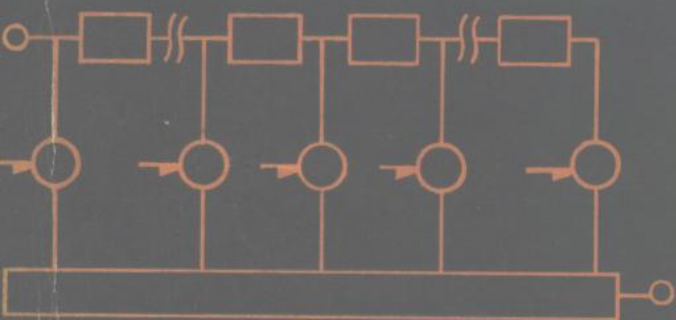
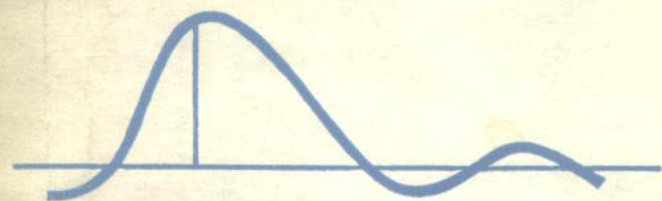
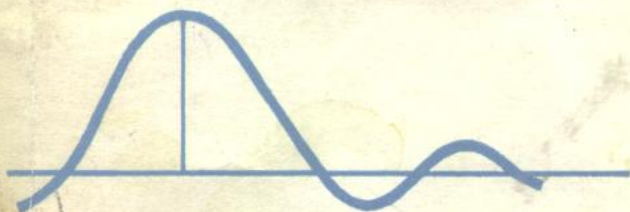


数字传输设备中的均衡器



李 乐 民 叶 佳 祥 编 著



人 民 邮 电 出 版 社

数字传输设备中的均衡器

李乐民 叶佳祥 编著

1108508



人民邮电出版社

内 容 提 要

本书讲数字传输设备中的均衡器原理与设计。全书共六章。第一章讲幅相畸变对数字传输影响的基本知识。第二到四章讲无源与有源幅度均衡器、时延均衡器的基本节构成、电路分析与设计原理。第五、六章讲时域均衡器与自适应均衡器的原理。可供从事数字通信设备的设计、生产与使用人员参考，也可作为高等院校通信专业教师和学生的参考书。

数字传输设备中的均衡器

李乐民 叶佳祥 编著

*

人民邮电出版社出版

北京东长安街27号

河北省邮电印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

*

开本：787×1092 1/32 1980年4月 第一版

印张：12 12/32 页数：198 1980年4月河北第一次印刷

字数：284千字 印数：1—6,400册

统一书号：15045·总2362—无695

定价：1.15元

前 言

随着电子计算机的日益广泛使用，提出了远距数据终端与计算机间或计算机与计算机间的通信问题。这种通信属于数据通信。计算机输出或输入的是数字信号。进行数据通信，要解决数字信号的传输问题。电话、传真、电视信号本来是模拟信号，现在也常变换为数字信号来传输。其优点是可在中间站再生，避免干扰的累积；便于加密；便于交换；设备易集成化等。

为了解决数字信号的传输问题，需要各种数字传输设备。数字信号传输用的信道有两种情况：一种是利用原有模拟信道，一种是在开始设计时就建立数字信道。

过去和现在实际使用的国内和国际通信传输系统，很多仍是模拟的。例如，采用明线、电缆、视距微波的频分制载波通信。因此，怎样利用广泛存在的模拟信道来有效地传输数字信号，是一个现实问题。

利用载波通信的一个话路（或高次群）传输数据，需要加用调制解调器，将数据变换为适合于模拟电话信道传输的信号形式。原有载波电话信道主要是考虑传输模拟电话信号而设计的，存在着幅度频率畸变、相位频率畸变等缺陷。传输数字信号时，幅、相畸变使波形发生畸变，造成码间干扰。如果畸变较大，需要进行均衡。

