

内 容 简 介

本书共分三册。上、中册为晶体管电路部分，包括晶体管工作原理与特性，各种放大电路，线性集成电路，振荡、调制、解调与变频电路，电源和脉冲电路，数字集成电路基础等内容。下册为电子管电路部分，包括电子管的工作原理及特性，各种放大、振荡、调制电路等内容，着重讨论高频大功率电路。

本书可作为高等工科院校电真空器件专业和电子类非整机专业的教材，也可供有关人员自学与参考。

电 子 电 路 (中册)

南京工学院

马恒龙 马凤祥
邵长菁 宋焕明 编

*

国防工业出版社 出版

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

国防工业出版社印刷厂印装

*

787×1092¹/₁₆印张16 373千字

1979年12月第一版 1979年12月 第一次印刷 印数：00,001—22,600册

统一书号：15034·1960 定价：1.65元

目 录

第六章 调谐放大器与视频放大器	1	§ 8.3 调幅波与调角波	65
§ 6.1 晶体管的高频特性	1	8.3.1 调幅波	66
6.1.1 混合 π 型等效电路	1	8.3.2 调频波的分析	68
6.1.2 Y 参数等效电路	4	8.3.3 调相波的概念	70
§ 6.2 调谐放大器	5	§ 8.4 调幅与解调	71
6.2.1 单调谐放大电路	6	8.4.1 非线性元件的频率变换作用	71
6.2.2 双调谐放大电路	13	8.4.2 调幅电路	73
6.2.3 中和电路	15	8.4.3 解调(检波)电路	76
§ 6.3 视频放大器	17	8.4.4 变频电路	81
6.3.1 视频放大器的特点	17	§ 8.5 调频与鉴频	87
6.3.2 放大器通频带的拓宽	19	8.5.1 调频电路	87
*6.3.3 用脉冲分析法计算视频放大器频带	23	8.5.2 鉴频器	90
§ 6.4 读图练习	26	§ 8.6 读图练习	95
6.4.1 电视接收机的中频放大器	26	习题	99
6.4.2 视频放大电路	28	第九章 电源电路	101
*附录 电子电路的计算机辅助分析	28	§ 9.1 整流电路	101
习题	32	9.1.1 整流电路概述	101
第七章 正弦波振荡电路	33	9.1.2 半波整流电路	102
§ 7.1 振荡原理	33	9.1.3 全波整流电路	104
7.1.1 振荡条件	34	9.1.4 桥式整流电路	106
7.1.2 振荡的建立	35	9.1.5 三相整流电路	107
§ 7.2 LC 正弦波振荡电路	36	§ 9.2 滤波电路	111
7.2.1 变压器耦合式振荡电路	36	9.2.1 关于滤波的概念	111
7.2.2 三点式振荡电路	40	9.2.2 电容滤波	112
7.2.3 LC 振荡器的电路与元件选择	44	9.2.3 电感滤波	115
§ 7.3 石英晶体稳频振荡电路	45	9.2.4 电容滤波	117
§ 7.4 RC 振荡电路	49	9.2.5 阻容滤波	119
7.4.1 阻容移相式振荡电路	49	9.2.6 有源滤波	121
7.4.2 阻容桥式振荡电路	52	§ 9.3 倍压整流电路	123
§ 7.5 负阻振荡电路	54	9.3.1 二倍压整流电路	123
7.5.1 负阻的概念	54	9.3.2 多倍压整流电路	124
7.5.2 负阻振荡器	55	§ 9.4 直流变换电路	126
§ 7.6 振荡器实例介绍	56	9.4.1 直流变换的意义和过程	126
7.6.1 RC 振荡器应用举例	56	9.4.2 单管直流变换电路	127
7.6.2 LC 振荡器实用举例	58	9.4.3 推挽直流变换电路	129
习题	59	§ 9.5 稳压电路	130
第八章 调制、解调与变频电路	62	9.5.1 稳压原理和技术指标	130
§ 8.1 无线电通信的基本原理	62	9.5.2 稳压管稳压电路	132
§ 8.2 无线电波波段的划分与应用	63	9.5.3 反馈式晶体管稳压电路	135
		9.5.4 集成稳压电路	141
		§ 9.6 可控硅整流电路	143

9.6.1 可控硅及其导电特性	143	§ 10.9 间歇振荡器	187
9.6.2 单相半波可控整流	145	10.9.1 工作原理	187
9.6.3 单相全波可控整流	146	10.9.2 电压波形	188
9.6.4 三相可控整流	147	§ 10.10 扫描电路	189
9.6.5 可控硅整流的触发电路	149	10.10.1 简单锯齿电压发生器	190
9.6.6 可控硅的保护	152	10.10.2 恒流源锯齿电压产生电路	192
9.6.7 P-103C型可控硅点焊机电路	153	10.10.3 自举电路	193
习题	154	10.10.4 电容负反馈锯齿电压产生电路	194
第十章 脉冲电路	156	10.10.5 锯齿电流产生电路	197
§ 10.1 脉冲信号	156	§ 10.11 同步与分频	200
10.1.1 常见的脉冲信号波形	156	10.11.1 同步	200
10.1.2 矩形脉冲信号的基本参数	156	10.11.2 分频	201
§ 10.2 微分电路与积分电路	158	§ 10.12 读图练习	201
10.2.1 微分电路	158	习题	204
10.2.2 积分电路	159	第十一章 数字电路基础	209
§ 10.3 晶体管的开关特性	160	§ 11.1 逻辑门电路与逻辑代数	209
10.3.1 二极管的开关特性	160	11.1.1 三种基本逻辑门及逻辑运算	209
10.3.2 三极管的开关特性	163	11.1.2 逻辑代数的基本定律	212
10.3.3 加速电路	167	*11.1.3 逻辑代数应用举例	214
§ 10.4 限幅与箝位电路	167	§ 11.2 集成门电路	216
10.4.1 串联限幅电路	168	11.2.1 与非门、或非门及与或非门	217
10.4.2 并联限幅电路	169	11.2.2 DTL 与非门	218
10.4.3 双向限幅电路	169	11.2.3 TTL 与非门	219
10.4.4 箝位电路	171	11.2.4 ECL 或非门	221
§ 10.5 双稳态触发电路	173	11.2.5 PMOS 门电路	222
10.5.1 双稳态电路的工作原理	173	11.2.6 CMOS 门电路	223
10.5.2 翻转条件	175	§ 11.3 集成电路触发器	224
10.5.3 触发方式	175	11.3.1 RS触发器	225
§ 10.6 射极耦合触发电路	177	11.3.2 维持阻塞触发器	227
10.6.1 工作原理	177	11.3.3 D触发器	228
10.6.2 回差现象	179	11.3.4 JK触发器	228
10.6.3 射极耦合触发电路的应用	180	§ 11.4 计数电路	231
§ 10.7 单稳态触发电路	181	11.4.1 二进制数的表示和运算	231
10.7.1 单稳态电路的工作原理	181	11.4.2 二进制计数电路	233
10.7.2 单稳态电路参数计算	182	11.4.3 十进制计数电路	235
10.7.3 射极耦合单稳态电路	184	§ 11.5 译码与显示电路	240
§ 10.8 多谐振荡器	185	11.5.1 译码器	240
10.8.1 工作原理	185	11.5.2 显示器	246
10.8.2 振荡条件	186	§ 11.6 数字电压表部分电路——读图练习	248
10.8.3 重复频率	186	习题	251

