

钟 型 均 衡 器

吴 如 森
张 其 祐 编

人 民 邮 电 出 版 社

内 容 简 介

本书从可调(可变)幅度均衡器的一般原理入手,比较系统地介绍了波特型、奥氏型钟型均衡器。着重用物理概念阐述有关基本原理,进行必要的数学推演,并结合例题具体介绍波特钟与奥氏钟的设计、调测及故障分析。可供从事多路载波通信工作的生产维护人员,工程技术人员以及通信专业的大专院校师生参考。

钟 型 均 衡 器

吴如森 张其祜 编

*

人民邮电出版社出版

北京东长安街27号

天津新华印刷一厂印刷

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1月第 一 版

印张: $4^{24}/_{32}$ 页数: 76 1980年1月天津第1次印刷

字数: 107千字 印数: 1-5,500 册

统一书号: 15045·总2333—有5136

定 价: 0.40 元

前 言

在长距离同轴电缆载波通信中，均衡系统对保证电路质量起着重要作用。整个均衡系统的组成，目前均采用多级均衡的体制，简单地说，前级用来均衡有规则的基本偏差，一般可用固定式的幅度均衡器；后级的均衡则需要采用比较复杂的可调（可变）幅度均衡器。

可调（可变）幅度均衡器的电路方案很多，其中的钟型均衡器方案，由于其电路结构简单，设计计算方便，调整及制造也比较容易，因此在许多国家的多路载波通信设备中得到应用。

在这本小册子中，介绍了波特型及奥氏型这两种钟型均衡器，比较系统地阐述了它们的基本原理、设计方法以及调整制作中的一些问题，为从事通信维护和建设工作的同志们熟悉这类通信设备提供了参考。如有不妥和错误之处，恳切地希望读者批评指正。

吴如森 张其祐

1978年5月

目 录

概述	1
第一章 可变均衡器的基本原理	5
1.1 可变(可调)均衡器的原理电路	5
1.2 辅助网络	8
1.3 均衡器的传输特性,均衡器介入衰减的近似表示式	12
第二章 波特钟	18
2.1 串联型波特钟电路	18
2.2 近似的定性分析	19
一、成形网络的最简单结构	19
二、分析的引伸	23
三、分析的补充说明	25
2.3 波特钟的基本公式	28
2.4 波特钟设计原理	31
一、对波特钟的基本要求以及设计波特钟的基本内容	31
二、基本设计步骤	31
2.5 波特钟成形网络的设计	35
一、从 $H(f)$ 求 $\alpha_0(f)$	35
二、设计点的选择	40
三、 $\alpha_{0\max}$ 的选择原则	41
四、按设计固定衰减均衡器的方法计算成形网络 N	42
五、选取 $\alpha_{0\max}$ 时的便查表	46
2.6 波特型复钟	50
一、钟均的连接	50
二、波特型双钟电路	51

三、为什么双钟电路可以分别实行独立调节	54
第三章 奥氏钟	61
3.1 定阻式可变(可调)均衡器	61
3.2 奥氏型电路的一般特性	64
3.3 近似的定性分析	69
3.4 奥氏钟设计原理	71
一、电路中固定元件的计算	71
二、Q网络调节电阻的计算	73
三、Q网络电抗元件的计算	75
3.5 奥氏型复钟	77
一、起始平衰减, 变量器匝比和调节电阻的计算	79
二、Q网络电抗元件的计算	80
三、调节电阻的计算	81
第四章 钟型均衡器的设计及调测	83
4.1 关于钟型均衡器调节特性的主要技术要求	83
4.2 设计波特钟的工程实用公式	84
一、成形网络的各元件值	84
二、起始衰减 A_0 及并联电阻 R_1	86
三、调节电阻 R_a	86
4.3 波特单钟的计算及调测	88
一、设计要求	88
二、设计步骤	88
三、测试电路	91
四、测试与调整	91
4.4 波特双钟的调测	95
4.5 奥氏型单钟的设计及调测	96
一、设计要求	96
二、设计步骤	97

