

移动通信原理与系统 · 第三章

移动通信中的调制解调

Xiuhua FU

2019 年 3 月 25 日

- 1 移动通信对调制技术的要求
- 2 最小移频键控 MSK
- 3 高斯最小移频键控 GMSK
- 4 QPSK 调制
- 5 正交频分复用 (OFDM)

contents

- 1 移动通信对调制技术的要求
- 2 最小移频键控 MSK
- 3 高斯最小移频键控 GMSK
- 4 QPSK 调制
- 5 正交频分复用 (OFDM)

移动通信中的调制 I

- 调制

作用 对消息源信息进行编码的过程，其目的就是使携带信息的信号与信道特性相匹配以及有效的利用信道。

简言之 载荷信息，频谱搬移。

分类 模拟调制 (调幅 AM, 调频 FM, 调相 PM), 数字调制 (幅度键控 ASK, 频移键控 FSK, 相移键控 PSK)。

移动通信中的调制 II

● 影响调制方式选择的主要因素

- ① **频带利用率**：在数字调制中，常用带宽效率 η_b 来表示它对频谱资源的利用效率，定义为

$$\eta_b = R_b/B$$

其中 R_b 为比特速率， B 为无线信号的带宽。

- ② **功率效率**：对于保持信息精确度的情况下所需的最小信号功率（或者说**最小信噪比**），所需要的功率越小，效率就越高。
 - 在噪声功率一定的情况下，为达到同样的 P_b （误比特率），要求已调信号的功率越低越好。
 - 或者使用特征量：**功率峰平比**（已调信号的峰值功率和平均功率比值）
- ③ **抗干扰抗衰落性能**。不同调制方式之下抗干扰性能比较，选择在不同条件下的最佳调制方式。（误比特率 P_b 或误码率 P_e 与信噪比 E_b/n_0 之间的关系）
- ④ **工程上易实现**。调制简单可靠，易于解调；体积小，造价低。如果**已调信号恒包络**，可以使用非线性功率放大器或限幅器等。

移动通信系统中，采用何种调制方式，要综合考虑上述各种因素。

contents

- 1 移动通信对调制技术的要求
- 2 最小移频键控 MSK
- 3 高斯最小移频键控 GMSK
- 4 QPSK 调制
- 5 正交频分复用 (OFDM)

最小移频键控 MSK I

- 相位连续的 FSK
 - 2FSK
 - 相位连续的 2FSK
- MSK 信号的相位路径, 频率及功率谱

2FSK I

- 发送数据 $b_k = \pm 1$, 码元长度 T_b . 在一个码元时间内, 分别用两个不同频率 f_1, f_2 的正弦信号表示

$$s_{FSK}(t) = \begin{cases} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) & b_k = +1 \\ \cos(\omega_2 t + \varphi_2) & b_k = -1 \end{cases} \quad kT_b \leq t \leq (k+1)T_b$$

$$\omega_1 = 2\pi f_1, \omega_2 = 2\pi f_2$$

- 定义载波角频率 (虚载波)

$$\omega_c = 2\pi f_c = \frac{(\omega_1 + \omega_2)}{2}$$

ω_1, ω_2 对 ω_c 的角频偏

$$\omega_d = 2\pi f_d = \frac{|\omega_1 - \omega_2|}{2}$$

2FSK II

相应的, f_1, f_2 相对于 f_c 频率偏移

$$f_d = \frac{|f_1 - f_2|}{2}$$

- 调制指数 h

$$h = |f_1 - f_2|T_b = 2f_dT_b = \frac{2f_d}{R_b}$$

- 重写一个码元内 2FSK 信号表达式

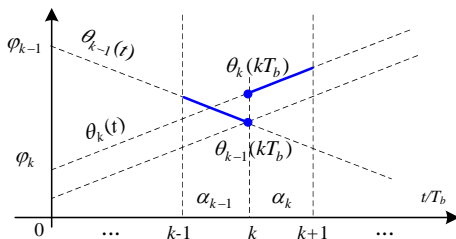
$$\begin{aligned} s_{FSK}(t) &= \cos(\omega_c t + b_k \omega_d t + \varphi_k) = \cos\left(\omega_c t + b_k \cdot \frac{\pi h}{T_b} \cdot t + \varphi_k\right) \\ &= \cos[\omega_c t + \theta_k(t)] \end{aligned}$$

附加相位: $\theta_k(t) = b_k \cdot \frac{\pi h}{T_b} \cdot t + \varphi_k$

2FSK III

- 附加相位是 t 的线性函数, 斜率为 $b_k\pi h/T_b$, 截距为 φ_k .

$$\theta_k(t) = b_k \cdot \frac{\pi h}{T_b} \cdot t + \varphi_k$$



附加相位特性

2FSK IV

• 2FSK 信号产生

- 开关切换方法 [键控法](相位不连续)
- 调频 [模拟调频电路](相位连续)

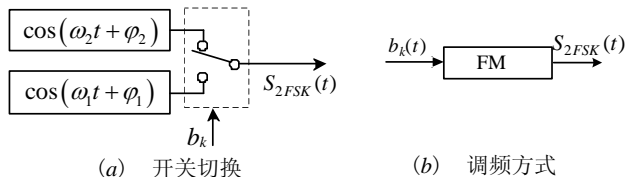


图: 2FSK 信号的产生方法

相位连续的 2FSK I

- 相位连续

码元持续时间内相位连续, 且从码元 b_{k-1} 到 b_k 转换时刻 kT_b , 两个码元的相位也相等

$$\theta_k(kT_b) = \theta_{k-1}(kT_b)$$

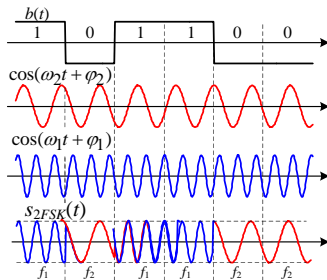
附加相位 $\theta_k(t) = b_k \cdot \frac{\pi h}{T_b} \cdot t + \varphi_k$, 有

$$b_k \cdot \frac{\pi h}{T_b} \cdot kT_b + \varphi_k = b_{k-1} \cdot \frac{\pi h}{T_b} \cdot kT_b + \varphi_{k-1}$$

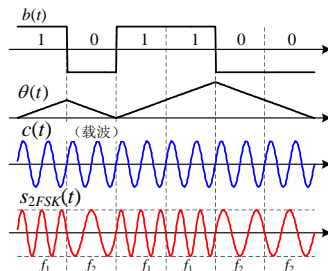
即 $\varphi_k = (b_{k-1} - b_k)\pi h k + \varphi_{k-1}$

- **相位约束条件:** 即要求当前码元的初相位 φ_k , 由前一码元的初相位 φ_{k-1} , 当前码元 b_k , 和前一码元 b_{k-1} 来决定.
- 2FSK 信号波形

相位连续的 2FSK II



(a) 相位不连续的FSK波形



(b) 相位连续的FSK波形

最小移频键控 MSK I

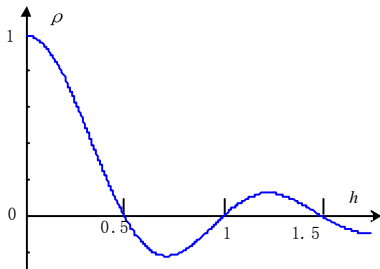
- 2FSK 信号的归一化互相关系数(简便起见设初相位为零)

$$\rho = \frac{2}{T_b} \int_0^{T_b} \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t dt = \frac{\sin(2\omega_c T_b)}{2\omega_c T_b} + \frac{\sin(2\omega_d T_b)}{2\omega_d T_b}$$

通常总有 $\omega_c T_b = 2\pi f_c / f_b \gg 1$, 或 $\omega_c T_b = n\pi$, 略去第一项

$$\rho = \frac{\sin(2\omega_d T_b)}{2\omega_d T_b} = \frac{\sin[2\pi(f_1 - f_2)T_b]}{2\pi(f_1 - f_2)T_b} = \frac{\sin 2\pi h}{2\pi h}$$

最小移频键控 MSK II



2FSK信号的相关系数

- 当 $h = 0.5, 1, 1.5, \dots$ 时, $\rho = 0$, 即两个信号是正交的.
- $h = 0.5$ 的 CPFSK 称作最小移频键控 MSK. 它是在两个信号正交的条件下, 对给定的 R_b 有最小的频差.

