

电子学译丛

上海市电子学会編譯委員会編

5

上海市科学技术編譯館



电子学译丛

第五輯

上海市电子学会編譯委员会編

*

上海市科学技术編譯館出版

(上海南昌路59号)

新华书店上海发行所发行 各地新华书店經售

商务印书館上海厂印刷

*

开本 787×1092 1/16 印張 8 1/4 字数 260,000

1963年12月第1版 1963年12月第1次印刷

印数 1-2,600

編 号 : 5004·150

定 价 : 1.20 元

目 录

1. 延迟均衡技术·····	1
2. 超正摄像管运用研究·····	19
3. 锯齿波調頻調制器的若干問題·····	30
4. 电视显象管的发展趋势·····	38
5. 提高电视測試精度的方法及仪器·····	45
6. 标准电阻噪声測試系統·····	55
7. 近年来低噪声行波管的发展情况·····	68
8. 非綫性导納参变能量变换·····	79
9. 磁性录音的近代理論·····	87
10. 应用鉄氧体作超高频功率絕对測量的可能性·····	95
11. 固体物理現象在計算技术中的应用·····	99
12. 哈佛大学观象台 21 厘米脉澤装置·····	111
13. 天綫的未来·····	117
14. 人造卫星通信·····	122
15. 彩色工业电视的新趋势·····	128

电子学譯丛第六輯要目預告

- | | |
|-------------------|--------------------------------|
| 1. 计算机用半导体器件及电路綜論 | 9. 硅二极管在脉冲电路中的应用 |
| 2. 計算系統設計新概念 | 10. 具有負阻特性的場效应晶体管 |
| 3. 数字计算机邏輯部件的典型单元 | 11. 用于解拉普拉斯及泊松方程的电
阻网的精度和限制 |
| 4. 大容量存貯器 | 12. 瞬态存貯示波器 |
| 5. 快速磁膜存貯器 | 13. 探测弱电磁信号的新概念 |
| 6. 延时式存貯設備的原理及应用 | 14. 測量微微秒脉冲特性的自取样系統 |
| 7. 高速隧道二极管的邏輯电路 | |
| 8. 高速开关元件的进展 | |

1. 延 迟 均 衡 技 术

A. N. Thiele

Proceedings of The Institution of Radio Engineers Australia 1960, 4. p. 225~241 (英文)

从一般的网络出发, 对于电视系统中的网络所产生的延迟畸变作了全面的叙述。给出了低通滤波器延迟和瞬态响应的曲线及公式以及以等效低通网络推导和描述全通网络的一般方法。以同样的方法处理了陷波器。文中指出了几种全通网络的实现途径并对以不同参量表示的系统作了比较。

叙述了 ABCB (澳大利亚广播委员会) 标准监视器的响应和一个具有同样延迟响应的低通滤波器。通过典型响应曲线阐明了残留边带传输中延迟畸变的性质。指出了如何在视频回路内补偿射频延迟畸变的方法以及调整延迟均衡器的简单法则。

最后, 建议在发射机射频回路内直接校正残留边带制度所引起的延迟畸变。

1. 引 言

在雷达或电视等要求正确重现波形的系统中, 振幅响应(或衰减响应)和延迟响应(或相位响应)都是很重要的。因为最终目的是要得到良好的瞬态响应, 似乎只有研究瞬态响应才行。乍一看, 这是对的, 但是, 事实上, 要做这样的精细的分析和如此复杂的计算是难以想象的。但在单元设备的设计和調整时, 重要的是计算和测量振幅及延迟响应。

振幅响应的计算和测量技术早就解决了。延迟响应方面的工作也做了不少, 但是资料比较散而且大都不易理解。本文试图把分散的材料集中起来, 用比较实用——尤其对于电视工程——的形式来表述。

2. 相位响应或延迟响应

任何一个波形, 总可用富里哀级数表示。这一点启发人们可以通过振幅响应和延迟响应来控制瞬态响应。富氏分析指出, 一个波形可以由许多正弦成分合成, 这些正弦成分对坐标原点各有其特定的相位与振幅关系。因此要重现一波形时, 必须把相应的富氏级数中作为主要成分的一些频率, 按照它们原有的相对振幅和相角重现。相角这个概念在反馈放大器中是一个重要的课题, 但对本文所讨论的问题来说“时间延迟”这个概念具有更直觉的效果。以下将会看到, 两者的定义实际上是一致的。因此可以这样说: 要重现一个波形时, 应该把它的富氏级数的各个分量按照它们原有的相对振幅和相对延迟来重现。

3. 振幅和延迟响应畸变导致的现象

现在来看一下不同形式的畸变对一个典型的瞬态响应所造成的影响。图 1(a) 表示一个典型的输入波形——单位阶跃。它的前沿决定于较高频率, 而顶部则决定于低频, 包括零频或直流分量。至于(b), 是高频振幅响应过强而引起波形前沿的上冲。在(c)中, 则是高频振幅响应不佳而使前沿建立时间增加。图 1(d) 的波形表示各频率的振幅响应虽然正确, 但低频分量被延迟了, 因此在它的前沿产生之后输出幅度随即下降, 等到低频分量到达时再回升。在(e)中, 除了和(d)有同样的畸变之外, 高频的相位又与低频相反。图 1(d) 和(e) 的波形是不常见到的, 实际上如把典型阶跃波形加到一个二次或一次型全通网络时, 它的输出波形就是如此的。由此可见, 延迟畸变引起的瞬态响应畸变是多么严重。

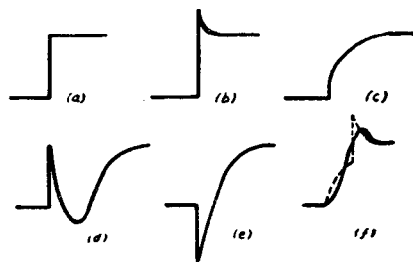


图 1 由于频率响应及延迟响应的畸变而引起的阶跃波形的瞬态畸变

- (a) 输入, 无畸变波形; (b) 高频响应增加;
(c) 高频响应不足; (d) 低频延迟大;
(e) 低频延迟加上高频相位反转;
高频延迟大

如果高频分量所受到的延迟大于低频分量,开始时上升得较慢,然后突然上冲,如图1(f)的虚线所示。在实际网络中,极高频率的延迟往往降到零,所以这种现象实际上是看不到的。图1(f)的实线是低通滤波器的瞬态响应,它的延迟特性是在低频时延迟为一有限值,随着频率的增高,延迟值逐渐增大至最大值。而当频率更高时,延迟值反而渐减至零。附带说明一下,在极高频率时振幅也是受到衰减的。

4. 群延迟与相位延迟

第二节中已指出延迟响应比相位响应更有实用意义。但是还存在着是何种延迟响应的问题。因为对一个相角 β 来说,延迟可有相位延迟 β/ω 及群延迟 $(d\beta/d\omega)$ 两种表示方法。两者之间,相位延迟 β/ω 对估计瞬态响应有较大的作用,而群延迟 $(d\beta/d\omega)$ (或称包络延迟)则易于测量及计算,这一点在下面可以看到。如果已经得到了 $(d\beta/d\omega)$ 的曲线,用图解法或积分法就可以很容易求得 β 及 β/ω 。图2阐明了这个方法。图中 ω 用无量纲值 $a=\omega T$ 代替,而 $T=1/\omega_0$ 是一个由网络带宽决定的参量,以后将会提到。

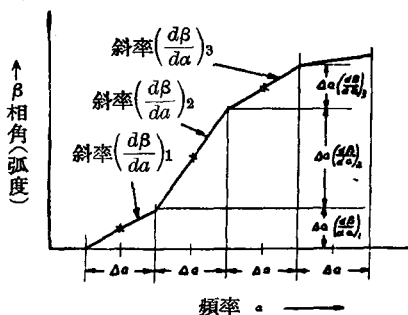


图2 用数值积分法从群延迟 $(d\beta/d\omega)$ 曲线求相角 β 以及相位延迟 (β/ω)

在图2中,如果横坐标轴上各 Δa 区间的 $(d\beta/d\omega)$ 值已经求得,则任何一点的 β 值可以求得如下:

$$\beta = \Delta a [(d\beta/d\omega)_1 + (d\beta/d\omega)_2 + (d\beta/d\omega)_3 + \dots]$$

亦即

$$\beta = \Delta a \sum_{r=1}^n (d\beta/d\omega)_r \quad (1)$$

从图上看,这个方法似乎不太准确,但在计算中取八个坐标点,包括计算尺的误差在内,准确度可达0.5%。当群延迟变化剧烈时误差也大致一样。

文献^[1]曾指出

$$(d\beta/d\omega) = (\beta/\omega) + \omega \{d(\beta/\omega)/d\omega\} \quad (2)$$

这就是说群延迟等于相位延迟加上与相位延迟变化

有关的一项。

β 用指数级数表示时:

$$\beta = k_0 + k_1\omega + k_2\omega^2 + k_3\omega^3 + \dots$$

所以

$$\beta/\omega = (k_0/\omega) + k_1 + k_2\omega + k_3\omega^2 + \dots \quad (3)$$

