



北邮信息理论
与技术教研中心

第六章 调制理论



主讲人: 牛 凯

niukai@bupt.edu.cn

本章内容



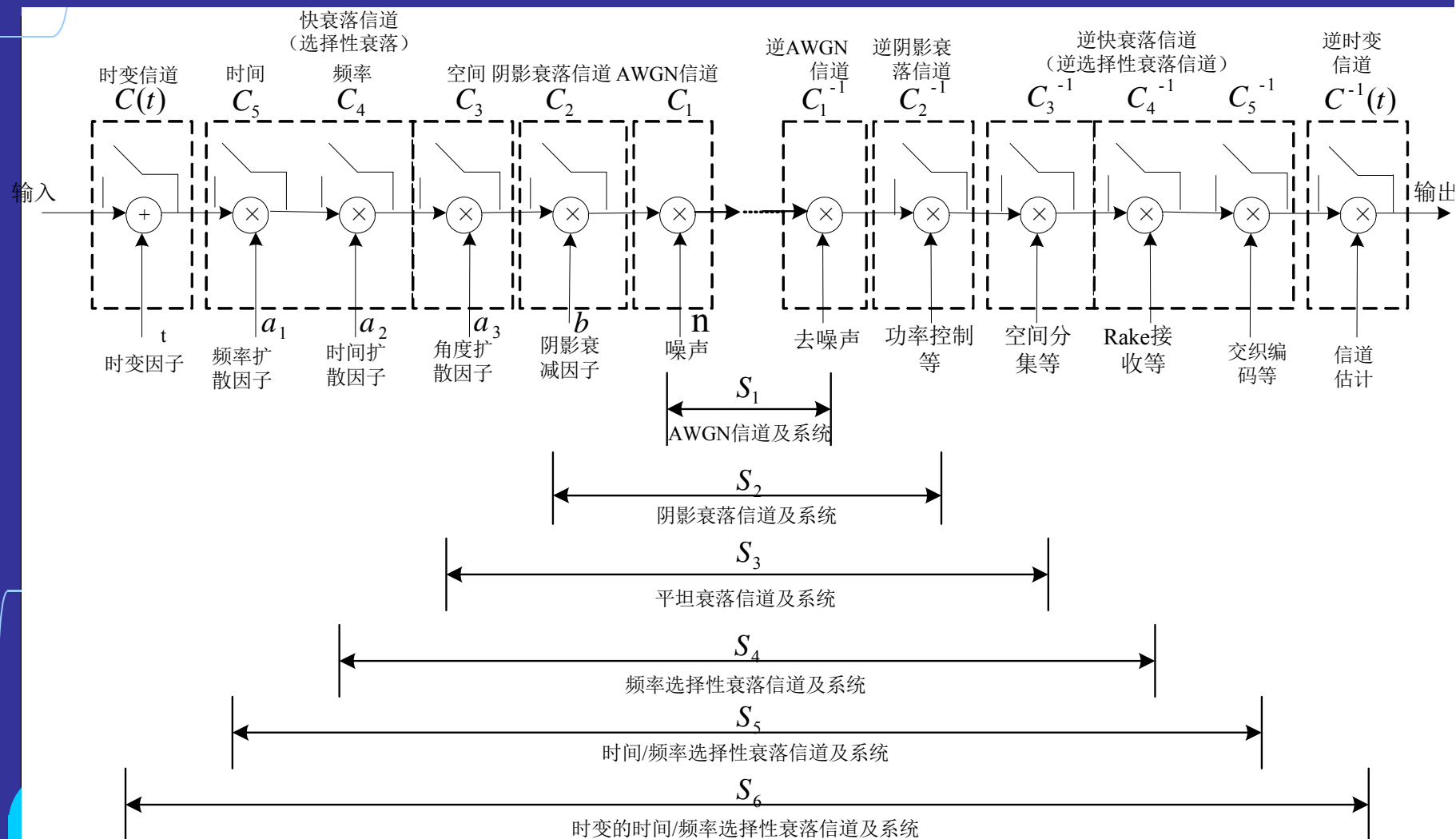
从本章开始讨论传输的可靠性问题，首先讨论调制理论。无线通信系统中所采用的调制方式多种多样，从信号空间观点来看，调制实质上是从信道编码后的汉明空间到调制后的欧式空间的映射或变换。这种映射可以是一维的，也可以是多维的，既可以采用线性变换方式，也可以采用非线性变换方式。本章我们首先引入移动通信系统的抽象物理模型，然后从最基本的调制方式开始讨论，主要侧重各种调制方式接收性能。同时结合各类无线通信系统，介绍实际应用的调制方式的基本原理和结构。

6.1 移动通信系统的物理模型



在第二章中已较详细分析过移动信道，本章将针对传输的可靠性问题将移动信道与移动通信系统结合起来分析。在移动通信中，若假设信道满足线性时变特性，则根据不同环境条件，可以给出下列各种类型的移动信道与相应的移动通信系统的物理模型，如图所示。

6.1 移动通信系统的物理模型



6.1 移动通信系统的物理模型



6.1.1 理想加性白色高斯(AWGN)信道C1

移动通信中研究AWGN信道C1的目的首先是由于它是最基本、最典型的恒参信道，是研究各类信道的基础。

实际的移动信道是具有时变特性的衰落信道，提高这类信道的抗干扰性能主要有两类方法：一类是适应信道，另一类是改造信道，即将信道改造为AWGN信道，这时研究AWGN信道将更具有实际的现实意义。

6.1 移动通信系统的物理模型



6.1.2 慢衰落信道C2

慢衰落信道是移动信道区别于有线信道的最基本特征之一，也是进一步研究各类快衰落信道的基础，慢衰落信道在有些文献资料中称为中尺度或大尺度传播特性，或称为阴影衰落信道。

克服慢衰落的典型方法有：

- 1.对电路交换型业务，特别是话音业务采用功率控制技术；
- 2.对于分组交换型业务，特别是数据业务采用自适应速率控制更合适。

这些自适应技术将在第十三章进一步讨论。

6.1 移动通信系统的物理模型



6.1.3 快衰落信道C3、C4、C5与C6

在一些文献中称它们为小尺度传播特性，快衰落是移动信道最主要的特色，它又可划分为下列三类。

由于传播中天线的角度扩散引起的空间选择性衰落。其最有效的克服手段是空间分集和其他空域处理方法。由于多径传播带来的时延功率谱的扩散而引起的频率选择性衰落，它在宽带移动通信中尤为突出。其最有效的克服方法有自适应均衡、正交频分复用(OFDM)以及CDMA系统中的RAKE接收等。

6.1 移动通信系统的物理模型



6.1.3 快衰落信道C3、C4、C5与C6

由于用户高速移动导致的频率扩散即多普勒频移而引入的时间选择性衰落。它在高速移动通信尤为突出。其最为有效的克服方法是采用信道交织编码技术，即将由于时间选择性衰落带来的大突发性差错信道改造成成为近似性独立差错的AWGN信道。

上述三种类型快衰落信道可分别记为、和。若将时变因子单独予以考虑，则可以构成时变信道。但是实际的衰落信道特别是各类快衰落信道与时变特性是密不可分的，仅有慢衰落的时变特性可以单独予以考虑。

6.1 移动通信系统的物理模型



6.1.3 快衰落信道C3、C4、C5与C6

上述移动信道物理模型在实际问题中往往可以分为下列四个常用信道模型：

1. AWGN信道模型：这类信道服从正态(高斯)分布，是恒参信道中最典型的一类信道，也是无线移动信道等变参信道的努力方向和改造目标。
2. 阴影衰落信道：这类信道服从对数正态分布，它是研究无线移动信道的基础。

6.1 移动通信系统的物理模型



6.1.3 快衰落信道C3、C4、C5与C6

3.平坦瑞利衰落信道：这类信道遵从瑞利或者莱斯(RICE)分布，它是最典型的宽带无线和慢速移动的信道模型。在快衰落中仅仅考虑了空间选择性衰落。

4.选择性衰落信道，它可分为两类：

频率选择性衰落信道，是典型的宽带无线和慢速移动信道；时间选择性衰落信道，是典型的宽带无线和快速移动信道。

6.1 移动通信系统的物理模型



6.1.4 传输可靠性与抗衰落、抗干扰性能

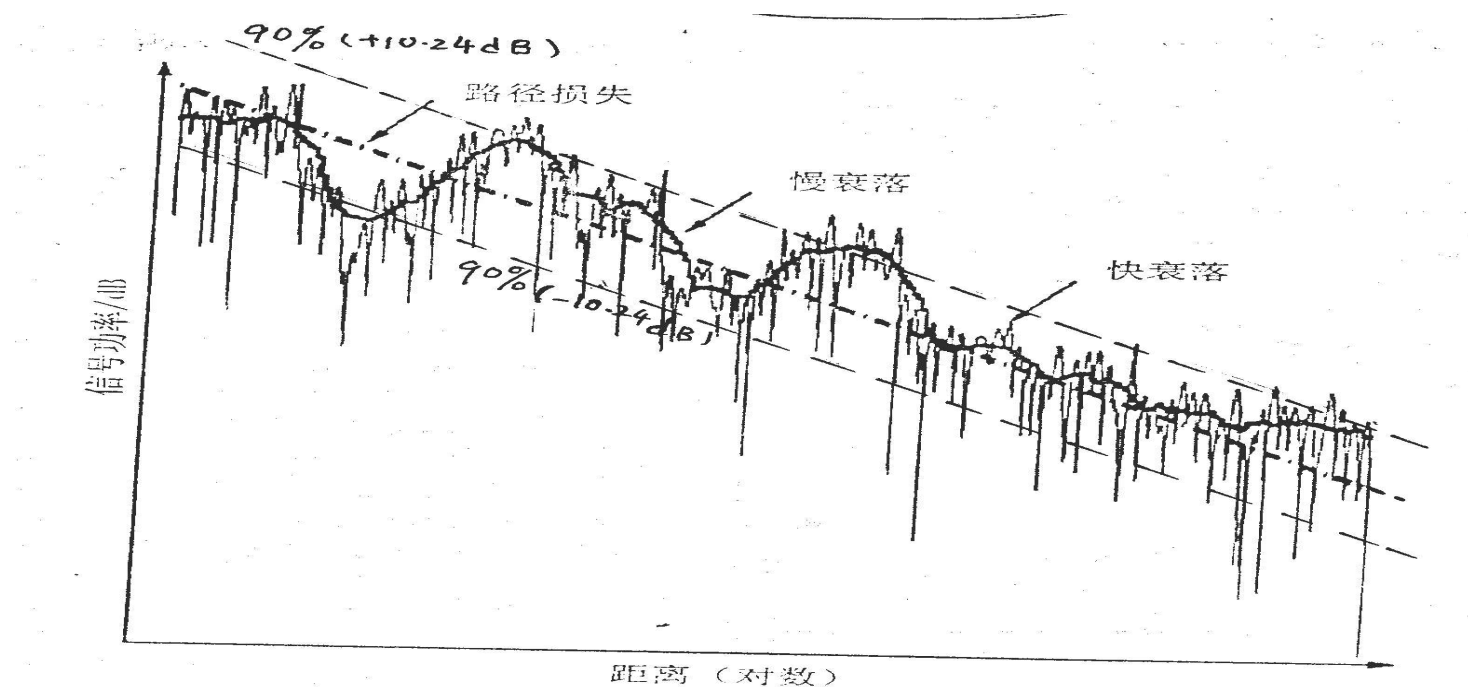
无线传输主要取决于下列因素。

- 1.传播损耗：它是从宏观角度考虑的损耗，又称为大尺度特性。传播损耗是随着距离的2—5.5次方迅速衰减，即正比于，克服它唯一的方法是增大设备能力。比如增加发射功率，提高发送与接收天线增益等。
- 2.慢衰落：它是由阴影效应引起的，又称为中尺度特性，慢衰落若按90%出现概率，考虑其深度大约在10dB左右，对于IS-95其特性可参见下图。这20dB就是抗慢衰落的潜在增益

6.1 移动通信系统的物理模型



6.1.4 传输可靠性与抗衰落、抗干扰性能



6.1 移动通信系统的物理模型



6.1.4 传输可靠性与抗衰落、抗干扰性能

3.快衰落：它是由传输中角度域、时间域和频率域扩散而引起的空间、频率与时间选择性衰落，又称为小尺度特性。

①空间选择性衰落：它是由系统及传输中角度扩散而引起的通常又称为平坦瑞利衰落。

②频率选择性衰落，它是由传播中多径产生的时延功率谱即时域的扩散而引入的。

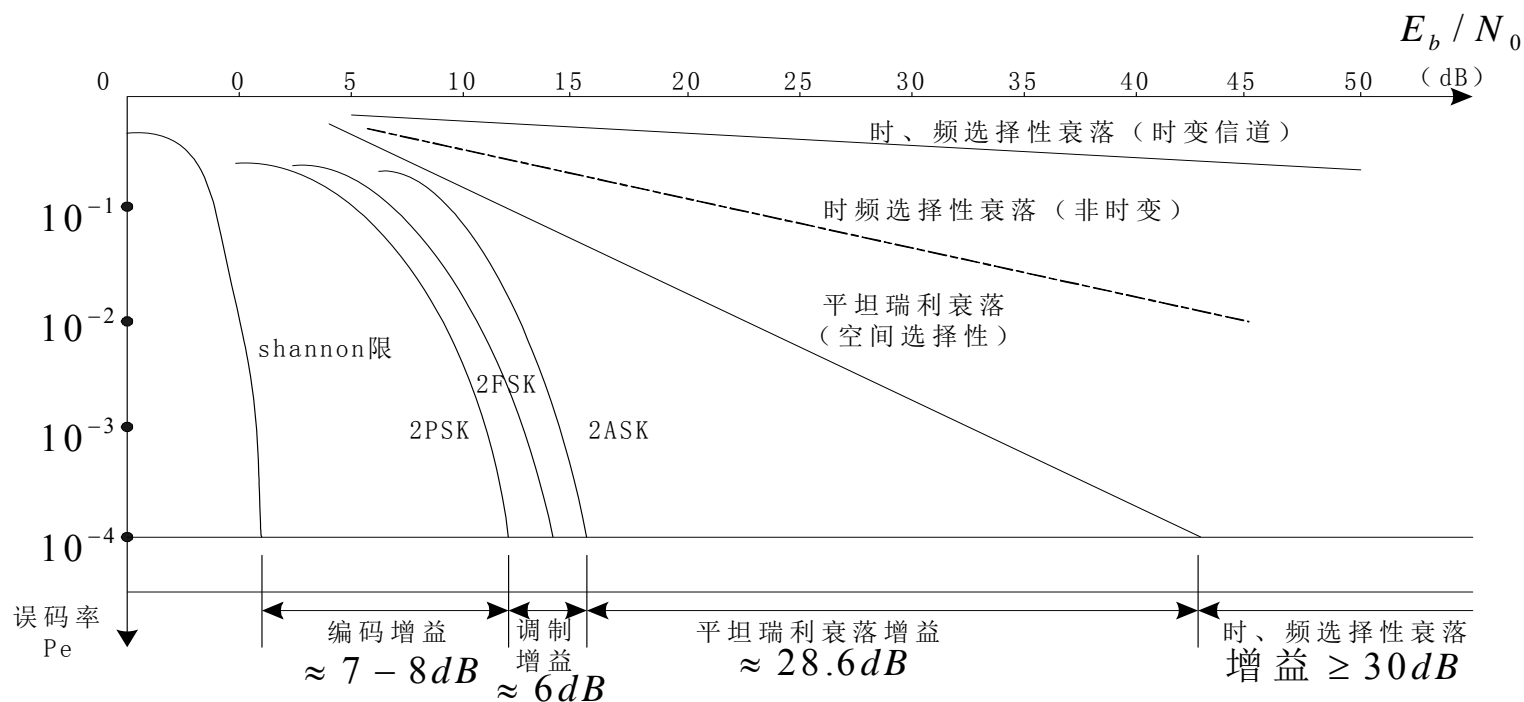
③时间选择性衰落：它是由移动终端快速运动形成的多普勒频移即频域扩散而引入的

以上三类快衰落及其抵抗措施与性能的改善而带来的抗衰落潜在增益和抗白噪声干扰的潜在增益可以利用下图表示。

6.1 移动通信系统的物理模型



6.1.4 传输可靠性与抗衰落、抗干扰性能



6.1 移动通信系统的物理模型



6.1.4 传输可靠性与抗衰落、抗干扰性能

从以上图形及分析，可以很清楚看出，移动信道是一类极其恶劣的信道，必须采用多种抗衰落、抗干扰手段才能保证可靠通信，从总体上来看：

- 1.对付大尺度传播特性所引入的衰耗仅能靠增大设备能力的方式。
- 2.对付中尺度传播特性的慢衰落，一般可采用链路自适应方式，对于电路型话音业务适宜于采用功控的功率自适应；而对于分组型数据业务则适宜于链路的速率自适应。其潜在抗慢衰落能力(增益)大约为20dB左右。

6.1 移动通信系统的物理模型



6.1.4 传输可靠性与抗衰落、抗干扰性能

对付小尺度的快衰落，对于克服平坦瑞利(空间选择性)衰落，当误码率时，大约有**28dB**左右的潜在增益；若再进一步考虑频率与时间选择性衰落，当时，有大于**30dB**潜在增益。

对于加性白噪声(AWGN)信道，其调制潜在增益大约为**6dB**；其编码潜在增益，对于时，大约为**7-8dB**左右。

上述分析对于慢时变信道，必需依据准确的信道估计技术，否则将带来一定程度的性能恶化。



6.2 调制/解调的基本功能与要求

6.2.1 调制/解调的基本功能

1. 载荷信息、频谱搬移
2. 抗干扰特性
3. 频谱有效性
4. 调制信号的峰平比



6.2 调制/解调的基本功能与要求

6.2.1 调制/解调的基本功能

综上所述，在移动通信中对调制方式的选择主要有三条：首先是可靠性，即抗干扰性能，选择具有低误比特率的调制方式，其功率谱密度集中于主瓣内；其次是有效性，它主要体现在选取频谱有效的调制方式上，特别是多进制调制；第三是工程上易于实现，它主要体现在恒包络与峰平比的性能上。



6.2 调制/解调的基本功能与要求

6.2.2 数字式调制/解调的分类

数字式调制是将数字基带信号通过正弦型载波相乘调制成为带通型信号。其基本原理是用数字基带信号0与1去控制正弦载波中的一个参量。若控制载波的幅度，称为振幅键控ASK，若控制载波的频率，称为频率键控FSK，若控制载波的相位，称为相位键控PSK，若联合控制载波的幅度与相位两个参量，称为幅度相位调制，又称为正交幅度调制QAM。



6.2 调制/解调的基本功能与要求

6.2.2 数字式调制/解调的分类

若将上述由0与1组成的基带二进制调制进一步推广至多进制信号，将产生相应的MASK、MFSK、MPSK和MQAM调制。

在实际的移相键控方式中，为了克服在接收端产生的相位模糊度，往往将绝对移相改为相对移相DPSK以及DQPSK。另外在实际移相键控调制方式中，为了降低已调信号的峰平比，又引入了偏移QPSK(OQPSK)、 $\pi/4$ -DQPSK、正交复四相移键控CQPSK，以及混合相移键控HPSK等等。



6.2 调制/解调的基本功能与要求

6.2.2 数字式调制/解调的分类

在二进制基带调制之中，为了彻底消除由于相位跃变带来的峰平比增加和频带扩展，又引入了有记忆的非线性连续相位调制CPM，最小频移键控MSK，GMSK(高斯型MSK)以及平滑调频TFM等。

上述各类调制中仅有后一类，即CPM，MSK，GMSK和TFM属于有记忆的非线性调制，其余各类调制均属于无记忆的线性调制。

上述调制中最基本的调制为2ASK、2FSK、BPSK，后面将重点分析它们。



6.2 调制/解调的基本功能与要求

6.2.2 数字式调制/解调的分类

移动通信中最常用的调制方式有两大类：

1986年以前由于线性高功放未取得突破性的进展，移动通信中调制技术青睐于恒包络调制的MSK和GMSK，比如GSM系统采用的就是GMSK调制，但是它实现较复杂，且频谱效率较低。

1986年以后，由于实用化的线性高功放已取得了突破性的进展，人们又重新对简单易行的BPSK和QPSK予以重视，并在它们的基础上改善峰平比、提高频谱利用率，比如OQPSK、CQPSK和HPSK。

