

内 部

78003

电子技术会议录

——收发信机保护电路及功率合成技术专辑

第四机械工业部第一研究所

一九七八年四月

目 录

- 一、短波发射机功率合成器综合分析..... (1)
- 二、传输线变压器功率合成技术中不平衡问题的分析..... (14)
- 三、晶体管发射机中功率合成和保护电路的应用..... (25)
- 四、采用“定向耦合器”的强放管保护电路..... (35)
- 五、对晶体管高频放大器线性的探讨..... (42)
- 六、50瓦宽带线性功率放大器..... (48)
- 七、280兆赫 10 瓦晶体管发射机..... (58)
- 八、发信机大功率合成器的设计和实践..... (63)
- 九、相位测量法自动激励控制及功率管自动保护..... (95)
- 十、射频功放单元激励控制..... (100)

短波发射机功率合成器綜合分析

湯步和

一、引言

随着无线电技术的发展和通信的要求不断提高，无线电发射机的晶体管化已成为中小功率发射机的普遍趋向。由于单个晶体管的输出功率尚不能满足整机功率的要求，因此在发射机功率放大部分不得不采用功率合成器。目前，500瓦以下的军用晶体管发射机已成批生产付诸实用，如美国AN/ARC-98电台及VRC-476型电台，频率均为2~30兆赫，峰包功率400~500瓦，配合CTD-500发射机激励器用的SSA-400放大器，频率1.5~30兆赫，功率400瓦；千瓦级的晶体管发射机也已见之于实验应用，如英国马可尼公司的H1530及荷兰菲利浦公司的RZ500，均为1千瓦短波发射机，还有西德德律风公司生产的S3147，为1千瓦VHF（87.5~108兆赫）调频广播发射机。关于功率合成器的理论分析及实际线路已广泛见之于文献书刊，本文仅对现有实际线路方案作一综合分析，并引进作者构思而成的几个新的线路方案。此外，对一些设计问题也进行了讨论，后者包括工作状态、安全工作及工艺结构等方面。

二、线路方案

短波发射机功率合成器的线路方案不外乎同相型与反相型两大类，每一类又分为调谐式和宽带式两种，由于宽带式的结构简单，下面只讨论宽带式的两大类功率合成器。

1. 同相型功率合成器

A. 双管型

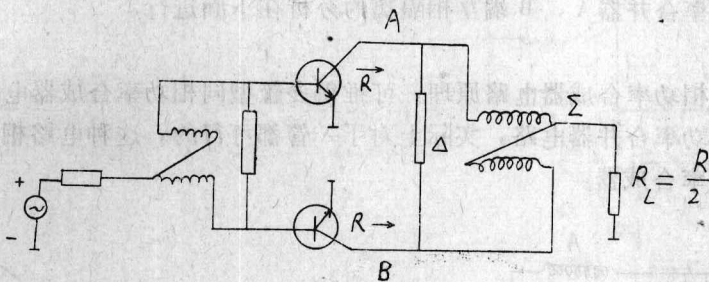


图 1

图1线路输入端及输出端均接有一个三分贝耦合器，在输入端作为功率分配器用，在输出端则作为功率合并器用，两者线路相同，只是接法相反，其共同特点如下：

A、B两端与晶体管的基极或集电极耦合，两者在电路上是互相隔离的，即不互相影响。 Δ 、 Σ 两端，一端与空载电阻（或称平衡电阻）联接，一端与负载或信号源联接，这两端在电路也是互相隔离

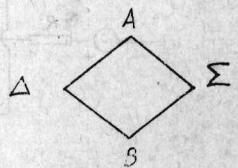


图 2

的。此外，这一电路任一端对其相邻两端都是三分贝耦合关系，即任一端的输入功率使相邻两端各得一半（参看图 2）。

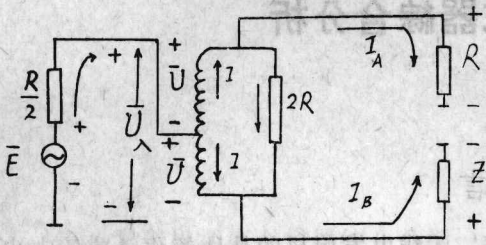


图 3

要满足上述关系，A、B、Σ、Δ 四端必须互相满足阻抗匹配条件。

以输入功率分配器为例作一分析：

正常工作时的阻抗匹配关系如图 3 所示， $Z=R$ ，信号源内阻理论上应为线性电阻 $\frac{R}{2}$ ，此时变压器按传输线型工作， $\bar{I}_A = \bar{I}_B = \bar{I}$ ，并且 $\bar{I} = 0$ 。

