
《移动通信原理》

实验指导书

(试 用)



长江大学电信学院通信课程组
武汉凌特电子科技有限公司

2006

目 录

第一部分 移动通信原理与技术

第一章 数字调制与解调技术.....	2
实验一 四相移相键控（QPSK）调制及解调实验	2
实验二 交错四相移相键控（OQPSK）调制及解调实验	10
实验三 基带信号预成形技术实验	18
实验四 MSK 调制及相干解调实验.....	23
实验五 GMSK 调制及相干解调实验.....	35
实验六 MSK、GMSK 非相干数字解调实验	44
实验七 矢量调制星座图实验	51
第二章 同步技术.....	55
实验八 PSK 信号载波恢复.....	55
实验九 NRZ 码位同步提取实验	62
第三章 扩展频谱技术.....	68
实验十 m 序列产生及其特性实验	68
实验十一 Gold 序列产生及其特性实验	81
实验十二 扩频实验	87
实验十三 解扩实验	96
第四章 抗衰落技术.....	106
实验十四 卷积码编码及译码实验	106
实验十五 块交织及解交织实验	116

第一部分 移动通信原理与技术

第一章 数字调制与解调技术

实验一 四相移相键控（QPSK）调制及解调实验

一、实验目的

- 1、了解 QPSK 调制解调原理及特性。
- 2、了解载波在 QPSK 相干及非相干时的解调特性。

二、实验内容

- 1、观察 I、Q 两路基带信号的特征及与输入 NRZ 码的关系。
- 2、观察 IQ 调制解调过程中各信号变化。
- 3、观察解调载波相干时和非相干时各信号的区别。

三、基本原理

1、QPSK 调制原理

QPSK 又叫四相绝对相移调制，它是一种正交相移键控。

QPSK 利用载波的四种不同相位来表征数字信息。由于每一种载波相位代表两个比特信息，因此，对于输入的二进制数字序列应该先进行分组，将每两个比特编为一组，然后用四种不同的载波相位来表征。我们把组成双比特码元的前一信息比特用 a 代表，后一信息比特用 b 代表。双比特码元中两个信息比特 ab 通常是按格雷码排列的，它与载波相位的关系如表 1-1 所示，矢量关系如图 1-1 所示。图 1-1（a）表示 A 方式时 QPSK 信号矢量图，图 1-1（b）表示 B 方式时 QPSK 信号的矢量图。

由于正弦和余弦的互补特性，对于载波相位的四种取值，在 A 方式中： 45° 、 135° 、 225° 、 315° ，则数据 I_k 、 Q_k 通过处理后输出的成形波形幅度有两种取值 $\pm\sqrt{2}/2$ ；B 方式中： 0° 、 90° 、 180° 、 270° ，则数据 I_k 、 Q_k 通过处理后输出的成形波形幅度有三种取值 ± 1 、0。

表 1-1 双比特码元与载波相位关系

双比特码元		载波相位	
a	b	A 方式	B 方式
0	0	225°	0°
1	0	315°	90°
1	1	45°	180°
0	1	135°	270°

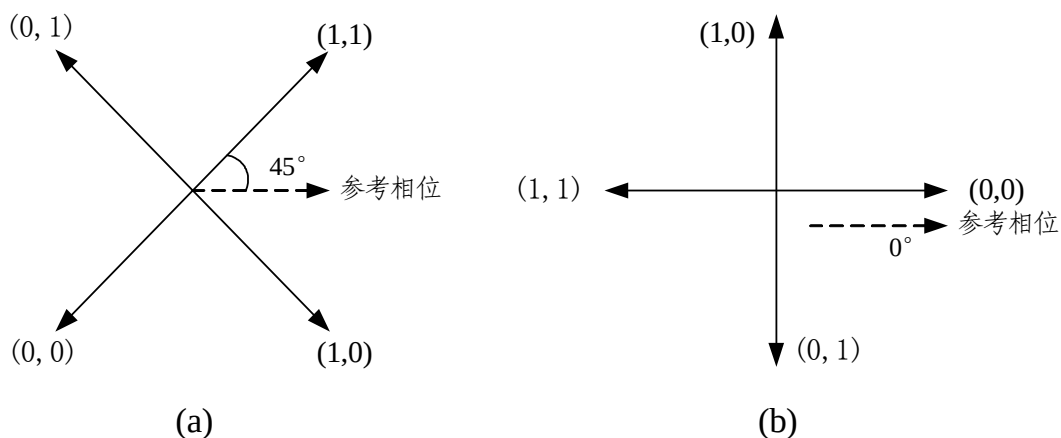


图 1-1 QPSK 信号的矢量图

下面以 A 方式的 QPSK 为例说明 QPSK 信号相位的合成方法。

串/并变换器将输入的二进制序列依次分为两个并行数据，然后通过基带成形得到的双极性序列（从 D/A 转换器输出，幅度为 $\pm\sqrt{2}/2$ ）。设两个双极性序列中的二进制数字分别为 a 和 b，每一对 ab 称为一个双比特码元。双极性的 a 和 b 脉冲通过两个平衡调制器分别对同相载波及正交载波进行二相调制，得到图 1-2 中虚线矢量，将两路输出叠加，即得到 QPSK 调制信号，其相位编码关系如表 1-2 所示。

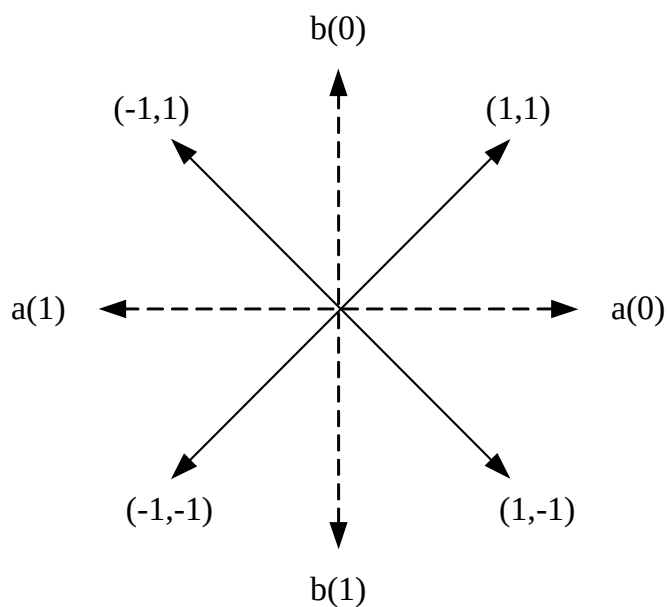


图 1-2 矢量图

表 1-2 QPSK 信号相位编码逻辑关系

a	1	-1	-1	1
b	1	1	-1	-1
a 路平衡调制器输出	0°	180°	180°	0°
b 路平衡调制器输出	90°	90°	270°	270°
合成相位	45°	135°	225°	315°

用调相法产生 QPSK 调制器框图如图 1-3 所示。

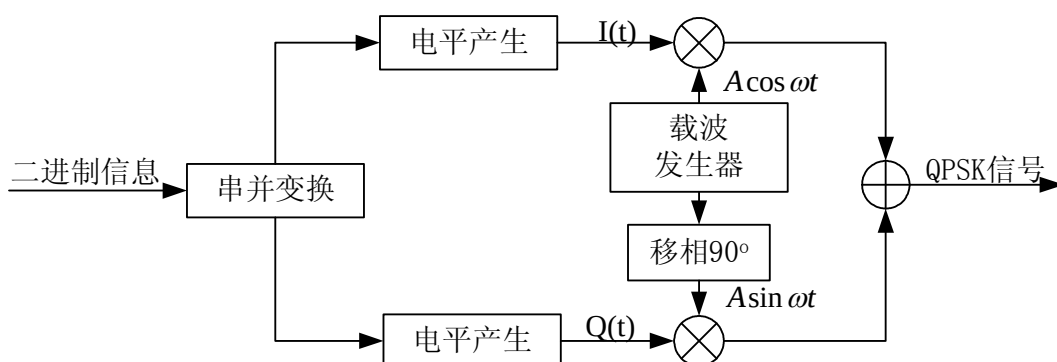


图 1-3 QPSK 调制器框图

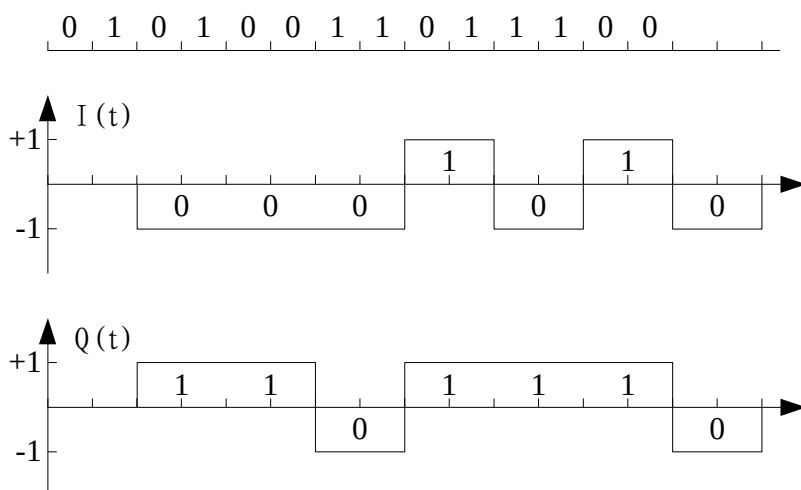


图 1-4 二进制码经串并变换后码型

由图 1-3 可以看到, QPSK 的调制器可以看作是由两个 BPSK 调制器构成, 输入的串行二进制信息序列经过串行变换, 变成两路速率减半的序列, 电平发生器分别产生双极性的二电平信号 $I(t)$ 和 $Q(t)$, 然后对 $A\cos\omega t$ 和 $A\sin\omega t$ 进行调制, 相加后即可得到 QPSK 信号。经过串并变换后形成的两个支路如图 1-4 所示, 一路为单数码元, 另外一路为偶数码元, 这两个支路互为正交, 一个称为同相支路, 即 I 支路; 另外一路称为正交支路, 即 Q 支路。

2、QPSK 解调原理

由于 QPSK 可以看作是两个正交 2PSK 信号的合成, 故它可以采用与 2PSK 信号类似的解调方法进行解调, 即由两个 2PSK 信号相干解调器构成, 其原理框图如图 1-5 所示。

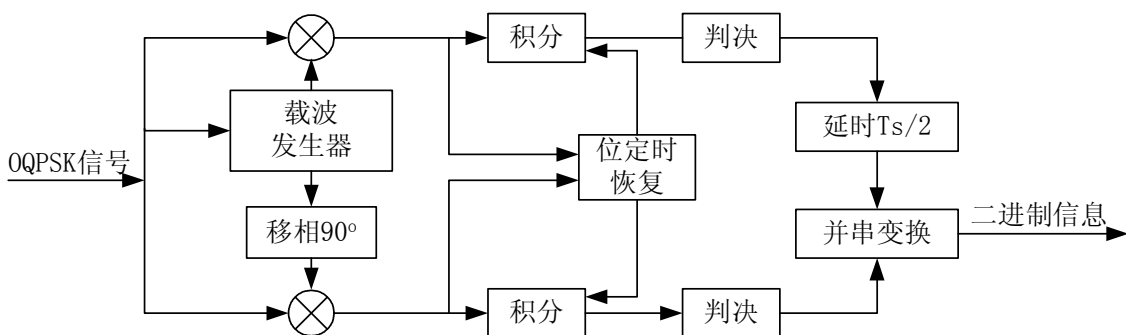


图 1-5 QPSK 解调原理框图

四、实验原理

1、实验模块简介

本实验需用到基带成形模块、IQ 调制解调模块、码元再生模块及 PSK 载波恢复模块。

(1) 基带成形模块：

本模块主要功能：产生 PN31 伪随机序列作为信源；将基带信号进行串并转换；按调制要求进行基带成形，形成两路正交基带信号。

(2) IQ 调制解调模块：

本模块主要功能：产生调制及解调用的正交载波；完成射频正交调制及小功率线性放大；完成射频信号正交解调。

(3) 码元再生模块：

本模块主要功能：从解调出的 IQ 基带信号中恢复位同步，并进行抽样判决，然后并串转换后输出。

(4) PSK 载波恢复模块：

本模块主要功能：与 IQ 调制解调模块上的解调电路连接起来组成一个完整的科斯塔斯环恢复 PSK 已调信号的载波，同时可用作一个独立的载波源。本实验只使用其载波源。

2、实验框图及电路说明

a、QPSK 调制实验

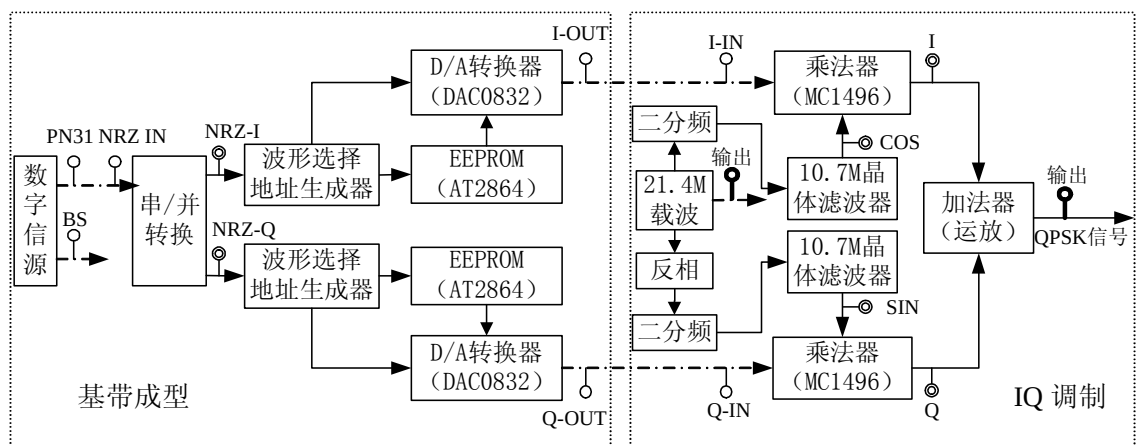


图 1-6 QPSK 调制实验框图

QPSK 调制的实验框图如图 1-6 所示，基带成形模块产生的 PN 码（由 PN31 端输出）输

入到串并转换电路中（由 NRZ IN 端输入）进行串并转换，成为 IQ 两路基带信号，输出的 IQ 两路数字基带信号（观测点为 NRZ-I，NRZ-Q），经波形预取电路判断，取出相应的模拟基带波形数据，经 D/A 转换后输出。IQ 两路模拟基带信号送入 IQ 调制解调模块中的 IQ 调制电路分别进行 PSK 调制，然后相加形成 QPSK 调制信号，经放大后输出。QPSK 已调信号载波为 10.7MHz，是由 21.4MHz 本振源经正交分频产生。

b、QPSK 解调实验

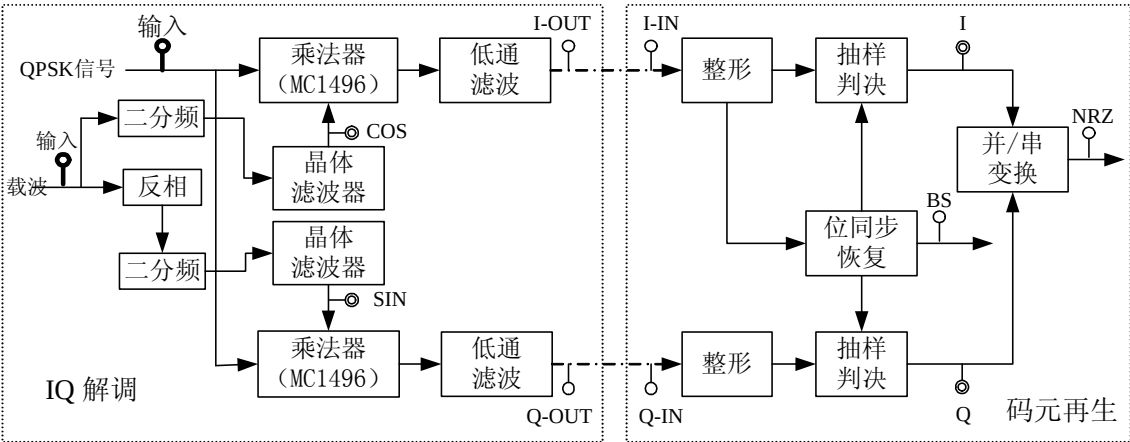


图 1-7 QPSK 解调实验框图

QPSK 解调实验原理框图如图 1-7 所示，QPSK 已调信号送入 IQ 调制解调模块中的 IQ 解调电路分别进行 PSK 相干解调，相干载波由调制端的本振源经正交分频产生。解调输出的 IQ 两路模拟基带信号送入码元再生模块进行抽样判决，转换为数字信号后再进行并串转换后输出。抽样判决前 IQ 信号需经整形变为二值信号，并且需恢复位同步信号。位同步信号恢复由码元再生模块中的数字锁相环完成。

IQ 解调电路的载波也可由 PSK 载波恢复模块上的本振源提供，此时解调变为非相干解调，从解调输出的模拟基带信号可以看出信号失真很大，无法进行码元再生。

五、实验步骤

- 1、在实验箱上正确安装基带成形模块（以下简称基带模块）、IQ 调制解调模块（以下简称 IQ 模块）、码元再生模块（以下简称再生模块）和 PSK 载波恢复模块。
- 2、QPSK 调制实验。

a、关闭实验箱总电源，用台阶插座线完成如下连接：

源端口	目的端口	连线说明
基带模块：PN31	基带模块：NRZ IN	提供 PN31 伪随机序列
基带模块：I-OUT	IQ 模块：I-IN	将串并变换后的 I 路信号进行调制
基带模块：Q-OUT	IQ 模块：Q-IN	将串并变换后的 Q 路信号进行调制

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

b、按基带成形模块上“选择”键，选择 QPSK 模式（QPSK 指示灯亮）。

c、观测 I 路、Q 路基带信号

用示波器观察基带模块上“I-OUT”及“Q-OUT”测试点，并分别与“NRZ IN”测试点的信号进行对比，观察串并转换情况。（注意由于串并转换的延迟作用，“I-OUT”、“Q-OUT”测试点的数据相对“NRZ IN”测试点延迟 2 个码元周期。）

d、观测 QPSK 调制信号

示波器探头接 IQ 调制“输出”端（观测点 TP4），观察 QPSK 已调信号峰峰值，调电位器“W1”使峰峰值为 1.2V 左右。

3、QPSK 相干解调实验。

a、关闭实验箱总电源，保持步骤 2 中的连线不变，用同轴视频线完成如下连接：

源端口	目的端口
IQ 模块（IQ 调制单元）：输出（J2）	IQ 模块（IQ 解调单元）：输入（J3）
IQ 模块(载波单元)：输出（J5）	IQ 模块(载波单元)：输入（J4）

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

b、观测解调后 I 路和 Q 路信号波形

示波器探头分别接 IQ 解调“I-OUT”及“Q-OUT”端，观察解调波形。调电位器“W1”使 I、Q 两路信号尽量接近两电平。（调“W1”可微调信号相位，使解调时正交载波的相位与已调信号尽量接近，以减少解调失真）。

c、对比观测原始 I 路信号与解调后 I 路信号

示波器探头分别接 IQ 解调“I-OUT”端及基带“I-OUT”端，注意观察两者是否一致。

若一致表示解调正确，若不一致可能是载波相位不对，可按 IQ 模块复位键复位或重新开关该模块电源复位。

d、对比观测原始 Q 路信号与解调后 Q 路信号

示波器探头分别接 IQ 解调 “Q-OUT” 端及基带 “Q-OUT” 端，注意观察两者是否一致。若一致表示解调正确，若不一致可能是载波相位不对，可将按 IQ 模块复位键复位或重新开关该模块电源复位。

4、QPSK 再生信号观察

a、关闭实验箱总电源，保持步骤 2、3 中的连线不变，用台阶插座线完成如下连接：

源端口	目的端口	连线说明
IQ 模块：I-OUT	再生模块：I-IN	将解调后的 I 路信号进行抽样判决
IQ 模块：Q-OUT	再生模块：Q-IN	将解调后的 Q 路信号进行抽样判决

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

b、按再生模块上 “选择” 键，选择 QPSK 模式（QPSK 指示灯亮）。

c、对比观测原始 NRZ 信号与再生后的 NRZ 信号

示波器探头分别接再生模块上 “NRZ” 端和基带模块上 “NRZ OUT” 端，观察两路码元是否一致（注意解调出的 NRZ 码比输入的 NRZ 码延迟 3 个码元周期）。若一致表示解调正确，若不一致可回到步骤 2 重新实验。

5、QPSK 非相干解调实验

断开 IQ 模块上载波 “输出” 端与该模块上载波 “输入” 视频线，将 IQ 模块上载波 “输入” 端与 PSK 载波恢复模块上 “VCO-OUT” 端连接起来，此时系统是非相干解调。从步骤 2 开始再次观察各信号。

六、思考题

- 1、为什么相干解调时基带信号是两电平的，而非相干解调时是多电平的？
- 2、在实验中，QPSK 载波恢复模块起什么作用？
- 3、实验中，如果 I、Q 支路接反，即 I 接到 Q，Q 接到 I，会有正确结果吗？为什么？

实验二 交错四相移相键控（OQPSK）调制及解调实验

一、实验目的

- 1、了解 OQPSK 调制解调原理及特性
- 2、了解载波在 QPSK 相干及非相干时的解调特性
- 3、与 QPSK 调制对比，掌握它们的差别

二、实验内容

- 1、观察 I、Q 两路基带信号的特征及与输入 NRZ 码的关系。
- 2、观察 IQ 调制解调过程中各信号变化。
- 3、观察 QPSK 调制及 OQPSK 调制各信号的区别。
- 4、观察解调载波相干时和非相干时各信号的区别。

三、基本原理

OQPSK 又叫偏移四相相移键控，它是基于 QPSK 的一类改进型，为了克服 QPSK 中过零点的相位跃变特性，以及由此带来的幅度起伏不恒定和频带的展宽（通过带限系统后）等一系列问题。若将 QPSK 中并行的 I、Q 两路码元错开时间（如半个码元），称这类 QPSK 为偏移 QPSK 或 OQPSK。通过 I、Q 两路码元错开半个码元调制之后的波形，其载波相位跃变由 180° 降至 90° ，避免了过零点，从而大大降低了峰平比和频带的展宽。

下面通过一个具体的例子说明某个带宽波形序列的 I 路，Q 路波形，以及经载波调制以后相位变化情况。

若给定基带信号序列为`

1 -1 -1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1

对应的 QPSK 与 OQPSK 发送波形如图 2-1 所示。

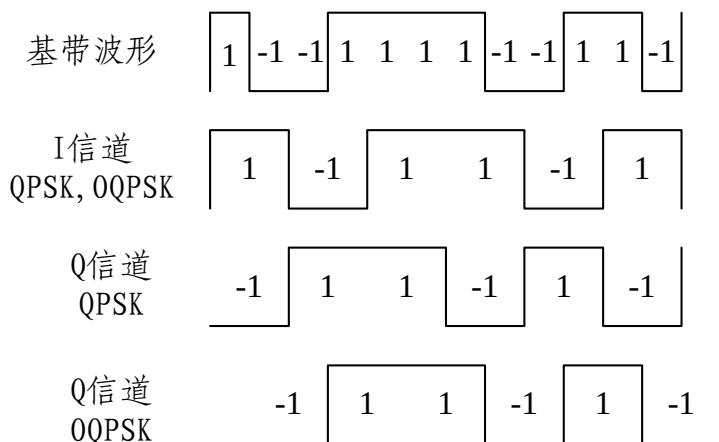


图 2-1 QPSK,OQPSK 发送信号波形

图 2-1 中, I 信道为 $U(t)$ 的奇数数据单元, Q 信道为 $U(t)$ 的偶数数据单元, 而 OQPSK 的 Q 信道与其 I 信道错开(延时)半个码元。

QPSK, OQPSK 载波相位变化公式为

$$\{\varphi_{ij}\} \square \left[\arctan \left(\frac{Q_j(t)}{I_i(t)} \right) \right] = \left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3}{4}\pi, -\frac{\pi}{4}, -\frac{3}{4}\pi \right\}$$

QPSK 数据码元对应的相位变化如图 2-2 所示, OQPSK 数据码元对应相位变化如图 2-3 所示

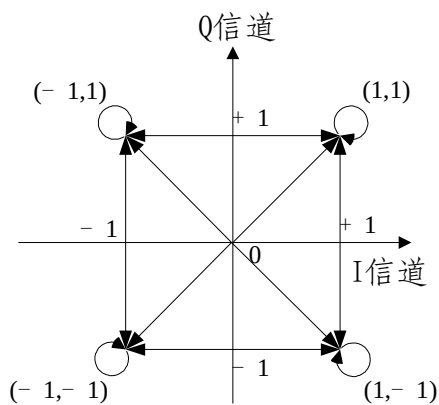


图 2-2 QPSK 相位变化图

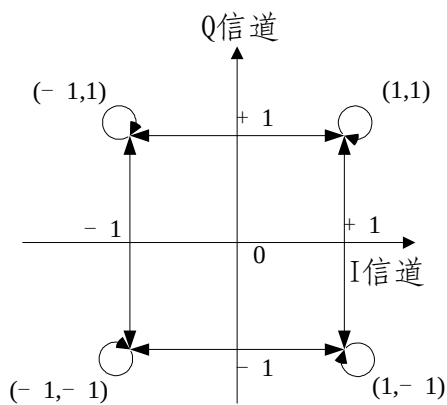
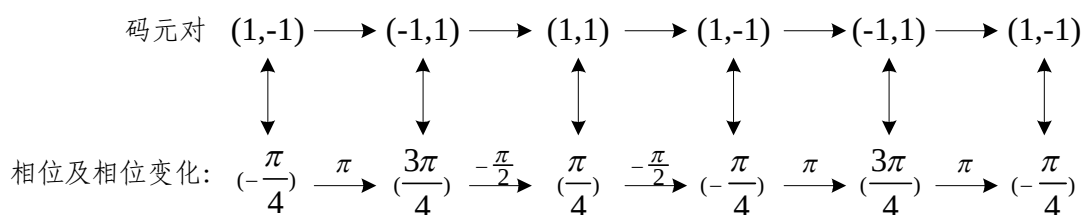


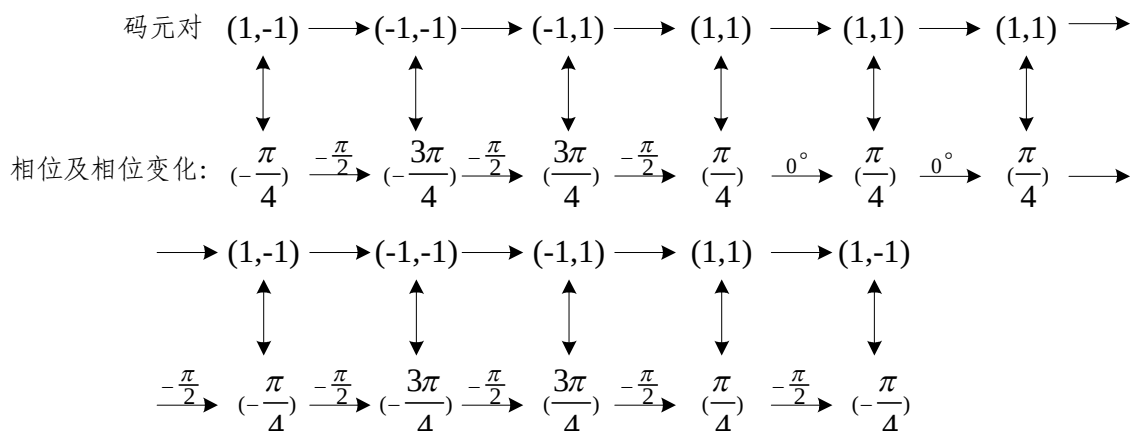
图 2-3 OQPSK 相位变化图

对于 QPSK 数据码元对的相位变换由图 2-1 和 2-2 求得为:



可见，在 QPSK 中存在过零点的 180° 跃变。

对于 OQPSK 数据码元对的相位变化由图 2-3 求得为：



可见，在 QPSK 中，仅存在小于 $\pm \frac{\pi}{2} = 90^\circ$ 的相位跃变，而不存在过零点跃变。所以 OQPSK 信号的带限不会导致信号包络经过零点。OQPSK 包络的变化小多了，因此对 OQPSK 的硬限幅或非线性放大不会再生出严重的频带扩展，OQPSK 即使再非线性放大后仍能保持其带限的性质。

OQPSK 的调制和相干解调框图如图 2-4、2-5 所示。

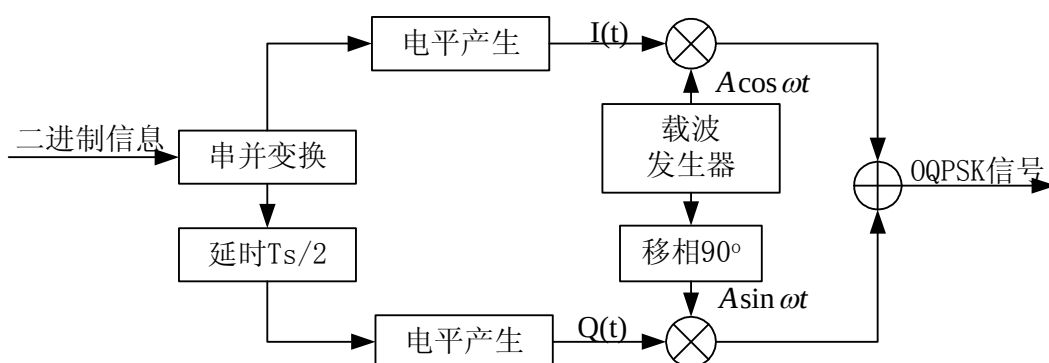


图 2-4 OQPSK 调制器框图

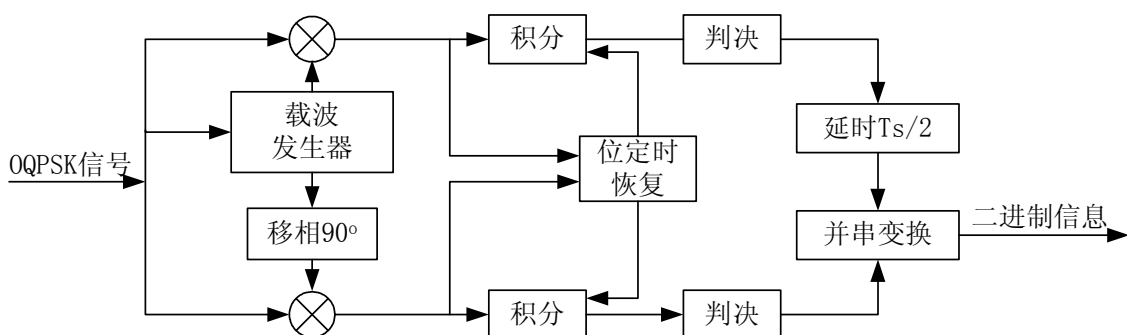


图 2-5 OQPSK 相干解调器框图

QPSK 和 OQPSK 两种调制方式在码分多址系统中获得了广泛的应用。在 IS-95 系统的前向链路中采用的是 QPSK 的调制方式，在反向链路中采用的 OQPSK 的调制方式。

四、实验原理

1、实验模块简介

本实验需用到基带成形模块、IQ 调制解调模块、码元再生模块及 PSK 载波恢复模块。

(1) 基带成形模块：

本模块主要功能：产生 PN31 伪随机序列作为信源；将基带信号进行串并转换；按调制要求进行基带成形，形成两路正交基带信号。

(2) IQ 调制解调模块：

本模块主要功能：产生调制及解调用的正交载波；完成射频正交调制及小功率线性放大；完成射频信号正交解调。

(3) 码元再生模块：

本模块主要功能：从解调出的 IQ 基带信号中恢复位同步，并进行抽样判决，然后并串转换后输出。

(4) PSK 载波恢复模块：

本模块主要功能：与 IQ 调制解调模块上的解调电路连接起来组成一个完整的科斯塔斯环恢复 PSK 已调信号的载波，同时可用作一个独立的载波源。本实验只使用其载波源。

2、实验框图及电路说明

a、OQPSK 调制实验

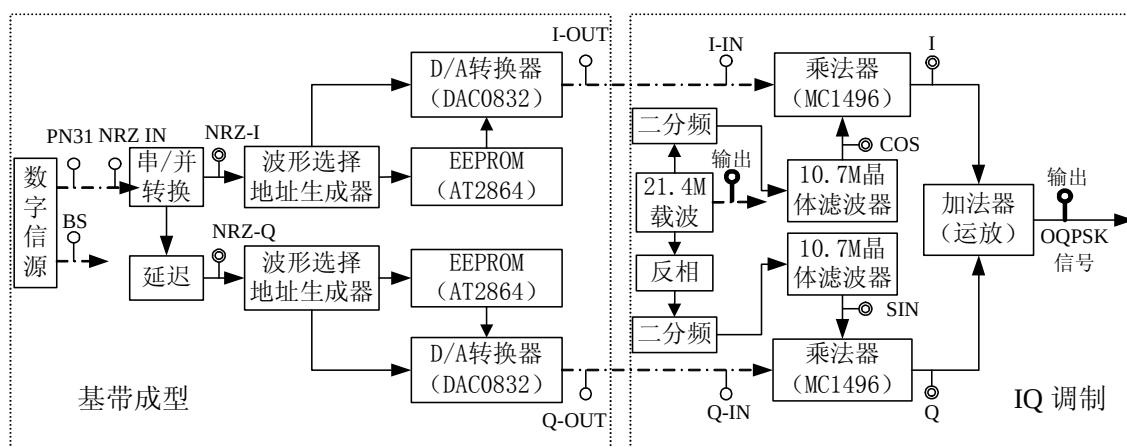


图 2-6 OQPSK 调制实验框图

OQPSK 调制实验框图如图 2-6 所示。基带成型模块产生的 PN 码（由 PN31 端输出）输入到串并转换电路中（由 NRZ IN 端输入）进行串并转换，串并转换后 I 路直接输出，Q 路经半个码元延迟后输出，输出的 IQ 两路数字基带信号（观测点为 NRZ-I，NRZ-Q），经波形预取电路判断，取出相应的模拟基带波形数据，经 D/A 转换后输出。IQ 两路模拟基带信号送入 IQ 调制解调模块中的 IQ 调制电路分别进行 PSK 调制，然后相加形成 OQPSK 调制信号，经放大后输出。（调节 W1 可以改变放大增益）OQPSK 已调信号载波为 10.7MHz，是由 21.4MHz 本振源经正交分频产生。

b、QPSK 解调实验

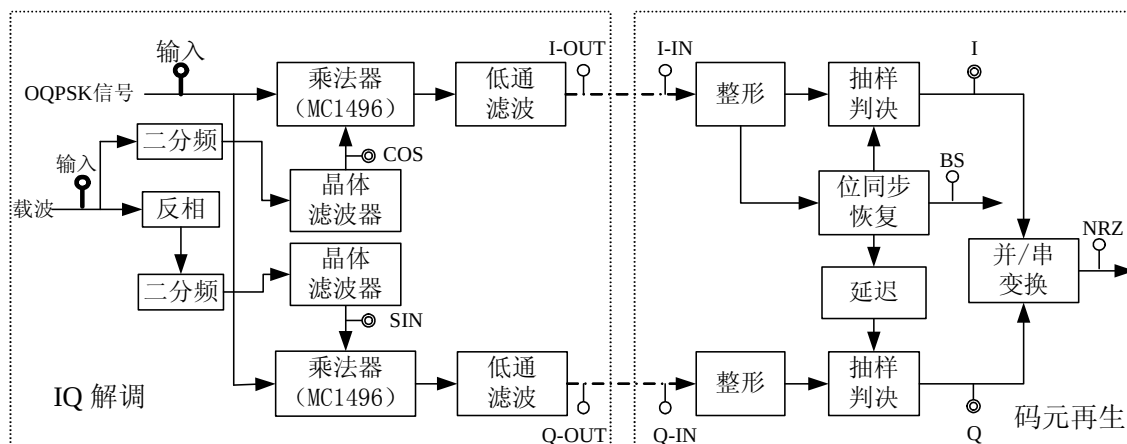


图 2-7 OQPSK 解调实验框图

OQPSK 解调实验框图如图 2-7 所示。OQPSK 已调信号送入 IQ 调制解调模块中的 IQ 解调电路分别进行 PSK 相干解调，相干载波由调制端的本振源经正交分频产生。解调输出的 IQ 两路模拟基带信号送入码元再生模块进行抽样判决，转换为数字信元后再进行并串转换后输出。抽样判决前 IQ 信号需经整形变为二值信号，并且需恢复位同步信号。位同步信号恢复由码元再生模块中的数字锁相环完成。IQ 两路抽样判决的位同步信号相差半个码元。