第六章 调谐放大器与视频放大器

§ 6.1 晶体管的高频特性

调谐放大器与视频放大器的工作频率较高，都属于高频放大电路。从能量转换的角度来看，高频放大器与低频放大器的工作情况是相同的。但是，晶体管在高频运用和低频运用时的特性、参数却不相同。晶体管的结电容（包括势垒电容、扩散电容）以及接线间的分布电容都很小，在低频运用时可忽略不计。所以晶体管的低频等效电路是一电阻网络，这就是第一章中介绍过的 h 参数等效电路。在高频运用时，这些电容的容抗较小，与电路中其他元件相并联时就不能忽略。所以高频等效电路是一阻抗网络。这样，在分析高频放大器之前，需要对晶体管的高频特性作简要的叙述。

6.1.1 混合 π 型等效电路

晶体管在高频小信号运用时，可以根据它的物理机构作出图 6-1-1 的等效电路。

图中 r_{cc} 、 r_{ee} 分别为集电极和发射极的体电阻，其阻值只与晶体管集电区和发射区的几何尺寸、掺杂多少有关，一般都小于 10 欧，可以忽略不计。

$r_{b'e}$ 是折合到基极回路的发射结等效交流电阻。由于发射结处于正向偏置，所以

$$r_{b'e} = (1 + \beta) \frac{26(\text{毫伏})}{I_E(\text{毫安})}$$

与工作电流 I_E 成反比。

$C_{b'e}$ 是发射结电容，由于发射结处于正向偏置，所以主要为扩散电容，其容量较大，折合到基极回路中约为 $10^2 \sim 10^3$ 微微法。

$r_{b'c}$ 和 $C_{b'c}$ 分别是集电结的交流等效电阻和结电容。由于集电极处于反向偏置，所以 $r_{b'c}$ 的数值很大，约在 100 千欧到 10 兆欧之间。 $C_{b'c}$ 主要为势垒电容，其容量随着反向电压的增加而减小。一般高频小功率管的 $C_{b'c}$ 约为 0.5~10 微微法。

$r_{bb'}$ 是基极电阻。由于基区很薄、电阻率也较高，所以从基极的外引线到发射结表面存在着一定的电阻。为简单起见，用一个集中电阻 $r_{bb'}$ 表示。基极电流流过这个电阻要产生一定的压降。一般的高频小功率管 $r_{bb'}$ 值约为几欧至几十欧。

图中以电流源 $g_m \dot{U}_{b'e}$ 代表晶体管的放大作用。这里

$$g_m = \frac{i_c}{U_{b'e}} \quad (6-1-1)$$

表示有效输入电压对输出电流的控制能力，具有电导的量纲，称为晶体管跨导。按照定义，

$$g_m \dot{U}_{b'e} = i_c = \beta i_b \quad (6-1-2)$$

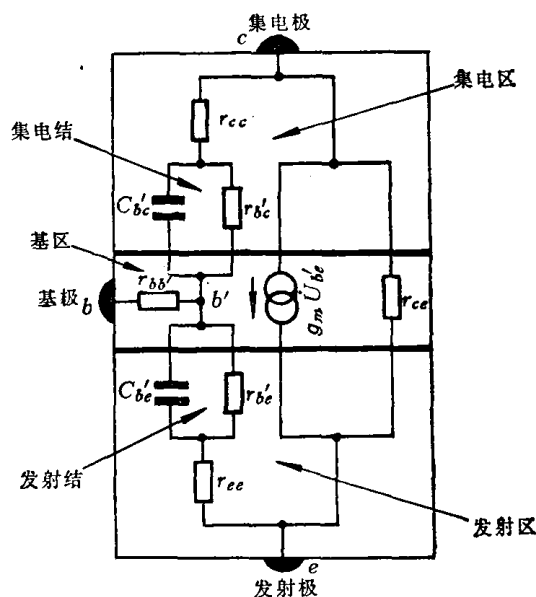


图6-1-1 晶体管物理模拟电路

r_{ce} 为晶体管输出电阻, 是由基区调制效应所引起的等效电阻, 其阻值一般都大于 10 千欧。

综上所述, 图 6-1-1 的物理模拟电路可以简化为图 6-1-2。后者通常称为晶体管共发射极高频混合 π 型等效电路。它与低频等效电路的差别, 就在于考虑了结电容的作用。如果忽略结电容的作用而把它们看成开路, 就与第一章中讨论过的低频 h 参数等效电路相同。由于在高频运用时, 晶体管的结电容不可忽略, 所以高频等效电路是包含电容的阻抗四端网络。

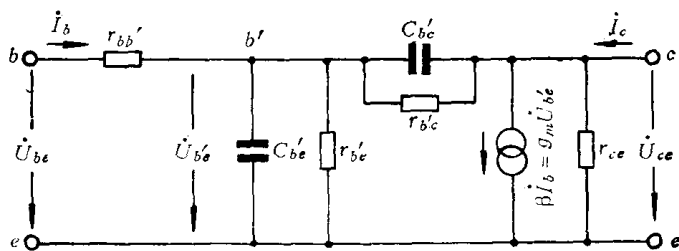


图 6-1-2 晶体管高频混合 π 型等效电路

晶体管高频等效电路中的一些电路参数的作用和晶体管的电流放大系数, 都和工作频率有关。

下面, 对几个主要参数在高频条件下的作用作一简要介绍。

一、电流放大系数 β

由于扩散电流在基区要有一定的渡越时间, 所以使晶体管共发射极电流放大系数随着工作频率的变动而发生变化。在低频运用时, 渡越时间相对于信号的周期可以忽略不计。在等效电路中, $C_{b'e}$ 与 $C_{b'c}$ 中的容性电流与 $r_{b'e}$ 中的电流相比可以忽略。因此, 低频电流放大系数 β_0 是一实数, 即

$$\beta_0 = \frac{I_c}{I_b} = \frac{g_m U_{b'e}}{U_{b'e} / r_{b'e}} = g_m r_{b'e} \quad (6-1-3)$$

在高频运用时, 必须考虑扩散电流在基区的渡越时间, 在等效电路中, $C_{b'e}$ 与 $C_{b'c}$ 中的电流不能忽略。因此

$$I_b = U_{b'e} \left[\frac{1}{r_{b'e}} + j\omega (C_{b'e} + C_{b'c}) \right]$$

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} = g_m / \left[\frac{1}{r_{b'e}} + j\omega (C_{b'e} + C_{b'c}) \right] \quad (6-1-4)$$

可见晶体管在高频运用时的电流放大系数是一复量。由于 $C_{b'e}$ 值远小于 $C_{b'c}$ 值, 所以

$$\beta \approx g_m \left[\frac{1}{r_{b'e}} + j\omega C_{b'c} \right]^{-1}$$

令

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi r_{b'e} C_{b'c}} \quad (6-1-5)$$

则

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j \left(\frac{f}{f_\beta} \right)} \quad (6-1-6)$$

f_β 称为晶体管共发射极截止频率。

式 (6-1-6) 表明, 晶体管共发射极电流放大系数 β 是频率的函数, 随着工作频率的

增高, 其模量下降, 相角滞后。当信号频率 f 等于截止频率 f_β 时,

$$\beta = \frac{\beta_0}{(1+j)} = \frac{\beta_0}{\sqrt{2}} \angle -45^\circ \quad (6-1-7)$$

