

第 2 部分

Part 2

验证性基本实验

本部分共有 12 个实验项目：AMI/HDB3 码转换；CMI 码型变换；FSK 传输系统试验；BPSK 传输系统试验；DBPSK 传输系统试验；模拟锁相环时钟提取；PAM 编码器系统；PCM 编码器系统；ADPCM 编译码器系统；CVSD 编译码器；帧成形及其传输；帧同步提取系统。这 12 个实验均为“通信原理”课程教学大纲要求的必备实验。实验者主要通过
对实验箱的一些调试，就可以用示波器等观察和测试出相关图形和数据，以加深对相关理论的理解。

实验1 AMI/HDB3 码型变换

一、实验目的

1. 了解二进制单极性码变换为 AMI/HDB3 码的编码规则；
2. 熟悉 HDB3 码的基本特征；
3. 熟悉 HDB3 码的编译码器工作原理和实现方法；
4. 根据测量和分析结果，画出电路关键部位的波形。

二、实验仪器

1. JH5001-4 通信原理综合实验系统 一台；
2. 60 MHz 双踪示波器 一台。

三、实验原理

AMI 码的全称是传号交替反转码。这是一种将消息代码 0(空号)和 1(传号)按如下规则进行编码的码：代码的 0 仍变换为传输码的 0，而把代码中的 1 交替地变换为传输码的 +1、-1、+1、-1…。

由于 AMI 码的传号交替反转，故由它决定的基带信号将出现正负脉冲交替，而 0 电位保持不变的规律。由此看出，这种基带信号无直流成分，且只有很小的低频成分，因而它特别适宜在不允许这些成分通过的信道中传输。

由 AMI 码的编码规则看出，它已从一个二进制符号序列变成了一个三进制符号序列，即把一个二进制符号变换成一个三进制符号。把一个二进制符号变换成一个三进制符号所构成的码称为 1B/1T 码型。

AMI 码除有上述特点外，还有编译码电路简单及便于观察误码情况等优点，它是一种基本的线路码，并得到广泛采用。但是，AMI 码有一个重要缺点，即接收端从该信号中来获取定时信息时，由于它可能出现长的连 0 串，因而会造成提取定时信号的困难。

为了保持 AMI 码的优点而克服其缺点，人们提出了许多种类的改进 AMI 码，HDB3 码就是其中有代表性的一种。

HDB3 码的全称是三阶高密度双极性码。它的编码原理如下：先把消息代码变换成 AMI 码，然后去检查 AMI 码的连 0 串情况，当没有 4 个以上连 0 串时，则这时的 AMI 码就是 HDB3 码；当出现 4 个以上连 0 串时，则将每 4 个连 0 小段的第 4 个 0 变换成与其前一非 0 符号(+1 或 -1)同极性的符号。显然，这样做可能破坏“极性交替反转”的规律。这个符号就称为破坏符号，用 V 符号表示(即 +1 记为 +V，-1 记为 -V)。为使附加 V 符号后的序列不破坏“极性交替反转”造成的无直流特性，还必须保证相邻 V 符号也应极性交替。这一点，当相邻符号之间有奇数个非 0 符号时，则是能得到保证的；当有偶数个非 0 符号时，则就得不到保证，这时再将该小段的第 1 个 0 变换成 +B 或 -B 符号的极性与前一非 0 符号的相反，

并让后面的非 0 符号从 V 符号开始再交替变化。

虽然 HDB3 码的编码规则比较复杂,但译码却比较简单。从上述原理看出,每一个破坏符号 V 总是与前一非 0 符号同极性(包括 B 在内)。这就是说,从收到的符号序列中可以容易地找到破坏点 V,于是也断定 V 符号及其前面的 3 个符号必是连 0 符号,从而恢复 4 个连 0 码,再将所有 -1 变成 +1 后便得到原消息代码。

HDB3 码是 CCITT 推荐使用的线路编码之一。HDB3 码的特点是明显的,它除了保持 AMI 码的优点外,还增加了使连 0 串减少到至多 3 个的优点,这对于定时信号的恢复是十分有利的。

在通信原理综合试验箱中,采用了 CD22103 专用芯片(UD01)实现 AMI/HDB3 的编译码实验,在该电路模块中,没有采用复杂的线圈耦合的方法来实现 HDB3 码字的转换,而是采用运算放大器(UD02)完成对 AMI/HDB3 输出进行电平变换。变换输出为双极性码或单极性码。由于 AMI/HDB3 为归零码,含有丰富的时钟分量,因此输出数据直接送到位同步提取锁相环(PLL)提取接收时钟。AMI/HDB3 编译码系统组成框图见图 2.1-1。

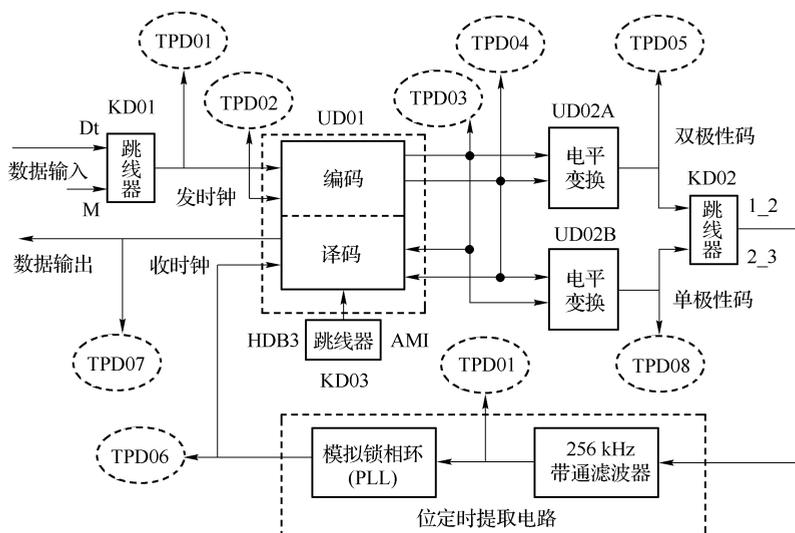


图 2.1-1 AMI/HDB3 编译码模块组成框图

由图 2.1-1 可见,输入的码流进入 UD01 的 1 脚,在 2 脚时钟信号的推动下输入 UD01 的编码单元,HDB3 与 AMI 由跳线开关 KD03 选择。编码之后的结果在 UD01 的 14 (TPD03)、15 (TPD04) 脚输出。输出信号在电路板上直接返回到 UD01 的 11、13 脚,由 UD01 内部译码单元进行译码。通常译码之后 TPD07 与 TPD01 的波形应一致,但由于当前的输出 HDB3 码字可能与前 4 个码字有关,因而 HDB3 的编译码时延较大。运算放大器 UD02A 构成一个差分放大器,用来将线路输出的 HDB3 码变换为双极性码输出 (TPD05)。运算放大器 UD02B 构成一个相加器,用来将线路输出的 HDB3 码变换为单极性码输出 (TPD08)。

