第8章 新型数字带通调制技术

陈　达

第8章 新型数字带通调制技术

- 8.1 正交振幅调制(QAM)
- 8.2 最小频移键控和高斯最小频移键控
- 8.3 正交频分复用

第8章 新型数字带通调制技术

- 8.1 正交振幅调制(QAM)
- 8.2 最小频移键控和高斯最小频移键控
- 8.3 正交频分复用

8.1 正交振幅调制(QAM)

- **回顾**：前面的多进制键控中，**相位键控（MPSK和MDPSK）**为人喜用。
  - 带宽占用小
  - 比特信噪比要求低（发射功率小）
- 但：MPSK中，随**M的增大**，相邻**相位距离减小**，则**噪声容限随之减少，误码率难以保证**
- **正交振幅调制(QAM)**：
  - 改善M大时的噪声容限问题
  - 一种**振幅和相位联合键控。**

信号表示式：

振幅和相位作为两个独立的参量，同时受到调制

- 这种信号的一个码元可以表示为

$$s_k(t) = A_k \cos(\omega_0 t + \theta_k) \qquad kT < t \le (k+1)T$$

展开

- 式中，k = 整数；A_k和θ_k分别可以取多个离散值。

$$s_k(t) = A_k \cos\theta_k \cos\omega_0 t - A_k \sin\theta_k \sin\omega_0 t$$

- 令 $X_k = A_k\cos\theta_k$； $Y_k = -A_k\sin\theta_k$

X_k和Y_k也是可以取多个离散值的变量。

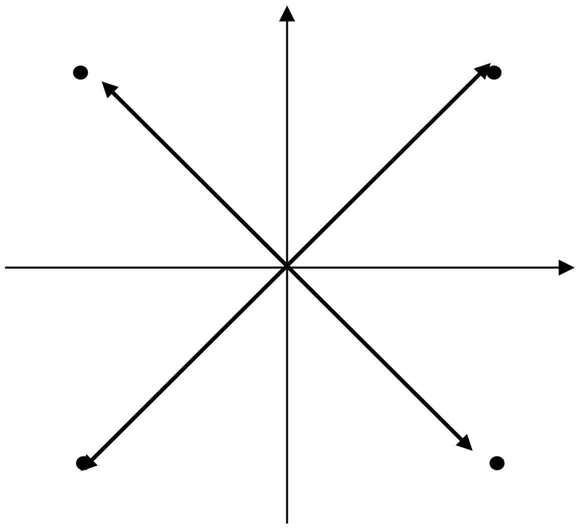
- 表示式变为

$$s_k(t) = X_k \cos\omega_0 t + Y_k \sin\omega_0 t$$

- 故，$s_k(t)$可以看作是两个正交的振幅键控信号之和。

矢量图

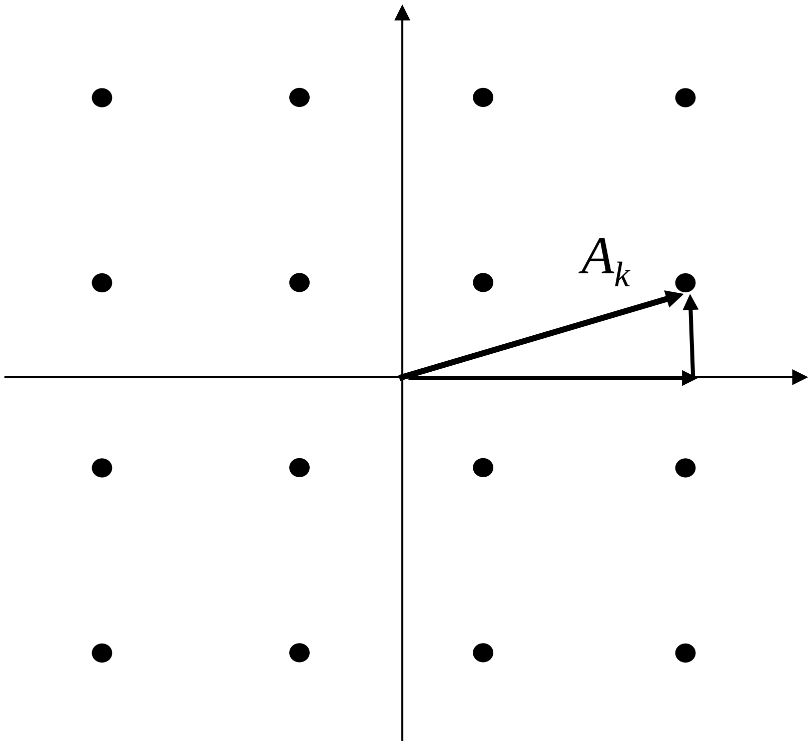
- 在信号表示式中，若θ_k值仅可以取$\pi/4$和$-\pi/4$，A_k值仅可以取+A和-A
- 则此QAM信号就成为QPSK信号，如下图所示：



- 所以，**QPSK信号就是一种最简单的QAM信号**。

16QAM

- **有代表性的QAM信号是16进制的，记为16QAM，它的矢量图：**



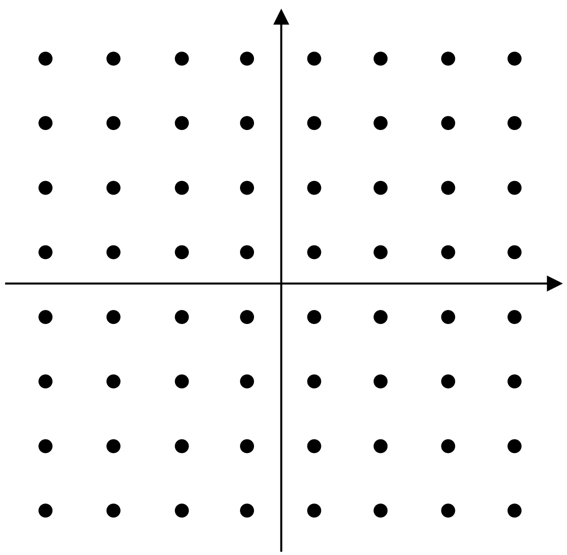
黑点：

表示每个码元位置

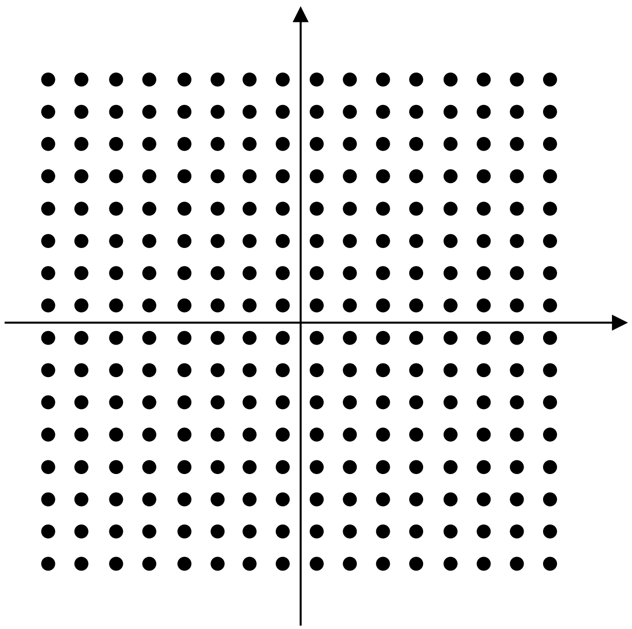
由两个正交矢量合成

MQAM调制

- 类似，有64QAM和256QAM等QAM信号：



64QAM信号矢量图



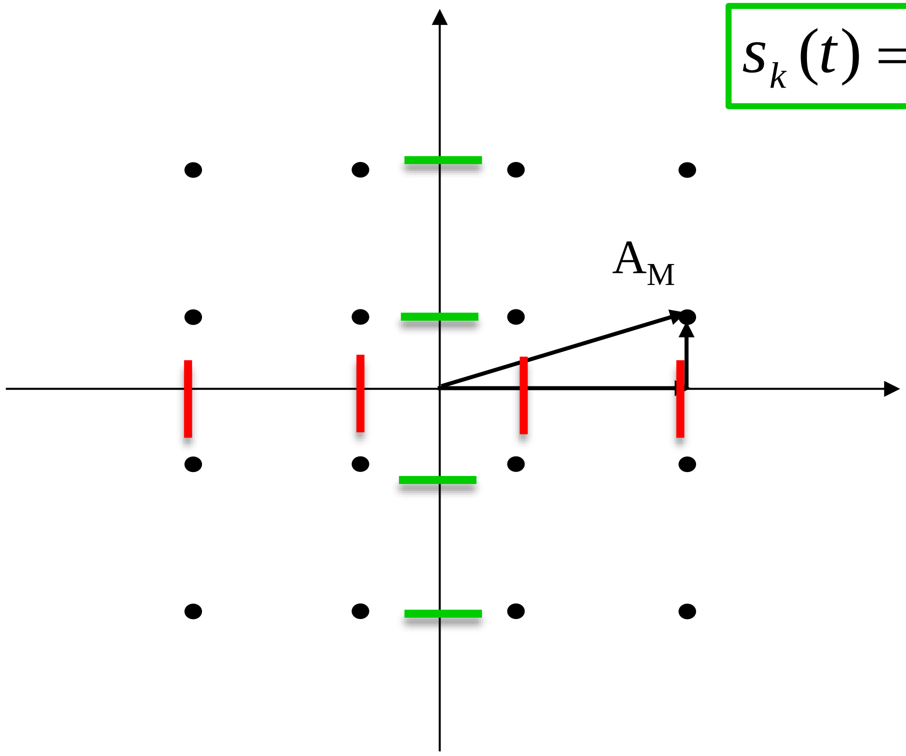
256QAM信号矢量图

- 它们总称为MQAM调制。由于从其矢量图看像是星座，故又称星座调制。

16QAM信号分析

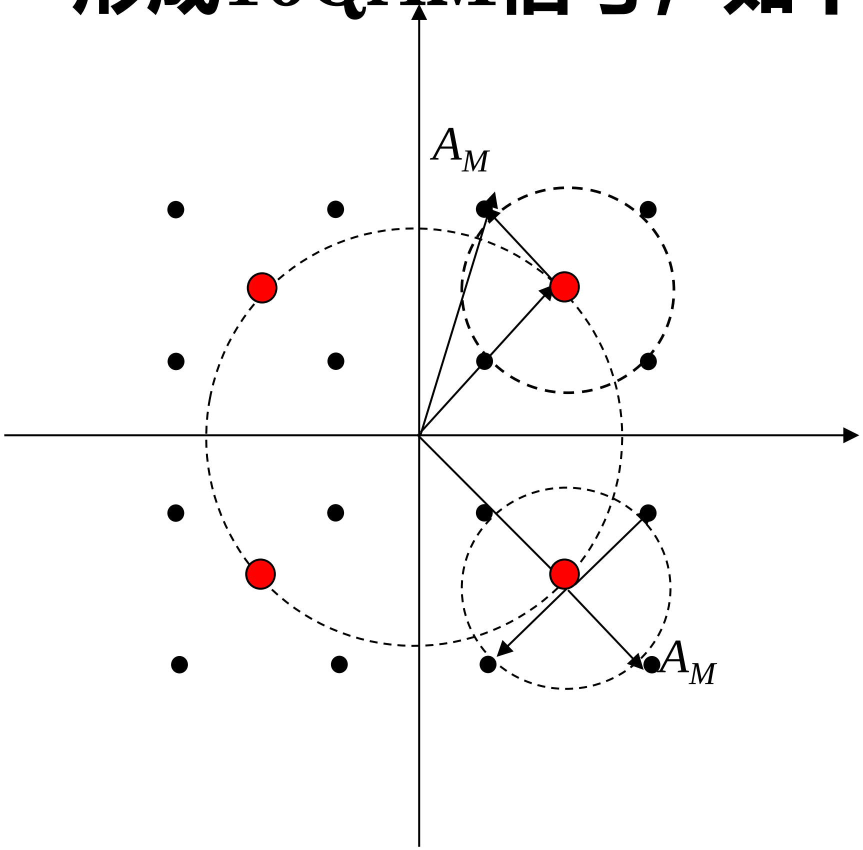
- **产生方法**
  - **1. 正交调幅法：用两路独立的正交4ASK信号叠加，形成16QAM信号，如下图所示。**

$$s_k(t) = X_k \cos\omega_0 t + Y_k \sin\omega_0 t$$



产生方法2

- **2. 复合相移法：用两路独立的QPSK信号叠加，形成16QAM信号，如下图所示。**

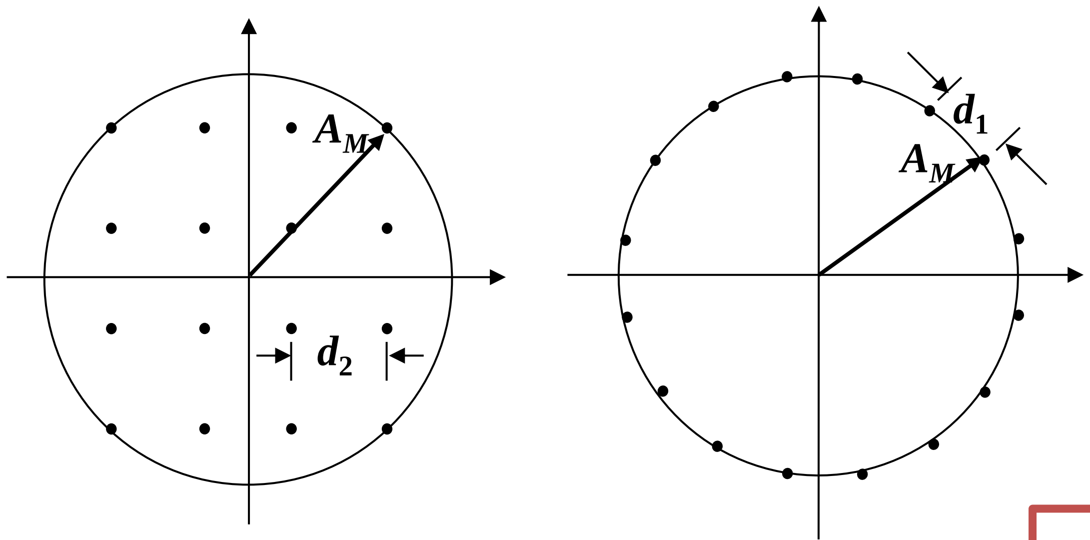


虚线大圆上的4个大点（红色）：第一个QPSK信号矢量的位置。

在这4个点上叠加第二个QPSK矢量：用虚线小圆上的4个小黑点表示。

16QAM信号和16PSK信号的性能比较：

- 按最大振幅(A_M)相等，画出两种信号星座图



(a) 16QAM　　(b) 16PSK

16PSK信号的相邻矢量端点的欧氏距离：

$$d_1 \approx A_M\left(\frac{\pi}{8}\right) = 0.393A_M$$

16QAM信号相邻点欧氏距离

$$d_2 = \frac{\sqrt{2}A_M}{3} = 0.471A_M$$

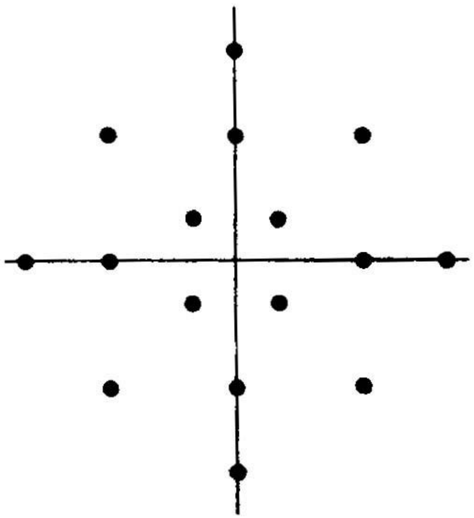
d2和d1的比值就代表这两种体制的噪声容限之比。

分析

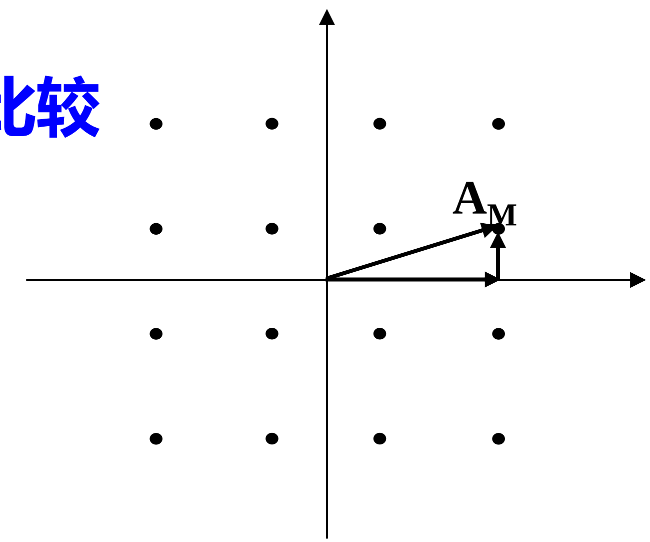
- 按上两式计算， d_2超过d_1约1.57 dB。
- 但是，这时是在**最大功率（振幅）相等**的条件下比较的，没有考虑这两种体制的**平均功率**差别。
  - 16PSK信号：平均功率（振幅）就等于其最大功率（振幅）。
  - 16QAM信号：等概率出现条件下，可计算出其最大功率和平均功率之比等于1.8倍，即2.55 dB。
- 因此，在**平均功率相等条件**下，16QAM比16PSK信号的噪声容限大4.12 dB 。