$$\bar{U}_A = \bar{U}_B = \frac{E}{\frac{R}{2} + \frac{R}{2}} \times \frac{1}{2} R = \frac{E}{2}$$

现在假设 B 端输入阻抗变为 Z，包括晶体管基极开路或短路等情况，我们分析此时 A 端电压是否有变化？

由于 A、B 两端输入阻抗不等， $U_A \neq U_B$ ，此时线圈两端有电压 2Ω ，即线圈同时工作于传输线型和变压器型，此时流过平衡电阻的电流为 $\frac{U}{R}$ ，忽略线圈中流过的励磁电流，则得，

$$I_A = \bar{I} - \frac{\bar{U}}{R}, \quad \bar{U}_A = \bar{I}_A R = \bar{I} R - \bar{U}$$

$$\text{又 } \bar{U}_A = E - \bar{I} R$$

$$\bar{U}_A = \bar{U}_A + \bar{U} = E - (\bar{U}_A + \bar{U}) + \bar{U} = E - \bar{U}_A$$

$$\text{所以 } \bar{U}_A = \frac{E}{2} \text{ 不变。}$$

可见 A、B 两端是互相隔离的。当信号源内阻与电路不匹配时，则 A、B 两端仍有相互影响。

关于输出端功率合并器 A、B 端互相隔离的分析在下面进行。

B. 多管型

根据双管型同相功率合成器电路原理，可推得多管型同相功率合成器电路方案，下面只画出以三管为例的功率合并器电路，实际上对于 N 管都可行的，这种电路相当于 N 管并联工作，属于并联型功率合成器。

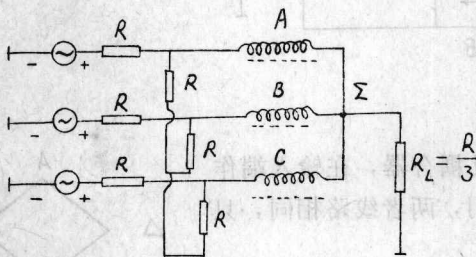


图 4

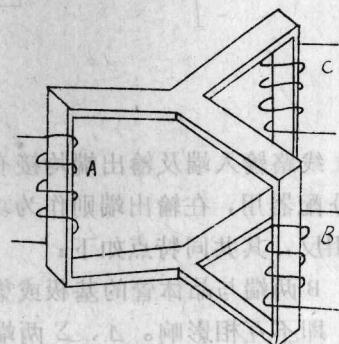


图 5

图4为其原理电路，平衡电阻星形联接，A、B、C三个线圈绕在如图5所示的磁芯上，这种磁芯当磁条数目增多时，状如笼形，可称为笼形磁芯。当三管完全一样工作时，电路的阻抗匹配关系如图4所示：

$\bar{I}_A = \bar{I}_B = \bar{I}_C$ ，此时三个线圈中无磁通。

现在分析A、B、C三管之间的隔离性能，假定C管开路即C管不工作，此时电路如下：

$\bar{I}_A = \bar{I}_B \neq \bar{I}_C$ ，相差一个励磁电流。

$\varphi_A = \varphi_B = \varphi$

$\varphi_C = -(\varphi_A + \varphi_B) = -2\varphi$

磁条A和B中的磁通相等，磁条C中的磁通为磁条A或B中磁通的二倍，此时耦合线圈工作于变压器型，在A、B、C三个线圈中感应的电压分别为 \bar{U} 、 \bar{U} 及 $2\bar{U}$ ，其方向如图6所示，AC及BC之间的电压为 $3\bar{U}$ ，现在将平衡电阻分别折合到A端B端与负载电阻之间，其折合过程如下图所示：

