

数字通信系统及其应用¹⁾

汪蔚霄

(中国科学院自动化研究所)

摘 要

本文介绍了一个现代化数字通信系统,该系统电路简单、工作可靠、功耗小、设计有自己的特色。本系统已成功地用于多目标集中控制系统中。

在某些集中式调温系统中拥有几台或几十台大、中型调温设备(例如大型通风机、水泵、冷冻设备等),对这些设备的控制通常是现场操作。这些设备功率大、噪声严重,加上地区分散、操作人员难以及时掌握系统运行的全貌从而正确操作全部设备。本文介绍的双工数字通信系统实现了对这类企业的遥测和遥控。其应用范围不只局限于集中式调温系统,就信息的获取、传输和利用来说,它有着普遍的意义。

一、关于传输体制

传输体制的决定和信道特性有关,对于距离不太长的有线信道,可以采用如下几种:

1. 基带传输

待传送的信息为“0”,“1”信号,将信号用富利叶级数表示,可知它不仅包含直流分量,也包含各种频率的交流分量。原始信息占用的频带称为基本频带,简称基带^[1]。消息经过转换形成波形以后的信号简称基带信号。不经过使信号与信道匹配的调制,把基带信号直接通过信道传输到接收端并还原为消息的通信系统称为基带传输系统,但前面所说的调制不包括作为信源的脉码调制(PCM)、增量调制(ΔM)等^[2]。

一般说,基带传输系统由扰乱器、并变串、发送滤波、匹配单元和接收滤波等主要部分组成。发送滤波器和信道与接收滤波器一起的脉冲响应,理论上最好符合奈奎斯特波形

$$\begin{aligned} H_{(kT)} &= 1, & k &= 0, \\ H_{(kT)} &= 0, & k &= \pm 1, \pm 2 \cdots \text{等} \end{aligned} \quad (1)$$

但是,具体组成这种滤波器是有困难的。因此基带传输不一定简单,也不一定经济。采用这种方案用专线传输几公里到几十公里是可能的。

2. 直接传输

被测量变换成电压或电流后通过线路直接传送到接收端加以利用。这种传输方式很简单,但只有在精度要求不高、传输距离不长的场合才适用^[3]。

本文于1984年12月5日收到。

1) 本工作在毛绪瑾同志指导下,与曾凤池同志合作完成。

3. 采用键控方式

前后沿陡峭的“0”，“1”信号直接通过长线传输是有困难的。根据长线模型的波动方程，可以导出行波在传输线上的传输速度，称为相速度，用

$$Q = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{\omega}{\beta} \text{ (米/秒)} \quad (2)$$

表示^[4]。式中 L 、 C 分别为长线单位长度的电感和电容； $\omega = 2\pi f$ ，角频率； β 为相位常数。

假定信道中传送的频率不止一个，例如为两个，即 f_1 和 f_2 ，则可以把传送速度与包络线上固定相位点的移动速度联系起来，所谓群速度即

$$Q_g = \frac{\Delta\omega}{\Delta\beta} \quad (3)$$

式中

$$\Delta\omega = 2\pi(f_2 - f_1)/2; \Delta\beta = (\beta_2 - \beta_1)/2.$$

由于实际的信道总是存在色散现象，它引起信号畸变。使得不同频率的信号分量有不同的相速度和群速度，这样一定“频率集合”的方波便会引起明显畸变，其中相位畸变将引起码元宽度的变化，造成相邻码元重叠而引起误码。

造成色散现象的因素是多方面的，例如绝缘体的分流电阻是电致伸缩与导电性能引起的，一般和频率有关；绝缘体的介电常数随频率而变；传输线的集肤深度^[4]和频率的平方根成反比。

$$\delta = \left(\frac{1}{\pi f \mu \sigma} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (4)$$

式中 f 为频率； μ 为导磁率； σ 为电阻率的倒数。

除了色散现象之外，信道中难免存在非线性部分。不同频率的信号分量通过非线性部分会引起交叉调制。例如，若电流 i_a 和电压 V 存在非线性关系

$$\begin{aligned} i_a &= a + bV + cV^2 = a + bV_0 \sin x + cV_0^2 \left(\frac{1 - \cos 2x}{2} \right) \\ &= a + bV_0 \sin x + \frac{1}{2} cV_0^2 - \frac{1}{2} cV_0^2 \cos 2x. \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)中出现了倍频分量。不同频率的分量通过信道后，由于互调将出现和频与差频。这些新产生的频谱和所传送信息频谱混在一起难以靠滤波器去掉^[5]。