跳线开关 KD01 用于输入编码信号选择:当 KD01 设置在 Dt 位置时(第 3 竖排),输入编码信号来自复接模块的 TDM 帧信号;当 KD01 设置在 ALL1 位置时(第 1 竖排),输入编码信号为全 1 码;当 KD01 设置在 ALL0 位置时(第 2 竖排),输入编码信号为全 0 码。当 KD01 设置在 M 位置时(第 4 竖排),输入编码信号来自本地的 M 序列,用于编码信号观测;本地

的 M 序列格式受 CMI 编码模块跳线开关 KX02 控制: KX02 设置在 1_2 位置(左端), 为 15 位周期 M 序列(111100010011010); KX02 设置在 2_3 位置(右端), 为 7 位周期 M 序列(1110010)。

跳线开关 KD02 用于选择将双极性码或单极性码送到位同步提取锁相环提取收时钟: 当 KD02 设置在 1_2 位置(左端), 输出为双极性码; 当 KD02 设置在 2_3 位置(右端), 输出为单极性码。

跳线开关 KD03 用于 AMI 或 HDB3 方式选择: 当 KD03 设置在 HDB3 状态时(左端), UD01 完成 HDB3 编译码系统; 当 KD03 设置在 AMI 状态时(右端), UD01 完成 AMI 编译码系统。

该模块内各测试点的安排如下:

- (1) TPD01: 编码输入数据(256 kbps);
- (2) TPD02: 256 kHz 编码输入时钟(256 kHz);
- (3) TPD03: HDB3 输出 +;
- (4) TPD04: HDB3 输出 -;
- (5) TPD05: HDB3 输出(双极性码);
- (6) TPD06: 译码输入时钟(256 kHz);
- (7) TPD07: 译码输出数据(256 kbps);
- (8) TPD08: HDB3 输出(单极性码)。

四、实验内容

1. AMI 码编码规则验证

(1) 由于 AMI 实验用的时钟信号由复接/解复接提供, 因此首先用 10 针排线连接模块 JKD01 和复接/解复接模块的 JKB02, 以获取时钟信号; 将输入信号选择跳线开关 KD01 设置在 M 位置(第 4 竖排)、单/双极性码输出选择开关设置 KD02 设置在 2_3 位置(右端)、AMI/HDB3 编码开关 KD03 设置在 AMI 位置(右端), 使该模块工作在 AMI 码方式。

(2) 将 CMI 编码模块内的跳线开关 KX01 设置在 2_3 位置(右端), 将 CMI 编码模块内的 M 序列类型选择跳线开关 KX02 设置在 2_3 位置(右端), 产生 7 位周期 M 序列。用示波器同时观测输入数据 TPD01 和 AMI 输出双极性编码数据 TPD05 波形及单极性编码数据 TPD08 波形, 观测时用 TPD01 同步。分析观测输入数据与输出数据关系是否满足 AMI 编码关系, 画下一个 M 序列周期的测试波形。

(3) 将 CMI 编码模块内的 M 序列类型选择跳线开关 KX02 设置在 1_2 位置(左端), 产生 15 位周期 M 序列。重复上述测试步骤, 记录测试结果。

(4) 将输入数据选择跳线开关 KD01 设置在 ALL1 位置时(第 1 竖排), 输入编码信号为全 1 码; 重复上述测试步骤, 记录测试结果。

(5) 将输入数据选择跳线开关 KD01 设置在 ALL0 位置时(第 2 竖排), 输入编码信号为全 0 码; 重复上述测试步骤, 记录测试结果。

2. AMI 码译码和时延测量

(1) 将输入数据选择跳线开关 KD01 设置在 M 位置(右端); 将 CMI 编码模块内的跳线开关 KX01 设置在 2_3 位置(右端), CMI 编码模块内的 M 序列类型选择跳线开关 KX02 设置

在 1_2 位置(左端),产生 15 位周期 M 序列;将锁相环模块内输入信号选择跳线开关 KP01、KP02 设置在 HDB3 位置(右端)。为 AMI 恢复译码时钟。

(2) 用示波器同时观测输入数据 TPD01 和 AMI 译码输出数据 TPD07 波形,观测时用 TPD01 同步。观测 AMI 译码输出数据是否正确,画下测试波形。问:AMI 编码和译码的数据时延是多少?

(3) 将 CMI 编码模块内的 M 序列类型选择跳线开关 KX02 设置在 2_3 位置(右端),产生 7 位周期 M 序列。重复上译步骤测量,记录测试结果。问:此时 AMI 编码和译码的数据时延是多少?

思考:数据时延量测量应考虑什么因素?

3. AMI 编码信号中同步时钟分量定性观测

(1) 将输入数据选择跳线开关 KD01 设置在 M 位置(右端),将 CMI 编码模块内的 M 序列类型选择跳线开关 KX02 设置在 1_2 位置,产生 15 位周期 M 序列;将锁相环模块内输入信号选择跳线开关 KP01、KP02 设置在 HDB3 位置(右端)。为 AMI 恢复译码时钟。

(2) 将极性码输出选择跳线开关 KD02 设置在 2_3 位置(右端)产生单极性码输出,用示波器测量模拟锁相环模块 TPP01 波形;然后将跳线开关 KD02 设置在 1_2 位置(左端)产生双极性码输出,观测 TPP01 波形变化。通过测量结果回答:①AMI 编码信号转换为双极性码或单极性码后,哪种码型时钟分量更丰富,为什么?②接收机应将接收到的信号转换成何种码型才有利于收端位定时电路对接收时钟进行提取?

