



4.4 宽带高频功率放大器 (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？**



4.4.1 传输线变压器的工作原理及特性

一、普通变压器及其特性

1、普通变压器及其等效电路

普通变压器的结构及频率特性如图1.4.1所示。

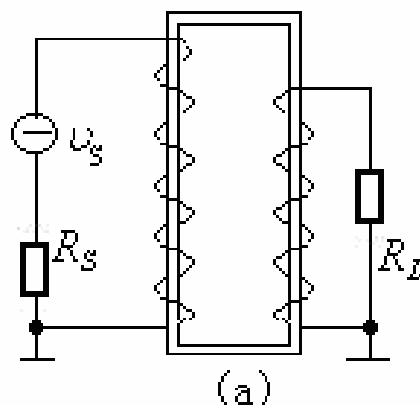
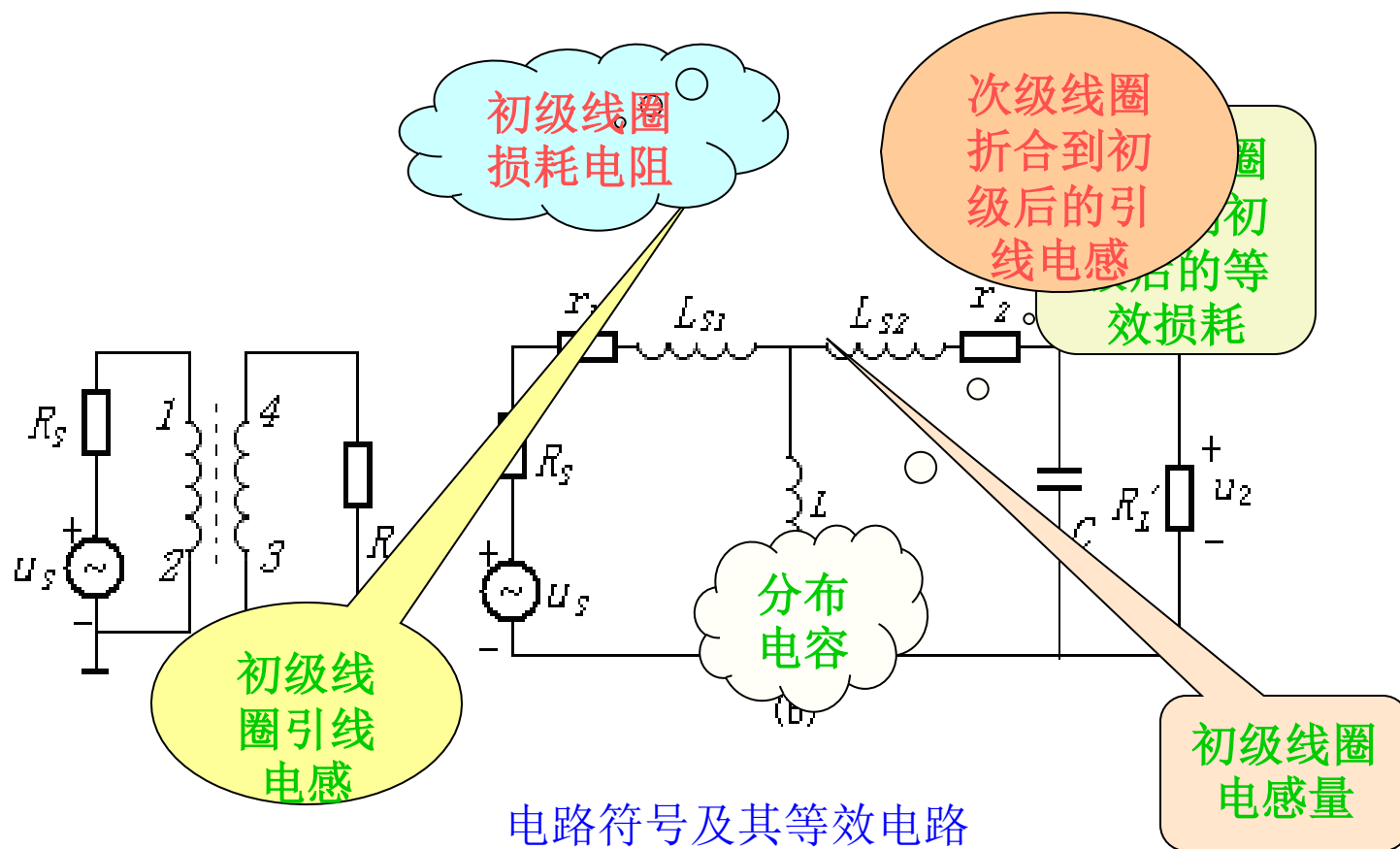


图4.4.1 普通变压器结构图



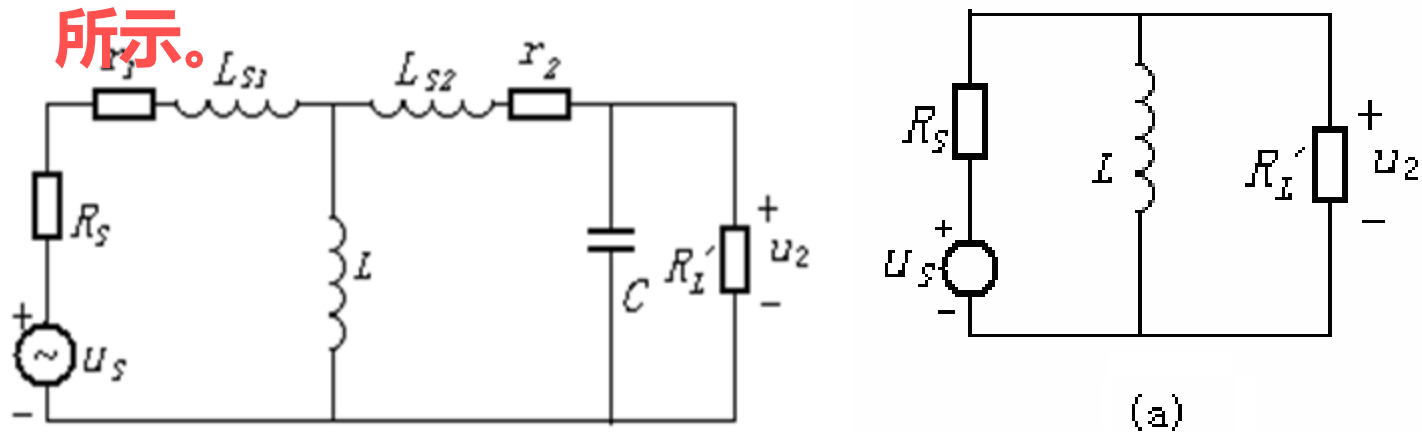
普通变压器的电路符号及其等效电路分别如图所示。





2、普通变压器的工作原理

在低频端，由于分布参数可以忽略，其等效电路如图 (a) 所示。



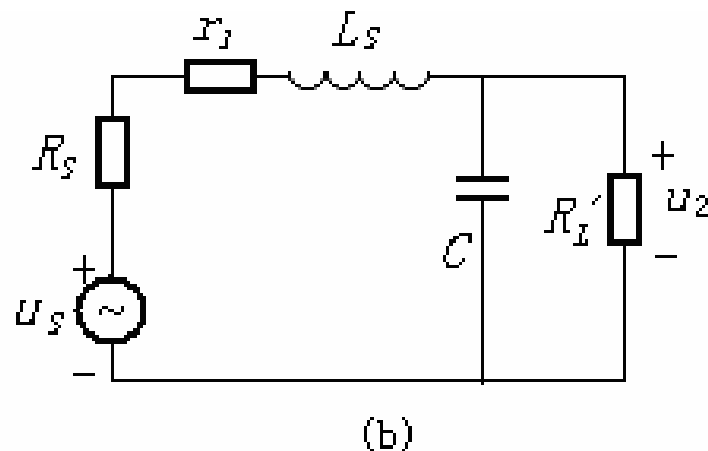
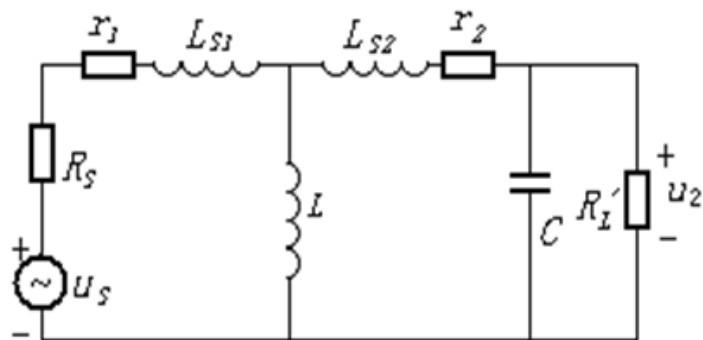
普通变压器低频端的等效电路