最小移频键控 MSK III

- 最小移频键控 (Minimum Shift Keying, MSK)
 - 2FSK
 - (1) 2FSK 体制性能优良, 但占用频带较宽 (如相较于 2PSK), 频带利用率低.
 - (2) 键控法产生的 2FSK 信号相邻码元相位可能不连续, 导致信号包络起伏较大.
 - (3) 2FSK 信号的两种码元波形一般不一定严格正交. 若相互正交, 误码性能更好.
 - 2FSK 的改进, 发展 MSK 信号. MSK 信号是一种包络恒定, 相位连续, 带宽最小且严格正交的 2FSK 信号.

MSK 信号的相位路径、频率及功率谱 I

- 相位路径

- MSK 信号的表达式 ($h = 0.5$)

$$s_{MSK}(t) = \cos(\omega_c t + \underbrace{\theta_k}_{\text{相位}}) = \cos\left(\omega_c t + \underbrace{\frac{b_k \pi}{2T_b} \cdot t + \varphi_k}_{\text{相位}}\right)$$

其中 $kT_b \leq t \leq (k+1)T_b$

- 码元时间内, 相位变化量 (增量)

$$\Delta\theta_k = \theta_k[(k+1)T_b] - \theta_k(kT_b) = \frac{\pi b_k}{2}$$

$b_k = \pm 1$, 每经过 T_b 时间, 相位增加或减小 $\pi/2$.

$$\varphi_k = (b_{k-1} - b_k) \frac{\pi}{2} \cdot k + \varphi_{k-1}$$

MSK 信号的相位路径、频率及功率谱 II

- 相位路径: 附加相位 $\theta_k(t)$ 的函数曲线是一条折线, MSK 信号的相位路径.

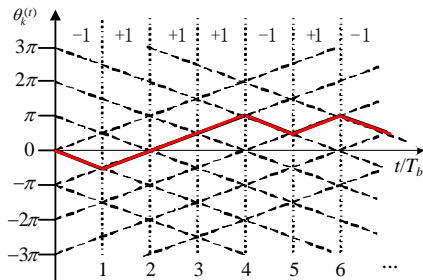


图 3.7 附加相位的相位路径

MSK 信号的相位路径、频率及功率谱 III

- MSK 的频率关系
 - MSK 信号归一化互相关系数

$$\rho = \frac{\sin 2\omega_c T_b}{2\omega_c T_b} + \frac{\sin 2\omega_d T_b}{2\omega_d T_b} = 0$$

(其中: 码元速率 $R_b = 1/T_b$, 峰值频偏 f_d , 载频 f_1, f_2 .)
上式 $= 0$ 成立, 有

$$\begin{cases} 2\omega_c T_b = 4\pi f_c T_b = 2\pi(f_1 + f_2)T_b = m\pi \\ 2\omega_d T_b = 4\pi f_d T_b = 2\pi(f_2 - f_1)T_b = n\pi \end{cases} \quad (m, n \text{ 为整数})$$

MSK 信号的相位路径、频率及功率谱 IV

- MSK 信号 $h = (f_2 - f_1)T_b = 0.5 \Rightarrow n = 1$, 当给定码元速率 R_b 时可以确定各个频率

$$\begin{cases} f_c = m \frac{R_b}{4} \\ f_2 = (m + 1) \frac{R_b}{4} \\ f_1 = (m - 1) \frac{R_b}{4} \end{cases}$$

载波频率应当是 $R_b/4$ 的整数倍.

例如, $R_b = 5\text{kbps}$, $R_b/4 = 1.25\text{kbps}$ 。设 $m = 7$, 则
 $f_c = 7 \times 1.25 = 8.75\text{kHz}$, $f_2 = (7 + 1) \times 1.25 = 10\text{kHz}$,
 $f_1 = (7 - 1) \times 1.25 = 7.5\text{kHz}$ 。该信号的 f_2 在一个 T_b 时间内有
 $f_2 T_b = 10/5 = 2$ 个周期, 而 f_1 有 $f_1 T_b = 7.5/5 = 1.5$ 个周期。

- MSK 的功率谱

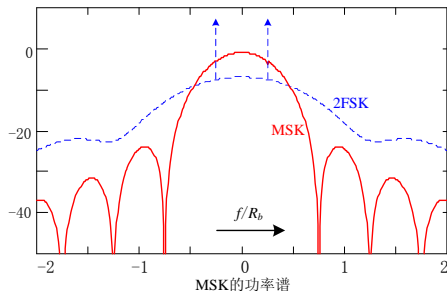
MSK 信号的相位路径、频率及功率谱 V

- 表达式

$$P_{MSK}(f) = \frac{16A^2T_b}{\pi^2} \left\{ \frac{\cos[2\pi(f - f_c)T_b]}{1 - [4(f - f_c)T_b]^2} \right\}^2 \quad (\text{W/Hz})$$

From: Gronemeyer S A, McBride A L. **MSK and Offset QPSK Modulation**. IEEE Trans. on Commun. ,1976,24(8):809-820.

- 功率谱图



[例 3-1]MSK 信号数据速率为 100kbit/s，求发送信号的两个频率差。
若载波频率为 2MHz，求发送比特 1、0 时，信号的两个载波频率。

解

已知 $R_b = 100\text{kbps}$, $f_c = 2\text{MHz}$,

则频率差为: $f_2 - f_1 = R_b/2 = 50\text{kbps}$

且: $f_2 = f_c + (f_2 - f_1)/2 = 2 + 25 \times 10^{-3} = 2.025\text{MHz}$

$f_1 = f_c - (f_2 - f_1)/2 = 2 - 25 \times 10^{-3} = 1.975\text{MHz}$

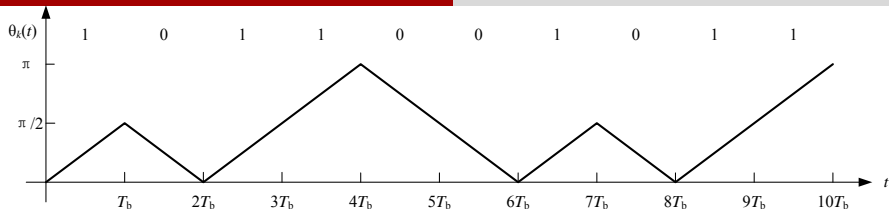
[例 3-2] 已知发送数据序列为 1011001011，传输速率为 128kbps，载波频率为 256kHz，

(1) 请画出 MSK 信号的附加相位路径图；

(2) 请画出 MSK 信号的时间波形。

解

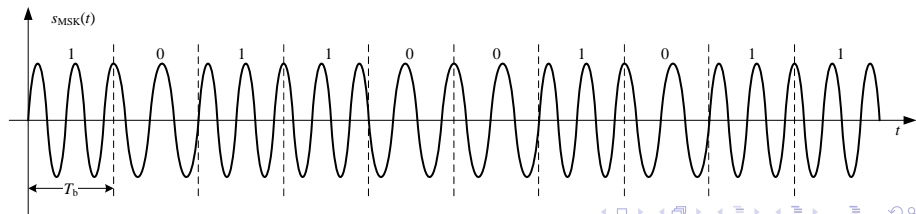
(1) MSK 信号的相位函数路径如图所示。



(2) 由于 $f_c = 256\text{kHz}$, $R_b = 128\text{kbps}$, 根据式 (3.18) 得

$$m = 8, f_2 = 9/4R_b, f_1 = 7/4R_b,$$

设“0”比特对应的频率为 f_1 , “1”比特对应的频率为 f_2 , f_1 、 f_2 在一个 T_b 时间内分别有 $7/4$ 和 $9/4$ 个周期。MSK 信号的时间波形如图所示。



contents

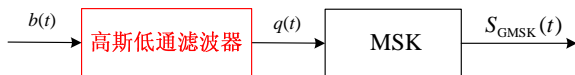
- 1 移动通信对调制技术的要求
- 2 最小移频键控 MSK
- 3 高斯最小移频键控 GMSK**
- 4 QPSK 调制
- 5 正交频分复用 (OFDM)

引言 I

- MSK 是 CPFSK(连续相位移频键控) $h = 0.5$ 的特例:
 - ① 满足码元交替点相位连续, 是保持良好误码性能所允许的最小调制指数;
 - ② 波形相关系数为零, 待传送的两个信号是正交的.
- 在数字移动通信中, 采用较高的传输速率时, 要寻求更为紧凑的功率谱, 更高的频谱利用率. 因此需要对 MSK 进一步优化.
- GMSK 属于对 MSK 简单的优化方案: 在 MSK 调制前加一个高斯型低通滤波器, 进一步抑制高频分量.(原因: 数字基带信号含有丰富的高频分量, 造成旁瓣功率大.)