以及

$$d\beta/d\omega = 0 + k_1 + 2k_2\omega + 3k_3\omega^2 + \dots \quad (4)$$

低通滤波器中,当 $\omega=0$ 时 $\beta=0$,所以 β 没有常数项 k_0 。因此(3)式与(4)式的延迟响应中具有下列关系:

(i) 在零频时,相位延迟与群延迟的数值相同;

(ii) 如果相角变化与频率成直线关系,即 $\beta = k_1\omega$,此时相延迟及群延迟均为常数且彼此相等;

(iii) 如果 β 还具有 ω^2 项,使相位延迟随频率而变,群延迟随频率的变化恰为相位延迟变化值的两倍;

(iv) 如果 β 含有更高次项时,两者差别甚大,无法得出明显的关系,此时只能用积分法了。

总言之,相位延迟对电视接收机瞬态响应的评价比包络(群)延迟更有用^[1],而群延迟则具有容易测量和计算的优点,因此也常被采用。再者,群延迟不但与相位延迟有某些共同的性质,而且可以用前面讲过的方法推导出相位延迟。图25的相延迟曲线就是应用该法推导出的。

5. 低通网络延迟响应的计算

在文献[3]中,可以找到一次和二次低通网络的特性表。网络是用下列两个参量确定的:(i) T ,说明网络的带宽。再加上阻抗参量 R ,就足够用来说明一个一次型网络了。(ii)在二次型网络中,还需要另一个参量 x ,它说明接近频率 $\omega = \frac{1}{T}$ 处的响应状况。

这个形状参量影响振幅响应(例如,当 $\omega T=1$ 时, $E(j\omega)=1/x$),对延迟响应的影响更大。为方便计,把该文献中的图和方程式摘录于下。

图4的曲线是根据下列公式算出的:

一次型滤波器

运算形式

$$E(p) = 1/(1+pT) \quad (5)$$

在 $-\frac{1}{T}$ 处有一极点。

振幅响应

$$\begin{aligned} E(j\omega) &= 1/(1+j\omega T) \\ E(ja) &= 1/(1+ja) \end{aligned} \quad (6)$$

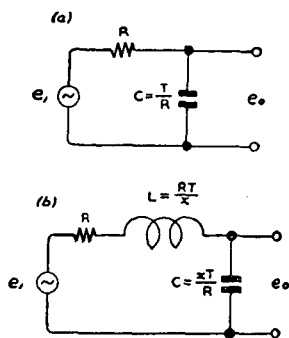


图3 低通滤波器

(a) 一次型 $e_o/e_i = E(p) = 1/(pT+1)$

(b) 二次型 $e_o/e_i = E(p) = 1/(p^2T^2 + xpT + 1)$

或可写成

$$|E(j\omega)|^2 = 1/(1 + \omega^2T^2)$$

$$|E(ja)|^2 = 1/(1 + a^2)$$

相位延迟

$$\beta/\omega = (1/\omega) \arctan \omega T$$

$$= (T/a) \arctan a$$

$$\beta/a = (1/a) \arctan a \quad (8)$$

包络延迟

$$(d\beta/d\omega) = T/(1 + \omega^2T^2) = T/(1 + a^2)$$

$$(d\beta/da) = 1/(1 + a^2) \quad (9)$$

瞬态响应

$$v/V = 1 - \exp(-t/T) \quad (10)$$

二次型滤波器

运算形式

$$E(p) = 1/(1 + xpT + p^2T^2) \quad (11)$$

在

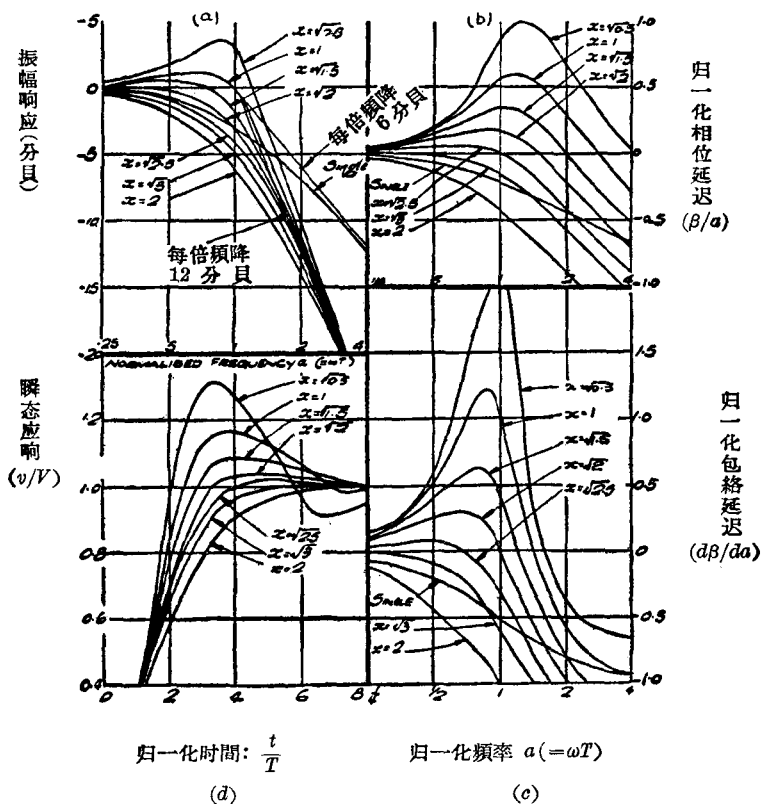
$$-\left(\frac{1}{2} x/T\right) \pm \frac{j}{T} \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2} x\right)^2} \quad (12)$$

处有复共轭极点。

振幅响应

$$E(j\omega) = 1/(1 + jx\omega T - \omega^2T^2)$$

$$E(ja) = 1/(1 + jxa - a^2) \quad (13)$$



single: 一次型

Normalised Frequency $a (= \omega T)$: 归一化频率 $a (= \omega T)$

图4 一次与二次型网络的各种响应

(a) 振幅响应 (b) 相对相位延迟响应 (c) 相对群延迟响应 (d) 瞬态响应

$$\text{或 } |E(j\omega)|^2 = 1 / \{1 + (x^2 - 2)\omega^2 T^2 + \omega^4 T^4\}$$

$$|E(ja)|^2 = 1 / \{1 + (x^2 - 2)a^2 + a^4\} \quad (14)$$

相位延迟

$$\beta/\omega = (1/\omega) \arctan \{x\omega T / (1 - \omega^2 T^2)\}$$

$$= (T/a) \arctan \{xa / (1 - a^2)\} \quad (15)$$

$$\beta/a = (1/a) \arctan \{xa / (1 - a^2)\} \quad (16)$$

包絡延迟

$$(d\beta/d\omega) = Tx(1 + \omega^2 T^2) / \{1 + (x^2 - 2)\omega^2 T^2 + \omega^4 T^4\}$$

$$= Tx(1 + \omega^2 T^2) |E(j\omega)|^2$$

$$= Tx(1 + a^2) |E(ja)|^2 \quad (17)$$

$$(d\beta/da) = x(1 + a^2) / \{1 + (x^2 - 2)a^2 + a^4\}$$

$$= x(1 + a^2) |E(ja)|^2 \quad (18)$$

瞬态响应

$$v/V = 1 - \left(\cos \frac{t}{2T} \sqrt{4 - x^2} \right.$$

$$\left. + \frac{x}{\sqrt{4 - x^2}} \sin \frac{t}{2T} \sqrt{4 - x^2} \right) \exp\left(\frac{-xt}{2T}\right) \quad (19)$$

以上所述并不限于一次及二次型低通网络。根据代数的基本原理知道,任何次的多项式

$$f(a) = k_0 + k_1 a + k_2 a^2 + k_3 a^3 + \dots$$

其根数等于次数,且必定是实根或成对的共轭复根。将此原理用于网络分析,这就意味着:如果网络的特性可以用一个多项式表示时,它能够分解为许多单节网络的链式组合,而这些单节网络总是这两种类型:(i)一次型,对应于实根;或(ii)二次型, x 小于2,对应于共轭复数根(二次函数的 x 等于或大于2时有两个实根)。用多项式表示网络特性时,不包括象传输线一类的连续结构。但是即使这些元件也往往能用多项式近似表示,所以这种方法所受的限制极小。

以上有关振幅响应与延迟响应的叙述可以用于任何复杂的滤波器。网络各节的延迟和振幅(以分贝表示)响应可分别求出后相加,但瞬态响应是不能相加的。

从延迟响应的表示式,可发现下列情况:

- (i) 当 $\omega=0$ 时, β 也是零,而 β/ω 和 $(d\beta/d\omega)$ 都为 xT ;
- (ii) $\omega=\infty$ 时, β 和 $(d\beta/d\omega)$ 都为零;
- (iii) $\omega T=1$ 时, $\beta/\omega=\frac{\pi T}{2}$ (与 x 无关)而 $(d\beta/d\omega)=2T/x$ (与 x 成反比);
- (iv) 如 $x=\sqrt{3}$,相与群延迟均为最平坦;
- (v) $x>\sqrt{3}$ 时,两种延迟曲线的斜率都随频率的增加而向下;

