

第4章 数字调制及基带传输技术

数字调制可分解为以下三步进行描述:

- ①符号的形成与矢量表示—将待传输信息分组为符号(即码元), 再将每个符号表示为一个矢量;
- ②基带调制—将要发送的符号矢量序列转换为连续波复信号;
- ③载波调制—将基带连续波信号调制为带通信号。

4.1 传输符号的形成和矢量表示

4.1.1 数字基带传输的码型设计^[4]

设输入的 0/1 信息比特序列为 $\{b(i)\}$, 编码以后的码元序列为 $\{c(i)\}$ 。

最简单的码型是单极性码, 它有两种编码方式:

- 1) 单极性不归零码 (Non-Return-to-Zero code, NRZ), 其编码与原码一样, 即 $c(i) = b(i)$, $i = 0, 1, 2, \dots$ 。
- 2) 单极性归零码 (RZ), 其编码规则是: 当 $b(i) = 1$ 时令 $c(i) = 10$; 当 $b(i) = 0$ 时令 $c(i) = 00$, 即在每个码结束时都回到 0 电平。它在 1 码的中点处出现一次电平归零, 每比特信息需要用两个子码表示, 因而频带效率降低了一倍。

另一种改善 NRZ 码自同步特性的办法是, 利用码间过渡时是否出现电平翻转表示逻辑 0 和 1, 这就是 NRZI (Non-Return-to-Zero-Inverted code) 码。实际上只要将 NRZ 码(即原码) $\{\dots, b_{i-1}, b_i, b_{i+1}, \dots\}$ 进行差分运算 $c_i = \bar{b}_i \oplus c_{i-1}$, 便可得到其 NRZI 编码, 其中 \bar{b}_i 表示 b_i 的反码。USB 接口的编码就采用了这种 NRZI 码。

表 4.1-1 五种码型编码举例

输入信息码	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	0	0
NRZ 码	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	0	0
RZ 码	10	00	00	10	00	00	00	10	10	10	00	00
NRZI 码	1	0	1	1	0	1	0	0	0	0	1	0
双相码	10	01	01	10	01	01	01	10	10	10	01	01
差分双相码	10	10	01	10	10	01	01	10	01	01	10	01
Miller 码	01	11	00	01	11	00	11	10	01	10	00	11

NRZ、RZ 和 NRZI 这三种单极性码的共同缺点是:

- ① 波形成形以后信号波形中含有直流分量, 即使 0/1 序列已转成 -1/+1 序列;
- ② 信号能量较多地集中于低频;
- ③ 不便于从信号波形中提取码元同步时钟, 特别是 NRZ;
- ④ RZ 对于进行 1 编码的两个子码中, 第 2 个子码回到 0 值, 因此其脉冲占空比减小, 从而使占用频带更宽。

总之，这三种单极性码都不适于在连续信道中传输，除非用于设备内部传输。

适于连续信道中传输常用的码型有以下几种：

(1) 双相码(Manchester 码)

双相码又称 Manchester 码(MC)。其编码规则是：若 $b(i)=1$ 则 $c(i)=10$ ；若 $b(i)=0$ 则 $c(i)=01$ ，如表 4.2-1 所示。其主要特点是：

- ① 由于正负电平成对出现因而不含直流分量，这里是指将编码结果转换成 $1/+1$ 序列后“ $-1\ 1$ ”和“ $1\ -1$ ”成对出现；
- ② 易于提取比特同步时钟；
- ③ 易于实现误码监视；
- ④ 使实际传输的比特率提高了一倍。

这种码型的编码结果经波形成形和载波调制后，由于“ $-1\ +1$ ”码和“ $+1\ -1$ ”码所对应的载波相位相差 π ，因此称为双相码。

实际应用中 MC 码常常与差分编译码相结合，即发送端先对输入比特流进行差分编码，即 $c(i)=c(i-1)\oplus b(i)$ (\oplus 表示模 2 加)，再进行 MC 编码；接收端则在 MC 译码后进行差分译码，差分译码规则是： $\hat{b}(i)=c(i-1)\oplus c(i)$ 。

表 4.1-2 三种码型编码举例

原信息码	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1
CMI 码	11	01	01	01	01	00	01	01	01	01	11	00	01	01	01	01	11
AMI 码	1	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	1	-1	0	0	0	0	1
HDB ₃ 码	-1	0	0	0	V=-1	1	0	0	0	V=1	-1	1	B=-1	0	0	V=-1	1

(2) 延迟调制码(Miller 码)

Miller 码是双相码的一种变形。其编码规则是：

①若 $b(i)=1$ ，则 $c(i)=01$ 或 10 ，其选择准则是：当 $c(i-1)=10$ 或 00 时令 $c(i)=01$ ，而当 $c(i-1)=01$ 或 11 时令 $c(i)=10$ ；其规律是 $c(i)$ 的第一个子码与 $c(i-1)$ 的第二子码总是相同，即在码间过渡处不发生电平跃变； $c(i)=01$ 或 10 意味着在码元中点处总有电平跃变。

②若 $b(i)=0$ ，则 $c(i)=00$ 或 11 ，其选择准则是：当 $b(i-1)=1$ 且 $c(i-1)=01$ 时令 $c(i)=11$ ，或当 $b(i-1)=1$ 和 $c(i-1)=10$ 时令 $c(i)=00$ ；而当 $b(i-1)=0$ 和 $c(i-1)=11$ 时令 $c(i)=00$ ；或当 $b(i-1)=0$ 和 $c(i-1)=00$ 时令 $c(i)=11$ 。

总的规律是：当 $b(i-1)=1$ 时， $c(i)$ 的第一子码与 $c(i-1)$ 的第二子码相同，即在码间过渡处不发生电平跃变；而当 $b(i-1)=0$ ，即出现连 0 现象时，让 $c(i)$ 的第一子码与 $c(i-1)$ 的第二子码相反，即在码间过渡处发生电平跃变。

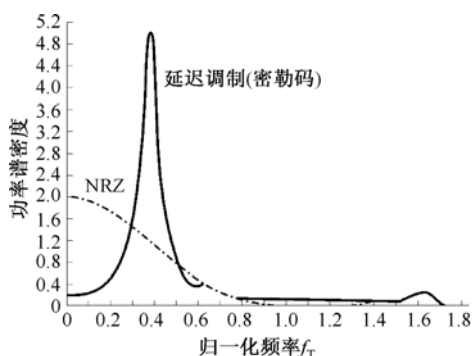


图 4.1-1 Miller 码与 NRZ 码的基带信号的功率谱

(3) 传号反转码(CMI)

CMI 的编码规则是：将原信息中“1”码交替地编码为 11 和 00，而“0”码编码为 01。表 4.1-2 给出了信息码 10000100001100001 经 CMI 编码的结果。

CMI 码的主要特点是：由于其电平跳变频繁，因此特别有利于提取码元同步时钟；由于有“1 -1”为禁用码，因此不会出现 3 个以上的连码。CMI 码的应用十分方便，因此在 ITU-T 建议的 PCM 高次群传输接口协议中得到了应用。

(4) 传号交替反转码(AMI)

AMI 是一种三值码。其编码规则是：将“1”码交替地编码为+1 和-1，而“0”码保持为 0(空号)不变。表 4.1-2 给出了信息码 10000100001100001 的 AMI 码。

AMI 码的主要特点是：信号波形中不含直流成分，而且其能量主要集中在 1/2 码速率处，高、低频分量都较小；如果传输中发生个别误码而破坏了交替反转规律，即能发现存在错误；其主要缺点是：如果原信息码出现较长的连 0 码，将导致信号电平长时间不变而难于提取码元同步信息。实际应用中一般采用 HDB₃ 码来解决连 0 码的问题。

(5) 三阶高密度双极性码(HDB₃ 码)

HDB₃ 码是 AMI 码的改进，其编码规则是：

① 当原信息码中连 0 码个数不超过 3 个时，仍按 AMI 码的规则编码。

② 如果超过 3 个连 0 码，则将第 4 个 0 码的编码改为破坏脉冲 V，其值 V=1 或-1，其正负号的选择是破坏 1 码“极性交替反转”编码的规则，即将其极性选择为与前一个“1”码的编码极性相同。

③ 如果原信息中紧接着还有更多的连 0 码，则每 4 个连 0 码看作一个小段，每小段都将其第 4 个 0 码编码为破坏脉冲 V，其值 V=1 或-1，其极性选择为与前一个 V 的极性相反，使 V 符号串也符合“极性交替反转”规则，以免产生直流分量。

④ 如果相邻两个 V 符号之间有偶数个 1 码的编码时，按照上述规则编码仍不能完全消除直流分量，需要进一步修改编码规则；修改办法是：如果两个相邻的 V 码之间的 1 码个数是偶数时，将后面那个 4 连 0 码中第 1 个“0”码的编码改为 B=1 或-1，这里极性的选择是与其前一个“1”码的编码极性相反，并使后面的“1”码的编码的极性保持交替变化，除非又出现破坏码。译码时，凡是碰到破坏码，就知道此前应该有 3 个 0 码，如果只有 2 个 0 码，说明它前面那个应该是被编码为 B 了的 0 码。

表 4.1-2 给出了一个 HDB₃ 码编码结果的典型例子；HDB₃ 码保留了 AMI 码的优点，解决了过多连 0 码出现的问题，编码结果中最多只有 3 个连 0。HDB₃ 码是 CCITT 及 ITU-T 推荐使用的码型。

(6) nBmB 码

nBmB 码是一类分组码，它把原信息比特流的 n 比特看作一个码组，用 m 比特的码组对它们进行编码；由于 $m > n$ ，因此多出有 $(2^m - 2^n)$ 种码组作为禁用码组，使编码能获得更好的特性。前面介绍的双相码、Miller 码和 CMI 码都可看作 1B2B 码。例如 5B6B 码在三次群、四次群电信线路传输中得到了实际应用。

(7) 成对选择三进制码(PST)

PST 码的编码过程是：先将原信息比特流中每 2 比特划分为一个码组，然后将每一码组编码为两个三进制数字(-1, 0, +1)。由于 2 个三进制数字共有 9 种状态，而只需选择其中 4 种用于编码，其选择余地

很大；表 4.1-3 就是一种应用最为广泛的格式。PST 码无直流成分，定时信息提取方便，但需要有帧结构，以便正确识别码组。

表 4.1-3 PST 码

待传信息码	00	01	10	11
+模式	-1 +1	0 +1	+1 0	-1 -1
-模式	-1 +1	0 -1	-1 0	+1 -1

4.1.2 用矢量表示符号

将一个待传输的数据流或其编码(即符号序列)转化为符号矢量序列，本质上是将一个码流转化为一个离散信号的过程。

一般先要经过各种各样的编码，包括差分编码、纠错编码，以及前述基带传输码型编码，最终得到实际需要通过信道传输的符号(码元)序列，其中每个符号包括 K 比特信息。对于 M 进制调制， $M = 2^K$ ，需要事先设计一个符号星座点集 $S : \{ \mathbf{v}^{(m)}, m = 0, 1, 2, \dots, M - 1 \}$ ，其中每个基准矢量对应于一种符号；

对于待传输的数据比特流，将每 K 比特看作一个符号的信息，根据其所含信息比特的内容从 S 中找到一个相应的基准矢量表示各个符号，这个数据流便转换为一个离散信号，即符号矢量序列 $\{ \mathbf{v}_i, i = 0, 1, 2, \dots \}$ ，其中 $\mathbf{v}_i \in S$ ；例如： $\mathbf{v}_i = \mathbf{v}^{(m_i)}$ 表示第 i 个待传输的符号属于第 m_i 种符号。

符号星座点集 S 中的基准矢量有三种可能的形式：

- ① $\mathbf{v}^{(m)}$ 就是一个复数，看作二维矢量；例如 QPSK 调制的星座点集 $S : \{ \mathbf{v}^{(m)} = \exp(jm\pi / 4), m = 0, 1, 2, 3 \}$ ，即含有 4 个基准矢量。
- ② $\mathbf{v}^{(m)}$ 是一个实数，看作一维矢量；例如：BPSK 调制中 $S : \{ \mathbf{v}^{(0)} = -1, \mathbf{v}^{(1)} = 1 \}$ ；又如 M 进制 PAM 调制中 $S : \{ \mathbf{v}^{(m)} = m + 1, m = 0, 1, 2, \dots, M - 1 \}$ ， $\mathbf{v}^{(m)} = m + 1$ 表示幅度值。
- ③ M 进制正交波形调制中的符号基准矢量集 S ，不再是复数平面上的星座点，而是单位矩阵 $I_{M \times M}$ 中的 M 个列矢量，即

$$\mathbf{v}^{(0)} = [1000\dots 0]^T, \mathbf{v}^{(1)} = [0100\dots 0]^T, \dots, \mathbf{v}^{(M-1)} = [00\dots 01]^T$$

这 M 个相互正交的矢量对应于 M 种不同的符号，对应于 M 种相互正交的波形。

4.2 基带调制

4.2.1 基带调制与基带传输

1. 基带调制

基带调制是将一个符号矢量序列变为一个连续波形信号的过程，也称符号的波形成形。对于无记忆调制来说，采用成形波函数 $g(t)$ 将符号序列 $\{ \mathbf{v}_i, i = 0, 1, 2, \dots, \infty \}$ 进行波形成形后，得到的连续信号为

$$s_i(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} v_i g(t - iT) \quad (4.2-1a)$$

