

SF—IA收发讯机收讯滤波器

静态特性分析及调试方法简介

东北电管局技术改进局 李振和

提 要

本文利用文章中推导出来的内电容耦合双谐振电路静态输出电压的数学表达式,对处于不同工作状态下的SF—IA收发讯机中的收讯滤波器的静态输出电压频率特性予以详尽的定量分析,为正确调整收讯滤波器提供理论参考。

本文所得出的结论适用于一切由电磁耦合双谐振电路组成的滤波器。

前 言

长期以来,人们对SF—IA型中的收讯滤波器的理论分析,习惯上是把耦合电容器断开,对两个谐振回路分别进行定性分析。然后,再把耦合电容连起来,利用每个谐振回路单独分析得出的理论,对滤波器进行综合定性,最后得出结论。这种结论只能说是一种粗略的趋势性的结论,缺少量的概念。

在这种分析理论的基础上形成起来的调试方法也不是很科学的。此法是先把耦合电容器断开,对每个谐振回路进行单独调谐,其谐振频率按 $f_0 + \Delta f$,其中 Δf 的数值并非常数(随 f_0 而异),而是凭个人经验预估。这种调试方法对初学者或经验不多的调试人员来说是很难掌握的。即使是有经验的调试人员也需反复多次、逐次逼近。因此,“收讯滤波器难调”已成为目前继电保护调试工作中的主要难题之一。

本文试图通过各种工作状态下的收讯滤波器输出电压频率特性的分析讨论,以便找到一种易于掌握的调试方法,为高频收发讯机的顺利调试起个促进作用。

一、收讯滤波器输出电压的数学表达式

1. 收讯滤波器的等价电路

SF—IA收发讯机中的收讯滤波器是一个由外电容耦合双谐振电路组成的带通滤波器。其电路图如图1—1—1所示

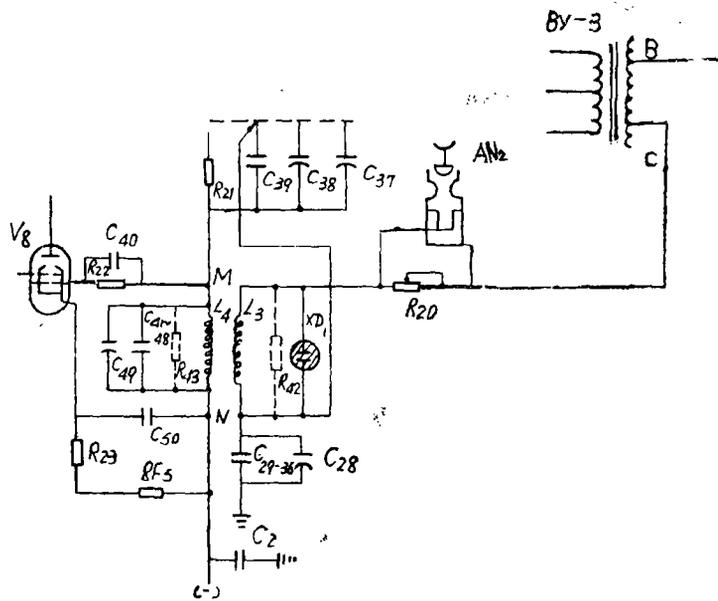


图 1-1-1 SF-1A 收音滤波器实际电路图

由于 C_2 容量较大 ($0.1 \mu f$)，对 $50KHZ$ 以上的高频信号相当于短路。因此可将图 1-1-1 简化为图 1-1-2 所示电路。图中：

u_1 —信号电源电压，即 BY-3 变压器 A、C 抽头之间的高频信号电压。

r_c —信号电源内电阻

L_c —信号电源内电感

L_3 —串联谐振回路电感

C_{1z} —串联谐振回路综合电

容 $C_{2z} \sim C_{3z}$

r_3 —串联谐振回路电阻

L_4 —并联谐振回路电感

C_{2z} —并联谐振回路综合电容 $C_{41} \sim C_{4z}$

r_4 —并联谐振回路电阻

C_0 —耦合电容 $C_{37} \sim C_{3z}$

C_{40} —高放管 V_8 栅极电阻旁路电容

C_{37}, r_8 —高放管 V_8 输入电容

再将图 1-1-2 中的一些元件予以合并：

$$r_1 = r_c + r_3, \quad L'_3 = L_3 + L_c$$

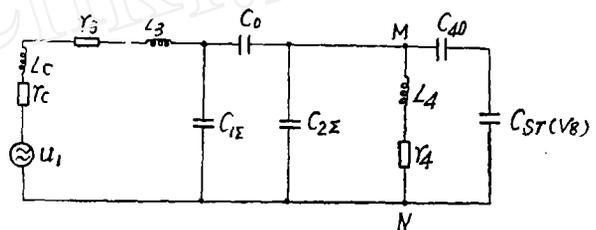


图 1-1-2 收音滤波器电路图

$$C'_{2Z} = C_{2Z} + \frac{C_{40} \cdot C_{3Z}(\gamma_4)}{C_{40} + C_{3Z}(\gamma_4)}$$

得图 1-1-3 简化电路图

然后按 Δ - λ 变换, 将外电容耦合双谐振电路变换成易于讨论分析的内电容耦合双谐振等价电路, 如图 1-1-4 所示。

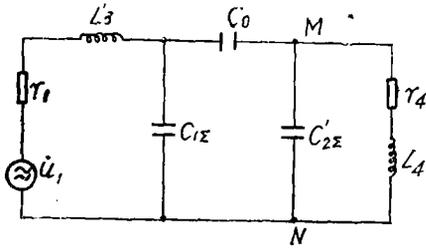


图 1-1-3 收讯滤波器简化电路图

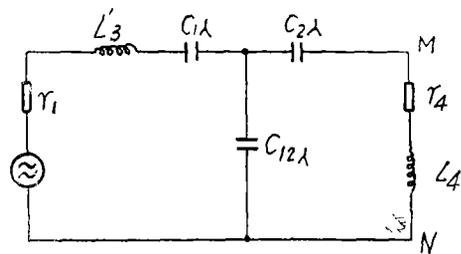


图 1-1-4 收讯滤波器等价电路图

其中电容按下式变换:

$$\left. \begin{aligned} C_{1\lambda} &= \frac{C_{1Z}C'_{2Z} + C_0C_{1Z} + C_0C'_{2Z}}{C'_{2Z}} \\ C_{2\lambda} &= \frac{C_{1Z}C'_{2Z} + C_0C_{1Z} + C_0C'_{2Z}}{C_{1Z}} \\ C_{12\lambda} &= \frac{C_{1Z}C'_{2Z} + C_0C_{1Z} + C_0C'_{2Z}}{C_0} \end{aligned} \right\} \dots\dots (1-1-1)$$