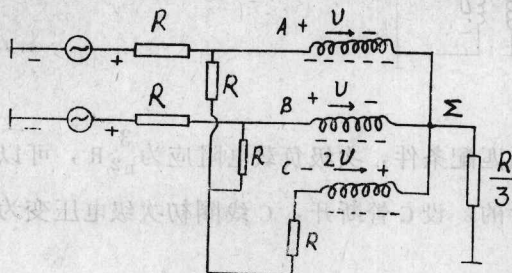


图6

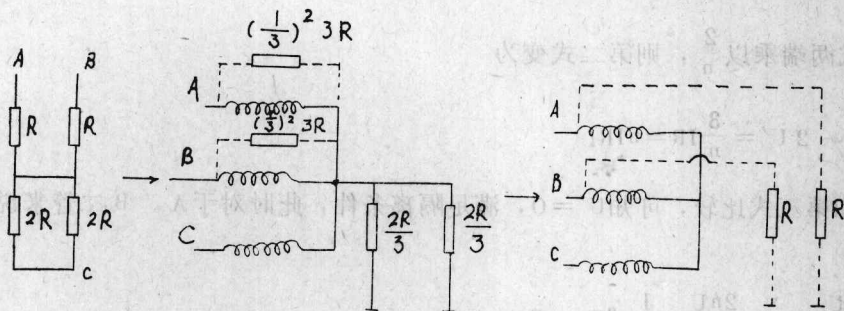


图7

由此可知，A、B两功率放大器的负载电阻仍为R，满足阻抗匹配要求，故其工作状态不变，输出功率仍各为P。

其次，我们分析一下C端对地的电压：由图7知，令A端及B端对地的电压为 \bar{U} 。根据电阻降压比，可得出线圈A及B上的电压为

$$\bar{U} = \frac{1}{3} \bar{U}_0$$

C端对地电压为

$$\bar{U}_C = \frac{2}{3} \bar{U} - 2 \bar{U} = \frac{2}{3} \bar{U} - \frac{2}{3} \bar{U} = 0$$

此时C端接任意阻抗到地则在此阻抗中也不会有电流通过。这就是说，C端电路对A、B两信号源来说是互相隔离的；同样可以证明，A、B、C三管之间都是互相隔离的，此处不再赘述。

必须指出，上述耦合线圈乃一般变压器结构型式，当采用高 μ 磁芯时，可获得足够宽的工作频带。上述功率合成器线路，根据其电路结构特点，可称为单磁芯多管型同相功率合成器。

多管型同相功率合成器尚有另一类电路型式，信号源与负载串联，属于串联型功率合成器，如图8所示，仍以三管电路为例，这是较早研制的一千瓦发射机中用到的功率合成器电

路[1]。

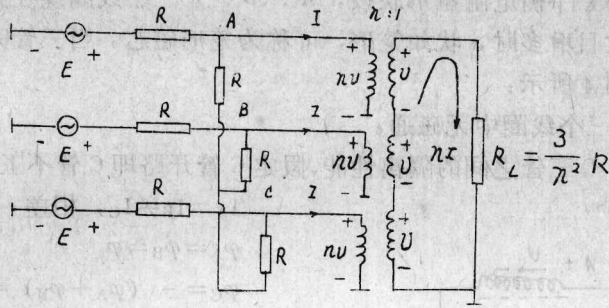


图 8

设变压器初次级匝数比为 $n:1$ ，为了满足阻抗匹配条件，次级负载电阻应为 $\frac{3}{n^2}R$ ，可以证明 A、B、C 三管之间也是满足互相隔离的条件。设 C 管断开，C 线圈初次级电压变为 nU' 及 U' ，流过初级的电流仍为 I ，则得

