

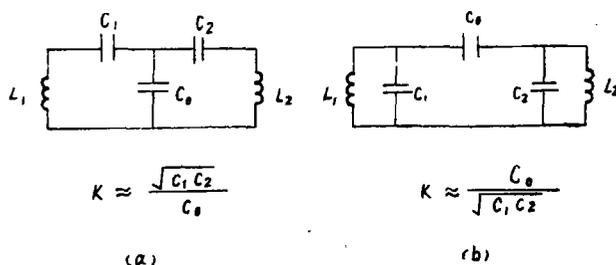
# 高频保护收讯机滤波器的分析

沈阳东北电管局技术改进局 张延龄

目前, 高频保护收讯机中大部分采用电容耦合式双调谐回路的滤波器, 其原理接线并不复杂。如果对这种滤波器的工作特性有一般的了解, 会给调试工作带来方便。本文试图对这种原理接线的滤波器做理论上的分析, 以供设计与调整试验工作的参考。

## 一、传递函数

最简单的双调谐回路依不同的电容耦合方式可以分为以下两种类型:



图一

以上两种耦合方式是等效的。但是(a)方式的相对优点为滤波器的带宽受工作频率的影响较小, (b)方式则因结构简单, 调试方便, 运行可靠, 因此在高频保护收讯机中大量使用。以下只对(b)方式的电路来分析滤波器的工作特性。

利用拉氏变换导出(b)电路的传递函数。因两个调谐回路的线圈参数相同, 以  $r$ 、 $L$  分别表示具电阻与电感时, 滤波器的传递函数为:

$$K_f(s) = \frac{(r + Ls) \frac{1}{c_1 s} \cdot \frac{1}{c_2 s}}{\left(r + Ls + \frac{1}{c_1 s}\right) \left(r + Ls + \frac{1}{c_2 s}\right) \left(\frac{1}{c_1 s} + \frac{1}{c_2 s} + \frac{1}{c_0 s}\right) - \left(r + Ls + \frac{1}{c_1 s}\right) \frac{1}{c_2^2 s^2} - \left(r + Ls + \frac{1}{c_2 s}\right) \frac{1}{c_1^2 s^2}} \quad (1)$$

$$\text{或者 } K_f(s) = \frac{(r + Ls) \cdot c_0 s}{L^2(c_1 c_2 + c_1 c_0 + c_2 c_0) \cdot N(s)}$$

式中特征方程  $N(s)$  的表达式为:

$$N(s) = s^4 + 4\alpha s^3 + (4\alpha^2 + \omega_1^2 + \alpha^2 + \omega_2^2 + \alpha^2)s^2 + 2\alpha(\omega_1^2 + \alpha^2 + \omega_2^2 + \alpha^2)s + (\omega_1^2 + \alpha^2)(\omega_2^2 + \alpha^2) \quad (2)$$

$$\text{式(2)中: } \alpha = \frac{r}{2L}$$

$$\omega_1^2 + \alpha^2 + \omega_2^2 + \alpha^2 = \frac{c_1 + c_2 + 2c_0}{L(c_1 c_2 + c_1 c_0 + c_2 c_0)}$$

$$(\omega_1^2 + \alpha^2)(\omega_2^2 + \alpha^2) = \frac{1}{L^2(c_1 c_2 + c_1 c_0 + c_2 c_0)}$$

以上(1)、(2)两式是分析滤波器工作特性的依据。

## 二、传递函数最大值的条件

对于滤波器的工作特性的要求,首先是在工作频率  $\omega_0$  时有最大输出。为了满足这一条件,滤波器各元件的参数之间应该具有一定的关系。以下采用逐级分析的方法进行讨论,以求在物理概念上有清晰的了解。首先由并谐的输出回路开始。

由于电感线圈的衰耗很小,如果令衰耗  $d$ ,即在工作频率下电阻  $r$  与感抗  $\omega_0 L$  的比值为二阶小数,可以认为并谐回路阻抗为最大值时的频率  $\omega_m \approx \frac{1}{\sqrt{L c_2}}$ ,误差为二阶小数可以不计。当在耦合电容  $c_0$  之前,即电容  $c_1$  两端输入电压时并谐回路有最大输出的频率

$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{(c_2 + c_0)}}$ 。显然,滤波器的工作频率应该与  $\omega_0$  相同,由此

$$\omega_m = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{c_0}{c_2}}$$

令  $\frac{c_0}{c_2} = k_2$ , 又因  $c_0 \ll c_2$ , 故

$$\omega_m \approx \omega_0 \left(1 + \frac{k_2}{2}\right) \quad (3)$$

在调整试验时,滤波器调谐回路的谐振频率应该由(3)式确定。此时在工作频率  $\omega_0$  处,并谐回路输出为最大值,即

$$k_{f2}(j\omega_0) = \frac{c_0}{c_2 + c_0} \left(1 + j \frac{\omega_0 L}{r}\right) \approx j \frac{k_2}{d} \quad (4)$$

应该指出,  $k_{f2}(j\omega)$  的幅值在工作频率  $\omega_0$  两侧是不对称的,高频侧下降得慢一些,这是因为频率由  $\omega_0$  增加至  $\omega_m$  时并谐回路阻抗为最大值而有一定的补偿作用。

在工作频率  $\omega_0$  时耦合回路在电容  $c_1$  两端附加的等效阻抗为:

$$\frac{\frac{c_2 + c_0}{c_0} r}{\frac{c_0}{c_2 + c_0} + j\omega_0 c_2 r} \approx \frac{1}{\frac{k_2}{2} + j\omega_0 c_0}$$

与电容  $c_1$  并联后, 以串联形式表示的阻抗为:

$$\frac{1}{\frac{k_2^2}{r} + j\omega_0(c_1 + c_0)} \approx \frac{k_2^2}{\omega_0^2(c_1 + c_0)^2 r} - j \frac{1}{\omega_0(c_1 + c_0)} \quad (5)$$

显然, 在满足  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(c_1 + c_0)}}$  的条件下等效的串谐回路有最大的输出, 又因

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(c_2 + c_0)}}, \text{ 故此时两个调谐回路的电容在数值上相等, 即 } c_1 = c_2.$$

这里略加说明, 以上计算虽然是近似的, 但是保证了足够的精度, 因为其相对误差是在二阶小数之内, 即  $\frac{c_1 - c_2}{c_2} \approx k^2$ 。

因为  $c_1 = c_2$ , 在 (5) 式中耦合回路产生的附加电阻为  $\frac{k^2}{d^2} r$ 。故在工作频率  $\omega_0$  下等效的串谐回路传递函数为:

$$k_{f1}(j\omega_0) = \frac{1}{\left(1 + \frac{k^2}{d^2}\right) r \cdot j\omega_0(c + c_0)} \approx -j \frac{d}{k^2 + d^2}$$

当  $K = 0$  时,  $k_{f1}(j\omega_0) = -\frac{1}{jd}$ , 与单调串谐回路结果相同, 因为此时耦合回路已无影响。

结合 (4) 式求得滤波器传递函数, 在工作频率  $\omega_0$  时为:

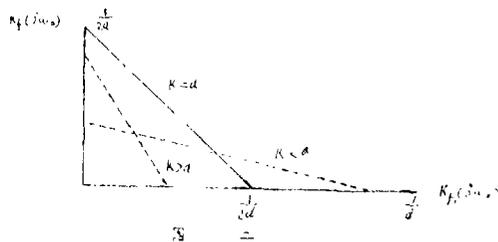
$$k_f(j\omega_0) = k_{f1}(j\omega_0) \cdot k_{f2}(j\omega_0) = \frac{K}{k^2 + d^2} \quad (6)$$

(6) 式表明, 在工作频率  $\omega_0$  时相移为零。附加电阻  $\frac{k^2}{d^2} r$  随两个调谐回路的耦合程度而异。在弱耦合时因为  $\frac{k^2}{d^2} r$  影响很小, 故串谐回路输出较高, 当耦合增强时,  $k_{f1}(j\omega_0)$  的数值减少, 但  $k_{f2}(j\omega_0)$  却依线性关系在增大, 这说明滤波器必有一个最佳工作状态。当耦合系数  $k = d$  时滤波器的传递函数有最大值, 由 (6) 式可得:

$$k_f(j\omega_0) = \frac{1}{2d} \quad (7)$$

这就是通常所谓滤波器处于临界耦合状态。当临界耦合时, 等效的串谐回路内总电阻为  $2r$ , 故最大输出比单调谐回路减少一倍。

如上所述, 滤波器的工作频率  $\omega_0$  为已知, 根据 (3) 式来确定两个调谐回路的谐振频率  $\omega_m$  时滤波器在工作频率  $\omega_0$  下有最大输出, 其向量关系如图二所示:



如果滤波器输入为单位电压时,  $k_f(j\omega_0)$  与  $k_{f1}(j\omega_0)$  分别为输出电压与电容  $c_1$  上的电压, 直角三角形的斜边为耦合电容  $c_0$  两端的电压。在临界耦合时滤波器的

输出电压幅值与电容  $c_1$  上电压相同, 耦合电容  $c_0$  两端电压幅值为前者的  $\sqrt{2}$  倍, 此时输出电压为最大值。

### 三、滤波器的静特性

在用数学手段来分析滤波器的静态工作特性时, 可以直接引用上节的结果, 这就是:  $c_1 = c_2 = c$ ,  $\omega_m = \frac{1}{\sqrt{Lc}} = \omega_0 \left(1 + \frac{k}{2}\right)$ 。当然, 引用上述结果的前提是, 在工作频段范围内滤波器的衰耗很小, 同时耦合电容  $c_0$  与调谐电容  $c$  之比, 即耦合系数  $k \leq d$ , 因此在某些运算中可以省略  $d$  的高阶小数, 而不影响足够的精度。

将拉氏变量  $s = j\omega$ ,  $k = \frac{c_0}{c}$  代入(1)式得:

$$k_f(j\omega) = \frac{(r + j\omega L)k}{j\left(r + j\omega L + \frac{1}{j\omega c}\right)\left[\left(r + j\omega L + \frac{1}{j\omega c}\right)(1 + 2k)\omega c + j2k\right]} = \frac{\left(d + j\frac{\omega}{\omega_m}\right)k}{j\left[d + j\left(\frac{\omega}{\omega_m} - \frac{\omega_m}{\omega}\right)\right]\left\{\left[d + j\left(\frac{\omega}{\omega_m} - \frac{\omega_m}{\omega}\right)\right](1 + 2k)\frac{\omega}{\omega_m} + j2k\right\}}$$

因为  $\frac{\omega}{\omega_m} - \frac{\omega_m}{\omega} = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{k}{2}\left(\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega}\right) \approx 2\frac{\Delta\omega}{\omega_0} - k$

这在  $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ , 当  $\Delta\omega \ll \omega_0$  时是成立的。将其代入上式, 并略去有关  $d$  的立方项后, 则得:

$$k_f\left(j2\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) \approx \frac{k\left(1 - \frac{k}{2} + \frac{\Delta\omega}{\omega_0} - jd\right)}{\left(d + j2\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 + k^2}$$

$$\text{或者 } k_f\left(j2\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) \approx \frac{k}{\left(d + j2\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 + k^2} \quad \text{----- (8)}$$

由(8)式可以导出传递函数  $k_f(j\omega)$  的幅值:

$$\left|k_f\left(j2\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)\right| = \frac{k}{\sqrt{\left[k^2 + d^2 - \left(2\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 - 4d^2\left(2\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}} \quad \text{----- (9)}$$

(9)式就是一般所说的滤波器频率特性的数学表达形式, 可以很方便地用来分析滤波器的静态特性。

首先来确定滤波器的中心频率, 以(9)式对  $2\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$  微分, 令  $\frac{\partial |k_f|}{\partial \left(2\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)} = 0$  得:

$$2\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = 0 \quad \text{及} \quad \pm\sqrt{k^2 - d^2}.$$

当  $k \leq d$  时, 前一条件成立, 此时滤波器的中心频率与工作频率  $\omega_0$  相同并有极大值, 代入(8)式求得在中心频率  $\omega_0$  下滤波器的传递函数为:

$$k_f(j\omega_0) = \frac{k}{k^2 + d^2}$$

在临界耦合, 即  $k = d$  时, 上式数值为  $\frac{1}{2d}$ , 这是传递函数的最大值。从静特性的角度来说, 临界耦合是滤波器的最佳工作状态, 结论与上节导出的(6)、(7)两式是一致的。

当  $k > d$  时,  $2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \pm \sqrt{k^2 - d^2}$  的条件成立, 代入(8)式后得出传递函数的幅值为  $\frac{1}{2d}$ , 与上述临界耦合时数值相同但有相移, 其值为  $\pm ig^{-1} \sqrt{\frac{k^2}{d^2} - 1}$ 。在  $\omega > \omega_0$  时滞后,  $\omega < \omega_0$  时超前, 同时输出的相移随耦合程度的增强而加大。此时滤波器呈现双峰的频率特性, 而中心频率位于两峰间的谷点。当耦合系数  $k$  值继续增大时, 虽然滤波器频率特性的峰值维持不变, 但两峰间的相对频差  $\sqrt{k^2 - d^2}$  依双曲线的轨迹在不断地加宽, 同时位于中心频率  $\omega_0$  的谷点则继续下降, 使滤波器在工作频率下的增益减低。显然从高频保护工作的角度来看, 这是不希望发生的, 因此在调试时规定, 一般不允许滤波器工作在大于临界耦合状态。

滤波器的通频带按定义是指增益下降3db时所覆盖的频率宽度。当滤波器工作于  $k \leq d$  范围时, 以  $\left| k_f \left( j2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right) \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{k}{k^2 + d^2}$  代入(9)式左侧后求解  $2\Delta f$  即得滤波器的带宽  $\Delta f_{0.7}$ , 当  $k > d$  时以  $\left| k_f \left( j2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right) \right| = 2 \sqrt{\frac{1}{2}} \frac{1}{d}$  代入(9)式后, 以同样方法求解, 在这种情况下一般耦合系数  $k$  值有如下的限制条件:  $k \leq (1 + \sqrt{2})d$ , 亦即滤波器的通频带内所有频率下的增益(即传递函数)至少不低于两边界频率下的增益  $2 \sqrt{\frac{1}{2}} \frac{1}{d}$ 。由于上述的  $k > d$  工作条件对高频保护来说实用意义不大故以下只分析  $k \leq d$  的情况。

如上所述, 当  $k \leq d$  时以  $\left| k_f \left( j2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right) \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{k}{k^2 + d^2}$  代入(9)式内, 此时等式右侧之  $2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$  用  $\frac{\Delta f_{0.7}}{f_0}$  来表示,  $\Delta f_{0.7}$  即为所求的滤波器的带宽。故得:

$$2(k^2 + d^2)^2 = \left[ k^2 + d^2 - \left( \frac{\Delta f_{0.7}}{f_0} \right)^2 \right]^2 + 4d^2 \left( \frac{\Delta f_{0.7}}{f_0} \right)^2 \quad \text{———— (10)}$$

(10)式中对  $\Delta f_{0.7}$  求解, 滤波器带宽  $\Delta f_{0.7}$  为:

$$\Delta f_{0.7} = f_0 d \sqrt{\left( \frac{k}{d} \right)^2 - 1 + \sqrt{2} \cdot \sqrt{\left( \frac{k}{d} \right)^4 + 1}} \quad \text{———— (11)}$$

在调试时, 因为线圈的衰耗  $d$  为一定数值, 可以在滤波器的工作频率  $f_0$  给定后选择适当的耦合系数  $k$  来满足对带宽  $\Delta f_{0.7}$  的要求。在  $k \leq d$  的条件下, 滤波器带宽的可调范围如下:

$$\sqrt{\sqrt{2}-1}f_0d < \Delta f_{0.7} \leq \sqrt{2}f_0d \quad \text{———— (12)}$$

近似值为  $0.64f_0d < \Delta f_{0.7} \leq 1.4f_0d$

泸波器处于临界耦合时通频带最宽，是单调谐回路的 $\sqrt{2}$ 倍，当 $k < 0.66d$ 以下时带宽开始小于单调谐回路的通频带。因此，如果所要求的带宽是在(12)式的范围内时，总是可以用改变 $k$ 值这种简单的调试方法来满足，但是也不希望 $k$ 值太小，因为这会显著地降低泸波器的增益。