从图 1-1-1 看出 M 、 N 两点间电压 u_{MN} 即是收讯滤波器的输出电压, 下面结合图 1-1-4 所示电路来分析讨论这个电压。

2. 收讯滤波器输出电压的数学表达式

设图 1-1-4 电路图中

$$Z_1 = r_1 + j\left(\omega L_3 - \frac{1}{\omega C_{1\lambda}}\right) \dots\dots (1-2-1)$$

$$Z_2 = r_4 + j\left(\omega L_4 - \frac{1}{\omega C_{2\lambda}}\right) \dots\dots (1-2-2)$$

$$Z_{12} = -j\frac{1}{\omega C_{12\lambda}} \dots\dots (1-2-3)$$

则图 1-1-4 可改绘成图 1-2-1 所示电路

按回路电流法列出图 1-2-1 的电流方程式:

$$\dot{u}_1 = \dot{I}_1(Z_1 + Z_{12}) - \dot{I}_2 Z_{12}$$

$$0 = -\dot{I}_1 Z_{12} + \dot{I}_2(Z_2 + Z_{12})$$

$$\dots\dots (1-2-4)$$

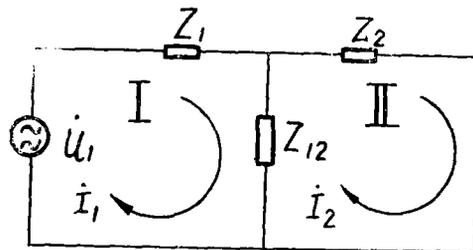


图 1-2-1 收讯滤波器简化等价电路

解(1-2-4)式得:

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{u}_1}{Z_1 + Z_{12} - \frac{Z_{12}^2}{Z_2 + Z_{12}}} \quad \dots\dots\dots (1-2-5)$$

$$\dot{I}_2 = \frac{Z_{12}}{Z_2 + Z_{12}} \dot{I}_1 \quad \dots\dots\dots (1-2-6)$$

将(1-2-5)式代入(1-2-6)式得:

$$\dot{I}_2 = \frac{Z_{12} \dot{u}_1}{(Z_2 + Z_{12})(Z_1 + Z_{12}) - Z_{12}^2} \quad \dots\dots\dots (1-2-7)$$

再将(1-2-1), (1-2-2), (1-2-3)式代入(1-2-7)式得:

$$\dot{I}_2 = \frac{-j \frac{1}{\omega C_{12A}}}{\left[r_1 + j\omega L'_3 - j\left(\frac{1}{\omega C_{1A}} + \frac{1}{\omega C_{12A}}\right) \right] \left[r_4 + j\omega L_4 - j\left(\frac{1}{\omega L_{2A}} + \frac{1}{\omega C_{12A}}\right) \right] - \frac{1}{\omega^2 C_{12A}^2}}$$

令 $\frac{1}{C_{11}} = \frac{1}{C_{1A}} + \frac{1}{C_{12A}}, \quad \frac{1}{C_{22}} = \frac{1}{C_{2A}} + \frac{1}{C_{12A}}$

所以,

$$\dot{I}_2 = \frac{-j \frac{1}{\omega C_{12A}} \dot{u}_1}{r_1 \left[1 + j \frac{1}{\omega C_{11} r_1} (\omega^2 L_3 C_{11} - 1) \right] \cdot r_4 \left[1 + j \frac{1}{\omega C_{22} r_4} (\omega^2 L_4 C_{22} - 1) \right] - \frac{1}{\omega^2 C_{12A}^2}} \quad \dots\dots\dots (1-2-8)$$

因为图(1-1-4)所示等价电路中, 回路II开路回路I的谐振角频率 ω_1 和回路I开路回路II的谐振角频率 ω_2 分别为:

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_3 C_{11}} \quad \dots\dots\dots (1-2-9)$$

$$\omega_2^2 = \frac{1}{L_4 C_{22}} \quad \dots\dots\dots (1-2-10)$$

* 此二谐振角频率 ω_1, ω_2 不是习惯上的串, 并联谐振回路的单独谐振频率。并且, 在谐振角频率 ω_1, ω_2 附近有:

$$Q_{11} = \frac{1}{\omega C_{11} r_1}, \quad Q_{22} = \frac{1}{\omega C_{22} r_4}$$

上式 Q_{11}, Q_{22} 为图1-1-4所示回路I, 回路II单独回路的品质因数。

所以,

$$\dot{I}_2 = \frac{-\frac{1}{\omega C_{12A}} \dot{u}_1}{r_1 \left[1 + j Q_{11} \left(\frac{\omega^2}{\omega_1^2} - 1 \right) \right] \cdot r_4 \left[1 + j Q_{22} \left(\frac{\omega^2}{\omega_1^2} - 1 \right) \right] - \frac{1}{\omega^2 C_{12A}^2}} \quad \dots\dots\dots (1-2-11)$$

$$\text{设: } \varepsilon_1 = \frac{\omega^2}{\omega_1^2} - 1, \quad \varepsilon_2 = \frac{\omega^2}{\omega_2^2} - 1$$

上式 $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ 称为谐振回路 I, II 的相对频率失调。因此, (1-2-11) 式可写作:

$$\dot{I}_2 = \frac{-\frac{1}{\omega C_{12A}}}{r_1(1+jQ_{11}\varepsilon_1) \cdot r_4(1+jQ_{22}\varepsilon_2) + \frac{1}{\omega^2 C_{12A}^2}} \dot{u}_1 \dots \dots (1-2-12)$$

又因为内电容耦合双谐振电路的耦合系数为:

$$K = \frac{\sqrt{C_{11}C_{22}}}{C_{12A}}$$

$$\text{所以 } \dot{I}_2 = \frac{-j\omega K Q_{11} Q_{22} \sqrt{C_{11}C_{22}}}{(1+jQ_{11}\varepsilon_1)(1+jQ_{22}\varepsilon_2) + K^2 Q_{11} Q_{22}} \dot{u}_1 \dots \dots (1-2-13)$$

由图 1-1-4 知:

$$\dot{u}_{MN} = \dot{I}_2 (r_4 + j\omega L_4) \dots \dots (1-2-14)$$

又因为在谐振回路 II 中(回路 I 开路)

$$r_4 = \frac{\omega L_4}{Q_{22}}$$

$$\text{所以 } \dot{u}_{MN} = j\dot{I}_2 \omega L_4 (1 - j\frac{1}{Q_{22}}) \dots \dots (1-2-15)$$

将(1-2-13)式代入(1-2-15)式, 并选择 $C_{11} \approx C_{22}$, 则得:

$$\dot{u}_{MN} = (1 + \varepsilon_2) (1 - j\frac{1}{Q_{22}}) \frac{K Q_{11} Q_{22}}{(1 - Q_{11} Q_{22} \varepsilon_1 \varepsilon_2 + K^2 Q_{11} Q_{22}) + j(Q_{11} \varepsilon_1 + Q_{22} \varepsilon_2)} \dot{u}_1 \dots \dots (1-2-16)$$