16QAM方案的改进

- QAM的星座形状**并不是正方形最好**，实际上以边界越**接近圆形越好**。
- 下图给出了一种改进的16QAM方案



比较



其中星座各点的振幅分别等于±1、±3和±5。

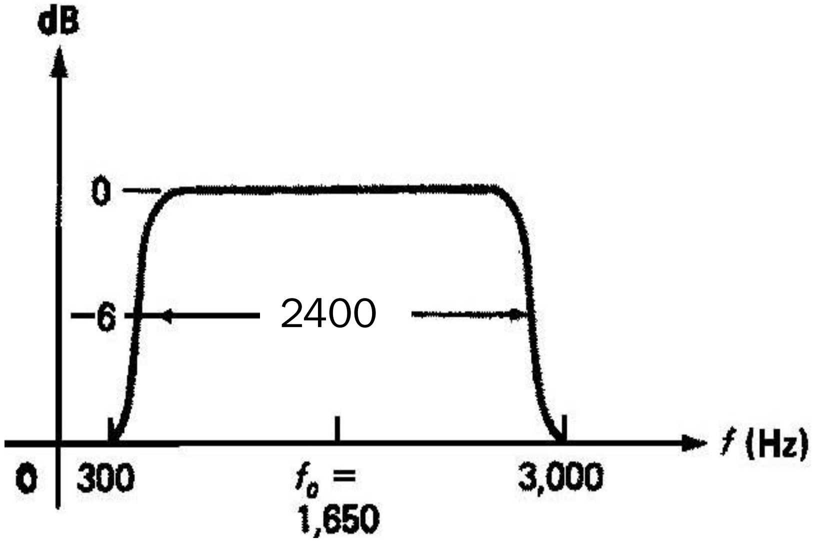
发现：改进后，其星座中各信号点的最小相位差比较大，因此容许较大的相位抖动。

QAM应用

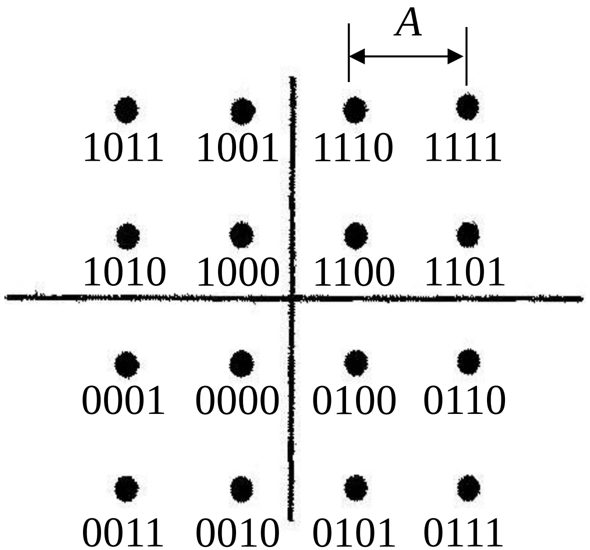
- QAM特别适用于频带资源有限的场合，如：
  - 电话信道，带宽限制：300~3400Hz
  - 可采用QAM调制提高传输数字信号的速率
- ITU-T的V.29和V.32建议，均采用16QAM以2.4kB的码元速率传输9.6kb/s的数字信息

实例

- **一种用于调制解调器的传输速率为9600 b/s的16QAM方案，其载频为1650 Hz，滤波器带宽为2400 Hz，滚降系数为10%。**



(a) 传输频带



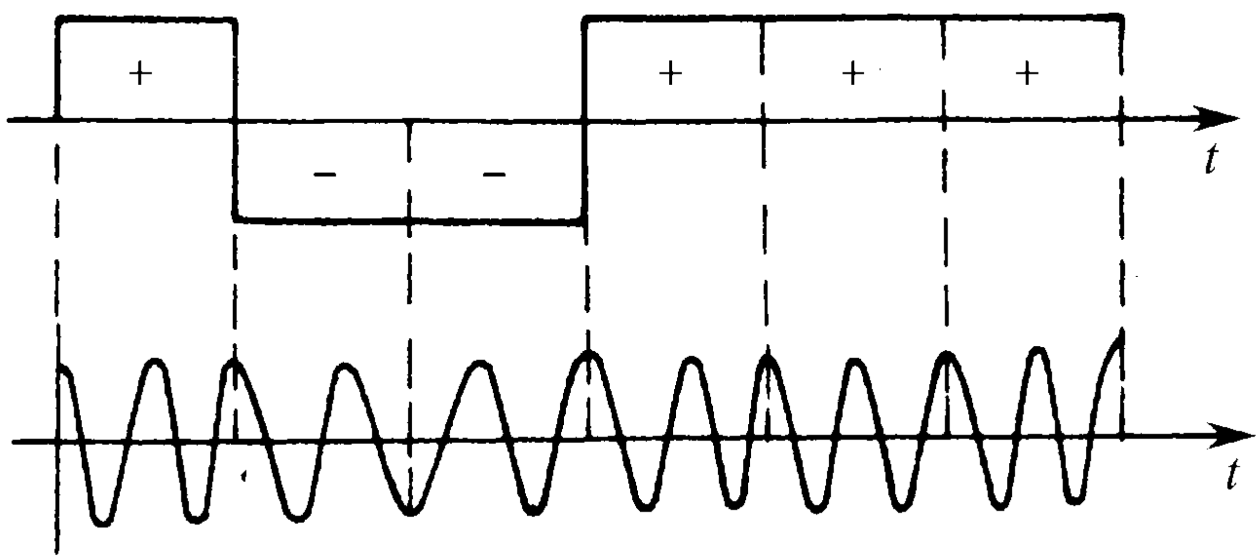
(b) 16QAM星座

第8章 新型数字带通调制技术

- 8.1 正交振幅调制(QAM)
- 8.2 最小频移键控和高斯最小频移键控
- 8.3 正交频分复用

8.2 最小频移键控和高斯最小频移键控

- **最小频移键控（MSK）：2FSK的改进**
  - **是一种包络恒定、相位连续、带宽最小并且严格正交的2FSK信号**
- **波形：**



第8章 新型数字带通调制技术

- 8.1 正交振幅调制(QAM)
- 8.2 最小频移键控和高斯最小频移键控
- 8.3 正交频分复用

8.2.1 正交2FSK信号的最小频率间隔

8.2.2 MSK信号的基本原理

8.2.3 MSK信号的产生和解调

8.2.4 MSK信号的功率谱

8.2.5 MSK信号的误码率性能

8.2.6 高斯最小频移键控

8.2.1 正交2FSK信号的最小频率间隔

- **假设：2FSK信号码元的表示式**

$$s(t)=\begin{cases} A\cos(\omega_1 t+\varphi_1) & \text{当发送“1”时} \\ A\cos(\omega_0 t+\varphi_0) & \text{当发送“0”时} \end{cases}$$

- **为了满足正交条件，要求**

$$\int_0^{T_s}[\cos(\omega_1 t+\varphi_1)\cdot\cos(\omega_0 t+\varphi_0)]\mathrm{d}t=0$$

- **即** $$\frac{1}{2}\int_0^{T_s}\{\cos[(\omega_1+\omega_0)t+\varphi_1+\varphi_0]+\cos[(\omega_1-\omega_0)t+\varphi_1-\varphi_0]\}\mathrm{d}t=0$$

- **上式积分结果为**

$$\frac{\sin[(\omega_1+\omega_0)T_s+\varphi_1+\varphi_0]}{\omega_1+\omega_0}+\frac{\sin[(\omega_1-\omega_0)T_s+\varphi_1-\varphi_0]}{\omega_1-\omega_0}-\frac{\sin(\varphi_1+\varphi_0)}{\omega_1+\omega_0}-\frac{\sin(\varphi_1-\varphi_0)}{\omega_1-\omega_0}=0$$

分析

$$\boxed{\cancel{\frac{\sin[(\omega_1+\omega_0)T_s+\varphi_1+\varphi_0]}{\omega_1+\omega_0}}+\frac{\sin[(\omega_1-\omega_0)T_s+\varphi_1-\varphi_0]}{\omega_1-\omega_0}-\cancel{\frac{\sin(\varphi_1+\varphi_0)}{\omega_1+\omega_0}}-\frac{\sin(\varphi_1-\varphi_0)}{\omega_1-\omega_0}=0}$$

- **假设$\omega_1+\omega_0$ >> 1，上式左端第1和3项近似等于零，则它可以化简为**

$$\cos(\varphi_1-\varphi_0)\underbrace{\sin(\omega_1-\omega_0)T_s}_{=0}+\sin(\varphi_1-\varphi_0)\underbrace{[\cos(\omega_1-\omega_0)T_s-1]}_{=0}=0$$

- **由于φ_1和φ_0是任意常数，上式为0必须同时要求有**

$$\sin(\omega_1-\omega_0)T_s=0 \quad \cos(\omega_1-\omega_0)T_s=1$$

- **为了同时满足这两个要求，应当令** $(\omega_1-\omega_0)T_s=2m\pi$
- **即要求** $\boxed{f_1-f_0=m/T_s}$
- **当取$m=1$时是最小频率间隔，等于$1/T_s$。**

- 上面讨论中，假设**初始相位φ_1和φ_0是任意**的，它在接收端无法预知，所以只能采用**非相干检波**法接收。
- 对于**相干接收**，则要求**初始相位是确定**的，在接收端是预知的，这时可以令$\varphi_1 - \varphi_0 = 0$。 于是

$$\cos(\varphi_1 - \varphi_0)\sin(\omega_1 - \omega_0)T_s + \sin(\varphi_1 - \varphi_0)[\cos(\omega_1 - \omega_0)T_s - 1] = 0$$

化简为 ➡ $\sin(\omega_1 - \omega_0)T_s = 0$

- 因此，仅要求满足 $\boxed{f_1 - f_0 = n / 2T_s}$
- 所以，对于相干接收，保证正交的2FSK信号的最小频率间隔等于$\mathbf{1 / 2T_s}$。

第8章 新型数字带通调制技术

- 8.1 正交振幅调制(QAM)
- 8.2 最小频移键控和高斯最小频移键控
- 8.3 正交频分复用

8.2.1 正交2FSK信号的最小频率间隔

8.2.2 MSK信号的基本原理

8.2.3 MSK信号的产生和解调

8.2.4 MSK信号的功率谱

8.2.5 MSK信号的误码率性能

8.2.6 高斯最小频移键控

8.2.2 MSK信号的基本原理

- **1. MSK信号的频率间隔**
  - MSK信号的第k个码元可以表示为

$$s_k(t) = \cos(\omega_c t + \frac{a_k \pi}{2T_s} t + \phi_k) \qquad (k-1)T_s < t \le kT_s$$

  - ω_c - 载波角载频;
  - $a_k = \pm 1$（当输入码元为“1”时，$a_k = +1$；
  - 当输入码元为“0”时，$a_k = -1$）；
  - T_s - 码元宽度;
  - φ_k - 第k个码元的初始相位，它在一个码元宽度中是不变的。

分析

$$s_k(t)=\cos(\omega_c t+\frac{a_k\pi}{2T_s}t+\phi_k)\qquad (k-1)T_s<t\le kT_s$$

- 当输入码元为"1"时， $a_k=+1$，此时码元频率为：$f_1=f_c+1/(4T_s)$；
- 当输入码元为"0"时， $a_k=-1$，此时码元频率为：$f_0=f_c-1/(4T_s)$。
- 所以， f_1和f_0的差等于$1/(2Ts)$。在8.2.1节已经证明，这是2FSK 信号的最小频率间隔。

2.MSK码元中波形的周期数

$$s_k(t) = \cos(\omega_c t + \frac{a_k \pi}{2T_s} t + \phi_k) \qquad (k-1)T_s < t \le kT_s$$

- **可以改写为**

$$s_k(t) = \begin{cases} \cos(2\pi f_1 t + \varphi_k), & \text{当} a_k = +1 \\ \cos(2\pi f_0 t + \varphi_k), & \text{当} a_k = -1 \end{cases} \qquad (k-1)T_s < t \le kT_s$$

- **式中** $f_1 = f_c + 1/(4T_s)$

  $f_0 = f_c - 1/(4T_s)$

- **由于MSK信号是一个正交2FSK信号，它应该满足正交条件，即**

$$\frac{\sin[(\omega_1 + \omega_0)T_s + 2\varphi_k]}{\omega_1 + \omega_0} + \frac{\sin[(\omega_1 - \omega_0)T_s + \varphi_k]}{\omega_1 - \omega_0} - \frac{\sin(2\varphi_k)}{(\omega_1 + \omega_0)} - \frac{\sin(0)}{(\omega_1 - \omega_0)} = 0$$

$$\frac{\sin[(\omega_1+\omega_0)T_s+2\varphi_k]}{\omega_1+\omega_0}+\frac{\sin[(\omega_1-\omega_0)T_s+\varphi_k]}{\omega_1-\omega_0}-\frac{\sin(2\varphi_k)}{(\omega_1+\omega_0)}-\frac{\sin(0)}{(\omega_1-\omega_0)}=0$$

- **上式左端4项应分别等于零，所以将第3项 $\sin(2\varphi_k)=0$ 的条件代入第1项**
- **得到要求** $\sin(2\omega_c T_s)=0$
- **即要求** $4\pi f_c T_s = n\pi,\qquad n=1,\ 2,\ 3,\ \ldots$
- **或** $T_s = n\dfrac{1}{4f_c}\qquad n=1,\ 2,\ 3,\ \ldots$
- **上式表示:**
  - **MSK信号每个码元持续时间Ts内包含的波形周期数必须是1 / 4周期的整数倍，即上式可以改写为**

$$f_c=\frac{n}{4T_s}=(N+\frac{m}{4})\frac{1}{T_s}$$

  - **式中，N — 正整数；m = 0, 1, 2, 3**

说明:

T_s是码元周期

f_c是载波频率

- 此时 $f_1 = f_c + \dfrac{1}{4T_s} = \left(N + \dfrac{m+1}{4}\right)\dfrac{1}{T_s}$