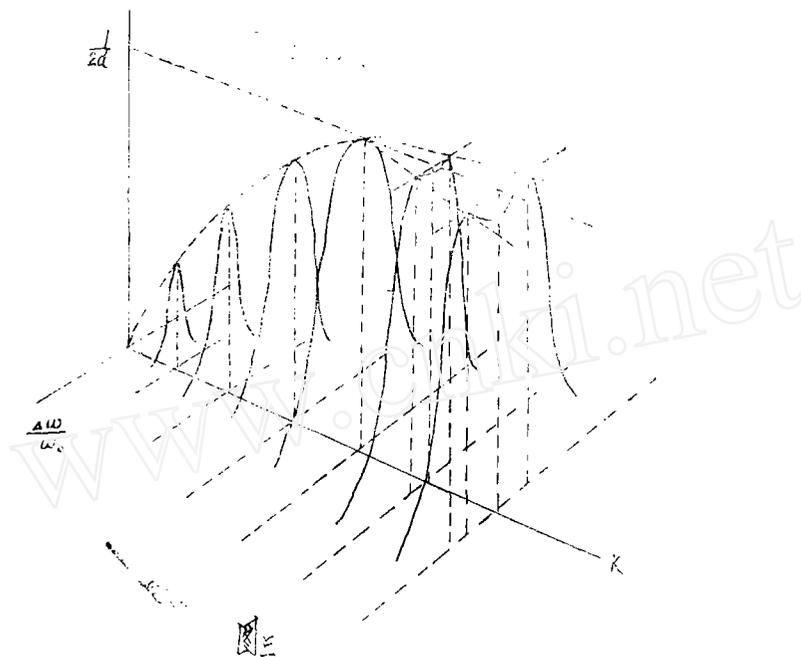
在上节中对 $k_{12}(j\omega)$ 的对称性问题曾经稍加讨论。由于泸波器的带宽 $\Delta f_{0.7} \ll f_0$ ，因此在有限的频率范围内以上的数学运算是成立的。由(6)式可以看出，泸波器的频率特性相对中心频率 $\omega_0$ 的两侧是对称的。随着 $\left| \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right|$ 的逐渐增大，(8)式的精度也从而降低，此时比较精确的计算是要考虑 $k_1 \left( j2\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)$ 式中分子包含的 $\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ 项。由此可见泸波器的频率特性相对中心频率 $\omega_0$ 的两侧是不对称的，实际上总是高频侧下降得慢一些，理由在上节中已经提到过。也就是说，虽然等效的串谐回路的频率特性在高于中心频率 $\omega_0$ 的一侧下降得快一些，但是尚不足以克服由于并谐阻抗加大导致高频侧下降较慢的影响，这可以用数学来加以证明。用上节同样的分析方法可以求出，在 $k_{11}(j\omega)$ 式中分子含有 $-\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ 项，但在 $k_{12}(j\omega)$ 中则含有 $\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$ 项，二者乘积的结果导致 $k_f(j\omega)$ 式中分子出现 $\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ 项，因而与本节中有关的推导结论相同，这里不再写出具体的计算结果。

最后将本节讨论的泸波器的静态工作特性归纳如下：

当 $k < d$ 时，滤波器的传递函数幅值呈现单峰特性，其峰点位于中心频率 $\omega_0$ 处。随着耦合系数 $k$ 值的逐渐增加，需要相应地提高两个调谐回路的谐振频率 $\omega_{1,2}$ 以维持泸波器的中心频率 $\omega_0$ 数值不变。在这个过程中峰值也继续增高，直到滤波器处于临界耦合工作状态为止。在临界耦合 $k = d$ 时，中心频率 $\omega_0$ 处滤波器的传递函数 $k_f(j\omega)$ 有最大值。从静特性看来，这是泸波器的最佳工作状态。

当 $k > d$ ，即大于临界耦合时中心频率 $\omega_0$ 下的传递函数幅值开始减少，在其两侧开始出现新的峰点。此两侧的峰值与临界耦合状态下传递函数最大幅值相同并保持不变，因此滤波器开始呈现双峰特性，中心频率 $\omega_0$ 即为两峰间的谷点。随着 $k$ 值继续增大，谷点不断下凹，两峰值虽然不变但峰值距离则依双曲线轨迹不断增加。对于高频保护来说，一般不需要滤波器在大于临界耦合状态下工作。

为了对滤波器的静态特性有比较形象地了解，以下用三维坐标系来描述频率特性的图形，在图三中由实践曲线族构成的曲面即为泸波器的频率特性图形，是由本节中(9)式在某一定值 $d$ 下规定的。



#### 四、泸波器的暂态特性

目前高频保护一般是用单频率的高频讯号幅值来实现闭锁。这种工作原理的保护装置对于收讯机泸波器的暂态特性并无严格的要求，因为它不会引起保护装置的误动作。具体来说由于高频讯号后沿暂态历程的加长，在被保护线路内部故障时可能使方向保护的動作时间有某些延迟；对相差保护来说，虽然有拒动的可能，但是这种机率极少，至于高频讯号前沿的暂态畸变与讯号建立时间对于单频制高频闭锁原理的保护装置的工作并无实际影响。其次，对于泸波器暂态特性的要求是设计上应该考虑的问题，而不是调试所要解决的问题。据以上理由，有关泸波器的暂态特性只做一般性的讨论。

一般用经典方法来分析双调谐回路的暂态特性是很复杂的，需要对四阶的特征方程求解，在一定的条件下也可以采用近似解法(1)。但是对于(2)式中的特徵方程，用待定系数来求解则非常简便。拉氏变量  $s$  有两组共轭根，系数中  $\alpha = \frac{r}{2L}$  为暂态特性的自由分量衰减常数，自由频率  $\omega$ ，则由  $\omega_1$  与  $\omega_2$  组成。根据特征方程  $N(s)$  各系数的关系，可得：

$$\omega_i^2 + a^2 = \frac{c_1 + c_2 + 2c_0 \pm \sqrt{(c_1 - c_2)^2 + 4c_0^2}}{2L(c_1c_2 + c_1c_0 + c_2c_0)} \quad (13)$$

以下讨论两种情况；第一、 $|c_1 - c_2| \gg 2c_0$  时，由(13)式得两组自由频率  $\omega_1$  与  $\omega_2$ ，因为  $\alpha \ll \omega$  所以：

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{L\left(c_1 + \frac{c_2 c_0}{c_2 + c_0}\right)} - \frac{r^2}{4L^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{L(c_1 + c_0)}},$$

$$\omega_2 \approx \frac{1}{\sqrt{L(c_2 + c_0)}}.$$

以上说明, 如果两个调谐回路的频率特性相差很大时, 在暂态过程中泸波器的两组自由频率是由调谐回路本身的谐振频率 $\omega_n$ 决定的。在这种情况下, 自由频率 $\omega_1$ 与工作频率 $\omega_0$ , 亦即强制频率的差频很大, 这时虽然可使高频讯号前沿的建立时间大为缩短, 但是后沿的畸变将非常显著, 如前所述, 这对高频保护装置的工作可靠性是不利的。但是更为重要的是泸波器的静态特性此时大为恶化, 理由不再重复了。

第二  $|c_1 - c_2| \ll c_0$ , 根据(13)式在 $c_1 = c_2$ 条件下可得:

$$\omega_1 \approx \frac{1}{\sqrt{Lc}}, \quad \omega_2 \approx \frac{1}{\sqrt{L(c+2c_0)}}$$

其中第一组自由频率 $\omega_1$ 即为两调谐回路的谐振频率 $\omega_n$ 。结合以前的(3)式可知, 此时两组自由频率对称的分布在泸波器中心频率 $\omega_0$ 的两侧, 并且与后者的差频均为 $\Delta\omega \approx \frac{k}{2}\omega_0$ , 同时包括在泸波器的通频带 $\Delta f_{0.7}$ 以内。当中心频率 $\omega_0$ 下泸波器的调谐

回路损耗 $d$ 为一定值时, 因为 $\alpha = \frac{\omega_0 d}{2}$ 故暂态特性中自由分量的衰减常数即为确定值,

这是决定泸波器特性中高频讯号波形畸变的主要因素。但是在 $d$ 为某一定值的条件下, 随着耦合系数 $k$ 值的增加泸波器暂态特性的差频也相应地增大, 将导致高频讯号的前后沿呈现明显的波动特性从而引起波形畸变。因此 $k$ 值应有一定的限制, 这是泸波器暂态特性需要讨论的问题。