(3) 将极性码输出选择跳线开关 KD02 设置在 2_3 位置(右端)产生单极性码输出,使输入数据为全“1”码(方法见 1),重复上述测试步骤,记录分析测试结果。

(4) 使输入数据为全“0”码(方法见 1),重复上述测试步骤,记录测试结果。

思考:具有长连 0 码格式的数据在 AMI 编译码系统中传输会带来什么问题,如何解决?

4. AMI 译码位定时恢复测量

(1) 将输入数据选择跳线开关 KD01 设置在 M 位置(右端),将 CMI 编码模块内的 M 序列类型选择跳线开关 KX02 设置在 1_2(或 2_3)位置,将锁相环模块内输入信号选择跳线开关 KP01、KP02 设置在 HDB3 位置(右端)。为 AMI 恢复译码时钟。

(2) 先将跳线开关 KD02 设置在 2_3 位置(右端)单极性码输出,用示波器测量同时观测发送时钟测试点 TPD02 和接收时钟测试点 TPD06 波形,测量时用 TPD02 同步。此时两收发时钟应同步。然后,再将跳线开关 KD02 设置在 1_2 位置(左端)单极性码输出,观测 TPD02 和 TPD06 波形。记录和分析测量结果。

(3) 将跳线开关 KD02 设置回 2_3 位置(右端)单极性码输出,再将跳线开关 KD01 拨除,使输入数据为全 1 码或全 0 码(方法见 1)。重复上述测试步骤,记录分析测试结果。

思考:为什么在实际传输系统中使用 HDB3 码?用其他方法行吗(如扰码)?

5. HDB3 码变换规则验证

(1) 首先将输入信号选择跳线开关 KD01 设置在 M 位置(右端)、单/双极性码输出选择开关设置 KD02 设置在 2_3 位置(右端)、AMI/HDB3 编码开关 KD03 设置在 HDB3 位置(左端),使该模块工作在 HDB3 码方式。

(2) 将 CMI 编码模块内的 M 序列类型选择跳线开关 KX02 设置在 2_3 位置(右端),产生

7 位周期 M 序列。用示波器同时观测输入数据 TPD01 和 HDB3 输出双极性编码数据 TPD05 波形及单极性编码数据 TPD08 波形, 观测时用 TPD01 同步。分析观测输入数据与输出数据关系是否满足 HDB3 编码关系, 画下一个 M 序列周期的测试波形。

(3) 将 CMI 编码模块内的 M 序列类型选择跳线开关 KX02 设置在 1_2 位置(左端), 产生 15 位周期 M 序列。重复上述测试步骤, 记录测试结果。

(4) 使输入数据端口悬空产生全 1 码(方法同 1), 重复上述测试步骤, 记录测试结果。

(5) 使输入数据为全 0 码(方法同 1), 重复上述测试步骤, 记录测试结果。

6. HDB3 码译码和时延测量

(1) 将输入数据选择跳线开关 KD01 设置在 M 位置(右端); 将 CMI 编码模块内的 M 序列类型选择跳线开关 KX02 设置在 1_2 位置(左端), 产生 15 位周期 M 序列; 将锁相环模块内输入信号选择跳线开关 KP01、KP02 设置在 HDB3 位置(右端)。为 AMI 恢复译码时钟。

(2) 用示波器同时观测输入数据 TPD01 和 HDB3 译码输出数据 TPD07 波形, 观测时用 TPD01 同步。分析观测 HDB3 编码输入数据与 HDB3 译码输出数据关系是否满足 HDB3 编译码系统要求, 画下测试波形。问: HDB3 编码和译码的数据时延是多少?

(3) 将 CMI 编码模块内的 M 序列类型选择跳线开关 KX02 设置在 2_3 位置(右端), 产生 7 位周期 M 序列。重复上述步骤测量, 记录测试结果。问: 此时 HDB3 编码和译码的数据时延是多少, 为什么?

7. HDB3 编码信号中同步时钟分量定性观测

(1) 将输入数据选择跳线开关 KD01 设置在 M 位置(右端), 将 CMI 编码模块内的 M 序列类型选择跳线开关 KX02 设置在 1_2 位置, 产生 15 位周期 M 序列; 将锁相环模块内输入信号选择跳线开关 KP01、KP02 设置在 HDB3 位置(右端)。为 AMI 恢复译码时钟。

(2) 将极性码输出选择跳线开关 KD02 设置在 2_3 位置(右端)产生单极性码输出, 用示波器测量模拟锁相环模块 TPP01 波形; 然后将跳线开关 KD02 设置在 1_2 位置(左端)产生双极性码输出, 观测 TPP01 波形变化根据测量结果思考: HDB3 编码信号转换为双极性码和单极性码中哪一种码型时钟分量丰富。

(3) 将极性码输出选择跳线开关 KD02 设置在 2_3 位置(右端)产生单极性码输出, 使输入数据为全“1”码(方法见 1), 重复上述测试步骤, 记录分析测试结果。

(4) 使输入数据为全“0”码(方法见 1), 重复上述测试步骤, 记录测试结果。

分析总结: HDB3 码与 AMI 码有何不一样的结果?

8. HDB3 译码位定时恢复测量

(1) 将输入数据选择跳线开关 KD01 设置在 M 位置(右端), 将 CMI 编码模块内的 M 序列类型选择跳线开关 KX02 设置在 1_2(或 2_3)位置, 将锁相环模块内输入信号选择跳线开关 KP01、KP02 设置在 HDB3 位置(右端)。为 AMI 恢复译码时钟。

(2) 先将跳线开关 KD02 设置在 2_3 位置(右端)单极性码输出, 用示波器测量同时观测发送时钟测试点 TPD02 和接收时钟测试点 TPD06 波形, 测量时用 TPD02 同步。此时两收发时钟应同步。然后, 再将跳线开关 KD02 设置在 1_2 位置(左端)单极性码输出, 观测 TPD02 和 TPD06 波形。记录和分析测量结果。根据测量结果思考: 接收端为便于提取位同步信号, 需要对收到的 HDB3 编码信号做何处理?