IQ 解调电路的载波也可由 PSK 载波恢复模块上的本振源提供，此时解调变为非相干解调，从解调输出的模拟基带信号可以看出信号失真很大，无法进行码元再生。

五、实验步骤

1、在实验箱上正确安装基带成形模块（以下简称基带模块）、IQ 调制解调模块（以下简称 IQ 模块）、码元再生模块（以下简称再生模块）和 PSK 载波恢复模块。

2、OQPSK 调制实验。

a、关闭实验箱总电源，用台阶插座线完成如下连接：

源端口	目的端口	连线说明
基带模块：PN31	基带模块：NRZ IN	提供 PN31 伪随机序列
基带模块：I-OUT	IQ 模块：I-IN	将串并变换后的 I 路信号进行调制
基带模块：Q-OUT	IQ 模块：Q-IN	将串并变换后的 Q 路信号进行调制

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

b、按基带成形模块上“选择”键，选择 OQPSK 模式（OQPSK 指示灯亮）。

c、观测 I 路、Q 路基带信号

用示波器观察基带模块上“I-OUT”及“Q-OUT”测试点，并分别与“NRZ IN”测试点的信号进行对比，观察串并转换情况。（注意由于串并转换的延迟作用，“I-OUT”、“Q-OUT”测试点的数据相对“NRZ IN”测试点延迟 2 个码元周期。）

d、观测 OQPSK 调制信号

示波器探头接 IQ 调制“输出”端（观测点 TP4），观察 OQPSK 已调信号峰峰值，调电位器“W1”使峰峰值为 1.2V 左右。

3、OQPSK 相干解调实验。

a、关闭实验箱总电源，保持步骤 2 中的连线不变，用同轴视频线完成如下连接：

源端口	目的端口
IQ 模块（IQ 调制单元）：输出（J2）	IQ 模块（IQ 解调单元）：输入（J3）
IQ 模块(载波单元)：输出（J5）	IQ 模块(载波单元)：输入（J4）

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

b、观测 OQPSK 解调后 I 路和 Q 路信号波形

示波器探头分别接 IQ 解调“I-OUT”及“Q-OUT”端，观察波形解调。调电位器“W1”使 I、Q 两路信号尽量接近两电平。（调“W1”可微调信号相位，使解调时正交载波的相位与已调信号尽量接近，以减少解调失真）。

c、对比观测原始 I 路信号与解调后 I 路信号

示波器探头分别接 IQ 解调“I-OUT”端及基带“I-OUT”端，注意观察两者是否一致。若一致表示解调正确，若不一致可能是载波相位不对，可按 IQ 模块复位键复位或重新开关该模块电源复位。

d、对比观测原始 Q 路信号与解调后 Q 路信号

示波器探头分别接 IQ 解调“Q-OUT”端及基带“Q-OUT”端，注意观察两者是否一致。若一致表示解调正确，若不一致可能是载波相位不对，可将按 IQ 模块复位键复位或重新开关该模块电源复位。

4、OQPSK 再生信号观察

a、关闭实验箱总电源，保持步骤 2、3 中的连线不变，用台阶插座线完成如下连接：

源端口	目的端口	连线说明
IQ 模块：I-OUT	再生模块：I-IN	将解调后的 I 路信号进行抽样判决
IQ 模块：Q-OUT	再生模块：Q-IN	将解调后的 Q 路信号进行抽样判决

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

b、按再生模块上“选择”键，选择 OQPSK 模式（OQPSK 指示灯亮）。

c、对比观测原始 NRZ 信号与再生后的 NRZ 信号

示波器探头分别接再生模块上“NRZ”端和基带模块上“NRZ OUT”端，观察两路码元是否一致（注意解调出的 NRZ 码比输入的 NRZ 码延迟 3 个码元周期）。若一致表示解调正确，若不一致可回到步骤 2 重新实验。

5、OQPSK 非相干解调实验

断开 IQ 模块上载波“输出”端与该模块上载波“输入”视频线，将 IQ 模块上载波“输入”端与 PSK 载波恢复模块上“VCO-OUT”端连接起来，此时系统是非相干解调。从步骤 2 开始再次观察各信号。

六、思考题

QPSK 及 OQPSK 基带信号有什么区别？这些区别产生了什么结果？

实验三 基带信号预成形技术实验

一、实验目的

- 1、了解正交调制中基带信号的产生原理及方法
- 2、了解基带滤波器的作用
- 3、了解工程中常用的设计原理及方法

二、实验内容

- 1、了解基带信号预成形的原理及方法。
- 2、观察 MSK 及 GMSK 基带信号。

三、基本原理

随着通信业务量的增加，频谱资源日趋紧张，为了提高系统的容量，信道间隔已由最初的 100kHz 减少到 25kHz，并将进一步减少到 12.5kHz，甚至更小。同时，由于数字通信具有建网灵活，容易采用数字差错控制技术和数字加密，便于集成化，并能够进入 ISDN 网，所以目前通信系统都在由模拟制式向数字制式过渡。因此系统中必须采用数字调制技术。

数字信号调制的基本类型分为振幅键控（ASK）、频移键控（FSK）和相移键控（PSK）。然而一般的数字调制技术因传输效率低而无法满足移动通信的要求，为此，需要专门研究一些抗干扰性强、误码性能好、频谱利用率高的调制技术，尽可能地提高单位频谱内传输数据的比特率，以适用于移动通信的窄带数据传输的要求。如最小频移键控（MSK—Minimum Shift Keying），高斯滤波最小频移键控（GMSK—Gaussian Filtered Minimum Shift Keying），四相相移键控（QPSK—Quadrature Reference Phase Shift Keying），交错正交四相相移键控（OQPSK—Offset Quadrature Reference Phase Shift Keying），四相相对相移键控（DQPSK—Differential Quadrature Reference Phase Shift Keying）和 $\pi/4$ 正交相移键控（ $\pi/4$ -DQPSK—Differential Quadrature Reference Phase Shift Keying）已在数字蜂窝移动通信系统中得到广泛应用。

数字调制技术又可分为两类：一类是线性调制技术，主要包括 PSK、QPSK、DQPSK、OQPSK、 $\pi/4$ -DQPSK 和多电平 PSK 等。这一类调制技术要求通信设备从频率变换到放大和发射过程中保持充分的线性，因此在制造移动设备中会增加难度和成本，但可以获得较高的频谱利用率。另一类是恒包络调制技术，主要包括 MSK、GMSK、GFSK、TFM 等。这类调制技术的优点是已调信号具有相对窄的功率谱和对放大设备没有线性要求，不足之处是其频谱利用率通常低于线性调制技术。由于这两类调制技术各有优势，因此被不同的移动通信系统所采用。如 GSM 系统中采用的就是 GMSK 调制，而 IS-95CDMA 系统采用的是 QPSK 和 OQPSK 调制。

为了使用户能够对各种移动通信中常用的数字调制技术的特点、区别和实现方式有清楚和全面地认识，本实验系统提供了 MSK（最小移频键控）、GMSK（高斯最小移频键控）、QPSK（四相绝对移相键控）、OQPSK（交错正交四相相移键控）、PSK（二进制移相键控）。

大家都知道，一个理想的恒包络信道的频谱几乎是无限宽的，这样的信道对频谱资源来说完全是无法忍受的，为了克服恒包络调制中的频谱利用率低的问题，我们通常会对信号进行频谱限制，即通过滤波的方法对每一个信道进行滤波，以降低其信道带宽，但这样做的一个缺点就是带来了信号的失真，为避免频谱限制所引起的失真，我们在调制之前必须对基带信号进行处理，降低基带信号的占用带宽，这一处理即为基带成形。

MSK 基带成形原理

MSK 基带波形只有两种波形组成，如图 3-1 所示：

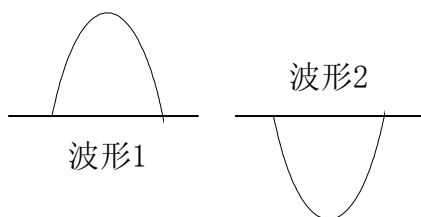


图 3-1 MSK 基带信号波形

在 MSK 调制中，成形信号取出原理为：由于成形信号只有两种波形选择，因此当前数据取出的成形信号只与它的前一位数据有关。如果当前数据与前一位数据相同，输出的成形信

号就相同（如果前一数据对应波形 1，那么当前数据仍对应波形 1）；如果当前数据与前一位数据相反，输出的成形信号就相反（如果前一数据对应波形 1，那么当前数据对应波形 2）。

GMSK 基带信号成形原理

GMSK 输出的成形信号要比 MSK 输出的成形信号多六种（MSK 只有波形 1、波形 5），如图 3-2 所示：

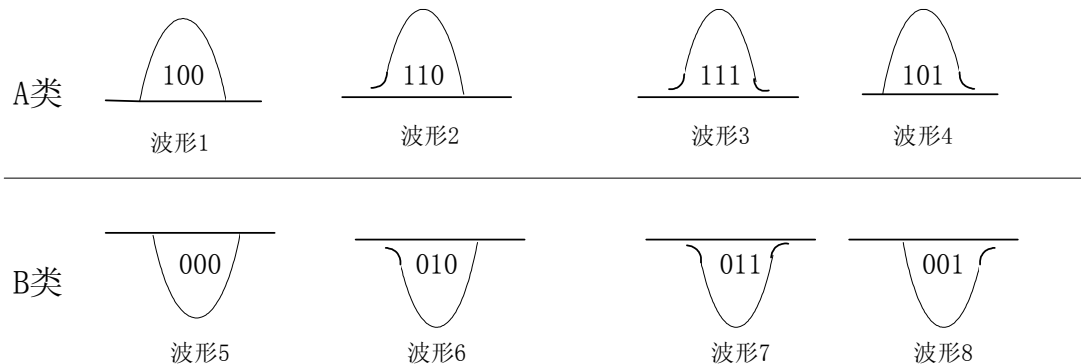


图 3-2 GMSK 基带信号波形

在 GMSK 调制中，成形信号取出原理为：由于成形信号有八种波形选择，因此当前数据取出的成形信号不仅与它的前一位数据有关，也与它的后一位数据有关。所以只要知道前一位数据用的波形是 A 类还是 B 类，然后通过连续三个数据之间相同或不同的关系就可确定当前数据的波形。例如假设前一位数据用的是 A 类波形，如果当前的数据与前一位数据不相同就采用波形 2 或波形 3，当前数据与下一位数据相同，则可确定当前数据用波形 2。

四、实验原理

1、实验模块简介

本实验只需用到基带成形模块。

（1）基带成形模块：

本模块主要功能：产生 PN31 伪随机序列作为信源；将基带信号进行串并转换；按调制要求进行基带成形，形成两路正交基带信号。

2、实验框图及电路说明

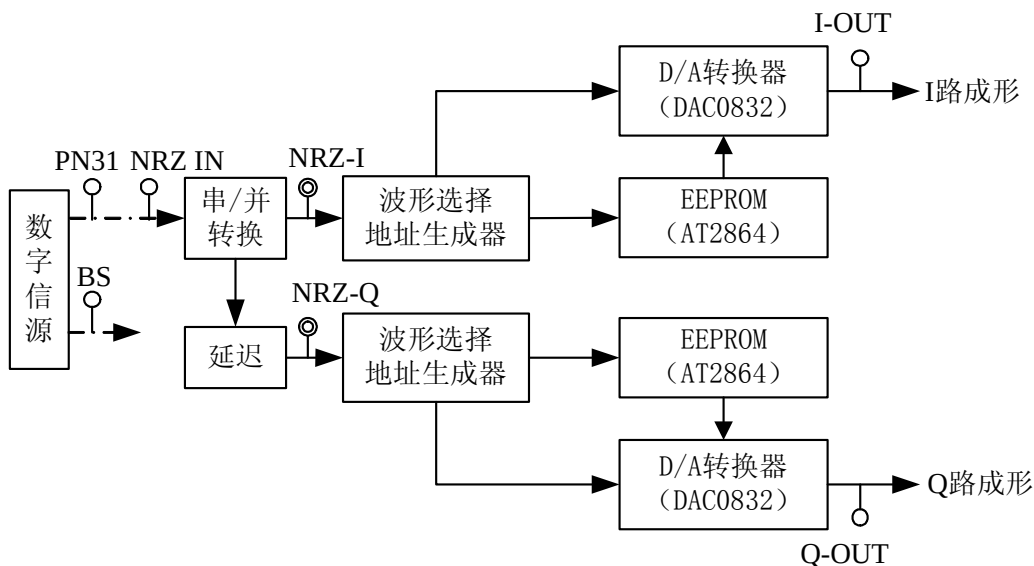


图 3-3 基带成形实验框图

基带成形实验框图如图 3-3 所示。基带成形模块产生的 PN 码（由 PN31 端输出）输入到串并转换电路中（由 NRZ IN 端输入）进行串并转换，串并转换后 I 路直接输出，Q 路经半个码元延迟后输出，得到 I_k 、 Q_k 两路数据。波形选择地址生成器是根据接收到的数据（ I_k 或 Q_k ）输出波形选择的地址。EEPROM（各种波形数据存储在当中）根据 CPLD 输出的地址来输出相应的数据，然后通过 D / A 转换器得到我们需要的基带波形，最后通过乘法器调制，运放求和就得到了我们需要的 MSK/GMK 调制信号。

五、实验步骤

- 1、在实验箱上正确安装基带成形模块（以下简称基带模块）。
- 2、关闭实验箱总电源，按如下要求连接好连线：

源端口	目的端口	连线说明
基带模块：PN31	基带模块：NRZ IN	提供 PN31 伪随机序列

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开实验箱总电源。**

- 3、观测 MSK 的基带信号

- a、按基带模块上“选择”键，选择 MSK 模式（MSK 指示灯亮）。
- b、用示波器观察基带模块上“I-OUT”及“Q-OUT”测试点，并分别与“NRZ IN”测试

点的信号进行对比，观察串并转换情况。

4、观测 GMSK 的基带信号

a、按基带模块上“选择”键，选择 GMSK 模式（GMSK 指示灯亮）。

b、用示波器观察基带模块上“I-OUT”及“Q-OUT”测试点，并分别与“NRZ IN”测试点的信号进行对比，观察串并转换情况。

六、思考题

MSK 及 GMSK 基带信号有说明区别？简述基带信号成形原理

实验四 MSK 调制及相干解调实验

一、实验目的

- 1、了解 MSK 调制原理及特性
- 2、了解 MSK 解调原理及特性
- 3、了解载波在相干及非相干时的解调特性

二、实验内容

- 1、观察 I、Q 两路基带信号的特征及与输入 NRZ 码的关系。
- 2、观察 IQ 调制解调过程中各信号变化。
- 3、观察解调载波相干时和非相干时各信号的区别。

三、基本原理

1、MSK 调制原理

MSK 称为最小移频键控调制，是一种恒包络调制，这是因为 MSK 属于二进制连续相位移频键控（CPFSK）的一种特殊情况，它不存在相位跃变点，因此在带限系统中，能保持恒包络特性。

恒包络调制有以下优点：极低的旁瓣能量；可使用高效率的 C 类功率放大器；容易恢复用于相干解调的载波；已调信号峰平比低。

MSK 是 CPFSK 满足移频系数 $h = 0.5$ 时的特例：当 $h = 0.5$ 时，满足在码元交替点相位连续的条件，是移频键控为保证良好的误码性能所允许的最小调制指数；且此时波形的相关性为 0，待传送的两个信号是正交的。它能比 PSK 传送更高的比特速率。

二进制 MSK 信号的表达式可写为：

$$S(t) = \cos \left[\omega_c t + \frac{\pi}{2T_b} a_k t + x_k \right] \quad (4-1)$$

ω_c ——载波角频率；

T_b ——码元宽度；

a_k ——第 k 个码元中的信息，其取值为 ± 1 ；

x_k ——为了保证 $t=kT_b$ 时相位连续而加入的相位常量

令

$$\varphi_k = \omega_c t + \theta_k \quad kT_b \leq t \leq (k+1)T_b \quad (4-2)$$

式中

$$\theta_k = \frac{\pi}{2T_b} a_k t + x_k$$

当 $a_k = +1$ 时，信号的频率为： $f_2 = f_c + \frac{1}{4T_b}$

当 $a_k = -1$ 时，信号的频率为： $f_1 = f_c - \frac{1}{4T_b}$

由此可得频率之差为： $\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{1}{2T_b}$

那么 MSK 信号波形如图 4-1 所示：

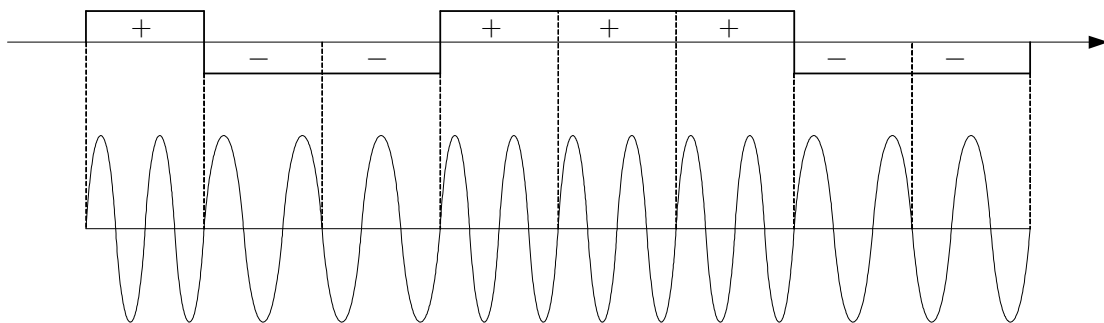


图 4-1 MSK 信号波形

为了保持相位的连续，在 $t=kT_b$ 时间内应有下式成立：

$$\varphi_{k-1}(kT_b) = \varphi_k(kT_b) \quad (4-3)$$

将式(4-2)代入式 (4-3) 可得

$$x_k = x_{k-1} + (a_{k-1} - a_k) \frac{k\pi}{2} \quad (4-4)$$

若令 $x_0=0$ ，则 $x_k=0$ 或 $\pm \pi$ ， $k=0, 1, 2\cdots$ 。该式表明本比特内的相位常数不仅与本比特区间的输入有关，还与前一个比特区间内的输入及相位常数有关。

在给定输入序列 $\{a_k\}$ 的情况下，MSK 的相位轨迹如图 4-2 所示，各种可能输入的输入序列所对应的所有可能路径如图 4-3 所示。

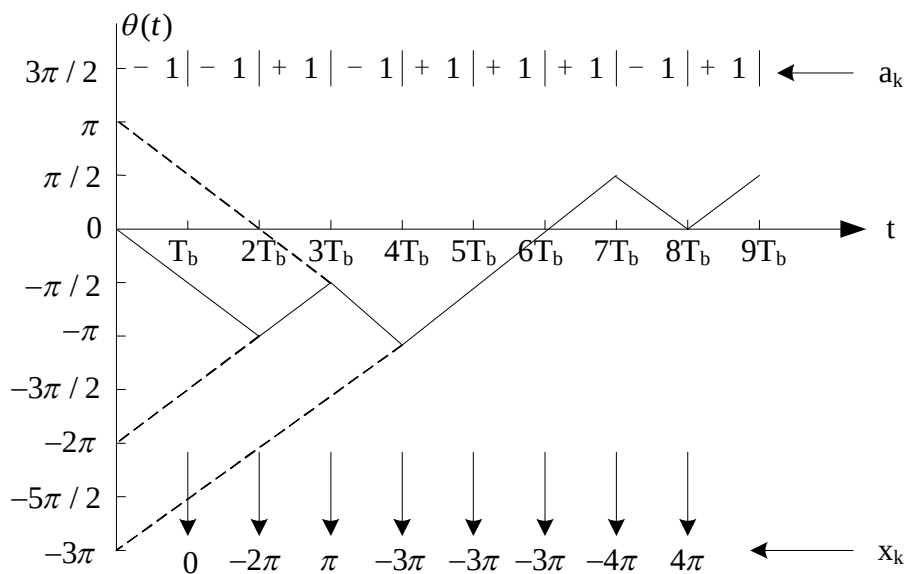


图 4-2 MSK 的相位轨迹

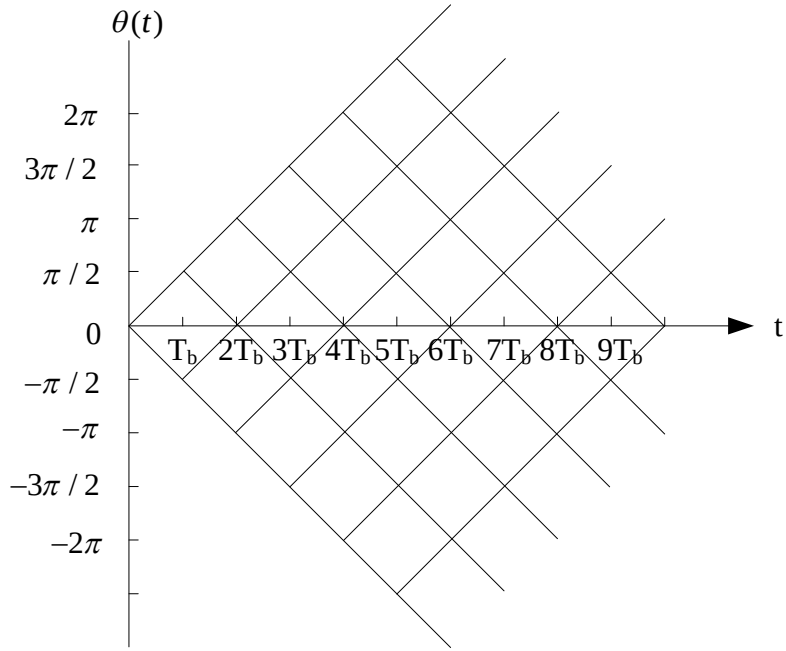


图 4-3 MSK 的可能相位轨迹

从图 4-2 和 4-3 可以看出：当 $t = 2lT_b$, $l = 0, 1, 2 \dots$ 时，相位取值只能是 0 或 $\pm \pi$ （模 2π ）；当 $t = (2l+1)T_b$, $l = 0, 1, 2 \dots$ 时，相位取值只能是 $\pm \pi/2$ （模 2π ）；在一个比特区间内，相位线性的增加或减少 $\pi/2$ 。

MSK 信号表达式可正交展开为下式：

$$\begin{aligned}
 S(t) &= \cos\left(\omega_c t + \frac{\pi}{2T_b} a_k t + x_k\right) \\
 &= \cos x_k \cos\left(\frac{\pi}{2T_b} t\right) \cos \omega_c t - a_k \cos x_k \sin\left(\frac{\pi}{2T_b} t\right) \sin \omega_c t
 \end{aligned} \tag{4-5}$$

由式 (4-4) 得：

$$x_k = \begin{cases} x_{k-1} & a_k = a_{k-1} \\ x_{k-1} \pm k\pi & a_k \neq a_{k-1} \end{cases}$$

$$\begin{aligned}\cos x_k &= \cos \left[x_{k-1} + (a_{k-1} - a_k) \left(\frac{k\pi}{2} \right) \right] \\ &= \cos x_{k-1} \cos \left[(a_{k-1} - a_k) \left(\frac{k\pi}{2} \right) \right] - \sin x_{k-1} \sin \left[(a_{k-1} - a_k) \left(\frac{k\pi}{2} \right) \right]\end{aligned}$$

因为 $\sin x_{k-1} = 0$, $a_{k-1} - a_k = 0, \pm 2$

$$\sin \left[(a_{k-1} - a_k) \left(\frac{k\pi}{2} \right) \right] = 0$$

$$\cos \left[(a_{k-1} - a_k) \left(\frac{k\pi}{2} \right) \right] = \begin{cases} +1 & a_k = a_{k-1} \\ -1 & a_k \neq a_{k-1} \text{ 且 } k \text{ 为奇数} \\ +1 & a_k \neq a_{k-1} \text{ 且 } k \text{ 为偶数} \end{cases}$$

所以上式可以写成：（令 $k = 2l$, $l = 0, 1, 2 \dots$ ）

$$\begin{cases} \cos x_{2l} = \cos x_{2l-1} \\ a_{2l+1} \cos x_{2l+1} = a_{2l} \cos x_{2l} \end{cases} \quad (4-6)$$

由此式看出：I 支路数据（ $\cos x_k$ ）和 Q 支路数据（ $\sin x_k$ ）并不是每个 T_b 秒就可能改变符号，二十每隔 $2T_b$ 秒才有可能改变符号。I 支路与 Q 支路的码元在时间上错开 T_b 秒。如图 4-4 所示。若输入数据 d_k 经过差分编码（即 $a_k = d_k \oplus d_{k-1}$ ）后，再进行 MSK 调制，则只要对 $\cos x_k$ 和 $a_k \sin x_k$ 交替取样就可以恢复数据 d_k 。

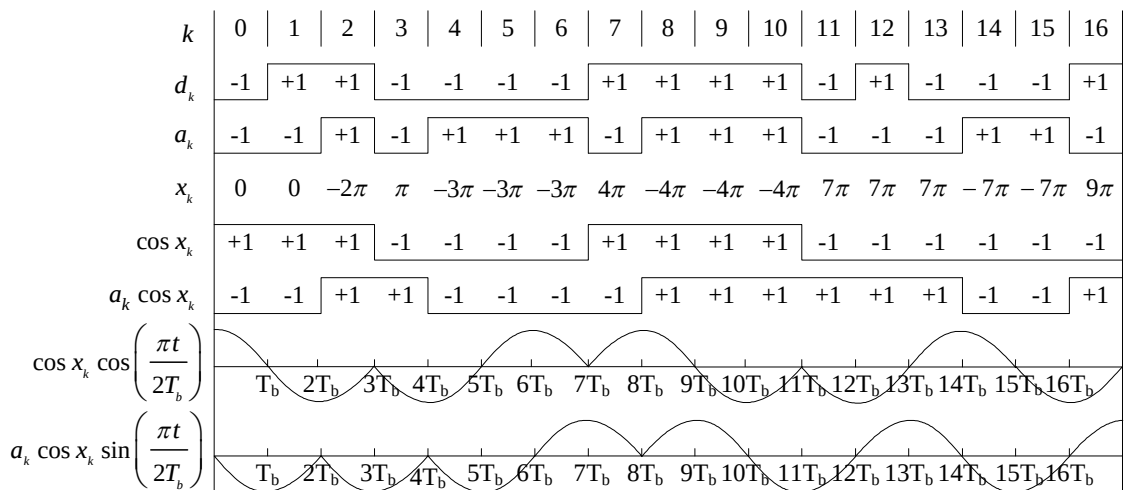


图 4-4 MSK 的输入数据与各支路数据及基带波形的关系

根据上面描述可构成一种 MSK 调制器，其方框图如图 4-5 所示：

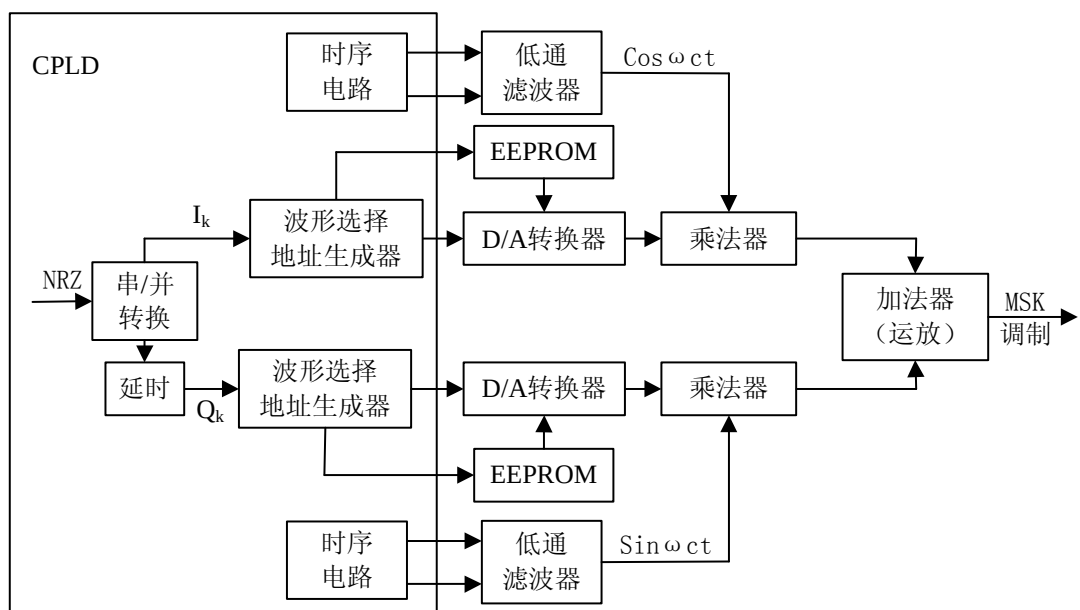


图 4-5 MSK 调制原理框图

输入数据 NRZ，然后通过 CPLD 电路进行串/并转换，串并转换后 I 路直接输出，Q 路经半个码元延迟后输出，得到 I_k 、 Q_k 两路数据。波形选择地址生成器是根据接受到的数据 (I_k 或 Q_k) 输出波形选择的地址。EEPROM（各种波形数据存储在其中）根据 CPLD 输出的地址来输出相应的数据，然后通过 D / A 转换器得到我们需要的基带波形，最后通过乘法器调制，运放求和就得到了我们需要的 MSK 调制信号。

MSK 基带波形只有两种波形组成，见图 4-6 所示：

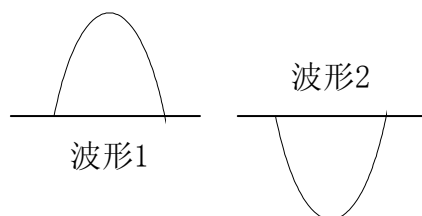


图 4-6 MSK 成形信号

在 MSK 调制中，成形信号取出原理为：由于成形信号只有两种波形选择，因此当前数据取出的成形信号只与它的前一位数据有关。如果当前数据与前一位数据相同，输出的成形信号就相反（如果前一数据对应波形 1，那么当前数据对应波形 2）；如果当前数据与前一位数据相反，输出的成形信号就相同（如果前一数据对应波形 1，那么当前数据仍对应波形 1）。

2、MSK 解调原理

MSK 信号的解调与 FSK 信号相似，可以采用相干解调，也可以采用非相干解调方式。本实验模块中采用一种相干解调的方式。

$$\text{已知： } S_{MSK}(t) = I_k \cos\left(\frac{\pi}{2Ts}t\right) \cos\omega_c t + Q_k \sin\left(\frac{\pi}{2Ts}t\right) \sin\omega_c t$$

把该信号进行正交解调可得到：

$$\begin{aligned} \text{I}_k \text{ 路 } & [I_k \cos\left(\frac{\pi}{2Ts}t\right) \cos\omega_c t + Q_k \sin\left(\frac{\pi}{2Ts}t\right) \sin\omega_c t] \cos\omega_c t \\ &= \frac{1}{2} I_k \cos\left(\frac{\pi}{2Ts}t\right) + \frac{1}{4} I_k \cos\left[\left(2\omega_c + \frac{\pi}{2Ts}\right)t\right] + \frac{1}{4} I_k \cos\left[\left(2\omega_c - \frac{\pi}{2Ts}\right)t\right] \\ &\quad - \frac{1}{4} Q_k \cos\left[\left(2\omega_c + \frac{\pi}{2Ts}\right)t\right] + \frac{1}{4} Q_k \cos\left[\left(2\omega_c - \frac{\pi}{2Ts}\right)t\right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Q}_k \text{ 路 } & [I_k \cos\left(\frac{\pi}{2Ts}t\right) \cos\omega_c t + Q_k \sin\left(\frac{\pi}{2Ts}t\right) \sin\omega_c t] \sin\omega_c t \\ &= \frac{1}{2} Q_k \sin\left(\frac{\pi}{2Ts}t\right) + \frac{1}{4} I_k \sin\left[\left(2\omega_c + \frac{\pi}{2Ts}\right)t\right] + \frac{1}{4} I_k \sin\left[\left(2\omega_c - \frac{\pi}{2Ts}\right)t\right] \\ &\quad - \frac{1}{4} Q_k \sin\left[\left(2\omega_c + \frac{\pi}{2Ts}\right)t\right] + \frac{1}{4} Q_k \sin\left[\left(2\omega_c - \frac{\pi}{2Ts}\right)t\right] \end{aligned}$$

我们需要的是 $\frac{1}{2} I_k \cos(\frac{\pi}{2T_s}t)$ 、 $\frac{1}{2} Q_k \sin(\frac{\pi}{2T_s}t)$ 两路信号，所以必须将其它频率成份 $(2\omega_c + \frac{\pi}{2T_s})$ 、 $(2\omega_c - \frac{\pi}{2T_s})$ 通过低通滤波器滤除掉，然后对 $\frac{1}{2} I_k \cos(\frac{\pi}{2T_s}t)$ 、 $\frac{1}{2} Q_k \sin(\frac{\pi}{2T_s}t)$ 采样即可还原成 I_k 、 Q_k 两路信号。

根据上面描述可构成一种 MSK 解调器，其方框图如图 4-7 所示：

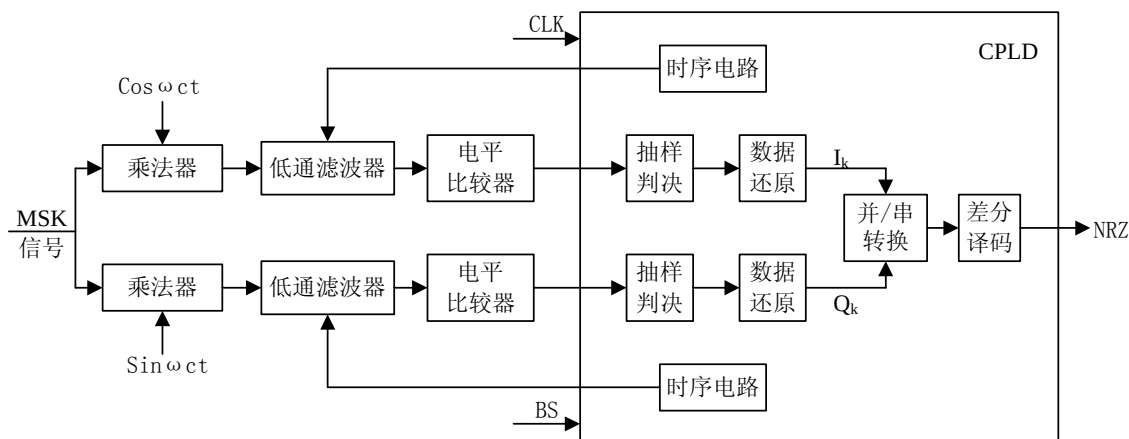


图 4-7 MSK 解调原理框图

将得到的 MSK 调制信号正交解调，通过低通滤波器得到基带成形信号，并对由此得到的基带信号的波形进行电平比较得到数据，再将此数据经过 CPLD 的数字处理，就可解调得到 NRZ 码。