其离散表达式为：

$$s_i(n) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} v_i g(n - iN_s) = \left[\sum_{n=-L}^L v_i \delta(n - iN_s) \right] * g(n) \quad n = 0, 1, 2, \dots, \infty \quad (4.2-1b)$$

$s_i(n)$ 可看作是离散脉冲序列 $\left\{ \sum_{i=-\infty}^{\infty} v_i \delta(n - iN_s) \right\}$ 通过成形滤波器 $\{g(n)\}$ 后的输出。

2. 基带传输

基带调制信号可以在低通型连续信道中传输，调制信号的频谱特性完全取决于所用成形波 $g(t)$ 的特性。而通常的成形滤波器具有低通特性，所得 $s_i(t)$ 是一个低通型信号。

对于相对带宽大于 20% 的超宽带(UWB)信道来说，要实现无线基带传输，必须将发射信号频谱的能量集中到较高频率范围中，以便提高发射效率。如果采用如图 4.2-1 所示的高斯微分脉冲之类的波形作为成形波，可以达到这个目的。

显然，此成形波脉冲越窄，信号频谱的带宽越宽。例如：当采用几分之一纳秒级宽度的脉冲时，其最高频率成分可达 10GHz 以上。由于其波形是正负脉冲相继出现的，因此其频谱在零频附近的能量被抑制，甚至在 0~3MHz 之内的能量都很小，主要能量集中在频率较高的中间段，因而适于无线发射传输。

UWB 通信信号的带宽很宽，一般只能采用重叠通信方式与其他无线系统共享频带；但为了不影响那些共享频带的窄带系统的正常工作，其发射功率谱密度必须非常小；ITU 规定 UWB 的发射功率谱密度在 -41dBm/MHz 以下。这种扩频通信系统，基带调制重点考虑频谱分布和功率效率，而不追求频带效率。

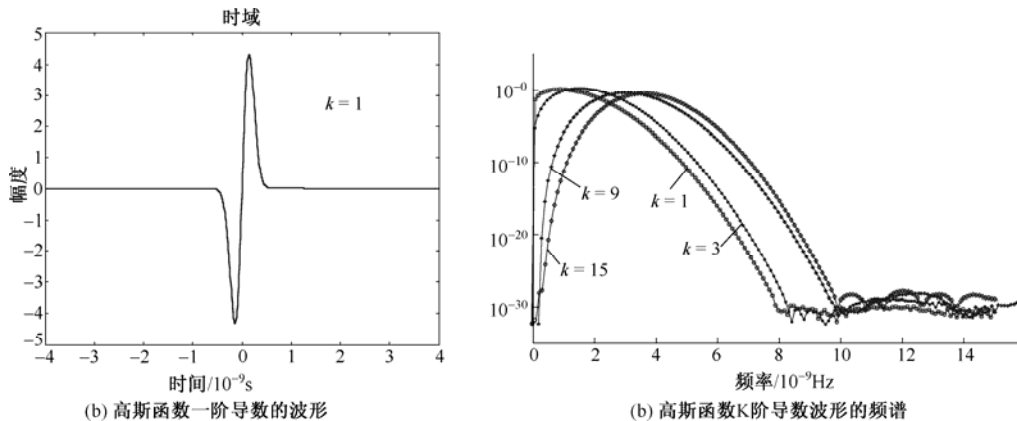


图 4.2-1 超宽带基带传输的成形波

3. 载波调制之前的基带调制

对于载波调制型数字调制来说，先进行基带调制，再进行载波调制；基带调制所产生连续波复信号 $s_i(t)$ 用作预包络进行载波调制，所得带通信号的等效低通信号就是 $s_i(t)$ ，也称复包络。

4.2.2 实现无码间干扰传输的成形波设计

1. 奈奎斯特第一准则

采用成形波函数 $g(t)$ 将符号序列 $\{v_i, i = 0, 1, 2, \dots, \infty\}$ 进行波形成形得到连续信号

$$s_i(t) = \sum_{i=0}^{\infty} v_i g(t - iT) \quad (4.2-2a)$$

经理想信道传输到接收端后，在每个符号间隔中点采样，恢复符号序列而无码间干扰(ISI)的充分必要条件是

$$g(t)|_{t=iT} = \delta(i) = \begin{cases} 1, & i=0 \\ 0, & i \neq 0 \end{cases} \quad (4.2-2b)$$

这个准则除了用于成形波设计，还隐含了整个传输过程不出现码间干扰的条件，即只要信道总特性符合这一准则，就可进行无 ISI 传输。

符合式(4.2-2)条件的成形滤波器有许多种可能；但如果是**单峰形式的波形**，其长度最长只能是符号周期长度 T ，其频率响应的带宽较宽，因而频带效率很低。

- 带宽为 $1/(2T)$ 的理想低通滤波器，其单位冲击响应是 **Sinc 函数**，即

$$g_r(t) = \frac{\sin(\pi t / T)}{\pi t / T} = \text{sinc}(t / T) \quad (4.2-3)$$

符合上述无 ISI 的条件；并且具有最高的频带效率，即基带传输 **2Baud/Hz**，载波调制传输 **1Baud/Hz**。

但是 Sinc 函数波形的包络衰减很慢，呈 $1/t$ 规律，需要截取相当长的波形才能足够精确地表示。这不仅使实现的复杂度高，而且对于符号定时偏差比较敏感。

- 升余弦谱特性的成形波也符合上述无 ISI 的条件；其频谱特性是在矩形的两边各加半个余弦波镶边，即

$$G_c(f) = \begin{cases} T, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ \frac{T}{2} \left[1 + \cos\left[\frac{\pi T}{\beta} \left(|f| - \frac{1-\beta}{2T}\right)\right] \right], & \frac{1-\beta}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\beta}{2T} \\ 0, & |f| > \frac{1+\beta}{2T} \end{cases} \quad (4.2-4a)$$

其中 β 称为滚降系数， $0 \leq \beta \leq 1$ ；相应的时域波形表达式为

$$g_c(t) = \int_{-(1+\beta)/(2T)}^{(1+\beta)/(2T)} G_c(f) e^{j2\pi ft} df \quad (4.2-4b)$$

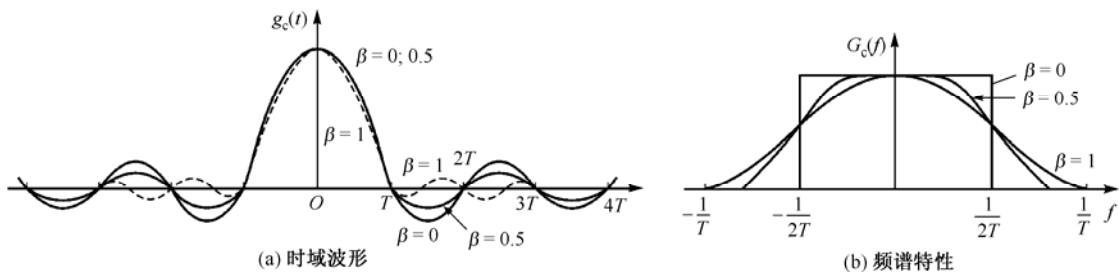


图 4.2-2 升余弦谱特性的成形波

其频谱带宽为 $(1+\beta)/(2T)$ ，因符号速率 $R_s=1/T$ 因此基带传输时其频带效率为

$$\eta = 2 / (1 + \beta) \text{ (Baud/Hz)} \quad (4.2-5)$$

如果采用载波调制传输，其频带效率还要降低一倍，即 $\eta = 1 / (1 + \beta)$ Baud/Hz，因为载波调制是基于平衡调幅法的双边带调制。

- β 值越大波形包络的衰减越快，有效长度越短。其波形包络的衰减呈 $1/t^2$ 规律；当 $\beta=0$ 时就变为 **Sinc 函数**。

可以证明升余弦谱特性的成形波是符合奈奎斯特第一准则的。由于其带宽大于 $R_s=1/T$ ，因此如果以

符号速率对其波形进行采样得到 $\{g_c(nT), n = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty\}$, 就会因为不符合奈奎斯特采样定理而出现频谱混叠现象; 但是这种混叠的频谱函数 $G_c(\omega)$ 正好是一个恒定的实常数, 如图 4.2-3 所示; 所得离散信号的频谱因混叠而正好使相邻两个频谱的过渡段互补而形成平坦的谱特性。

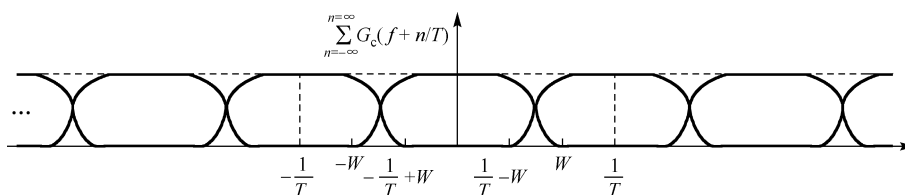


图 4.2-3 以符号速率采样时成形波的频谱混叠现象

2. 奈奎斯特第二准则

奈奎斯特第二准则的基本思想是, 对于一个符号序列所形成的信号波形在接收端能采用限幅法恢复各个符号的正、负矩形脉冲而无相互串扰。

当波形设计合适时, 在接收端选择合适的正负两个门限电平, 对接收信号进行门限的检测和限幅, 恢复出一个一个的正负矩形脉冲, 然后在每个符号时间间隔内进行积分, 确保在无噪声条件下符号间的串扰等于零。

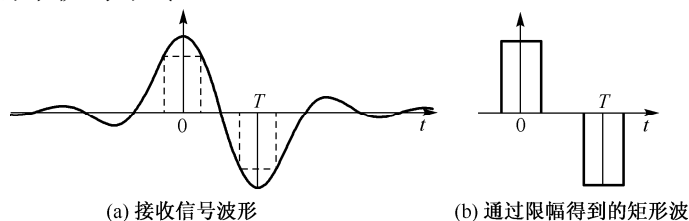


图 4.2-4 通过限幅恢复一个符号的矩形脉冲

3. 奈奎斯特第三准则

奈奎斯特第三准则是脉冲波形面积不变准则。如果每个符号的成形波在其时间间隔内的积分(面积)保持不变, 而其他符号在这个符号时间间隔内的积分都等于零, 那么接收端分别检测各个符号时就没有 ISI。

持续时间小于或等于符号时间间隔 T 的脉冲波形都满足这一准则。但是, 这些单码元长度的成形波, 其频带效率在基带传输情况下都小于或等于 0.5Baud/Hz 。

基于这一准则的 PAM 调制基带传输, 可达到的最高效率是 1Baud/Hz , 此时必须采用特殊设计的、长度大于 T 的成形波。

采用 $1/\text{sinc}(x)$ 函数截取其主瓣作为频谱函数, 即

$$X(f) = \begin{cases} \pi T f / \sin(\pi f T), & |f| \leq 1/(2T) \\ 0, & |f| > 1/(2T) \end{cases} \quad (4.2-6a)$$

通过傅里叶反变换得到其时域波形

$$x(t) = \int_{-\frac{1}{2T}}^{\frac{1}{2T}} \frac{\pi T f}{\sin(\pi f T)} e^{j2\pi f t} df = 2 \int_0^{\frac{1}{2T}} \frac{\pi f T \cos(2\pi f t)}{\sin(\pi f T)} df \quad (4.2-6b)$$

用此波形作为成形波完全符合奈奎斯特第三准则, 而且用于基带传输时的频带效率可达到 1 波特/Hz。

4.2.3 成形波函数的平移正交性

如果成形波 $g(t)$ 具有平移正交性，即 $\{g(t-iT), i = -\infty, \dots, -1, 0, 1, 2, \dots, \infty\}$ 是一个正交基函数族，那么式(4.2-1)给出的符号波形成形表达式

$$s_i(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} v_i g(t-iT) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} [I^{(m_i)} g(t-iT) + jQ^{(m_i)} g(t-iT)] \quad (4.2-8)$$

就是一个正交基展开式，其中符号矢量序列 $\{v_i\}$ 就是 $s_i(t)$ 在正交基函数族 $\{g(t-iT)\}$ 中各个函数上的投影。

因此波形成形的过程，可看作由符号矢量空间 $\{v_i\}$ 向正交基函数族 $\{g(t-iT)\}$ 空间的映射。在接收端得到 $s_i(t)$ 信号的估计 $\hat{s}_i(t)$ 之后，要估计任意一个符号的特征矢量 \hat{v}_i ，只需要进行逆映射，即同步相关运算：

$$\hat{v}_i = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{s}_i(t-iT) g(t-iT) dt \quad i = -\infty, \dots, -1, 0, 1, 2, \dots, \infty \quad (4.2-9)$$

下面来证明某些成形波函数具有平移正交性。

【定理】 如果 $g(t)$ 是符合无码间干扰奈奎斯特第一准则的成形波函数，并且是轴对称的实函数，设其频谱函数为 $G(\omega)$ ，那么谱特性为 $G_{\text{sqr}}(\omega) = \sqrt{G(\omega)}$ 的成形波函数 $g_{\text{sqr}}(t)$ 具有平移正交性，即 $\{g_{\text{sqr}}(t-iT) \mid i = \dots, -1, 0, 1, 2, \dots\}$ 是一族正交基函数：

$$\int_{-\infty}^{\infty} g_{\text{sqr}}(t-kT) g_{\text{sqr}}(t-iT) dt = \begin{cases} 1, & k=i \\ 0, & k \neq i \end{cases} \quad k, i = \dots, -1, 0, 1, 2, \dots \quad (4.2-10)$$

