

4.3 谐振功率放大器的实际线路

谐振功率放大器的管外电路包含有直流馈电电路和滤波匹配网络两部分，它们是保证谐振功率放大器能够正常工作的必要条件。

4.3.1 直流馈电线路

直流馈电电路是指直流供电电路，它包括集电极馈电电路和基极馈电电路。

要想使高频功率放大器正常工作，各电极必须接有相应的馈电。**直流馈电电路的原则是：**

- 功率管的输入、输出回路都必须有直流通路，而且尽量减小管外电路消耗直流电源功率；
- 直流通路不能影响滤波匹配网络的工作，滤波匹配网络也不能影响直流通路的正常偏置电压的供电；
- 尽量避免高频信号及其谐波流入直流电源，并防止公共电源的寄生耦合。

在谐振功率放大器中，无论是集电极馈电还是基极馈电，都有两种不同的连接方式，分别称为串联馈电和并联馈电。

一、集电极馈电电路

1. 串联馈电（简称为串馈）电路

所谓串馈（Series Supply）是指直流电源 V_{CC} 、滤波匹配网络和功率管在电路形式上为串接的一种馈电4.3.1(a)所示。

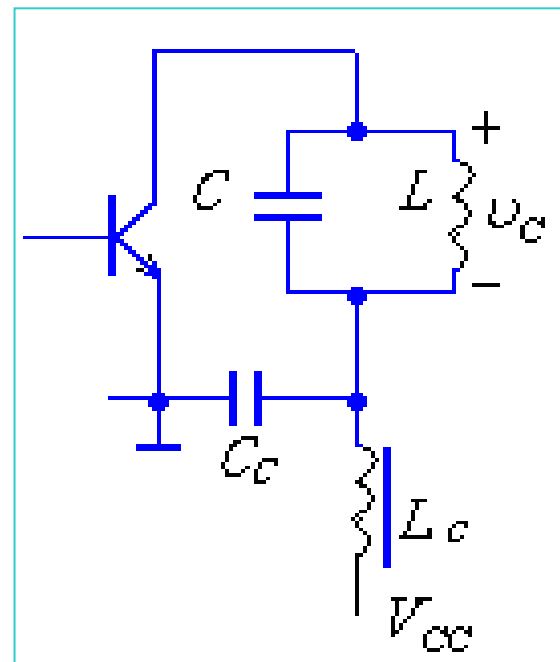


图4.3.1 (a) 集电极串联馈电电路

A. 各元件的作用

L_C 为高频扼流圈，它与 C_C 构成电源滤波电路，要求在信号频率上 L_C 的感抗很大，接近开路， C_C 的容抗很小，接近短路，目的是避免信号电流通过直流电源而产生级间反馈，造成电路工作不稳定。

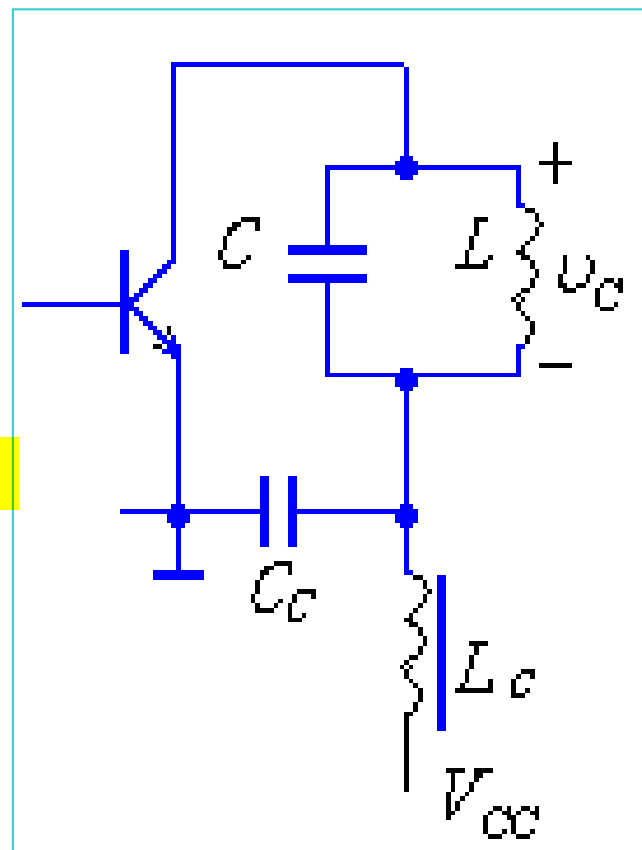


图4.3.1 (a) 集电极串联反馈电电路

B. 电路特点

- 附加的馈电元件 C_C , L_C 处于高频“地”电位, 它们的分布电容不影响谐振回路的谐振频率。
- LC回路处在直流高电位上, 对回路调谐时感应大, 安装调试不方便, 不安全, 电压大时危险;
- 电路适合于频率较高的场合。

2、并联馈电（简称为并馈）电路

所谓并馈（Parallel Supply）是指直流电源 V_{CC}

滤波匹配网络和功率管在电路形式上为并联的一种馈电方式。

A. 各元件的作用

L_C 为高频扼流圈

C_{C1} 为电源滤波电容

C_{C2} 为隔直流电容

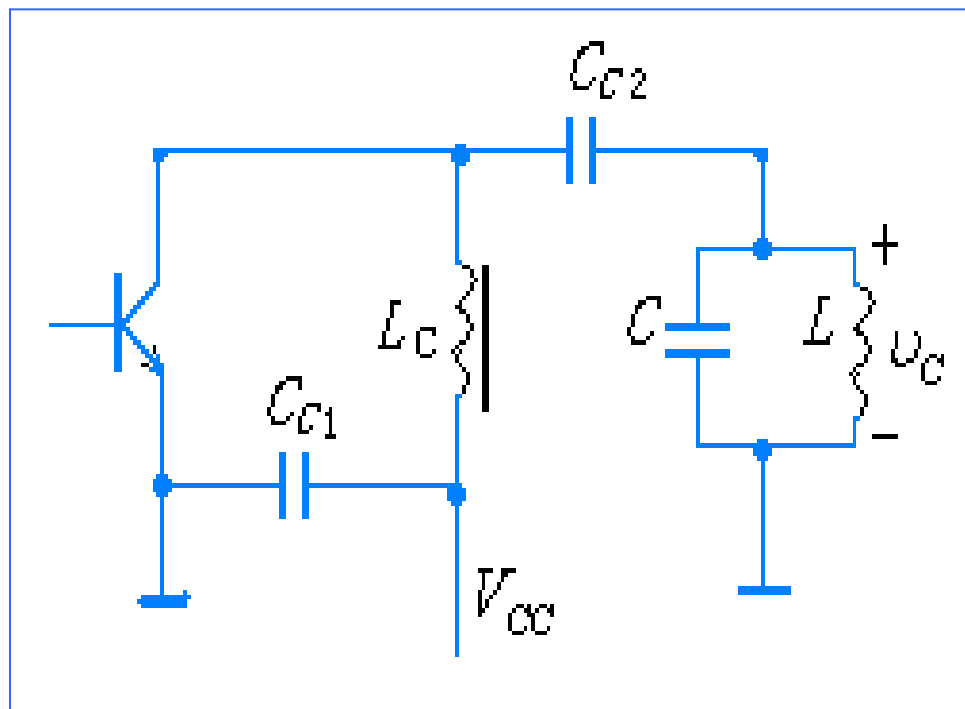


图4.3.1（b） 集电极并联馈电电路

B. 电路特点

- a) 馈电支路分布参数直接影响信号回路的谐振频率；
- b) LC谐振回路处于直流“地”电位上，安装调整方便；
- c) C_{C2} , L_C , C_{C1} 的分布参数影响较大。所以，不适合频率较高的场合。

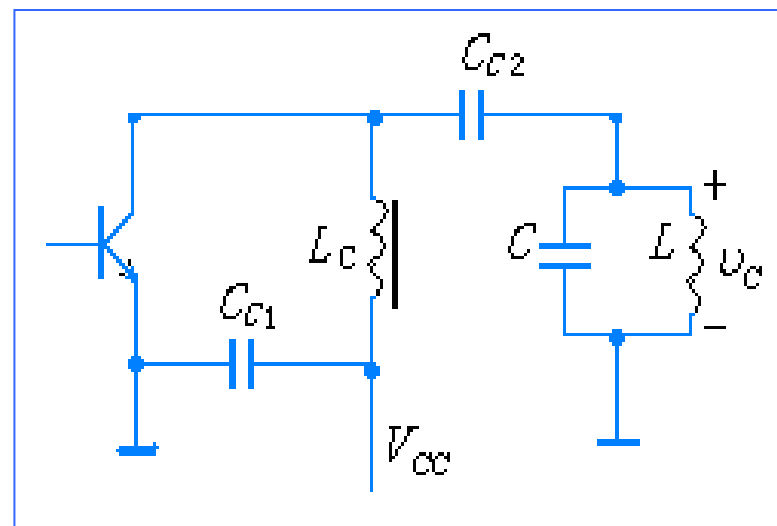


图4.3.1 (b) 集电极并联馈电电路

无论哪种馈电方式，都满足

$$v_{CE} = V_{CC} + v_C = V_{CC} - V_{cm} \cos \omega t$$

二、基极馈电电路

下图中基极偏置电压是由 V_{CC} 通过 R_{B1} , R_{B2} 分压提供的，为了保证丙类工作， R_{B1} 上的分压值应小于功率管导通电压 $V_{BE(on)}$ ，属于并馈电路。