由于以上原因，考虑到通用性，作者采用了键控技术。把单一角频率 ω_0 为载频的信号送入信道，便可以免除上面所提到的困难。

键控分为振幅键控 AK(ASK)、频率键控 FSK 和相位键控，后者又分为绝对相移键控 (PSK) 和相对相移键控 (2DPSK)。

4. 关于 2DPSK

1) 选择相对相移键控方式考虑了以下三个因素

①代表数字“0”，“1”的两种数字波形差异性要大，数字波形与干扰波形的差异也要尽量大。描述波形差异程度的参数为“波形相关系数”。定义为：设 $F_1(t)$ 和 $F_2(t)$ 为两种数字波形，其相关系数为

$$\rho = \frac{\int_0^T F_1(t) \cdot F_2(t) dt}{W} \tag{6}$$

式中 T 为码元周期; $W = \int_0^T F_1^2(t) dt = \int_0^T F_2^2(t) dt$ 代表能量. (6) 式中 $F_1(t)$ 和 $F_2(t)$ 相乘表示比较. 对于 2PSK 波形相关系数为

$$\rho_{2PSK} = \frac{\int_0^T F_m^2 \sin \omega t \cdot \sin (\omega t + \pi) dt}{\int_0^T F_m^2 \sin^2 \omega t dt} = -1. \tag{7}$$

式中 $F_m \sin \omega t$ 和 $F_m \sin (\omega t + \pi)$ 为 2PSK 的两种波形. 波形相关系数 -1 为最好, 0 次之, $+1$ 最差. 2DPSK 和 2PSK 的波形相关系数相同, 但 2DPSK 较之 2PSK 有其特点, 下面将谈到. 考虑到 ASK, FSK, 2PSK 和 2DPSK 的平均误码率可用下式计算^[1]:

$$P_e = \frac{1}{2} \left(1 - e_{rf} \sqrt{\frac{E(1-\rho)}{2N_0}} \right). \tag{8}$$

式中 $e_{rf} = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-x^2} dx$ 为误差函数, 可通过查表得到具体值; N_0 代表噪声功率谱密度.

对 2DPSK 有 $\rho = -1$, 将其代入 (8) 式, 知 P_e 相对较小, 即误码率较低.

② 数字波形频谱应窄一些. 经分析 2DPSK 要求的频宽为^[7] $\Delta B = \frac{2}{T}$ (赫), 当 $\frac{1}{T} = 10$ 千赫时, ΔB 为 20 千赫.

③ 构成数字波形的电路应简单一些. 为了得到 2DPSK 信号, 电路并不复杂, 如图 1 所示, 相应的波形为图 2.

2) 2DPSK 工作原理. 图 1 中差分码 (d) 相对 2DPSK 波形 (f) 符合绝对调相规律, 而相对数字序列 (a) 而言, 符合相对调相规律, 差分码是一种过渡. 差分码 (d) _{i} 和二进制码 (a) _{i} 符合下式关系^[7]:

$$(d)_i = [(d)_{i-1} + (a)_i] \text{ mod } 2. \tag{9}$$

例如图 2 中 (a) _{i} = 11101, (d) _{i} = 10110, 假定 D 触发器起始状态为零, 那么 (d) _{$i-1$} =

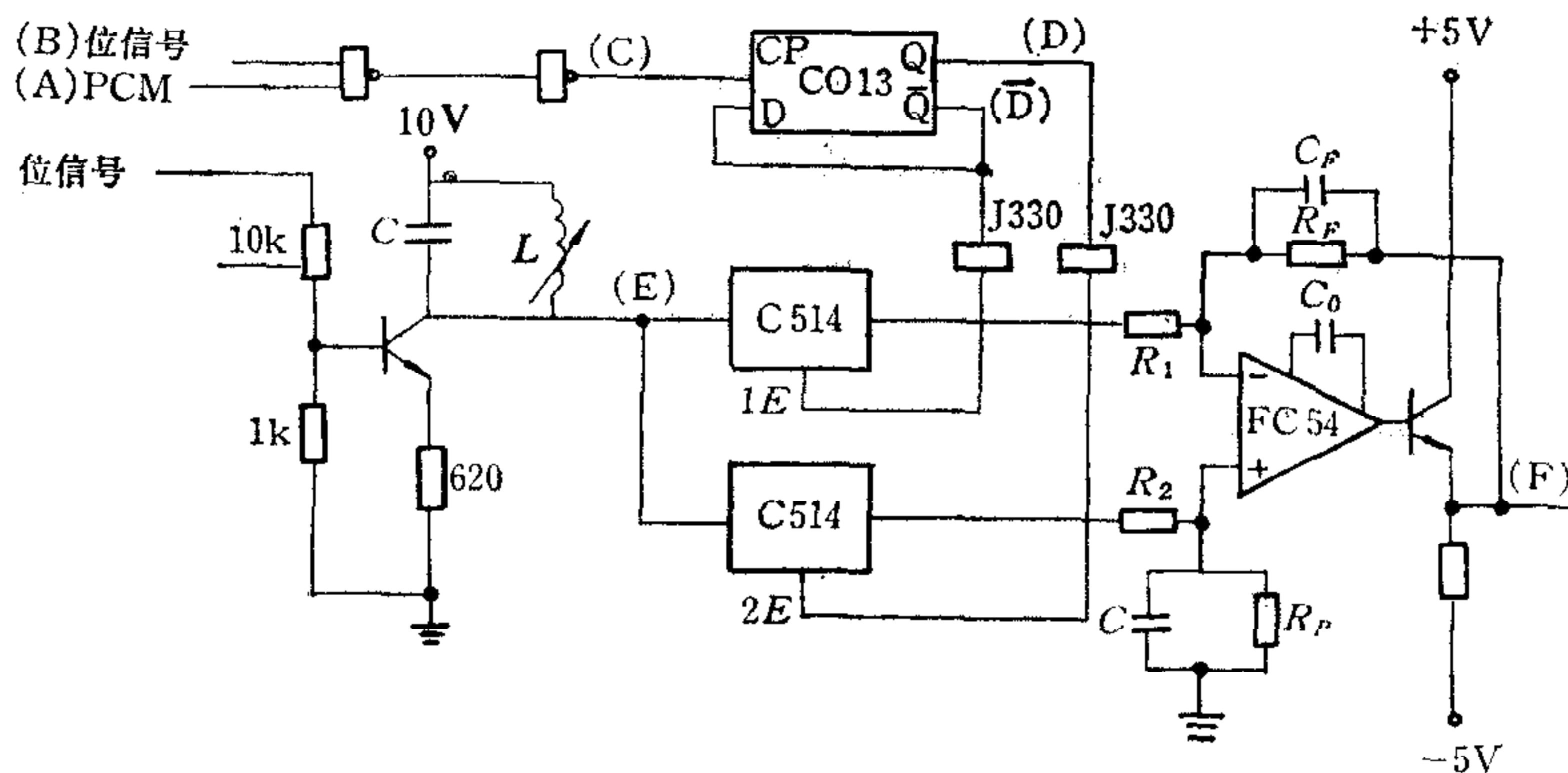


图 1 调制器

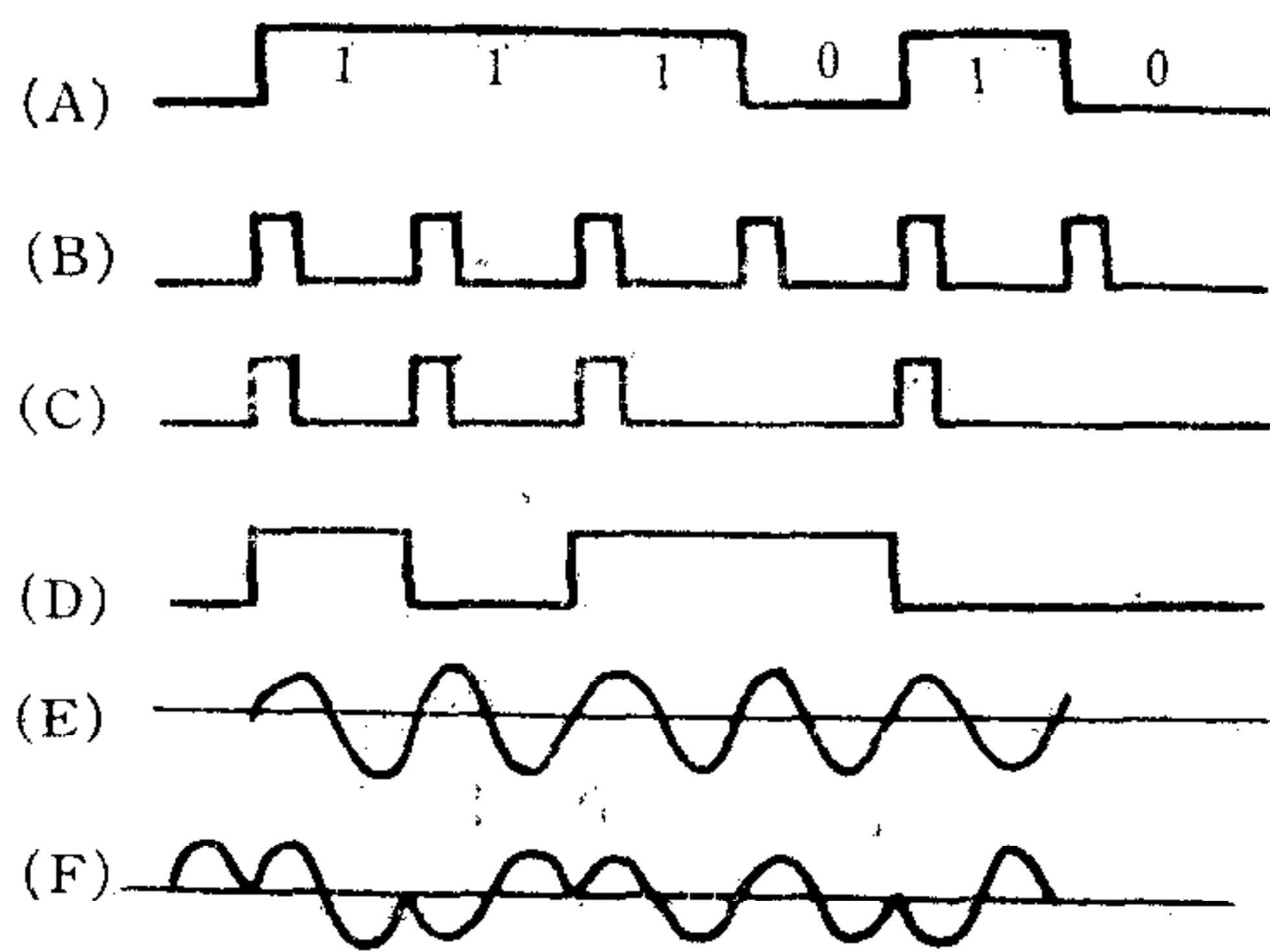


图2 调制器工作波形

01011, $(d)_i = [(d)_{i-1} + (a)_i] = 10110$. 可以看出相对相移键控和绝对相移键控相比仅仅多一个步骤;通过差动信号获得相对调相波,不仅是个技巧问题,更重要的是接收端收到调相波后,首先按绝对调相准则进行解调得到差分码 $(d)_i$,而后根据关系式 $(a)_i = [(d)_i - (d)_{i-1}] \pmod{2}$ 恢复二进制码.

3) 2DPSK 的抗干扰性能. 为了对 2DPSK 和 2PSK 的误码率进行比较,引入“错误图样”的概念,设发送机送出的二进制数字序列为 $(a)_i = a_1 a_2 \cdots a_n$,接收机恢复原码后的序列为 $(a)'_i = a'_1 a'_2 \cdots a'_n$. 假若由于干扰,接收机得到的码组中发生错误,那么

$$e = [(a)_i + (a)'_i] \pmod{2} = [a_1 + a'_1, a_2 + a'_2, \cdots a_n + a'_n] \pmod{2}. \quad (10)$$

式中出现“1”的地方表示出错,因此称 e 为“错误图样”. 下面举例说明.

假定发送机送出的二进制码为 $(a)_i = 010000001$,相应的差分码为

$$(d)_i = 011111110,$$

接收机给出的差分码 $(d)'_i = 0111 \boxed{0} 11110$, $(d)'_{i-1} = 0011101111$,错误图样

$$e = 0000100000,$$

收到的二进制码为 $(a)'_i = 0100 \boxed{11} 0001$. 其中方框围起来的为错误位. 可以看出差分码中出现一位错时,二进制将出现两位错. 信噪比高的信道中发生单个差错的机会较多,因而 2DPSK 比 2PSK 性能要差一些. 反之,在信噪比低的信道中,2DPSK 发生差错的位要少. 关于后者从以下结果可以看出:

发送机: $(a)_i = 010000001$,

