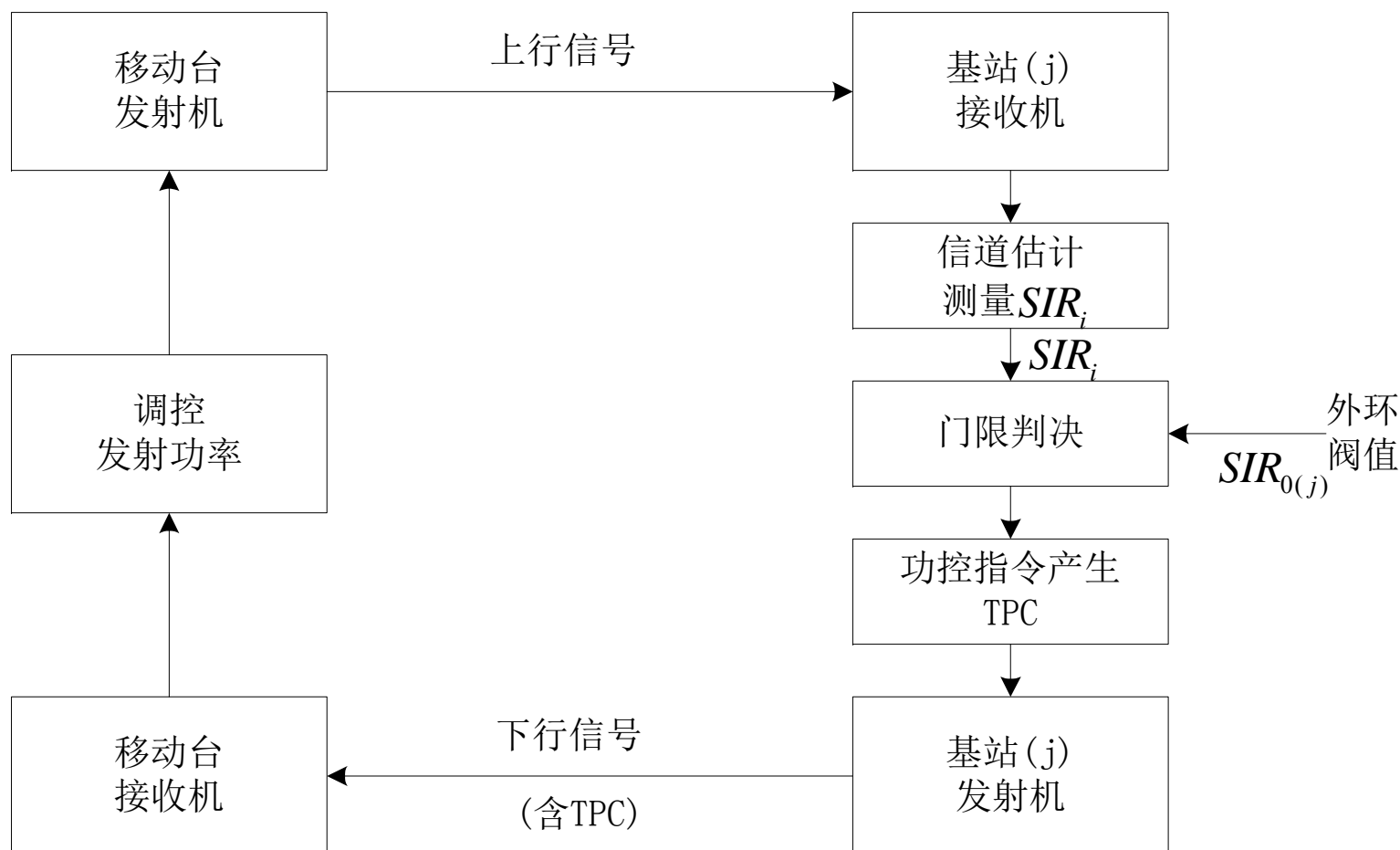
#### 1. WCDMA的上行功率控制

在WCDMA上行链路中仅有物理随机接入信道(PRACH)以及上行公共分组信道(CPCH)采用开环功率控制，其余信道采用闭环功率控制。

上行闭环功控同时控制一个专用物理控制信道(DPCCH)和与其相关的若干个专用物理数据信道(DPDCHs)。



# • WCDMA上行功控原理





- 在WCDMA中DPCCH/DPDCHs具体实现的功控方式含有两种类型：非压缩模式功率控制和压缩模式功率控制。
- (1) DPCCH/DPDCHs非压缩模式下的功控
- 闭环控制过程原理图如图WCDMA上行功控原理所示
- 小区每隔一段时隙的周期0.667ms，可以根据以下原则产生一组传输功率控制指令TPC，并通过下行链路传送至移动台。
- 当 $SIR_i < SIR_0(j)$ 时， $TPC=1$ ；
- 当 $SIR_i > SIR_0(j)$ 时， $TPC=0$ ；
- 移动台收到TPC指令后，调节其上行专用物理信道DPCH(含DPCCH和DPDCHs)的功率变化步长 $\Delta_{TPC}(dB)$ ，如果 $TPC=1$ 则增大，反之 $TPC=0$ 则减少，而步长 $\Delta_{TPC}(dB)$ 大小是由高层网络决定。



- 用户移动台在一个时隙 $0.667\text{ms}$ 中会接收到一个或多个TPC指令，当用户不处于软切换处，移动台在一个时隙中只会接收一个TPC指令，当用户处于软切换区且在更软切换或接收机分集情况下，移动台在一个时隙 $0.667\text{ms}$ 中会接收到多个相同的TPC指令 (来自同一小区指令)。
- 当用户处于软切换区的不同小区交界区域，移动台在一个时隙 $0.667\text{ms}$ 中会接收到来自不同小区并不相同的TPC指令，如果在一个时隙 $0.667\text{ms}$ 中收到多个TPC指令，用户移动台可以将多个TPC指令合并成一个TPC-CMD指令。具体合并得到TPC-CMD算法包含两种类型，采用那种类型是由用户的特征参数决定的，并且由网络设置。