由上式可见, 所谓晶体管共发射极截止频率, 就是使晶体管电流放大系数的模量下降为低频运用时的 $1/\sqrt{2}$ 的频率。由于晶体管的 f_β 值与 $C_{b'e}$ 的容量及 $r_{b'e}$ 的阻值成反比, 所以在制造高频管时, 必须尽量减小管子的 $C_{b'e}$ 及 $r_{b'e}$ 的数值, 才能获得较高的截止频率。在选用晶体管时, 则必须选择 f_β 值远大于工作频率的管子, 才能获得较好的高频放大性能。

由于 β 是频率的函数, 晶体管输出端如果用 βi_b 来表示其放大性能, 虽然有明显的物理意义, 但是给电路的分析计算带来了一些困难。所以在高频放大时, 晶体管往往用 $g_m \dot{U}_{b'e}$ 表示其放大性能, 因为 g_m 是一个不随频率变化的实数, 这样就能使运算简化。由式(6-1-3)可知, 管子的有效跨导 g_m 与低频电流放大系数成正比, 与 $r_{b'e}$ 的阻值成反比, 而 $r_{b'e}$ 的阻值与静态工作点有关。因此, 在高频放大电路中必须选择合适的静态工作点, 使之既有合适的跨导, 又有适当的输入阻抗。

二、集电结电容 $C_{b'c}$

集电结电容 $C_{b'c}$ 跨接在输出和输入的两端, 因此在放大电路中起反馈作用。通过 $C_{b'c}$ 反馈到输入端的电流为

$$\dot{i}_{cb'} = j\omega C_{b'c}(\dot{U}_{ce} - \dot{U}_{b'e})$$

输出电压 $\dot{U}_{ce}$ 与输入有效电压 $\dot{U}_{b'e}$ 之间的相位差, 取决于放大器输出端的负载。当负载为电容性时, $\dot{U}_{ce}$ 滞后于 $\dot{U}_{b'e}$ 的相角大于 180° , 因而 $\dot{i}_{cb'}$ 与输入电流 $\dot{i}_b$ 间的相位差大于 90° , 削弱了原有的输入信号, 属于负反馈性质, 使放大器的增益下降。反之, 如果负载呈感性, 反馈电流 $\dot{i}_{cb'}$ 与输入电流间的相位差小于 90° , 形成了正反馈。当正反馈满足一定条件时, 就会产生自激振荡, 影响放大器的正常工作。为了减小这种寄生反馈, 高频管的 $C_{b'c}$ 愈小愈好。由于集电结处于反向偏置, $C_{b'c}$ 主要是势垒电容, 其电容值不仅决定于管子本身的结构, 而且和 c 、 b 间反向工作电压有关。反向工作电压愈大, $C_{b'c}$ 的容值愈小。所以在高频放大器中, 总是使 b 、 c 间的反向电压大于 2 伏。一般高频管的 $C_{b'c}$ 约为 0.5~10 微微法。

三、基极电阻 $r_{bb'}$

高频等效电路中的等效电流源与有效输入电压 $\dot{U}_{b'e}$ 成正比, 而 $\dot{U}_{b'e}$ 等于输入信号电压 $\dot{U}_{be}$ 减去 $r_{bb'}$ 中流过基极电流 $\dot{i}_b$ 所产生的压降。即

$$\dot{U}_{b'e} = \dot{U}_{be} - \dot{i}_b r_{bb'}$$

另一方面,

$$\dot{U}_{b'e} \approx \dot{i}_b \left(r_{b'e} // \frac{1}{j\omega C_{b'e}} \right) = \dot{i}_b Z_{b'e}$$

其中

$$Z_{b'e} = r_{b'e} // \frac{1}{j\omega C_{b'e}}$$

所以

$$\dot{U}_{b'e} = \frac{\dot{U}_{be} Z_{b'e}}{r_{bb'} + Z_{b'e}} = \frac{\dot{U}_{be}}{\frac{r_{bb'}}{Z_{b'e}} + 1} \quad (6-1-8)$$

因为 $Z_{b'e}$ 随着频率增高而下降, 所以 $r_{bb'}$ 的分压作用将随着频率的增高而增大。因此, 减小 $r_{bb'}$ 可以提高晶体管的高频放大性能。

6.1.2 Y参数等效电路

混合 π 型等效电路是直接由晶体管的物理机构导出的, 具有明确的物理概念。但是, 它是由晶体管内部各部分的物理参量构成的, 这些参量很难从外部测量获得。同时, 电路也比较复杂, 用来进行分析计算比较麻烦。由于它是一个线性有源四端网络, 通过网络等效变换, 可以计算出其他各种便于测量与运算的等效网络参数, 如 Y 导纳参数、 h 参数等等。

在高频放大器中, 广泛应用 LC 并联谐振回路作为集电极负载。在这种情况下, 运用导纳参数运算比较方便。 Y 参数是晶体管网络参数的一种。如图 6-1-3 所示, 输入端的电压、电流为 $\dot{U}_1$ 、 $\dot{i}_1$; 输出端的电压、电流为 $\dot{U}_2$ 、 $\dot{i}_2$ 。如果取 $\dot{U}_1$ 与 $\dot{U}_2$ 为自变量, $\dot{i}_1$ 与 $\dot{i}_2$ 为因变量, 列出一组方程, 其系数具有导纳量纲, 就是导纳参数, 简称 Y 参数。即

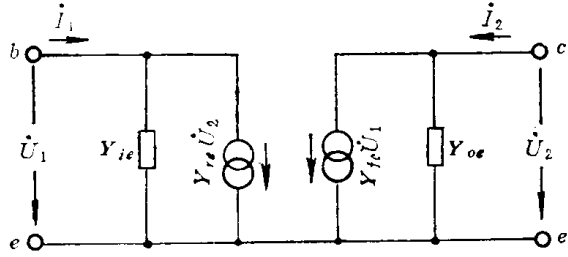


图 6-1-3 晶体管 Y 参数等效电路

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} \quad (6-1-9)$$

图 6-1-3 中以及式 (6-1-9) 中各 Y 参量的物理意义为

$$Y_{11} = Y_{ie} = \left. \frac{\dot{i}_1}{\dot{U}_1} \right|_{\dot{U}_2 = 0}$$

可见 Y_{11} 或 Y_{ie} 就是输出端交流短路时的输入导纳。

$$Y_{12} = Y_{re} = \left. \frac{\dot{i}_1}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{U}_1 = 0}$$

可见 Y_{12} 或 Y_{re} 就是输入端交流短路时的反向传输导纳。

$$Y_{21} = Y_{fe} = \left. \frac{\dot{i}_2}{\dot{U}_1} \right|_{\dot{U}_2 = 0}$$

可见 Y_{21} 或 Y_{fe} 就是输出端交流短路时的正向传输导纳。

$$Y_{22} = Y_{oe} = \left. \frac{\dot{i}_2}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{U}_1 = 0}$$

可见 Y_{22} 或 Y_{oe} 就是输入端交流短路时的输出导纳。

根据 Y 参数的定义, 可以直接用测量方法求得 Y 参数, 也可以根据图 6-1-2 所示混合 π 型电路的参量, 用计算网络的方法推导出。例如要计算 Y_{ie} , 只要把输出端 c 、 e 短路, 从输入端求其输入导纳。即

$$Y_{ie} = \frac{1}{r_{bb'} + \left(\frac{1}{\frac{1}{r_{b'e}} + \frac{1}{r_{b'c}}} + j\omega (C_{b'e} + C_{b'c}) \right)} = g_{ie} + j\omega C_{ie}$$

