

通信原理实验指导书

长江大学电信学院

2010 年 6 月

目 录

实验一 码型变换.....	2
实验二 移频键控 FSK 调制与解调.....	7
实验三 移相键控 PSK/DPSK 调制与解调.....	13
实验四 抽样定理和 PAM 调制解调.....	18
实验五 两路 PCM 时分复用.....	24
实验六 载波传输系统.....	29
实验七 脉冲编码调制解调.....	31
实验八 载波同步提取.....	42

实验一 码型变换

一、实验目的

1. 了解几种常用的数字基带信号。
2. 掌握常用数字基带传输码型的编码规则。
3. 掌握常用 CPLD 实现码型变换的方法。

二、实验内容

1. 观察 NRZ 码、RZ 码、AMI 码、HDB3 码、CMI 码、BPH 码的波形。
2. 观察全 0 码或全 1 码时各码型的波形。
3. 观察 HDB3 码、AMI 码的正负极性波形。
4. 观察 RZ 码、AMI 码、HDB3 码、CMI 码、BPH 码经过码型反变换后的输出波形。

三、实验器材

- | | |
|--------------|----|
| 1. 信号源模块 | 一块 |
| 2. ⑥号模块 | 一块 |
| 3. ⑦号模块 | 一块 |
| 4. 20M 双踪示波器 | 一台 |
| 5. 连接线 | 若干 |

四、实验原理

1. 基本原理

在数字通信中，有些场合可以不经过载波调制和解调过程而让基带信号直接进行传输。例如，在市区内利用电报机直接进行电报通信，或者利用中继方式在长距离上直接传输 PCM 信号等。这种不使用载波调制装置而直接传送基带信号的系统，我们称它为基带传输系统，它的基本结构如图 1 所示。

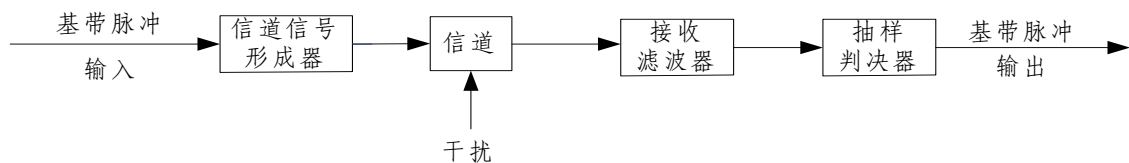


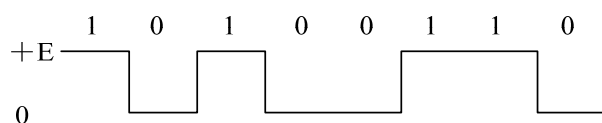
图 1 基带传输系统的基本结构

2. 编码规则

1) NRZ 码

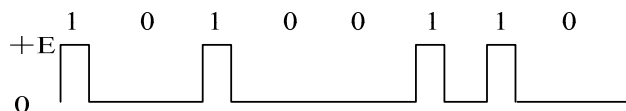
NRZ 码的全称是单极性不归零码，在这种二元码中用高电平和低电平（这里为零电平）分别

表示二进制信息“1”和“0”，在整个码元期间电平保持不变。例如：



2) RZ 码

RZ 码的全称是单极性归零码，与 NRZ 码不同的是，发送“1”时在整个码元期间高电平只持续一段时间，在码元的其余时间内则返回到零电平。例如：



3) AMI 码

AMI 码的全称是传号交替反转码。这是一种将信息代码 0(空号)和 1(传号)按如下方式进行编码的码：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,。

例如：

信息代码：1 0 0 1 1 0 0 0 1 1 1.....

AMI 码： +1 0 0 -1 +1 0 0 0 -1 +1 -1.....

由于 AMI 码的传号交替反转，故由于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。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。

4) HDB3 码

HDB3 码是对 AMI 码的一种改进码，它的全称是三阶高密度双极性码。其编码规则如下：先检查消息代码（二进制）的连 0 情况，当没有 4 个或 4 个以上连 0 串时，按照 AMI 码的编码规则对信息代码进行编码；当出现 4 个或 4 个以上连 0 串时，则将每 4 个连 0 小段的第 4 个 0 变换成与前一非 0 符号（+1 或 -1）同极性的符号，用 V 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。当两个相邻 V 符号之间有奇数个非 0 符号时，用取代节“000V”取代 4 连 0 信息码；当两个相邻 V 符号间有偶数个非 0 符号时，用取代节“B00V”取代 4 连 0 信息码。例如：

代码： 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 1 1

AMI 码： -1 0 0 0 0 +1 0 0 0 0 -1 +1 0 0 0 0 -1 +1

HDB3 码： -1 0 0 0 -V +1 0 0 0 +V -1 +1 -B00 -V -1 +1

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，而不管信息源的统计特性如何。这对于定时信号的恢复是十分有利的。HDB3 码是 CCITT

推荐使用的码型之一。

5) CMI 码

CMI 码是传号反转码的简称，其编码规则为：“1”码交替用“11”和“00”表示；“0”码用“01”表示。

例如：

代码：	1	1	0	1	0	0	1
CMI 码：	11	00	01	11	01	01	00

这种码型有较多的电平跃变，因此含有丰富的定时信息。该码已被 CCITT 推荐为 PCM（脉冲编码调制）四次群的接口码型。在光缆传输系统中有时也用作线路传输码型。

6) BPH 码

BPH 码的全称是数字双相码（Digital Biphas），又称 Manchester 码，即曼彻斯特码。它是对每个二进制码分别利用两个具有 2 个不同相位的二进制新码去取代的码，编码规则之一是：

0→01（零相位的一个周期的方波）

1→10（ π 相位的一个周期的方波）

例如：

代码：	1	1	0	0	1	0	1
双相码：	10	10	01	01	10	01	10

双相码的特点是只使用两个电平，这种码既能提供足够的定时分量，又无直流漂移，编码过程简单。但这种码的带宽要宽些。

3. 电路原理

将信号源产生的 NRZ 码和位同步信号 BS 送入 U1（EPM3064）进行变换，可以直接得到各种单极性码和各种双极性码的正、负极性编码信号（因为 CPLD 的 IO 口不能直接接负电平，所以只能将分别代表正极性和负极性的两路编码信号分别输出，再通过外加电路合成双极性码），如 HDB₃ 码的正、负极性编码信号送入 U2（CD4051）的选通控制端，控制模拟开关轮流选通正、负电平，从而得到完整的 HDB₃ 码。解码也同样需要将双极性的 HDB₃ 码变换成分别代表正极性和负极性的两路信号，再送入 CPLD 进行解码，得到 NRZ 码。其他双极性码的编、解码过程相同。各编码波形如图 2 所示

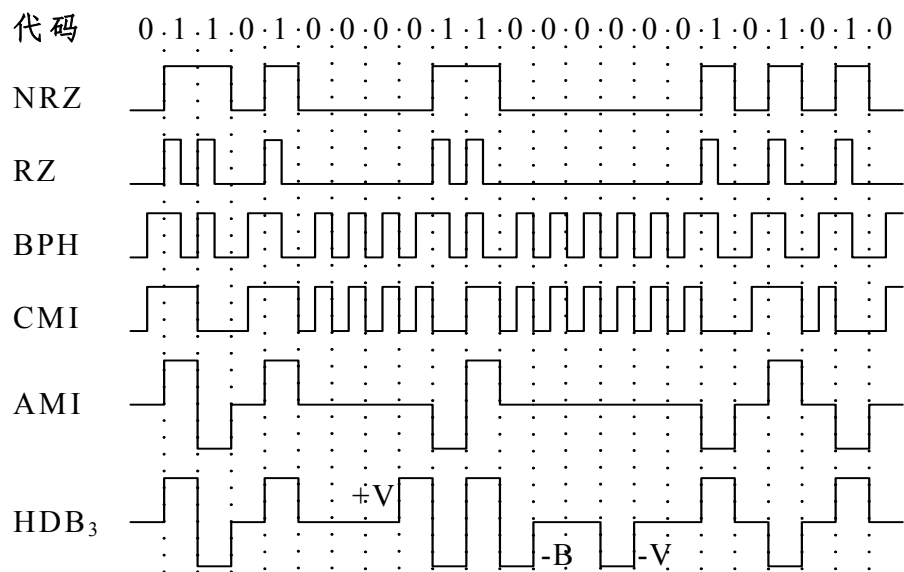


图-2 编码波形

五、输入、输出点参考说明

1. 输入点说明

NRZ: NRZ 码输入点。

BS: 编码时钟输入点。

BSR: 解码时钟输入点。

IN-A: 正极性 HDB3/AMI 码编码输入点。

IN-B: 负极性 HDB3/AMI 码编码输入点。

DIN1: 正极性 HDB3/AMI 码解码输入点。

DIN2: 负极性 HDB3/AMI 码解码输入点。

HDB3/AMI-IN: HDB3/AMI 码编码输入点。

2. 输出点说明

DOUT1: 编码输出, 由拨码开关 S1 控制编码码型。选择 AMI、HDB3 码型时, 为正极性编码输出。

DOUT2: 编码输出, 由拨码开关 S1 控制编码码型。选择 AMI、HDB3 码型时, 为负极性编码输出, 选择其它码型时, 无输出。

OUT-A: 正极性 HDB3/AMI 码解码输出点。

OUT-B: 负极性 HDB3/AMI 码解码输出点。

HDB3/AMI-OUT: HDB3/AMI 码编码输出点。

NRZ-OUT: 解码输出。

六、实验步骤

1. CMI, RZ, BPH 码编解码电路观测

- 1) 将信号源模块和模块 6、7 固定在主机箱上，将塑封螺钉拧紧，确保电源接触良好。
- 2) 通过模块 6 上的拨码开关 S1 选择码型为 CMI 码，即“00100000”。
- 3) 信号源模块上 S4、S5 都拨到“1100”，S1、S2、S3 分别设为“01110010”“01010101”“00110011”。
- 4) 对照下表完成实验连线

源端口	目的端口	连线说明
信号源: NRZ (8K)	模块 6: NRZIN	8KNRZ 码基带传输信号输入
信号源: CLK2 (8K)	模块 6: BS	提供编译码位时钟
模块 6: DOUT1	模块 6: DIN1	电平变换的编码输入 A
模块 6: DOUT1	模块 7: DIN	锁相环法同步提取输入
模块 7: BS	模块 6: BSR	提取的位时钟给译码模块

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源**

- 5) 将模块 7 的 S2 设置为“0111”
- 6) 以 “NRZIN”为内触发源，用双踪示波器观测编码输出“DOUT1”波形。
- 7) 以 “NRZIN”为内触发源，用双踪示波器对比观测解码输出“NRZ-OUT”波形，观察解码波形与初始信号是否一致。
- 8) 拨码开关 S1 选择码型为 RZ 码（00010000）、BPH 码（00001000）重复上述步骤。

2. AMI, HDB3 码编解码电路观测

- 1) 通过模块 6 上的拨码开关 S1 选择码型为 AMI 码，即“01000000”。
- 2) 将信号源 S4、S5 拨到“1100”，S1、S2、S3 分别设为“01110010”“00011000”“01000011”。
- 3) 对照下表完成实验连线：

源端口	目的端口	连线说明
信号源: NRZ (8K)	模块 6: NRZIN	8KNRZ 码基带传输信号输入
信号源: CLK2 (8K)	模块 6: BS	提供编译码位时钟
模块 6: DOUT1	模块 7: DIN	滤波法同步提取输入
模块 7: 位同步输出	模块 6: BSR	提取的位同步输入
模块 6: DOUT1	模块 6: IN-A	电平变换 A 路编码输入
模块 6: DOUT2	模块 6: IN-B	电平变换 B 路编码输入
模块 6: HDB3/AMI-OUT	模块 6: HDB3/AMI-IN	电平反变换输入

模块 6: OUT-A	模块 6: DIN1	电平反变换 A 路编码输出
模块 6: OUT-B	模块 6: DIN2	电平反变换 B 路编码输出

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源**

- 4) 模块 7 的 S2 设置为“1000”。
- 5) 以 “NRZIN”为内触发源，分别用双踪示波器观测“DOUT1”，“DOUT2”，“HDB3/AMI-OUT”三点的波形。
- 6) 以 “NRZIN”为内触发源，用双踪示波器观测“OUT-A”，“OUT-B”，“NRZ-OUT”三点的波形，观察解码波形与初始信号是否一致。
- 7) 通过拨码开关 S1 选择码型为 HDB3 码（S1 设置为“10000000”），重复上述步骤。
3. 将信号源模块上的拨码开关 S1, S2, S3 全部拨为 0 或者全部拨为 1，重复步骤 1、2，观察各码型编解码输出。
4. 按通信原理教材中阐述的编码原理自行设计其它码型变换电路，下载并观察各点波形。（选做）
5. 实验结束关闭电源，拆除连线，整理实验数据及波形完成实验报告。

七、实验报告要求

1. 实验目的
2. 实验内容
3. 实验器材
4. 实验原理
5. 实验步骤
6. 实验结果及分析

实验二 移频键控FSK调制与解调实验

一、实验目的

1. 掌握用键控法产生 FSK 信号的方法。
2. 掌握 FSK 过零检测解调的原理。

二、实验内容

1. 观察 FSK 调制信号波形。
2. 观察 FSK 解调信号波形。

3. 观察 FSK 过零检测解调器各点波形。

三、实验器材

1. 信号源模块	一块
2. ③号模块	一块
3. ④号模块	一块
4. ⑦号模块	一块
5. 20M 双踪示波器	一台
6. 连接线	若干

四、实验原理

1. 2FSK 调制原理

2FSK 信号是用载波频率的变化来表征被传信息的状态的，被调载波的频率随二进制序列 0、1 状态而变化，即载频为 f_0 时代表传 0，载频为 f_1 时代表传 1。显然，2FSK 信号完全可以看成两个分别以 f_0 和 f_1 为载频、以 a_n 和 $\overline{a_n}$ 为被传二进制序列的两种 2ASK 信号的合成。2FSK 信号的典型时域波形如图 1 所示，其一般时域数学表达式为

$$S_{2FSK}(t) = \left[\sum_n a_n g(t - nT_s) \right] \cos \omega_0 t + \left[\sum_n \overline{a_n} g(t - nT_s) \right] \cos \omega_1 t \quad (1)$$

式中， $\omega_0 = 2\pi f_0$ ， $\omega_1 = 2\pi f_1$ ， $\overline{a_n}$ 是 a_n 的反码，即

$$a_n = \begin{cases} 0 & \text{概率为 } P \\ 1 & \text{概率为 } 1-P \end{cases} \quad \overline{a_n} = \begin{cases} 1 & \text{概率为 } P \\ 0 & \text{概率为 } 1-P \end{cases}$$

