

雷达站特殊元件

結構設計与工艺

內部教材

姬德兴編

北京科学教育編輯室

1962. 1

序 言

無線電工業是我國社會主義建設中一個重要組成部分。在現代無線電技術領域中，脈沖——微波技術的發展，已經取得了許多重要的成就，並有着極為寬廣的發展前途。

眾所周知，任何無線電設備，都是由成千上萬個元件所組成的。其中包括在各種設備中通用的元件（例如，電阻、電容、電位器等等通用元件），也包括根據設備的特殊用途和技術要求而設計製造出來的所謂特殊元件。不提高元件的技術水平，無線電技術的發展是不可想像的。

因此，研究和製造近代無線電設備中這些特殊元件，是十分重要的。

本課程所闡述的，乃是用于雷達站中的，某些最主要的特殊元件底結構設計和製造工藝。

結構設計和製造工藝，在無線電工程中，具有極為重要的地位，不是偶然的。無線電技術的發展，是跟基于一定理論基礎、日益進步的生產技術和不斷豐富的經驗，而能在實際上創製出完美和新穎的無線電元件及裝置所不可分割的。尤其在近代，對無線電設備提出了愈來愈高的技術要求，例如：準確性高、體積小、重量輕，並能在各種惡劣的自然環境、工作條件下，具有高度穩定性，等等。顯然，滿足這些要求，只圖通過改良電路的唯一途徑，往往並不有效，必須在結構工藝上採取措施。

大家知道，設備的技術性能，在很大程度上，取決于用以裝置它的各別元件之質量。這可以从可靠性來論證它：

$$H_{06m} = H_1 \times H_2 \times H_3 \times \dots$$

式中， H_{06m} 表示設備的可靠性，而 H_1 、 H_2 、 H_3 …… 分別表示組成該設備的全部元件的各別可靠性。由此式可見，如欲提高設備的可靠程度，必先提高各元件的可靠性；並且各個元件的可靠性，應該高于整套設備的可靠性；而如果設備中包含着一些可靠性低的元件，則該設備的總可靠性之高低，將首先決定于這幾個不大可靠的元件。

从可靠性方面推想可知，提高元件的各個質量指標，努力發展元件的設計和製造技術，確是極其重要的。

在本門課中，共分為兩篇。第一篇闡述各種用途的人工綫，其中包括各種延遲綫及雷達發射機里脈沖調制器中的脈沖形成綫；各種脈沖變壓器；指示器中的磁偏轉系統及移相電容器。在學習本篇前，學生應具備脈沖技術的理論基礎，和有關雷達發射機、指示器的一定的專業知識，從而有助於在本課中，根據它們的電參量要求分析其結構特點，討論其結構設計方法、製造工藝中的問題，關於測試方法；也作了一些介紹。

第二篇講述最常用的幾種微波元件。該篇是在學完“電磁場理論”課後學習的。微波元件種類很多，不可能一一詳加討論，祇能擇其重要的應用最多者進行較詳細地闡述。微波元件是在同軸傳輸綫——波導管的技术基礎上發展出來的，型式、用途不一，分類方法也很多：有按微波網絡的端偶數分的，有按均勻或非均勻的特性分的，也有按其用途來分的。本課程

对微波元件的研究，偏重于它的实际结构及应用，因此在这一篇里乃针对主要的微波元件，按其不同用途，分别讨论之。其中包括：谐振线、谐振腔、传输线及其接头、短路及电抗元件、衰减器、终端器、移相器、过渡匹配元件与方向耦合器等。通过本篇学习，使学生掌握一般微波元件的基本工作原理，了解其性能指标，并能进行结构设计及有关电参量同结构工艺的分析。

微波元件通常采用精密的机械加工来制造，有关精密机械加工工艺方面的知识，在“仪器制造工艺学”课程中，曾作了详尽的讨论，本课程将不作重复地叙述。

微波元件随着微波技术的发展而不断的发展。对于绝大多数微波元件说来，无论其结构、型式如何，在电气性能上，通常要求它具有小的驻波比和宽广的频带，并要求相应的减小重量、缩小体积、简化结构和便于加工。

由于微波技术的巨大应用价值，和不断缩短波长的重要性，无线电电子学所采用的波段正在不断展宽、发展，过去大约每十年开辟一个新波段。随着工作波长之不断缩短的毫米波甚至更短波长的发展中，在微波元件的结构上，和由于加工方法上出现的技术局限性，必将导致结构工艺新的革命。

雷达站特殊元件結構設計与工艺

目 錄

序 言

第一篇 脈冲設備元件

第一章 人工綫	1
第二章 脈冲变压器	46
第三章 偏轉綫圈与聚焦綫圈	81
第四章 移相电容器	99

第二篇 微波設備元件

第五章 諧振綫	112
第六章 諧振腔	146
第七章 微波傳輸綫及其接头	161✓
第八章 短路及电抗元件	187✓
第九章 衰減器及終端器	198✓
第十章 移相器	232
第十一章 微波傳輸綫过渡元件	244
第十二章 方向耦合器	258