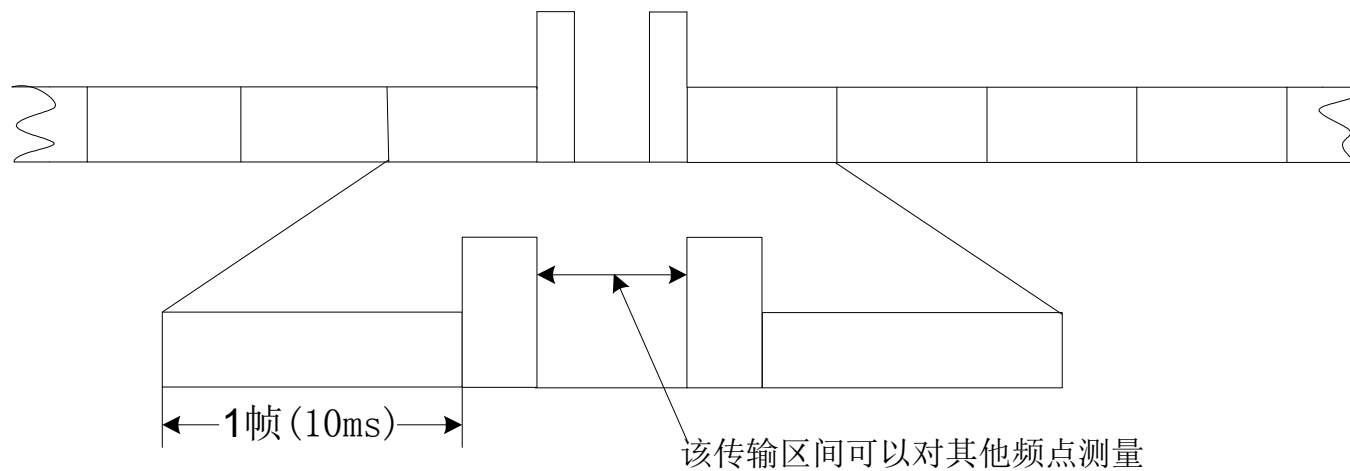




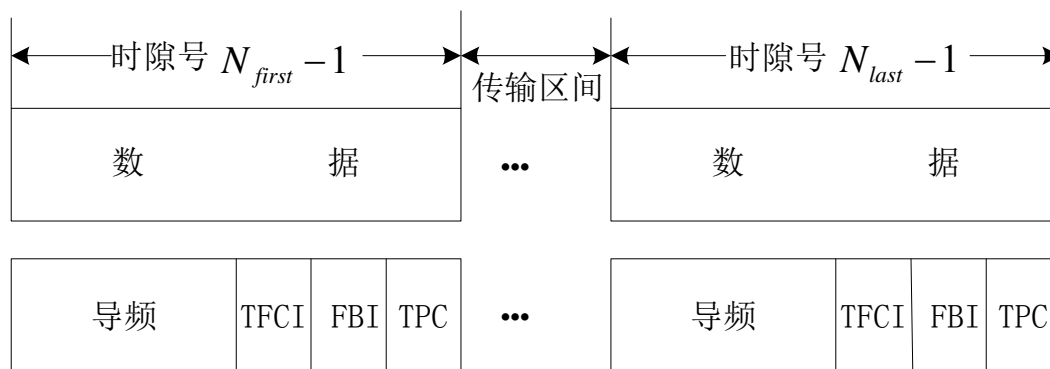
- (2) DPCCH/DPDCHs压缩模式下的功控
- 在WCDMA中为了在功控和切换时获得更准确的信道状态信息，特别是对不同的频点需要进行实时的信道测量。
- 实现实时信道测量主要有两种手段：一种是采用双接收机方案，即信息通信与信道测量各采用一套接收机，它太复杂且不经济；另一种方案就是采用时隙化的压缩模式，即在传送信息的某一段时隙将信息位时间上压缩，功率上扩展，以空出一时段供作对其它频点进行测量用。



# • 上行链路中帧结构的压缩传输



a)压缩模式传输



b)帧结构的压缩传输



- 在压缩模式中为了保证压缩后的质量(EBR、FBR等), 需要增大压缩时隙的功率, 且功率增大数量与传输时间压缩减少量相对应。何时需要进行数据帧的压缩取决于网络。
- 在压缩模式传输中可能有几个时隙内停止发送TPC指令, 所以在压缩模式下功率控制的目标是在经过一段发射间隔之后, 尽可能恢复信噪比SIR, 使其接近目标信噪比SIR。在下行压缩模式中, 由于压缩期间不发送TPC指令, 发射间隔中就不存在功控, 所以上行DPCCH/DPDCHs的发射功率在发射间隔中保持不变。
- 当上、下行压缩模式同时发生时, 上行DPCCH/DPDCHs发射在发射间隔中产生中断。