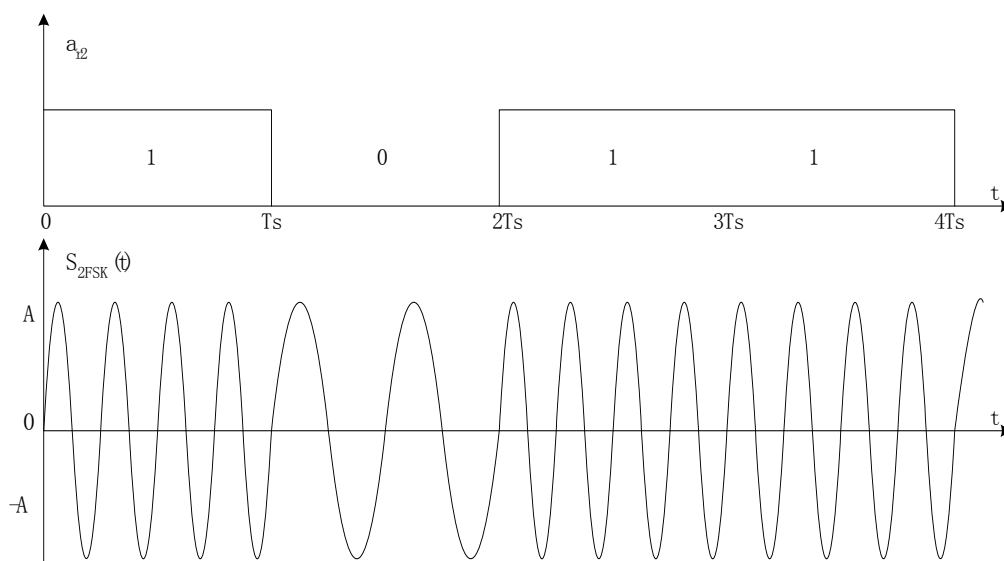


图 1 2FSK 信号的典型时域波形

此时的信号带宽近似为

$$B_{2FSK} = |f_1 - f_0| + 2R_s \text{ (Hz)} \quad (2)$$

2FSK 信号的产生通常有两种方式：（1）频率选择法；（2）载波调频法。由于频率选择法产生的 2FSK 信号为两个彼此独立的载波振荡器输出信号之和，在二进制码元状态转换（0 → 1 或 1 → 0）时刻，2FSK 信号的相位通常是不连续的，这会不利于已调信号功率谱旁瓣分量的收敛。载波调频法是在一个直接调频器中产生 2FSK 信号，这时的已调信号出自同一个振荡器，信号相位在载频变化时始终是连续的，这将有利于已调信号功率谱旁瓣分量的收敛，使信号功率更集中于信号带宽内。在这里，我们采用的是频率选择法，其调制原理框图如图 2 所示：

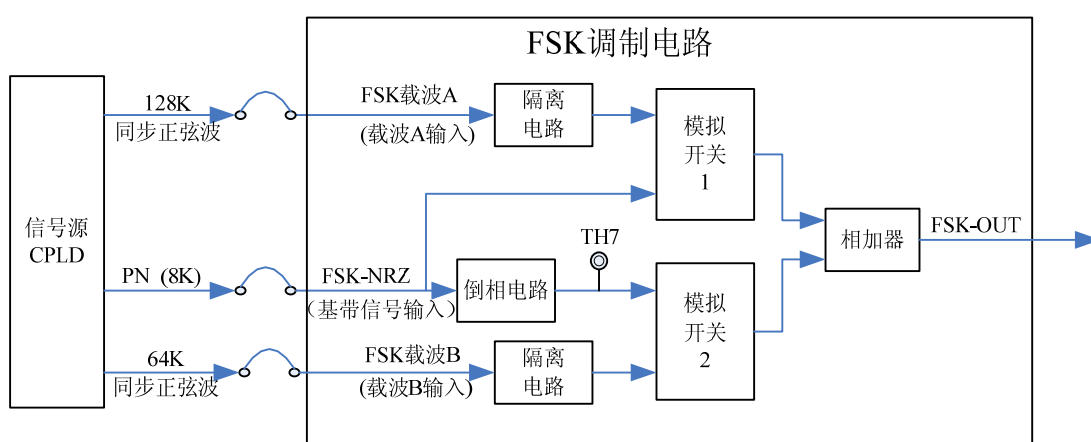


图 2 2FSK 调制原理框图

由图可知，从“FSK-NRZ”输入的基带信号分成两路，1 路经 U5(LM339)反相后接至 U4B(4066)的控制端，另 1 路直接接至 U4A(4066)的控制端。从“FSK 载波 A”和“FSK 载波 B”输入的载波信号分别接至 U4A 和 U4B 的输入端。当基带信号为“1”时，模拟开关 U4A 打开，U4B 关闭，输出第一路载波；当基带信号为“0”时，U405A 关闭，U405B 打开，此时输出第二路载波，再通过相加器就可以得到 FSK 调制信号。

2. 2FSK 解调原理

FSK 有多种方法解调，如包络检波法、相干解调法、鉴频法、过零检测法及差分检波法等，相应的接收系统的框图如图 3 所示。

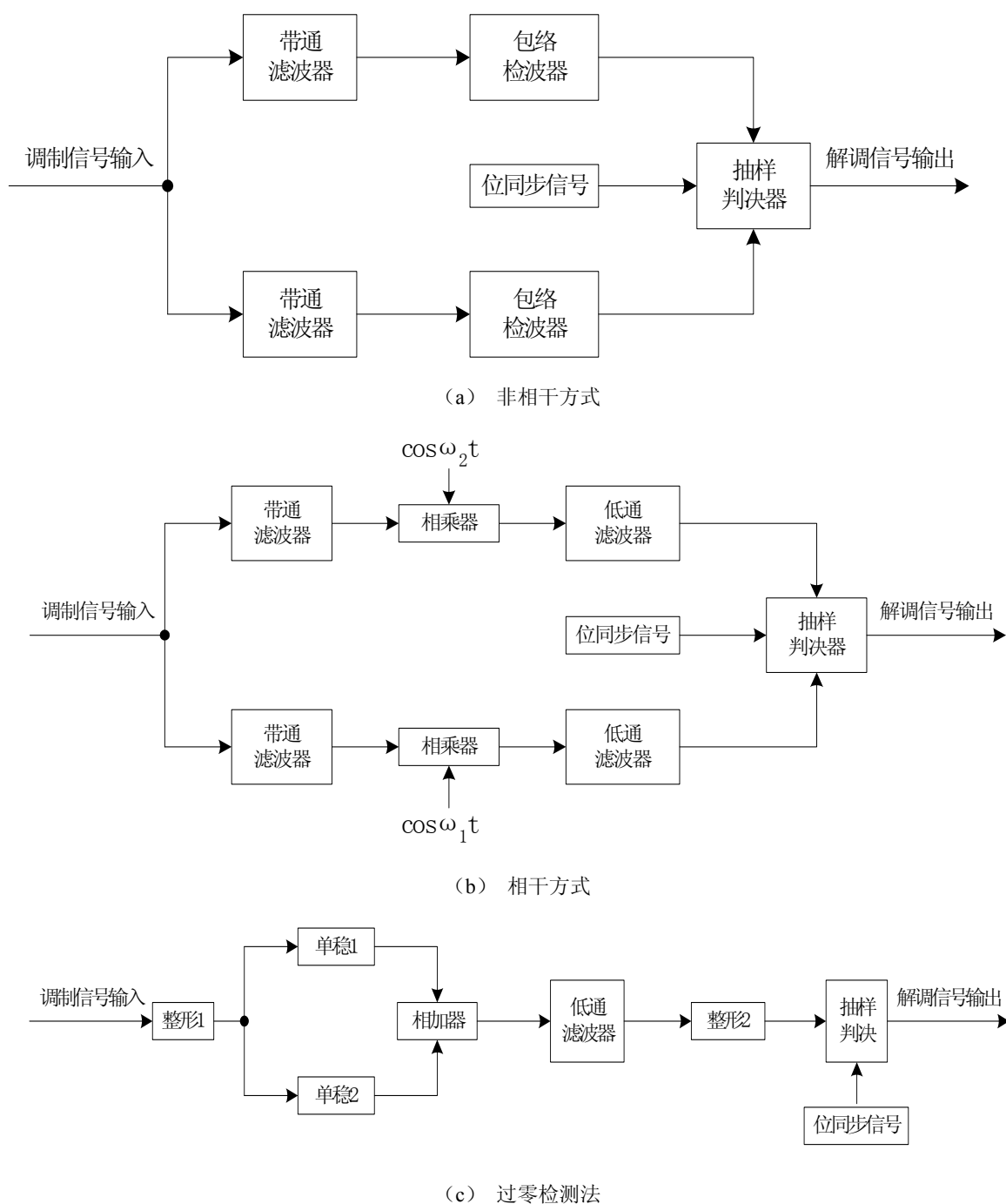


图 3 2FSK 解调原理框图

这里采用的是过零检测法对 FSK 调制信号进行解调。大家知道，2FSK 信号的过零点随不同载频而异，故检出过零点就可以得到关于频率的差异，这就是过零检测法的基本思想。用过零检测法对 FSK 信号进行解调的原理框图如图 3 (c) 所示。其中整形 1 和整形 2 的功能类似于比较器，可在其输入端将输入信号叠加在 2.5V 上。2FSK 调制信号从“FSKIN”输入。U6 (LM339) 的判决电压设置在 2.5V，可把输入信号进行硬限幅处理。这样，整形 1 将 FSK 信号变为 TTL 电平；整形 2 和抽样电路共同构成抽样判决器，其判决电压可通过电位器 W2 进行调节。单稳 1 (74LS123) 和

单稳 2（74LS123）分别被设置为上升沿触发和下降沿触发，它们与相加器 U7（74LS32）一起共同对 TTL 电平的 FSK 信号进行微分、整流处理。电阻 R30 与 R31 决定上升沿脉冲宽度及下降沿脉冲宽度。抽样判决器的时钟信号就是 FSK 基带信号的位同步信号，该信号应从“FSK-BS”输入，可以从信号源直接引入，也可以从同步信号恢复模块引入。

五、输入、输出点参考说明

1. 输入点参考说明

FSK 调制模块：

FSK-NRZ：FSK 基带信号输入点。

FSK 载波 A：A 路载波输入点。

FSK 载波 B：B 路载波输入点。

FSK 解调模块：

FSKIN：FSK 调制信号输入点。

FSK-BS：FSK 解调位同步时钟输入点。

2. 输出点参考说明

FSK 调制模块：

TH7：FSK-NRZ 经过反相后信号观测点。

FSK-OUT：FSK 调制信号输出点。

FSK 解调模块：

TH7：FSK 调制信号经整形 1(U6 LM339)后的波形观测点。

TH8：FSK 调制信号经单稳（U10A 74LS123）的信号观测点。

TH9：FSK 调制信号经单稳（U10B 74LS123）的信号观测点。

TH10：FSK 调制信号经两路单稳后相加信号观测点。

TH11：FSK 信号经低通滤波器后的输出信号

FSK-DOUT：FSK 解调信号经电压比较器后的信号输出点（未经同步判决）。

OUT2：FSK 解调信号输出点。

六、实验步骤

（一）FSK 调制实验

1. 将信号源模块和模块 3、4、7 固定在主机箱上，将黑色塑封螺钉拧紧，确保电源接触良好。
2. 按照下表进行实验连线：

源端口	目的端口	连线说明
信号源：PN（8K）	模块 3：FSK-NRZ	S4 拨为“1100”，PN 是 8K 伪随机码
信号源：128K 同步正弦波	模块 3：载波 A	提供 FSK 调制 A 路载波，幅度为 4V
信号源：64K 同步正弦波	模块 3：载波 B	提供 FSK 调制 B 路载波，幅度为 3V

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源**

3. 将模块 3 上拨码开关 S1 都拨上。以信号输入点“FSK-NRZ”的信号为内触发源，用双踪示波器同时观察点“FSK-NRZ”和点“FSK-OUT”输出的波形。
4. 单独将 S1 拨为“01”或“10”，在“FSK-OUT”处观测单独载波调制波形。
5. 通过信号源模块上的拨码开关 S4 改变 PN 码频率后送出，重复上述实验。
6. 实验结束关闭电源。

（二）FSK 解调实验

1. 接着上面 FSK 调制实验继续连线：

源端口	目的端口	连线说明
模块 3：FSK-OUT	模块 4：FSKIN	FSK 解调输入
模块 4：FSK-DOOUT	模块 7：DIN	锁相环法位同步提取信号输入
模块 7：BS	模块 3：FSK-BS	提取的位同步信号

*** 检查连线是否正确，检查无误后再次打开电源**

2. 将模块 7 上的拨码开关 S2 拨为“1000”，观察模块 4 上信号输出点“FSK-DOOUT”处的波形，并调节模块 4 上的电位器 W5（顺时针拧到最大），直到在该点观察到稳定的 PN 码。
3. 用示波器双踪分别观察模块 3 上的“FSK-NRZ”和模块四上的“OUT2”处的波形，将“OUT2”处 FSK 解调信号与信号源产生的 PN 码进行比较。
4. 实验结束关闭电源，拆除连线，整理实验数据及波形完成实验报告。

七、实验报告要求

1. 实验目的
2. 实验内容
3. 实验器材
4. 实验原理
5. 实验步骤
6. 实验结果及分析

实验三 移相键控(PSK/DPSK)调制与解调实验

一、实验目的

1. 掌握绝对码、相对码的概念以及它们之间的变换关系和变换方法。
2. 掌握用键控法产生 PSK/DPSK 信号的方法。
3. 掌握 PSK/DPSK 相干解调的原理。
4. 掌握绝对码波形与 DPSK 信号波形之间的关系。

二、实验内容

1. 观察绝对码和相对码的波形和转换关系。
2. 观察 PSK/DPSK 调制信号波形。
3. 观察 PSK/DPSK 解调信号波形。

三、实验器材

- | | |
|--------------|----|
| 1. 信号源模块 | 一块 |
| 2. ③号模块 | 一块 |
| 3. ④号模块 | 一块 |
| 4. ⑦号模块 | 一块 |
| 5. 20M 双踪示波器 | 一台 |
| 6. 连接线 | 若干 |