式中, g_{ie} 为输入电导, C_{ie} 为输入电容。由于 $C_{b'e} \gg C_{b'c}$, $1/r_{b'c} \ll 1/r_{b'e}$, 所以 $C_{b'c}$ 与 $1/r_{b'c}$ 都可以近似忽略不计。这样,

$$g_{ie} = \frac{A \frac{1}{r_{b'e}} + B\omega C_{b'e}}{A^2 + B^2}$$

$$C_{ie} = \frac{C_{b'e}}{A^2 + B^2}$$

式中

$$A = 1 + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}}, \quad B = \omega C_{b'e} r_{bb'}$$

同理可以求得

$$Y_{re} \approx \frac{-j \frac{\omega C_{b'e}}{r_{bb'}}}{\left(\frac{1}{r_{bb'}} + \frac{1}{r_{b'e}} \right) + j\omega (C_{b'e} + C_{b'e})}$$

$$Y_{fe} \approx \frac{g_m \frac{1}{r_{bb'}}}{\left(\frac{1}{r_{bb'}} + \frac{1}{r_{b'e}} \right) + j\omega (C_{b'e} + C_{b'e})}$$

$$Y_{oe} \approx \frac{1}{r_{ce}} + j\omega C_{b'e} \left[1 + \frac{g_m - j\omega C_{b'e}}{\left(\frac{1}{r_{bb'}} + \frac{1}{r_{b'e}} \right) + j\omega (C_{b'e} + C_{b'e})} \right]$$

由于 $C_{b'e}$ 、 $r_{b'e}$ 等参数与晶体管的工作电压、电流有关，所以在测量或计算晶体管的 Y 参数时，必须根据实际工作的频率、电压、电流来进行。晶体管用 Y 参数高频等效电路来表示，其电路形式虽然简单，但这些参量与频率之间存在着复杂的关系，这一点是必须注意的。

§ 6.2 调谐放大器

用 LC 谐振回路作为集电极的负载，这种放大器称为调谐放大器。 LC 谐振回路是一种选频网络，因此，调谐放大器不仅具有放大性能，而且还具有选频特性。

调谐放大器有大信号和小信号两种运用方式，大信号调谐放大器主要用于高频功率放大，这将在下册电子管电路部分阐述；小信号调谐放大器主要用于微弱信号的选择与放大。在接收设备中，高频放大器与中频放大器都是小信号调谐放大器。本节主要讨论中频小信号调谐放大器。

对小信号调谐放大器的要求是：具有足够的增益，良好的选择性和适当的通频带。理想的调谐放大器的频率特性，应为图 6-2-1 所示的矩形。图中的 f_0 为放大器的中心频率， Δf 表示通频带宽度。对于通频带范围内的信号，增益相同；而对通频带以外的信号，其增益为零。这样，信号通过放大器后，既得到了增幅作用又不会产生频率失真；对干扰信号则具有强烈的抑制能力。

但是，在实用的调谐放大器中，集电极负载是 LC 谐振回路，其频率特性与理想的矩形总

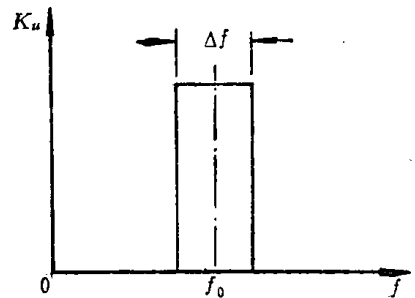


图6-2-1 理想调谐放大器的频率特性

存在着一定的差距。因此, 如何改进调谐放大器的频率特性, 使其趋近于理想情况, 是本节所要讨论的主要内容。

6.2.1 单调谐放大电路

一、单级单调谐放大器

单级单调谐放大电路如图 6-2-2 所示。图中 C_1 是高频旁路电容, 使输入信号直接耦合到晶体管的基极与发射极之间, 避免 R_2 的分压作用。 LC 并联谐振回路是放大器的集电极负载。为了减小晶体管输出导纳对谐振回路的影响, 采用部分接入方式, 晶体管的输出端接在线圈 L 的 1、2 两端。放大器与负载 Y_L (或下一级放大器的输入端) 间采用降压变压器耦合方式, 以减小负载对谐振回路选择性的影响。

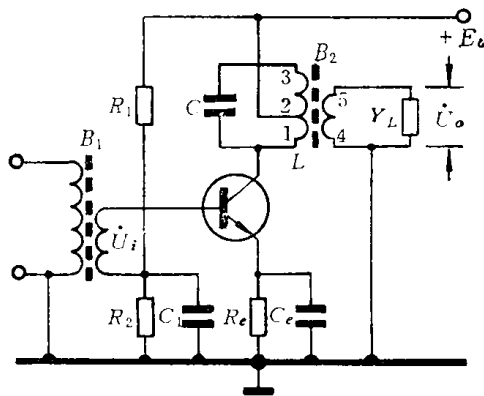


图 6-2-2 单级单调谐放大电路

调谐放大器的放大原理与一般放大器相似, 主要差别在于前者的集电极负载不是电阻 R_c , 而是 LC 并联谐振回路。当信号频率等于回路固有谐振频率时, 阻抗值达到最大, 放大器的增益也就最高。对其它频率的信号, 回路的阻抗值很小, 放大器的增益很低。调谐放大器就是这样利用 LC 谐振特性来进行选频放大的。

调谐放大器的工作频率较高。对调谐放大器的分析, 需要用晶体管的高频等效电路。由于调谐放大器集电极负载是并联谐振回路, 因而晶体管用导纳参数(即 Y 参数)等效电路来分析比较方便。又因谐振放大器通带较窄, 所以 Y 参数在通带内近似为一常数。图 6-2-3(a)、(b) 为单调谐放大器的等效电路。

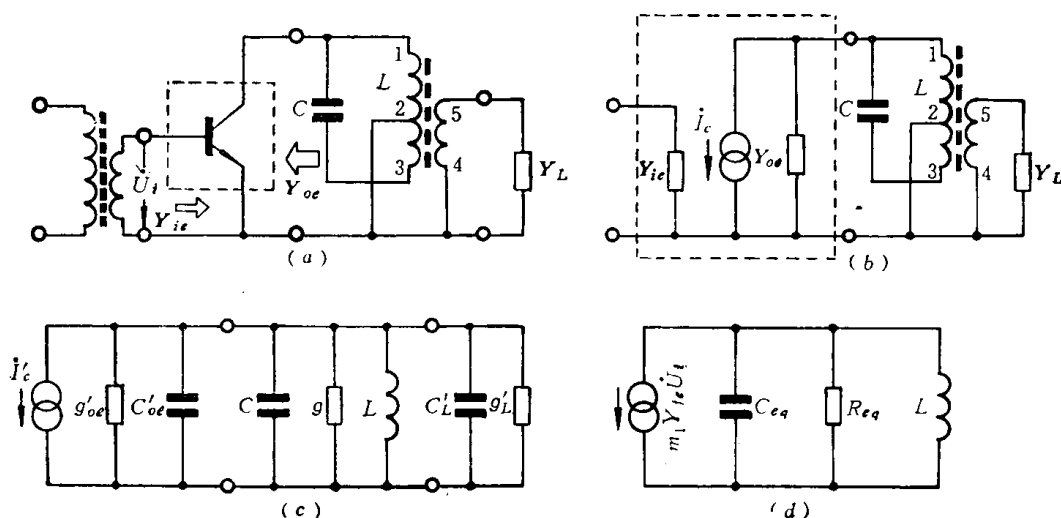


图 6-2-3 单调谐放大器的等效电路

图中 $Y_{ie} = g_{ie} + j\omega C_{ie}$ 是晶体管的输入导纳;