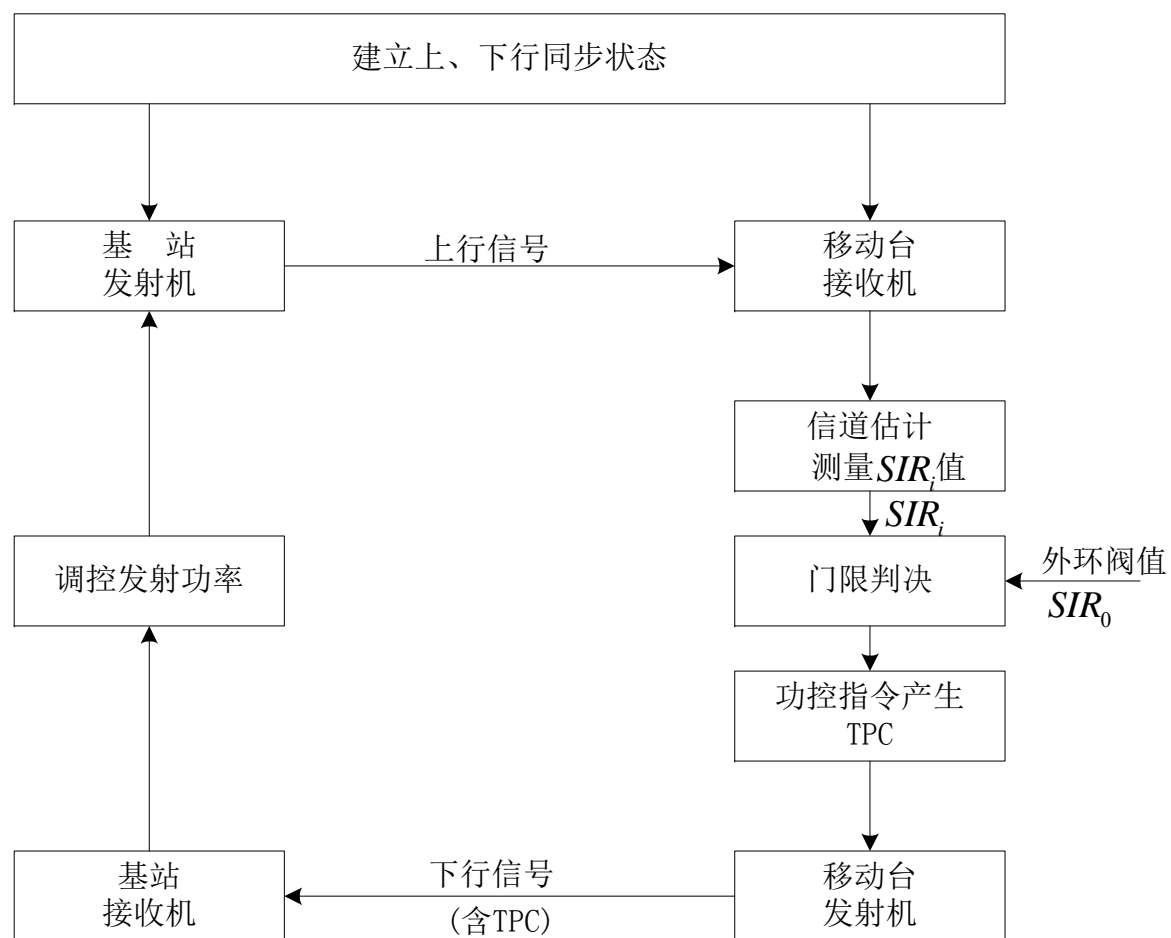
- 在每个发射间隔之后，压缩模式下的功率控制算法有两种可能，采用哪种由高层信令通知。第一种算法，步长不变，且在压缩模式中仍然采用通常的发射功率控制。第二种算法在每个发射间隔后的一个或多个时隙(称为恢复周期)中仍采用通常功控算法，但采用恢复功率控制步长 $\Delta_{RP-TPC}$ 而不是 $\Delta_{TPC}$ 取为3dB与 $\Delta_{TPC}$ 之间的较小值，一旦恢复周期后，就执行以 $\Delta_{TPC}$ 为步长的通常功率控制算法。



- 2. WCDMA中的下行功率控制
- 下行主/辅公共物理信道P/S CCPCH不进行功率控制。它们功率慢变化是由网络设定的。因此下行功控与上行一样主要是针对DPCCH/DPDCHs。它们功控原理与上行一样采用三环：开环、闭环、外环控制。



## WCDMA下行功控原理图





- 下行功控一般采用快速闭环功控与慢速功控交替进行，决定两者之间的主要参量是功控搜控速率 $R_{\text{搜控}}$ 与慢功控周期即上行链路发射挂起时间  $T_{RINT}$ ，它们都是通过网络高层信令来设置的。
- 站址选择分集发射功率控制SSDT，它是在软切换模式下一一种可以选择的宏分集方法。用户从激活集合中选择一个区作为“基本小区”，其它小区均为“非基本小区”，SSDT首要目标是在下行链路中从最好的小区中发射信号以减少软切换时多路发射引入的干扰，其次是在没有网络干预情况下实现快速站址选择，以保证软切换的优点。

## § 11.4 无线资源的最优分配



- 现代移动通信系统的无线资源分类
- 1、能量资源；
- 2、时间资源；
- 3、频率资源；
- 4、空间资源；





- 11.4.1 注水定理
- 对于迭加性、高斯白噪声限频信道，令高斯噪声的功率谱为 $N(f)$ ，则噪声总功率为 $\int_0^F N(f)df = \sigma^2$ ，其中 $F$ 是信道带宽。又令输入信号功率谱为 $G(f)$ ，信号总功率受限，即为 $\int_0^F G(f)df \leq S$ 。那么

$$G(f) + N(f) = \frac{1}{\lambda} = K(\text{常数})$$

即信号功率谱与噪声功率谱之和为常数条件时，才能达到总信道容量最大要求。



- (1) 若  $G(f) > 0$ , 即  $\frac{S + \sigma^2}{F} \geq N(f)$ , 则有

$$C = \int_0^F \log \left[ 1 + \frac{G(f)}{N(f)} \right] df = \int_0^F \log \left[ 1 + \frac{\frac{S + \sigma^2}{F} - N(f)}{N(f)} \right] df$$

$$= \int_0^F \log \frac{S + \sigma^2}{FN(f)} df$$

- (2) 若  $G(f) < 0$ , 即  $\frac{S + \sigma^2}{F} < N(f)$ , 则必须将这部分频段剔除。

$$C = \int_{F_1} \log \frac{S + \sigma^2}{m(F_1)N(f)} df$$

$$F_1 = \left\{ \Delta f \mid N(f) \leq \frac{S + \sigma_1^2}{m(F_1)} \right\}$$



- 11.4.2 多载波信道下的最优功率分配
- 假设系统有  $K$  个子载波，每个子信道都是加性高斯信道，第  $k$  个信道的信号功率为  $s_k$ ，噪声功率为  $\sigma_k^2$ ，对应的子信道容量为： $C_k = \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{s_k}{\sigma_k^2} \right)$ 。则总信道容量为：

$$C = \sum_{k=1}^K C_k = \sum_{k=1}^K \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{s_k}{\sigma_k^2} \right)$$

- 满足总信号功率受限条件： $\sum_{k=1}^K s_k \leq S$ ，采用拉格朗日乘子法可以使信道总容量达到最大，得到： $s_k = \frac{1}{2\lambda} - \sigma^2$



- 11.4.2 多天线信道下的最优功率分配
- 令功率约束条件为:  $\sum_{i=1}^{n_T} P_i = P$   $C/W = \sum_{i=1}^{n_T} \log_2 \left( 1 + \frac{P_i \lambda_i}{\sigma^2} \right)$
- 引入函数:  $\Omega = \sum_{i=1}^{n_T} \log_2 \left( 1 + \frac{P_i \lambda_i}{\sigma^2} \right) - \rho \sum_{i=1}^{n_T} P_i$
- 对函数取偏微分可得:
- $\frac{\partial \Omega}{\partial P_i} = \frac{\frac{\lambda_i}{\sigma^2}}{1 + \frac{P_i \lambda_i}{\sigma^2}} - \rho = 0$  ;  $P_i = \mu - \frac{\sigma^2}{\lambda_i}$



