

选址双工电台终端设备

(下册)

106 室选编

西北电讯工程学院
一九七六年十月

第五章 增量调制

增量调制，简写 ΔM (Delta Modulation) 是模拟与数字信号转换的一种。近年来发展速度极快，在数字电话及小容量数字通信系统中得到愈来愈广泛的应用。选址通信的一次调制大多采用这一系统。本章结合准线性数字检测音节压扩 ΔM ，着重介绍其基本原理，性能特点及改进性能指标的途径。在此之前，作为预备知识，对语声及语声数字化通信有关概念作简要说明。

一、语声的基本特性

1. 语声的基本特性

(1) 语声的频谱及能量分布

我们在学习汉语拼音及外语时，总要把字母分为元音字母和辅音字母来研究，这是因为元音和辅音具有截然不同的特点，而人的语声感例如都是由元音和辅音组成的缘故。

发元音时，从气管里呼出之气流使声带振动且不受阻碍地通过声道产生出具有周期性的声波；而发辅音时，气流在声道里受有不同形式的阻碍，产生出不规则声波。

由于元音和辅音具有不同的发音特点，所以二者的频谱亦互不相同。元音具有离散的频谱，如图 5-1 示。由图可见，这种音由基频和高次谐波组成，而包络近似为三角波，称共振峰。

实验表明，前三个共振峰对辨别语声的意义特别重要。对于不同元音，有不同位置的三个共振峰，其中 f_0 为基频，男声的基频一般最低在 100Hz 左右，女声可高达 300Hz 以上，一般 f_0 在 80 ~ 400Hz 范围内取值。存在这些共振峰的原因是由于声道存在一

十

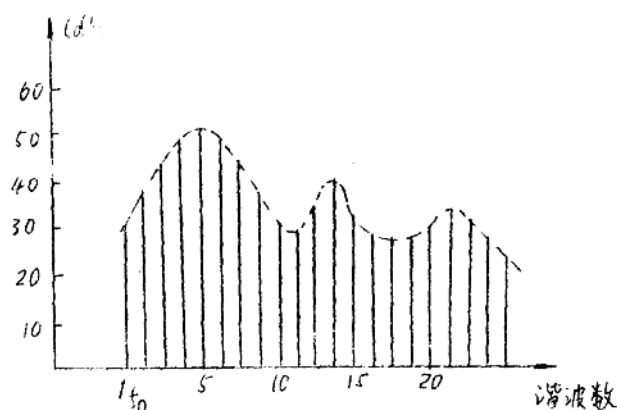


图 5-1 元音 a 的频谱

定的谐振特性。

辅音的频谱是连续谱，或连续谱与离散谱的混合。其能量一般分布在较高频率，所形成的峯谷也不如元音那样明显。图 5-2 表示出辅音 S 的频谱。

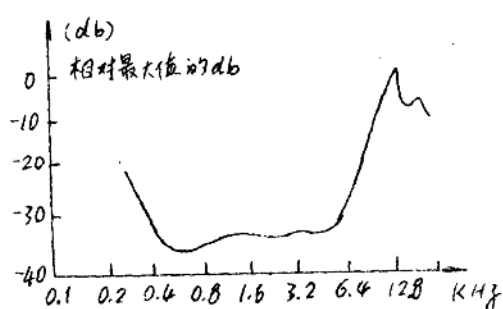


图 5-2 辅音 S 的频谱

从能量看，语声中低频来得大，高频的小。语声中能量的分布也因人而异，但其总趋势是一样的。图 5-3 表示长时间的平均功率频谱。由图可见，能量主要集中在 400~900Hz 之间，

