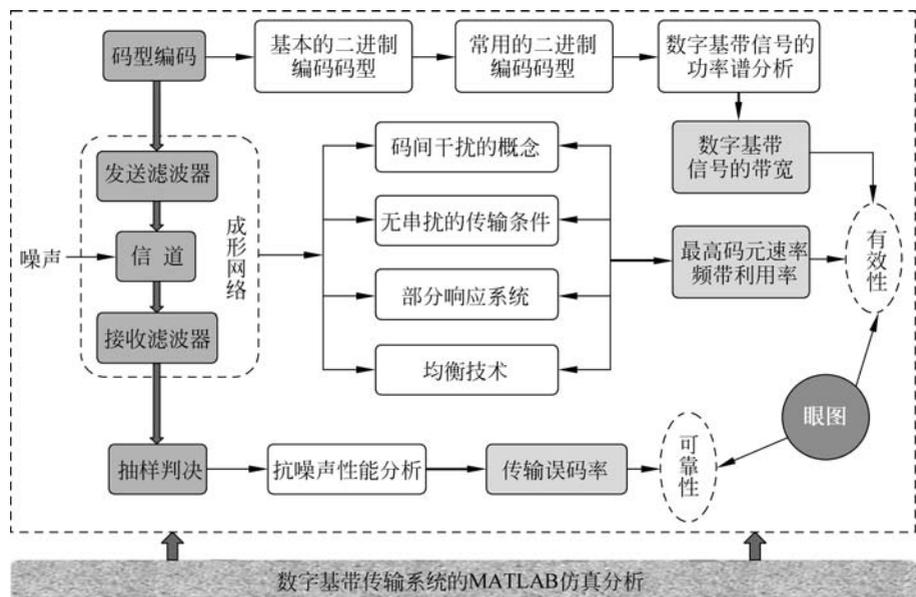


数字基带传输



思维导图

数字传输系统中传输的是各种进制的数字信息,这些数字信息可能来自计算机、数字传感器或其他数字设备,也可能是模拟信号经过抽样量化编码得到的数字代码。传输时,首先必须将这些抽象的数字信息用离散的电信号波形表示,得到的原始电脉冲信号中主要包含很多低频分量,甚至是直流分量,称为数字基带信号。

在某些有线信道中,当传输距离较近时,可以直接传送数字基带信号,这样的传输系统称为数字基带传输系统。对于带通型信道,如光信道和无线信道,必须像模拟通信系统一样,先将数字基带信号进行调制才能在信道中传输,这样的传输系统称为数字调制传输系统。

本章在介绍数字基带信号的码型和频谱特性的基础上,主要介绍数字基带传输系统的典型传输特性、数字通信系统中的码间干扰以及减小码间干扰的措施,同时介绍数字基带传输系统的抗噪声性能以及均衡技术。

5.1 数字基带传输系统的基本组成

最简单的数字基带传输系统可以用双绞线、同轴电缆等直接将发送端和接收端连接起来。但是,利用这样的有线信道直接将发送端送来的电脉冲进行传输,当传输速率较高或传输的数字基带信号不能与信道特性相匹配时,将导致传输性能(可靠性、有效性等)的恶化,甚至不能准确实时地进行传输。

图 5-1 所示为一个实际的数字基带传输系统的基本结构,其中主要包括码型编码、发送滤波器、信道、接收滤波器和抽样判决器等部件。此外,为了确保系统能够准确有序地工作,实际系统中还包括同步提取电路。下面结合图 5-2 所示的传输系统中各信号的波形,介绍各部件的作用。

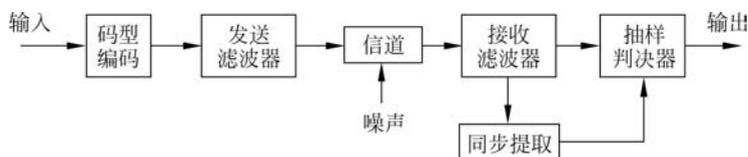


图 5-1 数字基带传输系统的基本结构

(1) 信道信号形成器。码型编码和发送滤波器合起来称为信道信号形成器,其作用是将原始代码序列表示为电脉冲,并转换为适合在信道中传输的波形。其中,码型编码将输入的原始基带信号转换为适合在信道传输的码型,再利用发送滤波器转换为适合在信道传输的波形,以提高信号的抗码间干扰能力和频带利用率。

信源发送的原始代码序列一般是宽度等于码元间隔的单极性码,如图 5-2(a)所示。这样的电信号不适合在低通信道中传输,接收端也无法从中提取出位同步信号。因此,需要经过码型编码转换为适合传输且具有位定时信息的传输码型,如图 5-2(b)所示。为使传输信号的特性与信道特性匹配,再利用发送滤波器将其转换为合适的传输波形,如图 5-2(c)所示。

(2) 信道。数字基带传输系统中的信道可以等价于具有一定带宽的低通滤波器。此外,在传输信号的过程中,信道中会引入噪声和各种随机干扰。图 5-2(d)所示为信道输出信号波形,其中叠加有高频噪声。

(3) 接收滤波器。滤除信道噪声,对信道特性进行均衡校正,使输出波形有利于抽样判决。由于接收滤波器带宽有限,信道噪声不可能完全滤除,传输过程中还会出现码间干扰,使波形发生一定程度的畸变和失真。接收滤波器输出信号波形如图 5-2(e)所示。

(4) 同步提取电路。从接收滤波器输出的信号中提取位同步信号,用于控制抽样判决时刻,图 5-2(f)所示为同步提取电路提取得到的位同步信号(抽样脉冲)。

(5) 抽样判决器。在位同步信号的控制下,对接收滤波器输出的信号进行抽样,然后根据预先确定的判决规则对抽样值进行判决,以恢复或再生数字基带信号,判决输出数字代码序列。判决器输出波形如图 5-2(g)所示。当传输过程的码间干扰和噪声达到一定程度时,抽样判决输出的代码序列将发生错误,形成误码。

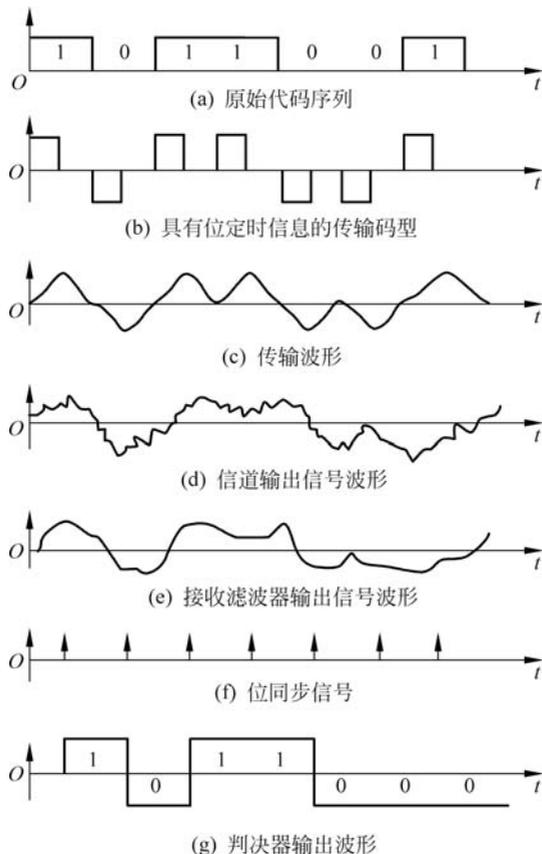


图 5-2 数字基带传输系统各点信号波形

5.2 数字基带信号及其频域特性

数字通信系统必须首先将需要传输的数字代码用相应的电脉冲表示,通常把这一过程称为码型变换或码型编码。不同形式的数字基带信号(又称为码型)具有不同的频域特性,所以实现基带传输首先要考虑的问题是如何合理设计数字基带信号的码型,以便将需要传递的信息和数字基带信号转换为适合给定信道传输特性的频谱结构和波形。

5.2.1 基本码型

在数字电路系统中,数字代码 1 和 0 的基本表示方法是用标准矩形脉冲的高、低电平或正、负电平表示,根据具体波形特点和表示形式可以分为单极性、双极性、归零码和非归零码等。

1. 单极性非归零码

单极性非归零(Non-Return-to-Zero, NRZ)码是一种最简单、最常见的基带信号。在这种码型中,用高、低电平脉冲表示数字代码中的 1 码或 0 码,并且每个脉冲都持续一个码元间隔 T_s ,如图 5-3(a)所示。

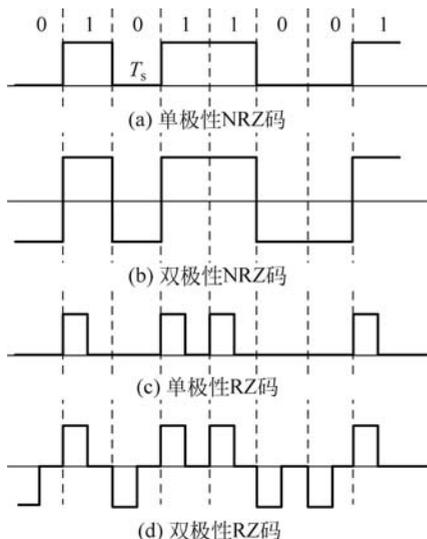


图 5-3 4 种基本码型数字基带信号

单极性 NRZ 码数字基带信号中直流分量不为零,在近距离传输(如在同一个电路系统的各印刷电路板或芯片之间)时常采用此波形。

2. 双极性非归零码

在双极性非归零码中,用幅度相同但极性相反的两个矩形脉冲表示 1 码或 0 码,并且各脉冲的宽度都等于码元间隔 T_s 。一般用正脉冲表示 1 码,负脉冲表示 0 码,如图 5-3(b)所示。

当 1 码和 0 码等概率出现时,双极性 NRZ 码基带信号中没有直流分量,常在国际电报电话咨询委员会的 V 系列接口标准或 RS-232C 接口标准中使用。

3. 单极性归零码

与单极性非归零码类似,单极性归零(Return Zero, RZ)码也是用脉冲的有无来表示信息,不同的是单极性归零码的脉冲宽度小于码元间隔。也就是说,在传输 1 码期间,高电平脉冲只持续一段时间(如 $T_s/2$),然后回到零电平,如图 5-3(c)所示。

在码元间隔相等的条件下,归零码的脉冲宽度小于非归零码的脉冲宽度,因而这种码型的基带信号,其带宽要大于 NRZ 码信号的带宽。此外,RZ 码中含有丰富的位定时成分,一般用作其他码型传输时提取位定时信号的过渡码型。

4. 双极性归零码

双极性归零码基带信号的波形如图 5-3(d)所示。与单极性 RZ 码类似,脉冲的正负电平持续一段时间后回到零电平。因此,在码元间隔相等的条件下,其带宽要大于用双极性非归零码表示的带宽。

对于上述 4 种基本码型,一般用占空比表示在一个码元间隔内脉冲持续的时间,其定义为 $s = \tau/T_s$,其中 τ 为脉冲持续的时间, T_s 为码元间隔,显然有 $0 < s \leq 1$ 。对于单极性或双极性 NRZ 码基带信号, $s = 1$ 。当 $s = 0.5$ 时,称为半占空脉冲。在码元间隔给定后,基带信号的带宽将取决于脉冲的占空比。

5.2.2 常用码型

以上 4 种码型是最基本的基带信号码型,这些码型中含有丰富的低频分量甚至直流分量,因而不适合在有交流耦合的信道中传输。此外,当需要传输的数字代码序列中连续出现比较多的 1 码或 0 码时,NRZ 码波形中将出现长时间连续相同的电平,没有电平的跳变,因而不便于从中提取位同步信号。由于这些原因,这些码型一般只用于近距离的数字基带传输。

实际系统中确定基带信号的码型时,主要考虑以下几点。

(1) 绝大多数基带信道的低频传输特性不好,不利于含有直流分量、低频分量的信号传输,所以要使数字基带信号中没有直流成分和低频成分。

(2) 数字传输系统的接收端还原原始信号必须有位定时信息。在某些应用中位定时信息占用单独的信道与基带信号同时传输,但远距离传输时这常常是不经济的,因而要求能从基带信号中自动提取出位定时信息。

(3) 要求基带信号具有自检错能力,以便接收端检测并纠正传输过程中的错误代码。

(4) 应尽量减少基带信号频谱中的高频分量,以节省传输带宽,提高信道的频谱利用率,并减小码间干扰。

(5) 编解码设备应尽量简单。

上述几点要求并不是任何基带传输码型都能满足,实际使用时往往根据要求满足其中的若干项。下面介绍实际系统中常用的几种码型。

1. 差分码

差分码不是用码元本身表示消息代码,而是用相邻码元是否产生变化表示原数字信息,其编码规则为当相邻码元发生变化时,表示原数字代码序列中的 1 码;当相邻码元不发生变化时,表示原数字代码序列中的 0 码。据此可以得到差分码 b_n 与原数字代码 a_n 之间的关系为

$$b_n = a_n \oplus b_{n-1} \quad (5-1)$$

其中, \oplus 表示异或运算,又称为模 2 加运算。

例 5-1 求二进制数字信息序列 1011010 的差分码。

解 由给定的数字序列,可得

$$a_1 = 1, \quad a_2 = 0, \quad a_3 = 1, \quad a_4 = 1, \quad a_5 = 0, \quad a_6 = 1, \quad a_7 = 0$$

假设差分码的初始码元 $b_0 = 1$, 则根据式(5-1)可得

$$b_1 = a_1 \oplus b_0 = 1 \oplus 1 = 0, \quad b_2 = a_2 \oplus b_1 = 0 \oplus 0 = 0$$

$$b_3 = a_3 \oplus b_2 = 1 \oplus 0 = 1, \quad b_4 = a_4 \oplus b_3 = 1 \oplus 1 = 0$$

$$b_5 = a_5 \oplus b_4 = 0 \oplus 0 = 0, \quad b_6 = a_6 \oplus b_5 = 1 \oplus 0 = 1$$

$$b_7 = a_7 \oplus b_6 = 0 \oplus 1 = 1$$

所以,二进制数字信息 1011010 的差分码为 10010011。

得到差分码后,再将其中的 1 码和 0 码分别用上述基本码型表示,可以采用单极性码或双极性码、非归零码或归零码。图 5-4 所示为将上述第 1 种情况用单极性 NRZ 码表示。由此可见,差分码是用脉冲电平的相对变化区分数字信息中的 1 码和 0 码,因此又称为相对码,而将原数字信息称为绝对码。

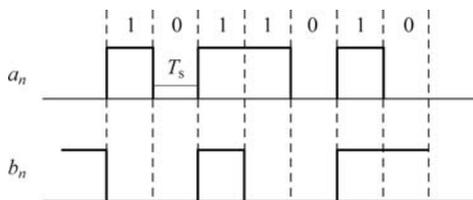


图 5-4 绝对码和相对码

在接收端接收到差分码后,必须进行相反的变换以恢复原始数字代码。根据式(5-1)可以求得接收端由相对码 b_n 恢复绝对码 a_n 的变换规则为

$$a_n = b_n \oplus b_{n-1} \quad (5-2)$$

例 5-2 已知接收到的差分码为 0010011,求其对应的绝对码。

解 由差分码可得

$$b_1=0, \quad b_2=0, \quad b_3=1, \quad b_4=0, \quad b_5=0, \quad b_6=1, \quad b_7=1$$

根据式(5-2)可得

$$a_2=b_2 \oplus b_1=0 \oplus 0=0, \quad a_3=b_3 \oplus b_2=1 \oplus 0=1$$

$$a_4=b_4 \oplus b_3=0 \oplus 1=1, \quad a_5=b_5 \oplus b_4=0 \oplus 0=0$$

$$a_6=b_6 \oplus b_5=1 \oplus 0=1, \quad a_7=b_7 \oplus b_6=1 \oplus 1=0$$

所以,由差分码 0010011 所还原的绝对码为 011010,注意绝对码比相对码少一位 a_1 。

2. 数字双相码

数字双相码又称为曼彻斯特码。在这种码型中,用宽度等于码元间隔 T_s 、相位完全相反的两个方波分别表示原数字信息中的 1 码和 0 码,两个方波都是双极性脉冲。

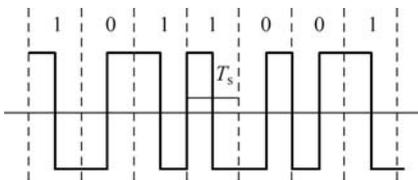


图 5-5 数字双相码

图 5-5 所示为数字代码序列为 1011001 时对应的数字双相码波形。这种码型在每个码元间隔的中心都有电平的跳变,所以其中存在丰富的位定时成分。

由于在每个码元间隔内正电平和负电平各占一半,所以数字双相码基带信号中不存在直流分量。但是,这种码型的带宽与归零码类似,要比非归零码大一倍。数字双相码适合数据终端设备的短距离传输。

3. 密勒码

在密勒码中,1 码用码元间隔中间的正跳变或负跳变表示,码元的起始边界上无跳变。0 码用宽度等于一个码元间隔的正负电平表示。如果是连续的 0 码,则在后续 0 码的每个起始边界上跳变一次。

根据上述编码规则,当两个 1 码之间只有一个 0 码时,密勒码中将出现最大宽度等于 2 倍码元间隔的脉冲,利用这一特点可以实现传输过程中的检错纠错。

假设发送端代码序列为 1011001,图 5-6 所示为对应的密勒码基带信号波形。比较图 5-6 和图 5-5 可知,数字双相码的下降沿(或上升沿)正好对应密勒码波形的跳变。因此,用数字双相码的下降沿(或上升沿)触发双稳电路,即可输出密勒码。

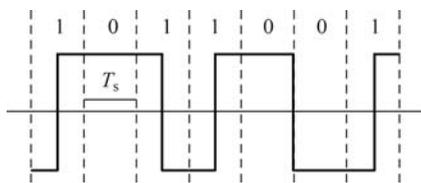


图 5-6 密勒码

4. 传号反转码

在传号反转(Coded Mark Inversion,CMI)码中,1 码交替地用宽度等于码元间隔 T_s 的正、负电平表示,称为传号;而 0 码固定用码元间隔中间的正跳变表示,称为空号。CMI 码波形如图 5-7 所示。

CMI 码也没有直流分量,但是波形中频繁出现跳变,便于恢复定时信号。此外,根据上述编码规则,在正常情况下,CMI 码波形中,不可能在码元间隔的中间出现负跳变,也不会出现连续的正负电平。利用这种相关性可以检测信道传输过程中的部分码元错误。

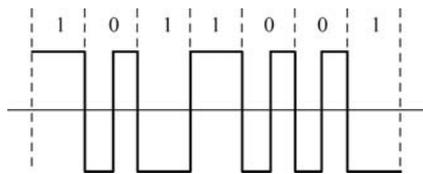


图 5-7 CMI 码

CMI 码易于实现,并具有以上特点,因此在高次群脉冲编码调制终端设备中广泛用作接口码型,并在速率低于 8.448Mb/s 的光纤数字传输系统中被推荐为线路传输码型。

5. 极性交替码

极性交替码也称为 AMI(Alternate Mark Inversion)码,其编码规则为 0 码用零电平表示,1 码用正、负脉冲交替表示,如图 5-8 所示。绘制波形时,可自行设定第 1 个 1 码的脉冲极性,一旦设定,后面 1 码的脉冲极性依次交替变换。此外,正负脉冲都可以为归零或非归零脉冲。

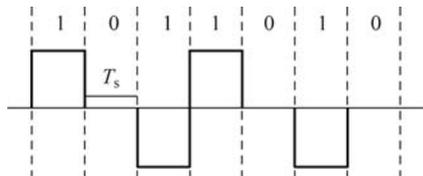


图 5-8 AMI 码

在这种码型中,无论原数字信息中的 1 码和 0 码是否等概,AMI 码基带信号中都没有直流分量。因此,常常把 AMI 码看作对双极性码的一种改进。

AMI 码的主要缺点是码型的功率谱与信源统计特性相关,1 码出现的概率将影响其功率谱形状。另外,当出现连续 0 码时,由于 AMI 码中长时间不出现电平跳变,因而影响位定时信号的提取。

