

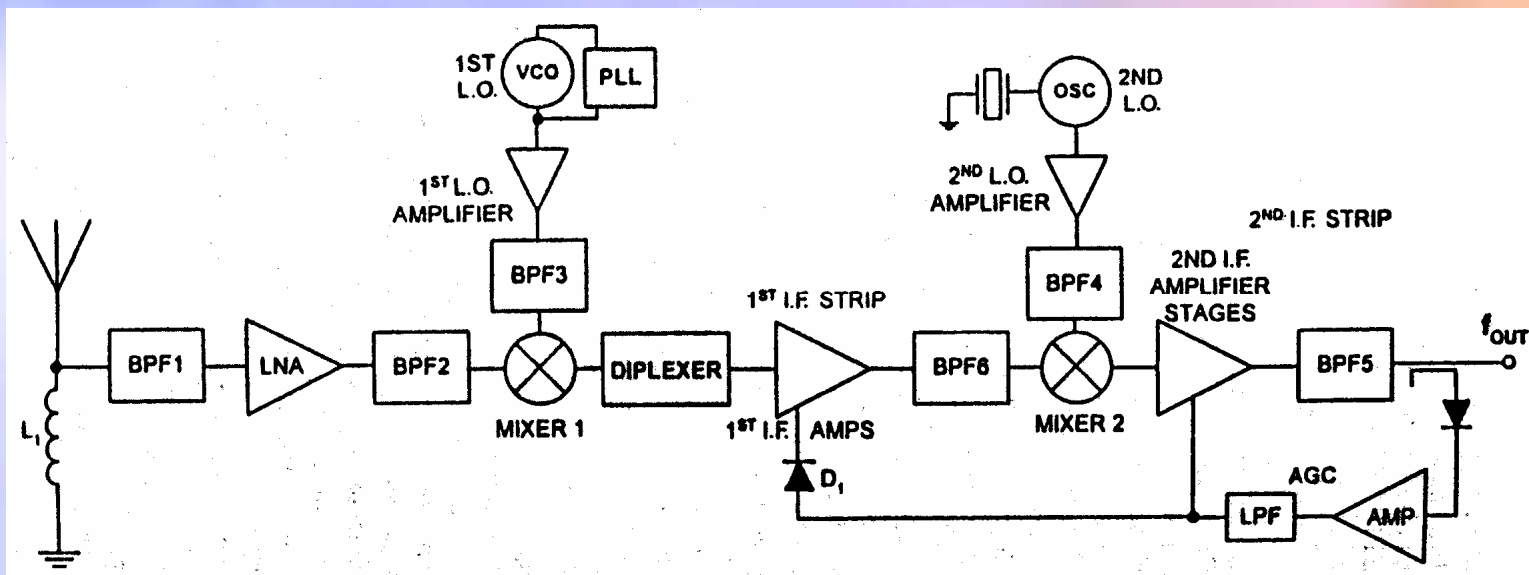
射频与微波电路及其设计

第10讲

通信系统设计与 卫星接收高频头电路

超外差接收方式—接收机链路

2



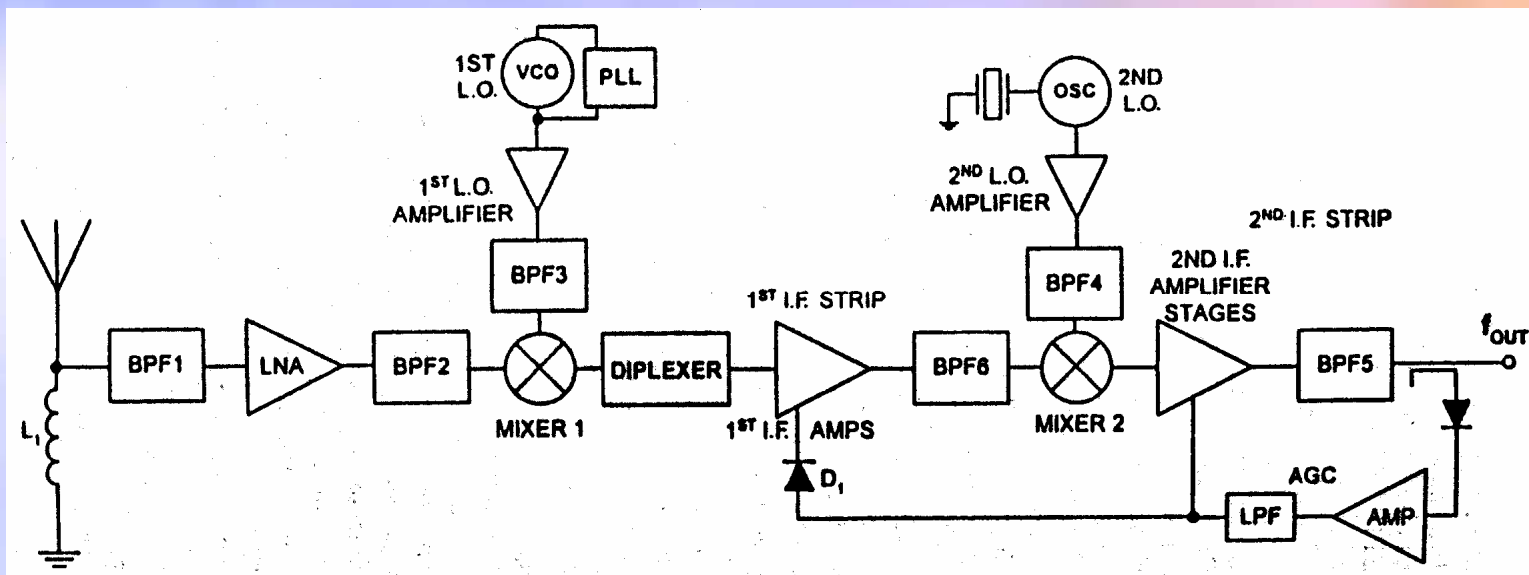
电感 L_1 ：接收天线接地，保护后面的电路。在接收链路中， L_1 也可作为带通滤波器 $BPF1$ 的一部分。

预选器 $BPF1$ ：使带内有用信号通过，而带外信号得到较大衰减，从而有效减少交叉调制失真(IMD)，对镜频也有一定的滤波作用。

带通滤波器 $BPF2$ ：对镜频有较好的滤波性能， $BPF2$ 、 $BPF1$ 还有助于抑制第一个本振信号经过低噪放的反向辐射或从天线的反发射。

超外差接收方式—接收机链路

3



LNA低噪声放大器:在接近最佳噪声情况下,仍然有可接受的增益。

第一级混频器MIXER1:其交调失真(IMD)要求小,选用二极管双平衡混频器(DBM)较为适宜。为减小IMD,输入到DBM的射频信号电平比本振输入到DBM的电平至少要低10dB。

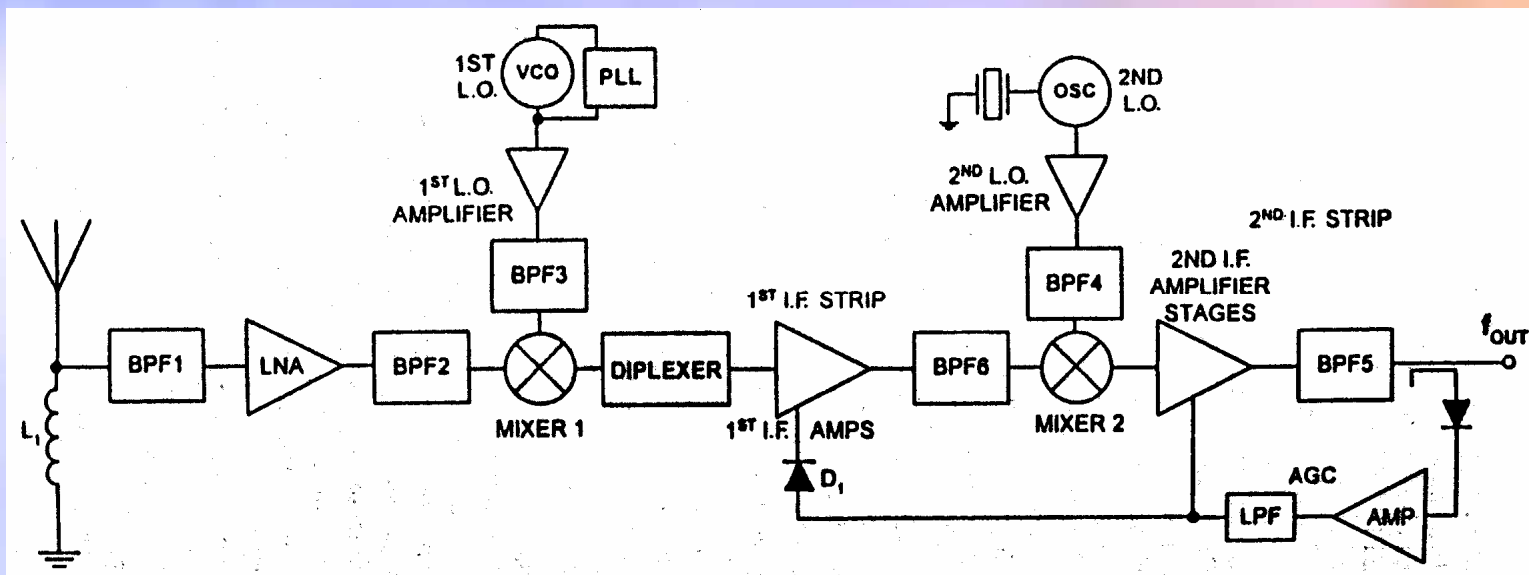
DIPLEXER(分离滤波器):使中频信号通过,滤波器对带外信号衰减源于反射,而DIPLEXER对带外信号的衰减源于吸收。

宽带放大器:该放大器要有高的 $P_{-1dB,in}$ 值,以免输入信号强时产生失真。

滤波器BPF6:对混频器1输出的第一中频信号 IF_1 经宽带放大器放大后滤波

超外差接收方式—接收机链路

4



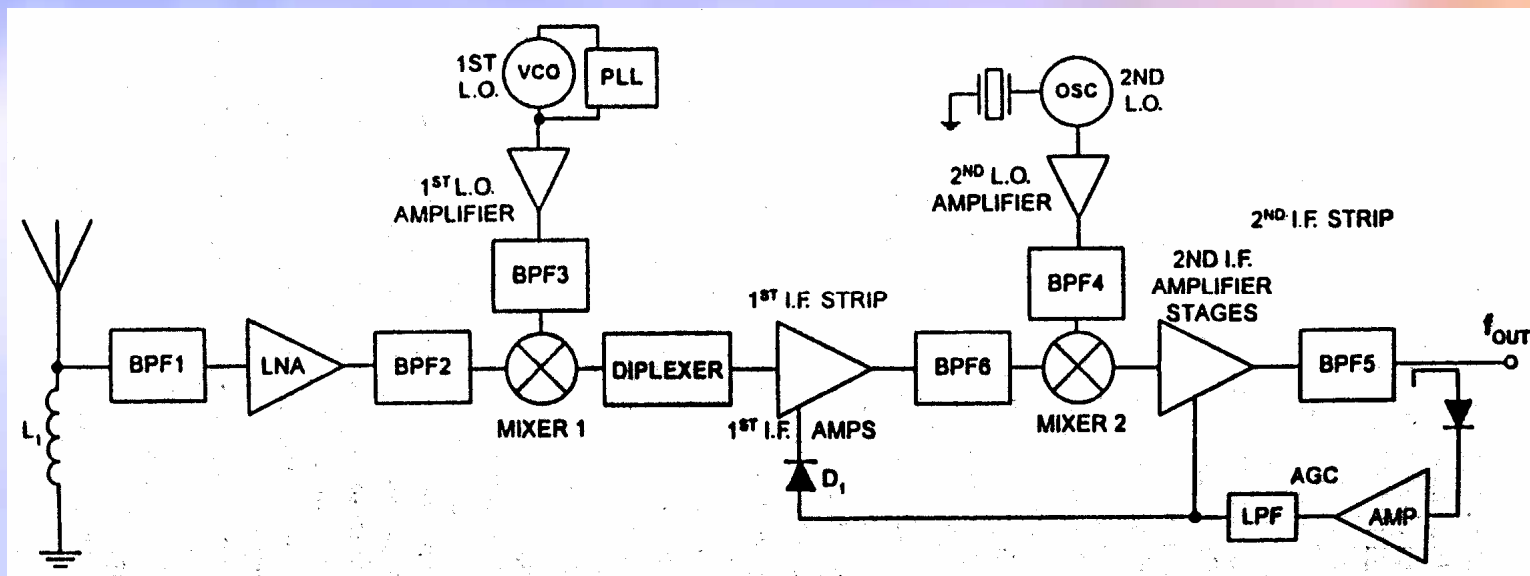
本振：输出的信号要有低的相位噪声，以减小系统的误码率 (BER) 以及对相邻信道的干扰。

本振放大器：是宽带放大器，对从混频器反射回来的信号起到缓冲作用，有利于减小混频器产生的 IMD ，也将本振功率提高到混频器正常工作要求的水平，以使混频器的噪声系数和转换损耗基本保持恒定。