利用载波通信的主群（300或600个话路）频带或现有微波通信的载波电话以外的频带，加用调制解调器，可传输高速数

字信号。这样做，解决了数字通信网与模拟通信网兼容的一个方面的问题，即数字群信号可进入模拟通信网。在这种系统中，常采用较复杂的均衡技术。

利用原有模拟信道传输数字信号的调制解调器又称为数传机。高速数传机中，均衡器是一个重要部件。因为各种数传机在目前用得较多，所以本书内容也偏重于数传机中用到的均衡器。本书书名中的“数字传输设备”包括上述数传机，也包括下述采用数字再生传输的设备。

传送数字信号除了利用原有模拟信道外，另一种是在开始设计时就建立数字信道。例如，在市话电缆、同轴电缆、光缆上，用基带传送数字信号；视距微波或卫星通信系统中，用数字调制，传送数字信号。这些数字传输系统的特点是在中间站采用数字再生方法（某些中间站也可不再生），真正发挥了数字传输的优点。这些系统中，仍会遇到均衡问题。如果要提高频带利用率，采用节省频带的传输方法，对均衡要求也很严。

现在，在短波与散射信道上，也要传送数字信号。这些信道上，多径传输引起码间干扰。若采用串行传输，速率又很高，这个问题尤为突出。可用均衡技术来予以解决。例如，在散射信道上传送高速数据，用判决反馈式自适应均衡，被认为是较好的。

总之，在数字传输设备中，常需要各种均衡器。本书目的是介绍数字传输设备中的均衡器原理与设计。

第一章讲解幅、相畸变对数字传输影响的有关基本知识。有了这方面知识，就能理解数字传输系统对均衡器的要求。

第二章讲解幅度均衡器原理与设计，包括无源幅度均衡器与有源幅度均衡器。

第三章讲解各种时延均衡器基本节的原理。

第四章讲解时延均衡器的设计。将时延均衡器内容分成两章，是为了便于分节。

第五章讲解时域均衡器原理。第六章讲解自适应均衡器原理与基本的设计知识。

本书第二、三、四章曾由吴宝翼同志审阅。在编写过程中，受到作者所在单位的领导和同志们的鼓励和帮助，特向他们表示谢意。

目 录

第一章 幅相畸变对数字传输的影响	(1)
1.1 幅度频率特性与衰减频率特性	(1)
1.2 相位频率特性与时延频率特性	(4)
1.3 波形传输无畸变条件	(8)
1.4 基带传输时无码间干扰条件	(12)
1.5 幅相畸变对波形传输的影响、成对回波理论	(27)
1.6 码间干扰的评价	(35)
1.7 幅相畸变对正交调幅系统的影响	(45)
1.8 幅频特性与相频特性间的关系	(53)
1.9 均衡器的作用与分类	(58)
附录.....	(64)
参考资料.....	(66)
第二章 幅度均衡器	(68)
2.1 概述	(68)
2.2 桥 T 幅度均衡节	(75)
2.3 用运算放大器的幅度均衡节	(82)
2.4 用分立晶体管的幅度均衡节	(101)
2.5 余弦幅度均衡器	(105)
2.6 幅度均衡器设计原理	(112)
2.7 幅度均衡器设计举例	(129)
参考资料.....	(140)

第三章 时延均衡器基本节	(142)
3.1 X 型时延均衡节	(143)
3.2 桥 T 型时延均衡节	(155)
3.3 差动型时延均衡节	(164)
3.4 莫斯丘兹(<i>Moschytz</i>)时延均衡节	(174)
3.5 戴利扬尼斯(<i>Deliyannis</i>)时延均衡节	(181)
3.6 模拟计算机式二阶时延均衡节	(183)
3.7 时延均衡节性能比较	(186)
参考资料	(187)
第四章 时延均衡器的设计	(188)
4.1 时延均衡器时延频率特性的确定	(188)
4.2 时延均衡器的实现原理与设计方法概述	(193)
4.3 最佳节数的选择和部分参数修正法时延均衡器设计	(197)
4.4 样板法时延均衡器设计	(219)
4.5 等波动近似法时延均衡器设计	(229)
4.6 可变时延均衡器设计举例	(234)
参考资料	(240)
第五章 时域均衡器	(241)
5.1 横向均衡器的基本组成及减小码间干扰的原理	(241)
5.2 横向均衡器的幅相频率特性	(245)
5.3 均衡效果的评价	(249)
5.4 线性反馈均衡器与非线性均衡器	(263)
5.5 用于正交调幅系统的横向均衡器	(274)
5.6 预畸变均衡	(279)
5.7 时域均衡器调节方法分类	(280)