根据此定理可知，平方根升余弦谱特性的成形波都具有平移正交性。其实只要是符合奈奎斯特第一准则的任何其他成形波，只要将其频谱函数求平方根，所对应的成形波就具有平移正交性。Sinc 函数也具有平移正交性， $\{\text{Sinc}(t-iT)\}$ 是一族正交基函数。

此外，符合无码间干扰奈奎斯特第三准则的单码元长度(即 $g(t)|_{|t|>T/2} = 0$)成形波也具有平移正交性，因为 $g(t)$ 和 $g(t-iT)$ 的非 0 值区间互不重叠。

4.2.4 码间干扰受控的波形成形技术

● 基于前述无 ISI 信号波形设计的三准则，载波调制方式传输时其频带效率总是小于 1Baud/Hz 的。

● 如果放宽零 ISI 的要求，设计一个具有受控 ISI 的带限信号波形 $x(t)$ ，虽然在 $i \neq 0$ 时 $x(iT)$ 的值不等于零而存在 ISI，但它所引入的 ISI 是确定的，“受控的”，可以在检测中计及而不至于使误码特性显著变坏^[4-1]。这种受控 ISI 调制方式基带传输时可实现频带效率可达 2Baud/Hz 的传输。

这种受控 ISI 成形波信号称为部分响应信号，这种波形成形准则是奈奎斯特第二准则的一种变形和发展；但它必须将相邻两个符号进行联合判决。

1. 双二进制成形波

双二进制成形波，由两个频谱带宽都为 $2W$ 的 Sinc 函数错开 T 的时间相加得到，这里 $T = 1/(2W)$ ，即

$$x(t) = \text{sinc}(2Wt) + \text{sinc}[2(Wt - 1/2)] \quad (4.2-11a)$$

所得成形波如图 4.2-5(a)所示, 其拖尾比 Sinc 函数衰减快得多, 其频率响应为

$$X(f) = \begin{cases} \frac{\cos[\pi f / (2W)]}{2W} e^{-j\pi f / (2W)}, & |f| \leq W \\ 0, & |f| > W \end{cases} \quad (4.2-11b)$$

当然是共轭对称的; 幅版响应特性如图 4.2-5(b)所示。

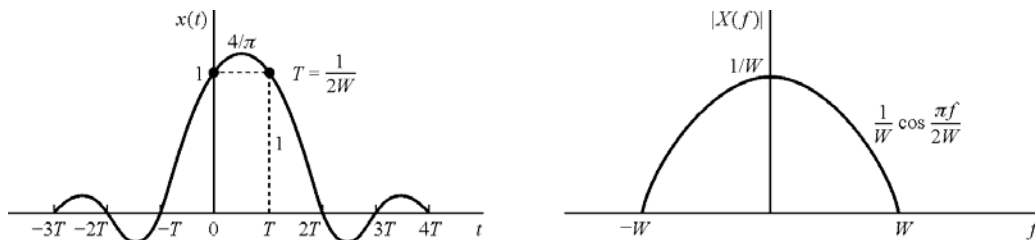


图 4.2-5 双二进制信号的时域和频域特性

从图中可见, 其特性在 0 至 w 的频率范围中光滑地衰减到 0; 注意到 $T=1/(2W)$, 可见其基带传输方式的频带效率确实可达 2Baud/Hz 。这种成形波不满足式(4.2-2a)所示的奈奎斯特第一准则, 而是满足下式:

$$x(iT) = \begin{cases} 1, & i = 0, 1 \\ 0, & i \neq 0, 1 \end{cases} \quad (4.2-12)$$

相邻两个符号存在相互干扰, 但是它是有规则的, 可以消除的。

符号序列的双二进制波形成形方法如下: 设待发送的二进制符号矢量序列为 $\{v_i, i=0, 1, 2, \dots\}$, 其中 $v_i = \pm 1$; 将相邻两个符号相加得到

$$B_i = v_i + v_{i-1} \quad i = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (4.2-13)$$

然后用理想滤波器进行波形成形, 即

$$s(t) = \sum_{i=1}^{\infty} B_i \text{sinc}[2W(t - iT)] \quad (4.2-14)$$

此信号就可通过基带连续信道传输; 也可基于平衡调幅实现载波调制, 变为带通信号传输。

2. 变形双二进制成形波

变形双二进制成形波, 由两个频谱带宽都为 w 的 Sinc 函数向前、向后各平移 T 的时间相减得到, 这里 $T=1/(2W)$, 即

$$x(t) = \text{sinc}[2(Wt + 1/2)] - \text{sinc}[2(Wt - 1/2)] \quad (4.2-15a)$$

其时域波形如图 4.2-6(a)所示。相应的频谱为

$$X(f) = \begin{cases} \frac{j}{W} \sin \frac{\pi f}{W}, & |f| \leq W \\ 0, & |f| > W \end{cases} \quad (4.2-15b)$$

如图 4.2-6(b)所示。它没有直流分量, 特别适于在无直流通道的信道中传输。

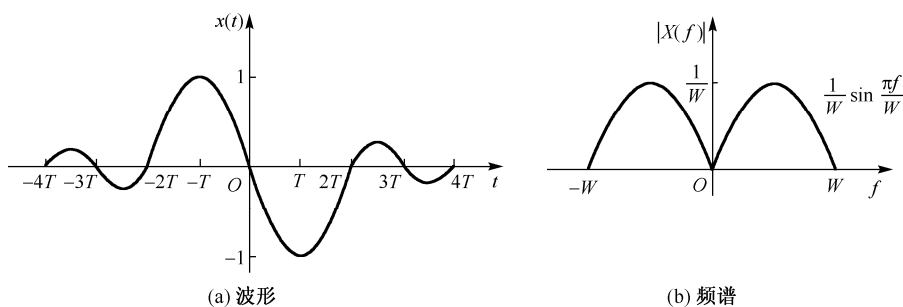


图 4.2-6 变形双二进制信号的时域和频域特性

变形二进制脉冲波形在整数倍符号间隔处的取值为

$$x(iT) = \begin{cases} 1, & i = -1 \\ -1, & i = 1 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (4.2-16)$$

显然也是存在可控 ISI 的。

符号矢量序列 $\{v_i, i = 0, 1, 2, \dots, \infty\}$ 的变形双二进制信号的形成方法如下:

$$B_i = v_i - v_{i-2}, \quad i = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (4.2-17)$$

然后用理想滤波器进行波形成形, 即

$$s(t) = \sum_{i=1}^{\infty} B_i \text{sinc}[2W(t - iT)] \quad (4.2-18)$$

此信号就可通过连续的基带信道传输。如果再进行平衡调幅将它调制到高频载波上, 便可以在带通型信道中传输。

3. 其他受控 ISI 带限信号成形方法

上述双二进制信号成形方法, 可以直接推广到 M 进制 PAM 调制的基带波形成形。设待发送的符号序列为 $\{v_i, i = 0, 1, 2, \dots, \infty\}$, 其中 v_i 有 M 种可能的取值, 即 $\{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots, M-1\}$ 。则

$$B_i = v_i + v_{i-1}, \quad i = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (4.2-19)$$

B_i 的取值有 $2M+1$ 种可能, 即 $\{0, \pm 2, \pm 4, \pm 6, \dots, \pm M\}$ 。然后用带宽为 W 的理想滤波器对 $\{B_i\}$ 进行如式(4.2-14)所示的滤波, 即完成了波形成形。

另一种推广方式是放松到允许多个符号之间存在 ISI。上述部分响应成形波在整数倍符号间隔处有两个非零值, 即两个符号之间存在 ISI; 可以推广到多个非零值, 使多个符号之间存在 ISI; 这类波形的一般式为

$$x(t) = \sum_{n=-N}^N x\left(\frac{n}{2W}\right) \text{Sinc}\left[2W\left(t - \frac{n}{2W}\right)\right] \quad (4.2-20a)$$

其相应的频谱为

$$X(f) = \begin{cases} \frac{1}{2W} \sum_{n=-N}^N x\left(\frac{n}{2W}\right) e^{-jn\pi/W}, & |f| \leq W \\ 0, & |f| > W \end{cases} \quad (4.2-20b)$$

它们的基带传输频带效率都能达到 **2Baud/Hz**。但因存在多个符号相互干扰, 接收处理显得很复杂而很难实用。

4. 双二进制脉冲信号的逐个符号检测

考虑二进制脉冲波形, 当 $i=0$ 和 $i=1$ 时, $x(iT)=1$; 对于其他 i 都有 $x(iT)=0$ 。因此, 接收端在每个符号间隔中点处抽样的值, 应该是一个高斯随机变量 \tilde{B}_i , 即

$$\tilde{B}_i = B_i + \eta_i = v_i + v_{i-1} + \eta_i, \quad i = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (4.2-21)$$

其中 v_i 为第 i 个发送符号, $\{\eta_i\}$ 为加性高斯噪声。因为 $v_i = \pm 1$, 所以 B_i 的值有三种可能, 即 $-2, 0, 2$, 相应的出现概率分别为 $1/4, 1/2, 1/4$ 。

假如不存在噪声, 只要 v_{i-1} 已正确判决, 则由 B_i 可判决 $v_i = B_i - v_{i-1}$ 。但实际中存在噪声会引起差错, v_{i-1} 判决不正确就可能造成 v_i 判决错误, 即存在差错传播现象。

实际上可以采用在发送端进行数据预编码、接收端做相应译码的方法, 避免这样的差错传播, 使逐个符号判决的办法能够实用; 具体做法如下。

由希望发送的 0/1 二进制序列 $\{D_i\}$ 产生一个预编码序列 $\{P_i\}$, 预编码定义为

$$P_i = D_i \oplus P_{i-1}, \quad i = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (4.2-22a)$$

其中的模 2 加法应该看成是模 2 减法, 尽管二者是等同的。接收端译码的规则是

$$D_i = P_i \oplus P_{i-1}, \quad i=1, 2, 3, \dots, \infty \quad (4.2-22b)$$

采用关系式 $v_i = 2P_i - 1$, 将 0/1 序列 $\{P_i\}$ 转换为 $-1/+1$ 的序列 $\{v_i\}$; 根据式(4.2-13)有

$$B_i = v_i + v_{i-1} = (2P_i - 1) + (2P_{i-1} - 1) = 2(P_i + P_{i-1} - 1) \quad (4.2-23)$$

$$\text{由式(4.2-22)和式(4.2-23), 即得} \quad D_i = \frac{1}{2} B_i \oplus 1 \quad (4.2-24)$$

由此可见, 在无噪声情况下, 只要在接收信号波形每个符号间隔中点处抽样得到 $\{B_i\}$, 便可以由式(4.2-24)恢复发送端的数据 $\{D_i\}$ 。

当然, 信号经零均值加性高斯白噪声信道传输后, B_i 变成了高斯随机变量 $\tilde{B}_i = B_i + \eta_i$, 需要采用门限进行判决。注意到 B_i 只有 $-2, 0, 2$ 三种可能的取值, 因此可以取 $+1$ 和 -1 作为门限进行判决, 这是最小欧氏距离判决准则的简化表达。当 $D_i=0$ 时, 对应于 $P_i = P_{i-1}$, $v_i = v_{i-1}$, $B_i = v_i + v_{i-1} = 2v_{i-1} = 2$ 或 -2 ; 当 $D_i=1$ 时, 对应于 $P_i \neq P_{i-1}$, $v_i \neq v_{i-1}$, $B_i=0$ 。因此符号判决规则应该是

$$\hat{D}_i = \begin{cases} 1, & |\hat{B}_i| < 1 \\ 0, & |\hat{B}_i| \geq 1 \end{cases} \quad (4.2-25)$$

这里 \hat{B}_i 是一个实际接收信号波形在第 i 符号间隔处的抽样, 即高斯随机变量 \tilde{B}_i 的一个现实。

双二进制脉冲信号传输的一个具体例子如表 4.2-1 所示。

表 4.2-1 双二进制脉冲信号

i	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
D_i		1	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1
P_i	0	1	0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0
v_i	-1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	1	-1
B_i		0	0	0	2	0	-2	-2	0	2	2	2	0	0	2	0
\hat{D}_i		1	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1

5. 变型双二进制信号的逐个符号检测

变型双二进制成形波受控 ISI 规定: 当 $i=1$ 时, $x(i/(2W)) = -1$; 当 $i=-1$ 时, $x(i/(2W)) = 1$; 其余都为零。因此在每个符号间隔中点处抽样, 应该是一个高斯随机变量:

$$\tilde{B}_i = B_i + \eta_i = v_i - v_{i-2} + \eta_i, \quad i=1, 2, 3, \dots, \infty \quad (4.2-26)$$

考虑所采用的预编码公式为 $P_i = D_i \oplus P_{i-2}$, $i=1, 2, 3, \dots, \infty$ (4.2-27a)

相应的接收端译码规则为 $D_i = P_i \oplus P_{i-2}$, $i=1, 2, 3, \dots, \infty$ (4.2-27b)