滤波器 $BPF3$ 、 $BPF4$ ：用来减少宽带噪声，抑制谐波输出，以改进混频器的噪声系数与二阶交截点 $IP_{2\circ}$ 。

超外差接收方式—接收机链路

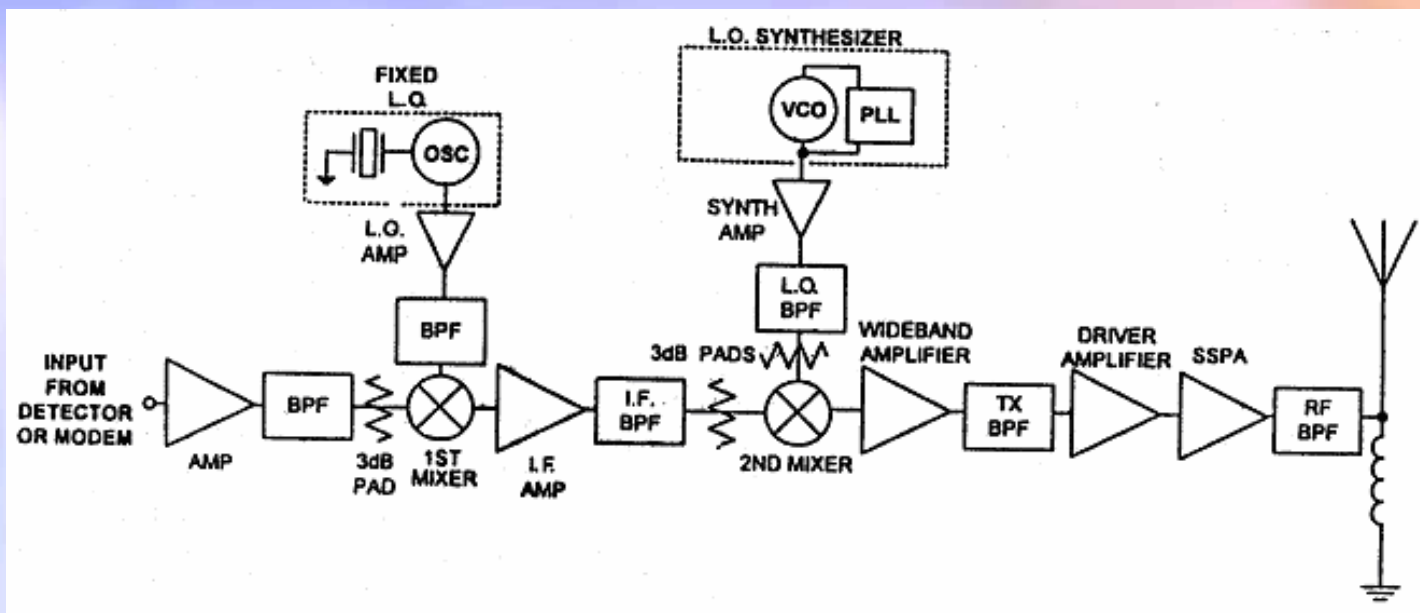
5



第二级混频器输出是第二中频 IF_2 ，经第二中频放大器放大，第二中频滤波器BPF5滤波后至解调器解调。

自动增益控制电路通过控制第二中频放大器增益使得输出到解调器的电平相对稳定，而不管来自天线的信号较弱或较强。

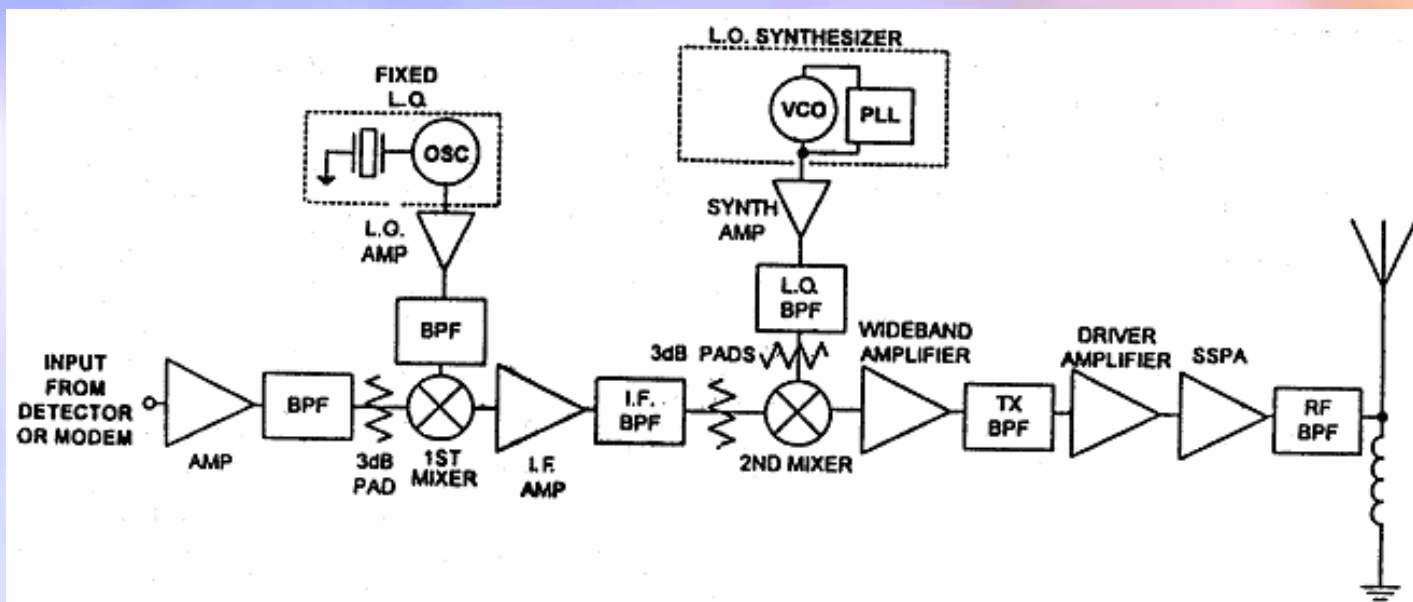
超外差接收方式—发射机链路



从调制器来的信号经放大(AMP)、滤波(BPF)、 3dB pad (3dB 去耦衰减器)作为第一节上变频器的输入信号，它与石英晶振产生并经本振放大(L.O.AMP)、滤波(BMP)的本振信号混频，其上变频得到的中频(IF)信号经中放(I.F.AMP)、中频滤波(I.F.BPF)、 3dB pad 作为第二节上变频器的输入信号。

超外差接收方式—发射机链路

7



第二个混频器：把中频 IF 变换到射频(RF)，一般用二极管双平衡混频器(DBM)，其本振信号由基于锁相环的振荡器产生。

宽带放大器：放大射频信号，隔离从滤波器($TX\ BPF$)反射回来的干扰信号对混频器性能的影响。

滤波器($TX\ BPF$)：抑制带外信号，对带内群时延及起伏的影响要小。

功放：前级达到足够的增益，末级是功率放大。

射频滤波器($RF\ BPF$)：对带外信号，要有足够的衰减。

电感 L_2 ：天线接地消除静电

接收机的主要性能参数

8

1. 灵敏度 (*Sensitivity*) : 接收机灵敏度衡量接收机检测微弱信号的能力, 对于模拟接收机用信噪比 (*SNR*) 量度, 对数字接收机则用误码率 (*BER*) 表示。
2. 选择性 (*Selectivity*) : 接收机的选择性衡量接收机抗拒接收相邻信道信号的能力。要实现70-90dB选择性是很困难的。
3. 杂散响应抑制度 (*Spurious response rejection*) : 是指抑制其他信道来的信号 (称为杂散信号) 的能力, 大于70-80dB抑制度是可能的。
4. 交调抑制度 (*Intermodulation rejection*) : 一般要求大于70dB。
5. 频率稳定性 (*frequency stability*) : 本振的频率稳定性对于降低频率调制, 相位噪声十分重要。常用的频率稳定技术有介质谐振器、锁相环、频率综合器等。
6. 辐射 (*radiation emission*) : 本振信号经过混频器泄漏到天线并经天线辐射到自由空间引起的干扰务必低于FCC规定的电平。

描述发射机的主要参数

9

1. 输出功率与工作频率 (*power output and operating frequency*)

2. 效率 (*efficiency*)

有两种定义，一种定义为直流到射频 (*dc-to-RF*) 转换效率，

$$\eta_P = \frac{\text{射频输出功率}}{\text{直流输入功率}}$$

另一种定义叫做功率附加效率 *PAE* (*power added efficiency*)，其定义为

$$\eta_{add} = \frac{\text{射频输出功率} - \text{射频输入功率}}{\text{直流输入功率}}$$

3. 输出功率随频率变化 (*power output variation*)

4. 频率调谐范围 (*frequency tuning range*)

频率调谐可以通过电的也可通过机械的方法实现。

5. 稳定性 (*stability*)

稳定性指当振荡器/发射机经受某种电的或机械扰动后回到原先工作点的能力。

6. 电路品质因数 (*circuit quality(Q) factor*) : 指振荡器谐振电路的固有品质因数以及有载品质因数。

7. 噪声 (*noise*) 有AM、FM噪声, 还有相位噪声。

8. 频率波动 (*frequency variations*) : 包括频率跳变 (*frequency jumping*)、频率挽入 (*frequency pulling*)、频率推出 (*frequency pushing*)。

频率跳变源于器件阻抗的跳变, 频率挽入是指负载相位变化 360° 引起的频变化, 频率推出源于直流偏置的变化。

9. *Post-tuning drift* : 指从起振到稳态过程中由于固态器件被加热而引起的频率、功率漂移。

10. 杂散信号 (*spurious signal*) : 除了所希望载波频率信号外的所有其它频率信号。

11. 邻信道功率比 (*adjacent channel power ratio, ACPR*)

接收机、发射机有诸如振荡器、放大器、混频器、滤波器、天线等诸多模块组成，这些模块的设计总的原则是在性能/价格比最高的原则下如何实现接收机、发射机的性能要求。而接收机、发射机的性能就用前面提到的这些参数描述，因此描述接收机、发射机的这些参数就成为我们设计射频与微波电路的基础。

射频与微波电路设计的步骤

第一步是根据用户要求明确系统的参数，

第二步根据系统参数确定电路拓朴，也就是模块结构，

第三步根据系统参数要求及模块结构，将系统要求的参数分解到每一模块，也就是给每一模块的初始设计参数，

第四步才是每一模块电路的具体设计。

设计的前面三步自由度较大，属于总设计师要解决的问题，不仅有技术问题，还有市场及政策等问题。

接收机射频电路前端系统设计要考虑的问题，较之发射机部分更多一些。

作为接收机射频电路前端系统设计，有三个问题必须全面考虑，即系统的增益，噪声与线性。

比如系统的总增益要多少？总增益在各电路模块间怎么分配？

系统的总噪声系数限制在多少以下？总噪声系数各电路模块间怎么分配？

为保证系统的动态工作范围，对整个系统以及各模块的线性工作范围有怎样的要求？

当然要考虑的远不至这三个问题，下面先针对这三个问题进行讨论。

总增益及其分配

以分贝计的接收机射频系统总增益 G_{dB} 定义为：

$$G_{dB} = P_{out} - P_{in}$$

P_{out} ——通常是接收机射频系统输出端，检波器或调制解调器入口要求的功率电平，用 dBm 表示。用检波器检波时， $P_{out}=0dBm$ ，而对于调制解调器(modem)，一般要求 $P_{out}=10dBm$ 。

P_{in} ——接收机射频系统输入端，通常是与天线连接处的最低射频信号电平，也用 dBm 表示。

与天线连接处的最低信号电平，取决于接收机可检测的最低信号(MDS)，也就是接收机的灵敏度。

根据对噪声问题的讨论，诸多噪声源，如外部噪声、 $1/f$ 噪声随频率的升高而减小，只有电阻热噪声是无法去除的。

匹配电阻负载的噪声功率为

$$N_i = kTB$$

式中 $k = 1.38 \times 10^{-23} J/K$ ，是波尔兹曼常数， T 是接收机输入端口电阻器的绝对温度，单位 K ， B 是带宽，单位为 Hz 。

如果假定 T 为室温（ $290K$ ），则以 dBm 表示接收机输入端口的噪声功率为

$$\begin{aligned} P_{ni} &= 10\log kTB = 10\log kT + 10\log B = 10\log(4 \times 10^{-18} mW) + 10\log B \\ &= -174 + 10\log B \end{aligned}$$

考虑到接收机自身产生的噪声，如以分贝表示的噪声系数为 NF ，同时定义与噪声功率电平相等的信号功率为最小可检测功率，则最小可检测功率为

$$P'_{r\min} = P_{ni} + NF$$

实际通信系统，为了保证对接收信号的有效检测，如数字通信中对误码率(ber)必须小于某一数值，解调器入口端(即接收机输出端)信噪比 SNR 一般要大于1。

考虑到解调器对输入端口信噪比的要求，接收机与天线连接处最小输入功率(dBm)应为

$$P_{r\min} = P_{ni} + NF + SNR = -174 + 10\log B + NF + SNR$$

$P_{r\min}$ 表示接收机输出端达到一定信噪比时在接收机输入端最小输入信号电平。无线局域网标准802.11a， $B=20MHz$ ， $SNR=9.7dB$ (BPSK调制)， $NF=10dB$ ，得到

$$P_{r\min} \doteq -82dBm$$

总增益

$$G_{dB} = P_{out} - P_{in}$$

$$P_{r\min} = P_{ni} + NF + SNR = -174 + 10\log B + NF + SNR$$

$$P_{out} = 10dBm(\text{调制器输入要求的输出功率})$$

总增益 G_{dB} 在接收机各级中的分配：

第一级低噪声放大器一般要求提供 $20dB$ 以上的增益，这样，接收机的噪声主要由第一级的低噪声放大器的噪声决定。

混频器损耗：如果用二极管混频，变频损耗一般为 $4\sim 5dB$ ，三极管混频还可提供零到几分贝增益。

滤波器的插入损耗与所选滤波器结构型式及工作频率有关。微带平行耦合线带通滤波器在 C 波段，插损一般为 $2\sim 3dB$ 。

系统总增益的其它部分都要由中频放大器提供。一般要几十分贝。

噪声系数及其在各级中分配

16

接收机噪声系数直接影响到接收机的最小可检测功率，或接收机的灵敏度。

一个放大器，其噪声系数 $NF=12dB$ ，输入信噪比 $SNR=20dB$ ，如果噪声系数 NF 降到 $2dB$ ，则输出信噪比提高到 $30dB$ 。信噪比高，可减少接机的误码率。因此接收机的噪声系数要尽量小。

802.11a就要求接收机噪声系数为 $10dB$ ，并要求有 $5dB$ 的余量。

接收机的噪声系数主要由第一级噪声系数决定

$$F_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \cdots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \cdots G_{n-1}}$$