$$(d)_i = 011111110.$$

信道错误图样: $e = 00 \underline{11111} 000$.

接收机: $(d)'_i = 0100000110$,

$$(d)'_{i-1} = 0010000011 \text{ (假定计数器初态为零)},$$

$$(a)'_i = 01 \boxed{1} 0000 \boxed{1} 01.$$

很明显,差分码中出现的一连串错误,在二进制中仅是两端错误,因此这种情况下 2DPSK 具有较好的抗干扰性能.

4) 从相干解调、提载的角度看 2DPSK。所谓相干解调是指接收端设法获得与已调信号同频同相的基准载波, 并利用该基准载波和接收到的已调信号的相关性提取信息的一种解调方式。对于 2PSK 来说, 载波相位应固定, 但倍频, 分频提载电路中, 由于分频器初态不固定, 使载波相位可能是 0° , 也可能是 180° , 从而使输出码刚好反相。相对相移键控 (2DPSK) 电路中, 载波反相不会造成不良后果。

假定发送机的 PCM 信息 $(a)_i = 011000101$; 相应的差动信号为 $(d)_i = 010000110$, 由于接收机载波反相, 使差分码刚好与发送机送出的差分码相反, 即

$$(d)'_i = (\bar{d})_i = 101111001,$$

这时 $(d)'_{i-1} = 010111100$ (假定计数器初态为零), 于是输出的二进制码为

$$(a)'_i = [(d)'_i + (d)'_{i-1}] \pmod{2} = 111000101,$$

比较 $(a)_i$ 和 $(a)'_i$ 知, $(a)'_i$ 仅仅开机瞬间第一个码元出错, 这是采用 2DPSK 最主要的原因。

5. 关于信号分割

一个信道需要传送许多路信息, 本通信系统基本路数为 16, 通过二次时分电路扩展为 36 路。设有 N 个信息源, 每个信息记作 I_k , $k = 1, 2 \cdots n$, 它们被各自的载波 $\psi_k(t)$ 调制, 信道中传送的总信号为

$$F(t) = \sum_{k=1}^n I_k \psi_k(t). \quad (11)$$

如果分离算子 D_m 把第 m 路信号从 $F(t)$ 分离出来, 则有

$$D_m\{F(t)\} = I_m D_m\{\psi_m(t)\} + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^n I_k D_m\{\psi_k(t)\} = I_m,$$