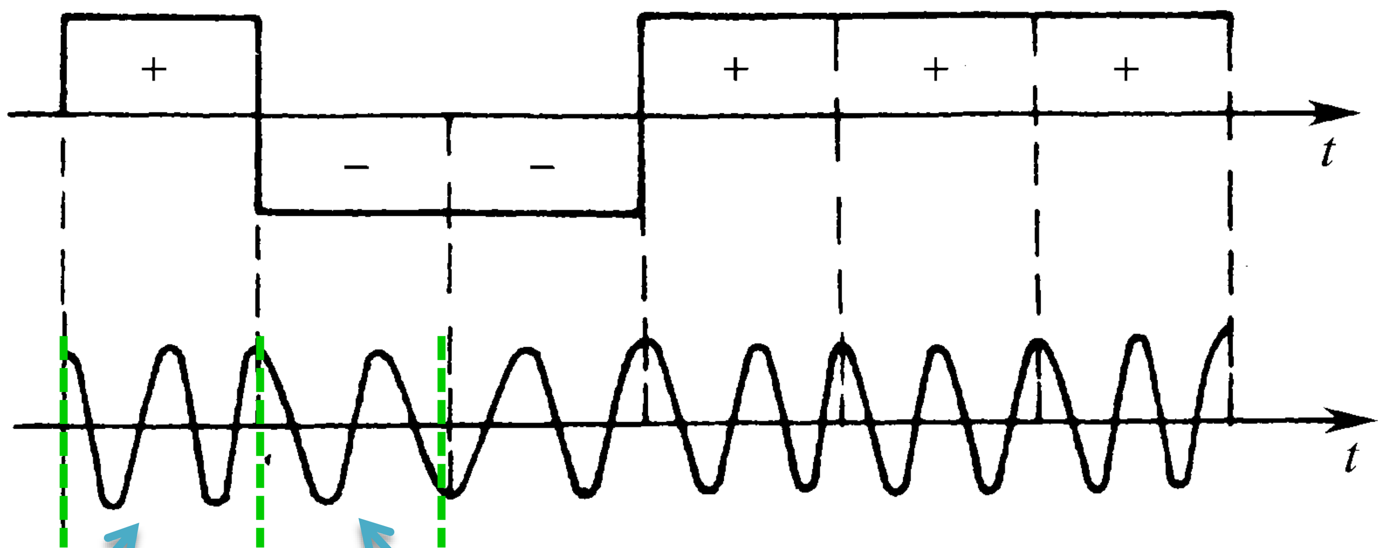
$$f_0 = f_c - \frac{1}{4T_s} = \left(N + \frac{m-1}{4}\right)\frac{1}{T_s}$$

- 由上式可以得知：$\boxed{T_s = \left(N + \dfrac{m+1}{4}\right)T_1 = \left(N + \dfrac{m-1}{4}\right)T_0}$
  - 式中，$T_1 = 1/f_1$；$T_0 = 1/f_0$

给出了一个码元持续时间Ts内包含的正弦波周期数。

- **由此式看出：**
- 无论两个信号频率f_1和f_0等于何值，这两种码元包含的正弦波数均**相差1/2个周期**。
- 如: 当$N = 1$，$m = 3$时，对于比特“1”和“0”，一个码元持续时间内分别有2个和1.5个正弦波周期。（见下图）

$N=1$，$m=3$



比特“1”:一个码元持续时间内有2个正弦波周期。

比特“0”:一个码元持续时间内有1.5个正弦波周期。

3. MSK信号的相位连续性

- 信号： $s_k(t)=\cos(\omega_c t+\frac{a_k\pi}{2T_s}t+\phi_k)\quad (k-1)T_s<t\le kT_s$

总相位

- 波形（相位）连续的一般条件：前一码元末尾的总相位等于后一码元开始时的总相位。
- 即要求 $\frac{a_{k-1}\pi}{2T_s}\cdot kT_s+\phi_{k-1}=\frac{a_k\pi}{2T_s}\cdot kT_s+\phi_k$
- 由上式可以容易地写出下列递归条件

$$\boxed{\phi_k=\phi_{k-1}+\frac{k\pi}{2}(a_{k-1}-a_k)=\begin{cases}\phi_{k-1}, & \text{当}a_k=a_{k\text{-}1}\text{时}\\ \phi_{k\text{-}1}\pm k\pi, & \text{当}a_k\neq a_{k\text{-}1}\text{时。}\end{cases}}$$

- 可以看出：
  - 第k个码元的相位：不仅和当前的输入有关，而且和前一码元的相位有关。
  - 即要求MSK信号的前后码元之间存在相关性。

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + \frac{k\pi}{2}(a_{k-1} - a_k) = \begin{cases} \varphi_{k-1}, & \text{当} a_k = a_{k-1} \text{时} \\ \varphi_{k-1} \pm k\pi, & \text{当} a_k \neq a_{k-1} \text{时。} \end{cases}$$

- **在用相干法接收时，可以假设φ_{k-1}的初始参考值等于0。这时，由上式可知**

$$\varphi_k = 0 \text{或} \pi, \qquad (\mathrm{mod} \quad 2\pi)$$

- **则信号表达式** $s_k(t) = \cos(\omega_c t + \boxed{\frac{a_k \pi}{2T_s} t + \phi_k})$

$$s_k(t) = \cos[\omega_c t + \theta_k(t)] \qquad (k-1)T_s < t \le kT_s$$

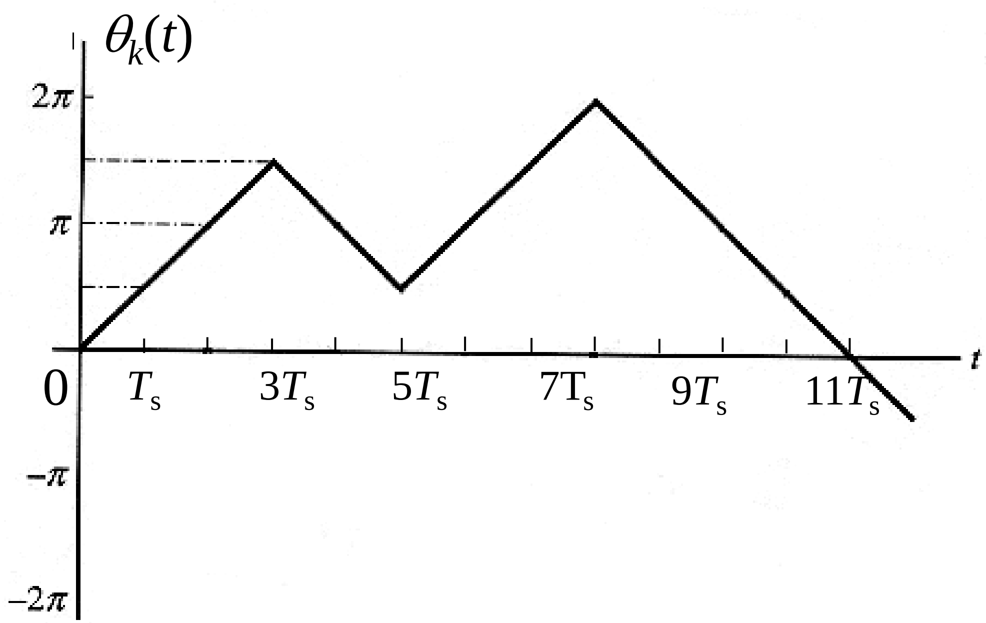
- **式中** $\theta_k(t) = \frac{a_k \pi}{2T_s} t + \varphi_k$
- $\theta_k(t)$**称作第k个码元的附加相位。**

$$\theta_k(t) = \frac{a_k \pi}{2T_s} t + \varphi_k$$

- 可见：
  - 在此码元持续时间内它是t的直线方程。
  - 在一个码元持续时间T_s内，它变化$a_k\pi/2$，即变化$\pm\pi/2$。
- 按照相位连续性的要求，在第k-1个码元的末尾，即当$t = (k\text{-}1)T_s$时，其附加相位$\theta_{k-1}(kT_s)$就应该是第k个码元的初始附加相位$\theta_k(kT_s)$。
- 所以，每经过一个码元持续时间，MSK码元的附加相位就改变$\pm\pi/2$：
  - 若a_k =+1，则第k个码元的附加相位增加$\pi/2$；
  - 若a_k = -1，则第k个码元的附加相位减小$\pi/2$。

附加相位$\theta_k(t)$的轨迹图

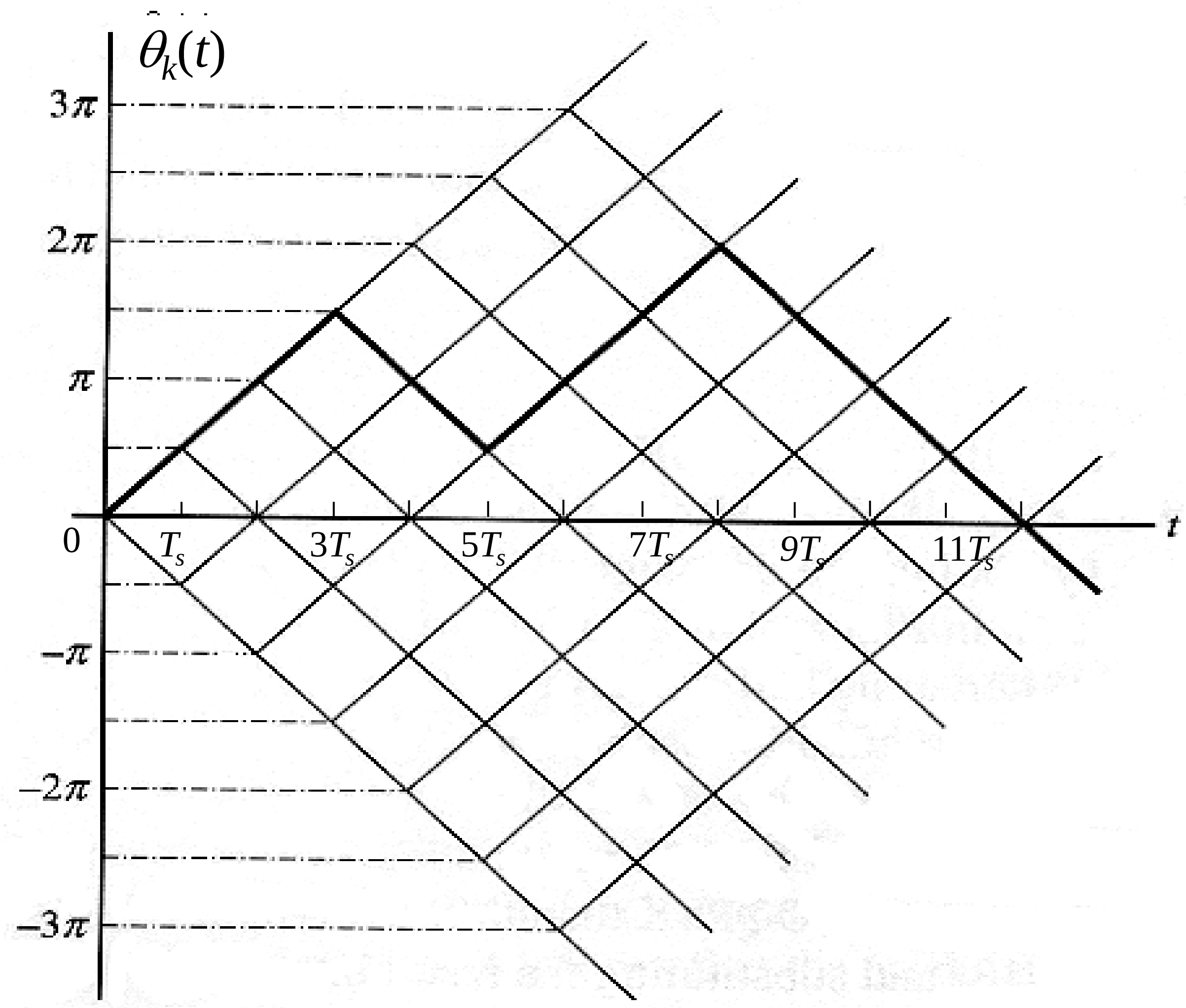
- **按照规律，可画出MSK信号附加相位$\theta_k(t)$的轨迹图：**



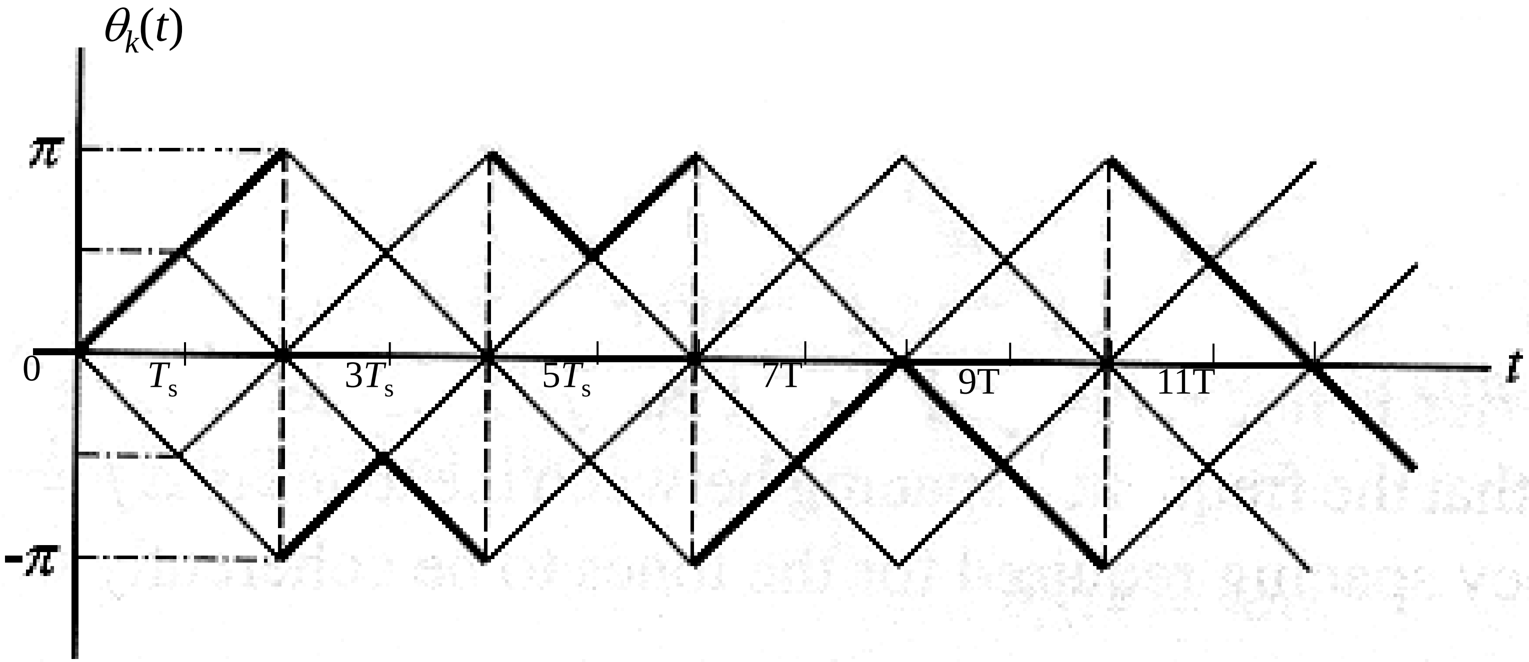
- **图中曲线所对应的输入数据序列是：**
  - $a_k = +1, +1, +1, -1, -1, +1, +1, +1, -1, -1, -1, -1, -1$

附加相位的全部可能路径图

-



模2π运算后的附加相位路径



4. MSK信号的正交表示法

- **下面将证明** $s_k(t)=\cos(\omega_c t+\frac{a_k\pi}{2T_s}t+\phi_k)$ **可以用频率为f_s的两个正交分量表示。**

- **将** $s_k(t)=\cos(\omega_c t+\frac{a_k\pi}{2T_s}t+\phi_k)\qquad (k-1)T_s<t\le kT_s$

- **用三角公式展开：**

$$s_k(t)=\cos(\frac{a_k\pi}{2T_s}t+\phi_k)\cos\omega_c t-\sin(\frac{a_k\pi}{2T_s}t+\phi_k)\sin\omega_c t$$

$$=\left(\cos\frac{a_k\pi t}{2T_s}\cos\phi_k-\sin\frac{a_k\pi t}{2T_s}\sin\phi_k\right)\cos\omega_c t$$

$$-\left(\sin\frac{a_k\pi t}{2T_s}\cos\phi_k+\cos\frac{a_k\pi t}{2T_s}\sin\phi_k\right)\sin\omega_c t$$

$$s_k(t)=\left(\cos\frac{a_k\pi t}{2T_s}\cos\phi_k-\sin\frac{a_k\pi t}{2T_s}\cancel{\sin\phi_k}\right)\cos\omega_c t-\left(\sin\frac{a_k\pi t}{2T_s}\cos\phi_k+\cos\frac{a_k\pi t}{2T_s}\cancel{\sin\phi_k}\right)\sin\omega_c t$$