式中 F_T 为总噪声系数， $(F_1、F_2、F_3、F_n)$ 、 $(G_1、G_2、G_3、G_n)$ 分别为第1、2、3、 n 级噪声系数与增益

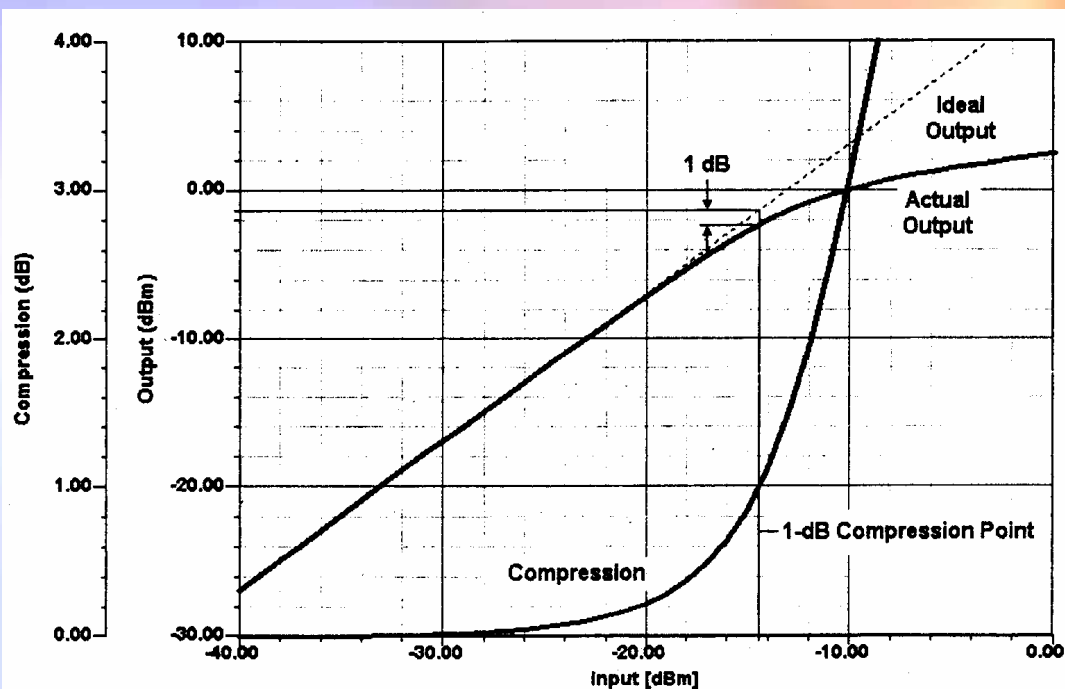
如果第一级增益足够大，接收机总噪声系数 F_T 主要由第一级噪声系数 F_1 决定。因此接收机第一级放大器都按低噪声放大器设计。

混频器的噪声系数，如果是二极管混频器，其噪声系数等于变频损耗，约 $4\sim 5dB$ ，如果用三极管混频，其噪声系数比放大器的噪声系数一般要大 $2dB$ 。各滤波器的噪声系数就等于它的插损。

接收机的非线性限制了输入信号的最高电平。

非线性的影响表现在两个方面：
一是产生新的频率分量，引起谐波失真与交调失真(*IMD*)，
二是增益压缩。

增益压缩是对要放大的有用信号而言的，一般用1dB压缩点 $P-1dB, in$ 表示。



对于通信系统，谐波失真、交调失真以三阶交调(*IM3*)失真影响最严重。

三阶交调失真可以用三阶交截点 $IP3, in$ 表示。当输入信号电平达到 $IP3, in$ 时，由于三阶非线性引起的三阶交调信号电平与有用信号电平在输出端相等。

三阶交调信号有可能落在基本信号频带内，很难消除。
因此通信系统对三阶交调信号电平要严格限制。

通常将 $P_{-1dB,in}$ 作为输入信号的最高门限，而接收机接收信号的最低门限由 P_{rmin} 决定。

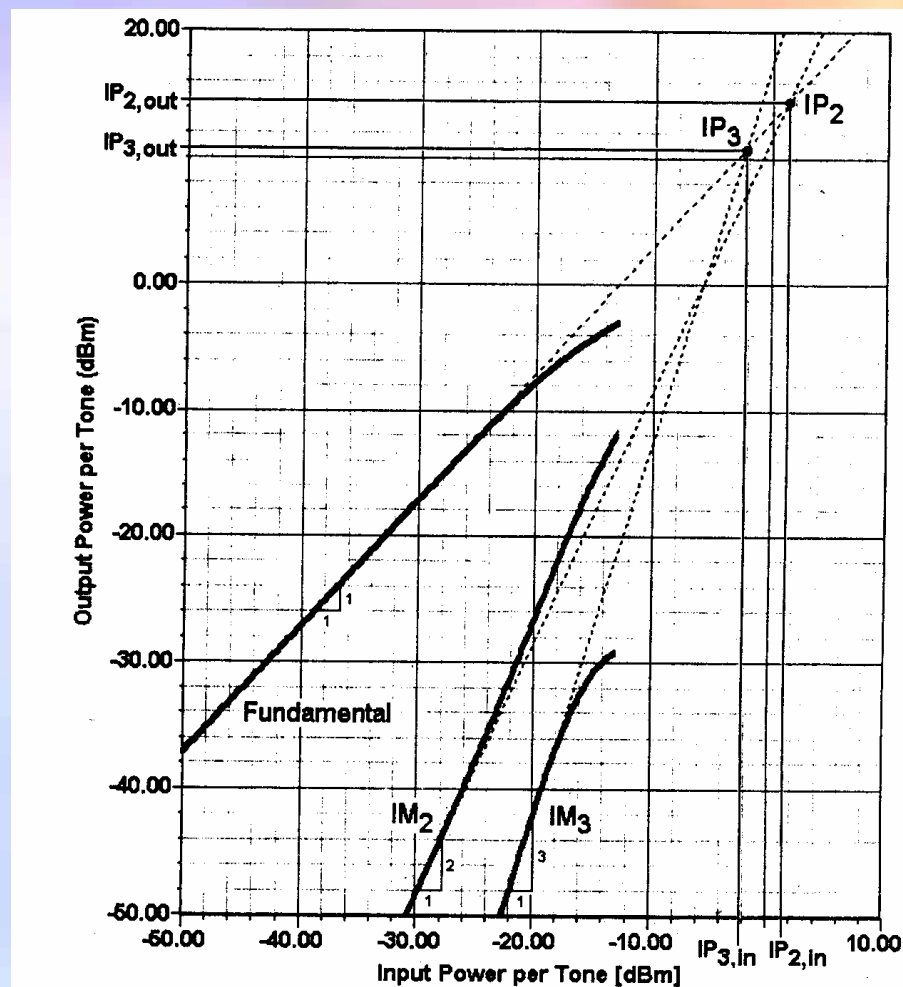
这样，以1dB压缩点作为输入信号的最高门限，接收机的动态范围 (Dynamic Range, DR) 为

$$DR = P_{-1dB,in} - P_{rmin}$$

当多级电路级连时，假定所有交截点彼此独立互不相关，则系统总的三阶交截点截止值 $IP_{3,in}$ 与内部各电路模块三阶交截点截止值关系为

$$IP_{3,in} = \frac{1}{\frac{1}{IP_3(1)} + \frac{1}{IP_3(2)} + \dots + \frac{1}{IP_3(n)}}$$

$IP_{3,in}$ 是以mW表示的功率。 $IP_3(n)$ ($n=1, 2, 3, \dots, n$)表示包括第一节到第 n 级电路的三阶交截点截止值 $IP_{3,in}$ 之和再减去以dB计的增益，加上以dB计的损耗。



发射机射频电路系统的设计

19

发射机的输出功率必须使经馈线 l_t 发射天线 自由空间 接收天线 馈线 l_r ,再到接收机输入端口的功率电平大于、等于 P_{rmin} 。

发射机输出功率与接收机接收到的功率之间的关系可表示为

$$P_r = P_t + G_t + G_r - L_t - L_r - L_p$$

P_r —接收机接收到的功率(dBm) ,

P_t —发射机输出功率(dBm) ,

G_t 、 G_r 接分别为发射天线、接收天线增益(dB) ,

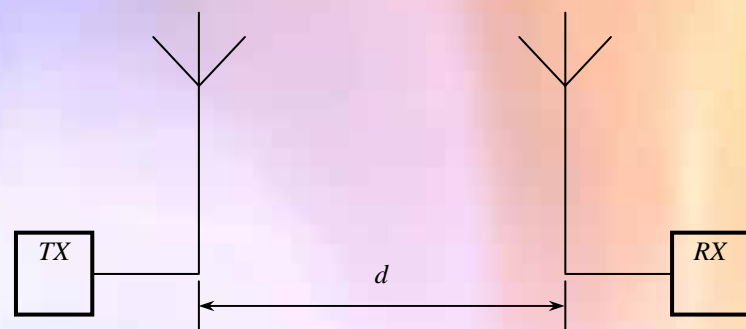
L_t 、 L_r 分别为发射机端馈线与接收机端馈线的损耗(dB) ,

L_p 为发天线到接收天线经自由空间的传播损耗(dB) 。

理想情况下 , L_p 可表示为 $L_p = 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right)$

考虑到云、雾、雨等小水滴对电波的热吸收以及水分子 , 氧分子对电波的谐振吸收 , 大气传播损耗要在上式的基础上加1到几dB的余量。

地面移动通信 , 还要考虑由于山坡、树木、地面建筑物等引起的阴影损耗 , 大气传播损耗 , 要在上式基础上要加10到20dB甚至30dB的余量



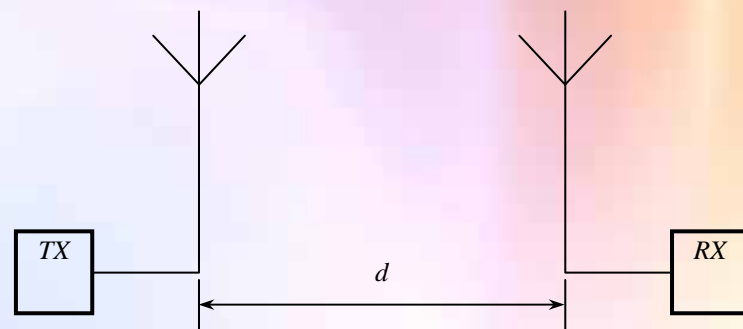
$$P_t \geq P_{r\min} - G_t - G_r + L_t + L_r + L_P$$

记住 LP 接要留有一定的余量，尤其地面移动通信要留有充足的余量。

为了减小馈线损耗，馈线要短，同时要选用损耗小的馈线，

天线增益根据应用要求而定，对于地面中继接力通信，天线增益可以很高，但移动通信中移动站的天线一般设计为全向天线，增益是不高的。

新一代移动通信，移动站有可能采用自适应智能天线，其增益会比现有移动站天线有较大提高。



链路预算举例

收发机采用时分双工制，普通的超外差接收方式，

主要指标如下：

工作频率为 $2.4GHz$ ，

通信距离40公里，

接收机带宽 $1MHz$ ，

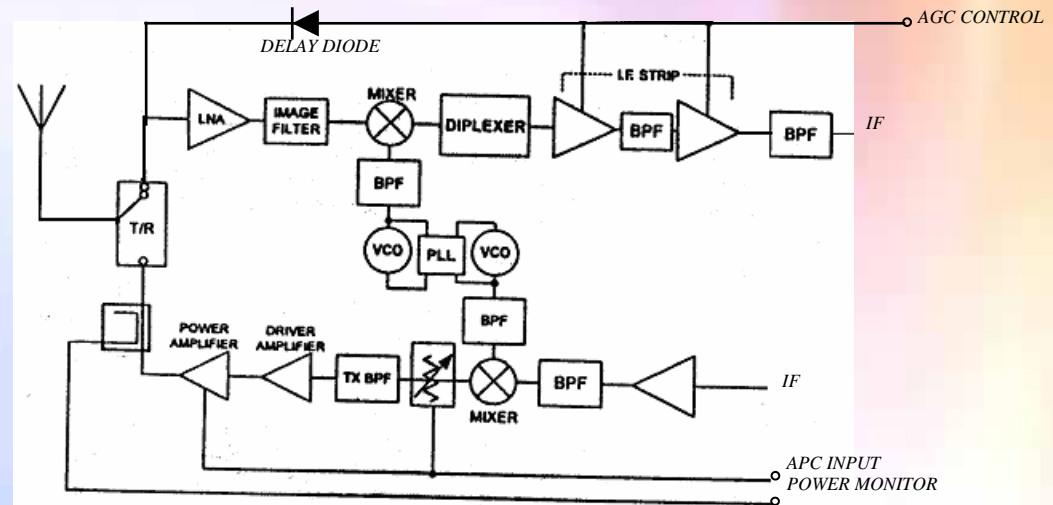
天线增益 $15dB$ ，

接收机输出到调制解调器的信号电平为 $10dBm$ ，

信噪比 SNR 为 $20dB$ 。

馈线损耗 $3dB$ ，

自由空间传播损耗要留有 $20dB$ 的余量。



1、确定接收机最低信号电平

$$P_{r\min} = P_{ni} + NF + SNR = -174 + 10\log B + NF + SNR$$

将 $NF=10dB$, $SNR=20dB$, Hz 代入上式 , 得到

$$P_{r\min} = -174 + 60 + 10 + 20 = -84(dBm)$$

2、确定接收机最大总增益

$$P_{in} = P_{r\min}, P_{out} = 10(dBm) \quad G_{dB} = P_{out} - P_{in} = 94dB$$

3、确定发射机最小发射功率

理想情况下自由空间损耗 LP

$$L'_p = 20\log\left(\frac{4\pi R}{\lambda_0}\right) = 136dB$$

考虑到 $20dB$ 余量 , 自由空间传输损耗 LP 为 $L_p = 156dB$

将 , $P_{r\min} = -84dbm$ $G_t=Gr=15dB$, $L_r=L_t=3dB$, $LP=156dB$ 代入 , 得到

$$P_{t,\min} = 48dBm(\text{或}63.1\text{瓦})$$

4、发射机最小总增益

发射机最小总增益由发射机最小发射功率(dBm)减去调制器出口处输出功率(dBm)得到。设调制器输出功率为 $0dBm$ ，则发射机最小总增益为

$$G_{dB,t} = 48dB$$

5、接收机链路增益分配

第一级放大器按低噪放设计，增益($GLNA$) $20dB$ 比较容易得到，混频器变频损耗一般为 $4\sim 5dB$ ，滤波器插入损耗 L_I 可估计为 $2\sim 3dB$ 。

因此中频放大器提供的最大增益 $G_{IF,max}$ 为

$$G_{IF,max} = G_{dB} - G_{LNA} + \alpha_m + L_{I,image} + L_{I,diplexer} + L_{I,IF}$$