三、实验原理

1. 2PSK/2DPSK 调制原理

PSK 信号是用载波相位的变化表征被传输信息状态的,通常规定 0 相位载波和 π 相位载波分别代表传 1 和传 0,其时域波形示意图如图 1 所示。

设二进制单极性码为 a_n ,其对应的双极性二进制码为 b_n ,则 2PSK 信号的一般时域数学表达式为:

$$S_{2PSK}(t) = \left[\sum_n b_n g(t - nT_s) \right] \cos \omega_c t \quad (1)$$

$$\text{其中: } b_n = \begin{cases} -1 & \text{当 } a_n = 0 \text{ 时, 概率为 } P \\ +1 & \text{当 } a_n = 1 \text{ 时, 概率为 } 1-P \end{cases}$$

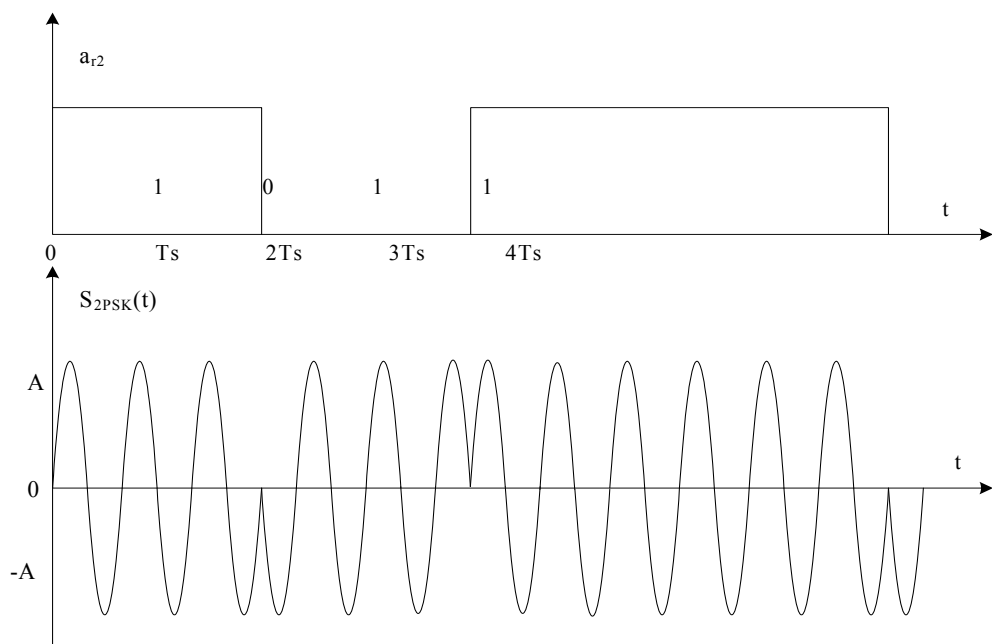


图 1 2PSK 信号的典型时域波形

2DPSK 方式即是利用前后相邻码元的相对载波相位值去表示数字信息的一种方式。例如，假设相位值用相位偏移 x 表示 (x 定义为本码元初相与前一码元初相之差)，并设

$\Delta\Phi = \pi \rightarrow$ 数字信息 “1”

$\Delta\Phi = 0 \rightarrow$ 数字信息 “0”

数字信息 (绝对码)

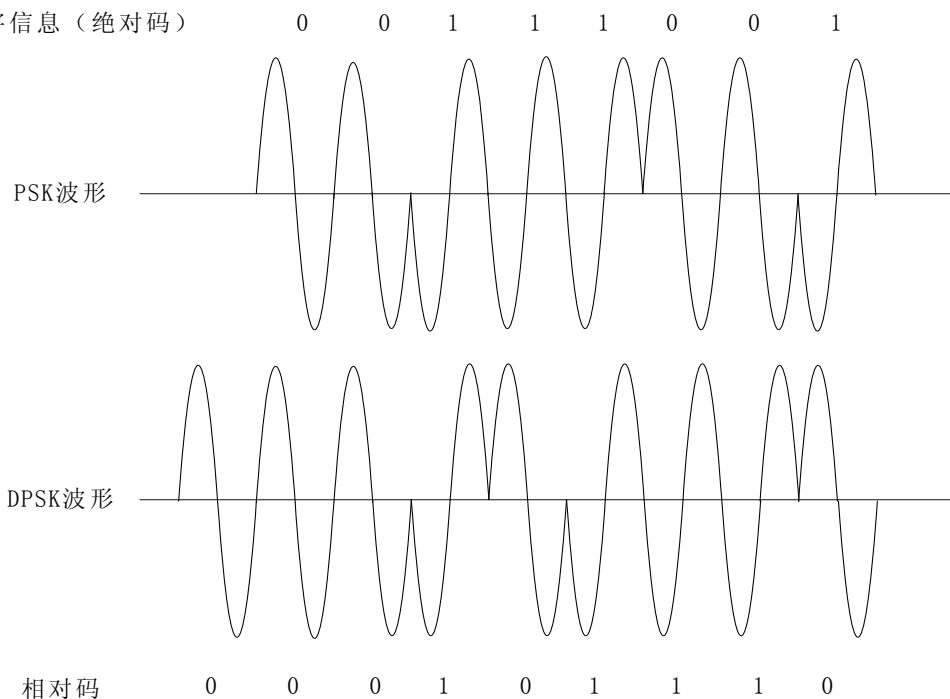


图 2 2PSK 与 2DPSK 波形对比

图 2 为对同一组二进制信号调制后的 2PSK 与 2DPSK 波形。从图中可以看出，2DPSK 信号波形与 2PSK 的不同。2DPSK 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。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。只要前后码元的相对相位关系不破坏，则鉴别这个关系就可以正确恢复数字信息，这就避免了 2PSK 方式中的“倒 π ”现象发生。同时我们也可以看到，单纯从波形上看，2PSK 与 2DPSK 信号是无法分辨的。这说明，一方面，只有已知移相键控方式是绝对的还是相对的，才能正确判定原信息；另一方面，相对移相信号可以看成是把数字信息序列（绝对码）变换成相对码，然后再根据相对码进行绝对移相而形成。

2DPSK 的调制原理与 2FSK 的调制原理类似，也是用二进制基带信号作为模拟开关的控制信号轮流选通不同相位的载波，完成 2DPSK 调制，其调制的基带信号和载波信号分别从“PSK-NRZ”和“PSK 载波”输入，差分变换的时钟信号从“PSK-BS”点输入，其原理框图如图 3 所示：

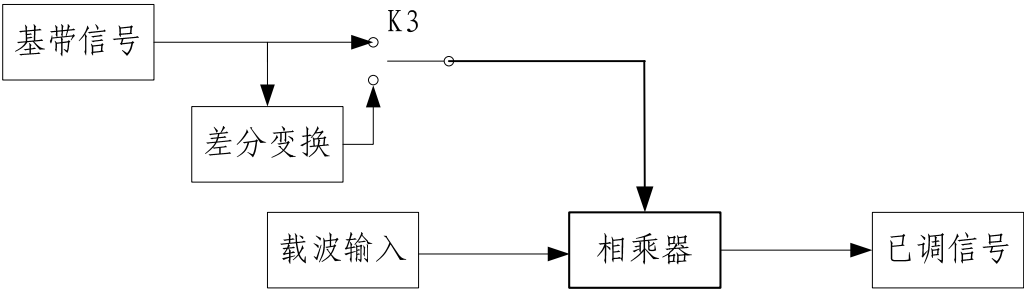


图 3 2DPSK 调制原理框图

①差分变换

DPSK 调制是采用码型变换法加绝对调相来实现，既把数据信息源（如伪随机码序列、增量调制编码器输出的数字信号或脉冲编码调制 PCM 编码器输出的数字信号）作为绝对码序列 $\{a_n\}$ ，通过差分编码器变成相对码序列 $\{b_n\}$ ，然后再用相对码序列 $\{b_n\}$ ，进行绝对移相键控，此时该调制的输出就是 DPSK 已调信号。

绝对码是以宽带信号码元的电平直接表示数字信息的，如规定高电平代表“1”，低电平代表“0”。

相对码（差分码）是用基带信号码元的电平与前一码元的电平有无变化来表示数字信息的，如规定：相对码中有跳变表示 1，无跳变表示 0。

图 4（a）是差分编码器电路，可用模二加法器延时器（延时一个码元宽度 T_b ）来实现这两种码的互相转换。

设输入的相对码 a_n 为 1110010 码，则经过差分编码器后输出的相对码 b_n 为 1011100，即 $b_n = a_n \oplus b_{n-1}$ 。图 4（b）是它的工作波形图。

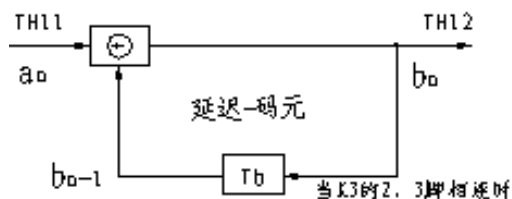


图 4 (a) 差分编码器电路

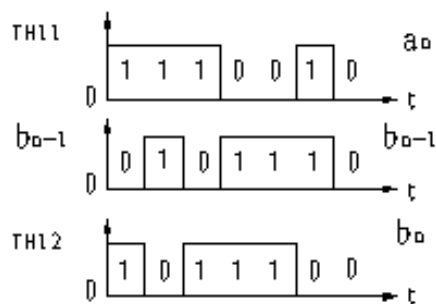


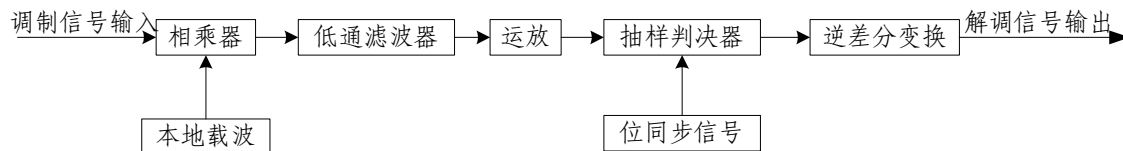
图 4 (b) 工作波形

②相乘器

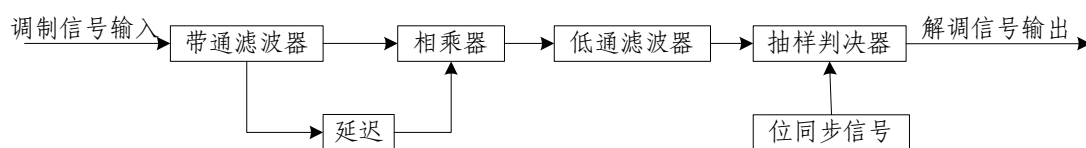
实现输入载波信号和基带信号的相乘变换，输出相应调制信号。

2. 2DPSK 解调原理

2DPSK 解调最常用的方法是极性比较法和相位比较法，这里采用的是极性比较法对 2DPSK 信号进行解调，原理框图如图 5 所示。2PSK 调制信号从“PSKIN”输入，位同步信号从“PSK-BS”输入，同步载波从“载波输入”点输入。调制信号经过 U11 (MC1496) 与载波信号相乘后，去掉了调制信号中的载波成分，再经过低通滤波器去除高频成分，得到包含基带信号的低频信号，对此信号进行抽样判决（抽样判决器由 U15 (74LS74) 构成，其时钟为基带信号的位同步信号），将 K1 的 2、3 脚相连，即可得到基带信号，对于 2DPSK 信号，将 K1 的 1、2 脚相连，即将 PSK 解调信号再经过逆差分变换电路（由 U15 (74LS74)、U13 (74LS86) 组成），就可以得到基带信号了。



(a)



(b)

(a) 极性比较法

(b) 相位比较法

图 5 2DPSK 解调原理框图

五、输入、输出点参考说明

1. 信号输入点参考说明

PSK 调制模块：

PSK-NRZ: PSK 基带信号输入点。

PSK 载波: PSK 载波信号输入点。

PSK-BS: PSK 差分编码时钟输入点。

PSK 解调模块:

PSKIN: PSK 调制信号输入 (观测点)。

PSK-BS: PSK 解调位同步时钟输入点。

载波输入: PSK 解调同步载波信号输入点。

2. 信号输出点参考说明

PSK-OUT: PSK/DPSK 调制信号输出点。

PSK-DOUT: PSK 解调信号经电压比较器后的信号输出点 (未经同步判决)。

OUT3: PSK/DPSK 解调信号输出点 (K1 的 1、2 脚相连, 输出 DPSK 解调信号, 2、3 脚相连, 输出 PSK 解调信号)。

六、实验步骤

(一) PSK/DPSK 调制实验

1. 将信号源模块和模块 3、4、7 固定在主机箱上, 将黑色塑封螺钉拧紧, 确保电源接触良好。
2. 按照下表进行实验连线:

源端口	目的端口	连线说明
信号源: PN (32K)	模块 3: PSK-NRZ	S4 拨为“1010”, PN 是 32K 伪随机码
信号源: 128K 同步正弦波	模块 3: PSK 载波	提供 PSK 调制载波, 幅度为 4V

*** 检查连线是否正确, 检查无误后打开电源**

3. 将开关 K3 拨到“PSK”端, 以信号输入点“PSK-NRZ”的信号为内触发源, 用双踪示波器同时观察点“PSK-NRZ”与“PSK-OUT”输出的波形。
4. 不改变 PSK 调制实验连线。将开关 K3 拨到“DPSK”端, 增加连线:

源端口	目的端口	连线说明
信号源: CLK1 (32K)	模块 3: PSK-BS	DPSK 位同步时钟输入

以信号输入点“PSK-NRZ”的信号为内触发源, 用双踪示波器同时观察点“PSK-NRZ”与“PSK-OUT”输出的波形。

5. 通过信号源模块上的拨码开关 S4 改变 PN 码频率后送出, 重复上述实验。
6. 实验结束关闭电源。

(二) PSK/DPSK 解调实验

1. 恢复 PSK 调制实验的连线, K3 拨到“PSK”端, 然后增加以下连线:

源端口	目的端口	连线说明
-----	------	------

模块 3: PSK-OUT	模块 4: PSKIN	PSK 解调输入
模块 3: PSK-OUT	模块 7: PSKIN	载波同步提取输入
模块 7: 载波输出	模块 4: 载波输入	提供同步解调载波
模块 4: PSK-DOUT	模块 7: DIN	锁相环法位同步提取信号输入
模块 7: BS	模块 3: PSK-BS	提取的位同步信号