D_m 和 $\psi_k(t)$ 应满足下述关系:

$$D_m\{\psi_k(t)\} = \begin{cases} 1, & \text{当 } k = m \\ 0, & \text{当 } k \neq m \end{cases}$$

$$D_m \left\{ \sum_{k=1}^n I_k \psi_k(t) \right\} = I_m. \quad (12)$$

信号集中 $\{\psi_k(t)\}$ 的各信号必须满足线性无关的条件, 即只有 I_k , $k = 1, 2 \cdots n$ 全部为零时, 才有

$$\sum_{k=1}^n I_k \psi_k(t) = 0. \text{ 否则, 只要任意一个 } I_k \neq 0, \text{ 上述和恒不等于零.}$$

本系统采用时分电路, 其中 $\psi_k(t)$, $k = 1, 2 \cdots 16$ 是在时间上相互错开的方波, 即集合 $\{\psi_k(t)\}$ 彼此线性无关。

6. 帧同步码

发送机将信息进行数字化后, 以帧为单位进行传送。帧的识别依靠帧同步码, 这种码和有用信息码相关性应尽可能小。为了检出帧同步码需要一个识别器, 该识别器将碰到三种可能的码, 即帧同步码本身; 部分帧同步码, 部分有用信息码; 完全是有用信息码。对于这三种情况, 识别器都给出某一概率。帧同步码串行进入识别器的过程是一个逐步“重叠”的过程, 重叠位数用 α 表示, 重叠位中和帧同步码相同的位数用 β 表示。在重叠区根

据任意发生的概率可以计算出在全部重叠范围内假帧同步识别概率。假定帧同步码长为 n ，则识别器碰到的码型共 2^n 个。假帧同步识别概率最小的那个码叫做最佳帧同步码。

识别器总该允许有些误差，用 ξ 表示，该误差在 α 位和 $n - \alpha$ 位进行分配，分别表示为 i 和 $\xi - i$ 。假定因噪声任何一位出错的概率为 P ，出错的位数为 x ，则有假同步概率为^[8]

$$F(T) = \sum_{\alpha=1}^{n-1} \sum_{i=0}^{\xi} \left\{ \begin{matrix} \beta \text{ 若 } \xi \leq \alpha \\ \alpha \text{ 若 } \xi > \alpha \end{matrix} \left[\sum_{x=i-\alpha+\beta}^{\xi-i} C_{\beta}^x C_{\alpha-\beta}^{\xi-i-x} (1-P)^{\beta+1-2x} \right] \left[P^{\alpha-\beta-i+2x} \right] \left[\frac{1}{2^{n-1}} \right] \right. \\ \left. \cdot \sum_{k=0}^{\xi-i} C_{n-2}^k \right\} \quad (13)$$

利用 (13) 式求最佳帧同步码是极为繁重的工作。美国哥达德空间飞行中心做了大量工作，找到许多不同字长的最佳帧同步码^[8,9]。本系统采用 16 位最佳帧同步码，它的假同步概率为 3.14×10^{-3} 。

7. 帧选择码

在帧一定的情况下，为了扩展信道，采用双重时分方案，即同一信道在不同帧传送不同的信息。因此存在帧选择问题。帧选择码和有用信息码的相关性也应该小，本系统选用七位巴克码，它具有尖锐的自相关函数，其定义是