考虑泸波器的暂态特性时, 我们感兴趣的仅仅是自由分量的包迹, 也就是上述差频的瞬时值。因为泸波器的输入电压是等幅的, 同时其频率 $\omega_0$ 远大于差频 $\Delta\omega$ , 所以相对于频率 $\omega_0$ 而言差频的幅值可以近似地看做不变。在上述假定前提下可以采用近似计算来直接求出暂态特性的自由分量包迹(1、2)。以下只提出计算结果。

再次引用上节中的(8)式:

$$k_f \left( j2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right) = \frac{k}{\left( d + j2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2 + k^2}$$

正如我们在计算暂态过程的瞬时值时令拉氏变量 $s = j\omega$ 那样, 在求解差频 $\Delta\omega$ 的瞬时值时也可以令 $s = j\Delta\omega$ 。仅仅是为了运算上的简便, 将(8)式的拉氏变换写成以下形式:

$$k_f(s) = \frac{1}{d} \cdot \frac{\beta}{(1+s)^2 + \beta^2}$$

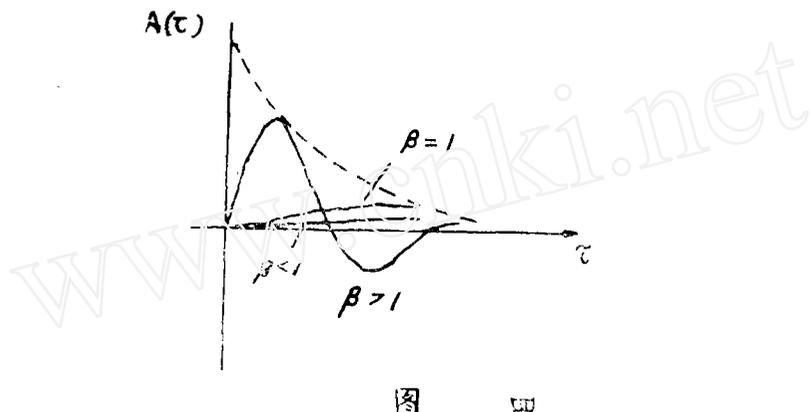
式中:  $\beta = \frac{k}{d}, \quad s = j \frac{2}{\omega_0 d} \Delta\omega$

显然, 如果 $s$ 对应的原函数变量为 $\tau$ 时, 则 $\tau = \frac{\omega_0 d}{2} t$ 。

当滤波器的输入为单位阶跃电压时, 则输出的自由分量包迹以  $A(\tau)$  表示, 此时  $A(s) = d \cdot k_f(s)$ 。

因此,  $A(\tau) = e^{-\tau} \cdot \sin \beta \tau$ . ————(14)

(14)式的示意图如下:



如果以时间  $t$  来表示自由分量的包迹  $A(t)$  时, 则

$$A(t) = e^{-\alpha t} \cdot \sin \frac{k}{2} \omega_0 t$$

图四、大致描述了滤波器受脉冲激励时其输出端自由分量的包迹图形。当滤波器为大于临界耦合, 即  $\beta > 1$  时, 暂态过程逐渐呈现波动特性, 同时差频也在不断增加。相反地, 如果  $\beta$  值不断减小时, 则差频周期也不断地加长, 因此暂态过程中包迹的波动特性趋于减弱。当临界耦合时差频一周期的时间相当于  $\tau = 2\pi$ , 但是早在差频的半个周期时幅值已衰减近于零, 因此从图四的暂态特性来看, 要求耦合系数  $k \leq d$ 、即  $\beta \leq 1$  也是合适的。

如果滤波器输入的单位阶跃电压频率与中心频率  $\omega_0$  相同, 用  $B(\tau)$  表示输出的包迹, 则有

$$B(\tau) = \frac{1}{d} \int_0^{\tau} A(\tau) d\tau$$

将(14)式  $A(\tau)$  代入时, 求解  $B(\tau)$ :

$$\begin{aligned} B(\tau) &= \frac{1}{d} \cdot \frac{\beta}{1+\beta^2} \left[ 1 - e^{-\tau} \left( \cos \beta \tau + \frac{\sin \beta \tau}{\beta} \right) \right] = \\ &= \frac{1}{d} \cdot \frac{\beta}{1+\beta^2} \left[ 1 - e^{-\tau} \sqrt{1 + \frac{1}{\beta^2}} \cdot \sin(B\tau + \text{tg}^{-1} \beta) \right] \end{aligned} \quad \text{————(15)}$$

(15)式中的第一项是暂态特性的强制分量, 其值即为滤波器静态特性在中心频率  $\omega_0$  时的传递函数  $k_f(j\omega_0)$ , 因为强制分量为:

$$\frac{1}{d} \cdot \frac{\beta}{1+\beta^2} = \frac{k}{k^2 + d^2}$$

与以前的(6)式一致,这也证明了以上的计算过程是正确的。

(15)式括号内第二项为自由分量与强制分量之比,它规定了泸波器的暂态特性中的波形畸变。

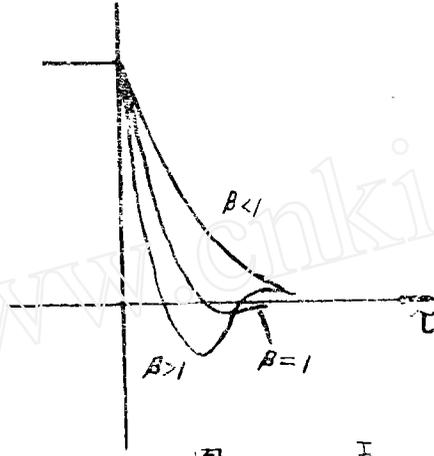


图 五

上述比值为:

$$e^{-\tau} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{\beta^2}} \cdot \sin(\beta\tau + tg^{-1}\beta) \quad \text{—————(16)}$$

$$\text{或 } e^{-t} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{d}{k}\right)^2} \cdot \sin\left(\frac{k}{2}\omega_0 t + tg^{-1}\frac{k}{d}\right)$$

根据(16)式可以描述泸波器在暂态过程中高频讯号后沿的包迹曲线,如图五所示。可以看出,当 $\beta$ 值增大时,高频讯号后沿的包迹曲线逐渐呈现出波动特性,与此同时衰减至零后的第一峰值也在增大。当 $\beta \approx 2.4$ ,即相当于最大允许耦合值时上述峰值可至强制分量的27%,而在临界耦合时仅为4.3%左右。随着 $\beta$ 值的逐渐减小,包迹的波动特性趋于减弱。但是高频讯号的建立时间也不断增长,从尽量减小泸波器暂态特性的波形畸变考虑, $\beta$ 值也不宜太小,一般认为临界耦合是最佳的工作状态。

讯号建立时间 $t_s$ 与通频带 $\Delta f_0, \tau$ 之间的公式一般是在一定的近似条件下导出的(3)。但是,本文提出的图解法,用来确定双调谐回路泸波器的讯号建立时间 $t_s$ 是比较简捷的。 $t_s$ 一般定义为由讯号的稳定值的0.05至0.95时的时间。利用(16)式,考虑由零至0.05的讯号稳定值的时间很小可以略去,则有

$$e^{-\tau_s} \sqrt{1 + \frac{1}{\beta^2}} \cdot \sin(\beta\tau_s + tg^{-1}\beta) = 0.05$$

$$\text{或者 } 20 \sqrt{1 + \frac{1}{\beta^2}} \cdot \sin(\beta\tau_s + tg^{-1}\beta) = e^{\tau_s} \quad \text{—————(17)}$$

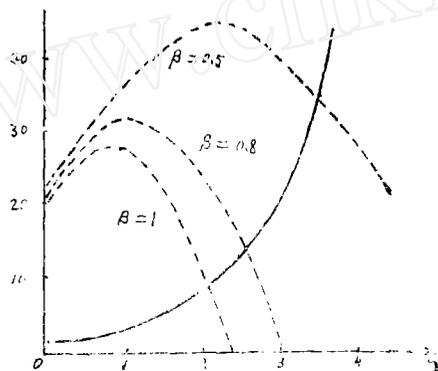
(17)式的等式右侧为典型的指数曲线,左侧在 $\beta$ 值为不同值时是一系列正弦曲线族,两者的交点即为某一定值 $\beta$ 对应下的 $\tau_s$ ,此值可以用做图法求出。又因为 $t_s = \frac{2}{\omega_0 d} \tau_s$ ,结