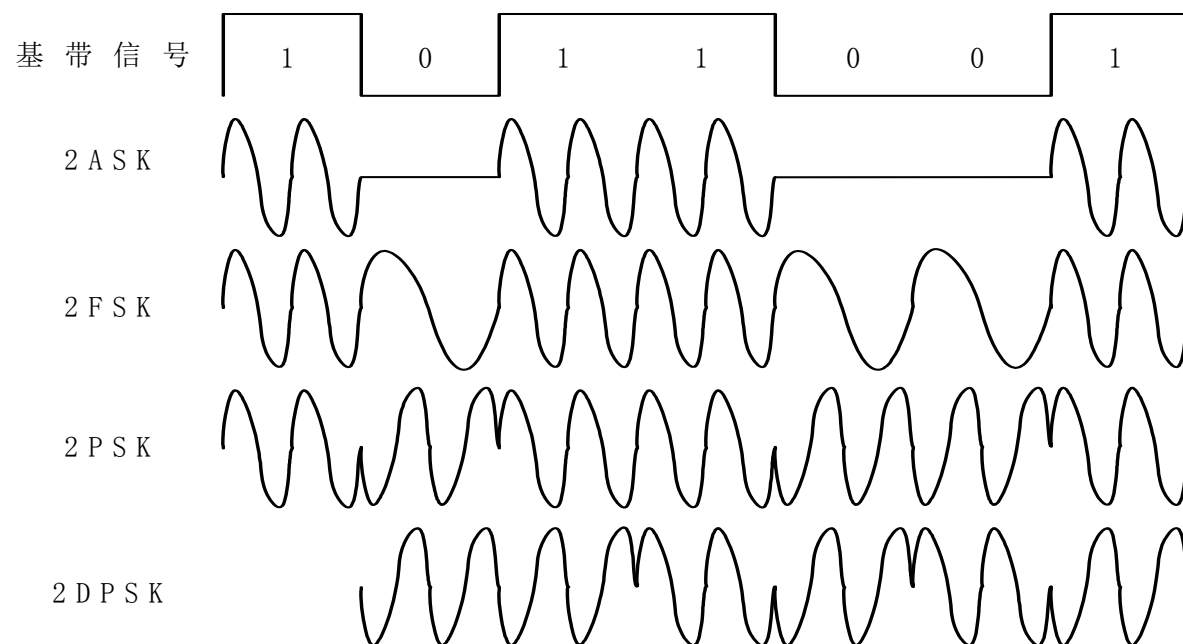
在CDMA系统中，由于有专门的导频信道或者导频符号传送，因此CDMA体制中不采用相对移相的DPSK和DQPSK等。

6.2 调制/解调的基本功能与要求



6.2.3 基本调制方法原理及性能简要分析

2ASK、2FSK、2PSK和2DPSK调制原理波形如下图所示。





6.2 调制/解调的基本功能与要求

6.2.3 基本调制方法原理及性能简要分析

1. 欧式空间距离法

将二进制的已调信号矢量表达为二维欧式空间的距离，显然距离越大，抗干扰性就越强。

2ASK

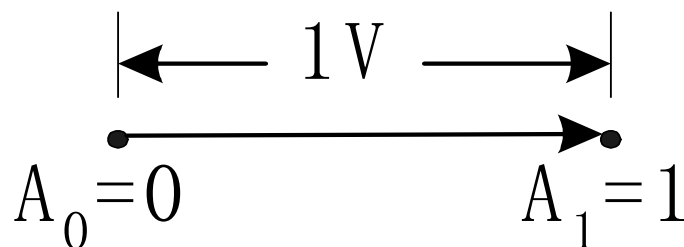
当基带信号为“0”时，不发送载波，记为 $A_0=0V$ ；
当基带信号为“1”时，发送归一化载波，记为 $A_1=1V$ ；

则可用下列图型表示：



6.2 调制/解调的基本功能与要求

6.2.3 基本调制方法原理及性能简要分析



2FSK

当基带信号为“0”时，发送归一化幅度的 f_0 载波记为 f_0

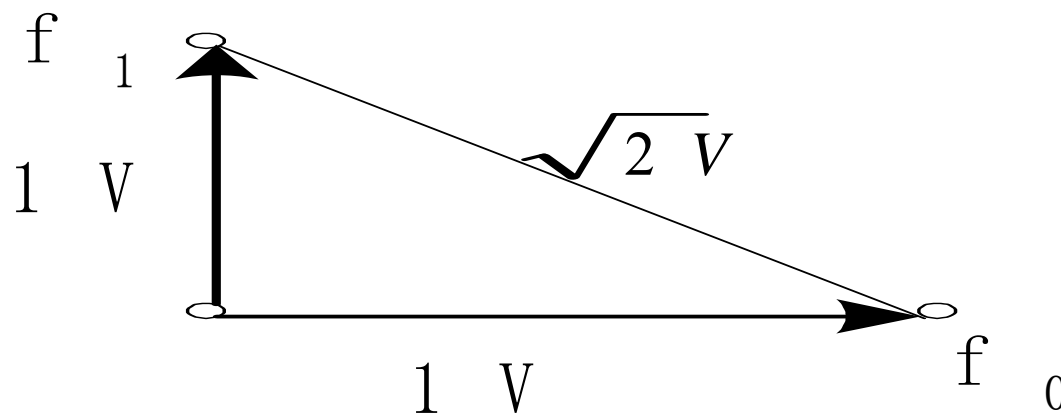
当基带信号为“1”时，发送归一化幅度的 f_1 载波记为 f_1

6.2 调制/解调的基本功能与要求



6.2.3 基本调制方法原理及性能简要分析

可用下列图形表示：(为了使 f_0 ， f_1 互不干扰， f_0 、 f_1 应互相正交)





6.2 调制/解调的基本功能与要求

6.2.3 基本调制方法原理及性能简要分析

2PSK

当基带信号为“0”时，发送归一化幅度相位 $\varphi_0=0$ 载波记为 φ_0

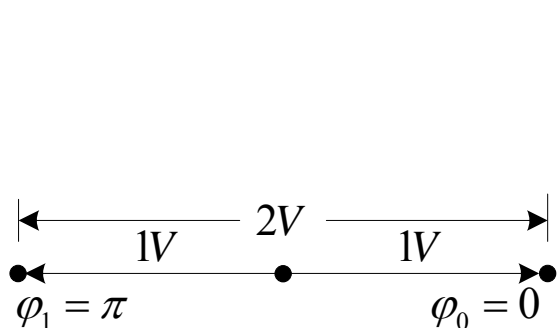
当基带信号为“1”时，发送归一化幅度相位 $\varphi_1=\pi$ 载波记为 φ_1

则可用下列图形表示：

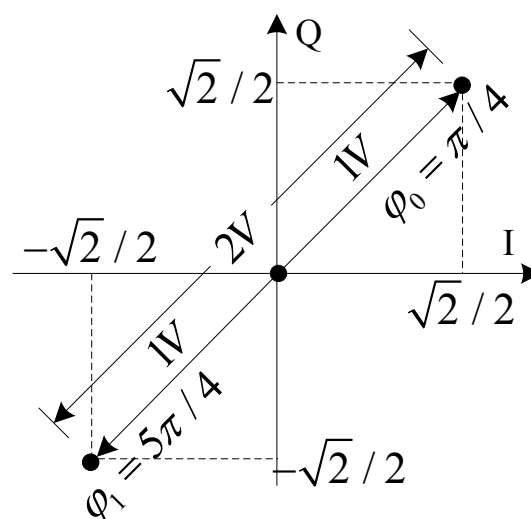


6.2 调制/解调的基本功能与要求

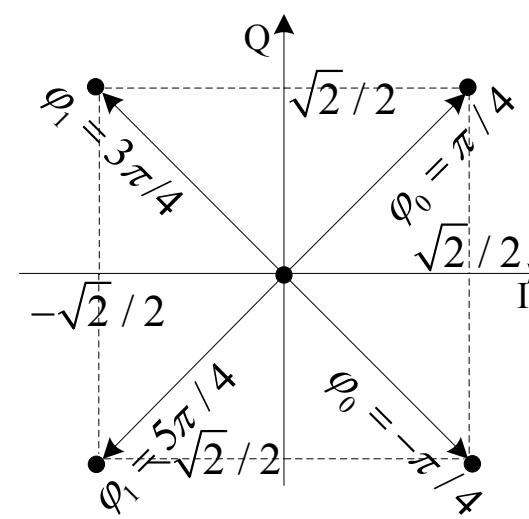
6.2.3 基本调制方法原理及性能简要分析



(a) 标准BPSK星座



(b) BPSK星座(5G NR)



(c) $\pi/2$ BPSK星座(5G NR)

由于，可知2PSK的抗干扰性能最佳，2FSK次之，2ASK性能最差。



6.2 调制/解调的基本功能与要求

6.2.3 基本调制方法原理及性能简要分析

2. 误码性能的解析表达式

若三类调制方式均采用理想的相干解调方式，其误比特率公式如下所示。

$$\text{2ASK} \quad P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{4 N_0}} \right)$$

$$\text{2FSK} \quad P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{2 N_0}} \right)$$

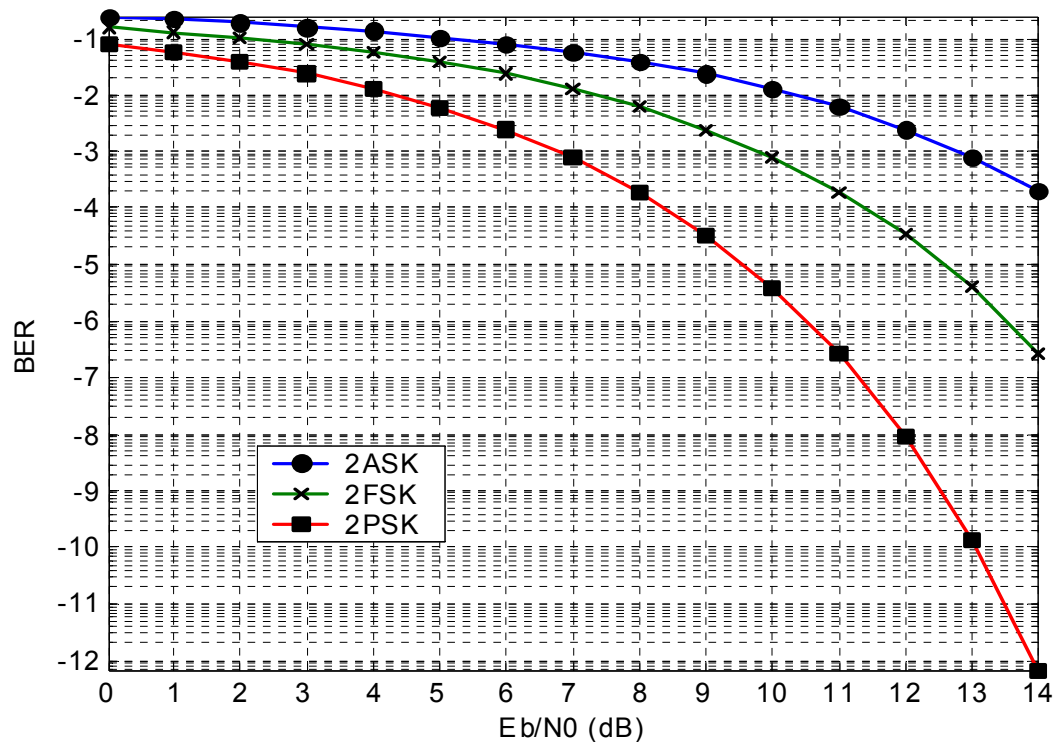
$$\text{2PSK} \quad P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)$$



6.2 调制/解调的基本功能与要求

6.2.3 基本调制方法原理及性能简要分析

若将上述公式画成图形，则误码性能可以表达为：





6.2 调制/解调的基本功能与要求

6.2.3 基本调制方法原理及性能简要分析

由上述三类分析方式，可得出下列结论，在三种基本调制方式中，2PSK即BPSK抗干扰性能最佳。所以在移动通信中也不例外，其调制方式均以BPSK为基础。



6.3 MSK/GMSK调制

6.3.1 为什么采用GMSK调制

前面已介绍过在1986年线性高功放未取得突破性进展以前，移动通信中的调制是以恒包络调制技术为主体。MSK调制是一种恒包络调制，这是因为MSK是属于二进制连续相位移频键控(CPSK)的一种特殊的情况，它不存在相位跃变点，因此在限带系统中，能保持恒包络特性。

恒包络调制可提供以下优点：极低的旁瓣能量；可使用高效率的C类高功率放大器；容易恢复用于相干解调的载波；已调信号峰平比低。



6.3 MSK/GMSK调制

6.3.1 为什么采用GMSK调制

MSK是CPFSK满足移频系数时的特例：当时满足在码元交替点相位连续的条件，是移频键控为保证良好的误码性能所允许的最小调制指数；且此时波形的相关系数为0，待传送的两个信号是正交的。

GMSK是MSK的进一步优化方案。数字移动通信中，当采用较高传输速率时，寻求更为紧凑的功率谱，更高的频谱利用效率，因此要求对MSK进一步优化。GMSK是属于MSK简单的优化方案，它只需在MSK调制前附加一个高斯型前置低通滤波器，进一步抑制高频分量，防止过量的瞬时频率偏移以及满足相干检测的需求。



6.3 MSK/GMSK调制

6.3.2 MSK信号形式

一个二进制移频键控信号中的第 k 个码元的波形可以表达为:

$$X(t) = A \cos[\omega_0 t + \varphi_k(t)], kT \leq t \leq (k+1)T$$

式中附加相位为 $\varphi_k(t)$, 且 $\frac{d\varphi_k(t)}{dt} = a_k \omega_d$, ω_d 为频差, 而 $a_k = \pm 1$

瞬时频率: $\omega = \omega_0 + a_k \omega_d = \omega_0 \pm \omega_d$

当载波频移量最小时(即频差最小), 这时调制指数 $h = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_b}$ 为频差与数据速率之比。



6.3 MSK/GMSK调制

6.3.2 MSK信号形式

而将 $\omega_2 = \omega_0 + \omega_d$, $\omega_1 = \omega_0 - \omega_d$ 带入上式求得:

$$h = \frac{\omega_0 + \omega_d - \omega_0 + \omega_d}{\omega_b} = \frac{2\omega_d}{\omega_b}$$

MSK是CPFSK $h=0.5$ 时的特例, 将其带入上式可得

$$h = \frac{2\omega_d}{\omega_b} = 0.5 = \frac{1}{2}$$

这时, $\omega_b = 4\omega_d$

而
$$\frac{d\varphi_k(t)}{dt} = a_k \omega_d = a_k \times \frac{\omega_b}{4} = a_k \times \frac{2\pi f_b}{4} = a_k \frac{\pi}{2T_k}$$



6.3 MSK/GMSK调制

6.3.2 MSK信号形式

$$\varphi_k(t) = \int \frac{d\varphi_k(t)}{dt} dt = a_k \times \frac{\pi t}{2T_k} + \varphi_k$$

φ_k 是积分常数，上式代入第一式可得

$$X(t) = A \cos \left[\omega_0 t + a_k \times \frac{\pi t}{2T_k} + \varphi_k \right]$$

展开得：

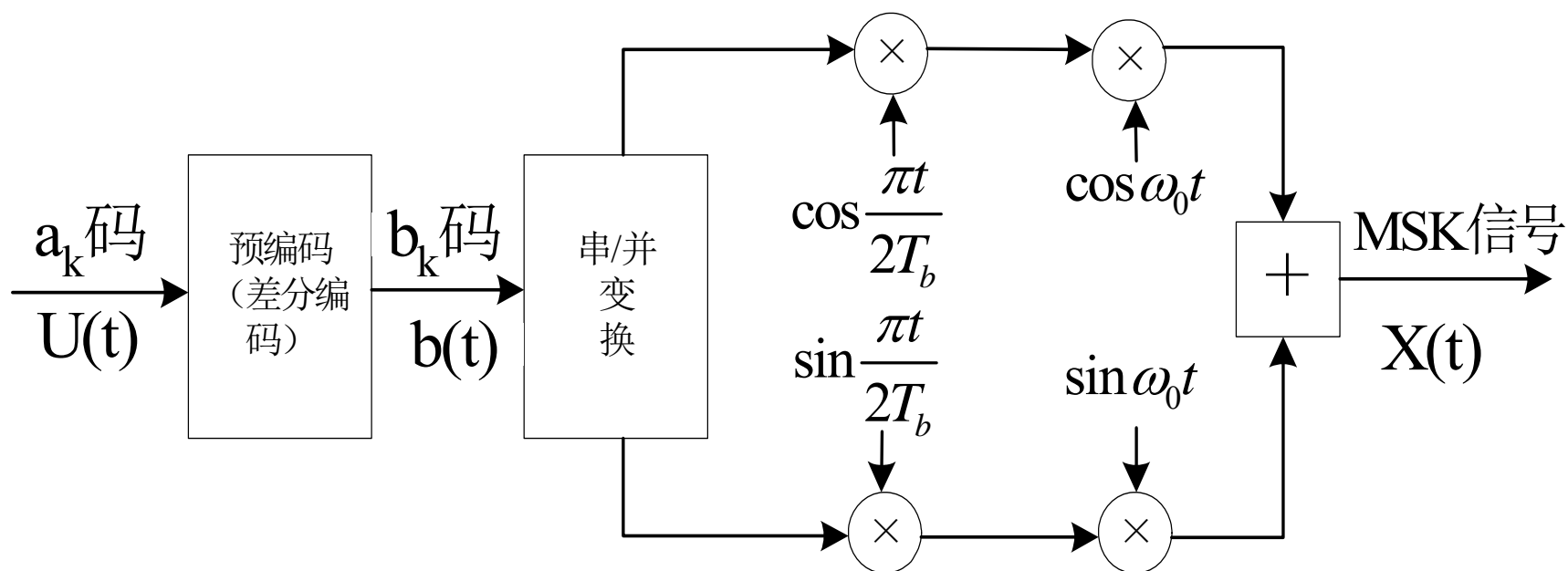
$$X(t) = A \cos \left(a_k \times \frac{\pi t}{2T_k} + \varphi_k \right) \cos \omega_0 t - A \sin \left(a_k \times \frac{\pi t}{2T_k} + \varphi_k \right) \sin \omega_0 t$$

以上两式为MSK基本表达式。



6.3 MSK/GMSK调制

6.3.3 MSK调制器结构





6.3 MSK/GMSK调制

6.3.3 MSK调制器结构

图中主要实现步骤如下：输入为二元码 $a_k = \pm 1$ ，经预编码(差分编码)后得 $b_k = a_k \oplus a_{k-1}$ ，再经串并变换后变成两路并行双极性不归零码，且相互间错开一个 T_b 波形，分别为 $b_I(t)$ 和 $b_Q(t)$ ，符号宽度为 $2T_b$ 。 $b_I(t)$ 和 $b_Q(t)$ 分别乘以 $\cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)$ 和 $\sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)$ ，再乘以载波分量 $\cos \omega_0 t$ 与 $\sin \omega_0 t$ ，上，下两路信号相加，即求得MSK信号 $X(t)$ 。即：



6.3 MSK/GMSK调制

6.3.3 MSK调制器结构

$$X(t) = b_I(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \cos \omega_0 t + b_Q(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \sin \omega_0 t$$

再经三角变换可得：

$$X(t) = \cos\left[\omega_0 t - b_I(t)b_Q(t)\frac{\pi t}{2T_b} + \varphi(t)\right]$$

式中，当 $b_I(t) = 1$ 时 $\varphi(t) = 0$ ， $b_I(t) = -1$ 时 $\varphi(t) = \pi$ 。
这时，上式可写成：

$$X(t) = \cos\left\{\omega_0 t + [b_I(t) \oplus b_Q(t)]\frac{\pi t}{2T_b} + \varphi(t)\right\} = \cos\left[\omega_0 t + a(t)\frac{\pi t}{2T_b} + \varphi(t)\right]$$

显然上式也是MSK的一种等效信号表示式。



6.3 MSK/GMSK调制

6.3.4 MSK信号的特点

MSK已调信号幅度是恒定的，在一个码元周期内，信号应包含 $1/4$ 载波周期的整数倍。码元转换时，相位是连续无突变的。信号频偏严格的等于 $\pm \frac{1}{4T_b}$ ，相应调制指数：

$$h = (\omega_2 - \omega_1) / \omega_b = (f_2 - f_1) / T_b = 0.5 \quad \text{。以载}$$