由于 $\omega L = X_L$ ，当 f 下降时， X_L 下降，则 L 的旁路作用

影响增大，使 R_L' 两端得到的信号幅度下降。



在高频端：因为 L 大， ωL 可以视为开路。其等效电路如图 (b) 所示。



普通变压器高频端的等效电路

由图知，频率 f 增加时，分布电容，分布电感及漏电

感的作用使 R_L' 上压降 u_2 下降，且 C 与 L_s 组成一串联

谐振回路。在谐振频率 $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C}}$ 处输出最大。



由以上分析得到的频率响应曲线如图4.4.1 (b) 所示。

f_{\max} 可达 几十MHz

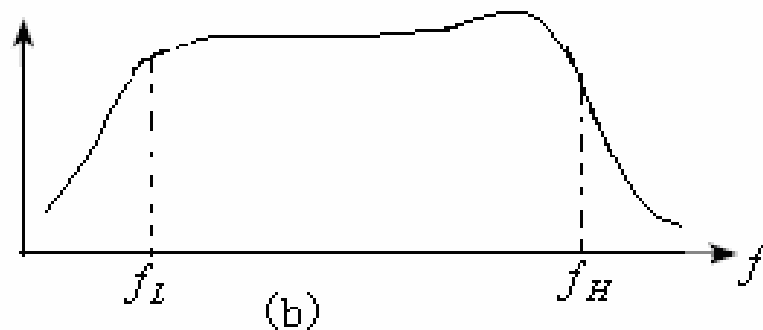


图4.4.1 普通变压器的频率特性

普通变压器的波段覆盖系数

$$K_d = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \text{几百}$$

由于分布参数影响，频带受限但是由于分布参数影响，频带受限。



二、传输线变压器的结构

1、传输线(Transmission-Line)

所谓传输线(Transmission-Line)是指连接信号源和负载的两根导线，如图4.4.2(a)所示。

在低频工作时，因信号波长远大于导线长度，传输线就是两根普通的连接线，因此它的下限频率为零。

在高频工作时、因信号波长与导线长度可以比拟，两导线上的固有分布电感和线间分布电容的影响就不能忽略，如图4.4.2(b)所示。

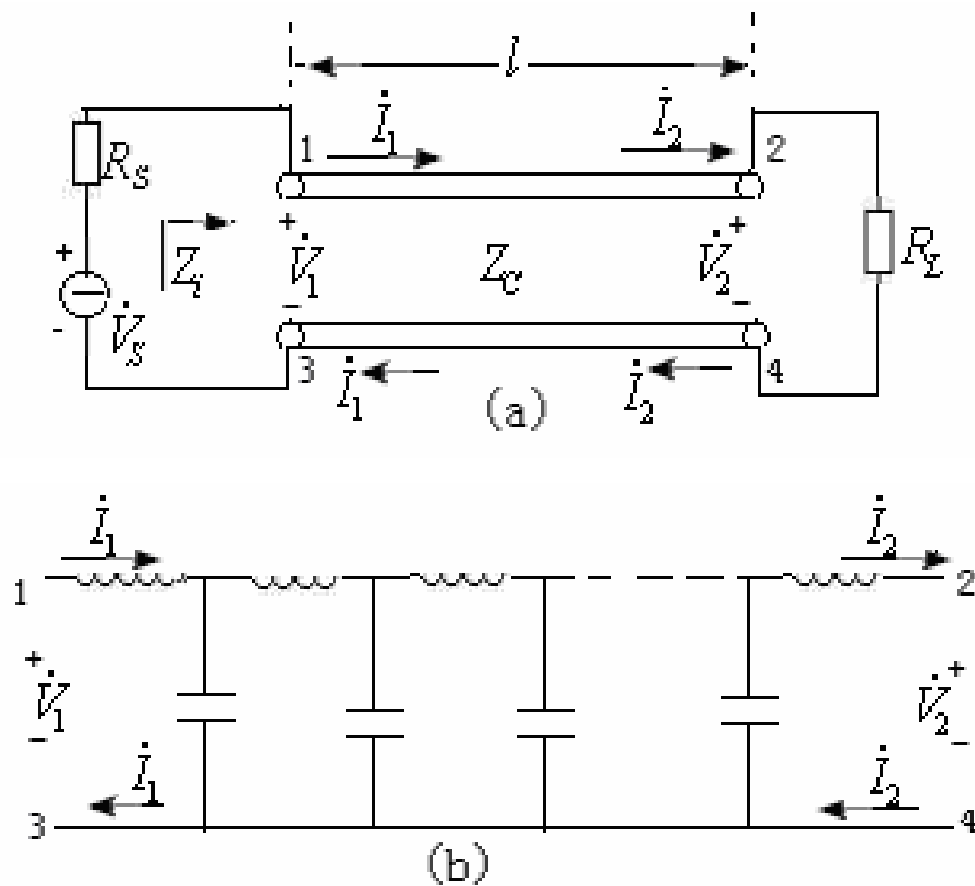


图 4.4.2 传输线

这时在输入信号源的作用下，沿传输线始端1—3到终端2—4的不同位置上，通过导线的电流和线间的电压无论在幅度和相位上都是不同的。



只有在传输线是无耗、且它的端阻抗是匹配的，即 $R_s = R_L = Z_c$ 的情况下，可以证明，它的上限频率 f_H 与其长度 l 有关， l 越小，上限频率 f_H 就越高。

若设上限频率 f_H 所对应的波长为 λ_{\min}

且 l 取为 λ_{\min} 的十分之一到八分之一，即

$$l = \left(\frac{1}{8} \sim \frac{1}{10}\right) \lambda_{\min}$$

则可近似认为，在上限频率范围内，线上电压和电流幅值处处相等（无驻波），即

$$V_1 = V_2 = V \quad I_1 = I_2 = I$$



2、传输线变压器结构

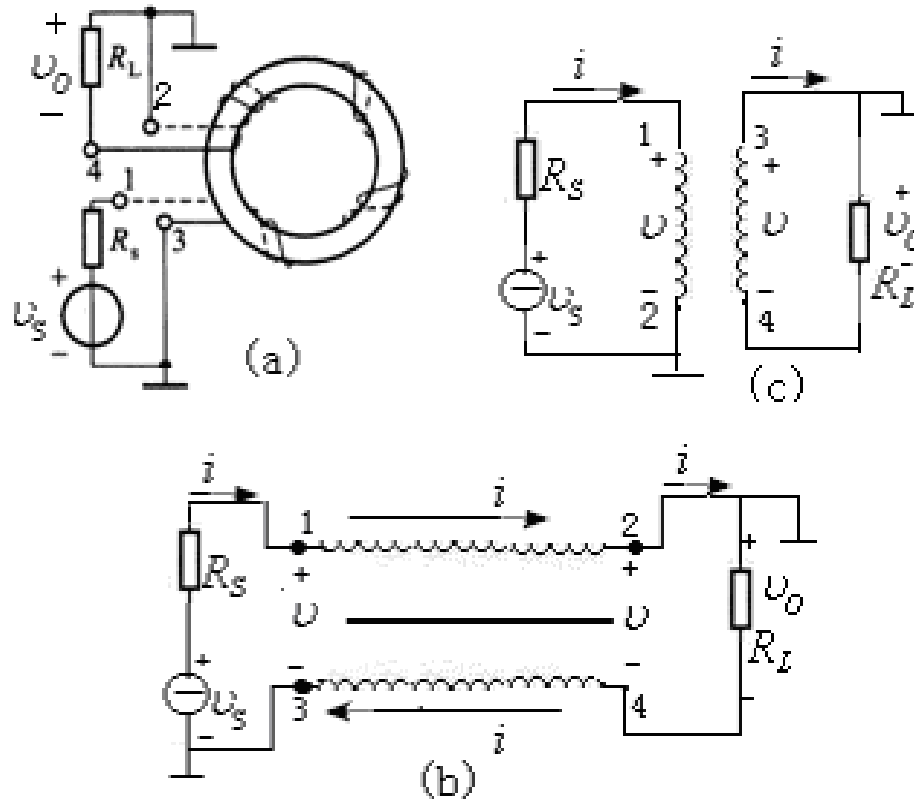


图4.4.3 1 : 1传输线变压器

(a) 结构图 (b) 传输线电路 (c) 等效为1:1的倒相变压器电路



3、传输线变压器的工作原理

传输线变压器的两种工作方式：

低频端：分布电容影响小，变压器工作模式起主要作用；

高频端：传输线模式起主要作用；初次级线圈之间能量的传播靠线圈之间的分布电容的耦合作用，上限频率

$$f_{\max} = \text{上千MHz}$$

波段覆盖 $K_d = 10^4 \begin{cases} f_{\max}: \text{取决于线圈长度及终端匹配程度} \\ f_{\min}: \text{受初级线圈中电感量的限制} \end{cases}$



