

郵電叢書

長途電信濾波器的 理論與計算

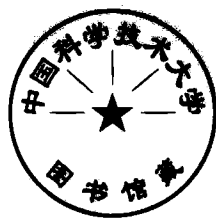


人民郵電出版社



長途電信濾波器的理論與計算

蘇聯 C. C. 柯幹著



人民郵電出版社

С. С. КОГАН
ТЕОРИЯ И РАСЧЁТ ФИЛЬТРОВ
ДЛЯ УСТАНОВОК ДАЛЬНЕЙ СВЯЗИ

СВЯЗЬИЗДАТ 1950

ПЕРВОЕ ИЗДАНИЕ

本書從四端網絡理論開始，根據工作衰耗及特性阻抗的頻率特性，尋求濾波器電路的最佳參數。這是一種最普通也是最重要的設計方法。書中敘述各種濾波器的組成、特性和計算，內容著重數理分析。

長途電信濾波器的理論與計算

著者：蘇聯 С. С. 柯幹
譯者：李家訓
審校者：陸志剛
出版者：人民郵電出版社
北京西長安街三號
印刷者：郵電部供應局南京印刷廠
南京太平路戶部街15號
發行者：新華書店

書號：52 1955年2月南京第一版第一次印刷 1—2,800冊
850×1143 1/32 91頁 字數：149,000字 定價：10,500元

★北京市書刊出版業營業許可證出字第〇四八號★

序 言

在各個斯大林五年計劃中，都極注意有線載波電話的發展。

世界上沒有別的國家具有像蘇聯那麼長的電信幹線，因此，在設計及製造長途通信用的機件時，蘇聯的學者和工程師便力求使組成整個幹線的每一站、每一機件都具有這樣的特性：能保證得到質量優良的通信電路，而且在運用時並不需要特殊的調整。

濾波器是載波電話機中基本元件之一，因此濾波器的正確設計，對於通信電路質量的保證是有着極其重大的意義。

本書所採用的濾波器設計方法，是依據所給予的工作衰減及特性阻抗的頻率特性來求得濾波器電路的最佳參數。這種方法對於橋式及鏈式濾波器用得更為普遍，而且這方法的重要也在於它可以給我們以最經濟的方法去解決濾波器的設計問題。

本書的對象是工程師及研究生，但也可供從事於維護工作的工程技術人員之用。

緒 論

濾波器是由電抗元件組成的四端網絡，且具有下述特性：當正弦波信號通過這四端網絡時，在某一定頻率範圍內衰減很小，而在其餘的頻率範圍內衰減却相當大。

由電感及電容兩種元件組成的四端網絡稱為電抗四端網絡，這時假定各元件中的電阻分量都等於零。

這種理想元件組成的電抗四端網絡中有一類，在頻率由實數 0 變到 ∞ 的整個範圍內，當它把電能由電源傳送到負荷時，不使波幅受到任何衰減，而只變更信號的相位，這種網絡在需要變更相位的傳輸電路中用得很多，並稱為相移網絡。

因為元件的品質因數為有限值，所以實際相移網絡的衰減不等於零，且與頻率有關。但在優良的品質因數下，衰減的絕對值可以降低到需要的數值以下。

相移網絡的特性僅由一個參數決定，所以分析由相移網絡組成的網絡最為簡單。

若將相移網絡的結構加以改變，則可能得到所需的各種濾波器，這時可以把相移網絡恆定的傳輸常數特性移到另一段頻譜上，但仍保持最大及最低的特性。這就提供了利用相應的相移網絡的特性來構成我們所希望的濾波器特性的可能性。特別是可能在一定數目的元件下，利用相移網絡的最佳參數值來獲得阻止頻帶內最低固有衰減為最大值的濾波器。