6. HDB_n 码

HDB_n 码是 n 阶高密度双极性码的简称。与 AMI 码类似的是,在 HDB_n 码中 1 码也交替地用正、负脉冲(可以为归零码或非归零码)表示。但与 AMI 码不同的是, HDB_n 码中的连续 0 码数被限制为小于或等于 n 。当传输信息中出现 $n+1$ 个连续 0 码时,就用特定码组取代,这种特定码组称为取代节。为了能够在接收端识别出取代节,在取代节中设置破坏点,在这些破坏点将不满足传号极性交替的规律。

HDB_n 码中使用最广泛的是 3 阶高密度双极性码,又称为 HDB_3 码。 HDB_3 码是 AMI 码的改进码型,其编码规则如下。

(1) 原始代码序列中的每 4 个连续 0 码用取代节 B00V 或 000V 代替,其中 V 码为破坏点。

(2) 当前一个取代节后有奇数个 1 码时,当前取代节选用 000V;当前一个取代节后有偶数(包括 0)个 1 码时,当前取代节选用 B00V。

(3) 将原始代码序列中的 1 码和 B 码一起作类似于 AMI 码的极性交替。

(4) 所有 V 码的极性与前面最近一个 1 码或 B 码的极性相同,从而破坏极性交替规律。

例 5-3 设有二进制代码序列 10000100000110000,求其对应的 HDB₃ 码。

解 首先用取代节替换已知的代码序列中的 4 连 0 串。

代码序列: 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0

HDB₃ 码: 1 0 0 0 V 1 0 0 0 V 1 1 B 0 0 V

再确定代码序列中各位码元的极性,得到 HDB₃ 码的波形,如图 5-9 所示。

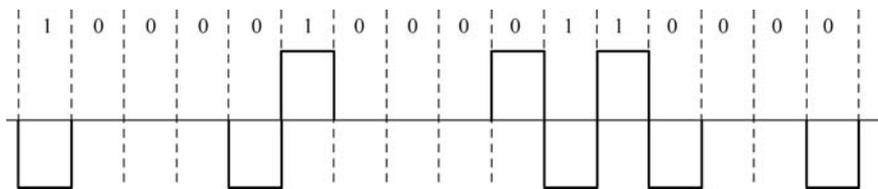


图 5-9 HDB₃ 码

HDB₃ 码具有和 AMI 码一样的优点,此外,还具有使连续 0 码个数减少为至多 3 个的优点。这个特性非常有利于定时信号的恢复。而且 HDB₃ 码具有检错能力,当传输过程中出现单个误码时,传输序列的极性交替规律将受到破坏,所以可以在不中断通信的情况下检测信号误码率。

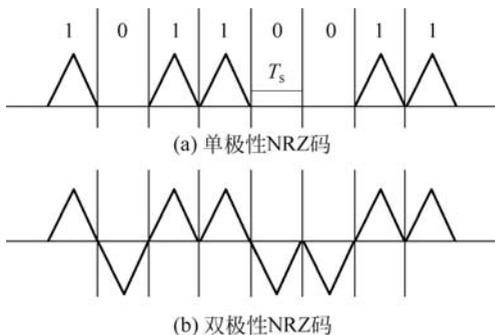


图 5-10 三角脉冲传输波形

以上介绍的各种常用码型都是以矩形脉冲为基础。由于矩形脉冲中存在比较丰富的高频分量,因而这样的基带信号带宽较大。当传输信道带宽有限时,传输过程中波形的失真比较严重,使相邻码元之间存在着相互干扰,影响传输的可靠性。因此,在发送之前必须通过波形变换,将基带信号的波形变换为适合信道传输的形式。实际系统中常用的传输波形有升余弦脉冲、钟形脉冲、三角脉冲等。

图 5-10 所示为传输波形为三角脉冲时的基带信号。每个三角脉冲的宽度都等于一个码元间隔,因此都属于 NRZ 码。在图 5-10(a)中,用三角脉冲的有无表示 1 码和 0 码,信号波形中各时刻的幅度都大于或等于 0,因此为单极性码。在图 5-10(b)中,用三角脉冲的正、负两个极性表示 1 码和 0 码,因此属于双极性码。

5.2.3 数字基带信号的功率谱

由于数字基带信号是一个随机的脉冲序列,没有确定的频谱函数,因而只能用功率谱描述其频谱特性。

在前面介绍的 4 种基本码型基带信号中,分别用两种不同的波形表示原始数字信息中的 1 码和 0 码,称为二元素基带信号。在二元素基带信号中,假设表示 1 码和 0 码的信号基本波形分别为 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$,并且 1 码和 0 码相互独立,出现的概率分别为 P 和 $1-P$ 。另外,假设码元速率为 R_s ,码元间隔为 $T_s=1/R_s$ 。

经过数学推导和分析可知,二数码基带信号的功率谱由两部分叠加而成,即

$$P(\omega) = P_c(\omega) + P_d(\omega) \quad (5-3)$$

其中

$$P_c(\omega) = R_s P(1-P) |G_1(j\omega) - G_2(j\omega)|^2 \quad (5-4)$$

$$P_d(\omega) = 2\pi R_s^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} |PG_1(jn\Omega_s) + (1-P)G_2(jn\Omega_s)|^2 \delta(\omega - n\Omega_s) \quad (5-5)$$

其中, $\Omega_s = 2\pi R_s = 2\pi/T_s$; $G_1(j\omega)$ 和 $G_2(j\omega)$ 分别为基本波形 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 的频谱。

1. 连续谱

由于 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 都是持续时间不超过 T_s 的非周期信号,因此其频谱 $G_1(j\omega)$ 和 $G_2(j\omega)$ 都是连续谱,则式(5-4)中的 $P_c(\omega)$ 是以 ω 为自变量的连续函数,所以称为连续谱。

实际系统中,表示和区分 1 码和 0 码的两种基本波形 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 一定不相同,则 $G_1(j\omega)$ 和 $G_2(j\omega)$ 一定不相等,因此基带信号功率谱中的连续谱是一定存在的。

大多数基带信号的连续谱都具有 Sa 函数的波形形状,因此功率谱中连续谱的波形一般都按 Sa 函数的平方而变化。一般将基带信号连续谱第 1 次达到横轴对应的频率定义为该基带信号的带宽,称为谱零点带宽。

2. 离散谱

式(5-5)中, $P_d(\omega)$ 由无穷多个冲激函数构成,各冲激函数都位于 Ω_s 的整数倍位置,因而称为离散谱。其中,各冲激函数的强度取决于 $G_1(j\omega)$ 和 $G_2(j\omega)$ 在此位置的频谱函数值,可能在 $\omega = n\Omega_s$ 的某些位置等于零,因此基带信号中可能不存在离散谱。

1) 基带信号中的直流分量

在离散谱中, $n=0$ 对应的分量频率等于 0,称为直流分量。对应的冲激为

$$P_0(\omega) = 2\pi R_s^2 |PG_1(j0) + (1-P)G_2(j0)|^2 \delta(\omega)$$

由此求得则直流分量的功率为

$$P_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_0(\omega) d\omega = R_s^2 |PG_1(j0) + (1-P)G_2(j0)|^2 \quad (5-6)$$

而幅度为

$$A_0 = \sqrt{P_0} = R_s |PG_1(j0) + (1-P)G_2(j0)| \quad (5-7)$$

2) 基带信号中的位定时分量

离散谱中频率等于码元速率 R_s 的分量,称为位定时分量,也就是在式(5-5)中 $n = \pm 1$ 时对称的两个冲激合起来构成的离散分量。将这两项冲激积分,可以求得基带信号中位定时分量的功率为

$P_1 = R_s^2 |PG_1(j\Omega_s) + (1-P)G_2(j\Omega_s)|^2 + R_s^2 |PG_1(-j\Omega_s) + (1-P)G_2(-j\Omega_s)|^2$
考虑实信号频谱的对称性,显然有

$$P_1 = 2R_s^2 |PG_1(j\Omega_s) + (1-P)G_2(j\Omega_s)|^2 \quad (5-8)$$

位定时分量是频率等于 R_s 的正弦信号,因此其幅度为

$$A_1 = \sqrt{2P_1} = 2R_s |PG_1(j\Omega_s) + (1-P)G_2(j\Omega_s)| \quad (5-9)$$

例 5-4 求 0,1 等概的单极性归零码基带信号的功率谱。假设码元间隔为 T_s , 脉冲的幅度为 A 。

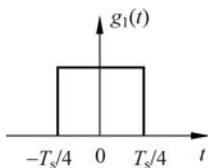


图 5-11 基本波形

解 所谓 0,1 等概,即原始数字代码序列中 1 码和 0 码的概率相等,因此 $P=0.5$ 。设 1 码对应的基本波形 $g_1(t)$ 如图 5-11 所示,而 0 码对应的基本波形 $g_2(t)=0$,则

$$G_1(j\omega) = \frac{AT_s}{2} \text{Sa}\left(\frac{\omega T_s}{4}\right), \quad G_2(j\omega) = 0$$

代入式(5-4)和式(5-5),得到连续谱和离散谱分别为

$$P_c(\omega) = \frac{1}{T_s} \times \frac{1}{2} \times \frac{1}{2} \left(\frac{AT_s}{2}\right)^2 \text{Sa}^2\left(\frac{\omega T_s}{4}\right) = \frac{A^2 T_s}{16} \text{Sa}^2\left(\frac{\omega T_s}{4}\right)$$

$$\begin{aligned} P_d(\omega) &= 2\pi \frac{1}{T_s^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{2} \times \frac{AT_s}{2} \text{Sa}\left(\frac{n\Omega_s T_s}{4}\right) \right]^2 \delta(\omega - n\Omega_s) \\ &= \frac{\pi A^2}{8} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Sa}^2\left(\frac{n\pi}{2}\right) \delta(\omega - n\Omega_s) \end{aligned}$$

其中, $\Omega_s = 2\pi/T_s$ 。

得到单极性归零码基带信号的功率谱,如图 5-12 所示。由图 5-12 的连续谱求得基带信号的带宽为 $B = 2\Omega_s/(2\pi) = 2/T_s$,等于码元速率的 2 倍。

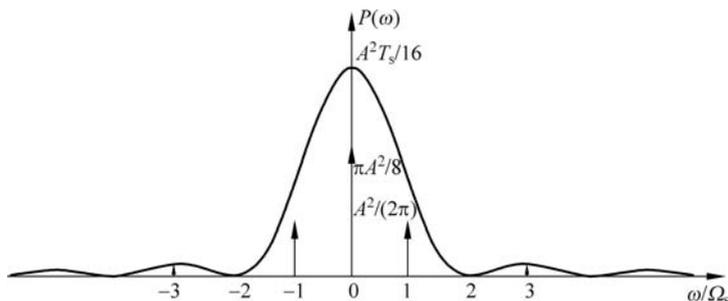


图 5-12 单极性归零码基带信号的功率谱

此外,在 $\omega=0$ 处存在离散谱,因此基带信号中存在直流分量,其功率和幅度分别为

$$P_0 = \frac{1}{2\pi} \times \frac{\pi A^2}{8} = \frac{A^2}{16}, \quad A_0 = \frac{A}{4}$$

在 $\omega = \pm\Omega_s$ 处存在冲激,说明该基带信号中存在位定时分量,其功率和幅度分别为

$$P_1 = 2 \times \frac{1}{2\pi} \times \frac{\pi A^2}{8} \times \text{Sa}^2\left(\frac{\pi}{2}\right) = \frac{A^2}{2\pi^2}, \quad A_1 = \sqrt{2P_1} = \frac{A}{\pi}$$

例 5-5 求 0,1 等概的双极性 NRZ 码基带信号的功率谱。假设码元间隔为 T_s ,脉冲的幅度为 A 。

解 因为 0,1 等概,则 $P=0.5$ 。根据双极性非归零码的编码规则,设 1 码和 0 码对应的基本波形 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 如图 5-13 所示,显然 $g_2(t) = -g_1(t)$,则

$$G_1(j\omega) = AT_s \text{Sa}\left(\frac{\omega T_s}{2}\right), \quad G_2(j\omega) = -G_1(j\omega) = -AT_s \text{Sa}\left(\frac{\omega T_s}{2}\right)$$

代入式(5-4)和式(5-5)得到连续谱和离散谱分别为

$$P_c(\omega) = R_s P(1-P) |2G_1(j\omega)|^2 = 4R_s P(1-P) |G_1(j\omega)|^2$$

$$\begin{aligned}
 &= 4 \times \frac{1}{T_s} \times \frac{1}{2} \times \frac{1}{2} \left[(AT_s)^2 \text{Sa}^2\left(\frac{\omega T_s}{2}\right) \right] \\
 &= A^2 T_s \text{Sa}^2\left(\frac{\omega T_s}{2}\right) \\
 P_d(\omega) &= 2\pi R_s^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} |PG_1(jn\Omega_s) + (1-P)G_2(jn\Omega_s)|^2 \delta(\omega - n\Omega_s) \\
 &= 2\pi R_s^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} |PG_1(jn\Omega_s) - (1-P)G_1(jn\Omega_s)|^2 \delta(\omega - n\Omega_s) \\
 &= 0
 \end{aligned}$$

其中, $\Omega_s = 2\pi/T_s$ 。

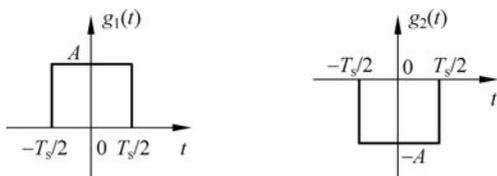


图 5-13 双极性非归零码的基本波形

由此可见, 0, 1 等概的双极性非归零码的功率谱中没有离散谱, 只有连续谱, 因此, 这种基带信号中没有直流分量, 也没有位定时分量。图 5-14 所示为其功率谱。由图 5-14 可知, 这种基带信号的带宽为 $B = \Omega_s / (2\pi) = 1/T_s$, 数值上等于码元速率。

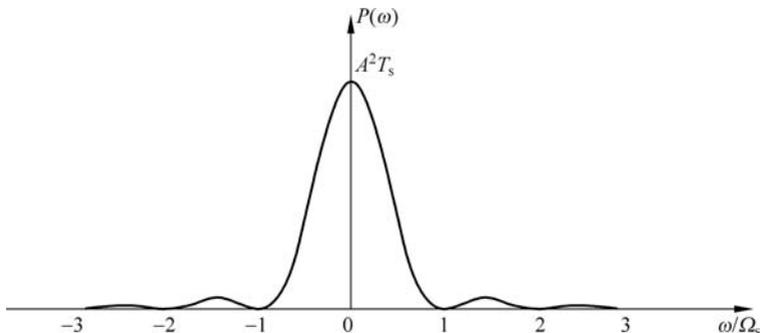


图 5-14 双极性非归零码基带信号的功率谱

需要注意的是, 在上述计算过程中, 1 码和 0 码分别用两种不同的基本波形信号 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 表示。而对于多元码基带信号(如 AMI 码和 HDB₃ 码), 各码元间隔内的时间波形有多种情况, 因此无法利用上述公式计算其功率谱, 需要利用其他方法或借助计算机仿真软件进行分析。

图 5-15 所示为 AMI 码基带信号的功率谱。由此可见, 这种码型的基带信号, 其功率主要集中在 $\Omega_s/2$ 附近, 直流成分和高频成分都比较小。因此, AMI 码特别适合在低频特性不好、具有交流耦合的信道中传输。

此外, 在上述计算方法中, 并没有限定 $g_1(t)$ 、 $g_2(t)$ 和 $v(t)$ 的波形, 因此对于实际系统中采用的升余弦脉冲基带信号、三角脉冲基带信号等, 也可以利用上述方法计算其功率谱。

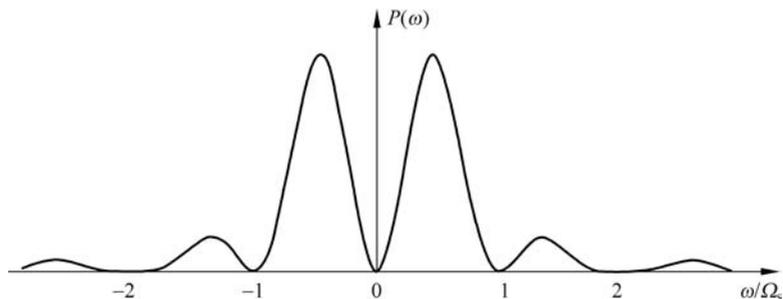


图 5-15 AMI 码基带信号的功率谱

根据功率谱可以分析基带信号的带宽、其中是否存在直流分量、位定时分量等,这些结论对设计基带传输系统是相当重要的。下面再做些总结。

(1) 单极性基带信号中一定存在直流分量。

(2) 0,1 等概的双极性基带信号中不存在离散谱,也就没有直流分量和位定时分量。

(3) 在 4 种基本码型的基带信号中,只有单极性归零码基带信号中存在位定时分量。对于不存在位定时分量的基带信号,在接收端可以通过一些非线性变换将其变为单极性归零信号,然后从中提取位定时信息。

(4) 归零码基带信号的带宽都大于非归零基带信号。对于半占空归零码,其带宽在数值上等于码元速率的 2 倍,是非归零码基带信号带宽的 2 倍。

5.3 码间干扰

在数字通信系统中,由于传输信道的特性不理想,将造成码间干扰。码间干扰达到一定程度时,将使抽样判决发生错误,形成误码,从而影响传输的可靠性。

5.3.1 码间干扰的概念

为了说明码间干扰的概念,先假设数字基带传输系统中没有发送滤波器和接收滤波器。在发送端和接收端之间通过有线信道直接连接,并假设信道具有低通特性。

假设发送端发送的数字基带信号为双极性 NRZ 码矩形脉冲基带信号,其谱零点带宽等于码元速率。信号中位于频谱主瓣(即带宽范围)内的低频分量具有比较大的幅度和功率,此外,还含有大量的位于频谱旁瓣内的高频分量。

当信道带宽远大于基带信号的带宽时,意味着主瓣内的分量和旁瓣内幅度和功率较大的分量都能够通过信道,在接收端合成的波形与发送的基带信号波形之间失真很小。此时,接收端接收到的波形也近似为标准的矩形脉冲,如图 5-16 所示。

当信道带宽小于基带信号的带宽时,基带信号中幅度和功率比较大的低频分量也将受到一定程度的过滤和衰减,导致信道输出波形出现较大的失真和畸变,如图 5-17 所示。

由于信道特性不理想,带宽不够大,导致传送的数字基带信号中高频分量和部分位于带宽范围内的低频分量被大幅度衰减,从而使各码元引起的信道输出信号时间波形被展宽和拖尾,相互造成干扰,使信号波形出现畸变和失真。这种现象称为码间干扰(Inter-Symbol