(vi) $x<\sqrt{3}$ 时,两种延迟曲线都有一个峰,但峰的幅度和频率不同。例如,群延迟曲线的峰总是出现在 $a<1$ 的范围内,而相位延迟的峰当 $x=\frac{4}{\pi}=1.274$ 时,出现在 $a=1$ 处。 x 大,峰出现在 a 较小之处,或则反之,如图4所示;

(vii) $x=0$ 时,有下列关系:

当 $a<1$ 时, $\beta=0$ 而 $\beta/\omega=\frac{d\beta}{d\omega}=0$,

当 $a>1$ 时, $\beta=\pi$ 而 $\beta/\omega=\pi/\omega=\pi T/a$,

当 $a=1$ 时, β 和 β/ω 都为过渡状态,而 $(d\beta/d\omega)$ 为 xT 与 δ 函数(高为 ∞ ,宽为无穷小,面积为一个单位)的乘积。这时相延迟与群延迟的差别是很有趣的,如图5所示。

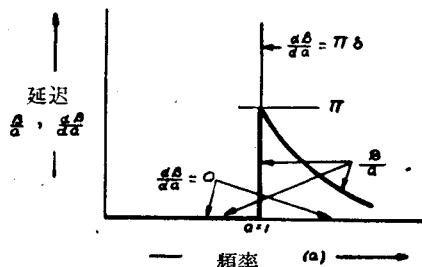


图5 二次型低通网络在 $x=0$ 的特殊情况下的相延迟(β/a)和群延迟($d\beta/d\omega$)曲线

为了使图4和图5的曲线适用于工作在任何频率的滤波器,它们的频率和延迟座标都用归一化单位表示。使用这些曲线时,只要将频率代以 $\omega=a/T$ 以及将归一化了的延迟值乘以 T 即可。

图4的相对延迟曲线是把各频率原有的延迟值减去在 $\omega=0$ 时的延迟值后得到的,这样的曲线虽然有模糊滤波器工作本质的缺点(即低频时延迟为有限值而极高频时为零),但是,在实用上比较方便。

6. 最小相位网络

以上只讨论了有极点而无零点的网络函数,即 $E(p)$ 的表示式中只在分母中具有 p 因子而分子为常数。下面将讨论零点和极点都有的网络,也就是说分子和分母都具有 p 因子。讨论前要先谈一下最小相位网络。

最小相位网络是用仅在 p 平面左半边有零点的函数来定义的(为了满足稳定性条件,所有极点必须在 p 平面的左半边)。 p 平面右半边有零点的函数是非最小相位网络。

对最小相位网络发生兴趣的原因在于它的延迟响应,瞬态响应和振幅响应之间有着非常密切的关

系。只須說明其中的一种，其它就可以推知了。由于我們遇到的大多数网络，如中频放大器，高频补偿网络等都是属于最小相位型的，因此可以縮小設計范围。自图4可以看到当频带边缘的截止斜率增加时，必然导致近截止频率处延迟的增加，从而使瞬态响应上冲。

如果绝对不允许产生上冲，則截止斜率不得大于临界阻尼电路的截止斜率，它的表示式是

$$E(p) = 1/(pT + 1)^n,$$

其中 n 为网络的次数，相应的振幅响应为

$$|E(j\omega)| = (\omega^2 T^2 + 1)^{-n/2} \quad (20)$$

当 n 趋向无穷大时，此式与 Gaussian 误差曲线完全相同，即：

$$|E(j\omega)| = \exp(-\omega^2 T^2) \quad (21)$$

这个函数是不切实用的，因为它要求无穷多个网络元件，但可以用一个有限网络来近似地实现，它的表示式为：

$$E(p) = 1/[1 + pT \frac{n}{2n} \cdot \frac{2}{1!} + p^2 T^2 \frac{n(n-1)}{2n(2n-1)} \frac{2^2}{2!} + \dots + p^r T^r \frac{n! (2n-r)! 2^r}{(n-r)! 2n! r!} + \dots + p^n T^n \frac{n! 2^n}{2n!}] \quad (22)$$

式中 n 为网络的次数。

理想函数具有完全平坦的延迟特性，振幅响应分貝表示时与频率的平方成正比，而瞬态响应无上冲。Thomson^[4] 提出的近似网络具有完全平坦的延迟特性，其上冲与网络的次数有关，但绝对不超过 0.85%^[5]。其频率响应近似于 Gaussian 响应。事实上，这种分貝与频率平方成正比的振幅响应在最小相位网络中是获得平坦延迟响应的方向。

Thomson 特性二次式

$$E(p) = 1/[1 + pT + \frac{1}{3} p^2 T^2] \quad (23)$$

如取 $T_1 = T/\sqrt{3}$ 时，可以写成

$$E(p) = 1/[1 + \sqrt{3} pT_1 + p^2 T_1^2] \quad (24)$$

图4中， $x = \sqrt{3}$ 的曲线具有最平坦的延迟响应并且上冲很小。如果允许延迟畸变及上冲稍大些，則可采用 Butterworth-Thomson 过渡形式的滤波器^[6]。在二次滤波器中图4 $x = \sqrt{2.5}$ 的曲线是它的典型特性。它使我们有可能在振幅与延迟响应之間，亦即在建立时间与上冲之間取得一个最佳的折衷方案。即使如此，最小相位网络仍受到一些限制，“……总之，在对数频率标度上，相位特性与衰减特性的导数成正比^[6]。”

7. 非最小相位网络

前已提到非最小相位函数在 p 平面的右半边是有零点的^[7]。在制作一个非最小相位网络时，必須使一个信号通过两个振幅响应不同的通路，然后在輸出端相加，并且要求在某些频率处两者是反相的。Bünemann 与 Voigt^[8] 曾說：“第二通路的出現不一定就使网络成为全通性的，这就是說，傳輸系数可能在 p 平面的右半边出現零点”。这是必要条件而不是充分条件。

下面我們举例說明一个网络成为非最小相位型的情况。如图6，輸入信号经过两个通路，一个不产生畸变，傳輸比 $E(p) = 1$ ，另一路是一个简单的阻容网络，傳輸比为 $E(p) = 1/(pT + 1)$ 属于最小相位函数。現在我們把两个輸出按 $r:1$ 相加，則得到的傳輸比是：

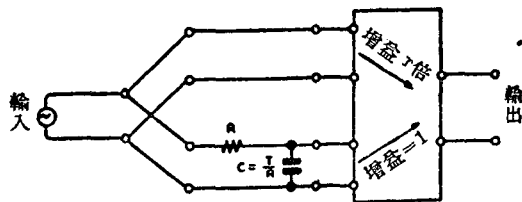


图6 零次与一次滤波器的組合

$$\begin{aligned} E(p) &= r + \{1/(pT + 1)\} \\ &= \{pTr + (r + 1)\}/(pT + 1) \\ &= (r + 1) \{1 + pTr/(r + 1)\}/(pT + 1) \end{aligned} \quad (25)$$

上式可以分成二部分：

- (1) $(r + 1)$ 表示回路的增益倍数。
- (2) $\{1 + pTr/(r + 1)\}/(pT + 1)$ 是 p 的函数，表示輸出随频率的变化。我們观察一下这个函数在不同 r 值时的性质。

(i) 如 r 为正，函数保持最小相位型，如以 $j\omega$ 代 p ，可見低频的振幅响应为 1 而高频时下降。这是高频下降有一定限度的均衡器的特性；

(ii) 如 r 为零，此式成为低通滤波器(最小相位型)的特性；

(iii) 如 $0 > r > -1$ ，上式是非最小相位型的。当 $r = -\frac{1}{2}$ 时，此式成为 $(1 - pT)/(1 + pT)$ 是一个最简单的(一次型)全通网络的特性。如果我們取振幅响应

$$E(j\omega) = (1 - j\omega T)/(1 + j\omega T)$$

其模为

$$|E(j\omega)| = \sqrt{(1+\omega^2 T^2)/(1+\omega^2 T^2)} = 1 \quad (26)$$

即任何频率的振幅响应都相同,故称为“全通”。
但它的相位响应为

$$\beta = 2 \arctan \omega T$$

延迟响应 $\beta/\omega = (2/\omega) \arctan \omega T$

$$(d\beta/d\omega) = 2/(1+\omega^2 T^2) \quad (27)$$

因此我们就可以设计一个改变延迟响应而不影响振幅响应的网络;

(iv) 如 $r = -1$, 则 $E(p) = -pT/(pT+1)$, 这是一个简单的高通(最小相位型)网络的特性;

(v) 如 $r < -1$, $E(p)$ 的特性是一个在低频有一定衰减的均衡器。也是最小相位型的。

概括上述结果,可知在图6中,只有当 r 处于0和-1之间时,才能成为非最小相位型滤波器,而在 $r = -\frac{1}{2}$ 时,是“全通”网络。

现在来看图7的线路。图7中两条通路的特性各为 $E(p) = 1$ 及 $E(p) = xpT/(p^2 T^2 + xpT + 1)$, 它们的输出仍按 $r:1$ 相加。结果得下式:

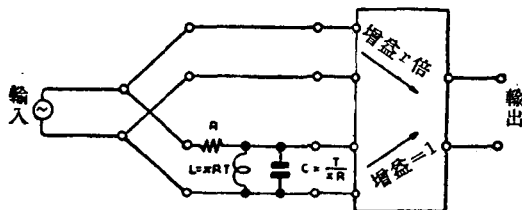


图7 零次与2次滤波器组合响应

$$\begin{aligned} E(p) &= r + \{xpT/(p^2 T^2 + xpT + 1)\} \\ &= \{rp^2 T^2 + x(r+1)pT + r\}/(p^2 T^2 + xpT + 1) \\ &= r \cdot \frac{p^2 T^2 + x(1 + \frac{1}{r})pT + 1}{p^2 T^2 + xpT + 1} \end{aligned} \quad (28)$$

结果与图6相似,但是:

(i) r 为正时,此线路的特性为在 $\omega = \frac{1}{T}$ 处振幅响应上升;

(ii) r 为零时,只剩下第二通路,成为一个有谐振回路的带通滤波器,在 $\omega = \frac{1}{T}$ 处传输比为1,而在 ω 为零和无穷大处,传输比为零;

(iii) 当 r 处于0和-1之间时,又得到一个非最小相位函数。而在 $r = -\frac{1}{2}$ 时,

$$\begin{aligned} E(p) &= -\frac{1}{2}(p^2 T^2 - xpT + 1)/(p^2 T^2 \\ &\quad + xpT + 1) \end{aligned} \quad (29)$$

是一个二次型全通函数;

(iv) r 为-1时,

$$E(p) = (p^2 T^2 + 1)/(p^2 T^2 + xpT + 1)$$

振幅响应为

$$E(j\omega) = (1 - \omega^2 T^2)/(1 + jx\omega T - \omega^2 T^2)$$

可以看出这是一个陷波器的特性,在 $\omega T = 1$ 时输出为零。用这个“电阻消去法”可以利用有限 Q 值的谐振回路来获得理想的陷波电路;

(v) $r < -1$ 时,在频率为零和无穷大之处响应为1,在 $\omega = \frac{1}{T}$ 处则下降至最小值。这就是简单陷波回路的特性。

8. 带零点的网络函数

前两节我们已经看到了几个网络函数的性质。第五节的函数只有极点,现在让我们再来研究一下具有零点的网络。设函数

$$E(p) = \frac{p^2 T_1^2 + x_1 p T_1 + 1}{p^2 T_2^2 + x_2 p T_2 + 1} \quad (31)$$

其振幅响应为

$$\begin{aligned} |E(j\omega)| &= \sqrt{\frac{(-\omega^2 T_1^2 + 1)^2 + x_1^2 \omega^2 T_1^2}{(-\omega^2 T_2^2 + 1)^2 + x_2^2 \omega^2 T_2^2}} \end{aligned} \quad (32)$$

假设此式的分子与分母都具有低通滤波器特性,则将分母的振幅响应除以分子的等效低通响应就得到函数的振幅响应。如果振幅响应以分贝表示,则将分母的响应减去分子的响应就得到函数的振幅响应。

相位响应是:

$$\beta = \arctan \frac{x_2 \omega T_2}{1 - \omega^2 T_2^2} - \arctan \frac{x_1 \omega T_1}{1 - \omega^2 T_1^2} \quad (33)$$

此处又可以将分母的响应减去分子的等效低通响应而得到总响应。延迟响应也可以用同样方法获得。二次型低通滤波器的参量 x 为正值。分子的 x 为负时,即 p 的奇次项的系数为负时,则是典型的非最小相位型的响应。振幅响应并不受影响,因为 $j\omega$ 的奇次项与偶次项是先分别相加,经平方后再求和的。至于相位响应与延迟响应则由于 $\tan \beta$ 是 $j\omega$ 奇次项之和除以偶次项之和的商,结果仅因为分子改变了该项的符号。在此情况下,可以写成:

$$\beta = \arctan \frac{x_2 \omega T_2}{1 - \omega^2 T_2^2} + \arctan \frac{(-x_1) \omega T_1}{1 - \omega^2 T_1^2} \quad (34)$$

通常,式中的 $(-x_1)$ 是一个正值。在全通网络情况

$$E(p) = \frac{1 - xpT + p^2 T^2}{1 + xpT + p^2 T^2} \quad (35)$$

所以

$$\beta = 2 \arctan \{x\omega T/(1 - \omega^2 T^2)\} \quad (36)$$

是“等效低通”网络的2倍。

将本节和第5节的公式及曲线综合应用，几乎任何形式滤波器的延迟响应都能计算了。下面讨论两个例外情形。

9. 高通滤波器

二次型高通滤波器的表示式为

$$E(p) = p^2 T^2 / (p^2 T^2 + x p T + 1) \quad (37)$$

这种分子的形式在低通滤波器中未曾出现过。它在原点处有两个零点。按照以前低通的方法计算一个 n 次滤波器分子的相角，可得 $\beta = \frac{1}{2} n\pi$ ，它是一个常数。所以在上述二次型情况下，

$$\beta = \arctan \{x \omega T / (1 - \omega^2 T^2)\} - \pi \quad (38)$$

因为对分子来说 β 为常数，所以 $(d\beta/d\omega)$ 为零，而

$$\frac{d\beta}{d\omega} = \frac{xT(1 + \omega^2 T^2)}{(1 - \omega^2 T^2)^2 + x^2 \omega^2 T^2} \quad (39)$$

与分母的等效低通滤波器的 $\frac{d\beta}{d\omega}$ 相同，而

$$\beta/\omega = \frac{1}{\omega} \arctan \{x \omega T / (1 - \omega^2 T^2)\} - \pi/\omega \quad (40)$$

因此，高通滤波器的群延迟与相位延迟之间没有一个精确的关系。

10. 陷波电路

第七节中已经谈到可以用“电阻消去法”制造这种网络。它在某一个频率上有很大的衰减——理想情况为无限大——而对邻近频率的振幅响应和相位响应扰乱很小。这种电路最常用于抑制单频率信号，例如抑制在频带边缘的载频等。对被抑制频率来说，通常可以得到 40 分贝以上的衰减量。被抑制的频带宽度则决定于回路实际的品质因数 Q 。

对于公式

$$E(p) = (p^2 T^2 + 1) / (p^2 T^2 + x p T + 1) \quad (41)$$

下式是成立的

$$E(j\omega) = (1 - \omega^2 T^2) / \{(1 - \omega^2 T^2) + jx\omega T\} \quad (42)$$

分母又是低通滤波器的形式，式中 x 通常是很小的。分子相当于一个 $x=0$ 的低通滤波器。按第五节 (vii) 处理的结果如图 5 所示。

在分母的响应中减去分子的响应后，结果如图 8 及图 9 所示。图 8 定性表示如何从有限抑制到完全抑制的响应。图 9 画出两种响应曲线，在几个特定的归一化频率 $1 \pm \frac{1}{2}x$ ， $1 \pm x$ 和 $1 \pm 2x$ 等处给出了近似计算值，对这几个特定频率，陷波器的衰减分别为 3 分贝、1 分贝和 0.25 分贝。为了检验近似值的准确度，特地列出 $x=0.1$ 和 $a=1 \pm 0.1$ 的表格

(表 1)。

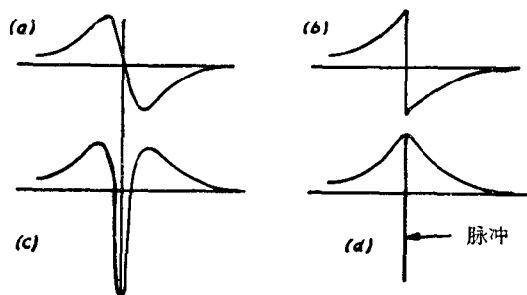


图 8 陷波器的延迟响应一定性比较

- (a) 有限抑制的相位延迟
- (b) 全抑制的相位延迟
- (c) 有限抑制的群延迟
- (d) 全抑制的群延迟

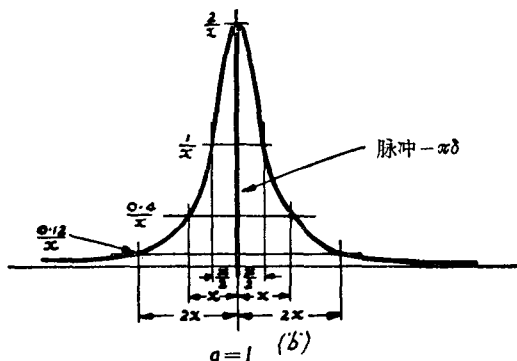
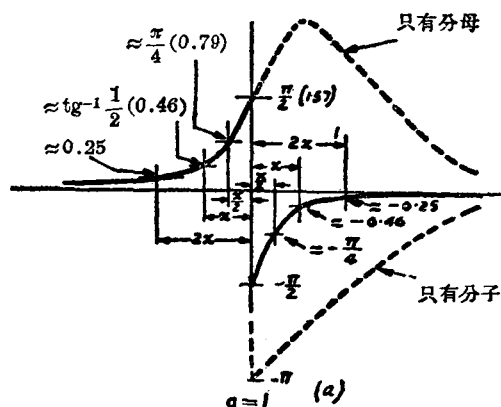


