第5章 数字频带传输系统

【本章导学】

数字基带传输系统的原理是数字通信系统的基础,但是实际通信中很多信道不能直接 传送基带信号,需经过调制过程将信号完成频谱搬移,转换为频带信号进行传输,以频带信 号在信道中传输的通信系统即为频带传输系统。本章主要讨论二进制数字频带传输系统的 基本原理和抗噪性能分析方法,并对二进制数字频带传输系统进行了性能比较,还介绍了多 进制数字调制的原理和改进数字调制技术。

本章学习目的与要求

- > 掌握二进制数字频带传输系统的基本原理
- ▶ 掌握二进制数字调制的信号波形
- ▶ 掌握二进制数字调制信号的功率谱
- > 熟悉二进制数字调制系统的调制与解调方法
- > 掌握二进制数字频带传输系统抗噪性能分析方法与结论
- > 熟悉各种二进制数字调制系统的性能
- ▶ 了解多进制数字频带传输系统的基本原理
- ▶ 了解现代数字调制技术

本章学习重点

- ▶ 2ASK、2FSK、2PSK 及 2DPSK 信号波形及功率谱特性
- ▶ 二进制数字调制的信号产生方法和解调方法
- ▶ 抗噪性能的分析方法和结论

▶ 二进制数字调制系统的性能比较

思政融入

- ▶ 哲学思想 ▶ 科学精神
- ▶科学思辨 ▶工程伦理

▶ 工匠精神

通信系统按照是否采用了调制可分为基带传输系统和频带传输系统。第4章讨论了数 字基带传输系统,但是实际通信信道通常具有带通特性,无法直接传送具有丰富低频成分的 数字基带信号。因此,需要将基带信号调制到较高频率,形成频带信号以适合信道的传输。 与模拟调制类似,数字调制是用数字基带信号去控制载波的参量,使得载波参量随着基带信 号的变化而变化。在接收端通过解调器将已调信号还原为原始基带信号,即完成信号的解 调。通常将包含调制和解调过程的数字传输系统称为数字频带传输系统或数字调制系统。

与第3章所讨论的模拟调制相同,本章所要学习的数字频带传输系统选择正弦波作为 载波信号。数字调制和模拟调制的原理基本相同,但模拟调制的载波参量是随着模拟基带 信号做连续变化,而由于数字基带信号的离散特性,数字调制通常用载波信号参量的若干离 散状态来表征所传送的信息。一般地,数字调制方法有两种:①采用模拟调制的方法实现 数字调制,即将数字调制看作模拟调制的特例,将数字信号当作模拟信号的特殊情况处理。 ②利用数字信号的离散取值特点采用开关控制载波输出,实现载波参量在不同数字基带信 号下的变化,这种方法也称为键控法。正弦载波的参量主要包括振幅、频率和相位,根据受 控于基带信号的载波参量的不同,数字调制可以分为幅移键控(Amplitude Shift Keying, ASK)、频移键控(Frequency Shift Keying,FSK)和相移键控(Phase Shift Keying,PSK)3 类。也可用数字基带信号同时改变正弦载波的幅度、频率或相位中的某几个参数,产生改进 数字调制技术。根据数字基带信号的进制,数字调制也可分为二进制调制和多进制调制。 在二进制调制中,信号参量只有两种可能取值,而在多进制调制中,信号参量可能有 *M* 种取 值(*M*>2)。本章主要讨论二进制数字频带传输系统的原理及抗噪性能,并简要介绍多进制 调制的基本原理。

二进制数字调制有二进制幅移键控(2ASK)、二进制频移键控(2FSK)和二进制相移键 控(2PSK/2DPSK)3种基本形式,它们受控于基带信号的载波参量分别为振幅、频率和相位。



5.1.1 二进制幅移键控(2ASK)

1. 信号表达式与信号波形

幅移键控是正弦载波的幅度随数字基带信号的变化而变化的数字调制。当数字基带信 号为二进制时,则为二进制幅移键控。二进制幅移键控是最早出现的数字调制形式,最初用 于电报系统,但由于其抗噪能力较差,实际已较少使用。

假设载波信号为

$$C(t) = A\cos(\omega_c t + \varphi_0) \tag{5-1}$$

式中,A 为振幅; ω_c 为角频率; φ_0 为初始相位。

设调制信号为
$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s)$$
,则已调 2ASK 信号表达式为
 $e_{2ASK}(t) = As(t)\cos(\omega_c t + \varphi_0)$ (5-2)

则载波幅度由原来的固定幅值 A 变成了随着调制信号的变化而变化的变量 As(t)。为简单 起见,假设载波信号原振幅为 1,初相位为 0,则已调信号为

$$e_{2ASK}(t) = s(t) \cdot \cos\omega_c t = \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s)\right] \cos\omega_c t$$
(5-3)

式中,调制信号 s(t)限制为单极性非归零信号,即

$$s(t) = \sum_{n} a_{n}g(t - nT_{s})$$
(5-4)

式中, T_s 是二进制基带信号的时间间隔;g(t)为持续时间为T的基带脉冲波形; a_n 是第n个符号的电平取值。若取

$$a_n = \begin{cases} 1, & \text{概 x } p \\ \\ 0, & \text{ \ m x } 1-p \end{cases}$$

$$(5-5)$$

则此时载波的振幅随着数字信号1和0在两个电平之间转换,即可得到二进制幅移键控中 最简单的形式——通断键控(On-Off Keying,OOK)信号,即载波在数字信号1或0的控制 下通或断,其时域表达式可进一步简化为

$$e_{00K}(t) = \begin{cases} A\cos\omega_{c}t, & \bigcup \mathbb{R} \approx p \ \mathbb{E} \ \mathbb{E} \ 1 \ \mathbb{H} \\ 0, & \bigcup \mathbb{R} \approx 1 - p \ \mathbb{E} \ \mathbb{E} \ 0 \ \mathbb{H} \end{cases}$$
(5-6)

其典型波形如图 5-1 所示。可以看出,2ASK 已调信号用载波的有和无表示基带信号的1和0,其时间波形随二进制基带信号 s(t)发生通-断变化。



2. 功率谱密度

对连续信号而言,其频域特性用频谱表示,而本章的调制信号及所得已调信号均为离散随机信号,离散信号的傅里叶变换不收敛,因此在研究频谱特性时,讨论其功率谱密度。由式(5-3)可知,2ASK 信号表达式可表示为

$$e_{2ASK}(t) = s(t) \cdot \cos\omega_c t \tag{5-7}$$

已调 2ASK 信号在时域是调制信号和载波信号的乘积,在频域则是两个信号的卷积。 假设 s(t)的功率谱密度为 $P_s(f)$,2ASK 信号的功率谱密度为 $P_{2ASK}(f)$,则

$$P_{2ASK}(f) = \frac{1}{4} \left[P_s(f + f_c) + P_s(f - f_c) \right]$$
(5-8)

可以看出,2ASK已调信号的功率谱是将调制信号的功率谱线性搬移到了 f_c 和 $- f_c$ 两个载频的位置,因此 2ASK 属于线性调制。由于 2ASK 的调制信号限制为 NRZ 信号,因此,当 0、1 出现概率相等,即 p=1/2 时,调制信号功率谱为

$$P_s(f) = \frac{1}{4}\delta(f) + \frac{1}{4}T_s \cdot \operatorname{Sa}^2(\pi f T_s)$$
(5-9)

则

$$P_{2ASK}(f) = \frac{1}{16} \left[\delta(f + f_c) + \delta(f - f_c) \right] + \frac{T_s}{16} \left\{ Sa^2 \left[\pi(f + f_c) T_s \right] + Sa^2 \left[\pi(f - f_c) T_s \right] \right\}$$
(5-10)

2ASK 信号功率谱密度如图 5-2 所示。可见,2ASK 信号的功率谱由连续谱和离散谱两部分组成,为基带信号功率谱的线性搬移。连续谱取决于线性调制后的双边带谱,而离散谱由载波分量确定。





基带信号是矩形波,理论上其频带宽度为无穷大,而以载波为中心频率,在功率谱密度 的第一过零点之间集中了信号的主要功率,因此通常取第一对过零点的带宽作为传输带宽, 称之为谱零点带宽,即信号带宽。可以看出,2ASK 信号的带宽是基带信号带宽的两倍,即

 $B_{2ASK} = 2f_s \tag{5-11}$

这里 f_s 为基带信号的谱零点带宽,在数值上与基带信号的码元速率 R_B 相等,即 $f_s = 1/T_s = R_B$ 。因此 2ASK 信号的传输带宽是基带信号码元速率的 2 倍,也是基带脉冲波形带宽的 2 倍。

3. 调制方法

由 2ASK 的表达式知,2ASK 信号的产生方法通常有模拟相乘法和键控法两种,如图 5-3



所示,图 5-3(a)是一般的模拟幅度调制方法,采用模 拟相乘的方法实现;图 5-3(b)是采用数字键控的方 法实现,开关 K 的动作由基带信号 s(t)控制。s(t) 为高电平1时,开关接端子1,输出为载波,而 s(t)为 低电平0时,开关接在端子0,输出为0,在基带信号 为1和0时分别得到两种不同振幅的载波。

4. 解调方法

(b) 键控法 与模拟调制中的 AM 信号类似,2ASK 信号也
 图 5-3 2ASK 调制原理图 有非相干(nocoherent)解调(包络检波法)和相干
 (coherent)解调(同步检测法)两种解调方法,其相应的接收系统组成框图如图 5-4 所示。

信号在进入解调模块之前首先要经过带通滤波器滤除有效信号频带以外的噪声,其带 宽与已调信号带宽相同,中心频率等于载波频率。

非相干解调时,用全波整流器和低通滤波器共同实现包络检波器的作用。抽样判决器





的作用是将抽样值和门限值进行比较,若抽样值大于门限值,则判为1;否则,判为0。 相干解调时,其他部分与非相干解调相同,只是用乘法器代替了全波整流器。

【思政 5-1】 相对于模拟调制系统的解调,数字频带传输系统的解调主要增加了抽样 判决模块,抽样判决模块也是数字通信系统的重要模块。目的在于提高接收机性能,恢复原 数字信号。我们要用科学的方法分析模拟和数字通信系统的模型,并辩证分析两类解调方 法的优劣,选择适合的解调方法。

5.1.2 二进制频移键控(2FSK)

1. 信号表达式及信号波形

频率调制是使正弦载波的频率受控于基带信号,随着基带信号的变化而变化,因此二进 制频移键控的表达式可定义为

$$e_{o}(t) = A\cos\omega t \tag{5-12}$$

式中,ω为已调信号的瞬时角频率:

$$\omega = \omega_c + \Delta \omega = \omega_c + ks(t) \tag{5-13}$$

表明已调信号的瞬时频率变化量受控于调制信号 s(t),随着 s(t)的变化而变化。

在二进制情况下,正弦载波的频率随二进制基带信号在 f_1 和 f_2 两个频率点间变化,即

$$e_{2\text{FSK}}(t) = \begin{cases} A\cos(\omega_1 t + \varphi_n), & \text{ $\emptyset \notin 1$ h} \\ \\ A\cos(\omega_2 t + \theta_n), & \text{ $\emptyset \notin 0$ h} \end{cases}$$
(5-14)

如同两个不同频率交替发送的 ASK 信号,因此已调 2FSK 信号的时域表达式也可写为 $e_{2FSK}(t) = \left[\sum_{n} a_n g(t - nT_s)\right] \cos(\omega_1 t + \varphi_n) + \left[\sum_{n} \overline{a}_n g(t - nT_s)\right] \cos(\omega_2 t + \theta_n)$ $= s_1(t) \cdot \cos(\omega_1 t + \overline{s_1(t)}) \cdot \cos(\omega_2 t)$ (5-15)

式中,g(t)为单个矩形脉冲,脉宽为 T_s ; ω_1 和 ω_2 是两个不同的载波频率; φ_n 和 θ_n 分别为 第n个信号码元的初始相位,在二进制频移键控信号中, φ_n 和 θ_n 不携带信息,通常可令 φ_n 和 θ_n 为零; \bar{a}_n 是 a_n 的反码, a_n 和 \bar{a}_n 的取值可表示为

二进制频移键控信号的波形如图 5-5 所示。



首先由原始基带信号得到与之极性相同的 $s_1(t)$ 和与之极性相反的 $\overline{s_1(t)}$,然后根据 2FSK 表达式,在每个对应时刻, $s_1(t)$ 乘以载波 1 加上 $\overline{s_1(t)}$ 乘以载波 2,如此就可以得到已 调 2FSK 信号波形。可以看出 2FSK 信号波形的特点是用两种不同频率的载波信号表示基带信号 1 和 0。

2. 功率谱结构

2FSK 信号可以看成两个不同载频的 2ASK 信号的叠加,因此,2FSK 的功率谱也可近 似表示为中心频率分别为 f_1 和 f_1 的两个 2ASK 功率谱的组合,即

$$P_{2\text{FSK}}(f) = \frac{1}{4} \left[P_{s_1}(f+f_1) + P_{s_1}(f-f_1) \right] + \frac{1}{4} \left[P_{\overline{s_1}}(f+f_2) + P_{\overline{s_1}}(f-f_2) \right]$$
(5-17)