参考资料	(282)
第六章 自适应均衡器	(284)
6.1 概述	(284)
6.2 用迫零算法的预置式自动均衡器	(285)
6.3 用迫零算法的自适应均衡器	(305)
6.4 用均方算法的自适应均衡器	(324)
6.5 改进的迫零算法与混合算法	(329)
6.6 用于正交调幅系统的自适应均衡器	(330)
6.7 用于第四类部分响应系统的自适应均衡器	(332)
6.8 自适应判决反馈均衡器	(338)
6.9 均衡器的训练与快速收敛方法	(340)
6.10 定时相位与载波相位对均衡的影响	(343)
6.11 结语	(349)
参考资料	(352)
附表2.1 桥 T 幅度均衡器分析法设计表	(355)
附表2.2 桥 T 幅度均衡节工作传输函数、特性和元件计算公式	(365)
附表2.3 反馈幅度均衡节特性和元件计算公式	(368)
附表2.4 同相输入反馈幅度均衡节特性和元件计算公式	(372)
附表2.5 差动幅度均衡节特性和元件计算公式	(375)
附表3.1 一阶有源时延均衡节	(379)
附表3.2 二阶有源时延均衡节	(380)
附表4.1 群时延样板数据	(385)

第一章 幅相畸变对数字 传输的影响

1.1 幅度频率特性与衰减频率特性

通信设备中的滤波器、放大器、均衡器等部件常用四端网络来表示，如图1.1所示。一对线端11'通常连接信号源，称为输入端；另一对线端22'通常连接负载，称为输出端。对于通信线路，例如，一定长度的电缆，也可用四端网络表示。更一般地，对于实际的通信系统，也可看作一个四端网络。



图 1.1 四端网络

滤波器、线性工作的放大器、电缆线路等可看作线性四端网络（分析时假定是非时变的）。在线性非时变四端网络输入端接一个内阻为 R_1 的正弦信号源，输出端接一个负载电阻 R_2 ，如图1.2。用复数运算，输入与输出电压分别用 $\dot{V}_1$ 、 $\dot{V}_2$ 表示，

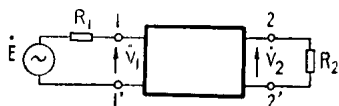


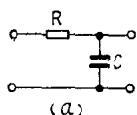
图 1.2 四端网络连接信号源与负载

$$T(j\omega) = \frac{\dot{V}_2}{\dot{V}_1} = A(\omega)e^{-j\phi(\omega)} \quad (1.1)$$

$T(j\omega)$ 称为电压传递函数，它一般是复数。 $A(\omega)$ 是输出电压

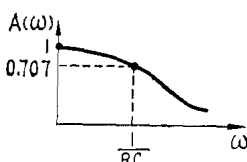
与输入电压幅度比, 表示网络的电压幅度频率特性, 简称幅频特性。幅频特性可画成曲线。将频率作为横坐标, 电压幅度比作为纵坐标, 这样画成的曲线称为幅频特性曲线。图 1.3 (a) 示出一个简单的 RC 网络, 负载阻抗 $R_2 = \infty$, 电压传递函数为

$$T(j\omega) = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (1.2)$$



幅度频率特性

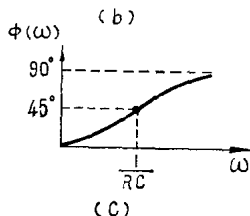
$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad (1.3)$$



相位频率特性

$$\phi(\omega) = \text{tg}^{-1} \omega RC \quad (1.4)$$

图 1.3 (b)、(c) 分别示出幅频特性与相频特性曲线。



实际应用中, 除采用幅度比外, 还采用衰减的概念。用得较多的是工作衰减。若 $R_1 = R_2 = R$, 是有限值, 则当负载与信号源直接相连时, 能满足匹配条件, 负载功率最大, R_2 上的电压幅度为 $\left| \frac{\dot{E}}{2} \right|$ 。接入网络后, R_2 上的电压幅