(3) 将跳线开关 KD02 设置在 2_3 位置(右端)单极性码输出, 再将跳线开关 KD01 拨除, 使输入数据为全 1 码或全 0 码(方法见 1)。重复上述测试步骤, 记录分析测试结果。

五、实验报告

1. 根据实验结果, 画出主要测量点波形;
2. 根据测量结果, 分析 AMI 码和 HDB3 码收时钟提取电路受输入数据影响的关系;
3. 总结 HDB3 码的信号特征。

实验 2 CMI 码型变换

一、实验目的

1. 掌握 CMI 码的编码规则；
2. 熟悉 CMI 编译码系统的特性。

二、实验仪器

1. JH5001-4 通信原理综合实验系统 一台；
2. 60MHz 双踪示波器 一台。

三、实验原理

在实际的基带传输系统中，并不是所有码字都能在信道中传输的。例如，含有丰富直流和低频成分的基带信号就不适宜在信道中传输，因为它有可能造成信号严重畸变。同时，一般基带传输系统都从接收到的基带信号流中提取收定时信号，而收定时信号却又依赖于传输的码型，如果码型出现长时间的连“0”或连“1”符号，则基带信号可能会长时间地出现 0 电位，从而使收定时恢复系统难以保证收定时信号的准确性。实际的基带传输系统还可能提出其他要求，因而对基带信号也存在各种可能的要求。归纳起来，对传输用的基带信号的主要要求有两点：

- (1) 对各种代码的要求，期望将原始信息符号编制成适用于传输用的码型；
- (2) 对所选码型的电波波形要求，期望电波波形适用于在信道中传输。

前一问题称为传输码型的选择；后一问题称为基带脉冲的选择。这是两个既有独立性又有互相联系的问题，也是基带传输原理中十分重要的两个问题。

传输码(传输码又称为线路码)的结构将取决于实际信道特性和系统工作的条件。在较为复杂的基带传输系统中，传输码的结构应具有下列主要特性：

- (1) 能从其相应的基带信号中获取定时信息；
- (2) 相应的基带信号无直流成分和只有很小的低频成分；
- (3) 不受信息源统计特性的影响，即能适应信息源的变化；
- (4) 尽可能地提高传输码型的传输效率；
- (5) 具有内在的检错能力。

满足或部分满足以上特性的传输码型种类繁多，主要有 CMI 码、AMI、HDB3 等，下面将主要介绍 CMI 码。

根据 CCITT 建议，在程控数字交换机中 CMI 码一般作为 PCM 四次群数字中继接口的码型。

在 CMI 码模块中，完成 CMI 的编码与译码功能。

CMI 编码规则如表 2.2-1 所示。

在 CMI 编码中,输入码字 0 直接输出 01 码型,较为简单。对于输入为 1 的码字,其输出 CMI 码字存在两种结果:00 或 11 码,因而对输入 1 的状态必须记忆。同时,编码后的速率增加一倍,因而整形输出必须有 2 倍的输入码流时钟。在这里 CMI 码的第一位称之为 CMI 码的高位,第二位称之为 CMI 码的低位。

在 CMI 译码端,存在同步和不同步两种状态,因而需进行同步。同步过程的设计可根据码字的状态进行:因为在输入码字中不存在 10 码型,如果出现 10 码,则必须调整同步状态。在该功能模块中,可以观测到 CMI 在译码过程中的同步过程。CMI 码具有如下特点:

- (1) 不存在直流分量;
- (2) 在 CMI 码流中,具有很强的时钟分量,有利于在接收端对时钟信号进行恢复;
- (3) 具有检错能力,这是因为 1 码用 00 或 11 表示,而 0 码用 01 码表示,因而在 CMI 码流中不存在 10 码,且无 00 与 11 码组连续出现,这个特点可用于检测 CMI 的部分错码。

CMI 编码模块组成框图如图 2.2-1 所示。

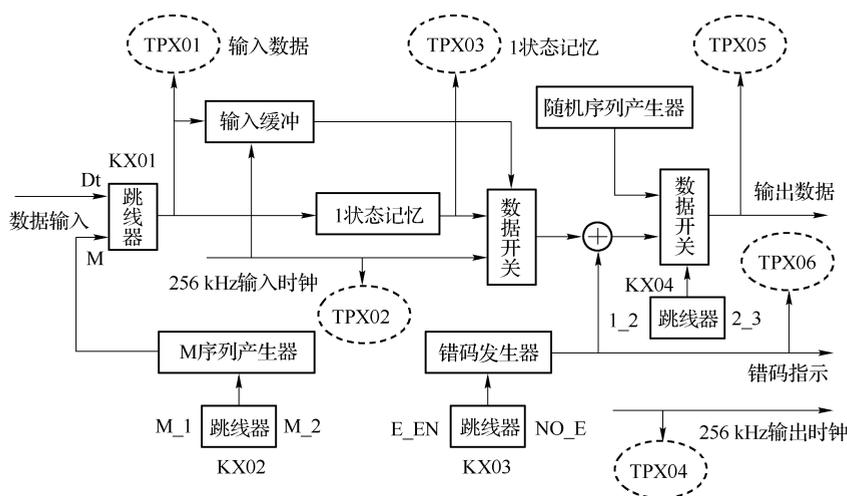


图 2.2-1 CMI 编码模块组成框图

CMI 编码器由 1 码编码器、0 码编码器和输出选择器组成。

(1) 1 码编码器:因为在 CMI 编码规则中,要求在输入码为 1 时,交替出现 00、11 码,因而在电路中必须设置一状态来确认上一次输入比特为 1 时的编码状态。这一机制通过一个 D 触发器来实现,每次当输入码流中出现 1 码时,D 触发器进行一次状态翻转,从而完成对 1 码编码状态的记忆(1 状态记忆)。同时,D 触发器的 Q 输出端也将作为输入比特为 1 时的编码输出(测试点 TPX03)。

(2) 0 码编码器:当输入码流为 0 时,则以时钟信号输出做 01 码。

(3) 输出选择器:由输入码流缓冲器的输出 Q 用于选择是 1 编码器输出还是 0 编码器输出。

输入码经过编码之后在测试点 TPX04 上可测量出 CMI 的编码输出结果。

M 序列产生器:M 序列产生器输出受码型选择跳线开关 KX02 控制,产生不同的特殊码

序列(111100010011010 或 1110010)。当输入数据选择跳线开关 KX01 设置在 M 位置时(右端), CMI 编码器输入为 M 序列产生器输出数据, 此时可以用示波器观测 CMI 编码输出信号, 验证 CMI 编码规则。