第一章 人工綫

§ 1.1 概 述

人工綫是脈冲技術設備中重要元件之一，用它可以延遲脈冲和形成脈冲。

在很多場合里，常有必要將脈冲延遲一段時間，並且要求延遲後的脈冲形狀在允許的畸變範圍內。例如在普通示波器中只能觀察連續波形，但在綫路上加了延遲電路，如图1.1.1所示，則普通示波器就可成為脈冲示波器，即能觀察脈冲波形。其延遲電路乃由人工綫來組

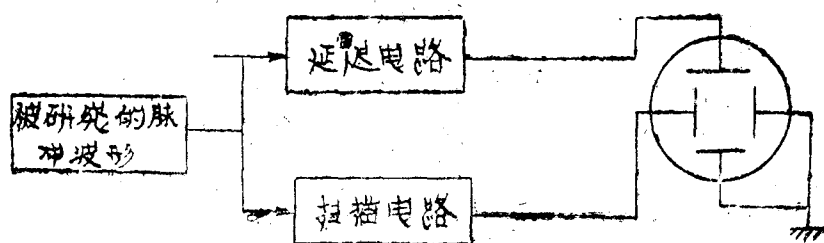


圖 1.1.1 脈冲示波器方塊圖

在雷達站中，人工綫是用來產生周期性的大功率脈冲高壓來調制發射機的超高频或微波蕩器。人工綫是調制器的一個組成部分，如图1.1.2所示，借開關之助，在負載兩端可以得到矩形波。

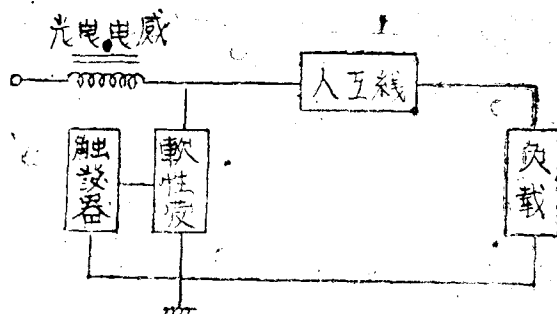


圖 1.1.2 調制器方塊圖

用于儲能元件的人工綫，可以分为电感儲能和电容儲能两种。电感儲能調制器由于效率和改善波形矛盾，用得很少；而电容儲能者的波形和效率是不矛盾的，波形好时效率也高，因而它被广泛的采用做为脈冲調制器中的儲能元件。

§1.2 电磁式延迟綫

(一) 工作原理

脈冲的延迟可用傳輸綫来作到。如所周知，电磁波沿傳輸綫傳送时有其一定速度，即等于光速。当傳輸綫的始端有电压脈冲輸入时，这个脈冲便沿綫向終端推。进如果相移 l ，則出現在綫終端脈冲在出現時間上要比綫始端的輸入脈冲落后一段時間，这段时间等于

$$\tau = \frac{l}{C} = \frac{l}{300} \text{ 微秒}$$

式中 C 是光速，綫长 l 的单位是米。

如果傳輸綫沒有損耗而綫終端又无反射，則脈冲通过傳輸綫时不发生畸变，因为无損耗綫的波阻抗 $w = \sqrt{\frac{L}{C}}$ 及时延 $\tau_0 = 1/\sqrt{LC}$ (或相移 $\alpha = \omega/\sqrt{LC}$) 都不随脈冲所含諧波的頻率而变。

但是，用真实傳輸綫来延迟脈冲事实上是做不到的，因为仅仅要求延迟 1 微秒时，傳輸綫的长度就該 300 米。

为了使綫的长度能为实际設備所接受，必須将真实傳輸綫的分布参数集中起来，这就是說，必須用具有集总参数的綫圈和电容器构成人工傳輸綫来代替真实傳輸綫。不过以后将看到，这样代替之后，脈冲形状将发生某些畸变。

电磁式延迟綫又可分为分布参数式和集中参数式两种。

(二) 分布参量的电磁式延迟綫：

最简单的具有分布参量的电磁式延迟綫的結構是一段同軸電纜。对于这种綫，我們有

$$w = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad \tau = 1/\sqrt{L_1 C_1} l$$

其中：

L_1 ——单位长度的电感量

C_1 ——单位长度的电容量

l ——電纜的长度

延迟時間也可表成如下形式

$$\tau = 0.33 \times 10^{-6} l \sqrt{\epsilon} \text{ 秒}$$

其中： l ——電纜长度（厘米）；

ϵ ——媒質的介电常数。

高频電纜中填有介質，但因其 ϵ 一般也不大，並不能使长度問題获致改善。为了得到

微秒的延迟, 具有聚乙烯的电缆, 也须有 200 米长。

倘如同轴电缆的一根导体做成电感线圈的形式则延迟綫的体积就会减小。

这种延迟綫的结构示于图 (1.2.1)。

綫的螺旋式导线平绕在聚乙烯管子上, 导线直径为 0.575 毫米 (每厘米长度为 1.5 匝), 内导体与外导体之间的绝缘也是聚乙烯, 外导体用直径为 0.15 毫米的绝缘铜导线的编织物制成的。要有聚乙烯保护外壳。延迟綫的参量为 $w=830$ 欧和 $\tau=1$ 微秒/每 50 米。