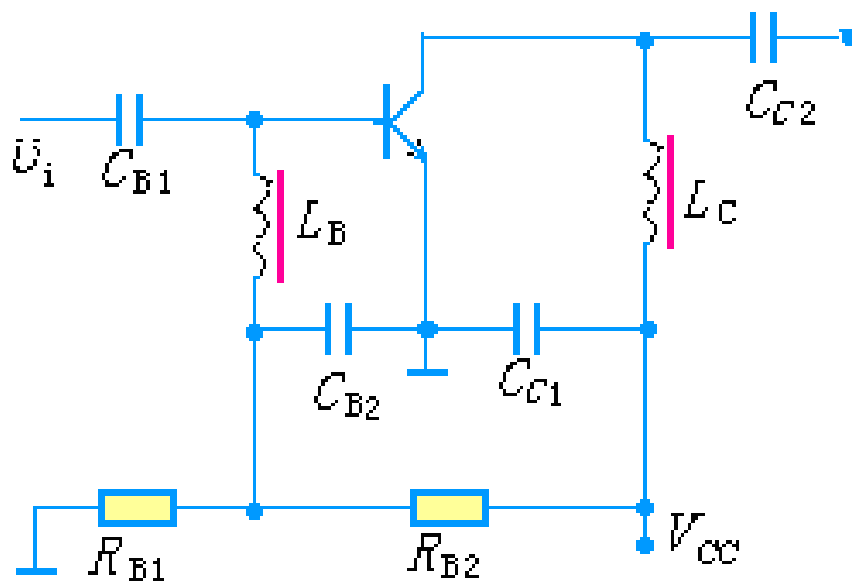
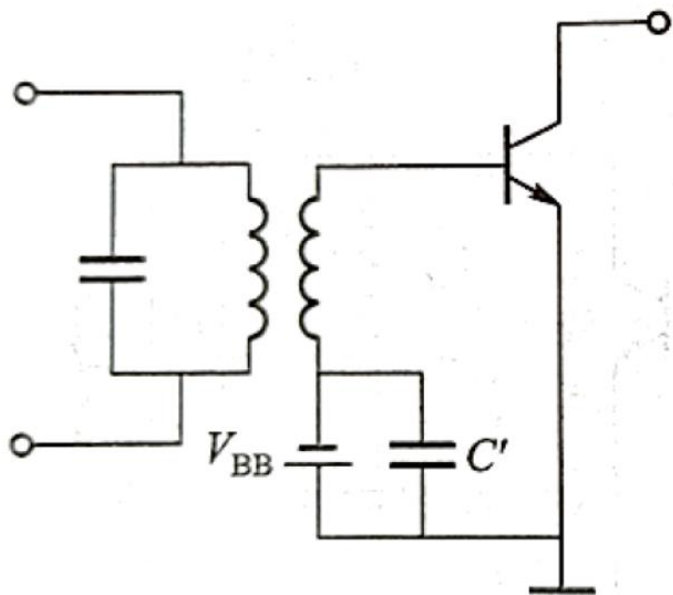
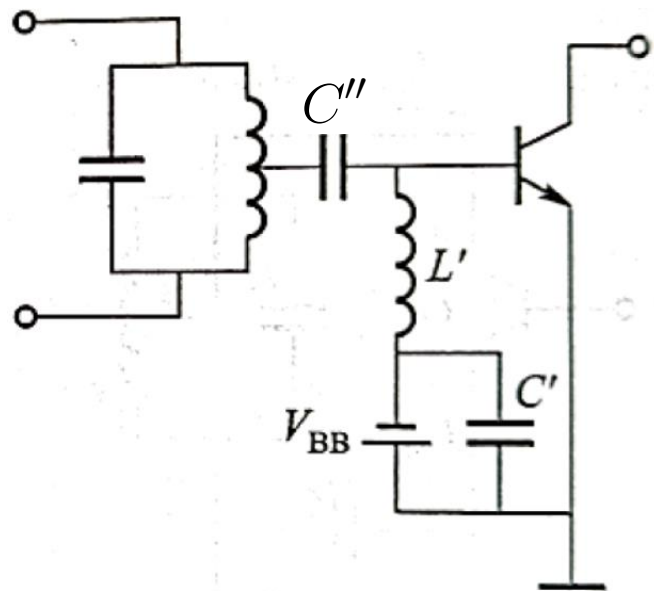


图4.3.2 基极并联馈电电路



(a) 串馈



(b) 并馈

基极馈电的两种形式

C' 为高频旁路电容

C'' 为隔直流电容

L' 为高频扼流圈

但在丙类功放中，通常采用自偏压的形式：

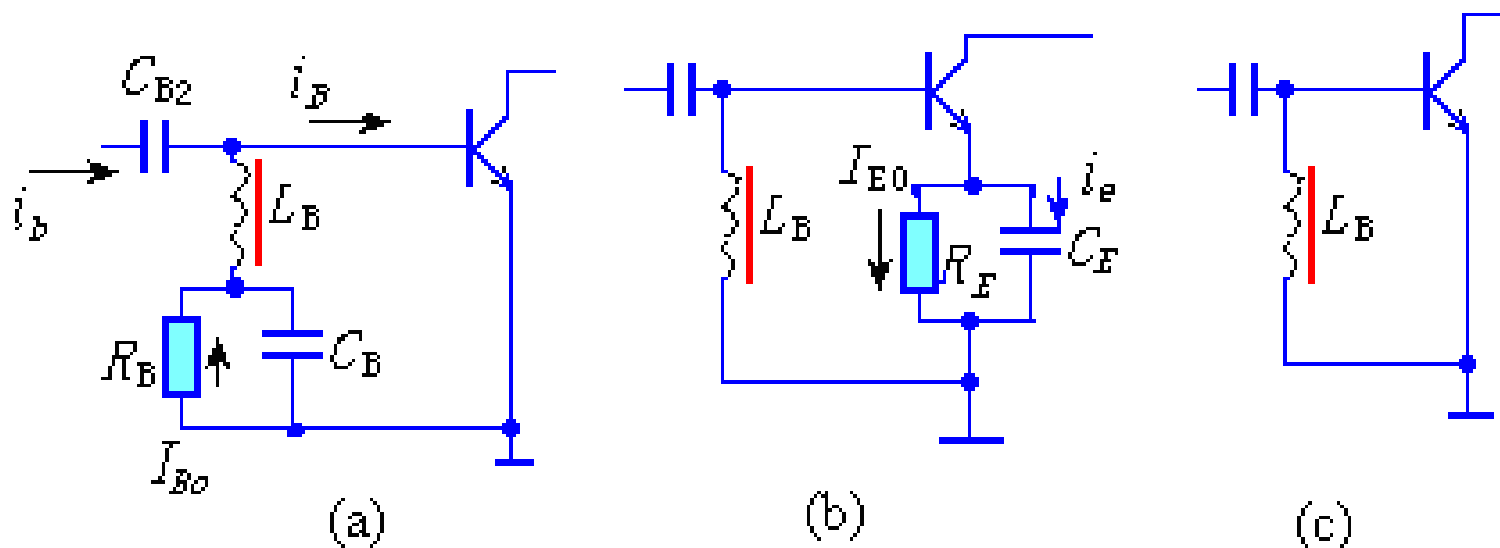


图4.3.3 基极自偏压馈电电路

电路特点：

图（a）所示是利用基极电流的直流分量 I_{B0} 在 R_B 上产生所需的偏置电压 V_{BB} ，是并馈电路。

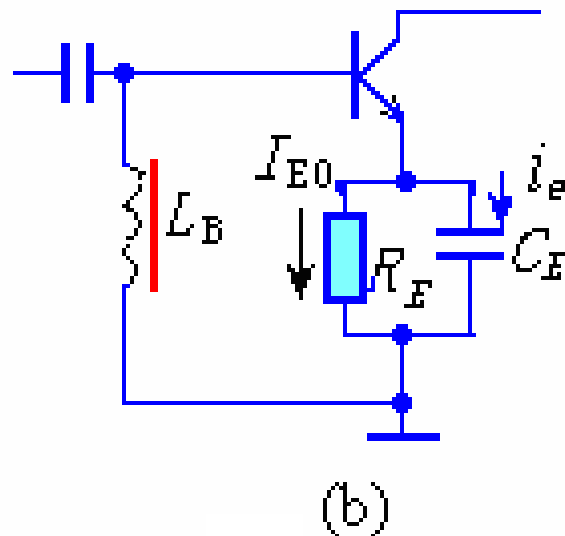
图 (b) 所示是利用射极电流直流分量 I_{E0} 在 R_E 上产生所需的反向