*** 检查连线是否正确，检查无误后再次打开电源**

2. 将模块 7 上的拨码开关 S2 拨为“0110”，观察模块 4 上信号输出点“PSK-DOUT”处的波形。并调节模块 4 上的电位器 W4（逆时针拧到最大），直到在该点观察到稳定的 PN 码。
3. 用示波器双踪分别观察模块 3 上的“PSK-NRZ”和模块 4 上的“OUT3”处的波形，比较二者波形。
4. 通过信号源模块上的拨码开关 S4 改变 PN 码频率后送出，重复上述实验。
5. DPSK 解调与 PSK 解调基本相同，它多了一个逆差分变换过程，注意通过开关 K1 选择 DPSK 方式解调，学生可以在老师的指导下自己完成连线观察解调波形。
6. 实验结束关闭电源，拆除连线，整理实验数据及波形完成实验报告。

七、实验报告要求

1. 实验目的
2. 实验内容
3. 实验器材
4. 实验原理
5. 实验步骤
6. 实验结果及分析

实验四 抽样定理和PAM调制解调实验

一、实验目的

1. 通过脉冲幅度调制实验，使学生能加深理解脉冲幅度调制的原理。
2. 通过对电路组成、波形和所测数据的分析，加深理解这种调制方式的优缺点。

二、实验内容

1. 观察模拟输入正弦波信号、抽样时钟的波形和脉冲幅度调制信号，并注意观察它们之间的相互关系及特点。

2. 改变模拟输入信号或抽样时钟的频率，多次观察波形。

三、实验器材

- | | |
|--------------|----|
| 1. 信号源模块 | 一块 |
| 2. ①号模块 | 一块 |
| 3. 20M 双踪示波器 | 一台 |
| 4. 连接线 | 若干 |

四、实验原理

(一) 基本原理

1. 抽样定理

抽样定理表明：一个频带限制在 $(0, f_H)$ 内的时间连续信号 $m(t)$ ，如果以 $T \leq \frac{1}{2f_H}$ 秒的间隔

对它进行等间隔抽样，则 $m(t)$ 将被所得到的抽样值完全确定。

假定将信号 $m(t)$ 和周期为 T 的冲激函数 $\delta_T(t)$ 相乘，如图 1 所示。乘积便是均匀间隔为 T 秒的冲激序列，这些冲激序列的强度等于相应瞬时上 $m(t)$ 的值，它表示对函数 $m(t)$ 的抽样。若用 $m_s(t)$ 表示此抽样函数，则有： $m_s(t) = m(t)\delta_T(t)$

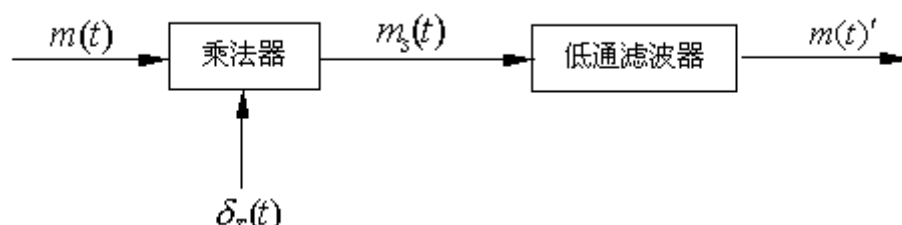


图 1 抽样与恢复

假设 $m(t)$ 、 $\delta_T(t)$ 和 $m_s(t)$ 的频谱分别为 $M(\omega)$ 、 $\delta_T(\omega)$ 和 $M_s(\omega)$ 。有

$$M_s(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} M(\omega - n\omega_s)$$

该式表明，已抽样信号 $m_s(t)$ 的频谱 $M_s(\omega)$ 是无穷多个间隔为 ω_s 的 $M(\omega)$ 相迭加而成。这就意味着 $M_s(\omega)$ 中包含 $M(\omega)$ 的全部信息。

上面讨论了低通型连续信号的抽样。如果连续信号的频带不是限于 0 与 f_H 之间，而是限制在 f_L （信号的最低频率）与 f_H （信号的最高频率）之间（带通型连续信号），那么，其抽样频率 f_s 并不要求达到 $2f_H$ ，而是达到 $2B$ 即可，即要求抽样频率为带通信号带宽的两倍。

2. 脉冲振幅调制（PAM）

所谓脉冲振幅调制，即是脉冲载波的幅度随输入信号变化的一种调制方式。如果脉冲载波是由冲激脉冲组成的，则前面所说的抽样定理，就是脉冲增幅调制的原理。

但是实际上真正的冲激脉冲串并不能付之实现，而通常只能采用窄脉冲串来实现。因而，研究窄脉冲作为脉冲载波的 PAM 方式，将具有实际意义。

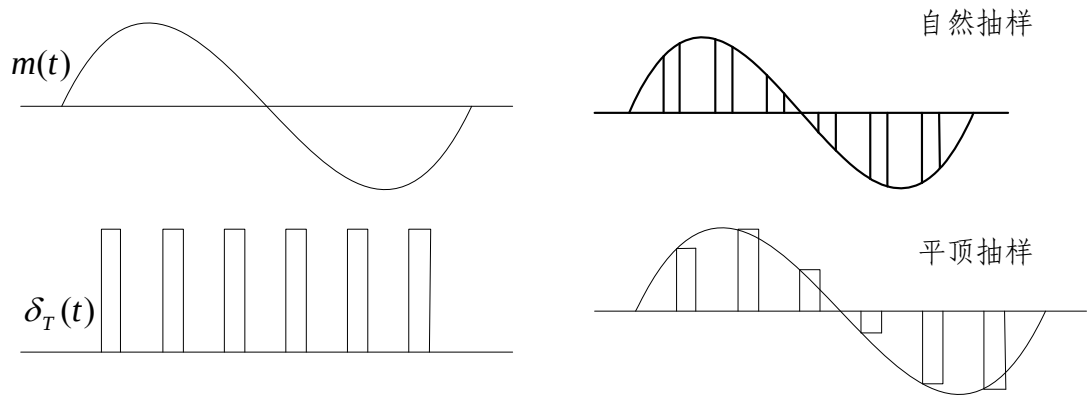


图 2 自然抽样及平顶抽样波形

PAM 方式有两种：自然抽样和平顶抽样。自然抽样又称为“曲顶”抽样，已抽样信号 $m_s(t)$ 的脉冲“顶部”是随 $m(t)$ 变化的，即在顶部保持了 $m(t)$ 变化的规律（如图 2 所示）。平顶抽样所得的已抽样信号如图 2 所示，这里每一抽样脉冲的幅度正比于瞬时抽样值，但其形状都相同。在实际中，平顶抽样的 PAM 信号常常采用保持电路来实现，得到的脉冲为矩形脉冲。

（二）电路组成

脉冲幅度调制实验系统如图 3 所示，主要由抽样保持芯片 LF398 和解调滤波电路两部分组成。

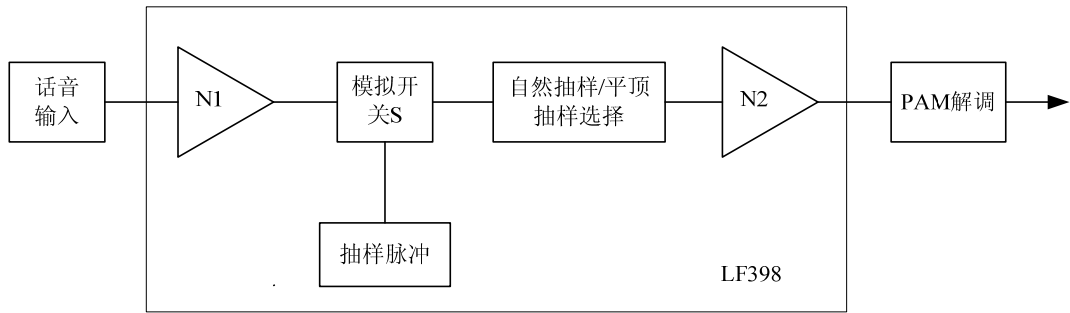


图 3 脉冲振幅调制电路原理框图

（三）实验电路工作原理

1. PAM 调制电路

如图 4 所示，LF398 是一个专用的采样保持芯片，它具有很高的直流精度和较高的采样速率，器件的动态性能和保持性能可以通过合适的外接保持电容达到最佳。内部结构如图所示；

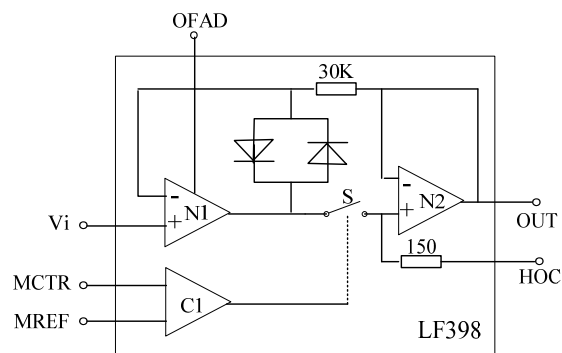


图4 LF398 的内部电路结构

N1 是输入缓冲放大器，N2 是高输入阻抗射极输出器。S 为逻辑控制采样/保持开关，当 S 接通时，开始采样；当 S 断开时，开始保持。

LF398 的引脚功能为：

3、12 脚：正负电源输入端。

1 脚：Vi，模拟电压输入端。

11 脚：MCTR，逻辑控制输入端，高电平为采样，低电平为保持。

10 脚：MREF，逻辑控制电平参考端，一般接地。

8 脚：HOC，采样/保持电容接入端。

7 脚：OUT，采样/保持输出端。

被抽样信号进入 LF398 的 1 脚 Vi 端，经内部输入缓冲放大器 N1 放大后送到模拟开关 S，此时，将抽样脉冲作为 S 的控制信号，当 LF398 的 11 脚 MCTR 端为高电平时开关接通，为低电平时开关断开。然后经过射极输出器 N2 输出比较理想的脉冲幅度调制信号。

2. PAM 解调与滤波电路

解调滤波电路由集成运放电路 TL084 组成。组成了一个二阶有源低通滤波器，其截止频率设计在 3.4KHz 左右，因为该滤波器有着解调的作用，因此它的质量好坏直接影响着系统的工作状态。该电路还在后续实验接收部分有用到。电路如图 5 所示

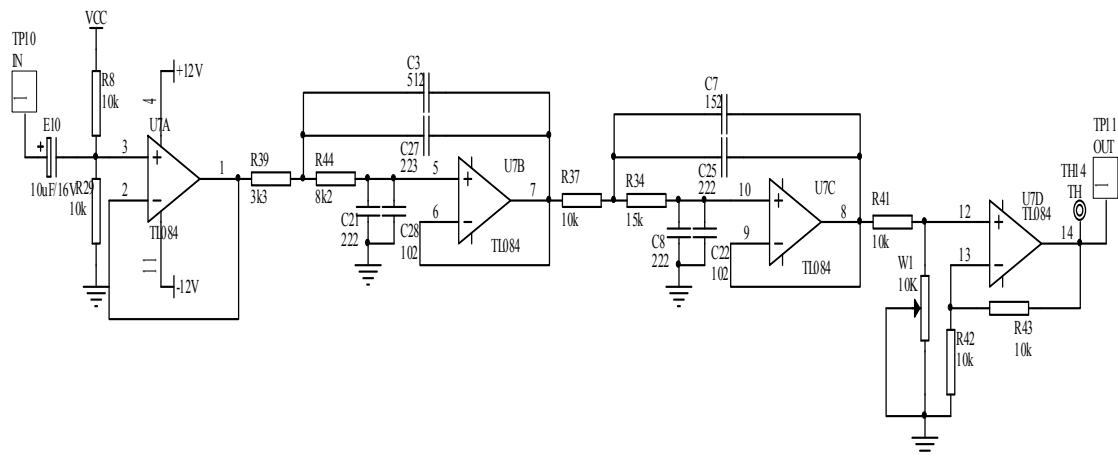


图 5 PAM 解调滤波电路

五、输入、输出点参考说明

1. 输入点参考说明

PAM-SIN: 音频信号输入端口

PAMCLK: 抽样时钟信号输入端口

IN: PAM 解调滤波电路输入端口

2. 输出点说明

自然抽样输出: 自然抽样信号输出端口

平顶抽样输出: 平顶抽样信号输出端口

OUT: PAM 解调滤波输出端口

六、实验步骤

1. 将信号源模块、模块 1 固定在主机箱上，将黑色塑封螺钉拧紧，确保电源接触良好。
2. 插上电源线，打开主机箱右侧的交流开关，将信号源模块和模块 1 的电源开关拨下，观察指示灯是否点亮，红灯为+5V 电源指示灯，绿灯为-12V 电源指示灯，黄色为+12V 电源指示灯。（**注意，此处只是验证通电是否成功，在实验中均是先连线，再打开电源做实验，不要带电连线。**）
3. 观测 PAM 自然抽样波形
 - 1) 用示波器观测信号源“2K 同步正弦波”输出，调节 W1 改变输出信号幅度，使输出信号峰-峰值在 4V 左右。
 - 2) 将信号源上 S4 设为“1010”，使“CLK1”输出 32K 时钟。
 - 3) 将模块 1 上 K1 选到“自然”。
 - 4) 关闭电源，按如下方式连线

源端口	目标端口	连线说明
信号源：“2K 同步正弦波”	模块 1:“PAM-SIN”	提供被抽样信号
信号源：“CLK1”	模块 1:“PAMCLK”	提供抽样时钟

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源**

5) 用示波器在“自然抽样输出”处观察 PAM 自然抽样波形。

4. 观测 PAM 平顶抽样波形

1) 用示波器观测信号源“2K 同步正弦波”输出，调节 W1 改变输出信号幅度，使输出信号峰-峰值在 4V 左右。

2) 将信号源上 S1、S2、S3 依次设为“10000000”、“10000000”、“10000000”，将 S5 拨为“1000”，使“NRZ”输出速率为 128K，抽样频率为：NRZ 频率/8（实验中的电路，NRZ 为“1”时抽样，为“0”时保持。在平顶抽样中，抽样脉冲为窄脉冲）。

3) 将 K1 设为“平顶”。关闭电源，按下列方式进行连线。

源端口	目标端口	连线说明
信号源：“2K 同步正弦波”	模块 1：“PAM-SIN”	提供被抽样信号
信号源：“NRZ”	模块 1：“PAMCLK”	提供抽样脉冲

4) 打开电源，用示波器在“平顶抽样输出”处观察平顶抽样波形。

5. 改变抽样时钟频率，观测自然抽样信号，验证抽样定理。

6. 观测解码后 PAM 波形与原信号的区别

1) 步骤 3 的前 3 步不变,按如下方式连线

源端口	目标端口	连线说明
信号源：“2K 同步正弦波”	模块 1:“PAM-SIN”	提供被抽样信号
信号源：“CLK1”	模块 1:“PAMCLK”	提供抽样时钟
模块 1:“自然抽样输出”	模块 1:“IN”	将 PAM 信号进行译码