当信号由1.3端加入时，利用 ΔL 与 ΔC 的能量交换——信息传输。

显然，线间分布电容，电感不再影响高频能量的传播，而是电磁波赖以传播的主要因素。

注意：A、匹配：外接负载 R_L 等于传输线特性阻抗 Z_c

Z_c 与结构，尺寸和介质有关。 $Z_c = \sqrt{\frac{\Delta L}{\Delta C}}$

B、传输线无耗且终端匹配匹配时，沿传输线上任一位置上的电压，电流幅度处处相等，且

$$Z_{1,3} = Z_i = Z_c = R_c (\text{纯电阻})$$



C、理想和终端匹配的传输线，具有无限宽的工作频带。

D、终端做到严格匹配很困难，一般认为：

$$R_L = Z_C$$
$$l = \left(\frac{1}{8} \sim \frac{1}{10}\right) \lambda_{\min} \quad (\lambda_{\min} \text{ 对应于 } J_{\max} \text{ 的波长, 传输线长})$$

4、电路特点

① 双线并绕，所以任意长度的线间电容（ ΔC ）很大，且分布均匀。

② 双线绕在高导磁率的铁氧体磁芯上，所以线上每段的电感量 ΔL 都很大，而且均匀分布。



4.4.2 传输线变压器的应用举例

1、高频反相器

理想、无耗的情况下：

$$V_1 = V_2 \quad I_1 = I_2$$

又 (2.3) 端或 (1.4) 端同时接地，所以 $\dot{V}_2 = -\dot{V}_1$
实现了倒相器功能。同时

$$\begin{cases} R_L = \frac{\dot{V}}{\dot{I}} \\ R_S = \frac{\dot{V}}{\dot{I}} \end{cases} \quad \text{故} \quad \frac{R_S}{R_L} = 1:1 \quad \text{称之为1:1倒相器}$$

阻抗匹配条件 $R_L = R_S = Z_C$

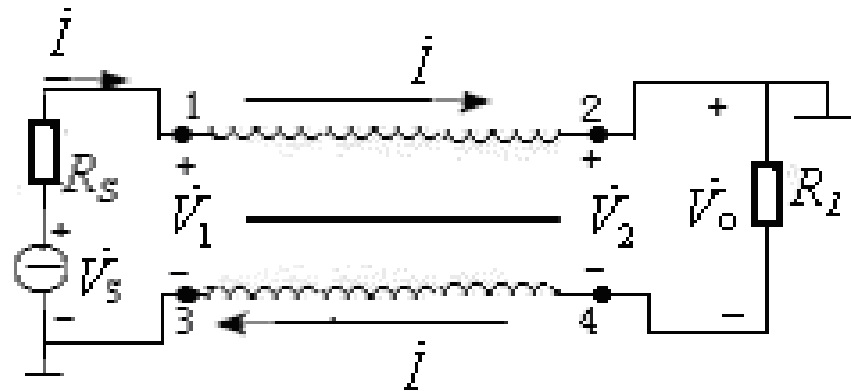


图4.4.4 1:1高频反相器



2、1：1传输线实现平衡和不平衡的相互转换

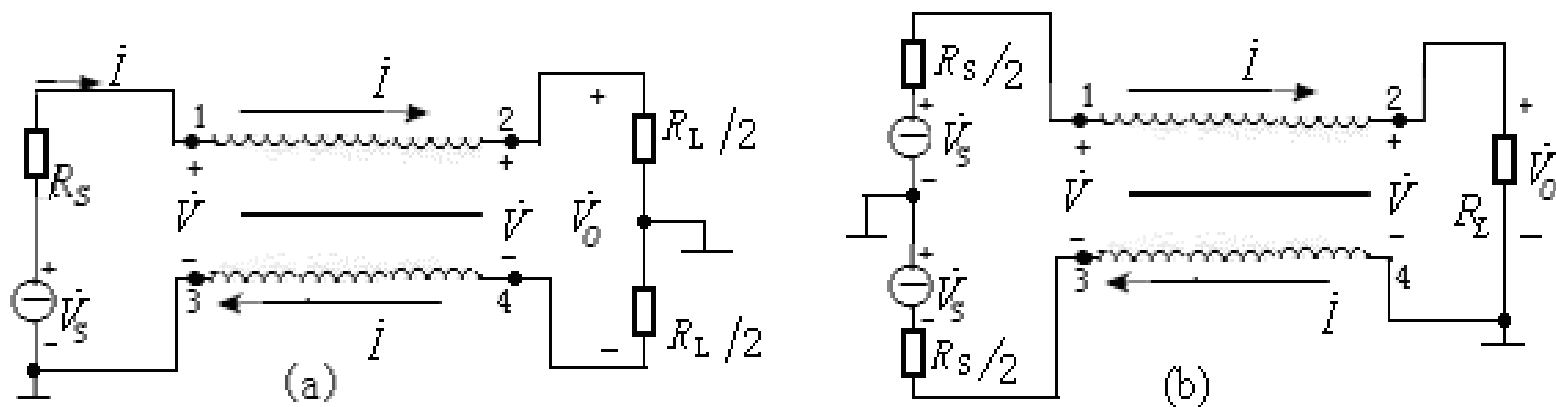


图4.4.5 平衡与不平衡变换器
(a) 平衡—不平衡 (b) 不平衡—与平衡



3、 1: 4 (4: 1) 阻抗变换

$$I_i = 2I \quad \dot{V}_i = V$$

$$\text{所以 } R_i = \frac{\dot{V}_i}{I_i} = \frac{V}{2I}$$

$$\text{而 } I_L = I \quad \dot{V}_L = 2V$$

$$\text{所以 } R_L = \frac{\dot{V}_L}{I_L} = \frac{2V}{I} = \frac{4V}{2I} = 4R_i$$

$$\text{故 } \frac{R_i}{R_L} = \frac{1}{4}$$

$$\text{同时 } Z_C = R_C = \frac{\dot{V}}{I} = \frac{2\dot{V}}{2I} = 2R_i = \frac{1}{2}R_L$$

结论：当 $R_L = 2Z_C = 2R_C$ 时，（终端匹配条件），传输线变压器实现1: 4的阻抗变换。

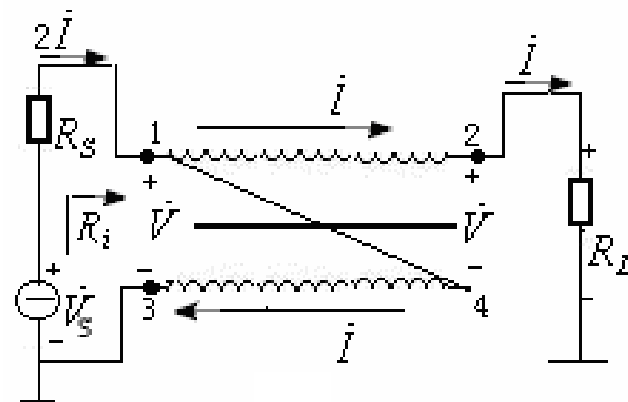


图4.4.6 1:4阻抗变换器



$$\dot{V}_i = 2V \quad I_i = I$$

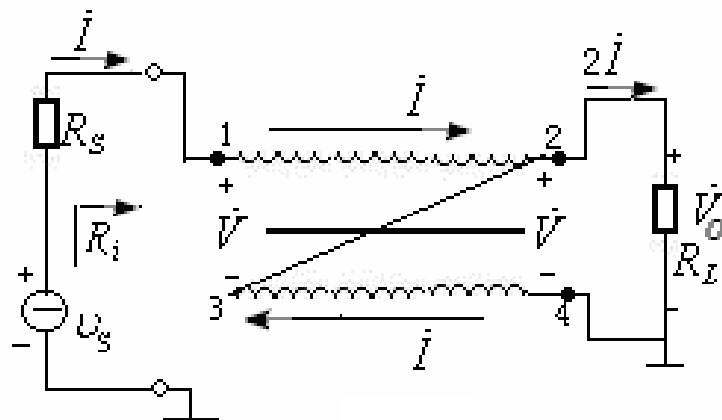
所以 $R_i = R_S = \frac{\dot{V}_i}{I_i} = \frac{2\dot{V}}{I}$