- 11.4.3 多用户分集

- 基站接收信号可以表示为:  $r = \sum_{i=0}^{K-1} \alpha_i x_i + n$
- 如果  $\alpha_i$  是常数, 则上述信道为高斯多用户信道, 其容量为:  
$$\forall S \subset \{0, 1, \dots, K-1\}, \quad \sum_{i \in S} R_i < \frac{1}{2} \log \left( 1 + \sum_{i \in S} \gamma_i \right)$$

在平坦衰落信道下, 可以假设  $\alpha_i$  服从 Rayleigh 分布, 由此可知服从指数分布:

$$f(\gamma_i) = \frac{1}{\gamma_{si}} \exp \left( -\frac{\gamma_i}{\gamma_{si}} \right), \gamma_{si} > 0$$



- 理想功率控制算法为 $\mu_i(\gamma) = \frac{\gamma_{si}}{\gamma_i}$ ，Rayleigh衰落信道下功率控制的均值为：

$$E[\mu_i(\gamma)] = \int_0^\infty \frac{\gamma_{si}}{\gamma_i} f(\gamma_i) d\gamma_i \rightarrow \infty$$

- 此时系统总容量为： $C_G = \frac{1}{2} \log \left( 1 + \sum_{i=0}^{K-1} \gamma_{si} \right)$
- 对于没有功率控制的系统而言，则总容量为：

$$C_{NPC} = \frac{1}{2} E_\gamma \left[ \log \left( 1 + \sum_{i=0}^{K-1} \gamma_{si} \right) \right]$$



- 归一化约束条件:  $\int \int \cdots \int \mu_i(\gamma) f(\gamma) d\gamma = 1, i = 0, 1, \dots, K-1$   
在此约束下和  $\mu_i(\gamma) \geq 0$  条件下的信道容量为:

$$C_{PC} = \frac{1}{2} \int \int \cdots \int \log \left[ 1 + \sum_{i=0}^{K-1} \mu_i(\gamma) \gamma_i \right] f(\gamma) d\gamma$$

利用拉格朗日乘子法, 可以构造如下函数:

$$H = \frac{1}{2} \int \int \cdots \int \log \left[ 1 + \sum_{i=0}^{K-1} \mu_i(\gamma) \gamma_i \right] f(\gamma) d\gamma - \frac{1}{2} \int \int \cdots \int \sum_{i=0}^{K-1} \lambda_i \mu_i(\gamma) f(\gamma) d\gamma$$

对上式求偏微分, 交换求导与积分的顺序可得,

$$\frac{\partial H}{\partial \mu_i(\gamma)} = \frac{\gamma_i}{1 + \sum_{j=0}^{K-1} \mu_j(\gamma) \gamma_j} - \lambda_i = 0, \quad 1 + \sum_{j=0}^{K-1} \mu_j(\gamma) \gamma_j \geq \frac{\gamma_i}{\lambda_i}$$

如果假设  $\mu_i(\gamma) \neq 0 \Rightarrow \forall j \neq i, \mu_j(\gamma) = 0$ , 从而可得:  $\gamma_i \geq \left( \frac{\lambda_i}{\lambda_j} \right) \gamma_j, \forall j \neq i$



- 功率控制算法:

$$\mu_j(\gamma) = \begin{cases} \frac{1}{\lambda_i} - \frac{1}{\gamma_i}, & \gamma_i > \lambda_i, \gamma_i > \frac{\lambda_i}{\lambda_j} \gamma_j, j \neq i \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

- 这一算法可以描述为, 当一个用户的信道条件好时, 就给它分配更多的功率, 而其信道条件差时, 就少分配功率, 这就是多用户分集的思想。这种方法与传统的功率控制思路完全相反。
- 对于话音业务, 由于信道接入时间不确定, 这种功率分配方法不适合。但对于突发性数据业务, 可以这一方法功率分配。