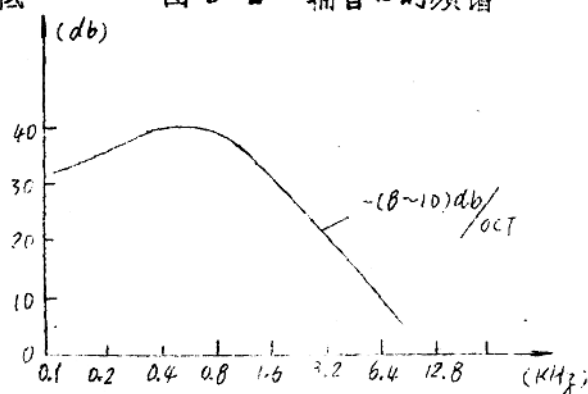


图 5-3 语音的能量分布

大约从 700Hz 开始，高频能量按每倍频程 (octave) 8—10 dB 下降。即 $-(8-10) \text{ dB/OCT}$ 。

(2) 语声的动态范围及质量指标

一个语声信号波形是很复杂的，它是一个随机信号。图5-4表示一个元音信号的波形。

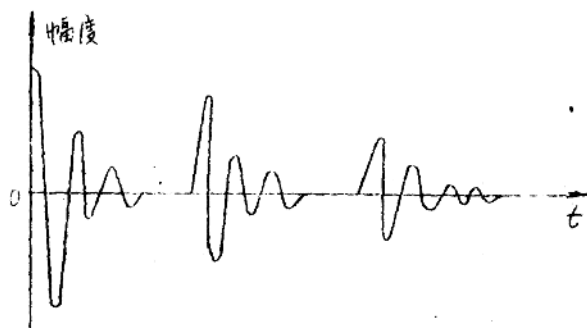


图5-4 元音信号波形

平常我们所说的音量大小，是指语声的平均功率而言的。所以即使音量不变，语声信号的幅度也在变化。如果再考虑讲话时音量的变化，那么，语声信号应有一最大电压幅度和最小电压幅度。其最大电压幅度与最小电压幅度之比称为语声的动态范围。一般电话机直接送出的语声信号动态范围为 20db 左右。

语声质量往往是用清晰度，可懂度和自然度来衡量的。所谓清晰度，在发信端由发话人发出一些单词（或字），在收端由几个收听者来记录，核对统计正确记录下来的单词（或字）的百分数。因发话人发出的是单词，故称单词清晰度，简称清晰度。如果发信端发出的是一个句子，则统计能正确理解的原句意义所占的百分比，称为句子可懂度，简称可懂度。清晰度和可懂度之间存在着一定的关系。显然可懂度比清晰度要高，如单词清晰度达到 $60\sim 70\%$ ，则句子可懂度便可达到 95% 以上。

自然度即逼真度，是指经过信号变换、传输之后，恢复的语声与原来的语声听起来相似的程度，或者用收听者判断发话人是谁来衡量。

清晰度与自然度之间没有固定的关系。在有些情况下,清晰度可能很高,完全能听懂对方说话的内容,但根本不能判断发话者是谁,即自然度相当差。

2 语声数字化通信

(1) 语声数字化的必要性

如果把语声经过声电变换而得的电模拟信号进行传输,此通信方式称模拟通信。由前面分析我们知道,语声是随机信号。如果将这种随机信号放大并传送给受信者,势必存在着如下的两个缺点:

(a) 抗干扰能力差。即受信者收到迭加有干扰的这种随机信号波形后,很难将信号与干扰区分开来。因而影响通信联络的可靠性。

(b) 不易进行有效的加密处理。如图 5-5 所示,如果我们将语声的电模拟信号变成由“1”“0”组成的数字码后再进行传输,即用语声数字化通信方式取代模拟通信方式,上述缺点就可基本克服。

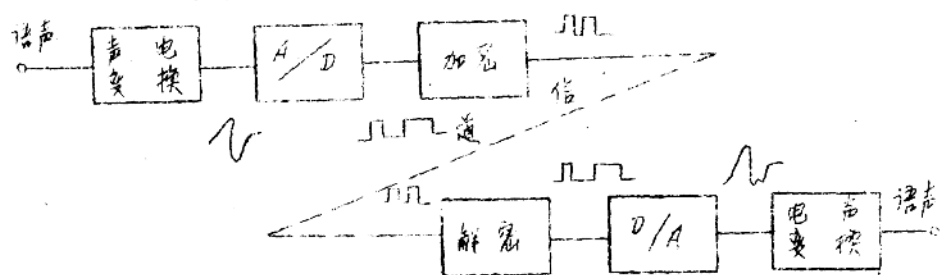


图 5-5 数字化保密通信

(2) 语声数字化通信的优点

因为语声数字化通信,信道中传输的是“1”“0”序列,所以它具备以下的突出特点:

(a) 易于加密

比如有信号码为 A: 1 1 1 0 0 0 1 0 1 1 0

所设置的密码为 B: 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1

将A码与B码二者模二相加，即可得到加密信码C。

$$C = A \oplus B$$

$$\begin{array}{r} A: \quad 11100010110 \\ \oplus 10101010101 \\ B: \hline 01001000011 \end{array}$$

显然，如果B码设计得愈复杂，C码的保密性就愈强。

加密以后的C码，到达收端以后，要恢复出A信码，也并不困难。其方法是将C与B模二相加。

$$\begin{array}{r} C: \quad 01001000011 \\ B: \oplus 10101010101 \\ \hline A: \quad 11100010110 \end{array}$$

可见，对数字信号来说，加密和解密都是不十分困难的。

(b) 抗干扰性强

因为语音数字化通信，信道所传输的是“1”“0”序列，“1”和“0”只代表脉冲的有无，至于由于噪声和干扰影响脉冲发生畸变，只要不把有脉冲错成无脉冲，或在无脉冲的地方出现虚假脉冲，通信质量就不会受影响。