2) 将 K1 设为“自然”，用“PAM-SIN”信号做示波器的触发源，用双踪示波器对比观测“PAM-SIN”和“OUT”波形。

7. 将信号源产生的音乐信号输入到模块 1 的“PAM-SIN”，“自然抽样输出”和“IN”相连，PAM 解调信号输出到信号源上的“音频信号输入”，通过扬声器听语音，感性判断该系统对话音信号的传输质量。

七、实验报告要求

1. 实验目的
2. 实验内容
3. 实验器材
4. 实验原理
5. 实验步骤
6. 实验结果及分析

实验五 两路PCM时分复用

一、实验目的

1. 掌握时分复用的概念。
2. 了解时分复用的构成及工作原理。
3. 了解时分复用的优点与缺点。
4. 了解时分复用在整个通信系统中的作用。

二、实验内容

对两路模拟信号进行 PCM 编码，然后进行复用，观察复用后的信号。

对复用后的信号进行解复用，然后进行 PCM 解码，观察解复用后的两路解码信号与原两路模拟信号是否相同。

三、实验器材

- | | |
|--------------|----|
| 1. 信号源模块 | 一块 |
| 2. ②号模块 | 一块 |
| 3. ⑧号模块 | 一块 |
| 4. ⑦号模块 | 一块 |
| 5. 20M 双踪示波器 | 一台 |
| 6. 连接线 | 若干 |

四、实验原理

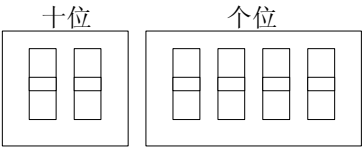
在数字通信中，PCM、 ΔM 、ADPCM 或者其它模拟信号的数字化，一般都采用时分复用方式来提高信道的传输效率。所谓复用就是多路信号（语音、数据或图像信号）利用同一个信道进行独立的传输。如利用同一根同轴电缆传输 1920 路电话，且各路电话之间的传递是相互独立的，互不干扰。

时分复用（TDM）的主要特点是利用不同时间隙来传递各路不同信号，时分复用是建立在抽样定理基础上的，因为抽样定理是连续（模拟）的基带信号有可能在被时间上离散出现的抽样脉冲所代替。这样，当抽样脉冲占据较短时间时，在抽样脉冲之间就留出了时间空隙。利用这些空隙便可以传输其他信号的抽样值，因此，就可能用一条信道同时传送若干个基带信号，并且每一个抽样值占用的时间越短，能够传输的路数也就越多。

然而，TDM 对信道中时钟相位抖动及接收端与发送端的时钟同步问题则提出了较高要求。所谓同步是指接收端能正确地从数据流中识别各路序号。为此，必须在每帧内加上标志信号（称为帧同步信号）。它可以是一组特定的码组，可以是特定宽度的脉冲。在实际通信系统中还必须传送命令以建立通信连接，如传送电话通信中的占线、摘机与挂机信号以及振铃信号等命令。上述所有信号都是时间分割，按某种固定方式排列起来，称为帧结构。

采用 TDM 制的数字通信系统，在国际上已逐步建立起标准。原则上是先把一定路数电话语音复合成一个标准数据流（称为基群），然后再把基群数据流采用同步或准同步数字复接技术，汇合成更高速的数据信号，复接后的序列中按传输速率不同，分别成为一次群、二次群、三次群、四次群等等。

在本实验中通过 FPGA 产生的帧同步信号 FS1 和 FS_SEL 来使两个 W681512 其编码产生的数据分别在 3 时间隙和可选时间隙。其中 FS_SEL 是由拨码开关来选择 27 个时间隙，十位由一个两位的拨码开关选择，个位由一个四位的拨码开关选择。如下图：



拨码开关拨 ON 为“1”，拨 OFF 为“0” 拨码开关所对应的时间隙如下表：

十位	个位	所选时隙
00	0000~0011	第 4 时隙
00	0100~1001	第 4~9 时隙
00	1010~1111	第 4 时隙
01	0000~1001	第 10~19 时隙
01	1010~1111	第 4 时隙
10	0000~1001	第 20~29 时隙
10	1010~1111	第 4 时隙
11	0000~0001	第 30~31 时隙
11	0010~1111	第 4 时隙

注：16 时隙为信令时隙，不可选

时分复用的原理框图如图 1 所示：

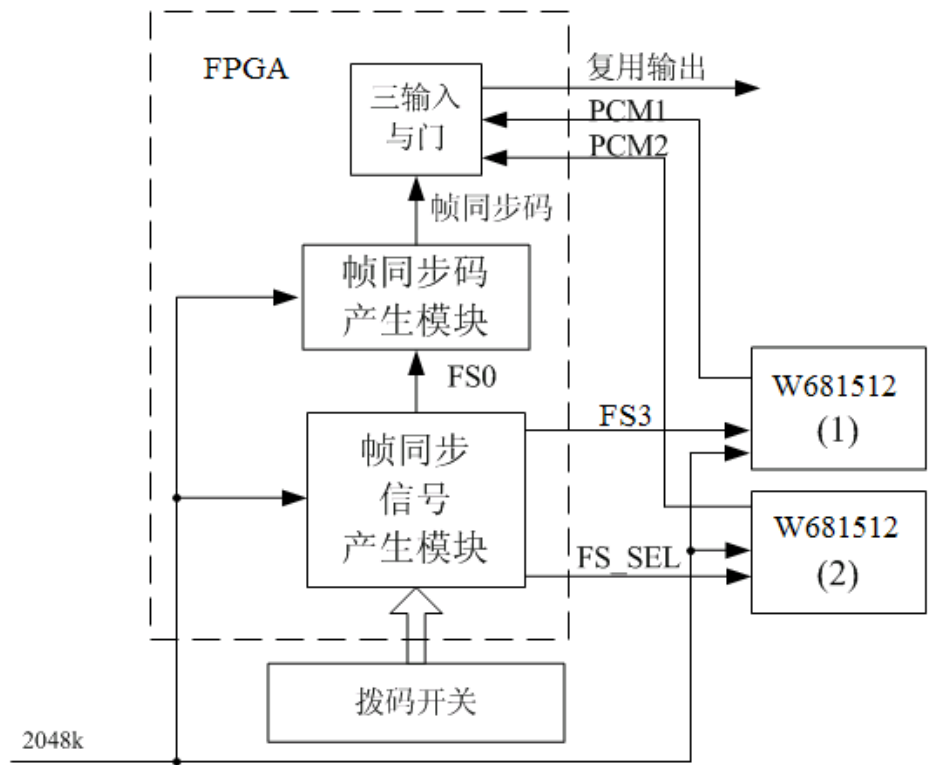


图 1 时分复用原理框图

解复用是通过帧同步提取模块提取的帧同步信号和位时钟提取模块控制计数器产生帧同步信号 TS0、TS1 和 TS_SEL。然后，再通过 TS0、TS1、TS_SEL 将复用的信号分离开。原理框图如图 2 所示：

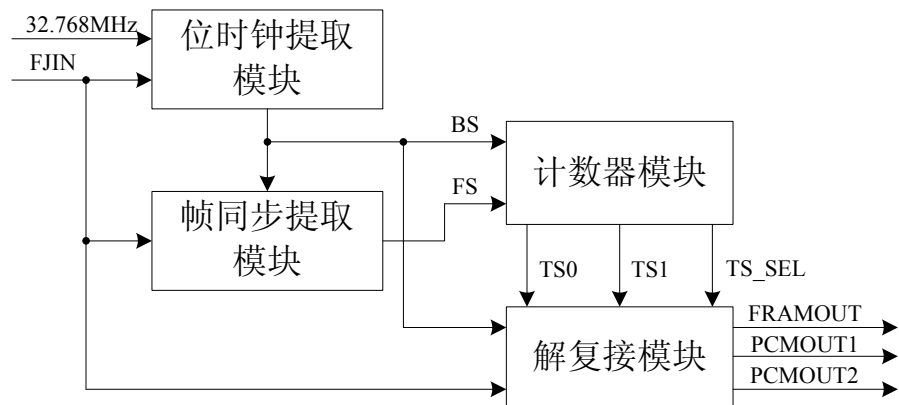


图 2 解复用原理框图

五、输入、输出点参考说明

1. 输入点说明

CLK: 主时钟输入点, 时钟为 2.048Mbps

PCMAIN; 第一路 PCM 信号输入点

PCMBIN; 第二路 PCM 信号输入点

BSIN: 解复用位时钟输入

FSIN: 解复用帧同步信号输入

FJIN: 复用信号输入

2. 输出点说明

FS0: 帧同步码所在 0 时隙的帧同步信号

FS3: 第一路 PCM 信号所在的 3 时隙的帧同步信号

FS_SEL: 第二路 PCM 信号所在时隙的帧同步信号, 时隙由 4~32 可选

FJOUT: 复接信号输出

FRAMOUT: 解复接输出的帧同步码

TS0: 解复接输出帧同步码所在时隙的帧同步信号

TS3: 解复接输出第一路 PCM 信号所在时隙的帧同步信号

TS_SEL: 解复接输出第二路 PCM 信号所在时隙的帧同步信号

PCMOUTA: 解复接输出第一路 PCM 信号

PCMOUTB: 解复接输出第二路 PCM 信号

六、实验步骤

1. 将信号源模块上 S4 拨为“0100”, S5 也拨为“0100”。

2. 在电源关闭的状态下, 按照下表完成实验连线:

源端口	目的端口	连线说明
信号源: CLK1 (2048K)	模块 8: CLK;	S4 拨为“0100”, 时钟输入
信号源: CLK2 (2048K)	模块 2: MCLK; BSX	S5 拨为“0100”, 时钟输入
信号源: 同步正弦波 (2K)	模块 2: SIN IN-A; SIN IN-B	PCM 编码输入信号
模块 8: FS3	模块 2: FSXA	A 路 PCM 编码帧同步输入
模块 8: FS_SEL	模块 2: FSXB	B 路 PCM 编码帧同步输入
模块 2: PCMOUT-A	模块 8: PCMAIN	A 路 PCM 编码输入信号
模块 2: PCMOUT-B	模块 8: PCMBIN	B 路 PCM 编码输入信号

* 检查连线是否正确, 检查无误后打开电源

3. 将模块 8 上的拨码开关 S1, S2 分别设置为 0000 0100, 用示波器观察模块 8 上“FJOUT”处的输出波形, 改变拨码开关为其它值, 观察输出波形变化情况。
4. 实验结束关闭电源。
1. 保持 PCM 时分复用实验的连线不变, 然后做下面的连线:

源端口	目的端口	连线说明
模块 8: FJOUT	模块 8: FJIN; 模块 7: DIN	解复用输入; 同步提取输入
模块 7: BS	模块 8: BSIN; 模块 2:BSR	提取的位同步输入
模块 7: FS	模块 8: FSIN	提取的帧同步输入
模块 8: PCMOUTA	模块 2: PCMIN-A	A 路 PCM 解码输入信号
模块 8: PCMOUTB	模块 2: PCMIN-B	B 路 PCM 解码输入信号
模块 8: TS3	模块 2: FSRA	A 路 PCM 解码帧同步输入
模块 8: TS_SEL	模块 2: FSRB	B 路 PCM 解码帧同步输入

*** 检查连线是否正确, 检查无误后再次打开电源**

2. 用双踪示波器对比观察模块 8 上的“PCMAIN”和“PCMOUTA”, “PCMBIN”和“PCMOUTB”的波形, 看是否一致。
3. 用双踪示波器对比观察模块 2 上“SIN IN-A”和“SIN OUT-A”, “SIN IN-B”和“SIN OUT-B”的波形, 看是否一致。
4. 实验结束关闭电源。

七、实验报告要求

1. 实验目的
2. 实验内容
3. 实验器材
4. 实验原理
5. 实验步骤
6. 实验结果及分析

实验六 载波传输系统实验

一、实验目的

1. 了解频带传输系统的构成。
2. 了解语音信号在频带传输系统中的传输过程。
3. 掌握常用 CPLD 实现码型变换的方法。

二、实验内容

对语音信号进行 CVSD 编码。然后，进行 PSK 数字调制发送。在终端进行 PSK 解调以及 CVSD 译码。最后，将语音信号送到语音终端。

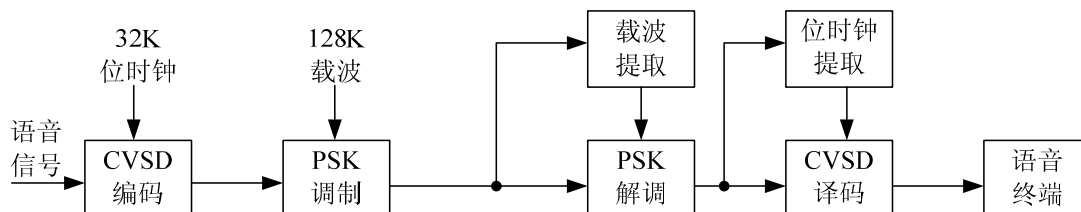
三、实验器材

- | | |
|--------------|----|
| 1. 信号源模块 | 一块 |
| 2. ①号模块 | 一块 |
| 3. ②号模块 | 一块 |
| 4. ③号模块 | 一块 |
| 5. ④号模块 | 一块 |
| 6. ⑦号模块 | 一块 |
| 7. 20M 双踪示波器 | 一台 |
| 8. 连接线 | 若干 |
| 9. 耳麦 | 一副 |

四、实验原理

本实验将模拟的语音信号经过 CVSD 编码变换成 32KBit/s 数字信号。然后，再通过 PSK 调制，将数字信号调制到 128K 的载波上发送。

在终端，先提取 PSK 载波，通过 PSK 相干解调将数字信号从载波中恢复出来。然后，再提取数字信号的位时钟，CVSD 译码，还原出模拟的语音信号。最后，送到语音终端，完成语音信号的频带传输。实验的系统框图如下：



五、实验步骤

信号源产生的模拟信号经信源编码后进行 PSK 调制，接收时经解调后，在受信者处恢复出原始的模拟信号。实验时可参考下面提供的方法进行连线：

源端口	目标端口
信号源：音乐输出	模块 1：CVSD-SIN
信号源：CLK1（32K）	模块 1：CLK
模块 1：CVSDOUT	模块 3：PSK-NRZ
信号源：128K 同步正弦波	模块 3：PSK 载波
模块 3：PSK-OUT	模块 4：PSKIN；模块 7：PSKIN
模块 7：载波输出	模块 4：载波输入
模块 4：PSK-DOUT	模块 7：DIN
模块 7：BS	模块 4：PSK-BS；模块 1：DCLK
模块 4：OUT3	模块 1：CVSD-IN
模块 1：DOUT	模块 1：IN
模块 1：OUT	信号源：音乐信号输入