取 \dot{u}_{MN} 的模

$$u_{MN} = (1 + \varepsilon_2) \frac{K Q_{11} \sqrt{Q_{22}^2 + 1}}{\sqrt{(1 + K^2 Q_{11} Q_{22})^2 + Q_{11}^2 Q_{22}^2 \varepsilon_1 \varepsilon_2 (\varepsilon_1 \varepsilon_2 - 2K^2) + Q_{11}^2 \varepsilon_1^2 + Q_{22}^2 \varepsilon_2^2}} u_1 \dots \dots (1-2-17)$$

分析(1-2-17)式可得知, 当 K 为一定数值时, 随着 ω 的变化(即 $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ 的变化)以及 Q_{11}, Q_{22} 的数值不同, 输出电压 u_{MN} 也将发生变化。因此, 收讯滤波器有四种可能出现的工作方式。

1. 等振、等 Q 工作方式, 即 $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon, Q_{11} = Q_{22}$ 。
2. 等振, 不等 Q 工作方式, 即 $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon, Q_{11} \neq Q_{22}$ 。
3. 不等振, 等 Q 工作方式, 即 $\varepsilon_1 \neq \varepsilon_2, Q_{11} = Q_{22}$ 。
4. 不等振, 不等 Q 工作方式, 即 $\varepsilon_1 \neq \varepsilon_2, Q_{11} \neq Q_{22}$ 。

下面对上述四种可能出现的工作方式下的滤波器输出电压 u_{MN} 分别进行讨论。

二、收讯滤波器在不同工作状态下静态输出电压特性分析

1. 等振、等 Q 工作方式

在此种工作方式下, $\omega_1 = \omega_2 = \omega_0$ 即 $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon$, $Q_{11} = Q_{22} = Q$, 所以 (1-17) 式可写成

$$u_{MN}(\omega) = \frac{(1 + \varepsilon) \cdot KQ\sqrt{Q^2 + 1}}{\sqrt{(1 + K^2Q^2)^2 + 2(1 - K^2Q^2)Q^2\varepsilon^2 + Q^4\varepsilon^4}} u_1 \dots\dots\dots (2-1-1)$$

在 (2-1-1) 式中

(1) 若 $1 - K^2Q^2 \geq 0$ 即 $KQ \leq 1$, 则式中分母含 ε 的各项系数均为正数, 所以当 $|\varepsilon| = \left| \frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right|$ 由 0 开始增大时, 分母的数值也增大, 这样 u_{MN} 的数值便减小, 在输出电压的频率特性曲线上有单一峰值, 峰值电压的角频率与 $\varepsilon = 0$ 处的角频率 ω_0 相对应。其峰值为:

$$u_{MN}(\omega_0) = \frac{KQ\sqrt{Q^2 + 1}}{1 + K^2Q^2} u_1 \dots\dots\dots (2-1-2)$$

输出频率特性曲线如图 2-1 中曲线 I、II 所示。

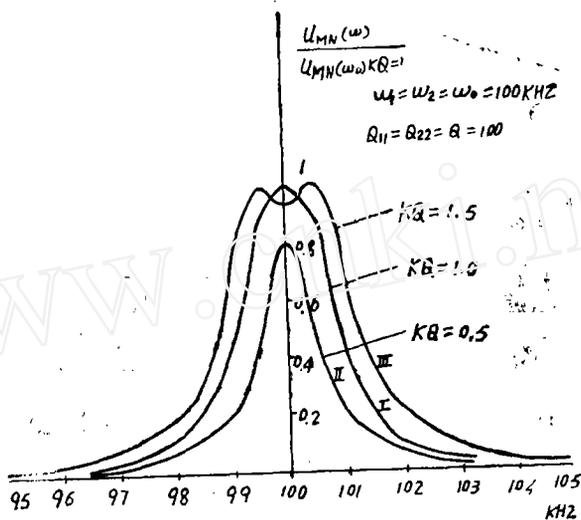


图 2-1 等振等Q工作方式滤波器输出频率特性

当临界耦合 $KQ = 1$ 时:

$$u_{MN}(\omega_0) = \frac{\sqrt{Q^2 + 1}}{2} u_1 \dots\dots\dots (2-1-3)$$

从 (2-1-1) 式还可看出: 当 $|\varepsilon| = |-\varepsilon|$ 时, $u_{MN}(+\varepsilon) > u_{MN}(-\varepsilon)$ 其差 Δu_{MN}

$$= 2\varepsilon \frac{KQ\sqrt{Q^2 + 1}}{(1 + K^2Q^2)^2 + 2(1 - K^2Q^2)Q^2\varepsilon^2 + Q^4\varepsilon^4} u_1$$

因此得知, 在输出频率特性曲线上, 以中心角频率为对称中心的两个角频率所对应的输出电压高端大于低端, 特性曲线并非严格对称。而是低端下降快, 高端下降慢。但在 Q 值较高的情况下, 由于输出电压 $u_{MN}(\omega)$ 随角频率变化较快, 因此, 高、低端两侧相差不

显著。

(2) 若 $1 - K^2 Q^2 < 0$ 即 $KQ > 1$, 则 (2-1-1) 式写作:

$$u_{MN}(\omega) = \frac{(1+\varepsilon) \cdot KQ\sqrt{Q^2+1}}{\sqrt{(1+K^2Q^2)^2 - 2(K^2Q^2-1)Q^2\varepsilon^2 + Q^4\varepsilon^4}} \dots\dots (2-1-4)$$

式 (2-1-4) 中分母含 ε^2 项的系数为负数。当 $|\varepsilon| = \left| \frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right|$ 由 0 开始增大时, 分母的数值先是减小, 而后增大, 输出电压 $u_{MN}(\omega)$ 的数值则是先增大, 而后减小, 其数值变化的转折点位于 (2-1-4) 式分母中含 ε 各项代数和等于零的方程式之解处。即

$$-2(K^2Q^2-1)Q^2\varepsilon^2 + Q^4\varepsilon^4 = 0$$

$$\text{解得: } \varepsilon = \pm \frac{\sqrt{2(K^2Q^2-1)}}{Q} \dots\dots\dots (2-1-5)$$

$$\text{因为 } \varepsilon = \frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1$$

$$\text{所以 } \omega_{I, II} = \sqrt{1 \pm \frac{\sqrt{2(K^2Q^2-1)}}{Q}} \omega_0 \dots\dots\dots (2-1-6)$$

由 (2-1-6) 式求得两个角频率 ω_I 、 ω_{II} 所对应的输出电压 $u_{MN}(\omega_I)$ 、 $u_{MN}(\omega_{II})$ 分别为输出频率特性曲线上的两个峰值, 习惯上为双峰。此时, 输出频率特性曲线呈马鞍形, 如图 2-1 中曲线 III 所示。

2、等振、不等 Q 工作方式

在此工作方式下, $\omega_1 = \omega_2 = \omega_0$, 即 $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon$, 且 $Q_{11} \neq Q_{22}$, 此时 (1-2-17) 式写作:

$$u_{MN}(\omega) = \frac{(1+\varepsilon)KQ_{11}\sqrt{Q_{22}^2+1}}{\sqrt{(1+K^2Q_{11}Q_{22})^2 + (Q_{11}^2+Q_{22}^2-2Q_{11}Q_{22}K^2)\varepsilon^2 + Q_{11}^2Q_{22}^2\varepsilon^4}} u_1 \dots\dots\dots (2-2-1)$$