另外“1”“0”序列，在传输过程中可以多次再生，其噪声、失真及信道特性变动等影响均不会累积。因而特别适合于无线电接力通信。不仅如此，数字信号亦适于与记录显示、自动控制及计算机等数字字式设备配合使用。

(c) 语音数字化的几种方式及分类

虽然，语音数字化通信优点较多，然而，任何事物都是一分为二的。语音数字通信存在的主要问题是占用频带过宽。就语音信号而言

一般在相同质量条件下约高一个数量级。例如模拟通信的一路话约占频带300~3400HZ，而数字通信的一路话则需20~40HZ，甚至更高。

针对这一问题，目前正从两个方面着手解决。一方面是开发新的频段，例如毫米波和激光信道，可以大幅度的增加带宽。另一方面，则是寻找更为有效的编码方式，以压缩信号占用频带。语音编码方式花样繁多，改进方案层出不穷，按数码率高低大致可做如图5-6的归类。

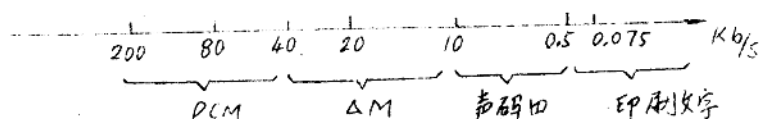


图5-6 语音编码方式分类

由图可见，声码器虽数码率较低，但由于其设备的复杂性与音质及占用频带的矛盾尚未满意解决，还不能广泛应用。而 ΔM 与PCM相比，前者具有更高的抗误码能力，单路应用时无须码元及码组同步等。此外设备还比较简单，便于生产，维护及标准化。不仅如此，在较低的数码率条件下（如40 Kbit/s以下）还具有优于PCM的音质。在选址通信中，我们采用 ΔM 方式的原因正在于此。

(d) 语音数字化通信中常用到的几个名词

a) 数码率——单位时间内所传输的二进制码元数。单位为“比特/秒”(b/S)一个二进制码元为一个比特。

b) 误码率(P_e)——指错误接收码元数在传输码元总数中所占比例。

误码率 $P_e = \text{错误接收码元数目} / \text{传输码元总数目}$

c) 不归0码——也称全占空码。即占空比(系数)等于一的码。通俗点讲，就是码元宽度等于数码间隔的情况，即定义为不归0码。

d) 归 0 码——显然它为非全占空的情况。即占空比小于一的码。比如，我们选址通信中码宽为 $1.625 \mu S$ ，数码间隔为 $52 \mu S$ ，便属于这种情况。

二、增量调制的基本原理与组成

1. 基本原理

为了搞清增量调制的基本原理，我们先设想一个与被传输信号 $S(t)$ 相逼近的信号 $S'(t)$ 。 $S'(t)$ 的变化规律是：在每一个取样瞬间与 $S(t)$ 比较一次大小，当 $S(t) > S'(t)$ 时，在取样周期内 $S'(t)$ 斜升，且变化 Δ 高度；当 $S(t) < S'(t)$ 时，在取样周期内 $S'(t)$ 下降 Δ ，其波形如图 5-7 所示。

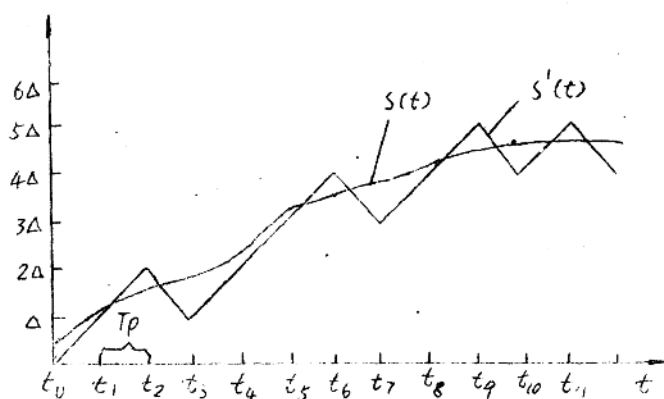


图 5-7 $S(t)$ 与 $S'(t)$ 的比较

如果令 $e(t)$ 为 $S(t)$ 与 $S'(t)$ 之差，即 $e(t) = S(t) - S'(t)$
 那么，在 $t=t_0$ 时刻 $S(t) > 0$
 $S'(t) = 0$ ，因而 $e(t) > 0$ ，所以在 $t_0 - t_1$ 时间间隔内（即取样周期 T_p 内）， $S'(t)$ 以斜率 $\frac{\Delta}{T_p}$ 斜升，
 到达 t_1 时刻， $S(t) > \Delta$
 $S'(t) = \Delta$
 $e(t)$ 仍大于 0，故在 $t_1 - t_2$ 时间间隔内， $S'(t)$ 以斜率 $\frac{\Delta}{T_p}$