由于 $s_1(t)$ 和 $s_1(t)$ 均为 NRZ 信号,且脉宽为 T_s ,故当 0 和 1 出现的概率相等,即 p = 1/2 时,有

$$P_{2\text{FSK}}(f) = \frac{1}{16} \{ \text{Sa}^{2} [\pi(f+f_{1})T_{s}] + \text{Sa}^{2} [\pi(f-f_{1})T_{s}] \} + \frac{1}{16} \{ \text{Sa}^{2} [\pi(f+f_{2})T_{s}] + \text{Sa}^{2} [\pi(f-f_{2})T_{s}] \} + \frac{1}{16} [\delta(f+f_{1}) + \delta(f-f_{1}) + \delta(f+f_{2}) + \delta(f-f_{2})]$$
(5-18)

其功率谱密度如图 5-6 所示。

由图可见,2FSK 信号的功率谱由连续谱和离散谱两部分组成。其中,连续谱由两个中 心位于 f_1 和 f_2 的双边谱叠加而成,离散谱位于两个载频 f_1 和 f_2 处。连续谱的形状随着 两个载频之差 $\Delta f = |f_1 - f_2|$ 的大小而变化,当 Δf 较小,小于基带信号带宽 f_s ,即 $\Delta f < f_s$ 时,功率谱为单峰,随着 Δf 的增长,两载频之间的距离增大;当 $\Delta f > f_s$ 时,功率谱出现 双峰。以功率谱的第一过零点间的频率间隔计算 2FSK 信号的带宽,则其带宽近似为

$$B_{2FSK} = 2f_{s} + |f_{1} + f_{2}|$$
(5-19)
式中, f_{s} 为基带信号带宽, $f_{s} = 1/T_{s} = R_{B}$ 。



3. 调制方法

2FSK 信号的产生方法主要有两种,一种是采用模拟调频电路来实现,通常可使基带信号 直接控制压控振荡器(Voltage-Controlled Oscillator,VCO),使 其输出不同频率的信号;另一种是采用数字键控的方法来实 现,如图 5-7 所示。

键控法中,开关 $K \in \Re$ 入的二进制基带信号控制,在输入不同数字信号时转向不同频率的载波输入端。在一个码元 T_s 期间输出 f_1 或 f_2 两个载波之一,使得输出端以两种不同频率的载波表示 1 和 0 两种数字信号。



4. 解调方法

二进制频移键控信号的解调方法有很多,如鉴频法、相干解调法、包络检波法、过零检测 法和差分检波法等,鉴频法原理在模拟调频部分已经介绍过,这里主要介绍后4种解调 方法。

1) 相干解调法

相干解调又称为同步检测,其原理框图如图 5-8 所示。2FSK 信号可看作两路 2ASK 信号,所以其解调也可将 2FSK 信号分解为上下两路 2ASK 信号分别进行相干解调。带通滤 波器的作用是滤除有效信号频带以外的噪声,其特性应与两路 2ASK 信号的中心频率和带 宽一致。两支路分别完成相干解调后进入抽样判决器,此时,抽样判决器不设置任何判决门 限,而是起到比较器的作用。通过对上下两路的抽样值进行比较最终判决出输出信号。假 设数字信号 1 和 0 分别对应载波频率 f_1 和 f_2 ,图 5-8 中的上下支路的输出分别为 v_1 和 v_0 ,则当 $v_1 > v_0$ 时,判决为上支路 f_1 所对应的 1,而当 $v_1 < v_0$ 时,判决为下支路 f_2 所对 应的 0。

144 📢 通信原理——理论、分析及应用(新形态版)



图 5-8 2FSK 相干解调原理框图

【思政 5-2】 抽样判决器在大多数通信系统模型中需要采用定时脉冲进行抽样,与 判决门限进行比较得到判决结果。但在 2FSK 上下支路的解调模型中我们要用严谨的科 学精神和正确的科学方法分析系统模型和模块功能,而不能经验论地理解抽样判决器的 作用。

2) 包络检波法

包络检波法与相干解调法类似,也是将 2FSK 信号分解为上下两路 2ASK 信号分别进 行包络检波,由抽样判决器通过对上下两路的抽样值进行比较最终判决出输出信号。判决 方法与相干解调相同。2FSK 包络检波法如图 5-9 所示。





由于上下支路都是分别对通过带通滤波器得到的一个在载频位置的 2ASK 功率谱进 行解调,所以如果 f_1 和 f_2 较为接近,则无法正确地用带通滤波器滤出两个不同载频位置 的功率谱,从而无法正确完成解调。因此,相干解调法和包络检波法这两种上下支路式的解 调方法,存在一定的局限性,通常需要满足条件 $|f_1 - f_2| \ge 2f_s$,才适合采用这两种解调 方法。

3) 过零检测法

2FSK 已调信号中 1、0 码元对应的载波频率不同,即在单位时间内载波的过零点数目 不同,过零检测法(zero crossing detection)就是利用这个特点还原基带信号的。过零检测 法的工作原理如图 5-10 所示。

2FSK 信号经整形后形成矩形波,再经微分电路得到与频率变化相对应的双向尖脉冲, 由整流电路形成单向尖脉冲。由于 0 和 1 对应的载波信号频率不同,因此该尖脉冲波形反 映了 FSK 信号的过零点,其密集程度反映了已调信号频率的高低。尖脉冲序列经过宽脉冲 发生器后,变换成具有一定宽度的矩形波,该矩形波的直流分量就代表信号的频率,脉冲越 密集,直流分量就越大,输入信号的频率也就越高。经低通滤波器后即可将此反映频率高低



的直流分量检测出来,完成频率-幅度的转换,最后经过抽样判决器判决还原出原始数字基带信号。

4) 差分检波法

差分检波法(differential detection)的原理框图如图 5-11 所示。



图 5-11 2FSK 差分检波法原理框图

已调 2FSK 信号经过带宽为 $2f_s + |f_1 - f_2|$ (2FSK 信号带宽)的带通滤波器,得到的 信号以 2FSK 定义式表示:

$$e_{0}(t) = A\cos(\omega_{c} + \Delta\omega)t \tag{5-20}$$

该信号与其延时 τ 后的信号相乘,则有

$$(t) \cdot e_{o}(t-\tau) = A^{2} \cos(\omega_{c} + \Delta\omega)t \cdot \left[\cos(\omega_{c} + \Delta\omega)(t-\tau)\right]$$
$$= \frac{A^{2}}{2} \cos(\omega_{c} + \Delta\omega)\tau + \frac{A^{2}}{2} \cos\left[2(\omega_{c} + \Delta\omega)t - (\omega_{c} + \Delta\omega)\tau\right]$$

经低通滤波器后可得

 e_{o}

$$e'(t) = \frac{A^2}{2} \cos(\omega_c + \Delta \omega)\tau = \frac{A^2}{2} [\cos\omega_c \tau \cdot \cos\Delta\omega\tau - \sin\omega_c \tau \cdot \sin\Delta\omega\tau]$$

若控制 τ ,使 $\cos\omega_c \tau = 0$,则 $\sin\omega_c \tau = \pm 1$,此时

$$e'(t) = -\frac{A^2}{2} \sin\omega_c \tau \cdot \sin\Delta\omega\tau = \begin{cases} -\frac{A^2}{2} \sin\Delta\omega\tau, & \omega_c \tau = \frac{\pi}{2} \\ \frac{A^2}{2} \sin\Delta\omega\tau, & \omega_c \tau = -\frac{\pi}{2} \end{cases}$$
(5-21)

当 $\Delta \omega \tau$ 较小时, $\sin \Delta \omega \tau \approx \Delta \omega \cdot \tau$, 则式(5-21)可写为

$$e'(t) \approx \begin{cases} -\frac{A^2}{2} \Delta \omega \tau, & \omega_c \tau = \frac{\pi}{2} \\ \frac{A^2}{2} \Delta \omega \tau, & \omega_c \tau = -\frac{\pi}{2} \end{cases}$$

又因为 $\Delta \omega = k \cdot s(t)$,所以输出信号 e'(t)与原生基带信号 s(t)呈线性关系,判决后可 实现还原。差分检波法的性能受 τ 控制。

5.1.3 **二进制相移键控**(2PSK/2DPSK)



模拟相位调制是载波的相位随调制信号的变化而变化,而数字移相则是以载波的不同 初始相位值来表示不同数字信号,即用基带信号来 $\varphi_0=0$ 控制载波的相位。载波初相 φ 是指每个码元起始时 刻所对应的载波相位,如图 5-12 所示。 1. 移相信号定义及波形 $\varphi_0=0$ $\varphi_1 = \pi$ 1) 2PSK----绝对移相信号 在 2PSK 中,通常用两种不同的载波初始相位来 表示二进制基带信号的 0 和 1。2PSK 信号表达式为 图 5-12 移相原理 $e_{2\text{PSK}}(t) = A\cos(\omega_c t + \varphi_n) \qquad (5-22)$ 式中,φ"表示第 n 个符号的绝对相位,有以下两种取值方式。 (0. 表示 0

A 方式: 载波初相
$$\varphi = \begin{cases} \pi, & \overline{3} \\ \pi, & \overline{3}$$

典型波形如图 5-13 所示。



以 A 方式为例,则式(5-22)可改写为

$$e_{2\mathrm{PSK}}(t) = \begin{cases} A\cos\omega_{c}t, & \mbox{$U$$\ensuremath{\mathbb{K}}$$\ensuremath{\mathbb{K}}$$\ensuremath{\mathbb{K}}$$\ensuremath{\mathbb{K}}$$\ensuremath{\mathbb{K}}$$\ensuremath{\mathbb{K}}$$\ensuremath{\mathbb{K}}$$\ensuremath{\mathbb{K}}$$\ensuremath{\mathbb{K}}$\ensuremath{\mathbb{K$$

可以看出,信号的两种码元波形相同,极性相反,因此 2PSK 信号一般可表示为一个双 极性非归零信号与一个正弦载波相乘,即

$$e_{2\text{PSK}}(t) = s(t) \cdot \cos\omega_c t \tag{5-23}$$

式中,s(t)是码元宽度为T的双极性非归零信号。

2PSK 信号以载波的不同初始相位(初相)来直接表示相应二进制数字信号的调制方 式,称为二进制绝对移相。

2) 2DPSK——相对移相信号

2DPSK 也称为差分相移键控(differential phase shift keying)。与 2PSK 不同的是, 2DPSK 是用前后码元的相对载波初相来表示不同的数字信息。所谓相对载波初相是指当 前码元对应的载波初相 φ_2 与前一相邻码元载波初相 φ_1 的差值:

$$\Delta \varphi = \varphi_2 - \varphi_1$$

差分相移键控中,相对载波初相与基带信号的关系有以下两种表示方式。

A 方式: 载波初相
$$\Delta \varphi = \begin{cases} 0, \quad \overline{k} \overline{n}, \quad \overline{0} \\ \pi, \quad \overline{k} \overline{n}, \quad \overline{1} \end{cases}$$
 或反之
B 方式: 载波初相 $\Delta \varphi = \begin{cases} \frac{\pi}{2}, \quad \overline{k} \overline{n}, \quad \overline{0} \\ -\frac{\pi}{2}, \quad \overline{k} \overline{n}, \quad \overline{1} \end{cases}$

2DPSK 信号波形如图 5-14 所示。



观察已调信号的波形可以看出,2DPSK 信号波形与 2PSK 信号波形不同的地方在于, 2DPSK 信号波形的同一相位并不对应相同的数字信息符号,而前后码元相对相位的差才唯 一决定信息符号。单纯从波形来看,无法分辨相位调制波形是 2DPSK 波形还是 2PSK 波 形。若按绝对移相规则对 DPSK 信号进行解调,0 初相对应数字信号 0,π 初相对应数字信 号1,则可得到一组数字信号,这组数字信号称为相对码。相对码可由原始基带序列(绝对 码)做差分变化得到,即第4章所学的差分波形,可见 2DPSK 信号也可是相对码经绝对移 相形成的,所以只有已知相移键控方式是绝对的还是相对的,才能正确判定原信息。 2DPSK 信号也可以通过以下方法得到:绝对码经差分变换得到相对码,再对相对码做绝对 移相,即可得到相对相移键控信号。由于这个过程是做差分变换后得到的,所以 2DPSK 信号



也称差分相移键控。这说明,解调 2DPSK 信号时并不依赖于某一固定的载波相位参考值。

3) 比较

如果采用绝对移相方式,由于发送端以某个相位作为基准,所以在接收系统中也必须有 这样一个固定基准相位作为参考。如果这个参考相位发生变化,即0相位变 π 相位或 π 相 位变0相位,则所恢复的数字信息就可能发生误判。而在实际通信系统中,分频器或锁相环 路都有可能发生状态转移,参考相位就可能发生180°的相位变化,这种现象常称为"倒 π "现 象。"倒 π "现象会使 2PSK 信号发生严重误判。比较在发生"倒 π "情况下两种信号的判决, 如图 5-15 所示。



图 5-15 "倒 π"情况下 2PSK 和 2DPSK 信号的判决

由图 5-15 可以看出,2PSK 在发生"倒 π"现象后,接收到的波形中的相位都发生了变化,可是在接收端我们并不知道是否发生了"倒 π"现象,仍然会依照接收到的波形进行恢复 判决。遇到 0 初相判断原始基带码是 0,遇到 π 初相,判断原始基带码为 1,判决完成后发现,采用 2PSK 方式在接收端所恢复的基带码全是错的。

而 2DPSK 信号是根据相邻两码元所对应的相位差来判决原始基带码的。假定初始参 考相位为 0,相差为 0,则判断原始基带码为 0,相差为 π,则判断原始基带码为 1。由图 5-15 可看出,这种调制方法下恢复的基带码只错了一位。这是因为 2DPSK 解调时并不依赖于 某一固定的载波相位参考值,只要前后码元的相对相位关系不破坏,则鉴别这个相位关系就 可以正确恢复数字信息,这就避免了"倒 π"现象的影响。