在实际系统中，相干载波是通过载波同步获取的，相干载波的频率和相位只有和调制端载波相同时，才能完成相干解调。由于载波同步不是本实验的内容，因此在本模块中的相干载波是直接从调制端引入，因此解调器中的载波与调制器中的载波同频同相。

四、实验原理

1、实验模块简介

本实验需用到基带成形模块、IQ 调制解调模块、码元再生模块及 PSK 载波恢复模块。

(1) 基带成形模块：

本模块主要功能：产生 PN31 伪随机序列作为信源；将基带信号进行串并转换；按调制要求进行基带成形，形成两路正交基带信号。

(2) IQ 调制解调模块：

本模块主要功能：产生调制及解调用的正交载波；完成射频正交调制及小功率线性放大；完成射频信号正交解调。

(3) 码元再生模块：

本模块主要功能：从解调出的 IQ 基带信号中恢复位同步，并进行抽样判决，然后并串转换后输出。

(4) PSK 载波恢复模块：

本模块主要功能：与 IQ 调制解调模块上的解调电路连接起来组成一个完整的科斯塔斯环恢复 PSK 已调信号的载波，同时可用作一个独立的载波源。本实验只使用其载波源。

2、实验框图及电路说明

a、MSK 调制实验

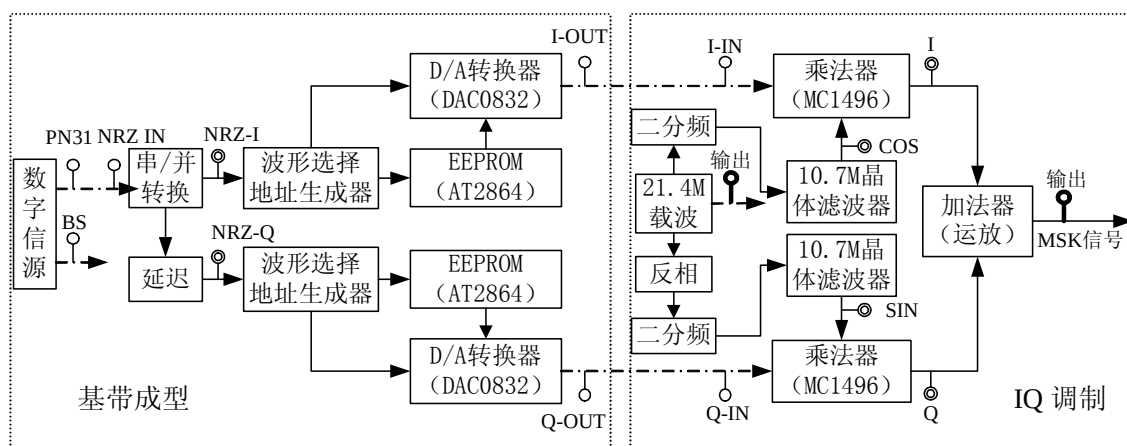


图 4-8 MSK 调制实验框图

MSK 调制实验框图框图如图 4-8 所示，基带成型模块产生的 PN 码（由 PN31 端输出）输入到串并转换电路中（由 NRZ IN 端输入）进行串并转换，串并转换后 I 路直接输出，Q 路经半个码元延迟后输出，输出的 IQ 两路数字基带信号，经波形预取电路判断，取出相应的模拟基带波形数据，经 D/A 转换后输出。IQ 两路模拟基带信号送入 IQ 调制解调模块中的 IQ 调制电路分别进行 DSB 调制，然后相加形成 MSK 调制信号，经放大后输出。MSK 已调信号载波为 10.7MHz，是由 21.4MHz 本振源经正交分频产生。

b、MSK 解调实验

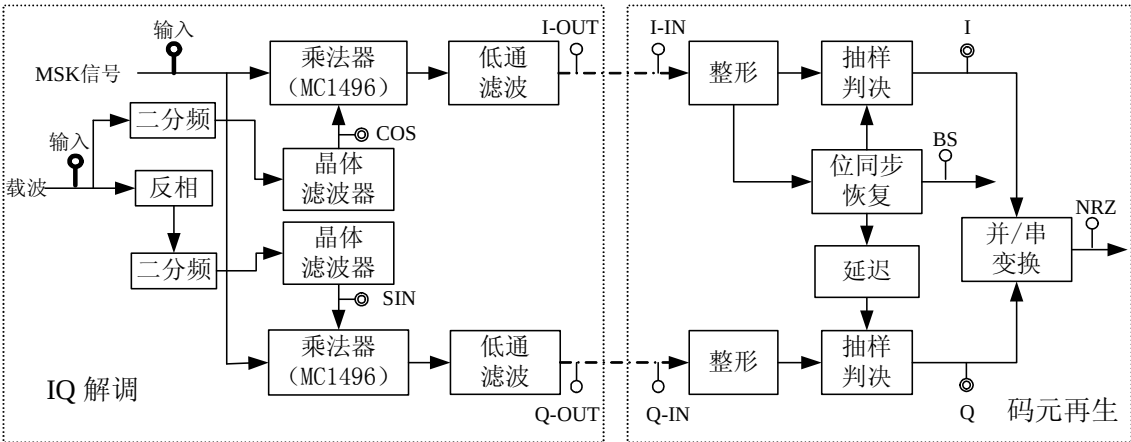


图 4-9 MSK 解调实验框图

MSK 解调实验框图如图 4-9 所示。MSK 已调信号送入 IQ 调制解调模块中的 IQ 解调电路分别进行 DSB 相干解调，相干载波由调制端的本振源经正交分频产生。解调输出的 IQ 两路模拟基带信号送入码元再生模块进行整形及抽样判决，转换为数字信元后再进行并串转换后输出。抽样判决前 IQ 信号需经整形变为二值信号，并且需恢复位同步信号。位同步信号恢复由码元再生模块中的数字锁相环完成。IQ 两路抽样判决的位同步信号相差半个码元。

IQ 解调电路的载波也可由 PSK 载波恢复模块上的本振源提供，此时解调变为非相干解调，从解调输出的模拟基带信号可以看出信号失真很大，无法进行码元再生。

五、实验步骤

- 1、在实验箱上正确安装基带成形模块（以下简称基带模块）、IQ 调制解调模块（以下简称 IQ 模块）、码元再生模块（以下简称再生模块）和 PSK 载波恢复模块。
- 2、MSK 调制实验。
 - a、关闭实验箱总电源，用台阶插座线完成如下连接：

源端口	目的端口	连线说明
基带模块：PN31	基带模块：NRZ IN	提供 PN31 伪随机序列
基带模块：I-OUT	IQ 模块：I-IN	将基带成型后的 I 路信号进行调制
基带模块：Q-OUT	IQ 模块：Q-IN	将基带成型后的 Q 路信号进行调制

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

b、按基带成形模块上“选择”键，选择 MSK 模式（MSK 指示灯亮）。

c、观测 I 路、Q 路基带信号

用示波器观察基带模块上“I-OUT”及“Q-OUT”测试点，并分别与“NRZ IN”测试点的信号进行对比，观察串并转换情况。

d、观测 MSK 调制信号

示波器探头接 IQ 调制“输出”端（观测点 TP4），观察 MSK 已调信号峰峰值，调电位器“W1”使峰峰值为 1.2V 左右。

3、MSK 相干解调实验。

a、关闭实验箱总电源，保持步骤 2 中的连线不变，用同轴视频线完成如下连接：

源端口	目的端口
IQ 模块（IQ 调制单元）：输出（J2）	IQ 模块（IQ 解调单元）：输入（J3）
IQ 模块(载波单元)：输出（J5）	IQ 模块(载波单元)：输入（J4）

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

b、观测 MSK 解调后 I 路和 Q 路信号波形

示波器探头分别接 IQ 解调“I-OUT”及“Q-OUT”端，观察波形解调。调电位器“W1”使 I、Q 两路信号尽量接近两电平。（调“W1”可微调信号相位，使解调时正交载波的相位与已调信号尽量接近，以减少解调失真）。

c、对比观测原始 I 路信号与解调后 I 路信号

示波器探头分别接 IQ 解调“I-OUT”端及基带“I-OUT”端，注意观察两者是否一致。若一致表示解调正确，若不一致可能是载波相位不对，可按 IQ 模块复位键复位或重新开关该模块电源复位。

d、对比观测原始 Q 路信号与解调后 Q 路信号

示波器探头分别接 IQ 解调“Q-OUT”端及基带“Q-OUT”端，注意观察两者是否一致。若一致表示解调正确，若不一致可能是载波相位不对，可将按 IQ 模块复位键复位或重新开关该模块电源复位。

4、MSK 再生信号观察

a、关闭实验箱总电源，保持步骤 2、3 中的连线不变，用台阶插座线完成如下连接：

源端口	目的端口	连线说明
IQ 模块：I-OUT	再生模块：I-IN	将解调后的 I 路信号进行抽样判决
IQ 模块：Q-OUT	再生模块：Q-IN	将解调后的 Q 路信号进行抽样判决

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

b、按再生模块上“选择”键，选择 MSK 模式（MSK 指示灯亮）。

c、对比观测原始 NRZ 信号与再生后的 NRZ 信号

示波器探头分别接再生模块上“NRZ”端和基带模块上“NRZ OUT”端，观察两路码元是否一致。若一致表示解调正确，若不一致可回到步骤 2 重新实验。

5、MSK 非相干解调实验

断开 IQ 模块上载波“输出”端与该模块上载波“输入”视频线，将 IQ 模块上载波“输入”端与 PSK 载波恢复模块上“VCO-OUT”端连接起来，此时系统是非相干解调。从步骤 2 开始再次观察各信号。

六、思考题

MSK 及 OQPSK 基带信号有什么区别？这些区别产生了什么结果？

实验五 GMSK 调制及相干解调实验

一、实验目的

- 1、了解 GMSK 调制原理及特性
- 2、了解 GMSK 解调原理及特性
- 3、了解载波在相干及非相干时的解调特性
- 4、掌握 MSK 调制与 GMSK 调制的差别

二、实验内容

- 1、观察 I、Q 两路基带信号的特征及与输入 NRZ 码的关系。
- 2、观察 IQ 调制解调过程中各信号变化。
- 3、观察 MSK 调制及 GMSK 调制各信号的区别。
- 4、观察解调载波相干时和非相干时各信号的区别。

三、基本原理

1、GMSK 调制原理

GMSK 调制方式，是在 MSK 调制器之前加入一个基带信号预处理滤波器，即高斯低通滤波器，由于这种滤波器能将基带信号变换成高斯脉冲信号，其包络无陡峭边沿和拐点，从而达到改善 MSK 信号频谱特性的目的。基带的高斯低通滤波平滑了 MSK 信号的相位曲线，因此稳定了信号的频率变化，这使得发射频谱上的旁瓣水平大大降低。

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

- ①有良好的窄带和尖锐的截止特性，以滤除基带信号中多余的高频成分。
- ②脉冲响应过冲量应尽量小，防止已调波瞬时频偏过大。
- ③输出脉冲响应曲线的面积对应的相位为 $\pi/2$ ，使调制系数为 1/2。

以上要求是为了抑制高频分量、防止过量的瞬时频率偏移以及满足相干检测所需要的。

高斯低通滤波器的冲击响应为

$$h(t) = \sqrt{\pi} \exp(-\pi^2 \alpha^2 t^2) \quad (5-1)$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} B_b$$

式中， B_b 为高斯滤波器的 3dB 带宽。

该滤波器对单个宽度为 T_b 的矩形脉冲的响应为

$$g(t) = Q\left[\frac{2\pi B_b}{\sqrt{\ln 2}}\left(t - \frac{T_b}{2}\right)\right] - Q\left[\frac{2\pi B_b}{\sqrt{\ln 2}}\left(t + \frac{T_b}{2}\right)\right] \quad (5-2)$$

式中

$$Q(t) = \int_t^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-\tau^2/2) d\tau \quad (5-3)$$

当 $B_b T_b$ 取不同值时， $g(t)$ 的波形如图 5-1 所示

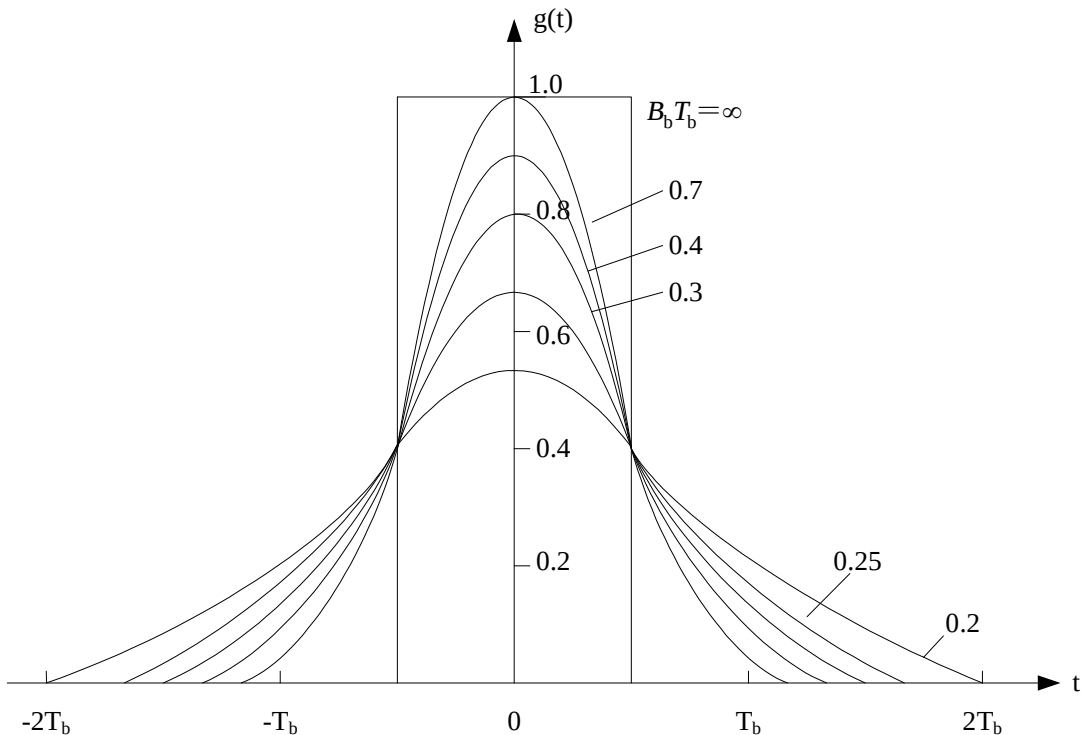


图 5-1 高斯滤波器的矩形脉冲响应

GMSK 的信号表达式为

$$S(t) = \cos \left\{ \omega_c t + \frac{\pi}{2T_b} \int_{-\infty}^t \left[\sum a_n g \left(\tau - nT_b - \frac{T_b}{2} \right) \right] d\tau \right\} \quad (5-4)$$

GMSK 的相位路径如图 5-2 所示。

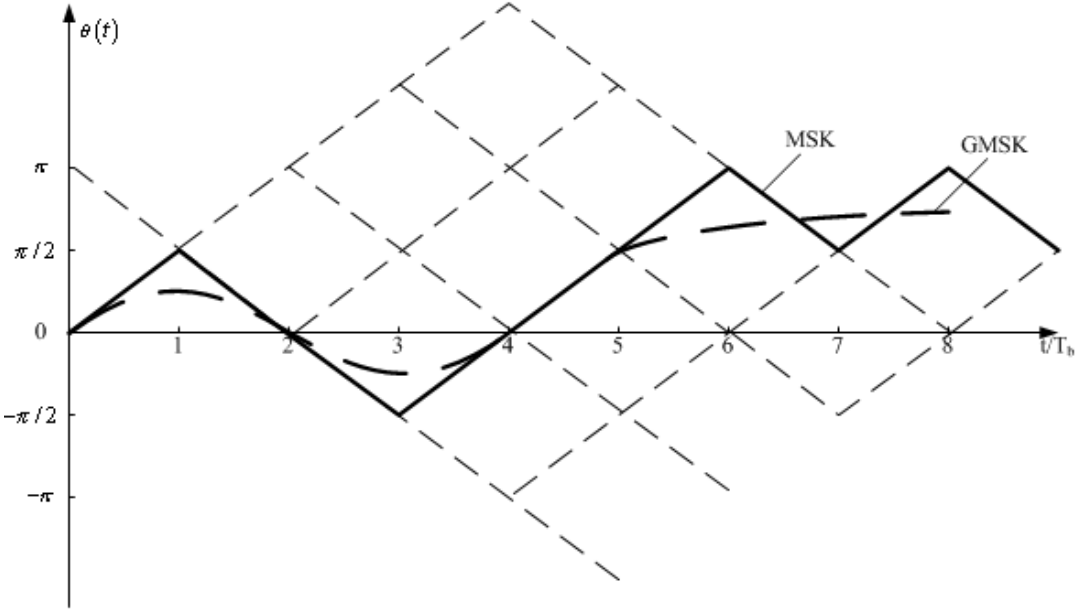


图 5-2 GMSK 的相位轨迹

从图 5-1 和 5-2 可以看出，GMSK 是通过引入可控的码间干扰（即部分响应波形）来达到平滑相位路径的目的，它消除了 MSK 相位路径在码元转换时刻的相位转折点。从图中还可以看出，GMSK 信号在一码元周期内的相位增量，不像 MSK 那样固定为 $\pm \pi/2$ ，而是随着输入序列的不同而不同。

由式 (5-4) 可得

$$\begin{aligned} S(t) &= \cos [\omega_c t + \theta(t)] \\ &= \cos \theta(t) \cos \omega_c t - \sin \theta(t) \sin \omega_c t \end{aligned} \quad (5-5)$$

式中

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \frac{\pi}{2T_b} \int_{-\infty}^t \left[\sum a_n g \left(\tau - nT_b - \frac{T_b}{2} \right) \right] d\tau \\ &= \theta(kT_b) + \Delta\theta(t) \quad kT_b \leq t \leq (k+1)T_b \end{aligned} \quad (5-6)$$

尽管 $g(t)$ 的理论是在 $-\infty < t < +\infty$ 范围取值，但实际中需要对 $g(t)$ 进行截短，仅取

$(2N+1)T_b$ 区间，这样可以证明 $\theta(t)$ 在码元变换时刻的取值 $\theta(kT_b)$ 是有限的。这样我们就可以事先制作 $\cos\theta(t)$ 和 $\sin\theta(t)$ 两张表，根据输入数据读出相应的值，再进行正交调制就可以得到 GMSK 信号，如图 5-3 所示

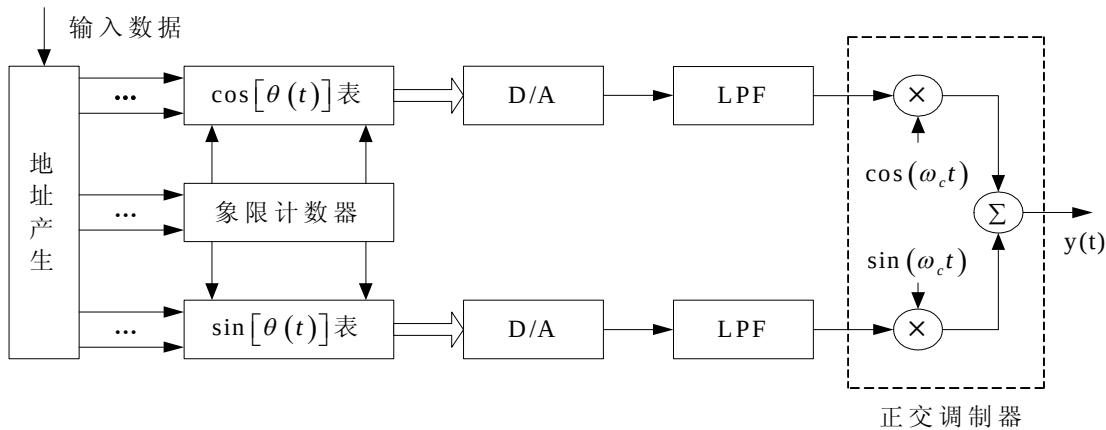


图 5-3 波形存储正交调制法产生 GMSK 信号

图 5-4 描述出了 GMSK 信号的功率谱密度。图中，横坐标的归一化频率 $(f - f_c) T_b$ ，纵坐标为谱密度，参变量 $B_b T_b$ 为高斯低通滤波器的归一化 3dB 带宽 B_b 与码元长度 T_b 的乘积。 $B_b T_b = \infty$ 的曲线是 MSK 信号的功率谱密度，由图可见，GMSK 信号的频谱随着 $B_b T_b$ 值的减小变得紧凑起来。需要说明的是，GMSK 信号频谱特性的改善是通过降低误比特率性能换来的。前置滤波器的带宽越窄，输出功率谱就越紧凑，误比特率性能变得越差。不过，当 $B_b T_b = 0.25$ 时，误比特率性能下降并不严重。

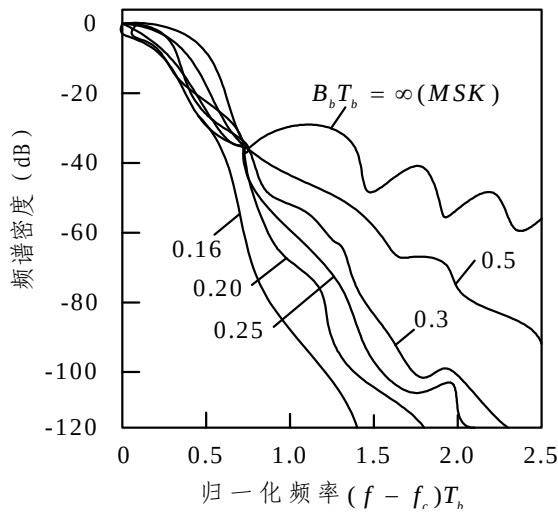


图 5-4 GMSK 的功率谱密度

在本实验中，不采用硬件构成高斯低通滤波器进行调制的方法，而是将 GMSK 的所有组合波形数据（高斯滤波后的）计算出来，然后将得到的数据输入 EEPROM 中，最后通过数据（ I_k 、 Q_k ）进行寻址访问，取出相应的 GMSK 成形信号。

GMSK 同样可以采用 MSK 的原理框图，其区别在于输出的成形信号要比 MSK 输出的成形信号多六种（MSK 只有波形 1、波形 5），如图 5-5 所示：

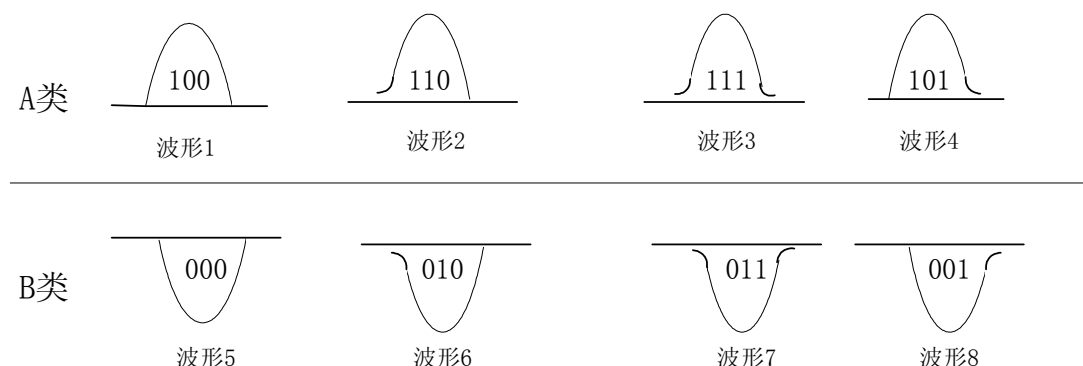


图 5-5 GMSK 成形信号

在 GMSK 调制中，成形信号取出原理为：由于成形信号有八种波形选择，因此当前数据取出的成形信号不仅与它的前两位位数据有关，也与它的后两位位数据有关。所以只要知道前一数据用的波形是 A 类还是 B 类，然后通过连续三个数据之间相同或不同的关系就可确定当前数据的波形。例如假设前一位数据用的是 A 类波形，如果当前的数据与前一位数据不相同就采用波形 2 或波形 3，当前数据与下一位数据相同，则可确定当前数据用波形 2。

2、GMSK 解调原理

GMSK 信号的解调可以采用相干解调，也可采用非相干解调，相干解调的原理与 MSK 相干解调相同，可参阅 MSK 相干解调原理。非相干解调在下个实验中介绍。

四、实验原理

1、实验模块简介

本实验需用到基带成形模块、IQ 调制解调模块、码元再生模块及 PSK 载波恢复模块。

（1）基带成形模块：

本模块主要功能：产生 PN31 伪随机序列作为信源；将基带信号进行串并转换；按调制要求进行基带成形，形成两路正交基带信号。

(2) IQ 调制解调模块:

本模块主要功能: 产生调制及解调用的正交载波; 完成射频正交调制及小功率线性放大; 完成射频信号正交解调。

(3) 码元再生模块:

本模块主要功能: 从解调出的 IQ 基带信号中恢复位同步, 并进行抽样判决, 然后并串转换后输出。

(4) PSK 载波恢复模块:

本模块主要功能: 与 IQ 调制解调模块上的解调电路连接起来组成一个完整的科斯塔斯环恢复 PSK 已调信号的载波, 同时可用作一个独立的载波源。本实验只使用其载波源。

2、实验框图及电路说明

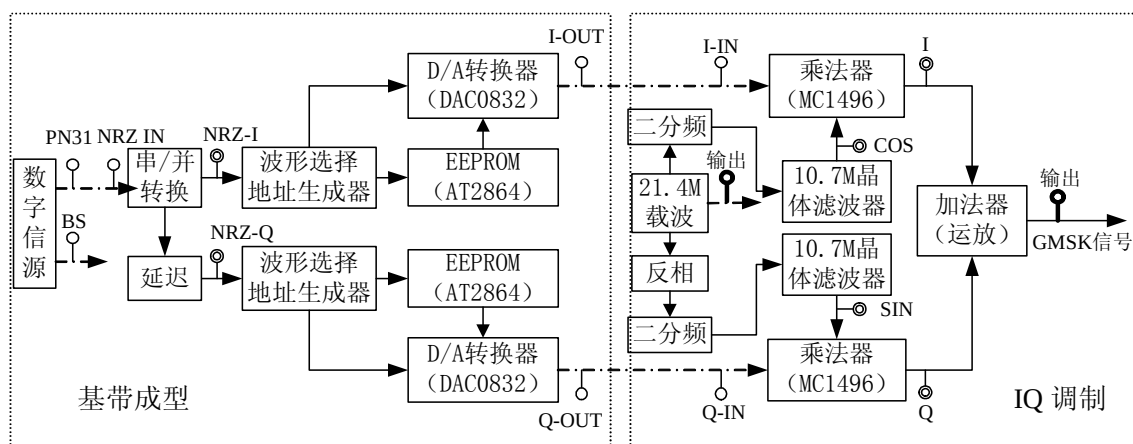


图 5-6 GMSK 调制实验框图

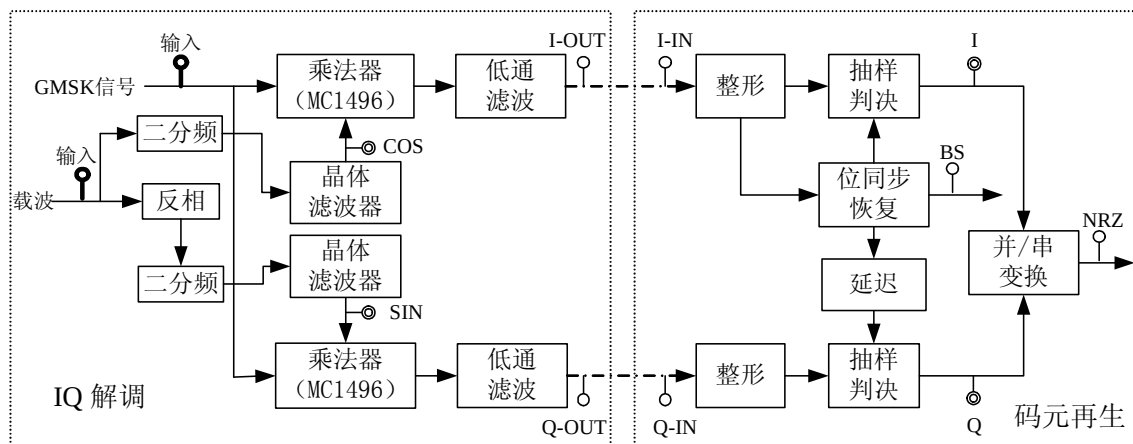


图 5-7 GMSK 解调实验框图

本实验原理与 MSK 调制解调实验基本相同，不同之处在于基带成形模块中预存波形不同，并且每个当前码元的预存波形不仅与当前码元有关，还与该码元前两个码元及该码元后两个码元有关。

五、实验步骤

1、在实验箱上正确安装基带成形模块（以下简称基带模块）、IQ 调制解调模块（以下简称 IQ 模块）、码元再生模块（以下简称再生模块）和 PSK 载波恢复模块。

2、GMSK 调制实验。

a、用台阶插座线完成如下连接：

源端口	目的端口	连线说明
基带模块：PN31	基带模块：NRZ IN	提供 PN31 伪随机序列
基带模块：I-OUT	IQ 模块：I-IN	将基带成型后的 I 路信号进行调制
基带模块：Q-OUT	IQ 模块：Q-IN	将基带成型后的 Q 路信号进行调制

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

b、按基带成形模块上“选择”键，选择 GMSK 模式（GMSK 指示灯亮）。

c、观测 I 路、Q 路基带信号

用示波器观察基带模块上“I-OUT”及“Q-OUT”测试点，并分别与“NRZ IN”测试点的信号进行对比，观察串并转换情况。

d、观测 GMSK 调制信号

示波器探头接 IQ 调制“输出”端（观测点 TP4），观察 GMSK 已调信号峰峰值，调电位器“W1”使峰峰值为 1.2V 左右。

3、GMSK 相干解调实验。

a、关闭实验箱总电源，保持步骤 2 中的连线不变，用同轴视频线完成如下连接：

源端口	目的端口
IQ 模块 (IQ 调制单元): 输出 (J2)	IQ 模块 (IQ 解调单元): 输入 (J3)
IQ 模块(载波单元): 输出 (J5)	IQ 模块(载波单元): 输入 (J4)

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

b、观测 GMSK 解调后 I 路和 Q 路信号波形

示波器探头分别接 IQ 解调 “I-OUT” 及 “Q-OUT” 端，观察波形解调。调电位器 “W1” 使 I、Q 两路信号尽量接近两电平。(调 “W1” 可微调信号相位，使解调时正交载波的相位与已调信号尽量接近，以减少解调失真)。

c、对比观测原始 I 路信号与解调后 I 路信号

示波器探头分别接 IQ 解调 “I-OUT” 端及基带 “I-OUT” 端，注意观察两者是否一致。若一致表示解调正确，若不一致可能是载波相位不对，可按 IQ 模块复位键复位或重新开关该模块电源复位。

d、对比观测原始 Q 路信号与解调后 Q 路信号

示波器探头分别接 IQ 解调 “Q-OUT” 端及基带 “Q-OUT” 端，注意观察两者是否一致。若一致表示解调正确，若不一致可能是载波相位不对，可将按 IQ 模块复位键复位或重新开关该模块电源复位。

4、GMSK 再生信号观察

a、关闭实验箱总电源，保持步骤 2、3 中的连线不变，用台阶插座线完成如下连接：

源端口	目的端口	连线说明
IQ 模块: I-OUT	再生模块: I-IN	将解调后的 I 路信号进行抽样判决
IQ 模块: Q-OUT	再生模块: Q-IN	将解调后的 Q 路信号进行抽样判决

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

a、按再生模块上 “选择” 键，选择 GMSK 模式 (GMSK 指示灯亮)。

b、对比观测原始 NRZ 信号与再生后的 NRZ 信号

示波器探头分别接再生模块上 “NRZ” 端和基带模块上 “NRZ OUT” 端，观察两路码元是否一致。若一致表示解调正确，若不一致可回到步骤 2 重新实验。

5、MSK 非相干解调实验

断开 IQ 模块上载波“输出”端与该模块上载波“输入”视频线，将 IQ 模块上载波“输入”端与 PSK 载波恢复模块上“VCO-OUT”端连接起来，此时系统是非相干解调。从步骤 2 开始再次观察各信号。

六、思考题

MSK 及 GMSK 基带信号有什么区别？这些区别产生了什么结果？

实验六 MSK、GMSK 非相干数字解调实验

一、实验目的

通过本实验掌握 MSK、GMSK 差分解调原理及方法。

二、实验内容

- 1、观察 I、Q 两路解调基带信号在载波不相干时的特征。
- 2、观察非相干解调过程中各信号的变化。
- 3、观察载波频率偏差对解调输出的影响。
- 4、观察位同步过程及其抖动。
- 5、观察解调结果。

三、基本原理

MSK/GMSK 信号均可采用非相干解调。由于 MSK、GMSK 调制都是 FSK 调制的一种方式，因此可以采用 FSK 调制非相干解调方式，有包络检波、频率检波等。由于 MSK、GMSK 调制信号的相位在码元间存在关联，因此 MSK、GMSK 信号还可采用时延检波方式进行非相干解调。

时延检波是用 1 个码元的检波器输入信号的相位差，进行码判决的解调方式。时延检波分为 IF 频带时延检波、基带时延检波、限幅鉴频时延检波和相位时延检波 4 种类型。

(1) IF 频带时延检波（如图 6-1 所示）：IF 频带时延检波接收信号波形与其时延波形相乘，用滤波器滤除载波频率中的二倍载波频率分量。延迟线采用移位寄存器，它对输入信号进行高速采样，由移位寄存器延迟一个符号的时间。

码判决 $t_n = nT$ 时，检波器输入信号 r_n 可表示为：

$$\begin{aligned} r_n &= (X_n \cos[2\pi f_c t_n] - Y_n \sin[2\pi f_c t_n]) + (x_n \cos[2\pi f_c t_n] - y_n \sin[2\pi f_c t_n]) \\ &= R \cos[2\pi f_c t_n + \varphi_n + \theta_n] \end{aligned} \quad (6-1)$$

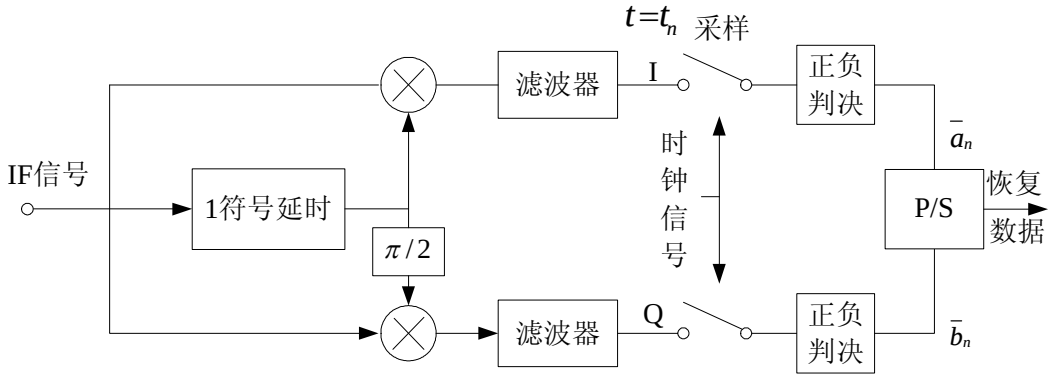


图 6-1 IF 频带时延检波

式中, φ_n 为相位调制, x_n 及 y_n 分别表示热噪声时的同相分量及正交分量, R 为调制波与热噪声之和的包络, θ_n 为噪声引起的相位波动: $-\pi < \theta_n \leq \pi$ 。时延检波器输出为

$$I = \cos[\Delta\psi] \quad Q = \sin[\Delta\psi] \quad (6-2)$$

$$\text{式中} \quad \Delta\psi = (\varphi_n - \varphi_{n-1}) + (\theta_n - \theta_{n-1}) = \Delta\varphi_n + \Delta\theta_n \quad (6-3)$$