又 $\dot{V}_L = V \quad I_L = 2I$

所以 $R_L = \frac{\dot{V}_L}{I_L} = \frac{V}{2I} = \frac{2V}{4I} = \frac{1}{4}R_i$

故 $\frac{R_i}{R_L} = \frac{4}{1} \quad (R_i : R_L = 4:1)$

同时 $Z_C = R_C = \frac{\dot{V}}{I} = \frac{2V}{4I} = 2R_L = \frac{1}{2}R_i$



(b) 4:1阻抗变换器



结论:

•① 阻抗匹配条件 $Z_C = R_C = 2R_L = \frac{1}{2}R_i$

•② 匹配时完成 $R_i : R_L = 4:1$

不同连接时还可以构成更多的阻抗变换电路。



两级宽带高频功率放大电路实例

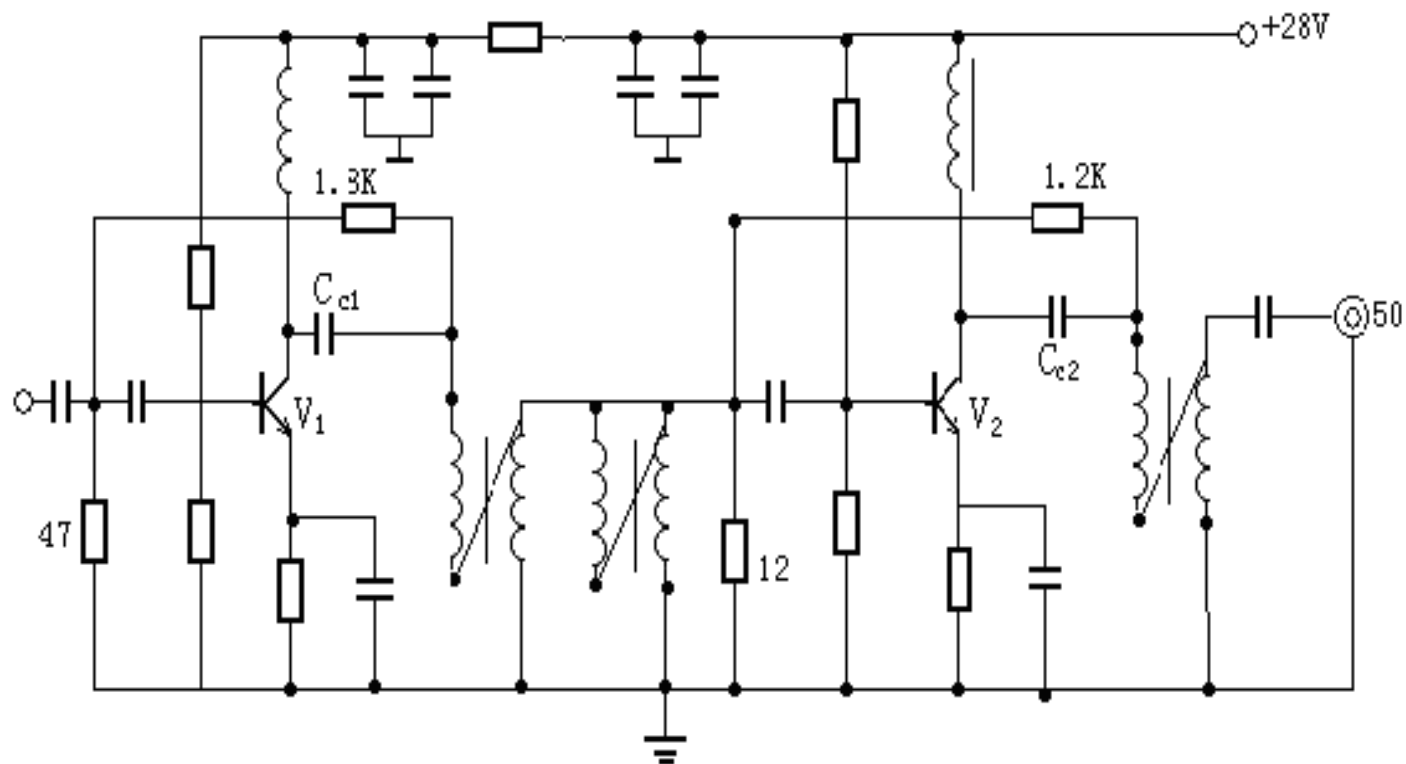


图4.4.7 两级宽带高频功率放大电路



4.5 功率合成器

利用多个功率放大电路同时对输入信号进行放大, 然后设法将各个功放的输出信号相加, 这样得到的总输出功率可以远远大于单个功放电路的输出功率, 这就是功率合成技术。

理想的功率合成器不但应具有功率合成的功能, 还必须满足下列条件:

(1) 功率相加条件。即若有 N 个相同功率放大器, 每个功率放大器为匹配负载提供额定的功率 P_1 , 则 N 个负载上得到总功率为 NP_1 。



(2) 相互无关条件。即N个功率放大器彼此是隔离的。也就是说当任何一个功率放大器损坏时，不影响其余放大器工作，它们各自仍能够向负载提供自己的额定功率。

(3) 功率相减条件。即当一个或数个功率放大器损坏时，负载上所得到的功率虽然下降，但下降要尽可能小。在理想情况下，减少值等于损坏放大器数目M与额定功率 P_1 的乘积，即 MP_1 。