三、测试与调整	99
4.6 奥氏型双钟的设计及调测	100
一、设计要求	100
二、设计步骤	101
三、测试与调整	104
4.7 钟型均衡器的故障处理	106
一、波特钟调节器部份的故障判断	107
二、波特钟网络部份的故障判断	109
三、奥氏钟的故障判断	110
第五章 其他的干线均衡器方案	113
5.1 取样型可调均衡器	114
一、取样定理的基本概念	114
二、取样均衡器的基本构成原理	118
三、取样型可调均衡器的方框图	121
5.2 通用型可调均衡器	122
一、无接点的调节器——差动电容器	122
二、原理电路	123
三、通用型可调均衡器的构成	127
附录一、在任意负载下四端网络的输入阻抗表示式	129
附录二、可变均衡器特性的表示式	131
附录三、散射参数	133
附录四、奥氏型电路Q网络一些公式的推导	141
附录五、对称桥型网络的传输特性	143
参考文献	146

概 述

载波信号在传输过程中，严格地讲，其幅度和相位都需要不断地加以均衡，而且，不仅要均衡那些“静止”因素引起的变化，还要考虑均衡那些“活动”、“变化”的因素，诸如温度变化、元件老化、以及电源电压变化等所引起的幅度变动等，这些都属于用自动电平调节系统来进行补偿的范围。从目前情况看，幅度的均衡问题是最大量的，但是随着大容量通信业务的日益发展，相位均衡问题也在日趋显著。

在大容量的载波设备中，由于传输的频带宽、质量要求高，因此整个幅度均衡系统一般都考虑成多级均衡的体制，总的设计是先易后难、先考虑有规则的基本偏差，然后，将累积起来的剩余偏差，以及一些任意变化的所谓随机偏差留给后一级均衡设备中去处理。

对于有规则的、不随时间变化的基本偏差，可以采用固定均衡器；但对随时间变化的，或者事先无法预料的偏差，则需要采用特性可以调节的均衡器。总之，选用什么类型的均衡器，要根据均衡的对象，以及需要调节的频繁程度来进行选择。

例如，在中同轴多路载波设备的有人增音机内，通常设有第三级均衡设备（也称干线均衡器），它的任务是：补偿整个有人段内所有的随机偏差累积；第二级均衡的剩余偏差以及其他因素引起的慢变化偏差；某些频率处的偶发性衰减变化等。显而易见，上述这些偏差都是任意的、是没有固定规律的，因此这种均衡设备无法使用以热敏电阻为调节元件的自动调节可变

均衡器，而必需是一种有充分调节自由，适应性较强的可调均衡器，这样才能适应各种变化的偏差要求。这种可调均衡器，它的衰减特性曲线应该可以组成各种曲线形状，以补偿各种任意的、无规则的衰减偏差特性。

如上所述，根据对干线均衡的这些要求，干线均衡器曾经设想和试验过各种方案，例如：钟型均衡器、幂级数均衡器、余弦均衡器、取样型均衡器以及无调节接点的所谓通用型可调均衡器等。

在这些均衡器中，钟型均衡器的结构比较简单，设计比较方便，制造也比较容易，因而得到了广泛的应用。因此，本书着重介绍钟型均衡器的原理、设计方法、以及调测、判断故障等具体问题，并对（取样型及通用型）这两种可变均衡器的基本原理，也扼要地作一介绍。

钟型均衡器作为干线均衡设备，其基本思路，可通过图 0-1 来说明。将图中所示的不同中心频率 (f_0) 的钟状衰减“脉冲”，通过叠加的办法，来组合成各种衰减曲线。其中每一个钟状衰减“脉冲”的幅度大小可以通过人工调节加以控制（例如如图(a)及图(b)虽然中心频率一样，但各个钟状“脉冲”的幅度不同），中心频率 f_0 的位置也可以根据被均衡的幅度特性，加以合理配置，其数目可以增多或减少，而且在实用中，除了“正”的钟状“脉冲”外，还可以有“负”的钟状“脉冲”，如图 0-2 所示。