错码发生器: 为验证 CMI 编译码器系统具有检测错码能力, 可在 CMI 编码器中人为插入错码。将 KX03 设置在 E_EN 位置时(左端), 插入错码, 否则设置在 NO_N 位置(右端)时, 无错码插入。

随机序列产生器: 为观测 CMI 译码器的失步功能, 可以产生随机数据送入 CMI 译码器, 使其无法同步。先将输入数据选择跳线开关 KX01 设置在 Dt 位置(左端), 再将跳线开关 KX04 设置在 2_3 位置(右端), CMI 编码器将选择随机信号序列数据输出。正常工作时, 跳线开关 KX04 设置在 1_2 位置(左端)。

在该模块中, 测试点的安排如下:

- (1) TPX01: 输入数据(256 kbps);
- (2) TPX02: 输入时钟(256 kHz);
- (3) TPX03: 1 状态记忆输出;
- (4) TPX04: 输出时钟(512 kHz);
- (5) TPX05: CMI 编码输出(512 kbps);
- (6) TPX06: 加错输出指示。

CMI 译码模块组成框图如图 2.2-2 所示。

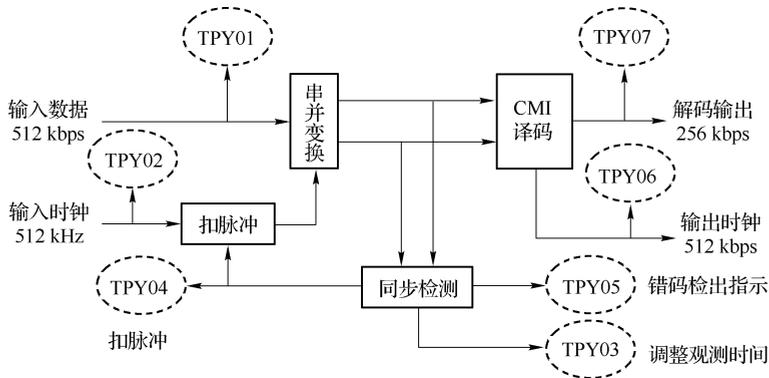


图 2.2-2 CMI 译码模块组成框图

CMI 译码电路由串并变换器、译码器、同步检测器、扣脉冲电路等组成。

(1) 串并变换器: 输入的 512 kbps 的 CMI 码流首先送入一个串并变换器, 在时钟的作用下将 CMI 的编码码字的高位与低位码字分路输出。

(2) CMI 译码器: 当 CMI 码的高位与低位通过异或门实现 CMI 码的译码。由于电路中的时延存在差异, 输出端可能存在毛刺, 要进行输出整形。译码之后的结果可在 TPY07 上测量出来, 其与 TPX01 的波形应一致, 仅存在一定的时延。

(3) 同步检测器: 根据 CMI 编码的原理, CMI 码同步时不会出现 10 码字(不考虑信道传输错码); 如果 CMI 码没有同步好(即 CMI 的高位与低位出现错锁), 将出现多组 10 码字, 此时将不正确译码。同步检测器的原理是: 当在一定时间内(1024 bit), 如出现多组 10 码字则认为 CMI 译码器未同步。此时同步检测电路输出一个控制信号到扣脉冲电路扣除一个时钟,

调整 1bit 时延, 使 CMI 译码器同步。CMI 译码器在检测到 10 码字时, 将输出错码指示 (TPY05)。

(4) 测试点 TPY03 是调整观测时间(1024 bit 的周期)。

在该模块中, 测试点的安排如下:

- (1) TPY01: CMI 编码输入数据;
- (2) TPY02: 512 kHz 输入时钟;
- (3) TPY03: 调整观测时间(1024 bit 的周期);
- (4) TPY04: 扣脉冲指示;
- (5) TPY05: 错码输出指示;
- (6) TPY06: 256 kHz 时钟输出;
- (7) TPY07: CMI 译码数据输出。

四、实验内容

由于 CMI 实验用的时钟信号由复接/解复接提供, 因此首先用 10 针排线连接模块 JKD01 和复接/解复接模块的 JKB02, 以获取时钟信号; 将输入信号选择跳线开关 KX01 设置在 M 位置(右端); 加错使能跳线开关 KX03 设置在无错 NO_E 位置(右端); M 序列码型选择开关 KX02 设置在 2_3 位置(右端), 产生 7 位周期 M 序列; 将输出数据选择开关 KX04 设置在 1_2 位置, 选择 CMI 编码数据输出。

1. CMI 码编码规则测试

(1) 用示波器同时观测 CMI 编码器输入数据(TPX01)和输出编码数据(TPX05)。观测时用 TPX01 同步, 仔细调整示波器同步。找出并画下一个 M 序列周期输入数据和对应编码输出数据波形。根据观测结果, 分析编码输出数据是否与编码理论一致。

(2) 将 KX02 设置在 1_2 位置(左端), 产生 15 位周期 M 序列, 重复上一步骤测量。画下测量波形, 分析测量结果。

2. CMI 码解码波形测试

用示波器同时观测 CMI 编码器输入数据(TPX01)和 CMI 解码器输出数据(TPY07)。观测时用 TPX01 同步。验证 CMI 译码器能否正常译码, 两者波形除时延外应一一对应。

3. CMI 码编码加错波形观测

跳线开关 KX03 是加错控制开关, 当 KX03 设置在 E_EN 位置时(左端), 将在输出编码数据流中每隔一定时间插入 1 个错码。

TPX06 是发端加错指示测试点, 用示波器同时观测加错指示点 TPX06 和输出编码数据 TPX05 的波形, 观测时用 TPX06 同步。画下有错码时的输出编码数据, 并分析接收端 CMI 译码器可否检测出。

4. CMI 码检错功能测试

首先将输入信号选择跳线开关 KX01 设置在 Dt 位置(左端); 将加错跳线开关 KX03 设置在 E_EN 位置, 人为插入错码, 模拟数据经信道传输误码。

(1) 用示波器同时测量加错指示点 TPX06 和 CMI 译码模块中检测错码指示点 TPY05 波形。

(2) 将输入信号选择跳线开关 KX01 设置在 M 位置(右端), 将 M 序列码型选择开关 KX02 设置在 1_2 位置(或 2_3), 重复(1)试验。观测测量结果有何变化。

(3) 关机 5 秒钟后再开机, 重复(2)试验。认真观测测试结果有何变化(注: 可以重复多测试几次——关机后再开机)。

问题与思考: 为什么有时检测错码检测点输出波形与加错指示波形不一致?