$\Delta\varphi_n$ 表示发送 2 比特数据地相对应的信号相位差。由 I 与 Q 可求得 $\Delta\psi_n \text{ 模 } 2\pi = \tan^{-1}(Q/I)$ 。根据相位平面上的码判决法则有:

$$(\bar{a}_n, \bar{b}_n) = \begin{cases} (-1, 1), & \text{当 } \pi/2 < \Delta\psi_n \text{ 模 } 2\pi \leq \pi \text{ 时} \\ (1, 1), & \text{当 } 0 < \Delta\psi_n \text{ 模 } 2\pi \leq \pi/2 \text{ 时} \\ (1, -1), & \text{当 } \pi/2 < \Delta\psi_n \text{ 模 } 2\pi \leq 0 \text{ 时} \\ (-1, -1), & \text{当 } \pi < \Delta\psi_n \text{ 模 } 2\pi \leq \pi/2 \text{ 时} \end{cases} \quad (6-4)$$

I 和 Q 输出极性与 2 比特发送数据 a_n 和 b_n 的正负一致, 因此也可以如式 (6-5) 那样进行正负判决;

$$\begin{aligned} \bar{a}_n &= \begin{cases} 1, & \text{当 } I \geq 0 \text{ 时} \\ -1, & \text{当 } I < 0 \text{ 时} \end{cases} \\ \bar{b}_n &= \begin{cases} 1, & \text{当 } Q \geq 0 \text{ 时} \\ -1, & \text{当 } Q < 0 \text{ 时} \end{cases} \end{aligned} \quad (6-5)$$

GMSK 是 2 值调制, 因此, 宜采用 1 比特时延检波。正弦时延检波的输出极性与发送数据 a_n 的正负一致, 因此, 可根据正弦时延检波进行码判决。若低通滤波器归一化的 3dB 带宽变小, 由于码间干扰的影响使时隙变窄, 则误码率特性变坏。这时, 宜采用利用 2 比特间相位差为 0 或者 $\pm\pi$ 的 2 比特余弦时延检波

(2) 基带时延检波 (如图 6-2 所示): 对于基带时延检波, 用 IF 频带的接收信号跟中心

频率一致的本振信号 $\cos[2\pi f_c t + \zeta]$ 进行准同步检波，获得基带分量 $i_n = \cos[\varphi_n + \theta_n + \zeta]$ 与 $q_n = \sin[\varphi_n + \theta_n + \zeta]$ 。式中， ζ 为任意相位。由式 (6-6) 可求得 I 与 Q:

$$\begin{cases} I = i_n \times i_{n-1} + q_n \times q_{n-1} = \cos(\Delta\psi) \\ Q = q_n \times i_{n-1} - i_n \times q_{n-1} = \sin(\Delta\psi) \end{cases} \quad (6-6)$$

与 IF 频带时延检波一样，由式 (6-5) 进行码判决，这种方式适用于数字信号处理。

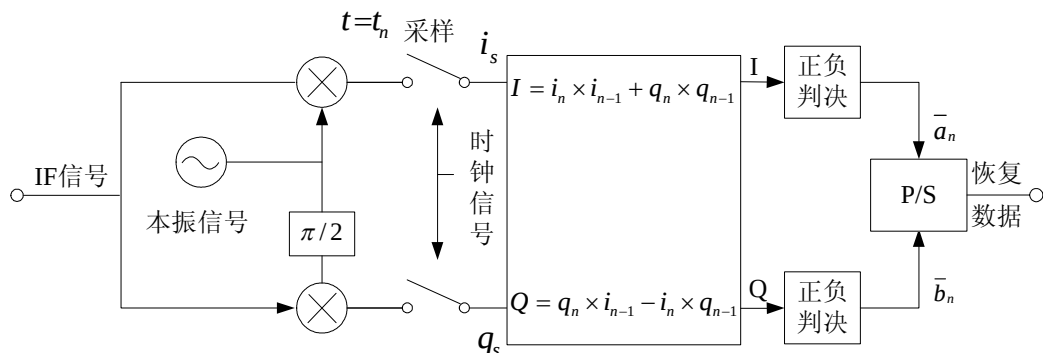


图 6-2 基带时延检波

(3) 限幅鉴频时延检波 (如图 6-3 所示): 如果对瞬时角频率进行积分, 则获得相位差, 采用限幅鉴频器与积分时间为 T 的积分滤波器, 求得 1 码元间相位变化, 进行码判决的检波就是限幅鉴频时延检波。限幅鉴频输出经常产生卡塔噪声, 因此, 积分滤波器输出为:

$$\Delta\psi = \Delta\psi_n + \Delta\theta_n + 2\pi N(t_n, t_{n-1}) \quad (6-7)$$

式中, $N(t_n, t_{n-1})$ 为 1 符号区间产生的卡塔噪声数。因此, 若采用限幅鉴频, 则产生 2π 弧度整数倍的跳跃, 根据模 2π 的运算 (见式 (6-8)), 就可以消除卡塔噪声的影响, 求得与 IF 频带时延检波和基带时延检波一样的 $\Delta\psi$, 根据式 (6-4) 进行码判决。

$$\Delta\psi \text{ 模 } 2\pi = \Delta\psi_n + \Delta\theta_n = \Delta\psi \quad (6-8)$$

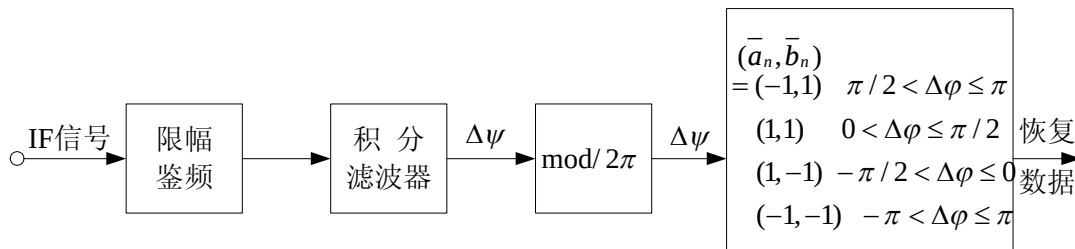


图 6-3 限幅鉴频时延检波

(4) 相位时延检波 (如图 6-4 所示): IF 频带时延检波是根据 IF 频带的时延乘积运算求

得 $\cos \Delta\psi \sin \Delta\psi$ ，而基带时延检波是根据正交坐标表示的基带运算求得 $\cos \Delta\psi$ 与 $\sin \Delta\psi$ ，由采用限幅鉴频器瞬时角频率的积分求得 $\Delta\psi$ 。对于相位时延检波，首先要求得与中心频率一致的基准信号 $\cos 2\pi f_c + \zeta$ 的相位差 $\Delta\eta_n$ 。采样点的 $\Delta\eta_n$ 可表示为：

$$\Delta\eta_n = \varphi_n + \theta_n - \zeta \quad (6-9)$$

因为 ζ 值恒定，若求得与 1 符号前时刻的相位差 $\Delta\eta_{n-1}$ 的差值，则得：

$$\Delta\eta = \Delta\eta_n - \Delta\eta_{n-1} = \Delta\varphi_n + \Delta\theta_n \quad (6-10)$$

因此，可以得到与 $\Delta\psi$ 一致的 $\Delta\eta$ 相位差。采用同步检波的载波恢复过程的相位时延检波称为 ACT (Adaptive Carrier Tracking) 检波。

由上述可知，基准信号的频率与调制波的载波频率一致。若频率偏移为 δf ，则时延检波输出为 $\Delta\psi + 2\pi\delta fT$ 时则截止，因此，码判决时易出错。

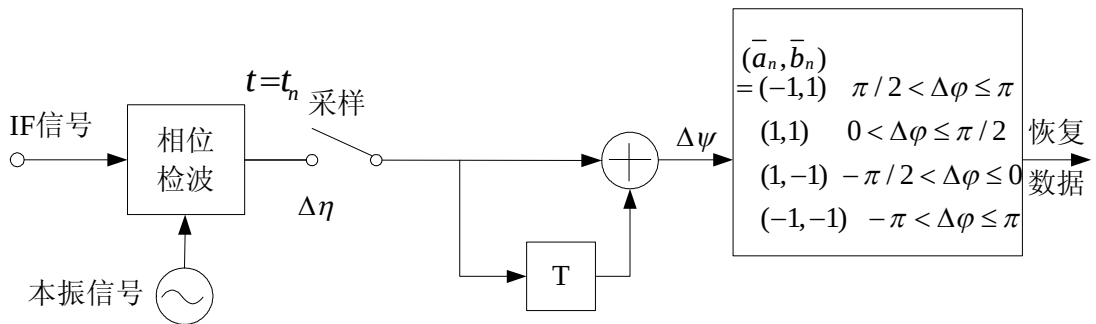


图 6-4 相位时延检波

本实验采用简化基带时延检波方式。

四、实验原理

1、实验模块简介

本实验需用到基带成形模块、IQ 调制解调模块、PSK 载波恢复模块及 MSK、GMSK 非相干数字解调模块。

(1) 基带成形模块：

本模块主要功能：产生 PN31 伪随机序列作为信源；将基带信号进行串并转换；按调制要求进行基带成形，形成两路正交基带信号。

(2) IQ 调制解调模块：

本模块主要功能：产生调制及解调用的正交载波；完成射频正交调制及小功率线性放大；完成射频信号正交解调。

(3) PSK 载波恢复模块：

本模块主要功能：与 IQ 调制解调模块上的解调电路连接起来组成一个完整的科斯塔斯环恢复 PSK 已调信号的载波，同时可用作一个独立的载波源，本实验只使用其压控载波源功能。

(4) MSK、GMSK 非相干数字解调模块：

本模块主要功能：输入非相干解调 IQ 基带信号，A/D 采样后，用数学运算方法完成 MSK 及 GMSK 信号解调。

2、实验框图及电路说明

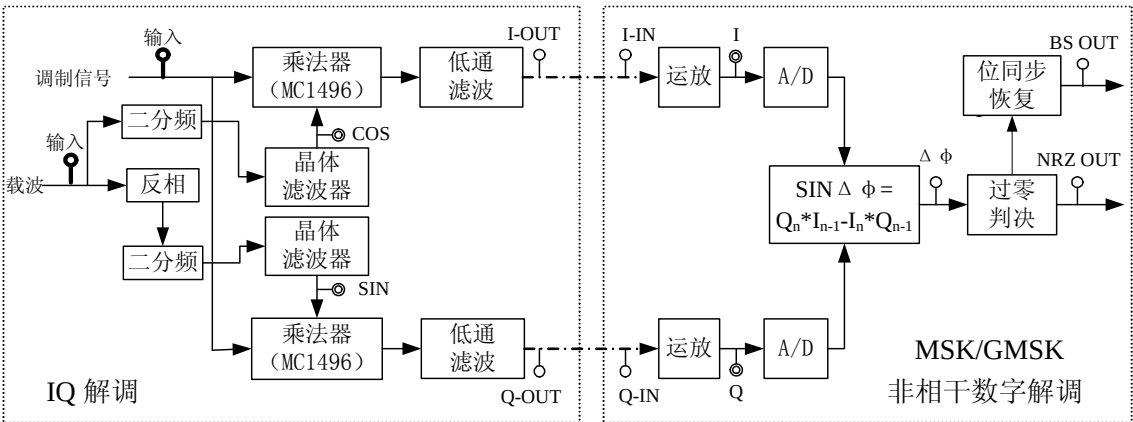


图 6-5 MSK/GMSK 非相干数字解调实验框图

本实验调制部分与实验四及实验五完全相同。

MSK/GMSK 非相干数字解调实验框图如图 6-5 所示，MSK/GMSK 已调信号送入 IQ 调制解调模块中的 IQ 解调电路分别进行解调，载波由 PSK 载波恢复模块中的压控载波源提供，该载波标称频率为 21.4MHz，与 IQ 调制模块相同，该载波经正交分频产生同相及正交载波用于解调。解调输出的 IQ 两路模拟基带信号送入 MSK/GMSK 非相干解调模块中，分别经 A/D 采样后（采样频率等于码元速率，即 16K），送入单片机中完成如下运算： $\text{SIN } \Delta \phi = Q_n * I_{n-1} - I_n * Q_{n-1}$ ，对 $\text{SIN } \Delta \phi$ 信号进行过零判决即可完成解调。由于基带成形模块和 MSK/GMSK 非相干解调模块分别使用不同的时钟源，存在频率及相位偏差，因此对 $\text{SIN } \Delta \phi$ 信号进行判决时，还需根据判决结果调整 A/D 采样时刻，使判决出的码元信号与发端码元信号相位锁定。

运算式 $\sin \Delta \phi = Q_n * I_{n-1} - I_n * Q_{n-1}$ 成立，要求发端与收端的载波频率偏差必须足够小，因此实验中需调整收端载波源频率，即调整 PSK 载波恢复模块上的压控载波源的频率，使收发端载波频率偏差满足要求。

五、实验步骤

1、在实验箱上正确安装基带成形模块（以下简称基带模块）、IQ 调制解调模块（以下简称 IQ 模块）、MSK、GMSK 非相干解调模块（以下简称非相干解调模块）和 PSK 载波恢复模块。

2、MSK 非相干解调实验

a、关闭实验箱总电源，按如下要求连接好连线。

用台阶插座线完成如下连接：

源端口	目的端口	连线说明
基带模块：PN31	基带模块：NRZ IN	提供 PN31 伪随机序列
基带模块：I-OUT	IQ 模块：I-IN	将基带成形后的 I 路信号进行调制
基带模块：Q-OUT	IQ 模块：Q-IN	将基带成形后的 Q 路信号进行调制
IQ 模块：I-OUT	非相干解调模块：I-IN	将非相干解调后的 I 路信号 A/D 采样
IQ 模块：Q-OUT	非相干解调模块：Q-IN	将非相干解调后的 Q 路信号 A/D 采样

用同轴视频线完成如下连接：

源端口	目的端口
IQ 模块(IQ 调制)：输出（J2）	IQ 模块(IQ 调制单元)：输入（J3）
PSK 载波恢复：VCO-OUT（J1）	IQ 模块(载波单元)：输入（J4）

* 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。

b、按基带成形模块上“选择”键，选择 MSK(MSK 指示灯亮)。

c、观测 MSK 调制信号波形

示波器探头接 IQ 调制“输出”端（观测点 TP4），观察 MSK 已调信号峰峰值，调电位器“W1”使峰峰值为 1.2V 左右。

d、示波器探头接 IQ 解调模块 “I-OUT” 及 “Q-OUT” 端，观察波形失真情况

e、观测非相干解调波形

示波器探头分别接非相干解调模块上 “NRZ OUT” 端和基带模块上 “NRZ IN” 端，观察两路码元是否一致（注意解调出的 NRZ 码比输入的 NRZ 码有延迟）。若一致表示解调正确，若不一致可回到步骤 b 重新实验。

f、示波器探头分别接非相干解调模块上 “NRZ OUT” 端和该模块上 “ $\Delta \phi$ ” 端，观察 $\text{SIN } \Delta \phi$ 信号的特点及与 NRZ OUT 信号的关联。

3、保持上面的连线不变，进行 GMSK 非相干解调实验

a、按基带成形模块上 “选择” 键，选择 GMSK(GMSK 指示灯亮)。

b、重复步骤 2 的 c~f，记录波形。

六、思考题

1、与 MSK、GMSK 相干解调系统对比，想一想非相干解调系统是否存在相位模糊问题？

2、QPSK、OQPSK 可以采用非相干解调吗？为什么？

3、为什么解调过程中必须设法保持与发端基带信号的位同步？

实验七 矢量调制星座图实验

一、实验目的

- 1、掌握星座图的概念、星座图的产生原理及方法，
- 2、了解星座图的作用及工程上的应用。

二、实验内容

- 1、观察 QPSK、OQPSK、MSK、GMSK 基带信号的星座图。
- 2、比较各星座图的不同及他们的意义。

三、基本原理

星座图可以看成数字信号的一个“二维眼图”阵列，同时符号在图中所处的位置具有合理的限制或判决边界。代表各接收符号的点在图中越接近，信号质量就越高。由于屏幕上的图形对应着幅度和相位，阵列的形状可用来分析和确定系统或信道的许多缺陷和畸变，并帮助查找其原因。

星座图对于识别下列调制问题相当有用：

- * 幅度失衡
- * 正交误差
- * 相关干扰
- * 相位噪声、幅度噪声
- * 相位误差
- * 调制误差比

在数字调制中，我们可以通过星座图来观察相位的变化、噪声干扰、各矢量点之间的相位转移轨迹等状况，通过星座图，我们可以很容易地看出各矢量调制的频谱利用率情况，应该说，改变基带信号的相位转移轨迹也就改变了调制信号的频谱特性。

星座显示是示波器显示的数字等价形式，将正交基带信号的 I 和 Q 两路分别接入示波器的两个输入通道，通过示波器的“X-Y”的功能即可以很清晰地看到调制信号的星座图。

我们知道 QPSK 信号可以用正交调制方法产生。在它的星座图中，四个信号点之间任何过渡都是可能的，如图 7-2 (a) 所示。在这正方形星座图中对角过渡，必将产生 180 度相移，此时经限带后所造成的包络起伏最大。如果在正交调制时，将正交路基带信号相对于同相路基带信号延时一个信息间隔，即符号间隔的一半，则有可能减小包络起伏。这种将正交路延时一段时间的调制方法称为偏移四相相移键控，常记作 OQPSK，又称为参差四相相移键控 (SQPSK)。

将正交路信号偏移 $T_2/2$ 的结果是消除了已调信号中突然相移 180 度的现象，每隔 $T_2/2$ 信号相位只可能发生 ± 90 度的变化。因而星座图中信号点只能沿正方形四边移动，如图 7-2 (b) 所示。滤波后的 OQPSK 信号中包络的最大值与最小值之比约为 $\sqrt{2}$ ，不可能出现图 7-1 中比值为无限大的情形。

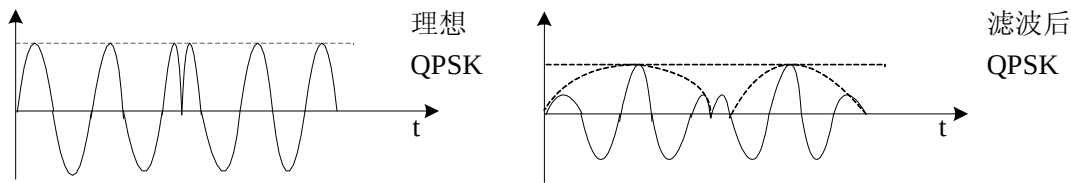


图 7-1 QPSK 信号限带前后的波形

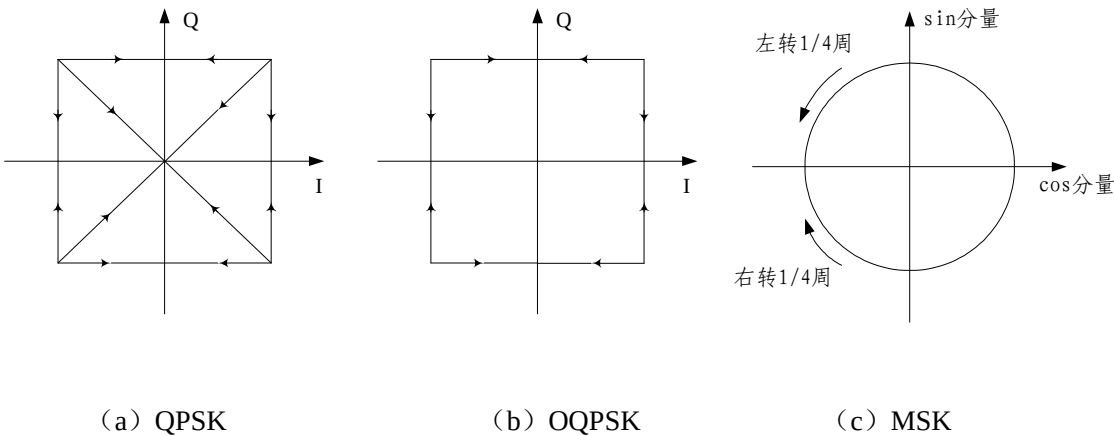


图 7-2 相位转移图

波形的跳跃与弯曲是由于载波相位不连续变化所引起的。采用 PSK 调制方式时，在信号

点配置图上信号的相位从一点转到另一点会发生瞬时变动，相位的不连续性是不可避免的。因此，只要采用 PSK 调制方式，就会出现旁瓣。

MSK 信号配置图如图 7-2(c)所示，1 比特区间仅使用圆周的 1/4，信号点必是轴上 4 个点中任何一个，因此，相位必然连续。采用 MSK 旁瓣降低得非常明显，即使不使用截止特性较好的带通滤波器，也能获得邻道干扰少的调制信号。对 MSK 稍加改进就可以获得较少旁瓣的调制方式。由 MSK 信号点配置图可知，调制时出现旁瓣是由于调制载波相位急剧变化所引起的。MSK 的相位变化是连续的，但相位变化速率（相位的一次微分）在比特变化点变成不连续。要使相位的一次微分连续，相位点必须以恒定速度旋转，若接近比特变化点，旋转速度就变慢，变化点处速度必须为 0。

四、实验原理

1、实验模块简介

本实验只需用到基带成形模块。

（1）基带成形模块：

本模块主要功能：产生 PN31 伪随机序列作为信源；将基带信号进行串并转换；按调制要求进行基带成形，形成两路正交基带信号。

2、实验系统原理

参考基本原理部分。

五、实验步骤

- 1、在实验箱上正确安装基带成形模块（以下简称基带模块）。
- 2、关闭实验箱总电源，按如下要求连接好连线。

源端口	目的端口	连线说明
基带模块：PN31	基带模块：NRZ IN	提供 PN31 伪随机序列

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。`**

3、QPSK 星座图观察

-
- a、基带成形模块上“选择”键，选择 QPSK 模式（QPSK 指示灯亮）。
 - b、将示波器设置成 X-Y 模式，示波器探头分别接基带模块上“I-OUT”及“Q-OUT”测试点，使屏幕上显示清晰完整的星座图，观察 QPSK 星座图的特征。

4、OQPSK 星座图观察

- a、按基带成形模块上“选择”键，选择 OQPSK 模式（OQPSK 指示灯亮）。
- b、将示波器设置成 X-Y 模式，示波器探头分别接基带模块上“I-OUT”及“Q-OUT”测试点，使屏幕上显示清晰完整的星座图，观察 OQPSK 星座图的特征。

5、MSK 星座图观察

- a、按基带成形模块上“选择”键，选择 MSK 模式（MSK 指示灯亮）。
- b、将示波器设置成 X-Y 模式，示波器探头分别接基带模块上“I-OUT”及“Q-OUT”测试点，使屏幕上显示清晰完整的星座图，观察 MSK 星座图的特征。

6、GMSK 星座图观察

- a、按基带成形模块上“选择”键，选择 GMSK 模式（GMSK 指示灯亮）。
- b、将示波器设置成 X-Y 模式，示波器探头分别接基带模块上“I-OUT”及“Q-OUT”测试点，使屏幕上显示清晰完整的星座图，观察 GMSK 星座图的特征，并与 MSK 星座图比较。

六、思考题

- 1、QPSK 与 OQPSK 星座图的不同代表了什么？
- 2、MSK 与 GMSK 星座图有什么不同？这个不同是怎样形成的？
- 3、MSK 的星座图与 OQPSK 的星座图有什么相同点？

第二章 同步技术

实验八 PSK 信号载波恢复

一、实验目的

- 1、掌握科斯塔斯环的组成、工作原理及在载波恢复中的应用。
- 2、掌握倍频器的组成、工作原理及在载波恢复中的应用。

二、实验内容

- 1、观察科斯塔斯环工作过程，各处信号波形及特性。
- 2、观察载波恢复的相位模糊现象。

三、基本原理

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）称作导频的正弦波，接收端就由导频提取出载波，这类方法称为插入导频法；另一类是不专门发送导频，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

$$e(t) = m^2(t) \cos^2 \omega_c t = \frac{m^2(t)}{2} + \frac{1}{2} m^2(t) \cos 2\omega_c t \quad (8-1)$$

由式 (8-1) 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 8-1 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

$$e(t) = [m(t)\cos\omega_c t]^2 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2\omega_c t \tag{8-2}$$

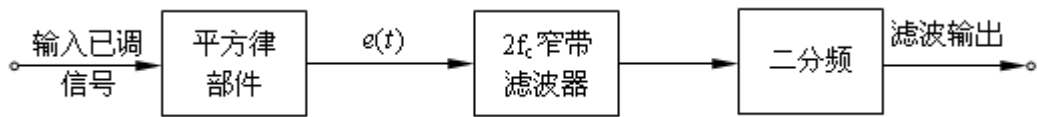


图 8-1 平方变换提取载波

因而, 用图 8-1 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 8-2 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。

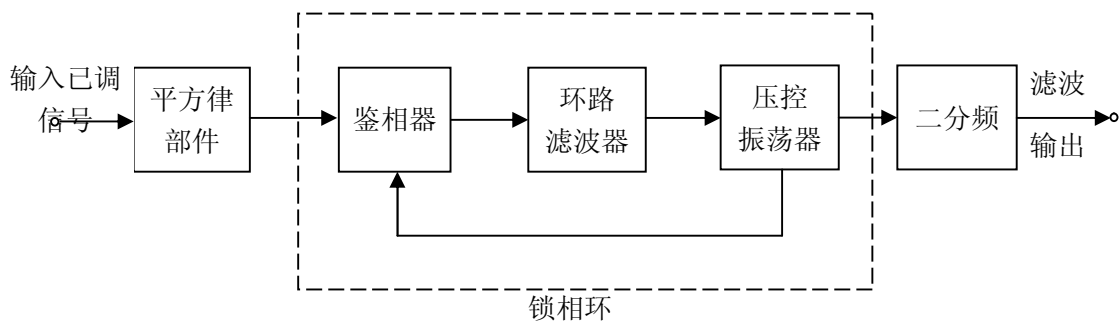


图 8-2 平方环法提取载波

2、科斯塔斯环法

本实验是采用科斯塔斯环法提取同步载波的。科斯塔斯环又称同相正交环, 其原理框图如下:

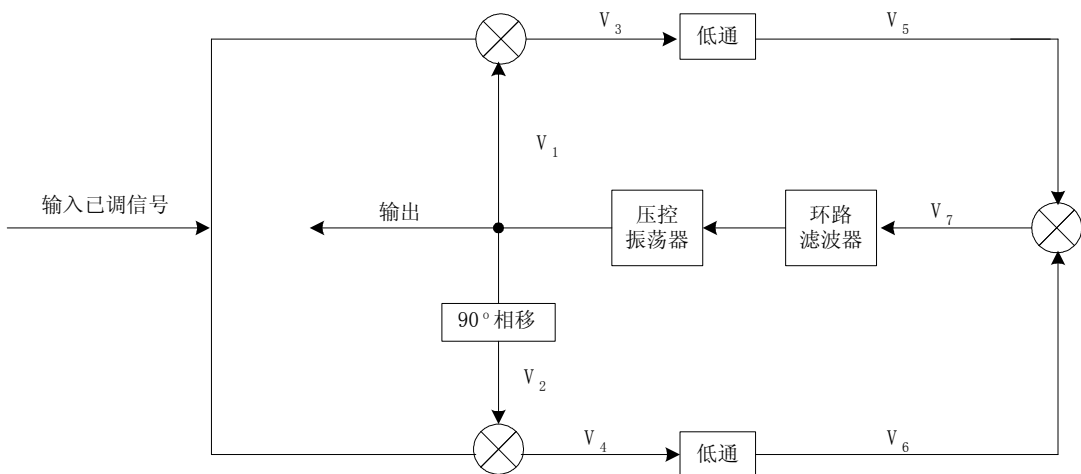


图 8-3 科斯塔斯环原理框图

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

$$v_3 = m(t)\cos\omega_c t \cos(\omega_c t + \theta) = \frac{1}{2}m(t)[\cos\theta + \cos(2\omega_c t + \theta)] \quad (8-3)$$

$$v_4 = m(t)\cos\omega_c t \sin(\omega_c t + \theta) = \frac{1}{2}m(t)[\sin\theta + \sin(2\omega_c t + \theta)] \quad (8-4)$$

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，

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

(8-5) 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，

$$v_7 \approx \frac{1}{4}m^2(t)\theta \quad (8-6)$$

(8-6) 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。

四、实验原理

1、实验模块简介

本实验需用到基带成形模块、IQ 调制解调模块及 PSK 载波恢复模块。

(1) 基带成形模块:

本模块主要功能: 产生 PN31 伪随机序列作为信源; 将基带信号进行串并转换; 按调制要求进行基带成形, 形成两路正交基带信号。

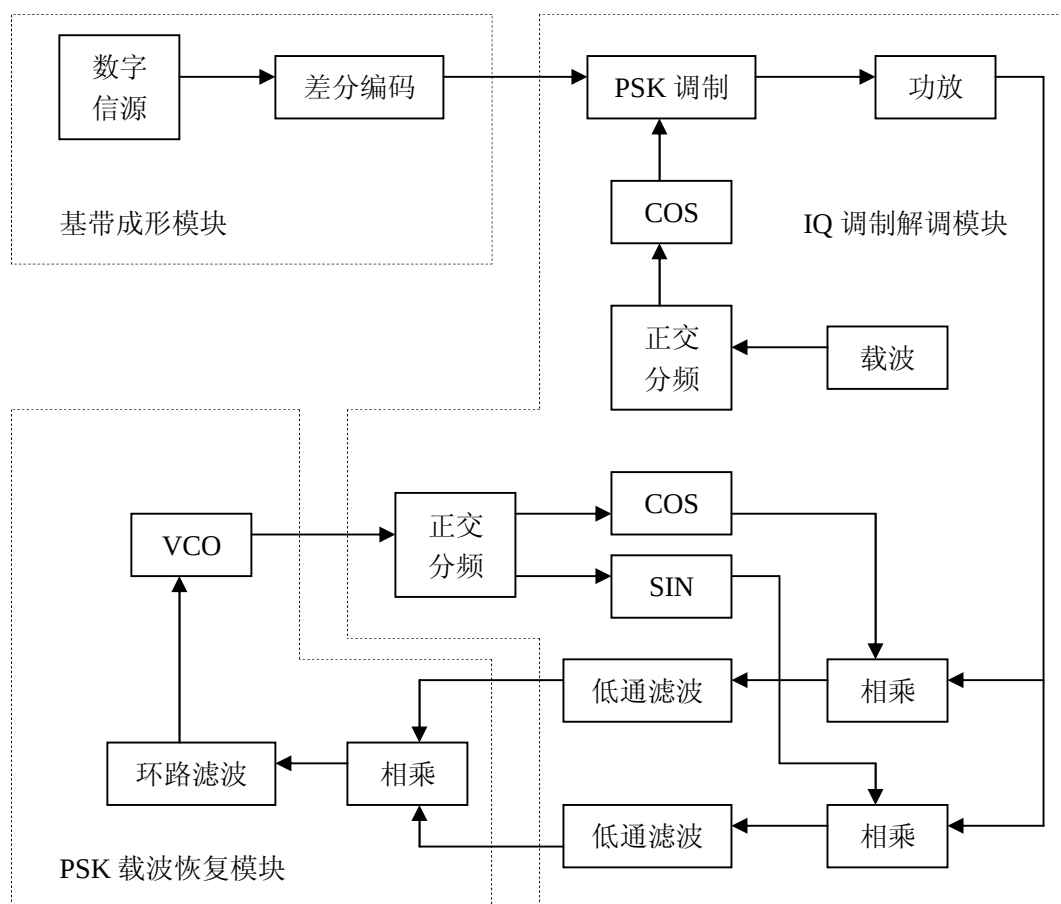
(2) IQ 调制解调模块:

本模块主要功能: 产生调制及解调用的正交载波; 完成射频正交调制及小功率线性放大; 完成射频信号正交解调。

(3) PSK 载波恢复模块:

本模块主要功能: 与 IQ 调制解调模块上的解调电路连接起来组成一个完整的科斯塔斯环以恢复 PSK 已调信号的载波, 同时可用作一个独立的载波源。

2、实验框图及电路说明



基带成形模块上产生的 PN 码（由 PN31 端输出），速率为 16K，作为信源输入进该模块中（由 NRZ IN 端输入），经过差分编码后输出（由 I 路输出端输出）。基带信号经由 IQ 调制模块进行 PSK 调制，放大后输出。调制载波为 10.7MHz，是由 21.4MHz 本振源经 2 分频产生。

PSK 已调信号送入 IQ 解调电路中，分为两路，分别与两个正交载波相乘，输出的信号经低通滤波后相乘，进行鉴相，鉴相输出经环路滤波后控制 VCO，形成一个典型的科斯塔斯环。环路锁定后，解调端“COS”支路的载波与调制端“COS”支路的载波同相。

五、实验步骤

- 1、在实验箱上正确安装基带成形模块（以下简称基带模块）、IQ 调制解调模块（以下简称

IQ 模块) 和 PSK 载波恢复模块 (以下简称载恢模块)。

2、关闭实验箱总电源, 按如下要求连接好连线。

用台阶插座线完成如下连接:

源端口	目的端口	连线说明
基带模块: PN31	IQ 模块: NRZ IN	提供 PN31 伪随机序列
基带模块: I-OUT	载波恢复模块: I-IN	送入相乘器后得误差信号
基带模块: Q-OUT	载波恢复模块: Q-IN	送入相乘器后得误差信号

用同轴视频线完成如下连接:

源端口	目的端口
IQ 模块 (IQ 调制单元): 输出 (J2)	IQ 模块 (IQ 解调单元): 输入 (J3)
载波恢复模块: VCO OUT	IQ 模块(载波单元): 输入 (J4)

*** 检查连线是否正确, 检查无误后打开电源。**

3、观测 PSK 调制信号波形

示波器接 IQ 调制 “输出” 端 (观测点 TP4), 观察已调信号峰峰值, 调电位器 “W1” 使峰峰值为 1.2V 左右。

4、观察调制载波与解调载波不同步时的信号波形

- 将载恢模块上的 “锁相” 电位器逆时针转到底
- 示波器探头分别接 IQ 模块上载波 “输出” 测试点及该模块上载波 “输入” 测试点, 对比观察信号波形, 此时两路信号应不同步。
- 示波器探头分别接载波恢复模块 “I-IN” 端及 “Q-IN” 端, 注意观察并记住两路信号的特点。

5、观察调制载波与解调载波同步时的信号波形

- 示波器探头接载恢模块 “VCO-Cr” 测试点, 应能看到类似正弦波的波形。
- 慢慢顺时针旋转载恢模块上 “锁相” 电位器, 同时观察示波器显示, 可看到信号频率逐步降低, 直至某点跳变为一近直线。
- 微调 “锁相” 电位器, 使该线直流电平接近 0。

d、重复步骤 4 中的 b、c，注意比较与先前有什么不同

6、用示波器对比观察原始信号与解调后的信号

示波器探头分别接载波恢复模块上“I-IN”测试点及 IQ 模块“I-IN”测试点，比较两路波形是否一致，若一致表示恢复的载波与原调制载波同相，否则表示反相，此即为相位模糊现象。按 IQ 模块上的“RESET”键可在同相与反相间随机切换。

六、思考题

- 1、为什么用科斯塔斯环恢复载波时存在相位模糊现象？怎样消除相位模糊的影响？
- 2、实验中步骤 5 中在“VCO-Cr”处看到的类似正弦波的信号的频率与什么有关？为什么？