由于每个衰减“脉冲”单元，都具有钟状脉冲的形状，因此将具有这种衰减特性的均衡电路，称之为钟型均衡器，简称为钟均，并将每一个钟形的“脉冲”单元，简称为一个“钟”。

钟均是可调的衰减均衡器，以图 0-2 中 f_{01} 钟为例，图中示出了各个调节步位时的衰减特性变化的规律。+ 1、+ 2、+ 3

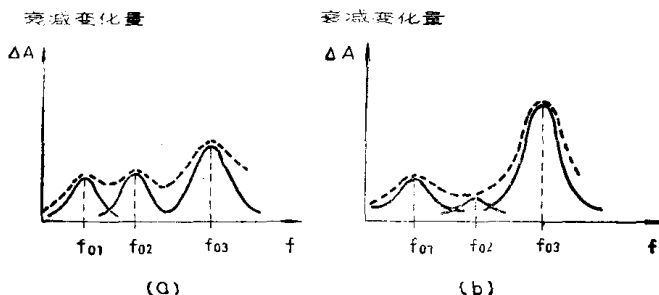


图 0-1

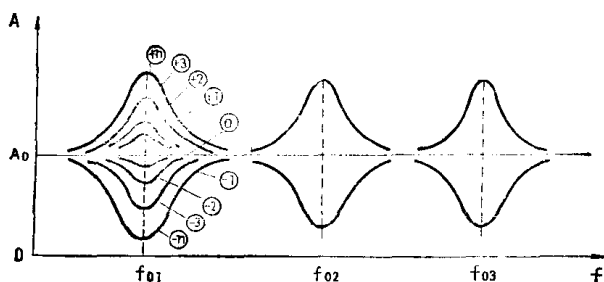


图 0-2

…… $+n$ ，表示钟的幅度增加时的调节步位， -1 、 -2 、 -3 …… $-n$ 则表示了相反的调节步位，并 0 步位则是一条平行直线，其衰减值为 A_0 ，这表示起始位置也有平衰减值 A_0 。

从调节的各个步位看，正好像嘴唇的启闭，是一种“菱形的图案”，所以钟均有时也称之为菱形均衡器。

为了调节与维护的方便，每个钟状衰减“脉冲”，应该是互不影响、各自独立的，这才便于迅速地叠加成各种形状的衰减曲线，因此要求每一个钟均只在其中中心频率 f 附近的一个狭小频域内起作用，在此频域之外的衰减，原则上讲，应由另外的钟均来承担。这就是说，采用了钟均之后，相当于把有效传输频带内的衰减频率曲线划分为若干个小段，然后在每个狭小

频域内，由各自的钟均电路进行独立的均衡调节，而最终提供的衰减均衡曲线，则是这些互为独立的钟均衰减特性曲线相叠加后的总和。

大家知道，衰减特性曲线的叠加，意味着在电路上是各个钟均电路的链接，由此可见，从提高质量的角度来看，如果钟均链接的数目增多，也即在频率轴上将钟均的中心频率安排得紧密一点，或者，每个调节步位制定得精细一点，每步的调节量设计得小一点，那么由此组成的总曲线，其调节精度将能提高。从原则上讲，钟的数目是可以增多的，每步的调节量也是可以按要求设计的，甚至可以设计成连续调节，但是这要按照实际工程的要求和可能来合理确定。

由此可见，所谓钟均，实际上是因形得名，是为了突出它具有钟状衰减“脉冲”的特点，并非说明钟均只能是某一种特定的电路结构形式，事实上，在以后的讨论中可以看到，钟均可以由不定阻型或定阻型的所谓波特型电路来实现；也可以由定阻型的所谓奥斯瓦特型电路来实现，在早期的同轴电缆载波系统中，还曾采用更为复杂的电路，来得到钟状的衰减特性。

目前，把采用波特型电路的钟均简称为波特钟，把采用奥斯瓦特型电路的钟均简称为奥氏钟，这种称呼把钟均电路所采用的结构形式也同时表示了出来，便于在分析及使用中加以区别。如果一般称呼钟型均衡器，在目前就是对波特钟或奥氏钟电路的总称。

第一章 可变均衡器的基本原理

钟均的本质是可调的衰减均衡器，无论是波特钟或是奥氏钟，其基本原理都来自一般的可变均衡器的分析，因此在具体讨论钟均的原理和设计之前，有必要扼要地复习一下一般可变均衡器的基本原理及主要结论，从物理概念上弄清电路各部份与均衡器特性之间的联系，然后在这个基础上，再来具体地分析钟均的特性，以及它们的设计方法。

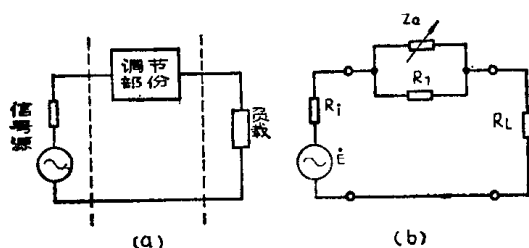
1.1 可变（可调）均衡器的原理电路

常用的可变均衡器有三种基本结构，即：图1-1所示的串联型结构；图1-2所示的并联型结构；以及图1-3所示的定阻式桥T型结构。

图1-1(a)为串联型可变均衡器原理电路，这种电路的调节部份是串接在信号源与负载之间的，因此称之为串联型结构，其原理电路可进一步具体化为图1-1(b)，其中 R_1 为固定电阻器， Z_x 则代表着可变或可调部份，这两个部份并联起来，组成串联型结构的调节部份。