继续上升, 到达 t_2 瞬间后, $S(t) < 2\Delta$ 则 $e(t) < 0$, 所
 $S'(t) = 2\Delta$

以 $S'(t)$ 要按斜率 $\frac{\Delta}{T_p}$ 下降……此规律告诉我们, $S'(t)$ 以一

个固定的斜率, 按给定的取样间隔始终跟踪 $S(t)$ 。而其规律为:

- (1) $S'(t)$ 的变化受 $S(t)$ 与 $S'(t)$ 的差值 $e(t)$ 的极性来控制。
- (2) $S'(t)$ 与 $S(t)$ 非常近似, 只要比较间隔足够小(即取样速率足够高)二者的误差可以做到非常小。
- (3) $S'(t)$ 的变化是不连续的, 但变化规律比较简单。

由此, 我们便会想到, 如果把 $S(t)$ 与 $S'(t)$ 之差值的两种极性分别用二进制数码的“1”和“0”来代表, 即把误差信号编成二进制数码, 发端就将此数码传输出去, 而收端再设法从反映误差极性的二进制数码恢复出 $S'(t)$ (即解码), $S'(t)$ 经低通滤波器滤除其高频成分之后, 岂不是又得到我们在发端所要传输的信号 $S(t)$ 了吗? 至于在发端跟踪信号 $S'(t)$ 的获得, 可用与收端同样的解码装置(即本地译码器)来完成。增量调制的提出正是建立在这种设想的基础之上的。根据此设想, 我们可以画出简单增量调制的方框图如图5-8所示。

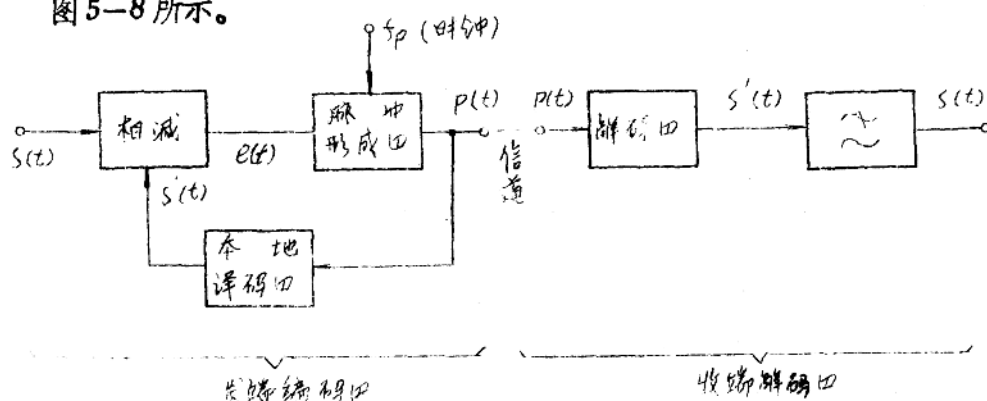


图5-8 增量调制与解调方框图

现在, 我们来回答什么是增量调制就比较容易。所谓增量调制, 亦就是差值调制。它是将输入信号 $S(t)$ 与本地译码信号 $S'(t)$ 之差值 $e(t)$ 进行放大, 取样和编码。编码器按外加定时脉冲的节拍工作, 得到码流速率等于取样速率的信码流。差值为正时, 编出“1”码, 差值为负时, 编出“0”码, 本地译码器则从已编信码流恢复出与输入信号相近似的译码信号。当送入“1”码时, 输出信号上升一个阶量 Δ , 送入“0”码时, 输出信号下降一个阶量 Δ , 收端译码器与发端译码器相同, 所以它可由脉冲序列 $P(t)$ 中恢复出 $S'(t)$, 然后由低通滤波器滤除其基带以外的噪声, 便还原出 $S(t)$ 。其编码波形见图 5-9。