合计算通频带 $\Delta f_{0.7}$ 的(11)式可得讯号建立时间与通频带的关系式:

$$t_s = \frac{\sqrt{\beta^2 - 1 + \sqrt{2(\beta^4 + 1)}} \cdot \frac{\tau_s}{\pi}}{\Delta f_{0.7}} \quad (18)$$

当 $\beta$ 值由1逐渐减小时上式分子中的根式数值减小,但此时 $\tau_s$ 则相应增大,因此在 $\beta$ 为不同值时上式中分子,即上述两者乘积大致为一常数。以下用 $\beta = 1$ 、与0.5两个极端的数值加以检验。

(17)式的曲线如图六所示,实线为通用的指数曲线 $e^{-\tau_s}$ ,两组点线分别代表 $\beta = 1$ 与



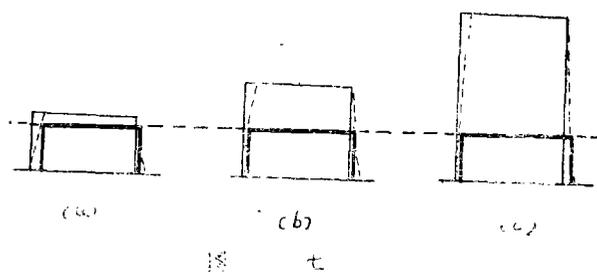
图六

0.5时(17)式等式左侧的正弦曲线。由图可以查出交点处 $\tau_s$ 的数值分别为2.1与3.5,将其代入(18)式的分子中可得: $\frac{\sqrt{2} \cdot 2.1}{\pi}$ 与 $\frac{0.84 \cdot 3.5}{\pi}$ ,计算值约为0.94~0.95。由此(18)式可以写为:

$$t_s \approx \frac{0.94}{\Delta f_{0.7}} \quad (19)$$

如果令 $\beta = 0.8$ ,再由图六求出 $\tau_s = 2.55$ 代入(18)式中,计算结果亦与上式一致,因此(19)式可以做为设计时的参考。 $t_s$ 为讯号由零至0.95的稳定值时的建立时间,或者是由于稳定值衰减至0.05所需的时间,一般视为滤波器反应高频讯号前沿与后沿的暂态特性的技术指标。(19)式表明,滤波器外加阶跃电压时尽管其频率与滤波器的中心频率 $\omega_0$ 相同,但是频谱很宽;而滤波器的通频带 $\Delta f_{0.7}$ 则决定在暂态过程中滤波器通过谐波分量的能力。当通频带 $\Delta f_{0.7}$ 逐渐加宽时可以容许更高次的谐波分量通过,因之讯号建立时间 $t_s$ 也越短,反之,当滤波器的通频带越窄时所容许通过的高次谐波分量也越少,因此输出讯号波形失真越明显,讯号建立时间将拖长;由此之故,滤波器的通频带与讯号建立时间之积 $\Delta f_{0.7} \cdot t_s$ 为一常数。

由于暂态特性的影响,除了使高频讯号在通过滤波器后时间上出现某些延迟以外,还改变了方波调幅的高频讯号的宽度。以下用示意图来说明:



图七表示滤波器通频带为某一定值时输入不同幅值高频方波讯号，经滤波器后讯号宽度的变动情况。其中(a)代表输入电压与收讯机饱和电压值接近的情况，当滤波器输出电压幅值上升到相当于收讯机饱和电压时在时间上滞后于输入电压前沿，此时间大致与讯号建立时间 $t_r$ 相当，与此同时，对于输入讯号的后沿变化不大，因为输出电压很快即衰减至饱和电压以下。因此在输入电压与收讯机饱和电压接近时暂态特性除了使讯号在时间上产生延迟以外，还使输入讯号宽度减少，这对于高频相差保护的工作是不安全的。(b)相当于输出讯号前沿与后沿的延迟时间相同，因而讯号宽度不变，条件是输入电压是饱和电压的二倍。如果输入讯号的电压幅值继续增大时，如(c)所示，由于输出讯号前沿的延迟逐渐减少而后沿则继续拖长，因此讯号宽度加大，这相当滤波器输入本侧发来的高频讯号的情况。可以认为，在高频相差保护的的实际工作的本侧高频讯号通过滤波器后所产生的讯号加宽，能够补偿对侧讯号如(a)所示的宽度减小。尽管如此，从相差保护工作的可靠性要求对侧高频讯号在外部故障的通过滤波器至少宽度不变如(b)，这相当于在外部故障时收讯机入口的余量不低于6db，即 $0.7N$ 。

如果收讯机余量为6db时，滤波器的高频讯号延迟时间最长不超过 $\frac{1}{2}t_r$ 。当高频方向保护的滤波器通频带为500Hz时，上述延迟时间不大于1ms。考虑到外部故障远方闭锁的因素，收讯机的余量不低于6db的要求对于方向保护也是合适的。

如上所述，分析滤波器暂态特性的意义在于：从高频保护工作可靠性出发，提出外部故障时收讯机余量允许值与高频讯号的最大延迟时间，以此确定讯号建立时间 $t_r$ 与通频带 $\Delta f_{0.7}$ 后两数据在滤波器设计时是需要的，因为当临界耦合时 $\Delta f_{0.7} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \alpha$ ，是由滤波器的线圈参数决定的。

## 五、滤波器的调试与设计

滤波器调试的指标是：在符合指定的通带宽度 $\Delta f_{0.7}$ 条件下滤波器中心频率 $f_0$ 与收讯机的工作频率相同，而且增益最大。现在根据本文前面分析的结果，提出滤波器的调试步骤等有关问题，以供参考。

因为中心频率 $f_0$ 与通频带 $\Delta f_{0.7}$ 是已知的给定值，故由以前的(10)式可以求出需要

的耦合系数  $k$  值:

$$k = d \sqrt{\sqrt{2} \left[ 2 \left( \frac{\Delta f_{0.7}}{f_0 d} \right)^2 + \left( \frac{\Delta f_{0.7}}{f_0 d} \right)^4 \right] - \left[ 1 + \left( \frac{\Delta f_{0.7}}{f_0 d} \right)^2 \right]} \quad \text{———(20)}$$

如前所述,  $d$  是指在中心频率  $f_0$  时的衰耗, 是电感线圈品质因数  $Q$  的倒数。一般  $d$  的数值在一定工作频段范围内变化是不大的, 完全可以由设计方面给出典型数据, 因此是已知数值。(20) 式中  $\frac{\Delta f_{0.7}}{f_0 d}$  为滤波器与单调谐回路的通频带之比值, 可以用来判断滤波器的工作状态。当上述之值在(12)式的数值范围内, 即  $0.64 \sim 1.4$  时, 说明滤波器可以工作在  $k \leq d$  的允许范围, 因此通过调整试验可以使滤波器满足规定的  $f_0$  与  $\Delta f_{0.7}$  的技术指标。在这种情况下可以由以上的(20)式求出耦合系数  $k$  的具体数值, 再代入(3)式可得:

$$f_m \approx f_0 \left( 1 + \frac{k}{2} \right)$$

根据上式的  $f_m$  值分别对两个调谐回路进行调谐试验, 可以期望滤波器的中心频率  $f_0$  在规定的  $\Delta f_{0.7}$  条件下与收讯指定的工作频率相符合。

用例行试验分别对两个调谐回路调准谐振频率  $f_m$  后, 可以由试验确定的电容  $c$  的数值来校验与公式  $f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{Lc}}$  是否大致符合, 由此可以判断调谐元件的参数是否在典型数据的范围内。

耦合电容  $c_0$  的具体数值可由(20)式计算的  $k$  值求出, 考虑到调谐电容  $c_1$  与  $c_2$  实际可能的差异, 如果差值不大时可以用算术平均值来计算  $c_0$ , 即  $c_0 \approx \frac{k}{2}(c_1 + c_2)$ 。最后进行滤波器的频率特性试验, 根据实测的  $f_0$ 、 $\Delta f_{0.7}$  与规定值比较再决定调整步骤。例如,  $\Delta f_{0.7}$  与规定值相差较大时首先应该重新调整耦合电容  $c_0$ ; 如果  $\Delta f_{0.7}$  相差不大而中心频率  $f_0$  不满足要求时则应同时调整两个调谐回路的谐振频率  $f_m$ 。按以上顺序反复几次调整即可满足规定的技术指标。