$$2U + U' = nIR_L$$

$$nU - nU' = \frac{I}{2}R + IR$$

将第二式两端乘以 $\frac{2}{n}$ ，则第二式变为

$$2U - 2U' = \frac{3}{n}IR = nIR_L$$

将一式和第三式比较，可知 $U' = 0$ ，满足隔离条件，此时对于 A、B 二管来说，其负载电阻为

$$\frac{nU}{I + \frac{I}{2}} = \frac{2nU}{3I} = \frac{1}{3}n^2R_L = R$$

满足阻抗匹配条件。

上述耦合线圈也是一般变压器结构型式，当采用高 μ 磁芯时，也可获得足够宽的工作频带。

当晶体管数目为 2^n 个时，一般常按双管型两两相加的方法逐步合成功率，这种组成方案可使磁环使用的数目较少。

同相型功率合成器的组成方案尚有其它多种型式，它们都是从简单双管型同相功率合成器的基本电路推导得出，如图 9 所示：

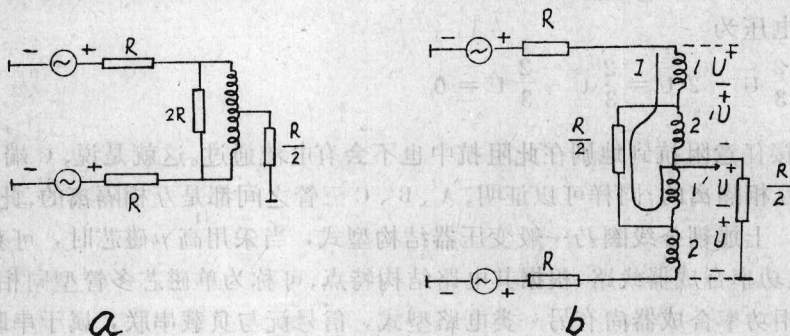


图 9

可以设想，如果在图9a线圈的两半各增加同样一段线圈，而将平衡电阻接在中间部分，则可得出双管同相功率合成器的另一变体，如图9b所示。此时两对隔离端的匹配电阻是相同的，四段线圈可看成是由两个传输线变压器1、1'及2、2'所组成。

先分析一下它的隔离和匹配特性。假定下端管子开路，此时上端管子电流流过的路径如箭头所示，耦合线圈中除存在传输线型式外，还存在变压器型式，假定各段线圈上感应的电压为U，则 $2U = \frac{R}{2}I$ ，因此从线圈中点到地与到另一管端的电压相等，也就是说，开路端的电位是地电位，满足隔离条件，上端管子的负载为 $\frac{R}{2} + \frac{R}{2} = R$ ，满足匹配条件。

现在我们将上述两个传输线变压器分别绕在两个磁环上，则得，另一种线路型式，如图10所示的两种画法。这种线路仍然满足隔离和匹配条件，所不同的是当下端管子开路时，传输线变压器1、1'线圈上压降可忽略不计，而传输线变压器2、2'线圈上有电压降。

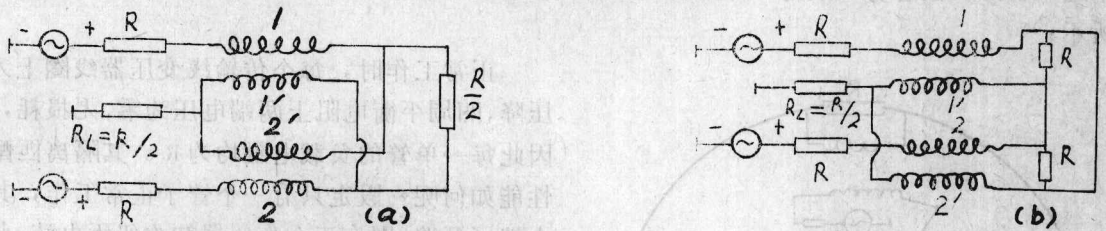


图10

根据图10b双管型电路组成原理，其平衡电阻环形联接，再增加同等数量的功率管和传输线变压器及平衡电阻，即可得出N管同相功率合成器线路。下面以四管为例，其组成方案如图11所示[2、3]。

