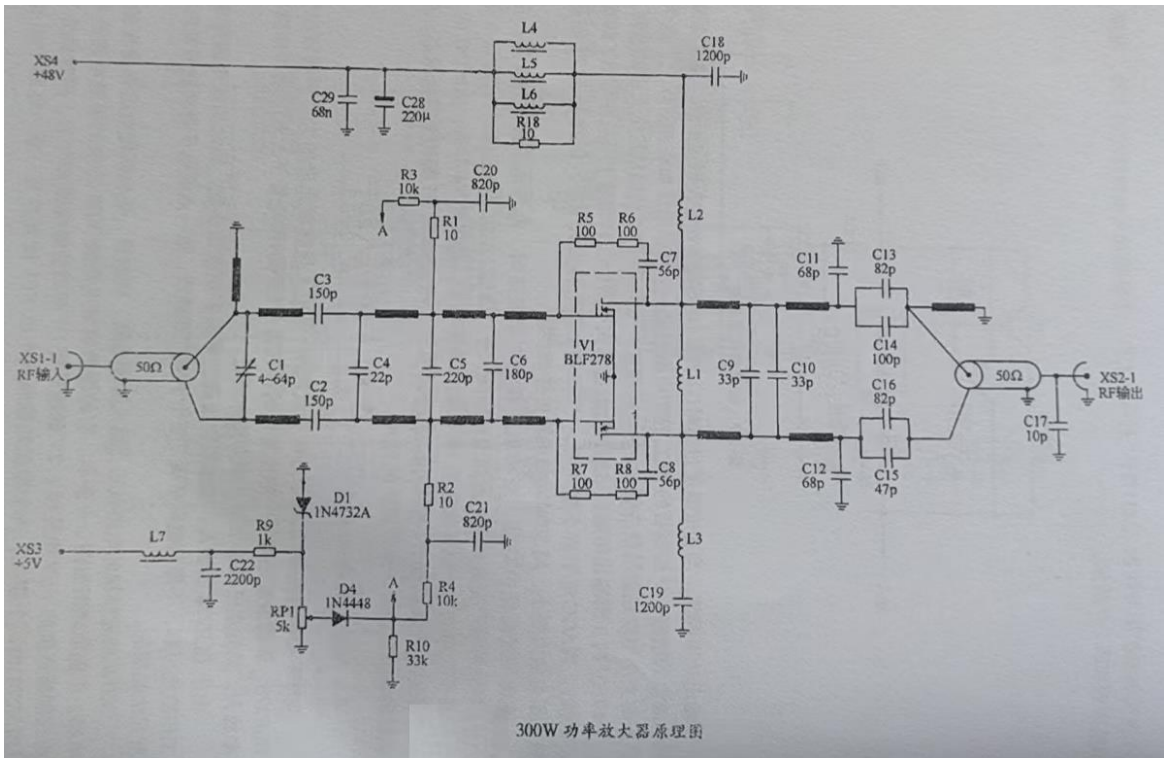
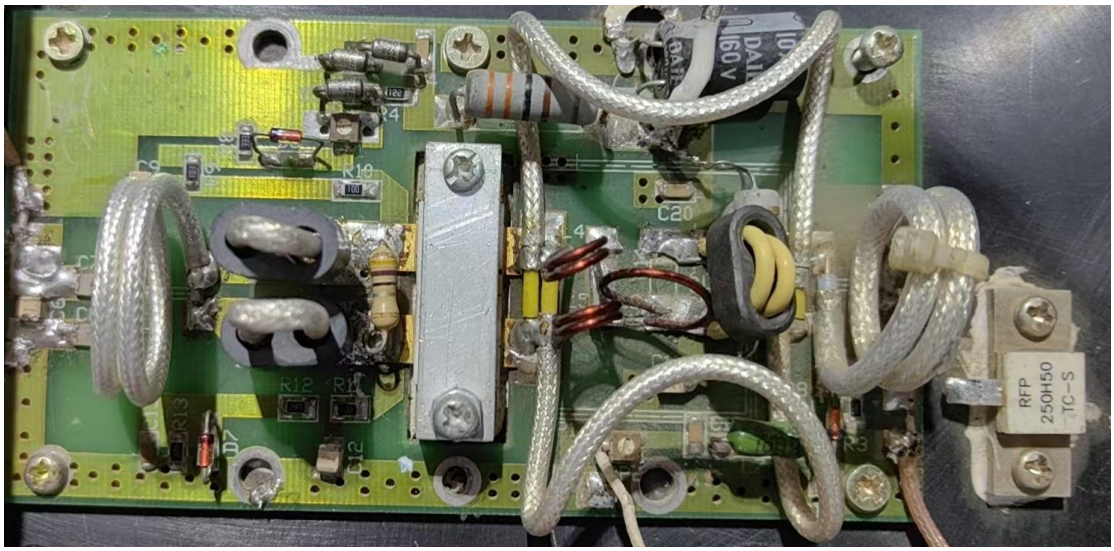
300 瓦射频功率放大器电路