【思政 5-3】 在同样经历"倒 π"的情况下,2PSK 判决全错而 2DPSK 只错一位,其本质 原因是因为 2DPSK 用码元的相对关系来判决原始基带信号,而非 2PSK 所采用的绝对关 系。我们需要透过现象看本质,用辩证思维分析和理解两种相移键控方法在发生"倒 π"情 况下所得结果不同的核心原因。

2. 功率谱结构

2PSK 的信号表达式为 $e_o(t) = s(t) \cdot \cos(t) + \cos(t)$,且 s(t)为双极性非归零信号,则 2PSK 的 功率谱密度为

$$P_{E}(f) = \frac{1}{4} \left[P_{s}(f + f_{c}) + P_{s}(f - f_{c}) \right]$$
(5-24)

式中,

$$P_{s}(f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_{s}(2p-1)G(mf_{s})|^{2} \cdot \delta(f-mf_{s}) + 4f_{s}p(1-p) |G(f)|^{2}$$

第5章 数字频带传输系统

$$= f_s |G(f)|^2 \left(p = \frac{1}{2}\right)$$
$$= T_s \operatorname{Sa}^2(\pi f T_s)$$

则

$$P_{E}(f) = \frac{T_{s}}{4} \{ \mathrm{Sa}^{2} [\pi (f + f_{c}) T_{s}] + \mathrm{Sa}^{2} [\pi (f - f_{c}) T_{s}] \}$$
(5-25)

2PSK/2DPSK 功率谱密度如图 5-16 所示。



由图 5-16 可以看出,与 2ASK 功率谱相似,2PSK/2DPSK 的功率谱也是将原始基带信号的功率谱搬移到了载频位置,但是由于双极性非归零信号在等概情况下功率谱没有离散谱,因此 2PSK 功率谱中不存在离散谱分量,只有连续谱。2PSK/2DPSK 信号带宽为基带信号带宽的 2 倍,即

$$B_{2PSK} = 2f_s = 2/T_s \tag{5-26}$$

3. 调制方法

2PSK 的调制方法包括模拟调制法和键控法两种,原理如图 5-17 所示。

2PSK 模拟调制法与产生 2ASK 信号的方法相 比,只是对调制信号 *s*(*t*)的要求不同,码型变换模块 是将原始信号转换成为双极性非归零信号。2PSK 数字键控法是用数字基带信号 *s*(*t*)控制开关电路, 选择两种不同相位的载波输出。无论是在 A 方式还 是在 B 方式,通常两种载波初相相差都为 π。

2DPSK 信号的调制原理如图 5-18 所示。与 2PSK 不同的是,模拟调制法在进行电平转换前需要 先将原始基带信号通过差分编码从绝对码转换成相



对码。即用相对码进行绝对移相产生 2DPSK 信号。数字键控法是先将基带信号经过码变 换模块转换成相对码,再用相对码控制开关 K 的动作,输出两种不同初相的载波。

4. 解调方法

1) 2PSK 解调

因为 2PSK 信号是用不同的载波相位来表示数字信息的,所以解调方式只能采用相干 解调,如图 5-19(a)所示。又考虑到相干解调在这里实际上起鉴相作用,因此相干解调中的 "相乘-低通"又可用各种鉴相器替代,如图 5-19(b)所示。由于需要载波同步提取和发送端相同的载波,因此 2PSK 相干解调法又被称为 2PSK 同步检测法。由于 2PSK 相干解调过 程实质上是输入已调信号与本地载波信号进行极性比较的过程,因此也常称此法为极性比较法解调。



2) 2DPSK 解调

2DPSK 信号是先将基带信号变换成相对码,再用相对码做绝对移相得到的,2DSPK 的 解调方式同样也可以采用相干解调,只是此时抽样判决所得到的是相对码,因此还需经过码 反变换完成从相对码到绝对码的变换,还原成原始基带信号。2DPSK 相干解调原理框图和 各点波形如图 5-20 所示(假设默认参考相位为 0 相位)。

2DPSK 信号还可采用差分相干解调法,这种方法是直接比较前后码元的相位差来实现 解调的,因此也称为相位比较法,2DPSK 差分相干解调原理框图和各点波形如图 5-21 所示。

观察图 5-20 和图 5-21 中的低通滤波器的输出点 d 经抽样判决器判决得到输出波形 e, 我们可以发现,假设判决门限为 0,则判决规则是大于 0 判 0,小于 0 判 1。可对判决规则规 定如下:

(1) 如果编码规则 $\Delta \varphi = 0$ 对应数字信号 0, $\Delta \varphi = \pi$ 对应数字信号 1,则判决规则为大于 0 判 0,小于 0 判 1。

(2) 如果编码规则 $\Delta \varphi = 0$ 对应数字信号 1, $\Delta \varphi = \pi$ 对应数字信号 0,则判决规则为大于 0 判 1,小于 0 判 0。



2DPSK 差分相干解调法在解调的同时已完成了从绝对码到相对码的转换,无须额外增加码反变换模块,且延时电路的输出起着参考载波的作用,不需要专门的相干载波,因此设备比较简单,是一种相对实用的解调方法。

【思政 5-4】 具体问题具体分析是辩证方法论的一个基本原则,是辩证唯物主义的一条基本要求和重要原理。2DPSK 差分相干解调法中,判决方法根据调制时所采用的方法不同有所变化,需要具体问题具体分析,不可凭经验做判断,否则容易出现全反的误判。

5.2 二进制数字调制系统的抗噪性能

通信系统的抗噪性能是指系统克服加性噪声影响的能力。数字通信系统中,信道的加 性噪声有可能产生误码,错误程度通常用误码率(或称码元错误概率)来衡量。与分析数字 基带传输系统的抗噪性能相同,对数字频带传输系统的抗噪性能的分析,也是需要分析在信 道加性噪声干扰下的总误码率。

在二进制数字调制系统抗噪声性能分析中,假设信道特性是恒参信道,在信号的频带范围内其具有理想矩形的传输特性(传输系数为 K);噪声为等效加性高斯白噪声,其均值为零,方差为 σ^2 ,且认为噪声只对信号的接收带来影响,因此分析系统性能是在接收端进行的。

5.2.1 二进制幅移键控(2ASK)系统的抗噪性能



2ASK系统抗噪性能分析模型如图 5-22 所示。



图 5-22 2ASK 系统抗噪性能分析模型

在一个码元的持续时间(T_)内,2ASK 系统在发送端输出的波形可表示为

$$s_T(t) = \begin{cases} u_T(t), & \text{ $\pounds 1$ ft} \\ \\ 0, & \text{ $\xi 0$ ft} \end{cases}$$

式中,

$$u_T(t) = \begin{cases} A\cos\omega_c t, & 0 < t < T_s \\\\ 0, & \ddagger \& t \end{cases}$$

设传输后只有固定衰耗,接收端首先要经过的带通滤波器是为了让信号无失真通过,滤除有效信号频带以外的噪声,则在每一码元的持续时间内,带通滤波器的输出信号(即解调器输入信号)为

$$y(t) = y_i(t) + n_i(t) = \begin{cases} a \cos \omega_c t + n_i(t), & \text{(5-27)} \\ n_i(t), & \text{(5-27)} \end{cases}$$

式中, $n_i(t)$ 为窄带高斯噪声,单边噪声功率谱密度为 n_0 ,其均值为零,方差为 σ_n^2 ,且可表示为

 $n_i(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t$

则式(5-27)可改写为

$$y(t) = \begin{cases} [a + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t, & \text{ \pounds 1 $ H$} \\ \\ n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t, & \text{ \pounds 0 $ H$} \end{cases}$$

式中,y(t)为正弦波+窄带高斯过程,包络服从广义瑞利分布。

根据解调方法不同,下面分别讨论包络检波法(非相干解调)和同步检波法(相干解调) 两种情况下的系统抗噪性能分析。

1. 包络检波法的系统抗噪性能

2ASK 包络检波法系统抗噪性能分析模型如图 5-23 所示。



图 5-23 包络检波法系统抗噪性能分析模型

解调器输入端信号为

$$y(t) = y_{i}(t) + n_{i}(t) = \begin{cases} [a + n_{c}(t)]\cos\omega_{c}t - n_{s}(t)\sin\omega_{c}t, & \& 1 \ \Pi \\ n_{c}(t)\cos\omega_{c}t - n_{s}(t)\sin\omega_{c}t, & \& 0 \ \Pi \end{cases}$$
$$= \begin{cases} \sqrt{[a + n_{c}(t)]^{2} + n_{s}^{2}(t)}\cos(\omega_{c}t + \varphi_{0}), & \& 1 \ \Pi \\ \sqrt{n_{c}^{2}(t) + n_{s}^{2}(t)}\cos(\omega_{c}t + \theta_{0}), & \& 0 \ \Pi \end{cases}$$

则信号包络为

$$V(t) = \begin{cases} V_1(t) = \sqrt{[a + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)}, & \& 1 \text{ fr} \\ \\ V_0(t) = \sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t)}, & \& 0 \text{ fr} \end{cases}$$
(5-28)

波形 y(t)经包络检波器及低通滤波器后的输出波形由式(5-28)决定, $\forall V(t)$ 进行抽样 判决。V(t)发1时的一维概率密度 $f_1(v)$ 服从广义瑞利分布;发0时的一维概率密度 $f_0(v)$ 服从瑞利分布。

$$f_1(v) = \frac{v}{\sigma_n^2} I_0\left(\frac{av}{\sigma_n^2}\right) e^{-\frac{(v^2+a^2)}{2\sigma_n^2}}$$
$$f_0(v) = \frac{v}{\sigma_n^2} e^{-\frac{v^2}{2\sigma_n^2}}$$

式中, σ_n^2 为窄带高斯噪声n(t)的方差。 $f_1(v)$ 和 $f_0(v)$ 的 概率密度函数曲线如图 5-24 所示。假设判决门限为 V_d , 若V(t)的抽样值 $V > V_d$,则判为1码;若 $V < V_d$,则判为0 码。此时,出现误码的可能性有两种:①发送码元为1,但 因为接收到的包络小于判决门限,被误判为0;②发送码元 为0,但因为接收到的包络大于判决门限而被误判为1。





线以下小于判决门限所围成的面积。1和0等概率时,总误码率应为两部分面积之和。当 判决门限为两条概率密度曲线交点时,两部分面积之和最小,即系统总误码率最小。因此, 最佳判决门限 V_a^* 应为两概率密度曲线的交点处,即有 $f_0(V_a^*) = f_1(V_a^*)$ 。因此,发送码 元为1,错误接收的概率是包络值V(t)小于或等于V^{*}_d的概率,即

$$P_{e_1} = P(1 \to 0) = P(V < V_d^*) = \int_0^{V_d^*} f_1(v) dV = 1 - \int_{V_d^*}^{\infty} f_1(v) dV$$
(5-29)

利用 Marcum Q 函数计算,Q 函数定义为

$$Q(\alpha,\beta) = \int_{\beta}^{\infty} t I_0(\alpha t) e^{-(t^2 + \alpha^2)/2} dt$$

式(5-29)可以进一步简化表示为

$$P_{e1} = 1 - Q\left(\frac{a}{\sigma_n}, \frac{V_d^*}{\sigma_n}\right) = 1 - Q\left(\sqrt{2\gamma}, b_0\right)$$

式中, γ 为信噪比, $\gamma = \frac{a^2}{2} / \sigma_n^2$; b_0 为归一化门限, $b_0 = \frac{V_d^*}{\sigma_n}$.