- **考虑有** $\sin\varphi_k=0,\qquad \cos\varphi_k=\pm1$ ，**因为$\phi_k=0$或π**
- **以及**

$$a_k=\pm1,\quad \cos\frac{a_k\pi}{2T_s}t=\cos\frac{\pi t}{2T_s},\quad 及\ \sin\frac{a_k\pi}{2T_s}t=a_k\sin\frac{\pi t}{2T_s}$$

- **上式变成**

$$s_k(t)=\cos\phi_k\cos\frac{\pi t}{2T_s}\cos\omega_c t-a_k\cos\phi_k\sin\frac{\pi t}{2T_s}\sin\omega_c t$$

$$=p_k\cos\frac{\pi t}{2T_s}\cos\omega_c t-q_k\sin\frac{\pi t}{2T_s}\sin\omega_c t\qquad (k-1)T_s<t\le kT_s$$

- **式中**

$$p_k=\cos\varphi_k=\pm1\qquad q_k=a_k\cos\varphi_k=a_kp_k=\pm1$$

$$s_k(t) = p_k \cos\frac{\pi t}{2T_s}\cos\omega_c t - q_k \sin\frac{\pi t}{2T_s}\sin\omega_c t \qquad (k-1)T_s < t \le kT_s$$

- **上式表示：** **MSK信号的正交表示法**
- **此信号可以分解为同相（I）和正交（Q）分量两部分。**
  - **I分量：载波为**$\cos\omega_c t$**，**p_k**中包含输入码元信息，**$\cos(\pi t/2T_s)$**是其正弦形加权函数；**
  - **Q分量的载波为**$\sin\omega_c t$**，**q_k**中包含输入码元信息，**$\sin(\pi t/2T_s)$**是其正弦形加权函数**

讨论1 $s_k(t) = p_k \cos\frac{\pi t}{2T_s}\cos\omega_c t - q_k \sin\frac{\pi t}{2T_s}\sin\omega_c t$

- **虽然每个码元的持续时间为T_s，似乎p_k和q_k每T_s秒可以改变一次，但是p_k和q_k不可能同时改变。**
- **分析**
  - **（1）p_k何时改变?**

$$p_k = \cos\varphi_k = \pm 1$$

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + \frac{k\pi}{2}(a_{k-1} - a_k) = \begin{cases} \varphi_{k-1}, & \text{当} a_k = a_{k-1} \text{时} \\ \varphi_{k-1} \pm k\pi, & \text{当} a_k \neq a_{k-1} \text{时。} \end{cases}$$

  - **仅当$a_k \neq a_{k-1}$，且k为奇数时，p_k才可能改变。**
  - **但此时** $q_k = a_k \cos\varphi_k = a_k p_k = \pm 1$
  - **p_k和a_k同时改变时，q_k不改变；**

讨论1 续

$$s_k(t) = p_k \cos\frac{\pi t}{2T_s}\cos\omega_c t - q_k \sin\frac{\pi t}{2T_s}\sin\omega_c t$$

- （2） q_k何时改变?

$$q_k = a_k \cos\varphi_k = a_k p_k = \pm 1$$

- 只有p_k和a_k仅有一个改变时，q_k改变

p_k和a_k都不会改变

$$p_k = \cos\varphi_k = \pm 1$$

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + \frac{k\pi}{2}(a_{k-1} - a_k) = \begin{cases} \varphi_{k-1}, & 当a_k = a_{k-1}时 \\ \varphi_{k-1} \pm k\pi, & 当a_k \neq a_{k-1}时。 \end{cases}$$

- 仅当$a_k \neq a_{k-1}$，且k为偶数时，p_k不改变，q_k才改变。
- 换句话说，当k为奇数时，q_k不会改变。
- 所以两者不能同时改变。

当k为奇数时，p_k才可能改变
当k为偶数时，q_k才会改变

讨论2 $s_k(t)=p_k\cos\frac{\pi t}{2T_s}\cos\omega_c t-q_k\sin\frac{\pi t}{2T_s}\sin\omega_c t$

- 此外，对于第k个码元，它处于$(k\text{-}1)T_s < t \le kT_s$范围内，其起点是$(k - 1)Ts$。
- 由于k为奇数时p_k才可能改变，所以只有在起点为$2nT_s$ (n为整数)处，即cos($\pi t/2T_s$)的过零点处p_k才可能改变。
- 同理， q_k只能在sin ($\pi t/2T_s$)的过零点改变。
- 因此，加权函数cos($\pi t/2T_s$)和sin ($\pi t/2T_s$)都是正负符号不同的半个正弦波周期。这样就保证了波形的连续性。

MSK信号举例

$$s_k(t) = p_k \cos\frac{\pi t}{2T_s}\cos\omega_c t - q_k \sin\frac{\pi t}{2T_s}\sin\omega_c t$$

- **取值表**

k	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
t	$(-T_s, 0)$	$(0, T_s)$	$(T_s, 2T_s)$	$(2T_s, 3T_s)$	$(3T_s, 4T_s)$	$(4T_s, 5T_s)$	$(5T_s, 6T_s)$	$(6T_s, 7T_s)$	$(7T_s, 8T_s)$	$(8T_s, 9T_s)$
a_k	+1	+1	-1	+1	-1	-1	+1	+1	-1	＋1
b_k	+1	+1	-1	-1	+1	-1	-1	-1	+1	+1
φ_k	0	0	0	π	π	π	π	π	π	0
p_k	+1	+1	+1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	+1
q_k	+1	+1	-1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	+1

开始

- 设k = 0时为初始状态，输入序列为a_k。
- 由此例可以看出，p_k和q_k不可能同时改变符号。

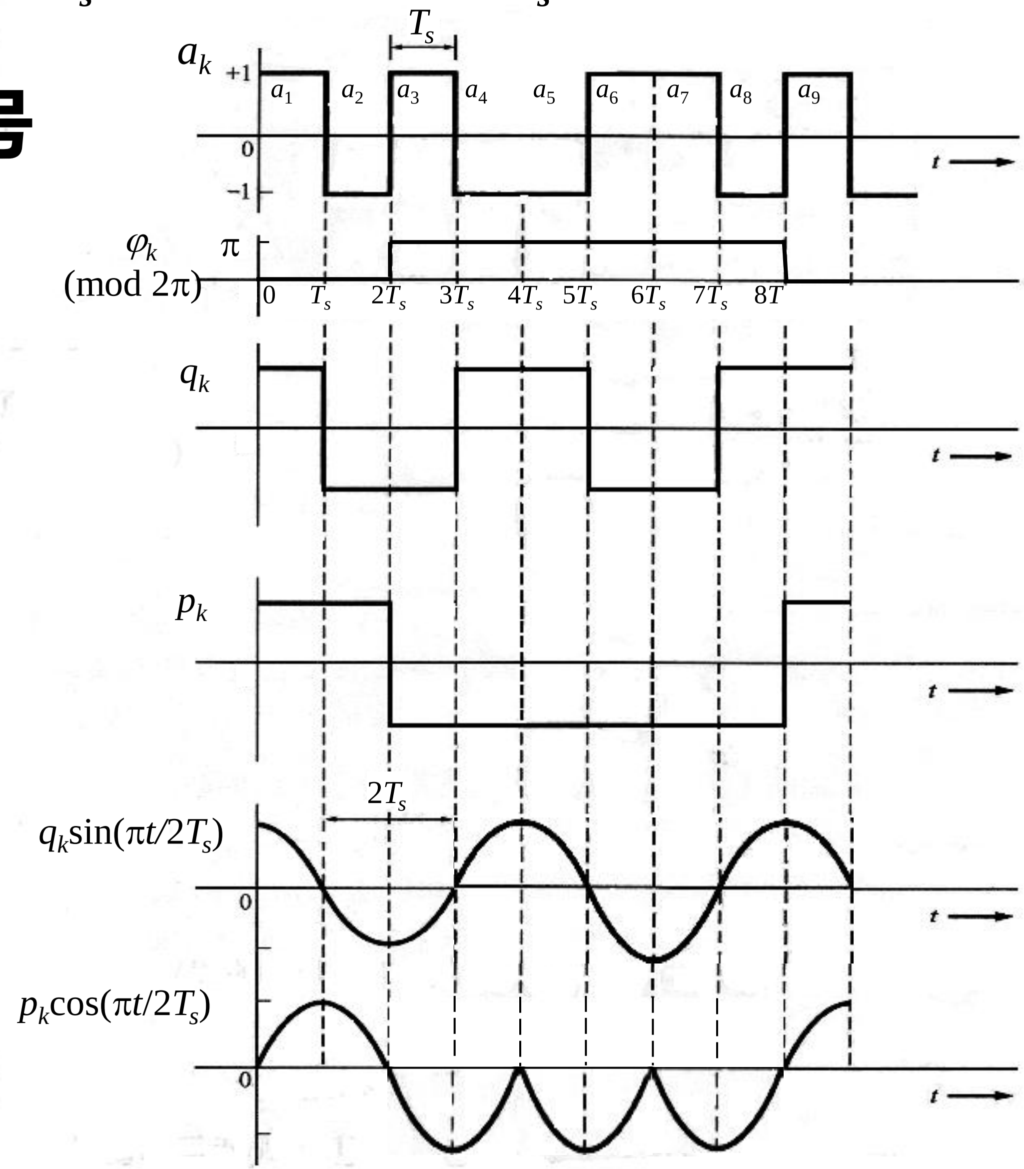
波形图

$$s_k(t) = p_k \cos\frac{\pi t}{2T_s}\cos\omega_c t - q_k \sin\frac{\pi t}{2T_s}\sin\omega_c t$$

由图可见，MSK信号波形相当于一种特殊的QPSK信号波形

其正交的两路码元也是偏置的

特殊之处主要在于其包络是正弦形，而不是矩形。



第8章 新型数字带通调制技术

- 8.1 正交振幅调制(QAM)
- 8.2 最小频移键控和高斯最小频移键控
- 8.3 正交频分复用

8.2.1 正交2FSK信号的最小频率间隔

8.2.2 MSK信号的基本原理

8.2.3 MSK信号的产生和解调

8.2.4 MSK信号的功率谱

8.2.5 MSK信号的误码率性能

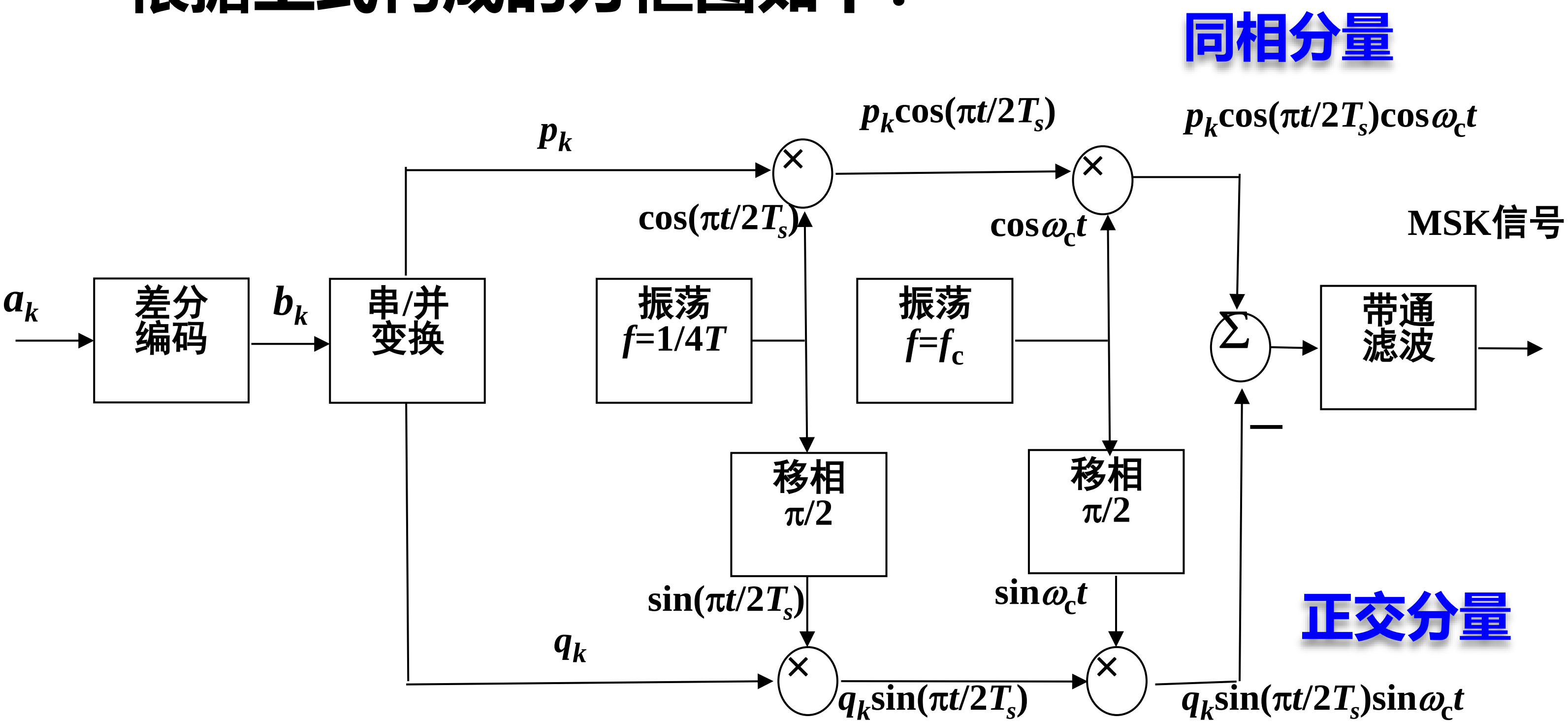
8.2.6 高斯最小频移键控

1. MSK信号的产生方法

- 已知：MSK信号可以用两个**正交的分量**表示：

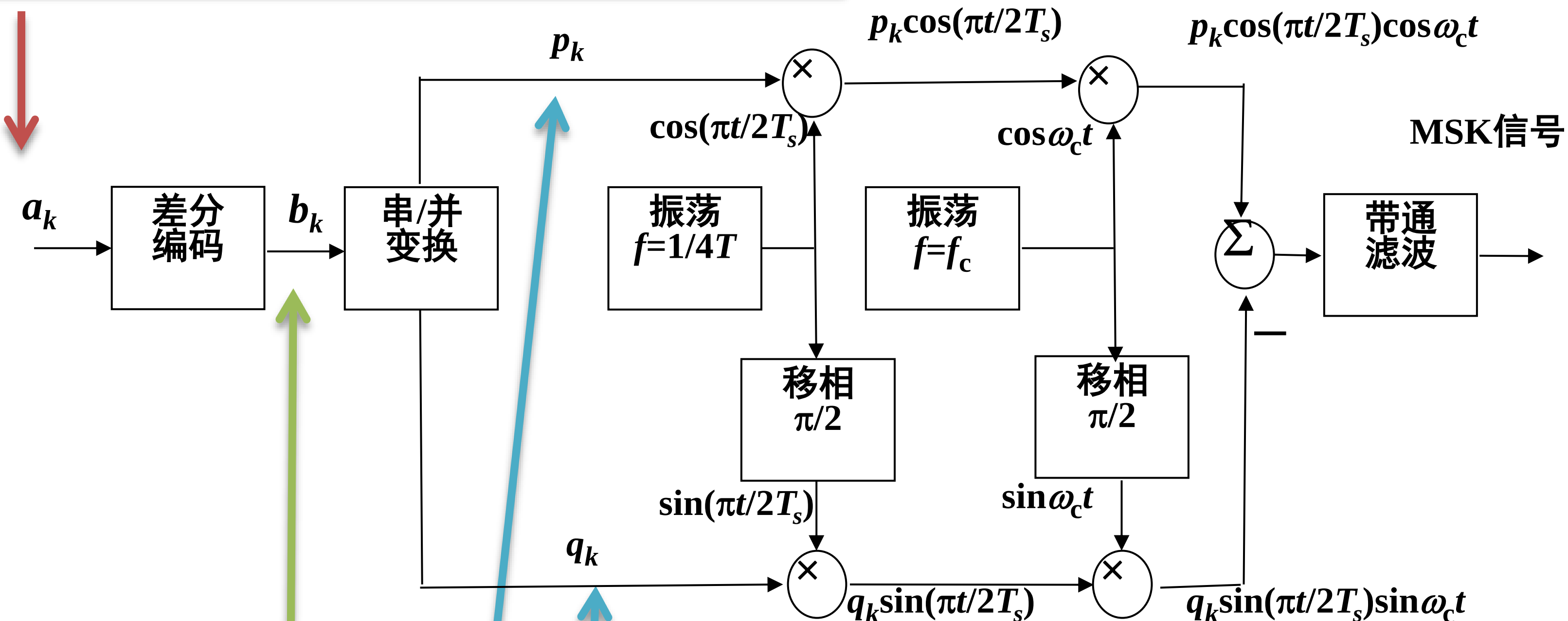
$$s_k(t) = p_k \cos\frac{\pi t}{2T_s}\cos\omega_c t - q_k \sin\frac{\pi t}{2T_s}\sin\omega_c t \qquad (k-1)T_s < t \le kT_s$$

