



電信建設

無線電製作資料

第四集

收音機特殊電路分析



14

華東電信出版社
電信建設叢書

電信建設 叢書之十四

無線電製作資料

第四集

收音機特殊電路分析

華東電信出版社

無線電製作資料

第四集

收音機特殊電路分析

定價人民幣一萬四千元

出版者 華東電信出版社

上海膠州路322號

印刷者 中國科學公司

上海延安中路537號

版權所有★不准翻印

一九五二年十二月初版 1-4000

目 錄

統一調諧(蔡金濤).....	1
I. 前言.....	1
II. 耦合影響.....	2
III. 同頻統調.....	6
IV. 倍頻統調.....	20
V. 定差統調.....	23
VI. 自動矯正.....	45
VII. 調整與校對.....	48
自動頻率控制(安紹萱譯).....	55
I. 概說.....	54
II. 鑑頻器原理.....	58
III. 振盪控制器原理.....	74
IV. 實用自動頻率控制電路.....	79
V. 自動頻率控制電路的校直法.....	101
VI. 自動頻率控制之檢修.....	113
自動音量控制(宋如璋譯).....	119
I. 簡單的自動音量控制線路.....	120
II. 自動音量控制延遲線路.....	122
III. 自動音量控制的強力延遲線路.....	124
IV. 無噪音的自動音量控制.....	125
V. 雙重自動音量控制線路.....	126
VI. 自動音量控制延遲線路的計算.....	128

自動音量控制的有效特性(錢文浩).....	131
I. 導言.....	131
II. 簡式自動音量控制.....	132
III. 放大式自動音量控制.....	134
IV. 延遲式自動音量控制.....	137
V. 最大平坦度.....	140
VI. 其他自動音量控制.....	141
音調控制(錢文浩).....	145
I. 緒論.....	145
II. 響應的獲取.....	146
III. 響應的變換.....	150
IV. 實際線路舉例.....	151
高低音質控制和補償線路(陳瓊琿).....	161
自動雜聲免除電路(龔中白 錢同誼譯).....	173
收音機中嘈聲(王端驥).....	177
I. 嘈聲的來源.....	177
II. 嘈聲數字.....	191
III. 超外差式收音機中的嘈聲及其測量方法.....	207

統 一 調 諧

兩個或兩個以上之共振電路，應如何安排，方可使其共振頻率，可藉一多連可變電容器加以統一調節，而能時時保持某種預定關係，如相等，相差 n 倍，或相差一固定數值等等，實為設計時常常遇到之問題，而事實上則從無專文足供參考。本文即針對此種需要而作，舉凡設計公式，實驗方法，無不具備。同時並不避繁瑣，算出甚多實例，以資說明。

(I) 前 言

在電信機件中，每一共振電路常須調諧至預定頻率，方能顯其功效。例如射頻放大器中之輸入或輸出槽電路(Tank Circuit)，必須與所用之頻率，或其整數倍諧振；又如超外差式收音機中，自備振盪器之槽電路，必須與訊號頻率維持一定之差額。所須調諧之電路愈多，使用愈不方便。為克服此種困難，在便攜式小型機中，常將各共振電路之可調部份，如電容器或線圈，藉機械聯成一體而節制之。此種調諧方法，稱為統一調諧。

機械傳動之方法至多，如藉同軸、撓軸、齒列、突輪、螺桿鏈條、摩擦盤、蝸輪與蝸桿等是，要以簡單而不易脫節為宜，茲不贅。

本文所將討論者，則在各電路之應如何配合，方可收統調之效。各共振電路，輒須與其他電路連接，情形不盡相同。欲藉單一同動電容器或線圈調諧至同一頻率，實非易事。如欲各共振頻率，在調諧時不斷保持一定關係，似更困難。在設計收發機之過程中，統一調諧確係最為麻煩耗時之工作；嘗試累月，而不能獲得完滿結果者有之。茲特就此問題，加以綜合介紹，以為從事設計者之一助。