偏置电压 V_{BB} ，是串馈电路，

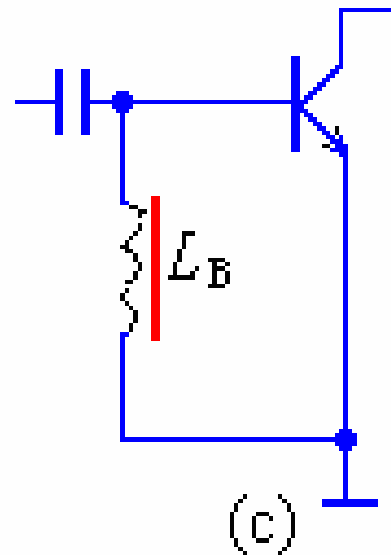
这种自给偏置的优点是能够自动维持放大器的工作稳定。

当激励加大时， I_{E0} 增大，使偏压 $|V_{BB}|$ 也加大，静态工作点Q降低，因而又使 I_{E0} 的相对增加量减小；

反之，当激励减小时， I_{E0} 减小，偏压 $|V_{BB}|$ 减小，因而 I_{E0} 的相对减小量也减小，这就使放大器的工作状态变化不大。



图（c）所示是利用 I_{B0} 流过高频扼流圈 L_B 的直流电阻，得到近似0V的稳定偏置电压，是并馈电路，由于所得到的 V_{BB} 小，因而一般只在需要小的 V_{BB} （接近乙类工作）时，才采用这种电路。



说明:

- 对于放大等幅载波信号或调频/调相信号的谐振功率放大器来说，利用自给偏置效应可以在输入信号振幅变化时，起到自动稳定输出电压振幅的作用。在下一章讨论正弦波振荡器时，将会发现，这种效应可以用来提高振荡幅度的稳定性。
- 在放大振幅调制信号的线性功率放大器中，这种效应会使放大器偏离乙类工作状态，从而造成输出信号失真，这是力求避免的。

4.3.2 高频功率放大器的滤波匹配网络（自学）

- 在通信发射机中，为了获得足够大的高频输出功率，常将多级高频功率放大器级联，因此就产生了各级放大电路之间的耦合与匹配问题。采用用一定形式的回路进行耦合匹配，一般是四端网络。
- 将信号源与谐振功率放大器之间的匹配网络称为输入匹配网络；将推动级与输出级之间的耦合匹配网络称为级间耦合匹配网络；将输出级与天线或负载之间的网络称为输出匹配网络。

输入匹配（级间耦合）网络

（Input matching circuit）：四端网络是用以与下级放大器的输入端相连接。作用是自前级放大器或信号源取得最大激励功率。

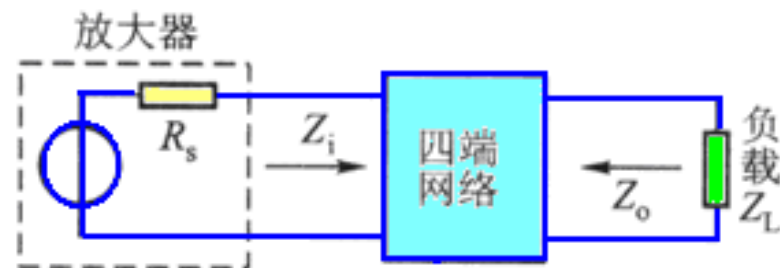


图4.3.4 放大器与负载之间用四端网络耦合

输出匹配网络（Output matching circuit）：四端网络是用以输出功率至负载作用。作用是保证放大器的输出功率有效的加到负载（天线）上。

这个四端网络应完成的任务：

- 使负载阻抗与放大器所需要的最佳阻抗相匹配，以保证放大器传输到负载的功率最大，即它起着阻抗匹配的作用。
- 充分滤除不需要的高次谐波分量，以保证外接负载上输出所需基波功率（在倍频器中为所需倍频功率）。工程上，用谐波抑制制度来表示滤波性能的好坏。若设 I_{L1m} 和 I_{Lnm} 分别为通过外接负载中的基波和n次谐波分量的振幅，相应的基波和n次谐波功率分别为 P_L 和 P_{Ln} ，则n次谐波的谐波抑制制度定义为

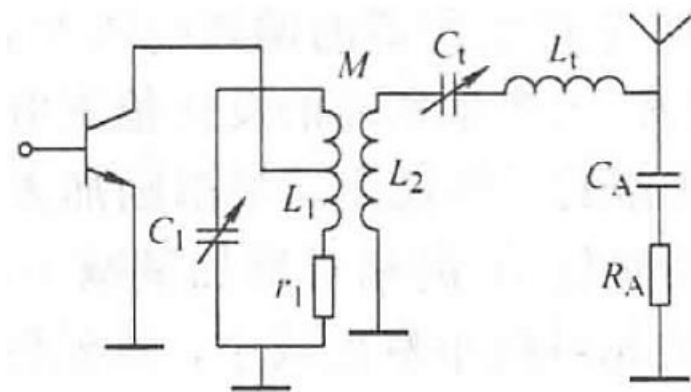
$$H_n = 10 \lg \frac{P_{Ln}}{P_L} = 20 \lg \frac{I_{Lnm}}{I_{L1m}}$$

显然， H_n 越小，滤波匹配网络对n次谐波的抑制能力越强，通常采用对二次谐波的抑制制度 H_2 表示网络的滤波能力。

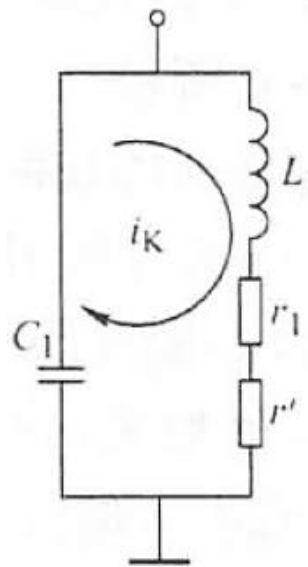
- 多数发射机为波段工作，因此该四端网络应适应波段工作的要求，改变工作频率时调谐要方便，并能在波段内保持良好的匹配等。
- 传输效率：输出给负载的有效功率与输入到滤波匹配网络总的交流功率之比。滤波匹配网络的传输效率要高，减少滤波匹配网络自身的功率消耗。 传输效率定义为 $\eta_k = \frac{P_L}{P_o}$

1. 输出匹配网络

- 最常见的输出匹配网络如图4.3.4所示。将天线（负载）回路通过互感或其他形式与集电极调谐回路相耦合。 L_1C_1 回路称为中介回路； R_A 、 C_A 分别代表天线的辐射电阻和等效电容，作用是使天线回路处于串联谐振状态，以获得最大的回路电流，使天线辐射功率达到最大。
- 除了图4.3.4所示的电路外，还可以用其他形式的四端网络，例如 π 形，T形网络等，但不论采用哪种选频匹配网络，从集电极向右方看去，它们都等效为一个并联谐振回路，如图4.3.5所示。



4.3.4 复合输出回路的高频通路



4.3.5 等效电路

以互感耦合电路为例，当天线回路调谐到串联谐振状态时，它反射到 L_1C_1 中介回路的等效电阻为 $r' = \frac{\omega^2 M^2}{R_A}$ 。因而，等效回路的谐振阻抗为

$$R'_p = \frac{L_1}{C_1(r_1 + r')} = \frac{L_1}{C_1\left(r_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_A}\right)}$$

因此，改变 M 即可在不影响回路调谐的情况下，调整中介回路的 R'_p ，以达到阻抗匹配的目的。

说明：高频功率放大器工作于非线性状态，因此，线性电路阻抗匹配（负载阻抗与电源内阻相等）的概念不适用。在非线性（丙类）工作时，晶体管的内阻变化剧烈，导通时，内阻小，截止时，内阻无穷大，因此输出电阻不是常数，不能应用线性电路的阻抗匹配概念。

高频功率放大器的阻抗匹配：在给定电路条件下，改变负载回路的可调元件，使电子器件输出额定的功率 P_L 至负载，即达到了匹配状态。

为了使器件的输出功率绝大部分都能输送到负载 R_A 上，总是希望反射电阻 r' 远大于回路的损耗电阻 r_1 。衡量回路传输能力优劣的标准，通常以输出至负载的有效功率与输入到回路的总交流功率的比值来表示，该比值称为中介回路效率。

$$\eta_k = \frac{I_k^2 r'}{I_k^2 (r_1 + r')} = \frac{r'}{r_1 + r'}$$

如果无负载时的回路谐振阻抗为： $R_p = \frac{L_1}{C_1 r_1}$

无负载时的回路品质因数： $Q_0 = \frac{\omega L_1}{r_1}$

有负载时的回路品质因数： $Q_e = \frac{\omega L_1}{r_1 + r'}$

则中介回路的效率为： $\eta_k = \frac{r'}{r_1 + r'} = 1 - \frac{r_1}{r_1 + r'} = 1 - \frac{R'_p}{R_p} = 1 - \frac{Q_e}{Q_0}$

为了使回路的传输效率较高，则空载品质因数 Q_0 越大越好，有载品质因数 Q_e 越小越好，即中介回路本身的损耗越小越好。但是，从回路滤波作用来看，为了提高选择性， Q_e 应该足够大。因此，需要兼顾这两个方面， Q_e 值一般不小于10。

例 4.3.1 图 4.3.4 所示电路中, 假设初级回路、次级回路均调谐在 1MHz 的工作频率上, 天线辐射电阻 $R_A = 37\Omega$, 放大管采用 3DA1, 为了使天线与 3DA1 匹配, 求出所需要的 M 、 L_1 、 C_1 的值。设 $Q_0 = 100$, $Q_e = 10$, 初级回路的接入系数 $n = 0.2$ 。已知放大管 3DA1 在 $V_{CC} = 24V$, 工作频率为 1MHz, 输出功率 $P_o = 2W$ 的条件下, 其饱和压降 $V_{CE(sat)} = 1.5V$ 。