Interference, ISI), 又称为码间串扰或符号间干扰。

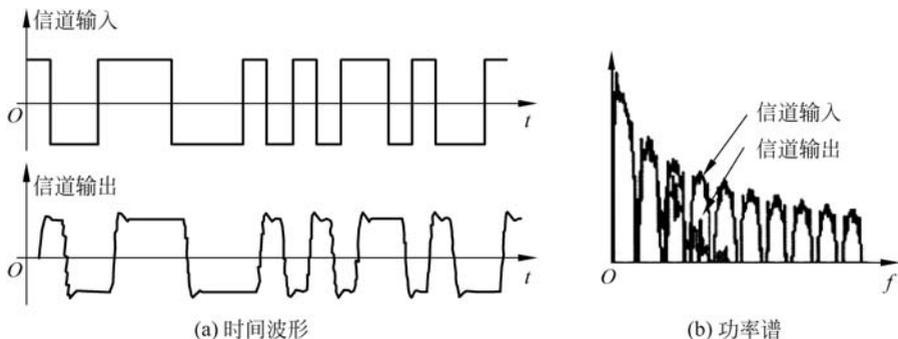


图 5-16 信道带宽大于信号带宽时的输入输出信号

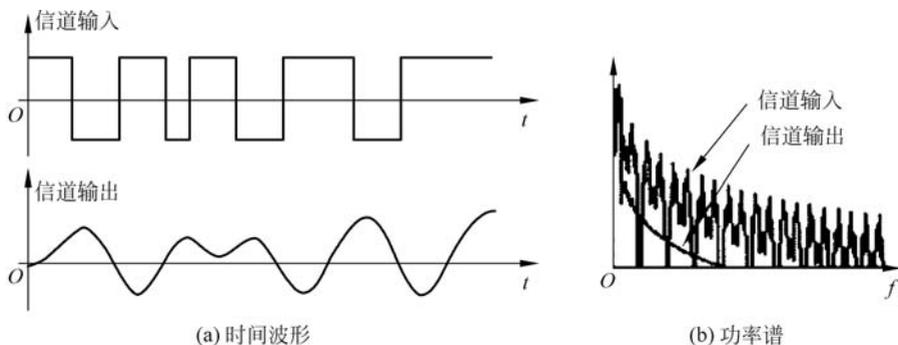


图 5-17 信道带宽小于信号带宽时的输入输出信号

显然,为了避免或减少码间干扰,需要信道提供足够大的带宽。但是,这将使频带利用率降低,传输的有效性变差。因此,有必要探寻更有效的方法,以尽可能降低对信道传输带宽的要求,又能获得足够高的传输速率。常用的方法是在发送端采用发送滤波器,将传输的基带信号转换为与信道特性相匹配的传输波形。

5.3.2 无码间干扰传输的条件

为分析无码间干扰传输的条件,将数字基带传输系统中的发送滤波器、信道和接收滤波器的串联起来,称为成形网络。发送端发送的数字基带信号通过发送滤波器后得到基带信号的传输波形。

1. 时域条件

考虑到数字通信系统接收端中的抽样判决,为简化分析,可以将发送端发送的代码序列 $\{a_n\}$ 对应的基带信号表示为相距一个码元间隔 T_s 、强度等于 a_n 的冲激序列 $a(t)$,即

$$a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(t - nT_s)$$

在 $a(t)$ 作用下,成形网络的输出为

$$s(t) = a(t) * h(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t - nT_s) \quad (5-10)$$

其中, $h(t)$ 为成形网络的单位冲激响应。

$s(t)$ 送入抽样判决器进行抽样判决, 得到输出代码序列 $\{b_n\}$ 。不考虑传输延时, 为实现正确判定, 假设第 k 个码元的抽样判决时刻为 $t_k = kT_s$ 。则由式(5-10)可以得到该时刻的抽样值为

$$s(t_k) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t_k - nT_s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(kT_s - nT_s) = a_k h(0) + \sum_{n=-\infty, n \neq k}^{\infty} a_n h(kT_s - nT_s)$$

等式右边第 2 项累加和表示其他码元对第 k 个码元 a_k 抽样值造成的影响, 因此这一项即代表码间干扰。如果不考虑传输损耗等因素, 上述抽样值 $s(t_k)$ 应等于发送端 $\{a_n\}$ 中第 k 个码元对应冲激的强度 a_k 。这就要求 $h(0) = 1$, 并且第 2 项累加和为 0。

根据上述分析, 为消除码间干扰, 应使成形网络的单位冲激响应 $h(t)$ 满足

$$h(kT_s) = h(t) \Big|_{t=kT_s} = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases} \quad (5-11)$$

式(5-11)表明 $h(t)$ 的值除 $t=0$ 外, 在其他所有抽样点上均为零。也就是说, $h(t)$ 应具有周期性的过零点, 并且相邻两个过零点之间的时间间隔刚好等于码元间隔 T_s 。这就是传输无码间干扰时成形网络应该满足的时域条件。

假设成形网络的单位冲激响应 $h(t)$ 具有周期性的过零点, 并具有如图 5-18(a) 所示的波形。此外, 发送端采用单极性传输, 发送的代码序列为 1101, 则成形网络的输出 $s(t)$ 波形如图 5-18(b) 中的实线所示。

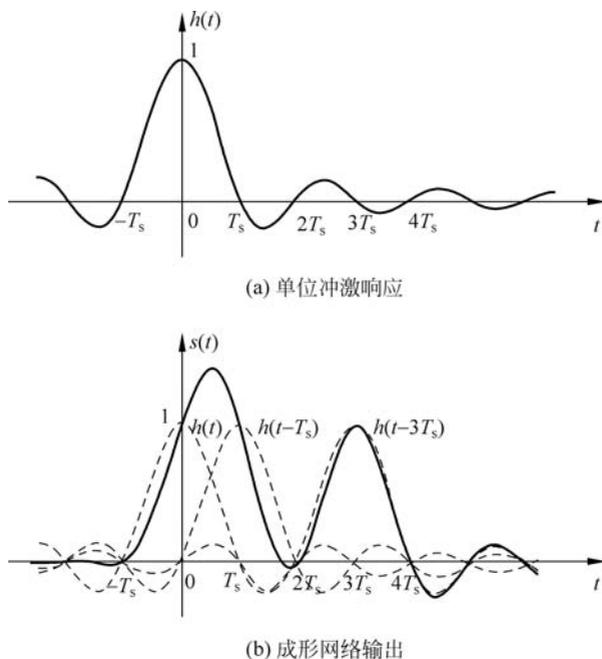


图 5-18 成形网络的单位冲激响应及输出波形

接收端对成形网络的输出 $s(t)$ 每隔一个码元间隔 T_s 抽样一次,如图 5-18(b)的小黑点所示。每个抽样值再与门限电平相比较,判决得到代码序列。对于单极性传输,判决门限电平取为信号幅度最大值的一半,则判决输出代码序列为 1101,与发送的代码序列完全相同,这就说明没有码间干扰和传输误码。

如果成形网络的单位冲激响应如图 5-19(a)所示,显然此时 $h(t)$ 不满足式(5-11)。如图 5-19(b)所示,接收端对成形网络的输出信号 $s(t)$ 在 $t=kT_s$ ($k=0,1,2,3$)时刻抽样,判决结果为 1110,这就说明出现了码间干扰,并且其中后两个码元出现了误码。

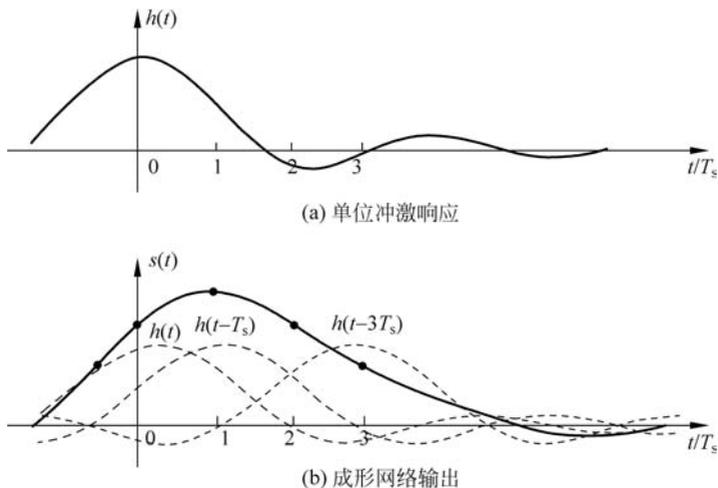


图 5-19 有码间干扰的情况

2. 奈奎斯特第一准则

为保证没有码间干扰,成形网络的单位冲激响应必须具有周期性的过零点,并且传送的码元间隔刚好等于相邻两个过零点之间的时间间隔。由于成形网络的单位冲激响应 $h(t)$ 与其传输特性 $H(j\omega)$ 互为傅里叶变换对,经过数学推导和分析可知,为避免码间串扰,成形网络的传输特性应满足

$$\sum_k H \left[j \left(\omega + \frac{2k\pi}{T_s} \right) \right] = C, \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \quad (5-12)$$

其中, C 为任意常数。

式(5-12)称为奈奎斯特第一准则,是为消除码间干扰,成形网络的传输特性应该满足的条件,称为无码间干扰的频域条件。该准则表示的含义:将成形网络的传输特性 $H(j\omega)$ 沿频率轴以 $2\pi/T_s$ 为周期进行周期延拓,然后将各延拓波形进行叠加。如果在 $|\omega| \leq \pi/T_s$ 区间内,叠加后的波形为水平线,则这样的成形网络以 T_s 为码元间隔传输基带信号时,就不会有码间干扰。

假设成形网络传输特性 $H(j\omega)$ 的波形如图 5-20 所示,将其以 ω_1 为周期延拓再叠加。可见,在整个频率范围内,叠加后的波形都为一条水平线。因此,当取 $2\pi/T_s = \omega_1$,即码元速率 $T_s = 2\pi/\omega_1$ 时,满足上述奈奎斯特第一准则,此时将没有码间干扰。

满足上述条件的传输特性很多,一种典型的情况是奇对称滚降特性。所谓奇对称滚降特性,是指具有如图 5-21 所示波形的传输特性。 $H(j\omega)$ 的波形从 a 点开始随着 ω 的增大而

逐渐下降(称为滚降),最终在 c 点下降到零。

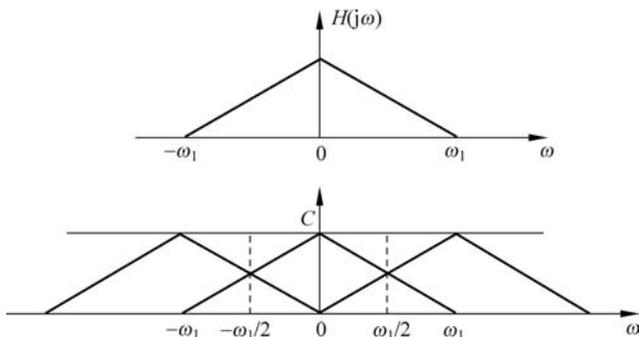


图 5-20 成形网络的传输特性

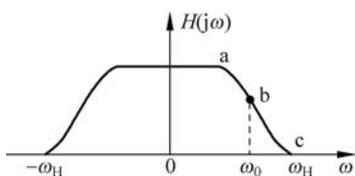


图 5-21 奇对称滚降特性

如果在这一段波形上能够找到一点 b,将 ab 段波形围绕 b 点旋转 180° ,能够与 cb 段波形完全重合,则将 b 点称为奇对称点,这样的传输特性就具有奇对称滚降特性。

显然,上述奇对称滚降特性能够满足奈奎斯特第一准则,只要保证 $2\pi/T_s = \omega_0$,即码元间隔 $T_s = \pi/\omega_0$,码元速率 $R_s = 1/T_s = \omega_0/\pi$ 。

需要说明的是,在传输特性确定后,满足奈奎斯特第一准则所需的码元间隔有很多,以上得到的 T_s 是为了保证没有码间干扰所需的最小码元间隔, R_s 为能够达到的最高码元速率。

对于如图 5-21 所示传输特性, $B = \omega_H/(2\pi)$ 为成形网络的传输带宽。因此,在没有码间干扰的前提下,能够达到的最高频带利用率为

$$\eta_s = \frac{R_s}{B} = \frac{2\omega_0}{\omega_H} \text{Bd/Hz} \quad (5-13)$$

例 5-6 已知基带传输系统成形网络的传输特性如图 5-22 所示。求无码间干扰的最高码元速率 R_s 和最高频带利用率 η_s 。

解 由图 5-22 求得传输特性奇对称点的频率为

$$\omega_0 = \frac{1000\pi + 2000\pi}{2} = 1500\pi \text{rad/s}$$

则无码间干扰的最高码元速率为

$$R_s = \omega_0/\pi = 1500 \text{Bd}$$

此外,由图 5-22 求得传输带宽 $B = 2000\pi/(2\pi) = 1000 \text{Hz}$,则最高频带利用率为

$$\eta_s = \frac{R_s}{B} = \frac{1500}{1000} = 1.5 \text{Bd/Hz}$$

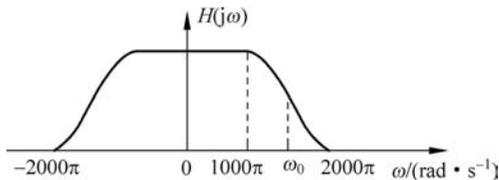


图 5-22 例 5-6 成形网络传输特性

5.3.3 无码间干扰的典型传输波形

满足奈奎斯特第一准则的成形网络传输特性和基带信号传输波形有很多,典型的有理想低通特性和升余弦滚降特性。

1. 理想低通特性

理想低通特性是满足奈奎斯特第一准则的一种最简单的情况。此时,成形网络的传输特性如图 5-23(a)所示。由此得到

$$H(j\omega) = \begin{cases} \frac{1}{2B}, & |\omega| < 2\pi B \\ 0, & |\omega| > 2\pi B \end{cases} \quad (5-14)$$

其中, B 为传输带宽。将 $H(j\omega)$ 取傅里叶反变换得到成形网络的单位冲激响应(即传输波形)为

$$h(t) = \text{Sa}(2\pi Bt) \quad (5-15)$$

其波形如图 5-23(b)所示。

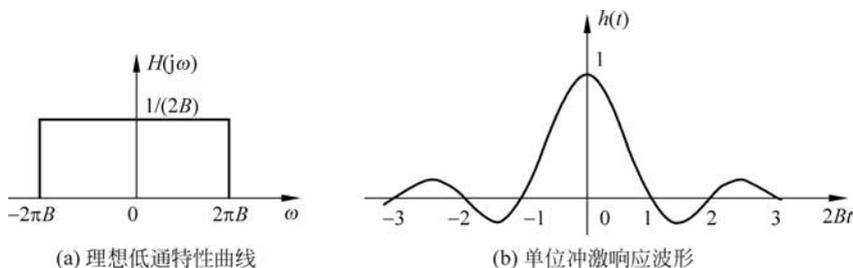


图 5-23 理想低通特性曲线及其单位冲激响应波形

由此可见,理想低通成形网络的单位冲激响应每隔 $1/(2B)$ 有一个零点。如果令

$$T_s = \frac{1}{2B} \quad (5-16)$$

则

$$h(kT_s) = \text{Sa}(2\pi BkT_s) = \text{Sa}(\pi km) = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases}$$

这就满足了式(5-11)所示的条件。因此,采用理想低通特性可以消除码间干扰。

式(5-16)是在成形网络的传输特性确定(即传输带宽 B)确定后,为了消除码间干扰,能够达到的最小码元间隔。由此求得无码间干扰的最高码元速率为

$$R_s = \frac{1}{T_s} = 2B \text{ Bd} \quad (5-17)$$

最高频带利用率为

$$\eta_s = \frac{R_s}{B} = 2\text{Bd/Hz} \quad (5-18)$$

这是所有数字基带传输系统所能达到的最高频带利用率,称为奈奎斯特频带利用率。相应地,将 $2B$ 称为奈奎斯特速率,对应的码元间隔 $1/(2B)$ 称为奈奎斯特间隔。

理想低通传输特性具有最高频带利用率。但是,在实际应用中理想低通系统存在两个问题:一方面,理想低通特性无法实现;另一方面,其单位冲激响应 $h(t)$ 的拖尾往往很长,衰减缓慢。定时稍有偏差,可能会产生比较严重的码间干扰。

2. 升余弦滚降特性

升余弦滚降特性及其单位冲激响应分别如式(2-8)和式(2-9)所示。图 5-24 给出了升余弦滚降信号的频谱和单位冲激响应。

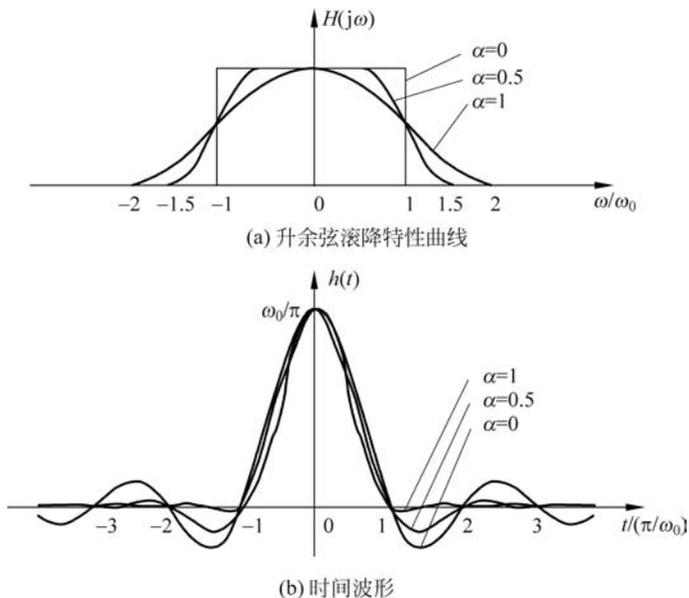


图 5-24 升余弦滚降特性和时间波形

比较图 5-23(b)和图 5-24(b)可知,升余弦滚降特性的单位冲激响应与理想低通特性具有类似的波形,即都随时间呈衰减振荡,并且沿横轴方向具有周期性的过零点,每隔 π/ω_0 的时间间隔穿过一次横轴。与理想低通特性相比,升余弦滚降特性的单位冲激响应衰减得快一些,并且 α 越大,衰减越快。这对减小码间干扰和定时误差的影响是有利的。

显然,对升余弦滚降特性,其传输带宽为

$$B = \frac{(1 + \alpha)\omega_0}{2\pi} \text{ Hz} \quad (5-19)$$

因此,最高码元速率和最高频带利用率分别为

$$R_s = \frac{\omega_0}{\pi} \text{ Bd} \quad (5-20)$$

$$\eta_s = \frac{2}{1 + \alpha} \text{ Bd/Hz} \quad (5-21)$$

例 5-7 已知某数字基带传输系统成形网络具有升余弦滚降特性,滚降系数 $\alpha = 0.5$,带宽为 3kHz。求无码间干扰的最高码元速率 R_s 。

解 由式(5-21)求得该基带传输系统的最高频带利用率为

$$\eta_s = \frac{2}{1 + \alpha} = \frac{4}{3} \text{ Bd/Hz}$$

则最高码元速率为

$$R_s = \eta_s B = \frac{4}{3} \times 3 = 4 \text{ kBd}$$

5.4 部分响应和均衡技术

在实际系统中,码间干扰不可避免,但是可以采取各种技术以尽量减小码间干扰的影响,提高频带利用率。部分响应技术和均衡技术就是常用的两种典型技术。

5.4.1 部分响应技术

为了消除码间干扰,根据奈奎斯特第一准则,可把基带系统的传输特性设计为理想低通特性。但是理想低通特性系统的冲激响应拖尾严重,对接收端抽样定时的要求很高。采用升余弦滚降特性,拖尾的衰减速度快,可以降低对定时精度的要求,但系统的频带利用率低。为了降低对定时精度的要求,同时又保证具有足够高的频带利用率,在高速、大容量的传输系统中,提出了部分响应传输系统,简称部分响应系统。

1. 奈奎斯特第二准则

奈奎斯特第二准则的具体含义:通过有意识地在指定的某些码元抽样时刻引入码间干扰,而在其他码元的抽样时刻无码间干扰,那么就能使频带利用率提高到理论上的最大值,同时又可以降低对定时精度的要求。

根据上述奈奎斯特第二准则得到的传输波形称为部分响应波形。利用这种波形进行传输的基带传输系统称为部分响应系统。

在理想低通特性中,当码元间隔取为理想低通传输波形中相邻两个零点之间的时间间隔时, $T_s = 1/(2B)$, 则 $B = 1/(2T_s)$, 代入式(5-15)得到

$$h(t) = \text{Sa}\left(\frac{\pi t}{T_s}\right) \quad (5-22)$$

如果将时间上相隔 T_s 的两个波形叠加,则得到部分响应波形,如图 5-25(a)所示,其时间表达式为

$$s(t) = h(t) + h(t - T_s) = \text{Sa}\left(\frac{\pi t}{T_s}\right) + \text{Sa}\left[\frac{\pi(t - T_s)}{T_s}\right] \quad (5-23)$$