式中 $L_{I,image}$, $L_{I,diplexer}$, $L_{I,IF}$ 分别为镜频滤波器、分离滤波器(*Diplexer*)和中频滤波器的插损。

6、发射机链路增益分配

如果混频器变频损耗按4~6dB计算，滤波器插损 L_I 按2~3dB计算，末级功放按10dB计算，则前置放大器增益 $G_{pre,t}$ 为

$$G_{pre,t} = G_{dB,t} - 10 + \alpha_m + L_{I,TX} + L_{I,IF}$$

式中 $L_{I,IF}, L_{I,TX}$ 分别为上变频器前、后两个滤波器的插入损耗。

7、接收机链路噪声系数分配

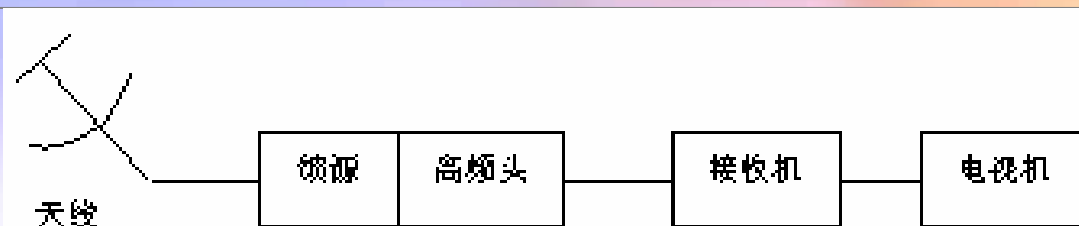
接收机链路噪声主要由第一级放大器的噪声系数决定。

第一级放大器按低噪声放大器设计，在2.4GHz频率附近，放大器的噪声系数 NF 小于2dB，增益20dB不难实现。

根据总噪声系数小于10dB还有较大余量。

一般要留有5dB余量，因此第一级放大器按低噪放设计，系统的总噪声一定可达到要求。

卫星电视接收系统



地面站天线通常采用抛物面天线，口径大小视用途而定：

家用型：1.0 ~ 1.5 M

中转电视台站：4.0 ~ 10.0 M

国际通信站：10.0 ~ 30.0 M

天线口径越大，天线增益越大，接收、转播的电视信号质量越高。

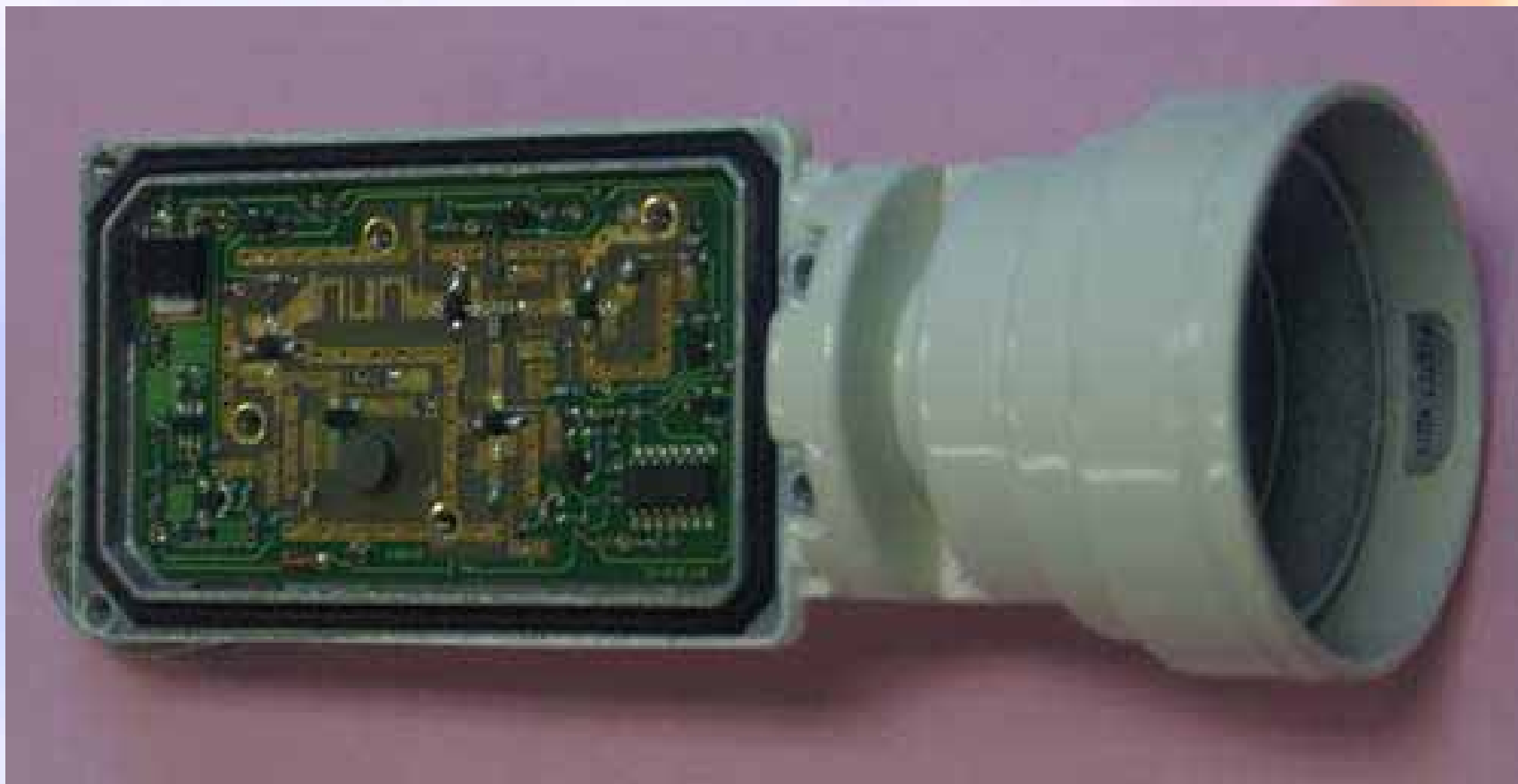
高频头安置在地面站抛物面天线的焦点，汇聚到焦点的微波信号经高频头放大，再下变频到1GHz左右的中频（950 ~ 1450MHz），然后经过中放送到接收机，避免了微波直接在电缆中传输的损耗。

高频头增益一般在60dB左右。室外的高频头和室内接收机之间用75 电缆连接。由于高频头已有足够的增益，因此二三十米长电缆线引起的中频损耗对整机灵敏度影响很小。接收机对高频头送来的中频信号进行变频，使之成为电视频道的交变信号，送入电视机。



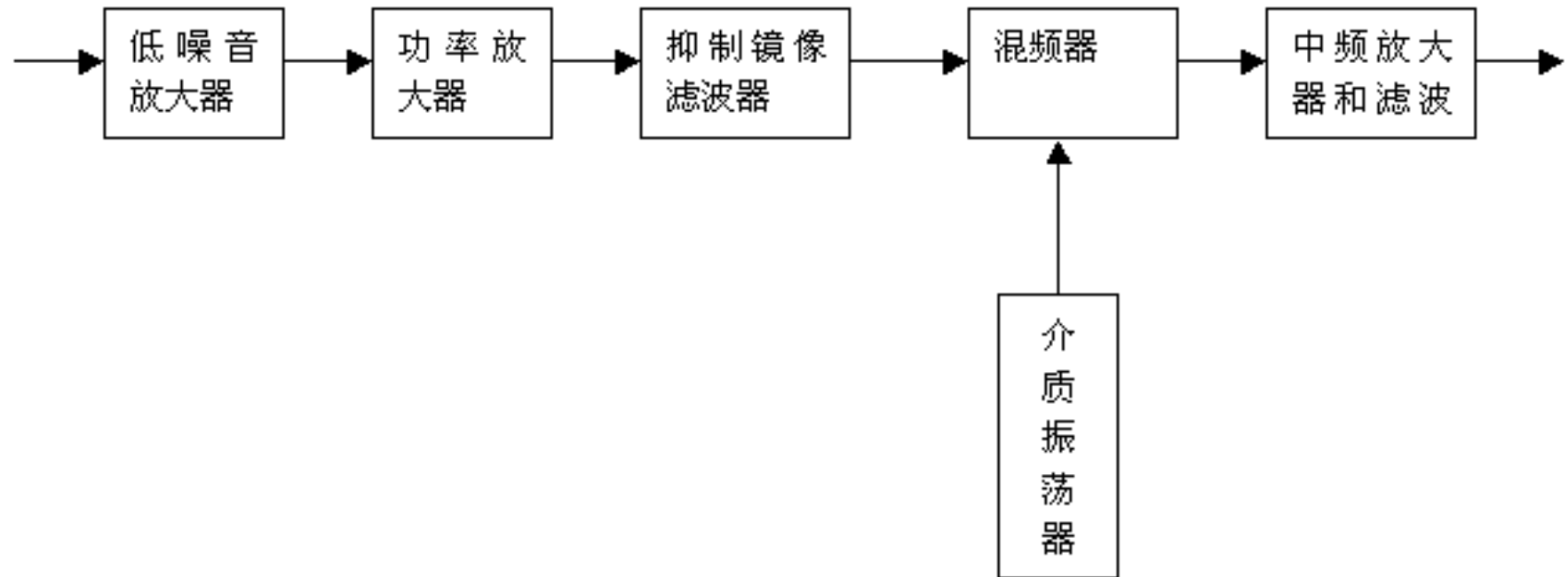
- 接收所有单极化/双极化Ku波段卫星信号
- Excellent DRO and gain flatness
- 双输出/四输出
- 输入频率范围:12.25~12.75GHz
- Conversion gain: 55 dB (Typ)
- 输入波导截面: waveguide WR-75
- 极化隔离度: 20 dB (Typ)
- 噪声: 0.6dB (Typ)
- 增益平坦度: +/-1dB/36 MHz
- Image rejection: 45 dB (min)
- 本振频率: 11.3GHz
- 本振频率稳定度: +/-2.5MHz @ -40 to +60 degrees Celsius
- 输出频率范围: 950~2150MHz
- 输出功率 (at 1dB gain compression): 0dB (min)
- 输出接口: 75ohms F type female
- 操作温度: -40 to +60 degrees Celsius

1



GOSPELL - 3300C ku波段高频头电路框图

29



高频头的构成主要有以下几部分：

波导-微带转换器，低噪声放大器，混频器，中频放大器。

各部件的功能如下：

1、波导 - 微带转换器：

波导 - 微带转换器的作用是将馈源中所接收到的微波信号通过小天线、同轴线耦合到微带低噪声放大电路中。转换器的驻波比必须很低，否则接收到信号将被反射，等效于接收信号被衰减，增加整机噪音。

2、低噪音放大器：

低噪音放大器处于系统前端位置，这是因为系统的噪音系数基本上取决于前级放大器的噪音系数。

采用微带电路构成输入匹配电路，级间匹配电路和输出匹配电路。

输入匹配电路的任务就是把微波晶体管呈现的复数阻抗变换为信源实数阻抗（50 ohm的电阻性源阻抗）。对于低噪声放大器，则以噪声最低为设计出发点。级间匹配电路的基本任务是使后级微波管输入阻抗与前级微波管输出阻抗匹配，以获得较高增益。

输出匹配电路把微波管复数输出阻抗匹配到负载实数阻抗50 。

高频头的构成主要有以下几部分：

波导-微带转换器，低噪声放大器，混频器，中频放大器。

各部件的功能如下：

3、本地振荡器：

由于高频头一般置于室外，环境温度变化很大，为了获取足够稳定的本机振荡频率稳定度，又要使结构简单，一般采用介质振荡器，这样的振荡器稳定度很高。

4、混频器：

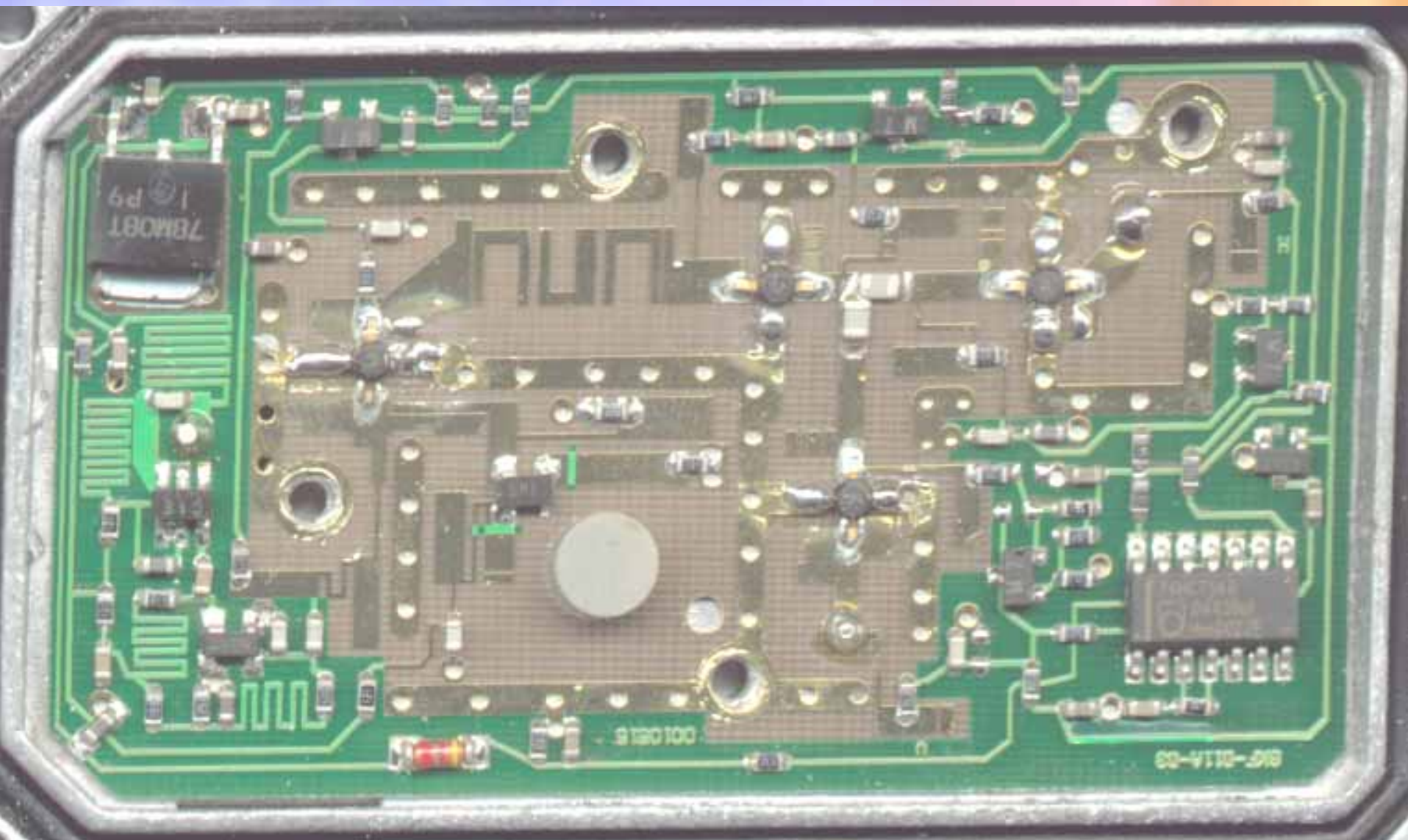
高频头内的低噪音放大器已有40dB以上的增益，因此对混频器的噪音和变频损耗没有要求。为了简化电路，大多使用单管混频，并在混频器前端加上微带式带通滤波器，由于镜频距离较远，该滤波器比较容易实现。