(II) 耦合影響

受統一調諧之各電路，甚少係單純之 LC 電路。通常此種電路多帶有屏蔽罩；或另有附屬之耦合電路（以下簡稱耦附電路）。全圖統調之前，對於耦合之影響，自須加以深切之瞭解。

一共振電路，可藉互感、電感、電容、電阻等而耦合於另一電路。爲簡單計，本文將專注於互感耦合，而假設電路之可調部份係一電容器如圖一。倘用電感調節，或電容耦合，情形大同小異，其對調諧之影響，不難推而知之。

2.1 基本關係

由耦合電路之原理，知圖一中，反映於 LC 電路內之串聯阻抗爲：

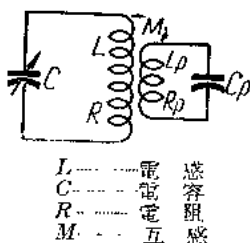


圖 一

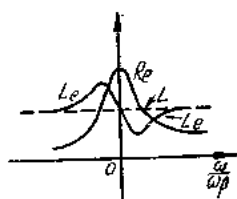


圖 二

$$Z_r = - \frac{(\omega M)^2}{R_p + j \left(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p} \right)} = \frac{k^2 Q_p Q}{1 + Q_p^2 \left[1 - \left(\frac{\omega_p}{\omega} \right)^2 \right]^2} \cdot R$$

$$- j \omega L \cdot \frac{k^2 Q_p^2 \left[1 - \left(\frac{\omega_p}{\omega} \right)^2 \right]}{1 + Q_p^2 \left[1 - \left(\frac{\omega_p}{\omega} \right)^2 \right]^2}$$

式中： $k = \frac{M}{\sqrt{LL_p}}$ ， $\omega^2 = \frac{1}{LC}$ ， $\omega_p^2 = \frac{1}{L_p C_p}$ ， $Q = \frac{\omega L}{R}$ ， $Q_p = \frac{\omega L_p}{R_p}$ ，

而 $\frac{\omega}{2\pi}$ 則等於所用之頻率。因此， LC 電路內之有效電阻與電感將

爲：

$$R_e = R \left[1 + \frac{k^2 Q_p Q}{1 + Q_p^2 \left[1 - \left(\frac{\omega_p}{\omega} \right)^2 \right]^2} \right] \quad (1)$$

$$L_e = L \left[1 - \frac{k^2 Q_p^2 \left[1 - \left(\frac{\omega_p}{\omega} \right)^2 \right]}{1 + Q_p^2 \left[1 - \left(\frac{\omega_p}{\omega} \right)^2 \right]^2} \right] \quad (2)$$

其與頻率之關係如圖二：在 $\omega = \omega_p$ 時， R_e 與 $\left| \frac{dL_e}{d\omega} \right|$ 最大； R_e 僅影響 LC 電路中電流之大小，暫置不論；而 L_e 則可使 LC 電路之共振頻率起極大之變化，將直接影響調諧之準確。雖當 $\omega = \omega_p$ 時， $L_e = L$ ，顯示共振頻率與 $L_p C_p$ 電路無關，但此種情形，甚難保持，尤其在有數組相似電路須一齊調諧之時爲然。所以，如欲統調易於成功，不致因耦附電路中些許之差異而引起過大之失調，除非 $k Q_p$ 近於零，則 ω_p 與 ω 務須遠遠分開，切忌鄰近。

$$\text{如} \quad Q_p^2 \left[1 - \left(\frac{\omega_p}{\omega} \right)^2 \right] \gg 1 \quad (3)$$

(2)式可展開爲：

$$L_e = L \left[1 - \frac{k^2}{1 - \left(\frac{\omega_p}{\omega} \right)^2} \left(1 - \frac{1}{Q_p^2 \left(1 - \left(\frac{\omega_p}{\omega} \right)^2 \right)^2} + \dots \right) \right] \quad (4)$$