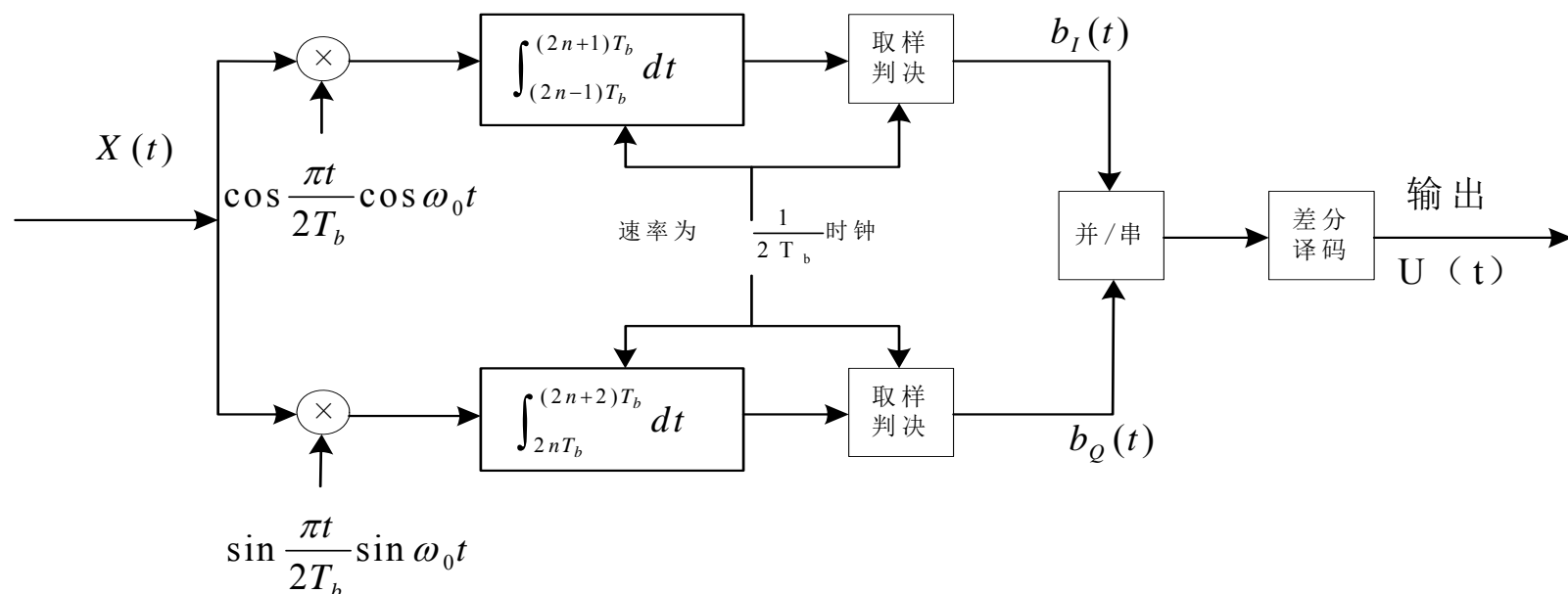
波相位为基准的信号相位在一个码元周期内准确地线性变化 $\pm \frac{\pi}{2}$ 。



6.3 MSK/GMSK调制

6.3.5 MSK解调器结构

在实际解调器往往需要解决载波恢复地相位模糊问题，因此在编码器中采用差分编码的预编码是必要的，同时在接收端也必须在正交相干解调器输出端也要附加一个差分译码器；MSK解调器原理方框图如下所示。





6.3 MSK/GMSK调制

6.3.5 MSK解调器结构

其中,
$$X(t) = b_I(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \cos \omega_0 t + b_Q(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \sin \omega_0 t$$

定时时钟速率 $\frac{1}{2T_b}$, 需要有一个专门的同步电路来提取, 比如用平方环、科斯塔斯环、判决反馈环、逆调制环等。



6.3 MSK/GMSK调制

6.3.6 MSK与GMSK信号的功率谱密度

以上三类调制方式的基础是BPSK，即QPSK和MSK均是由BPSK演变形成的，下面首先给出求它们的功率谱密度的基本思路。

可分三步来求，首先给出三类调制信号的表达式。

BPSK: $X(t) = A \cos[\omega_0 t + \varphi_k(t)]$

当消息 $b(t)=0$ 时， $\varphi(t)=0$ ， $b(t)=1$ 时， $\varphi(t)=\pi$ ，这时上式可改变为： $X(t) = Ab(t) \cos \omega_0 t$



6.3 MSK/GMSK调制

6.3.6 MSK与GMSK信号的功率谱密度

QPSK:
$$X(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} [b_I(t) \cos \omega_0 t + b_Q(t) \sin \omega_0 t]$$

MSK: 将上述QPSK的波形由矩形脉冲成形为:

$$b_I(t) \rightarrow b_I(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \quad b_Q(t) \rightarrow b_Q(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)$$

$$\text{即 } X(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} \left[b_I(t) \cos \frac{\pi t}{2T_b} \cos \omega_0 t + b_Q(t) \sin \frac{\pi t}{2T_b} \sin \omega_0 t \right]$$

其次给出上述三类时域表达式的对应频域表达式，它由傅式变换来完成：即



6.3 MSK/GMSK调制

6.3.6 MSK与GMSK信号的功率谱密度

$$S(f) = \int_{-\frac{T_b}{2}}^{\frac{T_b}{2}} X(t) e^{-j\omega t} dt$$

最后由三类不同信号谱函数求出三类不同的功率谱密度函数，即由公式

$$G(f) = \frac{1}{T_b} |S(f)|^2$$

求得三类调制信号的功率谱密度分别为：



6.3 MSK/GMSK调制

6.3.6 MSK与GMSK信号的功率谱密度

$$G_{BPSK}(f) = \frac{E_b}{2} T_b \left[\frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right]^2 \quad (\text{其中信号幅度} A = \sqrt{\frac{E_b}{2}})$$

$$G_{QPSK}(f) = E_b T_b \left[\frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right]^2 \quad (\text{其中信号幅度} A = \sqrt{2E_b})$$

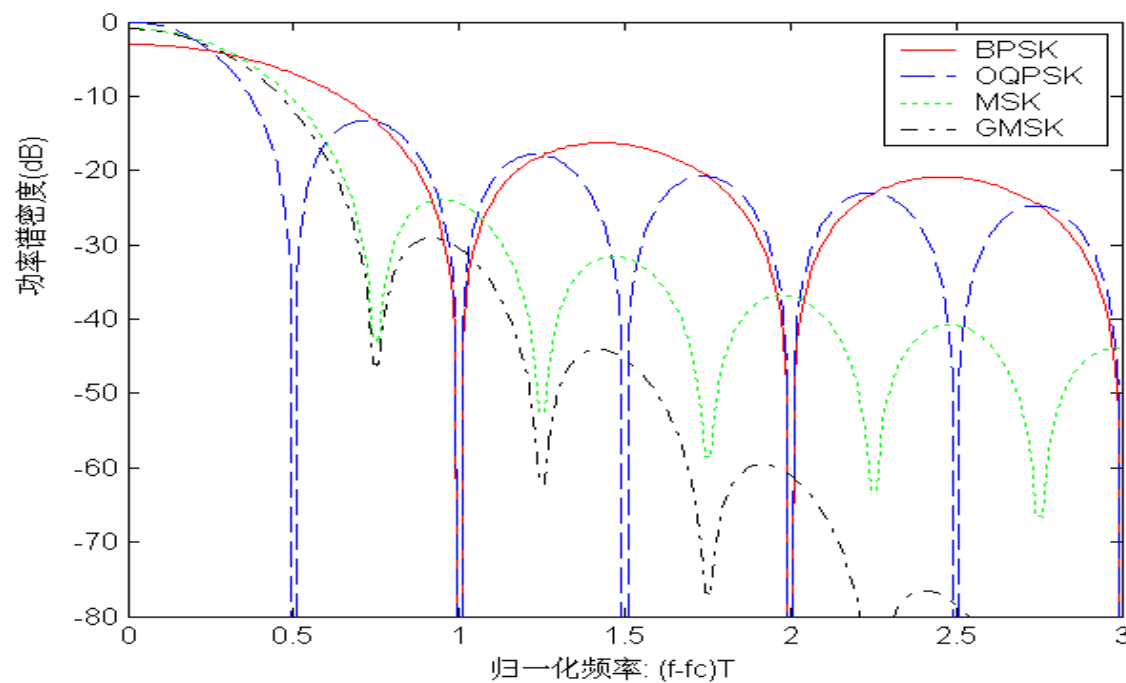
$$G_{MSK}(f) = \frac{8}{\pi^2} E_b T_b \left[\frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right]^2$$



6.3 MSK/GMSK调制

6.3.6 MSK与GMSK信号的功率谱密度

BPSK, QPSK, MSK功率谱密度如下图所示





6.3 MSK/GMSK调制

6.3.6 MSK与GMSK信号的功率谱密度

由上述功率谱密度图形可见MSK、GMSK的频谱效率介于BPSK与QPSK之间，即比BPSK好，但不如QPSK，因为QPSK第一零点在归一化频率 $fT_b = 0.5$ 处，而BPSK的第一零点在 $fT_b = 1$ 的位置，MSK与GMSK的第一零点在 $fT_b = 0.75$ 的位置

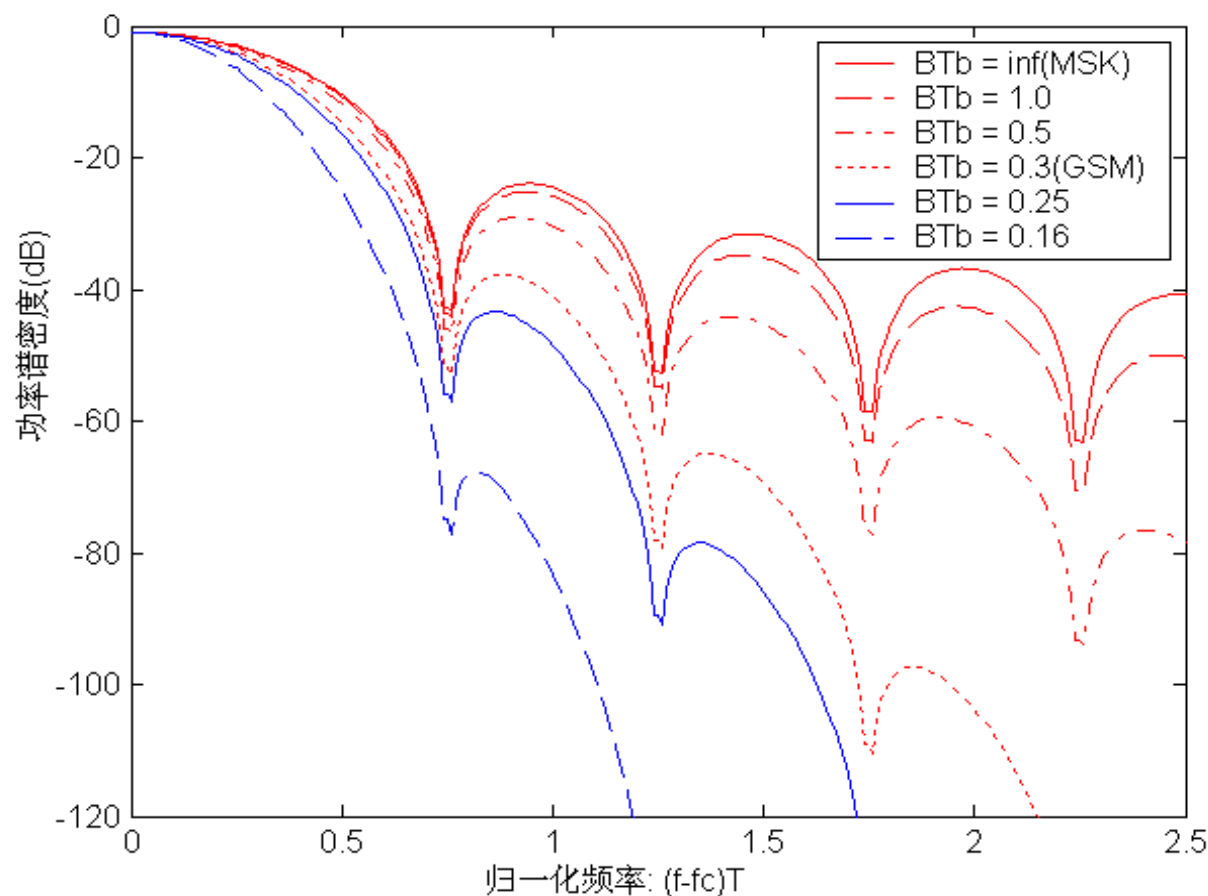
从抗干扰性即功率效率看GMSK最好，MSK次之，QPSK与BPSK性能最差。



6.3 MSK/GMSK调制

6.3.6 MSK与GMSK信号的功率谱密度

GMSK信号的功率谱密度如下



其中为 B 高斯滤波器的3dB带宽, T_b 为比特周期。



6.3 MSK/GMSK调制

6.3.7. MSK、GMSK误码(比特)公式

对于AWGN信道，接收端采用相干解调时

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{2\gamma E_b}{N_0}} \right] = Q \left[\sqrt{\frac{2\gamma E_b}{N_0}} \right]$$

其中系数

$$\gamma = \begin{cases} 0.68, & \text{对GMSK, } BT_b=0.25 \\ 0.85, & \text{对MSK, } BT_b=\infty \end{cases}$$



6.3 MSK/GMSK调制

6.3.8 GMSK调制的小结

GMSK抗干扰性能接近于最优的BPSK, $P_b = \left[\sqrt{\frac{2\gamma E_b}{N_0}} \right] = Q \left[\sqrt{\frac{0.68 \times 2E_b}{N_0}} \right]$

频谱效率比BPSK好。(就归一化频率而言)。

BPSK: 归一化频率 $fT_b = 1$ (对于第一个零点, 即带宽)

GMSK: 归一化频率 $fT_b = 0.75$ (对于第一个零点, 即带宽)



6.3 MSK/GMSK调制

6.3.8 GMSK调制的小结

GMSK是恒定包络调制，这是因为它属于连续相位调制，不存在相位跃变点，而BPSK、QPSK由于存在明显的相位跃变点，所以不属于恒定包络调制，在工程实现上GMSK对高功率放大器要求低(线性度)，功放效率高。综上所述，GMSK是一类性能最优秀的二进制调制方式。



6.4 $\pi/4$ -DQPSK调制

- 调制方式的选择对于数字移动通信系统是非常重要的。北美的IS-54 TDMA标准、日本的PDC、PHS标准均采用了DQPSK作为调制方式。
- DQPSK调制是一种正交差分移相键控调制，它的最大相位跳变值介于OQPSK和QPSK之间。对于QPSK而言，最大相位跳变值为 180° ，而OQPSK调制的最大相位跳变值为 90° ，DQPSK调制则为。
- DQPSK调制是前两种调制方式的折中，一方面，它保持了信号包络基本不变的特性，降低了对于射频器件的工艺要求；另一方面，它可以采用非相干检测，从而大大简化了接收机的结构。但采用差分检测方法，其性能比相干QPSK有较大的损失，因此利用DQPSK的有记忆调制特性，也可以采用Viterbi算法的检测方法。



6.4 $\pi/4$ -DQPSK调制

6.4.1 $\pi/4$ -DQPSK差分检测

$\pi/4$ DQPSK调制是QPSK和OQPSK调制的折中，其调制过程为：假设输入信号流经过串并变换得到两路数据流 $m_{I,k}$ 和 $m_{Q,k}$ ，根据书上的表给出的相位偏移映射关系可以得到 k 时刻的相位偏移值 ϕ_k ，从而得到当前时刻的相位值 θ_k 。这样由 $k-1$ 时刻的同相分量和正交分量信号 I_{k-1} 、 Q_{k-1} 以及时刻的相位 θ_k 就可得到当前时刻的同相分量和正交分量 I_k 、 Q_k 。 $\pi/4$ DQPSK的调制方式可表示为如下公式：

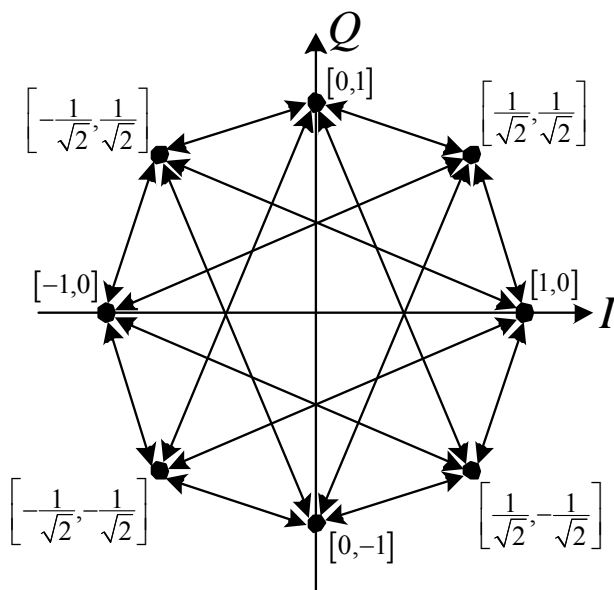
$$\begin{cases} I_k = \cos \theta_k = I_{k-1} \cos \phi_k - Q_{k-1} \sin \phi_k \\ Q_k = \sin \theta_k = I_{k-1} \sin \phi_k + Q_{k-1} \cos \phi_k \end{cases} \quad \text{其中} \quad \begin{cases} \theta_k = \theta_{k-1} + \phi_k \\ I_0 = 1 \\ Q_0 = 0 \end{cases}$$



6.4 $\pi/4$ -DQPSK调制

6.4.1 $\pi/4$ -DQPSK差分检测

$\pi/4$ DQPSK调制的星座如下图所示，由图可知相邻时刻的信号点之间的相位跳变不超过 $3\pi/4$ ，且某个时刻的信号点只能在四个信号点构成的子集中选择，这样 $\pi/4$ DQPSK星座图实际上表示了信号点的状态转移。





6.4 $\pi/4$ -DQPSK调制

6.4.1 $\pi/4$ -DQPSK差分检测

$\pi/4$ DQPSK信号通过AWGN白噪声信道后得到接收信号为:

$$\begin{cases} u_k = I_k + p_k \\ v_k = Q_k + q_k \end{cases}$$

其中, p_k 、 q_k 是服从 $N(0, \sigma^2)$ 的白噪声序列, σ^2 是噪声方差。



6.4 $\pi/4$ -DQPSK调制

6.4.1 $\pi/4$ -DQPSK差分检测

$\pi/4$ DQPSK调制的差分检测可表示为如下公式。

$$\begin{cases} x_k = u_k u_{k-1} + v_k v_{k-1} \\ y_k = v_k u_{k-1} - u_k v_{k-1} \end{cases}$$

其判决准则为：

$$\begin{cases} \hat{m}_{I,k} = 1, \text{if } x_k > 0 \text{ or } \hat{m}_{I,k} = 0, \text{if } x_k < 0 \\ \hat{m}_{Q,k} = 1, \text{if } y_k > 0 \text{ or } \hat{m}_{Q,k} = 0, \text{if } y_k < 0 \end{cases}$$



6.4 $\pi/4$ -DQPSK调制

6.4.2 $\pi/4$ -DQPSKViterbi检测

如前所述， $\pi/4$ DQPSK采用了差分编码，可以等价看作将相邻的两个输入比特先进行Gray编码然后再进行正交调制的过程，因此可以将它看作记忆长度为2的卷积编码器。由此，根据 $\pi/4$ DQPSK调制的星座图，可以得到具有4个状态、16个转移分支的格状图，其Trellis图如下所示，可以采用Viterbi译码算法进行检测。



6.4 $\pi/4$ -DQPSK调制

6.4.2 $\pi/4$ -DQPSKViterbi检测

令其状态集合为 $\Omega_1 = \{\pm 3\pi/4, \pm\pi/4\}$ 或 $\Omega_2 = \{0, \pm\pi/2, \pi\}$,

转移分支集合为 $\Xi_1 = \{(-\frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}}), (-\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}}), (\frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}}), (\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}})\}$

或 $\Xi_2 = \{(0, 1), (1, 0), (-1, 0), (0, -1)\}$ 。这样 k 时刻的状态 $S_k \in \Omega_1$ 或 Ω_2 ,