5. CMI 译码同步观测

CMI 译码器是否同步可以通过检测错码检测电路输出反映出。从当 CMI 译码器未同步时, 错码将连续地检测出。观测时, 将输入信号选择跳线开关 KX01 设置在 Dt 位置(左端), 输出数据选择开关 KX04 设置在 2_3 位置(输出不经 CMI 编码, 使接收端无法同步)。

(1) 用示波器测量失步时的检测错码检测点(TPX06)波形。

(2) 将 KX04 设置在 1_2 位置, 检测错码检测点波形应立刻同步。

6. 抗连 0 码性能测试

(1) 将输入信号选择跳线开关 KX01 拔去, 使 CMI 编码输入数据悬空(全 0 码)。用示波器测量输出编码数据(TPX05)。输出数据为 01 码, 说明具有丰富的时钟信息。

(2) 测量 CMI 译码输出数据是否与发端一致。

(3) 观测译码同步信号。

五、实验报告

1. 画出主要测量点波形;
2. 根据测量结果, 总结接收时钟受发送数据影响情况;
3. 分析: 为什么有时检测错码检测点输出波形与加错指示波形不一致?
4. 问 CMI 码是否具有纠错功能?

实验3 FSK 传输系统

一、实验目的

1. 了解 FSK 调制解调的基本工作原理；
2. 掌握 FSK 正交调制的基本工作原理与实现过程；
3. 掌握 FSK 数据传输过程；
4. 掌握 FSK 性能的测试；
5. 了解 FSK 在噪声下的基本性能。

二、实验仪器

- | | |
|-----------------|-----|
| 1. JH5001-4 实验箱 | 一台； |
| 2. 60MHz 示波器 | 一台； |
| 3. JH9001 误码测试仪 | 一台。 |

三、实验原理

(一) FSK 调制

在二进制频移键控中，幅度恒定不变的载波信号的频率随着输入码流的变化而切换（称为高音和低音，代表二进制的 1 和 0）。通常，FSK 信号的表达式为：

$$S_{\text{FSK}} = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c + 2\pi \Delta f)t \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (\text{二进制 1})$$

$$S_{\text{FSK}} = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c - 2\pi \Delta f)t \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (\text{二进制 0})$$

其中， $2\pi \Delta f$ 代表信号载波的恒定偏移。

产生 FSK 信号最简单的方法是根据输入的数据比特是 0 还是 1，在两个独立的振荡器中切换。采用这种方法产生的波形在切换的时刻相位是不连续的，因此这种 FSK 信号称为不连续 FSK 信号。不连续的 FSK 信号表达式为：

$$S_{\text{FSK}} = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_H t + \theta_1) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (\text{二进制 1})$$

$$S_{\text{FSK}} = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_L t + \theta_2) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (\text{二进制 0})$$

其实现如图 2.3-1 所示。

由于相位的不连续会造成频谱扩展，这种 FSK 的调制方式在传统的通信设备中采用较多。随着数字处理技术的发展，越来越多地采用连续相位 FSK 调制技术。

目前较常用产生 FSK 信号的方法是，首先产生 FSK 基带信号，利用基带信号对单一载波

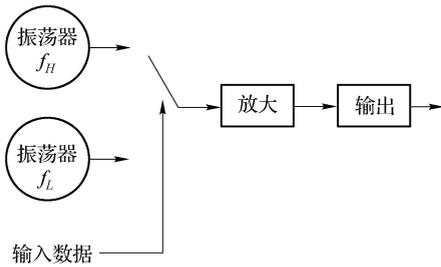


图 2.3-1 非连续相位 FSK 的调制框图

振荡器进行频率调制。因此，FSK 可表示如下：

$$S_{\text{FSK}}(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_c t + \theta(t)]$$

$$= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(n) dn]$$

应当注意，尽管调制波形 $m(t)$ 在比特转换时不连续，但相位函数 $\theta(t)$ 是与 $m(t)$ 的积分成比例的，因而是连续的，其相应波形如图 2.3-2 所示。

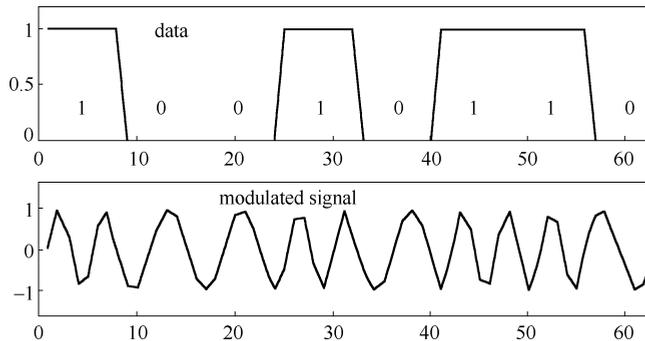


图 2.3-2 连续相位 FSK 的调制信号

由于 FSK 信号的复包络是调制信号 $m(t)$ 的非线性函数，确定一个 FSK 信号的频谱通常是相当困难的，经常采用实时平均测量的方法。二进制 FSK 信号的功率谱密度由离散频率分量 f_c 、 $f_c + n\Delta f$ 、 $f_c - n\Delta f$ 组成，其中 n 为整数。相位连续的 FSK 信号的功率谱密度函数最终按照频率偏移的负四次幂衰落。如果相位不连续，功率谱密度函数按照频率偏移的负二次幂衰落。