在 (2-2-1) 式中:

(1) 若 $Q_{11}^2 + Q_{22}^2 - 2Q_{11}Q_{22}K^2 \geq 0$ 即 $K \leq \sqrt{\frac{1}{2Q_{11}^2} + \frac{1}{2Q_{22}^2}}$, 则式中分母含 ε 的各项系数均为正数, 所以当 $|\varepsilon| = \left| \frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right|$ 由 0 开始增大时, 分母的数值也增大, 这样 $u_{MN}(\omega)$ 的数值便减小, 在输出频率特性曲线上有单一峰值, 其峰值对应于 ω_0 处, 数值为:

$$u_{MN}(\omega_0) = \frac{KQ_{11}\sqrt{Q_{22}^2+1}}{1+K^2Q_{11}Q_{22}} u_1 \dots\dots\dots (2-2-2)$$

输出频率特性曲线如图 2-2 中曲线 I、II、III 所示。

当临界耦合 $K\sqrt{Q_{11}Q_{22}} = 1$ 时,

$$u_{MN}(\omega_0) = \sqrt{\frac{Q_{11}(Q_{22}^2+1)}{4Q_{22}}} u_1 \dots\dots\dots (2-2-3)$$

$$\text{当过渡耦合时 } K = \sqrt{\frac{1}{2Q_{11}^2} + \frac{1}{2Q_{22}^2}}$$

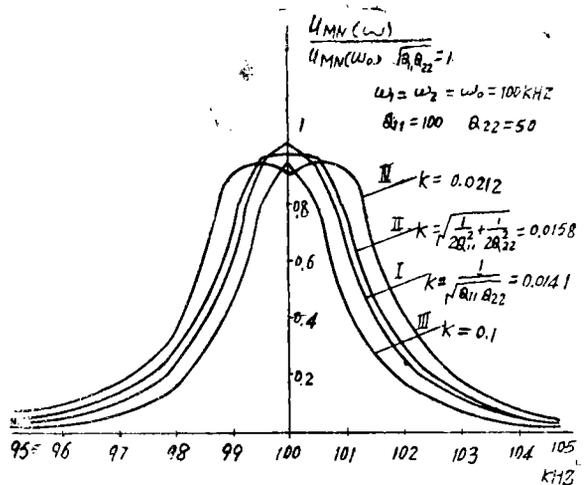


图 2-2 等振不等Q工作方式滤波器输出频率特性

$$u_{MN}(\omega_0) = \frac{\sqrt{2(Q_{11}^2 + Q_{22}^2)(Q_{22}^2 + 1)Q_{11}^2}}{(Q_{11} + Q_{22})^2} u_1 \dots\dots\dots (2-2-4)$$

(2) 若 $Q_{11}^2 + Q_{22}^2 - 2Q_{11}^2 Q_{22}^2 K^2 < 0$ 即 $K > \sqrt{\frac{1}{2Q_{11}^2} + \frac{1}{2Q_{22}^2}}$, 则 (2-2-1) 式中分母含 ε^2 的系数为负数, 当 $|\varepsilon| = \left| \frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right|$ 由 0 开始增大时, 分母的数值先是减小而后增大, $u_{MN}(\omega)$ 的数值则是先增大而后减小, 其数值变化的转折点位于 (2-2-1) 式分母含有 ε 各项代数和等于零的方程之解处。即:

$$-(2Q_{11}^2 Q_{22}^2 K^2 - Q_{11}^2 - Q_{22}^2) \varepsilon^2 + Q_{11}^2 Q_{22}^2 \varepsilon^4 = 0$$

$$\text{解得 } \varepsilon = \pm \frac{\sqrt{2K^2 Q_{11}^2 Q_{22}^2 - (Q_{11}^2 + Q_{22}^2)}}{Q_{11}^2 Q_{22}^2} \dots\dots\dots (2-2-5)$$

$$\text{所以 } \omega_{1, I} = \sqrt{1 \pm \frac{\sqrt{2K^2 Q_{11}^2 Q_{22}^2 - (Q_{11}^2 + Q_{22}^2)}}{Q_{11} Q_{22}}} \omega_0 \dots\dots\dots (2-2-6)$$

由 (2-2-6) 式求得两个角频率 ω_1 、 ω_2 所对应的输出电压 $u_{MN}(\omega_1)$ 、 $u_{MN}(\omega_2)$ 分别为输出频率特性曲线上的两个峰值, 输出频率特性曲线呈马鞍形, 如图 2-2 中曲线 IV 所示。

3、不等振、等Q工作方式

在此工作方式下, $\omega_1 \neq \omega_2$ 即 $\varepsilon_1 \neq \varepsilon_2$; 但 $Q_{11} = Q_{22} = Q$ 。此时 (1-2-17) 式写作

$$u_{MN}(\omega) = \frac{KQ\sqrt{Q^2 + 1}}{\sqrt{(1 + K^2 Q^2)^2 + Q^2(\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2 - 2K^2 Q^2 \varepsilon_1 \varepsilon_2) + Q^4 \varepsilon_1^2 \varepsilon_2^2}} u_1 \dots\dots\dots (2-3-1)$$

由于式中有两个随 ω 变化的变量 ε_1 、 ε_2 , 所以讨论起来较复杂。现按 ω 变化范围分区进行讨论。

(1) 当信号角频率在 $\omega_1 < \omega < \omega_2$ (或 $\omega_2 < \omega < \omega_1$) 范围内变化时, ε_1 、 ε_2 为异号。

$$\text{因为 } \varepsilon_1 = \frac{\omega^2}{\omega_1^2} - 1 = \frac{\omega^2 - \omega_1^2}{\omega_1^2} = \frac{(\omega + \omega_1)(\omega - \omega_1)}{\omega_1^2}, \quad \varepsilon_2 = \frac{(\omega + \omega_2)(\omega - \omega_2)}{\omega_2^2}$$

由于所讨论的问题是指 ω 在 ω_1, ω_2 附近变化所以有:

$$\begin{aligned} \omega + \omega_1 &\simeq 2\omega_1, & \omega + \omega_2 &\simeq 2\omega_2 \\ \omega - \omega_1 &\simeq \Delta\omega_1, & \omega - \omega_2 &\simeq -\Delta\omega_2 \\ \Delta\omega_1 + \Delta\omega_2 &= \omega_2 - \omega_1 = \Delta\omega \end{aligned}$$

$$\text{因此 } \varepsilon_1 \simeq \frac{2\Delta\omega_1}{\omega_1}, \quad \varepsilon_2 \simeq -\frac{2\Delta\omega_2}{\omega_2}$$