在通過頻帶內的衰減是由濾波器各元件中所消耗的能量決定，也與特性阻抗與負荷阻抗的失配程度有關。

當元件的品質因數相當大時，衰減的絕對值及其不均匀程度都可減到相當小的數值；但在很長的幹線上由於鏈索式連接在一起的

濾波器很多，衰減的不均勻程度可以累積起來並可能超過容許的限度。

在通過範圍內由於各元件中消耗能量所引起的衰減是與頻率有關，且其關係與信號通過濾波器所需時間的關係相似。信號通過濾波器所需的時間是隨着頻率趨近於截止頻率而增加，並由濾波器節的數目決定。

這樣，在設計阻止頻帶內濾波器的特性時，最佳參數選擇也可使我們在通過頻帶內獲得最小的失真，因為對濾波器所提出的要求已在最少數目的基節下實現了。

通過範圍內由反射決定的衰減是起伏波動性的，並由特性阻抗與負荷阻抗的失配程度及濾波器的相移常數來決定。

在特性阻抗參數的適當選擇下，其變動的幅度可降低到最小的數值。這時選擇阻抗最佳參數的方法和選擇衰減最佳參數的方法是相似的。

在今天的技術條件下，電容器的品質因數遠超過電感器的品質因數，但有一例外，即是晶體諧振器中等效電感的品質因數却遠超過電容器的品質因數。

利用磁性物質作為線圈的鐵芯時，可得到相當大的品質因數。但由於磁滯損失的存在，使磁性物質的應用範圍有所限制，因為在這情況下，當信號通過濾波器時要產生另一些新的頻率。如果這些新的頻率落入同一系統或另一系統的隣近電路中去後，這些非直線性失真的產物便是聽得清及聽不清干擾的起因。

碳化鐵鐵心的磁滯損失最小。可是非直線性衰減又視網絡的形式而定。

兩個具有同樣傳輸常數的網絡，在我們討論的頻譜範圍內可以有不同的非直線性衰減。因此從這觀點看，網絡的等效變換是很重要的。

在許多實際問題的解決中使橋式及鏈式濾波器的理論得以推廣。

由於偉大的俄羅斯數學家契比謝夫所提出的最佳近似法，以及由於俄羅斯學者佐洛托列夫、貝爾什傑英及阿希耶捷爾在他們的著作中發展了這種方法，所以目前分析橋式網絡方法的水平要比分析鏈式網絡的水平高出很多。

根據預給的電氣特性來構成網絡，這種方法的發展使我們必須說明：哪些特性是可以實現的。

在本書中設計濾波器特性的方法即是利用 μ 式相移網絡特性的變換，而構成網絡的方法則是利用具有所需特性相移網絡在結構上的變換。

有了這樣建立起來的濾波器理論，就有可能按新的方法去解決最佳近似問題以及得到一種能作出任意衰減特性的方法。

目 錄

序言

緒論

第一章 電抗四端網絡的理論

第 一 節 電抗四端網絡中的能量與結構關係..... (1)

第 二 節 正實函數的概念..... (12)

第二章 頻率變換和濾波器的構成

第 三 節 網絡的對稱變換和不對稱變換..... (14)

第 四 節 用網絡的對稱和不對稱變換來構成濾波器..... (20)

第三章 μ 式相移網絡

第 五 節 相移網絡的等效網絡..... (32)

第 六 節 μ 式相移網絡特性的最佳近似法..... (35)

第 七 節 等效相移網絡的臂阻抗..... (45)

第四章 用 μ 式相移網絡變換法構成濾波器

第 八 節 網絡的不對稱變換..... (51)

第 九 節 參數 γ 的意義..... (58)

第 十 節 參數 r 的意義..... (59)

第十一節 低通濾波器..... (62)

第十二節 高通濾波器..... (70)

第十三節 帶通濾波器..... (80)

第十四節 帶阻濾波器..... (95)

第五章 濾波器特性

第十五節 最佳參數的計算..... (101)

第十六節 濾波器的等級..... (111)

第十七節 計入損耗時濾波器的特性..... (113)

第十八節 濾波器的工作衰減及反射衰減..... (120)