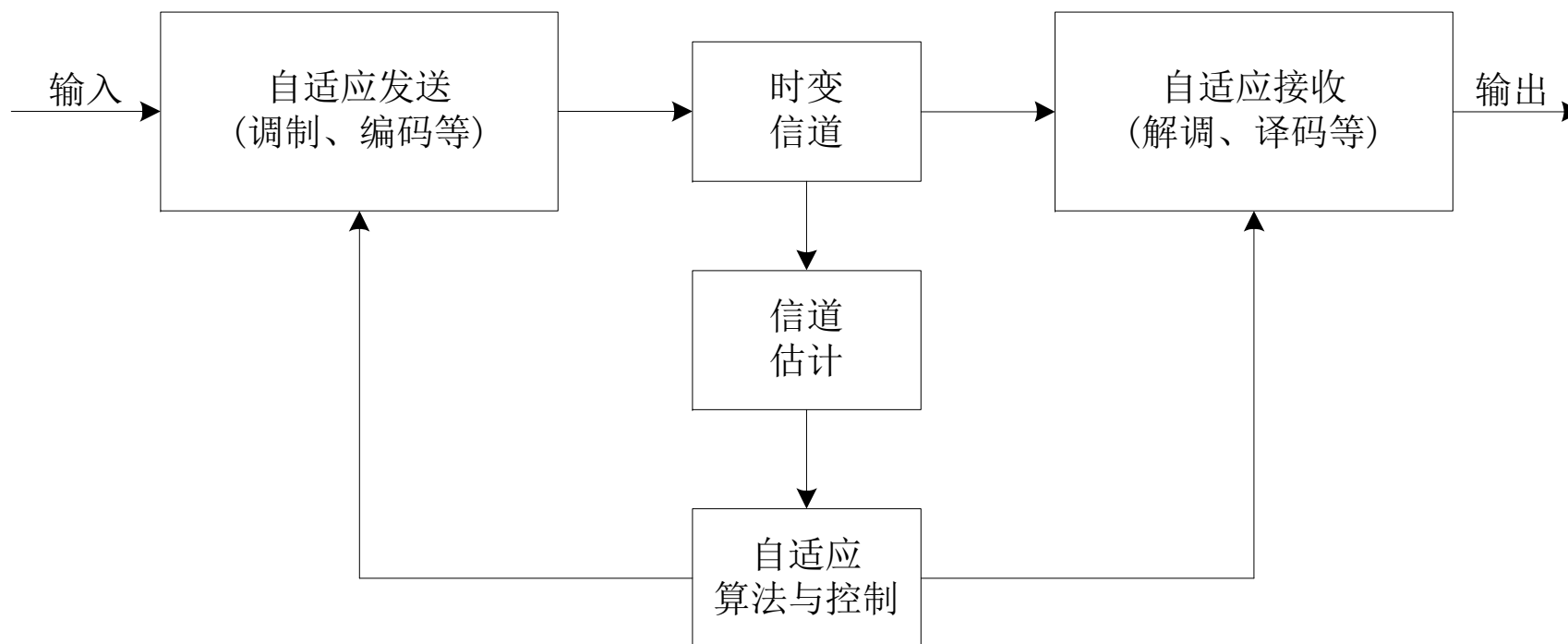




## § 11.5 速率自适应

- 目的：为了优化在链路中传送业务的容量(数量)与质量。  
主要特点：业务具有突发性的不连续传输，上、下信道不对称，以及对时延和时延抖动不敏感而对差错率要求较高的非实时性业务。

速率自适应实现的基本原理图





- 11.5.1 速率自适应在2G/2.5G移动通信系统中的应用

### GPRS中无线分组数据块信道编码方案

信道编码方案	码率	数据速率(Kbps)	(8时隙)总数据率(Kbps)
CS-1	1/2	9.05	72.4
CS-2	$\approx 2/3$	11.4	107.2
CS-3	$\approx 3/4$	15.6	124.8
CS-4	1	21.4	171.2



- 在实际传输时，GPRS系统根据信道状况和业务需求动态选择编码类型。
- EDGE(Enhanced Data Rates For GSM Evolution)是Ericsson公司提出的一种GPRS的增强型技术。它不同于GPRS，在链路自适应中不仅编码方式可以选择，而且调制方式还采用了移相8PSK调制。EDGE系统周期性的对下行链路进行测量并及时报告(反馈)给基站，根据链路的信道状态，从两种调制方式和几种编码方式组成的九种传输模式中，选择最为适合的一种模式。

传输模式	$M_1$	$M_2$	$M_3$	$M_4$	$M_5$	$M_6$	$M_7$	$M_8$	$M_9$
调制方式	GM SK	GM SK	GM SK	GM SK	8P SK	8P SK	8P SK	8P SK	8P SK
编码率	0.53	0.66	0.8	1.0	0.37	0.49	0.76	0.92	1.0



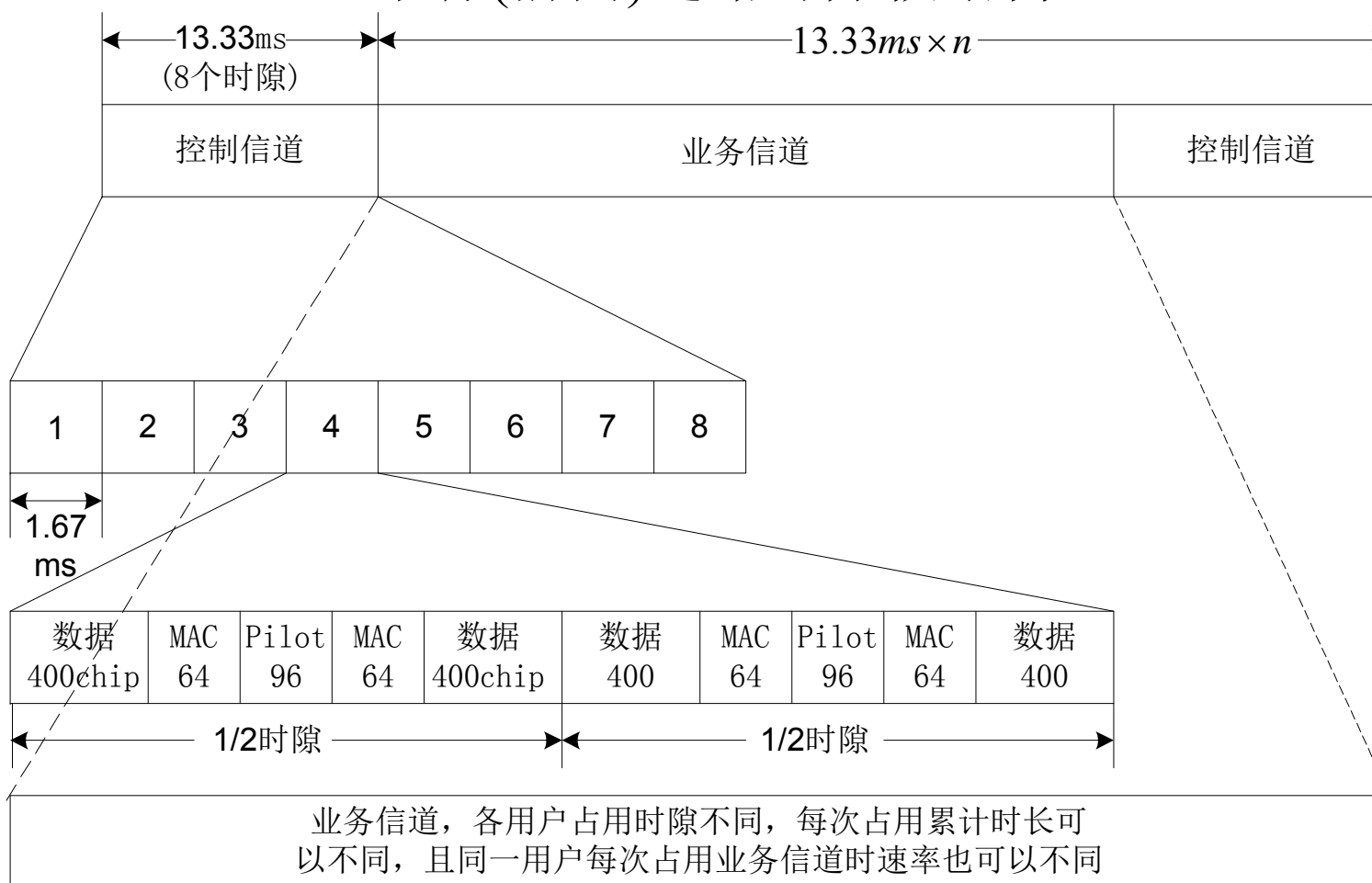
- 11.5.2 速率自适应的典型实例——HDR
- 在3GPP2发布的相关标准中HDR被称为CDMA2000 1x EV-DO，其中EV表示“Evolution”，即改进型，含义为性能改善且后向兼容，而DO(Data Only，后改为Data Optimized)。
- CDMA2000 1x EV-DO与IS-95/ CDMA2000 1x具有相同的射频RF特性和链路预算，但具有独立的1.25MHz的载波频段。
- 提出CDMA2000 1x EV-DO主要原因在于数据业务与话音业务很多方面差异很大。