- 根据上式构成的方框图如下：



方框图原理举例说明

输入序列：$a_k = a_1, a_2, a_3, a_4, \ldots$
$= +1, -1, +1, -1, -1, +1, +1, -1, +1$



差分编码后：$b_k = b_1, b_2, b_3, b_4, \ldots = +1, -1, -1, +1, -1, -1, -1, +1, +1$

串/并变换，分成p_k支路和q_k支路：
$b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, \ldots = p_1, q_2, p_3, q_4, p_5, q_6, \ldots$

串/并变换，分成p_k支路和q_k支路：
$b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, \ \ldots = p_1, q_2, p_3, q_4, p_5, q_6, \ldots$

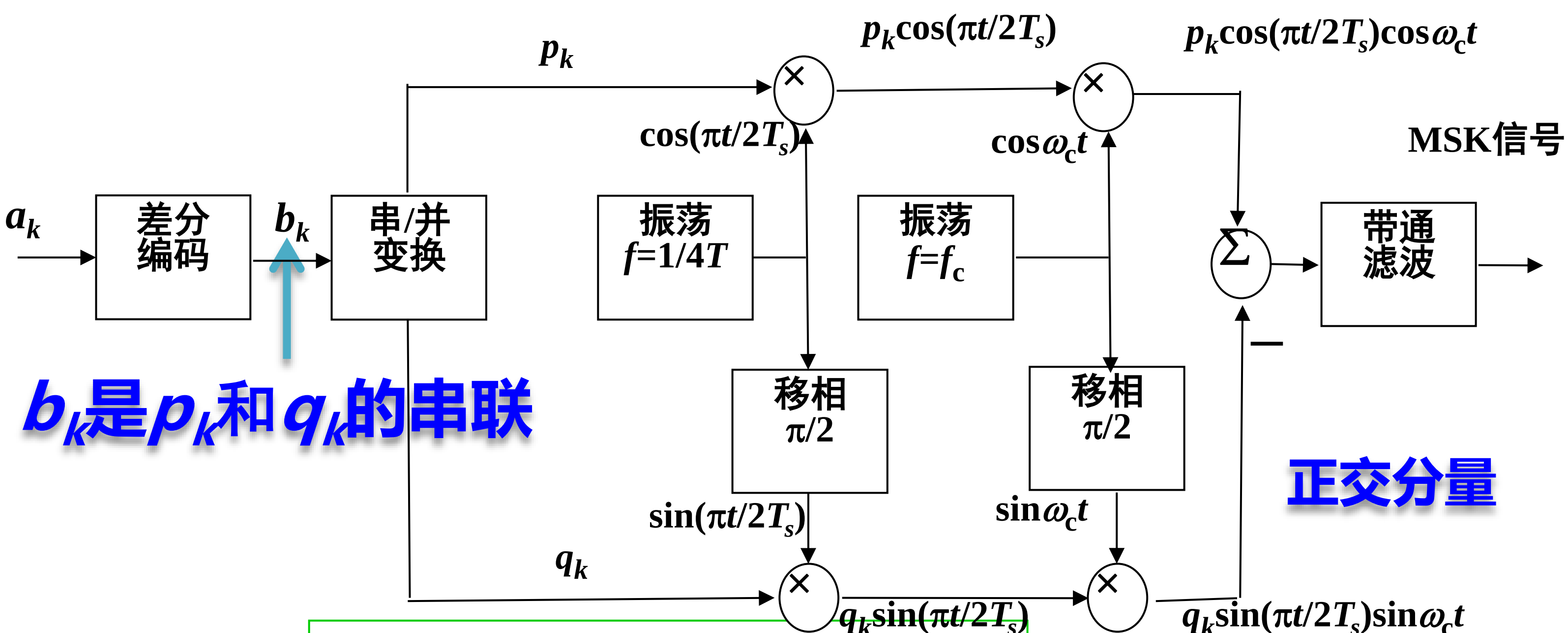
- 已知：串/并变换输出的**支路码元长度为输入码元长度的两倍**
- 若仍然采用原来的序号k，将支路第k个**码元长度仍当作为T_s**，则可以写成

$$b_1 = p_1 = p_2, \quad b_2 = q_2, = q_3 \quad b_3 = p_3 = p_4, \quad b_4 = q_4 = q_5, \cdots$$

- 这里的p_k和q_k的长度仍是原来的T_s。换句话说，因为$p_1 = p_2 = b_1$，所以由**p_1和p_2构成一个长度等于$2T_s$的取值为b_1的码元**。
- p_k和q_k再经过两次相乘，就能合成MSK信号了。

$$p_k = \cos\varphi_k = \pm 1$$

同相分量



b_k是p_k和q_k的串联

正交分量

$$q_k = a_k\cos\varphi_k = a_k p_k = \pm 1$$

问题： a_k和b_k之间是差分编码关系吗？？

a_k和b_k之间是差分编码关系的证明

- **分析**：按差分编码定义，需证明仅当输入为“-1”时，b_k变号
- 而b_k由$p_1, q_2, p_3, q_4, \dots p_{k-1}, q_k, p_{k+1}, q_{k+2}, \dots$组成
- → 即要证明当输入码元为“-1”时，$q_k = -p_{k-1}$，或$p_k = -q_{k-1}$。

- **证明**：（1）当k为偶数时
- 由$b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, \dots = p_1, q_2, p_3, q_4, p_5, q_6, \dots$可知：
- k为偶数时，串并变换输出的两路码元分别为：
  - $q_k = b_k$ → 此路为当前输出 →证明此路满足差分要求
  - $p_k = p_{k-1} = b_{k-1}$ →此路维持前一时刻输出

证明：k为偶数时输出满足差分关系

- **由相位递归条件**

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + \frac{k\pi}{2}(a_{k-1} - a_k) = \begin{cases} \varphi_{k-1}, & \text{当} a_k = a_{k-1} \text{时} \\ \varphi_{k-1} \pm k\pi, & \text{当} a_k \neq a_{k-1} \text{时。} \end{cases}$$

- **和正交表示式** $q_k = a_k \cos\varphi_k = a_k p_k = \pm 1$
- **并将$p_k = p_{k-1}$代入**
- **得到** $q_k = a_k p_k = a_k p_{k-1}$
- **所以，当且仅当$a_k = -1$时，$q_k = -p_{k-1}$，即b_k变号。**

(2)当k为奇数时

- 由 $b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, \ldots = p_1, q_2, p_3, q_4, p_5, q_6, \ldots$知此时对应右端中码元为$p_k$。
- 由递归条件

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + \frac{k\pi}{2}(a_{k-1} - a_k) = \begin{cases} \varphi_{k-1}, & \text{当}a_k = a_{k-1}\text{时} \\ \varphi_{k\text{-}1} \pm k\pi, & \text{当}a_k \neq a_{k-1}\text{时。} \end{cases}$$

- 可知此时若a_k变号，则φ_k改变π，即p_k变号，否则p_k不变号，故有

$$p_k = (a_k \cdot a_{k-1})p_{k-1} = a_k(a_{k-1}p_{k-1}) = a_k q_{k-1}$$

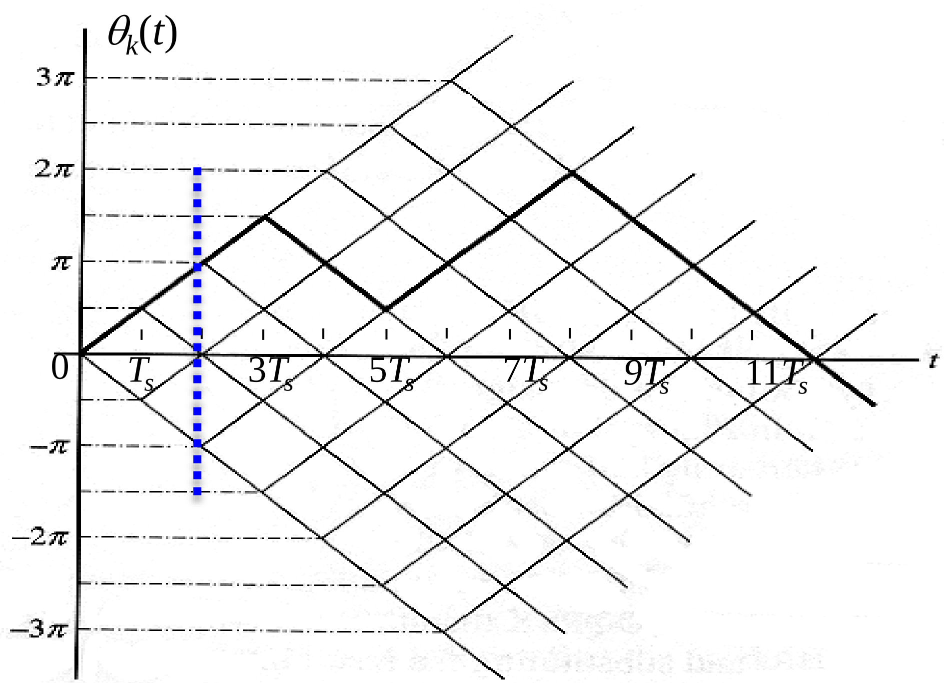
- 将a_k = -1代入上式，得到
- $$p_k = \text{-}q_{k\,\text{-}\,1}$$
- 上面证明了a_k和b_k之间是差分编码关系。

2. MSK信号的解调方法

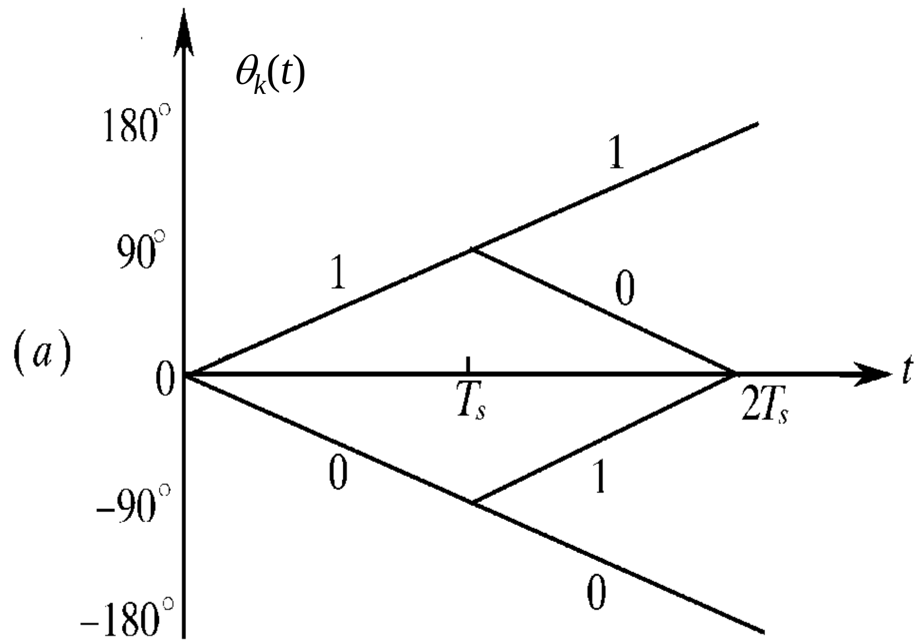
- **MSK是2FSK，故进行相干和不相干解调，此外还有延时判决相干解调法的原理**

现在先考察$k=1$和$k=2$的两个码元。设$\varphi_1(t)=0$，

则由下图可知，在$t = 2T$时，$\theta_k(\mathrm{t})$的相位可能为0或$\pm\pi$



- 在$t = 2T$时，$\theta_k(t)$的放大画出如下：



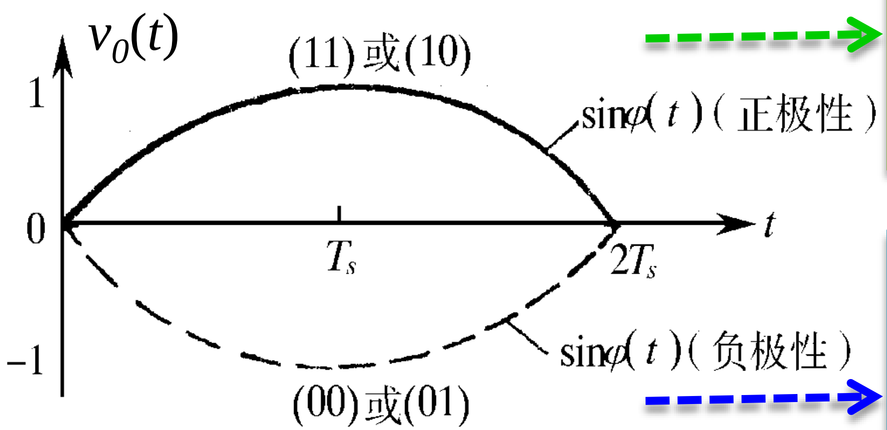
- **在解调时，若用$\cos(\omega_c t + \pi/2)$作为相干载波与此信号相乘，则得到**

$$\cos[\omega_c t+\theta_k(t)]\ \cos(\omega_c t+\pi/2)\ =\frac{1}{2}\cos[\theta_k(t)-\frac{\pi}{2}]+\cancel{\frac{1}{2}\cos[2\omega_c t+\theta_k(t)+\frac{\pi}{2}]}$$

- **上式中右端第二项的频率为$2\omega_c$。将它用低通滤波器滤除，并省略掉常数(1/2)后，得到输出电压**

$$v_0=\cos[\theta_k(t)-\frac{\pi}{2}]=\sin\theta_k(t)$$

- 按照输入码元a_k的取值不同，输出电压v_0的轨迹图如下：



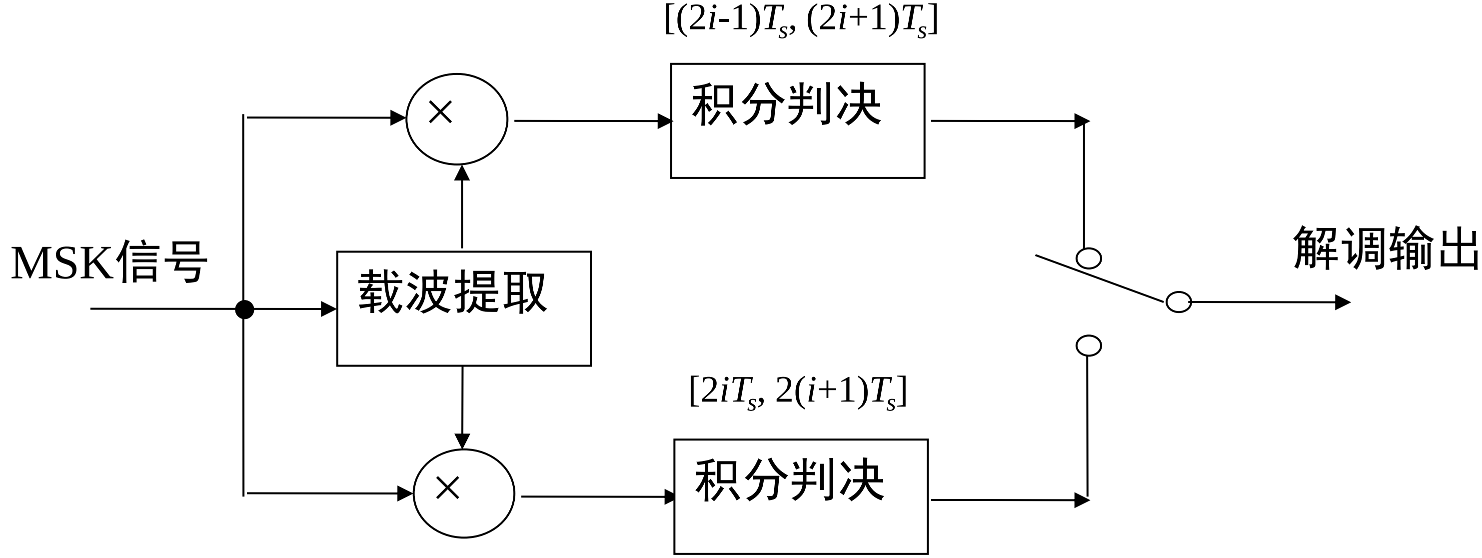
若输入两码元为“+1, +1”或“+1, -1”，则$\theta_k(t)$的值在$0 < t \le 2T_s$期间始终为正。