注：1、模块 7 的 S2 设置为“0110”；

2、实验结果——能听到比较清晰的音乐（可以和音乐输出直接输出到音乐信号输入来比较效果）

3、条件允许的话，请用其他载波调制方式（ASK/FSK/DPSK）来实现系统，并和 PSK 方式比较效果。

六、实验报告要求

1. 实验目的
2. 实验内容
3. 实验器材
4. 实验原理
5. 实验步骤
6. 实验结果及分析

实验七 脉冲编码调制解调实验

一、实验目的

1. 掌握脉冲编码调制与解调的原理。
2. 掌握脉冲编码调制与解调系统的动态范围和频率特性的定义及测量方法。
3. 了解脉冲编码调制信号的频谱特性。
4. 了解大规模集成电路 W681512 的使用方法。

二、实验内容

1. 观察脉冲编码调制与解调的结果，分析调制信号与基带信号之间的关系。
2. 改变基带信号的幅度，观察脉冲编码调制与解调信号的信噪比的变化情况。
3. 改变基带信号的频率，观察脉冲编码调制与解调信号幅度的变化情况。
4. 改变位同步时钟，观测脉冲编码调制波形。

三、实验器材

- | | |
|--------------|----|
| 1. 信号源模块 | 一块 |
| 2. ②号模块 | 一块 |
| 3. 20M 双踪示波器 | 一台 |
| 4. 立体声耳机 | 一副 |
| 5. 连接线 | 若干 |

四、实验原理

（一）基本原理

模拟信号进行抽样后，其抽样值还是随信号幅度连续变化的，当这些连续变化的抽样值通过有噪声的信道传输时，接收端就不能对所发送的抽样准确地估值。如果发送端用预先规定的有限个电平来表示抽样值，且电平间隔比干扰噪声大，则接收端将有可能对所发送的抽样准确地估值，从而有可能消除随机噪声的影响。

脉冲编码调制 (PCM) 简称为脉码调制，它是一种将模拟语音信号转换成数字信号的编码方式。脉码调制的过程如图 1 所示。

PCM 主要包括抽样、量化与编码三个过程。抽样是把时间连续的模拟信号转换成时间离散、幅度连续的抽样信号；量化是把时间离散、幅度连续的抽样信号转换成时间离散、幅度离散的数字信号；编码是将量化后的信号编码形成一个二进制码组输出。国际标准的 PCM 码组（电话语音）

是用八位码组代表一个抽样值。编码后的 PCM 码组，经数字信道传输，在接收端，用二进制码组重建模拟信号，在解调过程中，一般采用抽样保持电路。预滤波是为了把原始语音信号的频带限制在 300Hz~3400Hz 左右，所以预滤波会引入一定的频带失真。

在整个 PCM 系统中，重建信号的失真主要来源于量化以及信道传输误码。通常，用信号与量化噪声的功率比，即信噪比 S/N 来表示。国际电报电话咨询委员会（ITU-T）详细规定了它的指标，还规定比特率为 64kbps，使用 A 律或 μ 律编码律。下面将详细介绍 PCM 编码的整个过程，由于抽样原理已在前面实验中详细讨论过，故在此只讲述量化及编码的原理。

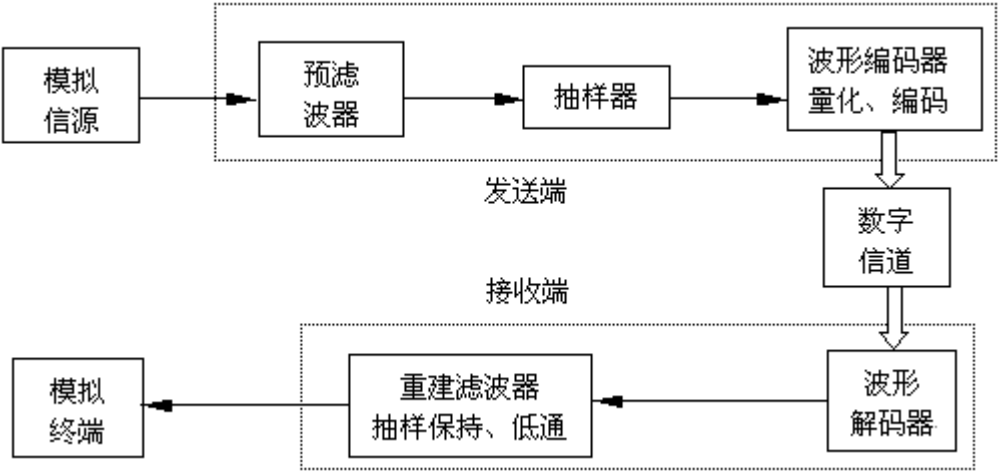


图 1 PCM 调制原理框图

1. 量化

从数学上来看，量化就是把一个连续幅度值的无限数集合映射成一个离散幅度值的有限数集合。如图 2 所示，量化器 Q 输出 L 个量化值 y_k ， $k=1, 2, 3, \dots, L$ 。 y_k 常称为重建电平或量化电平。当量化器输入信号幅度 x 落在 x_k 与 x_{k+1} 之间时，量化器输出电平为 y_k 。这个量化过程可以表达为：

$$y = Q(x) = Q\{x_k < x \leq x_{k+1}\} = y_k, \quad k = 1, 2, 3, \dots, L$$

这里 x_k 称为分层电平或判决阈值。通常 $\Delta_k = x_{k+1} - x_k$ 称为量化间隔。



图 2 模拟信号的量化

模拟信号的量化分为均匀量化和非均匀量化，我们先讨论均匀量化。把输入模拟信号的取值域按等距离分割的量化称为均匀量化。在均匀量化中，每个量化区间的量化电平均取在各区间的中点，如图 3 所示。其量化间隔（量化台阶） Δv 取决于输入信号的变化范围和量化电平数。当输入信号

的变化范围和量化电平数确定后，量化间隔也被确定。例如，输入信号的最小值和最大值分用 a 和 b 表示，量化电平数为 M ，那么，均匀量化的量化间隔为：

$$\Delta v = \frac{b - a}{M}$$

量化器输出 m_q 为：

$$m_q = q_i, \quad \text{当 } m_{i-1} < m \leq m_i$$

式中 m_i 为第 i 个量化区间的终点，可写成

$$m_i = a + i\Delta v$$

q_i 为第 i 个量化区间的量化电平，可表示为

$$q_i = \frac{m_i + m_{i-1}}{2}, \quad i = 1, 2, \dots, M$$

上述均匀量化的主要缺点是，无论抽样值大小如何，量化噪声的均方根值都固定不变。因此，当信号 $m(t)$ 较小时，则信号量化噪声功率比也就很小，这样，对于弱信号时的量化信噪比就难以达到给定的要求。通常，把满足信噪比要求的输入信号取值范围定义为动态范围，可见，均匀量化时的信号动态范围将受到较大的限制。为了克服这个缺点，实际中，往往采用非均匀量化。

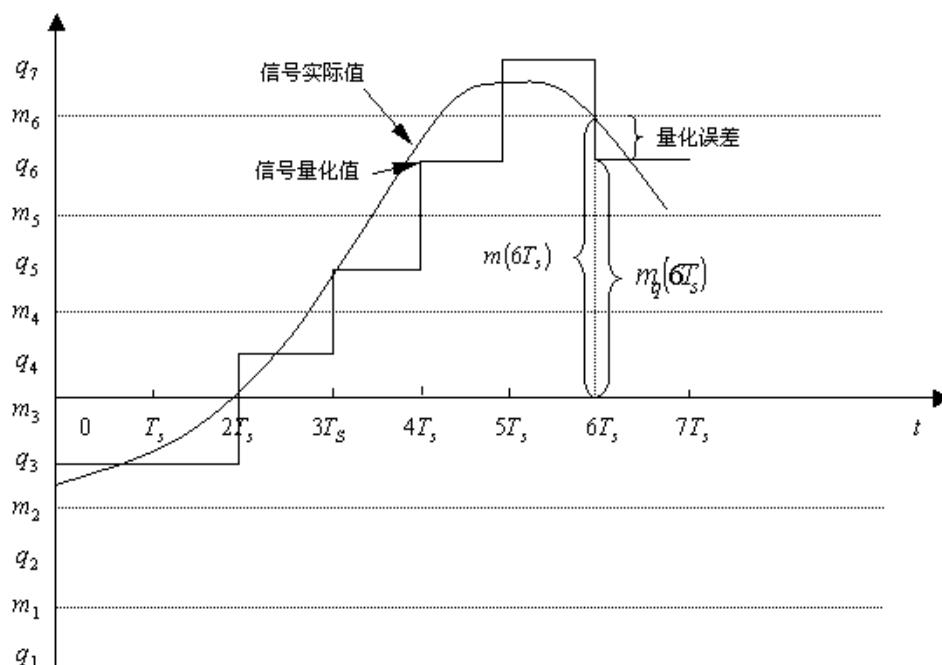


图 3 均匀量化过程示意图

非均匀量化是根据信号的不同区间来确定量化间隔的。对于信号取值小的区间，其量化间隔 Δv 也小；反之，量化间隔就大。它与均匀量化相比，有两个突出的优点。首先，当输入量化器的信号

具有非均匀分布的概率密度（实际中常常是这样）时，非均匀量化器的输出端可以得到较高的平均信号量化噪声功率比；其次，非均匀量化时，量化噪声功率的均方根值基本上与信号抽样值成比例。因此量化噪声对大、小信号的影响大致相同，即改善了小信号时的量化信噪比。

实际中，非均匀量化的实际方法通常是将抽样值通过压缩再进行均匀量化。通常使用的压缩器中，大多采用对数式压缩。广泛采用的两种对数压缩律是 μ 压缩律和 A 压缩律。美国采用 μ 压缩律，我国和欧洲各国均采用 A 压缩律，因此，本实验模块采用的 PCM 编码方式也是 A 压缩律。

所谓 A 压缩律也就是压缩器具有如下特性的压缩律：

$$y = \frac{Ax}{1 + \ln A}, 0 < X < \frac{1}{A}$$

$$y = \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A}, \frac{1}{A} \leq X < 1$$

A 律压扩特性是连续曲线，A 值不同压扩特性亦不同，在电路上实现这样的函数规律是相当复杂的。实际中，往往都采用近似于 A 律函数规律的 13 折线（A=87.6）的压扩特性。这样，它基本上保持了连续压扩特性曲线的优点，又便于用数字电路实现，本实验模块中所用到的 PCM 编码芯片 W681512 正是采用这种压扩特性来进行编码的。图 4 示出了这种压扩特性。

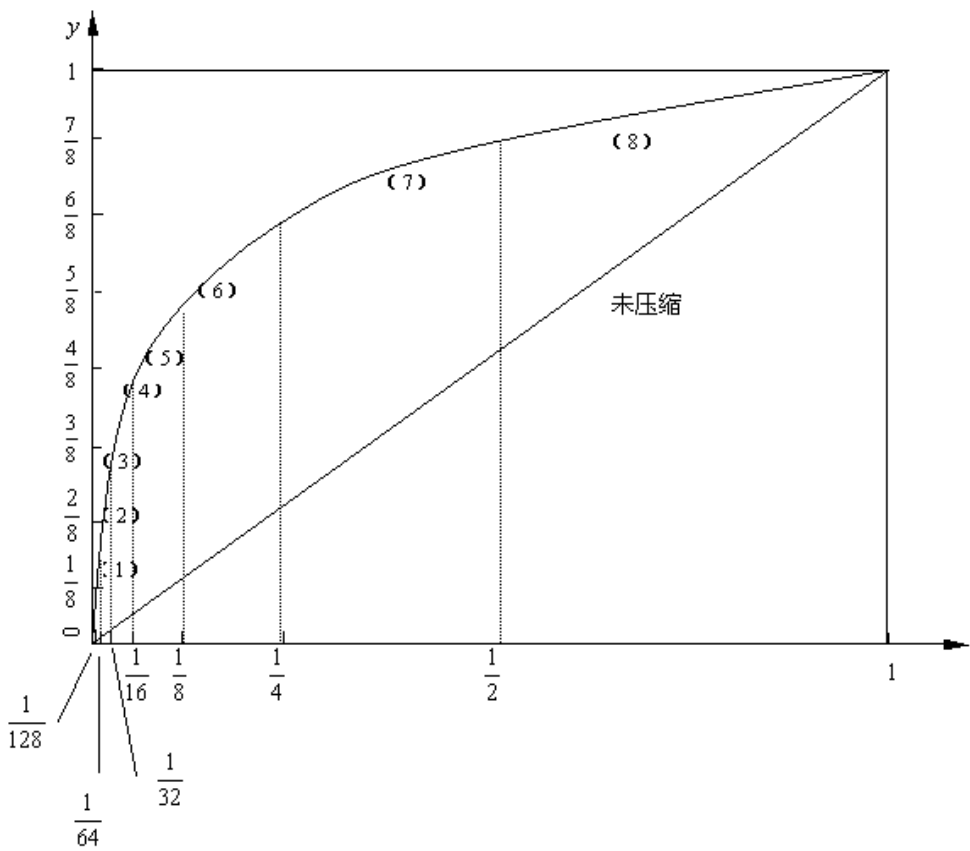


图 4 13 折线

表 1 列出了 13 折线时的 x 值与计算 x 值的比较。

表 1

y	0	$\frac{1}{8}$	$\frac{2}{8}$	$\frac{3}{8}$	$\frac{4}{8}$	$\frac{5}{8}$	$\frac{6}{8}$	$\frac{7}{8}$	1
x	0	$\frac{1}{128}$	$\frac{1}{60.6}$	$\frac{1}{30.6}$	$\frac{1}{15.4}$	$\frac{1}{7.79}$	$\frac{1}{3.93}$	$\frac{1}{1.98}$	1
按折线 分段时的 x	0	$\frac{1}{128}$	$\frac{1}{64}$	$\frac{1}{32}$	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{2}$	1
段落	1	2	3	4	5	6	7	8	
斜率	16	16	8	4	2	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{4}$	

表中第二行的 x 值是根据 $A=87.6$ 时计算得到的，第三行的 x 值是 13 折线分段时的值。可见，13 折线各段落的分界点与 $A=87.6$ 曲线十分逼近，同时 x 按 2 的幂次分割有利于数字化。