图 9 陷波器的延迟响应

- (a) 相位延迟; (b) 群延迟

顺便提一提，用扫描装置展示一个已校正过的陷波器的群延迟响应时，因为设备的限制不能正确记录 δ 函数。通常得到图 8(c) 而非 (d) 的图形。在展示振幅响应时，由于某些其他的原因，也会遇到类似的困难。图 9 和第一表说明，当相位延迟急变时，群

表1 核对近似值的准确度

归一化频率 α	真正值		近似值
	0.9	1.1	
频 应 (分贝)	-1.00	-1.05	-0.97
相 延 迟	+0.492	-0.439	± 0.464
群 延 迟	4.08	3.93	4.00
相对相延迟	+0.392	-0.539	$\begin{cases} +0.364 \\ -0.564 \end{cases}$
相对群延迟	3.98	3.83	3.90

延迟远远超过相位延迟。例如,在频率靠近 $\omega = \frac{1}{T}$

处,陷波器的衰减为 $1/\{1 + (\pi/2T \Delta\omega)^2\}^{\frac{1}{2}}$,这可以把前面的 $E(j\omega)$ 式按后节方法处理而得。图9(a)表示给定一个 $T \Delta\omega/x$ 值时,也就是给定一个衰减值时,可以近似认为陷波器的相位延迟与 x 无关。图9(b)的群延迟则与 x 成反比。在表1中,当 $\alpha=0.9$,两种相对延迟之比几近于10。

11. 狭频带近似

把表示2次低通滤波器的(13)式改写为

$$E(j\omega) = (1/\omega T) / [(1/\omega T) - \omega T] + jx \quad (43)$$

使 x 小至在频率靠近 $\omega = 1/T$ 处有一个很大的峰。现在只考虑在这样一个范围内的频率,即在这个频率范围内滤波器的作用就象一个简单的带通滤波器,令

$$\omega T = 1 + T \Delta\omega$$

$$\begin{aligned} \text{则} \quad (1/\omega T) - \omega T &\simeq (1 - T \Delta\omega) - (1 + T \Delta\omega) \\ &= -2T \Delta\omega \end{aligned} \quad (44)$$

在此频段中再作一次近似,可以写成

$$E(j\omega) \simeq 1/jx(1 + j2T \Delta\omega/x) \quad (45)$$

令 $2T/x = T_1$, 即 $T/T_1 = \frac{1}{2}x$, 得

$$E(j\omega) \simeq 1/jx(1 + jT_1 \Delta\omega) \quad (46)$$

这是在简单低通滤波器的特性上乘以常数 $1/jx$ 。这就是“狭频带近似”或称为“数学对称”,利用它可以把低通滤波器模拟为带通滤波器。例如耦合双调谐回路或参差双调谐回路都能象二次低通滤波器那样来处理。差别仅在于:

- (i) 通带中心频率相当于等效低通的零频;
- (ii) 等效低通处理成在正和负的频率范围内工作。

当通带对称调谐时,等效低通在零频两边的振幅响应与延迟响应都是对称的。设计接收机中频电路和发射机调谐回路等的最小相位滤波器就是采用这种近似方法的。后面还将提出如何用同样方法导

出的全通网络来均衡带通电路中的延迟畸变。

12. Gibbs 现象

前面讲过,影响振幅响应的各种最小相位滤波器有着不同的延迟畸变。也讲过某种非最小相位滤波器——“全通”网络——可以只改变延迟响应而不影响振幅响应。因此做一个全通的“延迟均衡器”,使其延迟畸变和某一个振幅滤波器互相补偿时,这两套网络作链式联接,就可以做到既有所需的振幅响应而又具有平坦的延迟响应。

但是,有两点要说明。第一,任何实用的网络(除了高通与低频衰减的回路之外)都是在低频有一定的延迟而在相当高频率(无穷大)时延迟为零。所以只可能在一段频率范围内均衡而使延迟平坦。在极高频率处,加了延迟均衡器反而使延迟畸变更大。实际使用时,对振幅小至可以忽略的那些频率,其延迟值是无所谓的。只要在振幅较大的频率范围内保持延迟平坦就够了。第二,理想的延迟均衡器需要用无穷多节网络,但实际上往往只要用有限的几节网络就能够得到足够好的延迟均衡了。

此外,到目前为止都假设不论振幅响应如何,延迟越平坦则瞬态响应越好。就作者所知,这是正确的。但是这样得出的最佳瞬态响应还不够理想。最终的限制是图10所示的 Gibbs 现象。图10表示当延迟响应完全平坦时^[9,10],振幅响应在 f_c 处突然截止的滤波器对阶跃函数的瞬态响应。

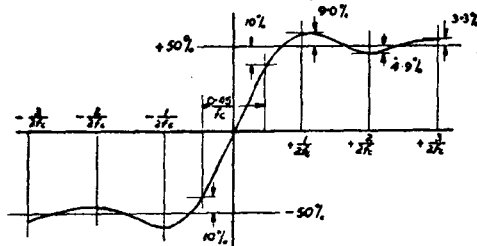


图10 Gibbs 现象。延迟响应完全平坦,在 f_c 处突然截止的滤波器,对一个跃变的瞬态响应

在这种理想状况下,建立时间为 $0.45/f_c$,上冲为 9.0%,并沿着时间轴向两个方向对称地脉动地延伸至无穷大。当输出跳变尚未到来之前,脉动波纹就向负方向延伸至无穷大,这是由于理想滤波器是由无限多节组成的,所以它对输入跳变而言,延迟为无穷大。在实际情况下,节数是有限的。虽然还没有从理论上得到证实,但是实际经验似乎是:附加一个 n 次的全通网络可以在输出脉冲上升未到来之

前产生 n 个最大或最小（似乎最小相位网络只产生上冲，在跳变之前不会产生波紋——这也是还没有得到理论证实的经验）。

具有平坦延迟特性和有限截止斜率的瞬态畸变是容易知道的，因此，可以规定一个最大截止斜率以保证瞬态畸变不超过某一最大值。di Toro^[11]给出了这种方法，但是该方法的计算量相当大。在实际情况下，滤波器的截止斜率一般都受到成本和技术等方面的限制。当滤波器的振幅响应规定以后再相应地调整延迟均衡。

13. 延迟响应测量

检查延迟响应最直接的方法是和一个校正好的时延线比较，但是这种仪器既贵又不容易制造，尤

其在测量频率高、延迟大如带通放大器的情况。另外的方法是直接测量相角 β ，再从中得到相位延迟 β/ω 。最近发表了利用这种原理制造的设备^[12]，其精确度达 1 毫微秒。

这里主要介绍群延迟计，它的精确度虽不如前者，但是可以用电压表来指示读数。因此可以用电表逐点测量，或用示波器结合扫频仪显示。用扫频法可以同时测量振幅响应和群延迟响应，图 11 是它的方块图，其工作原理如下：

用一个频率或扫频讯号发生器作为输入讯号，加以 50~150 千赫的幅度调制，然后送入被测的网络、放大器或接收机。经过解调的讯号通过一个有快速自动增益控制作用的放大器，然后送至鉴相器的输入端。

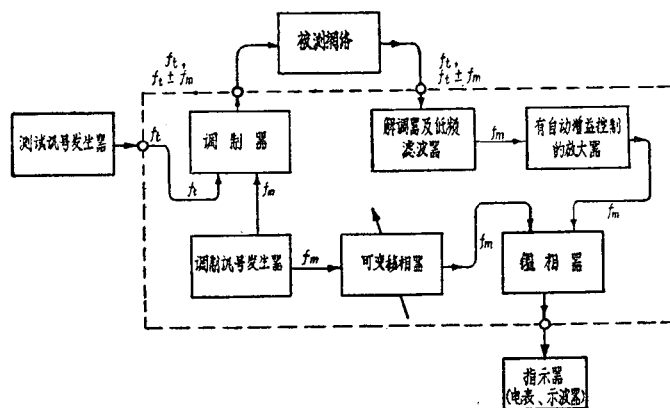


图 11 群延迟计方块图

通过一个校好刻度的可变移相网络，把调制讯号馈入鉴相器的另一个输入端。鉴相器输出的直流电压与被测网络的群延迟成正比。

经过调制以后，假设用来测量的讯号包络是 150 千赫正弦波。它通过被测网络时就产生相移，使包络有 $(d\beta/d\omega)$ 的延迟， $d\beta/d\omega$ 为网络在测试频率处相位响应的斜率。经解调器（通常都是包络检波器）到达鉴相器的讯号比原来延迟了一个时间，即包络延迟。鉴相器可以指示出检波后的讯号与经移相器的原来讯号的相角差。该相角差可以用时间 $\tau = \phi/\omega$ 来表示，此处 τ 为延迟时间， ϕ 为相移（弧度）， ω 为调制频率（弧度/秒）。

这种方法的最大优点在于它对视频、中频或射频讯号延迟的测量都能适用。频率的上限仅决定于调制级的设计。第二个优点是输出可以用示波器观察，所以适用于扫频法。

再者，用此法测得的是相对延迟，不会产生误

差。用相移粗调器任意调节至使其频率的读数为零，然后用有刻度的移相器求出其它频率与该点的相对延迟。

因为零点是任意放置的，所以仪器本身的固定延迟可以不计。又因为调制频率是固定的，所以相移精调控制器的刻度可以用群延迟直接标出。输出电压指示器也可以用移相控制器校核，方法是在改变控制器的同时，观察输出电压（与延迟成正比）的变化。