在準確程度優於

$$\eta = \frac{100k^2}{Q_p^2 \left[1 - \left(\frac{\omega_p}{\omega} \right)^2 \right]^3 \cdot \left[1 - k^2 - \left(\frac{\omega_p}{\omega} \right)^2 \right]} \% \quad (5)$$

之情形下，上式可更簡略爲：

$$L_e = L \left[1 - \frac{k^2}{1 - \left(\frac{\omega_p}{\omega} \right)^2} \right] \quad (6)$$

同時，如 ω_p 與 ω 更相差極遠，則(4)式可再度展開之如下：

當耦附電路之固有頻率高於使用頻率，即 $\frac{\omega_p}{\omega} > 1$ 時，

$$L_e \doteq L \left[1 + k^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2 \right]$$

準確度優於 $\delta = 100k^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^4 \%$ (7)

當耦附電路之固有頻率低於使用頻率，即 $\frac{\omega_p}{\omega} < 1$ 時，

$$L_e \doteq L (1 - k^2) \left[1 - \frac{k^2}{1 - k^2} \left(\frac{\omega_p}{\omega} \right)^2 \right]$$

準確度優於 $\delta = 100k^2 \left(\frac{\omega_p}{\omega} \right)^4 \%$ (8)

L_e 與頻率之關係，顯然得以簡化不少，(7)(8)兩式已經過兩次簡化，其總準確度將為 η 與 δ 之和，利用此式所算出之共振頻率，將準至 $\frac{\eta + \delta}{2} \%$ 。

帶有屏蔽罩之線圈，其有效電感減低，與配有[低頻]耦附電路之情形(即 $\omega_p/\omega < 1$)相似，可藉(8)式加以估計。適用之 k 、 Q_p 值，可由普通無線電手冊中查得。

2.2 摹 擬 電 路

耦合影響簡化至(7)(8)兩式後，可於電感 L_A 上加接串聯或並聯電容以摹擬之，如下：

電感 L_A 與固定電容 C_{XA} 串聯後之有效值為：

$$L_{eA} = \frac{1}{j\omega} \left[j\omega L_A + \frac{1}{j\omega C_{XA}} \right] = L_A \left[1 - \left(\frac{\omega_{XA}}{\omega} \right)^2 \right] \quad (9)$$

式中 $\omega_{XA}^2 = \frac{1}{L_A C_{XA}}$ 。此與(8)式相似。所以，當 $\frac{\omega_p}{\omega} < 1$ 時，只要

選擇得宜，使 C_{xA} 與 L_A 適合下式：

$$L_A = L(1 - k^2) \quad (10)$$

$$\omega_{xA}^2 = \frac{k^2}{1 - k^2} \omega_p^2$$

或

$$C_{xA} = \frac{1 - k^2}{k^2} \cdot \frac{L_p}{L_A} C_p \quad (11)$$

(8)(9)兩式即完全相同。

又電感 L_A 與另一固定電容 C_y 並聯後之有效值是：

$$\begin{aligned} L_{eA} &= \frac{1}{j\omega} \left[\frac{j\omega L_A \cdot \frac{1}{j\omega C_y}}{j\omega L_A + \frac{1}{j\omega C_y}} \right] = \frac{L_A}{1 - \omega^2 L_A C_y} = \frac{L_A}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{yA}} \right)^2} \\ &= L_A \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{yA}} \right)^2 \right] \end{aligned}$$

準確度優於

$$\delta = \left(\frac{\omega}{\omega_{yA}} \right)^4 \times 100\% \quad (12)$$

式中 $\omega_{yA}^2 = \frac{1}{L_A C_{yA}}$ 。將此與(7)式相比，可知，在 $\frac{\omega_p}{\omega} > 1$ 之情形下，

作如下之配合後：

$$L_A = L \quad (13)$$

$$\omega_{yA}^2 = \left(\frac{\omega_p}{k} \right)^2$$

或

$$C_{yA} = \frac{k^2 L_p}{L_A} C_p \quad (14)$$

可使(7)(12)兩式恆相等。

上列算式證明：在一定頻率範圍內，適當之串聯與並聯電容，有替代「低頻」與「高頻」耦附電路之效。顯然，如各耦附電路之影響不等，僅憑此種附加電容，即可使之向同一標準看齊。