2. 编码

所谓编码就是把量化后的信号变换成二进制码，其相反的过程称为译码。当然，这里的编码和译码与差错控制编码和译码是完全不同的，前者是属于信源编码的范畴。

在现有的编码方法中，若按编码的速度来分，大致可分为两大类：低速编码和高速编码。通信中一般都采用第二类。编码器的种类大体上可以归结为三类：逐次比较型、折叠级联型、混合型。本实验模块中的编码芯片 W681512 采用的是逐次比较型。在逐次比较型编码方式中，无论采用几位码，一般均按极性码、段落码、段内码的顺序排列。下面结合 13 折线的量化来加以说明。

在 13 折线法中，无论输入信号是正是负，均按 8 段折线（8 个段落）进行编码。若用 8 位折叠二进制码来表示输入信号的抽样量化值，其中用第一位表示量化值的极性，其余七位（第二位至第八位）则表示抽样量化值的绝对大小。具体的做法是：用第二至第四位表示段落码，它的 8 种可能状态来分别代表 8 个段落的起点电平。其它四位表示段内码，它的 16 种可能状态来分别代表每一段落的 16 个均匀划分的量化级。这样处理的结果，8 个段落被划分成 $2^7=128$ 个量化级。段落码和 8 个段落之间的关系如表 2 所示；段内码与 16 个量化级之间的关系见表 3。可见，上述编码方法是把压缩、量化和编码合为一体的方法。

表 2 段落码

段落序号	段落码
8	111
7	110

表 3 段内码

量化级	段内码
15	1111
14	1110
13	1101

			12	1100
6	101		11	1011
			10	1010
5	100		9	1001
			8	1000
4	011		7	0111
			6	0110
3	010		5	0101
			4	0100
2	001		3	0011
			2	0010
1	000		1	0001
			0	0000

（二）实验电路说明

本实验采用大规模集成电路 W681512 对语音信号进行 PCM 编、解码。W681512 是应用于语音、模拟转数字、数字转模拟的单通道 CODEC。此语音 CODEC 以全差动输出功能来将噪音最小化。芯片符合 ITU-T G.712 及 ITU-T G.711 工业标准，所以能提供最可能的清晰讯号。W681512 可工作在 256KHz、512kHz、1536kHz、1544kHz、2048kHz、2560kHz 和 4096kHz。这里选择编码速率为 2.048MHz，每一时隙数据为 8 位，帧同步信号为 8KHz。模拟信号在编码电路中，经过抽样、量化、编码，最后得到 PCM 编码信号。在单路编译码器中，经变换后的 PCM 码是在一个时隙中被发送出去的，在其他的时隙中编译码器是没有输出的，即对一个单路编译码器来说，它在一个 PCM 帧（32 个时隙）里，只在一个特定的时隙中发送编码信号。同样，译码电路也只是在一个特定的时隙（此时隙应与发送时隙相同，否则接收不到 PCM 编码信号）里才从外部接收 PCM 编码信号，然后进行译码，经过带通滤波器、放大器后输出。

下面对 PCM 编译码专用集成电路 W681512 芯片做一些简单的介绍。图 6 为 W681512 的内部结构方框图，图 7 是 W681512 的管脚排列图。

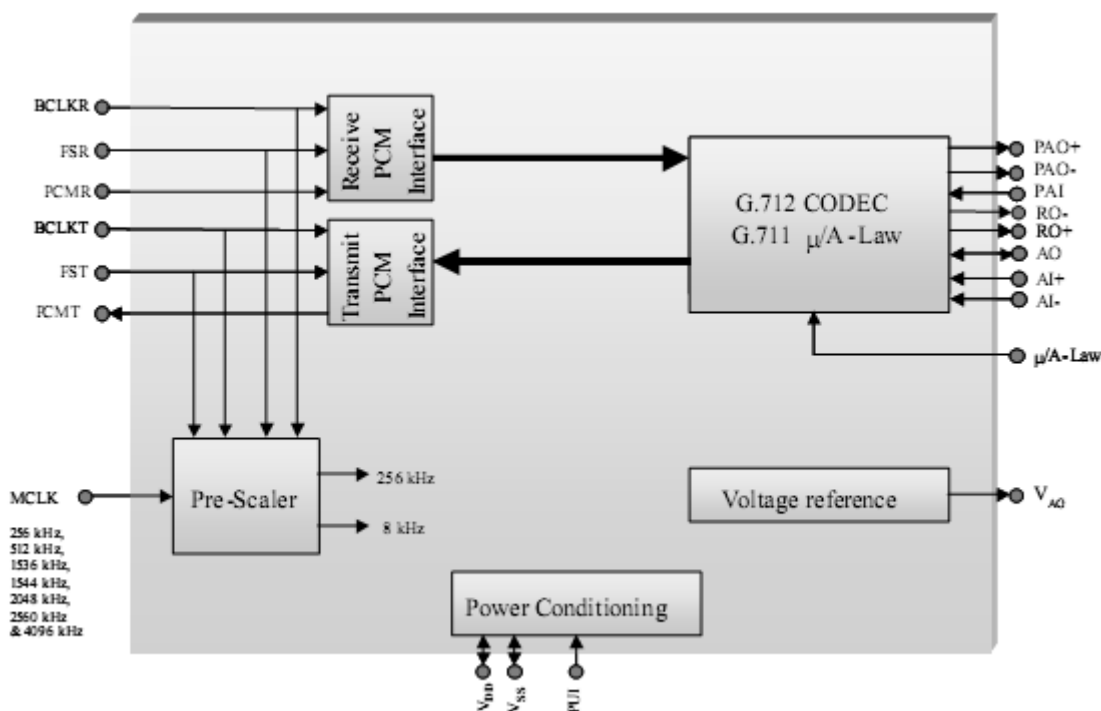


图 6 W681512 逻辑方框图

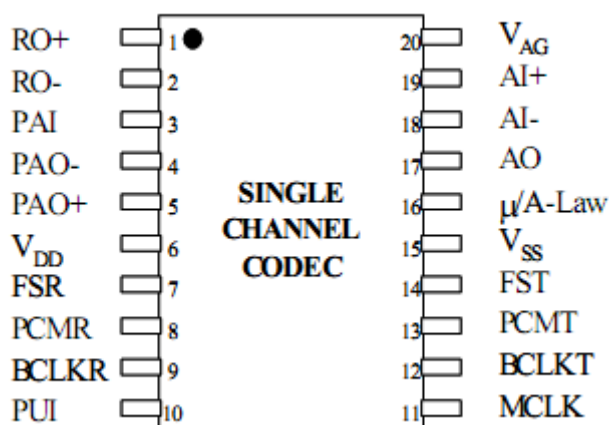


图 7 W681512 管脚排列图

1. W681512 管脚的功能

- (1) RO+: 接收滤波器的非倒相输出
- (2) RO-: 接收滤波器的倒相输出
- (3) PAI: 功率放大器的倒相输入
- (4) PAO-: 功率放大器的倒相输出
- (5) PAO+: 功率放大器的非倒相输出
- (6) V_{DD}: 供电引脚
- (7) FSR: 接收帧同步脉冲，它启动 BCLKR，于是 PCM 数据移入 PCMR，FSR 为 8KHz 脉冲

序列。

- (8) PCMR: 接收数据帧输入。PCM 数据必须与 FSR 和 BCLKR 同步。
- (9) BCLKR: 接收数据位时钟输入。
- (10) PUI: 省电模式的控制端, 接 V_{DD} 时为正常工作模式, 接 V_{SS} 时为省电模式。
- (11) MCLK: 系统主时钟输入, 其频率可以是 256KHz、512KHz、1.536MHz、1.544MHz、2.048MHz、2.56MHz、4.096MHz。
- (12) BCLKT: 发送数据位时钟输入
- (13) PCMT: 输出数据发送。
- (14) FST: 8KHz 发送帧同步脉冲输入, 它发送 PCM 数据同步。
- (15) V_{SS} : 地, 必须接到 0V。
- (16) μ /A-Law: 压缩方式选择引脚。接 V_{DD} 时为 μ 律, 接 V_{SS} 时为 A 律。
- (17) AO: 发送输入放大器的模拟输出。
- (18) AI-: 发送输入放大器的倒相输入。
- (19) AI+: 发送输入放大器的非倒相输入。
- (20) V_{AG} : 为模拟信号提供 2.4V 的参考电压。

2. 功能说明

1) 上电

当开始上电瞬间, 复位电路启动, 芯片处于掉电状态, 所有非主要电路都没有正常工作, 而 PCMT、RO+、PAO-、PAO+均处于高阻状态。为了使器件上电, 一个逻辑低电平或时钟脉冲必须作用在 PUI 引脚上, 并且 FST 和 FSR 脉冲必须存在。于是有两种掉电控制模式可以利用。在第一种中 PUI 引脚电位被拉高。在另一种模式中使 FST 和 FSR 二者的输入均连续保持低电平, 在最后一个 FST 或 FSR 脉冲之后相隔 2ms 左右, 器件将进入掉电状态, 一旦第一个 FST 和 FSR 脉冲出现, 上电就会发生。三态数据输出将停留在高阻抗状态中, 一直到第二个 FST 脉冲出现。

2) 短帧同步工作

芯片既可以用短帧, 也可以用长帧同步脉冲。在加电开始时, 器件采用短帧模式, 在这种模式中, FST 和 FSR 这两个帧同步脉冲的长度均为一个位时钟周期。在 BCLKT 的下降沿当 FST 为高时, BCLKT 的下一个上升沿可启动输出符号位的三态输出 PCMT 的缓冲器, 紧随其后的 7 个上升沿以时钟送出剩余的 7 个位, 而下一个下降沿则阻止 PCMT 输出。在 BCLKR 的下降沿当 FSR 为高时 (BCLKT 在同步模式), 其下一个下降沿将锁住符号位, 跟随其后的 7 个下降沿锁住剩余的 7 个保留位。

3) 长帧同步工作

为了应用长帧模式，FST 和 FSR 这两个帧同步脉冲的长度应等于或大于位时钟周期的三倍。在 64KHz 工作状态中，帧同步脉冲至少要在 160ns 内保持低电位。随着 FST 或 BCLKx 的上升沿（无论哪一个先到）来到，PCMT 三态输出缓冲器启动，于是被时钟移出的第一比特为符号位，以后到来的 BCLKx 的 7 个上升沿以时钟移出剩余的 7 位码。随着第 8 个上升沿或 FST 变低（无论哪一个后发生），PCMT 输出由 BCLKx 的下降沿来阻塞，在以后 8 个 BCLKR 的下降沿（BCLKR），接收帧同步脉冲 FSR 的上升沿将锁住 PCMR 的 PCM 数据。

4) 发送部件

发送部件的输入端为一个运算放大器，并配有两个调整增益的外接电阻。在低噪声和宽频带条件下，整个音频通带内的增益可达 20dB 以上。该运算放大器驱动一个增益为 1 的滤波器（由 RC 有源前置滤波器组成），后面跟随一个时钟频率为 256KHz 的 8 阶开关电容带通滤波器。该滤波器的输出直接驱动编码器的抽样保持电路。在制造中配入一个精密电压基准，以便提供额定峰值为 2.4V 的输入过载（ t_{max} ）。FST 帧同步脉冲控制滤波器输出的抽样，然后逐次逼近的编码周期就开始。8 位码装入缓冲器内，并在下一个 FST 脉冲下通过 PCMT 移出，整个编码时延近似地等于 165ns 加上 125ns（由于编码时延），其和为 290ns。

5) 接收部件

接收部件包括一个扩展 DAC（数模转换器），而它又驱动一个时钟频率为 256KHz 的 5 阶开关电容低通滤波器。译码器是依照 A 律（W681512）设计的，而 5 阶低通滤波器矫正 8KHz 抽样一保持电路所引起的 $\sin x/x$ 衰减。在滤波器后跟随一个输出在 RO+ 上的 2 阶 RC 低通后置滤波器。接收部件的增益为 1，但利用功率放大器可加大增益。当 FSR 出现时在后续的 8 个 BCLKR（BCLKT）的下降沿，PCMR 输入端上的数据将被时钟控制。在译码器的终端，译码循环就开始了。

6) 接收功率放大器

两个倒相模式的功率放大器用来直接驱动一个匹配的线路接口电路。

本编译码器的功能比较强，它既可以进行 A 律变换，也可以进行 μ 律变换，它的数据既可用固定速率传送，也可用变速率传送，它既可以传输信令帧也可以选择它传送无信令帧，并且还可以控制它处于低功耗备用状态，到底使用它的什么功能可由用户通过一些控制来选择。

在实验中我们可以自由选择它进行 A 律、 μ 律变换，以 2.048Mbit 来传送信息，信令帧为无信令帧，它的发送时序与接收时序直接受 FST 和 FSR 控制。

还有一点，编译码器一般都有一个 PUI 降功耗控制端，PUI=1 时，编译码能正常工作，PUI=0，编译码器处于低功耗状态，这时编译码器其它功能都不起作用，我们在设计时，可以实现对编译码

器的降功耗控制，这时，用户摘机，编译码器工作，用户挂机，编译码器低功耗。

五、输入、输出点参考说明

1. 输入点说明

MCLK: 芯片工作主时钟，频率为 2.048M。

SIN IN-A: 模拟信号输入点。

BSX: PCM 编码所需时钟信号输入点。

BSR: PCM 解码所需时钟信号输入点。

FSXA: PCM 编码帧同步信号输入点。

FSRA: PCM 解码帧同步信号输入点。

PCMIN-A: PCM 解调信号输入点。

EARIN1: 耳机语音信号输入点。

MICOUT1: 麦克风语音信号输出点。

K1、K2: A 律、 μ 律切换开关

2. 输出点说明

PCMAOUT-A: 脉冲编码调制信号输出点。

SIN OUT-A: PCM 解调信号输出点。

六、实验步骤

1. 将信号源模块和模块 2 固定在主机箱上，将黑色塑封螺钉拧紧，确保电源接触良好。
2. 插上电源线，打开主机箱右侧的交流开关，将信号源模块和模块 2 的电源开关拨下，观察指示灯是否点亮，红灯为+5V 电源指示灯，绿灯为-12V 电源指示灯，黄色为+12V 电源指示灯。（注意，此处只是验证通电是否成功，在实验中均是先连线，再打开电源做实验，不要带电连线）。

3. 观测 PCM 编、译码波形。

1) 用示波器测量信号源板上“2K 同步正弦波”点，调节信号源板上手调电位器 W1 使输出信号峰-峰值在 3V 左右。

2) 将信号源板上 S4 设为 0111（时钟速率为 256K），S5 设为 0100(时钟速率为 2.048M)。

3) 实验系统连线——关闭系统电源，进行如下连接：

源端口	目的端口	连线说明
信号源：2K 同步正弦波	模块 2：SIN IN-A	提供音频信号
信号源：CLK2	模块 2：MCLK	提供 W681512 工作的主时钟（2.048M）