实验九 NRZ 码位同步提取实验

一、实验目的

掌握数字锁相环的组成、工作原理及在位同步恢复中的应用。

二、实验内容

- 1、观察位同步电路信号波形及特性。
- 2、观察数字锁相环提取位同步的相位抖动。

三、实验原理

位同步也称为位定时恢复或码元同步。在任何形式的数字通信系统中，位同步都是必不可少的，无论数字基带传输系统还是数字频带传输系统，无论相干解调还是非相干解调，都必须完成位同步信号的提取，即从接收信号中设法恢复出与发端频率相同的码元时钟信号，保证解调时在最佳时刻进行抽样判决，以消除噪声干扰所导致的解调接收信号的失真，使接收端能以较低的错误概率恢复出被传输的数字信息。因此，位同步信号的稳定性直接影响到整个数字通信系统的工作性能。

位同步的实现方法分为外同步法和自同步法两类。由于目前的数字通信系统广泛采用自同步法来实现位同步，故在此仅对位同步中的自同步法进行介绍。采用自同步法实现位同步首先会涉及两个问题：（1）如果数字基带信号中确实含有位同步信息，即信号功率谱中含有位同步离散谱，就可以直接用基本锁相环提取出位同步信号，供抽样判决使用；（2）如果数字基带信号功率谱中并不含有位定时离散谱时，怎样才能获得位同步信号。

数字基带信号本身是否含有位同步信息与其码型有密切关系。应强调的是，无论数字基带信号的码型如何，数字已调波本身一般不含有位同步信息，因为已调波的载波频率通常要比基带码元速率高得多，位同步频率分量不会落在数字已调波频带之内，通常都是从判决前的基带解调信号中提取位同步信息。二进制基带信号中的位同步离散谱分量是否存在，取决

于二进制基带矩形脉冲信号的占空比。若单极性二进制矩形脉冲信号的码元周期为 T_s ，脉冲宽度为 τ ，则 NRZ 码的 $\tau = T_s$ ，则 NRZ 码除直流分量外不存在离散谱分量，即没有位同步离散谱分量 $1/T_s$ ；RZ 码的 τ 满足 $0 < \tau < T_s$ ，且 τ 通常占空比为 50%，此时的 RZ 码含有 n 为奇数的 n/T_s 离散谱分量，无 n 为偶数的离散谱分量，这就是说，RZ 码含有位同步离散谱分量。显然，为了能从解调后的基带信号中获取位同步信息，可以采取两种措施：（1）如原始数字基带码为 NRZ 码，若传输信道带宽允许，可将 NRZ 码变换为 RZ 码后进行解调；（2）如调制时基带码采用 NRZ 码，就必须在接收端对解调出的基带信号进行码变换，即将 NRZ 码变换成 RZ 码，码变换过程实质上是信号的非线性变换过程，最后再用锁相环（通常为数字锁相环）提取出位同步信号离散谱分量。将 NRZ 码变为 RZ 码的最简单的办法是对解调出的基带 NRZ 码进行微分、整流，即可得到归零窄脉冲码序列。

位同步系统的性能通常是用相位误差、建立时间、保持时间等指标来衡量。数字锁相法位同步系统的性能如下。

①相位误差 θ_e

数字锁相法提取位同步信号时，相位误差主要是由于位同步脉冲的相位在跳变地调整所引起的。因为每调整一步，相位改变 $2\pi/n$ （ n 是分频器地分频次数），故最大的相位误差为 $2\pi/n$ 。用这个最大的相位误差来表示 θ_e ，可得

$$\theta_e = 360^\circ / n \quad (9-1)$$

上面已经求得数字锁相法位同步的相位误差 θ_e 有时不用相位差而用时间差 T_e 来表示相位误差。因每码元的周期为 T ，故得

$$T_e = T / n \quad (9-2)$$

②同步建立时间 t_s

同步建立时间即为失去同步后重建同步所需的最长时间。为了求这个最长时间，令位同步脉冲的相位与输入信号码元的相位相差 $T/2$ 秒，而锁相环每调整一步仅能移 T/n 秒，故所需最大的调整次数为

$$N = \frac{T/2}{T/n} = \frac{n}{2} \quad (9-3)$$

接收随机数字信号时，可近似认为两相邻码元中出现 01、10、11、00 的概率相等，其中，有

过零点的情况占一半。由于数字锁相法中是从数据过零点中提取作比相用的标准脉冲的，因此平均来说，每 $2T$ 秒可调整一次相位，故同步建立时间为

$$T_s = 2T \cdot N = nT \quad (\text{秒}) \quad (9-4)$$

③同步保持时间 t_c

当同步建立后，一旦输入信号中断，由于收发双方的固有位定时重复频率之间总存在频差 ΔF ，收端同步信号的相位就会逐渐发生漂移，时间越长，相位漂移量越大，直至漂移量达到某一准许的最大值，就算失步了。

设收发两端固有的码元周期分别为 $T_1 = 1/F$ 和 $T_2 = 1/F$ ，则

$$|T_1 - T_2| = \left| \frac{1}{F_1} - \frac{1}{F_2} \right| = \frac{|F_2 - F_1|}{F_1 F_2} = \frac{\Delta F}{F_0^2} \quad (9-5)$$

式中的 F_0 为收发两端固有码元重复频率的几何平均值，且有

$$T_0 = 1/F_0 \quad (9-6)$$

由式 (9-5) 可得

$$F_0 |T_1 - T_2| = \frac{\Delta F}{F_0} \quad (9-7)$$

再由式 (9-6)，上式可写为

$$\frac{T_1 - T_2}{T_0} = \frac{\Delta F}{F_0} \quad (9-8)$$

式 (9-8) 说明了当有频差 ΔF 存在时，每经过 T_0 时间，收发两端就会产生 $|T_1 - T_2|$ 的时间漂移。反过来，若规定两端容许的最大时间漂移为 T_0/K 秒 (K 为一常数)，需要经过多少时间才会达到此值呢？这样求出的时间就是同步保持时间 t_c 。代入式 (9-8) 后，得

$$\frac{T_0 / K}{t_c} = \frac{\Delta F}{F_0}$$

$$\text{解得} \quad t_c = \frac{1}{\Delta F K} \quad (9-9)$$

若同步保持时间 t_c 的指标给定，也可由上式求出收发两端振荡器频率稳定度的要求为

$$\Delta F = \frac{1}{t_c K}$$

此频率误差是由收发两端振荡器造成的。若两振荡器的频率稳定度相同，则要求每个振荡器的频率稳定度不能低于

$$\frac{\Delta F}{2F_0} = \pm \frac{1}{2t_c K F_0} \quad (9-10)$$

四、实验原理

1、实验模块简介

本实验需用到基带成形模块、IQ 调制解调模块及码元再生模块。

(1) 基带成形模块：

本模块主要功能：产生 PN31 伪随机序列作为信源；将基带信号进行串并转换；按调制要求进行基带成形，形成两路正交基带信号。

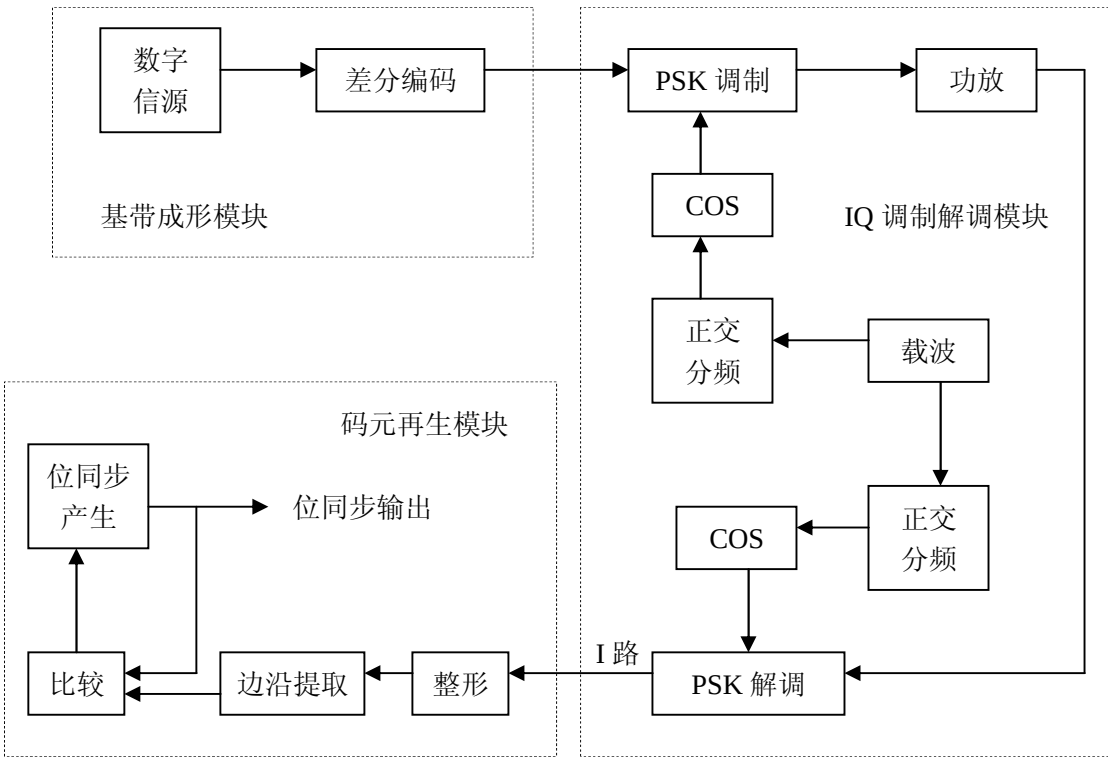
(2) IQ 调制解调模块：

本模块主要功能：产生调制及解调用的正交载波；完成射频正交调制及小功率线性放大；完成射频信号正交解调。

(3) 码元再生模块：

本模块主要功能：从解调出的 IQ 基带信号中恢复位同步，并进行抽样判决，然后并串转换后输出。

2、实验框图及电路说明



基带成形及调制解调部分参见实验一等。

解调出的模拟基带信号，先送入码元再生模块整形为二值信号。然后提取信号的上、下边沿，在相位比较器中与位同步产生器产生的位同步的边沿进行比较，用误差信号控制位同步产生器，最后锁定位同步信号，完成位同步提取。

五、实验步骤

- 1、在实验箱上正确安装基带成形模块（以下简称基带模块）、IQ 调制解调模块（以下简称 IQ 模块）和码元再生模块（以下简称再生模块）。
- 2、关闭实验箱总电源，按如下要求连接好连线。
 - a、用台阶插座线完成如下连接：

源端口	目的端口	连线说明
基带模块：PN31	IQ 模块：I-IN	提供 PN31 伪随机序列

b、用同轴视频线完成如下连接：

源端口	目的端口
IQ 模块（IQ 调制单元）：输出（J2）	IQ 模块（IQ 解调单元）：输入（J3）
IQ 模块(载波单元)：输出（J5）	IQ 模块(载波单元)：输入（J4）

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

3、观测调制信号波形

用示波器观测 IQ 调制“输出”点信号（观测点 TP4），观察已调信号峰峰值，调电位器“W1”使峰峰值为 1.2V 左右。

4、观察未锁定时的信号波形

示波器探头分别接基带模块上“BS”测试点及再生模块上“BS”测试点。基带模块上“BS”测试点为基带 NRZ 码的位定时信号，再生模块上的“BS”测试点为数字锁相环 NCO（数控振荡器）信号。由于再生模块还没有输入基带信号，因此上述两路测试点信号应存在相对滑移，表示没有锁定。

5、观察锁定时的信号波形

a、将 IQ 模块上“I-OUT”端连到再生模块上“I-IN”端。

b、用示波器端对比观察基带模块上“BS”点和再生模块上“BS”点信号。此时可看到示波器上显示的两路信号锁定，表示位同步提取正常（由于提取的位同步信号是下降沿有效，因此与发端位同步信号是反相的）。

6、观察数字锁相环的固有相位抖动

调整示波器水平扫描时间，展宽显示波形至能清晰看到两路信号的边沿，可观察到数字锁相环固有的相位抖动。

六、思考题

数字锁相环固有的相位抖动是怎样产生的？

第三章 扩展频谱技术

实验十 m 序列产生及其特性实验

一、实验目的

通过本实验掌握 m 序列的特性、产生方法及应用。

二、实验内容

- 1、观察 m 序列，识别其特征。
- 2、观察 m 序列的自相关特性。

三、基本原理

m序列是有n级线性移位寄存器产生的周期为 $2^n - 1$ 的码序列，是最长线性移位寄存器序列的简称。码分多址系统主要采用两种长度的m序列：一种是周期为 $2^{15} - 1$ 的m序列，又称短PN序列；另一种是周期为 $2^{42} - 1$ 的m序列，又称为长PN码序列。m序列主要有两个功能：①扩展调制信号的带宽到更大的传输带宽，即所谓的扩展频谱；②区分通过多址接入方式使用同一传输频带的不同用户的信号。

1、产生原理

图 10-1 示出的是由 n 级移位寄存器构成的码序列发生器。寄存器的状态决定于时钟控制下输入的信息（“0”或“1”），例如第 i 级移位寄存器状态决定于前一时钟脉冲后的第 i-1 级移位寄存器的状态。

图中 $C_0, C_1, \dots, C_n$ 均为反馈线，其中 $C_0 = C_n = 1$ ，表示反馈连接。因为 m 序列是由循环序列发生器产生的，因此 C_0 和 C_n 肯定为 1，即参与反馈。而反馈系数 $C_1, C_2, \dots, C_{n-1}$ 若为 1，参与反馈；若为 0，则表示断开反馈线，即开路，无反馈连线。

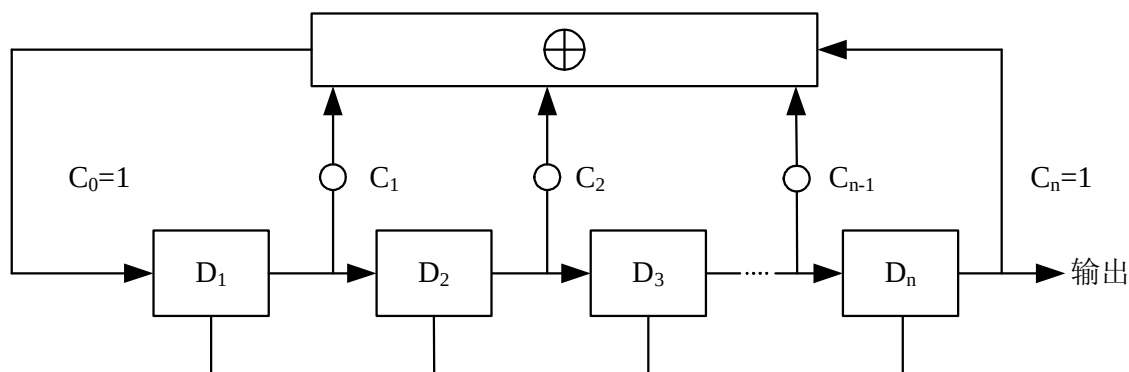


图 10-1 n 级循环序列发生器的模型

一个线性反馈移动寄存器能否产生 m 序列，决定于它的反馈系数 $c_i (i = 0, 1, 2, \dots, n)$ ，下表中列出了部分 m 序列的反馈系数 c_i ，按照下表中的系数来构造移位寄存器，就能产生相应的 m 序列。

表 10-1 部分 m 序列的反馈系数表

级数 n	周期 P	反馈系数 C_i (采用八进制)
3	7	13
4	15	23
5	31	45, 67, 75
6	63	103, 147, 155
7	127	203, 211, 217, 235, 277, 313, 325, 345, 367
8	255	435, 453, 537, 543, 545, 551, 703, 747
9	511	1021, 1055, 1131, 1157, 1167, 1175
10	1023	2011, 2033, 2157, 2443, 2745, 3471
11	2047	4005, 4445, 5023, 5263, 6211, 7363
12	4095	10123, 11417, 12515, 13505, 14127, 15053
13	8191	20033, 23261, 24633, 30741, 32535, 37505
14	16383	42103, 51761, 55753, 60153, 71147, 67401
15	32765	100003, 110013, 120265, 133663, 142305

根据表 10-1 中的八进制的反馈系数，可以确定 m 序列发生器的结构。以 7 级 m 序列反

馈系数 $C_i = (211)_8$ 为例，首先将八进制的系数转化为二进制的系数即 $C_i = (010001001)_2$ ，由此我们可以得到各级反馈系数分别为： $C_0 = 1$ 、 $C_1 = 0$ 、 $C_3 = 0$ 、 $C_4 = 1$ 、 $C_5 = 0$ 、 $C_6 = 0$ 、 $C_7 = 1$ ，由此就很容易地构造出相应的 m 序列发生器。根据反馈系数，其他级数的 m 序列的构造原理与上述方法相同。

需要说明的是，表 10-1 中列出的是部分 m 序列的反馈系数，将表中的反馈系数进行比特反转，即进行镜像，即可得到相应的 m 序列。例如，取 $C_4 = (23)_8 = (10011)_2$ ，进行比特反转之后为 $(10011)_2 = (31)_8$ ，所以 4 级的 m 序列共有 2 个。其他级数 m 序列的反馈系数也具有相同的特性。理论分析指出， n 级移位寄存器可以产生的 m 序列个数由下式决定：

$$N_s = \phi(2^n - 1) / n$$

其中， $\phi(x)$ 为欧拉函数，其值小于等于 x ，并与 x 互质的正整数的个数（包括 1 在内）。例如对于 4 级移位寄存器，则小于 $2^4 - 1 = 15$ 并与 15 互质的数为 1、2、4、7、8、11、13、14，共 8 个，所以 $\phi(15) = 8$ ， $N_s = 8 / 4 = 2$ ，所以 4 级移位寄存器最多能产生的 m 序列数为 2。

总之，移位寄存器的反馈系数决定是否产生 m 序列，起始状态决定序列的起始点，不同的反馈系数产生不同的码序列。

2、m 序列的自相关函数

m 序列的自相关函数为

$$R(\tau) = A - D \quad (10-1)$$

式中，A 为对应位码元相同的数目；D 为对应位码元不同的数目。

自相关系数为

$$\rho(\tau) = \frac{A - D}{P} = \frac{A - D}{A + D} \quad (10-2)$$

对于 m 序列，其码长为 $P = 2^n - 1$ ，在这里 P 也等于码序列中的码元数，即“0”和“1”个数的总和。其中“0”的个数因为去掉移位寄存器的全“0”状态，所以 A 值为

$$A = 2n - 1 - 1 \quad (10-3)$$

“1”的个数（即不同位）D 为

$$D = 2n - 1 \quad (10-4)$$

根据移位相加特性，m 序列 $\{a_n\}$ 与移位 $\{a_{n-\tau}\}$ 进行模 2 加后，仍然是一个 m 序列，所以“0”和“1”的码元个数仍差 1，由式 (10-2) ~ (10-4) 可得 m 序列的自相关系数为

$$\rho(\tau) = \frac{(2^{n-1}-1)-2^{n-1}}{p} = -\frac{1}{p} \quad \tau \neq 0 \text{ 时} \quad (10-5)$$

当 $\tau=0$ 时，因为 $\{a_n\}$ 与 $\{a_{n-0}\}$ 的码序列完全相同，经模 2 加后，全部为“0”，即 $D=0$ ，而 $A=P$ 。由式 (10-2) 可知

$$\rho(0) = \frac{p-0}{p} = 1 \quad \tau=0 \text{ 时}$$

因此，m 序列的自相关系数为

$$\rho(\tau) = \begin{cases} 1 & \tau = 0 \\ -\frac{1}{p} & \tau \neq 0, \tau = 1, 2, \dots, p-1 \end{cases} \quad (10-6)$$

假设码序列周期为 p ，码元宽度（常称为码片宽度，以便区别信息码元宽度）为 T_c ，那么自相关系数是以 pT_c 为周期的函数，如图 10-2 所示。图中横坐标以 τ/T_c 表示，如 $\tau/T_c=1$ ，则移位 1 比特，即 $\tau=T_c$ ；如 $\tau/T_c=2$ ，则移位 2 比特，即 $\tau=2T_c$ ，等等。

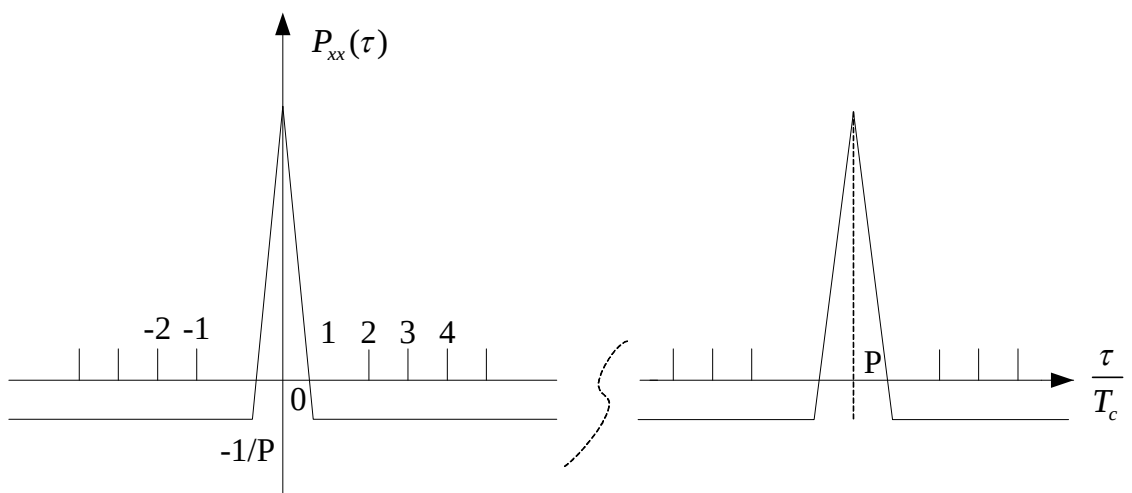


图 10-2 m 序列的自相关函数

在 $|\tau| \leq T_c$ 的范围内，自相关系数为

$$\rho(\tau) = 1 - \left(\frac{p+1}{p} \right) \frac{|\tau|}{T_c} \quad |\tau| \leq T_c \quad (10-7)$$

由图（10-7）所示，m 序列的自相关系数在 $\tau = 0$ 处出现尖峰，并以 PT_C 时间为周期重复出现。尖峰底宽 $2T_C$ ， T_C 越小，相关峰越尖锐。周期 P 越大， $|-1/P|$ 就越小。在这种情况下，m 序列的自相关特性就越好。

由于 m 序列自相关系数 T_C 的整数倍处取值只有 1 和 $-1/P$ 两种，因而 m 序列称作二值自相关序列。

m 序列的这种二值自相关系数的特性正是它应用在扩频码分多址系统的主要原因。由图 10-4 可知，如果序列的周期 P 足够大，在接收端的信号和发送端信号完全同步的情况下，接收端输出的信号电平就是峰值，而在其它的状态下接收机输出的信号平很小（如果 P 很大的话信号电平值近似为 0），这正是所期望的情形。

下面通过实例来分析自相关特性

图 10-2 所示为 4 级 m 序列的码序列发生器。假设初始状态为 0001，在时钟脉冲的作用下，逐次移位，相应的状态转移图如图 10-3 所示。 $D_3 \oplus D_4$ 作为 D_1 输入，则 $n=4$ 码序列产生过程如表 10-2 所示。

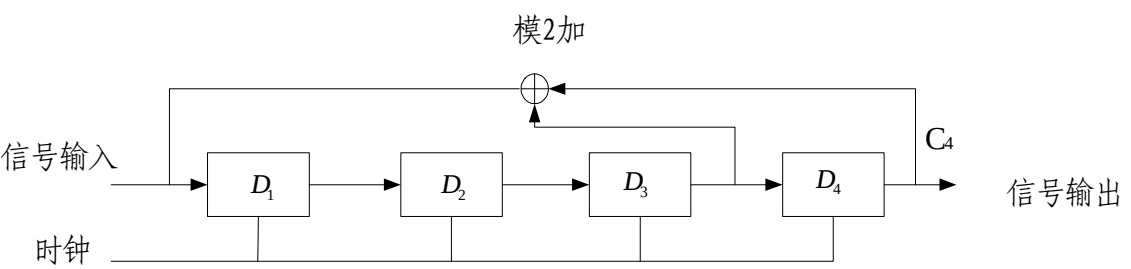


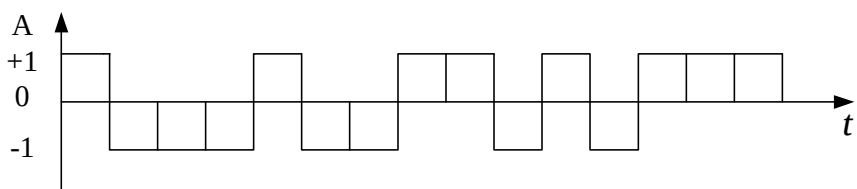
图 10-3 4 级 m 序列发生器

表 10-2 4 级 m 序列产生状态表

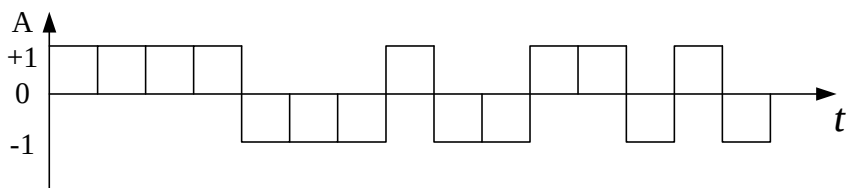
状态 时钟	D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	D ₃ ⊕D ₄	输出序列
0	0	0	0	1	1	1
1	1	0	0	0	0	0
2	0	1	0	0	0	0
3	0	0	1	0	1	0
4	1	0	0	1	1	1
5	1	1	0	0	0	0
6	0	1	1	0	1	0
7	1	0	1	1	0	1
8	0	1	0	1	1	1
9	1	0	1	0	1	0
10	1	1	0	1	1	1
11	1	1	1	0	1	0
12	1	1	1	1	0	1
13	0	1	1	1	0	1
14	0	0	1	1	0	1
15	0	0	0	1	1	1

由图 10-3 所示的移位寄存器产生的 4 级 m 序列为：100010011010111，设此序列为 m_1 。

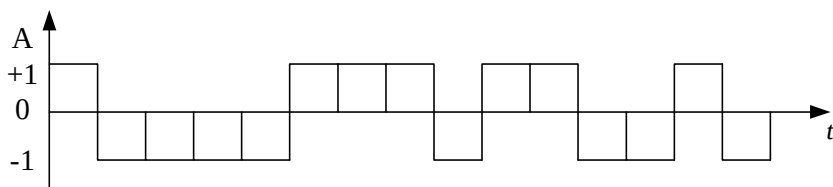
右移 3 比特后的码序列为 m_2 ：111100010011010，相应的波形如图 10-4 所示，同时为了进行自相关系数的计算，分别列出了 m_1 序列是自身相乘的波形和 $m_1 \times m_2$ 的波形。



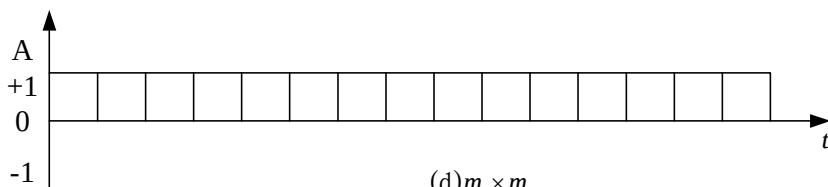
(a) 移位之前的m序列 m_1



(b) 右移 $3T_c$ 得到的m序列 m_2



(c) $m_1 \times m_2$



(d) $m_1 \times m_1$

图 10-4 4 级 m 序列的自相关函数

比较 m_1 和 m_2 两个序列，相同码元的数目 $A=7$ ，不同码元的数目 $D=8$ ，则自相关系数

$$\rho_x(3) = \frac{A-D}{A+D} = \frac{7-8}{7+8} = -\frac{1}{15}, \text{ 同理可得 } \rho_x(0)=1. \text{ 可以验证: 当 } \tau \neq 0 \text{ 时, } \rho_x(\tau) = -\frac{1}{15}.$$

3、m 序列的互相关函数

两个码序列的互相关函数是两个不同码序列一致程度（相似性）的度量，它也是位移量的函数。当使用码序列来区分地址时，必须选择码序列互相关函数值很小的码，以避免用户之间互相干扰。

研究表明，两个长度周期相同，由不同反馈系数产生的 m 序列，其互相关函数（或互相关系数）与自相关函数相比，没有尖锐的二值特性，是多值的。作为地址码而言，希望选择的互相关函数越小越好，这样便于区分不同用户，或者说，抗干扰能力强。

在二进制情况下，假设码序列周期为 P 的两个 m 序列，其互相关函数 $R_{xy}(\tau)$ 为

$$R_{xy}(\tau) = A - D \quad (10-8)$$

式中， A 为两序列对应位相同的个数，即两序列模 2 加后“0”的个数； D 为两序列对应位不同的个数，即两序列模 2 加后“1”的个数。

为了理解上述指出的互相关函数问题，在此以 $n=5$ 时由不同的反馈系数产生的两个 m 序列为例计算它们的互相关系数，以进一步讲述 m 序列的互相关特性。将反馈系数为 $(45)_8$ 和 $(75)_8$ 时产生的两个 5 级 m 序列分别记做： m_1 ：1000010010110011111000110111010 和 m_2 ：111110111000101011010000110100，序列 m_1 和 m_2 的互相关函数如表 10-3 所示。

表 10-3 序列 m_1 和 m_2 的互相关函数表

序列 m_1	1 0 0 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 1 1 1 1 1 0 0 0 1 1 0 1 1 1 0 1 0
序列 m_2	1 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1 0 1 0 1 1 0 1 0 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0
m_1 右移的码元数目 τ (单位为 $1/T_C$)	0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30
$R_{xy}(\tau)$	9 1 7 1 9 9 7 1 7 7 1 1 1 9 7 9 7 7 1 1 7 7 1 7 1 1 9 1 1 1 1 $R_{xy}(\tau) \leq \begin{cases} 2^{(n+1)/2} + 1 \\ 2^{(n+2)/2} + 1 \end{cases}$

根据表 10-3 中的互相关函数值可以画出序列 m_1 和 m_2 的互相关函数曲线,如图 10-5 所示。

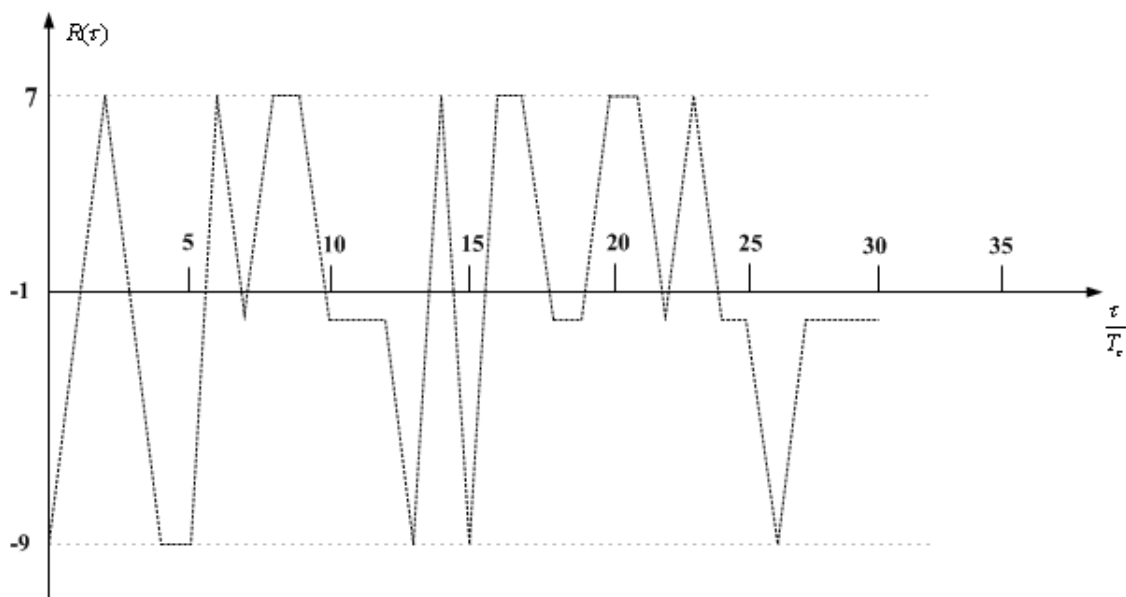


图 10-5 m 序列的互相关函数曲线

可以看出，不同于 m 序列自相关函数的二值特性，m 序列的互相关函数是一个多值函数。在码多址系统中，m 序列用作地址码时，互相关函数值越小越好。研究表明，m 序列的互相关函数具有多值特性，其中一些互相关函数特性较好，而另一些则较差。在实际应用中，应取互相关特性较好的 m 序列作为地址码，由此便引出 m 序列优选对的概念。

满足下列条件的两个 m 序列可构成优选对：

$$R_{xy}(\tau) \leq \begin{cases} 2^{(n+1)/2} + 1 & n \text{ 为奇数} \\ 2^{(n+2)/2} + 1 & n \text{ 为偶数且 } n \text{ 不能被 } 4 \text{ 整除} \end{cases} \quad (10-9)$$

由表 10-3 可以看出，级数 $n=5$ 的两个 m 序列（反馈系数分别为 $(45)_8$ 和 $(75)_8$ ）可以构成优选对，因为它们的互相关函数值 $R_{xy}(\tau) \leq 2^3 + 1 = 9$ 。m 序列优选对的概念在后面讲 GOLD 序列时将会用到。

4、m 序列的性质

前面详细讨论了 m 序列的产生原理，自相关以及互相关特性这部分将对 m 序列的性质做一个总结，有关特性以反馈系数为 $(45)_8$ 的 5 级 m 序列 1000010010110011111000110111010 为例进行验证。m 序列具有以下性质：

1) 均衡性

由 m 序列的一个周期中，0 和 1 的数目基本相等。1 的数目比 0 的数目多一个。该性质可由 m 序列 1000010010110011111000110111010 看出：总共有 16 个 1 和 15 个 0。

2) 游程分布

m 序列中取值相同的那些相继的元素合称为一个“游程”。游程中元素的个数称为游程长度。 n 级的 m 序列中，总共有 2^{n-1} 个游程，其中长度为 1 的游程占总游程数的 $1/2$ ，长度为 2 的游程占总游程数的 $1/4$ ，长度为 k 的游程占总游程数的 2^{-k} 。且长度为 k 的游程中，连 0 与连 1 的游程数各占一半。如序列 1000010010110011111000110111010 中，游程总数为 $2^{5-1} = 16$ ，此序列各种长度的游程分布如下：

长度为 1 的游程数目为 8，其中 4 个 1 游程和 4 个 0 游程；

长度为 2 的游程数目为 4，2 个 11 游程，2 个 00 游程；

长度为 3 的游程数目为 2，1 个 111 游程，1 个 000 游程；

长度为 4 的连 0 游程数目为 1；

长度为 5 的连 1 游程数目为 1。

3) 移位相加特性

一个 m 序列 m_1 与其经任意延迟移位产生的另一序列 m_2 模 2 相加，得到的仍是 m_1 的某次延迟移位序列 m_3 ，即 $m_1 \oplus m_2 = m_3$ ，验证如下： $m_1 = 1000010010110011111000110111010$ ，右移 3 位得到序列 $m_2 = 0101000010010110011111000110111$ ，则得 $m_3 = 1101010000100101100111110001101$ ，可以看出， m_1 右移五位即可得到 m_3 。

4) 相关特性

我们可以根据移位相加特性来验证 m 序列的自相关特性。因为移位相加后得到的还是 m 序列，因此 0 的个数比 1 的个数少 1 个，所以，当 $\tau \neq 0$ 时，自相关系数 $\rho(\tau) = -\frac{1}{p}$ 。

m 序列的自相关特性如式 (10-6) 所示，图 10-2 也清楚的表示了 m 序列的二值自相关特性。

四、实验原理

1、实验模块简介

本实验需用到 CDMA 发送模块、CDMA 接收模块及 IQ 调制解调模块。

(1) CDMA 发送模块：

本模块主要功能：产生 PN31 伪随机序列，将伪随机序列或外部输入的其它数字序列扩频，扩频增益为 32，扩频后输出码速率为 512kbps，可输出两路不同扩频码信号。