在部分响应波形中,由于 $h(t)$ 与 $h(t - T_s)$ 在时间轴方向的距离刚好等于 $h(t)$ 波形上相邻两个过零点之间的时间间隔, $h(t)$ 与 $h(t - T_s)$ 两个波形的拖尾正好极性相反,从而使合成波形 $g(t)$ 的拖尾相互抵消一部分,最终导致拖尾迅速衰减。

此外, $s(t)$ 在 $t=0$ 和 $t=T_s$ 的幅度都为 1, 而在 $t=2T_s, 3T_s, \dots$ 都为零,这说明以这样的波形传输数字代码,只是当前码元对下一个码元有码间干扰,而对其他码元都没有码间干扰。

利用时移性质对式(5-23)取傅里叶变换得到

$$S(j\omega) = [H(j\omega) + H(j\omega)e^{-j\omega T_s}] = H(j\omega)2\cos\frac{\omega T_s}{2}e^{-j\omega T_s/2}$$

其中, $H(j\omega)$ 为式(5-14)所示的理想低通传输特性,且 $B = 1/(2T_s)$ 。若只考虑幅频特性,则得到

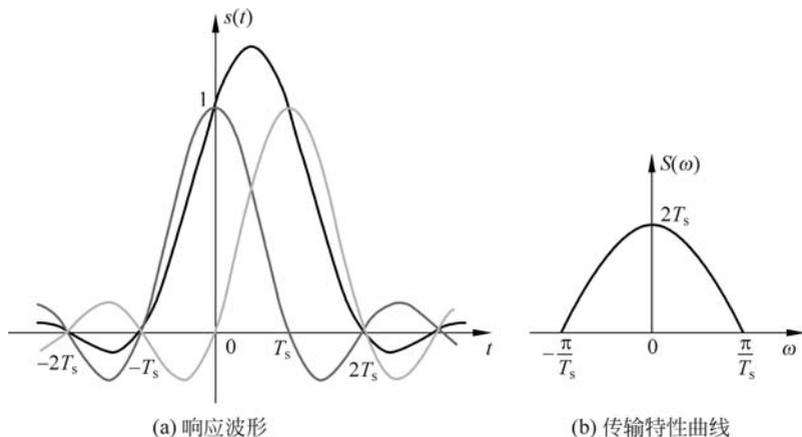


图 5-25 部分响应波形及其传输特性曲线

$$S(\omega) = \begin{cases} 2T_s \cos \frac{\omega T_s}{2}, & |\omega| < \frac{\pi}{T_s} \\ 0, & |\omega| \geq \frac{\pi}{T_s} \end{cases} \quad (5-24)$$

部分响应系统的传输特性如图 5-25(b)所示。由此可见,部分响应波形的带宽为

$$B = \frac{1}{2\pi} \times \frac{\pi}{T_s} = \frac{1}{2T_s} \quad (5-25)$$

码元速率为 $R_s = 1/T_s$, 则频带利用率达到理论上的极限值, 即 $\eta_s = R_s/B = 2\text{Bd/Hz}$ 。

2. 第 1 类部分响应系统

为了得到上述部分响应波形和传输特性, 将原始数字代码序列 $\{a_n\}$ 延时一个码元间隔 T_s 后再与其相加, 加法器的输出序列设为 $\{c_n\}$, 再将 $\{c_n\}$ 作为发送滤波器的输入序列, 其输出即为部分响应波形 $s(t)$ 。

1) 第 1 类部分响应系统基本原理

为了简化分析, 将 $\{a_n\}$ 对应的基带信号表示为一系列相距一个码元间隔 T_s 的冲激序列 $a(t)$, 即

$$a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(t - nT_s)$$

则 $\{c_n\}$ 对应的基带信号可以表示为

$$c(t) = a(t) + a(t - T_s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{a_n \delta(t - nT_s) + a_n \delta[t - (n+1)T_s]\}$$

假设成形网络具有理想低通特性, 其单位冲激响应 $h(t)$ 如式(5-22)所示。则在 $c(t)$ 作用下, 得到的部分响应波形为

$$\begin{aligned} s(t) &= c(t) * h(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{a_n h(t - nT_s) + a_n h[t - (n+1)T_s]\} \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ a_n \text{Sa} \left[\frac{\pi(t - nT_s)}{T_s} \right] + a_n \text{Sa} \left[\frac{\pi(t - (n+1)T_s)}{T_s} \right] \right\} \end{aligned}$$

对其在 $t = kT_s$ 时刻抽样,得到第 k 个码元 a_k 对应的抽样值为

$$\begin{aligned} s_k = s(t) \Big|_{t=kT_s} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ a_n \text{Sa} \left[\frac{\pi(kT_s - nT_s)}{T_s} \right] + a_n \text{Sa} \left[\frac{\pi(kT_s - (n+1)T_s)}{T_s} \right] \right\} \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} [a_n \text{Sa}(k-n)\pi + a_n \text{Sa}(k-n-1)\pi] \\ &= a_k + a_{k-1} \end{aligned} \quad (5-26)$$

式(5-26)说明,第 k 个码元对应的抽样值等于当前码元 a_k 与其前一个码元 a_{k-1} 之和,显然 a_{k-1} 为第 $k-1$ 个码元对第 k 个码元的码间干扰。由此可见,在这种部分响应系统中,每个码元都只受到前一个码元的干扰,而不会受到其他码元的干扰,所以将这种部分响应系统称为第 1 类部分响应系统。

在第 1 类部分响应系统中,前后码元之间存在着码间干扰。但是由于这时的干扰是确定的,因此是可以采取措施消除的。假设输入的二进制码元序列为 $\{a_n\}$,同时假设 a_n 的取值为 $+1$ 和 -1 ,即采用双极性传输。当发送第 k 个码元 a_k 时,接收端对应的抽样值 s_k 由式(5-26)确定,只可能取 $-2, 0, +2$ 。如果 a_{k-1} 已经判定,则根据式(5-26),用 s_k 减 a_{k-1} ,便可得到 a_k 的取值,从而消除码间干扰。

例如,假设发送端发送的数字代码序列 $\{a_n\}$ 为 11001011,则由 $\{a_n\}$ 序列到 $\{s_n\}$ 序列,以及由 $\{s_n\}$ 判决恢复得到 $\{a'_n\}$ 序列的过程如下。

a_n :	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	+1
a_{n-1} :		-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1
s_n :		0	+2	0	-2	0	0	0	+2
a'_n :	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	-1	+1

其中,第 1 个 a_n 的值是随意假设的初值。在判决得到的 $\{a'_n\}$ 序列中,第 1 个 a'_n 的值假设为与 a_n 的初值相同。

2) 预编码与相关编码

在实际应用中,上述方法将出现差错传播现象,即在 $\{s_n\}$ 序列中,某个 s_n 因干扰而发生差错,不但会造成对当前 a_n 值的误判,还会影响到后面所有码元的判决和恢复。

为了避免差错传播现象,首先将发送端的原始数字代码序列 $\{a_n\}$ 进行预编码,得到序列 $\{b_n\}$ 。预编码规则为

$$b_k = a_k \oplus b_{k-1} \quad (5-27)$$

其中, \oplus 表示模 2 和,也就是逻辑异或运算。

得到预编码序列 $\{b_n\}$ 后,再将其作为原始 $\{a_n\}$ 序列,进行式(5-26)所示的编码,称为相关编码,从而得到

$$s_k = b_k + b_{k-1} \quad (5-28)$$

对式(5-28)作模 2 运算处理,得到

$$a'_k = [s_k]_{\text{mod}2} = [b_k + b_{k-1}]_{\text{mod}2} = b_k \oplus b_{k-1} \quad (5-29)$$

而由式(5-27)得到

$$a_k = b_k \oplus b_{k-1} \quad (5-30)$$

式(5-30)表明,将成形网络输出的 $s(t)$ 经过抽样后得到 $\{s_n\}$ 序列,再对其作模 2 运算后

得到序列 $\{a'_n\}$, 该序列与发送端的原始代码序列 $\{a_n\}$ 相等, 这就实现了代码的判决恢复。该过程并不需要事先知道 a_{k-1} , 所以避免了错误传播现象。

上述整个处理过程可概括为“预编码-相关编码-模 2 判决”过程, 其中模 2 判决的判决规则为

$$a'_k = \begin{cases} 0, & s_k = \pm 2 \\ 1, & s_k = 0 \end{cases} \quad (5-31)$$

假设原始的 $\{a_n\}$ 序列为 11001011, 并且采用双极性码传输, 则以上处理过程可表示如下。

原始代码 a_n :	1	1	0	0	1	0	1	1	
预编码 b_n :	0	1	0	0	1	1	0	1	
b_{n-1} :	0	1	0	0	0	1	1	0	
双极性表示:	-1	+1	-1	-1	-1	+1	+1	-1	+1
相关编码 s_n :	0	0	-2	-2	0	+2	0	0	
模 2 判决 a'_n :	1	1	0	0	1	0	1	1	

根据上述过程得到第 1 类部分响应系统如图 5-26 所示。其中, 第 1 个加法器实现模 2 运算和预编码, 第 2 个加法器实现相关编码。成形网络的输出经过抽样判决得到相关编码序列 $\{s_n\}$, 再进行模 2 判决, 从而恢复原始代码序列 $\{a_n\}$ 。

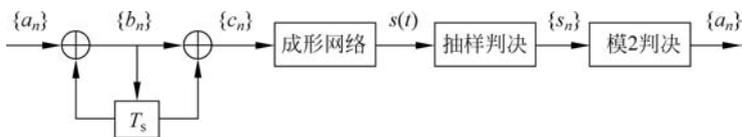


图 5-26 第 1 类部分响应系统

3. 部分响应系统的一般形式

在第 1 类部分响应系统中, 只存在前后相邻两个码元之间的相互干扰, 在其他码元之间没有干扰。将这一基本思想推广, 得到部分响应系统传输波形的一般形式为

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} R_i \text{Sa} \left[\frac{\pi(t - iT_s)}{T_s} \right] \quad (5-32)$$

其中, R_i ($i=0, 1, \dots, N-1$) 为加权系数。

对式(5-32)作傅里叶变换, 可以得到部分响应系统的传输特性为

$$S(j\omega) = \begin{cases} T_s \sum_{i=0}^{N-1} R_i e^{-j\omega iT_s}, & |\omega| < \frac{\pi}{T_s} \\ 0, & |\omega| > \frac{\pi}{T_s} \end{cases} \quad (5-33)$$

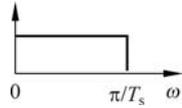
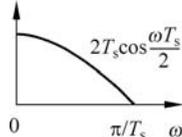
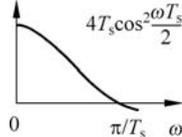
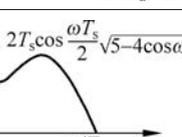
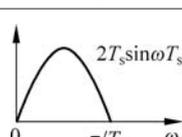
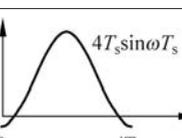
在式(5-32)和式(5-33)中, 不同的加权系数将得到不同的传输波形和频率特性, 分别对应不同类型的部分响应系统。表 5-1 列出了目前常见的 5 类部分响应波形及其传输特性和对应的加权系数 R_i , 分别命名为第 1~5 类部分响应波形。为了便于对比, 把具有理想低通特性的 $\text{Sa}(x)$ 波形也列在表中, 并称为第 0 类, 对应 $R_0=1$ 。

由表 5-1 可知,各类部分响应系统的传输特性都没有超过理想低通传输特性的频带宽度,第 1 类部分响应传输特性主要集中在低频段,适于信道频带高频严重受限的场合。而第 4 类部分响应传输特性中没有直流分量,并且低频分量小,便于边带滤波以实现单边带调制。

但是各类部分响应波形的频谱结构和对邻近码元抽样时刻的干扰不同。例如,在第 2 类部分响应系统中,每个码元将对其后的第 1 个和第 2 个码元分别有 2 倍和 1 倍幅度的码间干扰。在第 4 类部分响应系统中,每个码元引起的输出将对其后第 2 个码元的抽样值有极性相反、幅度相同的码间干扰。

最后需要说明的是,部分响应系统带来的好处是在保证频带利用率达到理论上的极限值的前提下减小了码间干扰,其代价是要求发送信号的功率必须增大。这是由于当需要发送的数字代码为 L 进制时,部分响应系统在接收端抽样得到的电平幅度要超过 L 个。因此,在同样的输入信噪比的前提下,部分响应系统的抗噪声性能将比第 0 类响应系统差。目前在实际的应用中,第 1 类和第 4 类部分响应系统应用最广泛,主要就是因为这两种类型的部分响应系统中,抽样值的电平数比其他类型少。

表 5-1 5 类部分响应波形及其传输特性

类别	R_0	R_1	R_2	R_3	R_4	传输波形 $s(t)$	传输特性 $ S(j\omega) $	s_n 电平数
0	1							2
1	1	1						3
2	1	2	1					5
3	2	1	-1					5
4	1	0	-1					3
5	-1	0	2	0	-1			5

5.4.2 均衡技术

实际的基带传输系统不可能完全满足无码间干扰的传输条件,因而码间干扰是不可避免的。当干扰严重时,必须对系统进行校正,使其达到或接近无码间干扰要求的特性。理论和实践表明,在基带系统中插入一种可调(或不可调)滤波器就可以补偿整个系统的幅频和相频特性,从而减小码间串扰的影响。这个对系统校正的过程称为均衡,实现均衡的滤波器称为均衡器。

插入均衡器后基带系统的模型如图 5-27 所示,图中 $H(j\omega)$ 为均衡前成形网络的频率特性, $T(j\omega)$ 为均衡器的频率特性。

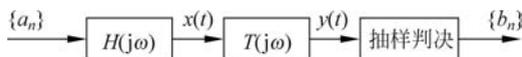


图 5-27 均衡后基带系统的模型

均衡分为频域均衡和时域均衡。频域均衡是从频率响应考虑,使包括均衡器在内的整个系统总传输函数满足无失真传输条件。时域均衡则是直接从时间响应考虑,使包括均衡器在内的整个系统的冲激响应满足无码间串扰条件。

频域均衡在信道特性不变,且传输低速率数据时是适用的,而时域均衡可以根据信道特性的变化进行调整,能够有效地减小码间串扰,故在高速数据传输中得以广泛应用。这里以时域均衡为例,介绍均衡技术的基本思想及其实现方法。

1. 时域均衡的基本原理

假设在均衡前成形网络的单位冲激响应为 $h(t)$,其波形如图 5-28(a)所示,显然 $h(t)$ 不满足无码间干扰的条件。时域均衡就是在原成形网络的输出端(即在接收滤波器和取样判决器之间)插入均衡器,使插入均衡器后整个基带传输系统的单位冲激响应 $h'(t)$ 满足无码间干扰的时域条件,其波形如图 5-28(b)所示。

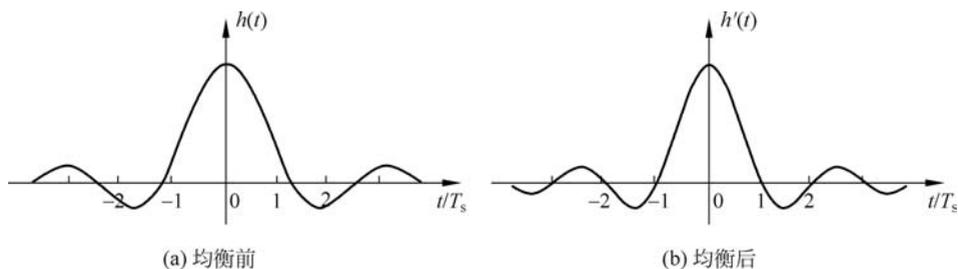


图 5-28 均衡前后成形网络的单位冲激响应

可以证明,为使校正后整个基带系统的传输特性满足奈奎斯特第一准则,均衡器的传输特性必须为

$$T(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{-jnT_s\omega} \quad (5-34)$$

其中

$$c_n = \frac{T_s}{2\pi} \int_{-\pi/T_s}^{\pi/T_s} \frac{T_s}{\sum_{m=-\infty}^{\infty} H\left[j\left(\omega + \frac{2\pi m}{T_s}\right)\right]} e^{jnT_s\omega} d\omega \quad (5-35)$$

对式(5-34)取傅里叶反变换,得到均衡器的单位冲激响应为

$$h_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \delta(t - nT_s) \quad (5-36)$$

由此可见,均衡器的传输特性完全取决于原基带系统成形网络的传输特性 $H(j\omega)$ 。只要已知 $H(j\omega)$,就可以根据式(5-35)确定出 c_n ,从而构造出均衡器,使校正后的整个系统满足无码间干扰的传输条件。

根据式(5-36)得到实现 $T(j\omega)$ 的均衡器如图 5-29 所示,它实际上是由无限多个横向排列的延迟单元、相乘器和加法器组成的,因此称为横向滤波器。每个延迟单元的延迟时间等于码元间隔 T_s ,其输出通过相应的抽头送至乘法器进行加权,加权系数(又称为抽头系数)为 c_n 。所有乘法器的输出送至加法器,相加后作为均衡器的输出 $y(t)$,而均衡器的输入为原成形网络中接收滤波器的输出信号 $x(t)$ 。

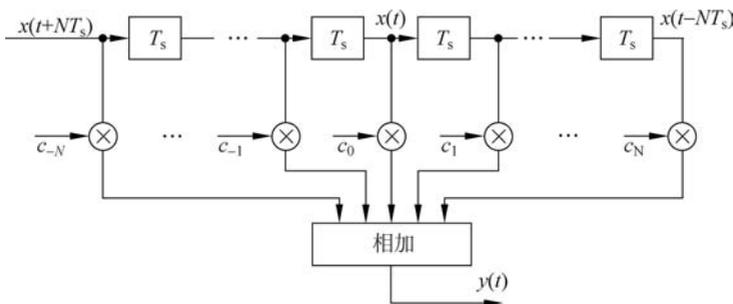


图 5-29 时域均衡器原理

用上述方法构造出的均衡器,可以完全消除各抽样点上的码间干扰,但是需要无穷多个延迟单元,这在实际系统中是不可能实现的,大多情况下也是不必要的。因为实际信道往往仅是一个码元脉冲波形对邻近的少数几个码元产生串扰,故实际上只要有一二十个抽头的滤波器就可以了。

假设在实际的均衡器中,延迟单元和抽头数为 $2N+1$ 个,均衡器的输入为原基带系统接收滤波器的输出信号 $x(t)$,则可得到均衡器的输出为

$$y(t) = \sum_{n=-N}^N c_n x(t - nT_s) \quad (5-37)$$

在抽样时刻 $t = kT_s$ 时输出为

$$y(kT_s) = \sum_{n=-N}^N c_n x[(k-n)T_s] \quad (5-38)$$

简写为

$$y_k = \sum_{n=-N}^N c_n x_{k-n} \quad (5-39)$$

式(5-39)表明,均衡器输出波形在第 k 个取样时刻的抽样值 y_k 将由 $2N+1$ 个值确定,其中各个值是 $x(t)$ 经延迟后与相应的抽头系数相乘的结果。对于有码间干扰的输入波形

$x(t)$, 可以用选择适当的抽头系数的方法, 使输出 $y(t)$ 的码间干扰在一定程度上得到减小。

例 5-8 设有一个三抽头的均衡器, 抽头系数分别为 $c_{-1} = -0.1, c_0 = 1, c_{+1} = -0.2$ 。均衡器输入 $x(t)$ 在各取样点上的取值分别为 $x_{-1} = 0.1, x_0 = 1, x_1 = 0.2$, 其余都为 0。试求均衡器输出 $y(t)$ 在各取样点上的值。