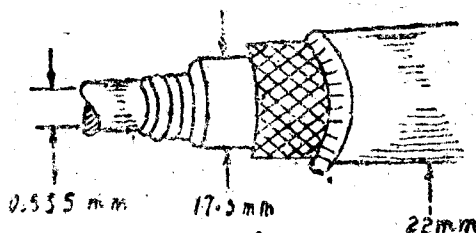


图 1.2.1 均匀延迟綫的结构

类似这样的延迟綫, 可以作成可变延迟綫, 见图 (1.2.2) 电缆内导体作成螺旋式绕组型式, 绕于绝缘基体上, 並使之接地, 处于地电位, 包以绝缘介质夹层后, 再绕以螺旋式绕组的外导体。当把此电缆制成环形以后, 以接触刷沿着电缆环的外导体转动接触, 即可获致可变延时的效果。

电缆的终端负载应该等于其特性阻抗, 以免产生反射, 负载接在接触刷与地之间。可以想见, 接触刷在电缆上的压力应该尽量不大, 否则, 势将改变綫的分布电容量。

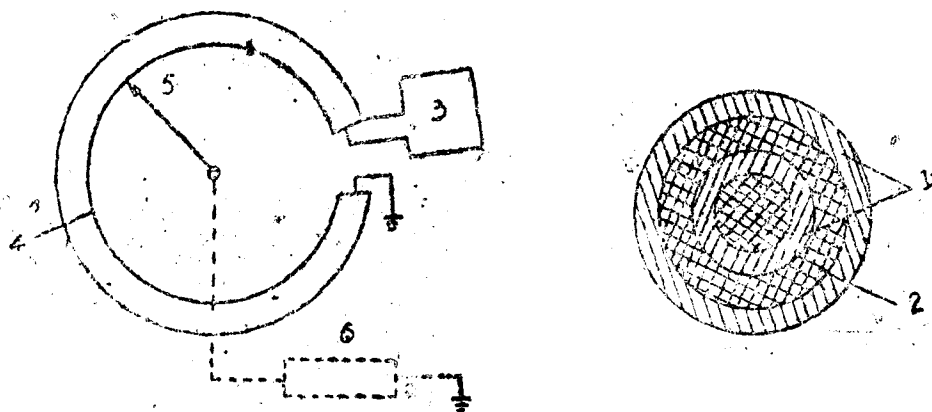


图 1.2.2 可变延迟綫,

- | | | | |
|--------|--------|-------|-----------|
| 1—内外导体 | 2—绝缘 | 3—脉冲源 | 4—环形延迟綫外表 |
| 5—接触刷 | 6—外接负载 | | |

理論上說, 延迟綫为均匀的。而实际上, 它們的参量随着信号频率而变, 而且沿着长度是不均匀的。

綫的电感量随着频率变化, 是因为当綫的长度与波长可比較时, 沿不同綫匝流通的电流发生相位移, 这将导致电感量随着频率的增高而减小, 或者说, 延迟时间随频率之增高而减小。为此, 可以采用附加分流电容的方法来校正这种不良的频率特性。

图(1.2.3)示出具有校正措施的均匀线结构。在直径为 6.25 毫米絕緣管上用噴銅或胶合銅的方法沿縱長方向复盖四条相等的导电层，厚度 0.8 毫米；其中三条接地，而第四条又分裂为一系列片状，每片长度 24.6 毫米，間隙 0.8 毫米；导电层外敷上薄的絕緣层，再繞以直径为 0.106 絕緣导线。此线 25 厘米长可延迟 1 微秒，延迟頻率特性见图(1.2.4)。