若输入的一对码元为“-1, +1”或“-1, -1”，则$\theta_k(t)$的值始终为负。

- 因此，若在此$2T_s$期间对上式积分，则：
  - 积分结果为**正值**时，说明**第1个**接收码元为“+1”；
  - 积分结果为**负值**，则说明**第1个**接收码元为“-1”

按照此法，在$T_s < t \le 3T_s$期间积分，就能判断**第2个**接收码元的值，依此类推。

- 用这种方法解调，由于利用了**前后两个码元的信息对于前一个码元作判决**，故可以提高数据接收的可靠性。
- **MSK信号延迟解调法方框图**



- 图中两个积分判决器的**积分时间长度均为$2T_s$**，但是**错开时间T_s**。上支路的积分判决器先给出第$2i$个码元输出，然后下支路给出第$(2i+1)$个码元输出。

第8章 新型数字带通调制技术

- 8.1 正交振幅调制(QAM)
- 8.2 最小频移键控和高斯最小频移键控
- 8.3 正交频分复用

8.2.1 正交2FSK信号的最小频率间隔

8.2.2 MSK信号的基本原理

8.2.3 MSK信号的产生和解调

8.2.4 MSK信号的功率谱

8.2.5 MSK信号的误码率性能

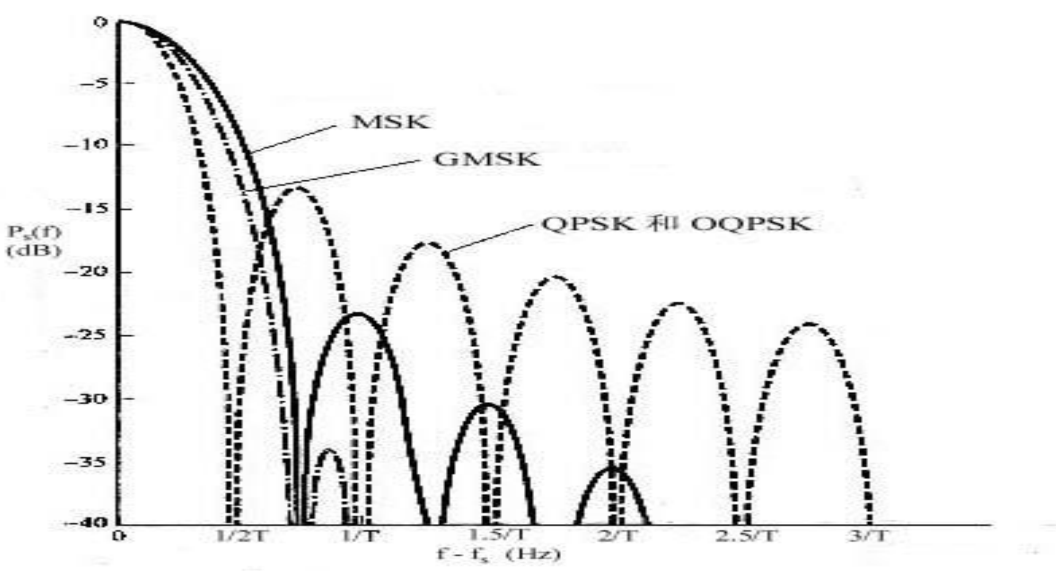
8.2.6 高斯最小频移键控

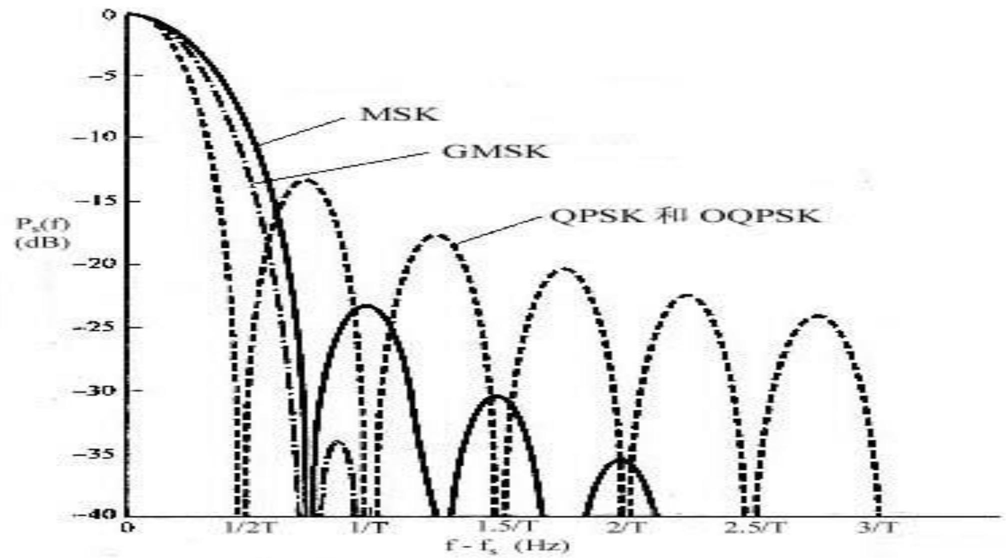
8.2.4 MSK信号的功率谱

- MSK信号的**归一化（平均功率 = 1 W时）单边功率谱密度$P_s(f)$**的计算结果如下

$$P_s(f)=\frac{32T_s}{\pi^2}\left[\frac{\cos 2\pi(f-f_s)T_s}{1-16(f-f_s)^2T_s^2}\right]^2$$

- 按照上式画出的曲线在下图中用实线示出。应当注意，图中横坐标是**以载频为中心**画的，即横坐标代表频率$(f-f_s)$。





- 由此图可见，与QPSK和OQPSK信号相比：MSK信号的功率谱密度更为集中，即其旁瓣下降得更快。故它对于相邻频道的干扰较小。

- **计算表明，包含90%信号功率的带宽B近似值如下：**
  - **对于QPSK、OQPSK、MSK：** $B \cong 1/T_s$ Hz;
  - **对于BPSK：** $B \cong 2/T_s$ Hz;
- **而包含99%信号功率的带宽近似值为：**
  - **对于 MSK：** $B \cong 1.2/T_s$ Hz
  - **对于 QPSK及OPQSK：** $B \cong 6/T_s$ Hz
  - **对于 BPSK：** $B \cong 9/T_s$ Hz
- **由此可见，MSK信号的带外功率下降非常快。**

第8章 新型数字带通调制技术

- 8.1 正交振幅调制(QAM)
- 8.2 最小频移键控和高斯最小频移键控
- 8.3 正交频分复用

8.2.1 正交2FSK信号的最小频率间隔

8.2.2 MSK信号的基本原理

8.2.3 MSK信号的产生和解调

8.2.4 MSK信号的功率谱

8.2.5 MSK信号的误码率性能

8.2.6 高斯最小频移键控

8.2.5 MSK信号的误码率性能

- MSK信号是用极性相反的半个正（余）弦波形去调制两个正交的载波。
- 因此，当用匹配滤波器分别接收每个正交分量时，MSK信号的误比特率性能和2PSK、QPSK及OQPSK等的性能一样。
- 但是，若把它当作FSK信号用相干解调法在每个码元持续时间Ts内解调，则其性能将比2PSK信号的性能差3dB。

第8章 新型数字带通调制技术

- 8.1 正交振幅调制(QAM)
- 8.2 最小频移键控和高斯最小频移键控
- 8.3 正交频分复用

8.2.1 正交2FSK信号的最小频率间隔

8.2.2 MSK信号的基本原理

8.2.3 MSK信号的产生和解调

8.2.4 MSK信号的功率谱

8.2.5 MSK信号的误码率性能

8.2.6 高斯最小频移键控

8.2.6 高斯最小频移键控

- 在进行MSK调制前将**矩形信号脉冲先通过一个高斯型的低通滤波器**。这样的体制称为**高斯最小频移键控(GMSK)**。
- 此高斯型低通滤波器的频率特性表示式为：

$$H(f) = \exp[-(\ln 2/2)(f/B)^2]$$

  - 式中，B - 滤波器的3 dB带宽。
- 将上式作逆傅里叶变换，得到此滤波器的冲激响应h(t)：

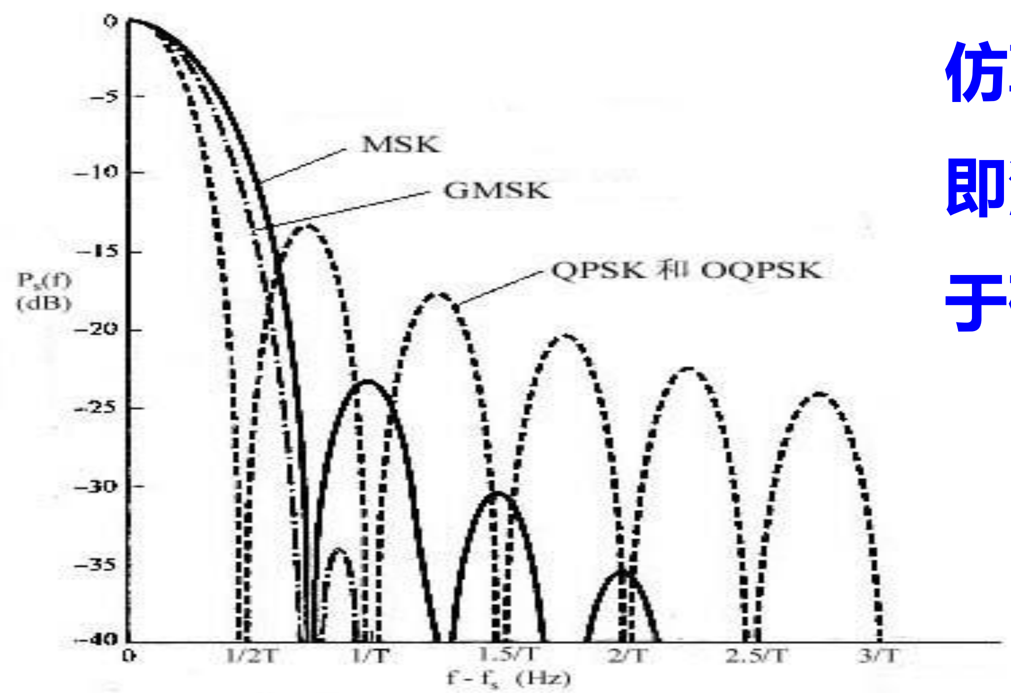
$$h(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha}\exp\left(-\frac{\pi}{\alpha}t\right)^2$$

  - 式中

$$\alpha = \sqrt{\frac{\ln 2}{2}}\frac{1}{B}$$

- 由于h(t)为高斯特性，故称为高斯型滤波器。

- GMSK信号的功率谱密度很难分析计算，用计算机仿真方法得到的结果也示于图中



仿真时采用的BT_s = 0.3，即滤波器的3 dB带宽B等于码元速率的0.3倍。

- **GMSK应用**：
  - 在GSM制的蜂窝网中就是采用$BT_s = 0.3$的GMSK调制
  - 这是为了得到更大的用户容量，因为在那里对带外辐射的要求非常严格。
- **GMSK体制的缺点**：
  - 是有码间串扰。BT_s值越小，码间串扰越大。

第8章 新型数字带通调制技术

- 8.1 正交振幅调制(QAM)
- 8.2 最小频移键控和高斯最小频移键控
- 8.3 正交频分复用

8.3.1 概述

- 回顾：前述调制，都是采用一个正弦型振荡作为载波，将基带调制到载波上。
- 若信道不理想，很难保持理想传输特性时，会产生严重的信号失真和码间串扰。如：
  - 短波无线信道
  - 低速的数字信道
- 解决：
  - 均衡
  - 采用多载波，将信道分成多个子信道。