解 这里 $N=1$, 则由式(5-39)得到

$$y_k = \sum_{n=-1}^1 c_n x_{k-n} = c_{-1} x_{k+1} + c_0 x_k + c_{+1} x_{k-1}$$

将各已知数据代入求得

$$\begin{aligned} y_{-2} &= c_{-1} x_{-1} = -0.01 \\ y_{-1} &= c_{-1} x_0 + c_0 x_{-1} = 0 \\ y_0 &= c_{-1} x_1 + c_0 x_0 + c_{+1} x_{-1} = 0.96 \\ y_1 &= c_0 x_1 + c_{+1} x_0 = 0 \\ y_2 &= c_{+1} x_1 = -0.04 \\ y_k &= 0, \quad |k| > 2 \end{aligned}$$

从上面的计算结果可知, 虽然邻近抽样点的码间干扰(如例 5-8 中的 y_{-1} 和 y_1)可以校正为零, 但是相隔稍远的抽样时刻却产生了新的码间干扰(如例 5-8 中的 y_{-2} 和 y_2)。主要原因是均衡器中延迟单元和抽头数太少。一般来说, 一个抽头个数有限的均衡器不可能完全消除码间干扰, 但是当抽头数增加到一定数目时, 可以将码间干扰减小到比较小的程度。

此外, 均衡输出波形码间干扰和波形失真的程度, 可以用峰值失真和均方失真进行衡量。其中, 峰值失真的定义为

$$D = \frac{1}{y_0} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} |y_k| \quad (5-40)$$

其中, 累加项是均衡器的输出除 $k=0$ 以外的各个样值绝对值之和, 反映了码间干扰的最大值, 其值越小越好; y_0 为有用信号的样值, 其值越大越好。因此, 峰值失真就是峰值码间干扰和有用信号样值之比, 其值越小越好。

均方失真的定义为

$$e^2 = \frac{1}{y_0^2} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} y_k^2 \quad (5-41)$$

以上两种失真是根据均衡后输出信号的抽样值定义的。同样, 也可以根据均衡前的抽样值定义输入峰值失真和输入均方失真, 即

$$D_0 = \frac{1}{x_0} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} |x_k| \quad (5-42)$$

$$e_0^2 = \frac{1}{x_0^2} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} x_k^2 \quad (5-43)$$

2. 迫零均衡器

理论分析表明, 对具有 $2N+1$ 个抽头的均衡器, 如果 $D_0 < 1$, 要使均衡后的峰值失真 D

达到最小值,输出 $y(t)$ 的抽样值应该满足

$$y_k = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 0, & k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \end{cases} \quad (5-44)$$

将式(5-44)和已知的均衡器输入样值 x_k 代入式(5-39),可以得到 $2N+1$ 个方程构成的方程组,根据方程组就可以求出均衡器所需的 $2N+1$ 个抽头系数 $c_n (n = -N \sim +N)$ 。这 $2N+1$ 个方程可以用矩阵形式表示为

$$\begin{bmatrix} x_0 & x_{-1} & \cdots & x_{-2N} \\ x_1 & x_0 & \cdots & x_{-2N+1} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x_N & x_{N-1} & \cdots & x_{-N} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x_{2N-1} & x_{2N-2} & \cdots & x_{-1} \\ x_{2N} & x_{2N-1} & \cdots & x_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-N} \\ c_{-N+1} \\ \vdots \\ c_0 \\ \vdots \\ c_{N-1} \\ c_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-45)$$

根据这种方法求得 $2N+1$ 个延迟单元的抽头系数,能够使均衡器输出的抽样值 y_k 在 $k=0$ 两侧各有 N 个零值,从而使均衡后的峰值失真达到最小,达到最佳均衡效果。采用这种方法确定抽头系数,得到的均衡器称为迫零均衡器。

例 5-9 设计一个三抽头的迫零均衡器,已知均衡器输入在各取样点上的取值分别为 $x_{-2}=0, x_{-1}=0.1, x_0=1, x_1=0.2, x_2=0.1$,其余取样值都为 0。求均衡器的抽头系数,并计算均衡前后的峰值失真。

解 由 $2N+1=3$ 求得 $N=1$ 。将已知的 x_k 代入式(5-45)得到

$$\begin{bmatrix} 1 & 0.1 & 0 \\ 0.2 & 1 & 0.1 \\ 0.1 & 0.2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-1} \\ c_0 \\ c_{+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

由此求得

$$c_{-1} = -0.1041, \quad c_0 = 1.0405, \quad c_{+1} = -0.1977$$

代入式(5-39)求得

$$\begin{aligned} y_{-3} &= c_{-1}x_{-2} + c_0x_{-3} + c_{+1}x_{-4} = 0 \\ y_{-2} &= c_{-1}x_{-1} + c_0x_{-2} + c_{+1}x_{-3} = -0.0104 \\ y_{-1} &= c_{-1}x_0 + c_0x_{-1} + c_{+1}x_{-2} = 0 \\ y_0 &= c_{-1}x_1 + c_0x_0 + c_{+1}x_{-1} = 1 \\ y_1 &= c_{-1}x_2 + c_0x_1 + c_{+1}x_0 = 0 \\ y_2 &= c_{-1}x_3 + c_0x_2 + c_{+1}x_1 = 0.0645 \\ y_3 &= c_{-1}x_4 + c_0x_3 + c_{+1}x_2 = -0.0198 \\ y_k &= 0, \quad |k| > 3 \end{aligned}$$

输入输出峰值失真分别为

$$D_0 = \frac{1}{x_0} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} |x_k| = |x_{-2}| + |x_{-1}| + |x_1| + |x_2| = 0.4$$

$$D = \frac{1}{\sum_{\substack{y_0 \\ k \neq 0}}^{\infty}} |y_k| = |y_{-2}| + |y_{-1}| + |y_1| + |y_2| + |y_3| = 0.0947$$

由此可见,均衡后的峰值失真得到了极大地减小。

3. 均衡器的实现

均衡器按照调整方式不同,可以分为自动均衡器和手动均衡器。自动均衡器还可以分为预置式均衡器和自适应均衡器。

1) 预置式均衡

所谓预置式均衡,就是在传输实际数据之前,发送一种预先设定的测试脉冲序列,如频率很低的周期脉冲序列。然后按照“迫零”调整原理,根据测试脉冲得到的样值序列 $\{x_k\}$ 自动或手动调整各抽头系数,直至误差小于某一允许范围。调整各抽头系数后,然后再传送数据,数据在传输过程中不作调整。

图 5-30 所示为一个预置式自动均衡器的原理。在输入端,每隔一段时间送入一个来自发送端的测试单脉冲波形。当各波形间隔 T_s 依次输入时,在输出端对应得到 $2N+1$ 个样值为 $y_k (k = -N, -N+1, \dots, N-1, N)$ 的波形。根据“迫零”调整原理,若得到的某个 y_k 为正极性时,则相应的抽头增益 C_k 应减小一个适当的 Δ ; 若 y_k 为负极性,则相应的 C_k 应增加一个适当的增量 Δ 。

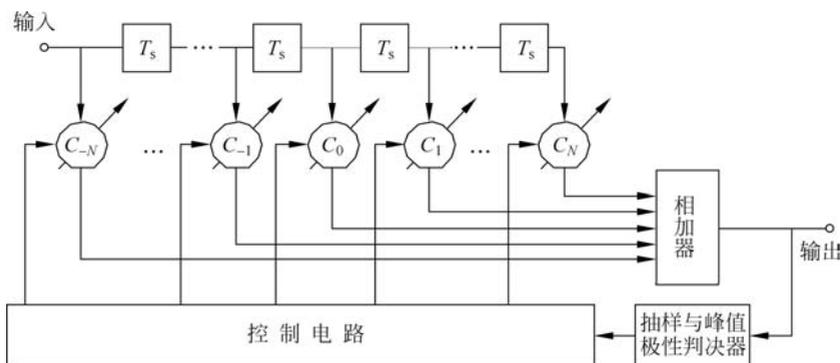


图 5-30 预置式自动均衡器的原理

为了实现上述调整,在输出端将每个 y_k 依次进行抽样并进行极性判决,判决的两种可能结果以“极性脉冲”表示,并加到控制电路。控制电路将在某个规定时刻将所有“极性脉冲”分别作用到对应的抽头上,让它们做增加 Δ 或下降 Δ 的改变。这样,经过多次调整,就能达到均衡的目的。

2) 自适应均衡

实际系统中,传输信息时并不允许事先进行预置式调整,即使允许采用预置式调整也不能确保信道在传输期间一成不变。为了在传输信息过程中能利用包含在信号中的码间干扰信息能自动调整抽头系数,就必须采用自适应均衡器。

所谓自适应均衡,是在数据传输过程中依据某种算法不断调整抽头系数,因而能很好地适应信道的随机变化。自适应均衡器与预置式均衡器一样,都是通过调整横向滤波器的抽头增益实现均衡的。但自适应均衡器不再利用专门的测试单脉冲进行误差的调整,而是在传输数据期间借助信号本身调整增益,从而实现自动均衡目的。

5.5 抗噪声性能与眼图

码间干扰和信道噪声是影响接收端正确判决而造成误码的两个因素。前面分析了忽略噪声影响条件下,能够消除码间干扰的基带传输特性。本节将研究在没有码间干扰的情况下,噪声对基带信号传输的影响,也就是分析系统仅受噪声影响时,系统产生的误码率;同时介绍工程上比较实用的眼图法性能分析。

5.5.1 数字基带信号的传输与判决

考虑信道引入的噪声,数字基带传输系统的模型如图 5-31 所示。其中,数字代码序列 $\{a_n\}$ 经发送滤波器变换为适合信道传输的波形 $s(t)$,和信道引入的噪声 $n_c(t)$ 一起传输到接收端,接收滤波器的输出为有用的基带信号 $y(t)$ 和噪声 $n(t)$ 的混合波形,即

$$x(t) = y(t) + n(t) \quad (5-46)$$

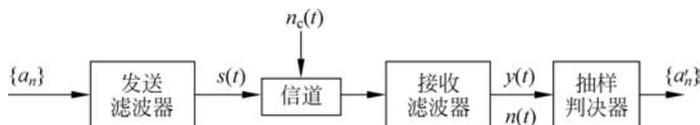


图 5-31 考虑信道噪声时基带传输系统的模型

假设信道中引入的噪声 $n_c(t)$ 是均值为零的高斯噪声,其幅度概率密度函数服从高斯分布,即

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5-47)$$

其中, σ^2 为噪声的平均功率。高斯噪声 $n_c(t)$ 通过信道和接收滤波器后得到低通型高斯噪声 $n(t)$ 。

接收滤波器的输出信号 $x(t)$ 送入抽样判决器,抽样判决器在每个码元间隔对 $x(t)$ 进行抽样,并根据抽样值恢复出数字代码序列 $\{a'_n\}$ 。

假设数字基带信号采用双极性传输,对应发送数字代码 0 和 1,基带信号脉冲的幅度分别为 $-A$ 和 A ,并且假设在传输过程中信道对信号没有衰减,则 $y(t)$ 信号中脉冲的幅度分别为 $-A$ 和 A ,并且分别对应 0 码和 1 码。

由于抽样判决器的输入为有用信号 $y(t)$ 和噪声 $n(t)$ 的混合波形,则在每个抽样时刻的抽样值也是 $y(t)$ 和噪声 $n(t)$ 抽样值的叠加。在第 k 个码元时刻的抽样值为

$$x(kT_s) = y(kT_s) + n(kT_s) = \begin{cases} A + n(kT_s), & \text{发 1 码时} \\ -A + n(kT_s), & \text{发 0 码时} \end{cases} \quad (5-48)$$

将上述抽样值再送入判决电路。判决电路中设定一判决门限电平 $L=0$,判决器的判决规则:若抽样值大于 0 电平,则判为 1 码;抽样值小于 0 电平,则判为 0 码。

5.5.2 误码率分析

根据上述抽样判决过程,显然影响正确判决恢复的是噪声的幅度大小。如果噪声幅度小,不至于使抽样值超过判决门限,则判决器能够判决得到正确的代码;如果抽样时刻噪声

幅度过大,使抽样值超过了判决门限,则判决器判决得到错误代码。

假设信道引入高斯噪声的均值为 0,通过接收滤波器后得到低通型噪声 $n(t)$,其均值也为 0。因此,在发送 1 码和 0 码时,有用信号和噪声叠加后,得到的混合信号 $x(t)$,其幅度是有用信号 $y(t)$ 和噪声 $n(t)$ 幅度的叠加。

同样,假设发送端采用双极性传输,并且信道传输没有衰耗,则在发送 1 码和 0 码期间, $y(t)$ 的幅度分别为 $+A$ 和 $-A$ 。与噪声叠加后,得到 $x(t)$ 的幅度是分别在 $+A$ 和 $-A$ 的基础上,按照噪声 $n(t)$ 的幅度规律而变化。因此,在发送 1 码和 0 码期间, $x(t)$ 的幅度概率密度函数分别为

$$f_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(x-A)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (5-49)$$

$$f_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(x+A)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (5-50)$$

对应的概率密度函数曲线如图 5-32 所示。

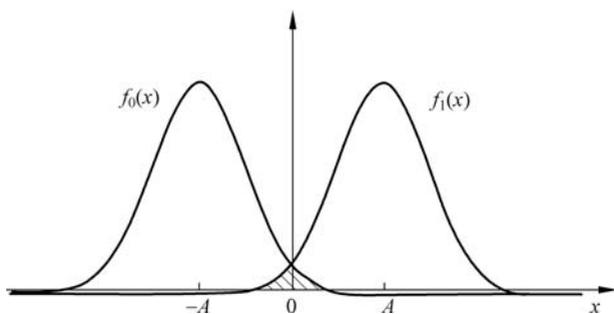


图 5-32 接收滤波器输出信号的幅度概率密度函数

根据上述判决过程,对于双极性传输,最佳判决门限电平取为 0。当抽样时刻 $x(t)$ 的幅度大于 0 时,判决器输出 1 码;当抽样时刻 $x(t)$ 的幅度小于 0 时,判决器输出 0 码。

如果在发送 0 码期间,抽样值大于 0,则判决器的判决输出为 1 码,这就出现了错误;同理,如果在发送 1 码期间,抽样值小于 0,则判决器的判决将错判为 0 码。

由此可见,在二进制的基带信号传输过程中,噪声会引起两种误码概率,即 1 码错判为 0 码和 0 码错判为 1 码的概率,分别记为 $P(0/1)$ 和 $P(1/0)$ 。两种概率分别对应图 5-32 中 $x=0$ 左右两边阴影部分的面积,即

$$P(1/0) = \int_0^{+\infty} f_0(x) dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma}\right) \quad (5-51)$$

$$P(0/1) = \int_{-\infty}^0 f_1(x) dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma}\right) \quad (5-52)$$

其中, $\operatorname{erfc}(\cdot)$ 为互补误差函数。

由此可知,在最佳判决门限电平取为 $L=0$ 时,1 码和 0 码错判的概率相等。如果发送端发送 1 码和 0 码的概率分别为 $P(1)$ 和 $P(0)$,则基带传输系统总的误码率可表示为

$$P_s = P(1)P(0/1) + P(0)P(1/0) \quad (5-53)$$

当 0,1 等概时, $P(1)=P(0)=1/2$,由式(5-53)求得

$$P_s = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma}\right) = Q\left(\frac{A}{\sigma}\right) \quad (5-54)$$

由式(5-54)可知,当等概率发送时,且在最佳门限电平条件下,系统的总误码率取决于基带信号脉冲的幅度 A 与噪声平均功率 σ^2 的比值。根据互补误差函数的特性, A/σ 的值越大,误码率 P_e 就越小。

以上分析主要针对双极性信号的情况。对于单极性信号,脉冲幅度的取值为 A 或 0 ,并且最佳判决门限电平应取为 $A/2$ 。仿照上述方法求得在 $0,1$ 等概时,误码率为

$$P_s = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma}\right) = Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) \quad (5-55)$$

根据上述结论,当单极性基带信号与双极性基带信号脉冲幅度 A 相同,噪声的平均功率也相同时,采用双极性传输的抗噪声性优于单极性传输。此外,在发送码元等概率条件下,单极性的最佳判决门限电平为 $A/2$,当信道特性发生变化时,信号幅度 A 必须随之改变。因此,判决门限电平也随之变化,并不能获得最佳判决,导致误码率增大。而对于双极性基带信号,其最佳判决门限电平为 0 ,与信号幅度无关,因而判决门限电平并不随信道特性变化而改变。因此,数字基带传输系统常常采用双极性传输。

例 5-10 设基带信号为幅度等于 $2V$ 的 NRZ 码,噪声功率为 $0.25W$,求单极性和双极性传输时的误码率 P_s 。

解 (1) 单极性传输时,有

$$P_s = Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) = Q\left(\frac{2}{2\sqrt{0.25}}\right) = 0.0228$$

(2) 双极性传输时,有

$$P_s = Q\left(\frac{A}{\sigma}\right) = Q\left(\frac{2}{\sqrt{0.25}}\right) = 3.17 \times 10^{-5}$$

例 5-11 已知 $0,1$ 等概的二进制代码序列采用 NRZ 码标准矩形脉冲进行传输,码元速率为 2kbd ,信道噪声的单边功率谱密度为 0.02mW/Hz ,信道传输没有衰减,接收滤波器为理想的低通滤波器。为使传输误码率不超过 3×10^{-4} ,求单极性和双极性传输时所需的发送脉冲的幅度。

解 取接收滤波器的带宽等于发送 NRZ 码基带信号的谱零点带宽,则 $B = 2\text{kHz}$,接收噪声的功率为

$$\sigma^2 = n_0 B = 0.02 \times 2 = 0.04\text{W}$$

(1) 单极性传输时,由

$$P_s = Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) \leq 3 \times 10^{-4}$$

查表得到 $A/(2\sigma) \geq 3.45$,则脉冲幅度为

$$A \geq 3.45 \times 2\sigma = 3.45 \times 2\sqrt{0.04} = 1.38V$$

(2) 双极性传输时,由

$$P_s = Q\left(\frac{A}{\sigma}\right) \leq 3 \times 10^{-4}$$

查表得到 $A/\sigma \geq 3.45$,则脉冲幅度为

$$A \geq 3.45\sigma = 3.45 \times \sqrt{0.04} = 0.69V$$

5.5.3 眼图

在实际应用中,由于器件调试不理想或信道特性发生变化等原因,基带传输系统并不能

完全满足无码间干扰的要求。当同时存在码间干扰和噪声时,难以对系统性能定量分析。工程上观察码间干扰是否存在的最直观、最简单的方法就是眼图分析法。根据眼图,可以了解码间干扰和噪声对传输过程的影响,进而估计系统性能的优劣程度。

眼图是为方便估计和改善系统性能而利用实验方法在示波器上观察到的一种图形。具体做法:将接收到的码元脉冲序列送入示波器的 y 轴,并调整示波器的扫描周期,使其与接收码元的周期同步。这样,接收滤波器输出的各码元波形就会在示波器的显示屏上重叠起来。当传输二进制信号波形时,示波器显示的图形很像人的眼睛,故命名为“眼图”。

为便于理解,暂时先不考虑噪声的影响。图5-33(a)所示为无码间干扰时接收滤波器输出信号的时间波形及其对应的眼图。调整示波器的扫描周期使其与码元周期 T_s 一致,在示波器余辉作用下,各个码元波形经扫描后将重叠在一起,从而形成线条细而清晰的大“眼睛”。图5-33(b)所示为有码间干扰时的情况。此时接收滤波器输出信号由于码间干扰的影响而造成波形失真,从而使示波器的扫描迹线并不完全重合。眼图中“眼睛”张开得越大,且眼图越端正,表示码间干扰越小;反之,表示码间干扰越大。