2. 单元电路分析

从图 5-8 可见, 增量编码器由相减器 (即比较器)、脉冲形成器及本地译码器组成。增量解码器由译码器及语音低通滤波器组成。下面我们逐一进行分析并给出实用电路。

(1) 译码器

译码器的功能是: 遇到“1”码时, 必须产生一个正斜变电压, 使输出上升 Δ , 遇到“0”码时必须产生一

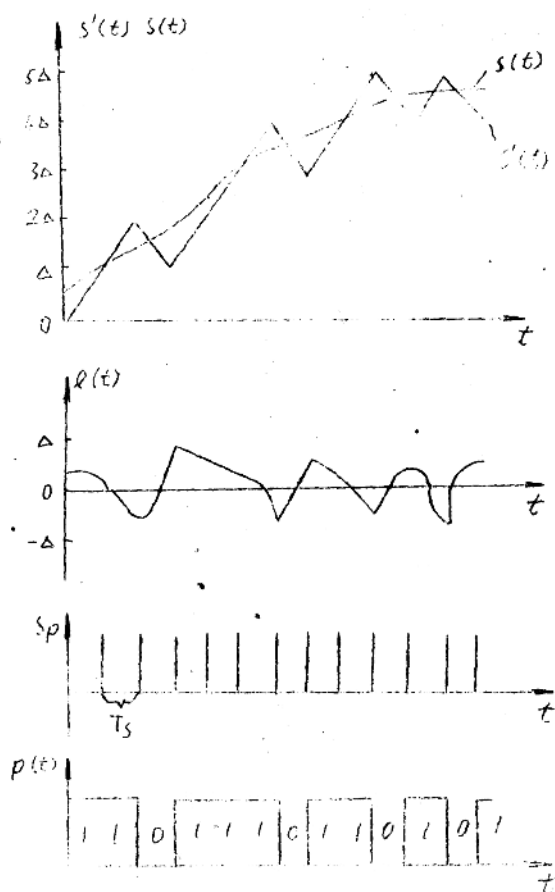


图 5-9 增量调制波形

个负斜变电压，使输出下降 Δ ，遇到连续“1”码或连续“0”码时，其输出能连续上升或连续下降，且上升与下降斜率相等。从而把 $P(t)$ 变为 $S'(t)$ 。

回顾我们在脉冲课程中学过的RC积分电路。如图5-10示。在其输入端加入正方波时，输出斜升，而加入同样幅度的负方波时，输出按同样斜率下降。如果，我们向RC积分电路送入连续的正方波，只要满足RC时常数远大于正方波数 n 与其宽度 T_p 的乘积，即

$$RC \gg n \cdot T_p$$

上升斜率在连续正方波输入时，可做到基本不变。对于连续的负方波输入，其下降斜率亦可保持基本不变。如用全占空码代替上述方波，则只要满足条件 $RC \gg n_{max} \cdot T_p$ ，积分电路的上述性质仍将不变。此不等式中 n_{max} 是最大连码数， T_p 则代表时钟周期。可见，一个RC积分电路就可以构成译码器。

实际的编码器送出的 $R(t)$ 脉冲往往是单极性的。有必要将它转换为双极性码，这里我们是用脉幅调制器来完成将单极性

码转换为双极性码的。把脉幅调制器输出的双极性

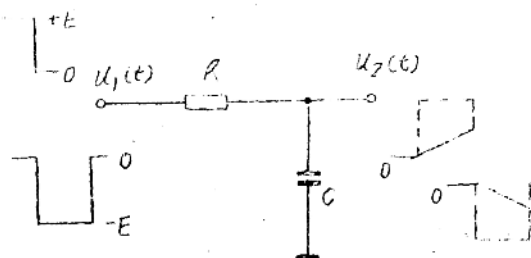


图5-10 RC积分电路对正负方波的响应

码送入积分电路RC，即可得到我们所需的解码输出 $S'(t)$ 。所以我们这里的译码器应包括RC积分电路和脉幅调制器。至于脉幅调制器，一般的差分电路或运算放大器都可构成。在此举一个由运算放大器所构成的脉幅调制器的例子，用以说明其工作原理，电路见图

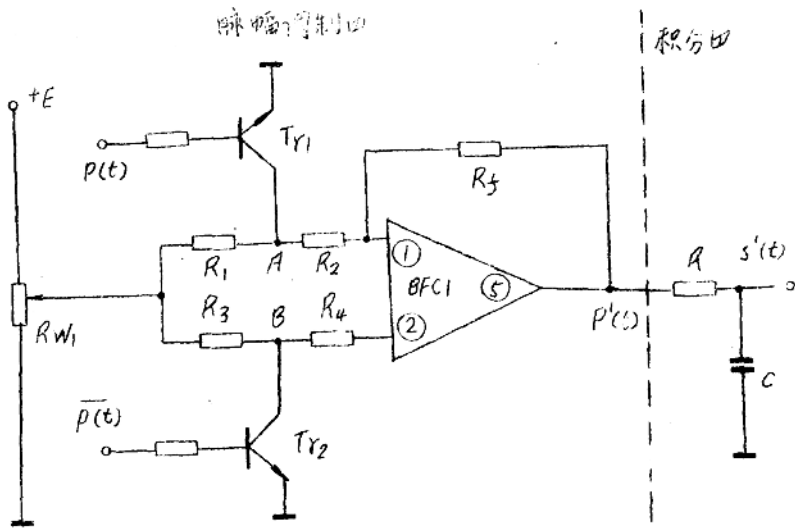


图 5-11 用运算放大器 8FC1 构成的脉幅调制器

图中 T_{r1} 和 T_{r2} 工作在开关状态，用以控制负脉冲的加入端子；8FC1 为运算放大器，① 端为反向输入端（输出与输入反相位），② 端为同相输入端，（即输出波形与输入同相位）； RW_1 用来调节 A 点的电压，以此决定加入运算放大器的负脉冲的幅度。