图 1.3 简单 RC 网络及其特性

度为 $|V_2|$ 。此时工作衰减的定义为*

$$b = \ln \left| \frac{\dot{E}/2}{\dot{V}_2} \right| \quad (\text{奈培}) \quad (1.5)$$

* 若 $R_1 \neq R_2$, 工作衰减表示式见 2.1 节。

$$\text{或} \quad b = 20 \log \left| \frac{\dot{E}/2}{\dot{V}_2} \right| \quad (\text{分贝}) \quad (1.6)$$

工作衰减一般是频率的函数， $b(\omega)$ 表示网络的衰减频率特性。

如果四端网络接有负载阻抗 R_2 时，从 $11'$ 端看入的输入阻抗也等于 R_2 ，且信号源电阻 $R_1 = R_2$ ，亦即阻抗是匹配的，则 $\dot{V}_1 = \frac{\dot{E}}{2}$ ，

$$b(\omega) = \ln \frac{1}{A(\omega)} = -\ln A(\omega) \quad (\text{奈培}) \quad (1.7)$$

图 1.4 示出典型载波话路的衰减频率特性。纵坐标是与频率 800 赫的净衰减比较的相对衰减。图中又示出国际电报电话咨询委员会 (CCITT) 建议 M102 对衰减频率特性规定的限额。

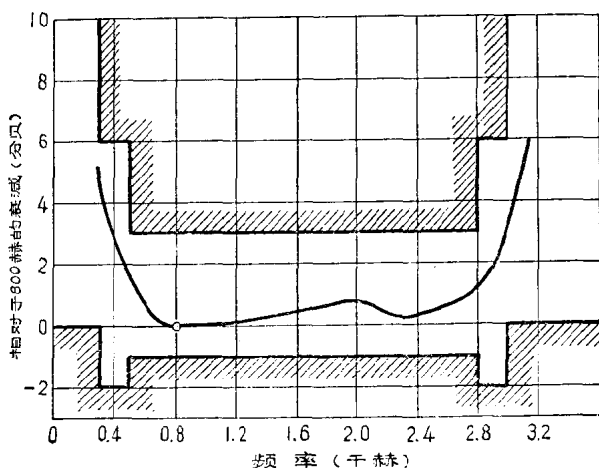


图 1.4 载波话路的衰减频率特性

图1.4特性主要决定于载波机中的话路带通滤波器，这种带通滤波器在频带两边边缘有陡峭截止的衰减特性。载波机中有些变量器不让低频率信号通过，也使低频边缘衰减上升。

1.2 相位频率特性与时延频率特性

式(1.1)中， $\phi(\omega)$ 是四端网络输出与输入正弦电压间的相移，一般是频率的函数，表示网络的相位频率特性，简称相频特性。图1.3(c)示出简单RC网络的相频特性曲线。

当输入信号是单个正弦波时，设输入电压

$$v_1(t) = V_1 \cos(\omega_0 t + \phi_1) \quad (1.8)$$

则输出电压

$$v_2(t) = V_2 \cos[\omega_0 t + \phi_1 - \phi(\omega_0)] \quad (1.9)$$

其中， $\phi(\omega_0)$ 为 $\omega = \omega_0$ 时的相移值。

式(1.9)也可改写为

$$v_2(t) = V_2 \cos[\omega_0(t - \tau_p) + \phi_1] \quad (1.10)$$

其中，
$$\tau_p = \frac{\phi(\omega_0)}{\omega_0} \quad (1.11)$$

将式(1.10)与式(1.8)比较，输出波形除幅度改变外，在相位上相当于延迟了 τ_p 时间。我们称 τ_p 为相时延。

再来看输入信号是包络受调制的情形。设输入信号波形为

$$v_1(t) = A \cos \Omega t \cos \omega_0 t \quad (1.12)$$

其中， $\Omega \ll \omega_0$ 。式(1.12)波形可从一个抑制载波的平衡调制器获得，将 $\cos \omega_0 t$ 作为载波， $\cos \Omega t$ 作为调制波。用三角公式展开，式(1.12)可写为

$$v_1(t) = \frac{A}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{A}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t \quad (1.13)$$