高斯最小移频键控 GMSK

- 高斯最小移频键控 (GMSK: Gaussian Minimum Shift Keying)



GMSK信号的产生

高斯滤波器的传输特性 I

- 高斯滤波器的频率特性 $H(f)$ 和冲激响应 $h(t)$
 - 幅度特性和冲激响应

$$H(f) = e^{-f^2/a^2} \quad \Leftrightarrow \quad h(t) = \sqrt{\pi} a e^{-(\pi a t)^2} \quad a \text{ 是常数.}$$

- 令 B_b 为 $H(f)$ 的 3dB 带宽, 因为 $H(0) = 1$, 有

$$H(f)|_{f=B_b} = H(B_b) = \exp \left[-\frac{B_b^2}{a^2} \right] = \frac{\sqrt{2}}{2}$$

求得

$$a = \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \cdot B_b$$

高斯滤波器的传输特性 II

- 高斯滤波器传输特性

$$H(f) = \exp \left[-\frac{\ln 2}{2} \left(\frac{f}{B_b} \right)^2 \right]$$
$$h(t) = \sqrt{\pi} \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} B_b \exp \left[- \left(\pi \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} B_b \cdot t \right)^2 \right]$$

- 归一化表示

高斯滤波器的传输特性 III

- 以 $R_b = 1/T_b$ 为参考, 对 f 归一化频率表示: (归一化 3dB 带宽表示)

$$x = \frac{f}{R_b} = fT_b \quad x_b = \frac{B_b}{R_b} = B_bT_b$$

归一化频率表示的 $H(x)$

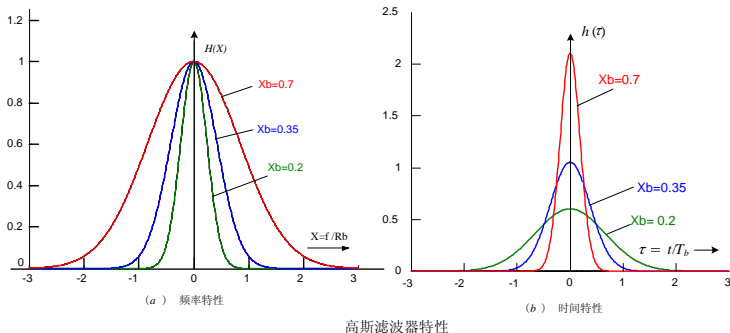
$$\begin{aligned} H(f) &= \exp \left[-\frac{\ln 2}{2} \left(\frac{f}{B_b} \right)^2 \right] = \exp \left[-\frac{\ln 2}{2} \left(\frac{fT_b}{B_bT_b} \right)^2 \right] \\ \Rightarrow H(x) &= \exp \left[-\frac{\ln 2}{2} \left(\frac{x}{x_b} \right)^2 \right] \\ &= \exp \left[-\left(\frac{x}{1.7x_b} \right)^2 \right] \end{aligned}$$

高斯滤波器的传输特性 IV

- 以 $\tau = t/T_b$, 令 $T_b = 1$, 归一化表示 $h(\tau)$

$$\begin{aligned}
 h(t) &= \sqrt{\pi} \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} B_b \exp \left[- \left(\pi \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} B_b \cdot t \right)^2 \right] \\
 &= \sqrt{\pi} \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} B_b \frac{T_b}{T_b} \exp \left[- \left(\pi \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} B_b T_b \cdot \frac{t}{T_b} \right)^2 \right] \\
 h(\tau) &= \sqrt{\pi} \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} x_b \frac{1}{T_b} \exp \left[- \left(\pi \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} x_b \cdot \tau \right)^2 \right] \\
 &= \sqrt{\pi} \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} x_b \exp \left[- \left(\pi \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} x_b \cdot \tau \right)^2 \right] \quad (T_b = 1) \\
 &= 3.01 x_b \exp [-(5.3 x_b \tau)^2]
 \end{aligned}$$

高斯滤波器的传输特性 V



- 相邻码元之间的相互影响程度和高斯滤波器的参数有关, 也就是说和高斯滤波器的 3dB 带宽 B_b 有关. 通常将高斯滤波器的 3dB 带宽 B_b 和输入码元宽度 T_b 的乘积 $B_b T_b$ 值作为设计高斯滤波器的一个主要参数.
 $x_b = B_b T_b$ 值越小, 相邻码元之间的相互影响越大.

高斯滤波器的传输特性 VI

- 方波脉冲通过高斯滤波器

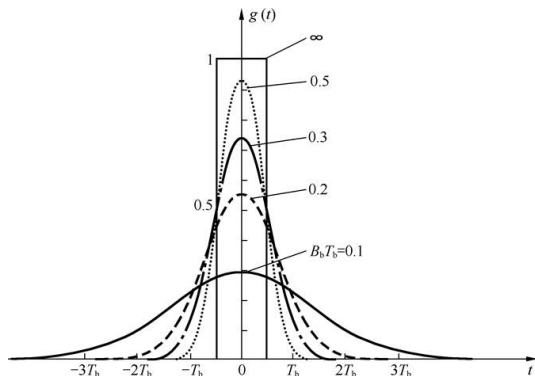
- 方波 $f(t)$

$$f(t) = \begin{cases} 1 & |t| \leq T_b/2 \\ 0 & |t| > T_b/2 \end{cases}$$

- 经过高斯滤波器

$$\begin{aligned} g(t) &= f(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) f(t - \tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{\pi} a e^{-(\pi a \tau)^2} f(t - \tau) d\tau \\ &= Q \left[\sqrt{2} a \pi (t - T_b/2) \right] - Q \left[\sqrt{2} a \pi (t + T_b/2) \right] \\ Q(z) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^{\infty} e^{-y^2/2} dy \end{aligned}$$

高斯滤波器的传输特性 VII



图：高斯滤波器对方波的响应

高斯滤波器的传输特性 VIII

- 可以截取其中有意义的区间作为实际响应波形的长度，并在时间上作适当的延迟。
- 通常截取的范围是以 $t = 0$ 为中心的 $\pm(N + 1/2)T_b$ ，即长度为 $(2N + 1)T_b$ ，并延迟 $(N + 1/2)T_b$ 。
- 当 $x_b = 0.3$ 时，长度为 $3T_b$ 。

GMSK 信号的波形和相位路径 I

- 设要发送的二进制数据序列 $\{b_k\} (b_k = \pm 1)$ 所用线路码为 NRZ 码, 码元起止时刻为 T_b 的整数倍, 此基带信号经过高斯滤波器后输出为:

$$q(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k g \left(t - kT_b - \frac{T_b}{2} \right)$$

- 调频器调频输出

$$s(t) = \cos \left[2\pi f_c t + k_f \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau \right] = \cos[2\pi f_c t + \theta(t)]$$

GMSK 信号的波形和相位路径 II

- 附加相位

$$\begin{aligned}\theta(t) &= k_f \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau = k_f \int_{-\infty}^{kT_b} q(\tau) d\tau + k_f \int_{kT_b}^t q(\tau) d\tau \\ &= \theta(kT_b) + \Delta\theta_k(t)\end{aligned}$$

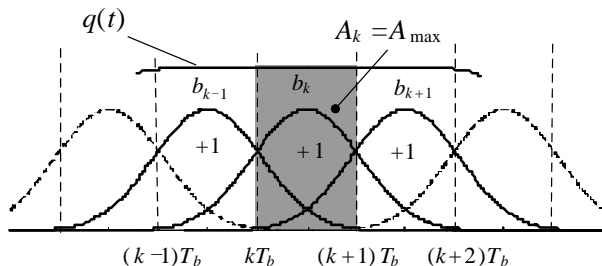
- $\theta(kT_b)$: 码元 b_k 开始时刻的相位;
- $\Delta\theta_k(t)$: 码元 b_k 时间内相位变化量.