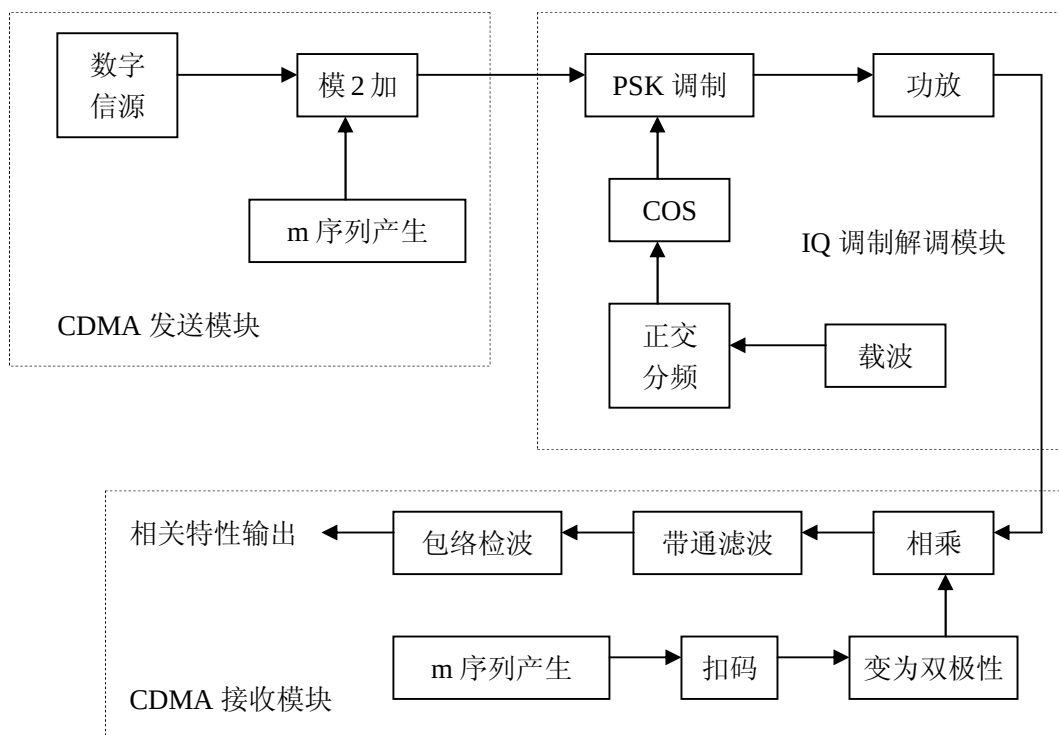
(2) CDMA 接收模块：

本模块主要功能：完成 10.7MHz 射频信号的选频放大，当本地扩频码设置为与发送端扩频码相同时，可完成扩频码的捕获及跟踪，进而完成扩频信号的解扩。

(3) IQ 调制解调模块：

本模块主要功能：产生调制及解调用的正交载波；完成射频正交调制及小功率线性放大；

2、实验框图及电路说明



CDMA 发送模块上产生的 PN 码（由 PN31 端输出），速率为 16K，作为信源输入进模块中（由 NRZ IN 端输入）。模块内部产生 m 序列 PN127，速率为 512K，作为扩频码，与输入信源模 2 加，完成扩频操作后输出，扩频增益为 32。经扩频后的码送入 IQ 调制模块中进行 PSK 调制，经放大后输出。PSK 已调信号载波为 10.7MHz，是由 21.4MHz 本振源经 2 分频产生。

扩频后的 PSK 已调信号送入 CDMA 接收模块中，与接收模块中产生的 m 序列相乘。接收模块 m 序列的结构与发送模块 m 序列的结构完全相同，速率也是 512K，因此两个 m 序列只有相位不同。在接收模块中对该模块产生的 m 序列进行扣码，每周期扣掉 1/4 个码元，使发送端和接收端的两个 m 序列产生相对滑动，这样在接收模块的包络检波后可看到周期性的 m 序列自相关特性。

五、实验步骤

- 1、在实验箱上正确安装 CDMA 发送模块（以下简称发送模块）、CDMA 接收模块（以下简称接收模块）及 IQ 调制解调模块（以下简称 IQ 模块）。
- 2、关闭实验箱电源，按如下方式连线：

a、用台阶插座线完成如下连接：

源端口	目的端口	连线说明
发送模块：PN31	发送模块：DATA1 IN	提供 PN31 伪随机序列
发送模块：DS1 OUT	IQ 模块：I-IN	进行 PSK 调制

b、用同轴视频线完成如下连接：

源端口	目的端口	连线说明
IQ 模块：输出(J2)	接收模块：输入(J2)	将扩频后的 PSK 已调信号进行解扩

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

- 3、观测已调信号波形

示波器 CH1 探头接 IQ 调制“输出”端（观测点 TP4），观察已调信号峰峰值，调电位器“W1”使峰峰值为 1.2V 左右。

- 4、用示波器观测接收模块“输出 2”点信号，调整“幅度”电位器使该点信号电压峰峰值为 800mV 左右。

- 5、观察的 m 序列波形及其特征

- a、将发送模块上“GOLD1 SET”拨码开关所有位全置为“0”（拨向下）。
- b、将接收模块上“GOLD SET”拨码开关所有位全置为“0”，按 RESET 键完成设置。
- c、将接收模块上“捕获”电位器逆时针转到底，此时捕获指示灯“LED1”应灭。
- d、用示波器观测发送模块“DS1”点信号波形

- 6、观察 m 序列的自相关特性

- a、拨码开关及电位器设置同上一步骤。
- b、用示波器观测接收模块“TX2”点信号波形。

实验十一 Gold 序列产生及其特性实验

一、实验目的

通过本实验掌握 Gold 序列的特性、产生方法及应用，掌握 Gold 序列与 m 序列的区别。

二、实验内容

- 1、观察 Gold 序列，识别其特征。
- 2、观察 Gold 序列的自相关特性及互相关特性。

三、基本原理

虽然m序列有优良的自相关特性，但是使用m序列作CDMA（码分多址）通信的地址码时，其主要问题是由m序列组成的互相关特性好的互为优选的序列集很少，对于多址应用来说，可用的地址数太少了。而Gold序列具有良好的自、互相关特性，且地址数远远大于m序列的地址数，结构简单，易于实现，在工程上得到了广泛的应用。

Gold序列是m序列的复合码，它是由两个码长相等、码时钟速率相同的m序列优选对模二和构成的。其中m序列优选对是指在m序列集中，其互相关函数最大值的绝对值最接近或达到互相关值下限（最小值）的一对m序列。这里我们定义优选对为：设A是对应于n级本原多项式 $f(x)$ 所产生的m序列，B是对应于n级本原多项式 $g(x)$ 所产生的m序列，当他们的互相关函数满足：

$$|R_{a,b}(k)| = \begin{cases} 2^{\frac{n+1}{2}} + 1 & n \text{ 为奇数} \\ 2^{\frac{n+2}{2}} + 1 & n \text{ 为偶数, } n \text{ 不是 } 4 \text{ 的整数倍数} \end{cases} \quad (11-1)$$

则 $f(x)$ 和 $g(x)$ 产生的m序列A和B构成一对优选对。

在Gold序列的构造中，每改变两个m序列相对位移就可得到一个新的Gold序列。当相对位移 $2^n - 1$ 比特时，就可得到一族 $(2^n - 1)$ 个Gold序列。再加上两个m序列，共有 $(2^n + 1)$ 个Gold序列。由优选对模二和产生的Gold族 $2^n - 1$ 个序列已不再是m序列，也不具有m序列的

游程特性。但Gold码族中任意两序列之间互相关函数都满足（11-1）式。由于Gold码的这一特性，使得码族中任一码序列都可作为地址码，其地址数大大超过了用m序列作地址码的数量。所以Gold序列在多址技术中得到了广泛的应用。

产生Gold序列的结构形式有两种，一种是串联成级数为 $2n$ 级的线性移位寄存器；另一种是两个 n 级并联而成。图11-1和图11-2分别为 $n=6$ 级的串联型和并联型结构图。其本原多项式分别为： $f(x) = x^6 + x + 1, g(x) = x^6 + x^5 + x^2 + x + 1$ 。这两种结构是完全等效的，它们产生Gold序列的周期都是 $p = 2^n - 1$ 。

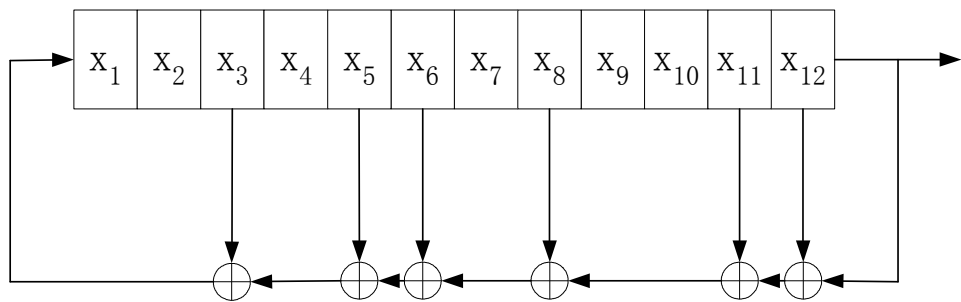


图11-1 串联型Gold序列发生器

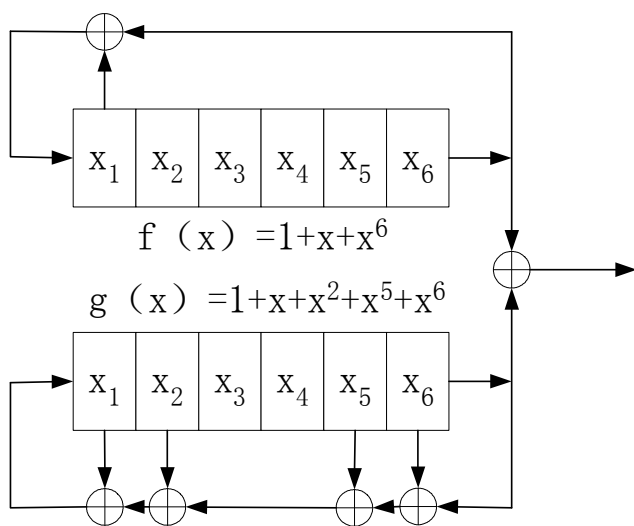


图11-2 并联型Gold序列发生器

Gold序列的自相关特性见图11-3。

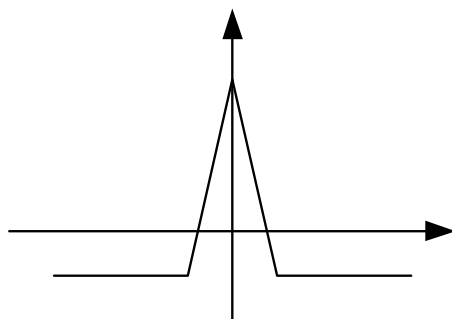


图11-3 Gold序列的自相关特性

Gold码具有以下性质:

(1)两个m序列优选对经不同移位相加产生的新序列都是Gold序列,两个n级移位寄存器可以产生 $2^n + 1$ 个Gold序列,周期均为 $2^n - 1$ 。

(2)Gold码序列的周期性自相关函数是三值 (u_1, u_2, u_3) 函数,同一优选对产生的Gold码的周期性互相关函数为三值函数,同长度的不同优选对产生的Gold码的周期性互相关函数不是三值函数。在同一个Gold码族中,Gold序列的自相关旁瓣及任两个码序列之间的互相关值都不超过该码族中的两个m序列的互相关值,即满足式(11-1)的要求。(u_1, u_2, u_3) 的值分别如下:

$$u_1 = -1, \quad u_2 = \begin{cases} 2^{\frac{n+1}{2}} - 1 & n \text{ 为奇数} \\ 2^{\frac{n+2}{2}} - 1 & n \text{ 为偶数} \end{cases}, \quad u_3 = \begin{cases} -\left(2^{\frac{n+1}{2}} + 1\right) & n \text{ 为奇数} \\ -\left(2^{\frac{n+2}{2}} + 1\right) & n \text{ 为偶数} \end{cases}$$

与m序列相比,Gold码序列具有良好的互相关特性,系统采用这种码可以提供良好的多址功能。Gold码在各种卫星系统中获得了广泛的应用。

四、实验原理

1、实验模块简介

本实验需用到 CDMA 发送模块、CDMA 接收模块及 IQ 调制解调模块。

(1) CDMA 发送模块:

本模块主要功能：产生 PN31 伪随机序列，将伪随机序列或外部输入的其它数字序列扩频，扩频增益为 32，扩频后输出码速率为 512kbps，可输出两路不同扩频码信号。

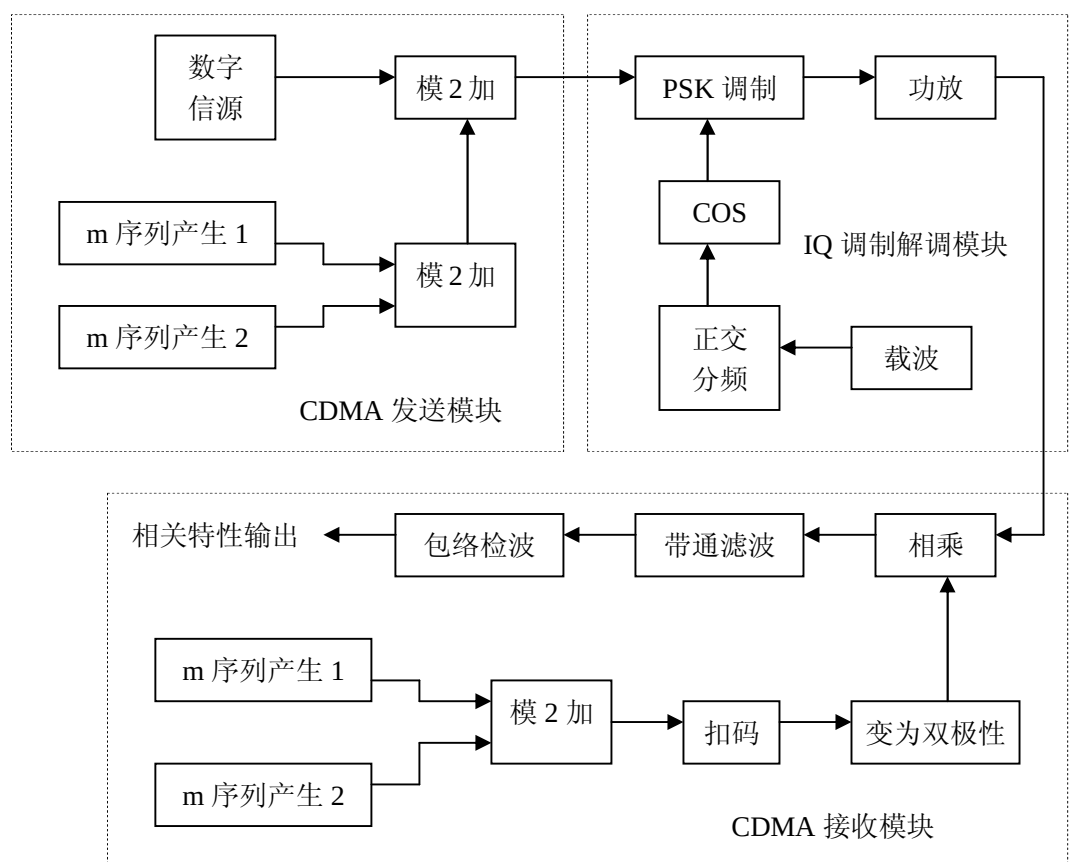
(2) CDMA 接收模块：

本模块主要功能：完成 10.7MHz 射频信号的选频放大，当本地扩频码设置为与发送端扩频码相同时，可完成扩频码的捕获及跟踪，进而完成扩频信号的解扩。

(3) IQ 调制解调模块：

本模块主要功能：产生调制及解调用的正交载波；完成射频正交调制及小功率线性放大；完成射频信号正交解调。

2、实验框图及电路说明



CDMA 发送模块上产生的 PN 码（由 PN31 端输出），速率为 16K，作为信源输入进模块中（由 NRZ IN 端输入）。模块内部产生两个不同的周期为 127 的 m 序列，这两个 m 序列是一对优选对，经模 2 加后变为 Gold 序列，速率为 512K，作为扩频码，与输入信

源模 2 加，完成扩频操作后输出，扩频增益为 32。经扩频后的码送入 IQ 调制模块中进行 PSK 调制，经放大后输出。PSK 已调信号载波为 10.7MHz，是由 21.4MHz 本振源经 2 分频产生。

扩频后的 PSK 已调信号送入 CDMA 接收模块中，与接收模块中产生的 Gold 序列相乘。接收模块 Gold 序列的产生结构与发送模块 Gold 序列的产生结构完全相同，速率也是 512K，若收发端 m 序列的初值也设为一致，则两个 Gold 序列只有相位不同。在接收模块中对该模块产生的 Gold 序列进行扣码，每周期扣掉 1/4 个码元，使发送端和接收端的两个 Gold 序列产生相对滑动，这样在接收模块的包络检波后可看到周期性的 Gold 序列自相关特性。若将收发端的 m 序列的初值设为不一致，则收发端各自产生的 Gold 序列将完全不同，这时在接收模块的包络检波后可看到 Gold 序列的互相关特性。

五、实验步骤

- 1、在实验箱上正确安装 CDMA 发送模块（以下简称发送模块）、CDMA 接收模块（以下简称接收模块）及 IQ 调制解调模块（以下简称 IQ 模块）。
- 2、关闭实验箱电源，按如下方式连线：

a、用台阶插座线完成如下连接：

源端口	目的端口	连线说明
发送模块：PN31	发送模块：DATA1 IN	提供 PN31 伪随机序列
发送模块：DS1 OUT	IQ 模块：I-IN	进行 PSK 调制

b、用同轴视频线完成如下连接：

源端口	目的端口	连线说明
IQ 模块：输出(J2)	接收模块：输入(J2)	将扩频后的 PSK 已调信号进行解扩

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

- 3、观测已调信号波形

用示波器观测 IQ 调制“输出”端（观测点 TP4）信号，调电位器“W1”使峰峰值为 1.2V 左右。

4、用示波器观测接收模块“输出 2”点信号，调整“幅度”电位器使该点信号峰峰值为 800mV 左右。

5、观察 Gold 序列波形及其特征

a、将发送模块上“GOLD1 SET”拨码开的 2-8 位拨为任意非全 0 二进制数（向上拨为 1，向下拨为 0）。

b、将接收模块上“GOLD SET”的 2-8 位拨为与发送模块“GOLD1 SET”相同的二进制数，按复位键以完成设置。

c、将接收模块上“捕获”电位器逆时针转到底，此时捕获指示灯“LED1”应灭。

d、用示波器观测发送模块“DS1”点信号波形

6、观测 Gold 序列的自相关特性

a、拨码开关及电位器设置同上一步骤。

b、用示波器观测接收模块“TX2”点信号。

7、观察 Gold 序列的互相关特性。

a、将接收模块上“GOLD SET”的 2-8 位拨为与发送模块“GOLD1 SET”不同的任意非全 0 二进制数，按复位键以完成设置。

b、用示波器观测接收模块“TX2”点信号

六、思考题

1、Gold 序列的自相关特性与 m 序列的自相关特性有什么不同？

2、Gold 序列的自相关特性与 Gold 序列的互相关特性有什么不同？

实验十二 扩频实验

一、实验目的

- 1、通过本实验掌握基带信号 m 序列扩频原理及方法，掌握扩频前后信号在时域及频域上的变化。
- 2、通过本实验掌握基带信号 Gold 序列扩频原理及方法，掌握扩频前后信号在时域及频域上的变化。

二、实验内容

- 1、观察扩频前后信息码的时域变化。
- 2、观察扩频前后信息码的频域变化。
- 3、观察已调信号在扩频前后的频域变化。

三、基本原理

扩展频谱通信系统是指将待传输信息的频谱用某个特定的扩频函数扩展成为宽频带信号后送入信道中传输，在接收端利用相应手段将信号解压缩，从而获取传输信息的通信系统。也就是说在传输同样信息时所需的射频带宽，远比我们已熟知的各种调制方式要求的带宽要宽得多。扩频带宽至少是信息带宽的几十倍甚至几万倍。信息不再是决定调制信号带宽的一个重要因素，其调制信号的带宽主要由扩频函数来决定。

这一定义包括以下三方面的意思：

(1) 信号频谱被展宽了。在常规通信中，为了提高频率利用率，通常都是采用大体相当带宽的信号来传输信息，即在无线电通信中射频信号的带宽和所传信息的带宽是属于同一个数量级的，但扩频通信的信号带宽与信息带宽之比则高达 $100\sim 1000$ ，属于宽带通信，原因是为了提高通信的抗干扰能力，这是扩频通信的基本思想和理论依据。扩频通信系统扩展的频谱越宽，处理增益越高，抗干扰能力就越强。

(2) 采用扩频码序列调制的方式来展宽信号频谱。由信号理论知道，脉冲信号宽度越窄，其频谱就越宽，信号的频带宽度和脉冲宽度近似成反比，因此，所传信息被越窄的脉冲序列调制，则可产生很宽频带的信号。扩频码序列就是很窄的脉冲序列。

(3) 在接收端用与发送端完全相同的扩频码序列来进行解扩。

扩频技术的理论依据定性的讨论有以下几点：

首先，扩频技术的理论基础可用香农信道容量公式来描述：

$$C = W \log_2(1 + S/N)$$

式中：C 为信道容量；

W 为系统传输带宽；

S/N 为传输系统的信噪比。

该公式表明，在高斯信道中当传输系统的信噪比 S/N 下降时，可用增加系统传输带宽 W 的办法来保持信道容量 C 不变。对于任意给定的信噪比可以用增大传输带宽来获得较低的信息差错率。扩频技术正是利用这一原理，用高速率的扩频码来达到扩展待传输的数字信息带宽的目的。故在相同的信噪比条件下，具有较强的抗噪声干扰的能力。

香农指出：在高斯噪声干扰下，在限平均功率的信道上，实现有效和可靠通信的最佳信号是具有白噪声统计特性的信号。目前人们找到的一些伪随机序列的统计特性逼近于高斯白噪声的统计特性。使用于扩频系统中，可以使得所传输信号的统计特性逼近于高斯信道要求的最佳信号形式。

早在 50 年代，哈尔凯维奇就从理论上证明：要克服多径衰落干扰的影响，信道中传输的最佳信号形式也应该是具有白噪声统计特性的信号形式。由于扩频函数逼近白噪声的统计特性，因此扩频通信又具有抗多径干扰的能力。

常用的扩展频谱方式可分为：

a、直接序列扩频 CDMA (DS-CDMA)：用待传信息信号与高速率的伪随机码序列相乘后，去控制射频信号的某个参量而扩展频谱。

b、跳频扩频 CDMA (FH-CDMA)：数字信息与二进制伪随机码序列模二相加后，去离散地控制射频载波振荡器的输出频率，使发射信号的频率随伪随机码的变化而跳变。

c、跳时扩频 CDMA (TH-CDMA)：跳时是用伪随机码序列来启闭信号的发射时刻和持续时间。发射信号的“有”、“无”同伪随机序列一样是伪随机的。

d、混合式：由以上三种基本扩频方式中的两种或多种结合起来，便构成了一些混合扩频体制，如 FH/DS, DS/TH, FH/TH 等。

1、m 序列扩频实验

在本实验中我们采用的是直接序列扩频，及用 m 序列。我们以一个最简单的 7 位伪随机的 m 序列为例加以说明。

按照伪随机 m 序列的定义有： $m=2^3-1=7$ ，即它可以由最简单的 3 节移位寄存器产生。其生成多项式为 $f(x)=1+x^2$ 。7 位 m 序列产生器如图 12-1 所示，其周期 $m=7$ 。

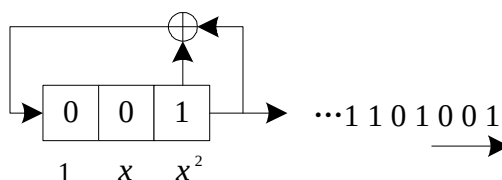


图 12-1 7 位 m 序列产生器

将图中 0、1 序列转换成实值序列： $Z(i)=\begin{cases} +1, & \text{若为 } 0 \\ -1, & \text{若为 } 1 \end{cases}$ ，即有下列对应关系

1	1	0	1	0	0	1
↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓
-1	-1	1	-1	1	1	-1

若在理想情况下，不考虑多径传输的影响，则 7 位码每移一位可供一个用户做地址码，这样可提供 7 个用户，分别为： $C_0=(-1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1)$ ， $C_1=(-1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1)$ ， $C_2=(1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1)$ ， $C_3=(1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1)$ ， $C_4=(-1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1)$ ， $C_5=(1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1)$ ， $C_6=(-1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1)$ ， $C_7=(-1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1)=C_0$ 。

若用上述 7 位码进行扩频，其扩频前后的波形图如图 12-2 所示。 $m=2^3-1=7$ 序列的自相关函数波形如图 12-3 所示

扩频前信息序列:



扩频后扩频码序列:

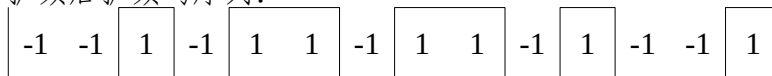


图 12-2 7 位码扩频前后的波形图

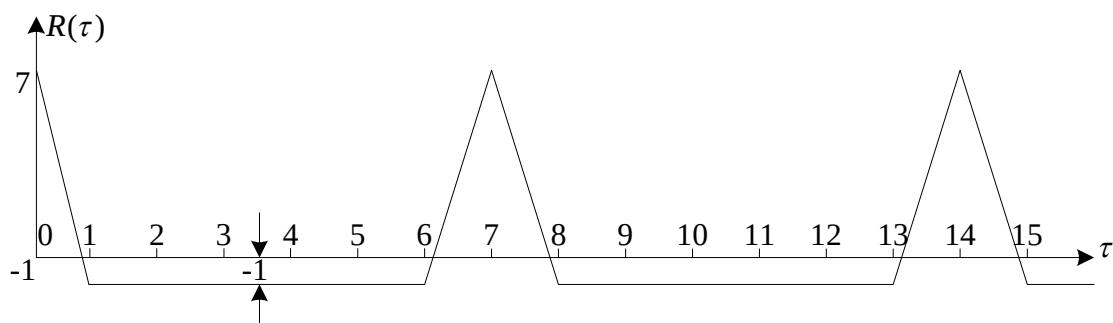


图 12-3 $m=2^3-1=7$ 序列的自相关函数图形

扩频后性能分析

有效性性能: 扩频后频带扩展 7 倍, 直接有效性下降 7 倍, 但是若不考虑实际多径影响, 7 位扩频码每错开一位可供一个新用户, 共可供 7 个用户, 这正好抵消了扩展频带的 7 倍下降位。但实际上必须要考虑多径影响, 这时有效性能会下降

可靠性性能: 根据伪码自相关特性, 当码位对齐时可以将 7 位伪码信号能量累加起来增加 7 倍, 码位不对齐时均下降至 -1 。若采用自相关接收, 其接收门限可定在 $3.5V$ 上 (假设信号电平均归一化为 $1V$), 然而若不扩频, 接收信号的门限值只能定在 $0.5V$ 上, 两者相比, 扩频后抗干扰能力增加 $\frac{3.5}{0.5} = 7$ 倍。实际在扩频系统中, 抗干扰的改善是与扩频成正比的。

图 12-4 和 12-5 分别是扩频前后 PSK 信号的频谱。

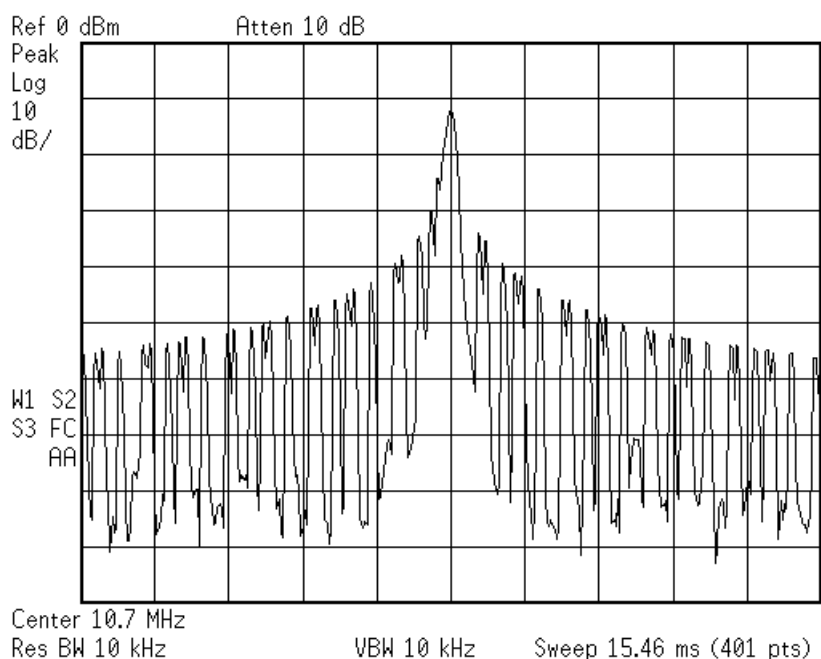


图12-4 扩频前PSK信号的频谱

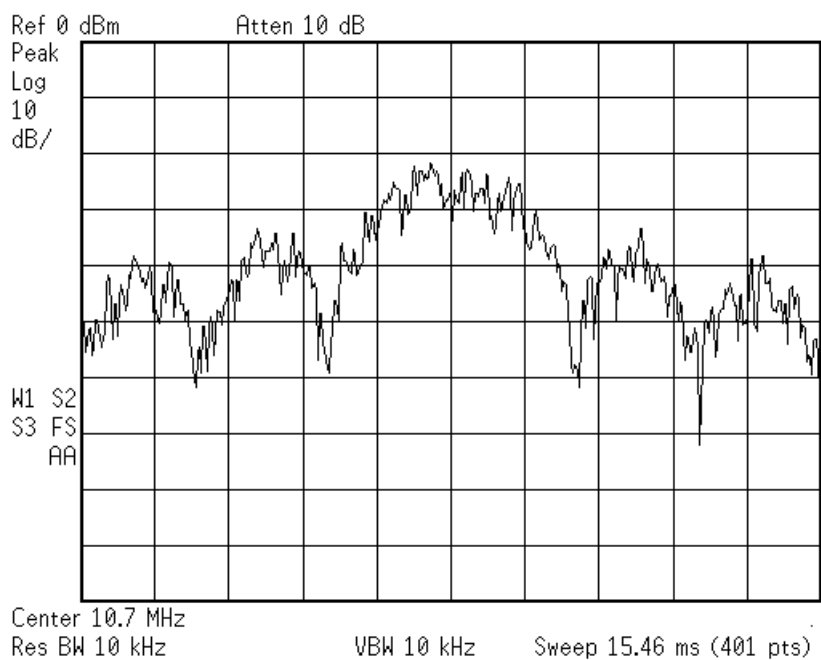


图12-5 扩频后PSK信号的频谱

通过对比可以发现 PSK 信号的频谱大大展宽了。

图12-6为直接序列扩频的示意图：

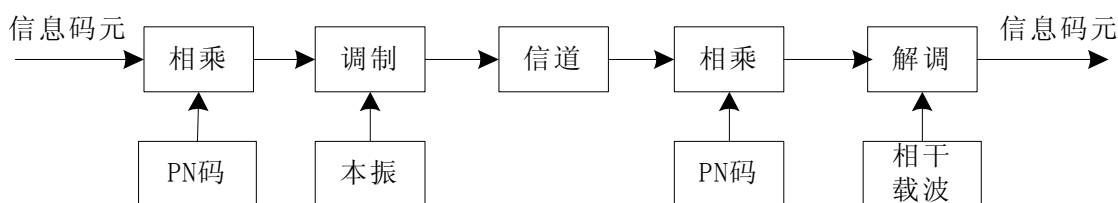


图12-6 直接序列扩频

直接序列扩频通信的过程是将待传送的信息码元与伪随机序列相乘，在频域上将二者的频谱卷积，将信号的频谱展宽，展宽后的频谱呈窄带高斯特性，经载波调制之后发送出去。在接收端，一般首先恢复同步的伪随机码，将伪随机码与调制信号相乘，这样就得到经过信息码元调制的载波信号，再作载波同步，解调后得到信息码元。

我们采用“扩频增益” G_p 的概念来描述扩频系统抗干扰能力的优劣，其定义为解扩接收机输出信噪比与其输入信噪比的比值，即：

$$G_p = \frac{\text{输出信噪比}}{\text{输入信噪比}}$$

它表示经扩频接收处理之后，使信号增强的同时抑制输入到接收机的干扰信号能力的大小，越大，则抗干扰能力愈强。在直接序列扩频通信系统中，扩频增益 G_p 为：

$$G_p = 10 \lg \left(\frac{\text{扩频码速率}}{\text{信息码速率}} \right)$$

从上式中可以看到，提高扩频码速率或者降低信息码速率都可以提高扩频增益。

2、Gold序列扩频实验

应该说Gold序列扩频与m序列扩频的本质区别仅仅在于扩频码的不同，在前面我们已经提到过，虽然m序列有优良的自相关特性，但是使用m序列作CDMA（码分多址）通信的地址码时，其主要问题是由m序列组成的互相关特性好的互为优选的序列集很少，对于多址应用来说，可用的地址数太少了。而Gold序列具有良好的自、互相关特性，且地址数远远大于m序列的地址数，结构简单，易于实现，在工程上特别是第三代移动通信系统中得到了广泛的应用。

Gold序列是m序列的复合码，它是由两个码长相等、码时钟速率相同的m序列优选对模二

和构成的。其中m序列优选对是指在m序列集中，其互相关函数最大值的绝对值最接近或达到互相关值下限（最小值）的一对m序列。这里我们定义优选对为：设A是对应于n级本原多项式f(x)所产生的m序列，B是对应于n级本原多项式g(x)所产生的m序列，当他们的互相关函数满足：

$$|R_{a,b}(k)| = \begin{cases} 2^{\frac{n+1}{2}} + 1 & n \text{ 为奇数} \\ 2^{\frac{n+2}{2}} + 1 & n \text{ 为偶数, } n \text{ 不是 4 的整数倍数} \end{cases} \quad (12-1)$$

则f(x)和g(x)产生的m序列A和B构成一对优选对。

在Gold序列的构造中，每改变两个m序列相对位移就可得到一个新的Gold序列。当相对位移 $2^n - 1$ 比特时，就可得到一族 $(2^n - 1)$ 个Gold序列。再加上两个m序列，共有 $(2^n + 1)$ 个Gold序列。由优选对模二和产生的Gold族 $2^n - 1$ 个序列已不再是m序列，也不具有m序列的游程特性。但Gold码族中任意两序列之间互相关函数都满足(12-1)式。由于Gold码的这一特性，使得码族中任一码序列都可作为地址码，其地址数大大超过了用m序列作地址码的数量。所以Gold序列在多址技术中得到了广泛的应用。