$$R(\tau) = \sum_{n=1}^{m-\tau} a_n \cdot a_{n+\tau} \quad (14)$$

式中 $a_n, a_{n+\tau}$ 为相距 τ 的两个码位； m 为码长， $m = 7$ 的码型为 1110010^[10]。

二、发送机与接收机

1. 发送机

发送机框图如图 3 所示，主要环节包括：

1) 多路器。由可选通三态门组成，各路选择由前述的 $\psi_1(t), \psi_2(t) \cdots \psi_{16}(t)$ 信号集

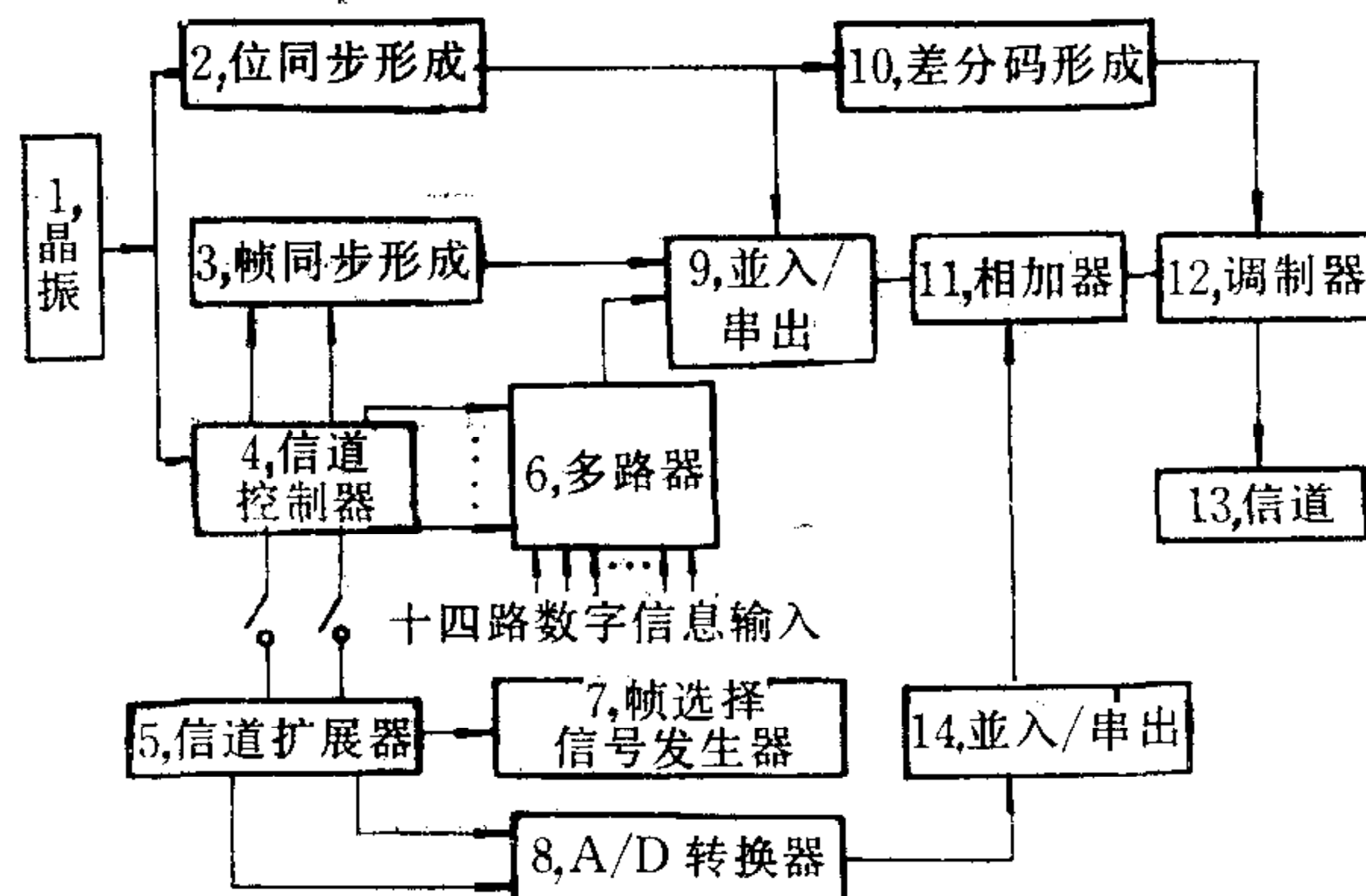


图3 发送机框图

所决定,被选中的各路信号一律汇入数据总线,这是本电路设计特点之一。

2) 调制器。用于产生 2DPSK 信号,实现方法很多,作者设计了一种新的电路(见图 1),其中 T , 组成调谐放大器, $C514$ 为双向模拟开关, 两路分别由差分码 D 及差分码非 \bar{D} 切换,而后送往运算放大器 FC54D, 后者在满足 $R_p R_l = R_f R_s$ 的条件下输出 F 为

$$F = \frac{1}{\frac{1}{A} + \left(1 + \frac{1}{A}\right) \frac{R_s}{R_f}} [V_{(+)} - V_{(-)}] \approx \frac{R_f}{R_l} (V_{(+)} - V_{(-)}) \quad (15)$$