将 $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ 之值代入 (2-3-1) 式, 则得

$$u_{MN}(\omega) = \frac{\left(1 - \frac{2\Delta\omega_2}{\omega_2}\right) KQ \sqrt{Q^2 + 1}}{\sqrt{(1 + K^2 Q^2)^2 + Q^2 \left[\frac{4\Delta\omega_1^2}{\omega_1^2} + \frac{4\Delta\omega_2^2}{\omega_2^2} + \frac{8K^2 Q^2}{\omega_1 \omega_2} \Delta\omega_1 \Delta\omega_2 \right]} + \frac{Q^4 \left(\frac{2\Delta\omega_1}{\omega_1} \right)^2 \left(-\frac{2\Delta\omega_2}{\omega_2} \right)^2}{\dots\dots\dots (2-3-2)}$$

分析 (2-3-2) 式得知, 不管耦合程度如何, 式中分母的各项均为正数。因此有, 当 $\Delta\omega_1$ (或 $\Delta\omega_2$) 从 0 开始增加, $\Delta\omega_2$ (或 $\Delta\omega_1$) 从某一数值 $\Delta\omega$ 向 0 减小时 (二者总保持 $\Delta\omega_1 + \Delta\omega_2 = \Delta\omega$), $\Delta\omega_1 \times \Delta\omega_2$ 之乘积随着从 0 开始增大, 分母的数值也随着增大, 这样输出电压 $u_{MN}(\omega)$ 的数值便随着减小, 直到 $\Delta\omega_1 = \Delta\omega_2$ 时, $\Delta\omega_1 \times \Delta\omega_2$ 之乘积获得最大值 (根据 n 个正数之和一定时, 其积以此 n 个正数全都相等时为最大), 分母的数值也最大, 输出电压的数值便最小 (谷点电压)。此时输出频率特性如图 2-3 A B 段所示。

(2) 当信号角频率在 $\omega > \omega_1, \omega > \omega_2$ 或者 $\omega < \omega_1, \omega < \omega_2$, 一侧变化时, $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ 为同号。

此时 (2-3-1) 式分母中的第二项 $Q^2(\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2 - 2K^2 Q^2 \varepsilon_1 \varepsilon_2)$ 的数值随 KQ 取值不同而异。当 $K^2 Q^2 \leq \frac{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2}{2\varepsilon_1 \varepsilon_2}$ 时, 其数值为正数。当 $K^2 Q^2 > \frac{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2}{2\varepsilon_1 \varepsilon_2}$ 时, 其数值为负数。同等振等 Q 方程式下临界耦合条件 $KQ \leq 1$ 比较, 不等振等 Q 方式下临界耦合条件是个变数, 但这个变数的下限值是 1。

这是因为:

$$\text{当 } \varepsilon_1, \varepsilon_2 \text{ 为任意实数时, 有: } (\varepsilon_1 - \varepsilon_2)^2 \geq 0, \text{ 所以有, } \varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2 \geq 2\varepsilon_1 \varepsilon_2$$

$$\text{因 } \varepsilon_1, \varepsilon_2 \text{ 为同号, 所以 } \frac{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2}{2\varepsilon_1 \varepsilon_2} \geq 1$$

$$\text{①若 } K^2 Q^2 \leq \frac{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2}{2\varepsilon_1 \varepsilon_2}$$

当 ε_2 从 0 开始增大, ε_1 从某一正数继续增大, 或 ε_1 从 0 开始减小, ε_2 从某一负数继续减小时 (2-3-1) 式中分母的数值随着增大, 输出电压 $u_{MN}(\omega)$ 数值则随着减小, 输出频率特性曲线在 $u_{MN}(\omega_1), u_{MN}(\omega_2)$ 处发生转折, 见图 2-3 曲线上 A、B

点。特性曲线呈马鞍形。输出电压的两个峰值分别与 ω_1 、 ω_2 相对应，其值为：

$$u_{MN}(\omega_1) = \left(1 + \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_2^2}\right) \frac{KQ\sqrt{Q^2+1}}{\sqrt{(1+K^2Q^2)^2 + Q^2\left(\frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_2^2}\right)^2}} u_1 \dots\dots (2-3-3)$$

$$u_{MN}(\omega_2) = \frac{KQ\sqrt{Q^2+1}}{\sqrt{(1+K^2Q^2)^2 + Q^2\left(\frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_1^2}\right)^2}} u_1 \dots\dots\dots (2-3-4)$$

②若 $K^2Q^2 > \frac{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2}{2\varepsilon_1\varepsilon_2}$

当 ε_2 从 0 开始增大、 ε_1 从某一正数继续增大，或 ε_1 从 0 开始减小， ε_2 从某一负数继续减小，(2-3-1) 式中分母的数值是先减小而后增加，输出电压 $u_{MN}(\omega)$ 则是先增加而后减小，输出频率特性曲线仍呈马鞍形，但在 $u_{MN}(\omega_1)$ 、 $u_{MN}(\omega_2)$ 处发生转折，见图 2-4 曲线上 A、B 点。输出电压的两个峰值不与 ω_1 、 ω_2 相对应，而与

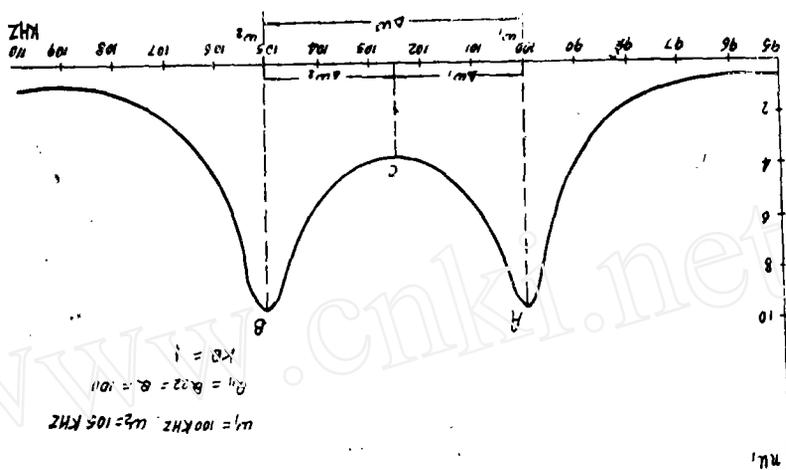


图 2-3 不等振等 Q 工作方式滤波器输出频率特性 ($K^2Q^2 \leq \frac{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2}{2\varepsilon_1\varepsilon_2}$)

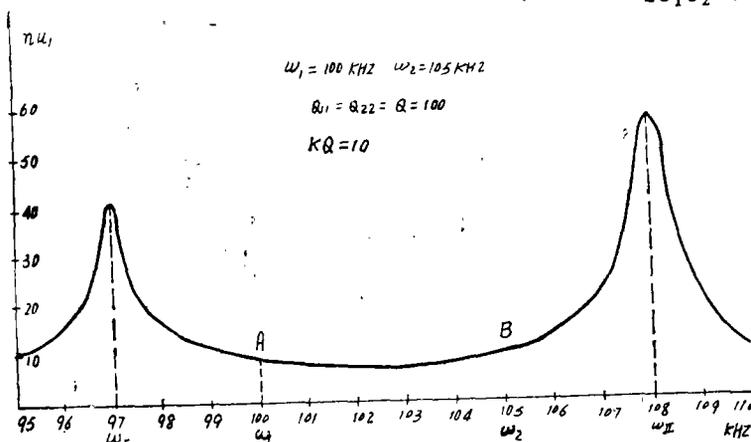


图 2-4 不等振等 Q 工作方式下滤波器输出频率特性 ($K^2Q^2 > \frac{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2}{2\varepsilon_1\varepsilon_2}$)