$Y_{oe} = g_{oe} + j\omega C_{oe}$ 是晶体管的输出导纳;

$i_c = Y_{fe} \dot{U}_i$ 是晶体管的集电极输出的等效电流源;

$Y_L = g_L + j\omega C_L$ 是负载(或下一级放大器输入端)的导纳。

实际使用的调谐放大器, 为了避免晶体管内部反馈而产生自激, 一般都选用 $C_{b'e}$ 值较小

的晶体管，或在电路中采取一定的中和措施。因此，为简化运算，内反馈(即 Y_{re})的影响可忽略不计。图中的电导 g ，是 LC 谐振回路空载损耗的等效电导。

为了运算方便，将 Y_{ie} 、 i_o 、 Y_L 等参量通过变压器折算到 LC 谐振回路的两端，如图 6-2-3(c) 所示。图中

$$\begin{aligned} i'_o &= m_1 i_o = m_1 Y_{fe} \dot{U}_i \\ g'_{oe} &= m_1^2 g_{oe}; \quad C'_{oe} = m_1^2 C_{oe} \\ g'_L &= m_2^2 g_L; \quad C'_L = m_2^2 C_L \end{aligned}$$

式中， $m_1 = W_{12}/W_{13}$ 为晶体管输出端对调谐回路的接入系数。 W_{12} 为线圈 L 中 1 与 2 之间的匝数， W_{13} 为线圈 L 中 1 与 3 之间的匝数。 $m_2 = W_{45}/W_{13}$ 即为变压器 B 次级线圈与初级线圈匝数比。 W_{45} 为次级线圈的匝数。

将图 6-2-3(c) 中的同类型元件合并，可简化为图 6-2-3(d) 所示的电路。图中

$$\begin{aligned} C_{eq} &= C + m_1^2 C_{oe} + m_2^2 C_L \\ g_{eq} &= g + m_1^2 g_{oe} + m_2^2 g_L \end{aligned}$$

C_{eq} 、 g_{eq} 分别表示考虑晶体管和负载的影响后，回路的等效电容和电导。

图 6-2-3(d) 为一等效并联谐振电路，其谐振频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}} \quad (6-2-1)$$

等效回路的特性阻抗为

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C_{eq}}} \quad (6-2-2)$$

等效回路的品质因数为

$$Q_{eq} = \frac{1}{\rho g_{eq}} \quad (6-2-3)$$

等效回路的谐振阻抗为

$$R_{eq} = \rho Q_{eq} = \frac{1}{g_{eq}} = \frac{1}{g + m_1^2 g_{oe} + m_2^2 g_L} \quad (6-2-4)$$

放大器的输出电压为

$$\dot{U}_o = \frac{i_o}{g_{eq} + j\left(\omega C_{eq} - \frac{1}{\omega L}\right)} = \frac{m_1 Y_{fe} \dot{U}_i}{g_{eq} + j\left(\omega C_{eq} - \frac{1}{\omega L}\right)} \quad (6-2-5)$$

负载 Y_L 上的电压为

$$\dot{U}'_o = \frac{m_1 m_2 Y_{fe} \dot{U}_i}{g_{eq} + j\left(\omega C_{eq} - \frac{1}{\omega L}\right)} \quad (6-2-6)$$

放大器的电压增益为

$$\dot{K}_u = \frac{\dot{U}'_o}{\dot{U}_i} = \frac{m_1 m_2 Y_{fe}}{g_{eq} + j\left(\omega C_{eq} - \frac{1}{\omega L}\right)} \quad (6-2-7)$$

电压增益的模量为

$$K_u = \frac{m_1 m_2 |Y_{fe}|}{\sqrt{g_{eq}^2 + \left(\omega C_{eq} - \frac{1}{\omega L} \right)^2}} \quad (6-2-8)$$

K_u 是频率的函数，它随频率 f 变化的规律就是大家所熟悉的谐振曲线，如图 6-2-4 所示。在谐振时，最大电压增益为

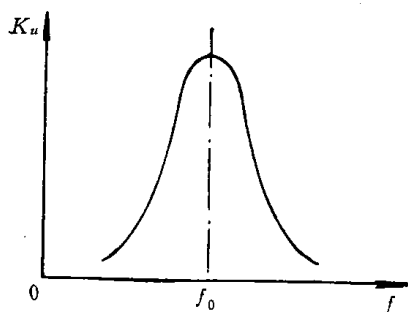


图6-2-4 单调谐放大电路的频率特性

$$K_0 = K_{u\max} = \frac{m_1 m_2 |Y_{fe}|}{g + m_1^2 g_{oe} + m_2^2 g_L} \quad (6-2-9)$$

放大器的通频带为

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q_{eq}} \quad (6-2-10)$$

放大器的电压增益 K_u 与在谐振频率时 K_0 的比值用 S 表示。 S 值表示调谐放大器对失谐频率的衰减能力，可以反映调谐放大器选择性的好坏。

$$S = \frac{K_u}{K_0} \approx \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\left(\frac{2(f-f_0)}{f_0} \right) Q_{eq} \right]^2}} \quad (6-2-11)$$

以上各式表明：（1）晶体管的输出电纳和负载电纳，使谐振回路的谐振频率受到影响。晶体管的输出电导和负载的电导则降低谐振回路的品质因数，使放大器的选择性变差。为了减小这些影响，晶体管与谐振回路之间采用部分接入的方式，负载与谐振回路间则采用降压变压器耦合。（2）调谐放大器的性能指标和接入系数 m_1 、降压变压器的匝数比 m_2 有着密切的关系。如果 m_1 、 m_2 的数值取得过大，等效回路的品质因数 Q_{eq} 值就会下降。这种放大器虽有较宽的通频带，但是选择性较差，从而降低了对干扰信号的抑制能力。反之，如果 m_1 、 m_2 的数值过小，等效品质因数 Q_{eq} 值较高，放大器虽有较好的选频特性，但是增益较小，通频带很窄，使放大后的信号产生了严重的频率失真。因此，在调谐放大器中，必须寻求选择性与通频带、通频带与增益之间的合理折衷，选择最佳的 m_1 与 m_2 值，以达到增益、通频带、选择性三者兼顾的目的。但是，在信号频带很宽的情况下，要做到三者兼顾是有困难的。因此，在无线电接收机中广泛应用多级单调谐放大回路或双调谐放大器。

二、多级单调谐放大电路

一般的调谐放大器总是由多级组成的，以满足增益高、选择性好以及通频带合适的要求。多级单调谐放大器通常采取两种方式：一是各级调谐在同一频率，一是参差调谐。

(1) 调谐在同一频率的多级单调谐放大器

在信号频带不是很宽的情况下, 为了使调谐放大器具有较高的增益和较好的选择性, 多级放大器可以由 n 级参数相同、调谐频率都等于信号中心频率 f_0 的单调谐放大电路组成。这种放大器的总增益 K_{un} 等于各级增益的乘积, 即

$$K_{un} = K_u^n \approx \left\{ \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left[\left(\frac{2(f-f_0)}{f_0} \right) Q_{eq} \right]^2}} \right\}^n \quad (6-2-12)$$