GMSK 信号的波形和相位路径 III

$$\begin{aligned}
 \Delta\theta_k &= k_f \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} q(t) dt \\
 &= k_f \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} \sum_{n=k-N}^{k+N} b_n g\left(t - nT_b - \frac{T_b}{2}\right) dt \\
 &= k_f A_k
 \end{aligned}$$

A_k 表示码元持续时间内 $q(t)$ 曲线下的面积.

GMSK 信号的波形和相位路径 IV

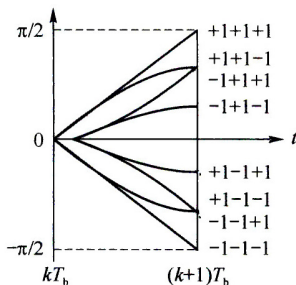


$q(t)$ 曲线下的面积最大

- $x_b = 0.3$ ，截取 $g(t)$ 的长度为 $3T_b (N = 1)$ 。在 b_k 期间内， $q(t)$ 曲线只由 b_k 及其前一个码元 b_{k-1} 和后一个码元 b_{k+1} 所确定，与其他码元无关。

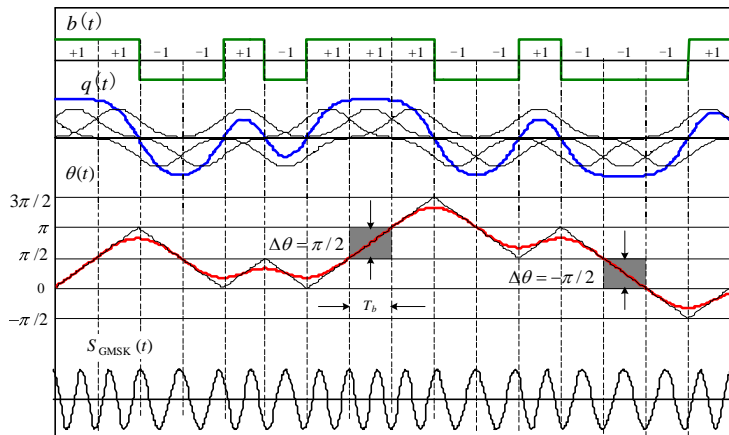
GMSK 信号的波形和相位路径 V

- 当这 3 个码元符号相同时, A_k 有最大值 A_{max} , 是一个常数。设计调频器的调频指数 k_f , 使 $\Delta\theta_{max} = k_f A_{max} = \pi/2$. 这样, 调频器输出的就是 GMSK 信号。
- 由于 3 个码元取值有 8 种组合, 因此一个码元周期内 $\Delta\theta_k(t)$ 的变化有 8 种, 相位增量 $\Delta\theta_k$ 也只有 8 种, 且 $|\Delta\theta_k(t)| \leq \pi/2$



GMSK 信号的波形和相位路径 VI

● GMSK 信号波形示例



GMSK信号波形

GMSK 信号的调制与解调 I

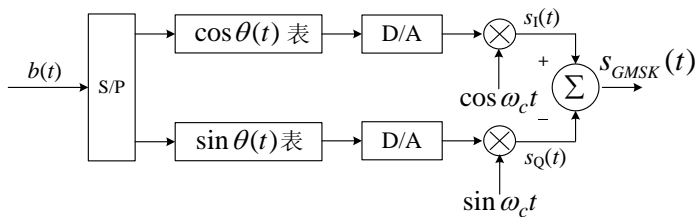
- GMSK 调制 (正交调制)

$$\begin{aligned}
 s_{GMSK}(t) &= \cos \left[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau \right] = \cos[\omega_c t + \theta(t)] \\
 &= \cos \theta(t) \cos \omega_c t - \sin \theta(t) \sin \omega_c t
 \end{aligned}$$

其中: $\theta(t) = \theta(kT_b) + \Delta\theta(t)$

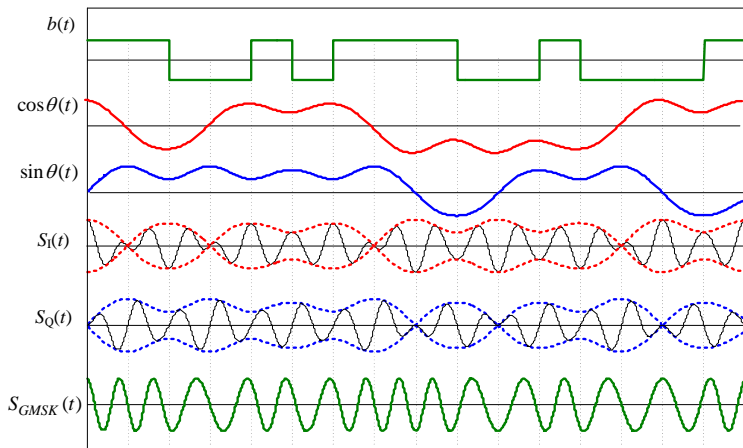
实际应用时可事先制作 $\cos \theta(t)$ 和 $\sin \theta(t)$ 两张表. 根据输入数据通过查表读出相应的值, 得到相应的 $\cos \theta(t)$ 和 $\sin \theta(t)$ 波形.

GMSK 信号的调制与解调 II



GMSK正交调制

GMSK 信号的调制与解调 III

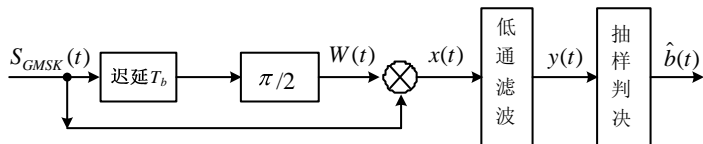


GMSK正交调制的各点波形

GMSK 信号的调制与解调 IV

- GMSK 解调 (非相干方法解调)

可以用相干方法解调, 也可以用非相干方法解调. 在移动通信中常采用后者. 介绍1bit 延迟差分解调方法 (非相干解调)。



GMSK 1bit延迟差分解调原理图

- GMSK 信号

$$s_{GMSK}(t) = A(t) \cos[\omega_c t + \theta(t)]$$

GMSK 信号的调制与解调 V

- 一路经过 1bit 延迟和 90° 的相移

$$W(t) = A(t - T_b) \cos \left[\omega_c(t - T_b) + \theta(t - T_b) + \frac{\pi}{2} \right]$$

- 与另一路信号相乘得 $x(t)$

$$\begin{aligned} x(t) &= s_{GMSK}(t)W(t) \\ &= A(t)A(t - T_b) \frac{1}{2} \{ \sin[\theta(t) - \theta(t - T_b) + \omega_c T_b] \\ &\quad - \sin[2\omega_c t - \omega_c T_b + \theta(t) + \theta(t - T_b)] \} \end{aligned}$$

GMSK 信号的调制与解调 VI

- 低通滤波

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{1}{2} A(t) A(t - T_b) \sin[\theta(t) - \theta(t - T_b) + \omega_c T_b] \\ &= \frac{1}{2} A(t) A(t - T_b) \sin[\Delta\theta(t)] \quad (\because \omega_c T_b = 2n\pi) \end{aligned}$$

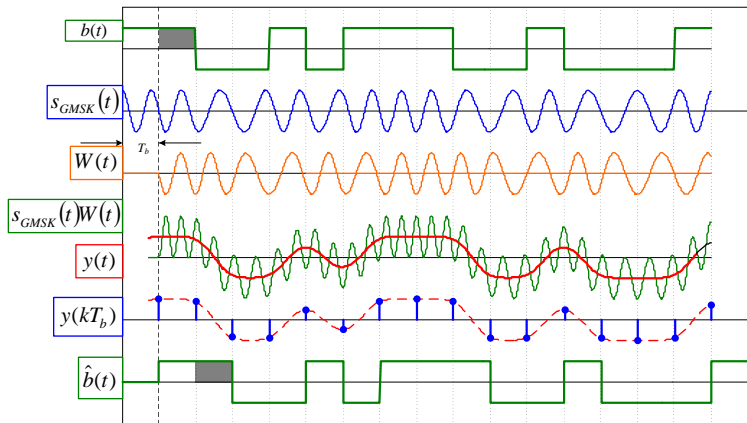
其中: $\Delta\theta(t) = \theta(t) - \theta(t - T_b)$.