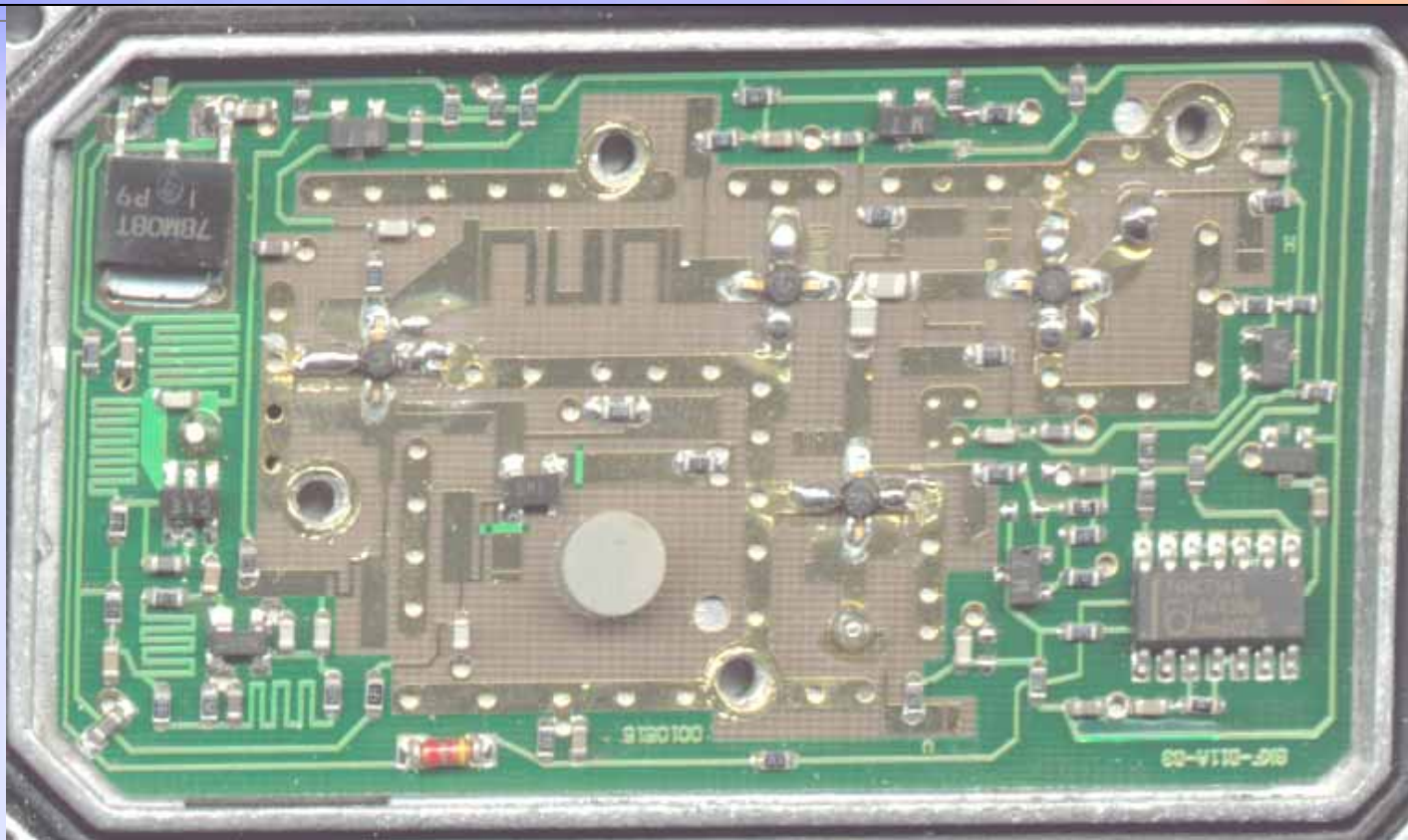
5、中频放大器：

中频频率低一些，可以使用分立器件。

GOSPELL - 3300C ku波段高频头电路

32



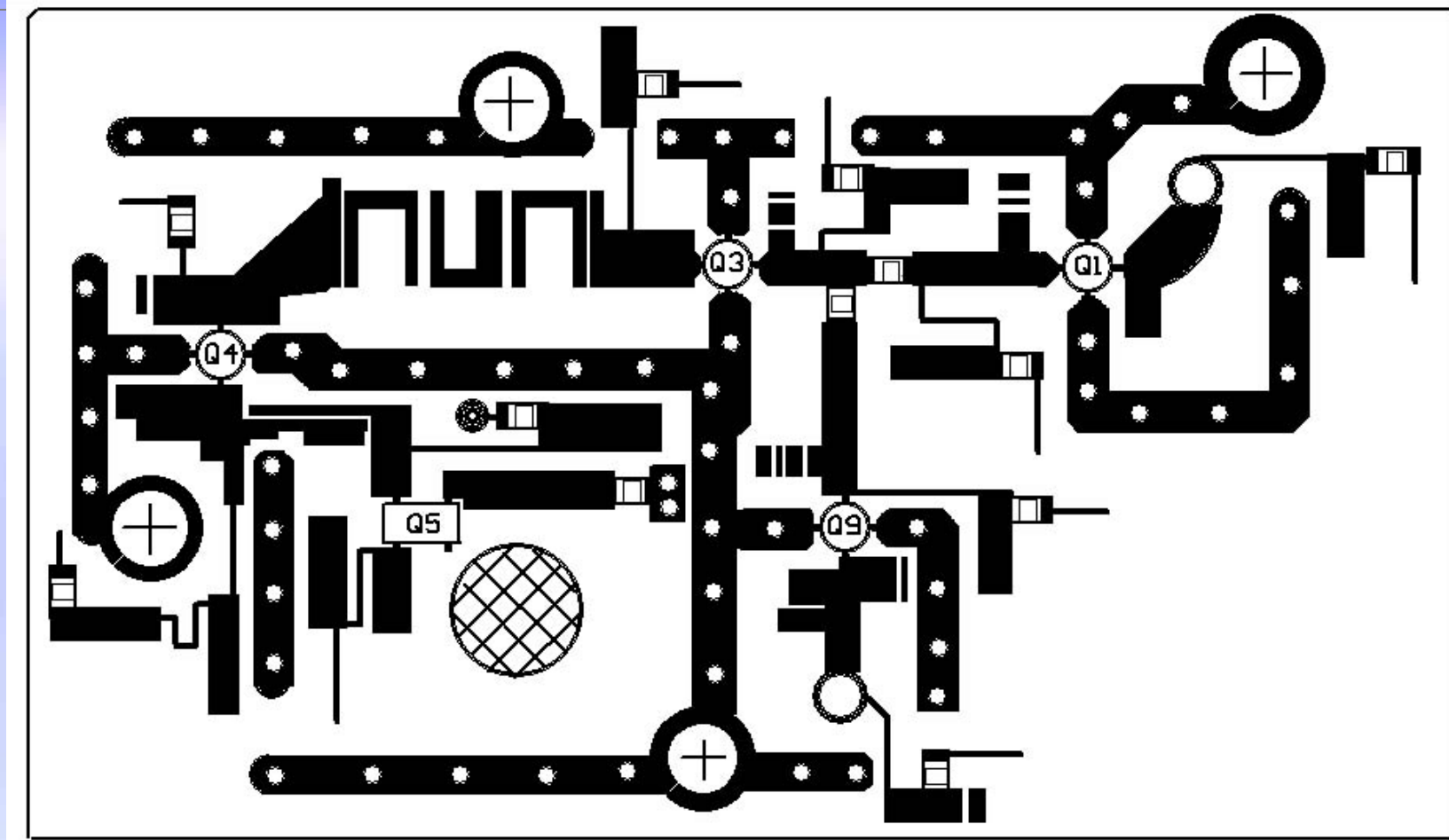


从馈源可以看到：

信号通过两个相互正交的小天线耦合，将正交极化的信号分别送入各自的第一级低噪音放大器，再经第二级放大器，镜像滤波器，介质振荡器，混频器，中频滤波电路，中频放大电路输出，
外围电路主要是偏置电路，极化选择电路。

12GHz卫星接收高频端射频电路版图

34

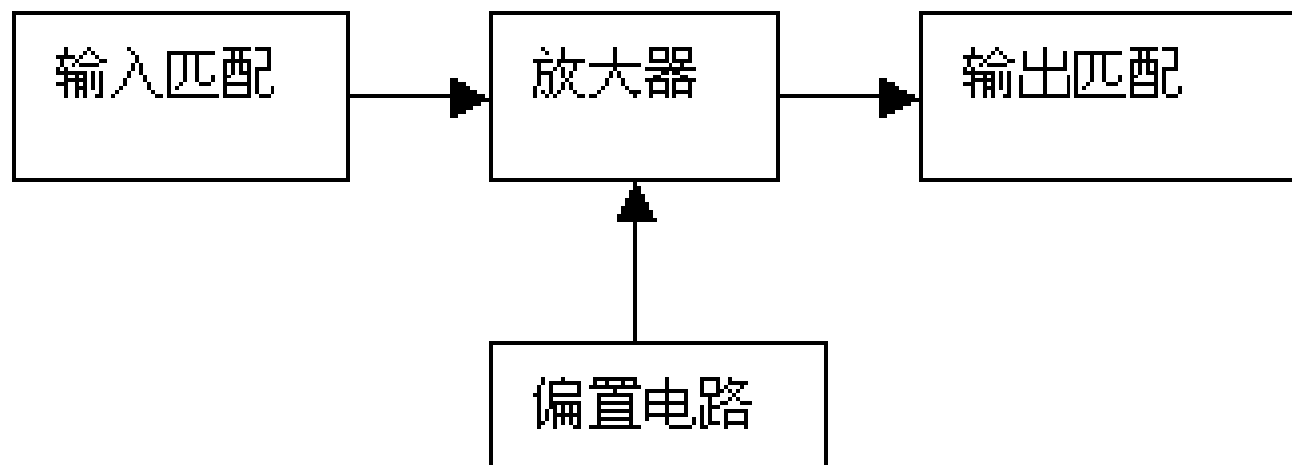


高频信号 \rightarrow 低噪放 Q_1 (或 Q_9) \rightarrow 高增益放大 Q_3 \rightarrow 发夹状滤波器
本地振荡器 Q_5 \rightarrow
 \rightarrow 混频器 Q_4 \rightarrow 中频信号输出

ku波段高频头电路—低噪音放大器

35

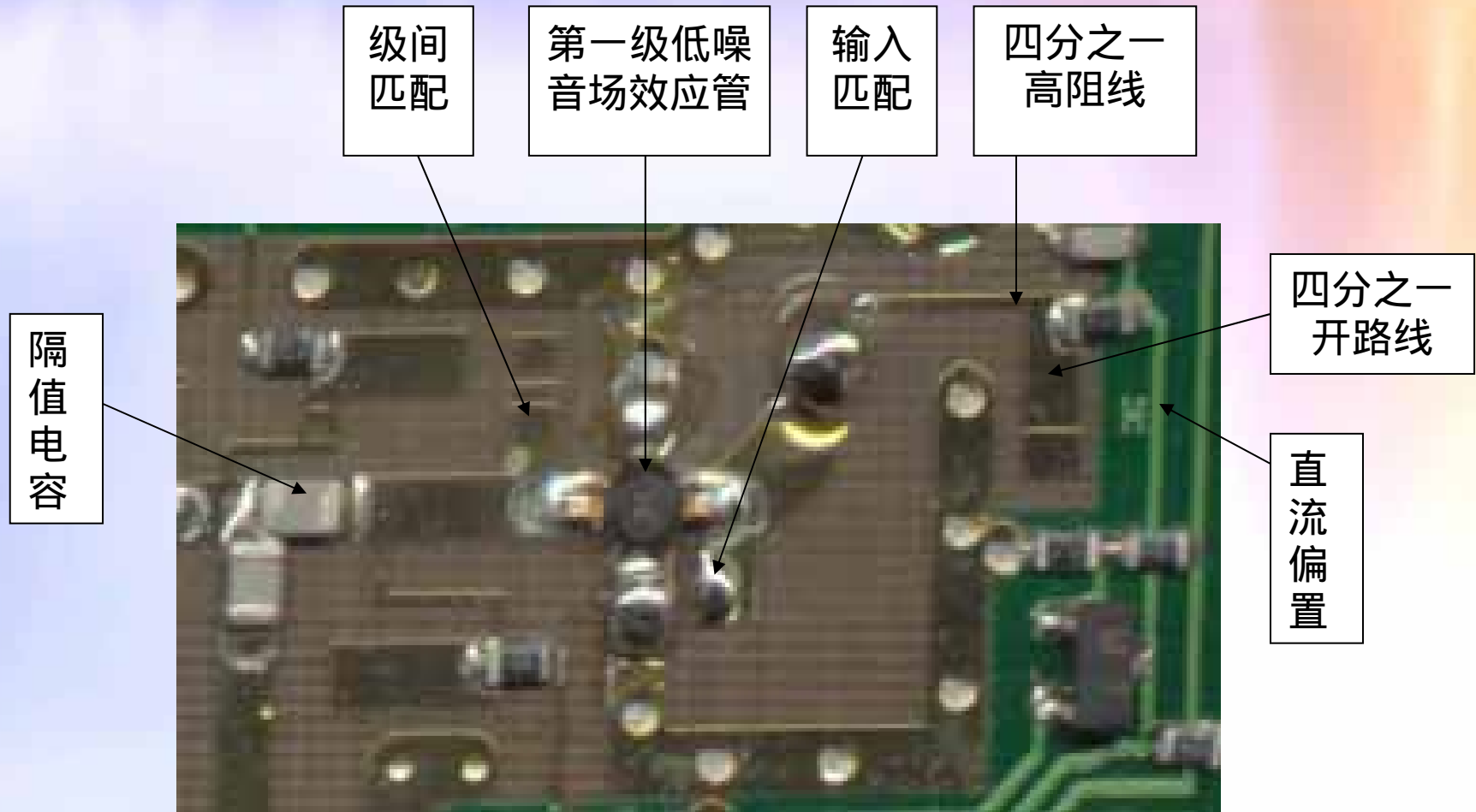
低噪音放大器主要由输入匹配电路、放大器、输出匹配电路、偏置电路等四部分组成。其中输入匹配电路影响LNA的噪音系数，输出匹配电路关系到LNA的增益和稳定度，偏置电路决定放大器的工作状态。