表示 n 级总选择性指标的 S_n , 等于各级 S 值的乘积:

$$S_n = S^n \approx \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{2(f-f_0)}{f_0} Q_{eq} \right]^2}} \right\}^n \quad (6-2-13)$$

可见级数越多, 选择性越好, 如图 6-2-5 所示, 但是, 通频带就将越窄。若 n 级放大器的通频带为 Δf_n , 那么

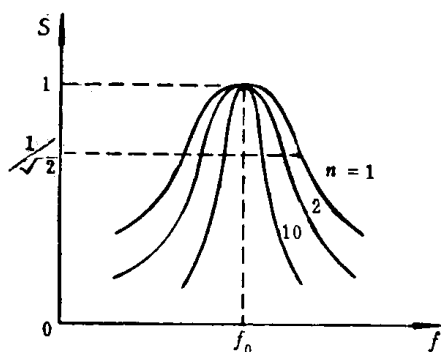


图6-2-5 调谐在同一频率的多级放大器的选择性曲线

$$\left[\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Delta f}{f_0} Q_{eq} \right)^2}} \right]^n = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\Delta f_n = \frac{f_0}{Q_{eq}} \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} = \Delta f \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} \quad (6-2-14)$$

式中, Δf 为单级调谐回路的通频带。

由式 (6-2-13)、(6-2-14) 及图 6-2-5 可以看出, 在各级等效品质因数 Q_{eq} 相等的前提下, 放大器的选择性曲线随着 n 的增加而越来越陡峭, 通频带也随之变窄。所以, 通频带与选择性的矛盾比单级放大器更为突出。在实际工作中, 为了减小放大后信号的频率失真, 只好降低每级电路的 Q_{eq} 值, 用牺牲增益和选择性的办法, 来适当地展宽放大器的通频带。

由于这种电路结构简单、调整方便, 所以广泛用于信号频带不是很宽的场所。

* (2) 参差调谐

为了使多级单调谐放大器既具有合适的通频带, 又有较高的选择性, 通常采用“参差调谐”方式, 就是将各级调谐回路调谐到偏离中心频率的不同的频率上, 从而使合成的频

率特性顶部平坦，而且前后沿的斜率很大，以达到兼顾选择性与通频带的目的。

常用的参差调谐放大器有双参差式和三参差式。本节主要分析双参差调谐放大器的一些性能，对三参差调谐放大器只作简要介绍。

1. 双参差调谐放大器

双参差调谐放大器由两级单调谐放大电路构成，它们分别调整到比中心频率 f_0 略高或略低的两个对称频率 f_1 和 f_2 上。即

$$f_1 = f_0 + f_\Delta, \quad f_2 = f_0 - f_\Delta$$

式中 f_Δ 为相对于中心频率 f_0 的失谐量。如果两级放大器的回路 Q_{eq} 值、谐振增益 K_0 均相同， f_Δ 的数值选择得当，那么按照两级放大器的总增益等于各级增益的乘积关系，就可以得到如图 6-2-6 所示的合成频率特性曲线。由图可见，总的通频带比单级放大器宽，而通频带以外的曲线部分较单级时陡峭，有较好的选择性。

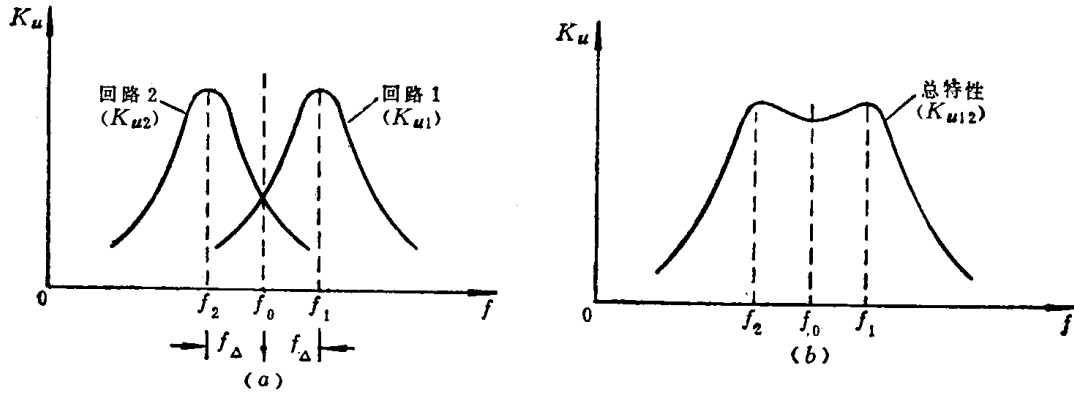


图6-2-6 双参差调谐放大器的频率特性

下面就双参差调谐放大器的主要性能指标，作一简要的分析。每级单调谐放大器的增益分别为

$$K_{u1} = \frac{K_0}{1 + \left(2 \frac{f - f_1}{f_1} Q_{eq} \right)^2}$$

$$K_{u2} = \frac{K_0}{1 + \left(2 \frac{f - f_2}{f_2} Q_{eq} \right)^2}$$

令

$$\xi_1 = 2 \left(\frac{f - f_1}{f_1} \right) Q_{eq} \approx 2 \frac{f - (f_0 + f_\Delta)}{f_0} Q_{eq} = 2 \frac{f - f_0}{f_0} Q_{eq} - 2 \frac{f_\Delta}{f_0} Q_{eq} = \xi - \eta$$

$$\xi_2 = 2 \frac{f - f_2}{f_2} Q_{eq} \approx 2 \frac{f - f_0 + f_\Delta}{f_0} Q_{eq} = 2 \frac{f - f_0}{f_0} Q_{eq} + 2 \frac{f_\Delta}{f_0} Q_{eq} = \xi + \eta$$

式中 $\xi = 2 \frac{f - f_0}{f_0} Q_{eq}$ 表示信号对 f_0 的一般失谐；

$\eta = 2 \frac{f_\Delta}{f_0} Q_{eq}$ 是由于参差所产生的失谐参量。

两级参差调谐放大器的总增益为

$$K_u = K_{u1} K_{u2} = \frac{K_0^2}{\sqrt{[1 + (\xi - \eta)^2][1 + (\xi + \eta)^2]}}$$

$$= \frac{K_0^2}{\sqrt{\xi^4 + 2\xi^2(1 - \eta^2) + (1 + \eta^2)^2}} \quad (6-2-15)$$

由于 K_u 是 ξ 的偶函数, 故双参差调谐放大器的频率特性对称于中心频率 f_0 。取 K_u 对 ξ 的导数, 并令其等于零, 就可得到频率特性中的峰点、谷点的位置及数值, 如图 6-2-7 所示。令 $dK_u/d\xi = 0$, 解得

$$\xi = 0; \quad \xi = \pm \sqrt{\eta^2 - 1} \quad (6-2-16)$$

在 $\eta > 1$ (即 $f_\Delta > f_0/2 Q_{eq}$) 时, 称为大量失调。

由图 6-2-7 中可以看出 (理论推导从略), 在 $\xi = 0$ 处出现谷点, 在 $\xi = \pm \sqrt{\eta^2 - 1}$ 的两处出现峰点。频率特性是一条双峰曲线。峰点处的最大增益为

$$K_{u\max} = \frac{K_0^2}{2\eta} \quad (6-2-17)$$

谷点的增益为

$$K'_u = \frac{K_0^2}{1 + \eta^2} \quad (6-2-18)$$

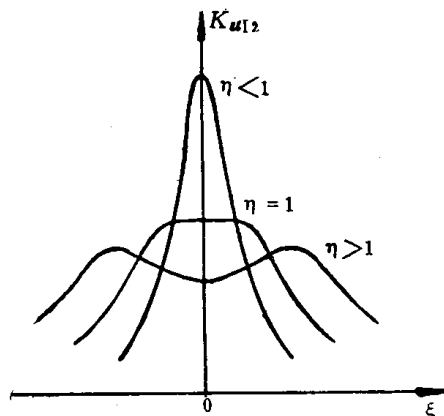


图6-2-7 合成增益与 ξ 、 η 的关系

通频带为

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q_{eq}} \sqrt{\eta^2 + 2\eta - 1} \quad (6-2-19)$$