- 采样判决

包络 $A(t)A(t - T_b) > 0$, 故而采样值 $y[(k+1)T_b]$ 的符号取决于 $\Delta\theta[(k+1)T_b]$ 的符号.

- $y[(k+1)T_b] > 0$, 即 $\Delta[(k+1)T_b] > 0$, 判决解调数据为 $\hat{b}_k = +1$.
- $y[(k+1)T_b] < 0$, 即 $\Delta[(k+1)T_b] < 0$, 判决解调数据为 $\hat{b}_k = -1$.

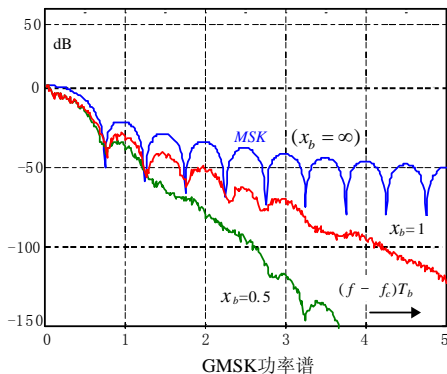
GMSK 信号的调制与解调 VII



GMSK解调过程各点波形

GMSK 信号功率谱密度 I

• GMSK 信号功率谱密度



GMSK 信号功率谱密度 II

- 优点
 - 有恒包络特性.
 - 功率效率高, 可用非线性功率放大器和非相干检测.
- 缺点: 频谱效率还不够高.
- x_b 应该适当选择. 如 GSM 系统选择 $x_b = 0.3$ 的 GMSK 调制.

contents

- 1 移动通信对调制技术的要求
- 2 最小移频键控 MSK
- 3 高斯最小移频键控 GMSK
- 4 QPSK 调制**
- 5 正交频分复用 (OFDM)

本节内容 I

- ① 二相调制 BPSK
- ② 四相调制 QPSK
- ③ OQPSK(偏移 QPSK)
- ④ $\pi/4$ -QPSK

二相调制 BPSK I

- 二相调制 BPSK: 二进制相位调制中, 二进制的数字 $b_k = \pm 1$ 可以用相位不同取值表示.

$$s_{BPSK}(t) = \cos(\omega_c t + \varphi_k) \quad kT_b \leq t \leq (k+1)T_b$$

φ_k 表示第 k 个码元的绝对相位

$$\varphi_k = \begin{cases} 0 & b_k = +1 \\ \pi & b_k = -1 \end{cases}$$

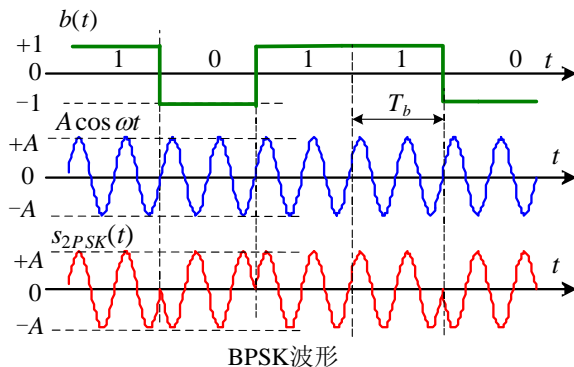
因为 $\cos(\omega_c t + \pi) = -\cos \omega_c t$, BPSK 信号也可表示为

$$s_{BPSK}(t) = b(t) \cos \omega_c t$$

二进制的基带信号 $b(t)$ 的波形为双极性 NRZ 码.

二相调制 BPSK II

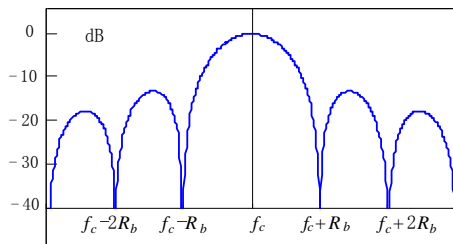
• BPSK 波形示例



二相调制 BPSK III

- BPSK 信号功率谱 (参见樊昌信版通信原理)

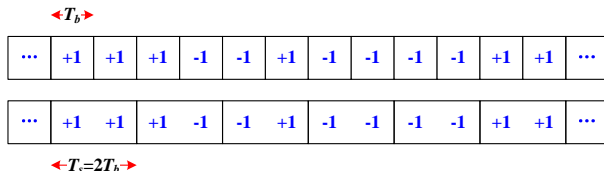
$$P_{BPSK}(f) = \frac{T_b}{4} \left[\left| \frac{\sin \pi(f + f_c)T_b}{\pi(f + f_c)T_b} \right|^2 + \left| \frac{\sin \pi(f - f_c)T_b}{\pi(f - f_c)T_b} \right|^2 \right]$$



NRZ基带信号的BPSK信号功率谱

四相调制 QPSK(正交相移键控, 4PSK) I

- QPSK 调制: 比特序列每两个比特分为一组构成一个 4 进制码元 (双比特码元).

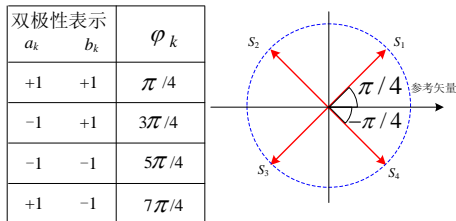


- QPSK 信号 (双比特码元)

$$s_{QPSK}(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi_k) \quad k = 1, 2, 3, 4 \quad kT_s \leq t \leq (k+1)T_s$$

- QPSK 的一种相位逻辑示例

四相调制 QPSK(正交相移键控, 4PSK) II



$$s_{QPSK}(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi_k) = A(\cos \varphi_k \cos \omega_c t - \sin \varphi_k \sin \omega_c t)$$

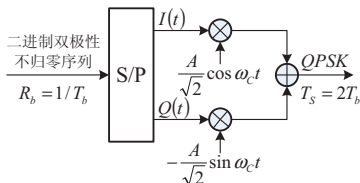
其中 $\varphi_k = \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4}$, $\cos \varphi_k = \pm \frac{1}{\sqrt{2}}$, $\sin \varphi_k = \pm \frac{1}{\sqrt{2}}$

$$s_{QPSK}(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} [I(t) \cos \omega_c t - Q(t) \sin \omega_c t]$$

$$I(t) = \pm 1, Q(t) = \pm 1$$

四相调制 QPSK(正交相移键控, 4PSK) III

• QPSK 信号正交调制(相乘电路法)

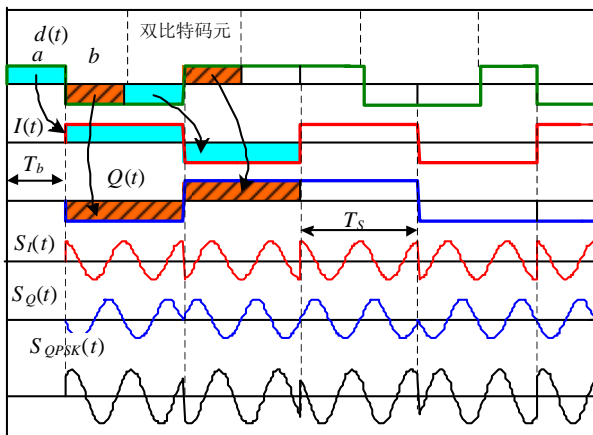


- ① S/P: 串并变换为并行码元, 码元间隔加倍 $T_s = 2T_b$;
- ② 并行码元分别乘以两路正交载波;
- ③ 两路信号相加后得到 QPSK 信号.