这方法有一个限制，即它不能读出较低视频频率的延迟。这一点和调制频率的选择也有些关系。如选用 50 千赫作调制频率时，可以测到 150 千赫，频率再低则调幅时产生的边带将有直接进入鉴相器的危险（要防止这一点，测视频时可加一个高通滤波器和解调器，中频和射频读数通常得自接收机，它总是有解调器的）。

另一方面，如果选用 150 千赫作调制频率时，最

低的視頻範圍就只有 450 千赫左右，但此时儀器的灵敏度增加了。鉴相器的輸出是与相角成正比的，所以当頻率較高时，同样的延迟相应地有較大的相移，因此輸出較大。利用这一点可以得到較大的灵敏度或較小零点漂移。事实上，如果鉴相器在 150 千赫 $\pm \frac{1}{2}$ 弧度範圍内是線性的話，就能相应地得到 ± 500 毫微秒的讀数。在絕大多數場合下这是綽綽有餘的了。

因为这种測量設備是一个相位計，当兩路輸入訊号的相位差是 0° 或 180° 时，輸出同样是零。如果在 0° 时輸出調至零，某相位差值为正讀数；如在 180° 时輸出調至零，同样的相位差就得到負的讀数。但是，如果按正确步驟来調整，這個問題是可以避免的。

自动增益控制放大器引起的時間延迟是个麻煩。由于这个放大器工作在 150 千赫，把帶寬做到

4 千赫左右是很容易的，这样的帶寬有助于去除杂散訊号的干扰。但是，如果这样的帶寬是用三級临界耦合双回路做成的話，該放大器将产生 340 微秒的延迟。扫頻訊号在 $\frac{1}{100}$ 秒內变化 15 兆赫，所以

这 340 微秒相当于变化 $\frac{1}{2}$ 兆赫的时间，因此用扫頻訊号同时測振幅响应及延迟响应时，振幅响应的頻率标记信号在用于延迟响应时将移动二分之一兆赫。对較低的調制頻率而言，這個問題更加突出。这是可以解决的，但必須提出而給予注意。

14. 全通网络的实现

全通网络的傳輸特性

$$E(p) = \frac{p^2 T_0^2 - x p T_0 + 1}{p^2 T_0^2 + x p T_0 + 1} \quad (47)$$

可以用許多方式实现，在实用上各有优点。图 12 的线路摘自文献[3]。

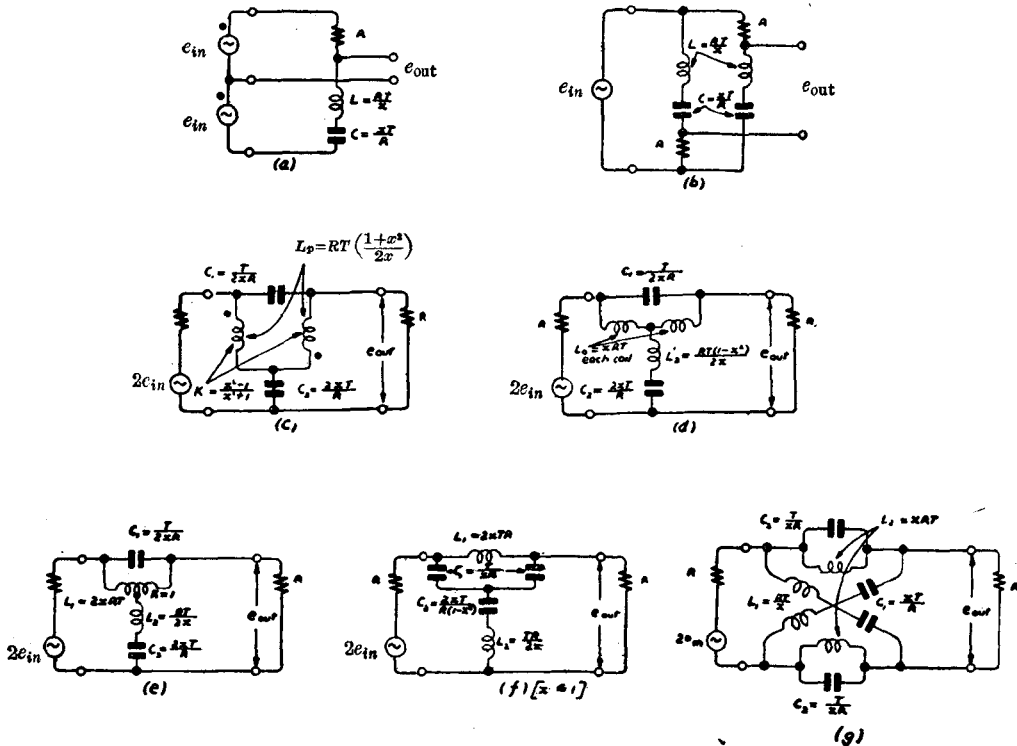


图 12 全通网络的各种型式

$$\frac{e_0}{e_i} = \frac{p^2 T^2 - x p T + 1}{p^2 T^2 + x p T + 1}$$

这些网络各有两个通道(参看第七节)。兩路中至少有一个頻率是反相的。图 12(a) 是二次型回路。如令 L 为零及 $C = T_0/R$ ，則該网络成为我們熟悉的移相器，它可以用变压器或者电子管倒相器(通

常用負載分裂式倒相器即板、阴极輸出倒相器)饋电。这种网络虽簡單，但要求电源內阻低，負載阻抗高。图 12(b) 也是如此，并且也是主要用于 L 为零及 $C = T_0/R$ 的場合。如果用两端都不接地的变压

器饋电时,同样的輸入电压,图 12(b)的輸出电压比图 12(a) 大一倍。

图 12(c)、(d)和(e)是相同的滤波器,只是电感网络的实现方式不同而已。图 12(c) 的一对线圈是互感耦合。如 x 大于 1, 耦合系数 k 为正, x 等于 1, k 为 0, x 小于 1, k 为负值。 k 为负值时,线圈的耦合状态和图中的情况恰相反。图 12(d) 的电感网络可认为是图 12(c) 的等效 T 型网络。注意当 x 小于 1 时, L'_2 是负的,此时只能用互感来实现。图 12(e) 可用作可变延迟网络。如 L_1 与 C_2 同时改变,并且令

$$L_1/R = C_2R = T_1 = 2xT_0$$

而 L_2 与 C_1 也是同时可变的(但与 L_1 及 C_2 无关),而且满足

$$L_2/R = C_1R = T_2 = T_0/2x$$

时,则

$$x = (T_1/4T_2)^{\frac{1}{2}} \text{ 及 } T_0 = (T_1T_2)^{\frac{1}{2}} \quad (48)$$

图 12(e) 这个滤波器可以在元件很少的情况下,在很大的范围内逐级改变响应形状(决定于 x) 和频率标度(决定于 T_0)。这就是有名的“可变相位校正器”。事实上 x 、 T_0 或 T_1 、 T_2 这两对可变参量可以说明任何低通或全通的二次型滤波器。

比较图 12(f) 和图 12(d), 可以看出两者的差别仅在容抗和感抗对换,其中 (d) 的元件 x_d 和对应的 (f) 的元件 x_f 应满足 $x_d x_f = R^2$ 的关系。在图 (d) 中当 x 大于 1 时, L 为负值,图 (f) 中的 C 也应为负值。但是,这一点是不能实现的,因此图 (f) 的线路只适用于 x 小于 1 的范围。当 x 等于 1 时,图 12(d) 的 L'_2 为零,同样图 (f) 中的 C_2 也没有了,这时两个线路都简化成只有两个电感和两个电容。

图 12(c) ~ (f) 四个网络都是不平衡的,适用于和同轴电缆连接。图 12(g) 是平衡的,宜用于平衡线路,在电视中很少用到,在电话中则常有应用。因为这种滤波器常常用作全通网络的例子,所以此处也列出以作比较。

图 12(e) ~ (g) 五种网络都是定阻型的。就是说,当网络一侧接上额定电阻时,在另一侧就呈现同样的阻值。所以就理论上说,这种网络不论多少个都能以链式组合起来使用而不致发生相互影响。这是件好事情,但是这只在图中的电抗元件完全无损耗时才能做到。因此使用的元件必须有很高的品质因数 Q , 才能使性能接近于理想状况。

必须看到,当 x 和 T (或 T_1 和 T_2) 给定时,各种形式线路的性能是相同的。至于选用哪一种结构形

式,纯粹决定于线路和结构上的方便。

图 13 又是一个不平衡网络,它是含有 1 比 1 理想变压器和阻抗 Z_1 、 Z_2 的基本桥型网络。当 $Z_1 Z_2 = R_0^2$ 时,它就成为定阻网络。此时传输比

$$\frac{e_0}{e_i} = \frac{2Z_2 - R_0}{2Z_2 + R_0} = \frac{2R_0 - Z_1}{2R_0 + Z_1} \quad (49)$$