从式(1.13)看到, $v_1(t)$ 中包含二个幅度相同的正弦波, 其角频率分别为 $\omega_0 + \Omega$ 与 $\omega_0 - \Omega$, 它们就是通常所说的二个边频。设网络无衰减, 只有相移, 输出波形 $v_2(t)$ 为

$$v_2(t) = \frac{A}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t - \phi(\omega_0 + \Omega)] + \frac{A}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t - \phi(\omega_0 - \Omega)] \quad (1.14)$$

其中, $\phi(\omega_0 + \Omega)$ 与 $\phi(\omega_0 - \Omega)$ 分别是角频率为 $\omega_0 + \Omega$ 与 $\omega_0 - \Omega$ 时的相移。如果 Ω 很小, 在 $\omega_0 \pm \Omega$ 附近的相频特性曲线可近似成一直线(如图1.5), 其斜率为

$$\left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \tau_g \quad (1.15)$$

这样,

$$\phi(\omega_0 + \Omega) \simeq \phi(\omega_0) + \tau_g \Omega \quad (1.16)$$

$$\phi(\omega_0 - \Omega) \simeq \phi(\omega_0) - \tau_g \Omega \quad (1.17)$$

将式(1.16)、(1.17)代入式(1.14), 再用三角公式换算, 得

$$v_2(t) = A \cos[\Omega(t - \tau_g)] \cos[\omega_0 t - \phi(\omega_0)] \quad (1.18)$$

比较式(1.18)与式(1.12)可见, 输出波形的载波相位移动了 $\phi(\omega_0)$, 而它的包络在时间上延迟了 τ_g 。我们称 τ_g 为包络时延。

上面讨论中, 发送的不是单个正弦波, 而是二个正弦波合群在一起。包络变化代表这个群信号的能量变化, 包络延迟就是群信号能量传递的延迟。因此, 我们又称包络时延为群时延。

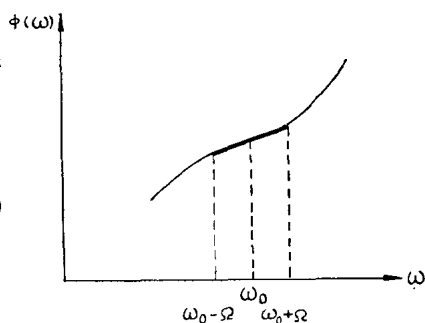


图 1.5 相频特性

已知网络的相频特性，由 $\tau_g = \frac{d\phi}{d\omega}$ ，可求出群时延频率特性。如果相位频率特性随频率直线变化，则时延频率特性是恒定值。对于一定的频率 ω_0 ，相时延 $\frac{\phi(\omega_0)}{\omega_0}$ 与群时延 $\left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0}$ 值一般是不同的。

图1.6、1.7是载波话路的群时延频率特性的例子。图1.6是载波话路无音频转接的情形〔2〕。此例中，频率1900赫的群时延最小，纵坐标是与频率1900赫相比较的群时延值。图1.7是载波话路有五次音频转接的另一个例子。载波话路的群时延频率特性主要是由载波机中的话路带通滤波器决定的。载波机型号不同，群时延频率特性也不同。某些国产载波机用机械滤波器，时延随频率变化较大。音频转接次数愈多，链接的话路带通滤波器也愈多，群时延随频率变化愈大。图1.8示出国际电报电话咨询委员会建议M102的时延频率特性限额。