- 下行(前向)链路的自适应速率控制的实现可以分为下列三步:
- 1、对不同时段(针对慢衰落、平坦衰落而言)选择最佳服务小区, 即移动台接收来自其附近各小区发送的广播信号, 并测量和比较其信干比, 移动台选取具有最大信干比的小区作为最佳服务小区。在时段的最佳服务小区内, 对每个不同用户选择在不同时隙。
- 2、在最佳服务小区内每个用户均同时进行上述操作。
- 3、确定在  $T_j$  时隙内最佳小区向服务区内各用户发送分组信息
- CDMA2000-1x-EV-DO系统的下行(前向)信道由四部分组成: 导频信道、媒介接入控制MAC信道、控制信道和业务信道。另外, MAC有两个子信道, 即反向激活RA信道和反向功率控制信道。



## 下行(前向)链路时分帧结构



# 11.5.3 WCDMA中增强型技术——高速下行分组接入HSDPA



HSDPA在WCDMA中增加了一个高速下行共享信道HS-DSCH, 它与原来WCDMA中的下行共享信道DSCH相比有如下技术特点:

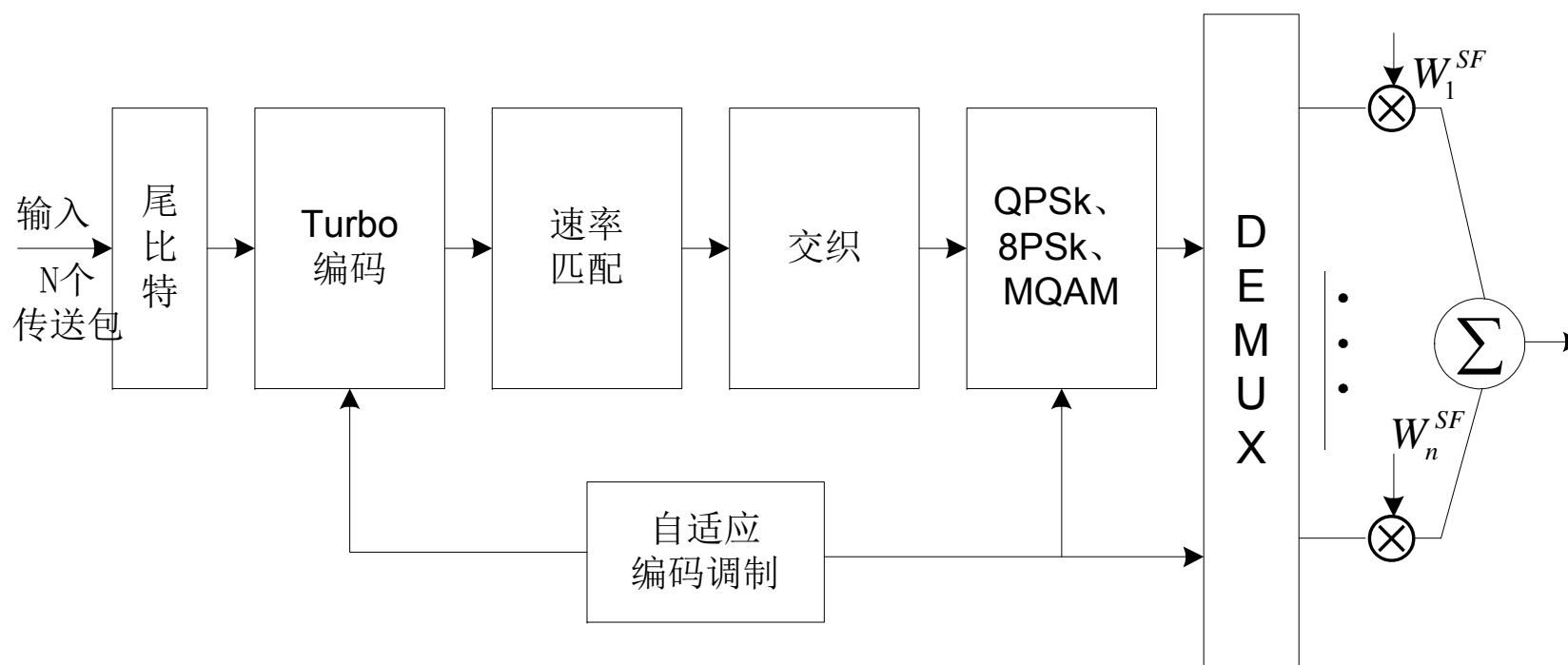
	可变扩频因子	快速功率控制	自适应编码调制	多扩频码操作	快速混合ARQ
DSCH	√	√	×	√	×
HS-DSCH	×	×	√	√	√

- 可变扩频因子与快速功率控制在HSDPA中已不再采用。取而代之是采用自适应编码调和快速混合ARQ。
- 这个高速下行共享信道HS-DSCH就相当于3GPP2的CDMA2000 1x EV-DV中前向分组数据信道F-PDCH, 用来传送高速分组数据业务。



- 同样为了支持该信道的正常工作又引入了：
  - 1、高速共享控制信道HS-SCCH；
  - 2、负责传送CRC校验结果指示信息ACK/NACK；

### HSDPA物理层结构







- HSDPA的基本原则是根据信道的当前状况选择最合适的编码和调制方式以达到最大化系统吞吐量。下面给出用户支持15个扩频码(用户可支持扩频码数目为5/10/15)时最大吞吐量。

	编码速率	调制方式	最大数据吞吐量 Mbps
1	1/4	QPSK	1.8
2	1/2	QPSK	3.6
3	3/4	QPSK	5.3
4	1/2	16QAM	7.2
5	3/4	16QAM	10.7