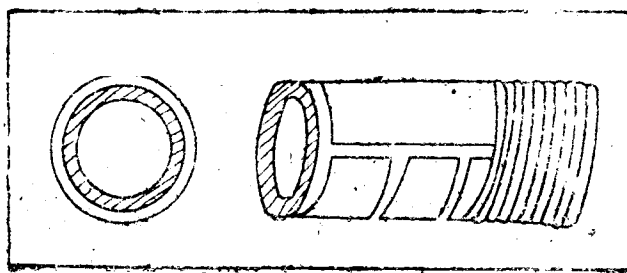


圖 1.2.3 具有校正片的均匀線

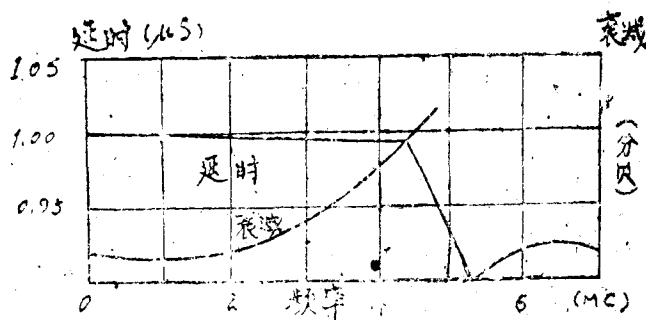


圖 1.2.4

可以这样来理解这种校正。在如同一般延迟线那样只有外繞导线、內有一条接地导体的时候，由于在頻率增高时，电感性电流的相位滞后而使線的有效电感量下降，所以它的頻率特性是逐渐趋低的形状（见图 1.2.5 中 $N=0$ ）。当再增加一条接地內导体时，即內导体两条都接地，起始延迟時間将因对地电容增加一倍而增加了 $\sqrt{2}$ 倍，但毕竟依然受电感电流滞后效应之影响，以致高频时頻率特性仍是趋于下落。于是将两条內导体中任一条加以分裂为相等的部分。这时，起始延迟時間，即低频始点又回到原来数值，（因分裂后，沒有 $\sqrt{2}$ 倍的对地电容了），但是随着頻率之提高，出現若干点处电感性电流滞后和电容性电流超前的相等而抵消，只不过这些頻率点是間隔着的，不連續的，造成頻率特性曲線的波动状况，即时而电感性电流大，又时而电容性电流大。而点的趋势又必然是下落的，因为随着頻率之增加，电感，电容数值变化了，尽管有些点二者相移了的电流会出现抵消。

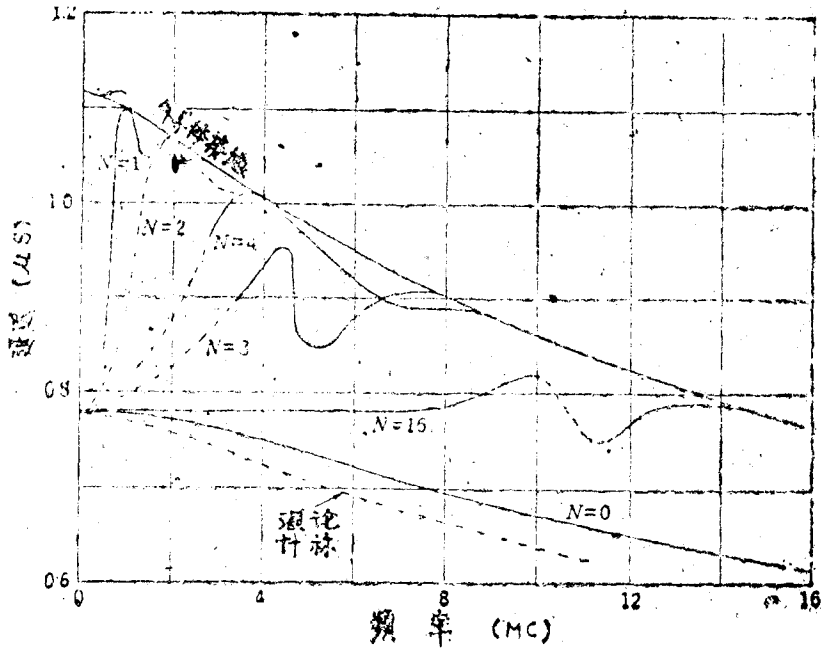


圖 1.2.5 校正片對延遲綫頻率特性的影响。

当我们把分裂内导体加以更多的分裂，使之分裂数目 $N=2, 4, 8, 16, \dots$ （见图），亦即在沿线发生每匝电感电流滞后效应时，就会得到几乎是沿线各处的电容电流之超前相应补偿。所以增多分裂片 N 数值的效果是良好的。这种抵消（补偿），在 $N=1$ 时，处于

$\frac{1}{T}$ ， $\frac{2}{T}$ 等频率上；在 $N=2$ 时，处于 $\frac{2}{T}$ ， $\frac{4}{T}$ 等频率上；继续分裂下去，得到的抵消点频率值也在正比地增加了；在足够多的校正片时，特性曲线抵消效应处的特性最大点表现得不很尖锐。因而这种方法可以利用来校正频率特性。

特性曲线的形状可以用选择校正片的长度和密度，以及螺旋线与校正片间绝缘层厚度来达到某种程度的改变。实际上特性曲线到频率 $f=0.8f_0$ 是均匀的，因而校正片数量可以选为：

$$N > 2Tf_0$$

式中， f_0 为特性曲线上第一个明显的突起点频率，这一频率时的延迟为 T 。

綫的不均匀性的另一原因，如前所述，是电感量沿着綫之长度不等。这是由于螺旋綫边缘部分的綫匝通过互感只能与较少数量的邻近綫匝耦合。这个缺点可以用增加最后几匝的直径或利用在綫两端插入铁磁材料的方法来校正。