(III) 同 頻 統 調

如何將兩共振電路，統一調諧至同一頻率，視該電路所受之耦合影響而定。茲特分述於後：

3.1 第 一 種 情 形

一共振電路帶有耦附電路如圖三。

設有兩共振電路 LC 與 $L_A C_A$ 如圖三，其中之一帶有耦附電路 $L_{pA} C_{pA}$ 。兩電路中之可變電容器，其電容量與其動定片間重疊之角度 θ ，成下列關係：

$$\frac{C(\theta)}{C_A(\theta)} = r, \quad \text{與 } \theta \text{ 無關} \quad (15)$$

除非 $r=1$ ，此關係在一般情形下，並不成立。蓋 $C(\theta)$ 之值，可分為兩部份：零位電容 C_z 與其動片由零轉至 θ 度所增加之電容 $\Delta C(\theta)$ 。後者與電容器之片數減一成正比，而前者則否，幾與片數無關。因此，將一電容器之片數增加，使其 $\Delta C(\theta)$ 為另一電容器之 $\Delta C_A(\theta)$ 之 r 倍時， $C(\theta) = C_z + \Delta C(\theta)$ 與 $C_A(\theta) = C_{zA} + \Delta C_A(\theta)$ 之比將常小於 r 倍。雖然，電容 $C(\theta)$ 上可另行並聯一固定電容 C_t ，使其值適合下式：

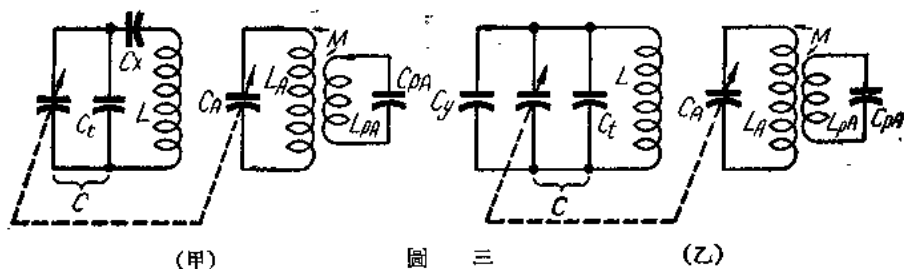
$$C_t + C_z = r C_{zA} \quad \text{或} \quad C_t = r C_{zA} - C_z$$

如此，則 $C(\theta) + C_t = (C_z + C_t) + \Delta C(\theta) = r C_{zA} + r \Delta C_A(\theta) = r (C_{zA} + \Delta C_A(\theta)) = r C_A(\theta)$ ，斯與 (15) 式僅相差一電容 C_t ，在 (15) 式，以及相似關係中，吾人將假設 C_t 均已預先附加而併入 $C(\theta)$ 中計算。如 $r=1$ ，則 $C_z = C_{zA}$ 而 $C_t = 0$ 。

茲將兩電容器 C 與 C_A 同步轉動。問如何安排，方可使兩電路，在同一頻率下共振。

LC 電路之固有頻率 f ，顯與 $L_A C_A$ 電路者不等。因此，其中之電感或電容必須加以調整。設其電感變為 L_e ，則其固有頻率為：

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_e C}} \quad \text{無線電製作資料(四)}$$



$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_e C(\theta)}}$; 而 $L_A C_A$ 電路者則為 $f_A = \frac{\omega_A}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eA} C_A(\theta)}}$; 式中 L_{eA} 為 $L_A C_A$ 電路中之有效電感。欲兩者在任何角度 θ 時恆相等, 下列條件必須滿足:

$$\frac{L_{eA}}{L_e} = \frac{C(\theta)}{C_A(\theta)} = r, \text{ 與 } \theta \text{ 無關} \quad (16)$$