发送码元为0时,错误接收的概率为噪声包络抽样值超过门限 V_d^{*}的概率,即

$$P_{e_0} = P(0 \to 1) = P(V > V_d^*) = \int_{V_d^*}^{\infty} f_0(v) dv = \int_{V_d^*}^{\infty} \frac{v}{\sigma_n^2} e^{-\frac{v^2}{2\sigma_n^2}} dv = e^{-\frac{(V_d^*)^2}{2\sigma_n^2}} = e^{-\frac{b_0^2}{2\sigma_n^2}}$$

当1和0等概出现时,系统总误码率为

$$P_{e} = p(1)p_{e_{1}} + p(0)p_{e_{0}} = \frac{1}{2}(p_{e_{1}} + p_{e_{0}}) = \frac{1}{2}[1 - Q(\sqrt{2\gamma}, b_{0})] + \frac{1}{2}e^{-\frac{b_{0}}{2}}$$
(5-30)

可以看出,系统误码率取决于解调器输入信噪比 γ 和门限值。 由于最佳判决门限所在位置为 $f_0(V_d^*) = f_1(V_d^*)$ 处,即

$$\frac{V_{d}^{*}}{\sigma_{n}^{2}}I_{0}\left(\frac{aV_{d}^{*}}{\sigma_{n}^{2}}\right)e^{-\frac{V_{d}^{2}+a^{2}}{2\sigma_{n}^{2}}}=\frac{V_{d}^{*}}{\sigma_{n}^{2}}e^{-\frac{(V_{d}^{*})^{2}}{2\sigma_{n}^{2}}}$$

则

$$I_0\left(\frac{aV_d^*}{\sigma_n^2}\right)e^{-\frac{a^2}{2\sigma_n^2}} = 1$$

解调器输入信噪比为

$$\gamma = \frac{a^2}{2\sigma_n^2} = \ln I_0 \left(\frac{aV_d^*}{\sigma_n^2}\right) \tag{5-31}$$

 $\gamma \gg 1$ 时,式(5-31)变为 $\frac{a^2}{2\sigma_n^2} = \frac{aV_d^*}{\sigma_n^2}$,则最佳判决门限为

$$V_d^* = \frac{a}{2}, \quad b_0 = \frac{V_d^*}{\sigma_n} = \sqrt{\frac{\gamma}{2}}$$

 $\gamma \ll 1$ 时,式(5-31)变为 $\frac{a^2}{2\sigma_n^2} = \frac{1}{4} \left(\frac{aV_d^*}{\sigma_n^2} \right)^2$,则最佳判决门限为

$$V_d^* = \sqrt{2\sigma_n^2}$$
 , $b_0 = \sqrt{2}$

采用包络检波法的接收系统通常工作在大信噪比的情况下,因而,最佳门限应取 V_d^{*} = a/2,即此时的门限值为接收信号包络 a 的一半。对于大信噪比情况在最佳门限时,2ASK 采用包络检波法接收时的误码率为

$$P_e \approx \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma}{4}} \tag{5-32}$$

该式表明,采用包络检波法的误码率将随输入信噪比增加近似地按指数规律下降。

2. 同步检波法的系统抗噪性能

2ASK 同步检波法系统抗噪性能分析模型如图 5-25 所示。



图 5-25 2ASK 同步检波法系统抗噪性能分析模型

解调器输入端信号经过乘法器与载波同步所提取到的相干载波相乘,并经过低通滤波 器后得到的输出为

$$x(t) = \begin{cases} a + n_c(t), & \text{g 1 fr} \\ \\ n_c(t), & \text{g 0 fr} \end{cases}$$

则一维概率密度函数 $f_0(x)$ (发 0 时)和 $f_1(x)$ (发 1 时)为

$$f_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}\right]$$
$$f_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{(x-a)^2}{2\sigma_n^2}\right]$$

概率密度函数曲线如图 5-26 所示。

若仍令判决门限电平为 V_d ,则将1错判为0的 概率 P_{e_1} 及将0误判为1的概率 P_{e_0} 分别为

$$P_{e_1} = \int_{-\infty}^{V_d} f_1(x) dx = 1 - \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{V_d - a}{\sqrt{2}\sigma_n}\right) \right]$$
$$P_{e_0} = \int_{V_d}^{\infty} f_0(x) dx = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{V_d}{\sqrt{2}\sigma_n}\right) \right]$$

当1和0出现概率相等时,系统总误码率为

$$P_{e} = \frac{1}{2} (P_{e_{1}} + P_{e_{0}}) = \frac{1}{4} \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{V_{d} - a}{\sqrt{2}\sigma_{n}} \right) \right] + \frac{1}{4} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{V_{d}}{\sqrt{2}\sigma_{n}} \right) \right]$$

最佳判决门限仍用包络检波法中的分析方法可得 $V_d^* = \frac{a}{2}$,则当 $\gamma = \frac{a^2}{2} / \sigma_n^2 \gg 1$ 时, 2ASK 同步检波法系统总误码率为

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{\pi\gamma}} e^{-\frac{\gamma}{4}}$$

【例 5-1】 已知 2ASK 的码元速率 $R_B = 4.8 \times 10^6$ B,解调器输入信号的幅度 a = 1 mV, 信道加性噪声的单边功率谱密度为 $n_0 = 2 \times 10^{-15}$ W/Hz,试求:

(1) 包络检波法解调时的误码率。

(2) 同步检波法解调时的误码率。



图 5-26 采用同步检波法时的 概率密度函数曲线

由于 2ASK 码元速率 $R_B = 4.8 \times 10^6$ B, 码元宽度 $T_s = \frac{1}{4.8 \times 10^6}$ s, 因此带通滤 【解】 波器的带宽 $B = 2R_B = 9.6 \times 10^6 \text{ Hz}$,带通的输出噪声功率 $\sigma_n^2 = n_0 B = 1.92 \times 10^{-8} \text{ W}$ 。 所以解调器输入端信噪比为

$$\gamma = \frac{a^2}{2\sigma_n^2} = \frac{10^{-6}}{2 \times (1.92 \times 10^{-8})} \approx 26 \gg 1$$

系统在大信噪比情况下工作,则系统总误码率为

(1) 包络检波时,
$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma}{4}} = 7.5 \times 10^{-4}$$
。

(2) 同步检波时,
$$P_e = \frac{1}{\sqrt{\pi\gamma}} e^{-\frac{\gamma}{4}} = 1.67 \times 10^{-4}$$
。

可以看出,在相同的大信噪比情况下,2ASK 信号同步检波法的误码率总是低于包络检 波法的误码率,但两者的误码性能相差不大。然而,由于包络检波法不需要稳定的本地相干 载波信号,因此在电路上要比同步检波法简单得多。

5.2.2 二进制频移键控(2FSK)系统的抗噪性能

1. 2FSK 包络检波法系统的抗噪性能分析

2FSK 包络检波法系统的抗噪性能分析模型如图 5-27 所示。假设信道为恒参信道,上 下两支路的带通滤波器的中心频率分别为 f_1 和 f_2 ,带宽为 $2f_3$ 。



图 5-27 2FSK 包络检波法系统的抗噪性能分析模型

二进制频移键控系统中,1和0分别用两种不同频率的载波表示,在一个码元持续时间 (T。)内发送码元信号可表示为

$$_{T}(t) = \begin{cases} A\cos\omega_{1}t, & \& 1 \text{ ff} \\ \\ A\cos\omega_{2}t, & \& 0 \text{ ff} \end{cases}$$

即1对应频率 ω_1 的载波,0对应频率 ω_2 的载波。

S

上支路带通滤波器输出信号为

 $\begin{cases} a\cos\omega_1 t + n_1(t), & \& 1 \ H \\ & = \end{cases} \begin{bmatrix} a + n_{1c}(t) \end{bmatrix} \cos\omega_1 t - n_{1s}(t) \sin\omega_1 t, & \& 1 \ H \end{cases}$ $y_1(t) =$

$$|n_1(t),$$
 发0时 $|n_{1c}(t)\cos\omega_1 t - n_{1s}(t)\sin\omega_1 t,$ 发0时 下支股带通滤波器输出信号力

下文路审迪滤波奋制出信亏万

$$y_{2}(t) = \begin{cases} n_{2}(t), & \& 0 \ \forall \\ & = \end{cases} \begin{pmatrix} n_{2c}(t) \cos \omega_{2} t - n_{2s}(t) \sin \omega_{2} t, & \& 1 \ \forall \\ & = \end{cases}$$

 $|a\cos\omega_1 t + n_2(t),$ 发1时 $|[a + n_{2c}(t)]\cos\omega_2 t - n_{2s}(t)\sin\omega_2 t,$ 发0时 若在 $(0,T_{.})$ 发送1信号,则

$$y_{1}(t) = [a + n_{1c}(t)]\cos\omega_{1}t - n_{1s}(t)\sin\omega_{1}t = \sqrt{[a + n_{1c}(t)]^{2} + n_{1s}^{2}(t)}\cos[\omega_{1}t + \varphi_{1}(t)]^{2}$$
$$y_{2}(t) = n_{2s}(t)\cos\omega_{2}t - n_{2s}(t)\sin\omega_{2}t = \sqrt{n_{2s}^{2}(t) + n_{2s}^{2}(t)}\cos[\omega_{2}t + \varphi_{2}(t)]$$

经包络检波器解调后,上下支路输出的包络信号分别为

$$V_{1}(t) = \sqrt{\left[a + n_{1c}(t)\right]^{2} + n_{1s}^{2}(t)}$$
$$V_{2}(t) = \sqrt{n_{2c}^{2}(t) + n_{2s}^{2}(t)}$$

V₁的一维概率密度函数服从广义瑞利分布,V₂的一维概率密度函数服从瑞利分布。

$$f(V_1) = \frac{V_1}{\sigma_n^2} I_0\left(\frac{aV_1}{\sigma_n^2}\right) e^{-(V_1^2 + a^2)/2\sigma_1^2}$$
$$f(V_2) = \frac{V_2}{\sigma_n^2} e^{-V_2^2/2\sigma_n^2}$$

当V₁<V₂时,会将1误判为0,则发1时的误码率就是发送1时V₁<V₂的概率,即

$$P_{e1} = P(V_1 < V_2) = \int_0^\infty f(V_1) \left[\int_{V_2 = V_1}^\infty f(V_2) \, dV_2 \right] dV_1$$

= $\int_0^\infty \frac{V_1}{\sigma_n^2} I_0 \left(\frac{aV_1}{\sigma_n^2} \right) e^{-(V_1^2 + a^2)/2\sigma_n^2} \left[\int_{V_2 = V_1}^\infty \frac{V_2}{\sigma_n^2} e^{-V_2^2/2\sigma_n^2} \, dV_2 \right] dV_1$
= $\int_0^\infty \frac{V_1}{\sigma_n^2} I_0 \left(\frac{aV_1}{\sigma_n^2} \right) e^{-(2V_1^2 + a^2)/2\sigma_n^2} \, dV_1$ (5-33)

令
$$t = \frac{\sqrt{2}V_1}{\sigma_n}, z = \frac{a}{\sqrt{2}\sigma_n},$$
则式(5-33)可改写为
 $P_{e1} = \frac{1}{2} \int_0^\infty t I_0(zt) e^{-t^2/2} e^{-z^2} dt = \frac{1}{2} \int_0^\infty t I_0(zt) e^{-t^2/2} e^{-z^2} dt$
 $= \frac{1}{2} e^{-z^2/2} \int_0^\infty t I_0(zt) e^{-(t^2+z^2)/2} dt = \frac{1}{2} e^{-z^2/2} = \frac{1}{2} e^{-\gamma/2}$

式中, $\gamma = \frac{a^2}{2\sigma_n^2}$ 为解调器输入端信噪比。

同理可得,当 $V_1 > V_2$ 时,会将1误判为0,则发0时的误码率就是发送符号0时 $V_1 > V_2$ 的概率,即

$$P_{e0} = P(V_1 > V_2) = \frac{1}{2} e^{-\gamma/2}$$

则当1和0出现概率相等时,系统总误码率为

$$P_{e} = P(1)P_{e1} + P(0)P_{e0} = \frac{1}{2}e^{-\gamma/2}$$
(5-34)

2. 2FSK 同步检波法系统的抗噪性能分析

2FSK 同步检波法系统的抗噪性能分析模型如图 5-28 所示。假设信道为恒参信道,上 下两支路的带通滤波器的中心频率分别为 f₁ 和 f₂,带宽为 2f_s。与包络检波法系统的抗 噪性能分析过程相似,带通滤波器输出信号也与包络检波法相同。

假设在 $(0, T_s)$ 发送的是1信号,则

$$y_1(t) = [a + n_{1c}(t)]\cos\omega_1 t - n_{1s}(t)\sin\omega_1 t$$

158 📢 通信原理——理论、分析及应用(新形态版)





 $y_2(t) = n_{2c}(t)\cos\omega_2 t - n_{2s}(t)\sin\omega_2 t$ 上下两个支路低通滤波器的输出 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 分别为 $x_1(t) = a + n_{1c}(t)$

$$x_2(t) = n_{2c}(t)$$

式中,a 为信号成分; $n_{1c}(t)$ 和 $n_{2c}(t)$ 都是均值为零、方差为 σ_n^2 的窄带高斯噪声。 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 在 kT_s 时刻抽样值的一维概率密度函数分别为

$$f(x_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left\{-\frac{(x_1 - a)^2}{2\sigma_n^2}\right\}$$
$$f(x_2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left\{-\frac{x_2^2}{2\sigma_n^2}\right\}$$

则发送1错判为0的误码率为

$$P_{e_1} = P(x_1 < x_2) = P(x_1 - x_2 < 0) = P(z < 0)$$

式中, $z = x_1 - x_2$,是均值为a、方差为 $\sigma_z^2 = 2\sigma_n^2$ 的高斯型随机变量,则

$$f(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left\{-\frac{(z-a)^2}{2\sigma_z^2}\right\} = \frac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma_n} \exp\left\{-\frac{(z-a)^2}{4\sigma_n^2}\right\}$$

则1错判为0的误码率为

$$P_{e_1} = P(x_1 < x_2) = P(z < 0) = \int_{-\infty}^{0} f(z) dz$$
$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \int_{-\infty}^{0} \exp\left\{-\frac{(x-a)^2}{2\sigma_z^2}\right\} dz = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r/2})$$

同理,发送0错判成1的误码率为

$$P_{e_0} = P(x_1 > x_2) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r/2})$$

因此,采用同步检波法时 2FSK 系统总的误码率为

$$P_{e} = P(1)P_{e_{1}} + P(0)P_{e_{0}} = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}(\sqrt{r/2})$$
(5-35)

式中, $r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2}$ 为解调器输入端信噪比。在大信噪比情况下,即当 $r \gg 1$ 时,式(5-35)可近似表示为

$$P_{e} \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi\gamma}} e^{-\gamma/2} \tag{5-36}$$

可以看出,在大信噪比情况下,包络检波法和同步检波法在性能上相差不大,但采用同步检波法由于需要提取同步载波,设备却要复杂得多,因此在能够满足输入信噪比要求的场合,包络检波法比同步检波法更为常用。