而

$$S = \frac{2\eta}{\sqrt{(1 + \eta^2 - \xi^2)^2 + 4\xi^2}} \quad (6-2-20)$$

上列各式表明, 参差调谐工作在大量失谐时, 具有较宽的通频带, 和较好的选择性。但是随着参差量的增加, 峰谷间的增益比值加大。当 $\eta = 1 + \sqrt{2}$ 时, 谷点的增益等于峰点增益的 $1/\sqrt{2}$, 达到了频率失真所允许的极限, 这时, 放大器具有最宽的通频带。但是必须指出, 参差调谐是利用牺牲增益的办法, 来换取通频带的加宽和选择性的改善的。

$\eta = 1$ (即 $f_\Delta = f_0/2 Q_{eq}$) 时, 称为临界失调。放大器的频率特性只有一个峰点, 位置在中心频率处。在临界失调时, 放大器的最大增益可根据式 (6-2-15) 求得:

$$K_{u\max} = \frac{1}{2} K_0^2 \quad (6-2-21)$$

通频带

$$\Delta f = \sqrt{2} \frac{f_0}{Q_{eq}} \quad (6-2-22)$$

而

$$S = \frac{2}{\sqrt{4 + \xi^4}} \quad (6-2-23)$$

可见在临界失调时, 双参差调谐放大器的通频带为每级单调谐放大电路的 $\sqrt{2}$ 倍。

$\eta < 1$ (即 $f_{\Delta} < f_0 / 2 Q_{eq}$) 时, 称为少量失调。此时, 放大器的频率特性是一陡峭的单峰曲线。通频带比较窄, 在峰点的最大电压增益为

$$K_{u_{\max}} = \frac{K_0^2}{1 + \eta^2} \quad (6-2-24)$$

而
$$S = \frac{1 + \eta}{\sqrt{(1 + \eta^2 - \xi^2)^2 + 4\xi^4}} \quad (6-2-25)$$

综合以上分析, 由于双参差调谐放大器在临界失调和大量失调时, 具有较宽的通频带, 而且选择性也比较好, 频率特性比单调谐放大电路更趋近于矩形, 因此, 广泛应用于对频带较宽的信号进行选频放大的场合。

2. 三参差调谐放大器

双参差调谐放大器在大量失调时, 其通频带的最大宽度, 因频率特性中谷点峰点增益比不得小于 $1/\sqrt{2}$ 而受到限制。如果双参差调谐放大电路再接上一级调谐在中心频率 f_0 的单调谐放大电路, 就可以将谷点的幅度提高, 从而使放大器的通频带更宽。这就是三参差调谐放大器的基本原理, 如图 6-2-8 所示。

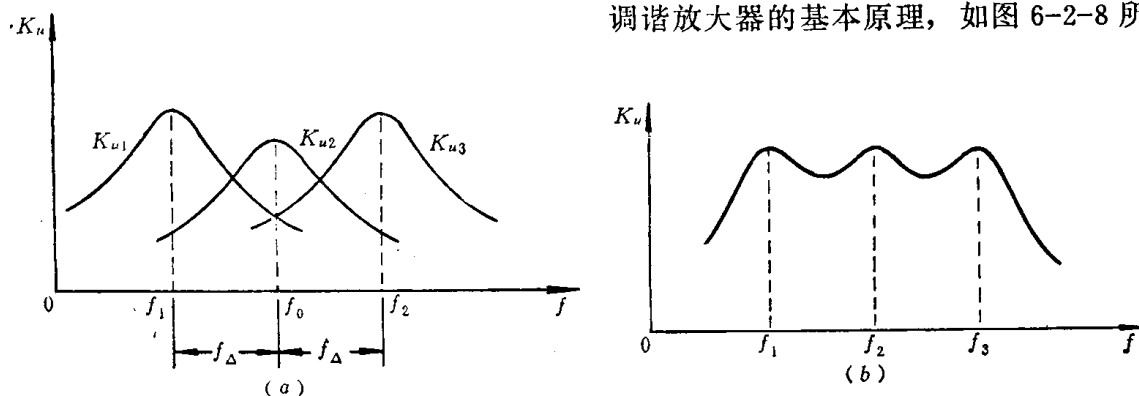


图6-2-8 三参差单调谐放大器的增益

若各级的等效品质因数相同, 即

$$Q_{eq1} = Q_{eq2} = Q_{eq3} = Q_{eq}$$

各级调谐频率分别为 $f_1 = f_0 - f_{\Delta}$, $f_2 = f_0$, $f_3 = f_0 + f_{\Delta}$, 并且 $f_{\Delta} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{f_0}{Q_{eq}}$, 那么, 合成的频率特性曲线的三个峰谷点等高, 而且曲线的顶部最为平坦。其通频带的宽度为

$$\Delta f = 2 \frac{f_0}{Q_{eq}} \quad (6-2-26)$$

这种放大器的通频带比较宽, 电视接收机图象通道的中频放大器就是这种电路。例如, 外差式电视接收机的中频放大器, 要求 $f_0 = 37$ 兆赫, 总的通频带 $\Delta f = 6$ 兆赫, 按上面公式计算出的各级回路的参数, 列于表 6-1 中。

表6-1 电视机中放各级回路参数

级	第一级	第二级	第三级
谐振频率	34.4兆赫	37兆赫	39.6兆赫
等效品质因数 Q_{eq}	12.4	6.2	12.4
通频带	3兆赫	6兆赫	3兆赫

6.2.2 双调谐放大电路

双调谐放大电路中有两个具有电耦合或磁耦合的谐振回路。谐振回路之间用互感 M 耦合的,如图6-2-9所示。也有用外接电容 C 来耦合的,如图6-2-10所示。为了减小晶体管