单载波调制&多载波调制

单载波体制：

码元持续时间 T_s短，

但占用带宽B大；

由于信道特性

|C(f)|不理想，产生码间串扰。

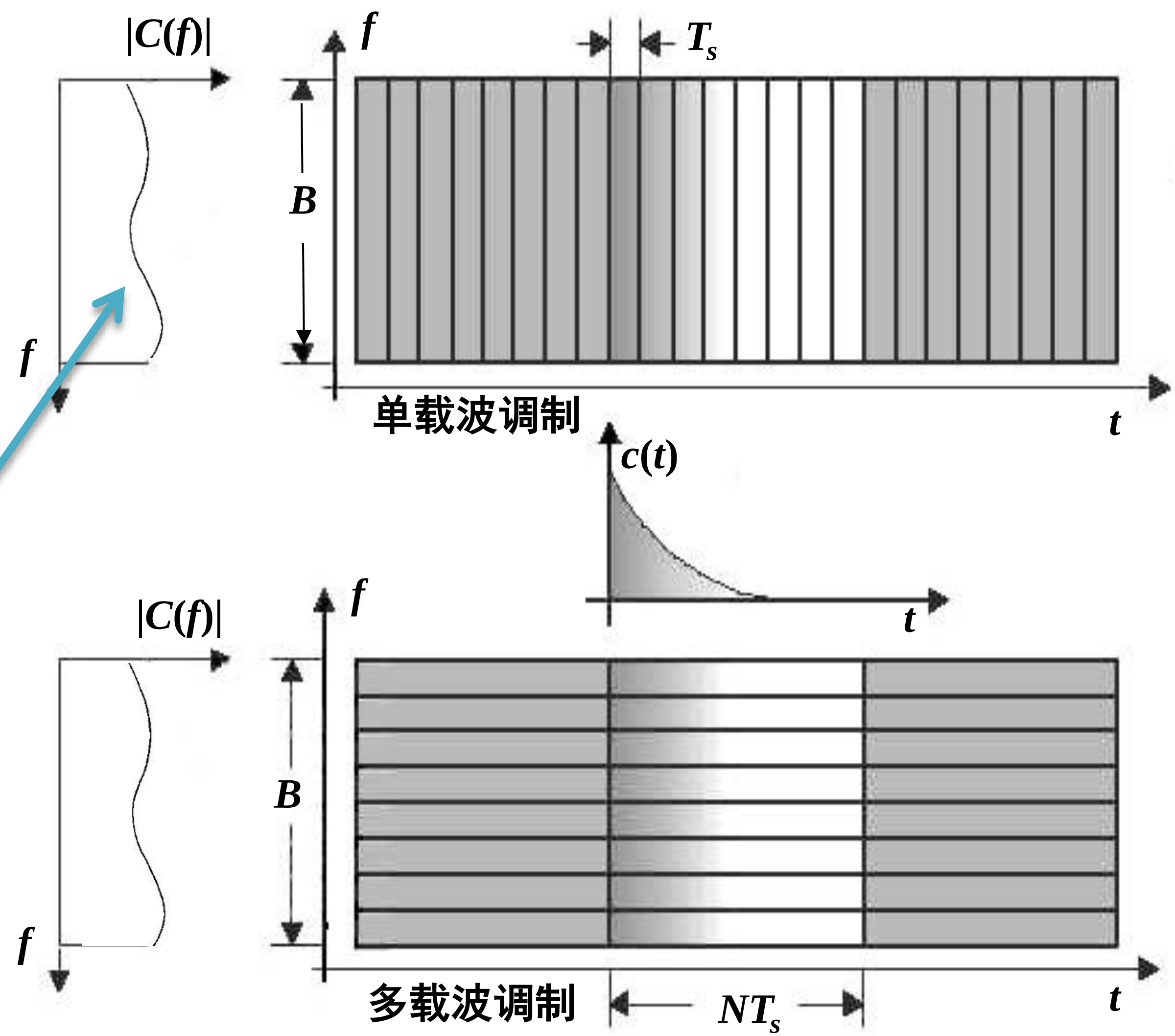


图8-12 13 多载波调制原理

单载波调制&多载波调制

多载波体制：

将信道分成**许多子信道**。

假设有10个子信道，则每个载波的调制码元速率将降低至1/10，每个子信道的带宽也随之减小为1/10

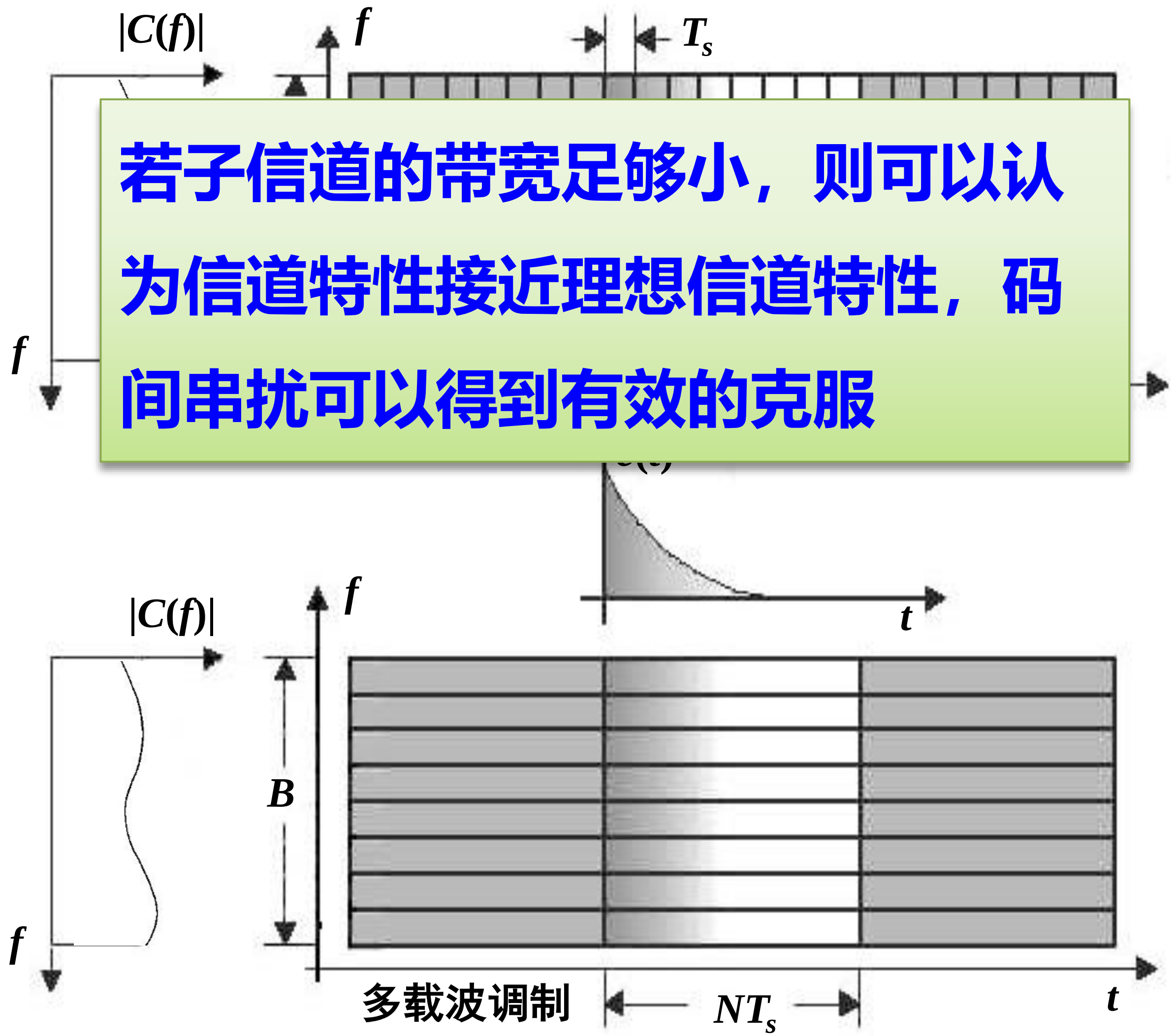


图8-12 13 多载波调制原理

正交频分复用(OFDM)

- **OFDM：一类多载波并行调制体制**
- **OFDM的特点:**
  - 为了提高频率利用率和增大传输速率，各路子载波的已调信号频谱有部分重叠；
  - 各路已调信号是严格正交的，以便接收端能完全地分离各路信号；
  - 每路子载波的调制是多进制调制；
  - 每路子载波的调制制度可以不同，根据各个子载波处信道特性的优劣不同采用不同的体制。如：2DPSK和256QAM分别用于不同信道。此外，还可以自适应地改变调制体制以适应信道特性的变化。

正交频分复用(OFDM)

- **OFDM的应用**：
  - 广泛应用于非对称数字用户环路（ADSL）、高清电视信号传输（HDTV）、WLAN、WWAN、蜂窝网
- **OFDM的缺点**：
  - 对信道产生的频率偏移和相位噪声很敏感；
  - 信号峰值功率和平均功率的比值较大，这将会降低射频功率放大器的效率。

8.3.2 OFDM的基本原理

- **表示式**
  - 设在一个OFDM系统中有N个子信道，每个子信道采用的子载波为

$$x_k(t) = B_k \cos(2\pi f_k t + \varphi_k) \qquad k = 0,\ 1,\ \cdots,\ N-1$$

B_k - 第k路子载波的振幅，它受基带码元的调制

f_k - 第k路子载波的频率

φ_k - 第k路子载波的初始相位

  - 则在此系统中的N路子信号之和可以表示为

$$s(t)=\sum_{k=0}^{N-1} x_k(t) = \sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos(2\pi f_k t + \varphi_k)$$

$$s(t)=\sum_{k=0}^{N-1} x_k(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \boxed{\overset{\text{实数}}{B_k}}\cos(2\pi f_k t+\varphi_k) \xRightarrow{\text{改写}} s(t)=\sum_{k=0}^{N-1} \boxed{\overset{\text{复数}}{\boldsymbol{B}_k}} e^{j2\pi f_k t+\varphi_k}$$

- **改写后，** $\boldsymbol{B_k}$**是复数，第**$\boldsymbol{k}$**路子信道的复输入数据。**
- **因此，上式右端是一个复函数。但是，物理信号** $\boldsymbol{s(t)}$**是实函数。**
- **所以，若希望用上式的形式表示一个实函数，式中的输入复数据**$\boldsymbol{B_k}$**应该使上式右端的虚部等于零。**
- **如何做到这一点，将在以后讨论。**

正交条件

- 为了使这N路子信道信号在接收时能够完全分离，要求它们满足**正交条件**。
- 在码元持续时间Ts内任意两个子载波都正交的条件是：

$$\boxed{\int_0^T \cos(2\pi f_k t+\varphi_k)\cos(2\pi f_i t+\varphi_i)dt=0}$$

  - 上式可以用三角公式改写成

$$\int_0^T \cos(2\pi f_k t+\phi_k)\cos(2\pi f_i t+\phi_i)dt$$

$$=\frac{1}{2}\int_0^T \cos[(2\pi(f_k-f_i)t+\phi_k-\phi_i]dt$$

$$+\frac{1}{2}\int_0^T \cos[(2\pi(f_k+f_i)t+\phi_k+\phi_i)dt=0$$

- **它的积分结果为**

$$\frac{\sin\left[2\pi(f_k+f_i)T_s+\phi_k+\phi_i\right]}{2\pi(f_k+f_i)}+\frac{\sin\left[2\pi(f_k-f_i)T_s+\phi_k-\phi_i\right]}{2\pi(f_k-f_i)}$$

$$-\frac{\sin\left(\phi_k+\phi_i\right)}{2\pi(f_k+f_i)}-\frac{\sin\left(\phi_k-\phi_i\right)}{2\pi(f_k-f_i)}=0$$

- **令上式等于0的条件是：**

$$(f_k+f_i)T_s=m \qquad 和 \qquad (f_k-f_i)T_s=n$$

其中m = 整数和n = 整数；并且φ_k和φ_i可以取任意值。

$$(f_k + f_i)T_s = m \quad 和 \quad (f_k - f_i)T_s = n$$

- **由上式解出，要求**

$$f_k = (m + n)/2T_s, \quad f_i = (m - n)/2T_s$$

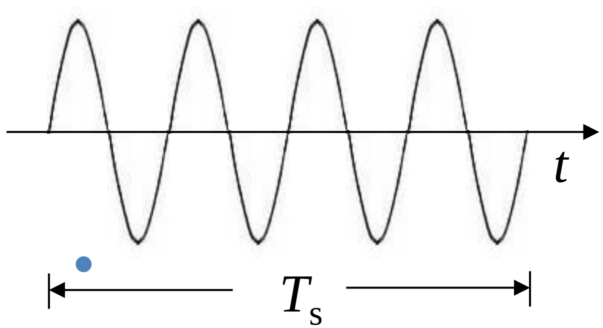
- **即要求:**
  - **子载频满足 $f_k = k/2T_s$，式中 k = 整数;**
  - **且要求子载频间隔$\Delta f = f_k - f_i = n/T_s$,**
- **故要求的最小子载频间隔为**

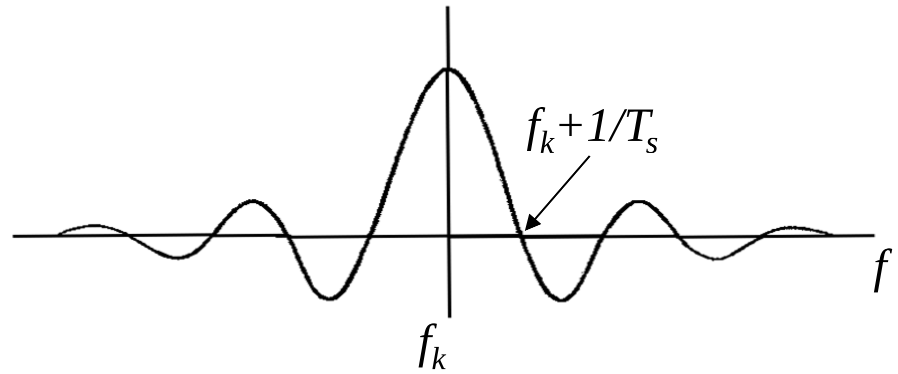
$$\Delta f_{min} = 1/T_s$$

- **这就是子载频正交的条件。**

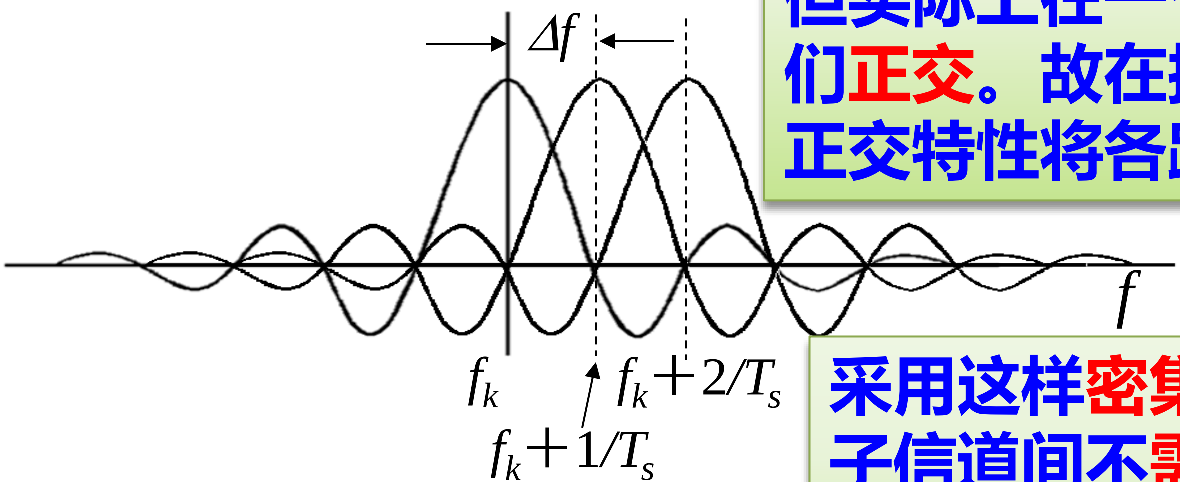
OFDM的频域特性

- 设在一个子信道中，子载波的频率为f_k、码元持续时间为T_s，则此码元的波形和其频谱密度画出如下图：





- 在OFDM中，各相邻子载波的频率间隔等于最小容许间隔 $\Delta f = 1/T_s$
- 故各子载波合成后的频谱密度曲线如下图



由图看，各路子载波的频谱重叠，但实际上在一个码元持续时间内它们正交。故在接收端很容易利用此正交特性将各路子载波分离开。

采用这样密集的子载频，并且在子信道间不需要保护频带间隔，因此能够充分利用频带。这是OFDM的一大优点。

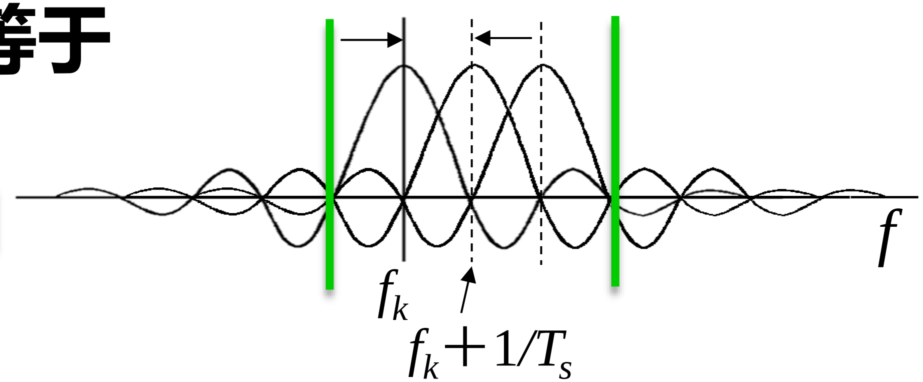
- 在子载波受调制后，若采用的是BPSK、QPSK、4QAM、64QAM等类调制制度，则**其各路频谱的位置和形状没有改变**，仅**幅度和相位有变化**，故仍保持其正交性，因为φ_k和φ_i可以取任意值而不影响正交性。

- **各路子载波的调制制度可以不同**，按照各个子载波所处频段的信道特性采用不同的调制制度，并且可以**随信道特性的变化而改变**，具有很大的灵活性。这是OFDM体制的又一个重要优点。

OFDM体制的频带利用率

- 设一OFDM系统中共有N路子载波，子信道码元持续时间为Ts，每路子载波均采用M 进制的调制，则它占用的频带宽度等于

$$B_{OFDM} = \frac{N+1}{T_s}$$



- 频带利用率为单位带宽传输的比特率：

$$\eta_{B/OFDM} = \underbrace{\frac{N\log_2 M}{T_s}}_{\text{比特率}} \cdot \frac{1}{B_{OFDM}} = \frac{N}{N+1}\log_2 M$$