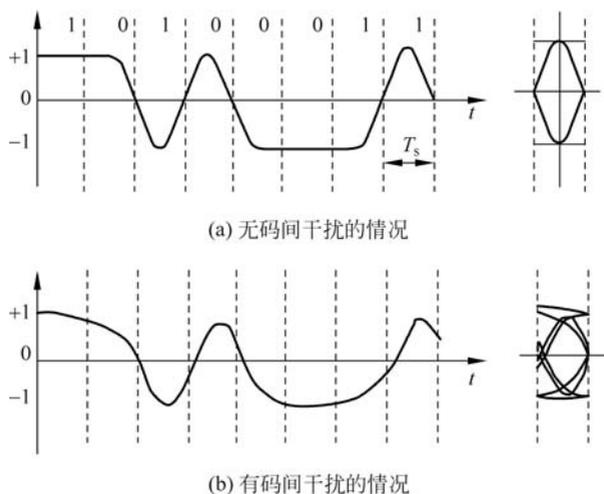


图 5-33 接收信号波形及眼图

当传输系统存在噪声时,眼图的迹线将变为比较模糊的带状线。噪声越大,迹线越宽,越模糊,“眼睛”张开得越小。因此,利用眼图可以大致估计噪声的强弱。

从以上分析可知,眼图可以定性反映码间干扰和噪声的大小。根据眼图可以调节接收滤波器,以减小码间干扰,提高系统性能。为便于说明眼图和系统性能之间的关系,可以将眼图简化成一个模型,如图5-34所示。可以获得以下信息。

- (1) 最佳抽样时刻应是“眼睛”张开最大的时刻。
- (2) 对抽样定时误差的灵敏程度由眼图斜边的斜率决定。
- (3) 图中阴影区的垂直高度表示信号的畸变范围。
- (4) 图中央的横轴位置对应于判决门限电平。
- (5) 在抽样时刻上,上下两阴影区的间隔距离的一半为噪声的容限,噪声瞬时值超过此容限就可能发生误判。
- (6) 眼图中倾斜阴影带与横轴相交的区间表示接收波形零点位置的变化范围,即过零

点畸变,它对于利用信号零交点的平均位置提取定时信息的接收系统有很大影响。

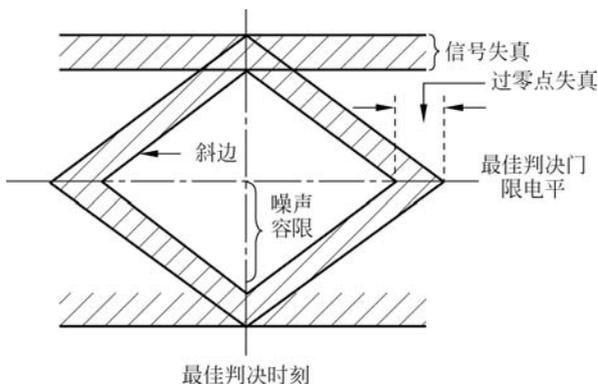


图 5-34 模型化的眼图

5.6 数字基带传输系统的 MATLAB 仿真分析

数字基带传输的主要问题包括数字基带信号的码型编解码、传输过程和性能分析。本节将围绕这些问题介绍在 MATLAB 中如何实现数字基带传输传统的仿真分析。

5.6.1 码型编码

在数字双相码、密勒码和 CMI 码中,需要发送的每位二进制代码相当于用两位代码表示,称为 1B/2B 码。限于篇幅,这里以二进制和 1B/2B 码为例,介绍 MATLAB 中数字基带信号的编码方法和性能仿真分析。

1. 基本码型编码

下面举例介绍利用 Simulink 仿真模型实现基本码型编码的方法。

例 5-12 搭建如图 5-35 所示的仿真模型,实现 4 种基本的二进制数字基带信号编码。

仿真模型中,Bernoulli Binary Generator 模块产生速率为 100Bd 的随机等概二进制序列,设置其 Sample time 参数为 0.01s,此即码元间隔,其他参数取默认值。该模块输出的二进制代码序列即为单极性 NRZ 码基带信号,经 Unipolar to Bipolar Converter 模块转换为双极性,即得到双极性 NRZ 码基带信号。

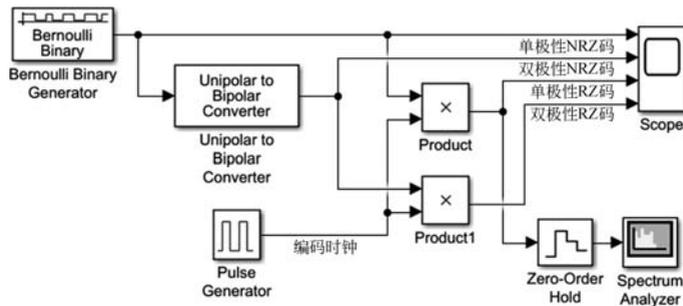


图 5-35 例 5-12 仿真模型



视频讲解

Pulse Generator(脉冲发生器)模块用于产生编码时钟。设置其 Period 参数等于码元间隔, Pulse width 参数为 50%, 其他参数取默认值, 则该模块输出周期等于码元间隔的单极性方波脉冲。编码时钟与上述单/双极性 NRZ 码基带信号分别相乘后, 即可得到单/双极性 RZ 码基带信号。

设置仿真运行时间为 0.1s, 运行后在示波器窗口显示 4 种基本数字基带信号的时间波形, 如图 5-36 所示。

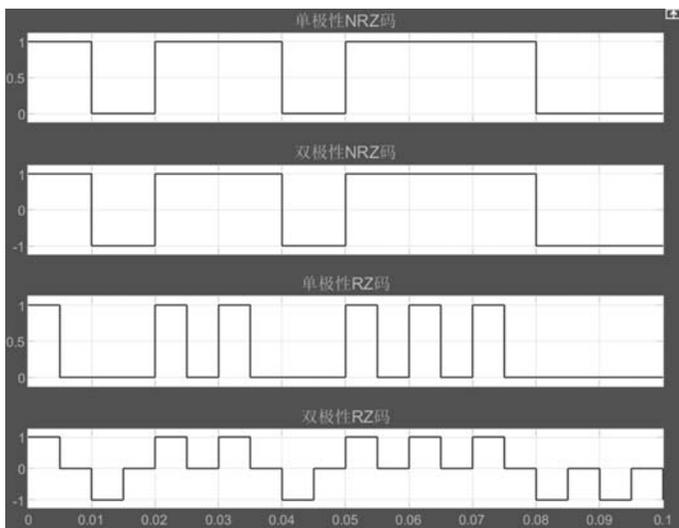


图 5-36 基本码型数字基带信号的时间波形

设置 Zero-Order Hold 模块的 Sample time 参数为 1ms, 仿真运行时间设为 2s。重新运行仿真后, 用 Spectrum Analyzer 模块显示单极性 RZ 码基带信号的功率谱, 如图 5-37 所示。由其中的连续谱求得信号的带宽为 200Hz。除连续谱以外, 在频率为 0Hz、100Hz、300Hz 等位置, 还有离散的谱线, 由此说明单极性 RZ 码基带信号中含有直流分量和位定时分量。

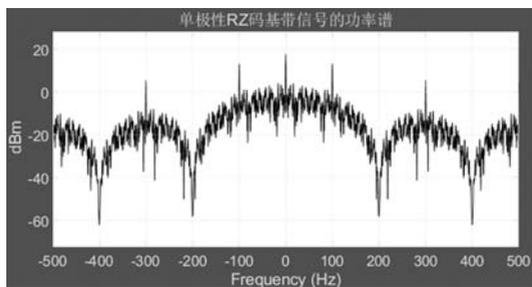


图 5-37 单极性 RZ 码数字基带信号的功率谱

2. 1B/2B 码的编码

数字双相码用两个反相的双极性脉冲分别表示 1 码和 0 码。用双相码的正跳变或负跳变触发, 即可得到密勒码。下面举例说明数字双相码、密勒码和 CMI 码这 3 种 1B/2B 码基带信号编码的仿真模型。

例 5-13 搭建如图 5-38 所示的仿真模型,实现数字双相码、密勒码和 CMI 码基带信号编码。

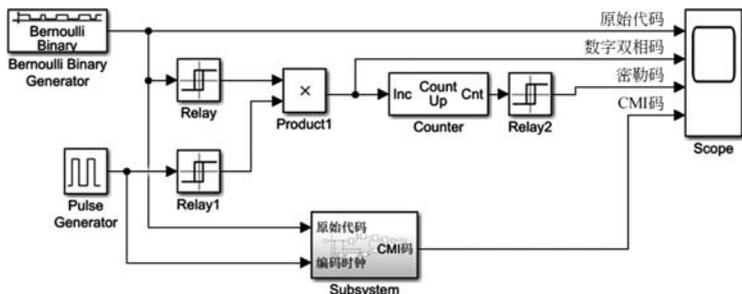


图 5-38 例 5-13 仿真模型

仿真模型中,信源产生随机的二进制代码序列,码元速率为 100Bd。由 Pulse Generator 模块产生的编码时钟仍然设为周期等于码元间隔的单极性方波脉冲。

1) 数字双相码编码仿真模型

模型中的两个 Relay 模块用于将原始代码序列和编码时钟变为双极性脉冲,设置 Switch on point 和 Switch off point 参数都为 0.5,等于代码序列和编码脉冲幅度的一半。设置 Output when on 和 Output when off 参数分别为 +1 和 -1。转换得到的两路双极性脉冲相乘,即可得到数字双相码基带信号。

2) 密勒码编码仿真模型

模型中的 Counter 为计数器模块,该模块位于 DSP System Toolbox/Signal Management/ Switches and Counters 库中。设置 Count event 参数为 Falling edge(计数脉冲下降沿触发),Maximum count(最大计数值)和 Initial count(计数初值)参数分别设为 1 和 0,Output 参数设为 Count(计数值输出),并取消选中 Reset input(复位输入端)。

根据上述设置,模块输入端每出现一个计数脉冲的负跳变,则输出计数值从初值 0 加 1。由于设置最大计数值为 1,则再来一个计数脉冲负跳变时,输出计数值将复位为 0,如此重复。将上面得到的数字双相码作为计数脉冲,计数器模块输出的 0 和 1 电平再用 Relay2 模块变为双极性脉冲,即得到密勒码。

3) CMI 码编码仿真模型

CMI 码的编码规则:1 码交替地用宽度等于一个码元间隔的正负电平表示,而 0 码固定用码元间隔中间的正跳变表示。模型中用 Subsystem 子系统实现 CMI 码编码,子系统内部的仿真模型如图 5-39 所示。

原始代码和编码时钟对应的单极性 NRZ 脉冲同时送入子系统。在子系统内部,将编码时钟脉冲取反,再将其与单极性原始代码序列的反相信号相乘。当原始代码序列为 1 码时,取反后为 0 码,乘法器输出 0;当原始代码序列为 0 码时,取反后为 1 码,乘法器输出与编码时钟反相的半占空脉冲,在码元间隔的中间出现一个正跳变。

另外,将原始单极性 NRZ 码与半占空脉冲序列直接相与。当原始代码序列为 0 码时,与门输出恒为 0。当原始代码序列为 1 码时,与门 Logic Operator 模块输出半占空脉冲,并且在每个 1 码的起始边界上出现一次正跳变。在每个正跳变作用下,Counter1 模块输出计数值加 1。因此,在原始代码序列中的各 1 码期间,计数器交替输出高低电平。

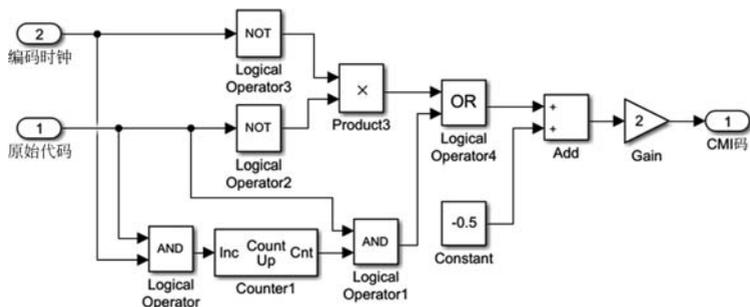


图 5-39 CMI 码编码器子系统

上述两路输出再用或门(OR)合并为一。最后通过加法器 ADD 和放大器 Gain 将其转换为幅度为 ± 1 的双极性脉冲,即为 CMI 码。

设置仿真运行时间为 0.1s,仿真运行后得到数字双相码、密勒码和 CMI 码基带信号的时间波形,如图 5-40 所示。读者用前面介绍的编码规则不难验证仿真模型的正确性。

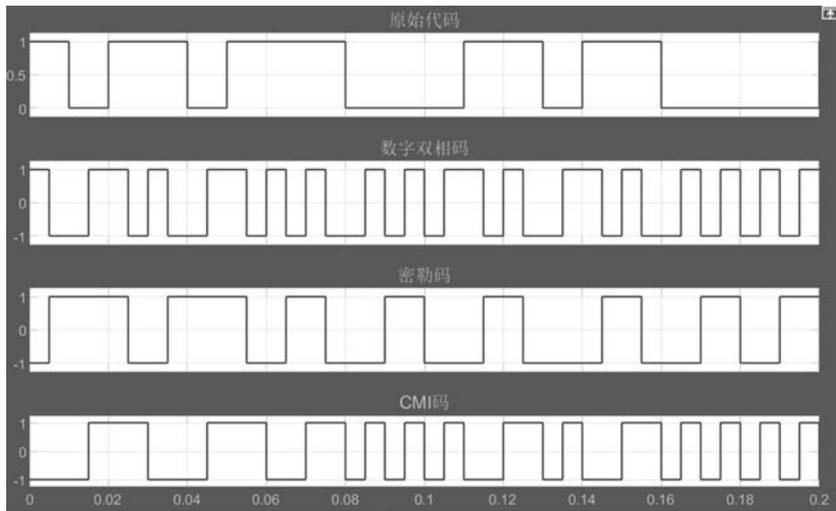


图 5-40 数字双相码、密勒码和 CMI 码基带信号的波形

5.6.2 发送和接收滤波器模块

典型的数字基带传输系统由发送滤波器、信道和接收滤波器构成,合起来称为成形网络。在接收机中,对成形网络的输出信号进行抽样判决,即可还原原始代码序列。本节通过以下例子介绍 Simulink 通信工具箱中提供的发送和接收滤波器模块及其特性和使用方法。

例 5-14 搭建如图 5-41 所示的仿真模型,对基本的数字基带传输过程进行仿真,了解发送和接收滤波器的特性。

由 Bernoulli Binary Generator 模块产生速率为 100Bd 的随机等概二进制序列,然后转换为双极性脉冲,送入成形网络。

这里先不考虑信道及其噪声的影响,成形网络由 Raised Cosine Transmit Filter(发送



视频讲解

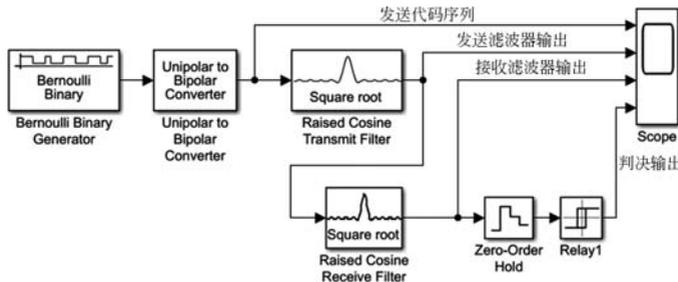


图 5-41 基本的数字基带传输过程仿真模型

滤波器)和 Raised Cosine Receive Filter(接收滤波器)模块构成。利用 Zero-Order Hold 模块对成形网络的输出进行抽样,之后送到 Relay1 模块进行判决,输出单极性 NRZ 码基带信号。

1. 参数设置

Raised Cosine Transmit Filter 和 Raised Cosine Receive Filter 模块位于 Communications System Toolbox/Comm Filters 库中,前者用于将发送的基带信号进行过采样和整形,后者用于对接收到的基带信号进行滤波和抽取。

这两个模块的参数基本相同,图 5-42 所示为升余弦发送滤波器的参数设置对话框。

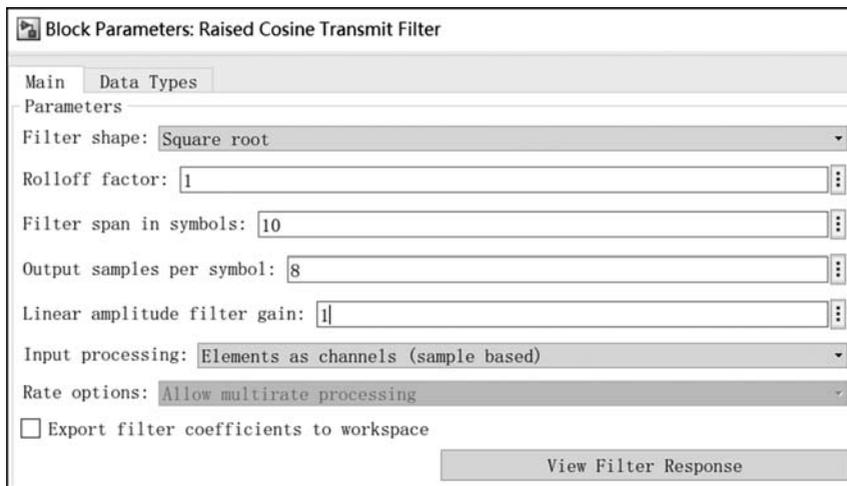


图 5-42 升余弦发送滤波器的参数设置

(1) Filter shape: 滤波器形状。可选 Normal 或 Square root,分别实现普通的升余弦或平方根升余弦滤波。在本例中,两个模块的该参数都设置为 Square root,滤波器的频率特性是普通升余弦滤波器频率特性的开方。在仿真模型中,两个滤波器串联起来构成成形网络,其频率特性等于两个滤波器频率特性相乘,即得到普通的升余弦滚降特性。

(2) Rolloff factor: 滚降系数。与普通的升余弦滚降特性相同,这里设为默认值 1。

(3) Filter span in symbols: 滤波器加窗长度,以码元个数为单位。对于理想的升余弦滤波器,其单位脉冲响应序列的长度为无穷大,因此通过该参数设置对单位脉冲响应序列进行截断。

(4) Output samples per symbol: 滤波器输出每个码元对应的采样点数。该参数与滤波器输入数字基带信号的码元速率 R_s 相乘, 决定了滤波器输出数字信号的采样速率。假设该参数设为 n , 则采样速率为 $F_s = nR_s$ 。

(5) Linear amplitude filter gain: 线性幅度增益。

(6) Decimation factor: 抽取因子。只有接收滤波器模块才有该参数, 该参数决定了接收滤波器对输出信号的抽取因子。例如, 假设该参数为 2, 则表示在滤波器输出序列中, 每两个点采样一个点, 输出序列采样频率降低为输入采样频率的一半。这里设置为 1, 则滤波器不进行降采样, 输出信号与输入信号的采样频率相等。

2. 特性观察

设置好上述参数后, 单击滤波器参数设置对话框右下角的 Apply 按钮, 再单击 View Filter Response 按钮, 可以打开滤波器可视化工具, 以便观察升余弦滤波器的各种时域和频域特性。

1) 滤波器的单位冲激响应

假设滤波器 Filter span in symbols 参数为 ω , Output samples per symbol 参数为 n , 则滤波器单位脉冲响应序列以 $\omega n/2$ 为中心, 长度共 $\omega n + 1$ 个点。图 5-43 所示为 $\omega = 10$, $n = 8$ 时的情况。

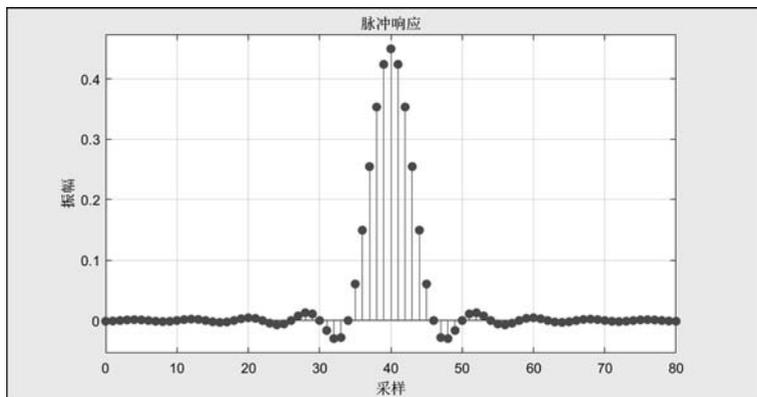


图 5-43 滤波器的单位冲激响应

在图 5-43 中, 显示的滤波器单位冲激响应以横轴刻度 $k = 40$ 为中心对称, 逐渐向两侧呈衰减振荡, 其中各旁瓣的宽度都等于 8 个采样点。

单位冲激响应的最大值位于 $k = 40$ 处, 这意味着滤波器的输出相对于输入有 40 个采样点的延迟。由于 $n = 8$, 每个码元采样 8 个点, 因此相当于延迟了 $40/8 = 5$ 个码元。另外, 由于码元间隔为 10ms, 则发送滤波器输出基带信号相对于输入信号有 50ms 的延迟。