(2-3-1) 式中分母含 ε_1 、 ε_2 各项代数和等于 0 的方程之解处的 ω_I 、 ω_{II} 相对应, 见图 3-4 所示。图中 $\omega_I < \omega_1$ 、 $\omega_{II} > \omega_2$ 。

上面的讨论是针对 $\omega_2 > \omega_1$ 的情形, 反之亦然。

4、不等振、不等 Q 工作方式

在此工作方式下, $\omega_1 \neq \omega_2$ 即 $\varepsilon_1 \neq \varepsilon_2$, 且 $Q_{11} \neq Q_{22}$ 此时输出电压 $u_{MN}(\omega)$ 的数学表达式如 (1-2-17) 式所示。其输出频率特性曲线的特点和形状与不等振等 Q 方式下的特性曲线类同, 故分析讨论省略。

为便于综合比较, 现将四种工作方式下的输出电压特点归纳列表如下:

综上所述滤波器可能出现的四种工作方式共十种状态的讨论, 可得出如下结论:

(1) 处于等振、等 Q, 等振、不等 Q 两种工作方式下的滤波器

① 它们的输出电压频率特性基本相同, 特性曲线形状相似, 二谐振回路品质因数相同与否, 对输出电压频率特性无影响 (不等 Q 方式下的过渡耦合状态除外), 若等 Q 方式下的 Q 值与不等 Q 方式下的 $\sqrt{Q_{11}Q_{22}}$ 相等, 则它们的输出电压峰值也相等。

② 若耦合度小于临界耦合、过渡耦合, 则它们的输出电压频率特性曲线呈单峰状, 中心频率两侧输出电压不严格对称, 高端下降速度慢, 低端下降速度快, 但在通频带范围内相差不显著。

③ 若耦合度大于临界耦合、过渡耦合, 则它们的输出电压频率特性曲线呈双峰状, 两峰值电压所对应的角频率均不等于中心工作角频率, 中心工作角频率所对应的输出电压低于峰值电压, 通称谷点电压。

(2) 处于等振、不等 Q 工作方式的临界耦合状态和过渡耦合状态下的输出电压峰值及特性曲线形状均不同。输出电压峰值, 前者略高于后者。通频带宽度, 后者略大于前者。参见图 2-2。

(3) 处于不等振、等 Q, 不等振、不等 Q 两种工作方式下的滤波器:

① 它们的输出电压频率特性基本相同, 特性曲线形状相似……。

② 不管耦合程度如何, 即使 $KQ < 1$, 它们的输出电压频率特性曲线均呈双峰状。

③ 若耦合度 $K^2 Q^2 \leq \frac{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2}{2\varepsilon_1\varepsilon_2}$, 则它们的输出电压频率特性曲线上的二个峰值电压与回路 I、II 的单独谐振角频率 ω_1 、 ω_2 相对应, 见图 2-3。

④ 若耦合度 $K^2 Q^2 > \frac{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2}{2\varepsilon_1\varepsilon_2}$, 则它们的输出电压频率特性曲线上的二个峰值电压所对应的角频率 ω_I 、 ω_{II} 不等于回路 I、II 单独谐振的角频率 ω_1 、 ω_2 。当 $\omega_1 < \omega_2$ 时, 有 $\omega_I < \omega_1$, $\omega_{II} > \omega_2$ 。或当 $\omega_1 > \omega_2$ 时, 有 $\omega_{II} < \omega_2$, $\omega_I > \omega_1$, 见图 2-4。

据此结论, 不难得知: 作为线路高频保护装置中使用的收讯滤波器, 由于对它的通频带要求较窄 (1300~1400 Hz), 因此收讯滤波器以处于等振、等 Q (或不等 Q) 工作方式耦合度 $KQ \leq 1$ 的状态下工作为最佳。

过去在收讯滤波器的调试中, 常常由于调整不当, 回路 I、II 的谐振频率不相等,

使得收讯滤波器处于不等振、等 Q （或不等 Q ）方式下工作，结果导致滤波器输出电压频率特性曲线上出现双峰。而人们往往把这种方式下出现的双峰误认为是超临界耦合引起的，结果尽力减小耦合电容的容量，可双峰仍然存在，反而造成输出电压的幅值严重降低。另外，当调整严重不当时，回路 I、II 的谐振频率相差较大，耦合程度又较强，致使收讯滤波器处于不等振等 Q （或不等 Q ）方式超临界耦合状态下工作，结果导致滤波器输出电压频率特性在局部频率范围内出现具有单峰特性的假象（见图 2-4）。人们有时误把这个单峰电压所对应的频率视作中心工作频率，这样调整出来的收讯滤波器其后果是严重的。因此，对于一个已调整好的收讯滤波器除了检查通频带外，还应做出滤波器输出电压的频率特性曲线，把信号频率由中心工作频率开始向两端尽量扩展，以检查是否有第二峰值电压出现。

三、收讯滤波器的实际调试电路

前面的所有分析讨论，都是在滤波器等价电路（图 1-1-4）基础上进行的。那么实际调试电路又怎样呢？现在来分析与等价回路 I、II 相对应的实际电路。

由 (1-2-9)，(1-2-10) 式知道：

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_3' C_{11}}, \quad \omega_2^2 = \frac{1}{L_4 C_{22}}$$

$$\text{而 } \frac{1}{C_{11}} = \frac{1}{C_{1\lambda}} + \frac{1}{C_{12\lambda}}, \quad \frac{1}{C_{22}} = \frac{1}{C_{2\lambda}} + \frac{1}{C_{12\lambda}}$$

又由 (1-1-1) 式知

$$C_{1\lambda} = \frac{C_{12} C_{2\lambda}' + C_0 C_{12} + C_0 C_{2\lambda}'}{C_{2\lambda}'}$$

$$C_{2\lambda} = \frac{C_{12} C_{2\lambda}' + C_0 C_{12} + C_0 C_{2\lambda}'}{C_{12}}$$

$$C_{12\lambda} = \frac{C_{12} C_{2\lambda}' + C_0 C_{12} + C_0 C_{2\lambda}'}{C_0}$$

$$\begin{aligned} \text{所以 } \frac{1}{C_{11}} &= \frac{C_{2\lambda}' + C_0}{C_{12} C_{2\lambda}' + C_0 C_{12} + C_0 C_{2\lambda}'} \\ &= \frac{1}{C_{12} + \frac{C_0 C_{2\lambda}'}{C_{2\lambda}' + C_0}} \end{aligned}$$

$$\text{因此: } C_{11} = C_{12} + \frac{C_0 C_{2\lambda}'}{C_{2\lambda}' + C_0} \quad \dots\dots (3-1-1)$$

$$\text{同理: } C_{22} = C_{2\lambda} + \frac{C_0 C_{12}}{C_{12} + C_0} \quad \dots\dots (3-1-2)$$