注意到 $v_i = 2P_i - 1$, 由上述两式可推得, 无噪声时

$$D_i = \frac{1}{2} B_i \quad (\text{模 } 2) \quad (4.2-28)$$

当 $D_i=0$ 时, 对应于 $P_i = P_{i-2}$, $v_i = v_{i-2}$, $B_i = v_i - v_{i-2} = 0$; 当 $D_i=1$ 时, 对应于 $P_i \neq P_{i-2}$, $v_i \neq v_{i-2}$, $B_i = -2v_{i-2} = -2$ 或 2 。因此有噪声时 D_i 的判决规则应该是

$$\hat{D}_i = \begin{cases} 1, & |\hat{B}_i| \geq 1 \\ 0, & |\hat{B}_i| < 1 \end{cases} \quad (4.2-29)$$

这里 \hat{B}_i 是高斯随机变量 \tilde{B}_i 的一个现实。

6. M 进制 PAM 部分响应波形信号的逐个符号检测

考虑 M 进制脉冲波形, 当 $i=0$ 和 $i=1$ 时, $x(iT) = 1$, 对于其他 i 都有 $x(iT) = 0$ 。设希望传输的数据序列 $\{D_i\}$ 及其预编码序列 $\{P_i\}$ 都是 M 进制数, 即 $D_i, P_i \in \{0, 1, 2, \dots, M-1\}$; 预编码规则是

$$P_i = D_i \oplus P_{i-1} \quad (\text{模 } M), \quad i=1, 2, 3, \dots, \infty \quad (4.2-30a)$$

此处的模 M 加应理解为模 M 减, 尽管二者是等同的; 译码规则为

$$D_i = P_i \oplus P_{i-1} \text{ (模 } M), \quad i = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (4.2-30b)$$

完成预编码后, 采用下式由预编码符号 P_i 得到归零的发送符号 v_i :

$$v_i = 2P_i - (M - 1), \quad i = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (4.2-31)$$

由此可见 v_i 的 M 个可能的取值是 $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$ 。然后得到

$$B_i = v_i + v_{i-1} = 2[P_i + P_{i-1} - (M - 1)] \quad i = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (4.2-32)$$

由此可见 B_i 有 $2M + 1$ 种可能的取值, 即 $\{0, \pm 2, \pm 4, \dots, \pm 2M\}$ 。再用式(4.2-14)所示的理想滤波器对 $\{B_i\}$ 进行滤波, 即得到部分响应波形信号。

由于信道中存在零均值的高斯白噪声, 因此在接收端对接收信号在每个符号间隔中点处采样得到的样点序列, 应为高斯随机过程:

$$\tilde{B}_i = B_i + \eta_i = v_i + v_{i-1} + \eta_i, \quad i = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (4.2-33)$$

其中 $\{\eta_i\}$ 为加性高斯噪声。

根据式(4.2-30b)和式(4.2-32), 可推得

$$D_i = P_i + P_{i-1} = B_i / 2 + (M - 1) \text{ (模 } M), \quad i = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (4.2-34)$$

但因信道噪声的影响使 B_i 变成了高斯随机变量 \tilde{B}_i , 因而由接收信号样点值 \hat{B}_i 对当前符号的判决规则应该是

$$\hat{D}_i = \underset{m \in \{0, 1, \dots, M-1\}}{\text{Argmin}} |\hat{B}_i / 2 + M - 1 - m|^2 \quad (4.2-35)$$

总之, 对于部分响应波形信号, 由于在发送端对发送数据进行了预编码, 可以在接收端逐个符号地进行检测接收, 并能避免差错的传播。逐符号检测简单实用, 但其性能不是最佳的, 因为它消除了符号间的记忆性, 而没有积极利用这种记忆关联性。采用最大似然序列检测, 将相邻符号联合起来进行检测, 其性能才是最佳的。

7. 部分响应波形信号的最大似然序列检测

由于 ISI 受控的部分响应波形信号是有记忆的信号, 每一个符号的判决都与前一个符号的判决是否正确有关, 逐个符号进行判决忽略了这种关联性(记忆性), 对当前符号进行判决时放弃了与该符号相关的部分信息, 难免使误码概率增大, 或说其误码特性存在信噪比损失。对于双二进制受控 ISI 信号来说, 逐个符号检测大约产生 2.1dB 的信噪比损失。

要使检测判决的误码率最小, 必须采用最大似然序列检测(MLSE), 即相邻多个符号联合起来进行判决。判决时需要考虑各种可能的符号序列组合, 对于二进制数据传输的双二进制部分响应信号, 这可以采用如图 4.2-7 所示网格图来描述各种可能的组合。

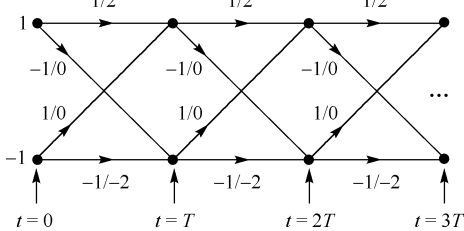


图 4.2-7 双二进制部分响应信号的网格图

双二进制数记忆长度 $L=1$, 网格只有 2 个状态。相邻两个符号相互影响, 实际上只有 4 种不同的组合, 对应于 $t = (i-1)T$ 两个结点到 $t = iT$ 两个结点的 4 条路径。每个箭头旁边用斜杠隔开的两个数 $*/*$, 左边的数表示发送符号值 v_i , 右边的数是接收信号电平 \hat{B}_i ; 最大似然准则对应于欧氏距离最小规则, 这四条路径的代价都是两个欧氏距离之和, 其中欧氏距离和最小者就是正确的路径。原则上可以同时同时对 \hat{v}_i 和 \hat{v}_{i-1} 进行符号判决; 但如果每一步只判决 \hat{v}_{i-1} , 逐步向前递推, 就不会出现错误传播的现象。

对于 M 进制, 长度 $L > 1$ 的情况, 存在 M^{L+1} 种不同路径, 直接进行全搜索, 计算复杂度非常高; 这时可以采用 Viterbi 算法简化计算。

4.3 载波调制

所谓载波调制, 就是将一个频带有限的低通型连续波信号调制为一个处于载波频率附近的带通型信号的过程。

- 设 $s_i(t) = I(t) + jQ(t)$ 为基带调制形成的复信号, 用它作为预包络, 调制到一个其频率值

f_c 大于 $s_i(t)$ 频谱带宽的载波频率上；所得带通信号 $s(t)$ 的复包络就是 $s_i(t)$ ，复包络也称等效低通信号。

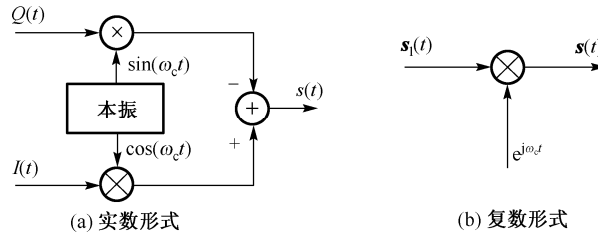


图 4-3-1 正交载波调制

- 一般的预包络是复信号，必须采用两个相互正交的载波进行平衡调幅，这就是如图 4.3-1(a)所示的正交载波调制，其表达式为

$$s(t) = I(t)\cos(\omega_c t) - Q(t)\sin(\omega_c t) \quad (4.3-1)$$

其中角频率 $\omega_c = 2\pi f_c$ 。

- 等价地用如图 4.3-1(a)所示的复指数调制方式实现，即

$$s(t) = \text{Re}[s_i(t) \exp(j\omega_c t)] \quad (4.3-2)$$

其中复信号 $s(t) = s_i(t) \exp(j\omega_c t)$ 就是已调信号 $s(t)$ 的解析信号。

- 这种正交载波调制器，也称正交上变频器，可实现频谱的线性平移
- 当图 4.3-1(a)和式(4.3-1)中的 $Q(t)$ 是实信号 $I(t)$ 的 Hilbert 变换时，这种正交载波调制实现的就是实信号 $I(t)$ 的单边带调制。

4.4 常用的数字调制方式

4.4.1 数字调制的描述

数字调制的目的是将待传输的数据流转换为便于检测恢复原数据流的连续波形信号。

一般数字调制过程都可以分解为：

符号的形成和矢量表示、基带调制和载波调制三步。

对于线性调制来说，不同调制方式主要表现为表示符号矢量的星座点不同，基带调制和载波调制的方法基本相同。

1. 用矢量表示符号

- 对于基于单一成形波的 M 进制调制方式，每个符号表示 K 比特信息，即 $2^K = M$ ；设星座点集为 $\mathcal{S} : \{\mathbf{v}^{(m)}, m = 0, 1, 2, \dots, M-1\}$ ，其中基准矢量 $\mathbf{v}^{(m)} = I^{(m)} + jQ^{(m)}$ 。对于一个待传输的数据流，每 K 比特看作一个符号，根据各个符号所含信息内容从 \mathcal{S} 中找到相应的基准矢量表示，该数据流便转换成矢量序列 $\{\mathbf{v}_i, i = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots\}$ ，其中 $\mathbf{v}_i = \mathbf{v}^{(m_i)} = I^{(m_i)} + jQ^{(m_i)}$ ，表示第 i 个符号属于第 m_i 种符号。
- 对于 M 进制正交波形调制，符号基准矢量集 $\mathcal{S} : \{\mathbf{V}^{(m)}, m = 0, 1, 2, \dots, M-1\}$ 中的 M 个基准矢量分别为单位矩阵 $I_{M \times M}$ 中的 M 个列矢量，记 $\mathbf{V}^{(m)} = [\mathbf{v}^{(0)} \ \mathbf{v}^{(1)} \ \dots \ \mathbf{v}^{(M-1)}]$ ，其中 $\mathbf{v}^{(m)}$ 一般都取为 $\mathbf{1}$ 或 $\sqrt{E_s}$ ， E_s 表示一个符号的能量，例如 $\mathbf{V}^{(0)} = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ ，

$V^{(1)}=[0\ 1\ 0\ \dots\ 0]^T, \dots, V^{(M)}=[0\ 0\ \dots\ 0\ 1]^T$; 对于一个待传输的数据流, 每 K 比特看作一个符号, 根据各个符号所含信息内容从 S 中找到相应的基准矢量表示, 即得符号矢量序列 $\{V_i, i=\dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots\}$, 其中 $V_i=V^{(m_i)}$ 表示第 i 个符号属于第 m_i 种符号。

2. 基带调制

基带调制是将待传输的符号矢量序列 $V:\{v_i, i=\dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots\}$ 转换成连续波信号的过程, 转换的方式主要有两种: 一种是采用单一成形波 $g(t)$ 进行转换, 另一种是采用 M 种相互正交的成形波 $\{g_1(t), g_2(t), \dots, g_M(t)\}$ 进行转换。

(1) 基于单一成形波的符号波形成形

基带调制是符号矢量序列 $V:\{v_i, i=\dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots\}$ 向函数族空间 $\{g(t-iT), i=\dots, -1, 0, 1, 2, \dots\}$ 的映射; 第 i 个符号矢量映射为波形 $v_i g(t-iT)$, 然后将各符号的波形叠接相加, 得到一个连续复信号 $s_i(t)$, 即

$$s_i(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} v_i g(t-iT) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} [I^{(m_i)} g(t-iT) + jQ^{(m_i)} g(t-iT)] \quad (4.4-1a)$$

也可表示为指数形式, 即

$$s_i(t) = A(t, V) \exp[j\varphi(t, V)] \quad (4.4-1b)$$

其中 $A(t, V)$ 为幅度函数, $\varphi(t, V)$ 为相位函数, 二者都与被调制的符号序列 $V:\{v_i, i=\dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots\}$ 有关。

从符号矢量向函数族空间的这种映射, 是可逆的同构映射; 接收端得到 $s_i(t)$ 的估值 $\hat{s}_i(t)$ 后, 可通过逆映射得到符号矢量序列的估计 $\hat{V}:\{\hat{v}_i, i=\dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots\}$ 。因此不同符号矢量映射所得信号波形之间的欧氏距离, 完全对应于这些符号矢量之间的欧氏距离。

(2) M 进制正交波形调制(M -OWM)

M 进制正交波形调制, 即 M 元正交波形调制, 简称 M -OWM。表示 M 种符号的 M 种成形波 $\{g^{(1)}(t), g^{(2)}(t), \dots, g^{(M)}(t)\}$ 都是相互正交的, 当然, 这 M 种成形波又都假定为平移正交的, 即

$$\langle g^{(m)}(t), g^{(m)}(t-iT) \rangle = \delta(i); \quad i=\dots, -1, 0, 1, 2, \dots$$

$$\langle g^{(m)}(t), g^{(m')}(t-iT) \rangle_{m \neq m'} = 0; \quad m, m'=1, 2, \dots, M$$

将这 M 种成形波表示成为一个 M 维函数矢量 $G(t) \triangleq [g^{(1)}(t) \quad g^{(2)}(t) \quad \dots \quad g^{(M)}(t)]$, 对于一个从待传数据流转换而来的符号矢量序列 $\{V_i, i=\dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots\}$,

对其进行基带调制过程的一般表达式应为

$$s_i(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} [V^{(m_i)}]^T G(t-iT) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} v^{(m_i)} g^{(m_i)}(t-iT) \quad (4.4-2)$$

此过程也是可看作是各个符号的波形平移叠接相加得到 $s_i(t)$ 。

3. 载波调制

载波调制是将基带调制产生的复信号 $s_i(t)$ 作为预包络, 调制到角频率为 ω_c 的载波上:

$$s(t) = \text{Re}[s_i(t) e^{j\omega_c t}] = I_i(t) \cos(\omega_c t) - Q_i(t) \sin(\omega_c t) \quad (4.4-3a)$$