现假设 $P(t)$ 为“1”，则 $\overline{P(t)}$ 为“0”，那么 T_{r1} 导通，A 点便从某给定正电位在 $P(t)$ 作周期间短接到地（忽略 T_{r1} 饱和压降 $U_{\dots}$ ）， T_{r2} 由于输入为 0，处于截止状态，B 点电位不变。这相当于从 A 点加入一负脉冲至①端，因①为 8FC1 的反相输入端，所以在⑤端便有正脉冲输出。反之如果 $P(t)=0$ ，则 $\overline{P(t)}=1$ ， T_{r2} 导通， T_{r1} 截止，负脉冲从②端加入，因②为同相输入端，所以 8FC1 的⑤端便有负脉冲输出。就这样单极性的 $P(t)$ 脉冲，就由此而转变为双极性脉冲了，其波形见图 5-12。

RC 积分电路的关键是如何选取 RC 值。选取 RC 必须考虑到两个方面。从保证连码时 C 上电压线性变化着眼 RC 愈大愈好，但 RC 值愈大， $P'(t)$ 脉冲的利用就愈差，使输出信号幅度变小。如

5-12

了兼顾这两个方面，
只好折衷取之。一般取

$$RG \geq \frac{1}{f_{c \text{ 低}}}$$

式中 $f_{c \text{ 低}}$ 为信号 $S(t)$ 的下限频率。以
语音为例， $f_{c \text{ 低}} \approx$

300 Hz，则 RG 取值

$$\text{为 } \frac{1}{300} = 3.3 \text{ ms}。 \text{ 语音}$$

能量集中在 800 Hz 附近，

所以通常以 800 Hz 正弦

波测试指标代表语音的

指标，对于 800 Hz 正弦波而言，最大连“1”或连“0”数为一个

正弦周期的 $\frac{1}{2}$ 除以取样周期。即 $n_{max} = \frac{1}{800 \times 2 \times T_p}$ 或写成

$$n_{max} \cdot T_p = \frac{1}{800 \times 2} = 0.62 \text{ ms}。 \text{ 可见按上式选取 RG 值必满足}$$

$RG \gg n_{max} \cdot T_p$ ，即 $S'(t)$ 在每个取样间隔内的变化基本是线性的，而 $P'(t)$ 的脉冲利用率还算可以。

(2) 相减器及脉冲形成器

相减器和脉冲形成器的作用是将模拟电信号编为二进制数码。相减器先将 $S(t)$ 与 $S'(t)$ 相减而得到 $e(t)$ ，用 $e(t)$ 再去控制脉冲形成器，使其在每一时钟作用期间产生“1”脉冲或“0”脉冲。