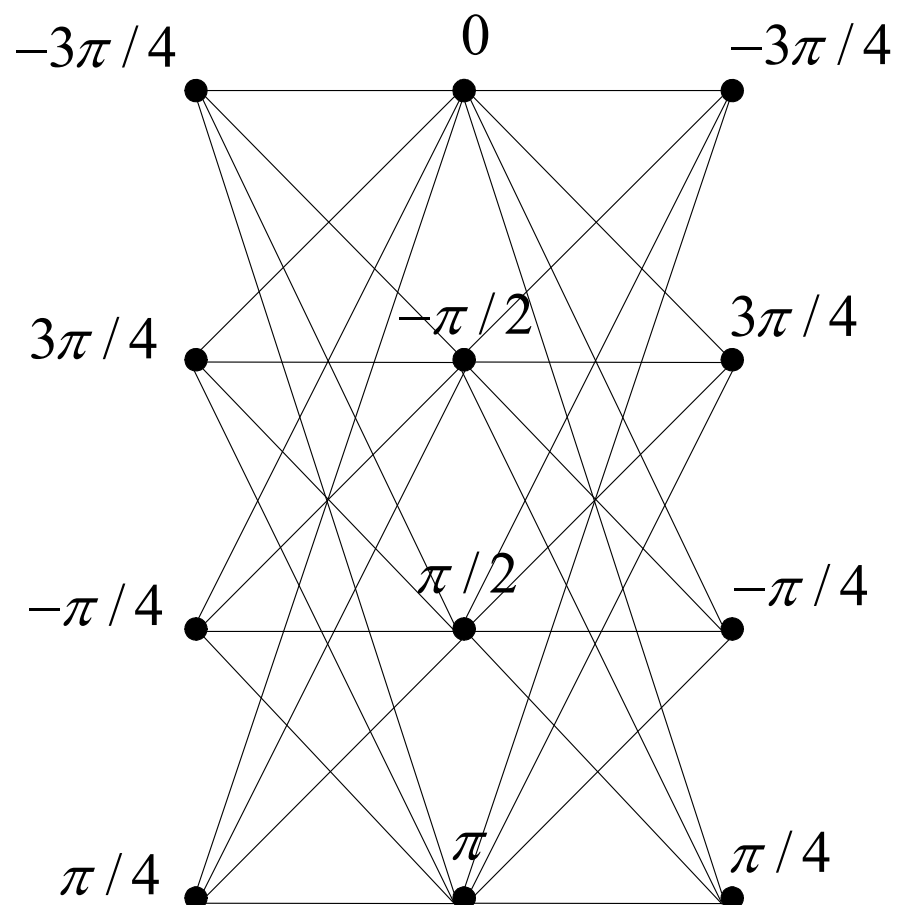
分支 $(I_k, Q_k) \in \Xi_1$ 或 Ξ_2 则Viterbi算法中的ACS(加比选)运

算公式为: $M(S_{k+1}) = \max_{S_k} \{M(S_k) + M((u_k, v_k), (I_k, Q_k))\}$
 $M(\cdot)$ 表示相关度量计算



6.4 $\pi/4$ -DQPSK调制

6.4.2 $\pi/4$ -DQPSKViterbi检测





6.4 $\pi/4$ -DQPSK调制

6.4.2 $\pi/4$ -DQPSKViterbi检测

$\pi/4$ DQPSK调制采用差分检测，只利用了相邻符号之间的相关性，而Viterbi检测利用了整个接收序列的信息，因此其性能应当优于差分检测。

根据上图的Trellis结构，容易得到DQPSK调制的状态转移函数：

$$T(X, Y) = \frac{YX^2(2 + YX^2 + Y^2(-2 + 3X^2 - X^4))}{1 - Y(1 + X^2) - Y^2 + Y^3(1 - X^2)}$$

其中，X、Y的指数分别表示信息比特和编码比特的权重。



6.4 $\pi/4$ -DQPSK调制

6.4.2 $\pi/4$ -DQPSKViterbi检测

采用Viterbi检测的误比特率一致界为：

$$P_b < \frac{1}{b} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{2d_{\text{free}}RE_b / N_0} \right) e^{d_{\text{free}}RE_b / N_0} \left. \frac{\partial T(X, Y)}{\partial X} \right|_{\substack{Y=e^{-RE_b / N_0} \\ X=1}}$$

其中，自由距 $d_{\text{free}} = 1$ ，码率 $R = 1$ ， $b = 2$ ， $\operatorname{erfc}(\cdot)$ 是误差补函数。

在AWGN信道条件下，我们比较了差分检测和Viterbi检测的性能，如下图所示，其中Viterbi算法的译码深度为32。

QPSK相干检测是根据公式 $P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)$

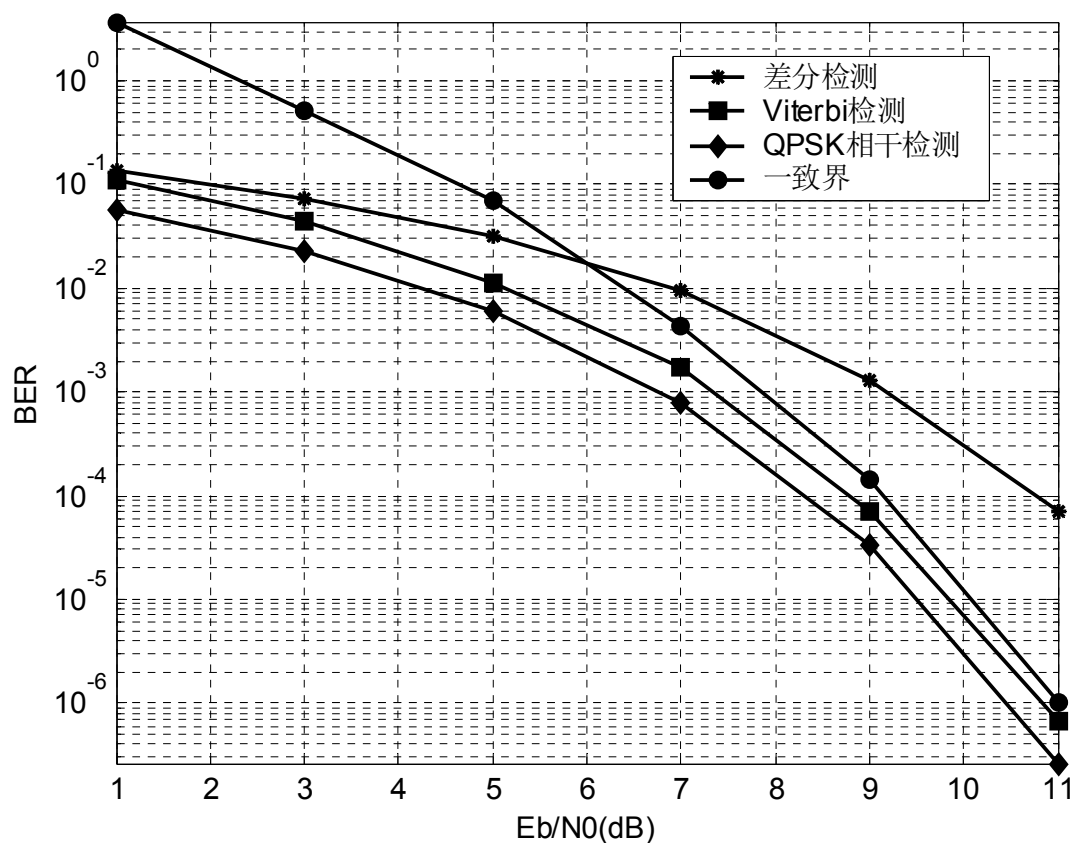
得到的。一致界利用Viterbi检测的误比特率公式得到。



6.4 $\pi/4$ -DQPSK调制

6.4.2 $\pi/4$ -DQPSKViterbi检测

$\pi/4$ DQPSK信号各种检测方法性能比较图:





6.4 $\pi/4$ -DQPSK调制

6.4.2 $\pi/4$ -DQPSKViterbi检测

由图可知，在误比特率为 10^{-3} 处， $\pi/4$ DQPSK采用差分检测与QPSK采用相干检测相比，信噪比相差约2.5dB，而采用Viterbi检测，则仅相差0.5dB，因此Viterbi检测比差分检测可以获得2dB的增益。可见在略微增加复杂度的条件下，采用Viterbi检测可以提高 $\pi/4$ DQPSK调制系统的接收性能。一致界与Viterbi检测的仿真性能比较吻合，在高信噪比条件下，两条曲线趋于一致。



6.5 $3\pi/8$ -8PSK调制

在GPRS系统的增强性技术EDGE中，存在两种调制方式，其一是GMSK调制，与GSM/GPRS系统的调制方式相同，其二是为了提高数据传信率，采用的 $3\pi/8$ 相位旋转的8PSK调制技术。我们首先介绍8PSK调制。



6.5 $3\pi/8$ -8PSK调制

6.5.1 8PSK调制

对于一般的MPSK调制信号可以表示为:

$$m(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t))$$

上式中 A_0 和 f_0 是载波信号的幅度与频率, 相位信号为:

$$\varphi(t) = \sum_k \phi_k \delta(t - kT)$$

其中 T 是符号周期, ϕ_k 是第 k 个调制符号, 可以取 M 个值, $\phi_k = \theta_0 + 2m\pi / M$, $m \in [0, M-1]$ θ_0 是相位偏移量, $\delta(t)$ 是冲激函数。在上述方案, 每个符号承载 $n = \log_2 M$ 个信息比特。



6.5 $3\pi/8$ -8PSK调制

6.5.1 8PSK调制

将上式代入上上式可得,

$$\begin{aligned} m(t) &= A_0 \cos \left[2\pi f_0 t + \sum_k \phi_k \delta(t - kT) \right] \\ &= A_0 \sum_k \left[\cos(\phi_k) \cos(2\pi f_0 t) - \sin(\phi_k) \sin(2\pi f_0 t) \right] \delta(t - kT) \\ &= \sum_k \left[I_k \cos(2\pi f_0 t) - Q_k \sin(2\pi f_0 t) \right] \delta(t - kT) \end{aligned}$$

其中 $I_k = \cos(\phi_k)$, $Q_k = \sin(\phi_k)$ 是信号的同相分量和正交分量。



6.5 $3\pi/8$ -8PSK调制

6.5.1 8PSK调制

已调信号送入成型滤波器，最后得到基带发送信号：

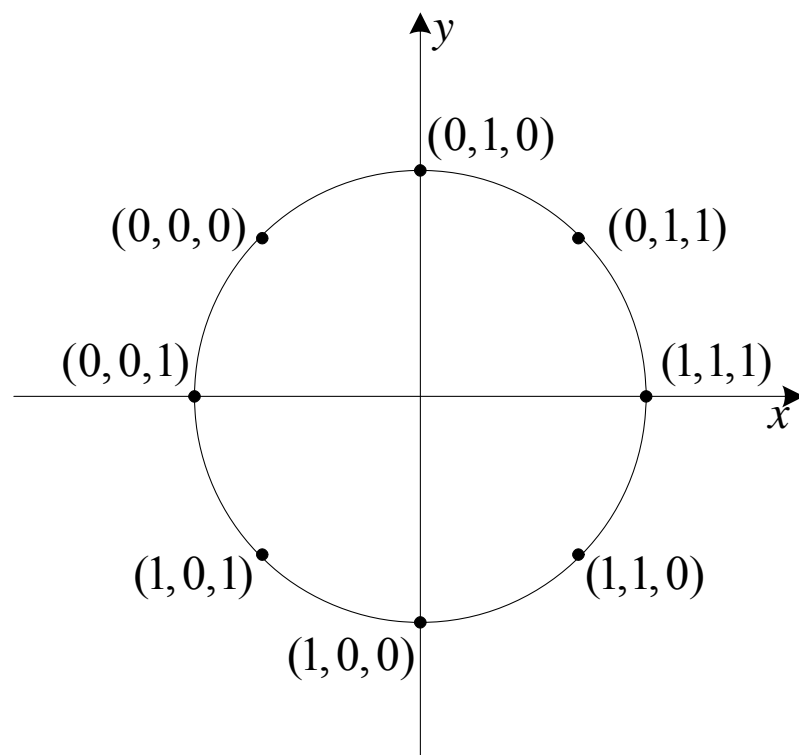
$$s(t) = m(t) * g(t) = \sum_k \left[I_k \cos(2\pi f_0 t) - Q_k \sin(2\pi f_0 t) \right] g(t - kT)$$

为了提高传输的可靠性，一般的，多进制调制符号所携带的比特信息均采用Gray映射，下图给出了8PSK调制符号和比特映射之间的关系。由于采用了Gray映射，相邻符号所携带的信息只相差一个比特。



6.5 $3\pi/8$ -8PSK调制

6.5.1 8PSK调制

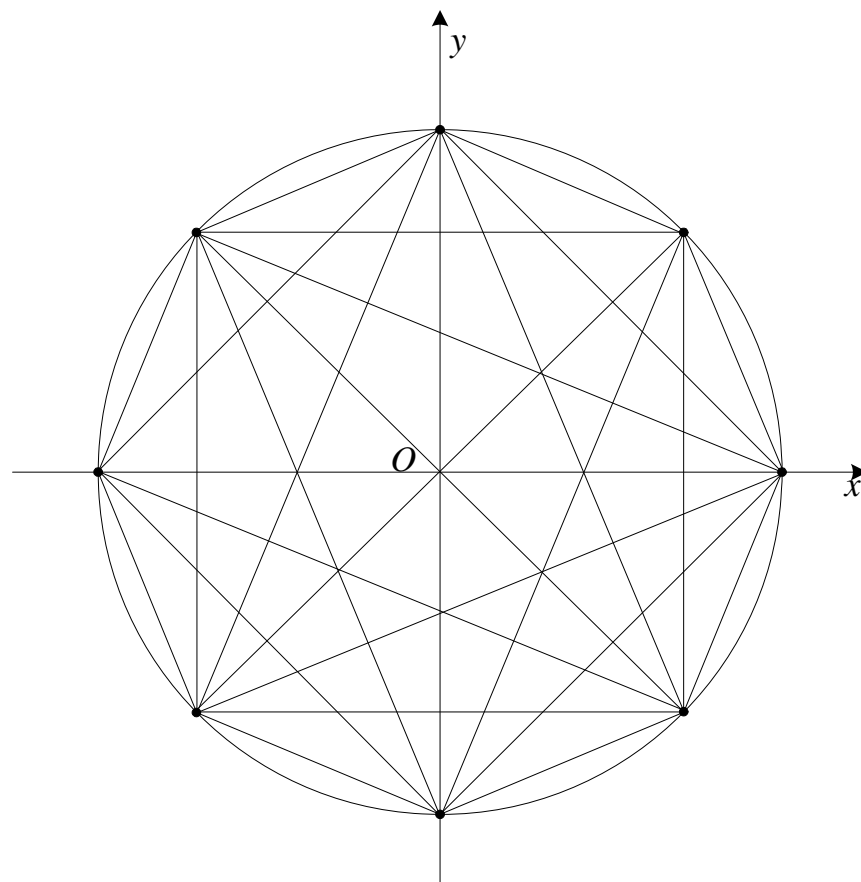


8PSK的符号与比特映射关系



6.5 $3\pi/8$ -8PSK调制

6.5.1 8PSK调制



8PSK调制的矢量图



6.5 $3\pi/8$ -8PSK调制

6.5.2 $3\pi/8$ -8PSK调制

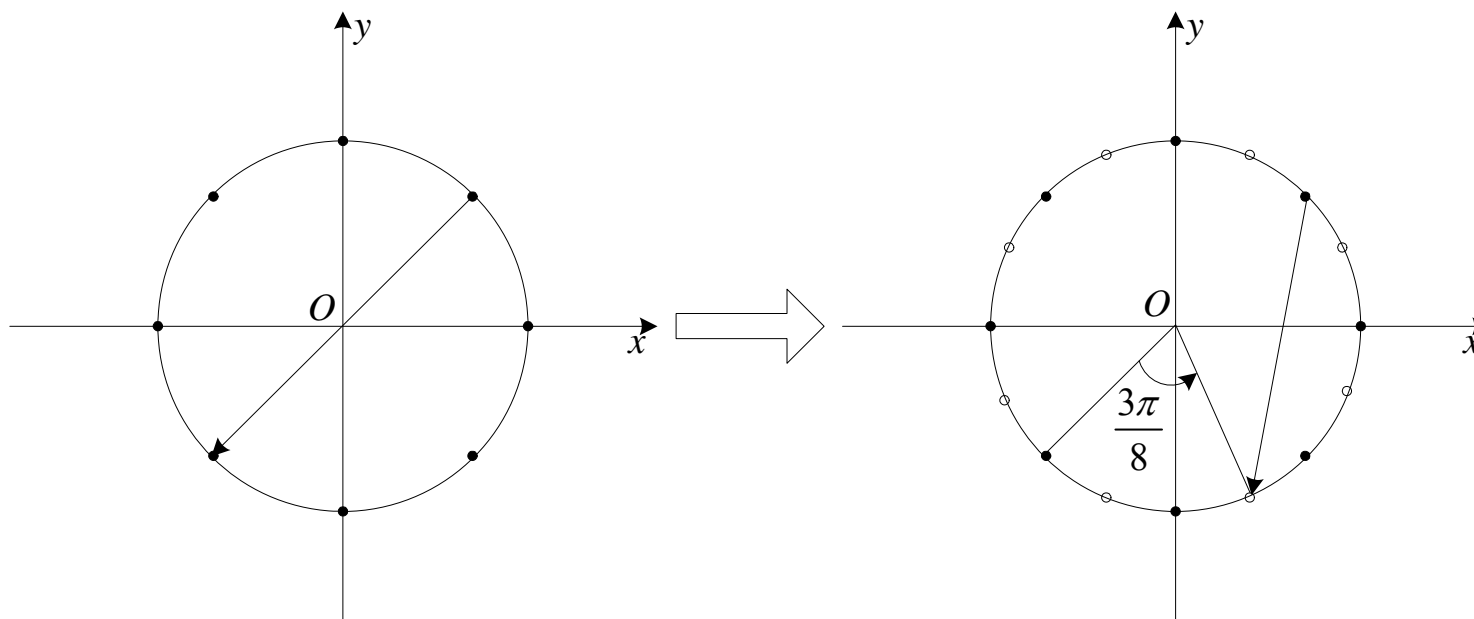
由上图可知，传统的8PSK调制在符号边界处最大的相位跳变为 $\pm\pi$ ，这样造成信号包络起伏非常大。由于8PSK调制是线性调制，为了尽可能较小信号畸变，对于射频功放的要求非常苛刻。因此在EDGE系统中，采用了修正的8PSK调制，即 $3\pi/8$ 相位旋转的8PSK调制。通过相位旋转的修正，矢量图轨迹就不再过原点，减小了信号包络的起伏变化，从而减小了功放非线性导致的信号畸变。