FSK 的信号频谱如图 2.3-3 所示。

FSK 信号的传输带宽 B_r ，由 Carson 公式给出：

$$B_r = 2\Delta f + 2B$$

其中， B 为数字基带信号的带宽。假设信号带宽限制在主瓣范围，矩形脉冲信号的带宽 $B = R$ 。因此，FSK 的传输带宽变为：

$$B_r = 2(\Delta f + R)$$

如果采用升余弦脉冲滤波器，传输带宽变为：

$$B_r = 2\Delta f + (1 + \alpha)R$$

其中， α 为滤波器的滚降因子。

在 JH5001-4 平台中，FSK 的调制方案如下：

FSK 信号：

$$s(t) = \cos(\omega_0 t + 2\pi f_i \cdot t)$$

其中：

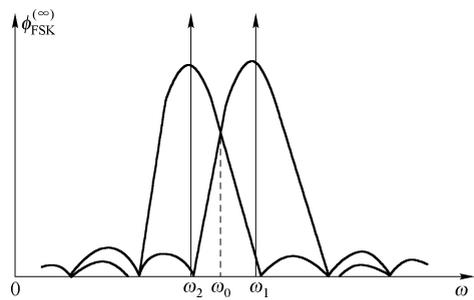


图 2.3-3 FSK 的信号频谱

$$f_i = \begin{cases} f_1 & \text{当输入码为 1} \\ f_2 & \text{当输入码为 0} \end{cases}$$

因而有：

$$\begin{aligned} s(t) &= \cos\omega_0 t \cos 2\pi f_i \cdot t - \sin\omega_0 t \sin 2\pi f_i \cdot t \\ &= \cos\omega_0 t \cos\theta(t) - \sin\omega_0 t \sin\theta(t) \end{aligned}$$

其中：

$$\theta(t) = 2\pi f_c t + 2\pi K \int_{-\infty}^t m(t) dt$$

如果进行量化处理，采样速率为 f_s ，周期为 T_s ，有下式成立：

$$\begin{aligned} \theta(n) &= \theta(n-1) + 2\pi f_c T_s + 2\pi K m(n) T_s \\ &= \theta(n-1) + 2\pi T_s [f_c + K m(n)] \\ &= \theta(n-1) + 2\pi f_i T_s \end{aligned}$$

按照上述原理，FSK 正交调制器的实现如图 2.3-4 所示。

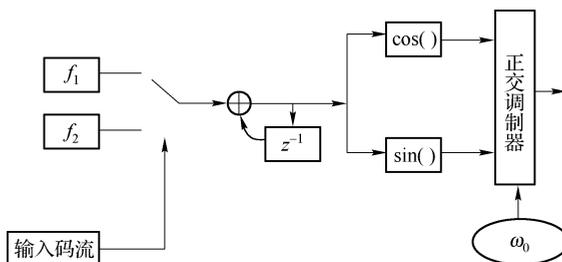


图 2.3-4 FSK 正交调制器结构图

如发送 0 码，则相位累加器在前一码元结束时相位 $\theta(n)$ 基础上，在每个抽样到达时刻相位累加 $2\pi f_1 T_s$ ，直到该码元结束；如发送 1 码，则相位累加器在前一码元结束时的相位 $\theta(n)$ 基础上，在每个抽样到达时刻相位累加 $2\pi f_2 T_s$ ，直到该码元结束。

在 JH5001-4 平台 FSK 模式的基带信号中传号采用 32 kHz 频率，空号采用 16 kHz 频率，数据传输速率为 8 kbps。

在 FSK 模式下，不采用 FEC 技术。

制器提供的数据源有：

- (1) 外加数据：通过信道接口模块提供数据；
- (2) 全 1 码：可测试传号时的发送频率；
- (3) 全 0 码：可测试空号时的发送频率；
- (4) 01 码：0101... 交替码型，用作一般测试；
- (5) 特殊码序列：周期为 8 的码序列，以便于常规示波器进行观察；
- (6) M 序列：可用于对通道性能进行测试。

FSK 调制器的结构如图 2.3-5 所示。

(二) FSK 解调

对于 FSK 信号的解调方式很多：相干解调、滤波非相干解调、正交相乘非相干解调。

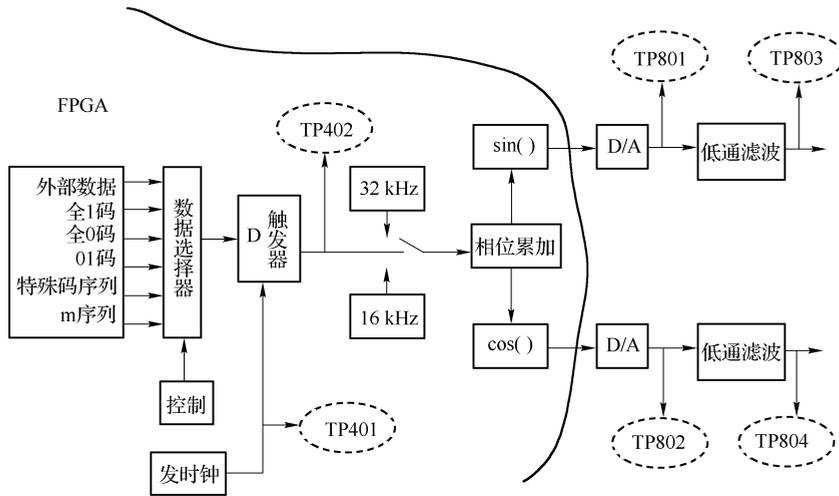


图 2.3-5 FSK 调制器结构示意图

1. FSK 相干解调

FSK 相干解调要求恢复出传号频率(f_H)与空号频率(f_L), 恢复出的载波信号分别与接收的 FSK 中频信号相乘, 然后分别在一个码元内积分, 将积分之后的结果进行相减, 如果差值大于 0 则当前接收信号判为 1, 否则判为 0。相干 FSK 解调框图如图 2.3-6 所示。

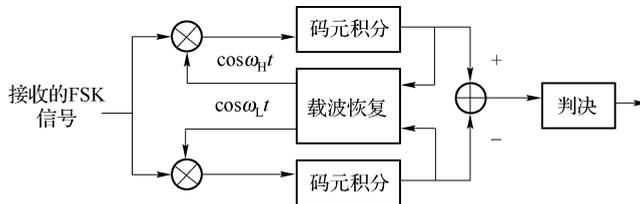


图 2.3-6 相干 FSK 的解调框图

相干 FSK 解调器是在加性高斯白噪声信道下的最佳接收, 其误码率为:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

相干 FSK 解调在加性高斯白噪声下具有较好的性能, 但在其他信道特性下情况则不完全相同, 例如在无线衰落信道下, 其性能较差, 一般采用非相干解调方案。

2. FSK 滤波非相干解调

对于 FSK 的非相干解调一般采用滤波非相干解调, 如图 2.3-7 所示。输入的 FSK 中频信号分别经过中心频率为 f_H 、 f_L 的带通滤波器, 然后分别经过包络检波, 包络检波的输出在 $t = kT_b$ 时抽样 (其中 k 为整数), 并且将这些值进行比较。根据包络检波器输出的大小, 比较器判决数据比特是 1 还是 0。