前節(7)(8)二式指明, L_{eA} 將隨頻率或角度 θ 而變化。為適合(16)式之條件, L_e 亦必與頻率或角度成同樣之關係。

更改 L 最簡單之方法, 是於 LC 電路上, 亦耦附一與 $L_{pA} C_{pA}$ 相同之電路, 同時並調整之, 使其耦合程度 k 相等。此法在舊式收音機中曾經採用, 惟須另加不少零件, 殊不經濟。

另一方法, 後電容器 $C(\theta)$ 之動片形狀, 特別設計, 或利用特製之突輪以推動之, 使 LC 電路內之有效電容變為:

$$C_e(\theta) = \frac{L_{eA}}{L} \cdot C_A(\theta) = \left[1 - \frac{k^2}{1 - \left(\frac{\omega_{pA}}{\omega} \right)^2} \right] \cdot \frac{L_A}{L} \cdot C_A(\theta) \quad (17)$$

式中 $\omega_{pA}^2 = \frac{1}{L_{pA} C_{pA}}$ 。如此(16)式已改為 $\frac{L_{eA}}{L} = \frac{C_e(\theta)}{C_A(\theta)} \neq r$, 已與

吾人之預定不合。且事實上, $L_{pA} C_{pA}$ 電路一經更改(如掉換頻帶等), 電容器 $C(\theta)$ 或其推動突輪, 即須另行設計, 特別配製, 亦不便

之至。

簡單而切合實用之方法，係利用(II)節之原理，將一固定電容與 L 串聯或並聯，使後者之有效電感 L_e ，在一定頻率範圍內，與 L_{eA} 近似，以消去頻率或角度在 $\frac{L_{eA}}{L}$ 比數中之效應。當 $\frac{\omega_{pA}}{\omega} < 1$ 時，

$$L_{eA} = L_A(1 - k_A^2) \left[1 - \frac{k_A^2}{1 - k_A^2} \cdot \left(\frac{\omega_{pA}}{\omega} \right)^2 \right]$$

宜用一電容 C_X 與 L 串聯，使 L 之有效值如(9)式：

$$L_e = L \left[1 - \left(\frac{\omega_X}{\omega} \right)^2 \right]$$

式中 $\omega_X^2 = \frac{1}{LC_X}$ 。將此二式代入(16)式，立得 L 與 C_X 之適當值：

$$L = \frac{1}{r} L_A (1 - k_A^2) \quad (10')$$

$$C_X = \frac{1 - k_A^2}{k_A^2} \cdot \frac{L_{pA}}{L} \cdot C_{pA} \quad (11')$$

同樣，當 $\frac{\omega_{pA}}{\omega} > 1$ 時，宜於 L 上並聯一電容 C_y ，由

$$L_{eA} = L_A \left[1 + k_A^2 \left(\frac{\omega}{\omega_{pA}} \right)^2 \right]$$

$$L_e = L \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_y} \right)^2 \right]$$

$\omega_y^2 = \frac{1}{LC_y}$ 。與(16)式選得 L 與 C_y 之值如下：

$$L = \frac{L_A}{r} \quad (13')$$

$$C_y = k_A^2 \cdot \frac{L_{pA}}{L} \cdot C_{pA} \quad (14')$$

如此，僅須附加一電容器，統調之效即可獲致。頻帶變動時，祇須將此電容器加以適當之調整即行，不必另掉可變電容器，或其推動機構，堪稱經濟簡便。

例(一)——在圖三(甲)中，如 $L_A = 203.529$ 微亨； $C_A = 51.8026$ 至 426.803 微微法； $\gamma = 1$ ； $L_{pA} = 1200$ 微亨； $C_{pA} = 200$ 微微法； $k_A = 0.20$ ； $Q_{pA} = 100$ 。假設在所用之頻帶——約自 540 至 1550 千週/秒——中無大變更，求 L 與 C_X 。