注: QPSK 信号产生的另一种方法是相位选择法 (参见通原).

四相调制 QPSK(正交相移键控, 4PSK) IV

• QPSK 信号波形示例



四相调制 QPSK(正交相移键控, 4PSK) V

- QPSK 信号的功率谱和带宽

$$s_{QPSK}(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} [I(t) \cos \omega_c t - Q(t) \sin \omega_c t]$$

- QPSK 信号 = 两路正交载波 $(\cos \omega_c t, \sin \omega_c t)$ 的 2PSK 信号之和.
- $P_{QPSK}(f) = P_{2PSK}(f) + P_{\widehat{2PSK}}(f)$

$$\begin{aligned} P_{2PSK}(f) &= \frac{T_b}{4} \{ \text{Sa}^2[\pi(f - f_c)T_b] + \text{Sa}^2[\pi(f + f_c)T_b] \} \\ P_{QPSK}(f) &= 2 \frac{T_s}{4} \{ \text{Sa}^2[\pi(f - f_c)T_s] + \text{Sa}^2[\pi(f + f_c)T_s] \} \\ &= \frac{T_s}{2} \{ \text{Sa}^2[\pi(f - f_c)T_s] + \text{Sa}^2[\pi(f + f_c)T_s] \} \end{aligned}$$

四相调制 QPSK(正交相移键控, 4PSK) VI

- 每路 BPSK 信号码元长度 T_s 是原序列码元长度的 2 倍, 码元速率为原来一半.

$$T_s = 2T_b \Rightarrow R_s = \frac{R_b}{2}$$

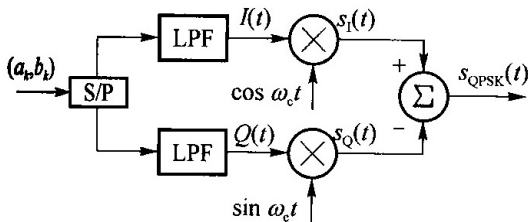


图: QPSK 的带限传输

四相调制 QPSK(正交相移键控, 4PSK) VII

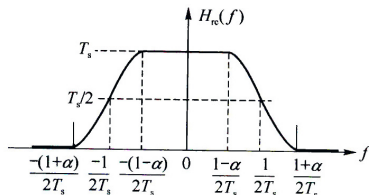


图: 升余弦滤波器特性

在理想情况下, 采用升余弦特性滤波器的 QPSK 信号的功率完全被限制在滤波器的通带内, 带宽为

$$B = (1 + \alpha)R_s = R_b(1 + \alpha)/2 \quad (0 < \alpha \leq 1) \quad (1)$$

式中, α 为升余弦滤波器的滚降系数。

四相调制 QPSK(正交相移键控, 4PSK) VIII

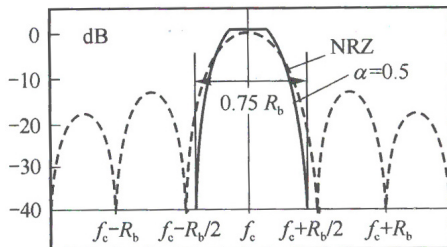


图: 不同基带信号 QPSK 信号的功率谱

四相调制 QPSK(正交相移键控, 4PSK) IX

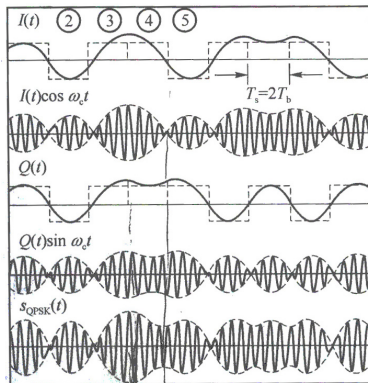
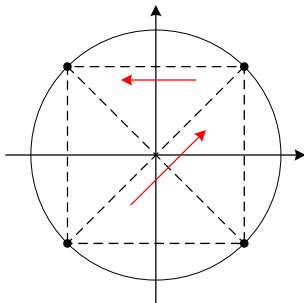


图: 带限的 QPSK 信号

四相调制 QPSK(正交相移键控, 4PSK) X

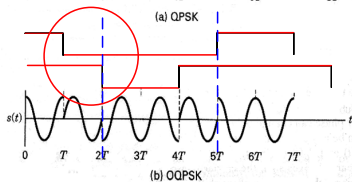
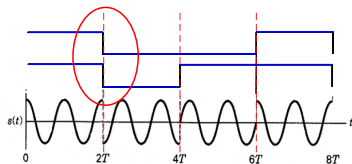
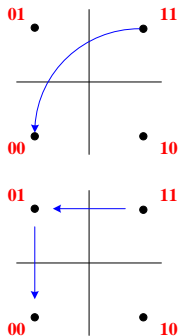
- QPSK 信号的包络特性和相位跳变
 - QPSK 是一种相位不连续的信号, 在码元转换的时刻, 信号的相位发生跳变, 跳变的幅度为 180° 和 $\pm 90^\circ$.



偏移 QPSK (OQPSK) I

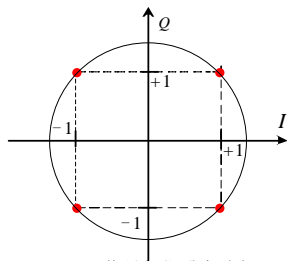
- QPSK 系统相邻码元最大相位差达到 180° . 相位突变在频带受限系统中会引起包络很大的起伏.
- 改进: 把 QPSK 两个正交支路的码元时间上错开 $T_s/2 = T_b$, 使之不同时改变, 即每经过 T_b 时间, 只有一个支路的符号发生变化, 相位的跳变被限制在 $\pm 90^\circ$, 减小了信号包络的波动幅度. (功率谱和带宽效率不变)

偏移 QPSK (OQPSK) II

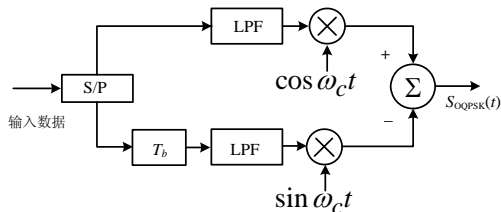


- OQPSK 信号相位跳变路径
- OQPSK 调制器原理图

偏移 QPSK (OQPSK) III



OQPSK信号相位跳变路径



OQPSK调制器原理图

OQPSK 信号的表达式为

$$s_{OQPSK}(t) = [I(t) \cos \omega_c t - Q(t - T_b) \sin \omega_c t] \quad (2)$$

偏移 QPSK (OQPSK) IV

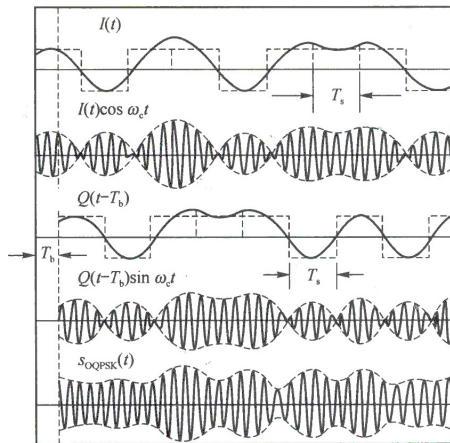


图: 带限 OQPSK 信号波形

偏移 QPSK (OQPSK) V

- OQPSK 信号的包络变化幅度比 QPSK 信号小许多, 且没有包络零点.
- OQPSK 信号的功率谱和 QPSK 相同, 有相同的带宽效率.
- CDMA/IS-95 上行信号调制方式.

$\pi/4$ -QPSK I

- 特点和优势

- $\pi/4$ -QPSK 兼顾频带效率、包络波动幅度小和能采用差分检测.
- 相位跳变最大幅度大于 OQPSK 而小于 QPSK, 只有 $\pm 45^\circ$ 和 $\pm 135^\circ$, 因此信号包络波动幅度大于 OQPSK 而小于 QPSK.