3) 模拟数字转换电路。该电路采用双重时分,在不同帧中利用同一字传送不同的模拟量,经分时模拟-数字转换后送到数据总线,详见图 4。

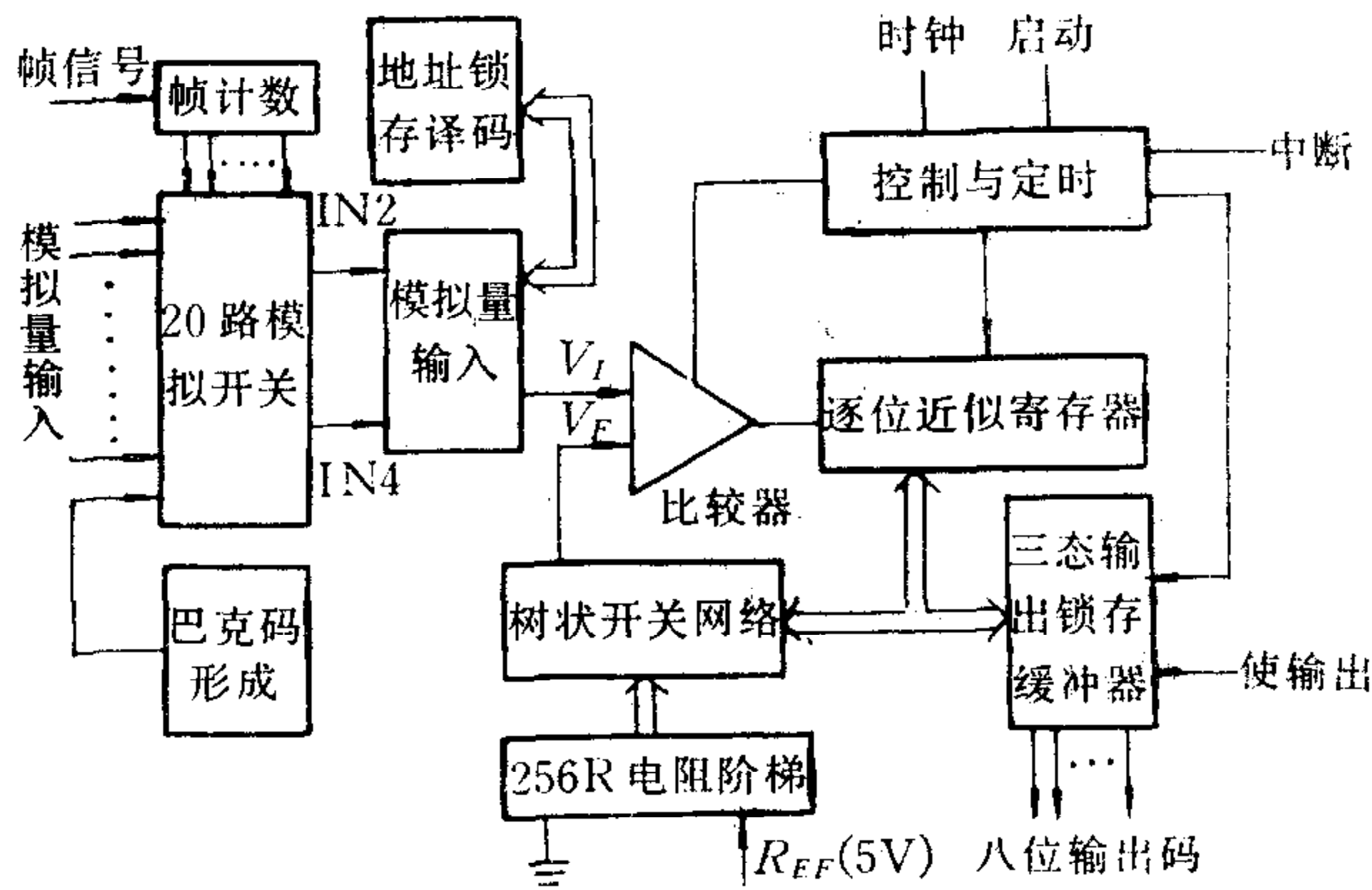


图 4 模拟数字转换电路

2. 接收机

接收机的任务是载波提取;对 2DPSK 信号进行解调获得差分码;恢复二进制码和分路输出。它的工作过程和发送机刚好相反,如图 5 所示。其中提载解调采用考斯托斯环,这种环路的信噪比较之平方环大 $\sqrt{2}$ 倍,即 3 分贝。本系统用“异或”组件取代传统方案中的模拟式调制、解调环节,从而大大简化了电路,这种取代带有一定的根本性质,有它的实际价值^[12]。