- 当N很大时，$\eta_{B/OFDM} \approx \log_2 M$

- 若用单个载波的M 进制码元传输，为得到相同的传输速率，则码元持续时间应缩短为(T_s/N)，而占用带宽等于$(2N/T_s)$
- 故单载波时的频带利用率为

$$\eta_{B/M} = \frac{N\log_2 M}{T_s}\cdot\boxed{\frac{T_s}{2N}} = \frac{1}{2}\log_2 M$$

- 结论：
- OFDM和单载波体制相比，频带利用率大约增至两倍。

8.3.3 OFDM的实现：以MQAM调制为例

- **复习DFT公式**
- **设一个时间信号s(t)的抽样函数为s(k)，其中k = 0, 1, 2, … , K– 1，则s(k)的离散傅里叶变换(DFT)定义为：**

$$\boldsymbol{S}(n) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} s(k) e^{-j(2\pi/K)nk} \qquad (n = 0,\ 1,\ 2,\ \cdots,\ K-1)$$

- **并且S(n)的逆离散傅里叶变换(IDFT)为：**

$$s(k) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{n=0}^{K-1} \boldsymbol{S}(n) e^{j(2\pi/K)nk} \qquad (k = 0,\ 1,\ 2,\ \cdots,\ K-1)$$

- 若信号的抽样函数$s(k)$是**实函数**，则其K点DFT的值$S(n)$一定满足对称性条件：

$$\boldsymbol{S}(K-k-1)=\boldsymbol{S}^*(k) \qquad (k=0,\ 1,\ 2,\ \cdots,\ K-1)$$

  - 式中$S^*(k)$是$S(k)$的复共轭。

- 现在，令OFDM信号的$\varphi_k=0$，则式

$$s(t)=\sum_{k=0}^{N-1}\boldsymbol{B}_k e^{j2\pi f_k t+\varphi_k}$$

$$\Downarrow$$

$$s(t)=\sum_{k=0}^{N-1}\boldsymbol{B}_k e^{j2\pi f_k t}$$

比较：

OFDM：$s(t)=\sum_{k=0}^{N-1} B_k e^{j2\pi f_k t}$ IDFT：$s(k)=\frac{1}{\sqrt{K}}\sum_{n=0}^{K-1} S(n)e^{j(2\pi/K)nk}$

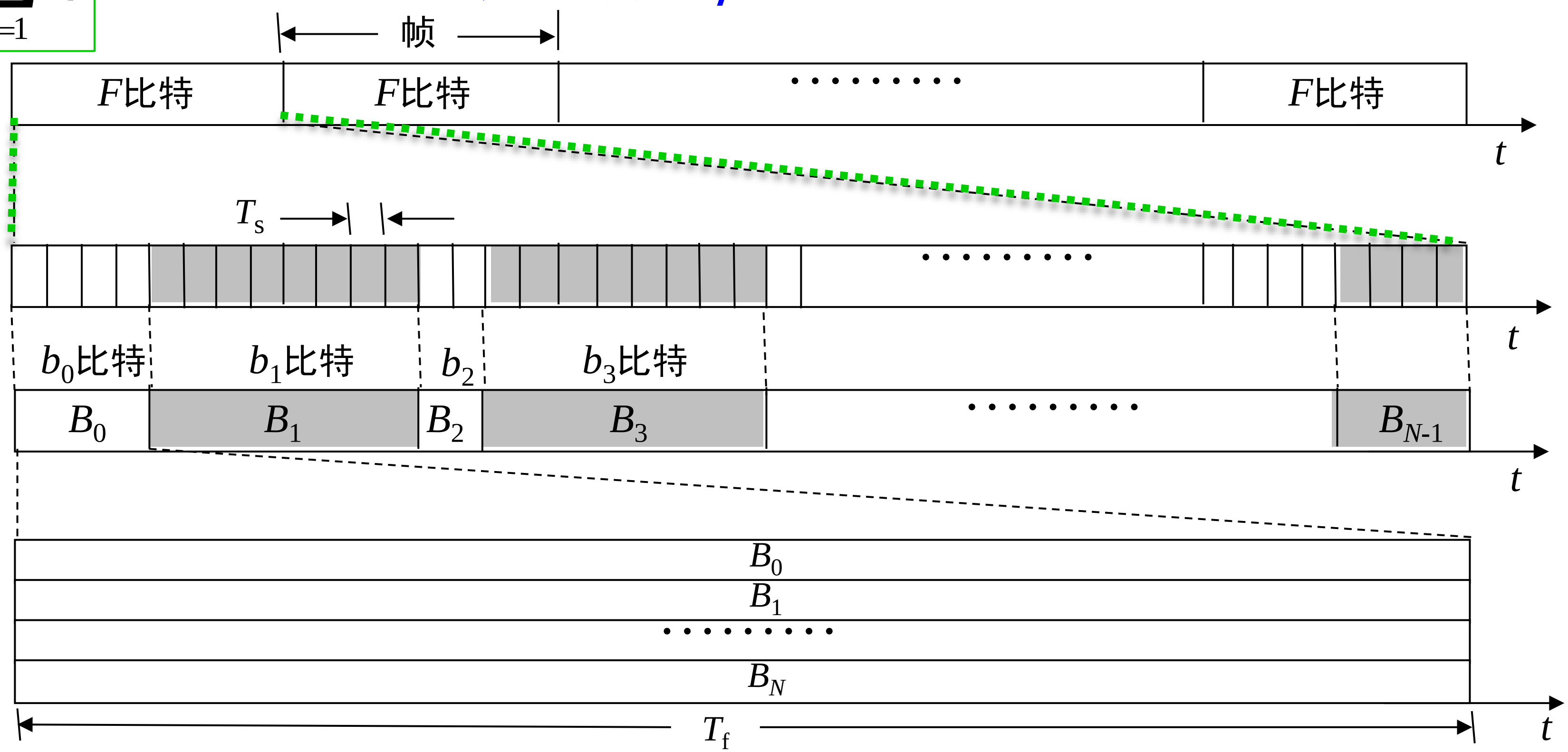
- **结论：左式和IDFT式非常相似。**
- **若暂时不考虑两式常数因子的差异以及求和项数(K和N)的不同，则可以：**
  - **将*IDFT*中的K个离散值*S(n)*当作是*K*路OFDM并行信号的子信道中信号码元取值B_k**
  - **IDFT式的左端就相当上式左端的OFDM信号*s(t)*。**
- **即：可以用计算IDFT的方法来获得OFDM信号。**
- **下面就来讨论如何具体解决这个计算问题。**

OFDM信号的产生

- **码元分组**：
  - **先将输入码元序列分成帧，每帧F个码元，即有F比特。**
  - **然后将此F比特分成N组，每组中比特数可不同，如图。**

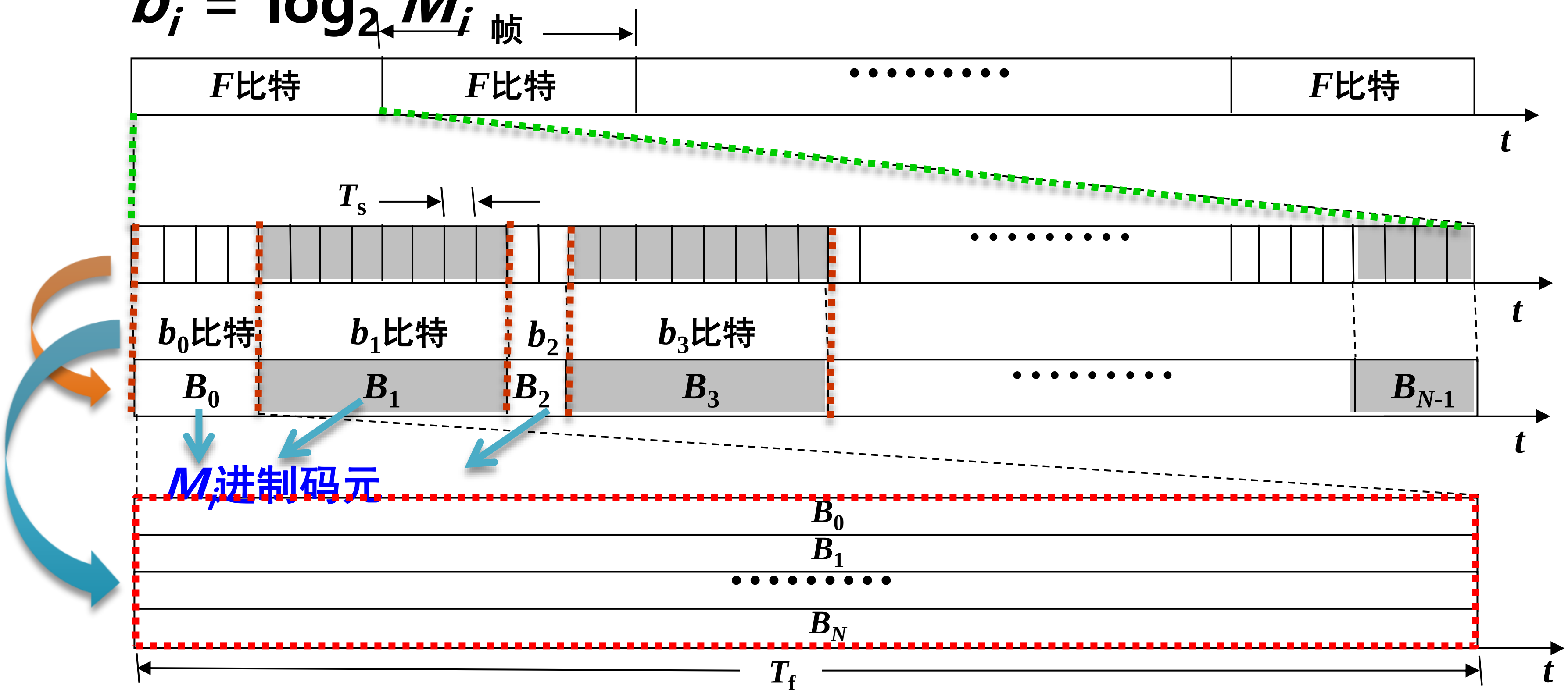
$$F=\sum_{i=1}^{N}b_i$$

第i组中包含的比特数为b_i



码元分组 续

将每组中的b_i个比特看作是**一个M_i进制码元B_i**，其中 $b_i = \log_2 M_i$

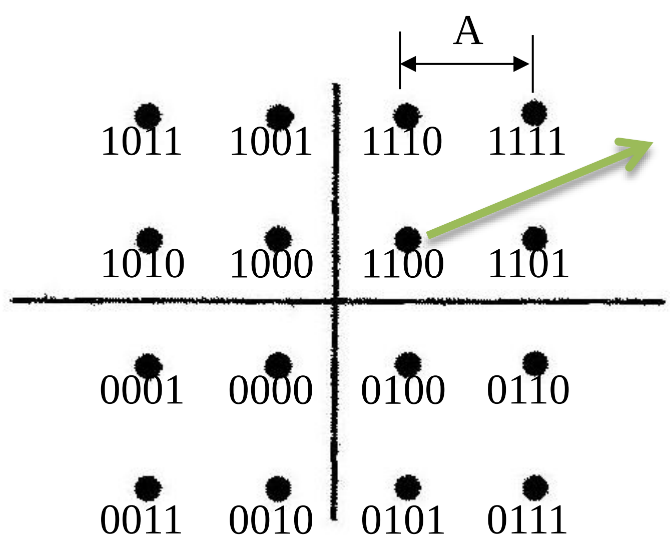


经过**串/并变换**将F个串行码元b_i变为**N个（路）并行码元B_i**。各路并行码元B_i**持续时间相同，均为一帧时间$T_f = F{\cdot}T_s$**，但是各路码元B_i包含的比特数不同。

MQAM调制

- 这样得到的N路并行码元B_i用来对于N个子载波进行不同的MQAM调制。
- 这时的各个码元B_i可能属于不同的M_i进制，所以它们各自进行不同的MQAM调制。
- MQAM调制中一个码元可以用平面上的一个点表示。而平面上的一个点可以用一个矢量或复数表示。下面用复数B_i表示此点。
- 将M_i进制的码元B_i变成一一对应的复数B_i的过程称为映射过程。

- **例: 若有一个码元B_i是16进制的，它由二进制的输入码元“1100”构成，则它应进行16QAM调制。**
- **设其星座图如下图所示**



则此16进制码元调制后的相位应该为45°，振幅为$A/2^{1/2}$

此映射过程就应当将输入码元“1100”映射为：

$$\boldsymbol{B}_i = \left(A/\sqrt{2}\right)e^{j\pi/4}$$

用IDFT实现OFDM

$$s(k)=\frac{1}{\sqrt{K}}\sum_{n=0}^{K-1}S(n)e^{j(2\pi/K)nk} \qquad (k=0,\ 1,\ 2,\ \cdots,\ K-1)$$

- 首先，令OFDM的最低子载波频率等于0，以满足上式右端第一项（即n = 0时）的指数因子等于1。
- 为了得到所需的已调信号最终频率位置，可以用上变频的方法将所得OFDM信号的频谱向上搬移到指定的高频上。

- **其次，我们令$K=2N$，使IDFT的项数等于子信道数目N的两倍**
- **并用对称性条件：** $S(K-k-1)=S^*(k)$ **由N个并行复数码元序列$\{B_i\}$，（其中$i = 0, 1, 2, \ldots, N-1$），生成$K=2N$个等效的复数码元序列$\{B_n'\}$，（其中$n = 0, 1, 2, \ldots, 2N-1$）**
- **即令$\{B_n'\}$中的元素等于：**

$$B'_{K-n-1}=B_n^*,\qquad n=1,\ 2,\ \cdots,\ N-1$$

$$\mathbf{B}'_{K-n-1}=\mathbf{B}_{K-n-1},\qquad n=N,\ N+1,\ N+2,\ \cdots,\ 2N-2$$

$$B'_0=\mathrm{Re}(B_0)$$

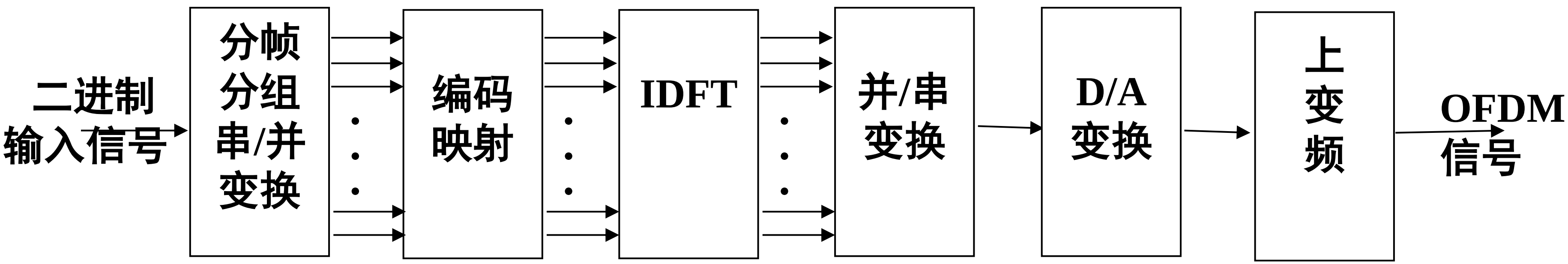
$$B'_{K-1}=B'_{2N-1}=\mathrm{Im}(B_0)$$

- **将生成的新码元序列$\{B_n'\}$作为S(n)，代入IDFT，得**
- $$s(k)=\frac{1}{\sqrt{K}}\sum_{n=0}^{K-1}B_n' e^{j(2\pi/K)nk} \qquad k = 0, 1, 2, \ldots, K\text{-}1$$
- **式中** $s(k)=s(kT_{\mathrm{f}}/K)$
- **它相当于OFDM信号s(t)的抽样值。故s(t)可以表示为**

$$s(t)=\frac{1}{\sqrt{K}}\sum_{n=0}^{K-1}B_n' e^{j(2\pi/T_{\mathrm{f}})nt} \qquad (0 \le t \le T_{\mathrm{f}})$$

- **子载波频率$f_k = n/T_f$，(n = 0, 1, 2, … , N - 1)。**
- **离散抽样信号*s(k)*经过D/A变换后就得到上式的OFDM信号s(t)。**

- **OFDM调制原理方框图**



第8章 新型数字带通调制技术

- **8.4小结**