其中

$$s_i(t) = I_i(t) + jQ_i(t) \quad (4.4-3b)$$

或

$$s(t) = \text{Re}[s_i(t) e^{j\omega_c t}] = \text{Re}[A(t, V) e^{j\varphi(t, V)} e^{j\omega_c t}] = A(t, V) \cos[\omega_c t + \varphi(t, V)] \quad (4.4-3c)$$

● 关于恒包络调制的概念

从传输特性的功率效率来说，总是希望数字调制信号的包络尽可能恒定，即预包络 $s_i(t)$ 的幅度函数 $A(t, V)$ 近似为常数；包络恒定往往还意味着基带调制时所产生的预包络，其幅度值的过渡比较平滑，因而调制信号的频谱特性较好，占用的频带宽度较小，例如后面要介绍的偏移 QPSK 和多种连续相位调制。

4.4.2 无记忆数字调制

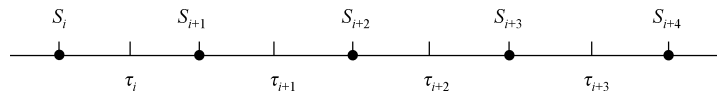
1. 脉冲幅度调制(PAM 或 ASK)

脉冲幅度调制简称 PAM，也就是幅移键控(ASK)。 M 种符号用 M 种不同大小的幅度表示， M 进制 PAM 调制的星座点集 $S: \{v^{(m)}, m=1, 2, \dots, M\}$ ，这里的 M 个基准矢量实际上都是标量，这些幅度值一般是均匀间隔分布的实数或整数。

PAM 调制可以结合 0 、 π 相位调制，此时只要将星座点在实轴上对称分布即可，例如：

$$v^{(m)} = (2m + 1 - M)d / 2 \quad m = 0, 1, 2, \dots, M - 1$$

即 $\{v^{(m)}\} = \{(1 - M)d / 2, (3 - M)d / 2, \dots, -3d / 2, -d / 2, d / 2, 3d / 2, \dots, (M - 1)d / 2\}$



阈值位于相邻幅度电平中间

这里幅度值的正负号表现为在载波调制时是否反相；当 $M=2$ 即对应于 BPSK。

2. 相位调制(PSK)

M 进制相位调制即 MPSK 调制，每个符号表示 K 比特信息， $M = 2^K$ ；星座点集 $S: \{v^{(m)}, m=0, 1, 2, \dots, M-1\}$ 中的 M 个基准矢量可表示为

$$v^{(m)} = \exp(j\varphi^{(m)}) \quad (4.4-5a)$$

其中

$$\varphi^{(m)} = 2\pi m / M, \quad m = 0, 1, 2, \dots, M - 1 \quad (4.4-5b)$$

或

$$v^{(m)} = \cos(2\pi m / M) / \sqrt{2} + j \sin(2\pi m / M) / \sqrt{2}, \quad m = 0, 1, 2, \dots, M - 1 \quad (4.4-5c)$$

- $M=2$ 时的 PSK 调制称为 BPSK 调制，每个符号表示 1 比特信息； $M=4$ 时的 PSK 调制就是 QPSK 调制，每个符号表示 2 比特信息。 $M=8$ 时的 8PSK 调制。
- MPSK 星座点设计应使欧氏距离较小的星座点，尽可能对应于的符号信息汉明距离也较小，以便改善误码特性。

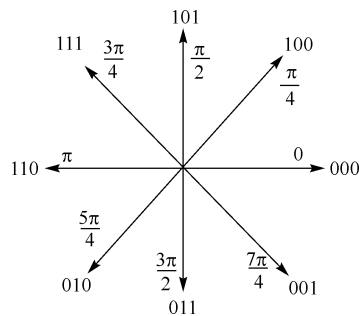


图 4.4-1 8PSK 调制的星座点与符号信息比特

3. 偏移正交相位调制(OQPSK)

常规 QPSK 在相邻两个符号之间最大相位跳变值为 π 或 $-\pi$ ；这将使信号频带展宽。如果在基带调制时使 I 路和 Q 路成形波的中心位置错开 $T_b = T/2$ ，就可避免上述缺点，因而可提高频带效率和改善信号的恒包络性；这就是 OQPSK。

OQPSK 调制的原理和过程如下。

① 用矢量表示符号：

将待传输的数据比特流每 1 比特看做一个符号，根据各个符号的信息内容从星座点集 $S : \{v^{(1)}=1, v^{(2)}=-1\}$ 中选择一个相应的基准矢量表示，此数据流便转换为一个符号矢量序列 $V : \{v_i, i = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots\}$ ，其中 $v_i = v^{(m_i)}$ 。

② 基带调制：

$$s_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [v_{2n}g(t-2nT) + jv_{2n+1}g(t-2nT-T)] \triangleq I_i(t) + jQ_i(t) \quad (4.4-8)$$

相当于实部、虚部分别进行 BPSK 调制，交错相加得到 $s_i(t)$ 。

载波调制与常规方法相同。

● 常规 OQPSK

常规 OQPSK 的成形脉冲 $g(t)$ 采用宽度为 $2T$ 的矩形脉冲；其 $s_i(t)$ 的相位函数 $\varphi(t, V)$ 在符号过渡点的最大跳变为 $\pi/2$ 或 $-\pi/2$ ，这与基于矩形脉冲成形的常规 QPSK 相位函数 $\varphi(t, V)$ 最大跳变为 π 或 π 相比，其频谱特性有明显的改善。

● IJF-OQPSK(Inter-Symbol and Jitter Free OQPSK)

如果成形脉冲采用 $2T$ 长的升余弦脉冲，即

$$g(t) = \begin{cases} [1 + \cos(\pi t / T)] / 2, & |t| < T \\ 0, & |t| \geq T \end{cases} \quad (4.4-9)$$

则相应的 OQPSK 称为 IJF-OQPSK；由于 I、Q 两路都变为平滑过渡的波形，基带调制所产生的预包络信号 $s_i(t)$ 的相位函数 $\varphi(t, V)$ 在符号过渡点没有明显的跳变，因而其调制信号的频谱特性明显优于常规 OQPSK，调制信号的包络是近似恒定的。

4. M 进制正交幅度调制(M-QAM)

设 $M = (2N) \times (2N)$ ，则 M-QAM 调制的星座点集 $S : \{v^{(m)}, m = 0, 1, 2, \dots, M-1\}$ 中的 M 个基准矢量可表示为

$$\mathbf{v}^{(m)}|_{m=i_1+2Ni_2} = (i_1 - N + 0.5) + j(i_2 - N + 0.5); \quad i_1, i_2 = 0, 1, 2, \dots, 2N - 1 \quad (4.4-10)$$

QAM 星座点设计也应使欧氏距离较小的星座点, 尽可能对应于的符号信息汉明距离也较小, 以便改善误码特性。

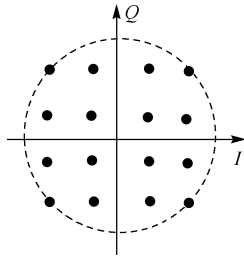


图 4.4-2 16-QAM 的星座点分布

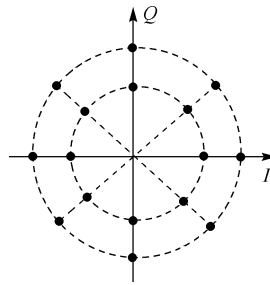


图 4.4-3 一种 16-APSK 的星座点分布

5. M 进制幅度相位调制(M-APSK)

M-APSK 是 ASK 与 PSK 的结合, 设 $M = N_1 \times N_2$, 即 N_1 -ASK 与 N_2 -PSK 相结合, 其星座点集 $S: \{\mathbf{v}^{(m)}, m = 0, 1, 2, \dots, M - 1\}$ 中的 M 个基准矢量可表示为

$$\mathbf{v}^{(m)}|_{m=n_1+n_2N_2} = A(n_1) \exp(j2\pi n_2 / N_2); \quad n_1 = 0, 1, 2, \dots, N_1 - 1; n_2 = 0, 1, 2, \dots, N_2 - 1 \quad (4.4-11)$$

图 4.4-3 给出了 16-APSK 中 16 种符号的星座点。

6. M 元正交码波形调制(M-OWM)

- 用 M 种相互正交的波形表示 M 种符号, 每个符号对应于 K 比特信息, $M = 2^K$;
- M-OWM 调制过程也可用上述三步分解法描述, 但前两步(即式(4.4-2))实际上可简述为:根据待发送的各个符号的种类(m_i)及其矢量表示($\mathbf{v}^{(m_i)}$)选择相应的波形 $p^{(m_i)}(t)$, 然后相乘平移叠接相加:

$$s_i(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \mathbf{v}^{(m_i)} p^{(m_i)}(t - iT) \quad (4.4-13)$$

其中 $\mathbf{v}^{(m_i)}$ 一般取为 1, 所得预包络 $s_i(t)$ 为实信号; $\mathbf{v}^{(m_i)}$ 也可以是 ± 1 , 甚至可用一个复数表示, 即利用相位携带信息, 以便扩大调制进制数, 提高频带效率。

- M 种正交波形的设计主要有三种不同方法, 对应于三种典型的 M-OWM:

(1) 采用相互正交的 M 个二进制序列的成形波

例如: 将长度为 N 的 M 个 Walsh 序列或伪随机序列 $\{p^{(m)}(n); n = 0, 1, 2, \dots, N - 1; m = 0, 1, 2, \dots, M - 1\}$ 经奈奎斯特第一准则成形波 $g(t)$ 分别进行波形成形后得到 M 种相互正交波形:

$$p^{(m)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} p^{(m)}(n) g(t - nT_c), \quad m = 0, 1, 2, \dots, M - 1 \quad (4.4-12)$$

其中 $T_c = T / N$ 是码片周期; 所得 M 个基带波形 $p^{(m)}(t)$ 一般是相互正交的实信号。

这种 M 进制正交波形调制, 其实就是第 9 章将要详细介绍的 M 元扩频调制。

(2) 二进制正交载波调制:

它的两个正交波形为 $f_0(t) = \cos(\omega_c t)$, $f_1(t) = \sin(\omega_c t)$; 相当于星座点处于 1 和 j 的二进制调制; 其特性不如 BPSK, 因而不独立应用。

(3) M-FSK 调制: M-FSK 在一定条件下可看作是一种 M-OWM。

- **M-OWM** 中的载波调制与一般线性调制相同。

7. M 进制频移键控(M-FSK)调制

M-FSK 调制是采用 **M** 种不同的载波频率来表示 **M** 种不同的符号，设其载波频率分别为 $f_c + (2m - M + 1)\Delta f / 2$, $m = 0, 1, 2, \dots, M - 1$, 其中 $\Delta f \geq 1/T$, 每个符号进行一次载波频率的频移跳变即可实现；那么第 m 种符号 **M-FSK** 调制信号就是 $\cos[2\pi f_c t + (2m - M + 1)\pi \Delta f t]$ 。

这是一种频率调制方法，本质上应该属于非线性调制，但它具有二重性：

在一定条件下可以看作是一种 **M** 元正交波形调制(**M-OWM**)，因为当其 **M** 个载波的频率间隔 $\Delta f = 1/T_s$ (符号速率)时，它的 **M** 个载波是相互正交的；而且载波频率的频移跳变可以在基带调制产生预包络时完成。

4.4.3 有记忆线性调制

线性调制的共同特点是：基带调制信号的波形，是由符号矢量序列与符号成形波的平移复本进行如式(4.4-1)和式(4.4-12)所示的加权线性组合得到的。

前述无记忆线性调制中符号矢量序列中各个符号矢量是互不相关的，而这里所说的有记忆的线性调制中每个符号都与前面 L 个符号有关，这种关联性可以用一个 L 阶的马尔可夫链表述， L 是记忆长度。

将编码与调制融为一体是实现有记忆线性调制的重要方法；例如：差分编码调制、网格编码调制(TCM)等；此外还有前面介绍过的受控 ISI 成形波的调制方式也属于有记忆线性调制。

1. 差分编码调制

差分编码调制有多种形式；例如前面所说的非归零反转码(NRZI)与二进制调制相结合，就是一种差分编码调制；还有 **M-PSK** 调制中为了解决相位模糊问题的差分编码，也是与调制紧密结合的。

- 由于差分运算所产生的码流是记忆长度为 $L=1$ 的有记忆序列，其数字调制信号就可看成是一种有记忆线性调制信号。
- 差分编码调制虽然可以看作是一种有记忆线性调制，但其编码和调制过程可相互独立地进行；这时它与一般的信道编码、无记忆调制相级联没有什么不同；但这种硬判决译码的误码特性是有损失的。
- 如果将解调和差分译码融为一体，便可体现了有记忆调制信号的解调译码。即解调时只提供判决量作为差分译码的输入，利用符号间的关联性进行最大似然序列检测，便可得到最佳的检测性能。
- **M-PSK** 调制信号在接收端进行解调、符号判决时存在 **M** 重相位模糊问题；可以采用差分编译码办法解决。即采用相邻两个符号之间的载波相位差来携带符号信息，如果前一个符号的已调载波相位为 $\phi(n-1)$ ，而当前符号为第 m 种符号，那么就将当前符号中点的载波相位调制为 $\phi(n) = \phi(n-1) + 2\pi(m-1)/M$ ；则在接收端只要知道前一个符号的判决结果和两个符号载波相位估计的差 $\hat{\phi}(n) - \hat{\phi}(n-1)$ ，就可以对当前符号做出唯一的判决。