这种电路的显著特点是其平衡电阻不是星形接法而是环形法接法，故可称为环形桥式相同功率合成器，其负载联接方式仍属于并联型。

再分析一下其匹配和隔离性能，可进一步了解其工作原理。正常工作时，传输线变压器线圈上无压降，平衡电阻两端电位相等，无损耗，因此，每一管的负载电阻为R。现在再假定只有管子1工作，其它管子开路，则2、3、4传输线变压器中无电流，此时第1管的平衡电阻为R与3R并联，即 $\frac{3}{4}R$ 。传输线变压器1上无压降，故得1管的负载电阻为 $\frac{3}{4}R + \frac{1}{4}R = R$ ，满足匹配要求。此时其它三管平衡电阻上的压降为 $\frac{1}{4}IR = E_L$ ，即与负载电阻上的压降

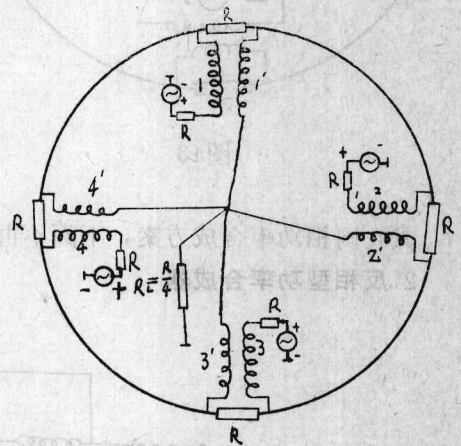


图11

相等，故其它三管开路端的电位均为地电位，满足隔离要求。

下面我们再来分析双管型同相功率合成器的另外两种变体，如图12所示。a线路用一个磁芯，b线路用两个磁芯，特点是平衡电阻采用变压器耦合方式。正常工作时，平衡电阻中

均无电流通过，线圈上也沒有压降，故平衡电阻上无损耗，两管非常匹配。

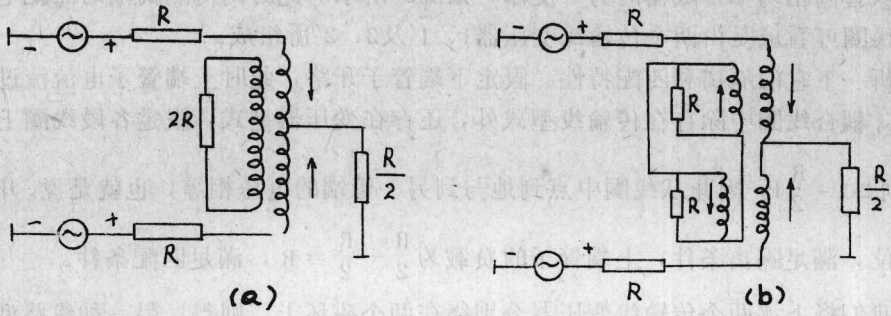


图12

我们感兴趣的是采用两个磁芯的双管型方案，在此方案中，平衡电阻也是环形联接，根据这一特点，很容易组成另一环形桥式多管同相功率合成器。仍以四管为例，其电路如图13所示：

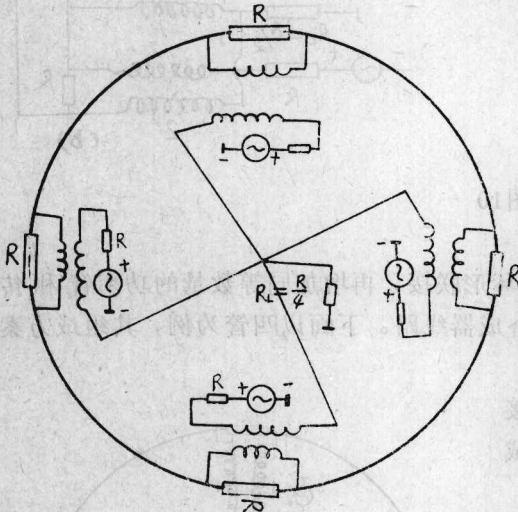


图13

正常工作时，每个传输线变压器线圈上无压降，四周平衡电阻上两端电压为零，无损耗，因此每一单管的负载电阻均为 R 。其隔离匹配性能如何呢？假定只有一个管子正常工作，其它管子开路，则有三个变压器初次级无电流，此时正在工作的管子其平衡电阻为 R 与 $3R$ 并联，即 $\frac{3}{4}R$ 。初次级线圈电流为 I ，故初次级线圈上的电压为 $\frac{3}{4}IR$ ，负载上的电压为 $\frac{1}{4}IR$ 。因此对工作的管子而言，其等效负载电阻为 $\frac{3}{4}R + \frac{1}{4}R = R$ ，满足匹配要求。其它三个平衡电阻上的压降为 $\frac{3}{4}IR \times \frac{1}{3} = \frac{1}{4}IR = E_L$ ，变压器初级感应的电压也为 E_L ，即等于负载电阻上的电压，因此三个开路端对地的电位为零，满足隔离要求。