在具体的扩频的实现原理方面，可以完全参考m序列的扩频。

四、实验原理

1、实验模块简介

本实验需用到CDMA发送模块及IQ调制解调模块。

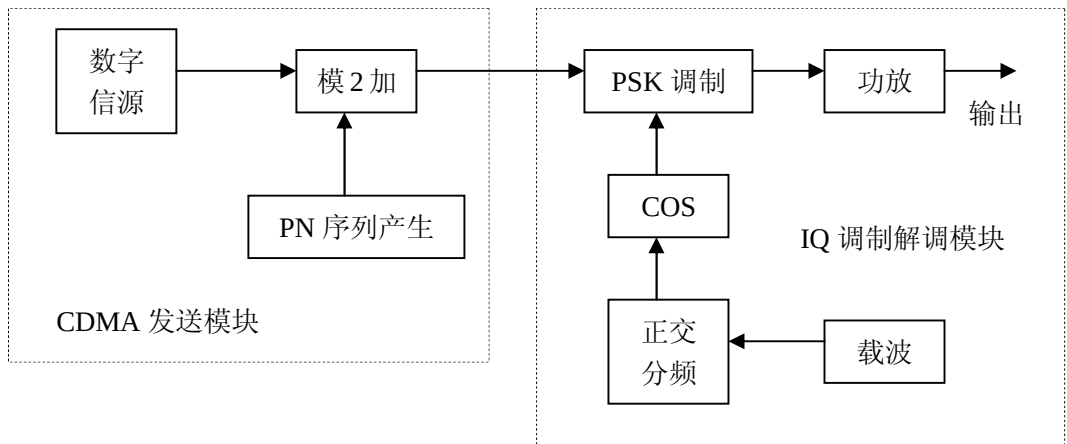
(1) CDMA 发送模块：

本模块主要功能：产生PN31伪随机序列，将伪随机序列或外部输入的其它数字序列扩频，扩频增益为32，扩频后输出码速率为512kbps，可输出两路不同扩频码信号。

(2) IQ 调制解调模块：

本模块主要功能：产生调制及解调用的正交载波；完成射频正交调制及小功率线性放大；完成射频信号正交解调。

2、实验框图及电路说明



CDMA 发送模块上产生的 PN 码（由 PN31 端输出），速率为 16K，作为信源输入进模块中（由 NRZ IN 端输入）。模块内部产生 PN 序列（m 序列或 Gold 序列），速率为 512K，作为扩频码，与输入信源模 2 加，完成扩频操作后输出，扩频增益为 32。经扩频后的码送入 IQ 调制模块中进行 PSK 调制，经放大后输出。PSK 已调信号载波为 10.7MHz，是由 21.4MHz 本振源经 2 分频产生。

五、实验步骤

（一）m 序列扩频实验

- 1、在实验箱上正确安装 CDMA 发送模块（以下简称发送模块）及 IQ 调制解调模块（以下简称 IQ 模块）。
- 2、关闭实验箱电源，用台阶插座线完成如下连接：

源端口	目的端口	连线说明
发送模块：PN31	发送模块：DATA1 IN	提供 PN31 伪随机序列
发送模块：PN31	IQ 模块：I-IN	进行 PSK 调制

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

- 3、将发送模块上“GOLD1 SET”拨码开关所有位全置为“0”（拨向下）。
- 4、对比观察 m 序列扩频前后的信号波形、频谱

-
- a、示波器探头分别接发送模块上“DATA1 IN”测试点及该模块上“DS1”测试点，观察扩频前后信息码及扩频码的变化。
 - b、如果具备条件，可观察“DATA1 IN”测试点及“DS1”测试点的频谱，观察频谱的变化。（选做）
 - c、为避免扩频后信号带宽过大，在发送模块中将扩频后信号进行了限带滤波，测试点为“DS1 OUT”，观察该点信号并与“DS1”测试点信号进行比较。

5、对比观察扩频前后的已调信号波形、频谱

- a、示波器探头接 IQ 模块调制“输出”测试点，调整该模块上电位器“W1”使该点信号电压峰峰值为 1.2V 左右，观察未经扩频前已调信号，如果条件具备，可观察此时的谱状况。
- b、断开发送模块上“PN31”端与 IQ 模块上“I-IN”端连线，将发送模块上“DS1 OUT”端连到 IQ 模块上“I-IN”端。
- c、示波器探头接 IQ 模块调制“输出”测试点，观察扩频后的已调信号，如果条件具备，可观察此时的谱状况，并与未经扩频前的信号谱进行比较

（二）GOLD 序列扩频实验

- a、保持实验连线不变，将发送模块上“GOLD1 SET”拨码开关 2-8 位拨为任意非全 0 二进制数，（向上拨为 1，向下拨为 0）。
- b、重复 m 序列扩频实验步骤的 4、5 的实验内容

实验十三 解扩实验

一、实验目的

- 1、通过本实验掌握载波已调信号 m 序列解扩原理及方法，掌握解扩前后信号在时域及频域上的变化。
- 2、通过本实验掌握载波已调信号 Gold 序列解扩原理及方法，掌握解扩前后信号在时域及频域上的变化。

二、实验内容

- 1、观察解扩时本地扩频码与扩频时扩频码的同步情况。
- 2、观察已调信号在解扩前后的频域变化。

三、基本原理

m 序列解扩的是在接收到的 RF 信号上进行的，其实解扩的原理很简单，即用一个与发送端完全相同的 m 序列与接收到的信号直接相乘就可以完成信号的解扩，当然，这里所指的与发送端完全相同，除了序列必须一样之外，更重要的是两个 m 序列的相位必须一致，也就是，接收端产生的 m 序列必须进行捕获和跟踪，以使其速率和相位与发送端 m 序列保持一致，

发射机和接收机采用高精度度和高稳定度的时钟频率源，以保证频率和相位的稳定性。但在实际应用中，存在许多事先无法估计的不确定因素，如收发时钟不稳定、发射时刻不确定、信道传输时延及干扰等，尤其在移动通信中，这些不确定因素都有随机性，不能预先补偿，只能通过同步系统消除。因此，在 CDMA 扩频通信中，同步系统必不可少。

PN 码序列同步是扩频系统特有的，也是扩频技术中的难点。CDMA 系统要求接收机的本地伪随机码与接收到的 PN 码在结构、频率和相位上完全一致，否则就不能正常接收所发送的信息，接收到的只是一片噪声。若实现了收发同步但不能保持同步，也无法准确可靠地获取所发送的信息数据。因此，PN 码序列的同步是 CDMA 扩频通信的关键技术。

CDMA 系统中的 PN 码同步过程分为 PN 码捕获和 PN 码跟踪两部分。PN 码捕获是精调

本地 PN 码的频率和相位，使本地产生的 PN 码与接收到的 PN 码间定时误差小于 1 个码片间隔 T_c ，可采用基于滑动相关的串行捕获方案或基于时延估计问题的并行捕获方案。PN 码跟踪则自动调整本地码相位，进一步缩小定时误差，使之小于码片间隔的几分之一，达到本地码与接收 PN 码频率和相位精确同步。典型的 PN 码跟踪环路分基于迟早门定时误差检测器的延迟锁定环及 T 抖动环两种。

接收信号经宽带滤波器后，在乘积器中与本地 PN 码进行相关运算。捕获器件调整压控时钟源，用以调整 PN 码发生器产生的本地 PN 码序列的频率和相位，捕获有用信号。一旦捕获到有用信号，启动跟踪器件，用以调整压控时钟源，使本地 PN 码发生器与外来信号保持精确同步。如果由于某种原因引起失步，则重新开始新一轮捕获和跟踪。图 13-1 为同步系统捕获与跟踪原理图

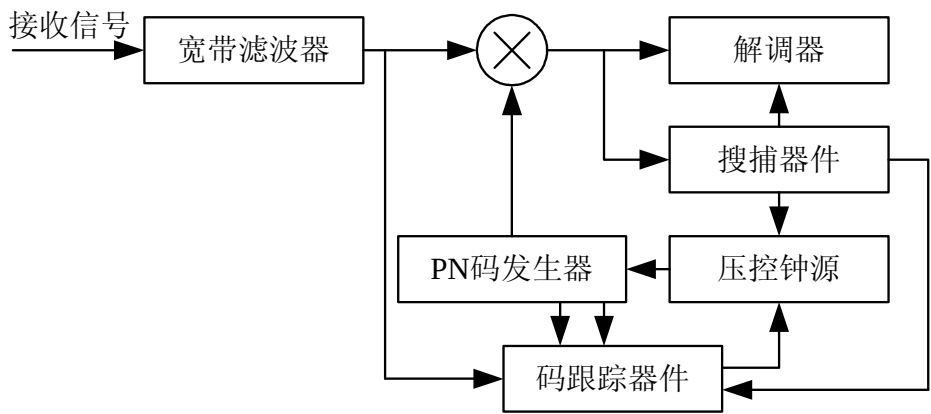


图 13-1 同步系统捕获与跟踪原理图

同步过程包含捕获和跟踪两个阶段闭环的自动控制和调整。

1、PN 序列的捕获

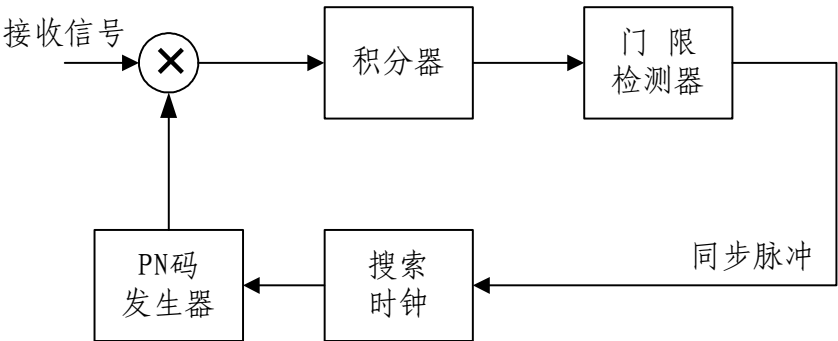
PN 码序列捕获指接收机在开始接收扩频信号时，选择和调整接收机的本地扩频 PN 序列相位，使它与发送的扩频 PN 序列相位基本一致，即接收机捕捉发送的扩频 PN 序列相位，也称为扩频 PN 序列的初始同步。在 CDMA 系统接收端，一般解扩过程都在载波同步前进行，实现捕获大多采用非相干检测。接收到扩频信号后，经射频宽带滤波放大及载波解调后，分别送往 $2N$ 扩频 PN 序列相关处理解扩器（ N 是扩频 PN 序列长）。 $2N$ 个输出中哪个输出最大，该输出对应的相关处理解扩器所用的扩频 PN 序列相位状态，就是发送的扩频信号的扩频 PN

序列相位，从而完成扩频 PN 序列捕获。

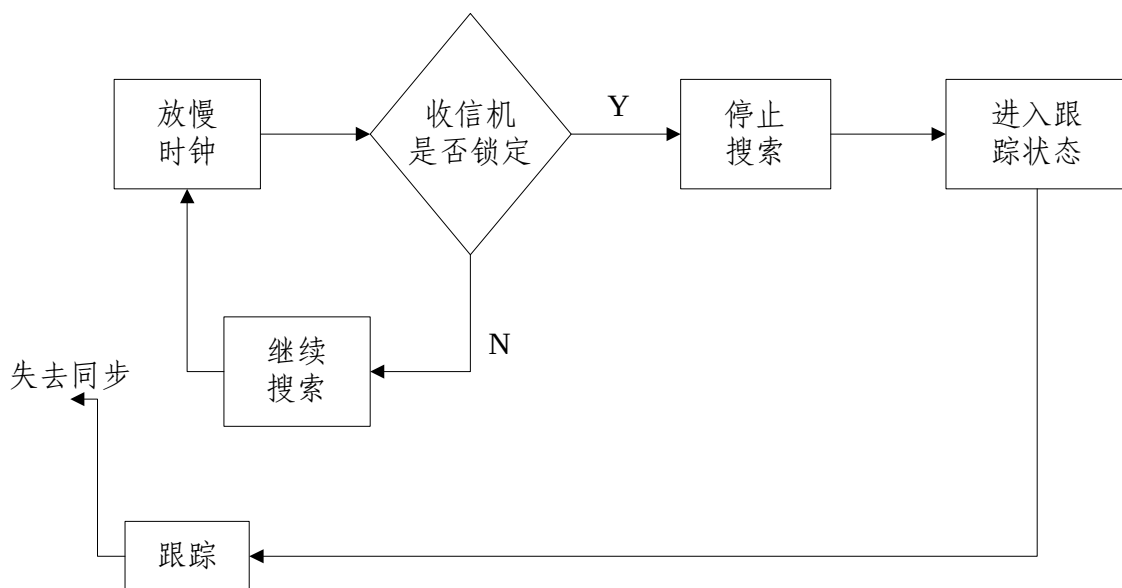
扩频系统的典型同步捕获方法有相位滑动法（又称顺序搜索法（Serial Search Acquisition）和匹配滤波器法（Matched Filtering）等。下面我们主要介绍相位滑动法。

接收系统在搜索同步时，它的码序列发生器以与发射机码序列发生器不同的速率工作，致使这两个码序列在相位上互相滑动，只有在达到一致点时，才停下来，因此称之为相位滑动法。

图 13-2（a）为滑动相关器的方框图。接收到的信号与本地 PN 码相乘后再积分，即求出它们的互相关值，然后在门限检测器中与某一门限值比较，以判断是否已捕获到有用信号。这里利用了 PN 码序列的相关特性，当两个相同的码序列在相位上一致时，其相关值具有最大的输出。一旦确认搜索完成，则搜索指示信号的同步脉冲控制搜索控制钟，从而调整 PN 码发生器产生的 PN 码的重复频率和相位，使之与收到的信号保持同步。图 13-2（b）为滑动相关器的流程图。由于滑动相关器对两个 PN 码序列是顺序比较相关的，所以，这种方法又称为顺序搜索法。由于滑动相关器结构简单，因此应用很广。它的缺点在于当两端 PN 码钟频相差不多时，相对滑动速度很慢，导致搜索时间过长。现在常用的一些捕获方法大多在此基础上，采取一些措施来限定搜索范围或加快搜索时间，从而改善其性能。目前的研究表明，将扩频多址技术应用到地面移动通信中，其频谱利用率是在使用的模拟调频及频多分址移动电话系统的 20 倍左右，每一小区容纳的用户数可达 2500 个。



(a)



(b)

图 13-2 滑动相关器的原理

本实验是采用相位滑动法进行捕获的。

2、PN 码序列跟踪

跟踪是一种在码序列捕获之后，实现进一步调整本地时钟的过程。目的是使同步误差尽可能地小，至少保持在一个子码范围之内。跟踪的基本方法是利用锁相环路来调整本地时钟的相位，常用的跟踪锁相环有以下几种。

①延迟锁相环：DS 收信机常用的同步跟踪电路框图如图 13-3 所示，这种电路称为延迟锁相环 DLL (Delay Locked Loop)。

DLL 由 2 个相关器构成，2 个相关器的输入信号相对于本地 PN 序列相位分别超前 $T_c/2$ 的 E-code 和滞后 $T_c/2$ 的 L-code。为了消除调制所产生的影响，则采用包络检波器，经检波后输出 2 个相关器差信号，但这里采用的包络检波消除调制影响只限于 1 次调制时采用恒定包络检波方法的情况（例如 PSK 等），对于振幅调制方式，由于包络波动，则此 DLL 锁相环不能进行同步跟踪。

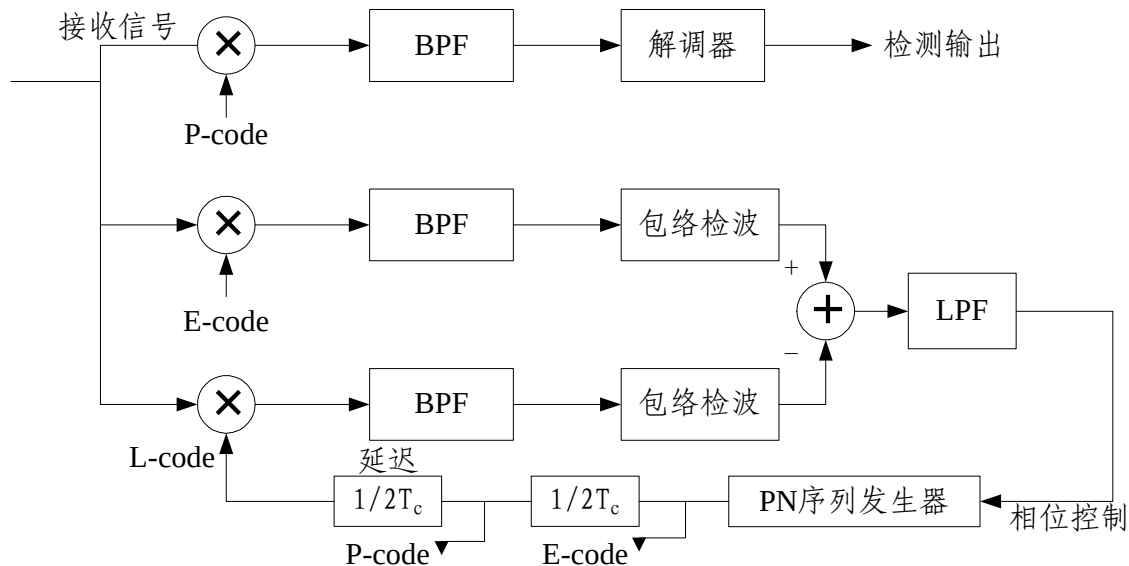


图 13-3 延迟锁相环框图

由于提供给 DLL 是 2 种相位不同的 PN 码序列，因此，顺序改变基准的 PN 码序列的振荡相位，就可得到与接收信号互相关函数的形式，如图 13-4 (b) 所示。DLL 输出是 2 个相关器相减，其 2 个输出合成特性如图 13-4 (c) 所示。由此可以看到仅在 $\pm T_c / 2$ 范围内，输出（纵轴）对于相位移（横轴）的响应为线性关系。2 个相关器合成输出反馈到 PN 码序列产生器，如果输出为正，就控制 PN 序列发生器产生的相位滞后；若输出为负，就控制 PN 序列发生器产生的相位超前；若输出为 0，就使 PN 产生的相位正好为 0 而使 DLL 系统稳定工作。

此电路正常工作的条件是，跟踪开始时接收信号的 PN 序列与收信机内的 PN 序列之间相位差在 $\pm T_c / 2$ 以内。若超出此范围，相位差就发散，失去同步。为此，还要自动确定在跟踪前同步捕获电路的精度，需要把误差控制在 $\pm T_c / 2$ 以内。

如图 13-4 (c) 所示的相关特性曲线称为 S 曲线，E-code 与 L-code 的相位差为 T_c ，有时为 $2 T_c$ ，S 曲线形状随基带波形不同而异。

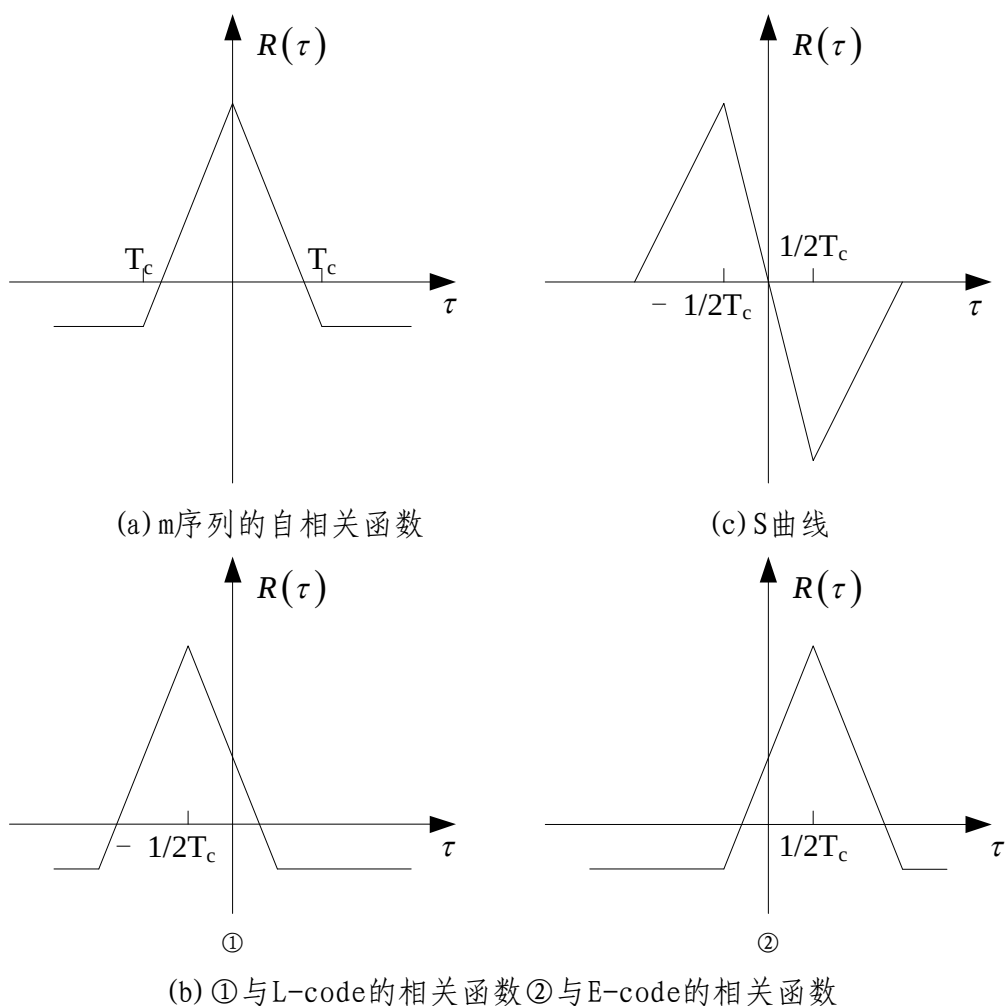


图 13-4 DLL 的 S 曲线

DLL 的跟踪性能主要与环路滤波器（图 13-5 中的 LPF）的带宽与次数有关。带宽越窄 DLL 对噪声越不敏感，噪声与调制对同步影响不大，但跟踪速度慢，因此，它适用于移动通信环境中同步位置不断变化的应用场合。

②抖动锁相环：抖动锁相环 TDL（Tau Dither Loop）只用 1 个相关器，TDL 的构成如图 13-7 所示。在同步附近 TDL 的自相关函数为三角形，在接收端产生的 PN 序列的相位仅前后移动，利用取出由于前后移动产生的相关值的变化（解扩后信号振幅的变化），使其变化量为 0，就可控制整个振荡相位。

抖动锁相环只使用一个相关器，因而没有由于两个支路分别用一个相关器带来的不平衡

问题。不过，这种锁相环即使在完全同步的位置上，由于本地时钟的抖动，其同步性能也不及延迟锁相环。

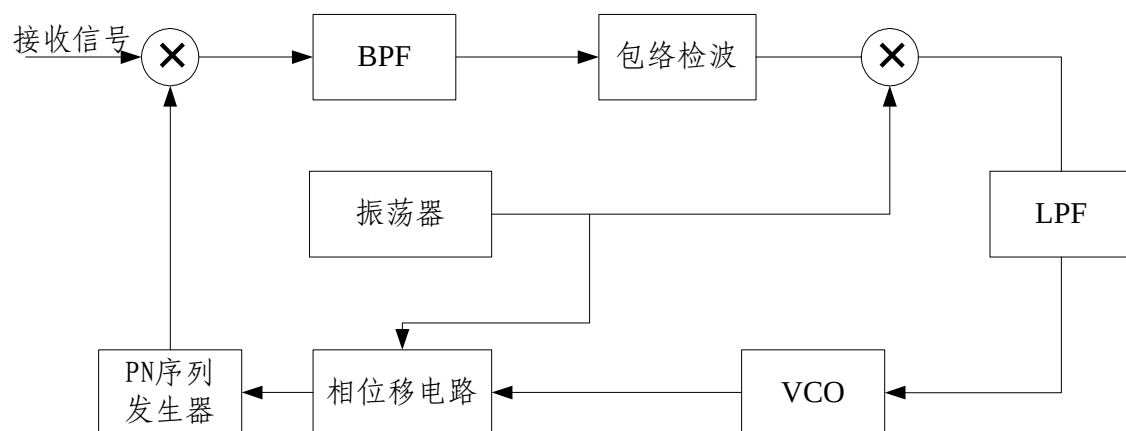


图 13-7 抖动锁相环

同 m 序列的解扩一样，Gold 序列的解扩也存在着捕获和跟踪的过程，其捕获和跟踪的原理以及解扩的原理可以参考 m 序列解扩实验。

四、实验原理

1、实验模块简介

本实验需用到 CDMA 发送模块、CDMA 接收模块及 IQ 调制解调模块。

(1) CDMA 发送模块：

本模块主要功能：产生 PN31 伪随机序列，将伪随机序列或外部输入的其它数字序列扩频，扩频增益为 32，扩频后输出码速率为 512kbps，可输出两路不同扩频码信号。

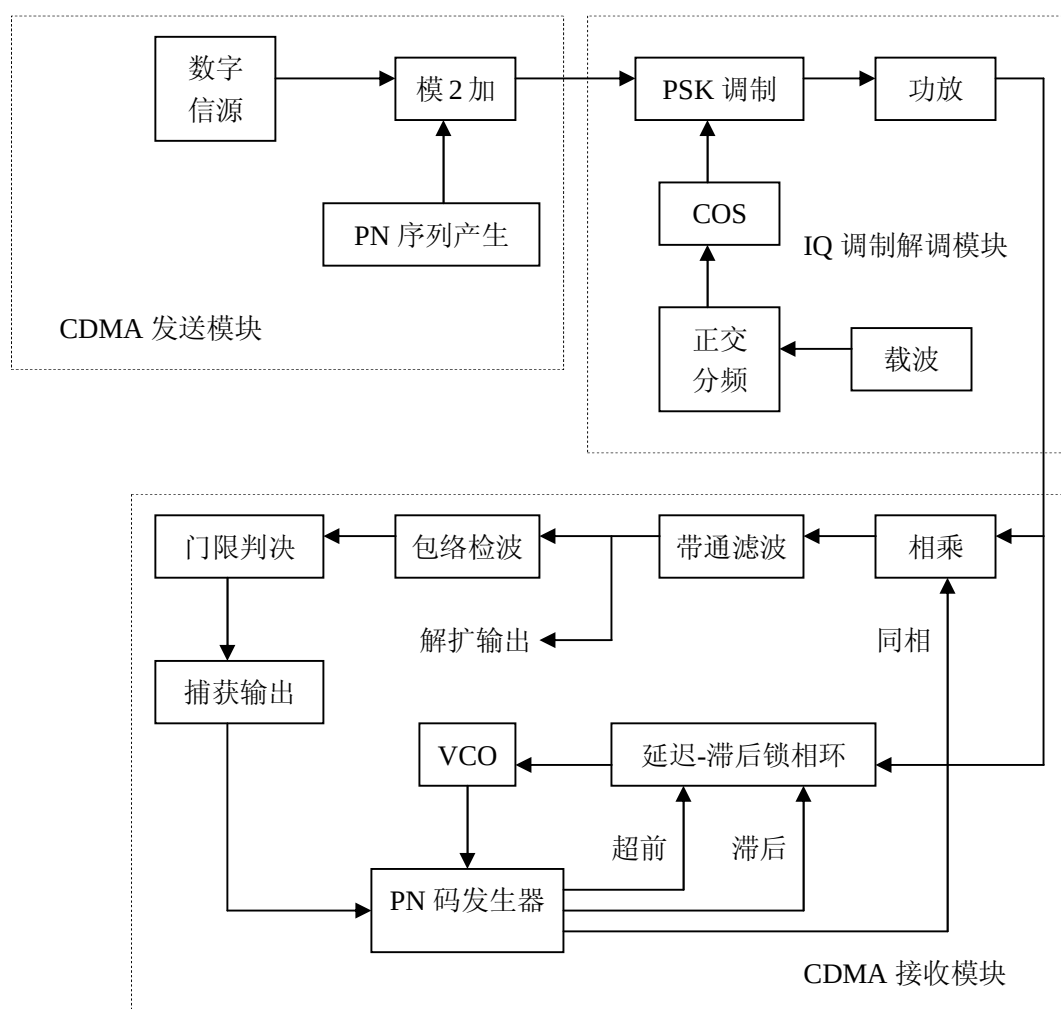
(2) CDMA 接收模块：

本模块主要功能：完成 10.7MHz 射频信号的选频放大，当本地扩频码设置为与发送端扩频码相同时，可完成扩频码的捕获及跟踪，进而完成扩频信号的解扩。

(3) IQ 调制解调模块：

本模块主要功能：产生调制及解调用的正交载波；完成射频正交调制及小功率线性放大；完成射频信号正交解调。

2、实验框图及电路说明



扩频、扩频码的捕获及跟踪部分原理见前面相关实验。

PN 码同相支路的相乘信号经带通滤波后即解扩后的信号。该信号是一个基带信元的 PSK 调制信号，扩频码调制部分已经被去除。

五、实验步骤

(一) m 序列解扩实验

- 1、在实验箱上正确安装 CDMA 发送模块（以下简称发送模块）、CDMA 接收模块（以下简称接收模块）及 IQ 调制解调模块（以下简称 IQ 模块）。

2、关闭实验箱电源，按如下方式连线：

a、用台阶插座线完成如下连接：

源端口	目的端口	连线说明
发送模块：PN31	发送模块：DATA1 IN	提供 PN31 伪随机序列
发送模块：DS1 OUT	IQ 模块：I-IN	进行 PSK 调制

b、用同轴视频线完成如下连接：

源端口	目的端口	连线说明
IQ 模块：输出(J2)	接收模块：输入(J2)	将扩频后的 PSK 已调信号进行解扩

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

3、将发送模块上“GOLD1 SET”拨码开关拨为全 0，（拨向下，扩频码为 m 序列）。将接收模块上“GOLD SET”拨码开关拨为全 0，按复位键以完成设置。

4、示波器探头接 IQ 调制“输出”端（观测点 TP4），观察已调信号峰峰值，调电位器“W1”使峰峰值为 1.2V 左右。

5、示波器探头接接收模块“输出 2”测试点，调整“幅度”电位器使该点信号电压峰峰值为 800mV 左右。

6、观察扩频码同步现象

a、将接收模块上“捕获”电位器逆时针转到底，此时捕获指示灯“LED1”应灭。

b、示波器探头接接收模块“VCO”测试点，观察延迟滞后锁相环的复合相关特性。

c、示波器探头接 CDMA 接收模块“TX2”测试点，此时可看到序列的自相关峰值。

d、慢慢顺时针旋转接收模块上“捕获”电位器，同时注意观察“LED1”指示灯，从不亮到闪亮直至全亮的过程，该过程即为扩频码捕获过程，指示灯全亮后捕获过程结束，进入扩频码跟踪过程，此时示波器上显示一条直线。

e、将示波器探头分别接发送模块“DS1”测试点及接收模块“TX1”测试点，比较两者是否相同，是否同相，若是则表示跟踪正常，已完成扩频码同步，若有少许不同相，则调整接收模块上“跟踪”电位器使其同相。

7、示波器探头接接收模块上“输出 1”测试点，该点为解扩后已调信号，此时该信号相当于未扩频前 NRZ 码进行 PSK 调制后的信号，观察该信号的特征，如果条件具备，可观

察该信号的谱以确定解扩情况，并与 IQ 模块上调制“输出”测试点的信号进行比较。

(二) Gold 序列解扩实验

- 1、保持实验连线不变，将发送模块上“GOLD1 SET”拨码开关 2-8 位拨为任意非全 0 二进制数，（向上拨为 1，向下拨为 0）。
- 2、重复 m 序列解扩实验步骤 4~7 的实验内容。

六、思考题

- 1、延迟-滞后锁相环的复合相关特性是怎样形成的？
- 2、滑动相关器的滑动速度对捕获及跟踪过程有什么样的影响？

第四章 抗衰落技术

实验十四 卷积码编码及译码实验

一、实验目的

通过本实验掌握卷积编码的特性、产生原理及方法，卷积码的译码方法，尤其是维特比译码的原理、过程、特性及其实现方法。

二、实验内容

- 1、观察 NRZ 基带信号及其卷积编码信号。
- 2、观察帧同步信号的生成及巴克码的特性。
- 3、观察卷积编码信号打孔及码速率匹配方法。
- 4、观察接收端帧同步过程及帧同步信号。
- 5、观察译码结果并深入理解维特比译码的过程。
- 6、观察随机差错及突发差错对卷积译码的影响。

三、基本原理

1、卷积码编码

卷积码是一种纠错编码，它将输入的 k 个信息比特编成 n 个比特输出，特别适合以串行形式进行传输，时延小。卷积码编码器的形式如图 14-1 所示，它包括：一个由 N 段组成的输入移位寄存器，每段有 k 段，共 Nk 个寄存器；一组 n 个模 2 和相加器；一个由 n 级组成的输出移位寄存器，对应于每段 k 个比特的输入序列，输出 n 个比特。

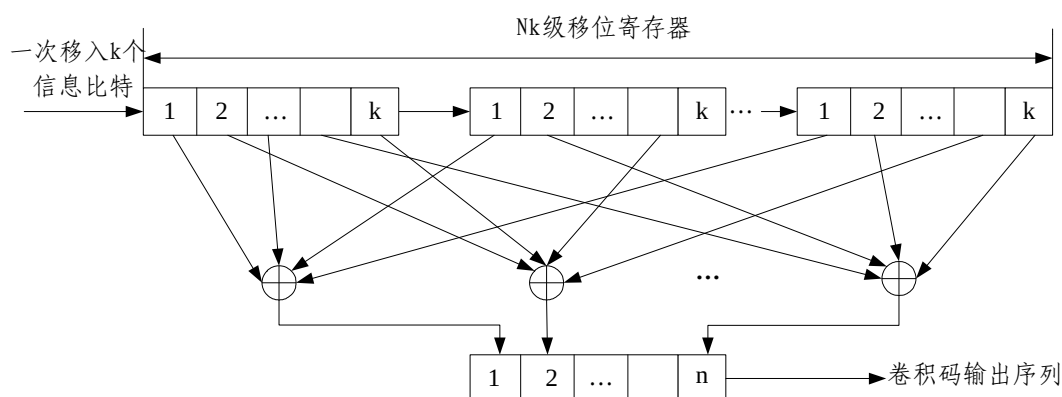


图 14-1 卷积编码器的一般形式

由图 14-1 可以看到, n 个输出比特不仅与当前的 k 个输入信息有关,还与前 $(N-1)k$ 个信息有关。通常将 N 称为约束长度 (有的书中也把约束长度定为 nN 或 $N-1$)。常把卷积码记为: (n, k, N) , 当 $k=1$ 时, $N-1$ 就是寄存器的个数。编码效率定义为:

$$R_c = k/n \quad (14-1)$$

卷积码的表示方法有图解表示法和解析表示法两种, 其中图解表示法又可称为树状图、网络图和状态图三种。本书仅讲述图解表示法, 下面以 $(2, 1, 3)$ 卷积编码器为例详细讲述卷积码的产生原理和表示方法。 $(2, 1, 3)$ 卷积码的约束长度为 3, 编码速率为 $1/2$, 编码器的结构如图 14-2 所示。

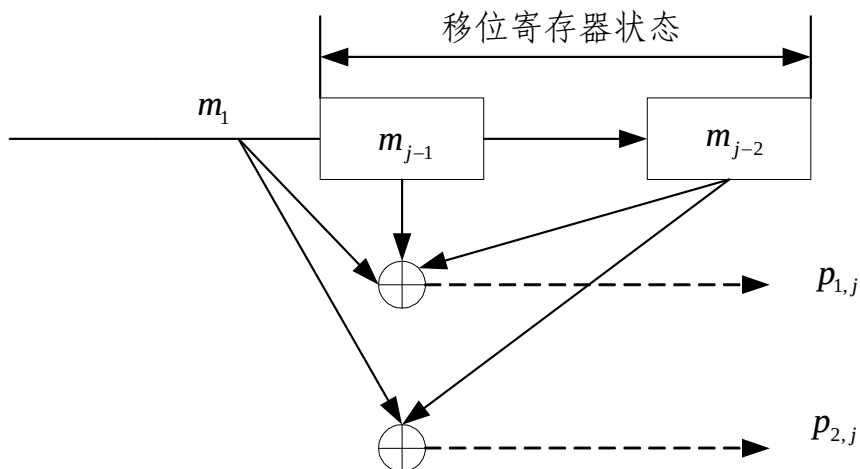


图 14-2 $(2,1,3)$ 卷积编码器

如图 14-2 所示,卷积码的输出信息 $p_{1,j}$ 、 $p_{2,j}$ 不仅与本地输入信息 m_j 有关,还与已存入

到寄存器的 m_{j-1} 、 m_{j-2} 有关，关系式为：

$$\left. \begin{aligned} \rho_{1,j} &= m_i \oplus m_{j-1} \oplus m_{j-2} \\ \rho_{2,j} &= m_j \oplus m_{j-2} \end{aligned} \right\} \quad (14-2)$$