2. 网格编码调制(TCM)

网格编码调制是一类误码特性很好的有记忆线性调制，TCM 调制的基带调制信号也如式(4.4-1)那样是由符号矢量序列与符号成形波的平移复本进行加权线性组合得到的；只不过它在形成调制符号之前将待传的信息比特流进行卷积码编码，并形成状态链控制各个符号都只用星座点各个子集中的矢量，以便使各种符号矢量序列之间的最小欧氏距离最大。因而可以不付出频带效率降低的代价就能改善误码特性。例如网格编码调制 8PSK，与 QPSK 相比可以在不降低频带效率的情况下获得 3~5dB 的误码性能改善。

4.4.4 有记忆非线性调制

有记忆非线性调制主要介绍连续相位调制。它引入记忆性的办法是在基带调制时，使所产生预包络信号 $s_i(t) = A(t, V) \exp[j\phi(t, V)]$ 中相位函数 $\phi(t, V)$ 前后关联，使其随时间而变的规律变得尽可能圆滑而平缓，这也就是使载波调制信号的幅度和相位尽可能避免快速时变，以便使调制信号具有较好的时频特性。

调制的非线性主要表现在，由符号矢量序列 V 到预包络复信号 $s_i(t)$ 的映射是基于指数函数的非线性映射，即 $s_i(t) = A(t, V) \exp[j\phi(t, V)]$ 。

1. 恒包络连续相位调制(CPM)的一般性描述

连续相位调制(CPM)在基带调制中产生一种没有快速时变的连续相位函数 $\phi(t, V)$ 函数，进而通过非线性映射将相位函数 $\phi(t, V)$ 转化为预包络 $s_i(t)$ 。

一般恒包络 CPM 的调制原理和过程仍然可以分解为三步描述如下：

① 用矢量表示符号：

设 M 进制 CPM 中 M 种符号所对应的符号基准矢量集为 $S : \{ v^{(m)} \}$ ， $m = 0, 1, 2, \dots, M-1$ ，其中 $v^{(m)} = 2m - M + 1$ ，即 M 个整数 $\{-M+1, -M+3, \dots, -3, -1, 1, 3, \dots, M-1\}$ ，用于表示符号的相位参数。将待传数据流每 K 比特看作一个符号的信息，根据其信息内容从 S 中找到相应的相位参数，将数据流转换为符号矢量序列 $V : \{ v_i \}$ ， $i = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$ ，其中 $v_i = v^{(m_i)}$ 。

② 基带调制：

将符号矢量序列 $V : \{ v_i \}$ 做非线性映射，映射为一个基带复信号波形

$$s_i(t) = \exp[j\phi(t, V)] \quad (4.4-16a)$$

其中

$$\phi(t, V) = 2\pi \sum_{i=-\infty}^k v_i h_i q(t - iT), \quad kT \leq t \leq (k+1)T \quad (4.4-16b)$$

$$q(t) = \int_0^t g(t) dt \quad (4.4-16c)$$

其中 h_i 为调制指数，即控制相位变化快慢的因子；当取 $h_i = h$ 为常数时，调制指数对所有的符号都相同；当 h_i 的值随下标 i 而周期性地变化时，所得 CPM 称为多重调制指数 CPM，多重调制 CPM 的记忆长度 $L > 1$ 。

② 载波调制：用 $s_i(t)$ 作为预包络进行如式(4.4-3)所示的载波调制。

上述脉冲 $g(t)$ 的形状有多种选择，例如矩形脉冲、余弦脉冲、高斯脉冲等；图 4.4-4 列出了几种 $g(t)$ 脉冲及其相应的 $q(t)$ 波形。

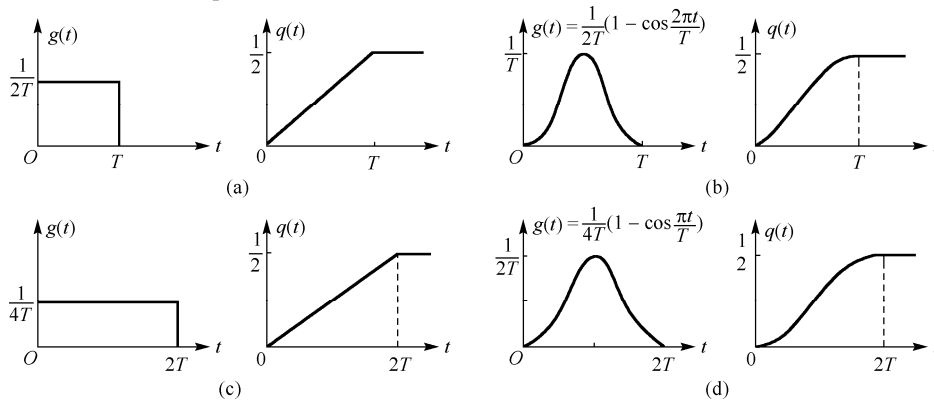


图 4.4-4 CPM 的脉冲形状

● 全响应 CPM

如果 $g(t)|_{t>T} = 0$ ，则称全响应 CPM；全响应 CPM 每个符号的相位增量函数 $q(t)$ 在该符号间隔结束时刻已达到饱和值 $1/2$ ，即响应已结束，如图 4.4-4(a) (b)所示，因而叠加到下一符号相位增量函数之上的是一个不随时间而变的常数，于是相位函数在时间间隔 $[kT, (k+1)T]$ 中的值可以表示为

$$\phi(t, V) = \theta_k + 2\pi v_k h_k q(t - kT), \quad kT \leq t \leq (k+1)T \quad (4.4-17a)$$

其中

$$\theta_k = \pi \sum_{i=0}^{k-1} v_i h_i \quad (4.4-17b)$$

可见全响应 CPM 中第 k 个符号的相位函数是以前一个符号结束时所处相位状态 θ_k 作为初始值而继续累进的；其记忆性的表现为初始相位与前面的符号有关，如果调制指数 h_i 又是不随时间而变的，那么这种 CPM 调制的记忆长度 $L=1$ 。

● 部分响应 CPM

当 $g(t)|_{t>T} \neq 0$ 时所对应的 CPM 称为部分响应 CPM；图 4.4-4(c)和(d)所示为部分响应 CPM 每个符号的相位增量函数 $q(t)$ ，此函数的值一直到该符号结束时刻仍未达到饱和值 $1/2$ ，因而它还有一个随时间而变的函数值拖尾，叠加到后面的符号的相位增值函数之上；于是除了初始相位与前面符号有关的记忆效应之外，还有附加的记忆性，其相位函数 $\phi(t, V)$ 不能像式(4.4-17)那样分离出一个 θ_k 来。这种附加的记忆性有可能使总的记忆长度 $L>1$ 。

● CPM 基带调制信号 $s_i(t)$ 的信号空间图：

图 4.4-5 是采用宽度为 T 的矩形脉冲 $g(t)$ ，调制指数 $h=1/4, 1/3, 1/2$ 和 $2/3$ 时，恒包络 CPM 基带调制信号的空间图。每个符号在信号空间中的轨迹是一段有方向的曲线(单位圆上的一段圆弧)，其起点是前一个符号结束时的信号值，即 $s_i(t)|_{t=iT-T} = \exp[j\phi(t, V)]|_{t=iT-T}$ ，该圆弧线段的走向表示第 i 个符号矢量值 v_i 的正负，顺时针向前走则表示 $v_i=1$ ，否则 $v_i=-1$ 。

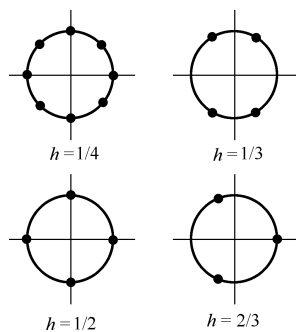


图 4.4-5 一类恒包络 CPM

由此可见，这个信号空间图实际上就是一种状态转移图，每个节点就是一个状态，符号信息由状态转移的路径携带。

2. 连续相位频移键控(CPFSK)

前述 M -FSK 调制，由于其 M 种基带成形波 $\{g^{(m)}(t) = g(t) \exp[j(2m - M + 1)\pi\Delta ft]\}$ ， $m = 0, 1, 2, \dots, M - 1$ 中 $g(t)$ 是宽度为 T 的矩形脉冲，因此基带调制所产生的预包络 $s_i(t)$ 的相位函数 $\phi(t, V)$ 在相邻两个符号的过渡处存在跳变，因而占用带宽较宽，频带效率较低。

- **CPFSK** 利用记忆性让相位函数连续而不跳变以改善频谱特性，它是恒包络 CPM 采用宽度为 T 的矩形脉冲 $g(t)$ 时的一个特例。
- M 进制 CPFSK 的调制原理和过程：

① 用矢量表示符号：

表示 M 种符号的基准矢量集为 $\mathbb{S} : \{-M + 1, -M + 3, \dots, -3, -1, 1, 3, \dots, M - 1\}$ ，即 M 个整数，第 m 种符号基准矢量为 $v^{(m)} = 2m - M + 1$ ， $m = 0, 1, 2, \dots, M - 1$ ；将待传输的数据流每 K 比特看作一个符号的信息，根据其信息内容从 \mathbb{S} 中找到相应的符号基准矢量，从而将它转换为符号矢量序列 $V : \{v_i, i = 0, 1, 2, \dots\}$ ，其中 $v_i = v^{(m_i)}$ ，表示第 i 个符号是属于第 m_i 种符号。

② 基带调制：

将符号矢量序列 $V : \{v_i\}$ 映射为基带复信号，即

$$s_i(t) = \exp[j\phi(t, V)] \quad (4.4-18a)$$

其中

$$\phi(t, V) = \theta_k + 2\pi h v_k q(t - kT), \quad kT \leq t \leq (k+1)T \quad (4.4-18b)$$

$$\theta_k = \pi h \sum_{i=0}^{k-1} v_i, \quad k = \dots, -1, 0, 1, 2, \dots \quad (4.4-18c)$$

$$q(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ t / (2T), & 0 \leq t \leq T \\ 1/2, & t > T \end{cases} \quad (4.4-18d)$$

其中 $h = 2f_m T$ 称为调制指数， f_m 为最大频偏。它是一种基于矩形脉冲的全响应 CPM。

- 由式(4.4-18c)可知，CPFSK 信号的第 k 个符号，因其初始相位 $\theta_k = \pi h \sum_{i=0}^{k-1} v_i$ 总是 πh 的整数倍，因而它

在信号空间中的轨迹是单位圆上由 $\exp(j\theta_k)$ 点至 $\exp(j\theta_{k+1})$ 点的一段圆弧。

③ CPFSK 的载波调制与一般线性调制相同。

3. 最小移频键控(MSK)

MSK 是二进制 CPFSK 在调制指数 $h=1/2$ 时的一个特例；也可看作是一种特别的偏移 OQPSK。

其调制原理和过程如下：

① 用矢量表示符号：

两种符号的基准矢量集为 $\mathbb{S}:\{v^{(1)}, v^{(2)}\}$ ，其中 $v^{(1)}=1$ ， $v^{(2)}=-1$ 。将待传输的数据流每 1 比特看作一个符号的信息，转换为一个符号矢量序列 $V:\{v_i, i=\dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots\}$ ，其中 $v_i=v^{(m_i)}$

② 基带调制：

将符号矢量序列 $V:\{v_i\}$ 映射为基带复信号，即

$$s_l(t) = \exp[j\phi(t, V)] \quad (4.4-19a)$$

其中

$$\phi(t, V) = \sum_{i=-\infty}^k 2\pi h v_i q(t - iT) = \sum_{i=-\infty}^k \pi v_i (t - iT) / (2T), \quad kT \leq t \leq (k+1)T \quad (4.4-19b)$$

或

$$\phi(t, V) = \theta_k + \pi v_k (t - kT) / (2T) = \theta_k + \pi v_k t / (2T) - k\pi v_k / 2, \quad kT \leq t \leq (k+1)T \quad (4.4-20a)$$

其中

$$\theta_k = \frac{\pi}{2} \sum_{i=-\infty}^{k-1} v_i, \quad k = \dots, -1, 0, 1, 2, \dots \quad (4.4-20b)$$

第 k 个符号在信号空间中的轨迹，就是单位圆上由 $\exp(j\theta_k)$ 点至 $\exp(j\theta_{k+1})$ 点的一段圆弧；而 $|\theta_{k+1} - \theta_k| \equiv \pi/2$ ，其相位函数 $\phi(t, V)$ 的最大时变速度等于 $\pi/(2T)$ ；远小于 QPSK。

④ CPFSK 的载波调制与一般线性调制相同：

$$\begin{aligned} s(t) &= \text{Re}\{s_l(t) e^{j\omega_c t}\} = \cos\{\theta_k + [\omega_c + \pi v_k / (2T)]t - k\pi v_k / 2\} \\ &= \cos(\omega_k t + \theta_k - k\pi v_k / 2) \end{aligned} \quad (4.4-21)$$