第十九節 濾波器中的非直線性失真..... (126)

第六章 濾波器設計

- 第二十節 橋式及鏈式濾波器的設計..... (134)
- 第二十一節 濾波器設計舉例..... (138)
- 第二十二節 濾波器的實際製造..... (156)

參考文獻

第一章

電抗四端網絡的理論

第一節 電抗四端網絡中的能量與結構關係

在濾波器的理論基礎中，必須講一些電抗四端網絡的一般特性。說明電抗四端網絡工作特徵最重要的數據是由討論電源所發出的功率和負荷所接受的功率之間的關係而得來的。

在理想的元件下，電抗四端網絡中不消耗能量，所以能量由電源傳輸到負荷的過程中，電抗四端網絡各元件中所儲藏的一切無功功率，或進入負荷，或返回電源。當然，在具有濾波特性的電路裏，在某一段頻譜內，無功功率則全部或大部分返回電源。

下面我們將討論電抗四端網絡接在兩電阻之間時的特性。在這種網絡中，二個參數間存在着一個關係，這關係完全能說明能量由電源傳輸到負荷的過程的特徵。

第一個參數是工作衰減

$$b_{pas} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_{max}}{P} \quad (1.1)$$

第二個參數是反射衰減

$$b_{sxo} = \ln \left| \frac{R_1 + Z_{sx}}{R_1 - Z_{sx}} \right|, \quad (1.2)$$

式中： P_{max} ——內阻為 R_1 的電源能送入負荷的最大功率；

P ——經過電抗四端網絡進入負荷的功率；

Z_{sx} ——負荷電阻為 R_2 時，電抗四端網絡的輸入阻抗。

現在我們證明下列定理：

定 理 1.1

接在電阻 R_1 與 R_2 間的任意電抗四端網絡都有下列關係

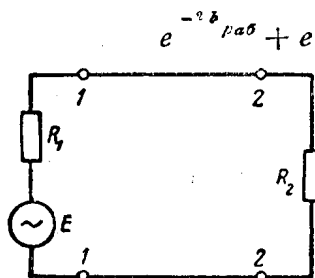


圖 1.1

我們把電抗和負荷直接連接起來。

消耗在負荷內的功率應等於：

$$P = \frac{E^2 R_2}{(R_1 + R_2)^2}.$$

如果在端鈕1.1和2.2之間接入一

電抗四端網絡，那末輸入負荷的功率便可以減小到任意小的數值，也可以增加到某一定的數值（電源所能供給負荷的最大功率），即可增加到

$$P_{\max} = \frac{E^2}{4R_1}. \quad (1.4)$$

因此，在端鈕1.1與2.2之間接入一電抗四端網絡後，在某些情形下還可以增大輸入接收電抗的功率，這也可以說是在電阻 R_1 與 R_2 之間的電抗四端網絡所引起的增益作用。

由四端網絡所引起的衰減的定義是端鈕1.1和2.2直接連接時進入負荷的功率與端鈕1.1和2.2之間接入四端網絡後進入負荷功率比值的自然對數的二分之一。顯而易見，如果在電源和負荷間接入電抗四端網絡後，負荷內的功率反而增加時，那末插入衰減就是負數。

令 I_1 ——流經端鈕1.1的電流，

I_2 ——流經端鈕2.2的電流，

$\bar{Z}_{sx}, \bar{I}_1, \bar{I}_2$ ——各為 Z_{sx}, I_1 及 I_2 的共軛向量，於是我們可寫

成：

$$|I_1|^2 = I_1 \bar{I}_1; \quad |I_2|^2 = I_2 \bar{I}_2;$$

$$Re Z_{sx}^{註1} = \frac{Z_{sx} + \bar{Z}_{sx}}{2}; \quad E\bar{E} = E^2; \quad I_1 = \frac{E}{R_1 + Z_{sx}};$$

$$\bar{I}_1 = \frac{\bar{E}}{R_1 + \bar{Z}_{sx}}.$$

註1 $Re Z_{sx}$ 表示複數 Z_{sx} 的實數部分。

因為在電抗四端網絡中進入該電路的有功功率只能消耗在負荷裏，故有下列等式

$$I_1 \bar{I}_1 \frac{\bar{Z}_{sx} + Z_{sx}}{2} = I_2 \bar{I}_2 R_2. \quad (1.5)$$