在工作条件下, 集电极输出交流信号电压振幅为

$$V_{cm} = V_{CC} - V_{CE(sat)} = (24 - 1.5)V = 22.5V$$

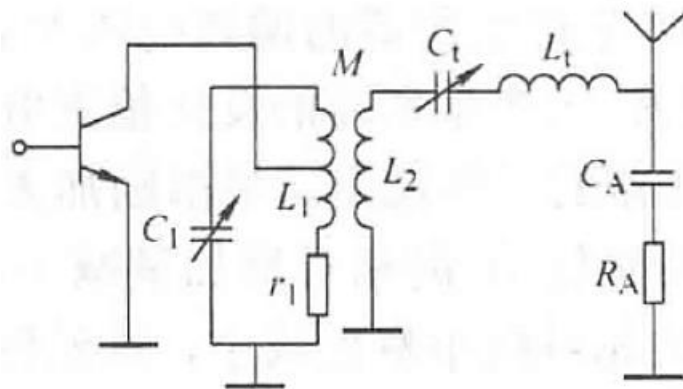
初级回路部分接入转换为全接入时的电压振幅为

$$V'_{cm} = \frac{1}{n}V_{cm} = 5 \times 22.5 = 112.5 V$$

初级回路全接入时 **LC** 并联谐振回路的谐振电阻为

$$R'_p = \frac{V_{cm}^2}{2P_o} = \frac{112.5^2}{2 \times 2} = 3164.1$$

由于 $R'_p = Q_e \omega L_1$ 所以, $L_1 = \frac{R'_p}{Q_e \omega} = 50.4 \mu H$



4.3.4 复合输出回路的高频通路

由于 $\omega = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$ 所以 $C_1 = \frac{1}{L_1} \left(\frac{1}{2\pi\omega} \right)^2$

可得到: $C_1 = 504 \text{ pF}$

由于 $\frac{r'}{r_1} = \frac{Q_0}{Q_e} - 1 = \frac{100}{10} - 1 = 9$

而 $r_1 = \frac{\omega L_1}{Q_0} = \frac{2\pi \times 10^6 \times 50.3 \times 10^{-6}}{100} \Omega = 3.16 \Omega$

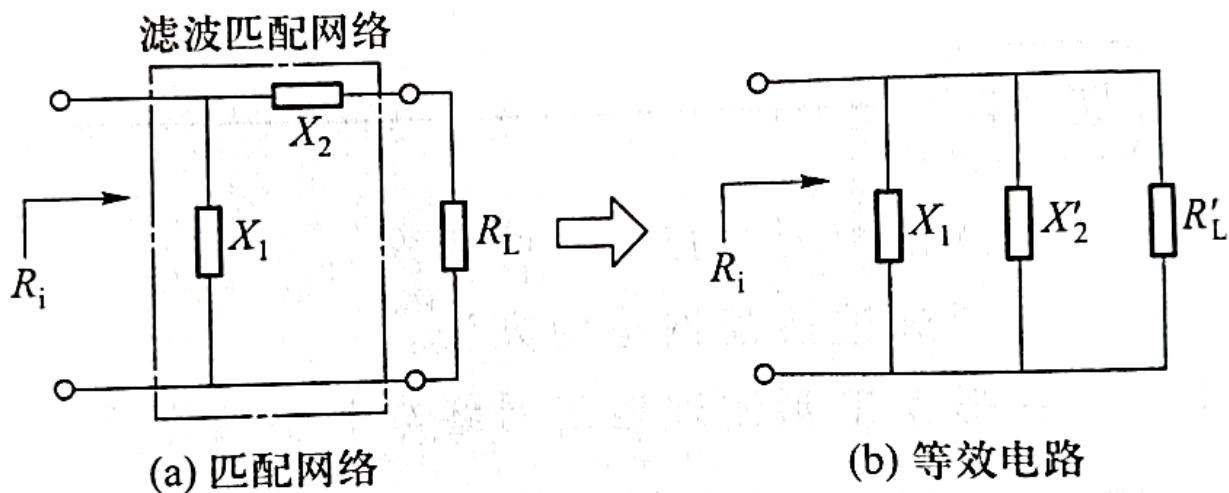
所以 $r' = 9r_1 = 9 \times 3.16 \Omega = 28.44 \Omega$

次级回路处于谐振状态，发射到初级回路的耦合阻抗为 $r' = \frac{\omega^2 M^2}{R_A}$

最后得到 $M = \frac{\sqrt{r' R_A}}{\omega} = \frac{\sqrt{28.44 \times 37}}{2\pi \times 10^6} \text{ H} = 5.16 \mu\text{H}$

L型滤波匹配网络 [L型滤波匹配网络的介绍（Youku视频）：](https://v.youku.com/v_show/id_XNDE2MTY3MDg3Mg==.html)

https://v.youku.com/v_show/id_XNDE2MTY3MDg3Mg==.html

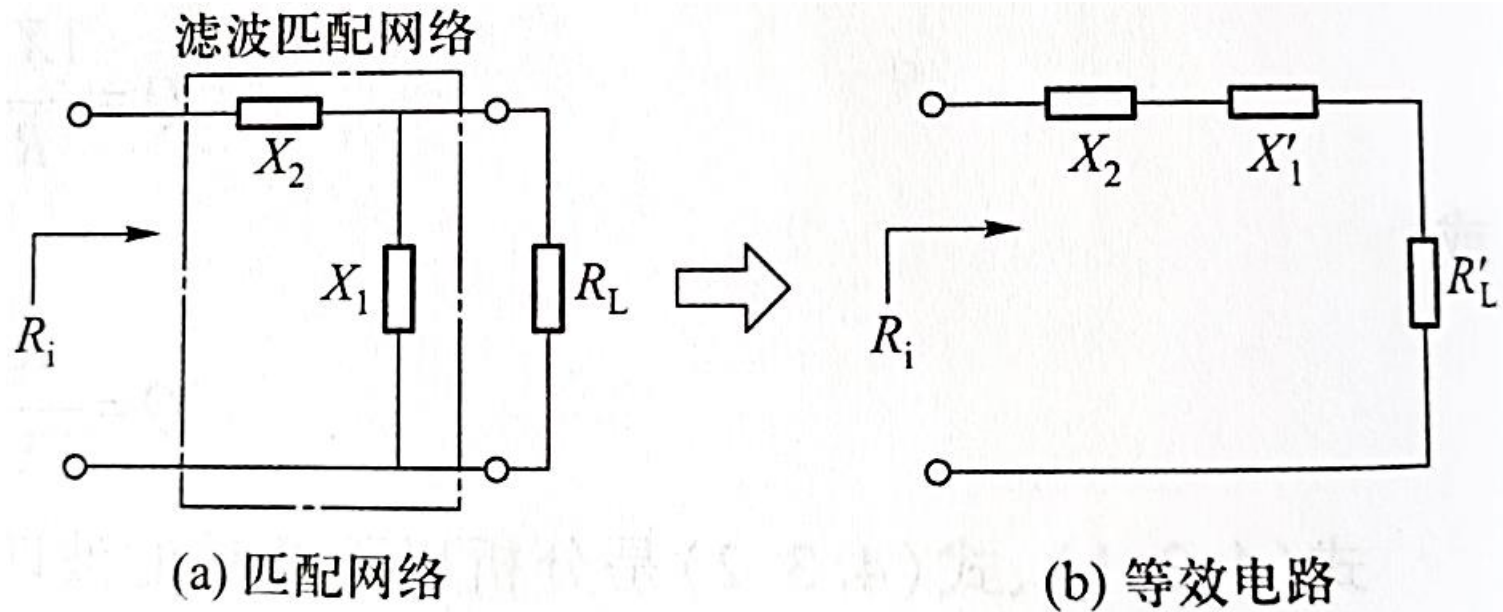


低阻到高阻变换网络

$R_i = R'_L = (1 + Q^2)R_L$ 谐振频率处，相当于负载电阻变大了

$$Q = \sqrt{\frac{R_i}{R_L} - 1} = \frac{|X_2|}{R_L} = \frac{R_i}{|X_1|} = \frac{R'_L}{X'_2}$$

$$|X_2| = QR_L = \sqrt{R_L(R_i - R_L)} \quad |X_1| = \frac{R_i}{Q} = R_i \sqrt{\frac{R_L}{R_i - R_L}}$$