- 采用差分编码的 $\pi/4$ -QPSK 称为 $\pi/4$ -DQPSK

$\pi/4$ -QPSK II

• $\pi/4$ -DQPSK 信号表示

$$\begin{aligned}
 s_{\pi/4\text{-DQPSK}}(t) &= \cos(\omega_c t + \theta_k) \quad kT_s \leq t \leq (k+1)T_s \\
 &= \cos \theta_k \cos \omega_c t - \sin \theta_k \sin \omega_c t \\
 &= U_k \cos \omega_c t - V_k \sin \omega_c t
 \end{aligned}$$

θ_k 为当前码元相位:

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \Delta\theta_k = \arctan \frac{V_k}{U_k}$$

θ_{k-1} 前一码元相位, $\Delta\theta_k$ 为当前码元相位增量.

$\pi/4$ -QPSK III

• $\pi/4$ -DQPSK 信号产生 (正交调制)

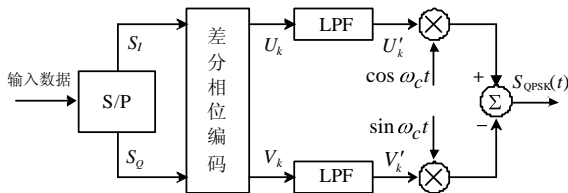


图 3-37 $\pi/4$ -DQPSK 调制器

- 所谓相位差分编码, 就是输入的双比特 s_I 和 s_Q 的 4 个状态用 4 个 $\Delta\theta_k$ 值来表示. 所传输的信息包含在两个相邻的载波相位差之中. $\pi/4$ -DQPSK 的一种相位逻辑如表所示。

$\pi/4$ -QPSK IV

表: 相位逻辑表

s_I	s_Q	$\Delta\theta$
+1	+1	$\pi/4$
-1	+1	$3\pi/4$
-1	-1	$-3\pi/4$
+1	-1	$-\pi/4$

当前码元的相位 θ_k 可以通过累加的方法得到, 从而可以求得 U_k 和 V_k 的值。

$\pi/4$ -QPSK V

表: 相位差分编码实例

k	0	1	2	3	4	5
数据 s_I, s_Q		+1,+1	-1,+1	+1,-1	-1,+1	-1,-1
S/P s_I		+1	-1	-1	+1	-1
S/P s_Q		+1	+1	+1	-1	-1
$\Delta\theta = \arctan(s_Q/s_I)$		$\pi/4$	$3\pi/4$	$-\pi/4$	$3\pi/4$	$-3\pi/4$
$\theta_k = \theta_{(k-1)} + \Delta\theta_k$	0	$\pi/4$	π	$3\pi/4$	$3\pi/2$	$3\pi/4$
$U_k = \cos \theta_k$	1	$1/\sqrt{2}$	-1	$-1/\sqrt{2}$	0	$-1/\sqrt{2}$
$V_k = \sin \theta_k$	0	$1/\sqrt{2}$	0	$1/\sqrt{2}$	-1	$1/\sqrt{2}$

上述结果也可以从以下递推关系中求得

$$U_k = \cos \theta_k = \cos(\theta_{k-1} + \Delta\theta_k) = \cos \theta_{k-1} \cos \Delta\theta_k - \sin \theta_{k-1} \sin \Delta\theta_k$$

$\pi/4$ -QPSK VI

$$V_k = \sin \theta_k = \sin(\theta_{k-1} + \Delta\theta_k) = \sin \theta_{k-1} \cos \Delta\theta_k + \cos \theta_{k-1} \sin \Delta\theta_k$$

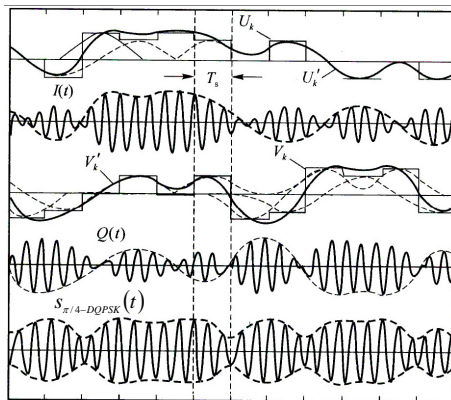
即

$$U_k = U_{k-1} \cos \Delta\theta_k - V_{k-1} \sin \Delta\theta_k$$

$$V_k = V_{k-1} \cos \Delta\theta_k + U_{k-1} \sin \Delta\theta_k$$

可见, U_k 和 V_k 共有 5 种可能的取值: 0、 ± 1 、 $\pm 1/\sqrt{2}$, 并且总有

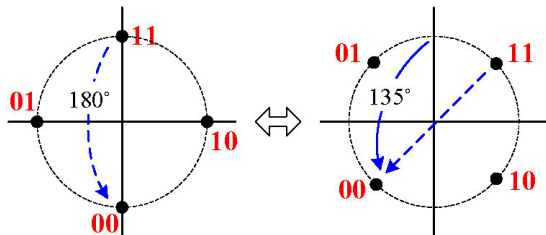
$$\sqrt{U_k^2 + V_k^2} = \sqrt{\cos^2 \theta_k + \sin^2 \theta_k} = 1 \quad (kT_s \leq t \leq ((k+1)T_s))$$

$\pi/4$ -QPSK VII图: $\pi/4$ -DQPSK 调制器各点波形

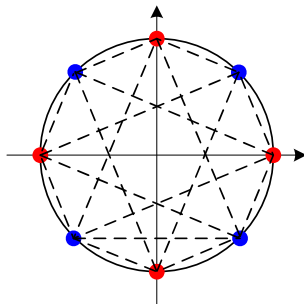
$\pi/4$ -QPSK VIII

• $\pi/4$ -DQPSK 信号的相位跳变

- 星座图是由两个彼此偏移 $\pi/4$ 的 QPSK 星座构成. 相位跳变路径在两个星座图间进行.



- 优点: 相邻码元之间总有相位变化, 最大相移为 $\pm 135^\circ$, 比 QPSK 的最大相移 (180°) 相移小.

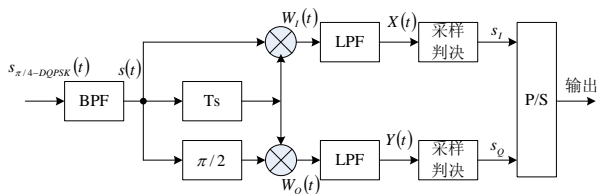
$\pi/4$ -QPSK IX

- 使得信号包络波动比 QPSK 小, 降低了最大功率和平均功率的比值 (即峰平比).

$\pi/4$ -QPSK X

• $\pi/4$ -DQPSK 解调

• 解调框图



• 两路信号

$$\begin{cases} W_I(t) = \cos(\omega_0 t + \theta_k) \cos[\omega_0(t - T_s) + \theta_{k-1}] \\ W_Q(t) = \cos(\omega_0 t + \theta_k + \pi/2) \cos[\omega_0(t - T_s) + \theta_{k-1}] \end{cases}$$

$\pi/4$ -QPSK XI

设 $\omega_0 T_s = 2n\pi$, 经过 LPF, 得到低频分量 $X(t), Y(t)$, 采样得到

$$\begin{cases} X_k = \frac{1}{2} \cos(\theta_k - \theta_{k-1}) = \frac{1}{2} \cos \Delta\theta_k \\ Y_k = \frac{1}{2} \sin(\theta_k - \theta_{k-1}) = \frac{1}{2} \sin \Delta\theta_k \end{cases}$$

• 判决

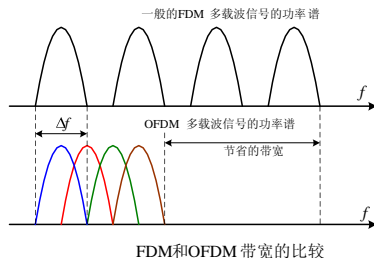
- $X_k > 0 \Rightarrow \hat{s}_I = +1$
- $X_k < 0 \Rightarrow \hat{s}_I = -1$
- $Y_k > 0 \Rightarrow \hat{s}_Q = +1$
- $Y_k < 0 \Rightarrow \hat{s}_Q = -1$

contents

- 1 移动通信对调制技术的要求
- 2 最小移频键控 MSK
- 3 高斯最小移频键控 GMSK
- 4 QPSK 调制
- 5 正交频分复用 (OFDM)**