使用非相干检测时 FSK 系统的平均误码率为:

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right)$$

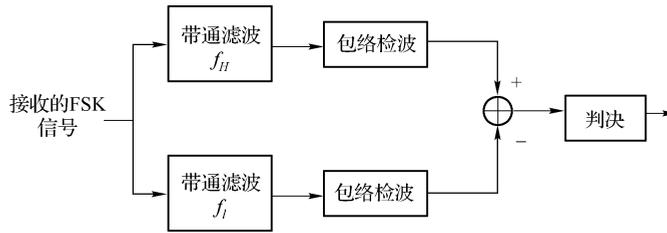


图 2.3-7 非相干 FSK 接收机的方框图

在高斯白噪声信道环境下 FSK 滤波非相干解调性能较相干 FSK 的性能要差，但在无线衰落环境下，FSK 滤波非相干解调却表现出较好的稳健性。

FSK 滤波非相干解调一般采用模拟方法来实现，该方法不太适合对 FSK 的数字化解调。对于 FSK 的数字化实现方法一般采用正交相乘方法加以实现。

3. FSK 的正交相乘非相干解调

FSK 的正交相乘非相干解调框图如图 2.3-8 所示。

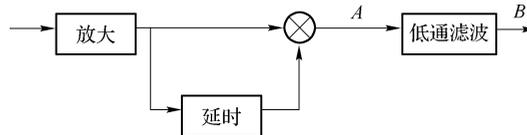


图 2.3-8 FSK 正交相乘非相干解调示意图

输入的信号为：

$$R(t) = \cos(\omega_0 t \pm \Delta\omega \cdot t)$$

传号频率为 $\omega_0 + \Delta\omega$ 。

空号频率为 $\omega_0 - \Delta\omega$ 。

在图 2.3-8 中，延时信号为：

$$R'(t) = \cos(\omega_0 \pm \Delta\omega) \cdot (t - \tau)$$

其中， τ 为延时量。

相乘之后的结果为：

$$\begin{aligned} 2R(t) \cdot R'(t) &= 2\cos(\omega_0 \pm \Delta\omega) \cdot t * \cos(\omega_0 \pm \Delta\omega) \cdot (t - \tau) \\ &= \cos[2(\omega_0 \pm \Delta\omega) \cdot t - (\omega_0 \pm \Delta\omega) \cdot \tau] + \cos[(\omega_0 \pm \Delta\omega) \cdot \tau] \end{aligned}$$

在上式中，第一项经过低通滤波器之后可以滤除。当 $\omega_0 \cdot \tau = \pi/2$ 时，上式可简化为：

$$2R(t) \cdot R'(t) \approx \sin(\pm \Delta\omega) \cdot \tau = \pm \sin\Delta\omega \tau$$

因而经过积分器(低通滤波器)之后，输出信号大小为： $\pm T_b \sin\Delta\omega \tau$ ，从而实现了 FSK 的正交相乘非相干解调。

AB 两点的波形如图 2.3-9 所示。

在 FSK 中位定时的恢复见 BPSK 解调方式。

在“JH5001-4 平台”FSK 模式中，采样速率为 96 kHz 的采样速率(每一个比特采 16 个样点)，FSK 基带信号的载频为 24 kHz，因而在 DSP 处理过程中，延时取 1 个样值。

FSK 的解调框图如图 2.3-10 所示。

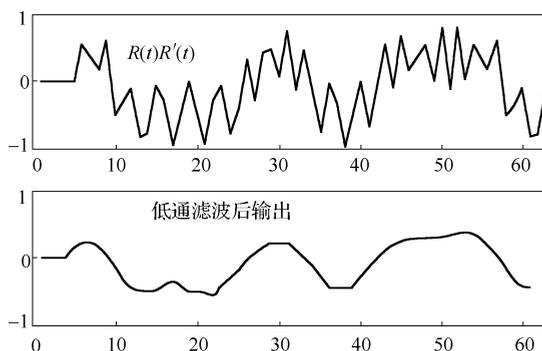


图 2.3-9 差分解调波形

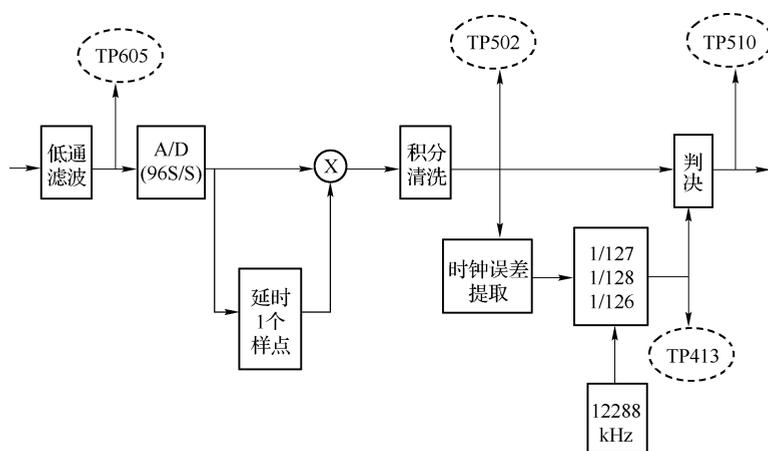


图 2.3-10 FSK 的解调方框图

(三) FSK 系统性能

对于 FSK 采用非相干解调, 在高斯白噪声信道环境下的平均误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(\frac{E_b}{2N_0}\right)$$

对于一个实际通信设备, 其性能一般较理论性能在 $\frac{E_b}{N_0}$ 上要恶化几个 dB, 一般可达 (2 ~ 3 dB)。因而, 对于一个调制方式已确定的信道设备, 对于其误码率的测量是一个十分重要的环节。一方面可以衡量其在实际信道环境下的性能, 比理论值所恶化的程度; 另一方面, 通过测量设备的信道误码率指标, 可以判断当前设备是否工作正常。

对设备信道误码率指标的测量, 不仅对该设备的性能有所了解, 同时它也是通信系统工程方面(系统建立、维护)重要的工具。

1. 信道 $\frac{E_b}{N_0}$ 的测量

对于 FSK 信道, $\frac{E_b}{N_0}$ 的测量一般可采用功率测量, 如图 2.3-11 所示。