6.5 $3\pi/8$ -8PSK调制

6.5.2 $3\pi/8$ -8PSK调制

为了避免 $\pm\pi$ 相位跳变，可以在每个符号周期将星座旋转 $3\pi/8$ ，如下图所示。

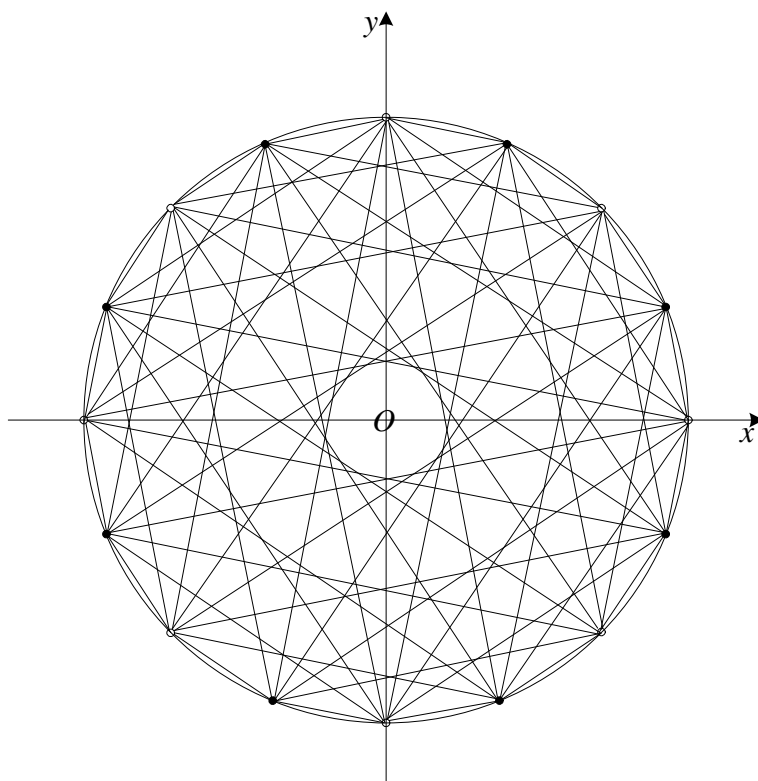




6.5 $3\pi/8$ -8PSK调制

6.5.2 $3\pi/8$ -8PSK调制

下图给出了整个旋转星座的矢量图。由图可知，星座图上增加了8个信号点，连续两个符号之间的最大相位差是 $7\pi/8$ 。





6.5 $3\pi/8$ -8PSK调制

6.5.2 $3\pi/8$ -8PSK调制

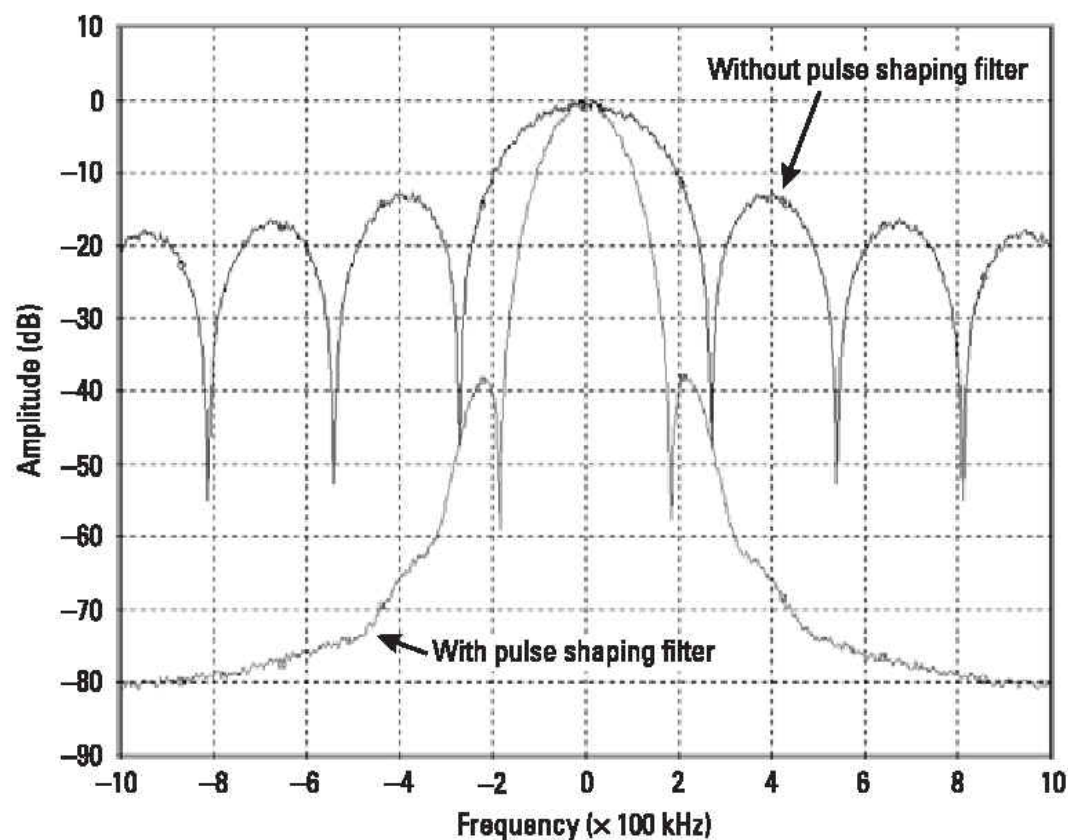
为了进一步减小带外辐射干扰，降低旁瓣信号的功率，EDGE系统对已调制的8PSK信号采用了高斯滤波。其滤波器的冲激响应为：

$$g(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_t^\infty e^{-\frac{s^2}{2}} ds$$

经过高斯滤波后的信号瞬时功率有一些波动。下图给出了滤波后信号的功率谱和矢量图。由图可见，经过高斯滤波，8PSK的信号频谱更集中。

6.5 $3\pi/8$ -8PSK调制

6.5.2 $3\pi/8$ -8PSK调制



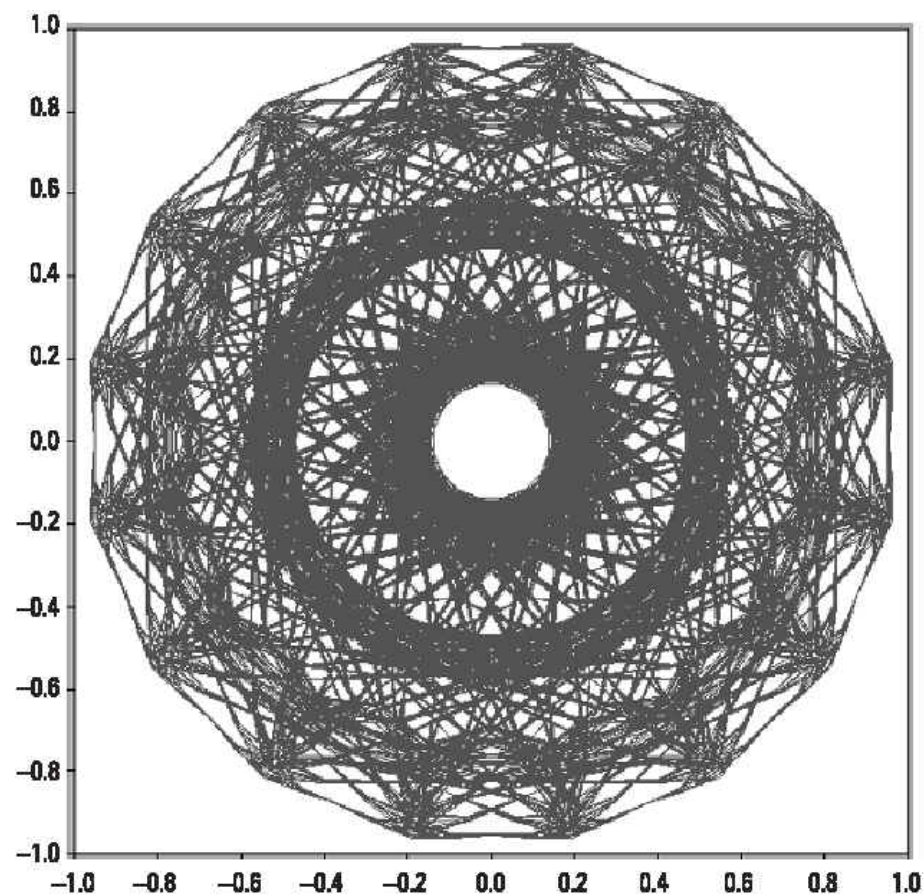
8PSK调制的功率谱



6.5 $3\pi/8$ -8PSK调制

6.5.2 $3\pi/8$ -8PSK调制

经过高斯滤波的-
8PSK的矢量图



6.6 用于CDMA的调制方式



在CDMA系统中，利用扩频与调制即两次调制的巧妙组合，力图实现在抗干扰性即误码(比特)率达到最优的BPSK性能，在频谱有效性上达到两倍BPSK即QPSK性能。同时在工程实现上可以采用使高功放的峰平比降至最低的各种BPSK和QPSK的改进方式。

CDMA扩频系统中的调制与解调和一般非扩频系统中的调制与解调方式大同小异。不同之处在于扩频系统要进行两次调制和两次解调，一般首先是进行扩频码调制，再进行载波调制，解调时则先进行载波解调，再进行扩频码解调。

6.6 用于CDMA的调制方式



在CDMA中，往往要采用专门的信道或者符号传送导频分量，这些分量的传送起到了给接收端传送了相干解调的参考相位的作用，因此在CDMA中，无需考虑相对移相，无需考虑接收端的相位模糊。

为了对各类相移键控的扩频调制方式的性能进行比较，首先需要寻找一个可比的基准参考点。一般常用的基准参考点有两类。一种是以信道的输入码率为基准；另一类则是以信源输出码率为基准。这两类基准对于二进制是等效的。然而对于多进制(比如四相)两者是不等效的。本节以信道输入码率为基准进行分析。

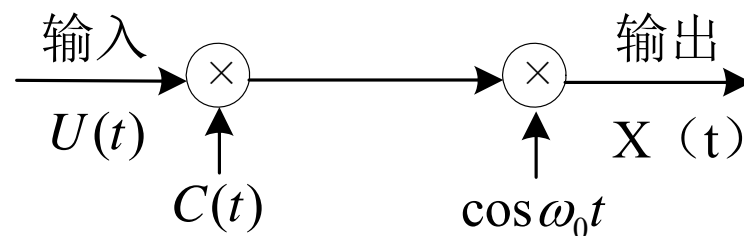


6.6 用于CDMA的调制方式

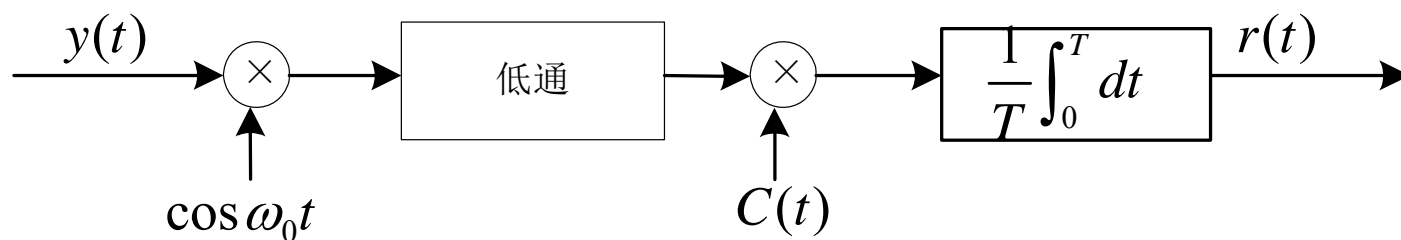
6.6.1 直扩系统(DS-SS)中BPSK调制

调制解调基本结构如下图所示。

调制器



解调器





6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.1 直扩系统(DS-SS)中BPSK调制

调制器输入的基带信号为，其功率为

$$P_0 = \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt$$

其中 T 为基带信号周期

扩频序列的波形为 $C(t)$ ，其功率为

$$P_s = \frac{1}{T} \int_0^T C^2(t) dt$$

其中扩频码的速率为 $\frac{1}{T_c}$ ，且 $P_s = \frac{T}{T_c}$ 。



6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.1 直扩系统(DS-SS)中BPSK调制

在发送端由调制器框图可求得归一化功率的信道输入为

$$X(t) = U(t)C(t) \cos \omega_0 t$$

接收端接收到的信号为

$$y(t) = X(t) + n(t) = U(t)C(t) \cos \omega_0 t + n(t)$$

经过低通后的(带宽为 $\frac{1}{T_c}$)输出为

$$f(t) = \frac{1}{2}U(t)C(t) + \frac{1}{2}n(t)$$

其中噪声的方差为: $D[n(t)] = \frac{N_0}{T_c}$



6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.1 直扩系统(DS-SS)中BPSK调制

解调器输出为:

$$r(t) = \frac{1}{2} P_s U(t) + n'(t) = r'(t) + n'(t)$$

其中噪声功率为:

$$D[n'(t)] = \frac{1}{4} P_s D[n(t)] = \frac{P_s N_0}{4T_c}$$

这时输出的信噪比为:

$$\begin{aligned} SNR_{BPSK} &= \frac{\text{输出信号功率}}{\text{输出噪声功率}} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T [r'(t)]^2 dt}{D[n'(t)]} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T \left[\frac{1}{2} P_s U(t) \right]^2 dt}{P_s N_0 / 4T_c} = \frac{\frac{P_s^2}{4} P_0}{P_s N_0 / 4T_c} \\ &= \frac{P_s T_c P_0}{N_0} = \frac{\frac{T}{T_c} T_c P_0}{N_0} = \frac{TP_0}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} \end{aligned}$$



6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.1 直扩系统(DS-SS)中BPSK调制

BPSK扩频解调后的误码(比特)率为

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)$$

因此在理想扩频、解扩条件下，直扩(DS-SS)的BPSK与未经直扩的BPSK误码性能是一样的。

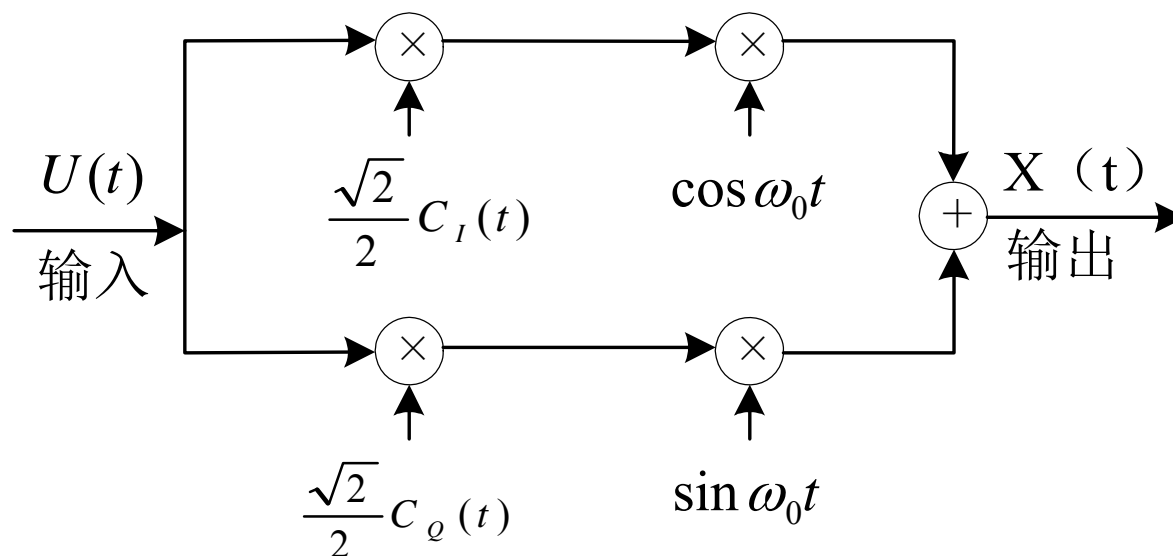


6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.2 平衡四相扩频调制

DS-SS中QPSK调制与解调器结构如下图所示。

调制器

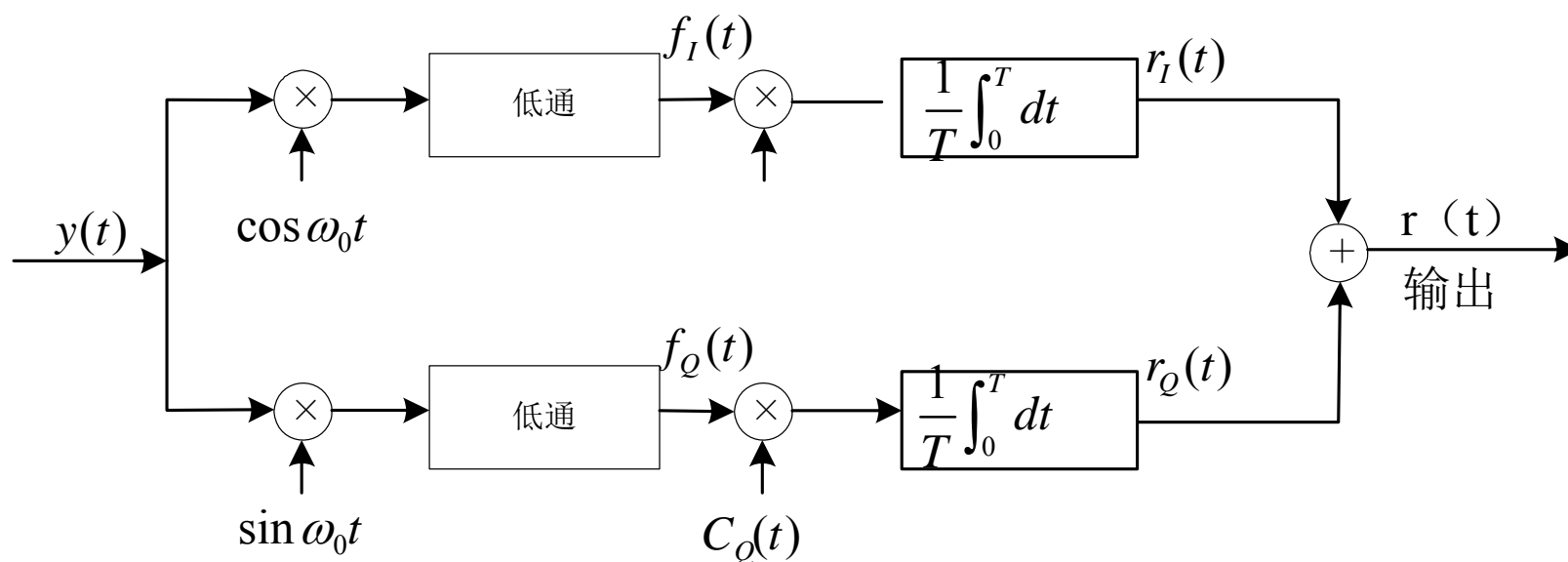




6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.2 平衡四相扩频调制

解调器





6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.2 平衡四相扩频调制

发送端，由调制器框图，可求得归一化功率的信道输入为

$$X(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} U(t) [C_I(t) \cos \omega_0 t + C_Q(t) \sin \omega_0 t]$$

接收端，解调器输入(信道输出)信号为：

$$y(t) = X(t) + n(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} U(t) [C_I(t) \cos \omega_0 t + C_Q(t) \sin \omega_0 t] + n(t)$$

经过低通后的输出信号为：

$$\begin{cases} f_I(t) = \frac{1}{2\sqrt{2}} U(t) C_I(t) + \frac{1}{2} n_I \\ f_Q(t) = \frac{1}{2\sqrt{2}} U(t) C_Q(t) + \frac{1}{2} n_Q \end{cases}$$



6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.2 平衡四相扩频调制

其中, $D[n_I] = D[n_Q] = \frac{N_0}{T_c}$ 。再经解调积分器输出信号为:

$$r(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} P_s U(t) + n'_I + n'_Q$$

其中 $D[n'_I] = D[n'_Q] = \frac{P_s}{4} D[n_I] = \frac{P_s}{4} \times \frac{N_0}{T_c} = \frac{P_s N_0}{4 T_c}$ 。最后输出信噪比为

$$\begin{aligned} SNR_{QPSK} &= \frac{\text{输出信号功率}}{\text{输出噪声功率}} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T \left[\frac{\sqrt{2}}{2} P_s U(t) \right]^2 dt}{D[n_I] + D[n_Q]} \\ &= \frac{\frac{P_s^2}{2} \times \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt}{2 \times \frac{P_s N_0}{4 T_c}} = \frac{\frac{1}{2} \times \frac{T}{T_c} \times P_0}{\frac{N_0}{2 T_c}} = \frac{TP_0}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} \end{aligned}$$