这种线路形式和它的表示式都很有用。

(i) 如 Z_2 为纯电抗,上述网络是全通的。一个纯电抗网络在它的运算式中只含有 p 的奇次项。所以 (49) 式中不能消去任何偶(零)次项,例如 R_0 。 Z_2 是纯电抗,故 Z_1 也必须是纯电抗。有了上述概念,就很容易计算图 14 中各滤波器的常数。使得不用链式组合就能得到高次滤波器。

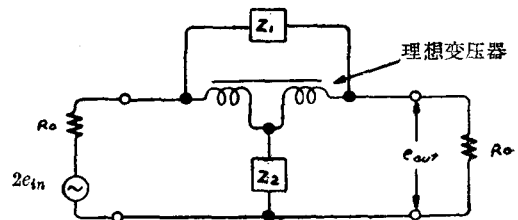


图 13 不平衡全通桥式网络

(ii) 即使桥臂不是纯电抗,在某种程度内,也可以采用“电阻消除电路”。例如图 15 中的 Z_2 不可避免地附带串联电阻 R_s , 如并上一个 R_p 可以补偿 R_s 的影响,它们之间的关系应满足

$$R_0^2(R_s + R_p) = 4R_p^2R_s$$

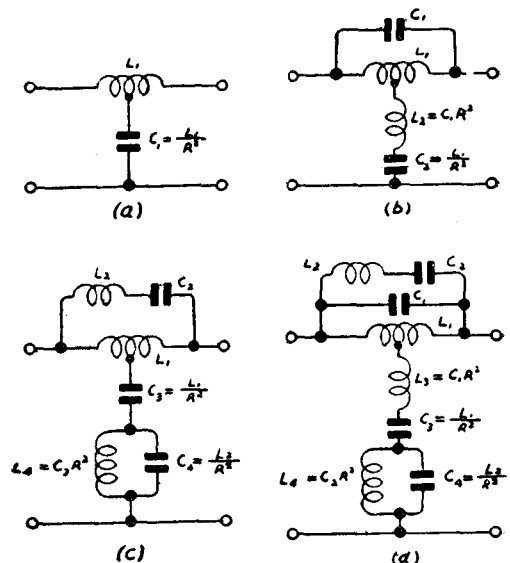


图 14 自图 13 导出的 1~4 次全通网络

(a) 一次型 (b) 二次型 (c) 三次型 (d) 四次型

在 $R_s \ll R_0$ 时, 上式近似为 $R_p R_s = \left(\frac{1}{2} R_0\right)^2$ 。加了上述补偿电阻以后, 相当于在全响应中加入一个插入损耗,

$$\frac{1-2R_s/R_0}{1+2R_s/R_0} \text{ 或 } \frac{Qx-1}{Qx+1} \quad (50)$$

其中 Q 为品质因数 $L/T_0 R_s$ 。事实上, 这个插入损耗值等于未加电阻消除回路时振幅响应的最大误差值 (当 $\omega = \frac{1}{T}$)。当 Q 或 x 减小时, 插入损耗增加如表 2 所示。当然这是在假定 Z_1 已经调整到满足 $Z_1 Z_2 = R_0^2$ 条件下的情况。

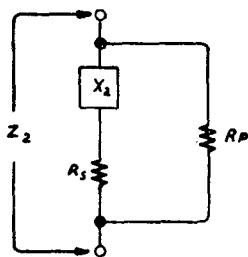


图 15 电阻消除回路

$$R_0^2 (R_s + R_p) = 4 R_s^2 R_p$$

$$\text{如 } R_s \ll R_0, \text{ 则 } R_p R_s \approx \left(\frac{1}{2} R_0\right)^2$$

事实上, Z_1, Z_2 都要准确地消除电阻是不可能的。通常做到近似地消除就够了 [13]。

表 2 电阻消除回路的插入损耗

Q	x	介入损耗 (db)
100	1.6	0.1
100	0.5	0.3
50	0.5	0.7
50	0.2	1.8

(49) 式指出了实现定电阻陷波网络的可能性。

如果 Z_2 是一个 RLC 串联网络, 其中 $R = \frac{1}{2} R_0$ 。则

$$\begin{aligned} \frac{e_0}{e_i} &= \frac{2pL + R_0 + (2/pc) - R_0}{2pL + R_0 + (2/pc) + R_0} \\ &= \frac{p^2 Lc + 1}{p^2 Lc + pc R_0 + 1} \end{aligned} \quad (51)$$

而 Z_1 则是一个 RLC 并联网络。

(iii) 转化成桥型网络一事, 指出了如何在射频段利用图 16(a) 或 16(b) 的同轴环型网络, 实现全通网络。选定一对输入端, 取接上正常终端电阻没有输出的一侧作输出端 (见 (iv))。两个电抗网络 Z_1 是相同的, 其中一个经过 $1/4$ 波长的同轴线把阻抗值反转过来。如果用谐振腔作为 Z_1 时, 谐振频率决

定 T_0 , 而其特性阻抗将决定 x 。

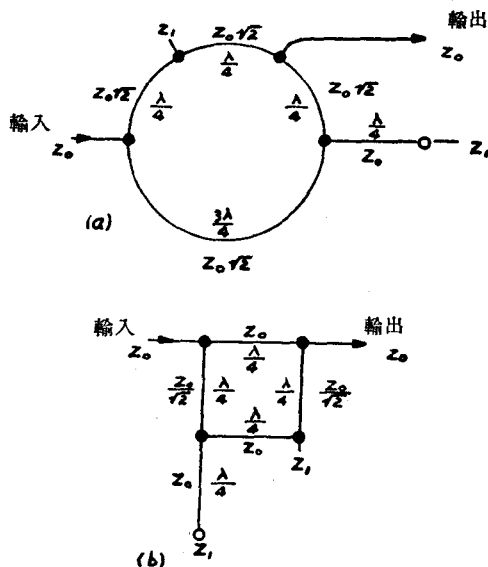


图 16 同轴环型网络作全通网络

(iv) 如 $Z_1 = 2R_0$ 及 $Z_2 = \frac{1}{2} R_0$, 则传输率为零。这是用正常电阻值作终端的情况, 但不是我们所需要的情况。在这里提出是为了证实 (iii) 中关于桥的输出臂的情况。

除了前面两种以外, 全通网络总是恒值电阻结构。其优点是无源的, 特别当用于低阻抗线路时, 容易做到而不受杂散线路, 如分路电容的限制。如果可以采用电子管电路, 灵活性就更大。例如, 用图 12(a) 的电路和一个倒相器连合时, 就成为只须调整 R 或 C 的简单的可变一次型网络。西德有一种电视

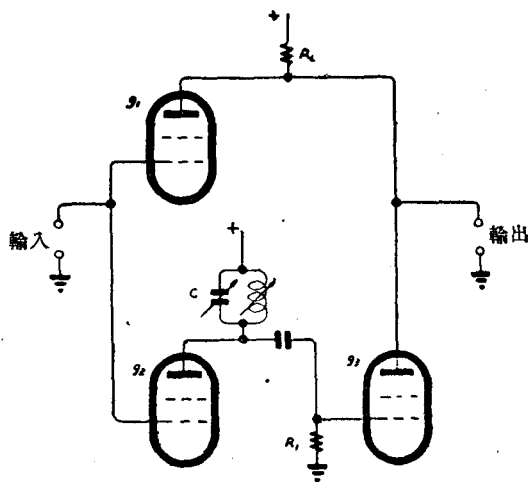


图 17 用电子管的全通网络

机,采用了这种电路的变形^[4]。图 17 的电路用三个电子管,它既有延时調正还有增益。它的工作情况如第七节所述,可以看出图 17 是满足图 7 的需要的。这里假定耦合电容很大, R_1 是調諧回路的阻尼电阻。

真正做到全通的条件是: $g_2 g_3 R_1 = 2 g_1$ 。滤波器的参数是:

$$T_0 = \sqrt{LC} \quad \text{和} \quad x = (L/C)^{\frac{1}{2}} R_1 \quad (52)$$

为了說明电路的灵活性,改用下列形式表示:

$$T_1 = 2L/R_1 \quad \text{和} \quad T_2 = \frac{1}{2} CR_1 \quad (53)$$

即一旦 R_1 选定及互导 g_1, g_2, g_3 校至平衡,滤波器在改变 L 时, T_1 就按比例連續变化,調 C 时 T_2 亦按比例連續变化。調节范围主要决定于电感的可变程度。加开关变换电感就可以扩大調节范围。

第二通道是高增益,允許使用較低阻抗的調諧回路。所以在視頻範圍內杂散电容不致成为限制 T_2 的严重問題。第二通道的頻寬有限,并工作于交流状态,如果須要傳送直流成分,可以仅仅依靠电子管 g_1 。負載 R_L 处于“全通网络”之外,所以它可以用适当的高頻补偿电路与輸出耦合。