2) 滤波器的频域特性

为了观察升余弦滤波器的频域特性, 首先需要设置采样频率和分析参数。执行滤波器可视化工具窗口的 Analysis(分析)/Sampling Frequency(采样频率)菜单命令, 或者在图形窗口的空白处右击, 在弹出的快捷菜单中选择“采样频率”, 可以打开“采样频率”对话框, 如

图 5-44(a)所示。

在“采样频率”对话框中,采样速率必须等于滤波器输出信号的采样速率。在仿真模型中,由于信源发送二进制代码序列的码元速率为 100Bd,发送滤波器模块的 Output samples per symbol 设为 8,因此采样频率为 $F_s = nR_s = 100 \times 8 = 800\text{Hz}$ 。



(a) 采样频率设置

(b) 分析参数设置

图 5-44 滤波器的采样频率和分析参数设置

通过执行 Analysis(分析)/Analysis Parameters(分析参数)菜单命令,或者在快捷菜单中单击 Analysis Parameters(分析参数)菜单命令,可以打开“分析参数”对话框,如图 5-44(b)所示。在对话框中确保不选中“归一化频率”选项,并将“幅值显示”参数设置为“幅值”,“频率范围”参数设置为 $[-F_s/2, F_s/2]$ 。

做好上述设置后,单击滤波器可视化工具窗口工具栏中的相应按钮,即可显示滤波器的幅频特性,如图 5-45 所示。由此可见,滤波器的传输带宽为 100Hz,这也就是滤波器输出基带信号的带宽,在数值上等于码元速率。

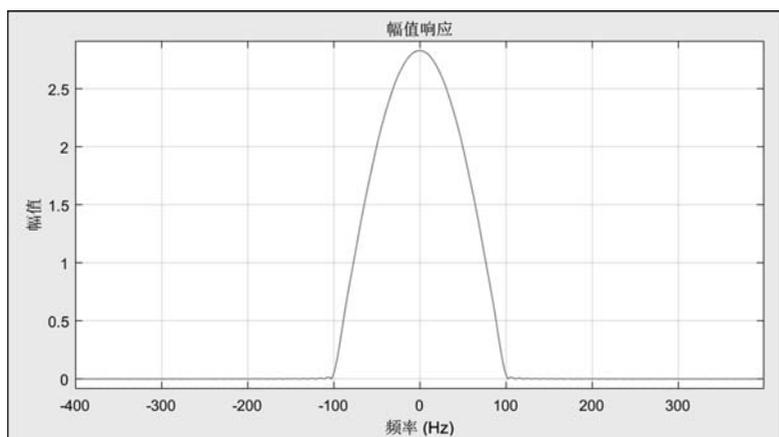


图 5-45 滤波器的幅频特性

设置仿真时间为 0.5s,仿真运行后得到仿真模型中各点信号的波形,如图 5-46 所示。

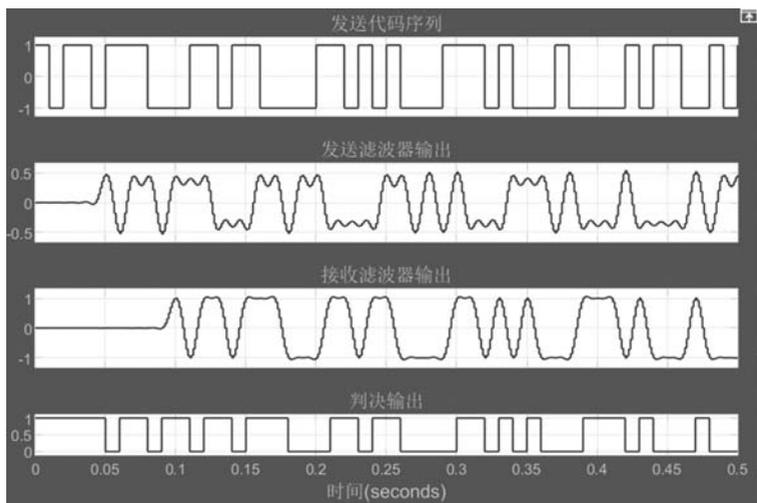


图 5-46 仿真运行结果



视频讲解

5.6.3 眼图及基带传输特性观察

在 Simulink 的通信工具箱中,专门提供了 Eye Diagram(眼图)模块,在仿真运行过程中,利用该模块可以自动绘制数字传输系统中的眼图,并据此对数字传输系统所得传输特性进行观察和分析。

1. Eye Diagram 模块

Eye Diagram 模块位于 Communication System Toolbox/Comm Sinks 库中,该模块显示输入信号的多个轨迹以产生眼图。在数字基带传输系统中,一般将成形网络或接收滤波器的输出信号作为模块的输入,模块根据该信号在专门的窗口中绘制出眼图。

在仿真模型中添加一个 Eye Diagram 模块,运行后将自动弹出 Eye Diagram 窗口。通过单击窗口上部“视图”菜单中的“配置属性”命令,可以打开眼图属性配置对话框,如图 5-47 所示。

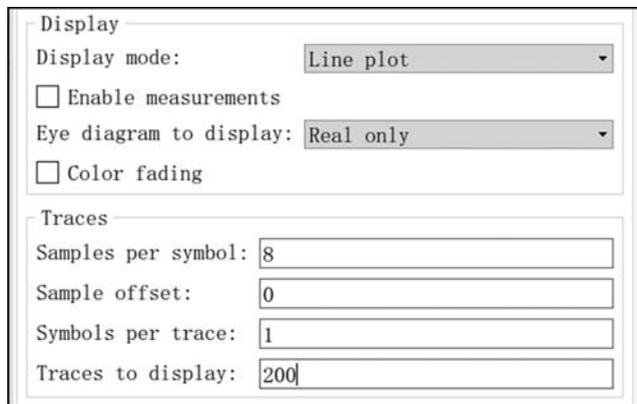


图 5-47 眼图属性配置

通过对话框主要设置的参数有 Samples per symbol(每个码元的采样点数)、Sample offset(采样偏移)、Symbols per trace(眼图中每条轨迹对应的符号或码元个数)和 Traces to display(显示的轨迹数)。设置这些参数时,需要注意以下几点。

(1) Samples per symbol 参数必须与发送滤波器中的 Output samples per symbol 参数相同,否则眼图中各轨迹不能重合,眼图将显得杂乱无章。

(2) Sample offset 参数用于确定眼图中各轨迹的起始时刻。适当调节该参数值,使眼图中眼睛张度最大的位置尽量位于图形窗口的中央。

(3) Symbols per trace 参数决定了眼图显示的“眼睛”个数。如果设置为 1,则表示眼图中从左向右的每根轨迹对应一个码元引起的接收滤波器波形,运行后将在眼图中显示一只“眼睛”;如果设置该参数为 2,则将显示两只“眼睛”。

(4) 假设 Traces to display 参数为 n ,则表示眼图中共显示 n 条轨迹。如果 Symbols per trace 参数为 s ,则表示眼图中共显示了 ns 个码元对应的接收滤波器输出波形。因此,这两个参数决定了仿真运行所需的时间。如果仿真运行时间不够,传输的码元个数不够,将无法显示出完整的眼图。

2. 基带传输特性观察

这里通过一个例子介绍眼图模块的用法及数字基带传输特性观察。

例 5-15 搭建如图 5-48 所示的仿真模型,绘制眼图并观察数字基带传输系统的特性。

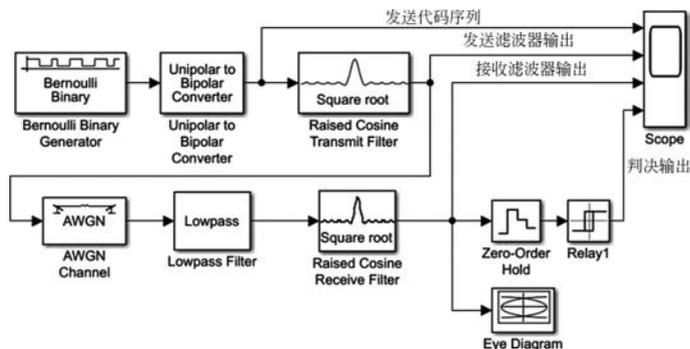


图 5-48 例 5-15 仿真模型

与例 5-14 中的仿真模型相比,这里在发送滤波器和接收滤波器之间添加了一个 AWGN Channel 信道模块和一个 Lowpass Filter 低通滤波器模块。其中,低通滤波器模块用于模拟具有一定带宽的低通信道,设置其 Filter type(滤波器类型)参数为 FIR, Input sample rate(输入采样速率)参数必须等于发送滤波器输出信号的采样速率 800Hz。设置 Passband edge frequency(通带边界频率)和 Stopband edge frequency(阻带边界频率)参数为不同的值,可以调节信道的带宽。当信道带宽小于发送滤波器输出信号的带宽时,将出现码间干扰。

设置眼图模块的各项属性,如图 5-47 所示。其中, Samples per symbol 参数必须等于发送滤波器的 Output samples per symbol 参数; Traces to display 参数设置得足够大,以便显示的眼图足够完整; Sample offset 参数在运行后根据显示的眼图适当调节,以便使眼

图尽量在图形窗口中央。

根据上述眼图模块的参数设置,为了绘制眼图,一共需要传输 $200 \times 1 = 200$ 个码元。由于码元间隔为 0.01s ,则仿真运行时间应设为大于 2s 。为了使绘制的眼图更加清晰,这里设置仿真运行时间为 10s 。

1) 抗噪声性能观察

设置低通滤波器的通带和阻带边界频率分别为 100Hz 和 120Hz ,由于信道带宽等于发送滤波器输出信号带宽,因此没有码间干扰。

设置信道模块的 SNR 参数为不同值,可以引入不同强度的高斯白噪声。图 5-49(a)和图 5-49(b)分别为 SNR 参数设为 200dB 和 20dB 的情况。当 SNR 足够高时,眼图轨迹线明细分晰。随着信道噪声的增强,眼图轨迹线逐渐变粗。

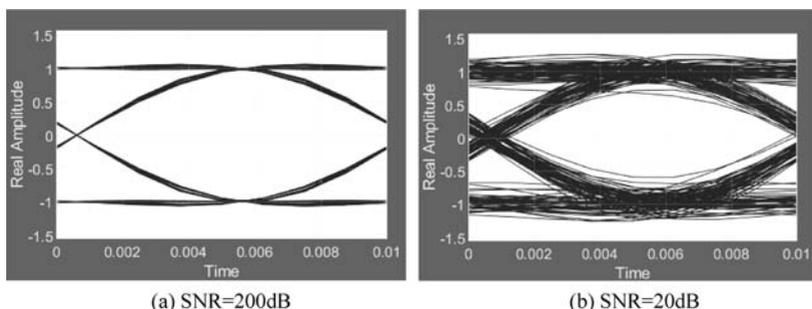


图 5-49 不同噪声强度时的眼图

2) 码间干扰特性观察

设置信道模块的 $\text{SNR}=200\text{dB}$,近似表示信道没有引入噪声。调节低通滤波器模块的带宽,可以引入不同程度的码间干扰,此时眼图轨迹线将变得杂乱无章。图 5-50(a)和图 5-50(b)是低通滤波器带宽分别为 50Hz 和 20Hz 的情况。

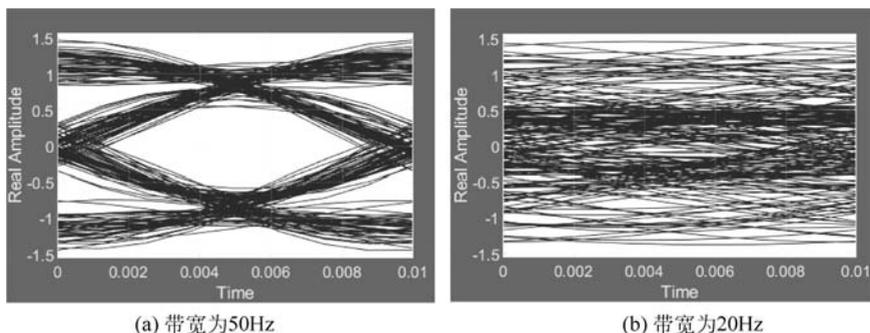


图 5-50 不同信道带宽时的眼图

当信道滤波器带宽降低为 20Hz 时,示波器上显示仿真模型各点信号的波形,如图 5-51 所示。由于此时引入了比较强的码间干扰,接收滤波器输出波形出现了很严重的失真,经抽样判决后输出的数字代码中出现了大量误码。

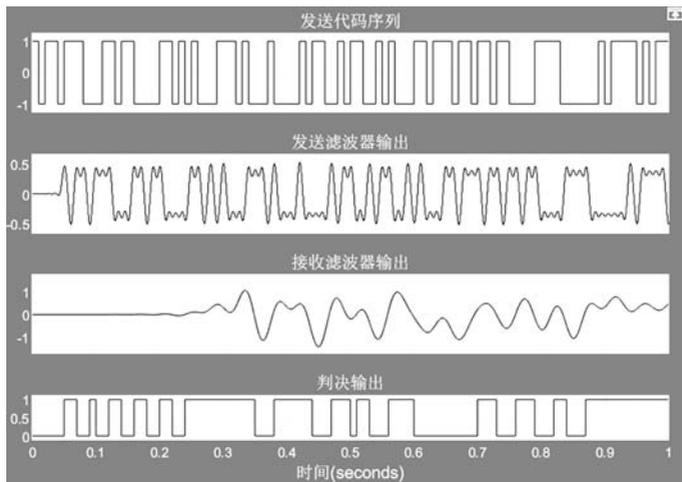


图 5-51 有码间干扰时模型中各点信号波形

5.6.4 误码性能的仿真分析

在前面介绍的数字基带传输系统仿真模型中,运行结束后在示波器窗口中显示出原始代码数序列和接收端抽样判决还原得到的基带信号时间波形。通过比较两个信号的波形,可以手工统计其中误码的个数,并计算出误码率。

除上述手工方法外,Simulink 提供了专用的误码率计算模块,可以自动统计出传输过程的误码个数,并计算出误码率。

1. 误码率计算模块

Error Rate Calculation 误码率计算模块位于 Communication System Toolbox/Comm Sinks 库中,该模块将来自发射机和接收机的数据进行比较,通过将不相同数据元素的总数除以输入数据元素的总数计算差错率。

1) 模块的输入输出端子

根据模块的不同参数设置,该模块有 2~4 个输入端口。其中,Tx 和 Rx 端口用于输入数字传输系统的发送和接收信号,两个信号必须有相同的采样速率。

该模块输出一个长度为 3 的向量,其中的各元素分别为差错率、差错数和输入的码元总数。根据 Output data 参数的设置,模块将这些数据发送到 MATLAB 工作区或输出端口。如果 Output data 参数设置为 Workspace,并设置了 Variable name 参数,则模块将上述数据送到 MATLAB 工作区中的相应变量。如果将 Output data 参数设置为 Port,则模块上将出现一个输出端口,该端口包含运行差错统计数据,可以将其连接到 Simulink/To Workspace 模块或 Display 模块。

2) 模块参数设置

除了前面已经介绍的 Output data 参数以外,模块还有两个重要的参数。其中,Receive delay(接收延迟)参数用于设置接收数据滞后于发送数据的采样点数;Computation delay(计算延迟)参数用于设置仿真运行开始阶段需要忽略的采样点数。



视频讲解

2. 单/双极性 NRZ 码传输时误码率的测量

下面通过一个例子介绍误码率计算模块的使用方法。

例 5-16 搭建如图 5-52 所示的仿真模型,实现双极性和单极性 NRZ 码基带传输时的误码率测量。

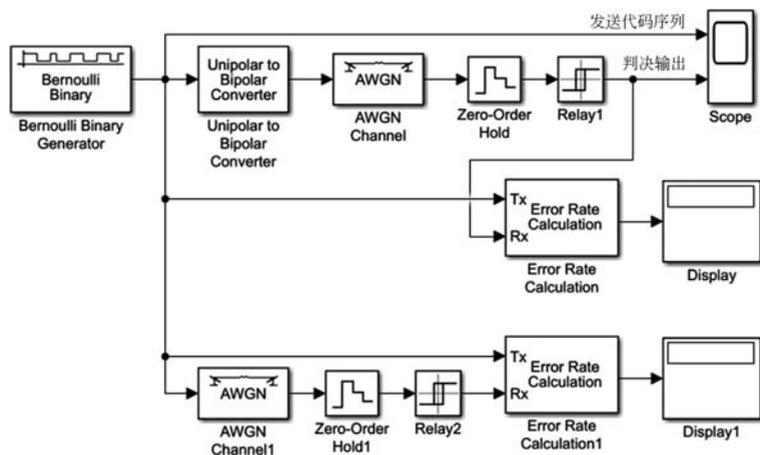


图 5-52 例 5-16 仿真模型

仿真模型中,信源产生的原始代码序列为单极性 NRZ 码基带信号。该基带信号一方面直接通过模型下面的 AWGN Channel1、Zero-Order Hold1 和 Relay2 模块实现单极性 NRZ 码传输;另一方面通过 Unipolar to Bipolar Converter 模块转换为双极性 NRZ 码基带信号后,通过上面的对应模块进行双极性传输。

为了测量误码率,将原始代码序列和判决输出通过 Tx 和 Rx 端口分别送入两个误码率计算模块。模块的 Receive delay 和 Computation delay 参数都设置为 0。设置 Output data 参数为 Port,此时模块将出现输出端口,将其分别连接到一个 Display 模块。

设置两个 AWGN Channel 模块的 Mode 参数为 Signal to noise ratio(SNR),并且 SNR 设置为 $10 * \log_{10}(4)$ dB。由于模型中单极性和双极性 NRZ 码基带脉冲的幅度都为 1V,因此信号功率分别为 0.5W 和 1W,据此设置两个 AWGN Channel 模块的 Input signal power(输入信号功率)参数分别为 0.5W 和 1W。

设置仿真时间为 0.5s,运行结束后,在示波器窗口中显示双极性传输时原始代码序列和判决输出基带信号的时间波形,如图 5-53 所示。对比两个信号的波形可知,在 0.19s 和 0.32s 时刻分别出现了一个误码。此时在 Display 模块上显示误码率为 0.03992,误码个数为 2,共传输了 51 个码元。

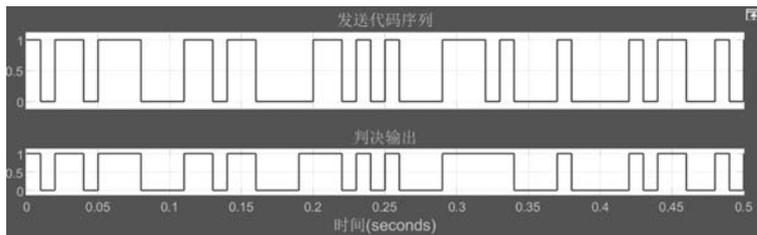


图 5-53 双极性传输时发送和接收基带信号的时间波形

由于信道引入噪声的随机性,为了获得精度足够高的统计和计算结果,需要传输足够多的码元,也就是设置足够长的仿真运行时间。这里设置为 1000s,仿真运行结束后,由仿真模型中的两个 Display 模块上可以读出传输的码元总数都为 10^5 个,单极性和双极性传输时的误码个数分别为 7917 和 2282 个,误码率分别为 0.0792 和 0.0228。