6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.2 平衡四相扩频调制

DS-SS QPSK的误比特率为

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)$$

DS-SS中QPSK与未扩频QPSK误码性能是一样的，它等于BPSK误码率。

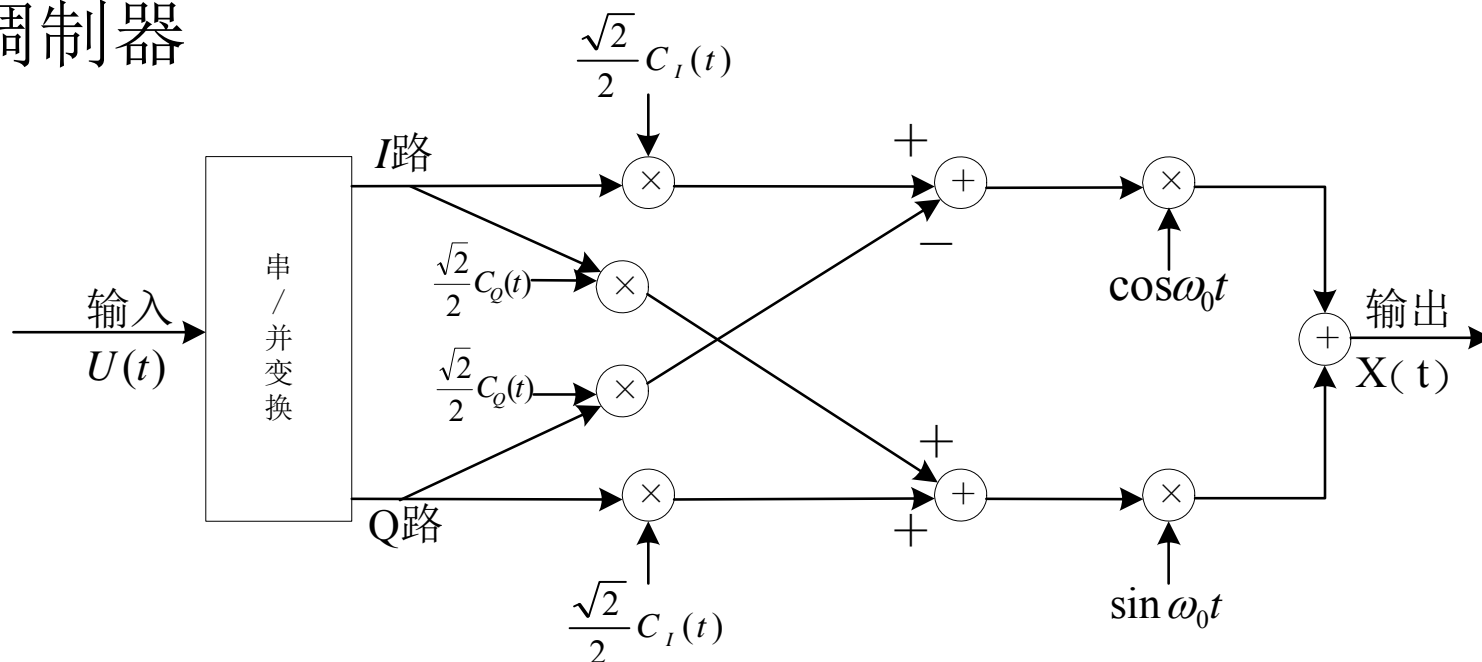


6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.3 复四相扩频调制(CQPSK)

DS-SS中复四相扩频调制与解调结构如下图所示。

调制器

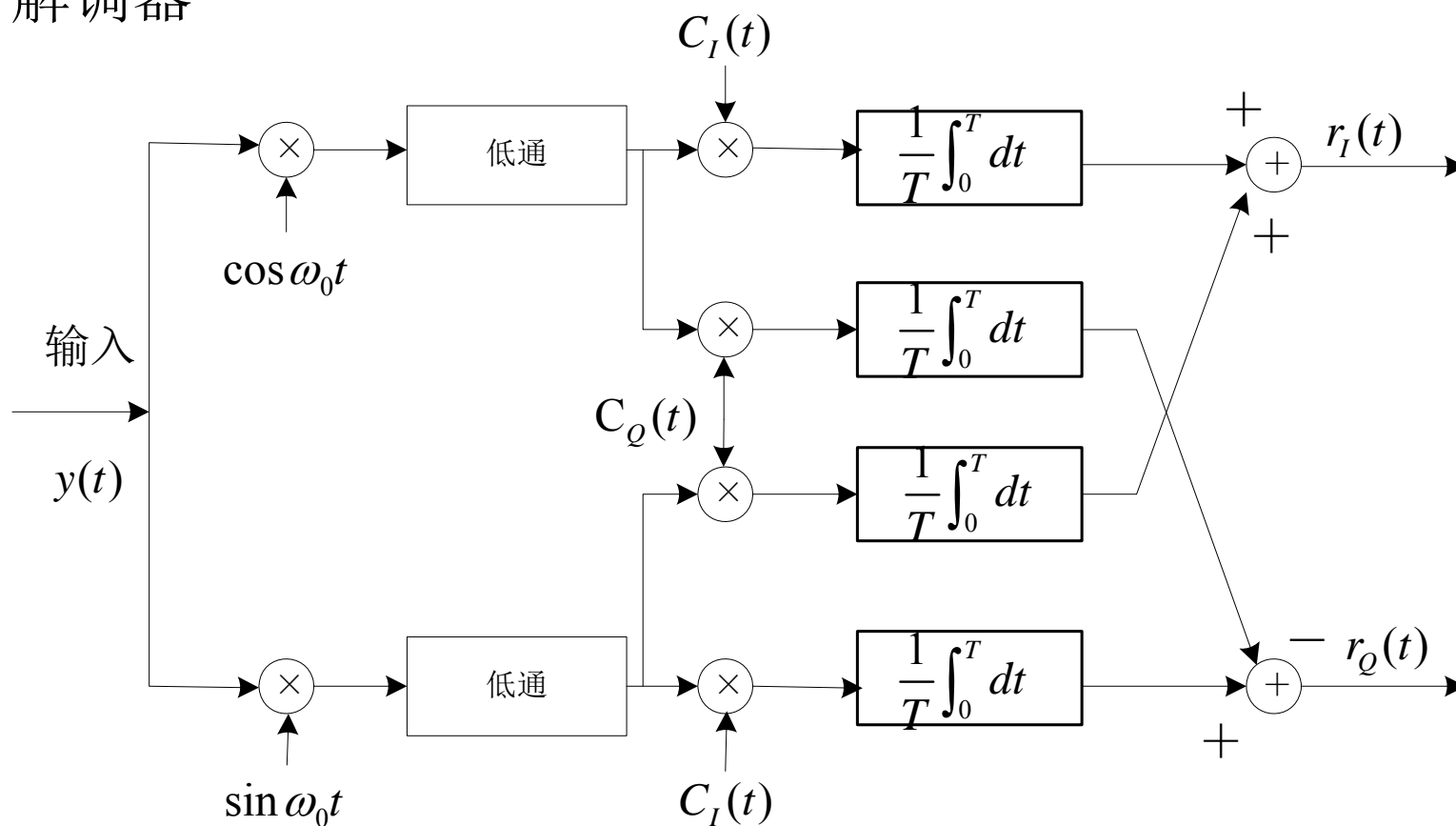




6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.3 复四相扩频调制(CQPSK)

解调器





6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.3 复四相扩频调制(CQPSK)

发送端由解调器框图，可求得归一化信号功率的信道输入信号为：

$$X(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} \left\{ \left[U_I(t)C_I(t) - U_Q(t)C_Q(t) \right] \cos \omega_0 t + \left[U_I(t)C_Q(t) + U_Q(t)C_I(t) \right] \sin \omega_0 t \right\}$$

接收端解调器输入信号为：

$$Y(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} \left\{ \left[U_I(t)C_I(t) - U_Q(t)C_Q(t) \right] \cos \omega_0 t + \left[U_I(t)C_Q(t) + U_Q(t)C_I(t) \right] \sin \omega_0 t \right\} + n(t)$$



6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.3 复四相扩频调制(CQPSK)

经过低通以后输出信号为：

$$f_I(t) = \frac{1}{2\sqrt{2}} [U_I(t)C_I(t) - U_Q(t)C_Q(t)] + \frac{1}{2}n_I$$

$$f_Q(t) = \frac{1}{2\sqrt{2}} [U_Q(t)C_I(t) + U_I(t)C_Q(t)] + \frac{1}{2}n_Q$$

其中： $D(n_I) = D(n_Q) = \frac{N_0}{T_c}$ 经解调器输出的信号为

$$r_I(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} P_s U_I(t) + n'_I \quad r_Q(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} P_s U_Q(t) + n'_Q$$

其中 $D(n'_I) = D(n'_Q) = \frac{P_s}{4} D(n_I) = \frac{P_s N_0}{4T_c}$



6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.3 复四相扩频调制(CQPSK)

最后输出的信噪比为:

$$\begin{aligned}
 SNR_{QPSK} &= \frac{\text{输出信号功率}}{\text{输出噪声功率}} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T \left[\frac{\sqrt{2}}{2} P_s U_I(t) \right]^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^T \left[\frac{\sqrt{2}}{2} P_s U_Q(t) \right]^2 dt}{D[n'_I] + D[n'_Q]} \\
 &= \frac{\frac{P_s^2}{2} \times \left[\frac{1}{T} \int_0^T U_I^2(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T U_Q^2(t) dt \right]}{2 \times \frac{P_s N_0}{4T_c}} = \frac{P_s \times P_0 T_c}{N_0} = \frac{\frac{T}{T_c} \times P_0 T_c}{N_0} \\
 &= \frac{P_0 N}{N_0} = \frac{E_b}{N_0}
 \end{aligned}$$



6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.3 复四相扩频调制(CQPSK)

DS-SS中CQPSK误码(比特)率为:

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)$$

DS-SS中CQPSK与未扩频CQPSK误码率一样, 它等于BPSK误码率。

根据上述分析, 可以得到如下结论:

理想的扩频、解扩的第一次调制, 不影响第二次调制、解调性能。扩频系统中与未扩频的常规调制、解调(第二次调制与解调)具有相同的理论性能。



6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.3 复四相扩频调制(CQPSK)

本节的分析，是最基本的调制方式BPSK为参考基准。BPSK为二进制调制，其信道输出的波特率与信道输入的比特率是一致的。

对于DS-SS中的平衡四相QPSK，将信源输出的基带信号分为同相I路与正交Q路分别进行BPSK调制，然后相加送入信道。若二者发送的信息波特率、信号发送功率、噪声功率、谱密度完全相同，其平均误码(比特)率是相同的。

对于复四相CQPSK，它属于正交四相调制。实现时，发送端首先将信源输出的基带信号分为I、Q正交的两路，然后在分别对每路进行复四相调制。这就是说CQPSK相当于I、Q两路独立的四相调制，其中每路都具有一般QPSK的性能，因此频谱效率比QPSK高一倍。

6.6 用于CDMA的调制方式



6.6.4 控制峰平比——OQPSK与CQPSK调制

前面分析了BPSK, QPSK, CQPSK的误码性能和频谱效率, 这里将着重分析在工程实现时, 特别是在高功率放大时需要解决的峰平比问题, 它在CDMA中的多码信道中尤为突出。第二代IS-95中上行(反向)信道中采用OQPSK调制以降低峰平比。下面将简要介绍这两类技术。



6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.4 控制峰平比——OQPSK与CQPSK调制

1. OQPSK

它是基于QPSK的一类改进型。为了克服QPSK中过0点的相位跃变特性，以及由此带来的幅度起伏不恒定和频带的展宽(通过限带系统后)等一系列问题。若将QPSK中并行的I、Q两路码元错开时间比如半个码元，称这类QPSK为偏移QPSK或OQPSK。通过I、Q路码元错开半个码元，调制之后波形，其载波相位跃变由180度降至90度，避免了过0点从而大大降低了峰平比和频带的展宽。



6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.4 控制峰平比——OQPSK与CQPSK调制

下面，通过一个具体的例子说明某个带宽波形序列的I路、Q路波形，以及经载波调制以后的相位变化情况。

若给定基带信号序列为：

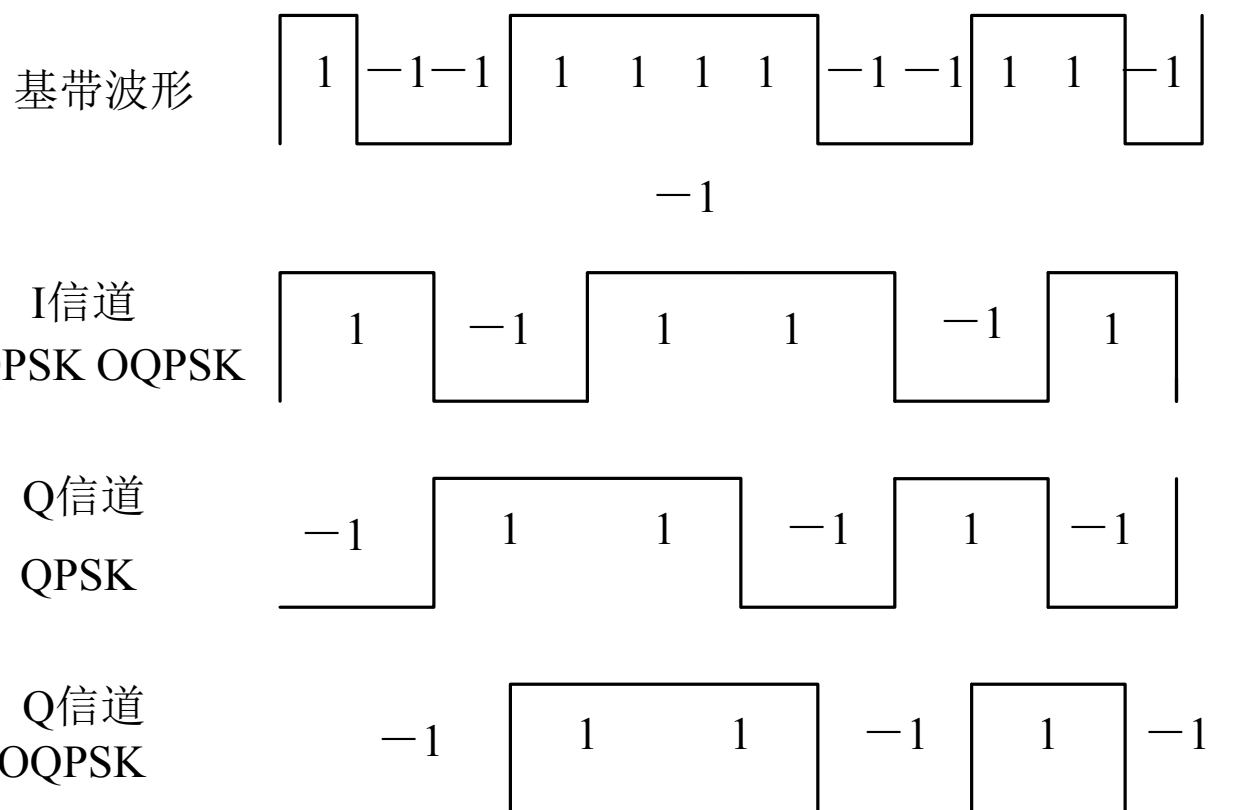
1 -1 -1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1

对应的QPSK与OQPSK发送波形如下：



6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.4 控制峰平比——OQPSK与CQPSK调制





6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.4 控制峰平比——OQPSK与CQPSK调制

图中I信道为U(t)的奇数数据码元，Q信道为U(t)的偶数数据码元，而OQPSK的Q信道与其I信道错开(延时)半个码元。

QPSK，OQPSK载波相位变化公式为：

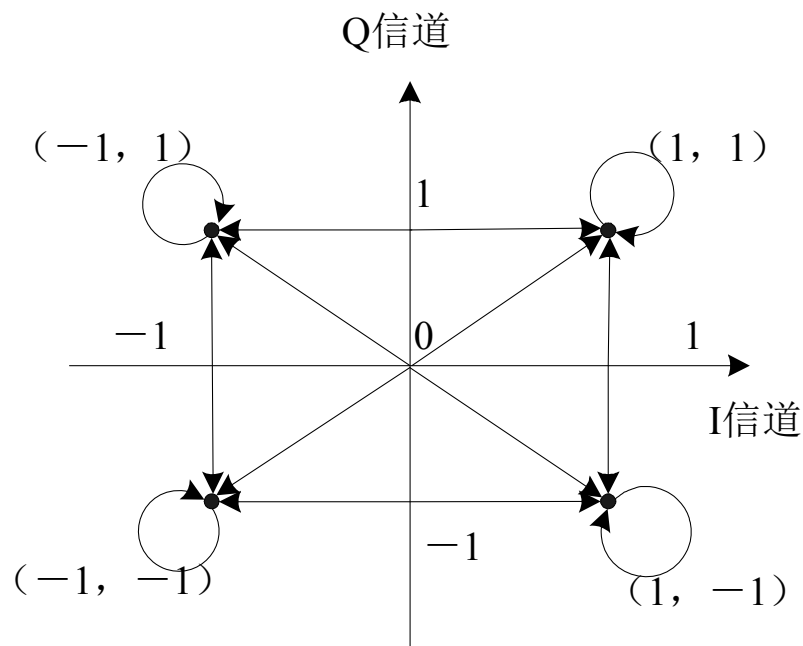
$$\left\{ \varphi_{ij} = \left[\text{atan} \left(\frac{Q_j(t)}{I_i(t)} \right) \right] \right\} = \left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3}{4}\pi, -\frac{\pi}{4}, -\frac{3\pi}{4} \right\}$$



6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.4 控制峰平比——OQPSK与CQPSK调制

QPSK数据码元对的对应的相位变化如下图所示

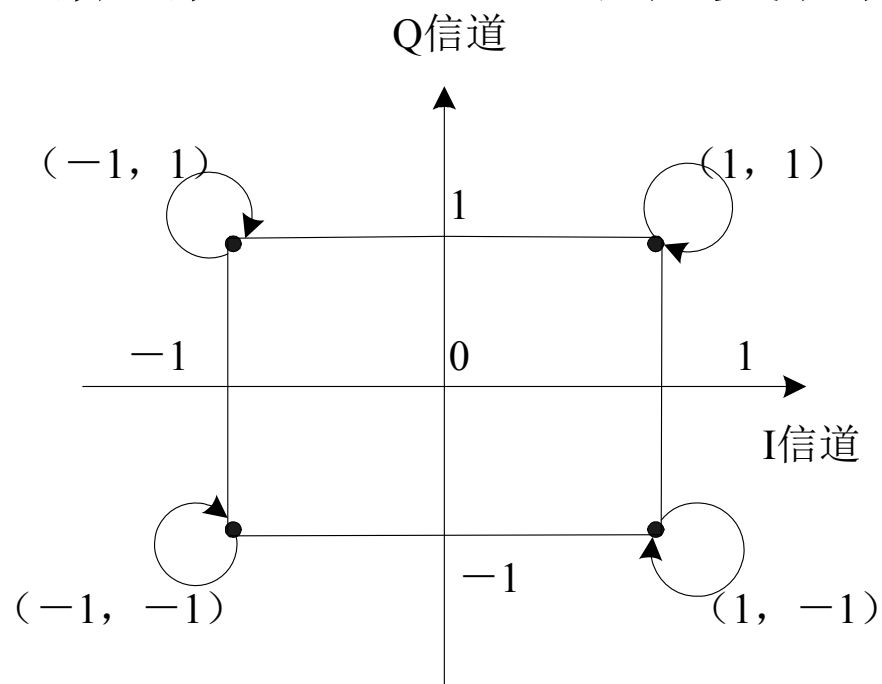




6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.4 控制峰平比——OQPSK与CQPSK调制

OQPSK数据码元对的对应相位变化为：

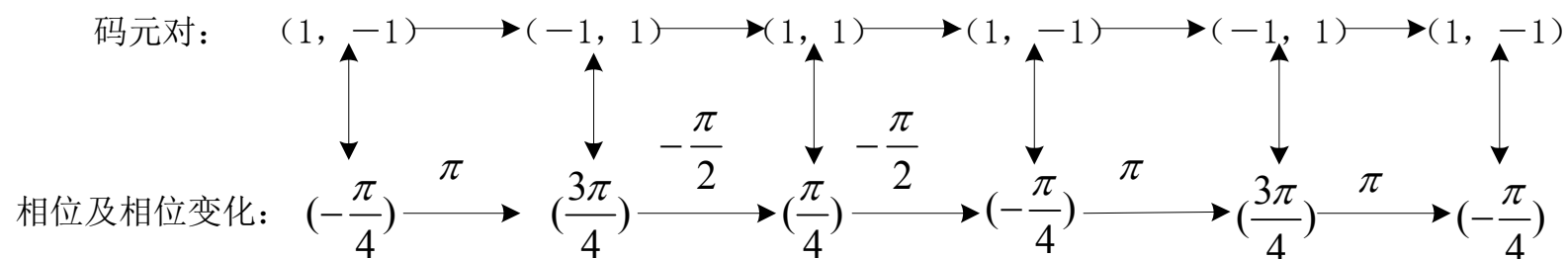




6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.4 控制峰平比——OQPSK与CQPSK调制

对于QPSK数据码元对的相位变化由图6.25和图6.26可求得码元对:



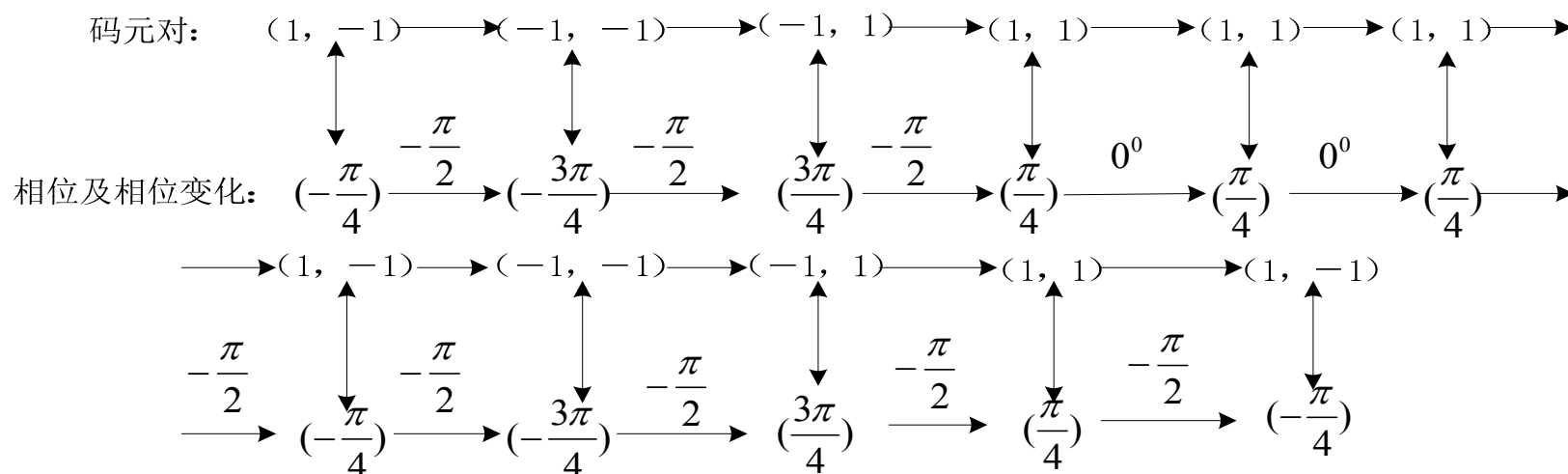
可见，在QPSK中存在过0点的180度的跃变。



6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.4 控制峰平比——OQPSK与CQPSK调制

对于OQPSK数据码元对的相位变化由图6.27可求得：



可见，在OQPSK中，仅存在小于 π 的相位跃变，而不存在过 0 点跃变。

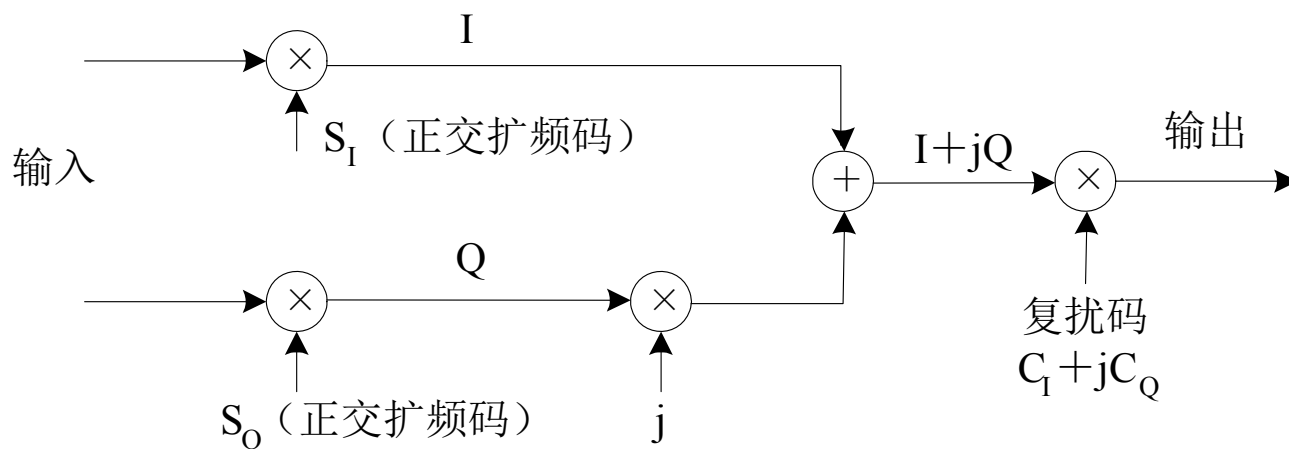


6.6 用于CDMA的调制方式

6.6.4 控制峰平比——OQPSK与CQPSK调制

2. CQPSK

在CDMA2000以及WCDMA的扩频调制中，广泛采用CQPSK及其进一步组合改进的混合相移键控HPSK(Hybrid Phase Shift Keying)，其结构如下所示。



6.6 用于CDMA的调制方式



6.6.4 控制峰平比——OQPSK与CQPSK调制

下面给出用于单码信道的各类扩频调制性能参数。

| 调制方式 | 数据速率 | 包络变化 |
|----------------|------|-------|
| QPSK | X | 5.6dB |
| OQPSK | X | 5.1dB |
| CQPSK、 HPSK | 2X | 4.1dB |

注：上述表格对单码信道，对于多码信道其优点随着信道数增加将更为突出。



6.7 MQAM调制

- 为了提高频谱效率，在LTE、WiMax、802.11n等宽带无线通信系统中广泛采用了正交幅度调制(MQAM)。这些高阶调制技术与信道编码结合，构成自适应编码调制(AMC)方案，成为B3G和4G移动通信的关键技术。

- **6.7.1 信号模型**

- 对于一般的正交幅度调制(MQAM)，调制信号可以表示为

$$\begin{aligned} s_m(t) &= \operatorname{Re} \left[\left(A_{mI} + jA_{mQ} \right) g(t) e^{j2\pi f_0 t} \right] (m = 1, 2, \dots, M, 0 \leq t \leq T) \\ &= \operatorname{Re} \left[A_m e^{j\theta_m} g(t) e^{j2\pi f_0 t} \right] \\ &= A_{mI} g(t) \cos 2\pi f_0 t - A_{mQ} g(t) \sin 2\pi f_0 t \end{aligned}$$



6.7 MQAM调制

- 通常MQAM的信号取为矩形星座，则矩形MQAM星座的最小欧氏距离为

$$d_{\min} = \sqrt{2E_s} = \sqrt{\frac{6E_b \log_2 M}{M-1}}$$

移动通信中常用的QAM调制阶数为 $M = 4, 16, 64$ ，其中4QAM与QPSK等价。由于QAM是多进制调制，因此需要设计比特到符号映射的最佳方案，下列两图给出了HSPA/LTE与WiMax标准中，16QAM与64QAM的映射关系，其中 c 是坐标归一化因子。

6.7 MQAM调制

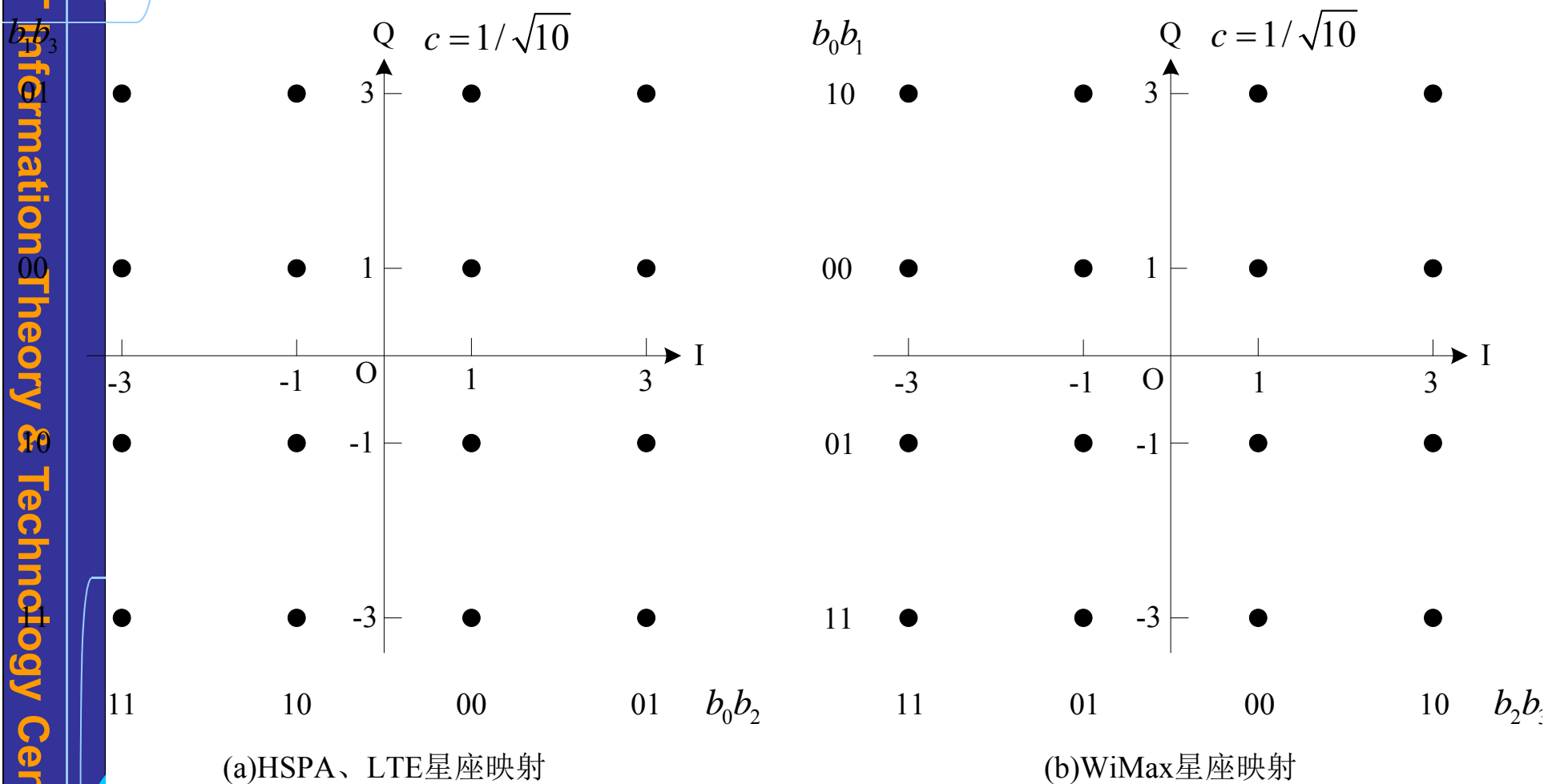


图6.29 16QAM比特映射

6.7 MQAM调制

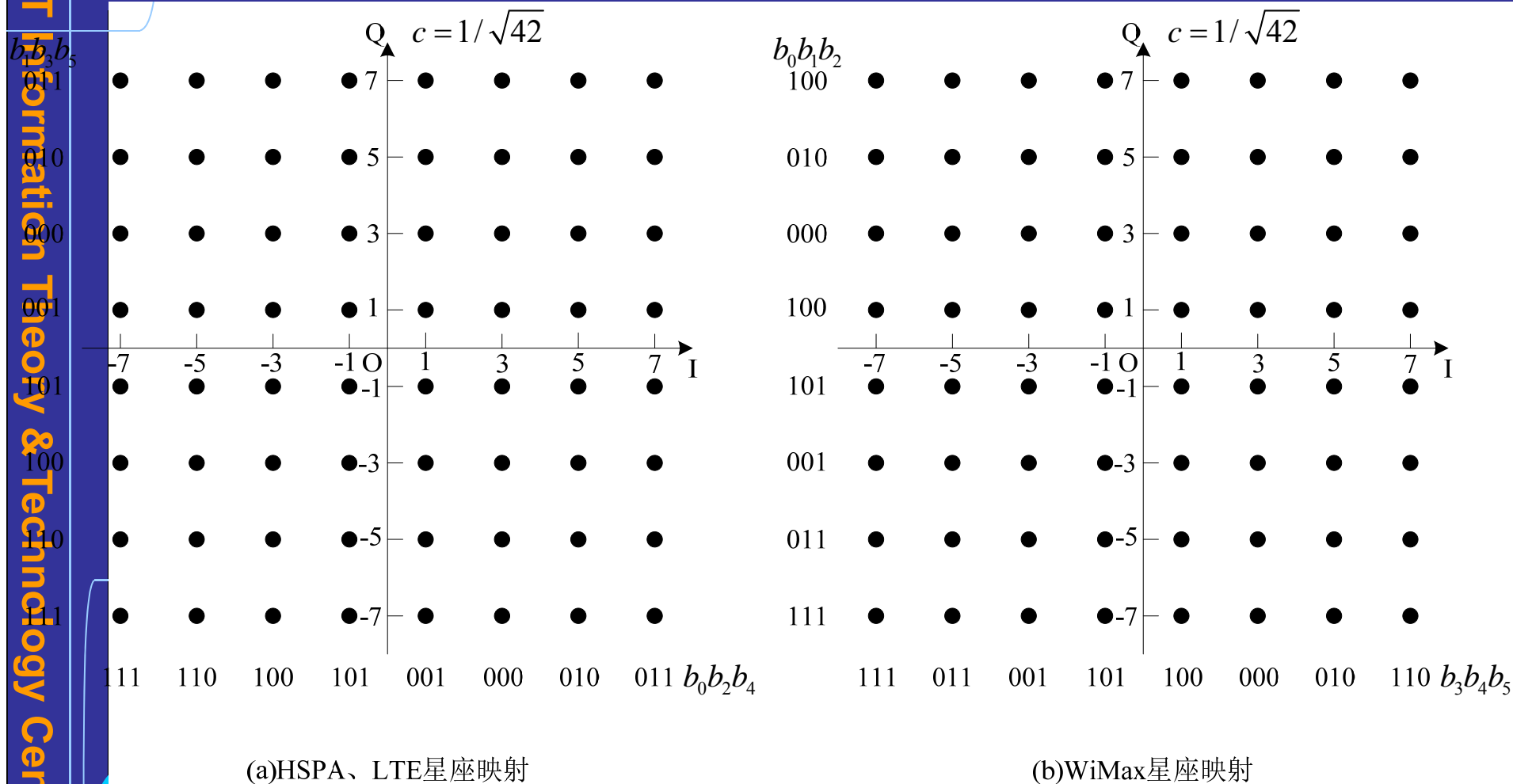


图6.30 64QAM比特映射

6.7 MQAM调制

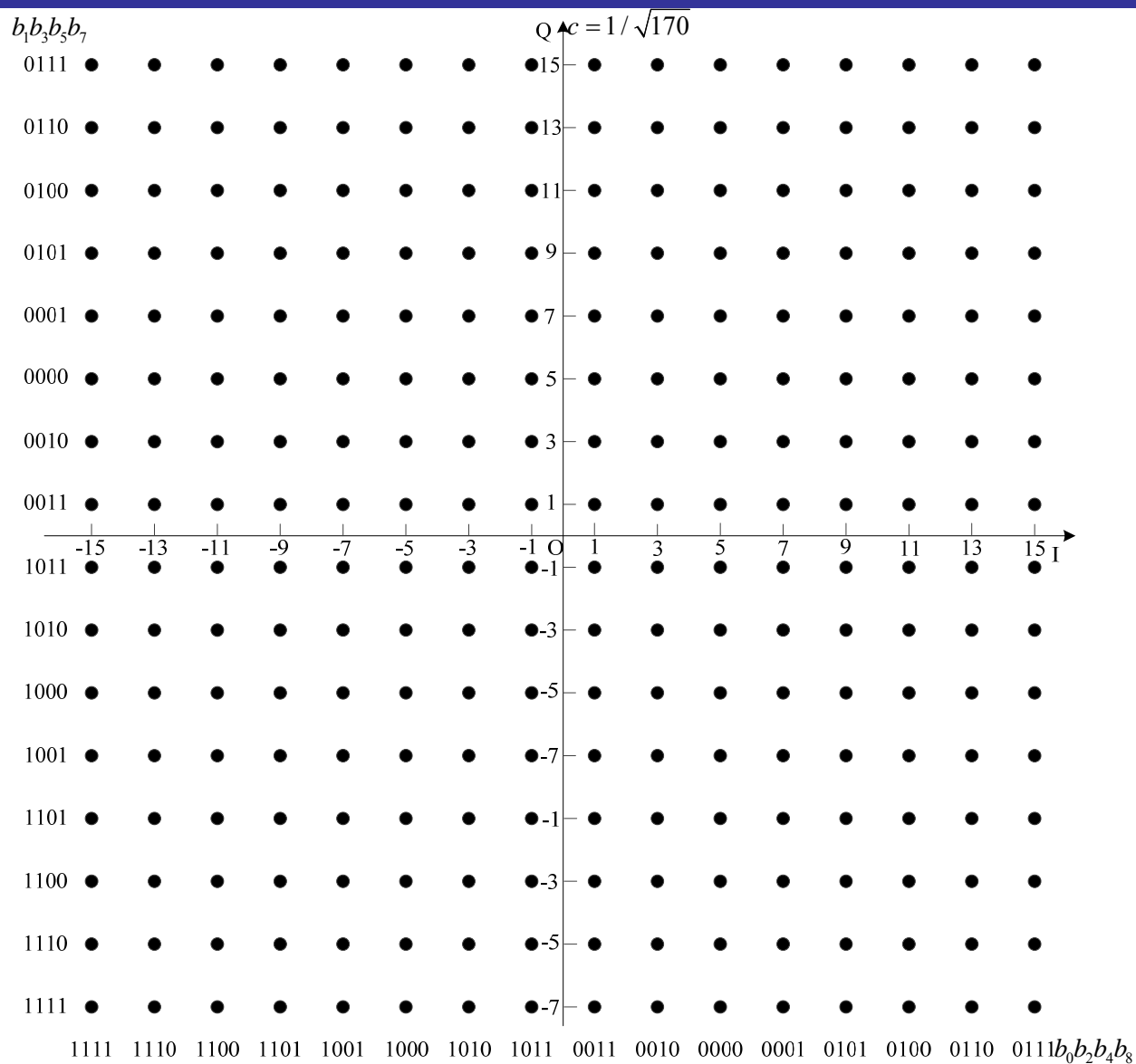


图 6.31
256QAM比特映射 (5G NR)



6.7 MQAM调制

- 由图可知，尽管两类体制的映射方案有所不同，但都满足Gray映射条件，即相邻信号点间不同的比特数目为1，从而有效提高抗干扰能力。

6.7.2 差错性能

MQAM调制可以等效为两路 \sqrt{M}

进制的PAM分别调制与合并，因此其误符号率可以表示为

$$P_s = 1 - \left\{ 1 - 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left[\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right] \right\}^2$$



6.7 MQAM调制

- 如果只考虑相邻信号点之间的误差，则可以得到近似误符号率为

$$\begin{aligned} P_s &\approx 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left[\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right] \\ &= 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\frac{d_{\min}^2}{2N_0} \right) \end{aligned}$$

当采用Gray映射，且比特信噪比较大时，MQAM的误比特率可以近似表示为下式。

$$P_b \approx \frac{4}{\log_2 M} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left[\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right]$$

6.7 MQAM调制



- 由于为了便于分析，误比特率也经常采用下述近似公式

$$P_b \leq \frac{1}{5} \exp\left(-\frac{1.5}{M-1} \cdot \frac{\bar{E}_s}{N_0}\right) = \frac{1}{5} \exp\left(-\frac{1.5 \log_2 M}{M-1} \cdot \frac{E_b}{N_0}\right)$$

对于 $M \geq 4$ ，平均符号信噪比在0~30dB范围内，上式得到的结果与公式(6.7.6)相差不到1dB。但由于上式容易求逆，因此在调制编码模式(MCS)选择、分组调度与功率分配中得到了广泛应用。