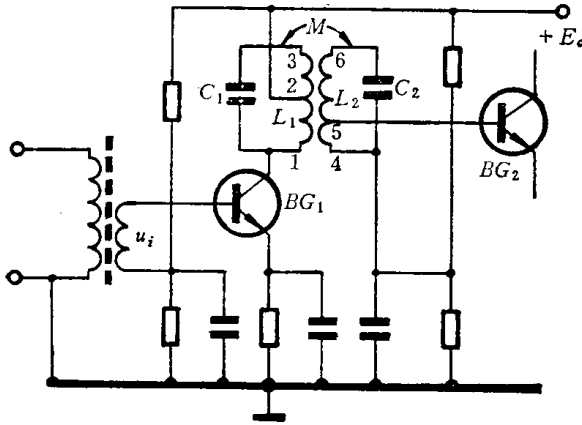


图6-2-9 互感耦合双调谐电路

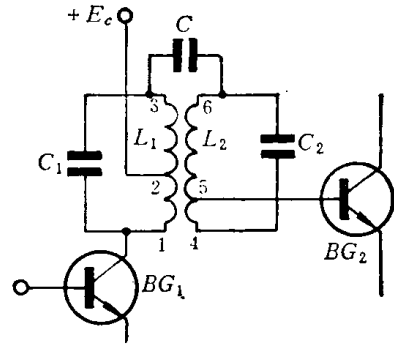


图6-2-10 电容耦合双调谐电路

BG_1 输出阻抗以及 BG_2 的输入阻抗对谐振回路选择性的影响,采用部分接入方式。 BG_1 的输出端接在线圈 L_1 的 1、2 两端, BG_2 的输入端接在 L_2 的 4、5 两端。图 6-2-11 为互感耦合双调谐放大电路的等效电路。

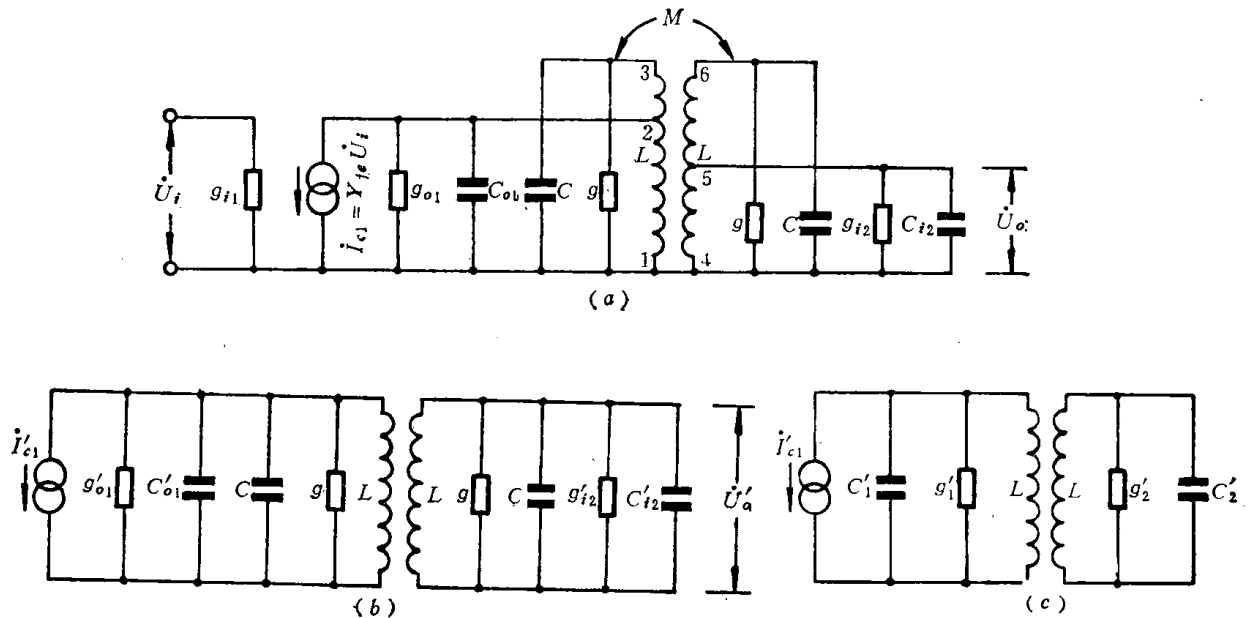


图6-2-11 互感耦合双调谐放大器的等效电路

为了使放大器频率特性对称,这两个调谐回路的参数相同,即 $L_1=L_2=L$; $C_1=C_2=C$; $g_1=g_2=g$; $Q_{01}=Q_{02}=Q_0$ 。

为了运算方便,将 BG_1 输出端与 BG_2 输入端的参数,通过变压器折算到谐振回路的两端,如图 6-2-11 (b) 所示。

图中,

$$g'_{o1} = m_1^2 g_{o1}, \quad C'_{o1} = m_1^2 C_{o1}$$

$$g'_{i2} = m_2 g_{i2}, \quad C'_{i2} = m_2 C_{i2}$$

$$i'_{c1} = m_1 Y_{fe} \dot{U}_i$$

式中, $m_1 = W_{12}/W_{13}$, 为晶体管 BG_1 的输出端对初级调谐回路的接入系数; $m_2 = W_{45}/W_{46}$ 为晶体管 BG_2 的输入端对次级调谐回路的接入系数。

将图 6-2-11 (b) 中的同类型元件合并, 则可以简化为图 6-2-11 (c) 所示的电路。图中,

$$C'_1 = C'_{o1} + C, \quad C'_2 = C'_{i2} + C$$

$$g'_1 = g'_{o1} + g, \quad g'_2 = g'_{o2} + g$$

在一般情况下, C'_{o1} 与 C'_{o2} 的数值比 C 小得多, 所以 $C'_1 \approx C'_2 \approx C$ 。双调谐放大器只有在阻抗匹配时, 才能有最高的增益。匹配的条件是 $m_1^2 g'_{o1} = m_2^2 g'_{o2}$ 。因此, 匹配时两回路的总电导相等, 即

$$g'_1 = g'_2 = g'$$

图 6-2-11 (c) 中, 每一个回路的谐振角频率均为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (6-2-27)$$

特性阻抗为

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6-2-28)$$

等效品质因数为

$$Q_{eq} = \frac{1}{\rho g'} \quad (6-2-29)$$

根据耦合谐振回路的推导, 输出电压的近似值为

$$\dot{U}_o = \frac{m_1 m_2 |Y_{fe}| \dot{U}_i}{g} \cdot \frac{A}{\sqrt{\xi^4 + 2\xi(1-A^2) + (1+A^2)^2}} \quad (6-2-30)$$

式中, $A = kQ_{eq}$, 为两回路间的耦合系数;

$k = M/\sqrt{L_1 L_2} = M/L$, 为互感线圈的耦合系数;

$\xi = 2 \frac{f-f_0}{f_0} Q_{eq}$, 是信号对 f_0 的一般失调。

双调谐放大器的电压增益为

$$K_u = \frac{m_1 m_2 |Y_{fe}|}{g} \cdot \frac{A}{\sqrt{\xi^4 + 2\xi(1-A^2) + (1+A^2)^2}} \quad (6-2-31)$$

把上式与双参差单调谐放大器的电压增益式 (6-2-15) 相比较, 可以看出, 若把 A 看成 η , 则二式的分母是相同的。这就表明, 两者频率特性的曲线形状是一样的, 更确切地说, 二者的选择性、通频带是相同的。至于二者的分子项的不同, 由于与 ξ 无关, 并不会影响频率特性的曲线形状, 只表明二者的电压增益在数值上有所差异而已。基于上述理由, 可以很容易地得出双调谐放大器的频率特性与 ξ 的变化关系。

(1) 在强耦合时, $A > 1$ (即 $M > L/Q_{eq}$), 双调谐放大器的频率特性曲线出现双峰。这两个峰点的位置是

$$\xi = \pm \sqrt{A^2 - 1} \quad (6-2-32)$$

峰点的电压增益为

$$K_{u_{\max}} = \frac{1}{2} \frac{|Y_{fe}| m_1 m_2}{g'} = K_0 \quad (6-2-33)$$