此處 $f_{pA} = \frac{\omega_{pA}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{pA}C_{pA}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1200 \times 10^{-6} \times 200 \times 10^{-12}}} = 324.836$ 千週/秒，在指定頻帶 540 至 1550 千週/秒之下，因此，需用串聯電容器 C_X 以獲致統調。將各值代入(16')(11')二式，得：

$$L = L_A(1 - k_A^2) = 203.529(1 - .20^2) = 195.388 \text{ 微亨}$$

$$C_X = \frac{1 - .20^2}{.20^2} \times \frac{1200}{195.388} \times 200 = 31,588.2 \text{ 微微法} = 0.0315882 \text{ 微}$$

法由此結果，可以算得 LC 電路之共振頻率為

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot \frac{C_X C}{C + C_X}}} \quad (18)$$

至於 $L_A C_A$ 電路之共振頻率可由

$$f_A = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eA}C_A}} \quad (19)$$

算得；式中 L_{eA} 最好運用(2)式計算。算 L_{eA} 時非預知 f_A 不可，而算得之 L_{eA} 則又未必能與 C_A 共振於 f_A 。因此，除非由上式求出之 f_A 適與用以計算 L_{eA} 者相同，則所得之值，並無意義。正常方法， f_A

之值應由 $f_A = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eA}(f_A)C_A}}$ 解出。實際上，以 f_A 與 f 相差無

幾，可先用 f 以求 L_{eA} 而後再由此以求 f_A 。用所得之 f_A ，重求 L_{eA}

以及另一 f_A 。如此，反復一二次，結果不再變更，正確之 f_A 值即行獲得。

用上述方法，算得結果如下表。觀乎此，同頻統調之準確性可以立見。近 540 千週/秒處，統調誤差加大。此蓋由於漸漸接近 f_{pA} ，(4)(8) 二式之準確度減低所致。

表 一

C_A 微微法	不帶 L_{pA} C_{pA} 時之 f_A 值， 千週/秒	f 千週/秒 用 (18) 式 算出	f_A (千週/秒)				Δf (千週/秒)
			假設之 f_A	L_{eA} 微亨	用 (19) 式 算出	f_A 之確值	
51.8026	1550.00	1583.26	1583.41*	195.035	1583.41	1583.41	+0.15
100.803	1111.15	1135.84	1135.07*	194.664	1136.15		
			1136.15	194.664	1136.15	1136.15	+0.31
426.803	540.00	554.845	555.276*	191.155	557.204		
			557.204	191.199	557.138		
			557.138	191.198	557.141	557.14	+2.30

* 此值與 f 稍差，因第一次將 f 算錯，後加改正，而假設之 f_A 則無需變更。

例(二)——在圖三(乙)中，如 $L_A = 203.529$ 微亨； $C_A = 51.8026$ 至 426.803 微微法； $r = 1$ ； $L_{pA} = 20$ 微亨； $C_{pA} = 15$ 微微法； $Q_{pA} = 0.14$ ； $k_A = 0.25$ 。求 L 與 C_y 。

$$\text{本例中， } f_{pA} = \frac{1}{2\pi\sqrt{20 \times 10^{-6} \times 15 \times 10^{-12}}} = 9188.81 \text{ 千週/秒，}$$

遠在指定頻帶之上。所以 (13') 與 (14')，適應此處情形，可加利用。由此逕得：

$$L = L_A = 203.529 \text{ 微亨}$$

$$C_y = (.25)^2 \times \frac{20}{203.529} \times 15 = 0.0921 \text{ 微微法}$$

用此常數，算得之統調結果，如表二。

表 二

C_A 微微法	不帶 L_{pA} C_{pA} 時之 f_A 值	$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_y)}}$ 千週/秒	f_A (千週/秒)				Δf 千週/秒
			假設之 f_A	I_{eA} 微亨	算得之 f_A	正確之 f_A	
51.8206	1550.00	1548.62	1548.62	203.885	1548.64	1548.63	+0.01
100.803	1111.15	1110.64	1110.64	203.715	1110.64	1110.64	0.00
426.803	540.00	539.941	539.941	203.573	539.941	539.941	0.000