6.7 MQAM调制

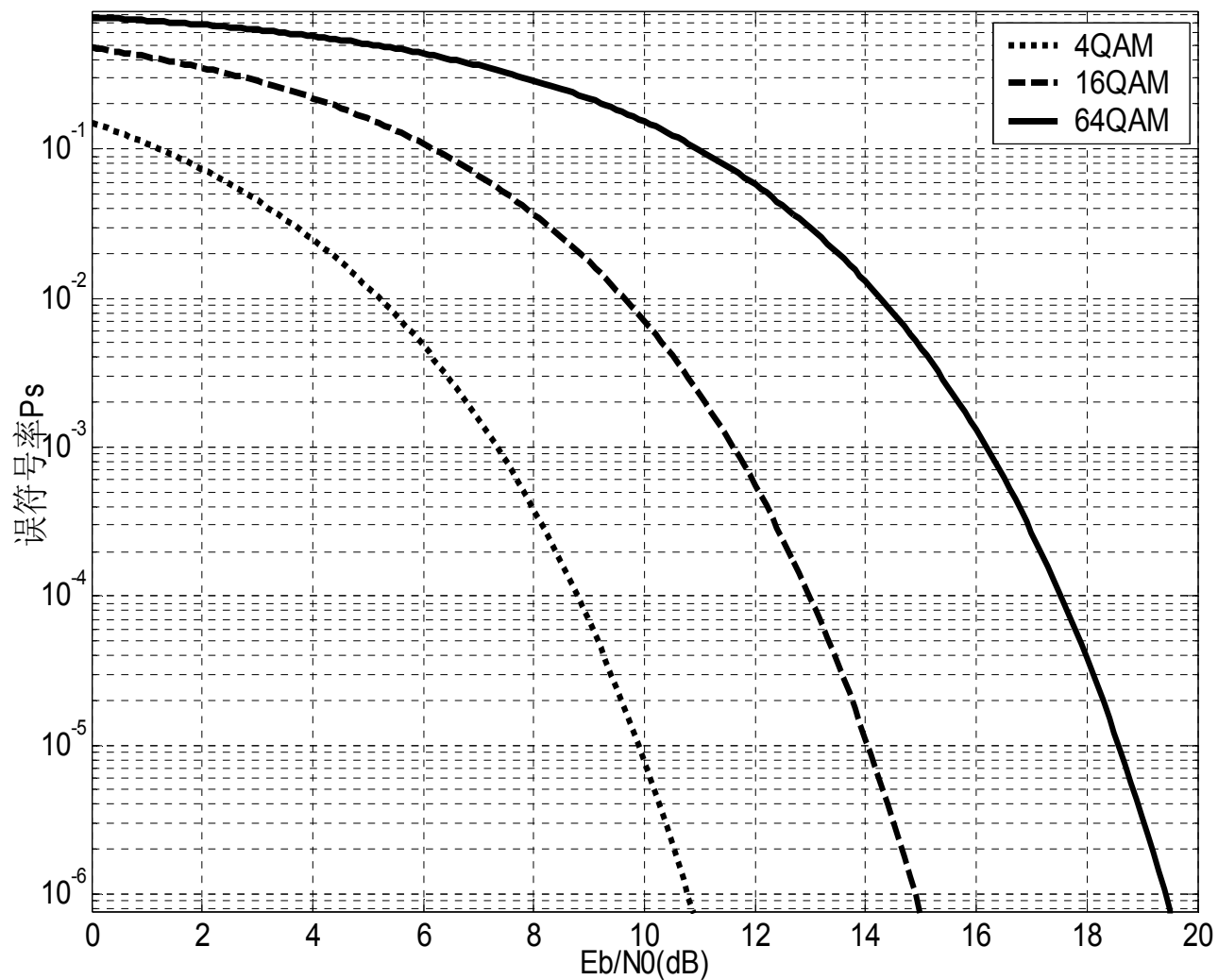


图6.31 MQAM误符号率性能

6.7 MQAM调制

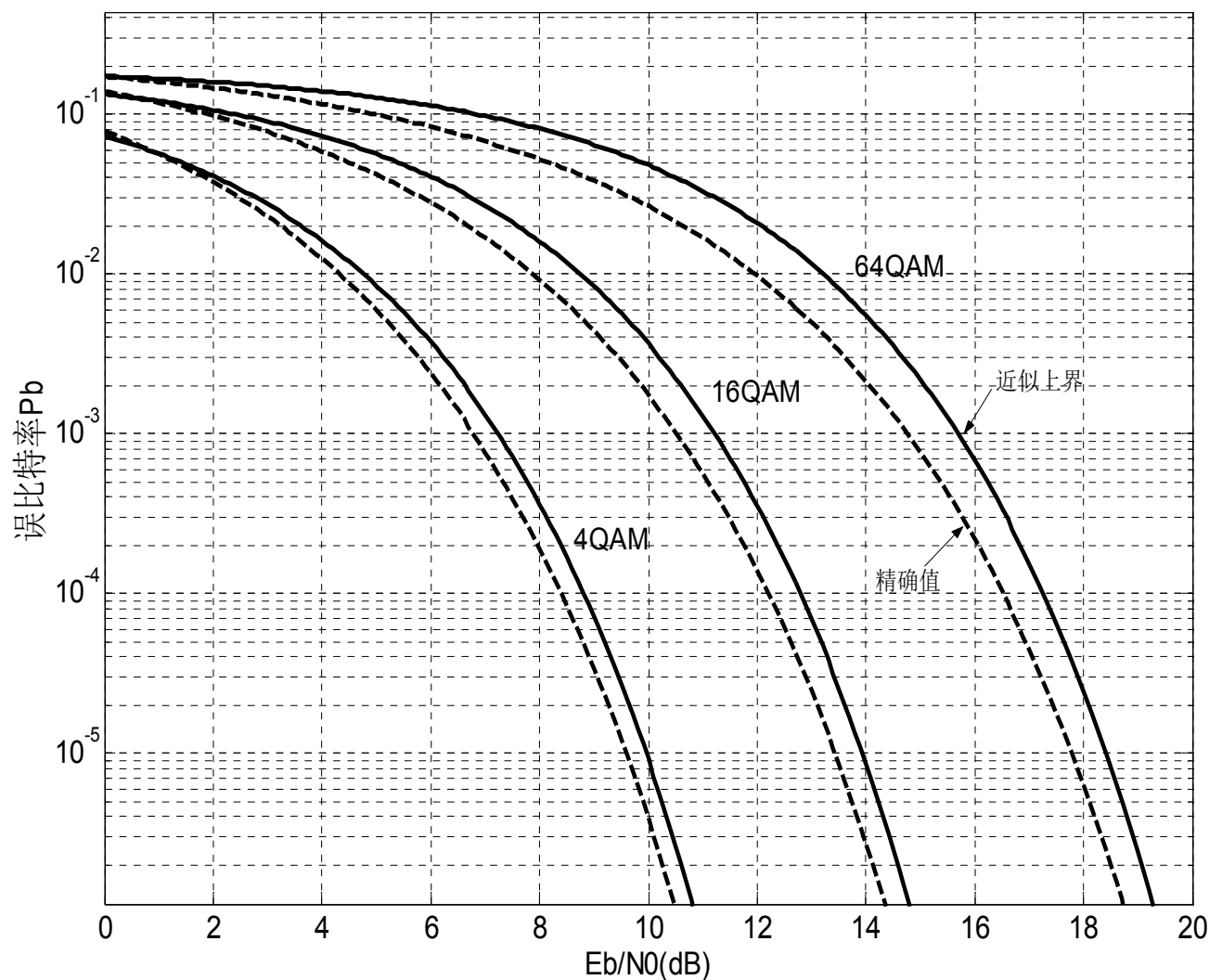


图6.32 MQAM误比特率性能

§ 6.8 信道编码理论上的潜在能力与最大编码增益



6.8.1 信道编码的潜在能力

- 引用Shannon公式为依据，公式应用的前提与条件(适用范围)：平稳、遍历、无记忆信道；限时(T)、限频(F)、限功率(P)的白色(指功率谱)、高斯(指分布规律)信道。



- 在AWGN信道中，连续信源的信道容量可以大大减化为有限个样点值容量之和，即

$$\begin{aligned} C &= \sum_{i=1}^N C_i = N C_i = 2FT \times \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P}{\sigma^2} \right) \stackrel{\text{当 } T=1}{=} F \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 F} \right) \\ &= F \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_0} \right) \end{aligned} \quad (6.8.1)$$

其中， F 为占用的频带即频宽， P 为样点的信号功率， N_0 为噪声功率谱密度，即单位带宽噪声功率， E_s 为每个样点信号能量， $E_s = T \cdot P = P/F$ 。



- 为了便于从图形上直观表达，引入频谱效率 η

$$0 \leq \eta \leq \frac{C}{F} \quad (6.8.2)$$

且
$$\frac{E_s}{N_0} = \eta \cdot \frac{E_b}{N_0} \quad (6.8.3)$$

由公式(5.8.2)与公式(5.8.3)可见： η 表示单位带宽信道容量的下限， η 亦可表示在每个取样间隔内所传送的信息比特数。



- 将公式(6.8.2)、(6.8.3)入公式(6.8.1)有:

$$\eta \leq \frac{C}{F} = \log \left(1 + \eta \frac{E_b}{N_0} \right) \quad (6.8.4)$$

并可求得,

$$2^\eta \leq \left(1 + \eta \frac{E_b}{N_0} \right)$$

$$2^\eta - 1 \leq \eta \frac{E_b}{N_0} \quad (6.8.5)$$

$$\frac{E_b}{N_0} \geq \frac{2^\eta - 1}{\eta}$$

$$\left. \frac{E_b}{N_0} \right|_{\min} = \frac{2^\eta - 1}{\eta} \quad (6.8.6)$$



- 若以 $\frac{E_b}{N_0}$ 为横轴, η 为纵轴, 可画出两者之间的关系

曲线, 它是Shannon公式的另一种图形表达方式。

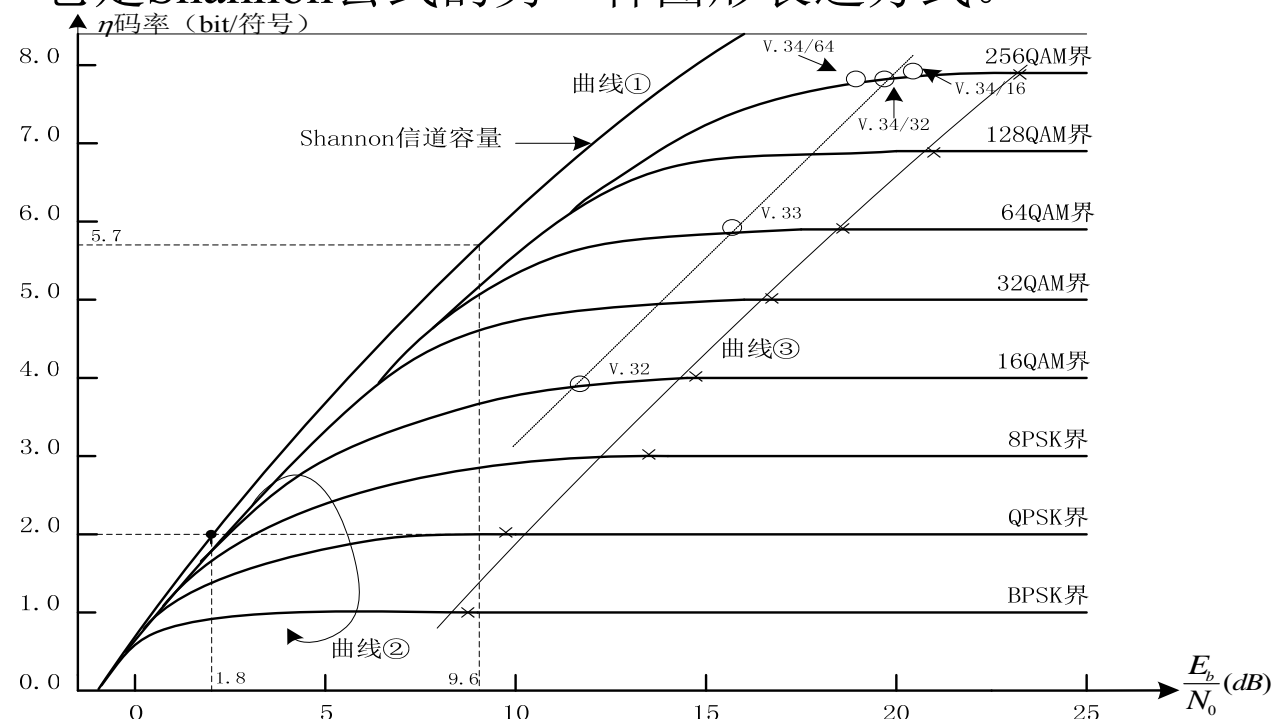


图6.34 E_b/N_0 与 η 关系曲线

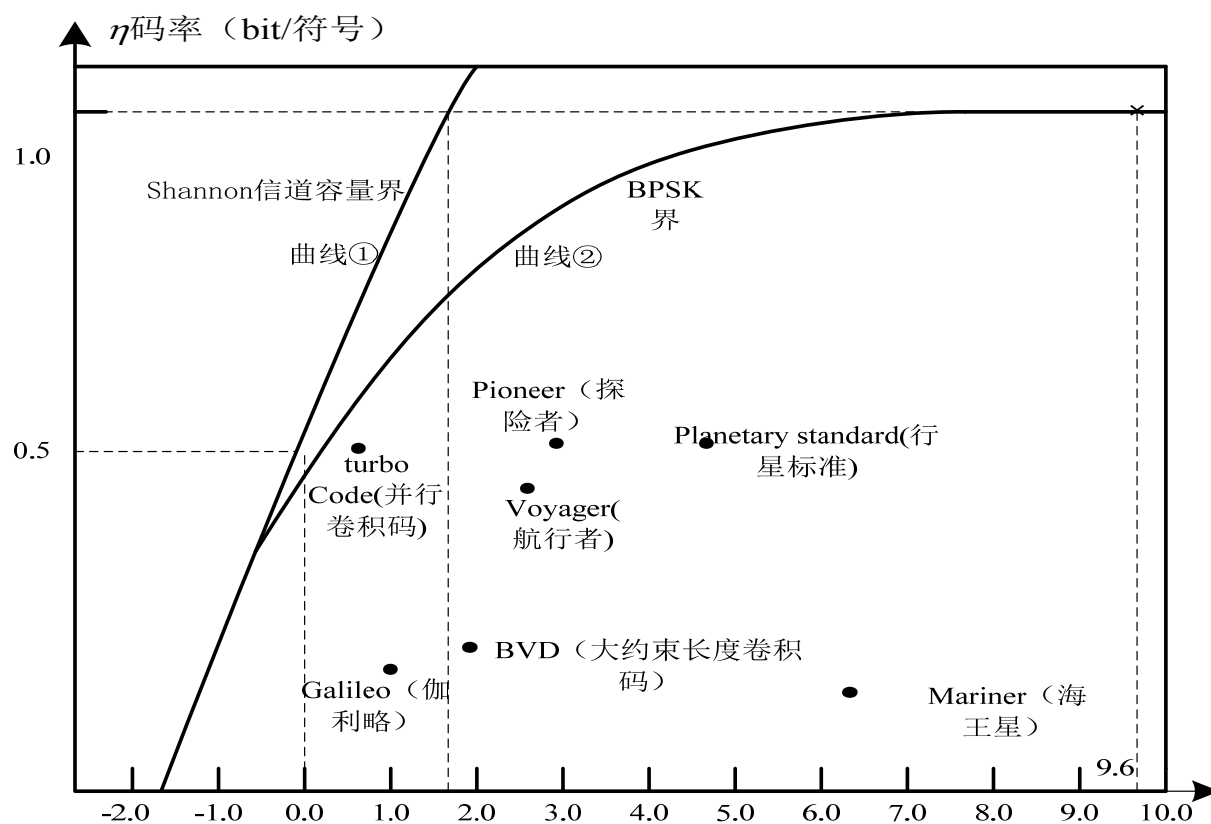


图6.35 实际编码标准与仙农容量的比较



- 两个图形中分别有两组曲线：一组是表达Shannon信道容量的理想界曲线①；另一组则是表达未编码等概率的MPSK、MQAM调制信号通过无记忆AWGN信道并经相干检测后的容量界限的曲线②：

$$\eta \leq \log_2 M - \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} E \left\{ \log_2 \sum_{j=0}^{M-1} \exp \left[\frac{|a^i + n - a^j|^2 - |n|^2}{N_0} \right] \right\} \quad (6.8.7)$$

其中 M 为信号进制数， a^i 、 a^j 为信道中的信号， n 为高

斯分布噪声，且 $n \sim N\left(0, \frac{N_0}{2}\right)$ ， $E(\cdot)$ 表示数学期望。



- MPSK与MQAM未编码的调制信号的性能界线值是表示MPSK与MQAM达到理想频谱效率 η 值时对应的 E_b/N_0 值，在图中用“×”表示。
- 曲线①表示当达到Shannon信道容量时通信系统的有效性(用纵坐标 η 表示)与可靠性(用横坐标 E_b/N_0 表示)的理想平衡界线。
- 曲线②表示未编码等概率的MPSK、MQAM调制信号通过无记忆AWGN信道后，接收端采用理想的相干解调所达到的容量界限，即有效性 η 与可靠性 E_b/N_0 的理想平衡界线。
- 信道编码的任务就是填补两组曲线之间的真空，缩小两组曲线之间的差距。即在曲线②的基础上采用不同形式的信道编、译码，缩小与曲线①之间的差距，差距越小的信道编、译码性能就越优良。



- 对曲线表示的理想平衡界线可以从有效性和可靠性两方面来解释：
- 首先，Shannon信道容量可以解释为在给定所需 $\frac{E_b}{N_0}$ 的条件下，在差错概率任意小的条件下所获得的特定频谱效率。
- 比如若想传送 $\eta=1$ 比特/符号时，那么存在一种编码方式使 $E_b/N_0=1.6\text{dB}$ 时可以实现可靠的传输(见图 6.35)；相反，任何编码方式，无论如何复杂，也不可能使 $E_b/N_0 < 1.6\text{dB}$ 条件下，传送 1 比特/符号。
- 所以曲线①的Shannon信道容量是理论上的有效性和可靠性理想平衡的界线。



- 对于这两个理想界线还可以从以下两个不同角度来理解。
- 若以横坐标为参考点，即以 $\frac{E_b}{N_0}|_{\min}$ 值为参考点，通过图中的两组曲线可以寻找曲线在纵坐标上的差距。即以保证达到的可靠性为前提寻找两曲线在有效性方面的差距。
- 若以纵坐标为参考点，可求相应横坐标上的差距，即以应满足的有效性 η 为前提，可寻找两组曲线在可靠性方面的差距。



- 由图6.34可见，图中不同多进制未编码性能界限值是用“ \times ”表示的，若将它们从低至高(4、8...128、256进制)用一条线连接起来，不难发现这条线即曲线③几乎与Shannon容量界限完全平行。
- 对于不同的多进制未编码时的性能界限值与相应频谱效率 η 值的理想Shannon容量界限值之间的相对差距几乎是一样的，大约都是5.8dB左右，它表明不同进制条件下的编码潜力与增益差不多都是5.8dB左右。



6.9 本章小结

- 调制是对抗白噪声的基本技术手段，也是现代无线通信系统的核心处理单元。
- 本章介绍了无线通信系统中常用的调制方式。包括GSM/GPRS/EDGE系统中采用的MSK/GMSK $3\pi/8$ -PSK调制，以及IS-54和PHS系统中采用的 $\pi/4$ -DQPSK 调制，也介绍了CDMA标准如IS-95/CDMA2000/WCDMA系统中采用的各种调制方式。
- 最后简要说明了LTE、WiMax、5G NR等宽带移动通信系统中采用的高阶调制方式，如MQAM调制等。

参考文献



- [6.1] A. Furuskär et. al., “EDGE: Enhanced Data Rates for GSM and TDMA/136 Evolution,” IEEE Personal Communications, pp. 56-66, June 1999.
- [6.2] S.Chennakeshu et. Al. “Differential Detection of - Shifted-DQPSK for Digital Cellular Radio”, IEEE Trans. on Vehicular technology, vol. VT-42, No.1, pp. 46-57, Feb. 1993.
- [6.3] 3GPP TS 25.213, V4.0.0, “Spreading and Modulation,” 2001-03.
- [6.4] 3GPP TS 45.004, V5.1.1, “Modulation,” 2003-09.
- [6.5] 3GPP2 C.S0002-A-1, “Physical Layer Standard for CDMA2000 Spread Spectrum Systems,” 2000-09.

参考文献



- [6.6] IEEE Std 802.11b, “Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 Ghz Band,” 1999-09.
- [6.7] T. S. Rappaport, Wireless Communications Principles and Practice, Prentice-Hall, Inc., 1996.
- [6.8] S. G. Wilson, Digital Modulation and Coding, Prentice Hall, Inc. 1996.
- [6.9] A. Burr, Modulation and Coding for Wireless Communications, Prentice Hall, Inc. 2001.

参考文献



- [6.10] 数字通信(第四版), J. G. Proakis著, 张力军等译, 电子工业出版社, 2003年。
- [6.11] 周炯槃等, 《通信原理(下)》, 北京邮电大学出版社, 2002.11。
- [6.12] 吴伟陵, 《信息处理与编码(修订本)》, 人民邮电出版社, 2003.7。
- [6.13] 吴伟陵, 《移动通信中的关键技术》, 北京邮电大学出版社, 2000.11。



谢谢！