放大器电路模型

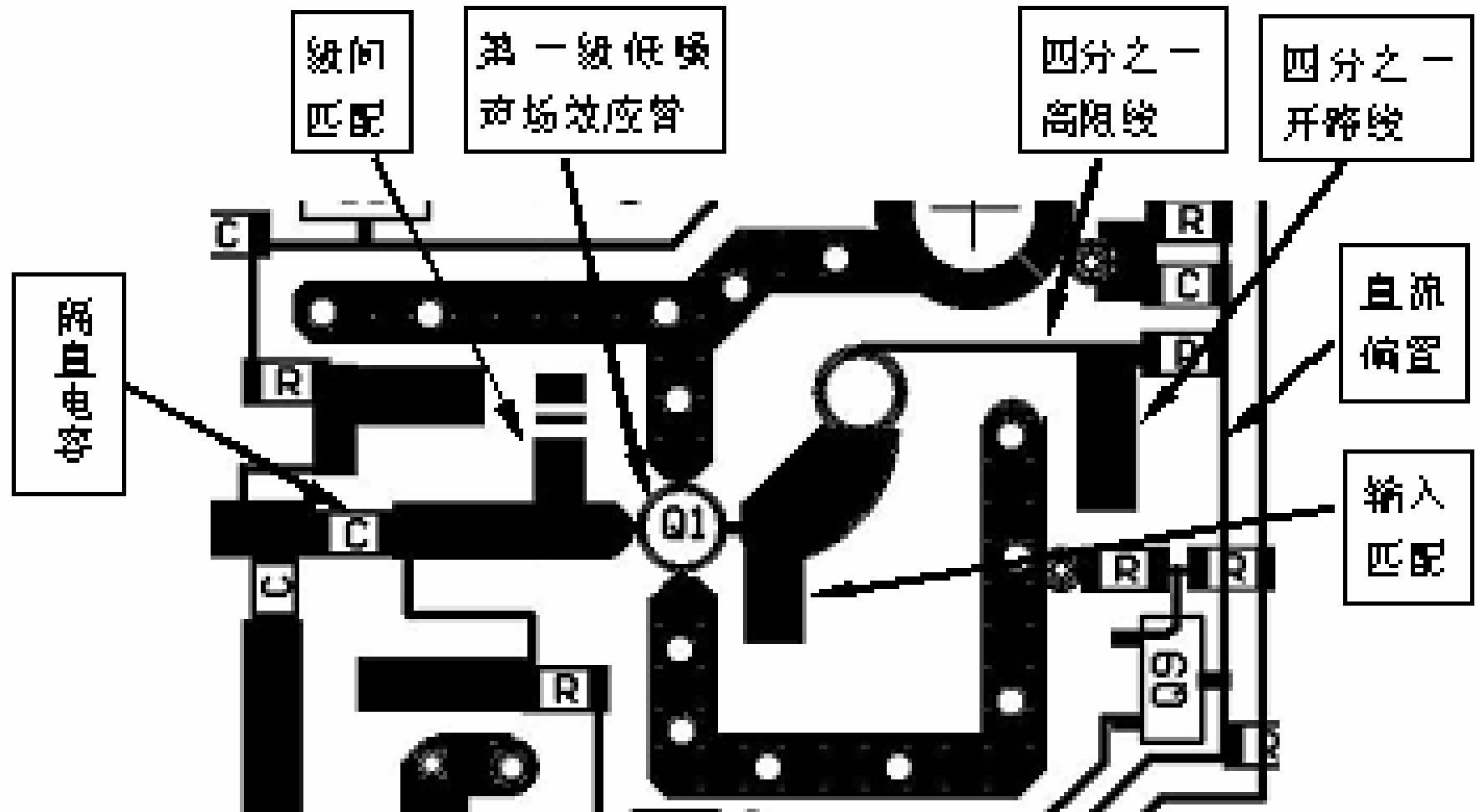
ku波段高频头电路—低噪音放大器

36



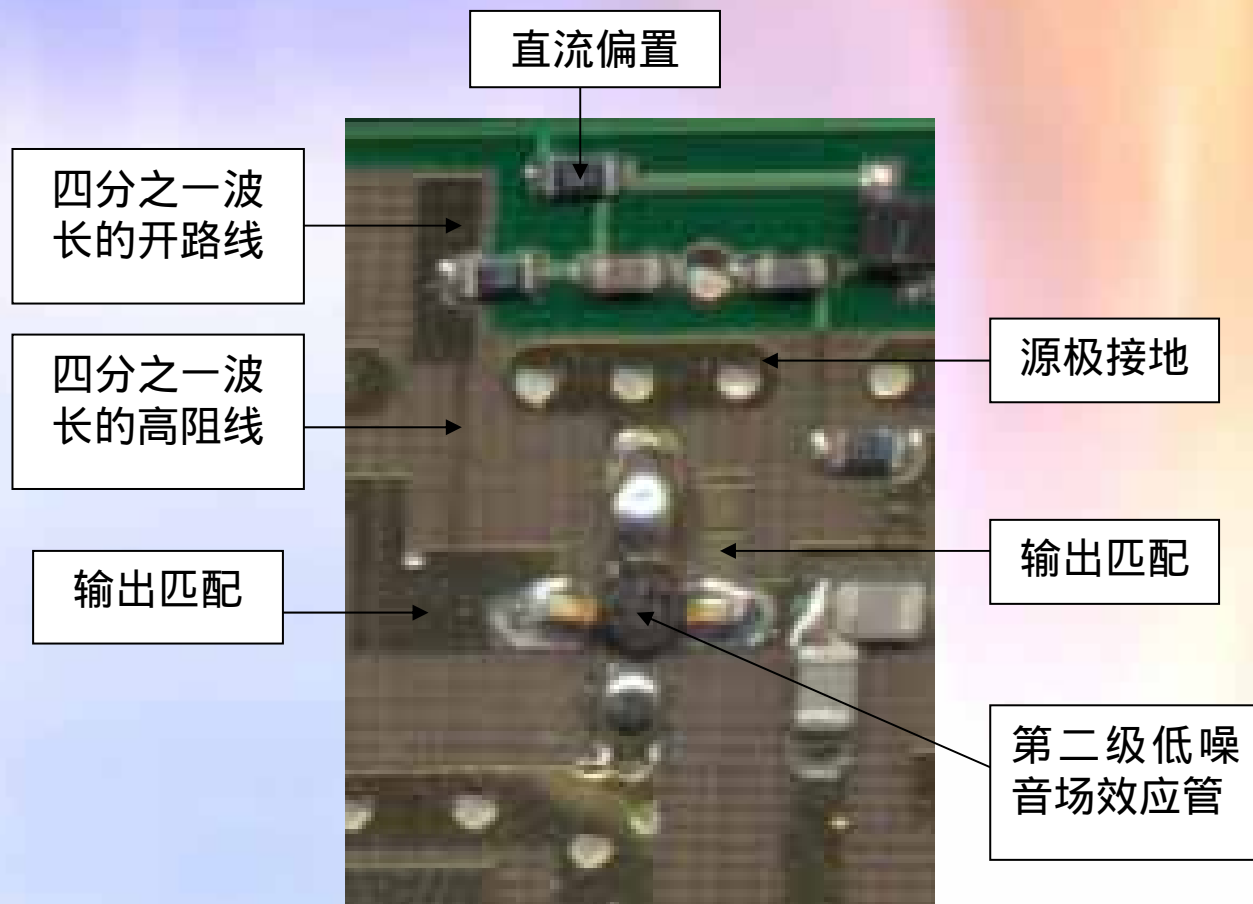
ku波段高频头电路—低噪音放大器

37



结构上和低噪音放大器一样，但是部件的功能有点不一样。

在第二级放大器中，输入匹配不是按照最小噪音系数来设计的，而是按照最佳匹配来处理的，就是说输入匹配



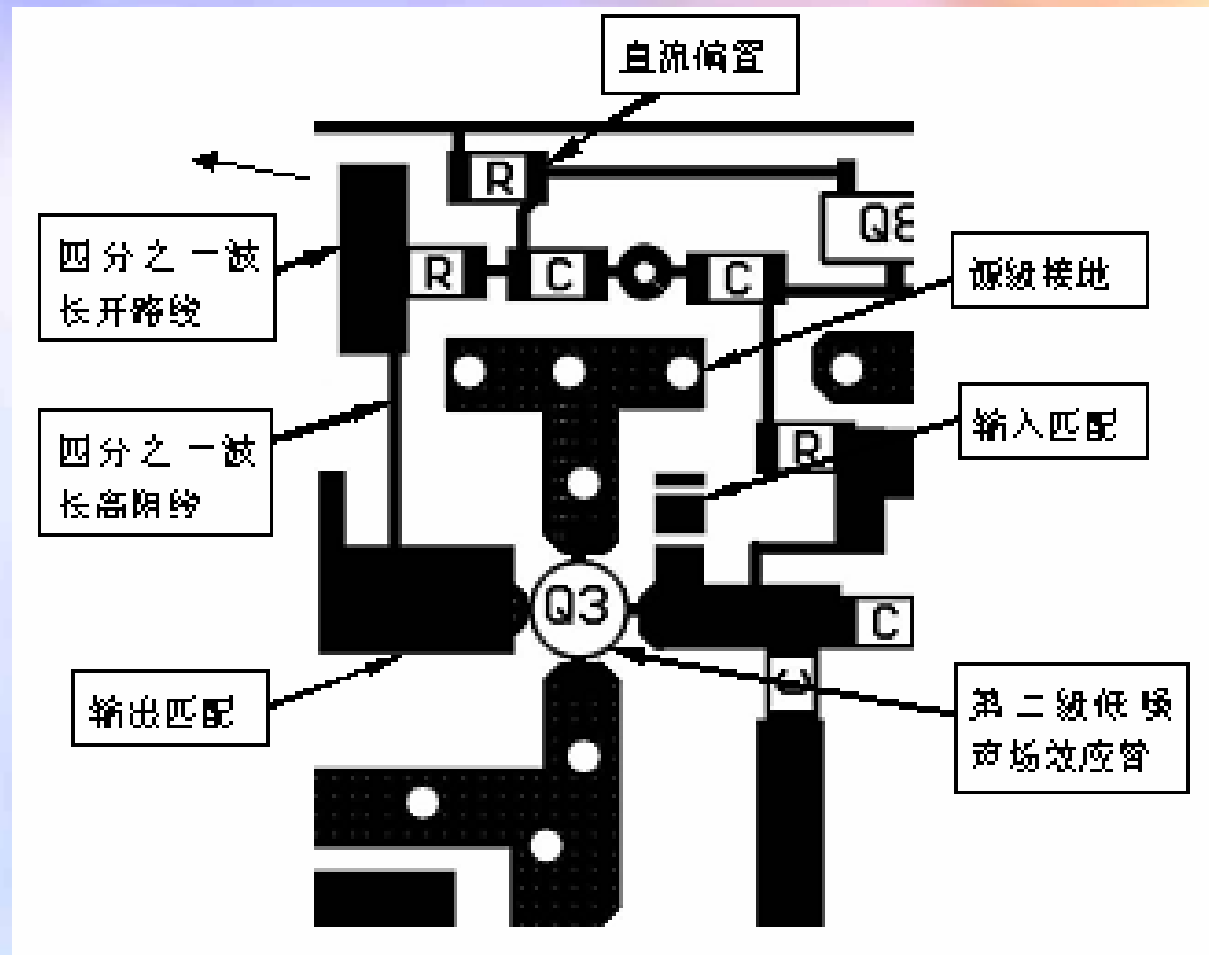
匹配的目的就是使得 S_{11} 最小，输出匹配是按照共扼匹配来处理的，这样可以使得输出功率最大。偏置电路决定功率放大器的工作状态，如工作于甲类或乙类功放等。