注意算得之 Δf 極小，因此為計算簡便，以後具有耦附電路之共振電路，可用相當之單純 LC 電路代之。

3.2 第二種情形

兩共振電路俱帶有 L 低頻 或 L 高频 耦附電路如圖四。

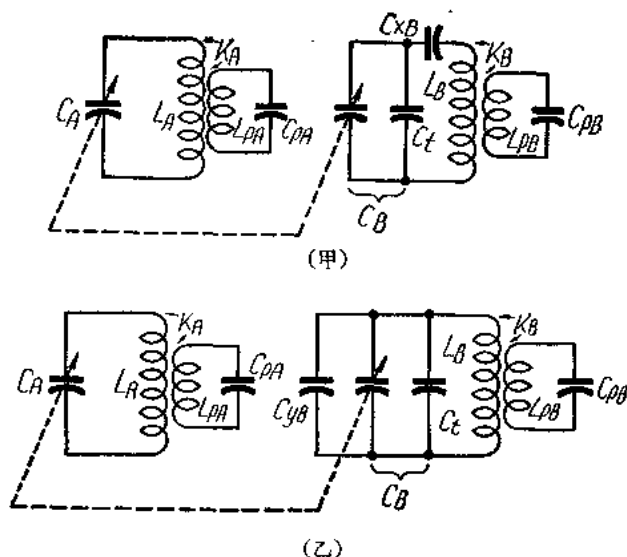


圖 四

若兩共振電路俱帶不同之耦附電路，其固有頻率為

$$f_{pA} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{pA}C_{pA}}} \text{ 與 } f_{pB} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{pB}C_{pB}}} \text{ 或同大於，或同小於使}$$

用頻率 f ，統調之佈置又何如？

前曾證明，在一定頻率範圍內，對調諧言，串聯電容 C_X 或並聯電容 C_Y 有替代耦附電路之效。因此，兩共振電路所受耦合之影響不等時，於其受累輕者，另加一電容 C_X 或 C_Y 以補足之，使與受累重者相等，兩電路內之有效電感，即恆相同，而可統一調諧之。

如 f_{pA} 與 f_{pB} 俱小於使用頻率 f ， $L_A C_A$ 與 $L_B C_B$ 兩電路內之有效電感為：

$$L_{eA} = L_A(1 - k_A^2) \left[1 - \frac{k_A^2}{1 - k_A^2} \cdot \left(\frac{f_{pA}}{f} \right)^2 \right]$$

$$L_{eB} = L_B(1 - k_B^2) \left[1 - \frac{k_B^2}{1 - k_B^2} \cdot \left(\frac{f_{pB}}{f} \right)^2 \right]$$

設 $L_B C_B$ 電路所受耦合之影響較小，則電感 L_B 上應串聯一固定電容 C_{XB} 。若斯， L_B 之有效電感變為：

$$L_{eB}' = \frac{1}{j\omega} \left[j\omega L_{eB} + \frac{1}{j\omega C_{XB}} \right] = L_B(1 - k_B^2) \left[1 - \frac{k_B^2}{1 - k_B^2} \cdot \left(\frac{f_{pB}}{f} \right)^2 \right] - \frac{1}{(1 - k_B^2)} \cdot \left(\frac{f_{XB}}{f} \right)^2 \quad (20)$$

式中 $f_{XB} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_B C_{XB}}}$ ，其中隨頻率變動之項，顯已加大。

此處統調條件(16)式應作：

$$\frac{L_{eA}}{L_{eB}'} = \frac{C_H(\theta)}{C_A(\theta)} = \gamma \quad (16')$$

將 L_{eA} 與 L_{eB}' 代入，逕得 L_B 與 C_{XB} 所須適合之方程式：

$$L_A(1 - k_A^2) = \gamma L_B(1 - k_B^2)$$

與 $\frac{k_A^2}{1 - k_A^2} f_{pA}^2 = \frac{k_B^2}{1 - k_B^2} f_{pB}^2 + \frac{1}{1 - k_B^2} f_{XB}^2$ 聯立而解之，立得所需