假定移位寄存器的初始状态 m_{j-1} 、 m_{j-2} 为 00，则当第一个输入比特 m_j 为 0 时，由式 (14-2) 可知，输出的比特为 00；当第一个输入比特 m_j 为 1 时，输出的比特为 11。随着后面比特的相继输入，寄存器中的比特相继右移，此时输出比特按照式 (14-2) 可以依次算得。随着信息序列的不断输入，卷积编码器可能产生的各种序列可以用如图 14-3 所示的树状图表示。

图 14-3 中，a b c d 为移位寄存器的四个状态 $m_{j-1} m_{j-2}$ ，分别为：00、01、10、11。一般情况下，共有 2^{N-1} 种状态。每条树叉上所标注的码元为输出比特 $\rho_{1,j} \rho_{2,j}$ ，每条树叉的上支路对应输入比特 0，下支路对应输入比特 1。树状图从 a 点开始画，此时移位寄存器状态为 00。当第一个输入比特 m_j 为 0 时，输出比特 $\rho_{1,j} \rho_{2,j}$ 为 00； m_j 为 1 时，输出比特 $\rho_{1,j} \rho_{2,j}$ 为 11。所以从最左边的 a 点出发有两条支路可认选择， m_j 为 0 时取上支路， m_j 为 1 时取下支路。依次类推可以得到如图 14-3 所示的树状图。

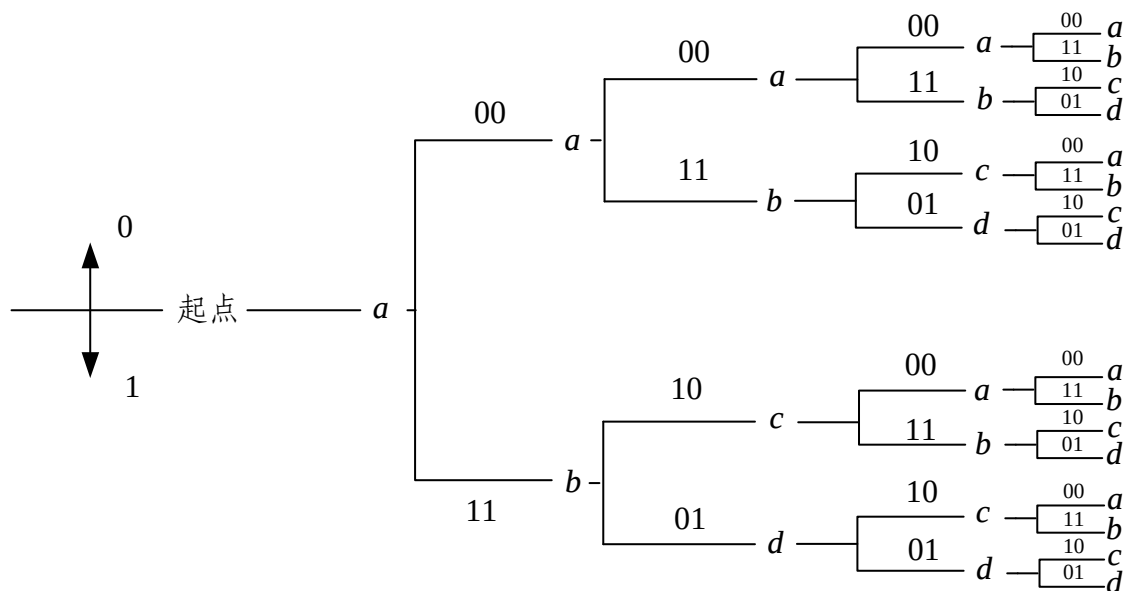


图 14-3 (2,1,3) 卷积码的树状图

对于第 j 个输入比特有 2^j 条支路，但当 $j = N \geq 3$ 时，移位寄存器（树状图的节点）开始重复出现四个状态。

把图 14-3 中相同状态的节点合并在一起,可以得到卷积码的另外一种表示形式: 网格图。在网格图中, 输入比特 m_j 为 0 (对应码树中的上支路) 时用实线表示, 输入比特 m_j 为 1 (对应码树中的下支路) 时用虚线表示, 各支路上标注的码元为输出比 $\rho_{1,j}$ $\rho_{2,j}$, 比自上而下的四行节点分别表示 a b c d 四种状态。(2, 1, 3) 卷积码的网格图如图 14-4 所示。

由图 14-4 可知, 从左至右第 N 节开始, 网格图开始重复而完全相同。取出图 14-4 中从第 N 节起的一节网格, 便可得到图 14-5 所示的状态图。状态图中的约定与前面的网络图和树状图相同, 实线表示输入比特 m_j 为 0, 虚线表示输入比特 m_j 为 1。

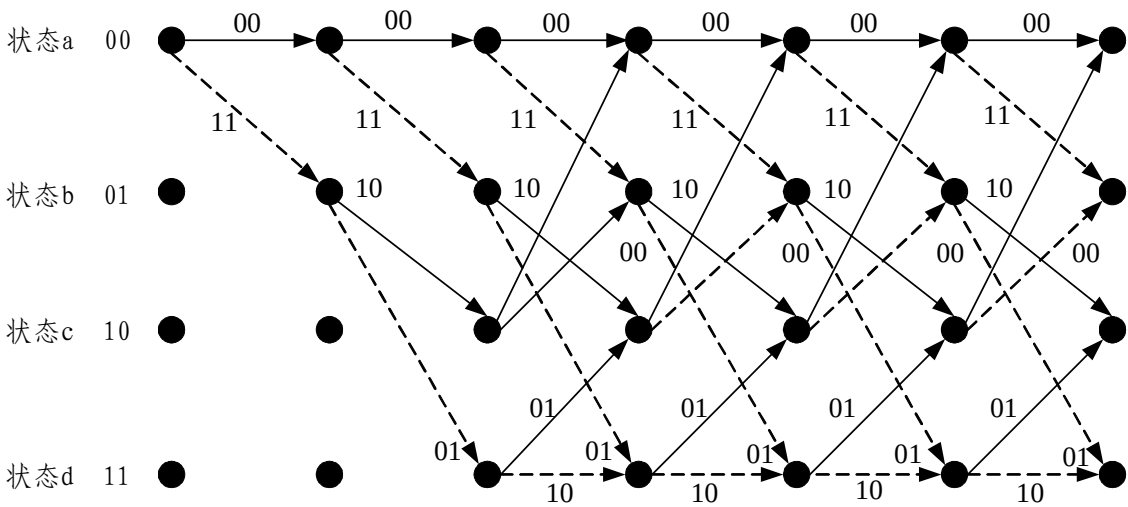


图 14-4 (2,1,3) 卷积码的网格图

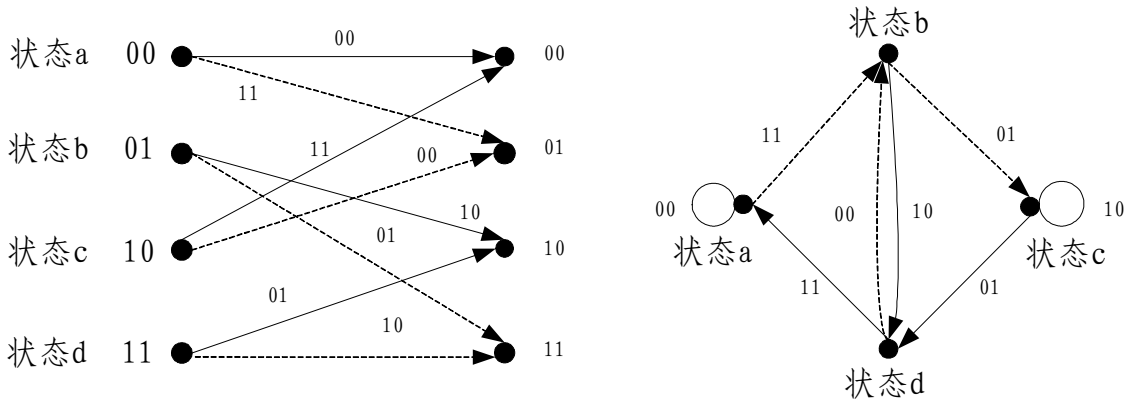


图 14-5 (2,1,3) 卷积码的状态图

2、卷积码译码

卷积码的译码方法有两类: 一类是大数逻辑译码, 又称门限译码; 另一类是概率译码, 概

率译码又能分为维特比译码和序列译码两种。门限译码方法是以分组理论为基础的，其译码设备简单，速度快，但其误码性能要比概率译码法差。这里我们主要介绍维特比译码。

维特比（Viterbi）译码和序列译码都属于概率译码。当卷积码的约束长度不太大时，与序列译码相比，维特比译码器比较简单，计算速度更快。维特比译码算法，以后简称 VB 算法。

采用概率译码的一种基本想法是：把已接收序列与所有可能的发送序列做比较，选择其中码距最小的一个序列做为发送序列。如果发送 L 组信息比特对于 (n, k) 卷积码来说，可能发送的序列有 2^{kL} 个，计算机或译码器需存储这些序列并进行比较，以找到码距最小的那个序列。当传信率和信息组数 L 较大时，使得译码器难以实现。VB 算法则对上述概率译码（又称最大似然解码）做了简化，以至成为了一种实用化的概率算法。它并不是在网格图上一次比较所有可能的 2^{kL} 条路径（序列），而是接收一段，计算和比较一段，选择一段有最大似然可能的码段，从而达到整个码序列是一个有最大似然值的序列。

下面将用图 14-2 的 $(2, 1, 3)$ 卷积码编码器所编出的码为例，来说明维特比解码的方法和运作过程。为了能说明解码过程，这里给出该码的状态图，如图 14-5 所示。维特比译码需要利用图来说明译码过程。根据前面的画网格的例子，读者可检验和画个该码网格图如图 14-4 所示。该图设输入信息数目 $L=5$ ，所以画有 $L+N=8$ 个时间单位（节点）。这里设编码器从 a 状态开始运作。该网格图的每一条路径都对应着不同的输入信息序列。由于所有的可能输入信息序列共有 2^{kL} 个，因而网格图中所有可能路径也有 2^{kL} 条。这里节点 $a=00, b=01, c=10, d=11$ 。

设输入编码器的信息序列为 $(1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0)$ ，则由编码器输出的序列 $Y=(1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0)$ ，编码器的状态转移路线为 $abcbdbca$ 。若收到的序列 $R=(0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0)$ ，对照网格图来说明维特比译码的方法。

由于该卷积码的约束长度为 6 位，因此先选择接收序列的前 6 位序列 $R_1=(0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1)$ 同到达第 3 时刻可能的 8 个码序列（即 8 条路径）进行比较，并计算出码距。该例中到达第 3 时刻 a 点的路径序列是 $(0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0)$ 和 $(1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1)$ ，它们与 R_1 的距离分别是 3 和 4；到达第 3 时刻 b 点的路径序列是 $(0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1)$ 和 $(1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0)$ ，它们与 R_1 的距离分别是 3 和 4，到达第 3 时刻 c 点的路径序列是 $(0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0)$ 和 $(1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 0)$ ，与 R_1 的距离分别是 4 和 1；

到达第 3 时刻 d 点的路径序列是 (0 0 1 1 0 1) 和 (1 1 0 1 1 0)，与 R_1 的距离分别是 2 和 3。

上述每个节点都保留码距较小的路径为幸存路径，所以幸存路径码序列是 (0 0 0 0 0 0)、(0 0 0 0 1 1)、(1 1 0 1 0 1) 和 (0 0 1 1 0 1)，如图 14-6 (a) 所示。用与上面类同的方法可以得到第 4、5、6、7 时刻的幸存路径。需指出对于某一个节点而言比较两条路径与接收序列的累计码距时，若发生两个码距值相等，则可以任选一路径作为幸存路径，此时不会影响最终的译码结果。图 14-6 (b) 给出了第 5 时刻幸存路径，读者可自行验证。在码的终了时刻 a 状态，得到一根幸存路径，如图 14-6 (c) 所示。由此看到译码器输出是 $R' = (1 \text{ 非功过 } 1 0 1 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 0 0)$ ，即可变换成序列 (1 1 0 1 1 0 0 0)，恢复了发端原始信息。比较 R' 和 R 序列，可以看到在译码过程中已纠正了在码序列第 1 和第 7 位上的差错。当然，差错出现太频繁，以至超出卷积码的纠错能力，则会发生误纠，这是不希望的。

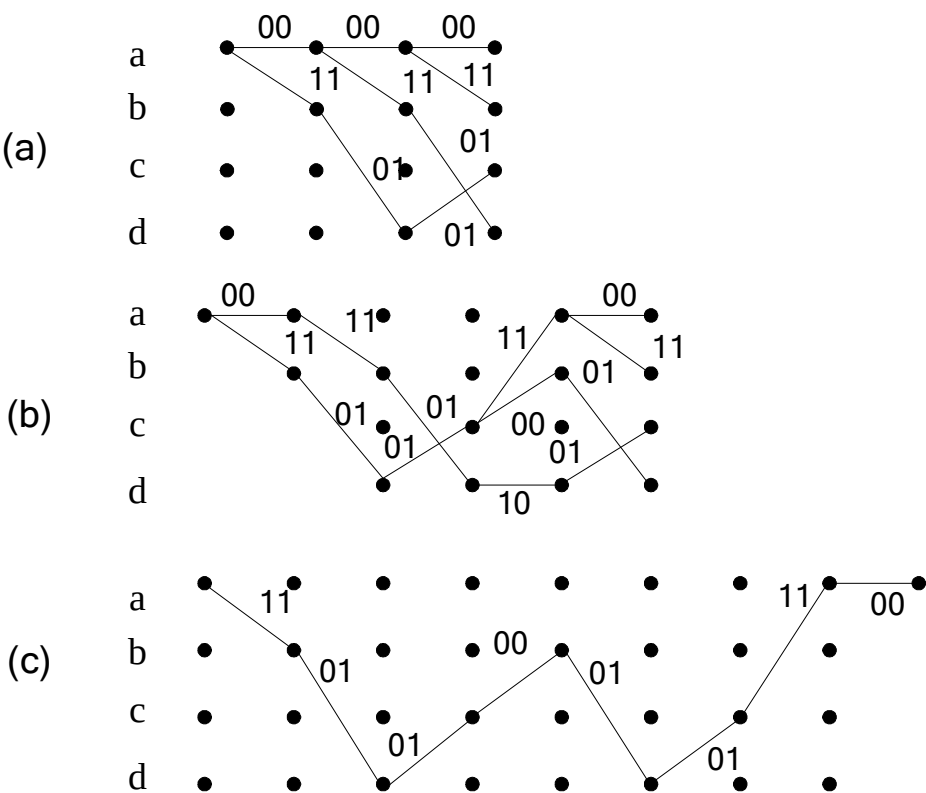


图 14-6 维特比译码图解

(a) 第 3 时刻幸存路径; (b) 第 5 时刻幸存路径; (c) 第 8 时刻幸存路径

从译码过程看到，维特比算法所需要的存储量是 2^N ，在上例中仅为 8。这对于约束长度 $N < 10$ 的译码是很有吸引力的。

四、实验原理

1、实验模块简介

本实验需用到基带成形模块、信道编码及交织模块（以下简称编码模块）及信道译码及解交织模块（以下简称译码模块）。

（1）基带成形模块：

本模块主要功能：产生 PN31 伪随机序列作为信源；将基带信号进行串并转换；按调制要求进行基带成形，形成两路正交基带信号。本实验只用该模块输出的位同步信号作为编码模块的基带信号驱动源。

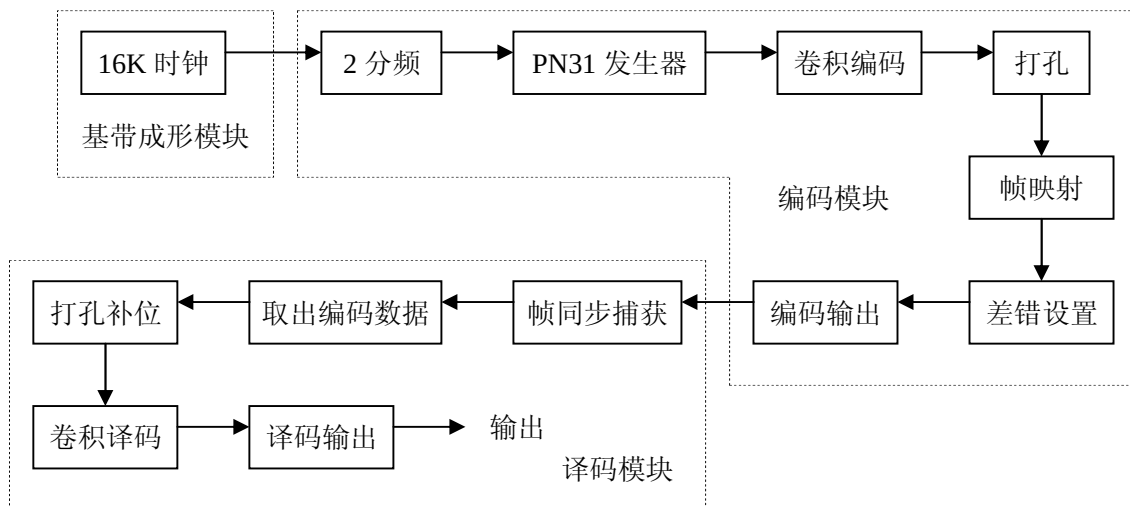
（2）信道编码及交织模块：

本模块主要功能：产生 PN31 伪随机序列作为信源，并进行（2，1，4）卷积编码，然后可选择有无块交织，再加上帧同步信号组成成帧数据后输出，输出的码可以选择有无差错、随机差错或突发差错。

（3）信道译码及解交织模块：

本模块主要功能：完成帧同步捕获，同步后取出信息元进行（2，1，4）维特比卷积译码及解交织。

2、实验框图及电路说明



3、编码输出帧格式

A	B	C
---	---	---

A: 帧同步头, 为 11 位巴克码: 11100010010。

B: 经卷积编码、打孔后的信息数据, 共 484 位。

C: 帧数据补足位, 共 1 位, 固定为 0。

4、卷积编码生成多项式

本实验采用 (2, 1, 4) 卷积编码, 生成多项式为:

$$G_0 = D^4 + D^3 + 1$$

$$G_1 = D^4 + D^3 + D^1 + 1$$

5、实验原理

编码时, 输入 16K 时钟信号, 经 2 分频后驱动 PN31 伪随机码发生器, 输出 8K 速率、一个周期 31 位的 PN 码。PN31 码每 8 个周期 (248 bits) 组成一组, 加上 4 个全 0 尾比特, 形成 252 位一组的数据, 经卷积编码后输出 504 位, 然后打孔, 每 25 位打掉一位, 即每 25 位去掉一位, 共去掉 20 位, 变为 484 位 (打孔的目的是使数据输出满足速率要求), 然后放入数据帧中, 形成 496 位一组的数据包, 用 16K 速率输出。数据包可按实验要求设置随机误码或突发误码。

译码时, 首先用滑动相关法捕获帧同步信号, 获得帧同步后, 取出 484 位的信息数据, 根据打孔算法补上被打掉的数据位, 由于被打掉的数据位已无法知道是 0 还是 1, 在本实验中全部补为 0。经补位后, 数据还原为 504 位一组, 送入卷积译码器进行维特比译码, 译码完成后输出 252 位数据, 去掉 4 位尾比特, 将 248 bits 数据用 8K 速率输出, 完成译码。

五、实验步骤

1、在实验箱上正确安装基带成形模块 (以下简称基带模块)、信道编码及交织模块 (以下简称编码模块) 及信道译码及交织模块 (以下简称译码模块)。

2、卷积码编码实验。

a、用台阶插座线完成如下连接:

源端口	目的端口	连线说明
基带模块：BS	编码模块：BS IN	提供时钟信号

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

b、观察 PN31 发生器输出信号

用示波器探头分别接编码模块上“BS IN”和“PN31”端信号，观察“PN31”端信号应为 8K 伪随机码。注意：时钟信号的一个周期只能触发产生伪随机码的一个码元。

c、观察编码输出信号及帧同步信号

用示波器探头分别接编码模块上“编码 OUT”及“FS OUT”测试点，观察编码输出信号及帧同步信号，写出帧同步信号序列。

d、观察随机差错和突发差错情况

示波器探头分别接编码模块上“编码 OUT”及“ERROR”测试点，并将该模块上拨码开关“差错”位拨向上，观察随机差错情况（为方便观察，实际上是伪随机差错）。将拨码开关“错型”位拨向上，观察突发差错情况。

3、将编码模块和译码模块上各拨位开关拨向下，关闭实验箱总电源。

4、进行卷积码译码实验。

a、保持上面连线不变，用台阶插座线继续连线：

源端口	目的端口	连线说明
编码模块：BS OUT	译码模块：BS IN	提供时钟信号
编码模块：编码 OUT	译码模块：编码 IN	将已编码信号进行译码
编码模块：原码 OUT	译码模块：原码 IN	方便译码端信号的对比

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

b、示波器探头分别接译码模块上“编码 IN”及“FS OUT”测试点，观察编码输出信号和帧同步信号。

c、对比观察原码和译码后信号

示波器探头分别接译码模块上“译码 OUT”及“原码 OUT”测试点，比较译码结果是否正确，若发现不正确按编码模块复位键或译码模块复位键即可正确。

-
- d、将编码模块上拨位开关“差错”位拨向上，观察在随机差错情况下的译码结果。
 - e、将编码模块上拨位开关“错型”位拨向上，观察在突发差错情况下的译码结果。
 - f、在比较译码结果是否正确时，可借助译码模块上的“ERROR”测试点的信号确定错码位的位置。该测试点的信号指示相对于输入的原码而言哪个位发生了错误，若该点无信号表示没有发现错码。

六、思考题

- 1、卷积编码后的信号打孔对译码有何影响？
- 2、为什么要在编码后的信号前加上帧同步头？

实验十五 块交织及解交织实验

一、实验目的

通过本实验掌握块交织的特性、产生原理及方法，掌握块交织对译码性能的影响。

二、实验内容

- 1、观察经交织后的卷积编码信号。
- 2、观察随机差错经解交织后的差错分布，观察突发差错经解交织后的差错分布。
- 3、观察交织对卷积编码突发差错信号纠错的性能改善。

三、基本原理

当移动通信信道出现深衰落时，数字信号的传输可能出现成串的突发差错。一般的差错编码（如卷积码）只能纠正有限个错误，对于大量的突发误码无能为力。通信系统采用交织编码和卷积码结合的方式来纠正突发差错。交织的目的是把一个较长的突发差错离散成随机差错，使得纠错编码技术更容易纠正。

常用的交织技术主要有两类：块交织和卷积交织。块交织通常在数据分块分帧的情况下使用，卷积交织对连续的数据流来说比较使用。在码分多址系统中，基于数据分帧的情况采用了块交织的形式，所以这里我们仅介绍块交织的有关内容。

描述交织器性能的几个参数如下：

- ① 突发长度：突发错误的长度，用 B 表示。
- ② 最小间隔：突发连续错误分布的最小距离，用 S 表示。
- ③ 交织时延：由于交织和解交织引起的编码时延，用 D 表示。
- ④ 存储要求：交织或解交织过程需要的存储单元的大小，用 M 表示

交织器的性能通常用 S/D 以及 S/M 来描述，最小间隔 S 越大越好，交织时延 D 和存储要求 M 越小越好

交织器的实现框图如图 15-1 所示

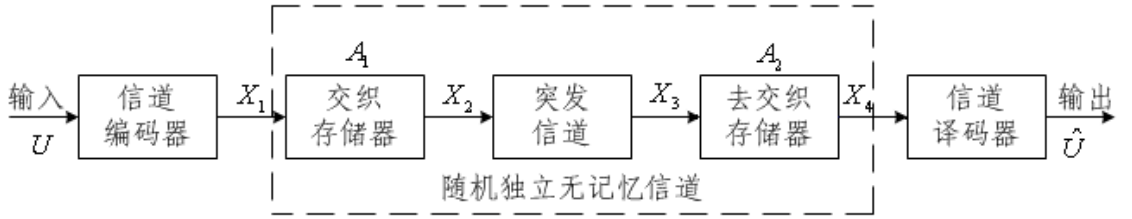


图 15-1 分组（块）交织器实现框图

由图 15-1 可见，交织、解交织由如下几步构成：

(1) 若发送数据（块） U 经信道编码后为： $X_1 = (x_1 \ x_2 \ x_3 \ \cdots \ x_{25})$ ；

(2) 发送端交织存储器为一个行列交织矩阵存储器 A_1 ，它按列写入，按行读出，即

$$A_1 = \begin{matrix} \text{写} \\ \text{入} \\ \text{顺} \\ \text{序} \\ \downarrow \end{matrix} \begin{bmatrix} x_1 & x_6 & x_{11} & x_{16} & x_{21} \\ x_2 & x_7 & x_{12} & x_{17} & x_{22} \\ x_3 & x_8 & x_{13} & x_{18} & x_{23} \\ x_4 & x_9 & x_{14} & x_{19} & x_{24} \\ x_5 & x_{10} & x_{15} & x_{20} & x_{25} \end{bmatrix} \begin{matrix} \xrightarrow{\text{读出顺序}} \end{matrix} \quad (15-1)$$

(3) 交织器输出后并送入突发信道的信号为

$$X_2 = (x_1 x_6 x_{11} x_{16} x_{21}, x_2 \cdots x_{22}, \cdots, x_5 \cdots x_{25}) \quad (15-2)$$

(4) 假设在突发信道中受到两个突发干扰：第一个突发干扰影响 5 位，即产生于 x_1 至 x_{21} ；

第二个突发干扰影响 4 位，即产生于 x_{13} 至 x_4 。则突发信道的输出端信号 X_3 可以表示为

$$X_3 = (\dot{x}_1 \dot{x}_6 \dot{x}_{11} \dot{x}_{16} \dot{x}_{21}, x_2 x_7 \cdots x_{22}, x_3 x_8 \dot{x}_{13} \dot{x}_{18} \dot{x}_{23}, \dot{x}_4 x_9 \cdots x_{25}) \quad (15-3)$$

(5) 在接收端，将受突发干扰的信号送入解交织器，解交织器也是一个行列交织矩阵的存储器 A_2 ，它是按行写入，按列读出（正好与交织矩阵规律相反），即

$$A_2 = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 & \dot{x}_6 & \dot{x}_{11} & \dot{x}_{16} & \dot{x}_{21} \\ x_2 & x_7 & x_{12} & x_{17} & x_{22} \\ x_3 & x_8 & \dot{x}_{13} & \dot{x}_{18} & \dot{x}_{23} \\ \dot{x}_4 & x_9 & x_{14} & x_{19} & x_{24} \\ x_5 & x_{10} & x_{15} & x_{20} & x_{25} \end{bmatrix} \quad (15-4)$$

(6)经解交织存储器解交织以后的输出信号 X_4 ，则 X_4 为

$$X_4 = (\dot{x}_1 x_2 x_3 \dot{x}_4 x_5 \dot{x}_6 x_7 x_8 x_9 x_{10} \dot{x}_{11} x_{12} \dot{x}_{13} x_{14} x_{15} \dot{x}_{16} x_{17} \dot{x}_{18} x_{19} x_{20} \dot{x}_{21} x_{22} \dot{x}_{23} x_{24} x_{25}) \quad (15-5)$$

可见，由上述分析，经过交织矩阵和解交织矩阵变换后，原来信道中的突发性连错，即两个突发一个连错 5 位、另一个连错 4 位却变成了 X_4 输出中的随机独立差错。

从交织器实现原理来看，一个实际上的突发信道，经过发送端交织器和接收端解交织器的信息处理后，就完全等效成一个随机独立差错信道，正如图虚线方框所示。所以从原理上看，信道交织编码实际上就是一类信道改造技术，它将一个突发信道改造成一个随机独立差错信道。它本身并不具备信道编码检、纠错功能，仅起到信号预处理的作用。

我们可以将上述一个简单的 5×5 矩阵存储交织器的例子推广到一般情况。若分组（块）长度为： $l = I \times J$ ，即由 I 列 J 行的矩阵构成。其中交织矩阵存储器是按列写入、行读出，而解交织矩阵存储器是按相反的顺序按行写入、列读出，正是利用这种行、列顺序的倒换，可以将实际的突发信道变换成等效的随机独立差错信道。

矩阵中行的数目称为交织深度。交织深度越大，符号的离散性就越大，抗突发差错的能力也越强。但是，交织深度越大，交织编码的处理时间即交织时延也越长，所以说，交织编码的抗突发能力是以时间为代价的。

两个突发错误之间的最小间隔满足下式：

$$S = \begin{cases} J & B \leq I \\ 1 & B > I \end{cases} \quad (15-6)$$

交织器的最小间隔可以通过改变读出行的顺序来改变，但交织时延和存储要求不随读出的顺序改变而改变，但交织时延和存储要求不随读出的顺序的改变而改变。

因为交织和解交织均有时延，所以交织器的交织时延为： $D=2IJ/R_c$ ，其中 R_c 为符号速率。

交织器的存储要求为： $M=2IJ$ 。

交织编码的主要缺点是：在交织和解交织过程中，会产生 $2IJ$ 个符号的附加处理时延，这对实时业务，特别是语音业务将带来很不利的影响。所以对于语音等实时业务应用交织编码时，交织器的容量即尺寸不能取得太大。

交织器的改进主要是处理附加时延大及由于采用某种固定形式的交织方式就有可能产生很特殊的相反效果，即存在能将一些独立随机差错交织为突发差错的可能性。为了克服以上两个主要缺点，人们研究了不少有效措施，如采用卷积交织器和伪随机交织器等。

四、实验原理

1、实验模块简介

本实验需用到基带成形模块、信道编码及交织模块（以下简称编码模块）及信道译码及解交织模块（以下简称译码模块）。

（1）基带成形模块：

本模块主要功能：产生 PN31 伪随机序列作为信源；将基带信号进行串并转换；按调制要求进行基带成形，形成两路正交基带信号。本实验只用该模块输出的位同步信号作为编码模块的基带信号驱动源。

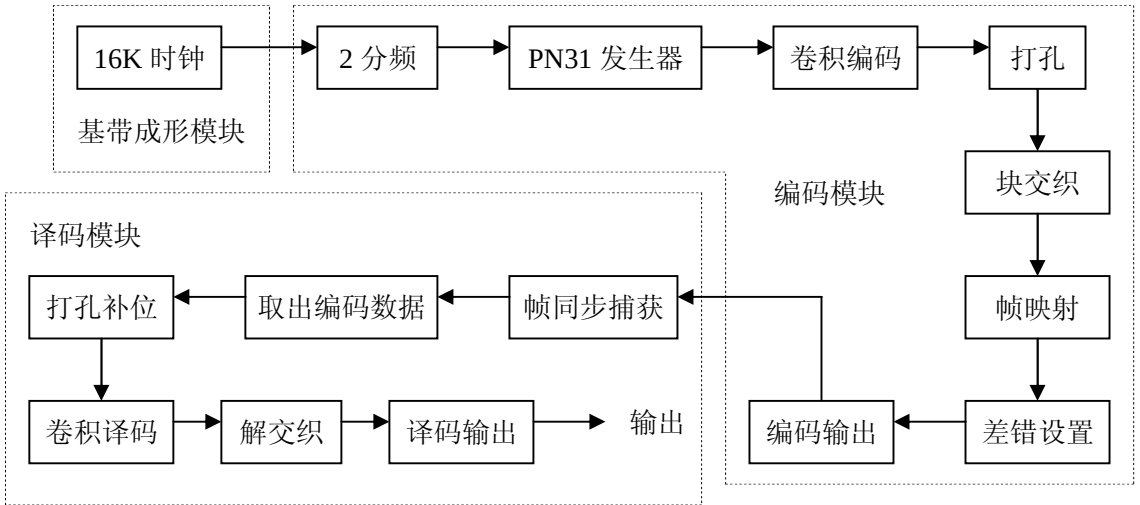
（2）信道编码及交织模块：

本模块主要功能：产生 PN31 伪随机序列作为信源，并进行 (2, 1, 4) 卷积编码，然后可选择有无块交织，再加上帧同步信号组成成帧数据后输出，输出的码可以选择有无差错、随机差错或突发差错。

（3）信道译码及解交织模块：

本模块主要功能：完成帧同步捕获，同步后取出信息元进行 (2, 1, 4) 维特比卷积译码及解交织。

2、实验框图及电路说明



3、编码输出帧格式

A	B	C
---	---	---

- A: 帧同步头，为 11 位巴克码：11100010010。
- B: 经卷积编码、打孔、交织后的信息数据，共 484 位。
- C: 帧数据补足位，共 1 位，固定为 0。

4、卷积编码生成多项式

本实验采用 (2, 1, 4) 卷积编码，生成多项式为：

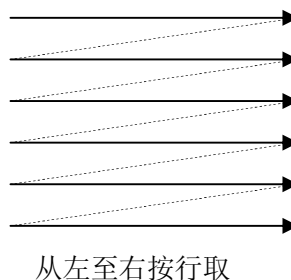
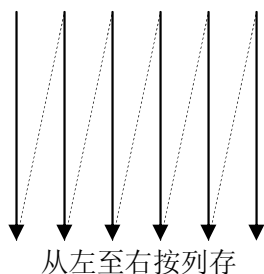
$$G_0 = D^4 + D^3 + 1$$

$$G_1 = D^4 + D^3 + D^1 + 1$$

5、实验原理

卷积编码、译码及帧映射部分同实验八。块交织原理如下：

打孔后的 484 位信息数据组成一个 22 位 × 22 位的数据块，从上至下、从左至右按列放置，取出时从左至右、从上至下按行取出，完成交织。如下图所示：



五、实验步骤

- 1、在实验箱上正确安装基带成形模块（以下简称基带模块）、信道编码及交织模块（以下简称编码模块）及信道译码及交织模块（以下简称译码模块）。
- 2、关闭实验箱电源，用台阶插座线完成如下连接：

源端口	目的端口	连线说明
基带模块：BS	编码模块：BS IN	提供时钟信号
编码模块：BS OUT	译码模块：BS IN	提供时钟信号
编码模块：编码 OUT	译码模块：编码 IN	将已编码信号进行译码
编码模块：原码 OUT	译码模块：原码 IN	方便译码端信号的对比

*** 检查连线是否正确，检查无误后打开电源。**

- 3、用示波器探头分别接编码模块上“BS IN”和“PN31”端信号，观察“PN31”端信号应为 8K 伪随机码。
- 4、编码模块上拨位开关“差错”位拨向上。
- 5、示波器探头分别接译码模块上“译码 OUT”及“原码 OUT”测试点，比较译码结果。
- 6、将编码模块和译码模块上拨位开关“交织”位拨向上，观察译码结果是否正确。
- 7、将编码模块上拨位开关“错型”位拨向上，观察在突发差错情况下的译码结果是否正确，可以看出，在交织的作用下，突发差错全部纠正。
- 8、在比较译码结果是否正确时，可借助译码模块上的“ERROR”测试点的信号确定错码位的位置。该测试点的信号指示相对于输入的原码而言哪个位发生了错误，若该点无信号表示没有发现错码。