【例 5-2】 已知 2FSK 信号在有效带宽为 2400Hz 的信道中传输,2FSK 的两个载波频 率分别为 $f_1 = 2025$ Hz, $f_2 = 2225$ Hz, 码元速率为 $R_B = 300$ B。信道输出端信噪比为 6dB,求:

(1) 2FSK 信号的带宽。

(2) 包络检波法解调时的误码率。

(3) 同步检波法解调时的误码率。

【解】 (1) 由于 $f_s = R_B = 300$ Hz,则 2FSK 的带宽为

$$\Delta f = |f_2 - f_1| + 2f_s = (2225 - 2025) + 2 \times 300 = 800 \text{ Hz}$$

(2) *P*_e 与解调器输入端的信噪比γ有关,包络检波法和同步检波法的接收系统结构均选用上下支路形式,因此带通滤波器带宽为

$B = 2R_{B} = 600 \, \text{Hz}$

信道有效带宽为 2400Hz,是带通滤波器带宽的 4 倍,则信道噪声经带通滤波器滤波后, 其带宽变为原来的 1/4,即噪声功率也变为之前的 1/4。信号概率不变,则带通滤波器的输 出端信噪比是其输入端信噪比的 4 倍。

带通滤波器输入端信噪比为 6dB,则

$$\frac{S_i}{N_i} = 10^{0.6} \approx 4$$

带通滤波器输出端,即解调器输入端的信噪比为

$$\gamma = 4 \times \frac{S_i}{N_i} = 16$$
(倍) $\gg 1$

将γ代入式(5-34)可以得到包络检波法解调时的误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma}{2}} = 1.68 \times 10^{-4}$$

(3) 将 γ 代入式(5-36)可以得到同步检波法解调时的误码率为

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi\gamma}} e^{-\frac{\gamma}{2}} = 3.35 \times 10^{-5}$$

可见,在相同条件下,2FSK 同步检波法的误码率低于包络检波法的误码率,前者抗噪性能更好。

5.2.3 2PSK 及 2DPSK 系统的抗噪性能

无论是绝对移相信号还是相对移相信号,单从信号波形上看,都是一对倒相信号的序列。每一码元持续时间(T_x)内发送端发出的信号表示为



$$s_{T}(t) = \begin{cases} A\cos\omega_{c}t, & \& 1 \text{ fr} \\ \\ -A\cos\omega_{c}t, & \& 0 \text{ fr} \end{cases}$$

接收端经过带通滤波器送入解调器的信号为

$$y(t) = \begin{cases} \begin{bmatrix} a + n_{c}(t) \end{bmatrix} \cos \omega_{c} t - n_{s}(t) \sin \omega_{c} t, & \text{ \pounds 1 fb} \\ \\ \begin{bmatrix} -a + n_{c}(t) \end{bmatrix} \cos \omega_{c} t - n_{s}(t) \sin \omega_{c} t, & \text{ \pounds 0 fb} \end{cases}$$

相移键控系统常用同步检波法(即极性比较法)和差分相干检测法(即相位比较法)解调。 1. 2PSK 同步检波法系统抗噪性能分析

从图 5-29 可以看出,在一个信号码元的持续时间内,低通滤波器的输出波形可表示为

$$x(t) = \begin{cases} a + n_c(t), & \text{发送 1 符号} \\ -a + n_c(t), & \text{发送 0 符号} \end{cases}$$
发送端 信道 $y_t(t)$ 带通滤波器 $y(t)$ 乘法器 低通滤波器 $x(t)$ 抽样判决器 输出信号

图 5-29 2PSK 同步检波法系统抗噪性能分析模型

在 kT_{s} 时刻抽样值的一维概率密度函数 $f_{1}(x)(发 1 \text{ 时}) 和 f_{0}(x)(发 0 \text{ H}) 分别为$

$$f_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left\{-\frac{(x-a)^2}{2\sigma_n^2}\right\}$$
$$f_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left\{-\frac{(x+a)^2}{2\sigma_n^2}\right\}$$

由最佳判决门限分析可知,在发送1信号和发送0信号概率相等时,最佳判决门限 $V_d^* = 0$ 。此时,发送1而错判为0的概率为

$$P_{e1} = P(x < 0) = \int_{-\infty}^{0} f_{1}(x) dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n}} \int_{-\infty}^{0} \exp\left\{-\frac{(x-a)^{2}}{2\sigma_{n}^{2}}\right\} dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$$

the $r = \frac{a^{2}}{2\sigma_{n}^{2}}$

式中, $r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2}$ 。

发送1而错判为0的概率为

$$P_{e0} = P(x > 0) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$$

0和1等概出现时,系统总误码率为

$$P_{e} = P(1)P_{e0} + P(0)P_{e0} = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}(\sqrt{r})$$
(5-37)

在大信噪比(r≫1)条件下:

$$P_e \approx \frac{1}{2\sqrt{\pi r}} e^{-r} \tag{5-38}$$

2. 2DPSK 同步检波法系统抗噪性能分析

2DPSK 同步检波法系统抗噪性能分析模型如图 5-30 所示。



图 5-30 2DPSK 同步检波法系统抗噪性能分析模型

2DPSK 同步检测系统与 2PSK 相比较,在接收端增加了一个码反变换器。码反变换电路自身不产生误码(与噪声无关),但当其输入相对码有误差时,必然会造成其输出绝对码与发端基带信号失真,因而系统总误码率应为 2PSK 系统的误码加码反变换器的误码积累 (error code accumulate)。此时可用图 5-31 分析码反变换器对系统误码的影响。



由图可以看出,码反变换引入的误码规律为:相对码中出现的每一串错码,反变换后都 会产生两位错码。设 P_e为码反变换器输入端相对码序列的误码率,并假设每个码出错概 率相等且统计独立,P'_e为码反变换器输出端的总误码率,则

 $P'_{e} = 2P_{1} + 2P_{2} + \dots + 2P_{n} + \dots$

式中,P_n表示同步检测输出相对码中出现n个连续错码事件的概率,即

$$P_{n} = (1 - P_{e})P_{e}^{n}(1 - P_{e}) = (1 - P_{e})^{2}P_{e}^{n}$$

$$P_{e}^{\prime} = 2P_{e}(1 - P_{e})2[1 + P_{e}^{1} + P_{e}^{2} + \dots + P_{e}^{n} + \dots]$$

$$= 2P_{e}(1 - P_{e})^{2} \cdot \frac{1}{1 - P_{e}} = 2P_{e}(1 - P_{e})$$
(5-39)

由于误码率 P。小于 1,所以式(5-39)可变为

$$P'_{e} = 2P_{e}(1 - P_{e}) \approx 2P_{e} = \frac{1}{\sqrt{\pi\gamma}} e^{-\gamma}$$
 (5-40)

即此时码反变换器输出端绝对码序列的误码率是码反变换器输入端相对码序列误码率 的两倍。可见,码反变换器的影响是使输出误码率增大。

3. 2DPSK 差分相干检测法系统的抗噪性能分析

2DPSK 差分相干检测法系统的抗噪性能分析模型如图 5-32 所示。



图 5-32 2DPSK 差分相干检测法系统的抗噪性能分析模型

差分相干检测法系统进入相乘器的两路波形可分别表示为

$$y_1(t) = a \cos \omega_c t + n_1(t) = [a + n_{1c}(t)] \cos \omega_c t - n_{1s}(t) \sin \omega_c t$$

 $y_2(t) = a \cos \omega_c t + n_2(t) = \left[a + n_{2c}(t)\right] \cos \omega_c t - n_{2s}(t) \sin \omega_c t$

式中, $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$ 分别为无延迟支路的窄带高斯噪声和有延迟支路的窄带高斯噪声,并且 $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$ 相互独立。低通滤波器的输出x(t)为

$$x(t) = \frac{1}{2} \{ [a + n_{1c}(t)] [a + n_{2c}(t)] + n_{1s}(t) n_{2s}(t) \}$$

抽样时刻的样值为

$$x = \frac{1}{2} \left[(a + n_{1c})(a + n_{2c}) + n_{1s}n_{2s} \right]$$

若 *x*>0,则判决为1符号——正确判决。 若 *x*<0,则判决为0符号——错误判决。

1 错判为 0 的概率为

$$P_{e1} = P\{x < 0\} = P\left\{\frac{1}{2}\left[(a + n_{1c})(a + n_{2c}) + n_{1s}n_{2s}\right] < 0\right\}$$
(5-41)

利用恒等式:

$$x_1x_2 + y_1y_2 = \frac{1}{4} \{ [(x_1 + x_2)^2 + (y_1 + y_2)^2] - [(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2] \}$$

$$\Rightarrow \vec{x} (5-42) \neq$$

$$x_1 = a + n_1 c$$
, $x_2 = a + n_2 c$; $y_1 = n_1 s$, $y_2 = n_2 s$

则式(5-41)可改写为

若判为0信号则

$$P_{e1} = P\{(2a + n_{1c} + n_{2c})^{2} + (n_{1s} + n_{2s})^{2} < (n_{1c} - n_{2c})^{2} - (n_{1s} - n_{2s})^{2}\}$$

$$R_{1} = \sqrt{(2a + n_{1c} + n_{2c})^{2} + (n_{1s} + n_{2s})^{2}}$$
$$R_{2} = \sqrt{(n_{1c} - n_{2c})^{2} + (n_{1s} - n_{2s})^{2}}$$

则

$$P_{e1} = P\{x < 0\} = P\{R_1 < R_2\}$$
(5-42)

因为 n_{1c} 、 n_{2c} 、 n_{1s} 、 n_{2s} 是相互独立的高斯随机变量,且均值为0,方差相等为 σ_n^2 ,所以 $n_{1c} + n_{2c}$ 是零均值、方差为 $2\sigma_n^2$ 的高斯随机变量。同理, $n_{1s} + n_{2s}$ 、 $n_{1c} - n_{2c}$ 、 $n_{1s} - n_{2s}$ 都是零均值、方差为 $2\sigma_n^2$ 的高斯随机变量。

$$f(R_1) = \frac{R_1}{2\sigma_n^2} I_0\left(\frac{aR_1}{\sigma_n^2}\right) e^{-(R_1^2 + 4a^2)/4\sigma_n^2}$$
(5-43)

$$f(R_2) = \frac{R_2}{2\sigma_n^2} e^{-R_2^2/4\sigma_n^2}$$
(5-44)

$$P_{e1} = P\{x < 0\} = P\{R_1 < R_2\} = \int_0^\infty f(R_1) \left[\int_{R_2 = R_1}^\infty f(R_2) dR_2 \right] dR_1$$

=
$$\int_0^\infty \frac{R_1}{2\sigma_n^2} I_0\left(\frac{aR_1}{\sigma_n^2}\right) e^{-(R_1^2 + 4a^2)/4\sigma_n^2} \left[\int_{R_2 = R_1}^\infty \frac{R_2}{\sigma_n^2} e^{-R_2^2/2\sigma_n^2} dR_2 \right] dR_1$$

=
$$\int_0^\infty \frac{R_1}{2\sigma_n^2} I_0\left(\frac{aR_1}{\sigma_n^2}\right) e^{-(2R_1^2 + 4a^2)/4\sigma_n^2} dR_1 = \frac{1}{2} e^{-r}$$

式中,
$$r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2}$$
。
同理:

$$P_{e0} = \frac{1}{2} e^{-r}$$

系统总误码率为

$$P_{e} = p(1)P_{e1} + p(0)P_{e0} = \frac{1}{2}e^{-r}$$
(5-45)

【例 5-3】 已知 2DPSK 信号的码元速率 $R_B = 10^6$ B,信道加性噪声的单边功率谱密度 为 $n_0 = 2 \times 10^{-10}$ W/Hz,要求系统的误码率不大于 10^{-4} 。试求:

(1)采用差分同步检波法时,接收机输入端所需的信号功率。

(2)采用同步检波法时,接收机输入端所需的信号功率。

【解】 带通滤波器的带宽 $B = 2R_B = 2 \times 10^6 \text{ Hz}$,则带通滤波器的输出噪声功率 $\sigma_n^2 = n_0 B = 4 \times 10^{-4} \text{ W}$ 。

(1) 采用差分相干检波法时:

$$P_{e} = \frac{1}{2} e^{-r} \le 10^{-4}, \quad r = \frac{S_{i}}{N_{i}} = \frac{S_{i}}{\sigma_{n}^{2}} \ge 8.2$$
$$S_{i} = r \cdot \sigma_{n}^{2} = 3.4 \times 10^{-3} \text{ W}$$

(2) 采用同步检波法时:

$$P_{e} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r}) \leqslant 10^{-4}, \quad \operatorname{erfc}(\sqrt{r}) \geqslant 1 - 10^{-4}, \quad r \geqslant 7.6$$

 $S_i = r \cdot \sigma_n^2 = 3.04 \times 10^{-3} \text{ W}$

可见,对 DPSK 来说,同步检波法对信号功率的要求比差分相干检波法低。也从另一 个角度说明,相干解调的抗噪性能比非相干解调的好。

【思政 5-5】 三个系统抗噪性能分析的例题都得到"相干解调抗噪性能比包络检波更优"的结论,但相干解调需要提取同步载波,实现相对复杂。我们在进行通信系统设计时需要用辩证思想,全面分析两种解调方法的优缺点,以获得适合需求的更优设计。

5.3 二进制数字频带传输系统的性能比较

本节将从系统有效性、可靠性、对信道特性变化的敏感性及设备复杂程度等方面对几种 二进制数字频带传输系统的性能进行总结和比较。几种二进制数字频带传输系统性能的相 关参数如表 5-1 所示。