当(20)式中  $\frac{\Delta f_{0.7}}{f_0 d}$  计算值接近或小于限值  $0.64$  时可以肯定不能用调试方法来满足规定的通频带要求, 因为滤波器两调谐回路之间的杂散耦合就已经大于上述计算值。这种情况在滤波器的工作频率较高时是常见的, 此时必须放宽对通频带的规定要求来保证滤波器具有稳定可靠的增益。当然, 最好的解决办法还是在设计时提高电感线圈的品质因数。

如果  $\frac{\Delta f_{0.7}}{f_0 d}$  数值大于  $1.4$  时, 为了使滤波器的通频带  $\Delta f_{0.7}$  保持规定值就必须适当地增大电感线圈的  $d$  值。按临界耦合时计算  $d = \frac{\Delta f_{0.7}}{\sqrt{2} f_0}$ , 显然由规定的  $f_0$  与  $\Delta f_{0.7}$  计算所得的  $d$  值大于设计提供的典型值。如差值为  $\Delta d$ , 即说明应该增大线圈的附加衰耗  $\Delta d$  使滤波器的通频带展宽。具体办法是在线圈两端并入高值电阻, 阻值  $R$  可由上述附加衰耗  $\Delta d$  算出;

$$R = \frac{\omega_0 L}{\Delta d}$$

此时线圈电感  $L$  的修正值为  $\frac{L}{1 + \Delta d^2}$ ，一般  $\Delta d$  是不大的，因此  $L$  近似不变。采取以上措施可以期望在临界耦合状态下滤波器具有规定的通频带  $\Delta f_{0.7}$  的要求。然后可令  $k = d$  依次确定调谐频率  $f_m$ ，耦合电容  $c_0$ ，步骤与前相同。目前，由于设计提供的  $d$  值比较大，因此在实际调试时还很少遇到过用增大线圈衰耗的方法来保证一定宽度的通频带要求的情况，但是我们希望提高滤波器线圈的品质因数，理由是避免当工作频率高时不必要地放宽滤波器的通带宽度；在这种情况下当工作频率较低时就要采用上述增大  $d$  值的方法来满足调试规定的通频带要求。

以上扼要地介绍了滤波器的有关调试步骤以及在调试中可能出现问题的处理方法，现在对此略加说明。从滤波器的静特性与暂态特性的分析中得出结论，即滤波器两个调谐回路具有同一谐振频率并处于临界耦合时为滤波器的最佳工作状态，定量分析指出上述工作状态的条件是  $k = d$ ，以及由(3)式确定谐振频率  $f_m$  的数值。我们也希望在规定的工作频率  $f_0$  下通过调试，使滤波器处于临界耦合状态。但是，实际上滤波器可供调整的元件只有两个调谐电容与耦合电容  $c_0$ ，又要求调试方法简单可行，而用简单的调整电容的方法不能实现在某一工作频段范围内的规定值  $f_0$ 、 $\Delta f_{0.7}$  条件下使滤波器处于临界耦合状态，实际上也没有这个必要，因此我们允许滤波器工作于  $k \leq d$ ，小于临界耦合状态。

在上述调试步骤中首先引入参考值  $\frac{\Delta f_{0.7}}{f_0 d}$  是有意义的，它提示了在规定的  $f_0$ 、 $\Delta f_{0.7}$  技术条件应该采取的不同调试方法。前面的(12)式给出了在  $k \leq d$  时  $\frac{\Delta f_{0.7}}{f_0 d}$  的数值范围；如果  $\frac{\Delta f_{0.7}}{f_0 d}$  计算值超出上述范围时，用调整电容的方法无法实现滤波器在  $k \leq d$  条件下具有规定的通带宽度  $\Delta f_{0.7}$ ，有关的处理办法已经做过介绍。当上述  $\frac{\Delta f_{0.7}}{f_0 d}$  计算值在(12)式的数值范围内则说明可以在  $k \leq d$  范围内调整滤波器的电容以满足规定的  $f_0$ 、 $\Delta f_{0.7}$  的指标；如前所述，调试的步骤是依次确定  $k$ 、 $f_m$ 、 $c$  与  $c_0$ 。 $k$  值可以很方便地由(20)式的曲线求出，合图八：

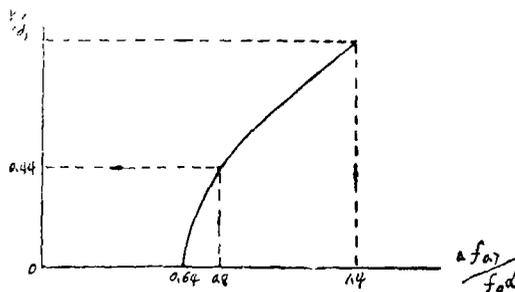


图 八

由图八可以看出, 当  $\frac{\Delta f_{0.7}}{f_0 d}$  值在  $0.8 \sim 1.4$  区间内由 (20) 式求解的  $k$  值近似于线性关系。

因此  $\frac{\Delta f_{0.7}}{f_0 d}$  的计算值在上述区域内,  $k$  值可以由直线化的近似公式求得:

$$k = \left( 0.93 \frac{\Delta f_{0.7}}{f_0 d} - 0.3 \right) d \quad \text{————(21)}$$

(21) 式的最大相对误差小于 10%, 实际为 7%。

如前所述, 在滤波器的调试与计算时直接采用设计提供的典型值  $d$  是很方便的, 但在实际上  $d$  值在工作频段范围内总有一定的变化, 这样就给  $k$ 、 $f_m$  的数值带来一定的误差。如果在规定的  $f_0$ 、 $\Delta f_{0.7}$  条件下实际的准确值分别为  $d$ 、 $k$  与  $f_m$ , 而在计算中由于采用线圈衰减的典型值与该频率  $f_0$  下实际之差为  $\Delta d$ 、由此产生的计算误差分别为  $\Delta k$ 、 $\Delta f_m$ , 由 (21) 式可得:

$$\Delta k = 0.3 \Delta d$$

在 (21) 式适用范围内  $k = (0.44 \sim 1) d$ , 故  $k$  值的相对误差如下:

$$\frac{\Delta k}{k} = 0.7 \sim 0.3 \frac{\Delta d}{d}$$

又由 (3) 式可以求出谐振频率  $f_m$  的计算值相对误差为:

$$\frac{\Delta f_m}{f_m - f_0} = \frac{\Delta k}{k}$$

由此可见, 当  $\frac{\Delta f_{0.7}}{f_0 d}$  值在  $0.8 \sim 1.4$  范围内, 即使  $d$  值的误差为 30% 时, 经上述计算求得的  $k$ 、 $f_m$  的相对误差在 20% ~ 10% 左右, 因此以上提出的有关滤波器的调试方法可以供实际工作中参考。

以下来讨论有关滤波器参数设计的一些问题。设计的任务是在某一工作频段范围与通频带条件下来确定适当的  $d$  值, 如上所述, 希望选定的  $d$  值能满足在该工作频段范围内  $\frac{\Delta f_{0.7}}{f_0 d}$  参考值处于  $0.8 \sim 1.4$  区间内, 理由是滤波器的增益在整回频段范围内相差不大。具体来说, 当参考值为 1.4, 即临界耦合时增益为  $\frac{1}{2d}$ , 而当参考值为 0.8,  $k = 0.44d$  时增益为前者的 75%。按上述要求考虑, 工作频段的最高工作频率与最低工作频率之比,  $f_H/f_L = 1.75$ 。由此可见, 如果收音机的工作频率范围为  $50 \sim 300 \text{ KHZ}$  时滤波器至少应该分为三个工作频段; 当然, 在工作频段的低端采用降低线圈  $Q$  值的方法可以在满足前述增益为最大值的 75% 条件下增大  $f_H/f_L$  比值, 这样滤波器分为两个频段也是可能的。

在确定工作频段的范围后,  $d$  值可由规定的通频带数值求出, 而通频带  $\Delta f_{0.7}$  的选择则受下列因素, 即收音机的工作方式、滤波器元件参数的稳定性以及保护装置对滤波器暂态特性的要求等所制约。多年来运行经验证实, 通频带  $\Delta f_{0.7}$  定为  $400 \sim 500 \text{ HZ}$  时电容耦合式双调谐回路滤波器的工作是稳定可靠的。根据前节的分析, 当  $\Delta f_{0.7}$  为  $400 \sim 500 \text{ HZ}$  时方向保护工作在 400 公里线路上, 在最不利的条件下外部故障的收音机余量在  $6 \text{ db}$  以上, 此时远方闭锁的高频讯号延迟时间在  $5_m$  以内, 其中两侧收音机滤波器延