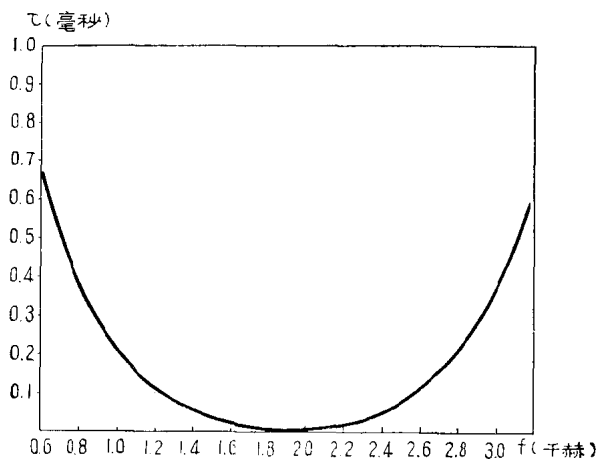


图 1.6 无音频转接时载波话路的群时延特性（一种例子）

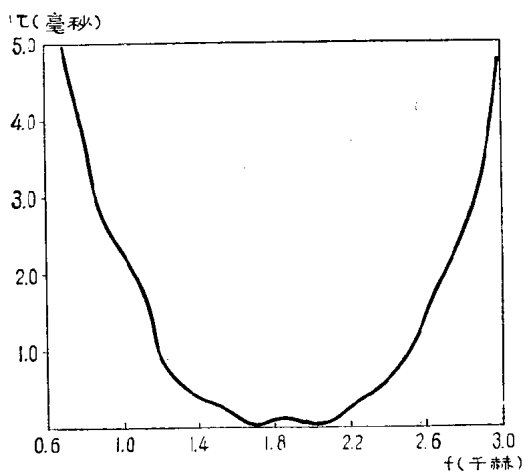


图 1.7 五次音频转接时载波话路的群时延特性 (一种用机械滤波器的例子)

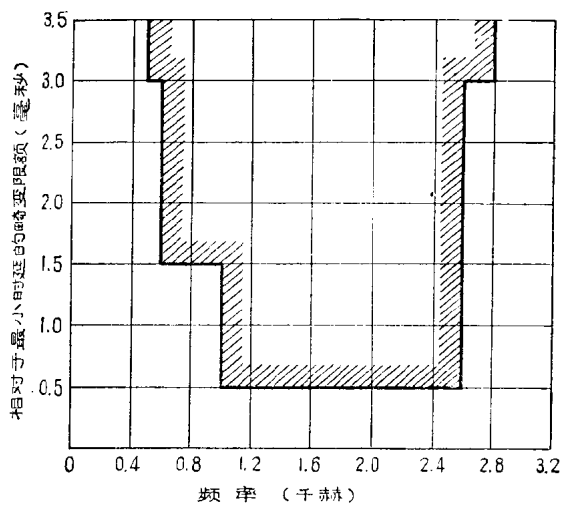


图 1.8 载波话路群时延频率特性限额

数字传输系统中,较多采用时延频率特性,相位频率特性用得少,主要原因有二:

(1)较多的信道,例如载波话路,相位随频率变化很快,当音频转接次数多时,变化更快,测量不方便。此外,信道有频偏时,测量相位有困难,而测量时延频率特性比较方便。

(2)设计均衡器时,采用时延频率特性比较直观、方便。

1.3 波形传输无畸变条件

频谱位于某一范围内的信号,通过线性四端网络,网络的幅相频率特性应满足什么条件,才能使输出信号波形仍与输入信号波形的形状相同呢?回答是:

(1)在信号频带范围内,网络的幅度频率特性是恒定值,

$$A(\omega) = k \quad (1.19)$$

其中, k 是非零正实数。

(2)在信号频带范围内,

网络的相位频率特性曲线是直线,这相当于群时延频率特性是一恒定值。

(3)代表相位频率特性的

直线与 ϕ 轴 ($\omega = 0$) 的交点

(相截)等于 $n\pi$, $n=0, \pm 2, \pm 4, \dots$, 如图1.9。

条件(2)与(3)所要求的相频特性,用数式表示为

$$\phi(\omega) = \tau\omega + n\pi, \quad n=0, \pm 2, \pm 4, \dots \quad (1.20)$$

下面进行证明。

设输入信号波形为 $f_1(t)$, 其频谱 $S_1(\omega)$ 是 $f_1(t)$ 的傅里叶变换,

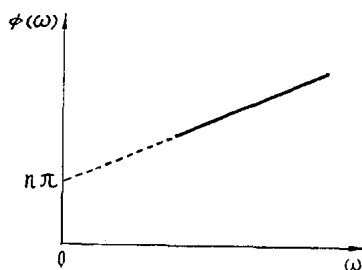


图 1.9 线性相频特性