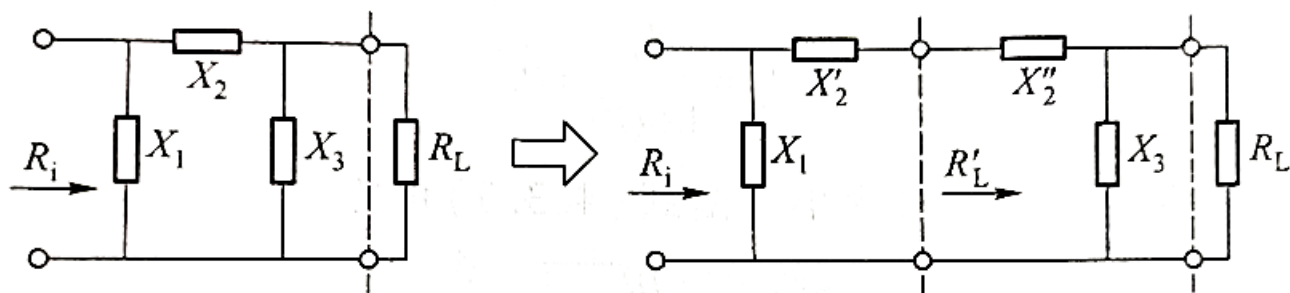
高阻到低阻变换网络

$$R'_L = \frac{R_L}{1 + Q^2} = R_i \quad \text{谐振频率处，相当于负载电阻变小了}$$

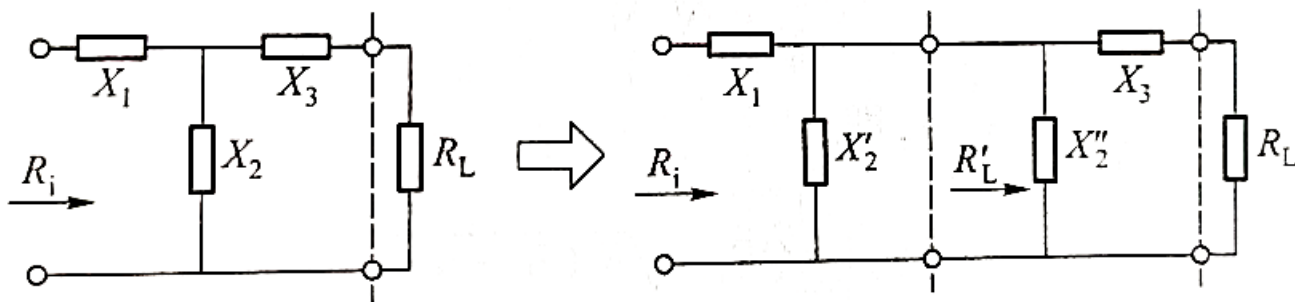
$$Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_i} - 1} = \frac{|X_2|}{R_i} = \frac{|X'_1|}{R'_L} = \frac{R_L}{|X_1|}$$

$$|X_2| = QR_i = \sqrt{R_i(R_L - R_i)} \quad |X_1| = \frac{R_L}{Q} = R_L \sqrt{\frac{R_i}{R_L - R_i}}$$

由于L形滤波匹配网络变换前后的电阻相差 $1+Q^2$ 倍，若在实际中要求的变换倍数并不高，这将势必造成回路 Q 值过小，使滤波性能变差。为了克服该矛盾，可采用 π 形或T形滤波匹配网络，他们分别由三个电抗原件（其中两个同性、一个异性）组成，可以看成两个L形滤波匹配网络串接组成的。

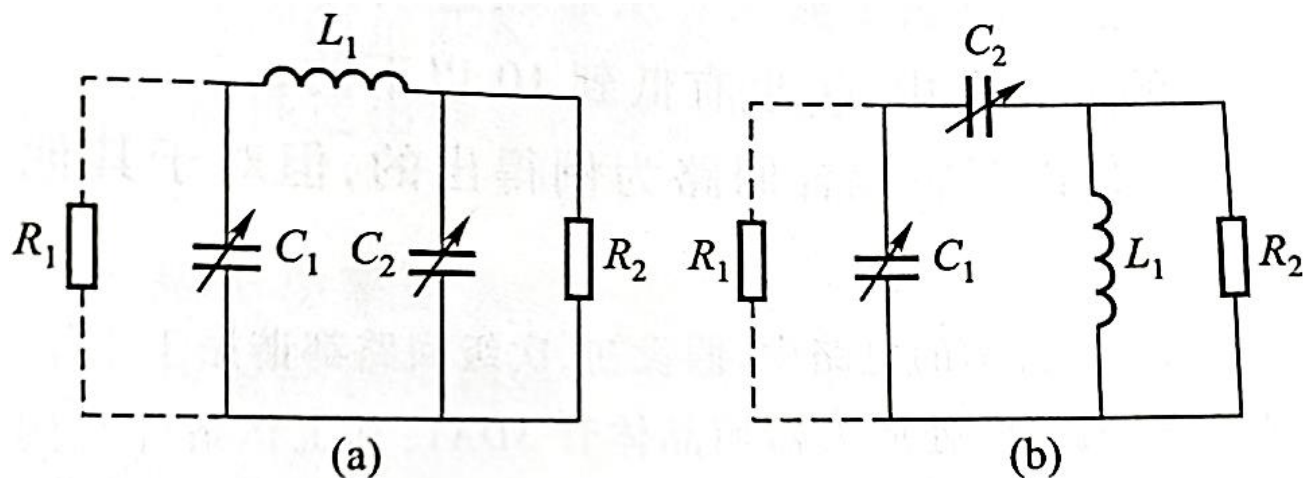


(a) π 形滤波匹配网络及其分解



(b) T形滤波匹配网络及其分解

π 形滤波匹配网络的另一种分析方式：



$$(1) X_{C_1} = \frac{R_1}{Q_L}$$

$$(2) X_{C_2} = \frac{R_2}{\sqrt{\frac{R_2}{R_1}(Q_L^2 + 1) - 1}}$$

$$(3) X_{L_1} = \frac{Q_L R_1}{Q_L^2 + 1} \left(1 + \frac{R_2}{Q_L X_{C_2}} \right)$$

$$(1) X_{C_1} = \frac{R_1}{Q_L}$$

$$(2) X_{C_2} = \frac{Q_L R_1}{Q_L^2 + 1} \left(\frac{R_2}{Q_L X_{L_1}} - 1 \right)$$

$$(3) X_{L_1} = \frac{R_2}{\sqrt{\frac{R_2}{R_1}(Q_L^2 + 1) - 1}}$$

4.3.6 两种 π 形匹配网络

根据串并联阻抗变换公式，我们可将图4.3.6（a）中的 R_1C_1 与 R_2C_2 变换为串联形式，得到如图4.3.7所示的等效电路。

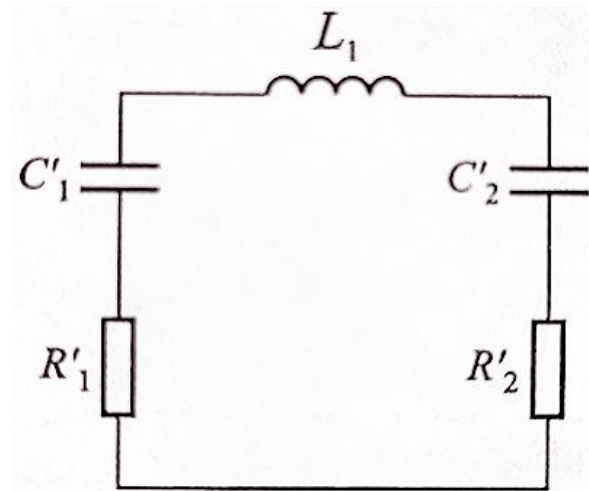


图4.3.7 等效电路

设计回路时，应求出 L_1 、 C_1 、 C_2 的值，已知负载电阻 R_2 与电子器件要求的匹配电阻 R_1 ，同时假设知道网络输入端的有载品质因数 Q_L 。根据回路谐振及阻抗匹配的条件，则可求出图4.3.6（a）图下方的公式。

$$\left. \begin{aligned} R'_1 &= \frac{X_{C_1}^2}{R_1^2 + X_{C_1}^2} R_1 \\ R'_2 &= \frac{X_{C_2}^2}{R_2^2 + X_{C_2}^2} R_2 \\ X'_{C_1} &= \frac{R_1^2}{R_1^2 + X_{C_1}^2} X_{C_1} \\ X'_{C_2} &= \frac{R_2^2}{R_2^2 + X_{C_2}^2} X_{C_2} \end{aligned} \right\}$$

例：有个一输出功率为2W的高频功率放大器，负载电阻 $R_2=50\Omega$ ， $V_{CC}=24V$ ， $f=50MHz$ ， $Q_L=10$ ，试求 π 形匹配网络的元件值。

根据功率和负载之间的关系

$$R_1 = \frac{V_{cm}^2}{2P_o} \approx \frac{V_{CC}^2}{2P_o} = \frac{24^2}{2 \times 2} \Omega = 144 \Omega$$