对上述结果可以做如下验证。由式(5-54)和式(5-55)可知,双极性和单极性传输时的误码率分别为 $P_{sB} = Q(A/\sigma)$ 和 $P_{sU} = Q(A/2\sigma)$ 。其中, σ 为信道引入噪声的方差,则噪声的功率为 $N = \sigma^2$ 。 A 为基带脉冲的幅度,则双极性和单极性基带信号的功率为 $S_B = A^2$, $S_U = A^2/2$,由此得到

$$P_{sB} = Q\left(\sqrt{\frac{S_B}{N}}\right), \quad P_{sU} = Q\left(\sqrt{\frac{S_U}{2N}}\right) \quad (5-56)$$

其中, S_B/N 和 S_U/N 为信噪比,其分贝值也就是 AWGN Channel 模块中设置的 SNR 参数。

由于 AWGN Channel 模块中设置的 SNR 参数为 $10 * \log_{10}(4)$,则 $S_B/N = S_U/N = 4$,由式(5-56)求得 $P_{sB} = 0.0228$, $P_{sU} = 0.0793$ 。

需要注意的是,由于噪声的随机性,仿真运行不同的时间,得到的误码率结果也不同。为了得到足够准确的误码率,必须仿真运行足够长的时间。

3. 其他波形传输时的误码率测量

前面介绍的是将单/双极性 NRZ 码直接通过信道传输,也没有考虑信道的带限传输特性。实际系统中信道都具有一定的带宽,为了避免或减小码间干扰,还广泛采用升余弦滚降等传输波形。下面介绍此时利用仿真模型进行误码率测量和分析时需要注意的问题。

例 5-17 搭建如图 5-54(a)所示的仿真模型,实现升余弦脉冲波形传输时误码率的测量。

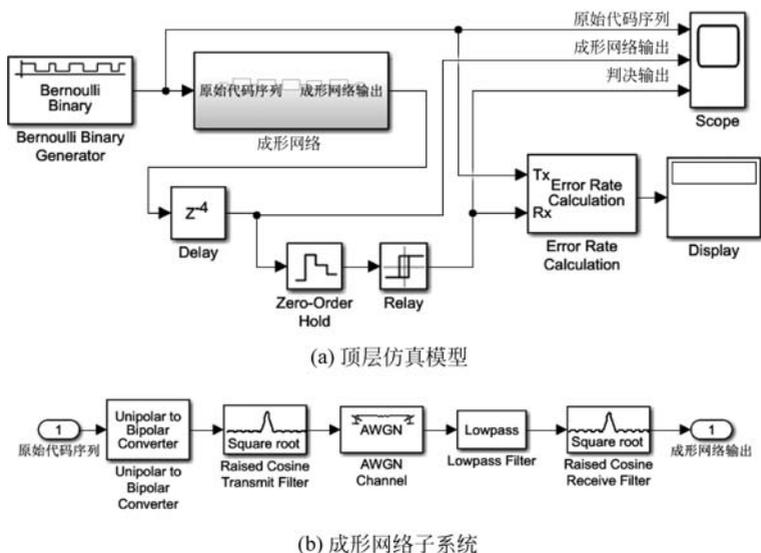


图 5-54 例 5-17 仿真模型

该仿真模型与例 5-15 中的仿真模型基本相同,主要区别有以下几点。

(1) 将发送滤波器、信道和接收滤波器合并为成形网络子系统,子系统内部结构如

图 5-54(b)所示。

(2) 成形网络的输出送入 Delay 模块,经延迟后再送入抽样判决器。延迟器模块的作用是将成形网络的输出信号延迟,以便后面的 Zero-Order Hold 模块在每个码元引起的输出波形最大值处进行抽样。由于升余弦发送滤波器和接收滤波器对每个码元引起的传输波形采样 8 个点(即两个滤波器的 Output samples per symbol 参数设为 8),因此延迟器将输入信号延迟 4 个点,从而使零阶保持器刚好在每个码元引起的输出波形中点处进行采样;否则,测量得到的误码率将明显高于理论值。

(3) 由于在该仿真模型中引入了低通滤波器、升余弦发送和接收滤波器模块,使原始代码序列和判决输出代码序列之间存在一定的延迟。因此,在用误码率计算模块进行误码率测量时,必须设置合适的 Receive delay 参数。该参数的具体设置值可以在仿真运行后根据示波器显示的时间波形确定。

图 5-55 所示为在 AWGN Channel 模块的 SNR 参数设置得足够高的情况下得到的时间波形,据此可以确定判决输出相对于原始代码序列有 19 个码元的延迟,因此,误码率计算模块的 Receive delay 参数应设置为 19。注意,这里只考虑信道噪声的影响,因此仿真模型中各滤波器的参数设置应对应没有码间干扰的情况。如果需要同时考虑码间干扰,需要修改各滤波器的带宽,此时发送与接收波形之间的延迟也会随之变化,Receive delay 参数也必须作相应调节。

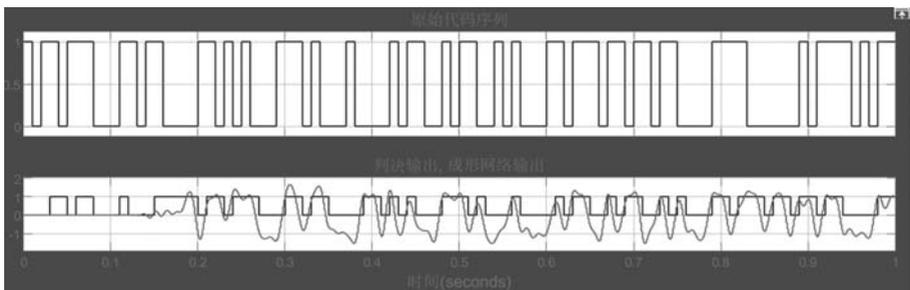


图 5-55 各点信号的时间波形

另外需要注意的是,在分析数字基带传输的误码率过程中,实际上只关心接收端每个抽样时刻接收信号的幅度。也就是说,误码率计算公式中的 A 为抽样时刻成形网络输出信号的幅度,与传输的具体波形无关。

通过仿真模型中 Delay 模块对接收信号的波形作了延迟后,由图 5-55 可知,在没有噪声的情况下,每个码元抽样时刻的抽样值都近似为 $\pm 1V$ 。因此,在信道模块的参数设置时,Input signal power 参数设置为与前面双极性 NRZ 码传输时的情况一样,即应该设置为 1W,而不是信道模块输入升余弦脉冲信号的功率。

做了上述修改和设置后,仿真运行,在 Display 模块上显示的误码率与例 5-16 中双极性 NRZ 码传输时的结果基本相同。

4. 误码率曲线的绘制

在前面各例的基础上,配合 MATLAB 程序,可以自动绘制出误码率(Bit-Error Rate, BER)曲线。下面仍然举例说明。

例 5-18 修改例 5-16 中的仿真模型,并编制 MATLAB 程序实现单/双极性传输时误码率曲线的绘制。

为了绘制误码率曲线,需要将误码率计算模块统计得到的误码率送到 MATLAB 工作区。因此,在仿真模型中,将两个误码率计算模块的 Output data 参数都设置为 Workspace, Variable name 参数分别设置为 E1 和 E2,也就是将统计结果分别保存工作区的变量 E1 和 E2 中。每次仿真运行,得到的 E1 和 E2 分别都是长度为 3 的向量,其中的 3 个元素分别为误码率、误码个数和总码元数。

注意在这种情况下,两个误码率计算模块将没有输出端,因此需要将仿真模型中的两个 Display 模块删除。此外,将两个 AWGN Channel 模块的 SNR 参数都设置为变量 SNR,并设置模型的仿真运行时间为 1000s。

做了上述修改和设置后,将仿真模型文件重新保存为 ex5_18. slx。然后,编制以下 MATLAB 程序。

```

clc
clear
close all
SNR1 = linspace(-10,10,20); % 设置 SNR 向量
for i = 1:length(SNR1)
    SNR = SNR1(i); % 设置 AWGN Channel 模块的参数 SNR
    sim('ex5_18'); % 启动模型的仿真运行
    PsB(i) = E1(1); % 双极性传输的误码率
    PsU(i) = E2(1); % 单极性传输的误码率
end
semilogy(SNR1,PsB,'-o',SNR1,PsU,'-*') % 绘制误码率曲线
legend('双极性','单极性');
title('单极性和双极性 NRZ 码传输时的误码率曲线')
xlabel('SNR/dB');
ylabel('Ps');
grid on

```

在上述程序中,每次循环,设置信道模块的 SNR 参数为不同值。然后,启动模型的仿真运行。每次运行,由仿真模型中的误码率计算模块统计得到的误码率依次保存到 PsB 和 PsU 中。循环结束后,即可根据这两个向量分别绘制出双极性和单极性传输时的误码率曲线,如图 5-56 所示。

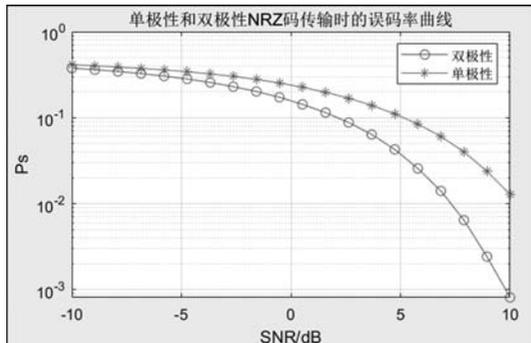


图 5-56 单/双极性传输时的误码率曲线

课程思政阅读材料

世纪之交的中国电信

1998年3月,全国人民代表大会通过了邮电机构改革方案,决定撤销邮电部,成立信息产业部。电信实行政企分开,邮政另设国家邮政局,仍实行政企合一,由信息产业部领导全国自上而下实行邮电分营。信息产业部的成立,标志着中国的电信事业完成了传统电报、电话、无线电、长途电话网全面转向现代化的架构,由电报起源的中国电信业,正式进入信息通信时代。

2000年3月4日,信息产业部向中国联通、中国电信、中国移动、吉通、铁通这5家电信企业颁发了IP电话经营业务许可证,这是互联网和传统电信业务的第1次融合。

2000年9月25日,《中华人民共和国电信条例》正式实施,它结束了中国电信业基本无法可依的历史,标志电信业进入了依法监管的历史时期。

在这一历史时期,随着卫星通信、移动通信、光纤通信等重大通信建设工程的竣工,中国电信业通信网络焕然一新,中国电信业的成就世界瞩目。

1999年2月,在国际电信联盟的全球电信标准化大会上,中国提出将IP互联网技术纳入信息网络的主导技术,IP网正式替代电路交换方式的宽带网,成为国际电联的国际标准,宣告了互联网将成为未来信息高速公路的主流技术基础。

始于1997年的“八纵八横”光缆网建设于2000年10月全部投产。1998年10月,由邮电部发起建设的全长27000km的亚欧国际陆地光缆正式开通,被誉为“现代通信丝绸之路”,连接了德国、土耳其、波兰、匈牙利、奥地利、伊朗等20多个国家。

2000年4月20日,中国移动通信业务从中国电信母体剥离,中国移动通信公司成立,开创了移动通信事业专业化运营的全新时代。同年5月,拥有自主知识产权的TD-SCDMA正式被国际电联批准为第3代移动通信国际标准之一。

习题 5

5-1 填空题

(1) 在0,1等概的单极性NRZ码、单极性RZ码、双极性NRZ码和双极性RZ码基带信号中,有位定时分量的是_____。

(2) 在0,1等概的单极性码、双极性码、数字双相码和AMI码基带信号中,有离散谱的是_____。

(3) 已知半占空RZ码基带信号的谱零点带宽为10kHz,则码元速率为_____。

(4) 数字基带传输系统中的发送滤波器、信道和接收滤波器合起来称为_____。

(5) 为了消除码间干扰,数字基带传输系统在频域必须满足_____准则。

(6) 某数字基带系统采用理想低通波形进行传输,已知码元速率为4kBd,则为避免码间干扰,占用信道带宽至少为_____。

(7) 已知信道带宽为15kHz,采用 $\alpha=0.5$ 的升余弦波形传输数字代码,则没有码间干扰时能够获得的最大码元速率为_____。

(8) 某数字基带传输系统具有奇对称滚降特性,已知奇对称的角频率为 $10k\pi\text{rad/s}$,则没有码间干扰时能够获得的最大码元速率为_____。

(9) 码元速率为 1kBd 的数字代码序列采用占空比为 20% 的双极性 RZ 码基带信号通过低通信道传输,要求信道带宽至少为_____。

(10) 观察眼图时,需要将接收滤波器的输出接到示波器的_____。

5-2 设二进制符号序列为 10011010 ,画出该序列相应的单极性、双极性、单极性归零、双极性归零码基带信号的波形。

5-3 已知信息代码为 10100000011000001 ,分别画出 AMI 码和 HDB_3 码基带信号的波形。

5-4 分别画出代码序列 001101 对应的数字双相码和密勒码基带信号波形,并分析总结两种基带信号波形上的关系。

5-5 已知某数字代码序列对应的 CMI 码基带信号波形如图 5-57 所示,画出对应的 HDB_3 码基带信号的波形,其中第 1 位波形已经给出。

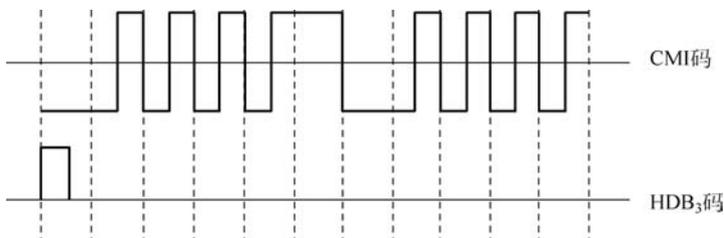


图 5-57 习题 5-5 示意图

5-6 已知某二进制数字基带传输系统中,等概出现的 1 码和 0 码对应的传输波形分别为 $g(t)$ 和 $-g(t)$, $g(t)$ 的波形如图 5-58 所示,其中码元间隔 $T_s = 2\text{ms}$ 。

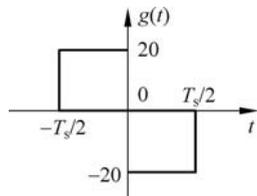


图 5-58 习题 5-6 示意图

(1) 求 $G(f)$;

(2) 求该数字基带信号的连续谱 $P_c(f)$;

(3) 粗略分析画出连续谱的波形,并求信号的带宽 B ;

(4) 求离散谱 $P_d(f)$,并分析该基带信号中有无直流分量和位定时分量。

5-7 某数字基带传输系统成形网络的频率特性为

$$H(f) = \begin{cases} 2 + 2\cos(0.01\pi f), & -100 < f < 100\text{Hz} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

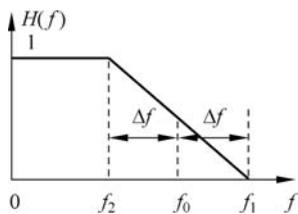


图 5-59 习题 5-8 示意图

求成形网络的单位冲激响应 $h(t)$,并粗略画出频率特性曲线和单位冲激响应的波形。

5-8 某数字基带传输系统中的成形网络具有如图 5-59 所示的奇对称滚降特性,其中频带利用率 $\eta_s = 1.5\text{Bd/Hz}$,传输带宽 $B = 6\text{kHz}$ 。

(1) 求能够获得的最大码元速率 R_s ;

(2) 求图 5-59 中的参数 f_0 、 f_1 、 f_2 和 Δf ;

- (3) 若采用 256 进制传输,求最高信息速率 R_b ;
- (4) 若换为十六进制传输,为达到相同的信息速率,求所需的传输带宽 B_1 。

5-9 某部分响应系统中的相关编码规则为

$$s_k = b_k - 2b_{k-2} + b_{k-4}$$

- (1) 画出相关编码器的原理框图;
- (2) 求部分响应波形及其频率特性。

5-10 已知某 3 抽头的时域均衡器中各抽头系数分别为 $c_{-1} = -1/3, c_0 = 1, c_1 = -1/4$, 输入信号 $x(t)$ 的抽样值 $x_{-2} = 1/8, x_{-1} = 1/3, x_0 = 1, x_1 = 1/4, x_2 = 1/16$, 其余抽样值都为 0。求均衡器输入输出波形的峰值失真。

5-11 已知二进制数字基带传输系统接收到双极性 NRZ 码基带信号脉冲的幅度为 $\pm 1V$, 噪声功率为 $0.16W$, 码元速率为 $2k\text{Bd}$, 求传输 $1s$ 的平均误码个数 M 。

5-12 将模拟正弦信号进行抽样量化和 A 律 13 折线 PCM 编码后,用 $100W$ 的单极性 NRZ 码脉冲波形进行传输。已知数字基带传输系统的传输带宽为 20kHz 。信道对传输信号衰减 20dB , 接收端噪声的功率为 $0.02W$ 。求:

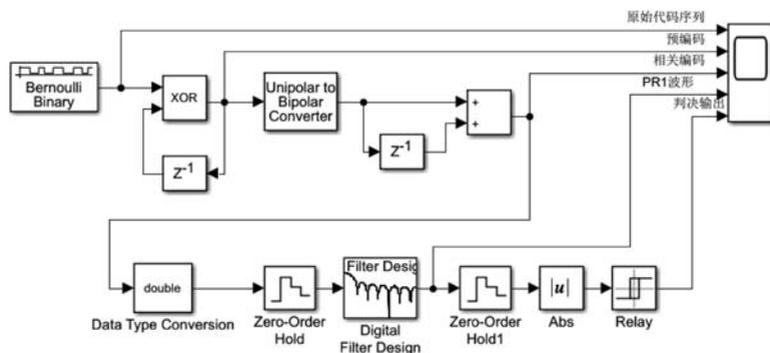
- (1) 为避免码间干扰能够达到的最高码元速率 R_s ;
- (2) 所允许的正弦信号最高频率 f_H ;
- (3) 传输的差错率 P_b ;
- (4) 1min 可能达到的最多误码个数 M 。

实践练习 5

5-1 编制 MATLAB 程序实现 HDB_3 码编解码,并绘制出基带信号的波形。要求将 HDB_3 码的编码和译码分别用 MATLAB 函数实现,并在主程序中调用。

5-2 在例 5-12、例 5-13 仿真模型的基础上,添加频谱分析仪模块,观察和比较各种码型基带信号的功率谱。

5-3 搭建如图 5-60(a)所示的第 1 类部分响应系统的仿真模型,观察各点信号的波形。其中主要模块的参数设置如下。



(a) 仿真模型

图 5-60 实践练习 5-3 示意图

响应类型	滤波器阶数	频率设定
<input checked="" type="radio"/> 低通 <input type="radio"/> 高通 <input type="radio"/> 带通 <input type="radio"/> 带阻 <input type="radio"/> 微分器	<input checked="" type="radio"/> 指定阶: 12 <input type="radio"/> 最小阶	单位: Hz Fs: 1000 Fc: 50
设计方法 <input type="radio"/> IIR Butterworth <input checked="" type="radio"/> FIR 窗	选项 <input checked="" type="checkbox"/> 缩放通带 窗: Kaiser Beta: 0.5 <input type="button" value="视图"/>	

(b) 数字滤波器参数设置

图 5-60 (续)

- (1) 信源发送代码序列的码元速率为 100Bd;
- (2) 两个 Zero-Order Hold 模块的 Sample time 参数分别设为 1ms 和 10ms;
- (3) Relay 模块的 Switch on point 和 Switch off point 参数都设为 1V, Output when on 和 Output when off 参数分别设为 0V 和 1V;
- (4) Digital Filter Design 模块的参数设置如图 5-60(b)所示。

5-4 利用 MATLAB 程序辅助设计 3 抽头的迫零均衡器,并用例 5-9 中的数据验证程序的正确性。程序中注意充分利用 MATLAB 的矩阵运算功能。