信号	解调方法	频带宽度	误码率	门限	用途
2ASK	非相干	2 <i>f</i> _s	$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma}{4}}$	a / 9	
	相干		$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{\sqrt{\gamma}}{2} = \frac{1}{\sqrt{\pi\gamma}} e^{-\frac{\gamma}{4}}$	a/2	

表 5-1 二进制数字频带传输系统性能的相关参数

					云衣
信号	解调方法	频带宽度	误码率	门限	用途
2FSK	非相干		$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma}{2}}$	Ŧ	中、低速数据传输
	相干	$\Delta J_s + J_1 - J_2 +$	$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\gamma}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\gamma}} e^{-\frac{\gamma}{2}}$	Л	
2PSK	相干	$2f_s$	$P_{e} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma} = \frac{1}{2 \sqrt{\pi \gamma}} e^{-\gamma}$	0	
2DPSK	差分相干	2 f	$P_e = \frac{1}{2} e^{-\gamma}$	0	高速数据传输
	同步检测	2 J s	$P_e = \operatorname{erfc}\sqrt{\gamma} = \frac{1}{\sqrt{\pi\gamma}} e^{-\gamma}$	U	

绩 圭

1) 有效性

若调制信号带宽为 f_s,则二进制数字调制信号带宽分别为

$$B_{2\rm ASK} = B_{2\rm PSK} = 2f_s$$

$$B_{2\text{FSK}} = |f_2 - f_1| + 2f_s$$

在相同码速率情况下,带宽越大,系统频带利用率越低。三类二进制数字频带传输系统中 2FSK 的带宽最大,因此有效性越差。

2) 可靠性

数字通信系统的可靠性用误码率来判断。误码率越小,可靠性越好。表 5-1 已列出各种二进制数字频带传输系统的误码率和解调器输入端信噪比 r 的关系。为了更直观地比较它们的性能,图 5-33 给出了相应的误码率曲线。由图可以看出,在每一类键控系统的相干和非相干解调方式下,相干方式略优于非相干方式。三种键控系统之间,在相同误码率条件下,所需要的信噪比 2ASK 是 2FSK 的 2 倍,2FSK 是 2PSK 的 2 倍,2ASK 是 2PSK(2DPSK)的 4 倍;如果转换为分贝考虑,则在信噪比的要求上 2PSK 比 2ASK 小 3dB,2FSK 比 2ASK 小 3dB。因此抗加性高斯白噪声方面,相干 2PSK 性能最好,2FSK 次之,2ASK 最差。



3) 对信道特性变化的敏感性

2FSK 系统不需要人为地设置判决门限,判决器是根据上下两个支路解调输出样值的 大小来做出判决的,对信道的变化不敏感;在 2PSK 系统中,当发送信号概率相等时,判决 器的最佳判决门限为零,与接收机输入信号的幅度无关,判决门限不随信道特性的变化而变 化,接收机容易保持在最佳判决门限状态。

2ASK 系统的最佳门限为 a/2(当 P(1)=P(0)时),与接收机输入信号的幅度有关。当 信道特性发生变化时,接收机输入信号的幅度 a 将随之发生变化;相应地,判决器最佳判决 门限也将随之改变。这时,接收机不容易保持在最佳判决门限状态,从而导致误码率增大。 因此,就对信道特性变化的敏感性而言,2ASK 的性能最差。

4) 设备的复杂程度

由于相干解调需载波同步提取模块,因此相干解调设备要比非相干解调设备复杂;而 同为非相干解调时,2DPSK 设备最复杂,2FSK 次之,2ASK 最简单。

通过对几种二进制频带传输系统的分析和比较可以看出,在对通信系统进行设计和选择调制解调方式时,需要对系统要求做全局考虑,抓住主要要求,综合辩证分析几种影响因素,做出适当的选择。如果抗噪性能要求是最主要的,则应考虑相干 2PSK 和 2DPSK,抗噪性能最差的 2ASK 不可取。如果对系统有效性要求更高,则应考虑 2ASK、2PSK 和 2DPSK,有效频带宽度最大的 2FSK 不可取。如果需考虑设备复杂程度,则非相干方式比相干方式更合适。若传输信道是随参信道,要求系统对信道特性不敏感,则 2FSK 和 2DPSK 优于 2ASK。

【思政 5-6】 我们分析和比较了二进制频带传输系统的性能,从有效性、可靠性、对信 道变化的敏感性、设备复杂程度等方面综合评价了通信系统的性能。未来在进行通信系统 设计和评价时也需要具有全局观,注意多维度思考,全面分析。

目前常用的数字调制方式是相干 2DPSK 和非相干 2FSK。相干 2DPSK 主要用于高速数据传输中,而非相干 2FSK 则主要用于中、低速数据传输中,特别是在衰落信道中传送数据时有着广泛的应用。

- 5.4 多进制数字调制

在信道频带受限时,为了提高频带利用率,实际数字通信系统通常采用信号状态数大于 二的多进制数字调制(M-ary digital modulation)技术。

$$R_B = \frac{R_b}{\log_2 M} \tag{5-46}$$

由式(5-46)可以看出,信息速率 R_b 不变时,增加进制数 M,可以降低码元传输速率 R_b,从而减小信号带宽,节约频带资源;码元传输速率 R_b 不变时,增加进制数 M,可以增 大信息速率 R_b,从而在相同的带宽内传输更多比特的信息,提高频带利用率。

多进制数字调制是利用多进制数字基带信号去调制高频载波的振幅、频率或相位等参量。根据载波的受控参量不同,多进制数字调制也可分为多进制幅移键控(M-ary Amplitude Shift Keying, MASK)、多进制频移键控(M-ary Frequency Shift Keying, MFSK)和多进制相移键控(M-ary Phase Shift Keying, MPSK)。与二进制数字调制相比,多进制数字调制的显著

优点是,在相同码元传输速率下,或在使用相同频带宽度的前提下,多进制数字调制系统可获得更高的频带利用率。因此,在现代调制技术中,多进制调制方法得到了广泛应用。

5.4.1 多进制幅移键控

多进制幅移键控(多进制数字振幅调制)信号的载波幅度有 M 种取值,在每个符号时间间隔 T_s内发送 M 个幅度中的一种。

$$e_{\text{MASK}}(t) = \sum_{n} a_{n}g(t - nT_{s})\cos\omega_{c}t \qquad (5-47)$$

式中,g(t)为基带信号波形; T_s 为码元宽度; ω_c 为载波角频率; a_n 为幅度值。

$$a_{n} = \begin{cases} 0, & \text{ $\xi \xi m \approx \beta P_{0}$} \\ 1, & \text{ $\xi \xi m \approx \beta P_{1}$} \\ \vdots & & \text{ $I = 0$} \\ M - 1, & \text{ $\xi \xi m \approx \beta P_{M-1}$} \end{cases} \quad \textbf{B} \quad \sum_{i=0}^{M-1} P_{i} = 1$$

和 2ASK 相同, MASK 也是用不同幅值的载波来表示不同的数字序列组合。如果是四进制,则将数字序列每 2个一组进行分组,用 4 种不同幅值的载波表示四进制的 4 种不同组 合状态。一种四进制数字振幅调制信号的时域波形如图 5-34 所示。



图 5-34 四进制数字振幅调制信号的时域波形

由图可以看出,MASK 的功率谱与 2ASK 信号的功率谱有相似的形式。在信息传输速 率相同时,码元传输速率降低为 2ASK 信号的 1/log₂M,因此 M 进制数字振幅调制信号的 带宽是 2ASK 信号的 1/log₂M。

MASK 调制和解调方法也与 2ASK 相似。区别在于 MASK 发送端输入的二进制数字 基带信号需要先经过 2-M 电平变换电路转换成 M 电平的基带脉冲,然后再进行调制。解 调方法也可采用相干解调和非相干解调两种。MASK 系统的误码率随着进制数的增加而 增大,如需得到相同的误码率,所需的信噪比也得随着进制数的增加而增大,因此多进制系 统是以牺牲抗噪性能(可靠性)来换取更高的频带利用率(有效性)的。

由于 MASK 信号是用振幅的变换传递信息,而信号振幅在传输时受信道衰落的影响比较大,所以在远距离传输的衰落信道中 MASK 应用较少,在实际通信中常用多进制正交振幅调制(MQAM)来代替。

5.4.2 多进制频移键控

多进制频移键控(MFSK)又称为多频调制,是 2FSK 方式的推广。MFSK 的码元采用 *M* 个不同频率的载波,其信号表达式为

$$e_{\text{MFSK}}(t) = \sum_{i=1}^{M} g\left(t - nT_{s}\right) \cos(\omega_{n}t + \varphi_{n})$$
(5-48)

式中,g(t)为基带信号波形; T_s 为码元宽度; φ_n 为载波初始相位; ω_n 为载波角频率,共有 M 种取值。通常可选载波频率 $f_i = \frac{n}{2T}$,n为正整数,此时 M 种发送信号相互正交。

MFSK 系统的原理框图如图 5-35 所示。输入基带信号通过电平变换器将二进制码变换成为有 M 种状态的多进制码,控制键控开关输出 M 种不同载波频率的载波。MFSK 的解调部分由多个带通滤波器、包络检波器、抽样判决器和电平变换器组成。各带通滤波器中心频率与各载波频率一致,因此在某一载频到来时,只有一个带通滤波器有信号通过,而其他带通滤波器只有噪声通过。抽样判决器比较所有包络检波器的输出电压,并选出最大者作为输出。



图 5-35 MFSK 系统原理框图

假设多进制频移键控(多进制数字频率调制)信号的最低载频为 f_1 ,最高载频为 f_M , 信号码元宽度为 T_s ,则 MFSK 信号的带宽为

 $B = |f_M - f_1| + 2f_s = |f_M - f_1| + 2/T_s$ (5-49) 可见, MFSK 信号具有较宽的频带,因而它的信道频带利用率不高。

一种 4FSK 信号的时域波形如图 5-36 所示。

在信噪比一定的情况下,多进制数字频率调制系统的误码率随着进制数的增加而增大, 但与 MASK 系统相比,增加的速度要小得多。MFSK 相干解调和非相干解调的性能差距 将随 M 的增大而减小;同一 M 下,随着信噪比 r 的增加非相干解调性能将趋于相干解调 性能。



图 5-36 4FSK 信号的时域波形

MFSK 的主要缺点是信号频带宽,频带利用率低,但其抗衰落和时延变化的性能好,因此 MFSK 常用于调制速率较低及多径时延比较严重的信道,如短波信道。

5.4.3 多进制相移键控

多进制相移键控(多进制数字相位调制)的基本原理是利用载波的多种不同相位(或相位差)来表征数字信息。和二进制相位调制相同,多进制相位调制也可分为绝对移相和相对移相两种。实际中通常采用相对移相。

由于在多进制相位调制中,M种相位可以用来表示K比特码元的 $M = 2^{K}$ 种状态,假设K比特码元的码元宽度仍为 T_{x} ,则M相调制波形可表示为

$$e_{\text{MPSK}}(t) = \left[\sum_{n} g(t - nT_s) \cos\varphi_n\right] \cos\omega_c t - \left[\sum_{n} g(t - nT_s) \sin\varphi_n\right] \sin\omega_c t$$
$$= \left[\sum_{n} a_n g(t - nT_s)\right] \cos\omega_c t - \left[\sum_{n} b_n g(t - nT_s)\right] \sin\omega_c t$$
$$= I(t) \cos\omega_c t - Q(t) \sin\omega_c t \qquad (5-50)$$

式中, $I(t) = \sum_{n} a_{n}g(t - nT_{s})$; $Q(t) = \sum_{n} b_{n}g(t - nT_{s})$; $a_{n} = \cos\varphi_{n}$; $b_{n} = \sin\varphi_{n}$; φ_{n} 为 受调相位, 可有 *M* 种不同取值。下面以较为常用的四进制相移键控来说明多进制相移键控

的原理。

1. 4PSK 调制原理

四进制绝对相移键控(4PSK)也称为正交相移键控(QPSK),它是利用载波的4种不同 相位来表示数字信息。由于每一种载波相位代表2比特信息,因此每个四进制码元可以用 两个二进制码元的组合来表示。双比特 *ab* 与载波相位的关系如表 5-2 所示,信号矢量图如 图 5-37 所示。

双比特	码元 ab	载波相位 <i>φ</i>		
а	b	A方式	B方式	
0 (-1)	0 (-1)	0°	45°	
0 (-1)	1(+1)	90°	135°	
1 (+1)	1(+1)	180°	225°	
1 (+1)	0 (-1)	270°	315°	

表 5-2 双比特 ab 与载波相位的关系

可以用相位选择法产生 QPSK 信号,其原理图如图 5-38 所示。根据当时的双比特 ab, 逻辑选相电路从候选的 4 个相位中选择相应相位的载波输出,这与 2PSK 也非常类似。但 是由于两位二进制码对应一个初始相位取值,所以需要通过串/并转换器对数字序列进行 分组。



图 5-38 相位选择法产生 QPSK 信号原理图

也可采用如图 5-39 所示的正交调制法产生 QPSK 信号。串/并转换器将输入的二进制 序列分为两个并行的双极性序列,双极性 *a* 和 *b* 脉冲通过两个平衡调制器分别对同向载波 和正交载波进行 2PSK 调制,将两路输出叠加,即可得到 QPSK 信号。



可以看出,QPSK 信号也可视为两路相互正交的 2PSK 信号的合成,因此 QPSK 信号的 解调可以采用与 2PSK 信号类似的方法,解调原理图如图 5-40 所示。同相支路和正交支路 分别采用相干解调方式解调,得到的分量经抽样判决器和并/串转换器,将上下支路得到的并