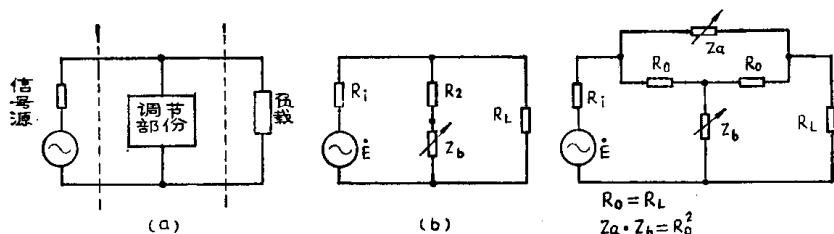
同样道理，依据电路中调节部份所处的位置，若当调节部份并联在信号源及负载之间时，则称为并联型结构，其原理电路如图1-2(a)所示，也可具体化成图1-2(b)，由图可见，这种结构的调节部份是由固定电阻 R_2 与可变（或可调）部份 Z_x 串联而成的。

图1-3则为一般常见的定阻式桥T型电路。这种电路要求



串联型结构

图 1-1



并联型结构

图 1-2

定阻式桥T型结构

图 1-3

固定电阻 R_0 与负载 R_L 相等，而可变（或可调）部份 Z_a 与 Z_b 则互为倒数，即： $Z_a \cdot Z_b = R_0^2$ 。

在实用中，串联型和并联型电路都被采用，但对比图1-1及图1-2后可以发现：这两种电路存在着对偶关系，因此不必在此逐一推导，可以结合钟均的实际使用状况，着重分析串联型电路就可以了，至于桥T型电路，实际使用时，尚需进一步进行电路变换，因此留待第三章中再行介绍。

在串联型电路中，如果可变（或可调）部份 Z_a 是纯电阻性的，即 $Z_a = R_a$ ，那么当其阻值大小发生变化时，负载 R_L 上接收到的功率将随之变动，当 R_a 值趋大时，负载 R_L 上获得的功率趋小，反之，当 R_a 值减小时，则负载 R_L 上将获得较大的功率，但这种衰减的变化均与频率无关，从这个意义上讲，此电

路仅是个可变衰减器，它只能均衡衰减的平分量，而不能单独完成有频率特性要求的均衡任务。在钟均电路中，调节的起始步位（0步位）实质上就是这种工作状态，其衰减频率特性是一条平行于横轴（频率轴）的水平线，而水平线的高低则决定于电阻 R_0 、 R_1 等值的大小。

一般情况下， Z_0 应该考虑为阻抗性的，既有纯电阻性的实部，还有电抗性的虚部，此时，当变化（或调节） Z_0 时，不但电路的衰减会发生变化，

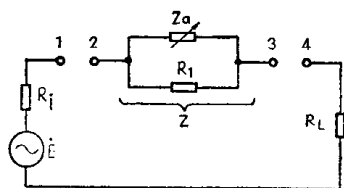


图 1-4

而且其衰减值将由于 Z_0 的频率特性而随频率变化而变化。

现将图1-1(b)重新画成图1-4所示的样子。图中二端网络2-3在整个电路中很显然是起着调节传输特性的作用，电路的频率特性将取决于它，因而也是讨论的中心。为了简便起见，将二端网络2-3阻抗设为 Z ，即 $Z = R_1 \parallel Z_0$ （ R_1 与 Z_0 并联）。

根据网络理论可以求得图1-4所示电路的介入传输常数 θ 及介入衰减 A ，即：

$$\theta = \frac{1}{2} \ln \frac{\frac{1}{R_L} \left[\frac{E}{R_i + R_L} \cdot R_L \right]^2}{\frac{1}{R_L} \left[\frac{E}{R_i + Z + R_L} \cdot R_L \right]^2} = \ln \frac{R_i + R_L + Z}{R_i + R_L}$$