码元恢复的根据是 (9) 式,由一个异或门和一位移位寄存器构成,是一种十分简单的方案。

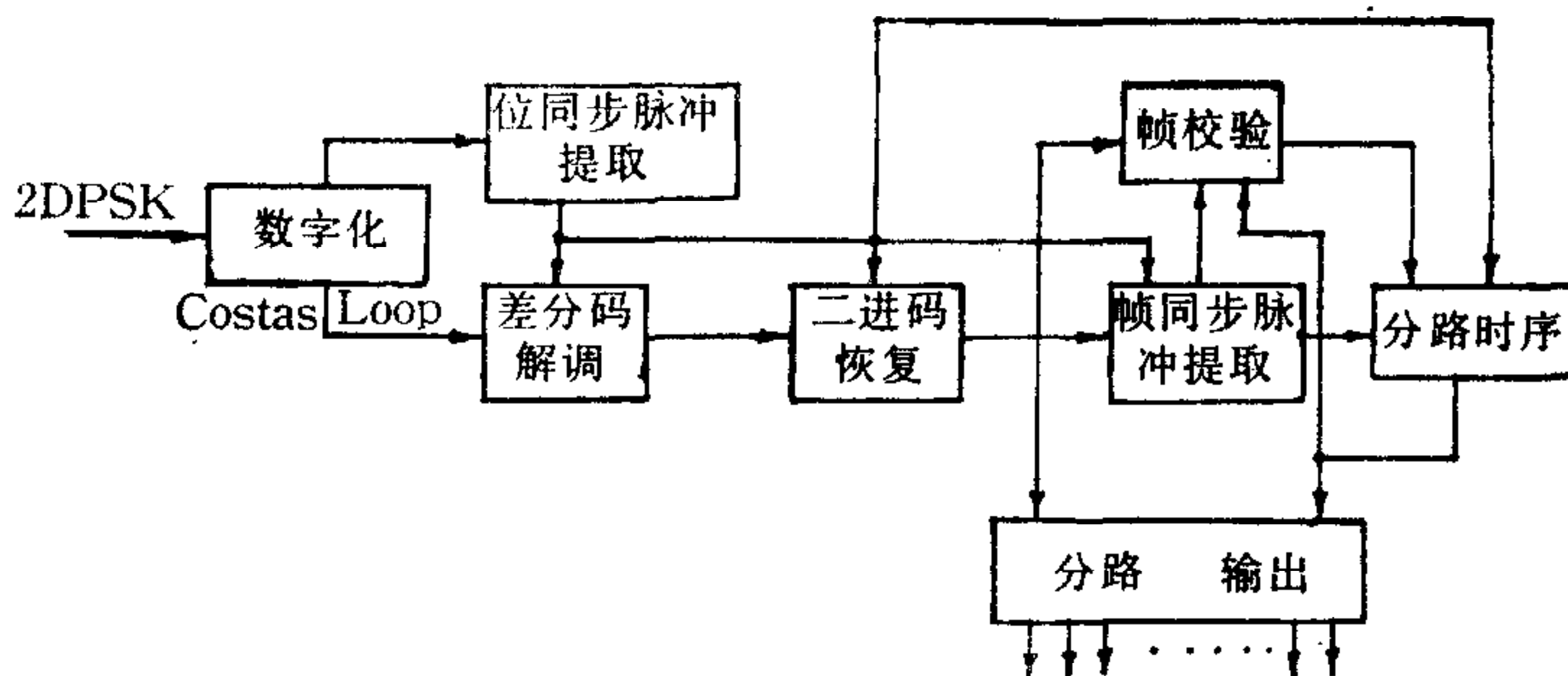


图 5 接收机框图

三、本系统的主要特性和应用情况

本系统以扩大功能、简化电路、提高可靠性为设计指导思想。通过分析对比,精心设计;各个环节并采用了“双重时分”、“A/D 环节复用”、“输入、输出总线”等概念,使电路简单而性能良好。CMOS 组件的采用使系统抗干扰能力强、功耗小。系统的主要技术指标是:码速率 10 千比特/秒;字长 8 位;每帧 16 字,实际扩展到 36 路;采用 16 位最佳帧同步码;确定帧起点采用 7 位巴克码。发送机、接收机连同有线信道一起,经多次 4—8 小时连续测试,误码计数为零。

本系统已成功地用于分散设备的集中控制和现场运行参数的传输,连续几个月的运行工作稳定可靠,用户满意。鉴定时,得到与会专家的充分肯定。

参 考 文 献

- [1] 樊昌信,数字通信简述,人民邮电出版社,(1977).
- [2] 北京邮电学院编,数据传输原理(上),人民邮电出版社.
- [3] 王仲文,工程遥控遥测系统,机械工业出版社,(1982).
- [4] R. E. 马蒂克,数字与通信网络中的传输线,科学出版社,(1982).
- [5] R. F. W. Coate, Modern Communication System.
- [6] 马宏久、李大锡,信号引论,四川人民出版社,(1982).
- [7] 盛寿麟、尹更生,电力系统运动原理及应用(上册),电力出版社.
- [8] Maury, J. L., Styles, F. J., Development of Optimum Frame Synchronization Codes for Goddard Space Flight Center PCM Telemetry Standards, Proceedings of the 1964 National Telemetry Conference, 3.1—1.6.
- [9] Williard, M. W., Optimum Codes Patterns for PCM Synchronization, Proceedings of the 1962 National Telemetry Conference, 5.5-1—5.5-11.
- [10] 孔宪正,数字信息传输基本原理,国防工业出版社,(1976).
- [11] 汪蔚霄,CMOS 电路中的竞争冒险及其克服,计算机学报,(1982),75—80.
- [12] 曾风池,数字化 Costas 环的分析和研制,自动化学报,7(1981),第四期.

DIGITAL COMMUNICATION SYSTEM AND ITS APPLICATION

WANG WEIXIAO

(Institute of Automation, Academia Sinica)

ABSTRACT

A more up-to-date digital communication system is introduced in this paper. It is characterized by its reliability, simple circuit, less power consumption, etc. This system has been applied successfully to the centralized control of a multiobject system distributed over a wide area.