其中 $\omega_k = \omega_c + v_k \pi / (2T) = \omega_c \pm \pi / (2T)$ 。上式表明，MSK 调制信号在时间间隔 $(kT, (k+1)T)$ 内可以表示成两个载波频率 $\omega_c \pm \pi / (2T)$ 之一的正弦波；每个符号的调制，都是通过连续而平缓地改变载波相位来实现载波瞬时频率偏离于 ω_c ，单位时间内出现的最大频率偏移值是最小的，最小移频键控由此而得名。

【命题】 二进制符号序列 $\{v_i\}$ 经差分编码后再进行 MSK 调制，等价于对 $\{v_i\}$ 进行基于如下正弦脉冲成形波的 OQPSK 调制

$$g(t) = \begin{cases} \sin[\pi t / (2T)] = \sin(\omega_\Delta t), & 0 \leq t \leq 2T \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (4.4-22)$$

其中， $\omega_\Delta = \pi / (2T)$ 。

此命题的意思是：MSK 调制等价于一种特别的 OQPSK。所述 OQPSK 的基带调制所产生的预包络为

$$s_l(t) = \sum_{n=0}^{\infty} [v_{2n} g(t - 2nT) + jv_{2n+1} g(t - 2nT - T)] \quad n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots \quad (4.4-23)$$

4. GMSK 调制

- GMSK 是 MSK 的进一步改进，是欧洲 GSM 移动通信系统采用的体制。
- 上述 MSK 的基带调制信号的相位函数 $\varphi(t, V)$ 虽为连续函数，但在每个符号内为一直线段，相邻两符号过渡处存在转折而成为折线。GMSK 的基带调制先将符号矢量序列 $\{v_i\}$ 用高斯脉冲成形，使所得 $\varphi(t, V)$ 变为光滑而连续变化的曲线，因而使信号的频谱特性得到更进一步改善。

5. 多幅度 CPM

前述恒包络 CPM 都是单幅度 CPM。如果让幅度也携带信息，即为多幅度 CPM，便可以通过增大调制符号的进制数 M 而进一步提高频带效率。为了保证调制信号相位的连续性和无快变，其幅度参数与符号的对应关系也不能固定不变，而是利用记忆性不断改变。

一种 M 进制 ($M = M_1 M_2$) 的 CPFSK 调制的原理和过程：

① 用矢量表示符号：

设 M 种符号的基准矢量集为 $S : \{V^{(m)} ; m = 0, 1, 2, \dots, M-1\}$ ，其中 $M = M_1 M_2$ ； $V^{(m)} |_{m=l+nM_1} = [a^{(l)} \quad v^{(n)}]$ ；幅度参数 $a^{(l)} = l = 1, 2, \dots, M_1$ ；相位参数 $v^{(n)} = 2n - M_2 - 1$ ， $n = 1, 2, \dots, M_2$ ；即 $\{v^{(n)}\} = \{-M_2 + 1, -M_2 + 3, \dots, -3, -1, 1, 3, \dots, M_2 - 1\}$ 。将待传输的数据流每 k 比特看作一个符号的信息，根据其信息内容从 S 中找到相应的符号，该数据流便转换为符号矢量序列 $V : \{v_i, i = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots\}$ ，其中 $v_i = V^{(m_i)} = [a^{(l_i)} \quad v^{(n_i)}]$ 。

② 基带调制：

将符号矢量序列 $V : \{v_i\}$ 做非线性映射，得到一个基带复信号

$$s_i(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} [s_i(t) |_{t \in [iT, iT+T]}] \quad (4.4-24a)$$

其中
$$s_i(t) |_{t \in [iT, iT+T]} = \theta_i \left\{ \frac{(t-iT)a^{(l_{i+1})}}{T|\theta_i|} \exp[j\pi h v^{(n_i)}(t-iT)/T] |_{t \in [iT, iT+T]} \right\} \quad (4.4-24b)$$

$$\theta_i = \left[\prod_{k=-\infty}^{i-1} a^{(l_k)} \right] \exp \left(j\pi h \sum_{k=-\infty}^{i-1} v^{(n_k)} \right) \quad (4.4-24c)$$

显然，第 i 个符号在 $t = iT$ 时刻 $s_i(t)$ 的幅度和相位分别等于 θ_i 的幅度和相位；到 $t = iT + T$ 时刻后， $s_i(t)$ 的幅度逐步变为 $|\theta_i| a^{(l_i)}$ ，而其相位逐步地线性改变，直到等于 θ_i 的相位加上 $\pi h v^{(n_i)}$ 的值。在多幅度 CPM 基带调制信号 $s_i(t)$ 的信号空间图中，每个符号也对应于一段有向的曲线，例如第 i 个符号的曲线段起点为 θ_i ，终点为 θ_{i+1} 。载波调制与一般线性调制相同。

图 4.4-6 给出了 2 幅度 4 进制 CPFSK 基带调制的信号空间图，图中每个节点就是一种状态，即各个符号所对应的有向曲线段的起点或终点，例如 θ_i 和 θ_{i+1} 。当 $h = 1/2, 1/4, 2/3, 1/3$ 时，总的状态数分别为 8, 16, 6, 12；每个节点有 4 条连线，可表示状态转移走向，对应于进制数 $M=4$ 。显然，有些状态之间是不存在转移路径的，这正是约束信号的幅度和相位不发生过快时变的措施。图 4.4-7 给出的是 4 幅度 8 进制 CPFSK 基带调制的信号空间图，当 $h = 1/2, 1/4, 2/3, 1/3$ 时，总的状态数分别为 16, 24, 12, 24；每个节点有 8 条连线，对应于进制数 $M=8$ 。

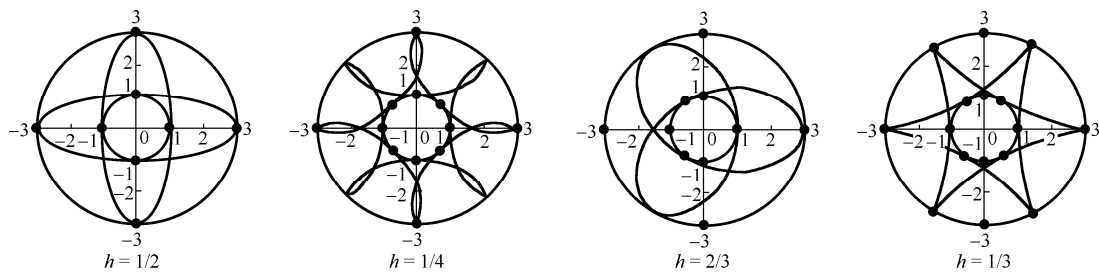


图 4.4-6 2 幅度 4 进制 CPFSK 的信号空间图

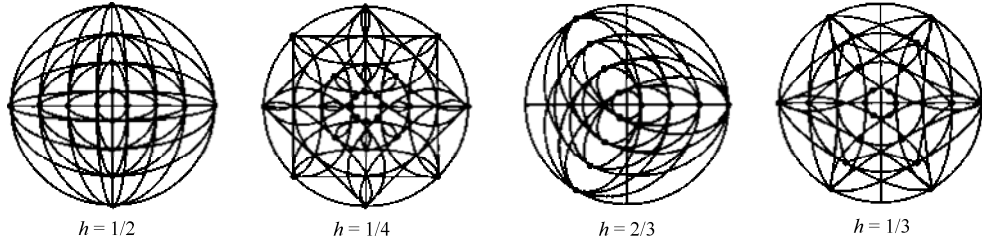


图 4.4-7 4 幅度 8 进制 CPFSK 的信号空间图

4.5 数字调制信号的功率谱

4.5.1 线性调制信号的功率谱

数字调制信号的一般表达式为： $s(t) = \text{Re}[s_l(t)e^{j2\pi f_c t}]$ ，其中等效低通信号的一般表达式为

$s_l(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \mathbf{v}_i g(t - iT)$ ，此等效低通信号的自相关函数为

$$\psi_{ss}(t + \tau, t) = \frac{1}{2} E[s^*(t) s(t + \tau)] = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} E[\mathbf{v}_n^* \mathbf{v}_m] g^*(t - nT) g(t + \tau - mT) \quad (4.5-1)$$

假定符号矢量序列 $\{\mathbf{v}_i\}$ 可视为广义平稳过程，设其均值为 μ_i ，自相关函数为

$$\phi_{vv}(m) = \frac{1}{2} E[\mathbf{v}_n \mathbf{v}_{n+m}^*] \quad (4.5-2)$$

将式(4.5-2)代入式(4.5-1)，得

$$\begin{aligned} \psi_{ss}(t + \tau, t) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \phi_{vv}(m - n) g^*(t - nT) g(t + \tau - mT) \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \phi_{vv}(m) \sum_{n=-\infty}^{\infty} g^*(t - nT) g(t + \tau - nT - mT) \end{aligned} \quad (4.5-3)$$

其中 $\sum_{n=-\infty}^{\infty} g^*(t - nT) g(t + \tau - nT - mT)$ 是一个以 T 为周期的变量 t 的周期性函数。因此 $\psi_{ss}(t + \tau, t)$ 也是以 T 为周期的变量 t 的周期性函数。此外 $s_l(t)$ 的均值为

$$E[s_l(t)] = \mu_i \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - nT) \quad (4.5-4)$$

也是一个以 T 为周期的变量 t 的周期性函数。

因此 $s_l(t)$ 是一个循环平稳随机过程，其均值函数和自相关函数的周期都为 T 。

为了消除 $s_l(t)$ 的自相关函数 $\psi_{ss}(t + \tau, t)$ 对时间 t 的依赖关系，可将它在一个周期内进行平均，得

$$\begin{aligned}
\bar{\psi}_{ss}(\tau) &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \psi_{ss}(t+\tau, t) dt \\
&= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \phi_{vv}(m) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} g^*(t-nT) g(t+\tau-nT-mT) dt \\
&= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \phi_{vv}(m) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} g^*(t) g(t+\tau-mT) dt \\
&= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \phi_{vv}(m) \phi_{gg}(\tau)
\end{aligned} \tag{4.5-5}$$

其傅里叶变换为

$$\Psi_{ss}(f) = \frac{1}{T} |G(f)|^2 \Phi_{vv}(f) \tag{4.5-6}$$

如果序列中符号为实的且互不相关，则有

$$\Psi_{ss}(f) = \frac{\sigma_i^2}{T} |G(f)|^2 + \frac{\mu_i^2}{T^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| G\left(\frac{m}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{m}{T}\right) \tag{4.5-7}$$

上式等号右边第二项是一些离散频率分量，存在离散频谱对于传输是不利的；但如果符号序列的均值为零，则第二项将消失。

$s(t)$ 的自相关函数为 $\phi_{ss}(\tau) = \text{Re}[\psi_{ss}(\tau)e^{j2\pi f_c \tau}]$ ，其功率谱为

$$\Phi_{ss}(f) = \frac{1}{2} [\Psi_{ss}(f-f_c) + \Psi_{ss}^*(-f-f_c)] \tag{4.5-8}$$

4.5.2 连续相位调制信号的功率谱

(1) CP-FSK 信号的功率谱

CP-FSK 信号的功率谱特性与调制指数 h 及调制进制数 M 有密切关系。图 4.5-1、图 4.5-2 及图 4.5-3 分别给出了二进制、四进制、八进制 CPFSK 在各种调制指数 h 下的功率谱。