- 频谱资源与码资源对于移动通信系统是非常珍贵的，链路自适应技术在HSDPA的应用大大提高了频谱与扩频码的利用效率。



# 11.6 OFDM链路自适应

- 11.6.1 自适应编码调制
- 1. 自适应调制模型
- 假设信号带宽为  $B$ ，衰落信道下的信噪比为  $\gamma$ ，概率密度函数为  $f(\gamma)$ ，发射功率为  $P(\gamma)$ ，接收瞬时信噪比为  $\gamma P(\gamma)/\bar{P}$ ，则服从平均功率约束  $\bar{P}$  的衰落信道的信道容量如下。

$$\frac{C}{B} = \max_{P(\gamma): \int P(\gamma) f(\gamma) d\gamma = \bar{P}} \int_0^{\infty} \log_2 \left[ 1 + \frac{\gamma P(\gamma)}{\bar{P}} \right] f(\gamma) d\gamma$$

$$\frac{P(\gamma)}{\bar{P}} = \begin{cases} \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma}, & \gamma \geq \gamma_0 \\ 0, & \gamma < \gamma_0 \end{cases} \quad \frac{C}{B} = \int_{\gamma_0}^{\infty} \log_2 \left( \frac{\gamma}{\gamma_0} \right) f(\gamma) d\gamma$$



# 11.6 OFDM链路自适应

- 11.6.1 自适应编码调制
- 1. 自适应调制模型
- MQAM调制下的容量界

$$= \max_{P(\gamma)} E[\log_2 M(\gamma)] = \max_{P(\gamma): \int P(\gamma) f(\gamma) d\gamma = \bar{P}} \int \log_2 \left[ 1 + \frac{\gamma Q P(\gamma)}{\bar{P}} \right] f(\gamma) d\gamma$$

$$\frac{QP(\gamma)}{\bar{P}} = \begin{cases} \frac{1}{\gamma_Q} - \frac{1}{\gamma}, & \gamma \geq \gamma_Q \\ 0, & \gamma < \gamma_Q \end{cases} \quad \frac{R}{B} = \int_{\gamma_Q}^{\infty} \log_2 \left( \frac{\gamma}{\gamma_Q} \right) f(\gamma) d\gamma$$

# 11.6 OFDM链路自适应



- 11.6.1 自适应编码调制
- 2. 自适应编码调制的实现
- OFDM系统中，在BER性能保持近似不变的条件下，根据不同的MCS模式，将信噪比划分为多个区间。发射端根据反馈的SINR测量值，判断其位于哪个信噪比区间，然后选择最优的编码调制方案。



# 11.6 OFDM链路自适应

- 11.6.1 自适应编码调制
- 2. 自适应编码调制的实现

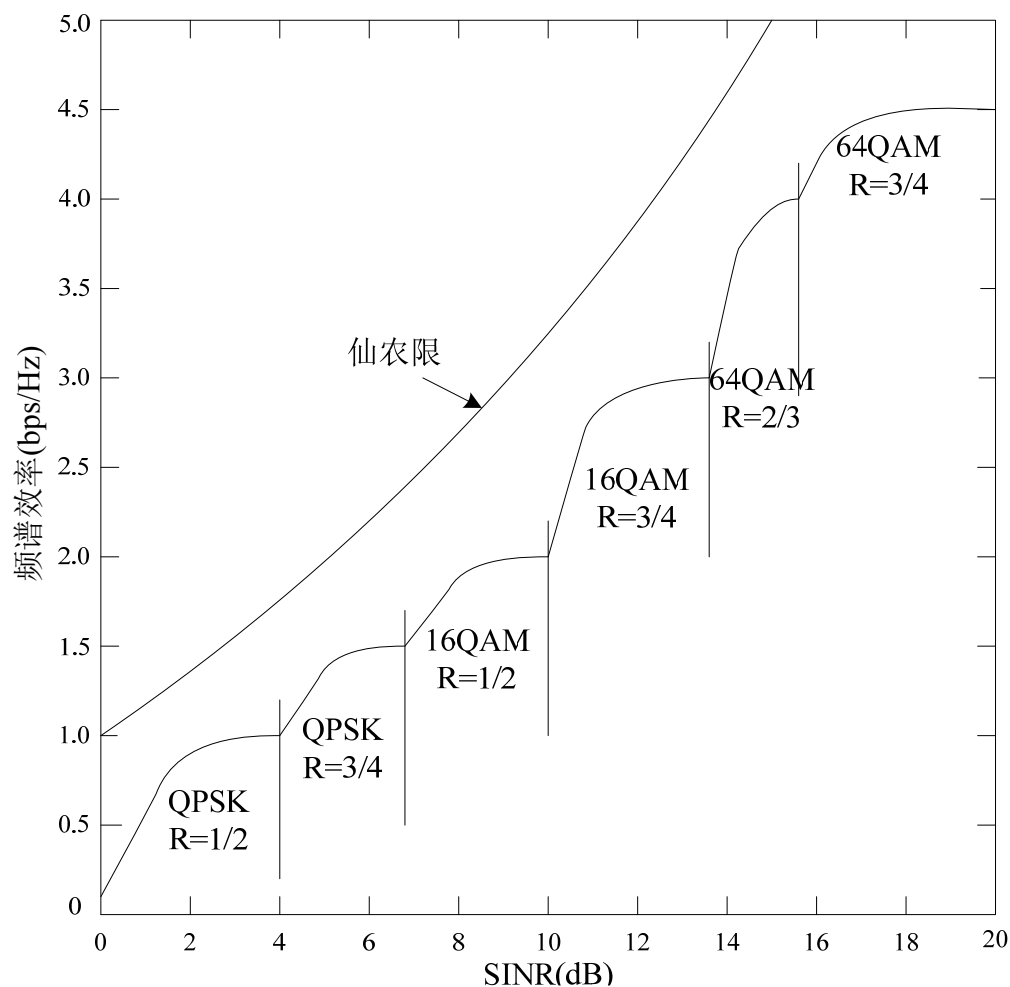


图11.16  
WiMax  
系统中  
吞吐率  
与信噪  
比性能  
曲线



# 11.6 OFDM链路自适应

- 11.6.1 自适应编码调制
- 2. 自适应编码调制的实现
- 归一化频谱效率

$$\eta = \frac{R}{B} = (1 - BLER) R_c \log_2(M) \text{ bps} / \text{Hz}$$

总之，AMC需要有效控制三个关键参数：发射功率、调制阶数/星座规模以及信道编码码率。因此需要采用合理策略对这些参数进行调整，工程实现中，往往需要在各种信道条件下，通过大量仿真，确定合理的精细调整算法。