根据 (3-1-1)、(3-1-2) 式并结合图 1-1-3 得知回路 I 单独调谐的实际电路如图 3-1 所示。回路 II 单独调谐的实际电路如图 3-2 所示。

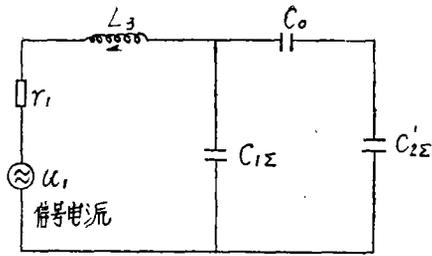


图 3-1 回路 I 单独调谐的实际电路

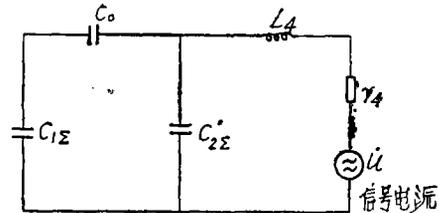


图 3-2 回路 II 单独调谐的实际电路

由图 3-1、3-2 知：

回路 I 单独调谐的实际电路就是将滤波器并联谐振回路中的电感 L_4 断开，对串联谐振回路按串联谐振进行调谐的电路，如图 3-3 所示。

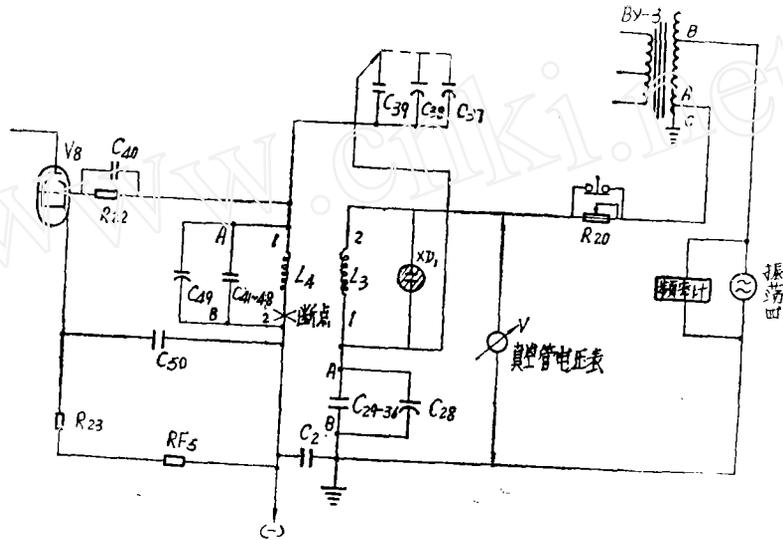


图 3-3 串联谐振回路单独调谐试验接线图

回路 II 单独调谐的实际电路就是将串联谐振回路中的电感 L_3 断开，对并联谐振回路按串联谐振进行调谐的电路，如图 3-4 所示。

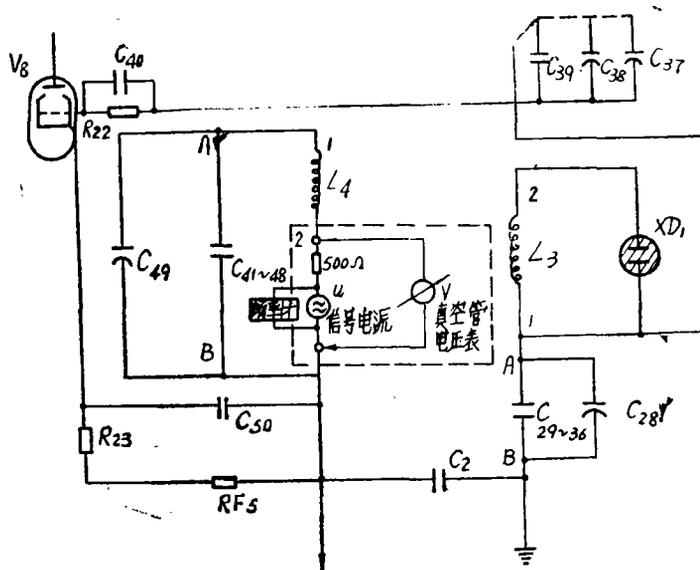


图 3-4 并联谐振回路单独调谐试验接线图

四、调试方法简介

1. 调试步骤

(1) 根据给定的使用工作频率 f_0 ，选择 L_3 、 L_4 的电感量。当 $f_0 > 100\text{KHZ}$ 时， L_3 、 L_4 选择 0.5mh 。当 $f_0 < 100\text{KHZ}$ 时， L_3 、 L_4 选择 2mh 。

(2) 按 $C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L_{3(4)}}$ 计算出与 L_3 、 L_4 所对应的 C_{1z} 、 C_{2z} 电容量，并选择 $C_{1z} \approx C_{2z}$ 。

(3) 根据预估的谐振回路 Q 值，按 $C_0 \approx KC_{1z} = \frac{C_{1z}}{Q}$ (临界耦合) 计算出耦合电容量。 $SF-1A$ 收发讯机中的收讯滤波器回路 Q 值约为 $100 \sim 150$ 。

(4) 按上面计算得出的 C_{1z} 、 C_{2z} 、 C_0 的电容量进行组合接线及半可调电容器位置的估选。

(5) 按图 3-3、图 3-4 所示试验接线图，以 f_0 为谐振频率对串、并联谐振回路进行单独调谐。

(6) 恢复原接线，对滤波器进行统调。以 R_{25} 上的电压 (去掉闭锁电压) 代替滤波器输出电压，做输出电压频率特性曲线。

① 若特性曲线呈双峰，则应减小耦合电容量，直到双峰变成单峰止。这时谐振频率 f_0 将较给定的使用工作频率 f_0 略有增加。

② 若特性曲线呈单峰，为提高输出电压幅值则应增加耦合电容量，但应以不出现双

峰为限。这对谐振频率 f_0 将较给定的使用工作频率 f_0 略有降低。

(7) 以前面调得的谐振频率 f_0 为中心频率, 检查滤波器的通频带宽度及其对称性。

①若通频带宽度大于规定值(多发生在使用工作频率较高时), 则应减小耦合电容量, 直到通频带宽符合规定止。

②若通频带宽度小于规定值(多发生在使用工作频率较低时), 此时由于耦合度已处于近临界耦合状态、不能靠增加耦合电容量的办法来增加带宽, 而只好采取降低滤波器回路 Q 值的办法来实现。

(8) 当通频带宽度调整得符合规定值后, 再重做串、并联谐振回路的单独调谐, 使 $f_{串} = f_{并} = f_0$, 此时, 耦合电容不应调整。然后, 再重做整组统调。如此反复一、二次即可得到满意的调试结果。