根据图4.3.6 (a) 所列关系，

可得右侧表达式

电感为

$$L_1 = \frac{X_{L_1}}{\omega} = \frac{22.6}{2\pi \times 50 \times 10^6} = 72 \text{ nH}$$

$$X_{c_1} = \frac{R_1}{Q_L} = \frac{144}{10} \Omega = 14.4 \Omega$$

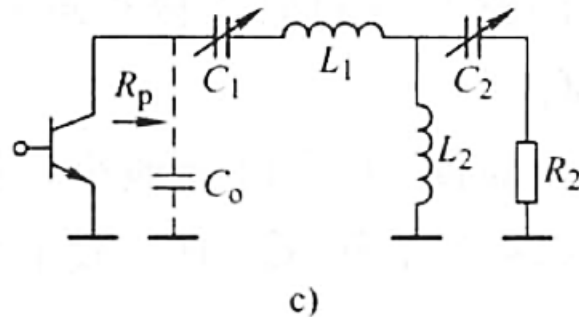
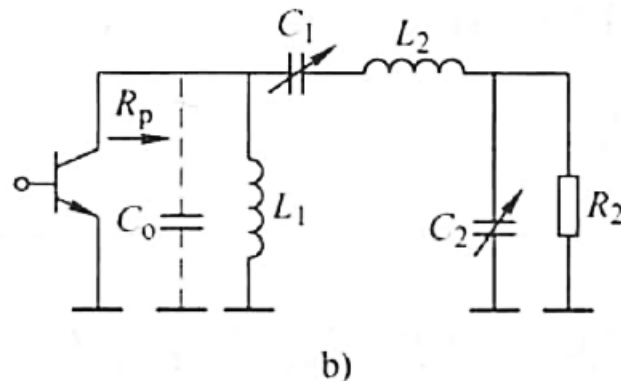
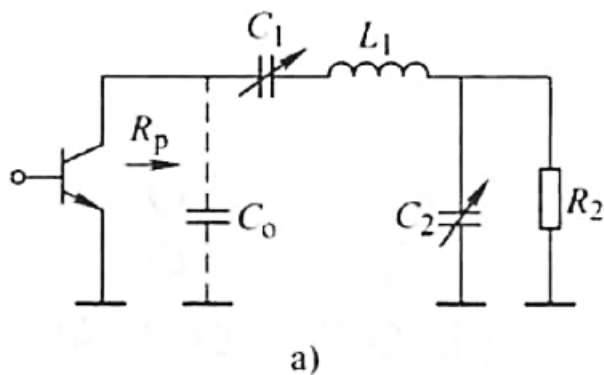
$$C_1 = \frac{1}{\omega X_{c_1}} = \frac{1}{2\pi \times 50 \times 10^6 \times 14.4} \text{ F} = 221 \text{ pF}$$

$$X_{c_2} = \frac{R_2}{\sqrt{(1 + Q_L^2) \frac{R_2}{R_1} - 1}} = \frac{50}{\sqrt{(1 + 10^2) \frac{50}{144} - 1}} \Omega = 8.57 \Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega X_{c_2}} = \frac{1}{2\pi \times 50 \times 10^6 \times 8.57} \text{ F} = 371 \text{ pF}$$

$$\begin{aligned} X_{L_1} &= \frac{Q_L R_1}{Q_L^2 + 1} \left(1 + \frac{R_2}{Q_L X_{c_2}} \right) \\ &= \frac{10 \times 144}{10^2 + 1} \left(1 + \frac{50}{10 \times 8.57} \right) \Omega \\ &= 22.6 \Omega \end{aligned}$$

考虑到三极管输出端等效电容效应时一些 π 形匹配网络



相关元器件的计算公式在课本78页给出，大家感兴趣的话可以推导一下。

2. 输入匹配网络

由于高频功率晶体管的输入阻抗的实数部分很小，一般为几欧姆，而信号源的内阻比晶体管的输入电阻要高得多，因此为使信号源的功率有效地加到高频功率晶体管的发射结上，通常采用输入匹配网络实现。常用的输入匹配网络如图4.3.7所示。

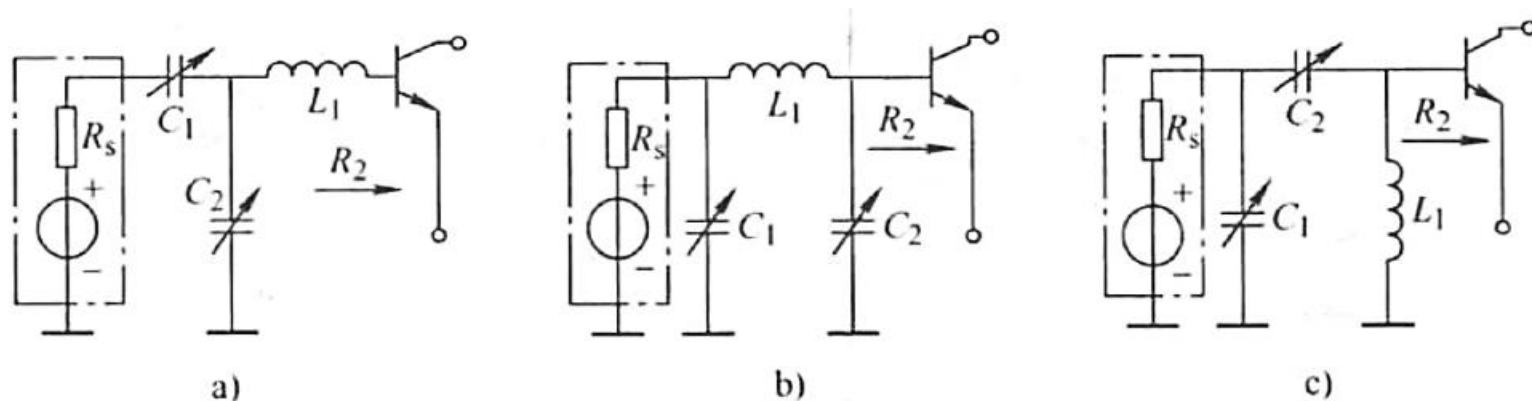


图4.3.7 常用的输入匹配网络

3. 级间耦合匹配网络

在发送设备中，末级以前的各级(主振级除外)都叫做中间级。虽然这些中间级的用途不尽相同，例如可以作为缓冲级、倍频级或功率放大级等，但它们的集电极回路都是用来馈给下一级所需要的激励功率。这些回路叫做级间耦合匹配网络。常用的级间耦合匹配网络如图4.3.8所示。