设： $R_T = R_i + R_L$

于是可得以下两式：

$$\theta = A + jB = \ln \left(1 + \frac{Z}{R_T} \right) \quad (1-1)$$

$$A = \ln \left| 1 + \frac{Z}{R_T} \right| \quad (1-2)$$

容易看出，当负载 R_L 与电源内阻 R_i 取相同值时，则式(1-1)

及式 (1-2)，即为电路的工作传输常数及工作衰减值。

以后还将看到，运用式 (1-2) 来定性说明均衡器的传输特性是最简明扼要的，它是一个基本关系式。并联型及桥 T 型电路的传输特性也具有类同的基本公式*。

1.2 辅助网络

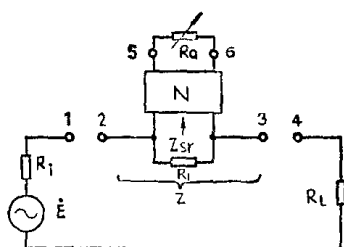


图 1-5

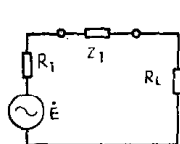
实用的串联型可变均衡器通常采用如图1-5所示的电路，即在 2-3 端，用一个辅助网络 N 与电阻 R_1 相并联，并以可调电阻 R_0 作为网络 N 的负载接在 5-6 端，这样，整个调节部份（二端网络 Z ）就由电阻 R_1 与

网络 N 的输入阻抗 Z_{sr} 相并联组成，可记为 $Z = R_1 \parallel Z_{sr}$ 。

辅助网络 N 亦称为附加网络，一般情况下采用定阻式桥 T 型电路，有用单节的，也有由好几节链接组成的。其输入阻抗

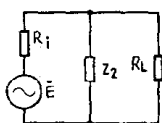
*根据介入衰减定义可以证明，三种电路的介入传输常数 θ ，当 $Z_1 \cdot Z_2 = R_T^2$ 时，均可表示为如下的普遍式：

$$e^\theta = 1 + \frac{Z_1}{R_T} = 1 + \frac{R_T}{Z_2}$$



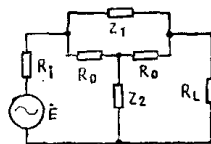
$$R_T = R_1 + R_L$$

(a)



$$R_T = R_1 \parallel R_L$$

(b)



$$R_0 = R_T = R_L$$

(c)

注图 1

Z_{sr} , 根据网络理论可知, 既与此网络的传输特性有关, 又决定于终端负载 R_a 。现假设网络 N 的固有传输常数为 g_0 , 其两侧的特性阻抗 (或影象阻抗) 均为 $Z_c = R_0$, 当 5-6 端终接 R_a 时, 从 2-3 端视入的输入阻抗应为:

$$Z_{sr} = \frac{R_a + Z_c \operatorname{th} g_0}{1 + \frac{R_a}{Z_c} \operatorname{th} g_0} = \frac{R_a + R_0 \operatorname{th} g_0}{1 + \frac{R_a}{R_0} \operatorname{th} g_0} \quad (1-3)$$

当引入反射系数概念后, 输入阻抗又可表示为:

$$Z_{sr} = Z_c \frac{1 + \rho_a e^{-2g_0}}{1 - \rho_a e^{-2g_0}} = R_0 \frac{1 + \rho_a e^{-2g_0}}{1 - \rho_a e^{-2g_0}} \quad (1-4)$$

式中反射系数 $\rho_a = \frac{R_a - R_0}{R_a + R_0}$ 。

式 (1-3) 及式 (1-4) 均可以对 R_0 取标称值, 其详细推导过程可参阅附录一。

定阻式桥 T 型电路的特性是大家所熟知的, 当负载 R_a 与特性阻抗 R_0 值相等时, 输入阻抗等于负载 R_a , 即 $Z_{sr} = R_a$ 。此时, 无论频率 f 取任何值, 输入阻抗均为定值, 整个调节部份 $Z = R_1 \parallel R_a$ 也为定值, 这说明整个均衡器的介入衰减是与频率无关的常数。这也正是前面提及的 0 步位时的起始衰减值。