时小于 $2\mu$ ，这是允许的。相差保护虽然对泸波器的暂态特性有所要求，但是目前对于单频率的发讯机趋向采用两侧机器工作频率具有一定频差的工作方式。接收讯机余量为 $6db$ 时计算，对于积分式比相、闭锁角为 $45^\circ$ ，上述频差为 $50HZ$ 即可保证外部故障时保护装置不致因拍频影响而误动作。当然，选定泸波器通频带过窄，将使本侧高频讯号通过泸波器后宽度增大，在内部故障时会使保护装置的工作受到一些影响，但因相差保护一般适用于中短线路，上述影响并无很大妨碍。如果确有必要，在泸波器调试时还可以用降低线圈品质因数的方法适当地展宽通频带。根据以上理由，设计时规定通频带 $\Delta f_{0.7}$ 的指标为 $400\sim 500HZ$ 是合适的。

按照以上从装置运行与调试方便的角度提出的设计要求，据估算当工作频段为 $150\sim 300KHZ$ 时泸波器调谐回路的品质因数 $Q$ 应在 $400$ 以上，并且不受与泸波器联接的输入、输出回路的影响。

以上比较系统地叙述了电容耦合式双调谐回路泸波器的工作特性，在分析中主要是做物理概念上的解释而尽量避免引入抽象的数学运算，以求对泸波器的特性有具体的理解，希望会对现场调试工作有所帮助。虽然文中首先列出泸波器传递函数的普遍表达式，但是并没有急于求出它的解析解法，因为这样做要占用一定篇幅来进行数学推导，而且实用意义不大。根据在工作频率下泸波器具有最大输出的条件简化上述传递函数，以此来分析泸波器的静特性与暂态特性；再按照保护装置的实际工作要求提出泸波器的技术指标，调试方法以及参数设计等有关问题，以供参考。现将本文的主要内容归纳于下几点：

1. 泸波器在工作频率 $f_0$ 下有最大输出的条件是两调谐回路的谐振频率 $f_m$ 相同，其数值由 $f_m = \left(1 + \frac{k}{2}\right)f_0$ 决定。当耦合系数 $k \geq 0.5d$ ，即泸波器的频率 $f_0$ 下的输出不低于其最大值的 $80\%$ 时 $k$ 值可以用近似公式求出：

$$k = \left(0.93 \frac{\Delta f_{0.7}}{f_0 d} - 0.3\right) d$$

2. 本文提出用图解法求得讯号设立时间 $t_s$ 的表示式， $t_s \Delta f_{0.7} = 0.94$ 。根据泸波器暂态特性对方波调幅高频讯号畸变的分析，提出高频保护收讯机在外部故障时最低余量为 $6db$ ，同时泸波器的讯号延迟允许值小于 $1ms$ ；在上述条件下泸波器通频带 $\Delta f_{0.7}$ 为 $400\sim 500HZ$ ，实际运行经验也证明是可行的。

3. 泸波器的静特性可以用传递函数 $k_f \left(\frac{\Delta \omega}{\omega_0}\right)$ 来说明，用三维坐标系描述在 $d$ 为某一定值下 $k_f \left(\frac{\Delta \omega}{\omega_0}\right)$ 的轨迹，能够形象地了解 $\frac{\Delta \omega}{\omega_0}$ 与 $k$ 变化时对于泸波器频率特性的影响。当 $k = d$ 时泸波器传递函数在中心频率 $f_0$ 处有最大值，这是泸波器的最佳工作状态。从调试方便来考虑，允许泸波器工作在小于临界耦合状态；也不希望 $k$ 值过小，因为将使泸波器在工作频率下的增益过低，一般下限值为 $k = 0.5d$ 左右。

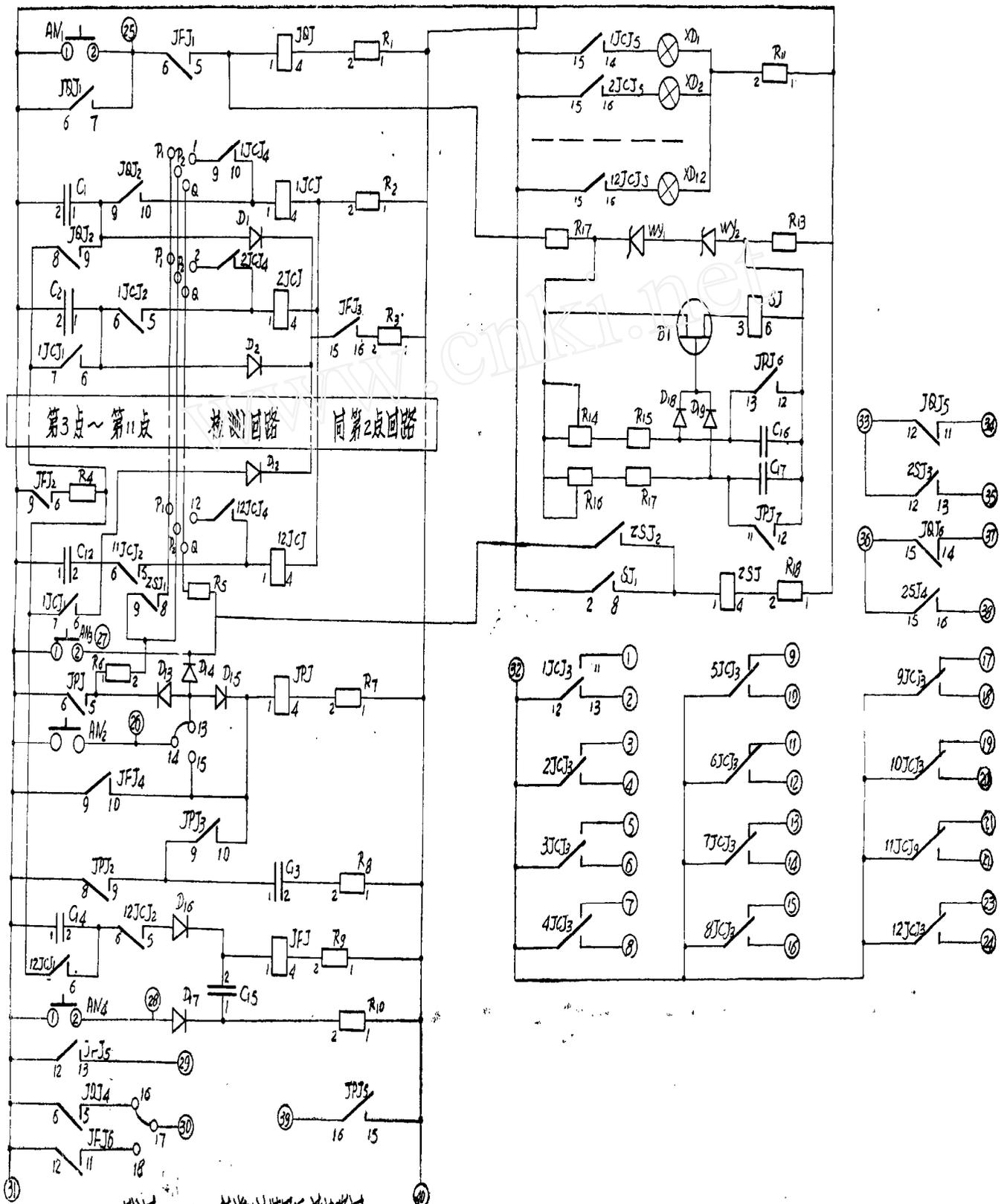
4. 在进行泸波器调谐回路的谐振率 $f_m$ 试验之前，可以采用本文提出的计算方法先求出 $f_m$ 值，这样可以缩小 $f_m$ 值的搜索范围，然后根据 $k$ 值确定耦合电容量。按上述