图4.5.1为采用7个功率增益为2，最大输出功率为10 W的高频功放，利用功率合成技术，可以获得40W的功率输出。

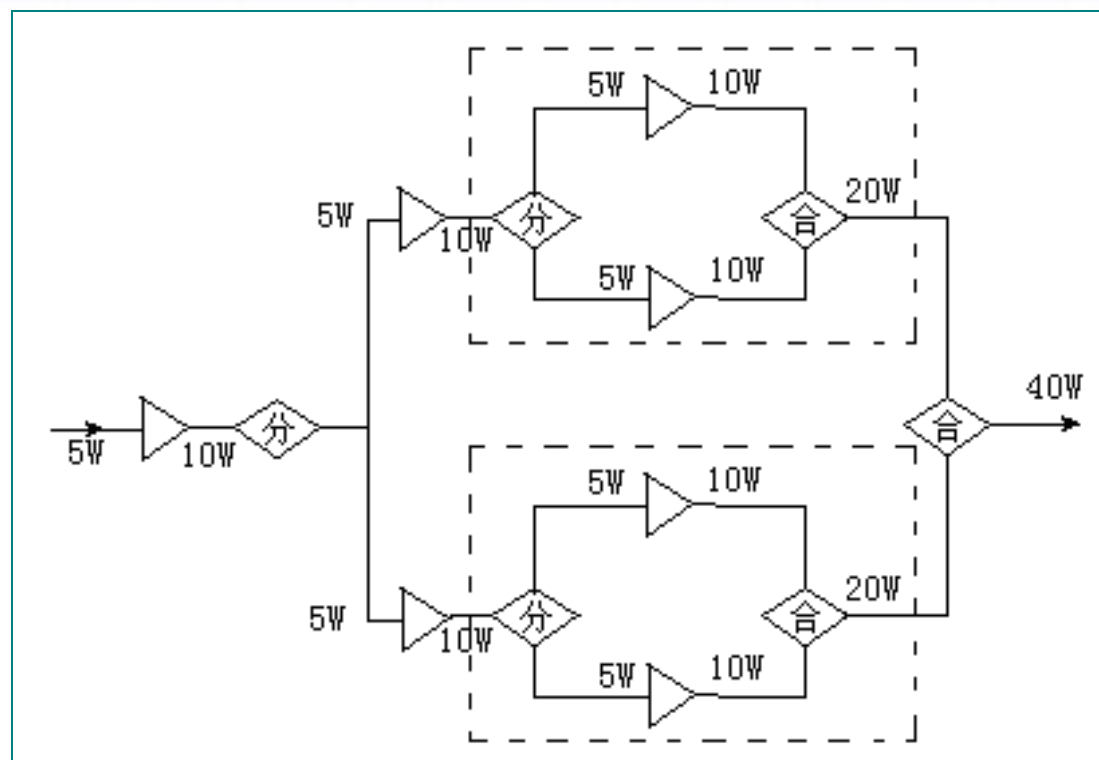


图4.5.1 功率合成与分配电路框图

其中采用了三个一分为二的功率分配器和三个二合一的功率合成器。很显然，讨论功率合成技术，首先应该讨论功率分配和功率合成网络。



实现理想功率合成的关键是魔T型混合网络 (Hybrid Circuit)。魔T型混合网络有四个端点，分别是A端、B端、C端和D端，如图4.5.2所示。它的作用是：

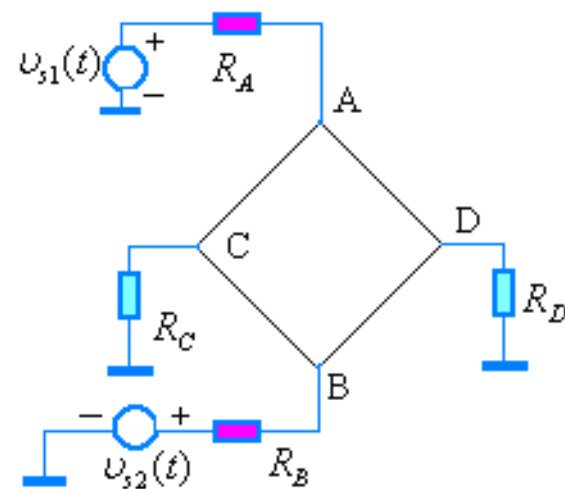


图4.5.2 功率合成示意图

1. C端为同相功率合成端。当A、B两端输入等值同相功率时，C端负载 R_C 上获得两输入功率的合成，而D端负载 R_D 上无功率输出。



2. D端为反相功率合成端。当A、B两端输入等值反相功率时，D端负载 R_D 上获得两输入功率的合成，而C端负载 R_C 上无功率输出。

3. 当C端和D端的负载 R_D 、 R_C 间满足特定关系时，A、B两输入端彼此隔离。即任一端功率放大器的工作状态变化或损坏时，不会影响另一端功率放大器的工作状态，并维持其原输出功率。



4. 利用该网络还可实现功率分配的功能。当

$R_A = R_B$ 时，加在D端的功率放大器将其输出功率均等地分配给 R_A 和 R_B ，且它们之间是反相的，而C端无功率输出；加到C端的功率放大器将其输出功率均等地分配给 R_A 和 R_B 且它们之间是同相的，而D端无功率输出。