采用 BLF278 的 300 瓦射频功放电路图，48 伏供电，电路原理图如下。



实物照片如下：



原理框图：

在 V1 的两个漏-栅之间所加的并联反馈电路 R5、R6、C7(R7、R8、C8)，用于改善放大器的频率特性，且用来抑制寄生振荡。

300W 功放模块所采用的是推挽放大，它的输入、输出匹配电路与 30W 功放的电路有所不同，方框图如图 2-9 所示。首先要将不平衡输入端口变为反相的两个平衡端口。

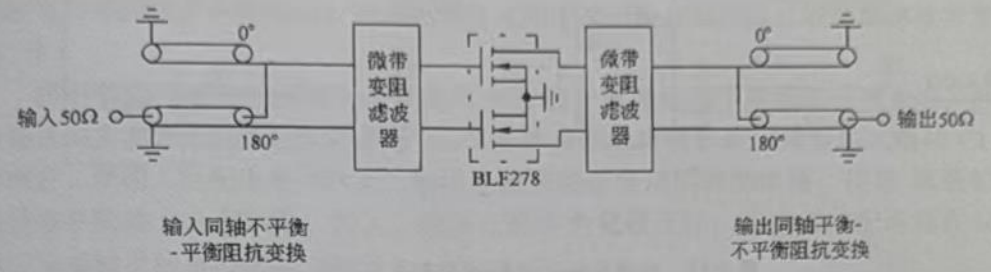


图 2-9　300W 功放模块方框图

1. 同轴不平衡变换为平衡信号，驱动功率管

1．对称同轴不平衡-平衡阻抗变换器

图 2-10 为简单同轴不平衡-平衡阻抗变换器。同轴线的外导体②端接地，③端不接地，故①～②端口为不平衡输入端口，③～④端口为等幅反相输出端口。其等幅反相原理是电荷守恒原理，即同轴传输线的任一截面处，内外导体的电流大小相等而相位相反。

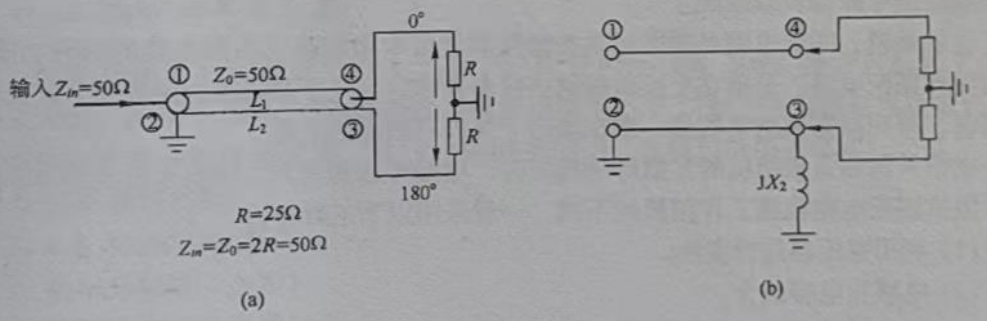


图 2-10　简单同轴不平衡-平衡阻抗变换器

从③端看，它与射频地之间还存在一段寄生线 L_2（漏损线），L_2 和 L_1 等长，其电抗为 jX_2。如果不考虑漏损线 L_2 的影响，该阻抗变换器的带宽理论上是无限的。然而在宽带工作时，漏损线 L_2 的影响不能忽略，若取 $L_1<\lambda g/4$，则 $jX_2=jZ_0\tan\left(\frac{\omega}{V_\phi}\cdot L_2\right)$。式中 ω 是角频率，V_ϕ 是漏损线的相速，$L_2=L_1$，则 jX_2 呈现感抗。随着频率降低，jX_2 也随之下降，使③端口对射频地的隔离下降，该端口的阻抗变换失衡。