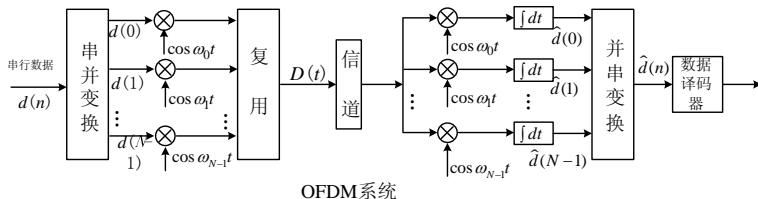
概述

- 多径传播环境, 当信号带宽大于相关带宽时, 信号产生频率选择性衰落, 时域上表现为脉冲波形的重叠, 即产生码间串扰 (ISI).
- 需求: 设计抗衰落性能良好且频带利用率高的信道.
- 方法: 采用并行系统, N 个子载波同步传输, 避免严重 ISI. 若频谱允许重叠 (如正交), 则可以获得更高的频带利用率.



OFDM 原理 I

• OFDM 系统框图



- 串行码元周期 t_s ; 速率 $r_s = 1/t_s$.
- S/P 后 N 个串行码转换为长为 $T_s = Nt_s$ 的并行码, 速率

$$R_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{Nt_s} = \frac{r_s}{N}$$

OFDM 原理 II

- N 个码元调制 N 个子载波 f_n

$$f_n = f_0 + n\Delta f \quad (n = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1)$$

子载波间隔 $\Delta f = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{Nt_s}$, 当 $f_0 \gg 1/T_s$ 时, 各子载波两两正交

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \cos(2\pi f_k t + \varphi_k) \cos(2\pi f_i t + \varphi_i) dt = 0$$

- 把 N 个并行支路的已调子载波信号相加, 即 OFDM 实际发送信号

$$D(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d(n) \cos(2\pi f_n t)$$

OFDM 原理 III

- 在接收端, 接收的信号同时进入 N 个并联支路, 分别与 N 个子载波相乘和积分 (相干解调) 便可以恢复各并行支路的数据

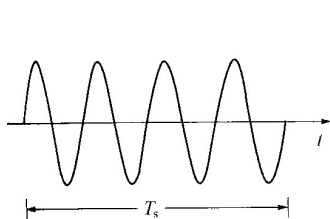
$$\begin{aligned}
 \hat{d}(k) &= \int_0^{T_s} D(t) \cdot 2 \cos \omega_k t dt \\
 &= \int_0^{T_s} \left[\sum_{n=0}^{N-1} d(n) \cos \omega_n t \cdot 2 \cos \omega_k t \right] dt \\
 &= \int_0^{T_s} d(k) 2 \cos^2(\omega_k t) dt + \int_0^{T_s} \left[\sum_{n=0, n \neq k}^{N-1} d(n) 2 \cos(\omega_n t) \cos(\omega_k t) \right] dt \\
 &= d(k)
 \end{aligned}$$

- 各支路的调制可以采用 PSK 或 QAM 等数字调制方式. 为了提高频带利用率也可以采用多进制调制方式.

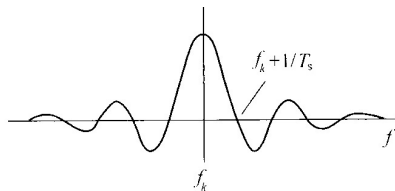
OFDM 系统的频域分析 I

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功率谱密度如图

- 子载波码元波形和频谱



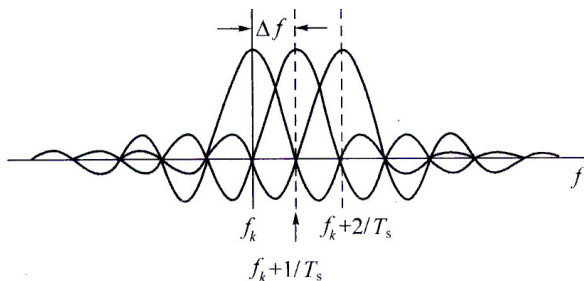
(a) 波形



(b) 频谱密度的模

- OFDM 信号功率谱密度

OFDM 系统的频域分析 II



- OFDM 的频谱利用率分析
OFDM 的频带宽度为：

$$B_{OFDM} = (N - 1) \frac{1}{T_s} + \frac{2}{T_s} = \frac{N + 1}{T_s}$$

设每个支路采用 M 进制调制，则 N 个并行支路传输的比特速率为：

OFDM 系统的频域分析 III

$$R_b = NR_s \log_2 M$$

式中, R_s 表示每个支路的码元速率。

因此, OFDM 系统频谱效率为:

$$\eta_{OFDM} = \frac{R_b}{B} = \frac{N}{N+1} \log_2 M \quad (\text{bits/s/Hz})$$

当 $N \gg 1$ 时:

$$\eta_{OFDM} = \log_2 M \quad (\text{bits/s/Hz})$$

对于串行传输方式, 频谱利用率为:

$$\eta_s = \frac{R_b}{B} = \frac{N \log_2 M}{T_s} \cdot \frac{T_s}{2N} = \frac{1}{2} \log_2 M \quad (\text{bits/s/Hz})$$

OFDM 系统的频域分析 IV

- 并行 OFDM 调制和串行单载波调制方式相比，频谱利用率大约可以增至两倍，提高了近一倍。

正交频分复用的 DFT 实现 I

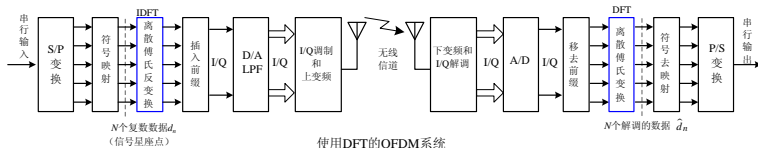
- OFDM 信号的复数形式

$$D(t) = \sum_{n=0}^{N-1} [a(n) \cos(2\pi f_n t) + b(n) \sin(2\pi f_n t)]$$

$$= \text{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} A(t) e^{j2\pi f_n t} \right\}$$

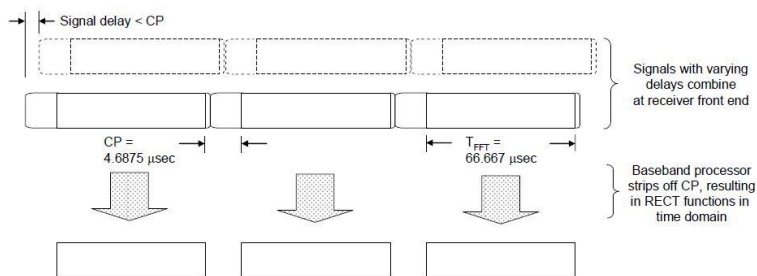
式中, $A(t) = a(n) + jb(n)$ 为信号的复包络。

- 使用 DFT 技术的 OFDM 系统框图



OFDM 的保护间隔和循环前缀 I

OFDM的优势：较低的符号速率更容易减弱ISI（码间干扰）



加入循环前缀（CP：Cyclic prefix）可消除码间干扰
CP：时域信号尾部一个段时间的复制

- 保护间隔 T_g ，只要 $T_g \geq \tau$ ，就可以完全消除码间干扰。

OFDM 的保护间隔和循环前缀 II

- 一般意义上的保护间隔 GI 是一段空白时间，空白时间保护间隔的插入，会导致 OFDM 子载波之间的正交性遭到破坏，不同子载波之间会产生载波间干扰 (ICI)。
- 在 OFDM 中解决这个问题方法是，利用计算 IDFT 时添加一个循环前缀 (CP) 的方法来实现 T_g 。
循环前缀方法就是在每个 OFDM 符号起始位置插入循环前缀，也就是将每个 OFDM 符号的一段尾部样点复制到 OFDM 符号的前面。