步骤进行,在泸波器的整组试验时可以期望在指定的工作率频 $f_0$ 下有最大输出,同时符合规定的通频带 $\Delta f_{0.7}$ 要求。参考值 $\frac{\Delta f_{0.7}}{f_0 d}$ 的范围可以预先判定泸波器能否在指定的 $f_0$ 、 $\Delta f_{0.7}$ 下工作于 $k \leq d$ 状态,以此来决定应该采取的调试方法与步骤。

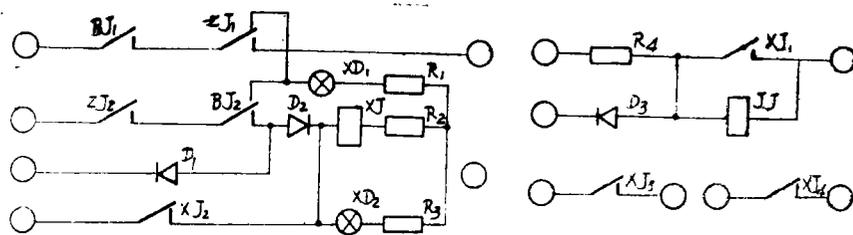
5. 本文提出通频带 $\Delta f_{0.7} = 400 \sim 500 \text{HZ}$ 做为泸波器设计的参考指标。可以按照在工作频段内维持上述通频带指标时泸波器工作于 $k \geq 0.5d$ 耦合状态来划分频段范围,这样在工作频段内泸波器的中心频率 $f_0$ 下增差不超过最大值的20%。根据前述,当工作频率较高时线圈的品质因数 $Q$ 将大于400,这比现在生产的指标要高,在设计时应该注意 $Q$ 值不能由于与泸波器相连的回路影响而有所降低。

### 参 考 文 献

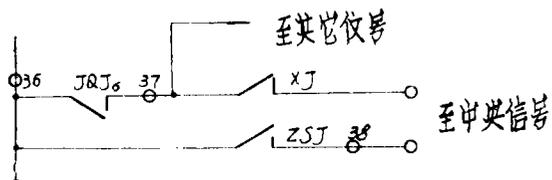
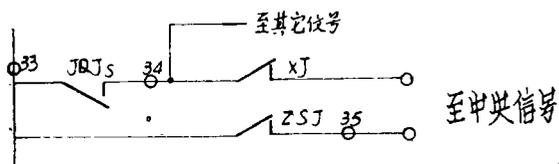
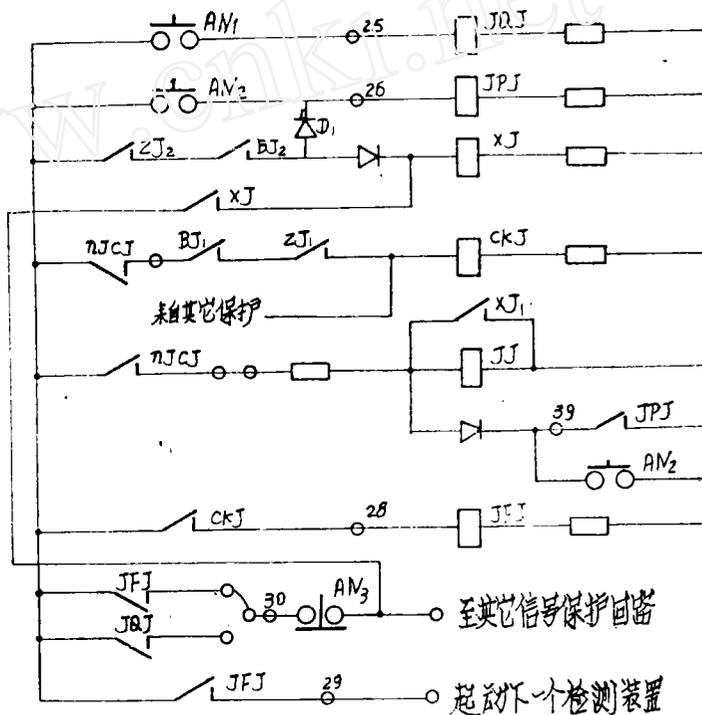
1. КонтрФозии М.Н. Операционное исчисление и нестационарные явления В электрических цепях, Издание второе, Дополненное, Гостехиздаг, 1953
2. Чистяков Н. И, Сидоров М. В, Мельников В. С, радиоприёмные устройства, Издание второе, Связьиздаг, 1959
3. Волин М.А. Усилители промежуточной частоты, Издание третье, Дополненное "Советское радио" 1956



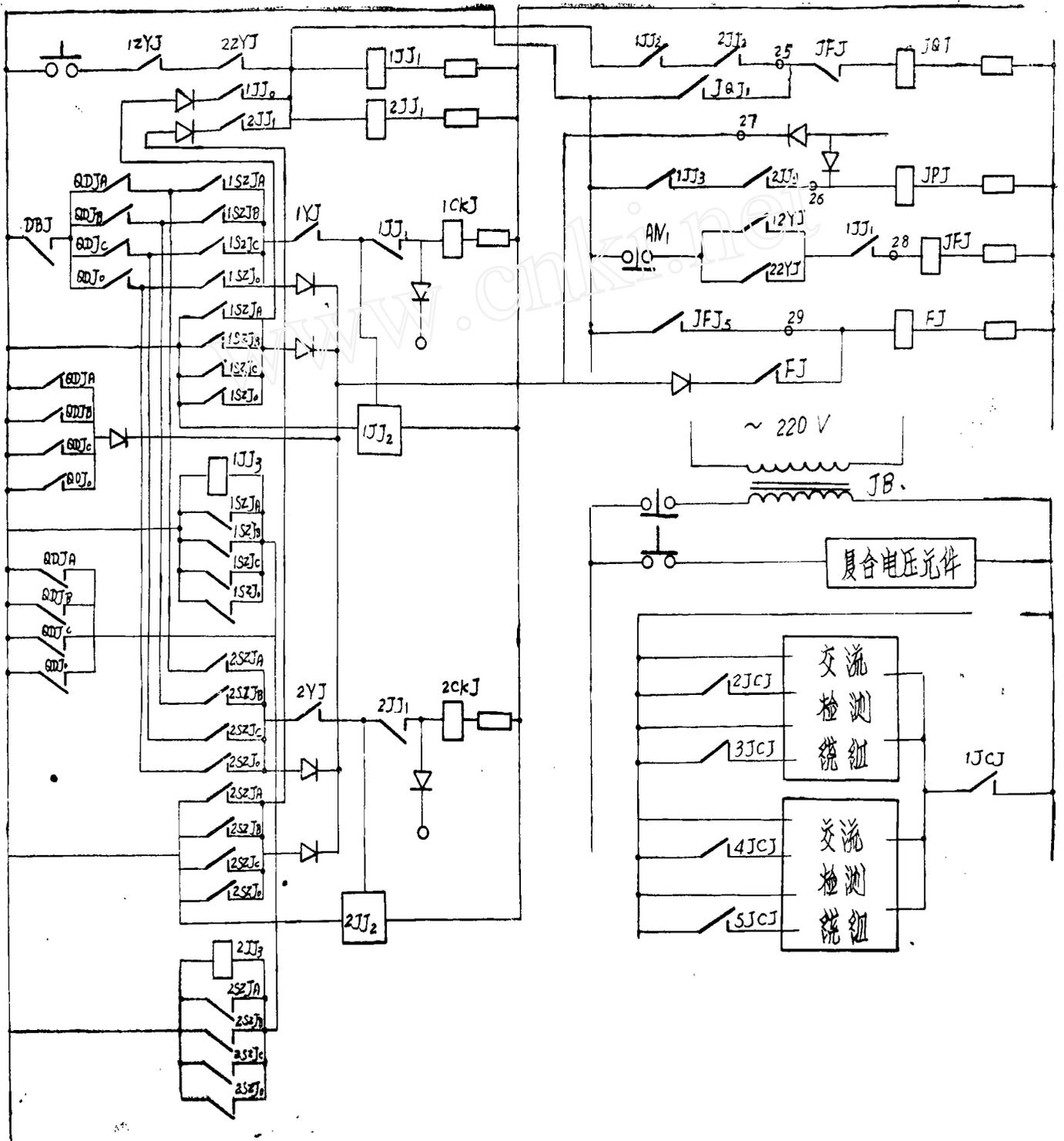
附图1 ZBK-2保护继电器原理接线图



附图2 保护继电器输入及检测回路图



附图3 检测装置与保护继电器配合图



附图4 检测装置与双母线保护配合图