(9) 录取滤波器输出频率特性曲线, 检查通频带宽度及其对称性。并将信号频率由中心频率向两侧尽量扩展以检查是否有第二峰值电压出现。

2. 调试注意事项及说明

(1) $SF-1A$ 收发讯机中的电感线圈 L_4 两端没有单独引出, 为能将其一端断开, 需要在调试前对原配线做如图 4-2-1 所示的更改。

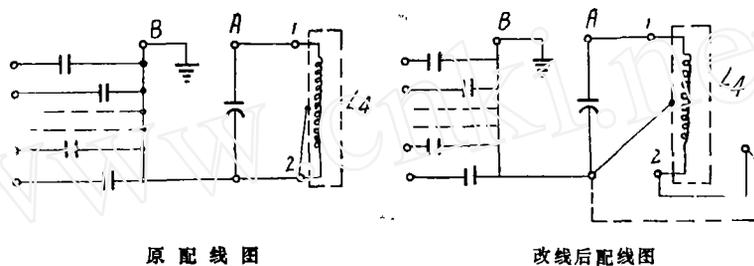


图 4-2-1 电感 L_4 一端引出改线图

①先将通常不用的 R_{21} 电阻焊下, 以利用其一焊片做 L_4 的端点引出之用。

②将收讯滤波器部分的安装板打开翻转过来, 焊开 L_4 的 2 号端子与地线间的连接线, 并把 L_4 2 号端子引焊到原 R_{21} 的一个焊片上。

③ L_4 的 2 号端子在安装板前与接地线焊片相接。

(2) 霓虹管 XD_1 在其不放电的情况下相当于一个容量很小的电容器, 它参与串联谐振回路的调谐。因此, 在做串谐单独调整和滤波器整组统调时, 霓虹管 XD_1 均不应拔下。另外, 不同的霓虹管电容量也不相同, 因此调整好的收讯滤波器, 它的霓虹管不能随便更换, 如若更换则需要重新检验收讯滤波器。

(3) 虽然收讯滤波器的接入系数 ($BY-3$ 变压器的 $\frac{W_{AC}}{W_{BC}}$) 较小, 一次侧阻抗对滤波器的影响可以忽略, 但 $BY-3$ 变压器二次绕组 W_{AC} 的微小电感却参与了串联谐振回路的调谐, 这一影响不能忽略。因此, 在做串谐单独调整和滤波器整组统调时, 信

号电源必须由BY-3一次侧(BC间)加入。如果在调整收讯灵敏度需要改变BY-3二次绕组匝数时(变动较大)则应重新检验收讯滤波器。

(4) 调试中应注意所使用的电子仪表、仪器的接地端应与收发讯机中的接地端相连。

(5) 整组统调时, U_{R25} 的数值最大不要超过50伏。

五、调试实例

东北系统某220KV线路相差动高频保护使用工作频率 $f_0 = 290\text{KHZ}$ 。

按前述收讯滤波器调试步骤进行:

(1) 选择 $L_3 = L_4 = 0.5\text{mh}$ 。

(2) 计算 $C_{1z} = C_{2z} = \frac{1}{4\pi^2 (290)^2 \times 10^9 \times 0.5 \times 10^{-3}} = 602\text{pf}$

选择①串谐回路 $C_{20} + C_{23} = 510\text{pf} + (25 \sim 150)\text{pf}$

②并谐回路 $C_{41} + C_{40} = 510\text{pf} + (25 \sim 150)\text{pf}$

(3) 计算耦合电容, 取 $Q \approx 100$ 则

$C_0 \approx 0.01 C_{1z} = 6\text{pf}$

选择 $C_0 = C_{37} = 2 - 7\text{pf}$

(4) 按上面计算选得的 C_{1z} 、 C_{2z} 、 C_0 进行焊线。

(5) 按图3-3、3-4接线图, 以 $f_0 = 290\text{KHZ}$ 对串、并联谐振回路进行单独调谐。

(6) 整组统调: 使通频带宽小于2400HZ。为避免半可调电容处于极限位置下工作, 可将 C_{37} 、 C_{40} 串联使用。此时谐振频率为 $f'_0 = 291.690\text{KHZ}$, 带宽 $B = 2070\text{HZ}$ 。

(7) 重新调整串、并联谐振回路, 使 $f_{串} = f_{并} = 290\text{KHZ}$ 。然后再进行统调, 其结果为: 中心工作频率 $f_{0.225-0.2\text{Makc}} = 289.990\text{KHZ}$ 。 $f_{1.225-0.707\text{Makc}} = 288.675\text{HZ}$ $f_{2.225-0.707\text{Makc}} = 291.045\text{HZ}$

带范围内的对称性: 中心频率右侧 $f_2 - f_0 = 1055\text{HZ}$

中心频率左侧 $f_0 - f_1 = 1015\text{HZ}$

(8) 录取输出电压频率特性:

$f(\text{KHZ})$	285	286	287	288	288.975	289.990	291.045	292	293	294	295
$u_{R25}(V)$	6.0	7.7	11.6	20.2	35.5	50.0	35.5	20.3	11.7	7.8	6.1

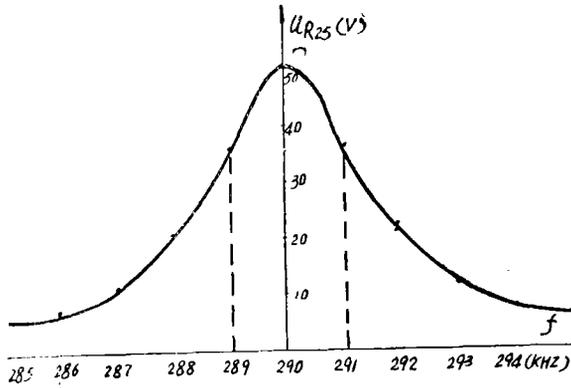


图 5

六、建 议

建议制造厂家在收发讯机配线时，应该将电感线圈 L_4 与地线连接的端点引到安装板前面用跨线与地线连接，以利用户调试之方便。



继电器专业召开采用国际标准厂长会议

机械工业部继电器专业采用国际标准厂长会议于一九八二年十一月二十二日至二十七日在成都市召开。这次会议的内容主要有：

1. 传达、学习上级关于采用国际标准的有关文件和方针政策；
2. 研究和讨论继电器专业与国际标准的主要差距；
3. 讨论、落实1981~1985年继电器专业采用国际标准的规划与措施；
4. 各厂交流采用国际标准的作法与打算，确定继电器专业采用国际标准先行产品；
5. 讨论继电器专业共同关心的问题；

通过会议，代表们一致认为：要尽快地提高产品质量，提高企业生产技术和管理水平，必须走采用国际标准的道路，每个企业要把采用国际标准同当前企业整顿和技术改造紧密结合起来，八五年前使企业产品技术水平和生产管理水平有一个较大的改变，使继电器专业的产品满足国内市场需要，增加出口贸易，为开创继电器专业的新局面而共同努力。

（许昌继电器研究所 杨国翊）