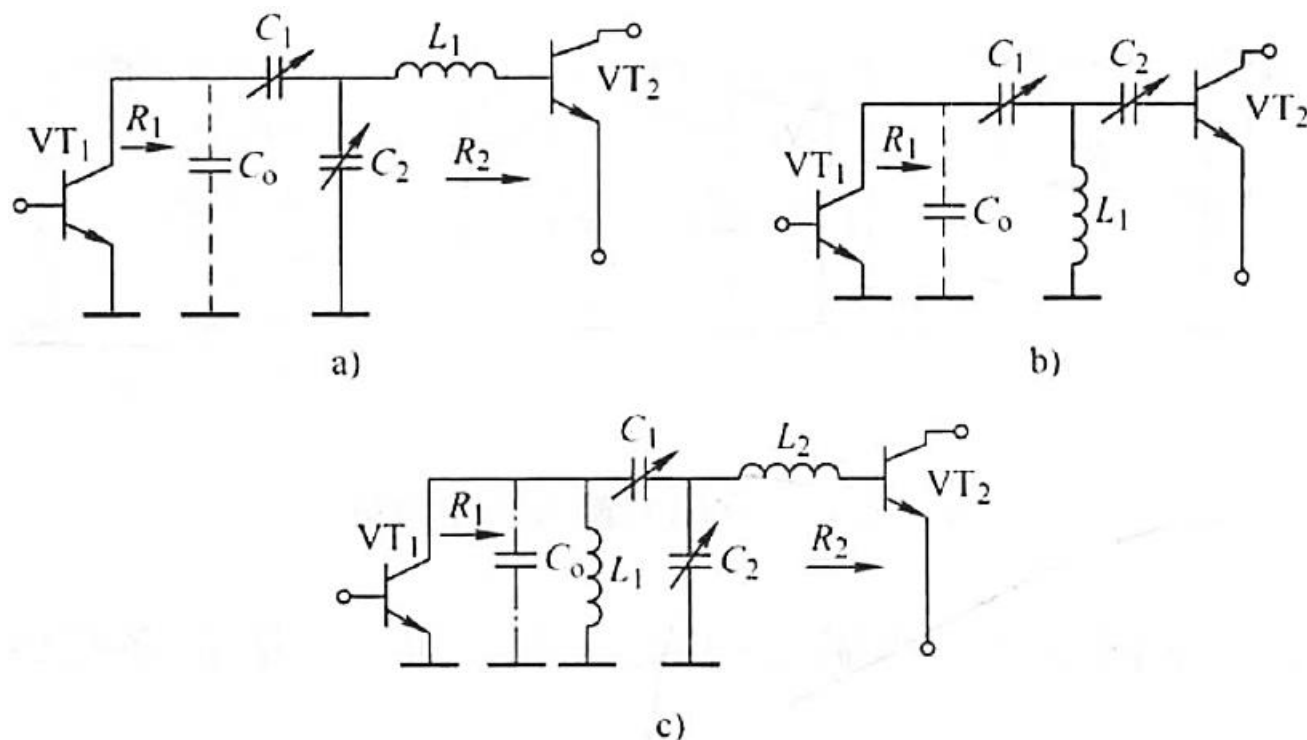


图4.3.7 常用的级间耦合匹配网络

4.3.3 谐振功率放大器的实际线路举例

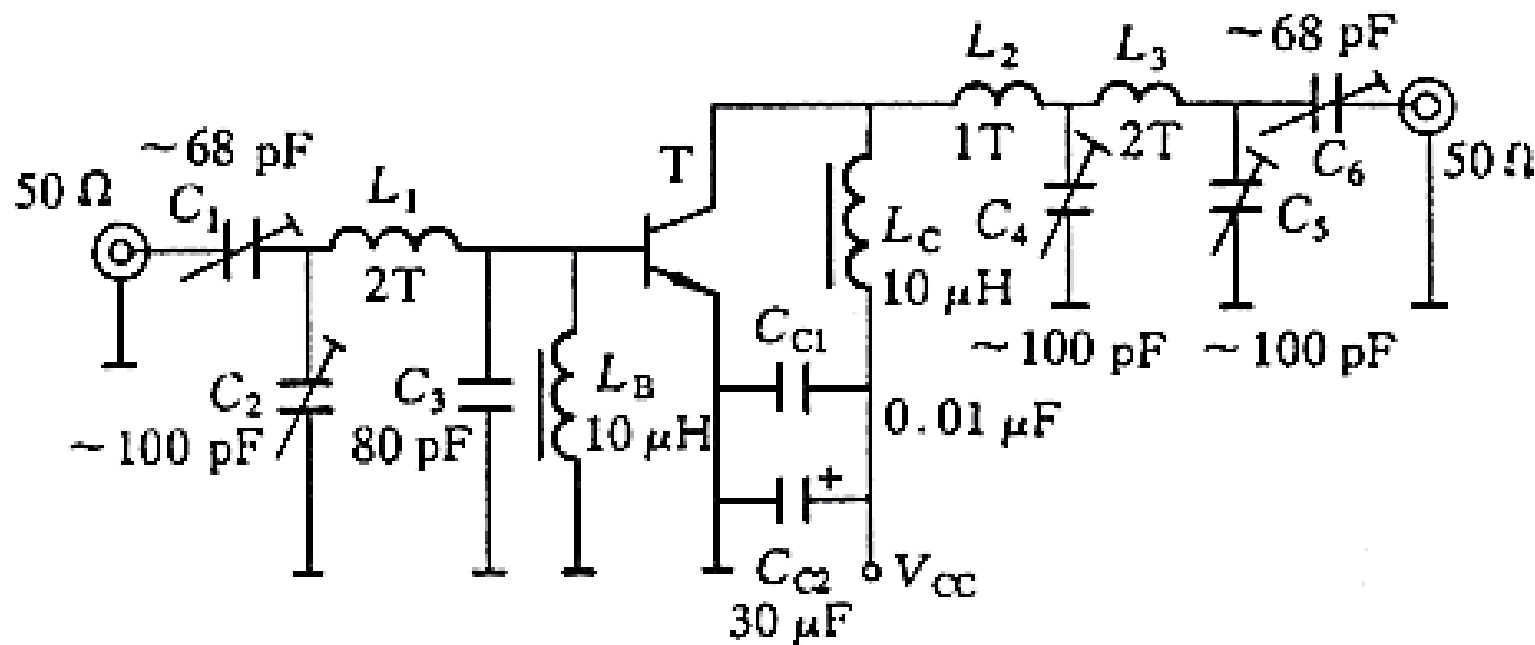


图4.3.4 50MHz谐振功率放大器电路

向50Ω外接负载提供70W的功率，功率增益达11dB。

各元件的作用：

高频扼流圈 L_B 中的直流电阻产生很小的负值偏置电压 V_{BB} , C_1, C_2, C_3, L_1 组成由T型和L型构成的两级混合网络，作为输入滤波匹配网络，调节 C_1, C_2 可使功率管的输入阻抗在工作频率上变换为前级要求的 50Ω 匹配电阻。集电极采用并馈电路， L_C 为高频扼流圈， C_{C1}, C_{C2} 为电源滤波电容， C_4, C_5, C_6, L_2, L_3 组成L型和T型构成的两级混合网络，调节 C_4, C_5, C_6 可使 50Ω 外接负载在工作频率上变换为放大管所要求的匹配电阻。

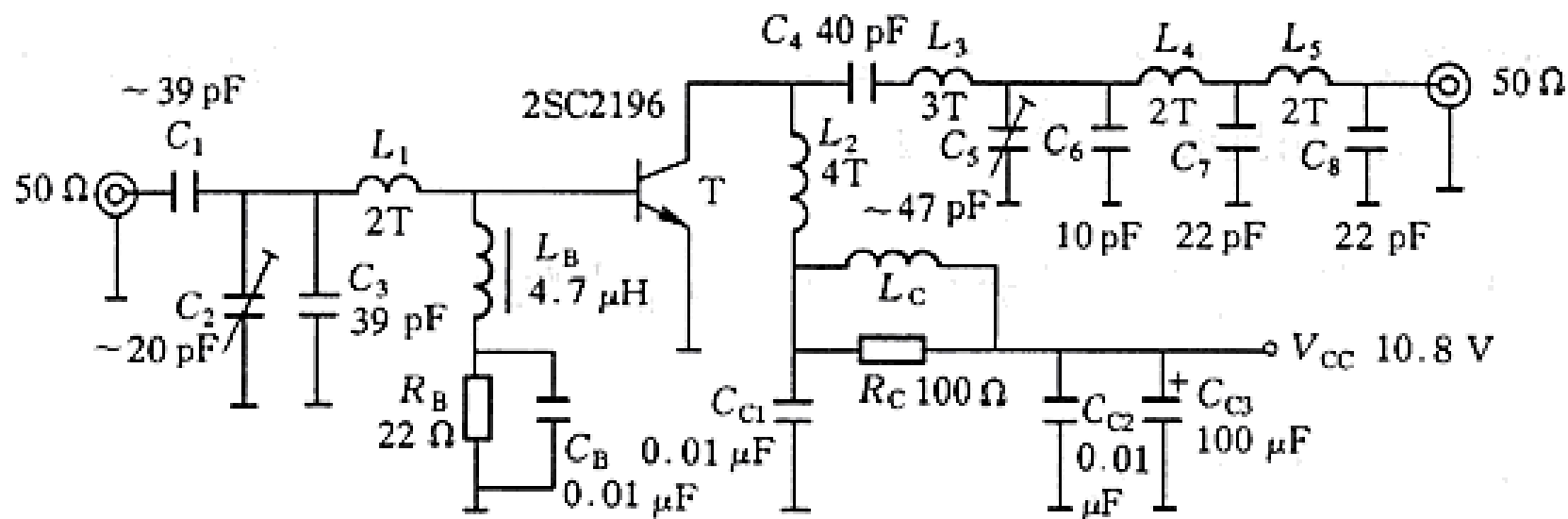


图4.3.5 150MHz谐振功率放大器电路

向50Ω外接负载提供3W的功率，功率增益达10dB。

各元件的作用：

基极采用由 R_B 产生负值偏置电压的自给偏置电路。 L_B 为高频扼流圈， C_B 为滤波电容，由 C_1, C_2, C_3, L_1 构成T型网络作为放大器输入端匹配网络。集电极采用串馈电路，高频扼流圈 L_C 和 $R_C, C_{C1}, C_{C2}, C_{C3}$ 组成电源滤波网络，输出端由 $C_4 - C_8$ 和 $L_2 - L_5$ 构成两级 π 型加L形混合匹配滤波网络。 L_C 不是理想的电感，有一定的损耗内阻，并上 R_C 有助于减少 L_C 的直流损耗。

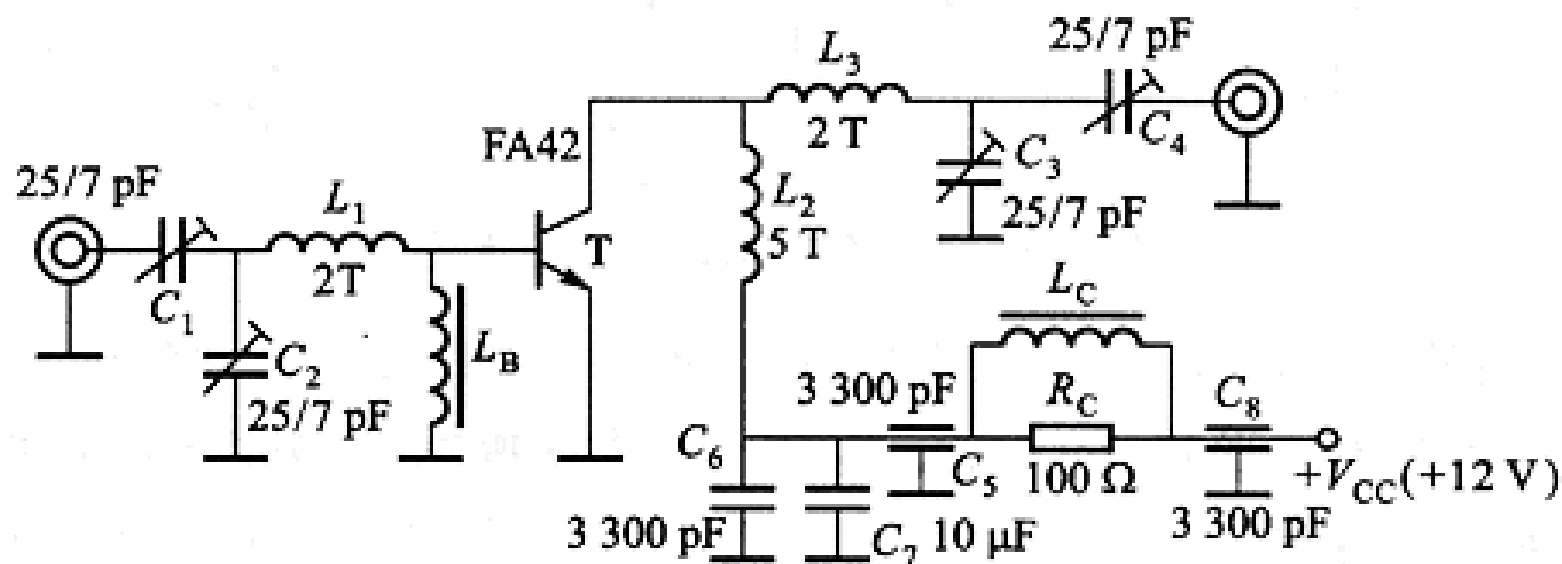


图3.6 160MHz的谐振功率放大器

向50Ω外接负载提供10W的功率，功率增益达5dB。

各元件的作用：

基极采用由高频扼流圈 L_B 中的直流电阻产生很小的负值偏置电压 V_{BB} 的自给偏压电路。集电极采用串馈电路。高频扼流圈 L_C 、 R_C , $C_5 - C_8$ 组成 π 型电源滤波网络, C_5, C_8 为穿心电容。输入端由 C_1, C_2, L_1 构成T形输入匹配网络, 输出端采用由 C_3, C_4, L_2, L_3 组成 π 型输出匹配网络。