信号源: CLK1	模块 2: BSX	提供位同步信号(256K)
信号源: FS	模块 2: FSXA	提供帧同步信号
模块 2: FSXA	模块 2: FSRA	作自环实验,直接将接收帧同步和发送帧同步相连
模块 2: BSX	模块 2: BSR	作自环实验,直接将接收位同步和发送位同步相连
模块 2: PCMOUT-A	模块 2: PCMIN-A	将 PCM 编码输出结果送入 PCM 译码电路进行译码

*** 检查连线是否正确,检查无误后打开电源**

4)用示波器观测各测试点以及 PCM 编码输出点“PCMOUT-A”和解调信号输出点“SIN OUT-A”输出的波形。

5) 改变位时钟为 2.048M (将 S4 设为 “0100”), 观测 PCM 调制和解调波形。

6) 改变 K1、K2 开关, 观测 PCM 调制和解调波形。

4. 从信号源引入非同步正弦波, 调节 W4 改变输入正弦信号的频率, 使其频率分别大于 3400Hz 或小于 300Hz, 观察点 “PCMOUT-A”、“SIN OUT-A” 的输出波形, 记录下来 (应可观察到, 当输入正弦波的频率大于 3400Hz 或小于 300Hz 时, PCM 解码信号的幅度急剧减小)。

5. 用麦克风或音乐输出信号代替信号源模块的正弦波, 输入模块 2 的点 “SIN IN-A”, 重复上述操作和观察, 并记录下来。(可选)

6. 将信号输出点 “SIN OUT-A” 输出的信号引入 “耳机 1”, 用耳机听还原出来的声音, 与音乐片 (麦克风) 直接输出的声音比较, 判断该通信系统性能的优劣。(可选)

七、实验报告要求

1. 实验目的
2. 实验内容
3. 实验器材
4. 实验原理
5. 实验步骤
6. 实验结果及分析

实验八 载波同步提取实验

一、实验目的

1. 掌握用科斯塔斯（Costas）环提取相干载波的原理与实现方法。
2. 了解相干载波相位模糊现象的产生原因。

二、实验内容

1. 观察科斯塔斯环提取相干载波的过程。
2. 观察科斯塔斯环提取的相干载波，并做分析。

三、实验器材

- | | |
|--------------|----|
| 1. 信号源模块 | 一块 |
| 2. ③号模块 | 一块 |
| 3. ⑦号模块 | 一块 |
| 4. 20M 双踪示波器 | 一台 |
| 5. 频率计（选用） | 一台 |

四、实验原理

（一）基本原理

同步是通信系统中一个重要的实际问题。当采用同步解调或相干检测时，接收端需要提供一个与发射端调制载波同频同相的相干载波。这个相干载波的获取方法就称为载波提取，或称为载波同步。

提取载波的方法一般分为两类：一类是在发送有用信号的同时，在适当的频率位置上，插入一个（或多个）称为导频的正弦波，接收端就由导频提取出载波，这类方法称为导频插入法；另一类就是不专门发送导频，而在接收端直接从发送信号中提取载波，这类方法称为直接法。下面就重点介绍直接法的两种方法。

1. 平方变换法和平方环法

设调制信号为 $m(t)$ ， $m(t)$ 中无直流分量，则抑制载波的双边带信号为

$$s(t) = m(t) \cos \omega_c t$$

接收端将该信号进行平方变换，即经过一个平方律部件后就得到

$$e(t) = m^2(t) \cos^2 \omega_c t = \frac{m^2(t)}{2} + \frac{1}{2} m^2(t) \cos 2\omega_c t \quad (1)$$

由式（1）看出，虽然前面假设了 $m(t)$ 中无直流分量，但 $m^2(t)$ 中却有直流分量，而 $e(t)$ 表示式的第二项中包含有 $2\omega_c$ 频率的分量。若用一窄带滤波器将 $2\omega_c$ 频率分量滤出，再进行二分频，就获得所需的载波。根据这种分析所得出的平方变换法提取载波的方框图如图 1 所示。若调制信号 $m(t) = \pm 1$ ，该抑制载波的双边带信号就成为二相移相信号，这时

$$e(t) = [m(t)\cos\omega_c t]^2 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2\omega_c t \tag{2}$$

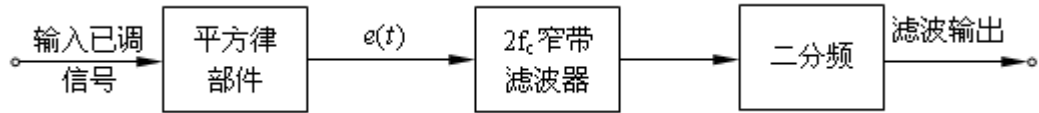


图 1 平方变换提取载波

因而，用图 1 所示的方框图同样可以提取出载波。

由于提取载波的方框图中用了一个二分频电路，故提取出的载波存在 180° 的相位模糊问题。对移相信号而言，解决这个问题的常用方法是采用相对移相。

平方变换法提取载波方框图中的 $2f_c$ 窄带滤波器若用锁相环代替，构成如图 2 所示的方框图，就称为平方环法提取载波。由于锁相环具有良好的跟踪、窄带滤波和记忆性能，平方环法比一般的平方变换法具有更好的性能。因此，平方环法提取载波应用较为广泛。

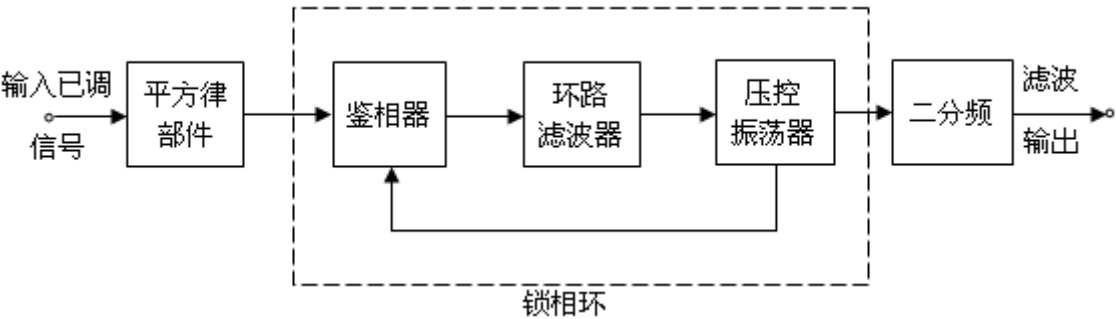


图 2 平方环法提取载波

2. 科斯塔斯环法

科斯塔斯环又称同相正交环，其原理框图如下：

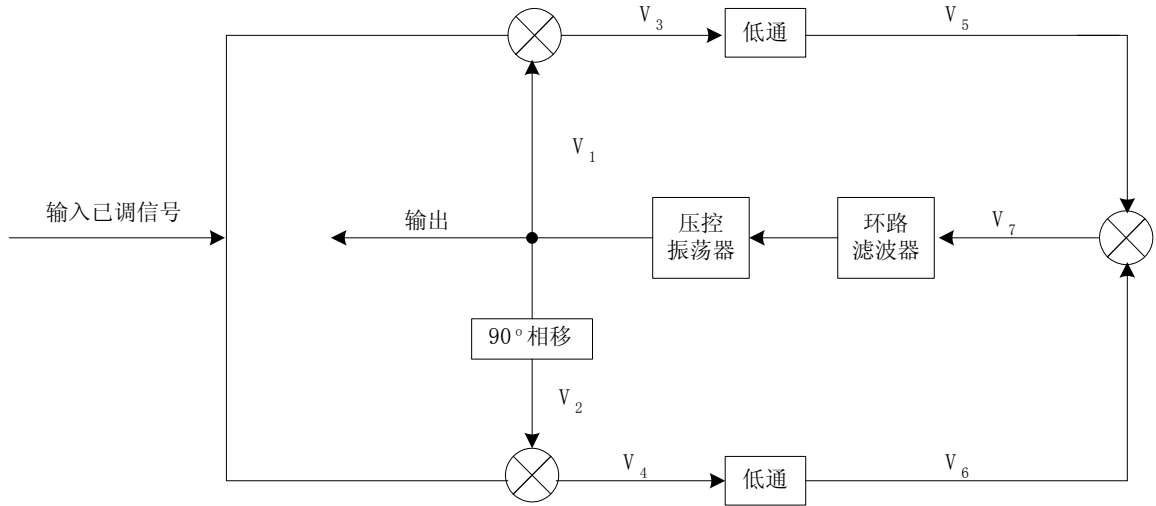


图3 科斯塔斯环原理框图

在科斯塔斯环环路中，误差信号 V_7 是由低通滤波器及两路相乘提供的。压控振荡器输出信号直接供给一路相乘器，供给另一路的则是压控振荡器输出经 90° 移相后的信号。两路相乘器的输出均包含有调制信号，两者相乘以后可以消除调制信号的影响，经环路滤波器得到仅与压控振荡器输出和理想载波之间相位差有关的控制电压，从而准确地对压控振荡器进行调整，恢复出原始的载波信号。

现在从理论上对科斯塔斯环的工作过程加以说明。设输入调制信号为 $m(t)\cos\omega_c t$ ，则

$$v_3 = m(t)\cos\omega_c t \cos(\omega_c t + \theta) = \frac{1}{2}m(t)[\cos\theta + \cos(2\omega_c t + \theta)] \quad (3)$$

$$v_4 = m(t)\cos\omega_c t \sin(\omega_c t + \theta) = \frac{1}{2}m(t)[\sin\theta + \sin(2\omega_c t + \theta)] \quad (4)$$

经低通滤波器后的输出分别为：

$$v_5 = \frac{1}{2}m(t)\cos\theta$$

$$v_6 = \frac{1}{2}m(t)\sin\theta$$

将 v_5 和 v_6 在相乘器中相乘，得，

$$v_7 = v_5 v_6 = \frac{1}{8}m^2(t)\sin 2\theta \quad (5)$$

(5) 中 θ 是压控振荡器输出信号与输入信号载波之间的相位误差，当 θ 较小时，

$$v_7 \approx \frac{1}{4}m^2(t)\theta \quad (6)$$

(6) 中的 v_7 大小与相位误差 θ 成正比，它就相当于一个鉴相器的输出。用 v_7 去调整压控振荡器输出信号的相位，最后使稳定相位误差减小到很小的数值。这样压控振荡器的输出就是所需提取的载波。

载波同步系统的主要性能指标是高效率和高精度。所谓高效率就是为了获得载波信号而尽量少消耗发送功率。用直接法提取载波时，发端不专门发送导频，因而效率高；而用插入导频法时，由于插入导频要消耗一部分功率，因而系统的效率降低。所谓高精度，就是提取出的载波应是相位尽量准确的相干载波，也就是相位误差应该尽量小。相位误差通常由稳态相差和随机相差组成。稳态相差主要是指载波信号通过同步信号提取电路一后，在稳态下所引起的相差；随机相差是由于随机噪声的影响而引起同步信号的相位误差。相位误差对双边带信号解调性能的影响只是引起信噪比下降，对残留边带信号和单边带信号来说，相位误差不仅引起信噪比下降，而且还引起信号畸变。

载波同步系统的性能除了高效率、高精度外，还要求同步建立时间快、保持时间长等。

（二）电路组成

本实验是采用科斯塔斯环法提取同步载波的。

由“PSK”输入的 PSK 调制信号分两路输出至两模拟乘法器（MC1496）的输入端，乘法器 1（U2）与乘法器 2（U5）的载波信号输入端的输入信号分别为 0 相载波信号与 $\pi/2$ 相载波信号。这样经过两乘法器输出的解调信号再通过有源低通滤波器滤掉其高频分量，由乘法器 U4（MC1496）构成的相乘器电路，去掉数字基带信号中的数字信息。得到反映恢复载波与输入载波相位之差的误差电压 U_d ， U_d 经过压控晶振 CRY1（16.384M）后，再进入 CPLD（EPM240T）进行 128 分频，输出 0 相载波信号。

该解调环路的优点是：

- ①该解调环在载波恢复的同时，即可解调出数字信息。
- ②该解调环电路结构简单，整个载波恢复环路可用模拟和数字集成电路实现。

但该解调环路的缺点是：存在相位模糊。

当解调出的数字信息与发端的数字信息相位反相时，即相干信号相位和载波相位反相，则按一下按键开关 S1，迫使 CPLD 复位，使相干信号的相位与载波信号相位同频同相，以消除相位误差。然而，在实际应用中，一般不用绝对移相，而用相对移相，采用相位比较法克服相位模糊。

五、测试点说明

PSKIN：PSK 调制信号输入点。

TH4：PSK 调制信号和 0 相载波相乘滤波后的波形观测点。

TH5：PSK 调制信号和 $\pi/2$ 相载波相乘滤波后的波形观测点。

TH6：误差电压观测点。

TH7：压控晶振输出。

载波输出：0 相载波信号输出点。

正交载波： $\pi/2$ 相载波信号输出点。

S1：分频器复位开关。

六、实验步骤

1. 将信号源模块和模块 3、7 固定在主机箱上，将黑色塑封螺钉拧紧，确保电源接触良好。
2. 将信号源模块上 S5 拨为“1010”，将模块 3 上开关 K3 拨到“PSK”端。
3. 在电源关闭的状态下，按照下表进行实验连线：

源端口	目的端口	连线说明
信号源：PN（32K）	模块 3：PSK-NRZ	S4 拨为“1010”，PN 是 32K 伪随机码
信号源：128K 同步正弦波	模块 3：PSK 载波	提供 PSK 调制载波，幅度为 4V
模块 3：PSK-OUT	模块 7：PSKIN	提供载波同步提取输入

* 检查连线是否正确，检查无误后打开电源

3. 以信号源输出点“PN”点的波形为内触发源，用示波器双踪同时观察信号源输出点“PN”与模块 7 的信号输出点“TH5”的输出波形。调节电位器 W1，使“TH5”点输出清楚稳定的波形。
4. 如果示波器两路信号反向，按复位开关 S1 使其同相。此时“载波输出”点输出的信号就是从输入的 PSK 调制信号中提取出来的 0 相载波。
5. 用示波器观察模块 7 的信号输出点“载波输出”的频率，可以观察到此时波形的频率为 128KHz。

七、实验报告要求

1. 实验目的
2. 实验内容
3. 实验器材
4. 实验原理
5. 实验步骤
6. 实验结果及分析