由(1.1)式的定義可得

$$b_{pas} = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{E^2}{4R_1 I_2 \bar{I}_2 R_2} \right|. \quad (1.6)$$

利用等式(1.5)並代入 I_1 及 $\bar{I}_1$ 之值，可得

$$b_{pas} = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{(R_1 + Z_{sx})(R_1 + \bar{Z}_{sx})}{2R_1(Z_{sx} + \bar{Z}_{sx})} \right|. \quad (1.7)$$

根據定義可得

$$b_{noc} = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{E^2 R_2}{(R_1 + R_2)^2 I_2 \bar{I}_2 R_2} \right|. \quad (1.8)$$

利用等式(1.5)並代入 I_1 及 $\bar{I}_1$ 之值，可得

$$b_{noc} = b_{pas} - \ln \left| \frac{R_1 + R_2}{2\sqrt{R_1 R_2}} \right|$$

$$\text{或} \quad b_{pas} = b_{noc} + b_{omp}, \quad (1.9)$$

$$\text{式中} \quad b_{omp} = \ln \left| \frac{R_1 + R_2}{2\sqrt{R_1 R_2}} \right|. \quad (1.10)$$

因為在 $R_1 \neq R_2$ 時，兩電阻間的反射衰減大於零，所以在插入衰減與 R_1 及 R_2 間的反射衰減絕對值相等但符號相反的情形下，該網絡的工作衰減便等於零。

由此看來，電抗四端網絡所能引起的最大增益是等於電源與負荷間的反射衰減，因為無源網絡的工作衰減不能小於零。

當工作衰減為零時，電抗四端網絡所起的作用就是一個變壓係數為 $\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$ 的變壓器。

以電源所能供給負荷的功率作為一單位時，經過電抗四端網絡

後，進入負荷的功率為 $e^{-2\delta_{pa\delta}}$ (1.7)，兩者的差等於

$$1 - e^{-2\delta_{pa\delta}} = \left| \frac{R_1 - Z_{Bx}}{R_1 + Z_{Bx}} \cdot \frac{R_1 - \bar{Z}_{Bx}}{R_1 + \bar{Z}_{Bx}} \right| = \left| \frac{R_1 - Z_{Bx}}{R_1 + Z_{Bx}} \right|^2,$$

即等於電抗四端網絡負荷為 R_2 時，電源內阻與輸入阻抗間的反射係數的平方，這一部分功率差是沒有進入負荷的。

剛才得到的等式可寫成 (1.3) 式的形式。

於是定理 1.1 已全部證明。

不論電抗四端網絡的內部構造如何，它的外部特性是完全可以 (1.3) 式的關係來說明。

在分析電抗四端網絡時，由於引用了一些特性參數，便大大地簡化了工作衰減及反射衰減的定義。這些特性參數即是輸入端及輸出端的特性阻抗以及傳輸常數。

如果已知阻抗矩陣或導納矩陣的各元素時，各特性參數亦即可計算出來。

下列阻抗矩陣

$$\begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix} \quad (1.11)$$

的各元素即是輸入端和輸出端的開路阻抗 (Z_{11} 及 Z_{22}) 以及開路轉移阻抗 (Z_{21})，後者即是在端鈕 2.2 上沒有連接負荷時端鈕 2.2 的電壓與流過端鈕 1.1 的電流的比，並且 $Z_{12} = Z_{21}$ 。

$$\begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{vmatrix} \quad (1.12)$$