当 $R_a \neq R_0$ 时, 从式 (1-3) 或式 (1-4) 都可以看出, 输入阻抗 Z_{sr} 不再是实数, 而应为复数阻抗, 它既有实部, 又有虚部, 这说明当 R_a 大于或小于 R_0 时, 输入阻抗不仅在数值上随负载 R_a 而变动, 而且还将随频率 f 的变化而变化。这样一个复数阻抗与电阻 R_1 并联组成的调节二端网络 Z , 当然也是频率 f 的函数, 因而整个均衡器的介入衰减 A , 也将随着频率 f 及负载 R_a 而变化。

我们分析可变 (可调) 均衡器, 首先感兴趣的是衰减的变化部分, 通过分析已知, 其关键在于输入阻抗 Z_{sr} 随频率、负

载而变化的规律，式 (1-3) 及式 (1-4) 告诉我们，在数学上详细计算 Z_{sr} 值，尤其当考虑负载 R_L 又是变量时，往往比较烦杂，而且概念往往容易被数学推导所“掩盖”，为此，有必要首先在概念上有一些轮廓性认识，以便为进一步定量计算打下基础。

将输入阻抗 Z_{sr} 分解为并联的电阻部份（组成复数导纳的实部）与电抗部份（组成复数导纳的虚部），再将其电阻部份与固定电阻并联起来，记为 R ，简称为 Z 的电阻部份（严格讲， $\frac{1}{R}$ 才是复数导纳的实部）；而将电抗部份记为 X ，并简称为 Z 的电抗部份（同样，严格地讲， $\frac{1}{Z}$ 的虚部应为 $\frac{1}{X}$ ），于是可得下式：

$$Z = \frac{R \cdot jX}{R + jX} = \frac{R}{1 + \frac{R}{jX}} \quad (1-5)$$

将式 (1-5) 代入式 (1-2) 后即得：

$$A = \ln \left| 1 + \frac{Z}{R_T} \right| = \ln \left| 1 + \frac{R/R_T}{1 + \frac{R}{jX}} \right| \quad (1-6)$$

从式 (1-6) 可以清楚地看出：

$|X|$ 越小，则介入衰减 A 越小；

$|X|$ 越大，则介入衰减 A 越大。

这样就在 Z_{sr} 所并联的电抗部份与介入衰减 A 之间建立了简单的对应关系，这对于从概念上来分析电路衰减频率特性是很有帮助的。

为了分析方便，暂且不管网络 N 元件数目的多少、电路的繁简，先假设复数阻抗 Z_{sr} 是容性的（或者在某一频域内是容性的），见图 1-6(a)。

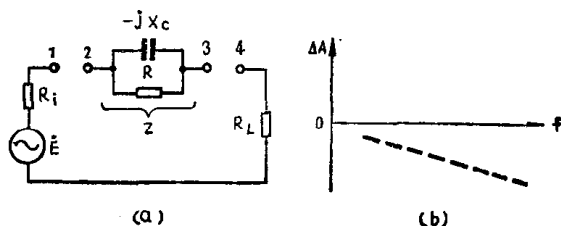


图 1-6

设此时负载 R_L 为某一特定值，则从式(1-6)可知当频率由低向高变化时，由于容抗 $|X_C|$ 是随频率增高而减小的，因此均衡器的介入衰减 A 将随着频率增大而减小，如以 A 的变化量 ΔA 为纵轴，可以粗略地定性得出图1-6(b)所示曲线。

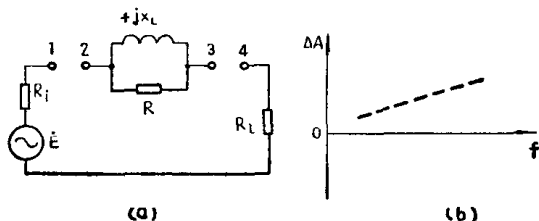


图 1-7

用类似的方法可以分析当 Z_L 是感性时的衰减特性，电路见图1-7(a)。仍然运用式(1-6)，由于感抗 $|X_L|$ 随频率增大而增大，因此均衡器的介入衰减 A 也将逐渐增大，同样，以起始衰减为参考点，衰减 A 的变化量 ΔA 的变化趋势将如图1-7(b)所示那样，其图形是随频率增长而向上变化的。

将图1-6(b)及图1-7(b)合并一起，就呈现出一种扇形的斜调特性，这说明当变动负载 R_L 的阻值时，就可使辅助网络 N 的 Z_L 相继出现容性阻抗及感性阻抗，这时，均衡器的介入衰减 A 就可以实现斜的调节特性。

正因为辅助网络 N 起着这样的调节作用，整个均衡器的衰