图 5-13 为用运算放大器及触发器接成的相减及脉冲形成电路。

为了便于说明问题，在此，我们先对放大课程中所学的运算放大

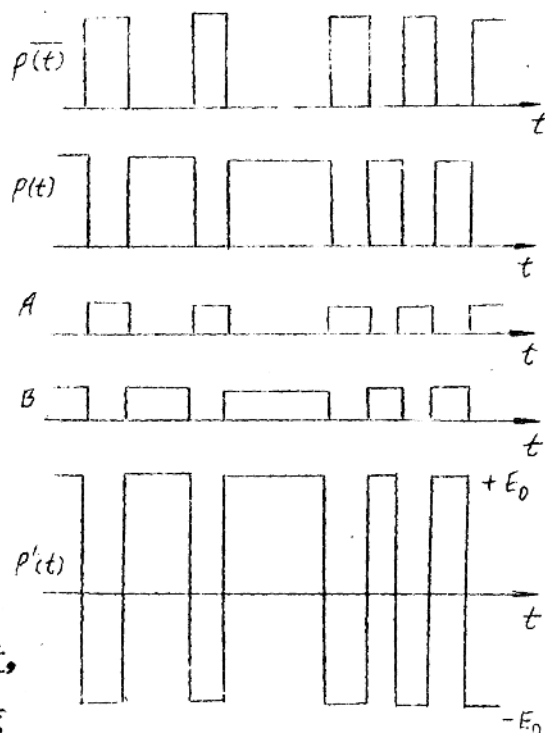


图 5-12 振幅调制器工作波形

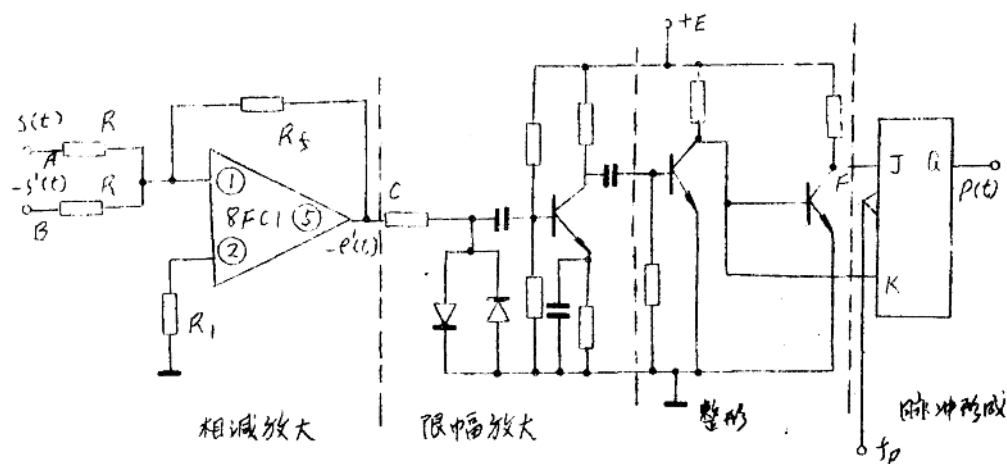


图 5-13 相减器及脉冲形成器

器作些复习。

运算放大

器实质上是一个高放大倍数的直流放大器(一般开环放大倍数在数千倍)。见图 5-14 所示电路, 我们看输出 u_o 与 u_{i1} 及 u_{i2} 之间具有什么关系。

既然运算放大器放大倍数很大, 那么 A 点的电位 u_A 必定很低, 因为

$$u_A = \frac{u_o}{K}, \text{ 输出电压 } u_o.$$

总是有限值, K 愈大, 则

u_A 愈低。例如 $u_o = 2V$,

$K = 2000$ 则 $u_A = 1mV$! 可见与 u_o 相比 u_A 完全可以忽略。 u_A 接近于地电位 0, 但又不等于地电位, 所以我们给 A 点一个名称叫“虚地”。有了“虚地”这个概念以后, 下面我们就来求 u_o 与 u_i 的关系。

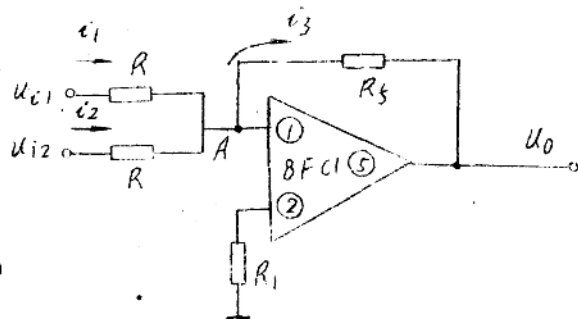


图 5-14 运算放大器电路

$$i_1 = \frac{u_{i1} - u_A}{R} \approx \frac{u_{i1}}{R}$$

$$i_2 = \frac{u_{i2} - u_A}{R} \approx \frac{u_{i2}}{R}$$

$$i_3 = \frac{u_A - u_0}{R_f} \approx -\frac{u_0}{R_f}$$

由于运算放大器的输入阻抗很高, 所以由A点流入其输入端 ① 的电流是极小的, 完全可以忽略。这样便有:

$$i_3 = i_1 + i_2$$

$$\text{即} \quad -\frac{u_0}{R_f} = \frac{u_{i1}}{R} + \frac{u_{i2}}{R} = \frac{u_{i1} + u_{i2}}{R}$$

$$\text{改写之:} \quad u_0 = -\frac{R_f}{R} (u_{i1} + u_{i2})$$

这就是我们要求的 u_0 与 u_{i1} 及 u_{i2} 的关系。式中负号表示输出电压与输入电压之和的极性相反; $\frac{R_f}{R}$ 为一比例常数, 它由设计者

根据需要而选取。当对输入二电压之和需进行放大时, 可选 $R_f > R$, 具体大多少由要求及可能来定。当仅仅完成相加时, 可选 $R_f = R$ 。

按图 5-14 联接的运算放大器可完成对两个输入电压的加法运算。它能否完成减法运算呢? 回答是可以的。因为 $(u_{i1} - u_{i2})$ 可写成 $[u_{i1} + (-u_{i2})]$, 所以只要将 u_{i2} 反相以后再送入该电路与 u_{i1} 相加, 岂不就完成了二者相减了吗? 我们就是根据这个道理, 由此电路完成 $S(t)$ 与 $S'(t)$ 相减的。

送入图 5-13 的 $S(t)$ 与 $-S'(t)$ 经运算放大器后, 在其输出端得到被放大的负的误差信号 $-e'(t)$, $-e'(t)$ 又经过限幅、放大和整形电路送去控制触发器。触发器为数码形成单元, 它受放大