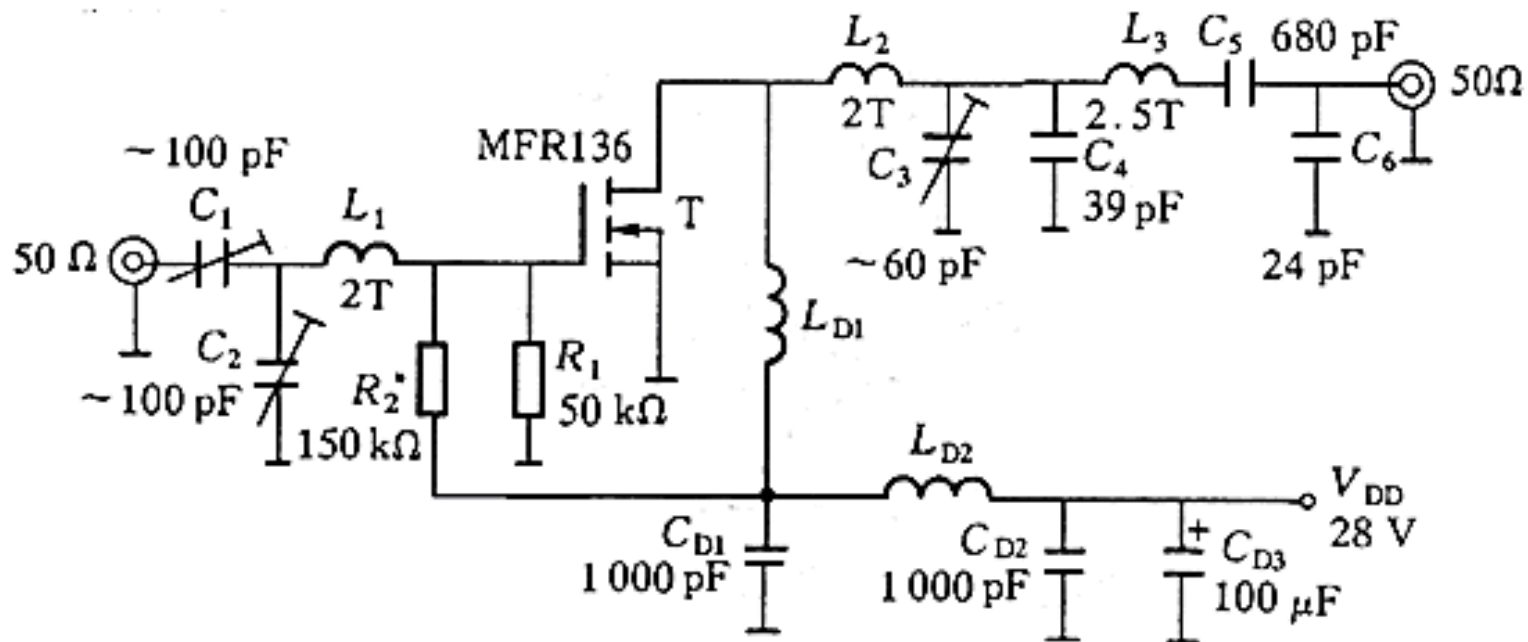


图4. 3. 7场效应管谐振功率放大器电路

向 50Ω 外接负载提供 15W 的功率，功率增益达 14dB 。

各元件的作用：

栅极采用由 R_1, R_2 组成的分压式偏置电路，漏极采用并馈电路， L_{D1}, L_{D2} 为高频扼流圈，放大器的输入端采用由 C_1, C_2, L_1 构成的T型滤波匹配网络，输出端采用由 C_3, C_6, L_2, L_3 组成的L型和 π 型混合滤波匹配网络。 $C_{D1}, C_{D2}, C_{D3}, L_{D2}$ 组成 π 型电源滤波网络。

4.4 宽带高频功率放大器（自学）

4.5 功率合成器（自学）

自学要求：

- 1、传输线变压器与普通变压器的区别？影响传输线变压器上、下限频率的主要因素是什么？
- 2、传输线变压器的绕制方法与普通变压器的绕制方法有什么不同？
- 3、理想传输线变压器的条件是什么？理想情况下传输线变压器的特性阻抗是否呈纯阻？
- 4、传输线变压器有哪些用途？

4.6 晶体管倍频器

- ❑ 倍频器（Frequency Doubler）是一种输出信号频率等于输入信号频率整数倍的变换电路。
- ❑ 倍频的基本原理是利用非线性元器件使正弦输入信号失真，产生谐波，在输出端设法提取所需次数的谐波。
- ❑ 倍频器的主要关注点：通过在电路上采取措施，适当选择元器件的工作状态，以获得尽可能高的输出谐波功率，及输出谐波信号的效率。

采用倍频器的优点：

- 发射机主振器的频率可以降低，这对于稳频是有利的。振荡器的频率越高，频率稳定度就越低。
- 采用石英晶体稳频时，振荡频率越高，石英晶片越薄，越易振碎。
- 如果中间级既可工作于放大状态，也可工作于倍频状态，则可在不扩展主振器波段的情况下，扩展发射机的波段。
- 倍频器的输入与输出频率不同，减弱了寄生耦合，使发射机的工作稳定性提高。
- 如果是调频或调相发射机，则可采用倍频器来加大频移或相移，亦即加深了调制度。

晶体管倍频器有两种主要形式：

- 一种是利用丙类放大器电流脉冲中的谐波来获得倍频，叫做丙类倍频器；
- 另一种是利用晶体管的结电容随电压变化的非线性来获得倍频，这是半导体器件所特有的性质，可叫做参量倍频器。在此只对丙类倍频器进行研究。

丙类放大器的电流是余弦脉冲状，含有丰富的谐波。其集电极电流 i_C 的傅立叶级数分解式为

$$i_C = I_{C0} + I_{c1m} \cos \omega t + I_{c2m} \cos 2\omega t + I_{c3m} \cos 3\omega t + \dots$$

如果集电极选频回路不是谐振在基频上，而是谐振在 n 次谐波上，那么，回路对基频和其他谐波的阻抗很小，而对 n 次谐波的阻抗最大，且呈纯电阻性。于是回路的输出电压和功率就是 n 次谐波。这就起到了倍频作用。

需要说明的是，用丙类谐振功率放大器实现倍频，在采用最佳导通角值的情况下，二次倍频器和三次倍频器的输出功率分别是作为谐振功率放大器工作时的 $1/2$ 和 $1/3$ ，而且倍频次数越高，输出功率越小。

基于上述原因，丙类倍频器的倍频次数通常不超过 $3\sim 4$ 次，一般只取 $2\sim 3$ 次。

章末小结

1. 高频谐振功率放大电路可以工作在甲类、乙类或丙类状态。相比之下，丙类谐振功放的输出功率虽不及甲类和乙类大，但效率高，节约能源，所以是高频功放中经常选用的一种电路形式。

2. 丙类谐振功放效率高的原因在于导通角 θ 小，也就是晶体管导通时间短，集电极功耗减小。但导通角 θ 越小，将导致输出功率越小。所以选择合适的 θ 角，是丙类谐振功放在兼顾效率和输出功率两个指标时的一个重要考虑。

3. 解析近似分析法是工程上常用的一种近似方法。
利用解析近似分析法可以对丙类谐振功放进行性能分析，得出它的负载特性、放大特性和调制特性。

若丙类谐振功放用来放大等幅信号(如调频信号)时，应该工作在临界状态；若用来放大非等幅信号(如调幅信号)时，应该工作在欠压状态；若用来进行基极调幅，应该工作在欠压状态；若用来进行集电极调幅，应该工作在过压状态。采用折线化的动态线进行定性分析。

4. 丙类谐振功放的输入回路常采用自给负偏压方式, 输出回路有串馈和并馈两种直流馈电方式。为了实现和前后级电路的阻抗匹配, 可以采用LC分立元件、传输线变压器等不同形式的匹配网络, 分别适用于不同频段和不同工作状态。

5. 谐振功放属于窄带功放。

6. 宽带高频功放采用非调谐方式, 工作在甲类状态, 采用具有宽频带特性的传输线变压器进行阻抗匹配, 并可利用功率合成技术增大输出功率。

作业 4.28 4.32 4.34

预习： 5.1