图 17 的电路簡化成图 18 后,灵活性差了些,但是在頻段較窄的場合,例如高质量接收机的輸出級,仍是很有用的。此时全通条件是:

$$g_2 = \{g_1 / (1 + g_1 R_K)\} + (2/R_2) \quad (54)$$

如令

$$(1/R_1) = \{g_1 / (1 + g_1 R_K)\} + (1/R_2) \quad (55)$$

則得与前面相同的形式

$$T_1 = 2L/R_1 \quad \text{和} \quad T_2 = \frac{1}{2} CR_1$$

至于直流耦合和負載 R_L 的情况也和以前一样。

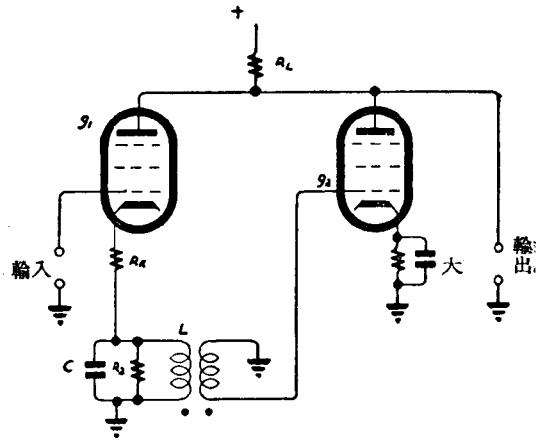


图 18 簡化的电子管全通电路

全通滤波器的調整可以簡單地記住这样一点,即 $LC = T_0^2$ 。以图 12(e) 为例,如 C_1 被短路。該网络就只剩下一个諧振回路 $L_2 C_2$ 跨在綫路上 (因为 L_1 的耦合系数为 1,外面两端短路时呈現零阻抗)。 $L_2 C_2$ 在 $\omega = 1/T_0$ 处的阻抗最低,因此該頻率的輸出也最小。同样如 $C_2 L_2$ 支路开路, $L_1 C_1$ 成为串在綫路中的并聯諧振回路。因此在同一頻率的輸出也最小。在图 17 中如电子管 g_1 停止工作,在

$$\omega_0 = 1/T_0 = 1/\sqrt{T_1 T_2} \quad (56)$$

处將出現峰值。

說明网络参数的各种方法

将本文所用的符号和其他文章采用的比較一下是很有趣的。如表 3,前三种沒有多大区别。形状参量是相同的,仅仅符号不同而已。本文中所用的時間参量在 Gouriet^[15] 与 Turner^[16] 則取頻率参量。Allnatt^[17] 和 Amos & Birkinshaw^[18] 也同样用頻率参量,但形状参量的表示稍有不同。

表 3 各文献中有关全通网络的等效設計参数

本 文	Gouriet	Turner	Allnatt	Amos & Birkinshaw	Bünemann	Cintel
x	q	m	$1/2m$	$1/\sqrt{m}$	$\frac{2\gamma_0}{\sqrt{\gamma_0^2 + \omega_0^2}}$	$\sqrt{(T_1/4T_2)}$
T	$1/\omega_c$	$1/\omega_c$	$1/\omega_0$	$1/\omega_r$	$\frac{1}{\sqrt{\gamma_0^2 + \omega_0^2}}$	$\sqrt{(T_1 T_2)}$

Bünemann^[19] 以 γ_0 和 ω_0 作参量,两者分別与网络极点(在全通网络中也包括零点)的实数坐标和虚数坐标相当。这样作的优点是,如果网络的延迟响应有峰时,峰的位置必在靠近 ω_0 之处。又群延迟的峰值必然靠近 $2/\gamma_0$ 。由此可見, Bünemann 原文中图 1 的虚綫 ($f_0 = 0$) 是属于(4)式所描述的一次型网络。对于(3)式的二次型网络,如 $f_0 = 0$ 时,只要

將坐标值(微秒)加倍,該虚綫綫仍可以适用。

至于 Cintel 应用的符号,前已說过,特別适用于可調全通网络。

各种系統的区别主要在于:(a)前五种只用一簡單符号(形状参量)和一个頻率参量[差別在于时间与頻率(或時間的倒数),决定于使用的方便];(b)后两种各用两个頻率参量。各个系統各有其优点。必

須注意各系統中加于“m”这个字母的意义是不同的。

15. 澳大利亚广播委员会的全通网络标准

澳大利亚广播委员会标准电视监视接收机规定^[20]“……中、低视频段延迟应为定值,而高频段的延迟增加,相当于这样一节全通网络,即在5.5兆赫处的时延为最大值,而在4.5兆赫处的群延迟为120

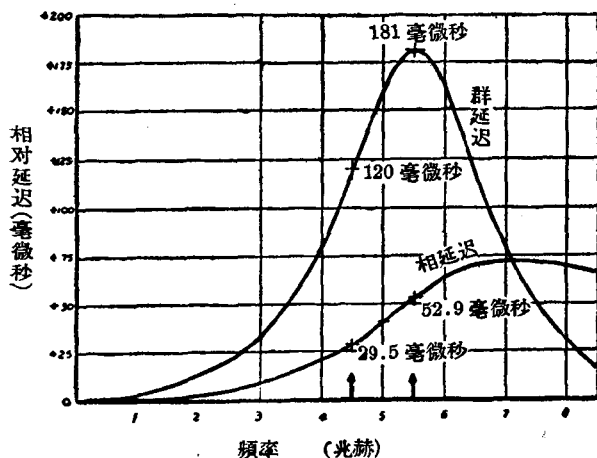


图 19 澳大利亚广播委员会标准网络的延迟响应

毫微秒。如果用上述参量表示的话,这是一个二次型网络,其 $x=0.5376$ 而 $T_0=27.85$ 毫微秒,或者 $T_1=29.95$ 毫微秒和 $T_2=25.90$ 毫微秒。插入延迟为 29.95 毫微秒,最大相对群延迟(在 5.5 兆赫)为 181 毫微秒。整个视频范围的相对群延迟和相延迟响应曲线如图 19 所示。做成这个滤波器并无多大意义。该标准假定,在规定的延迟响应得到满足时,接收机的振幅响应在 5.5 兆赫处有很大的衰减以抑制内载波伴音。在 5.5 兆赫以上,先有一些上升,然后突然下降。

全通网络必须和一个延迟响应完全平坦(即直线相位型)^[13]的低通滤波器联合使用,但是做这样一个滤波器还不如直接做一个接收机。一个标准滤波器是二次型的而一个接收机是可以高达十七次的滤波器。所以在最佳情况下,接收机也只能做到近似于规定的特性。但是这已经可以了。

有些用于质量检验的接收机,解调后振幅和延迟响应都可平坦到 8 兆赫,上述

方法就不太行了。在这种情况下,就要加一个额外的低通滤波器,使它在 5.5 兆赫处抑制内载波伴音,同时,供给标准延迟畸变,这样才能检查发射机预畸变的效果。

全通滤波器的延迟响应和两个具有同样的 x 和 T_0 的低通滤波器相同。但是,这也是不合适的,因为“等效低通”滤波器在 5.5 兆赫处有很高的峰值。用单纯的低通滤波器时,如果要在接近最平坦的振幅响应同时,获得所要求的延迟响应,则在通带以上的衰减斜率要很大。这一点要用高次型滤波器才能做到,就是说要用多节滤波器,才能更接近于正常的接收机。

但是,还有另外的方法。在陷波器中分子的群延迟为零。因此用一对调整适当的陷波电路,可以得到所需的延迟响应,同时,在 5.5 兆赫及另一频率处有很大的衰减,到 8 兆赫为止尚有足够大的衰减量。8 兆赫以上的衰减量虽然减少了,但整个系统中其它部分产生了衰减,因此还不成问题。

图 20 是最小值位于 5.5 和 7.5 兆赫时所得的振幅响应。此时

$$E(p) = \left(\frac{1 + p^2 T_1^2}{1 + x p T_0 + p^2 T_0^2} \right) \times \left(\frac{1 + p^2 T_2^2}{1 + x p T_0 + p^2 T_0^2} \right) \quad (57)$$

式中 $x=0.5376$, $T_0=27.85$ 毫微秒, $T_1=28.94$ 毫微秒, $T_2=21.23$ 毫微秒。用二节如 14 节所述的定值电阻陷波网络,稍经修改后就能实现。它的振幅响应并

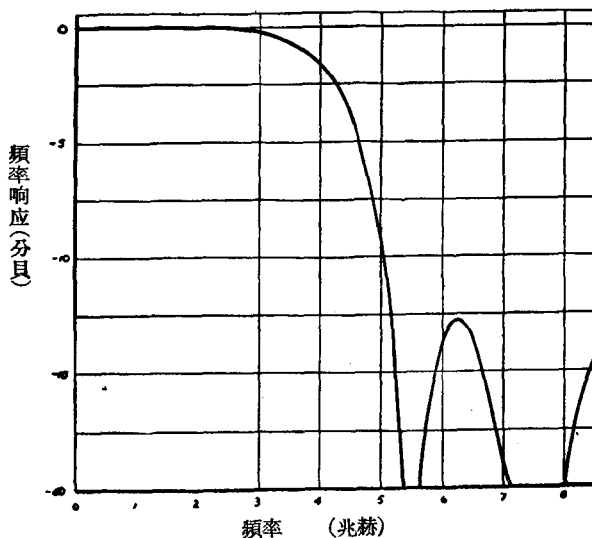


图 20 具有 ABCB 标准延迟响应的陷波网络的振幅响应