4.5.1 魔T网络

利用传输线变压器可以组成各种类型的功率分配器和功率合成器, 且具有频带宽、结构简单、插入损耗小等优点, 然后可进一步组成宽频带大功率高频功放电路。

图4.5.3所示的网络就具有上述特性, 它既可以作功率分配, 又可作功率合成, 因此称之为魔T网络。

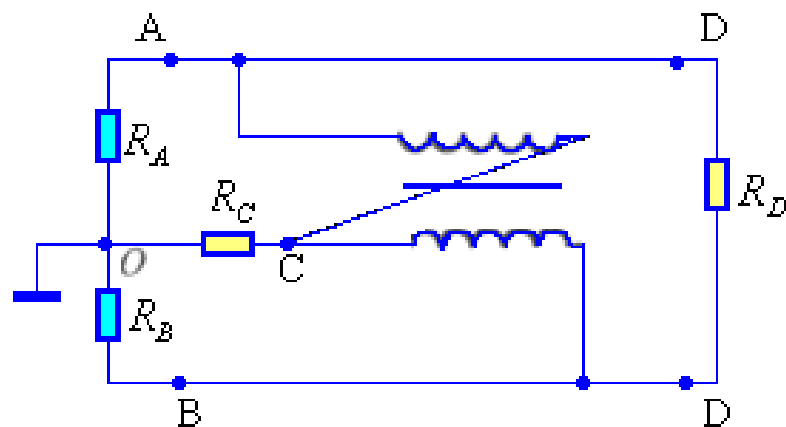


图4.5.3 魔T网络



一. 魔T网络的结构特点

魔T网络由4:1传输线变压器和相应的AO、BO、CO、DD四条臂组成，其中DD臂是平衡臂，臂的两端均不接地。

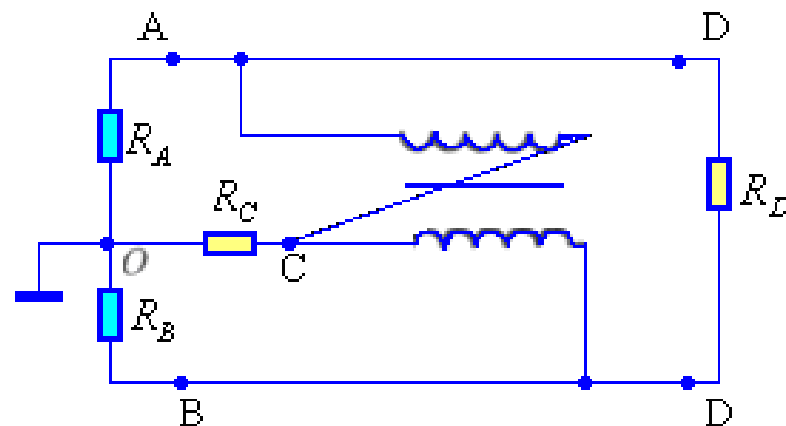


图4.5.3 魔T网络

传输线变压器的特性阻抗 Z_C 和每条臂上的阻值（负载电阻或信号源内阻）满足以下关系：

$$R_A = R_B = Z_C = R \quad R_C = \frac{1}{2}R \quad R_D = 2R$$



二. 魔T网络的功能

1. 功率合成

当 AO、BO上接有相同的信号源, $V_a = V_b = V$

且内阻为R, 见图4.5.4

所示。设各臂的电流方向如图示, 则有

$$I_a = I + I_d$$

$$I_b = I - I_d$$

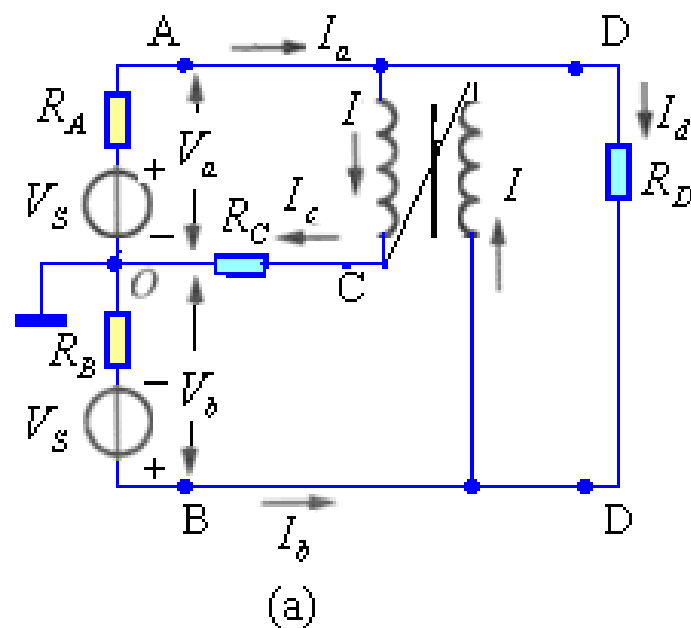


图4.5.4 功率合成网络



将上面两式相加或相减，分别得到

$$I_a + I_b = 2I = I_c \text{ 及 } I_d = \frac{1}{2}(I_a - I_b)$$

设AO、BO两臂的信号源的正负极性如图4.5.4 (a) 所示，称之为同相源，则此时电流 I_a 、 I_b 为正。

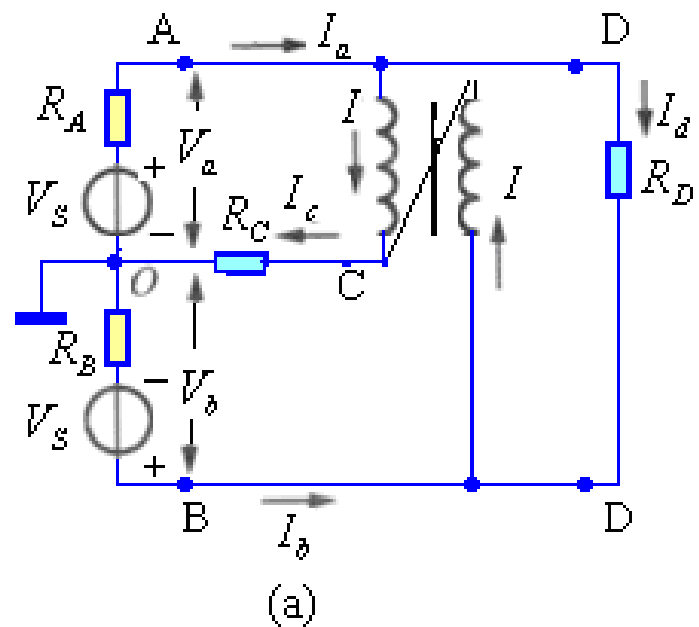


图4.5.4 功率合成网络



由于电路对称，所以 $I_a = I_b$ ，则 $I_c = 2I_a = 2I_b$ ， $I_d = 0$

可将电路等效为图4.5.4 (b) 所示。CO臂上的 $R/2$ 可以看作两个电阻 R 的并联，所以AO、BO两支路上的信号源均工作于匹配状态，输出额定功率

$$P_{AO} = I_a V \quad P_{BO} = I_b V$$

$$\begin{aligned} P_{CO} &= I_c V = 2I_a V \\ &= 2I_b V = P_{AO} + P_{BO} \end{aligned}$$

鉴于AO、BO为同相源，故称为同相功率合成。

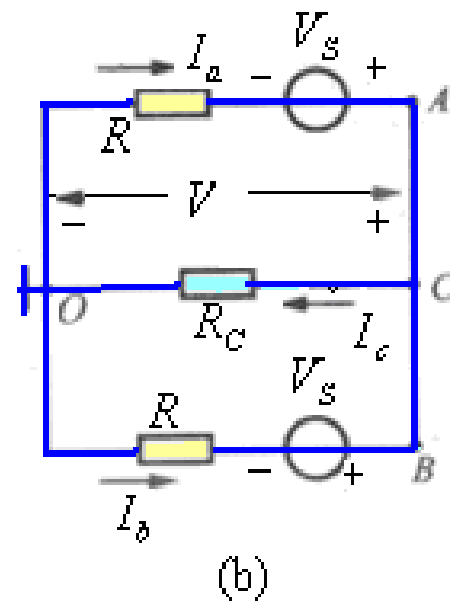


图4.5.4 (b)



当AO、BO两臂的信号源为反相源时，即 $V_a = -V_b = V$

则 I_b 为负，因此

$$I_c = 2I = 0$$

传输线上无电流，可将其开路。

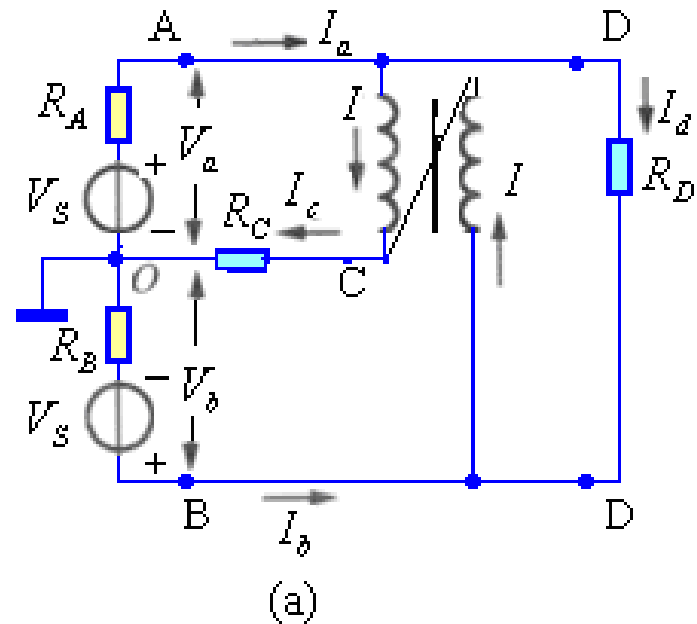


图4.5.4 功率合成网络



得到图4.5.4 (C) 所示等效电路。

$$I_d = I_a = I_b, V_d = 2V$$

AO、BO两臂上的两信号源工作于匹配状态，
它们的输出功率为

$$P_{AO} = I_a V$$

$$P_{BO} = I_b V$$

在 DD臂上得到合成功率，
输出功率为

$$P_{DO} = V_d I_d = 2V I_d = 2V I_a = 2V I_b = P_{AO} + P_{BO}$$

鉴于AO、BO为反相源，故称为反相功率合成。

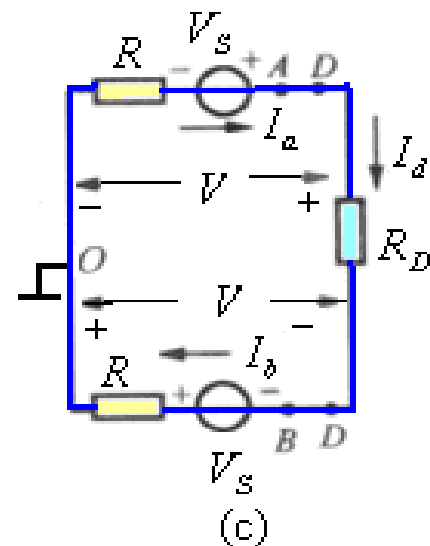


图4.5.4 (C)



2. 功率分配 同相分配:

若信号源接在CO臂，见图4.5.5 (a)。其输出功率同相地（见图中 I_a 、 I_b 方向，均流向地）

平均分配给AO、BO臂上的负载，DD臂上无电流。即CO臂与DD臂相互隔离。

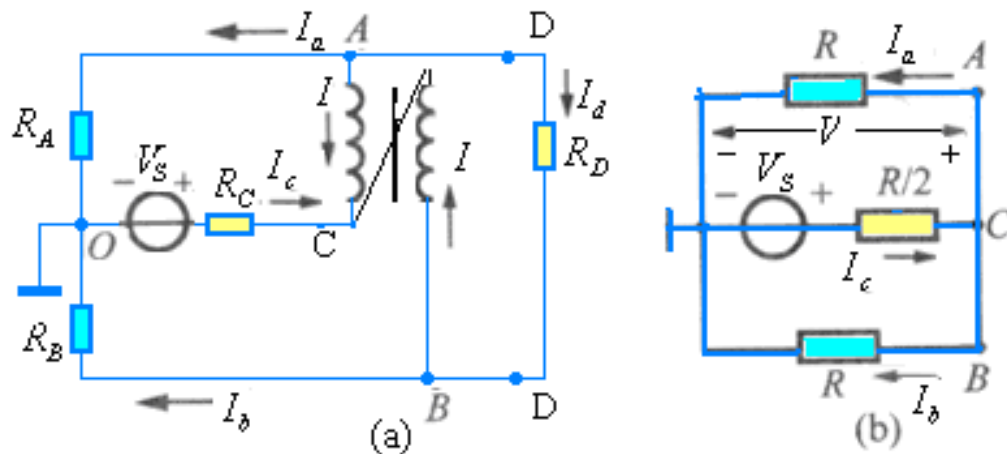


图4.5.5 同相功率分配



由电路可知,

当 $R_A = R_B = R$

时, 电路对称,

$V_a = V_b$, 因而

$I_d = 0$, $P_D = 0$, D端无输出。而又已知传输线变压器的

始端电压与终端电压相等, 即 $V_{ca} = V_{bc}$

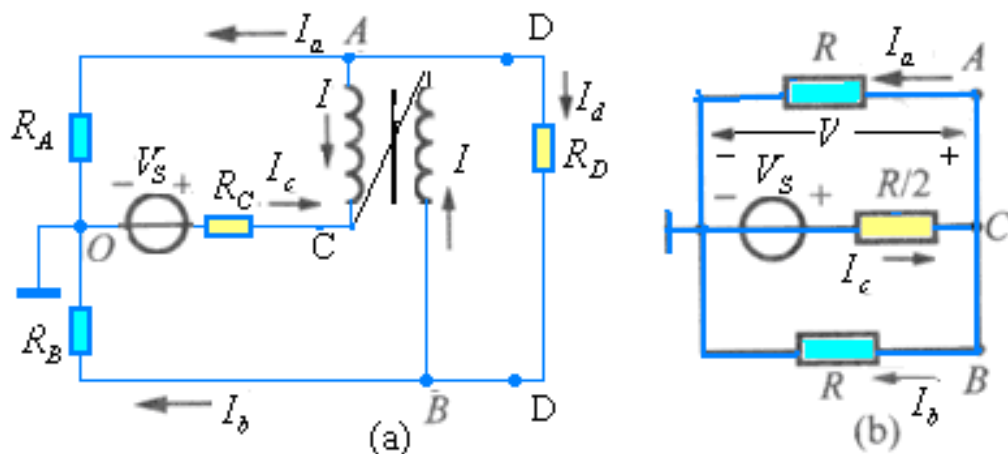


图4.5.5 同相功率分配



所以有

$$V_b - V_a = V_{bc} + V_{ca} = 0$$

因此必有 $V_{ca} = V_{bc} = 0$

传输线上无电压。

可将传输线变压器的

A、B、C三个点短路，得到图4.5.5 (b) 电路。可见在规定的各臂阻值条件下，信号源与负载匹配，

$$I_c = I_a + I_b = 2I_a = 2I_b$$

CO臂上信号源输出额定功率 $P_C = I_c V = 2I_a V = 2I_b V$

而AO、BO上获得地同相等功率信号

$$P_{AO} = P_{BO} = I_a V = I_b V = \frac{V_s^2}{4R} = \frac{1}{2} P_C$$

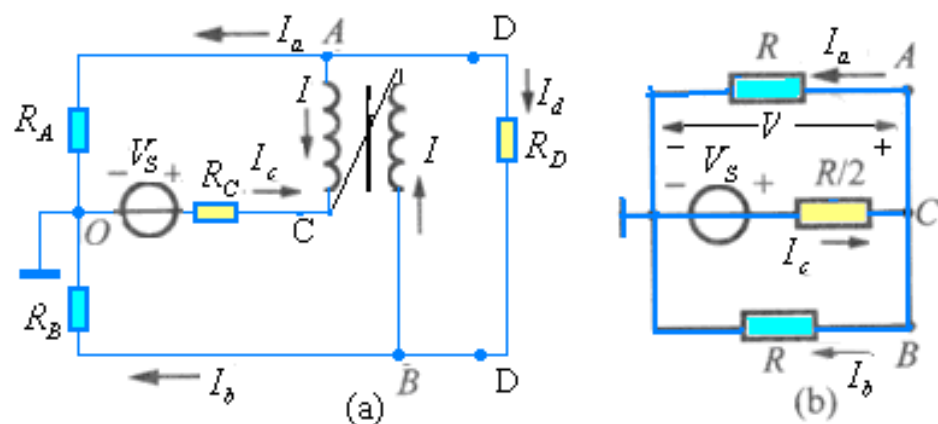


图4.5.5 同相功率分配



反相分配:

信号源接在DD臂，见图4.5.6。其输出功率反相地[见图4.5.6 (a) 中 I_a 、 I_b 方向]分配给AO、BO臂上的负载，CO臂上无电流。

由电路可知，当

$$R_A = R_B = R$$

时，由于电路

对称，必有 $V_C = V_O$ ， $I_C = 0$ ， $P_C = 0$

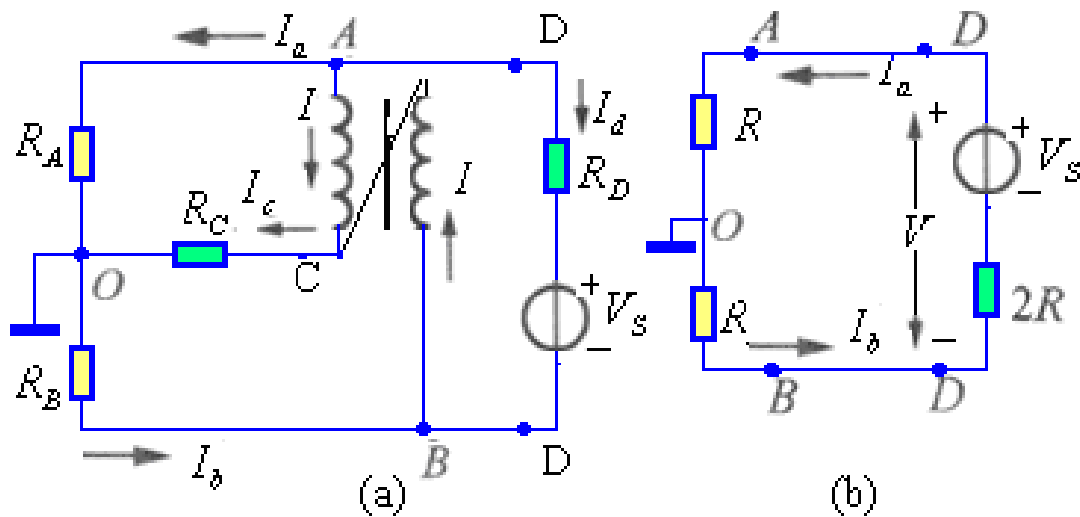


图4.5.6 反相功率分配



C端无输出。由于传输线上两电流相等，因此有
 $I + I = I_C = 0$ ，传输线上无电流。可将传输线开路，
得图4.5.6 (b) 等效电路。由图知，

$$I_a = I_b = I_d$$

可见在规定的各臂阻值下，信号源与负载匹配。信号源输出的额定功率

$$P_D = I_d V$$

AO、BO上获得反相等功率输出。

$$P_{AO} = P_{BO} = I_a \frac{V}{2} = I_b \frac{V}{2} = \frac{1}{2} P_D$$

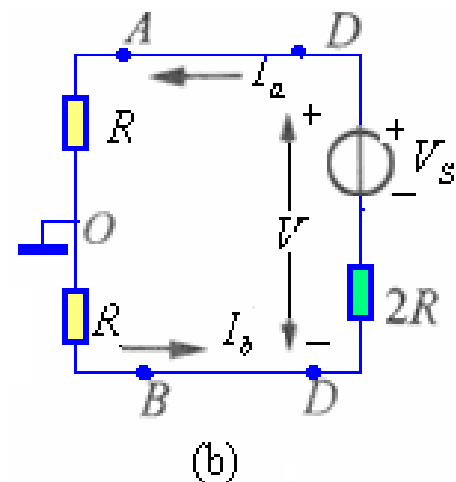


图4.5.6 反相功率分配



4.5.2 功率合成电路介绍

图4.5.7是典型的反相功率合成原理电路。

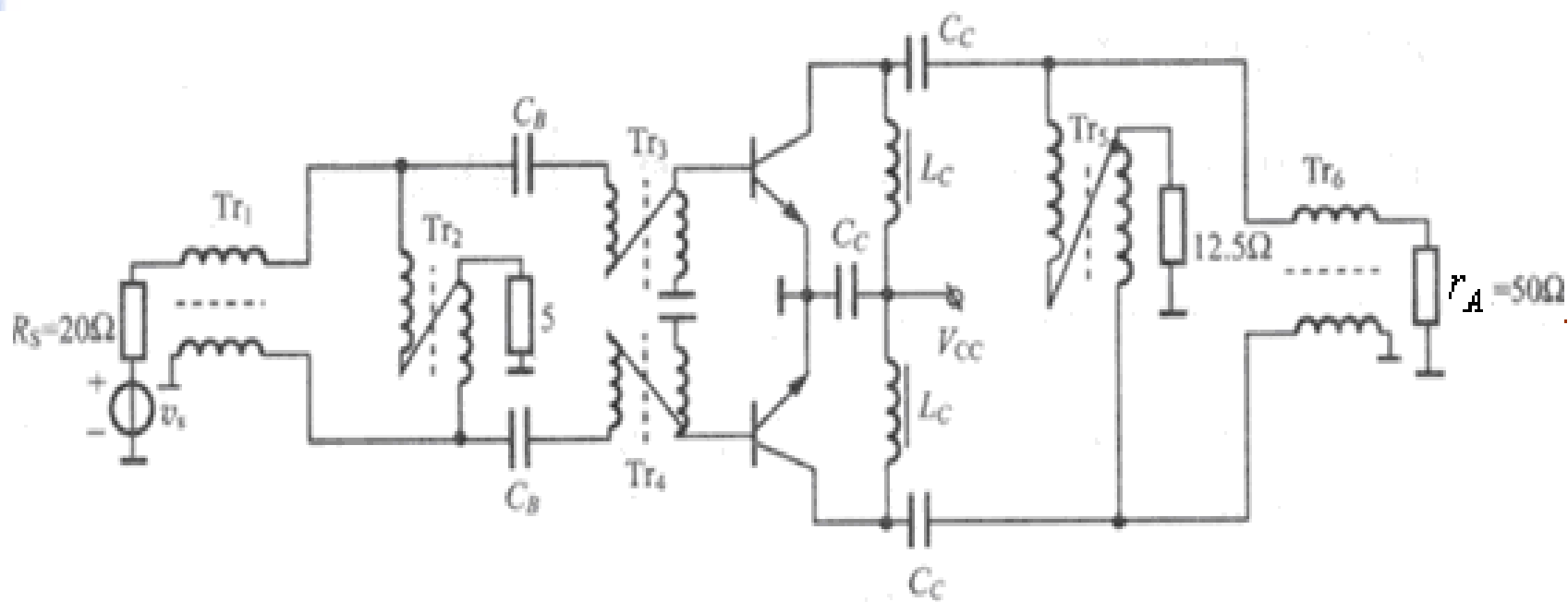


图4.5.7 反相功率合成电路举例



内阻为 $R_s = 20\Omega$ 的信号源，以单端输入方式送入，经 T_{r1} 转换，将不平衡转变为平衡端，送入魔T网络 T_{r2} 的平衡臂 DD 端，实现反相功率分配。由于两晶体管的输入电阻为 $R_i = 2.5\Omega$ ， T_{r3} 和 T_{r4} 两个 4:1 阻抗变换器将 R_s 变换为晶体管的匹配电阻。晶体管的输出最佳负载电阻为

$$R_o = 25\Omega$$

由于两放大器工作在乙类推挽状态，轮流导通，它们将两个等值反相的等功率信号放大后，利用魔T网络 T_{r5} 实现反相合成。



T_{r6} 作为平衡转换为不平衡网络，将合成后的功率

信号以单端形式送至负载 ($r_A = 50\Omega$) 天线。其中

各传输线变压器的特性阻抗应为

$$Z_{C1} = 20\Omega \quad Z_{C2} = 10\Omega \quad Z_{C3} = Z_{C4} = 5\Omega$$

$$Z_{C5} = 25\Omega \quad Z_{C6} = 50\Omega$$

反相功率合成电路的优点是：输出没有偶次谐波，因此失真较小；输入电阻比单边工作时高，因而引线电感的影响减小。

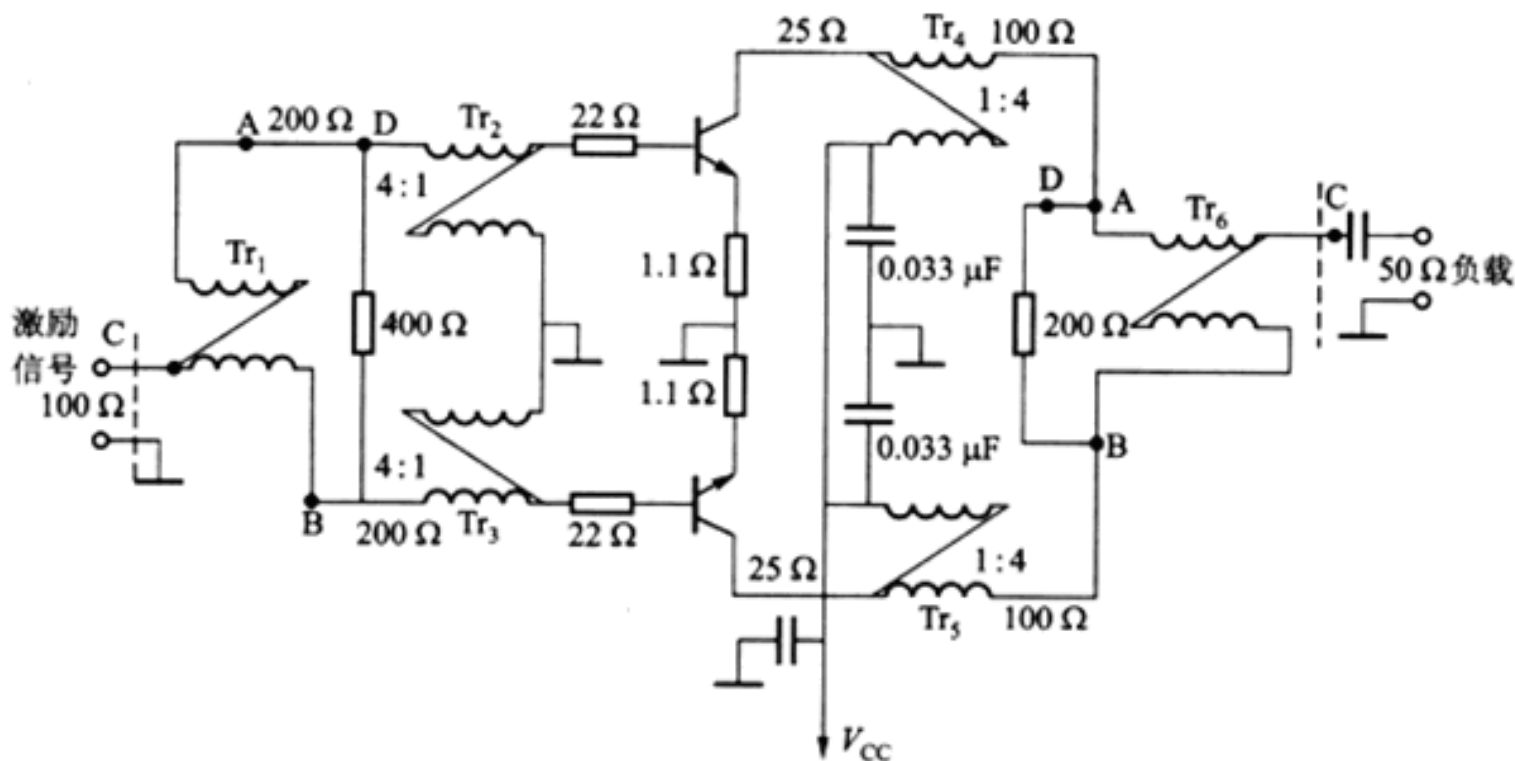


图4.5.8 同相功率合成电路举例

图4.5.8表示一个典型的同相功率合成器电路，图中 T_{r1}



T_{r6} 为魔T混合网络。 T_{r1} 同相功率分配网络，它的作用是将C端的输入功率平均分配，供给A端与B端同相激励功率。 T_{r6} 为同相功率合成网络，它的作用是将两个晶体管输至 A、B两端的功率在C端合成，供给负载。

T_{r2} 、 T_{r3} 与 T_{r4} 、 T_{r5} 分别为 4:1 与 1:4 阻抗变换器，它们的作用是完成阻抗匹配。晶体管发射极接入 1.1Ω 的负反馈电阻，用来提高晶体管的输入阻抗。各基极串



联的 22Ω 电阻作为提高输入电阻与防止寄生振荡之用。

D端所接的 200Ω 与 400Ω 电阻是 T_{r1} 与 T_{r6} 的假负载电阻。

在同相功率合成器中，由于偶次谐波在输出端是相加的，因此输出中有偶次谐波存在，这是不如反相功率合成电路的地方（反相功率合成电路中的偶次谐波在输出端互相抵消）。



作业： 4.37 4.40

**该作业属于自学作业，
课下自己做一下就好，
不用交。**