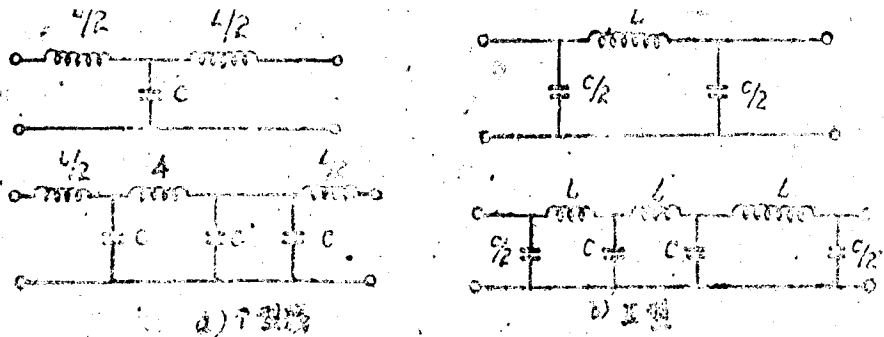
(三) 集中参量的电磁延迟线

具有集中参量的延迟线常被称为人工传输线。

参数集中呈网络，有两种型式：T型和Π型，如图(1.2.6)所示。

对延迟线可以提出这样的要求，即

- (1) 以尽可能少的网络段数来保证必需的延迟时间；
- (2) 延迟后的脉冲，其波形畸变应该限于许可的范围内。



a) T 型网络 b) Π 型网络

图 1.2.6. 集中参数网络型式

1) T 形链形网络。

延迟线的负载必须与线匹配，否则将在线终端产生反射。对 T 型或 Π 型网络来说，如果接在输出端的负载 w_T 能使输入端的等效阻抗也是 w_T (参看图 1.2.7)，则在许多段同样的网络串接在一起时，整个链型网络的输入阻抗及任一段的输入阻抗都等于 w_T ，在这种情况下，始端的输入脉冲便可无反射地通过各段网络以达终端负载。这样的负载阻抗 w_T 称作 T 形网络的特性阻抗，现在来求 w_T 与网络参数及频率之间的关系。

参照图 1.2.7，我们有：

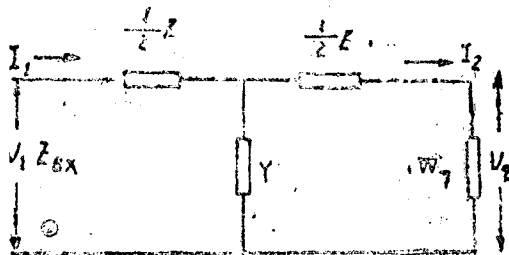


图 1.2.7

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2 + (\dot{U}_1 + \dot{I}_2 \frac{Z}{2})Y = \dot{I}_2 (1 + \frac{ZY}{2}) + \dot{U}_1 Y \quad (1.2.1)$$

$$\dot{U}_2 = \dot{I}_1 \frac{Z}{2} + \dot{I}_2 \frac{Z}{2} + \dot{U}_1, \quad (1.2.2)$$

$$\dot{U}_2 = \dot{I}_2 w_T \quad (1.2.3)$$

以(1.2.3)式代入(1.2.1)式, 可以求得

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{I}_1}{1 + \frac{ZY}{2} + w_T Y} \quad (1.2.4)$$

以(1.2.3)式和(1.2.4)式代入(1.2.2)式, 得到

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_2 \frac{Z}{2} + \dot{I}_1 \frac{\frac{Z}{2} + w_T}{1 + \frac{ZY}{2} + Y w_T} \quad (1.2.5)$$

网络的輸入阻抗是

$$Z_{BX} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \frac{Z}{2} + \frac{Z + 2w_T}{2 + ZY + 2Yw_T}$$

令 $Z_{BX} = w_T$ 可以从上式解得

$$w_T = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 + \frac{ZY}{4}} \quad (1.2.6)$$

因为 $Z = j\omega L$, $Y = j\omega C$ 所以

$$w_T = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 + \frac{1}{4} \omega^2 LC} \quad (1.2.7)$$

(1.2.7)式指出, 在

$$\omega = \omega_c = \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad (1.2.8)$$

时 $w_T = 0$; 在 $\omega < \omega_c$ 时, w_T 是一个純电阻; 在 $\omega > \omega_c$ 时, w_T 是一电感性电抗。如图

1.2.8 所示

要使 T 形鏈型网络在終端和段际不产生反射。終端負載必須等于特性阻抗 w_T , 但是特性阻抗是随輸入信号頻率而改变的。在信号頻率高于 ω_c 时, 負載阻抗必須是电感性的才能避免反射。可是电感性的負載不能接受信号能

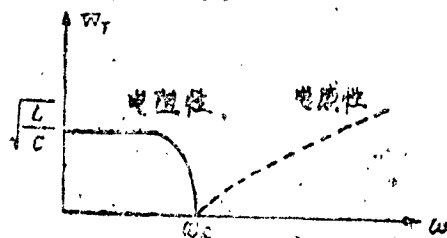


圖 1.2.8 T型网络特性阻抗與頻率的关系

量, 因此当信号频率高于 ω_c 时, T 形鏈型网络实际不能傳送信号, 而频率 ω_c 也因而被称为截止频率。

在負載匹配时, 輸出 $\dot{U}_2$ 与輸入 $\dot{U}_1$ 之間的关系可以求之如下:

将 (1.2.3) 式代入 (1.2.1) 式后, 在把所得 $\dot{I}_1$ 与 $\dot{U}_2$ 的关系式代入 (1.2.5) 式結果得到

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 \left[1 + \frac{ZY}{2} + \frac{\Delta Z + Z^2 Y}{4w_T} \right]$$

以 (1.2.6) 式代入上式后, 得到

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_2 \left[1 + \frac{ZY}{2} + Yw_T \right] \\ &= \dot{U}_2 \left[\left(1 - \frac{1}{2} \omega^2 LC \right) + j\omega \sqrt{LC} \sqrt{1 - \frac{1}{4} \omega^2 LC} \right] \\ &= \dot{U}_2 (A + jB) \end{aligned} \quad (1.2.9)$$