導納矩陣 (1.12) 的各元素即是輸入端和輸出端的短路導納 (Y_{11} 及 Y_{22}) 以及短路轉移導納 (Y_{21})，後者即是在輸出端短路時輸出端電流與輸入端電壓的比，並且 $Y_{12} = Y_{21}$ 。

利用阻抗矩陣和導納矩陣可以計算更複雜網絡的阻抗或導納矩陣的各元素，因為我們可以把複雜網絡當作簡單的電抗四端網絡的串聯或並聯。

要決定由數個電抗四端網絡依次鏈索式連接而成網絡的矩陣，必須知道矩陣(1.13)的各元素

$$\begin{pmatrix} A_1 & B \\ C & A_2 \end{pmatrix} \quad (1.13)$$

知道矩陣(1.11)、(1.12)及(1.13)的各元素後，就可以解決網絡的分析和綜合問題，並可從這個觀點出發進行網絡的分類。

對於濾波器的理論，還須更進一步研究網絡的特性，這並不能直接由所述的矩陣求得。

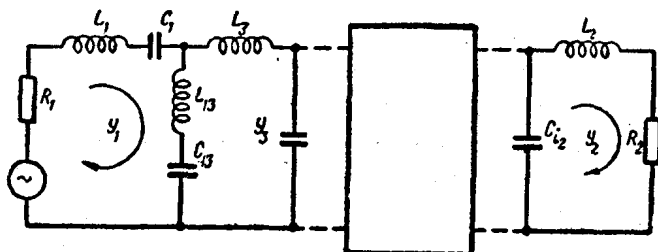


圖 1.2

現在討論圖1.2的網絡，該圖表示在負荷阻抗 R_1 及 R_2 間接一個電抗四端網絡的情形。

任何一個由集中參數元件所組成的四端網絡，都可以分做 N 個迴路，每個迴路中所流過的電流可用該迴路的序號作指標註明。爲了方便起見，接有內阻爲 R_1 電源的迴路用指標1表示，接有負荷電阻 R_2 的迴路用指標2表示。

在所討論的網絡中， $(N-2)$ 個迴路由電抗組成，只有第一和第二兩個迴路接有電阻。

根據克希荷夫第二定律可得下列方程組：

$$\left. \begin{aligned} E - I_1 R_1 &= b_{11} I_1 + b_{12} I_2 + \cdots + b_{1N} I_N \\ -I_2 R_2 &= b_{21} I_1 + b_{22} I_2 + \cdots + b_{2N} I_N \\ 0 &= b_{31} I_1 + b_{32} I_2 + \cdots + b_{3N} I_N \\ &\vdots \\ 0 &= b_{N1} I_1 + b_{N2} I_2 + \cdots + b_{NN} I_N \end{aligned} \right\} \quad (1.14)$$

$$\text{式中 } \left. \begin{aligned} b_{ii} &= i\omega L_{ii} + \frac{1}{i\omega C_{ii}}; & i=1,2,\dots,N \\ b_{ij} &= i\omega L_{ij} + \frac{1}{i\omega C_{ij}}; & j=1,2,\dots,N \end{aligned} \right\} \quad (1.15)$$

L_{ii} ——第*i*迴路中的等值自感；

L_{ij} ——第*i*迴路與第*j*迴路間的公共自感；

C_{ii} ——第*i*迴路中的等值電容；

C_{ij} ——第*i*迴路與第*j*迴路間的公共電容；

b_{ii} ——第*i*迴路中的阻抗；

b_{ij} ——第*i*迴路與第*j*迴路間的公共阻抗。

電流的方向可以隨意假定，但在選定電流方向之後，若流過公共阻抗的兩個電流方向相同，則公共阻抗的符號是正的；若相反則是負的。

今將迴路阻抗的表示式普遍化；為此先將(1.15)式改寫成下列形式：

$$b_{ii} = i \frac{\omega}{\omega_0} \omega_0 L_{ii} + \frac{1}{i \frac{\omega}{\omega_0} \omega_0 C_{ii}}$$

$$\text{令 } x = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (1.16)$$

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 L_{ii} &= \alpha_{ii} R_1 \\ \omega_0 C_{ii} &= \beta_{ii} \frac{1}{R_1} \end{aligned} \right\} \quad (1.17)$$