行数据还原成二进制双比特串行数据,实现基带信号的恢复,这种方法也称为极性比较法。

在 2PSK 信号相干解调过程中会产生 180°相位模糊一样,对 4PSK 信号进行相干解调 也会产生相位模糊问题,并且是 0°、90°、180°和 270°四个相位模糊。因此,在实际中更实用 的是四进制相对移相调制,即 4DPSK 方式。

2. DQPSK 调制原理

与 4QPSK 和 2DPSK 类似, DQPSK 可被看作四进制的 DPSK, 是利用前后码元之间的 相对相位变化来表示数字信息。若以前一双比特码元相位作为参考, $\Delta \varphi_n$ 为当前双比特码 元与前一双比特码元初相差,则信息编码与载波相位变化关系如表 5-3 所示。

双比特	码元 ab	载波相位差 $\Delta \varphi$		
а	b	A方式	B方式	
0 (-1)	0 (-1)	0°	225°	
1 (+1)	0 (-1)	90°	315°	
1 (+1)	1 (+1)	180°	45°	
0 (-1)	1 (+1)	270°	135°	

表 5-3 双比特 ab 与载波相位差的关系

4DPSK 调制原理框图如图 5-41 所示。图中,串/并转换器将输入的二进制序列分为速 率减半的两个并行序列 *a* 和*b*,再通过差分编码器将其编码为四进制差分码,然后用绝对调 相的调制方式实现 4DPSK 信号。





4DPSK 信号与 2DPSK 信号类似,也可以通过在 4PSK 调制电路的基础上增加差分编 码器实现。解调可采用相干解调+码反变换的方式或差分相干解调法实现,如图 5-42 所示。





5.5 现代数字调制技术

5.5.1 正交振幅调制

由 5.4 节的分析可知,在系统带宽一定的情况下,多进制调制的信息速率比二进制高, 即频带利用率较高,但其频带利用率的提高是通过牺牲功率利用率获得的。且随着进制数 的增大,频谱利用率提高了,但相邻相位的距离减小,使噪声容限随之减小。在相同噪声条 件下,系统的误码率会有所增大。为了改善 M 较大时的噪声容限问题,发展出了正交振幅 调制(QAM)。

正交振幅调制(Quatrature Amplitude Modulation,QAM)是一种振幅和相位联合键 控,它是用两个独立的基带信号对两正交正弦载波进行抑制载波的双边带调制,利用已调信 号在同一带宽频谱上正交的特性实现两路并行数字信息的传输。

正交调制信号的一个码元可以表示为

$$e_{k}(t) = A_{k}\cos(\omega_{c}t + \theta_{k}), \quad kT < t \leq (k+1)T$$
(5-51)

式中,k 为整数; A_k 和 θ_k 可以取多个离散值。

将式(5-51)展开,表示成正交形式为

$$e_{k}(t) = A_{k} \cos \omega_{c} t \cos \theta_{k} - A_{k} \sin \omega_{c} t \sin \theta_{k}$$

$$\Leftrightarrow X_{k} = A_{k} \cos \theta_{k}, Y_{k} = -A_{k} \sin \theta_{k}, \mathbb{B} \Delta \mathfrak{T}(5-52) \mathfrak{B} \mathfrak{B}$$

$$e_{k}(t) = X_{k} \cos \omega_{c} t + Y_{k} \sin \omega_{c} t$$

$$(5-52)$$

式中, X_k , Y_k 是可以取多个离散值的变量。可以看出, $e_k(t)$ 可被看作两个正交的幅移键控 信号之和。若 θ_k 的取值仅为 $\pi/4$ 和 $-\pi/4$, A_k 的取值仅为+A和-A,则QAM信号此时 为QPSK信号,因此QPSK是一种最简单的QAM信号。当QAM的同相和正交支路都采 用二进制信号时,则信号空间中的坐标点数目(状态数)M=4,也记为4QAM;当同相和正 交支路都采用四进制信号时,将得到16QAM信号,以此类推,两条支路都采用*L*进制信号 将得到MQAM信号,其中 $M=L^2$ 。

矢量端点的分布图称为星座图,通常用星座图来描述 QAM 信号的信号空间分布状态。 以 16QAM 信号为例进行分析,16QAM 有多种分布形式的信号星座图,两种具有代表性的 信号星座图如图 5-43 所示。在图 5-43(a)中,信号点的分布呈方形,称为方形 16QAM 星座 图,这也是标准型 16QAM。图 5-43(b)中,信号点的分布呈星形,称为星形 16QAM 星座 图。方形星座图中,信号点共有3种振幅值和12种相位值,而星形星座图中,信号点共有2 种振幅值和8种相位值。在无线移动通信的多径衰落环境中,信号振幅和相位的取值种类 越多,受到的影响越大,接收端越难以恢复原信号,因此星形16QAM比方形16QAM更适 用于衰落信道,但方形星座的QAM信号的产生与接收更易实现。



图 5-43 16QAM 信号星座图

16QAM 信号主要有正交振幅法和复合相移法两种产生方法。复合相移法是用两路独 立的 QPSK 信号叠加,形成 16QAM 信号。正交振幅法是用两路独立的正交 4ASK 信号叠 加,形成 16QAM 信号。正交振幅法产生 16QAM 信号的原理图如图 5-44 所示。输入的二 进制电平序列(每 4 比特为一组)经过串/并转换器输出速率减半的两路并行序列(上支路 ac 和下支路 bd),然后分别经过 2-4 电平转换器,形成 4 电平基带信号 X(t)和 Y(t),X(t) 和 Y(t)分别与相互正交的两路载波相乘(调制),形成两路互为正交的 4ASK 信号,最后将 两路信号相加即可得到 16QAM 信号。



图 5-44 正交振幅法产生 16QAM 信号的原理图

QAM 信号的解调通常采用正交相干解调法,原理如图 5-45 所示。16QAM 信号与本



地恢复的两个正交载波相乘后,经过低通滤波器输出两路4电平基带信号 X(t)和Y(t)。 由于16QAM 信号的16个信号点在水平轴和垂直轴上投影的平均数均有4个(+3、+1、 -1、-3),对应低通滤波器输出的4电平基带信号,因此4电平抽样判决器应有3个判决电 平,即+2、0和-2。4电平抽样判决器对4电平基带信号进行判决和检测,再经过4-2电平 转换器和并/串转换器最终输出二进制数据。

QAM 特别适合用于频带资源有限的场合,如由于电话信道的带宽通常限制在语音频带(300~3400Hz)范围内,若希望在此频带中提高通过调制解调器传输数字信号的速率,则QAM 是非常实用的。在 ITU-T 的建议 V.29 和 V.32 中均采用 16QAM 调制以 9.6kb/s的码元速率传输 2.4kBaud 的数字信息。目前改进的 16QAM 方案最新的调制解调器的传输速率更高,所用的星座图也更复杂,但仍占据一个话路的带宽。例如在 ITU-T 的建议 V.34 中采用 960QAM 调制,使调制解调器的传输速率达到 28.8kb/s。

5.5.2 最小频移键控(MSK)和高斯最小频移键控(GMSK)

1. 最小频移键控

为了克服 2FSK 的相位不连续、占用频带宽和功率谱旁瓣衰减慢等缺点,提出了 2FSK 的改进型——最小频移键控(Minimum Shift Keying, MSK)。MSK 是一种包络恒定、相位 连续、占用带宽最小并且严格正交的 2FSK 信号。

MSK 信号可表示为

$$e_{\text{MSK}}(t) = \cos\left[\omega_{c}t + \theta_{k}(t)\right] = \cos\left[\omega_{c}t + \frac{a_{k}\pi}{2T_{s}}t + \varphi_{k}\right], \quad (k-1)T_{s} < t \leq kT_{s} \quad (5-53)$$

式中, $\omega_c = 2\pi f_c$ 为载波角频率; $\frac{a_k \pi}{2T_s}$ 为相对于 ω_c 的频偏; T_s 为码元宽度; a_k 为第k个输 入码元,取值为±1(对应1和0); φ_k 为第k个码元的起始相位,它在一个码元宽度中是不 变的,其作用是保证在 $t = kT_s$ 时刻信号相位连续。

由式(5-53)可以看出,当输入码元为1时, $a_k = +1$,则频率 $f_1 = f_c + \frac{1}{4T_s}$,当输入码元 为0时, $a_k = -1$,则频率 $f_0 = f_c - \frac{1}{4T_s}$ 。两者的频差为

$$\Delta f = f_1 - f_0 = \frac{1}{2T_s}$$

它等于码元速率(1/T_s)的一半,是保证 2FSK 的两个信号正交的最小频率间隔,相对 应的调制指数为

$$h = \Delta f T_s = \frac{1}{2T_s} \times T_s = \frac{1}{2} = 0.5$$

这里,所谓"最小"是指这种调制方式能以最小的调制指数(0.5)获得正交信号,而正交 可使信号在接收时便于分离。

将式(5-53)按照三角函数展开,可以得到 MSK 信号的正交表示形式为

$$e_{k}(t) = \cos\varphi_{k}\cos\frac{\pi t}{2T_{s}}\cos\omega_{c}t - a_{k}\cos\varphi_{k}\sin\frac{\pi t}{2T_{s}}\sin\omega_{c}t$$

$$=I_k\cos\frac{\pi t}{2T_s}\cos\omega_c t - Q_k\sin\frac{\pi t}{2T_s}\sin\omega_c t, \quad (k-1)T_s < t \le kT_s$$

式中, $I_k = \cos \varphi_k = \pm 1$; $Q_k = a_k \cos \varphi_k = \pm 1$ 。

MSK 调制原理图如图 5-46 所示。图中输入数据序列为 a_k ,它经过差分编码器后变成 序列 c_k 。经过串/并转换器,将一路延迟 T_s ,得到相互交错一个码元宽度的两路信号 I_k 和 Q_k 。加权函数 $\cos(\pi t/2T_s)$ 和 $\sin(\pi t/2T_s)$ 分别对两路数据信号 I_k 和 Q_k 进行加权,加权 后的两路信号再分别对正交载波 $\cos\omega_c t$ 和 $\sin\omega_c t$ 进行调制,调制后的信号相加再通过带通 滤波器,就得到 MSK 信号。



由于 MSK 信号是一种 2FSK 信号,所以和 2FSK 相同,也可采用相干解调或非相干解 调方法。在对误码率有较高要求时大多采用相干解调方式。图 5-47 是 MSK 相干解调原理 图。MSK 信号经带通滤波器滤除带外噪声,然后借助正交的相干载波与输入信号相乘,将 I_k 和 Q_k 两路信号区分开,再经低通滤波器后输出。同相支路在 $2kT_s$ 时刻抽样,正交支路 在 $(2k+1)T_s$ 时刻抽样,抽样判决器根据抽样后的信号极性进行判决,大于 0 判为 1,小于 0 判为 0,经串/并转换器,转换为串行数据。与调制器相对应,因在调制时在发送端经过了差 分编码器,故接收端输出需经差分译码器后,才可恢复出原始数据。



图 5-47 MSK 相干解调原理图

MSK 信号的归一化单边功率谱密度的计算结果如下:

$$P_{s}(f) = \frac{32T_{s}}{\pi^{2}} \left[\frac{\cos 2\pi (f - f_{c})T_{s}}{1 - 16(f - f_{c})^{2}T_{s}^{2}} \right]^{2}$$

式中, f_c为载频; T_s为码元持续时间。按此式画出的 MSK 信号的功率谱密度在图 5-48 中用实线示出。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_c; T_s表 示二进制码元持续时间。图中还给出了其他几种调制信号的功率谱密度曲线作为比较。由 图可见,与 QPSK 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, 适用于移动通信。



图 5-48 MSK、GMSK、QPSK 和 OQPSK 信号的功率谱密度

2. 高斯最小频移键控

为了进一步使信号的功率谱密度集中,并减小对邻道的干扰,适应移动通信场合对信号 带外功率的限制,可以在进行 MSK 调制之前,用一个高斯型的低通滤波器对输入基带矩形 信号脉冲进行处理,这样的体制称为高斯最小频移键控(Gaussian Filtered Minimum Shift Keying,GMSK)。由于在 MSK 调制器之前加入的高斯低通滤波器能将基带信号变换成高 斯脉冲信号,故其包络无陡峭边沿和拐点,从而达到了改善 MSK 信号频谱特性的目的。基 带的高斯低通滤波器平滑了 MSK 信号的相位曲线,因此稳定了信号的频率变化,这使得发 射频谱上的旁瓣水平大大降低。

实现 GMSK 信号的调制,关键是设计一个性能良好的高斯低通滤波器,它必须具有如下特性。

(1) 有良好的窄带和尖锐的截止特性,以滤除基带信号中多余的高频成分。

(2) 脉冲响应过冲量应尽量小,防止已调波瞬时频偏过大。

(3)输出脉冲响应曲线的面积对应的相位为 π/2,使调制系数为 1/2。

以上要求是为了抑制高频分量、防止过量的瞬时频率偏移以及满足相干检测的需要。

GMSK 方式的功率谱密度比 MSK 更加集中,旁瓣进一步降低(见图 5-48),能满足蜂窝 移动通信环境下对带外辐射的严格要求,其缺点是存在码间干扰。

5.5.3 正交频分复用(OFDM)