在 $\omega \leq \omega_c$ 时, 我們有 $\sqrt{A^2 + B^2} = 1$, 所以

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 e^{j\theta}$$

$$\text{其中 } \theta = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega \sqrt{LC} \sqrt{1 - \frac{1}{4} \omega^2 LC}}{1 - \frac{1}{2} \omega^2 LC} \quad (1.2.10)$$

这个結果說明, 在負載匹配及信号频率不高于截止频率时, T 形网络的輸出电压与輸入电压的振幅相等, 也就是沒有衰減 (在不考虑电感綫圈的損耗时); 但輸出电压的相位比輸入电压滞后了 θ 角, 並且这个角的大小与频率有关。

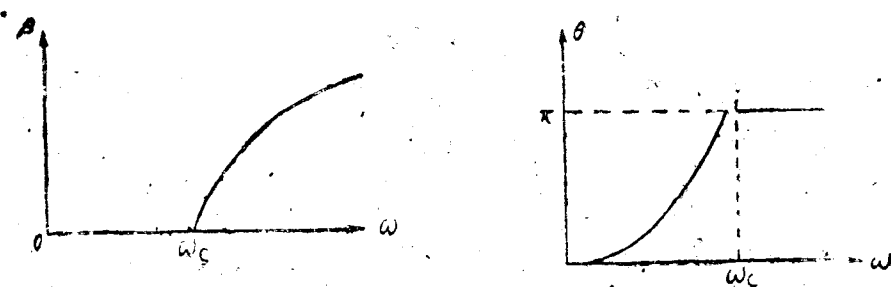
在 $\omega > \omega_c$ 时

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_2 \left[\left(1 - \frac{1}{2} \omega^2 LC \right) - \omega \sqrt{LC} \sqrt{\frac{1}{4} \omega^2 LC - 1} \right] \\ &= -\dot{U}_2 \left[\frac{1}{2} \omega^2 LC - 1 + \omega \sqrt{LC} \sqrt{\frac{1}{4} \omega^2 LC - 1} \right] \end{aligned}$$

这就是說, 輸出电压比輸入电压小, 並且相位比輸入电压滞后 180° (不管 ω 比 ω_c 大多少)

图 1.2.9 表示匹配 T 形网络的衰減系数 $\beta = \ln \frac{U_1}{U_2}$ 和相移 θ 与频率之間的关系。

以上的分析是对正弦訊号而言的。但是我們所要延迟的是脈冲訊号而不是正弦訊号; 如脈冲技术中所述, 任何脈冲都包含无限多正弦諧波分量, 不过它們的相对重要性随频率而

圖 1.2.9 衰减系数 β 和相移 θ 與頻率的关系

異。例如对宽度为 τ_H 的矩形脈冲來說, 頻率低于 $\frac{4}{\tau_H}$ 的諧波分量是比較重要的。如果网络能讓重要波分量平等地通过, 即衰减和时延不随这些諧波的頻率而变, 則脈冲在通过网络后, 其形状不致发生严重的畸变。

对 T 形网络來說, 如果令負載电阻等于 $\sqrt{\frac{L}{C}}$, 則对頻率大致低于 $\frac{1}{2} \omega_c$ 的諧波分量可以作到近似地匹配, (参看图 1.2.8), 並且都沒有衰减 (参看图 1.2.9a) 不过只有对頻率比 ω_c 低得多的諧波分量來說, 相移才大致为 (参看 (1.2.10) 式)

$$\theta = \operatorname{tg}^{-1} \omega \sqrt{LC} \cong \omega \sqrt{LC}$$

或者延时

$$\tau = \frac{\theta}{\omega} = \sqrt{LC} = \text{常数。}$$

在設計計算时, 首先要知道被延迟脈冲的幅譜曲綫, 並根据許可畸变来决定所需的通頻带 ω_0 , 例如延时为 τ_H 的矩形脈冲时, 可令 ω_0 等于 $\frac{1}{\tau_H}$, $\frac{2}{\tau_H}$ 或 $\frac{3}{\tau_H}$ 等等。然后, 再决定所需通頻带与网络通頻带之比 $\eta_0 = \frac{\omega_0}{\omega_c}$, 这个比值不应大于 $\frac{1}{2}$ 。 η_0 值愈小, 脈冲形状的畸变愈小, 但是截止頻率必須愈高; 网络的每一段 L、C 必須愈小。

网络每一段的延迟时间是 $\tau = \sqrt{LC}$, n 段网络的总延迟时间是 $\tau = n\sqrt{LC}$, 如果为了提高截止頻率而减小 L 和 C, 則对給定的延迟時間來說, 网络的段数 n 必須加多。

真实傳輸綫可以看做无限多段 T 型网络 (或 Π 型网络) 串接的結果。每一段 L 和 C 都是无限小, 因此它的截止頻率无限高。这說明脈冲在通过无損耗和傳輸綫时是不会畸变的。