式中 ω_0 ——任一頻率

α_{ii} ——迴路感抗與電源內阻之比，

β_{ii} ——電源內阻與迴路容抗之比。

仿照(1.17)也可寫出公共阻抗的關係式，因此我們得到

$$\left. \begin{aligned} b_{ij} &= R_1 \left(l\alpha_{ij} + \frac{1}{l\beta_{ij}} \right) \\ b_{ii} &= R_1 \left(l\alpha_{ii} + \frac{1}{l\beta_{ii}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (1.18)$$

我們稱 (1.16) 式為標稱頻率， α 、 β 各為標稱電感係數及標稱電容係數。

在分析電抗四端網絡的特性時可把真實的頻率當作複數頻率的特殊情形來討論，即是說複數頻率的實數部分等於零，這樣是有極大方便的。

如果用字母 p_1 表示標稱電感係數前的頻率，字母 p_2 表示標稱電容係數前的頻率，這時可得：

$$\left. \begin{aligned} b_{ii} &= \alpha_{ii} \frac{R_1}{p_1} \\ b_{ij} &= \alpha_{ij} \frac{R_1}{p_2} \end{aligned} \right\} \quad (1.19)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} a_{ii} &= p^2 \alpha_{ii} + \frac{1}{\beta_{ii}} \\ a_{ij} &= p^2 \alpha_{ij} + \frac{1}{\beta_{ij}} \end{aligned} \right\} \quad (1.20)$$

$$p = \sqrt{p_1 p_2} \quad (1.21)$$

這些表示方法的合理性，將從以後的敘述中會知道，但現在已經可以注意到的是在 a_{ii} 及 a_{ij} 兩個係數式內只出現了 p^2 ，而 b_{ii} 及 b_{ij} 兩個係數式內也只有 $\frac{R_1}{p}$ 。

若果將 (1.19) 式的 b_{ii} 及 b_{ij} 代入 (1.14) 式，則該方程組可改寫成：

[illegible]

$$\text{令} \quad \left. \begin{aligned} U_1 &= E - I_1 R_1 \\ U_2 &= -I_2 R_2 \end{aligned} \right\} \quad (1.23)$$

式中 U_1 —電抗四端網絡輸入端的電壓。

U_2 —該四端網絡輸出端的電壓。

於是可以將電流式寫成：

$$I_N = \frac{p_2}{R_1} \left[\frac{M_{1N}(-1)^{1+N}}{D} U_1 + \frac{M_{2N}(-1)^{2+N}}{D} U_2 \right], \quad (1.24)$$

式中 D —由係數 a_{ij} 組成的行列式;

 M_{1N} — a_{1N} 的子行列式; $M_{2N} - a_{2N}$ 的子行列式。

於是得 I_1 及 I_2 :

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \frac{p_2}{R_1} \frac{M_{11}}{D} U_1 - \frac{p_2}{R_1} \frac{M_{21}}{D} U_2 \\ I_2 &= -\frac{p_2}{R_1} \frac{M_{12}}{D} U_1 + \frac{p_2}{R_1} \frac{M_{22}}{D} U_2 \end{aligned} \right\} \quad (1.25)$$

這已得出了導納矩陣(1.12)的各元素，即是

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} &= \frac{p_2}{R_1} \frac{M_{11}}{D}; & Y_{12} &= \frac{-p_2}{R_1} \frac{M_{21}}{D} \\ Y_{21} &= \frac{-p_2}{R_1} \frac{M_{12}}{D}, & Y_{22} &= \frac{p_2}{R_1} \frac{M_{22}}{D} \end{aligned} \right\} \quad (1.26)$$