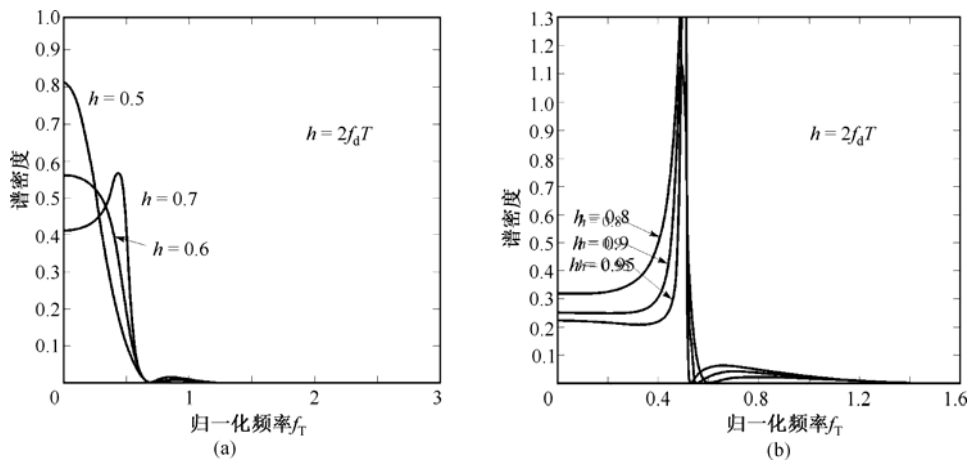


图 4.5-1 二进制 CPFSK 的功率谱

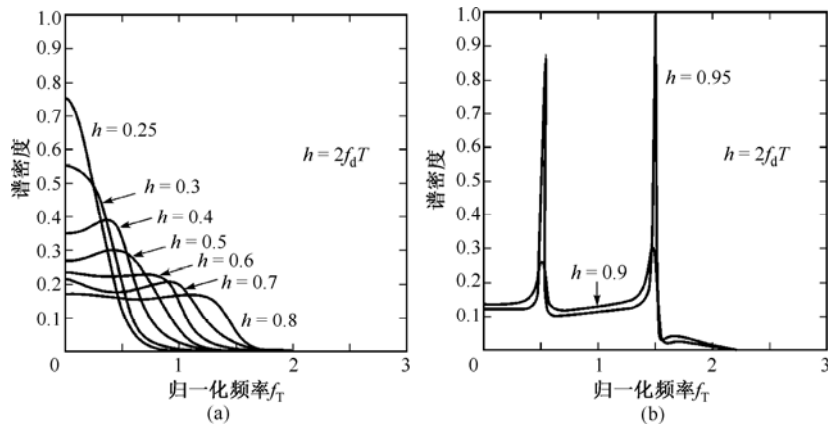


图 4.5-2 四进制 CPFSK 的功率谱

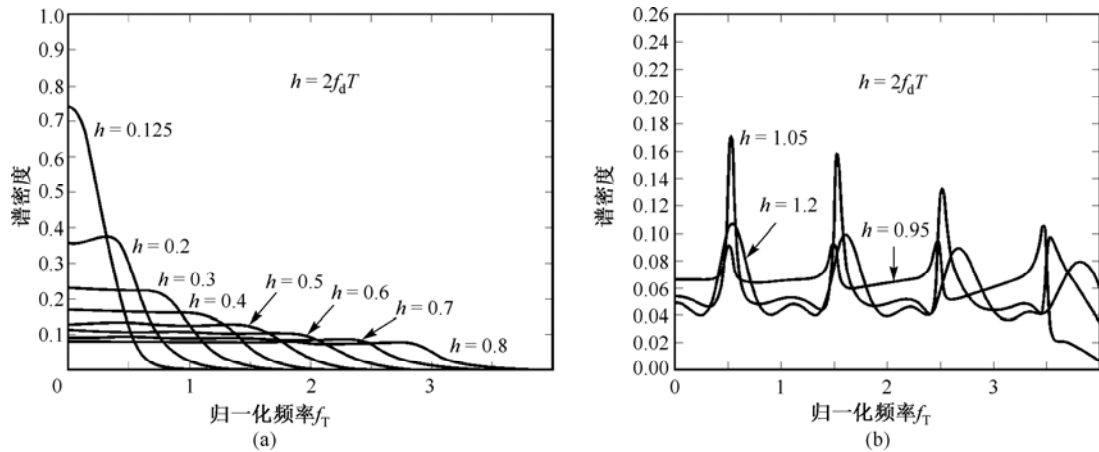


图 4.5-3 八进制 CPFSK 的功率谱

(2) MSK 的功率谱

MSK 的功率谱的主瓣比常规 OQPSK 的主瓣宽 50%，但是 MSK 的旁瓣下降得很快，因而其带宽效率更高，得到了广泛的应用；特别是其进一步改进的 GMSK 具有更好的频谱特性和恒包络特性。图 4.5-4 给出了常规 OQPSK 和 MSK 功率谱的比较。

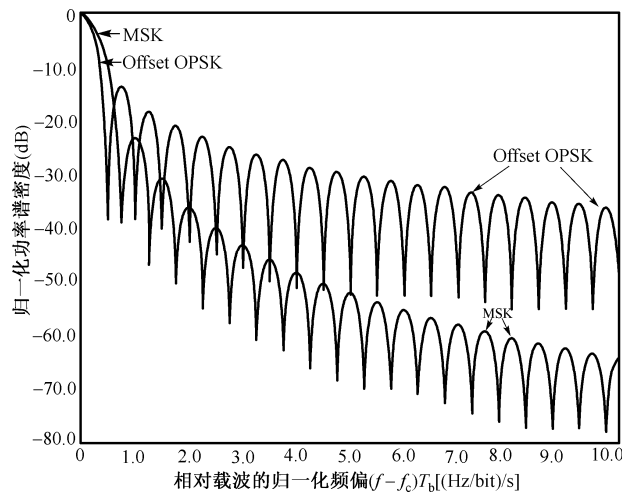


图 4.5-4 常规 OQPSK 与 MSK 的功率谱

图 4.5-5 对于 IJF-OQPSK 的功率谱与常规 OQPSK、MSK 的功率谱进行了比较，前者的特性明显优于后面两种。不难推测，IJF-OQPSK 的谱特性也应该优于基于 $2T$ 长度正弦波成形脉冲的 OQPSK 的谱特性，因为后者等价于差分编码与常规 MSK 相结合的调制方式，其中的差分编码一般是不能改善功率谱特性的。

成形脉冲形状对于 CPM 信号的谱特性也有显著影响。图 4.5-6 给出了 $h=1/2$ 的恒包络部分响应 CPM 采用不同长度升余弦成形波时的功率谱。

图 4.5-7 给出的是 3RC 成形波四进制 CPM 信号的功率谱受调制指数不同的影响情况。

图 4.5-8 所示为两幅度四进制 CPFSK 在调制指数 h 取不同值时的功率谱, 从图中可见, 采用较小的调制指数, 对于压低旁瓣还是有明显效果的。

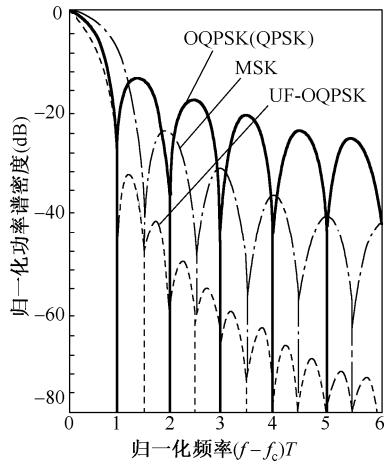


图 4.5-5 IJF-OQPSK 功率谱的比较

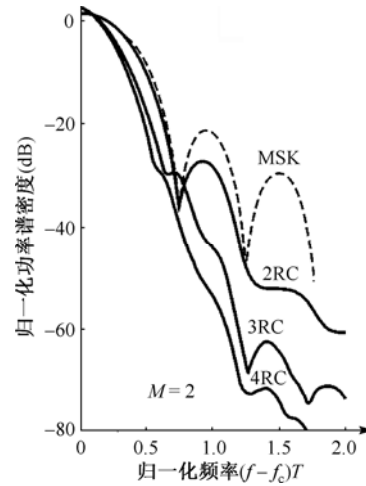


图 4.5-6 $h=1/2$ 部分响应二进制 CPM 的功率谱

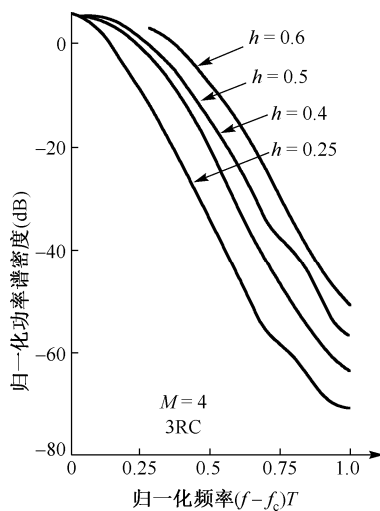


图 4.5-7 3RC 成形波四进制 CPM 的功率谱

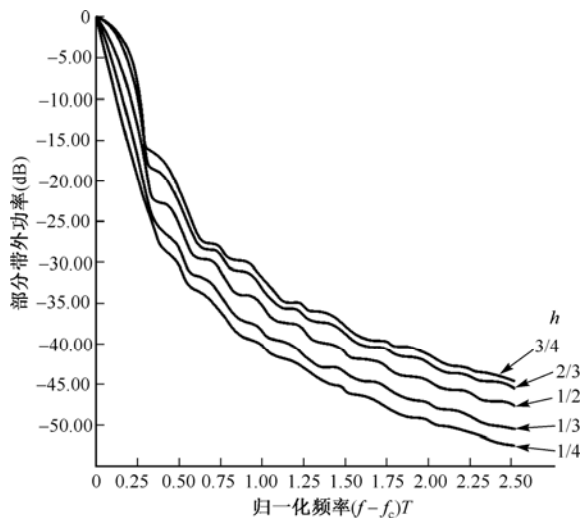


图 4.5-8 两幅度四进制 CPFSK 的功率谱

习题

4-1 假定 $s(t)$ 是实值带通信号, 试证明等效低通信号 $s_l(t)$ 一般为复值信号; 试问在何条件下 $s_l(t)$ 为实信号?

4-2 现要将一个比特率为 2.4kbps 的数字信号调制到 19.2kHz 的载波上, 分别给出以下几种调制方式的载波调制信号和等效低通信号的表达式:

- (1) BPSK 调制, 矩形脉冲成形;
- (2) BPSK 调制, 频域升余弦特性的成形滤波器;
- (3) QPSK 调制, 矩形脉冲成形;
- (4) OQPSK 调制;
- (5) 8PSK 调制, 矩形脉冲成形;
- (6) FSK 调制;
- (7) CP-FSK 调制;
- (8) CPM 调制。

4-3 试求 MSK 及 OQPSK 已调信号的自相关函数, 假定每种已调信号的信息序列都是不相关的, 且为零均值的。

4-4 用 MATLAB 编一个程序, 用 4.2 题中参数产生一个 QPSK 信号, 并加入比信号弱 9dB 的高斯白噪声, 给出发送信号波形。

4-5 如果信道对输入 $x(t)$ 的响应 $y(t) = Kx(t - t_0)$, 其中 K 和 t_0 是常数, 那么称该信道为无失真的。试证明如果信道的频率响应为 $A(f)e^{j\theta(f)}$, 其中 $A(f)$ 和 $\theta(f)$ 都是实的, 那么信道无失真传输的充分必要条件为 $A(f) = K$, $\theta(f) = 2\pi f t_0 \pm n\pi, n = 0, 1, 2, \dots$

4-6 假设数字通信系统采用高斯脉冲成形 $x(t) = \exp(-\pi a^2 t^2)$, 为减少符号间干扰, 要求 $x(T) = 0.01, T$ 是符号间隔。脉冲

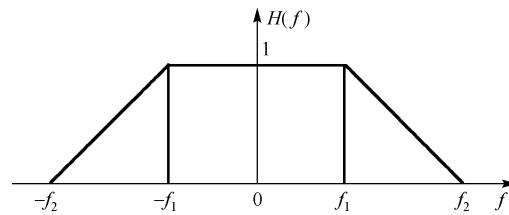
$x(t)$ 的带宽 W 定义为 $X(W)/X(0)$ ，其中 $X(f)$ 是 $x(t)$ 的傅里叶变换。试求 W ，并与滚降因子为 1 的升余弦谱带宽相比较。

4-7 设一个理想电话线信道具有 600~3000Hz 的带通频率响应特性。试设计一个 QPSK 系统来传输速率为 2400b/s 的数据，载频为 1800Hz。采用升余弦谱特性。并画出系统的方框图，计算相应的参数。

4-8 给出数据流 1110010100，求采用以下基带编码方式的编码结果，并画出相应的信号波形。

(1) NRZ 码；(2) NR 码；(3) Manchester 码；(4) 差分双相码。

4-9 某一带传输系统其发送端、信道、接收端总的传输特性如下图所示。请问在无码间干扰的条件下，系统的最高传输速率及频带利用率是多少？



4-10 假如采用 QPSK 传输数据，数据率为 20Mbps，信道带宽为 15MHz。

(1) 如果采用升余弦成形，所需的滚降系数是多少？

(2) 能否找到一滚降系数支持 32Mbps 的数据率？

4-11 某 M 进制数字通信系统，每隔 0.5ms 向信道发送 32 种可取电平中的 1 个。试问：(1)每个电平值所对应的比特数是多少？(2)符号率是多少？(3)比特率是多少？

4-12 某 M 进制数字通信系统，其比特率为 9600bps。(1)如果以 16 进制方式进行传输，需要的最小信道带宽是多少？

(2)如果以 64 进制进行传输，需要的最小信道带宽是多少？

4-13 某系统采用 MPSK 调制，其信息比特速率为 14.4kbps，基带信道带宽为 3.6kHz，如果采用升余弦成形波成形，请问：(1)该系统 MPSK 的 M 取值范围是多少？(2)如果采用 0.5 的升余弦镶边系数，此时的符号速率是多少？

4-14 假设信息速率为 9600bps，采用矩形脉冲成形，计算采用 BPSK、QPSK、MSK、64PSK、64QAM 调制的信号带宽，并讨论这些调制技术各自的优缺点。

4-15 考虑两个带通信号 $s_0(t) = \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0)$, $0 \leq t \leq T$, $s_1(t) = \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1)$, $0 \leq t \leq T$, 其中 $f_1 > f_0 \gg 1/T$ 。

(1) 如果 $\varphi_0 = \varphi_1 = 0$ ，证明 $s_0(t)$ 、 $s_1(t)$ 正交的最小频率间隔为 $f_1 - f_0 = 1/(2T)$ ；

(2) 如果 φ_0 、 φ_1 为任意相位，证明 $s_0(t)$ 、 $s_1(t)$ 正交的最小频率间隔为 $f_1 - f_0 = 1/T$ 。

4-16 思考连续相位调制信号与非连续相位调制信号的优缺点？并依据其特点分析二者分别合适在什么通信体制中应用？

4-17 一信号由下式给出： $s(t) = A \sin(2\pi f_c t + \varphi_c + (\pm 1)\beta)$, $0 < t \leq T$ ，其中 +1 对应发送数据 1，-1 对应发送数据 0， φ_c 为初相。

(1) 当 $\beta = \pi/2$ 时，证明信号 $s(t)$ 为 BPSK 信号；

(2) 当 $0 < \beta < \pi/2$ 时，证明信号 $s(t)$ 与 BPSK 信号相比多了一个载波项。