人工傳輸綫截止頻率愈高及段数愈多, 它就愈跟真实傳輸綫相近; 但这是跟我們对延时网络的要求是違反的 (在結構与工艺上也都是不易實現的)。

矩形脉冲的畸变通常用它的边缘上升时间 δ 来说明。根据数学分析, 上升时间关系大致是 $\delta = \frac{q}{\omega_0}$, 其中 $q = 2\pi(0.37 \sim 0.45)$ 。在比值 η_0 及上升时间 δ 规定后

$$\omega_c = \frac{2}{\sqrt{LC}} = \frac{q}{\eta_0 \delta}$$

网络的负载电阻应该是:

$$w_T = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

以上两式决定了

$$C = \frac{Z \eta_0 \delta}{q w_T} \quad (1.2.11)$$

及

$$L = \frac{2 w_T \eta_0 \delta}{q} \quad (1.2.12)$$

然后再根据延迟时间 τ_u 来决定网络的段数 n :

$$n = \frac{\tau_u}{\sqrt{LC}} \quad (1.2.13)$$

T形(及Π形)链型网络由于比值 η 太小, 段数必须很多, 结构因而比较复杂。因此它的应用受到限制。

2) Π形链型网络

这种网络与T型大同小异。按照图(1.2.10)来作分析, 可得

$$w_{\Pi} = \frac{\sqrt{\frac{Z}{Y}}}{\sqrt{1 + \frac{ZY}{4}}} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{\sqrt{1 - \frac{1}{2} \omega^2 LC}} \quad (1.2.14)$$

及

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 = \dot{U}_2 \left(1 + \frac{YZ}{2} + \frac{Z}{w} \right) &= \dot{U}_2 \left[1 - \frac{1}{2} \omega^2 LC \right] \\ &+ j \omega \sqrt{LC} \sqrt{1 - \frac{1}{4} \omega^2 LC} \end{aligned} \quad (1.2.15)$$

(1.2.15)式和(1.2.9)式完全相同, 因此Π形网络的衰减和相移与T型网络完全一样。两种网络的区别仅在于特性阻抗与频率的关系(比较图1.2.11和图1.2.8), 因此前面对于T形网络的结论和设计计算方法同样适用于Π形网络。

3) m推演网络

T形和Π形网络的缺点在于相移只有在频率 ω 比网络的截止频率 ω_c 小得多时才与频

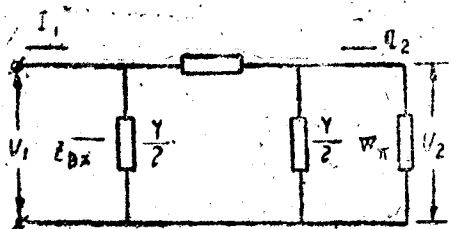


圖 1.2.10 n型鏈型網絡

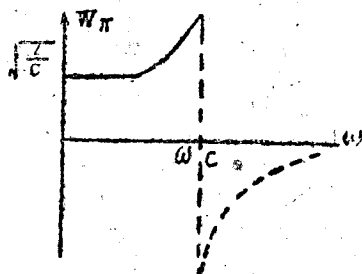


圖 1.2.11 n型網絡特性阻抗與頻率的关系

率成良好的直接关系，这使得网络所能传递的频带 ω_c 不能被充分利用。若要提高比值 $\eta_0 =$

$= \frac{\omega_0}{\omega_c}$ ，我们必须设法扩大时延 τ 能基本上保持不变的频率范围。 m 推演网络在数值 m 的运

当选择下可以较好地达到这个目的，现在来分析这个网络。

m 推演网络是从T形（或 Π 形）网络推演过来的。条件是特性阻抗和截止频率与T型的（或 Π 形的）相等。但其阻抗要比T型（或 Π 形）的大 m 倍。

图(1.2.12)所示是从T形网络推演过来的 m 推演网络，其阻抗等于 mZ ，导纳暂用 Y' 代表

这个网络的特性阻抗应等于：

$$w'_T = \sqrt{\frac{mZ}{Y'}} \sqrt{1 + \frac{mZY'}{4}}$$

根据替定条件， w'_T 应与T形网络的特性阻抗 w_T 相等，即

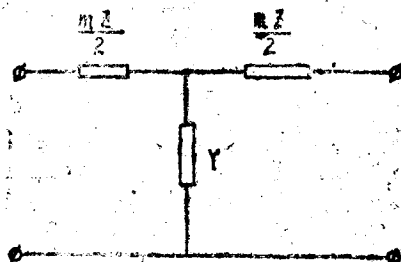


圖 1.2.12 m推演網絡形式圖

$$\sqrt{\frac{mZ}{Y'}} \sqrt{1 + \frac{mZY'}{4}} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \sqrt{1 + \frac{ZY}{4}}$$

从这个式子可以解得

$$\frac{1}{Y'} = \frac{1}{mY} + Z \frac{1-m^2}{4m} \quad (1.2.16)$$

或者

$$Y' = \frac{4mY}{4 + (1-m^2)ZY} \quad (1.2.17)$$

图(1.2.13)所示是根据(1.2.16)式画下来的。 m 推演网络的输出端接着等于特性阻抗 $w'_T = w_T$ 的负载时，按照(1.2.9)式，可以写下：

$$U_1 = U_2 \left[1 + \frac{mZY'}{2} + Y' w_T \right]$$

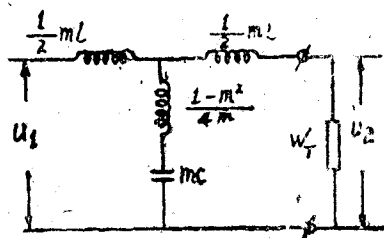


圖 1.2.13 m 推演網絡結構參量圖

將 (1.2.17) 式所代表的 Y' 代入上式，
得到

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 \left[1 + \frac{2m^2 ZY}{4 + (1-m^2)ZY} + \frac{4mY}{4 + (1-m^2)ZY} W_T \right]$$