ku波段高频头电路—第二级放大器

39

结构上和低噪声放大器一样，但是部件的功能有点不一样。

在第二级放大器中，输入匹配不是按照最小噪声系数来设计的，而是按照最佳匹配来处理的，就是说输入匹配



匹配的目的就是使得 S_{11} 最小，输出匹配是按照共扼匹配来处理的，这样可以使得输出功率最大。偏置电路决定功率放大器的工作状态，如工作于甲类或乙类功放等。

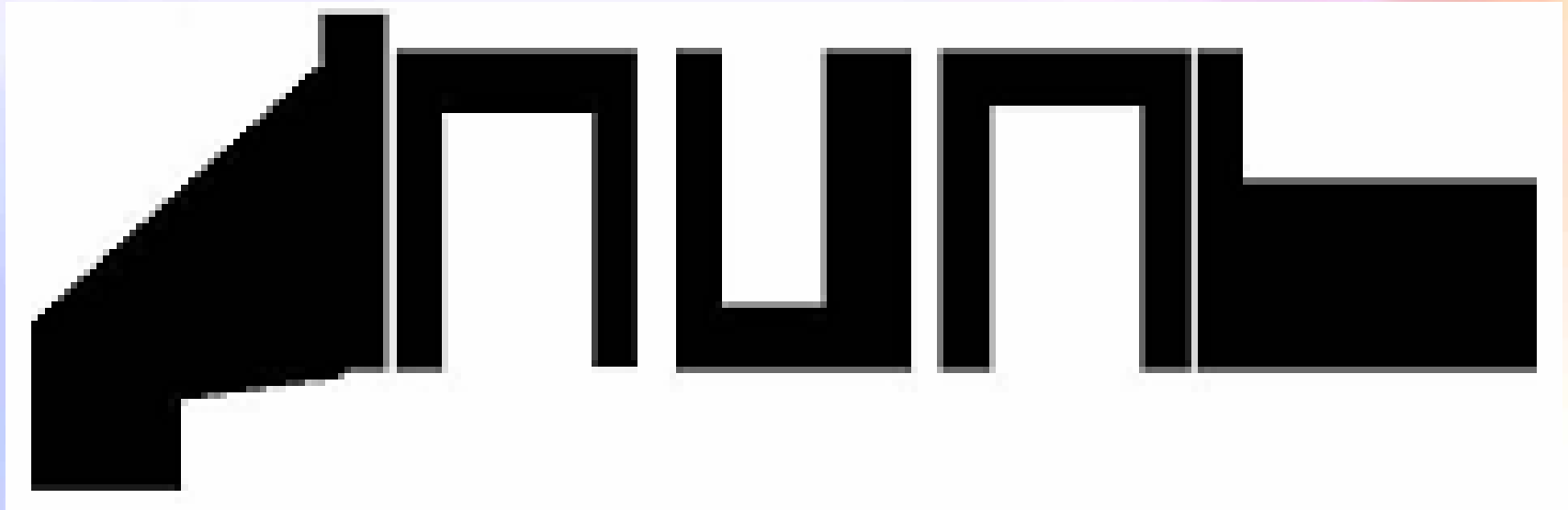
ku波段高频头电路—抑制镜像滤波器

40

这是一个固定结构的发夹型带通滤波器



这是一个固定结构的发夹型带通滤波器

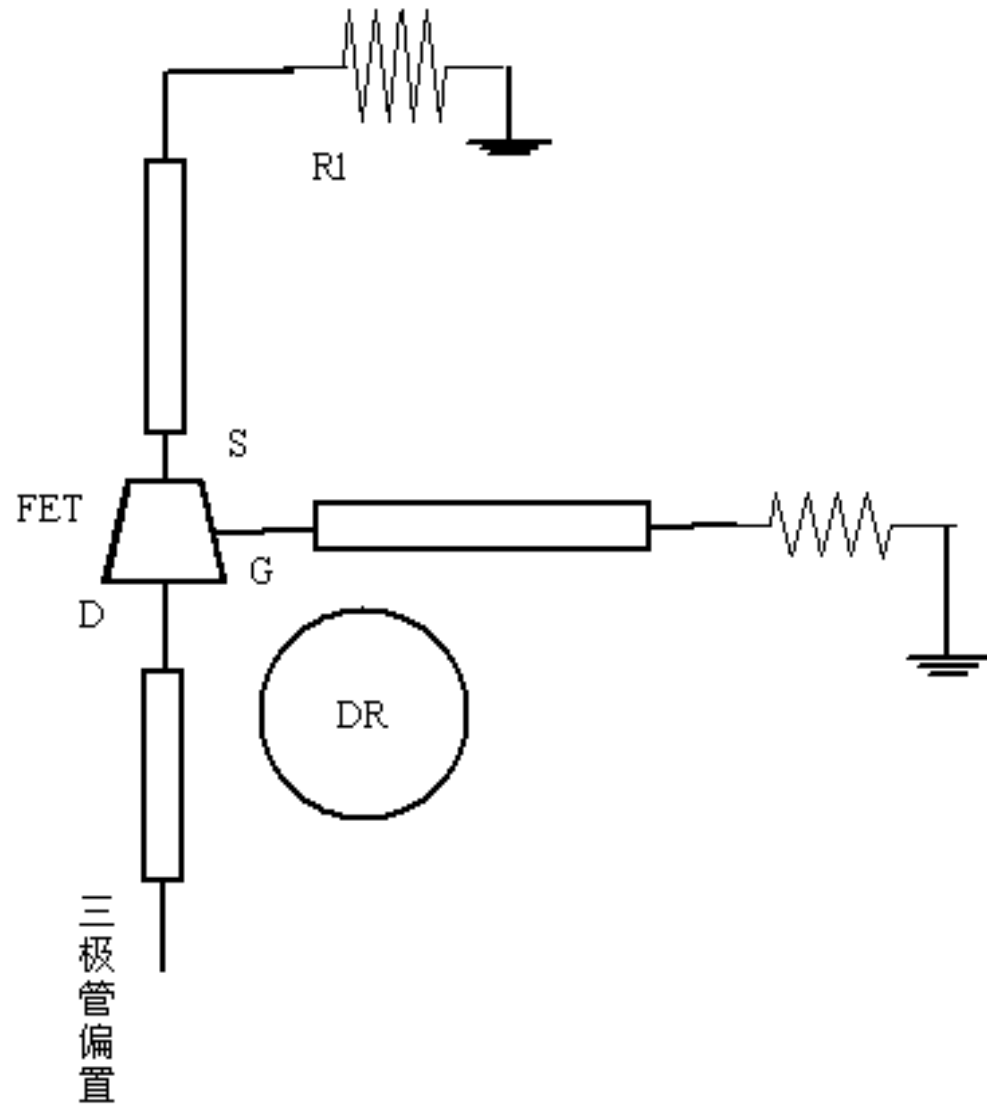


ku波段高频头电路—介质振荡器

该振荡器源极接地，振荡信号由漏极输出，介质谐振器置于漏极和栅极之间，它作为带通滤波器，通过它的反馈形成振荡。

漏极的锥形微带线做阻抗匹配用。

栅极所接电阻是为了消除寄生振荡，并与源极一起构成自偏置电路。



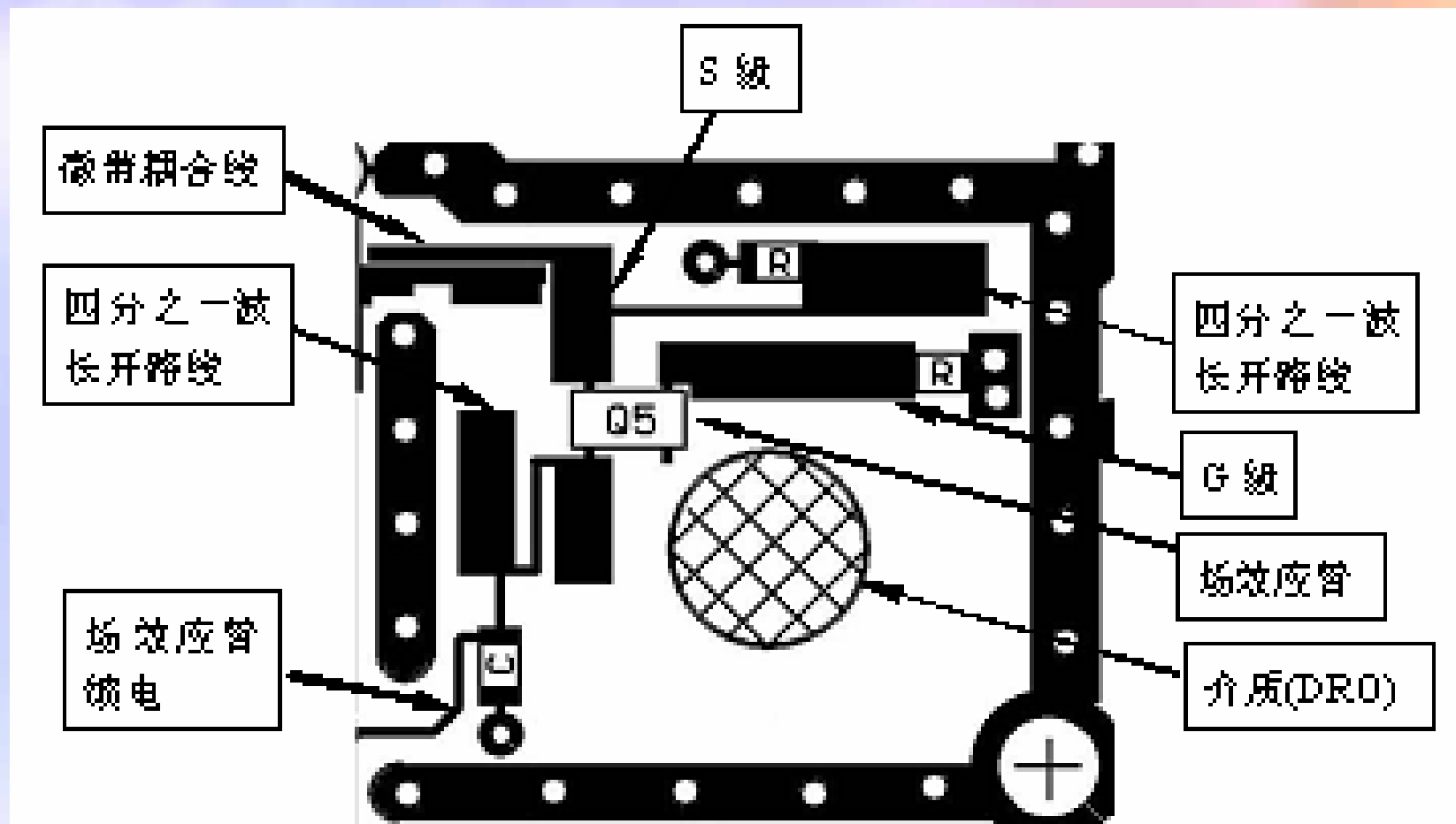
ku波段高频头电路—介质振荡器

43



ku波段高频头电路—介质振荡器

44

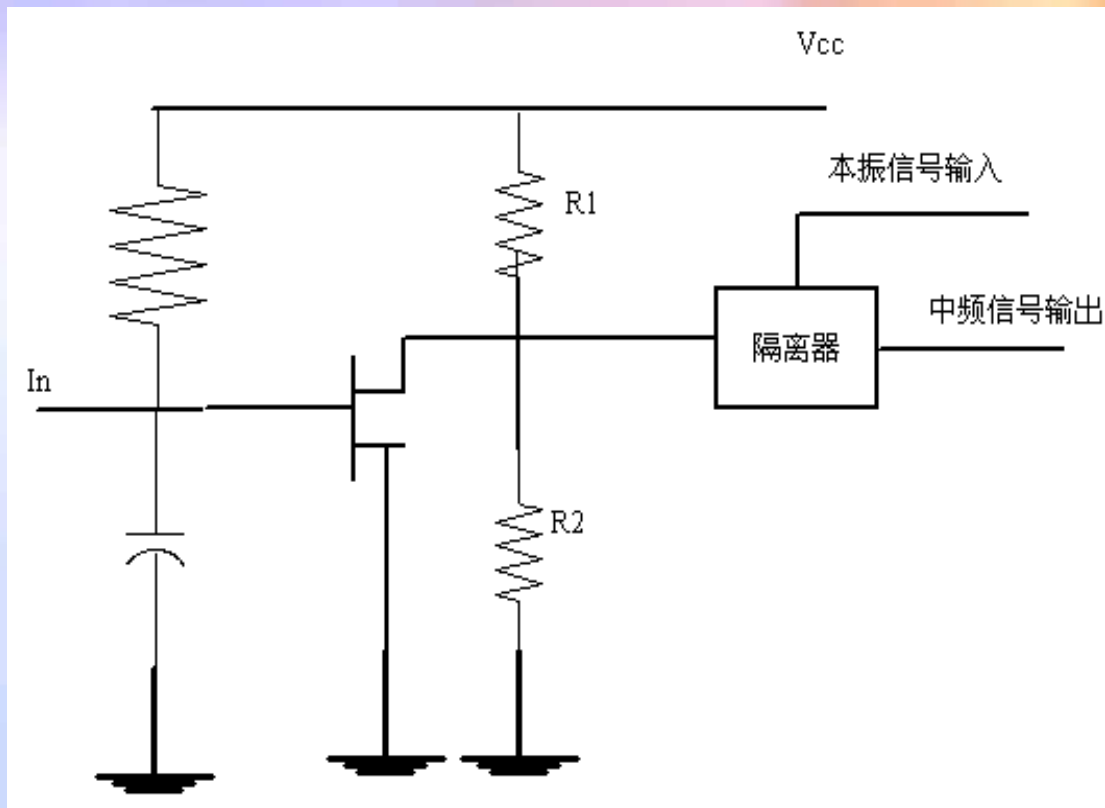


ku波段高频头电路—混频器

45

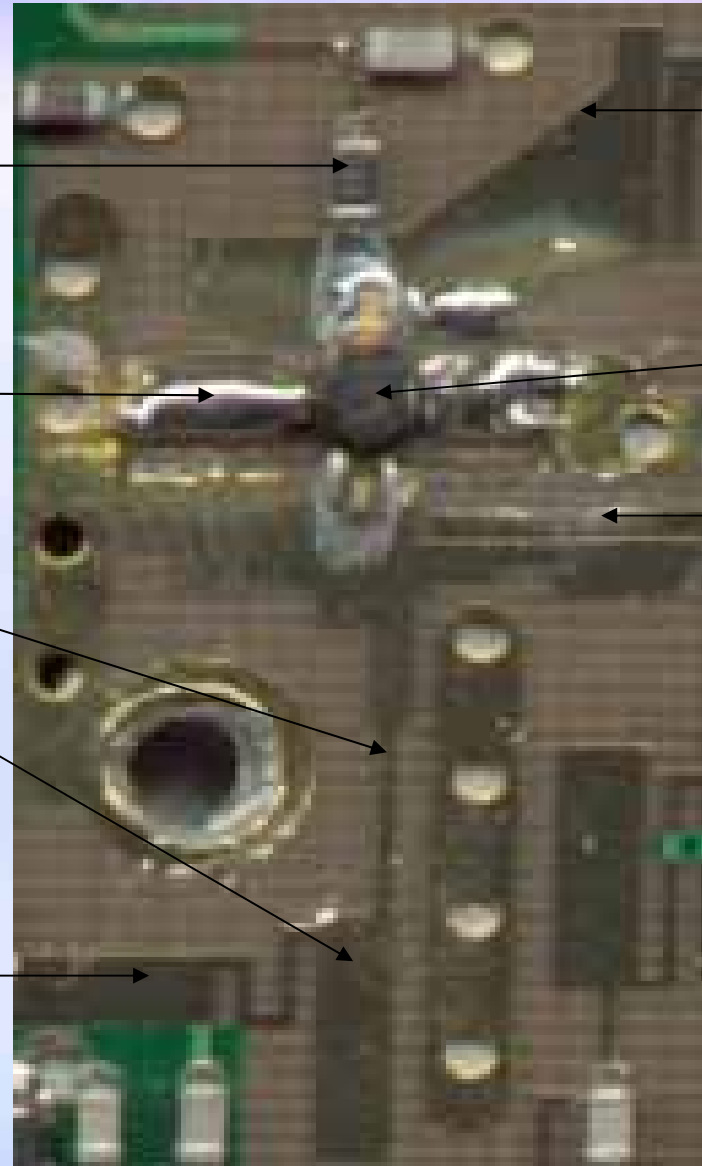
对于场效应管， i_d 和 v_{gs} 之间呈现非线性，高频信号从栅极加入，本振信号从漏极输入，则可以利用沟道电阻的非线性特性实现混频。