整形的误差信号及时钟双重控制。取样脉冲决定着输出数字脉冲的时间。而放大整形的误差电压决定了在该时出“1”还是出“0”码。比如,在某时刻,放大整形送来的误差信号使触发器J端为高电位,K端为低电位在时钟到来时则Q输出“1”,反之Q输出“0”,随着误差 $e(t)$ 极性的变化,则将送出受误差极性控制的二进制数字码。接入放大限幅整形电路之目的在于提高控制的可靠性。图5-15表示相减及脉冲形成器的工作波形图。

(5) 低通滤波器

由于收端解码器与发端本地解码器完全相同,所以在接收端主要介绍低通滤波器。

低通滤波器是用来从 $S'(t)$ 中滤出基带信号的。在要求不很高时,语音的上限频率取3000HZ即可。在上限频率不太高的这种场合,用无源的LC网络来作低通滤波器,有体积较大的缺点,所以我们选用有源低通滤波器,因为它是由有源元件(晶体管)及阻容元件的组成,所以有体积相对较小的优点。图5-16为一个多节有源低通滤波器,第一节为简单的RC低通滤波器,第二和第三节分别为两种不同组成形式的有源滤波器。由于 R_1, C_1 的传输函数 $H_1(f)$ 为:

$$H_1(f) = \frac{u_{01}}{u_1} = \frac{\frac{1}{j\omega C_1}}{\frac{1}{j\omega C_1} + R_1} = \frac{1}{1 + j\omega C_1 R_1}$$

$$= \frac{1}{1 + j2\pi f C_1 R_1}$$

将 $H_1(f)$ 随频率的变化规律描成曲线如图5-17。

由图可见,一节RC电路就组成一个低通滤波器。图5-17为

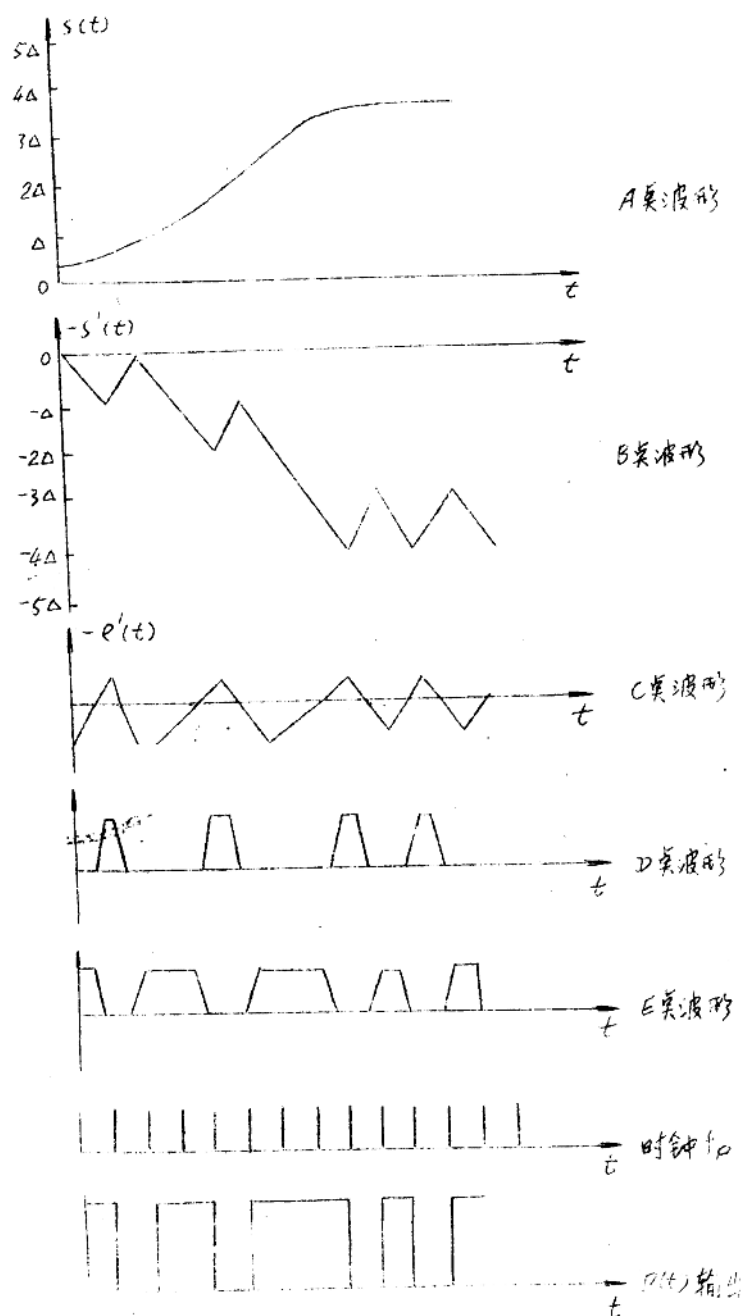


图 5-15 相减及脉冲形成器各点波形