前面所学习到的各种调制方式在某个时刻都只使用单一的载波频率发送信号,属于单载波调制。单载波调制下如果信道特性不理想,就可能造成信号的失真和码间干扰。尤其

是在无线移动通信环境下,即使传输低速码流,也会产生严重的码间干扰。为了解决这个问题,除采用均衡器进行补偿外,另一个可行的方法就是采用多载波传输技术,将信道分成多个子信道,从而使基带码元均匀分散到每个子信道对载波进行调制,并行传输。

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing,OFDM)是一种多载波调制技术,具有较强的抗多径传播和抗频率选择性衰落的能力以及较高的频谱利用率,它的基本原理是将发送的数据流分散到许多个载波上,使各子载波的信号速率大为降低,从而提高抗多径传播和抗频率选择性衰落的能力。为了提高频谱利用率,OFDM方式中各子载波有1/2 重叠,但保持相互正交,如图 5-49 所示。因此,OFDM 除了具有多载波调制的优势外,还具有更高的频谱利用率。由于在码元持续时间 T_s内各子载波是相互正交的,所以接收时可利用此正交特性将各路子载波分离开。

 $f_k + 1/T_s$ $f_k / f_k + 2/T_s$ $f_{k} + 1/T_{s}$

(b) OFDM信号频谱

图 5-49 OFDM 信号频谱结构

OFDM 系统将串行数据并行地调制在多个正交的子载波上,由此可以降低每个子载波的码元速率,增大码元的符号周期,提高系统的抗频率选择性衰落和抗干扰能力,而且由于每个子载波的正交性,大大提高了频谱的利用率,因此非常适合移动场合中的高速传输。

OFDM 技术大大增强了抗频率选择性衰落和抗窄带干扰的能力,具有广阔的市场前景,已作为关键技术应用于第四代和第五代移动通信系统中。它的主要优点如下。

1) 抗频率选择性衰落能力强

OFDM 使用户信息通过多个子载波传输,在每个子载波上的信号时间就相应的比同速率的单载波长很多倍,可以有效减少无线通信的时间弥散所带来的 ISI,因而对脉冲噪声和信道快衰落的抵抗能力更强,这样就减小了接收机内均衡的复杂度。有时还可以通过采用插入循环前缀的方法消除 ISI 的不利影响,此时甚至可以不采用均衡器。

2) 频谱利用率高

OFDM 采用重叠的正交子载波作为子信道,而不是传统的利用保护频带来分离子信道,因而提高了频谱利用率。

3) 抗码间干扰能力强

码间干扰是数字通信系统中除噪声干扰之外最主要的干扰,它与加性的噪声干扰不同, 是一种乘性的干扰。造成码间干扰的原因有很多,实际上,只要传输信道的频带是有限的, 就会造成一定的码间干扰。OFDM由于采用了循环前缀,抗码间干扰的能力很强。

4) 适合高速数据传输

OFDM 的自适应调制机制使不同子载波可以根据信道情况和噪声背景的不同使用不同的调制方式:信道条件好时,采用效率高的调制方式:信道条件差时,采用抗干扰能力强的调制方式。OFDM 采用的加载算法使系统可以把更多的数据集中放在条件好的信道上

⁽a) 单个OFDM子带频谱

以高速率进行传送。因此,OFDM 技术非常适合高速数据传输。

【思政 5-7】 数字化发展要依靠数字技术,数字技术的生命力在于持续创新、不断创造价值。华为集团持续创新,不断加快数字化发展,华为的成功,靠的是对质量的坚守以及追求永无止境的创新精神。中华民族伟大复兴的实现,需要充分以文化自信激发强大精神力量。我们也应该坚定文化自信,培养追求卓越、精益求精、敬业创新的工匠精神,为实现中华民族伟大复兴而奋斗。

本节简要介绍了几种新型数字调制系统,更多新型调制期待大家自行调研和查阅。也 希望大家可以完成数字频带传输系统的设计与仿真,实现理论与实践的统一。

🕂 【本章小结】

1. 信号波形特征

▶ 2ASK 用载波的有和无表示数字信号 0 和 1。

- ▶ 2FSK 用两种不同频率的载波表示数字信号 0 和 1。
- ▶ 2PSK 信号用不同的载波初相表示数字信号 0 和 1。
- ▶ 2DPSK 信号用不同的载波相位差表示数字信号 0 和 1。

2. 功率谱特性

- ▶ 2ASK 信号功率谱是将调制信号功率谱搬移到载频的位置,且载频处存在离散谱。
- ▶ 2FSK 信号功率谱是将调制信号功率谱搬移到两个载频的位置,可能单峰也可能双峰,视两个载频差而定。
- ▶ 2PSK 和 2DPSK 信号功率谱与 2ASK 信号功率谱相似,将调制信号功率谱搬移到载频的位置,但载频处没有离散谱。

3. 信号带宽

- ▶ 2ASK 信号带宽: 2f,,即2倍基带信号带宽。
- ▶ 2FSK 信号带宽: $2f_{s} + |f_{1} f_{2}|$,即 2 倍基带信号带宽加上载频差。
- ▶ 2PSK 与 2DPSK 信号带宽: 2f,,即 2 倍基带信号带宽。

4. 调制方法

键控法利用基带信号(或相对码)控制开关,使其输出不同幅值(频率或相位或相位差) 的载波信号。

5. 解调方法

重要特点:相比模拟调制系统的解调部分,多了一个抽样判决模块。该模块是数字通 信系统中的重要模块,需要提取位同步信号得到定时脉冲进行抽样判决,还原原始基带信号。

6. 抗噪性能分析方法

通过随机信号的概率方法,分析概率密度函数,作图讨论其误码率参数的计算。

7. 性能比较

有效性: 2ASK 和 2PSK 相同, 2FSK 较差。

可靠性: 2PSK>2FSK>2ASK。

相干解调方式>非相干解调方式。

对信道的敏感程度: 2ASK 最差, 2FSK 和 2PSK 基本不受影响。

设备复杂程度: 2DSK>2FSK>2ASK。 数字频带传输系统思维导图如图 5-50 所示。



- 思考题

5-1 什么是数字调制? 它和模拟调制有哪些相同点和不同点?

5-2 什么是幅移键控? 2ASK 信号的波形有什么特点?

5-3 2ASK 信号的功率谱有什么特点?带宽为多少?

5-4 2ASK 的调制和解调方式有哪些?试说明其工作原理。

5-5 什么是频移键控? 2FSK 信号的波形有什么特点?

5-6 相位不连续的 2FSK 信号的功率谱有什么特点?带宽为多少?

5-7 2FSK 的调制和解调方式有哪些? 试说明其工作原理。

5-8 什么是绝对移相?什么是相对移相?它们有何区别?

5-9 2PSK 和 2DPSK 在遇到"倒 π"现象时的误码情况如何?导致它们误码率不同的 原因是什么?

5-10 2PSK 信号及 2DPSK 信号的功率谱有何特点? 它们与 2ASK 信号的功率谱有 何异同点?

5-11 2PSK 信号及 2DPSK 信号可以用哪些方法产生和解调? 试说明其工作原理。

5-12 比较 2ASK 系统、2FSK 系统、2PSK 系统以及 2DPSK 系统的有效性和可靠性。

5-13 试比较幅移键控、频移键控和相移键控三类调制方式的优缺点。

5-14 简述多进制调制的原理。多进制数字调制具有哪些特点?

5-15 什么是最小频移键控? MSK 信号具有哪些特点?

5-16 什么是 GMSK 调制? 它与 MSK 调制有什么不同?

5-17 什么是 OFDM 调制? OFDM 信号的主要优点是什么?

5-18 试简述 OFDM 调制在现代通信中的应用。

□ 习题

5-1 设发送数字信息为 1010111000,码元速率为 1000B,载波频率为 2000Hz,试分别 画出 2ASK、2PSK 及 2DPSK 信号的波形示意图,并分别求它们的信号带宽。

5-2 已知某 2ASK 系统的码元传输速率为 1000B,所用的载波信号为 $A\cos(4\pi \times 10^3 t)$ 。

(1) 设所传送的数字信息为 1001001, 试画出相应的 2ASK 信号波形图;

(2) 求 2ASK 信号的第一过零点带宽。

5-3 设某 2FSK 调制系统的码元传输速率为 1000B,载波频率为 1000Hz 或 2000Hz。

(1) 若发送数字信息为 1001101, 试画出相应的 2FSK 信号波形;

(2) 若发送 0 和 1 的概率相等, 试画出 2FSK 信号的功率谱密度草图;

(3) 试讨论这时的 2FSK 信号应选择怎样的解调器解调,并画出解调原理框图。

5-4 假设某 2PSK 系统的码元传输速率为 1000B,载波频率为 2000Hz,原始基带码序 列为 10010101。

(1) 画出 2PSK 信号波形和功率谱密度草图;

(2) 若采用相干解调方式进行解调,试画出解调系统各点波形。

5-5 假设某 2DPSK 系统的码元传输速率为 1000B,载波频率为 1000Hz,原始基带码 序列为 10110111。

(1) 画出 2DPSK 信号波形(相位偏移 $\Delta \varphi$ 可自行假设);

(2) 若采用差分相干解调法接收该信号,试画出解调系统的各点波形。

5-6 设载频为 1800Hz,码元速率为 1200B,发送数字信息为 1011011,试画出以下两种 情况下的 2DPSK 信号波形:

(1) 若相位偏移 $\Delta \varphi = 0^{\circ}$ 代表 0、 $\Delta \varphi = 180^{\circ}$ 代表 1;

(2) 若 $\Delta \varphi = 90^{\circ}$ 代表 0、 $\Delta \varphi = 270^{\circ}$ 代表 1。

5-7 假设基带序列为1000010000,码元传输速率为1000B。

(1) 试画出该序列对应的 2ASK 调制波形;

(2) 若载频 f_1 =1000Hz, f_2 =2000Hz, 画出 2FSK 调制波形及相位不连续 2FSK 信号 的功率谱 $P_F(f)$ 的草图,并讨论可用什么解调器解调;

(3) 若载波频率 f_c 为 2000Hz,试画出 2DPSK 信号波形;

(4) 若采用差分解调法接收(3)中所产生的 2DPSK 信号,试画出接收系统框图和各点的波形。

5-8 若采用 2ASK 方式传送二进制数字信息,已知码元传输速率 $R_B = 1 \times 10^6$ B,接收 端解调器输入信号的振幅 $\alpha = 20\mu$ V,信道加性噪声为高斯白噪声,且其单边功率谱密度 $n_0 = 6 \times 10^{-18}$ W/Hz。试求:

(1) 非相干解调时,系统的误码率;

(2) 相干解调时,系统的误码率。

5-9 若采用 2ASK 方式传送二进制数字信息。已知发送端发出的信号振幅为 5V,输入接收端解调器的高斯噪声功率 $\sigma_n^2 = 3 \times 10^{-12}$ W,今要求误码率 $P_e = 10^{-4}$ 。试求:

(1) 非相干解调时,由发送端到解调器输入端的衰减;

(2) 相干解调时,由发送端到解调器输入端的衰减。

5-10 在 2ASK 系统中,已知发送 1 的概率为 P(1),发送 0 的概率为 P(0),且 $P(1) \neq P(0)$ 。采用相干解调方式,并已知发送 1 时,输入接收端解调器的信号峰值振幅为 α ,输入的窄带高斯噪声方差为 σ_n^2 ,试证明此时的最佳门限为

$$V_d^* = \frac{\alpha}{2} + \frac{\sigma_n^2}{\alpha} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$$

5-11 若采用 2FSK 方式传送二进制数字信息,其他条件与题 5-9 相同。试求:

(1) 非相干解调时,由发送端到解调器输入端的衰减;

(2)相干解调时,由发送端到解调器输入端的衰减。

5-12 假设二进制数字频带传输系统的码元传输速率为 3×10^{6} B,输入接收端解调器 的信号峰值振幅为 $\alpha = 60 \mu$ V。信道加性噪声为高斯白噪声,且其单边功率谱密度 $n_{0} = 2 \times 10^{-16}$ W/Hz。试求:

(1) 2ASK、2FSK 和 2DPSK 系统在非相干解调时的系统误码率;

(2) 2ASK、2FSK、2PSK 和 2DPSK 系统在相干解调时的系统误码率。

5-13 在二进制相移键控系统中,已知解调器输入端的信噪比 r = 10dB,试分别求出相 干解调 2PSK、极性比较法解调和差分相干解调 2DPSK 信号时的系统误码率。 5-14 已知码元传输速率 $R_B = 2 \times 10^3$ B,接收机输入端的加性高斯白噪声的双边功率 谱密度为 10^{-10} W/Hz,若要求系统总误码率 $P_e = 10^{-5}$ 。试分别计算出相干解调 2ASK、非 相干解调 2FSK、相干解调 2PSK 和差分相干解调 2DPSK 系统所要求的输入信号功率。

5-15 已知系统发射端信号功率为 2kW,信道衰减为 50dB,解调器输入端的噪声功率 为 10⁻⁴W。试求 2ASK 非相干解调系统及 2PSK 相干解调系统的误码率。

5-16 设发送数字信息序列为10001101,试按表 5-2 的要求,分别画出 A 方式和 B 方 式下的 QPSK 信号波形。

5-17 设发送数字信息序列为10110101,试按表 5-3 的要求,分别画出 A 方式和 B 方 式下的 QDPSK 信号波形。

5-18 利用 MATLAB 搭建二进制数字频带传输系统(2ASK、2FSK、2PSK、2DPSK)的 模型,实现系统的调制、解调和误码率计算等功能。