这种电路可利用栅漏极之间的隔离，高频信号直接加入栅极，经放大后再与漏极输入的本振信号相混，故称它为漏极混频器。



ku波段高频头电路—混频器

46



G极偏振输入

混频输入匹配
(G)

S极接地

场效应管单管
混频

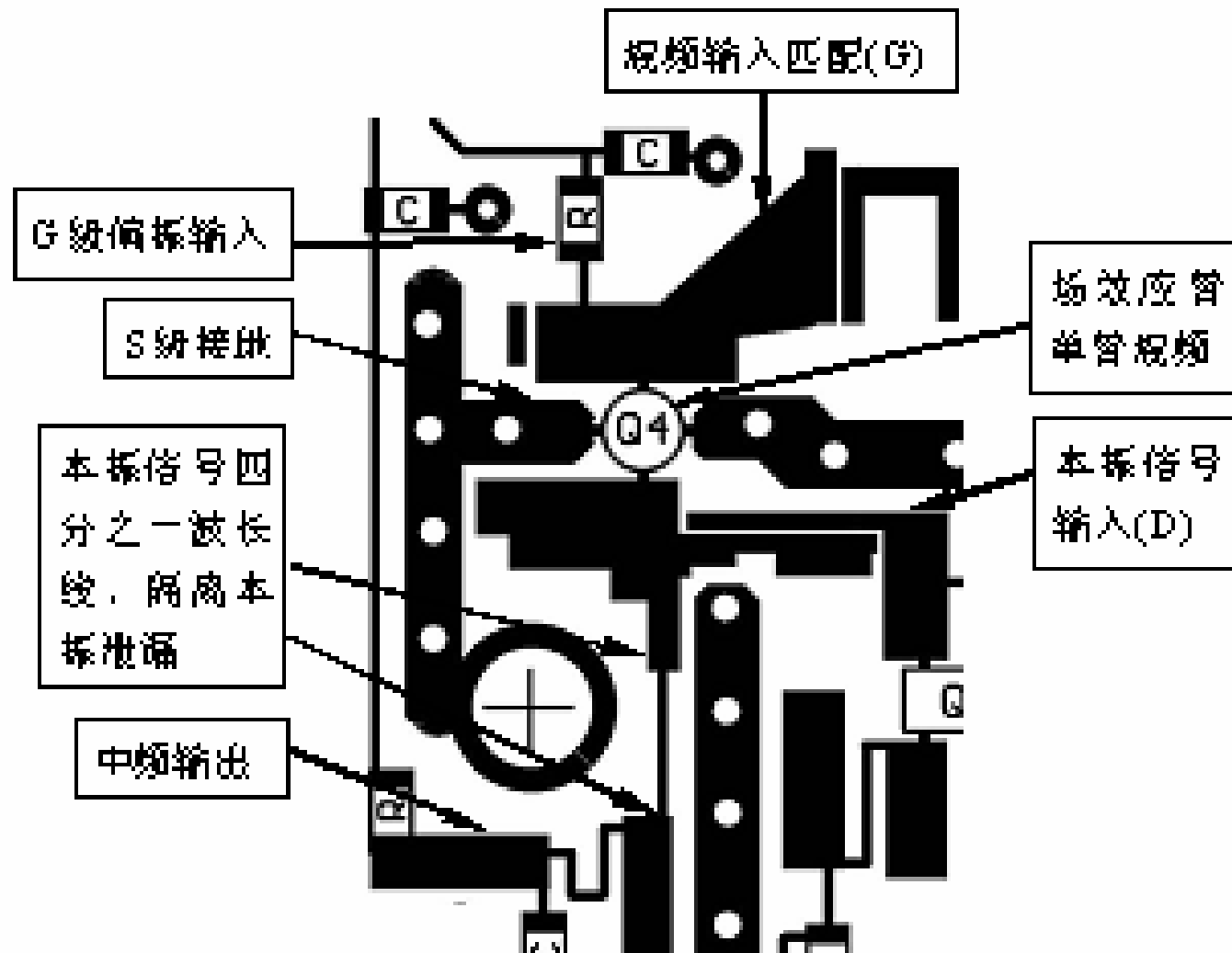
本振信号四分
之一波长线、
隔离本振泄漏

本振信号输入 (D)

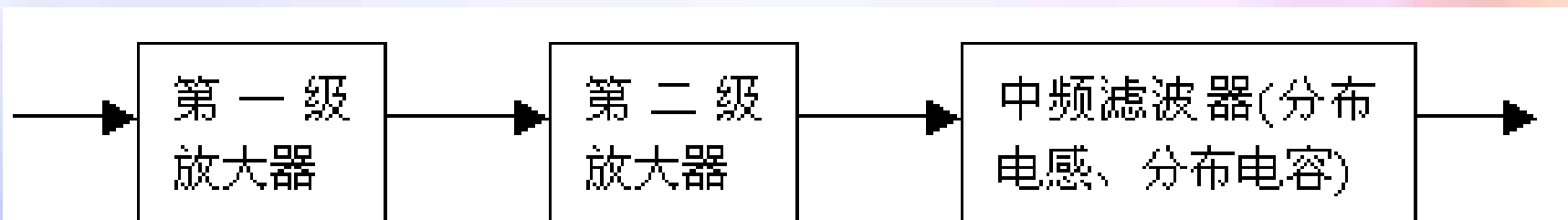
中频输出

ku波段高频头电路—混频器

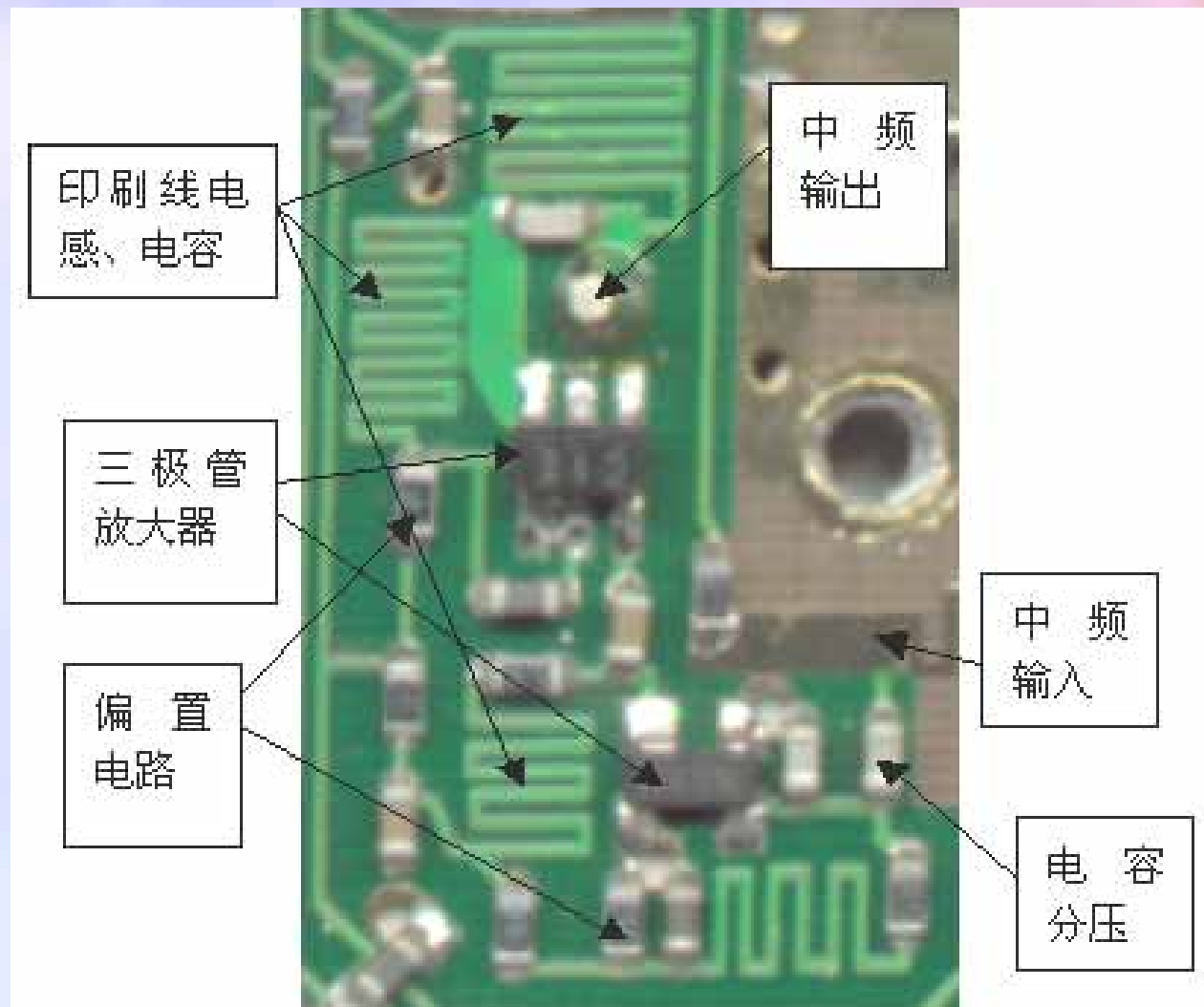
47

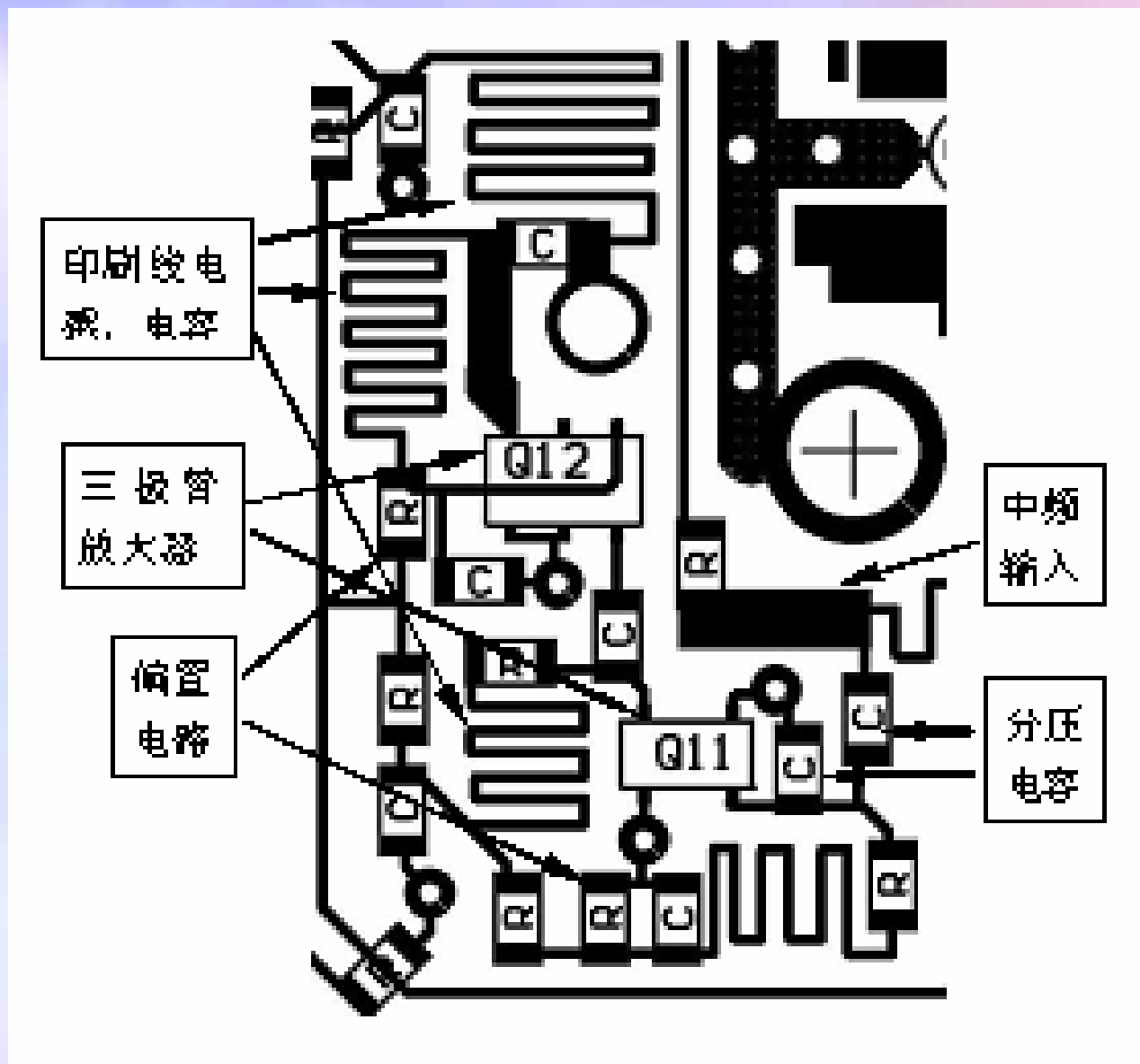


利用两个三极管作为放大器，因为该高频端的中频频率有1000MHz左右，还是挺高的，带通滤波器由直接制作在印刷电路板上的电感和分布电容组成。



中频放大器、滤波器物理模型





ku波段高频头整体电路图

51