为了补偿漏损线对不平衡-平衡阻抗变换器的影响，在④端口与射频地之间加上与 L_1 等长的同轴线 L_3，这样平衡端口③～④与输入端口射频地②之间形成的终端短路线 L_2 和 L_3 是对称的。如图 2-11 所示。L_2 和 L_3 的电抗效应和阻抗变换器的性能相关，L_2 和 L_3 对称（$L_2=L_3$，$Z_2=Z_3$），则结构形式本身从理论上就确保了这种

不平衡-平衡阻抗变换器的完美平衡。由于③、④端口对射频地的隔离相平衡，且 L_2 和 L_3 的特性阻抗较高，近倍频程量级工作带宽是可以保证的。

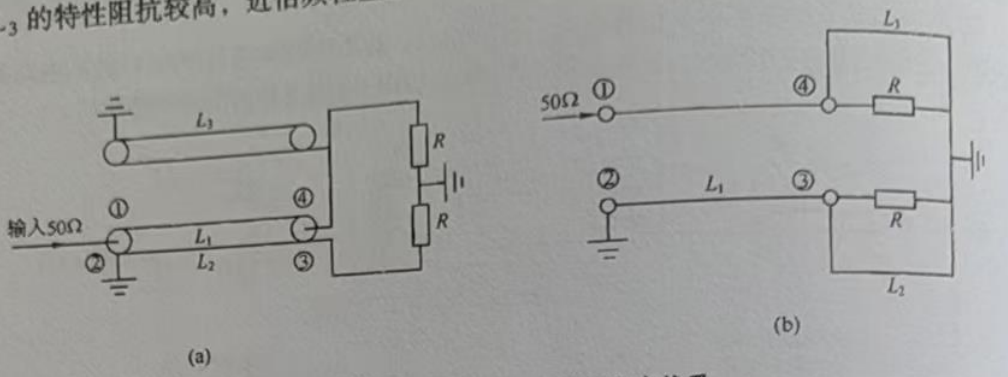


图 2-11　对称同轴不平衡-平衡阻抗变换器

输出端的平衡-不平衡阻抗变换器是输入端不平衡-平衡阻抗变换器的倒置，将平衡的 50Ω 输出变为不平衡的 50Ω 输出。300W 功放模块的平衡-不平衡阻抗变换电路，除 W_1 采用同轴线外，其余均采用了微带线来替代同轴线。

2．输入、输出匹配电路

输入、输出匹配电路具有滤波和匹配两种职能，因此必须满足以下条件：①应无损耗地通过所需要的信号；②应对杂散信号有足够的抑制；③在所需要的工作频段内，应使信号源与负载匹配。

也就是说，匹配电路必须同时具备滤波即调谐电路和阻抗匹配电路的两种功能。所谓阻抗匹配电路，是指在变换负载阻抗使虚数部分与信号源阻抗的虚数部分相抵消的同时，得到所需要的实数值，而在理论上又没有损耗的电路。

在信号源和负载阻抗的实数部分相同时，增益可达到最大，即实现最大的功率传输。阻抗匹配电路根据工作频段的不同，一般采用以下三种方法：

(1) 利用变压器进行变换。

(2) 电感和电容组合。

(3) 采用 $\frac{\lambda}{4}$ 变换器。

(1) 法虽然在理论上具有宽频带特性，但是在实际上由于线圈的线间电容和对地电容而使频率受到限制，因此，在 50～60MHz 以下多数情况使用损耗少的材料做磁芯，而在 100MHz 以上时磁芯的磁性损耗就会增大，所以常采用空心变压器。

(2) 法是在VHF～UHF(甚高频～超高频)波段常被采用的方法，在本质上它具有窄带特性。在应用中电感多数情况下是以分布参数的形式体现的。

(3) 法中的 $\frac{\lambda}{4}$ 变换器，是在频率再高时集中参数的办法在理论上已难建立的领域经常被应用的，通常在 1GHz 以上的频段使用，但根据情况在 500MHz 到 1GHz 之间往往也用。

由于调频广播所处的频段为 87～108MHz，决定了匹配电路的元件既可采用集中参数，也可采用分布参数，而实际上是两种参数形式的电路经常被同时采用。