因为

$$Z = j\omega L, \quad Y = j\omega C \text{ 及 } W_T = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \frac{1}{4}\omega^2 LC},$$

所以

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 \left[1 - \frac{\frac{m^2}{2}\omega^2 LC}{1 - \frac{1-m^2}{4}\omega^2 LC} + j \frac{m\omega \sqrt{LC}}{1 - \frac{1-m^2}{4}\omega^2 LC} \sqrt{1 - \frac{1}{4}\omega^2 LC} \right]$$

令

$$\frac{1}{4}\omega^2 LC = \frac{\omega^2}{\omega_c^2} = \eta^2$$

我們有

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 \left[1 - \frac{2m^2\eta^2}{1 - (1-m^2)\eta^2} + j \frac{2m\eta}{1 - (1-m^2)\eta^2} \sqrt{1 - \eta^2} \right] = \dot{U}_2 (A + jB) \quad (1.2.18)$$

在 $\eta < 1$ 或 $\omega < \omega_c$ 时, $\sqrt{A^2 + B^2} = 1$ 所以

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 e^{j\theta} \quad (1.2.19)$$

其中

$$\theta = \tan^{-1} \frac{2m\eta \sqrt{1 - \eta^2}}{1 - (1-m^2)\eta^2} \quad (1.2.20)$$

(1.2.19) 式和 (1.2.20) 式說明, 在 $\omega < \omega_c$ 时, 衰减

$\beta = m \frac{U_1}{U_2} = 0$; 而相移决定于 η 和 m

(1.2.20) 式对 η 微分得到

$$\frac{d\theta}{d\eta} = \frac{2m}{\sqrt{1 - \eta^2} (1 - \eta^2 (1 - m^2))} \quad (1.2.21)$$

因为 $\eta = \frac{\omega}{\omega_c}$, $\frac{d\theta}{d\eta} = \omega_c \frac{d\theta}{d\omega} = \omega_c \tau$ 这里 τ 是时延, 所以有

$$\tau = \frac{\frac{2m}{\omega_c}}{\sqrt{1-\eta^2(1-\eta^2(1-m^2))}} \quad (1.2.22)$$

我們所追求的目的就是希望时延 τ 能在尽可能寬的頻率範圍內保持恆定。要达到这个目的，必須求出最适当的 m 值，以使(1.2.22)式在分母中 η 或頻率 ω 变化时变化的最小。

将(1.2.22)式分母部分展成級数，可得

$$\sqrt{1-\eta^2(1-\eta^2(1-m^2))} = 1 - \left(\frac{3}{2} - m^2\right)\eta^2 + \frac{1}{2}\left(\frac{3}{4} - m^2\right)\eta^4 \dots$$

因为在网络通頻帶以內， $\eta < 1$ ，所以要使上式等号右边尽可能少随 η 变化，最好令 η^2 的系数等于零，如此得到

$$\frac{3}{2} - m^2 = 0$$

或者

$$m = \sqrt{\frac{3}{2}} \cong 1.23 \quad (1.2.23)$$

最后結果說明， m 推演网络的数值 m 如果等于1.23，則时延可在最大的頻率範圍內保持基本上恆定，而能无畸变的通过 m 推演网络的信号的頻帶可以最寬，或者說， $\eta_0 = \frac{\omega_0}{\omega_c}$ 的值，

可选得最大。图1.2.14表示 $\frac{\tau}{\tau_0}$ 在不同的 m 下与 η 之間的关系，这里 $\tau_0 = \frac{2m}{\omega_c}$ 是 $\eta=0$ 时的时延

必須指出，我們在上面的推演中沒有考虑到电感綫圈和电容器中不可避免的損耗，因此 m 的最佳值，只能算是一个大体上的数值，不过实验証明， $m=1.23 \sim 1.27$ 能够給出相当令人滿意的結果。

与T形或Π形网络相比， m 推演网络有两大优点：

①对給定的所需通頻帶 ω_0 來說，网络的 ω_c 可以选得窄一些，或者說比值 $\eta_0 = \frac{\omega_0}{\omega_c}$ 可以提得高一些，因此网络的段数可以少一些。

②每段网络的时延等于 $\frac{2m}{\omega_c} = m \sqrt{LC}$ 即比T形或Π形网络大了 m 倍。

m 的最佳值大于1。使得电感 $\frac{1-m^2}{m^2}L$ 成为負值(參见图1.2.13)。独立的綫圈是不可能一有負的电感量的，但是两个互相耦合后的綫圈(图1.2.15a)在参数的适当選擇下，可以等效于三个接成星形的綫圈(图1.2.15b)。