## 11.6 OFDM链路自适应

- **11.6.2 HARQ**
- HARQ分为两种，Type I和Type II。Type I HARQ每次重传相同编码，接收端采用Chase合并方式，能够有效获得时间分集增益，但降低了传输效率。
- 而Type II HARQ具有自适应特性，根据信道状态，递增发送码字的冗余度，以增大正确译码概率，因此也称为增量冗余(IR)方式。
- HARQ机制能够进一步细化频谱效率的调整精度，因此与AMC组合，可以获得更精细的速率调整。



## 11.6 OFDM链路自适应

- OFDM系统采用比特分配算法，根据子载波信道状态自适应分配每个载波的比特数目；采用功率分配算法，自适应调整发射功率。但比特与功率分配具有紧密相关性，因此OFDM系统中，往往进行两者的联合分配，称为自适应负载算法。

假设 OFDM 系统信号带宽为  $B$ ，划分为  $n = 1, 2, \dots, N$  个子载波，因此每个载波带宽为  $\Delta f = B/N$ 。 $p_n^k$  表示第  $k$  个 OFDM 符号第  $n$  个子载波的发射功率，对应的信道衰落系数为  $h_n^k$ ，则第  $k$  个 OFDM 符号的功率分配向量  $\mathbf{p}^k = (p_1^k, p_2^k, \dots, p_N^k)$ 。

令每个子载波的噪声功率为  $\sigma^2$ ，则单个载波信噪比 SNR 为。





# 11.6 OFDM链路自适应

## • 11.6.3 比特与功率分配

$$v_n^k = \frac{p_n^k \cdot (h_n^k)^2}{\sigma^2}$$

则每个子载波的信道容量为 $\omega$

$$r_n^k = \Delta f \log_2 (1 + v_n^k)$$

约束条件为 $\omega$

$$\sum_n p_n^k \leq P_{\max}$$

给定系统总功率  $P_{\max}$  约束下，最优功率分配可以表述为上述问题也可以采用注水方法求解，最优子载波发射功率为

$$\max_{\mathbf{p}^k} \Delta f \sum_n \log_2 \left[ 1 + \frac{p_n^k \cdot (h_n^k)^2}{\sigma^2} \right]$$

$$p_{n,opt}^k = \max \left\{ \frac{1}{N} \left[ \sum_i \frac{\sigma^2}{(h_i^k)^2} + P_{\max} \right] - \frac{\sigma^2}{(h_n^k)^2}, 0 \right\}$$

## • Hughes-Hartogs提出了迭代分配算法

单。给定发射总功率  $P_{\max}$ ，子载波信道响应向量，预先计算发射功率矩阵

$\mathbf{P}^k = [p_{l,n}^k]_{(L+1) \times N}$ ，其中  $p_{l,n}^k$  表示子载波  $n$  分配  $l$  个比特所需要的发射功率，则算法



# 11.6 OFDM链路自适应

## • 11.6.3 比特与功率分配

(1) 计算增量功率矩阵，其矩阵元素为  $\Delta p_{l,n}^k = p_{l,n}^k - p_{l-1,n}^k$ ；

(2) 令  $P_{tot} = 0$ ；

(3) While  $P_{tot} \leq P_{max}$  do

搜索增量功率矩阵的第 1 行，找到最小的功率增量  $\Delta p_{1,n}^k$ ；

If ( $\Delta p_{1,n}^k$  是最小值) then

对第  $n$  个子载波多分配 1 比特，

---

增加已分配功率  $P_{tot} = P_{tot} + \Delta p_{1,n}^k$ ，

更新增量矩阵的第  $n$  列  $\Delta p_{i,n}^k = \Delta p_{i+1,n}^k$ 。

## § 11.7 本章小结



- 本章我们介绍了链路自适应技术的各种类型，其中重点介绍了功率控制原理和它在2G/3G系统中的应用，速率自适应原理及其在3G系统中的应用，最后简单介绍OFDM的链路自适应技术。链路自适应技术的理论基础都是基于信息论中的注水定理。
- 自适应技术的工程实现的目标之一就是在合理代价的前提下，尽可能的逼近理论最优，从而最大限度挖掘系统潜力，提高系统性能。根据无线通信网的结构特点可知，自适应技术其实包括了三个层次：业务信源的自适应、无线链路的自适应和用户运动行为的自适应。链路自适应技术的研究现在已经越来越深入，许多理论已成功应用到实际系统中。

# 参考文献



- [11.1] G. Carneiro, J. Ruela and M. Ricardo, "Cross-Layer Design In 4G Wireless Terminals," IEEE Wireless Communications, Vol. 11, No. 4, pp. 7-13, Apr. 2004.
- [11.2] T. M. Cover and J. Thomas, "Elements of Information Theory," Wiley & Sons, 1991.
- [11.3] R. Knopp and P. A. Humblet, "Information capacity and power control in single-cell multiuser communications Communications," ICC95 Seattle, Gateway to Globalization, Vol. 1, pp. 331-335, June 1995.
- [11.4] T. S. Rappaport, Wireless Communications Principles and Practice, Prentice-Hall, Inc., 1996.
- [11.5] D. N. Tse, "Optimal Power Allocation over Parallel Gaussian Broadcast Channels," ISIT 1997, Ulm, Germany, pp. 27, June 1997.
- [11.6] 3GPP TS 25.214 V4.0.0, "Physical Layer Procedure(FDD)," 2001-03.
- [11.7] 3GPP TS 25.848 V4.0.0, "Physical Layer Aspects of UTRA High Speed Downlink Packet Access," 2001-03.



- [11.8] 3GPP2 C.S0002-A-1, "Physical Layer Standard for CDMA2000 Spread Spectrum Systems," 2000-09.
- [11.9] 3GPP2 C.S0024, "CDMA2000 High Rate Packet Data Air Interface Specification," 2000-09.
- [11.10] 吴伟陵, 《信息处理与编码》, 人民邮电出版社, 2003年。
- [11.11] 周炯槃, 《信息论基础》, 人民邮电出版社, 1983年。



谢谢！