其它同相功率合成方案，下面不再一一列举。

2. 反相型功率合成器

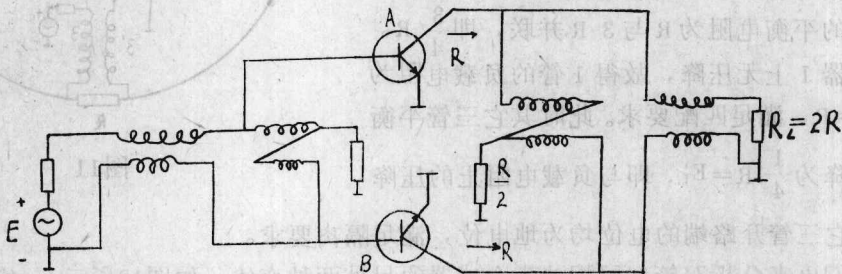


图14

A. 双管型

将同相型功率合成器三分贝耦合器的和端与差端功能互换，A、B两端仍接晶体管，即得反相型功率合成器。上述电路输入端及输出端接有对称-不对称转换电路。当满足阻抗匹配关系时，此种电路A、B两端之间以及Σ、Δ两端之间在电性能上仍然是相互隔离的。下面仍以输入端电路为例进行分析，分析时省去输入端的不对称-对称转换电路。

正常工作时的阻抗匹配关系如图15所示， $Z=R$ ，信号源内阻为 $2R$ ， $I=0$ ， $\bar{I}_A=\bar{I}_B$ ， $\bar{U}_A=-\bar{U}_B=\frac{\bar{E}}{4}$ 。

假设B管输入阻抗为 Z ，我们看A管输入电压是否有变化？当 $Z \neq R$ 时， $\bar{U}_A \neq -\bar{U}_B$ ，线圈AB中点电位不为零，平衡电阻中有电流通过，设为 $2I$ ，此时线圈AB除工作于变压器型外，同时具有传输线型式，线圈两半各有电流 I 通过，设此时线圈两端电压为 $2\bar{U}$ ，则得

$$\bar{I}_A = -\bar{I} + \frac{\bar{E} - 2\bar{U}}{2R}$$

$$\bar{U}_A = \bar{I}_A R = \bar{U} + \bar{I} R$$

将第一式代入，得

$$\bar{U}_A = -\bar{I} R + \frac{\bar{E}}{2} - \bar{U} = \frac{\bar{E}}{2} - \bar{U}_A$$

所以 $\bar{U}_A = \frac{\bar{E}}{4}$ 不变。

当信号源内阻不为 $2R$ 时，则A、B两端仍有相互影响。关于输出端两管相互隔离性能的分析，很易得出结论，一般书刊均有叙述，此处不另。

反相型功率合成器的偶次谐波功率在平衡电阻中消耗，故负载上的输出波形较好，同时还可减小管子的反向峰压。

B. 多管型

为了得到大功率输出，可以组成多管的反相功率合成器，因为反相功率合成器类似于推挽电路，所以功率管的数目应为偶数。在组成实际电路时，可以有不同方案，各个方案中电路结构复杂程度及所用磁芯数目稍差异。下面以四管反相功率合成器为例，研究其组成方案。

四个功率管中有两对管子工作于同相，因此可先组成两对同相功率合成器，然后再将两部分组成反相功率合成器，如图16所示^[4]。

图中反相功率合成部分的三分贝耦合器是必要的，一方面使上下两对同相功率合成器隔离，另一方面消耗偶次谐波功率。

第二种方案采用宽带变压器耦合方式，组成次序与第一方案相反，其原理电路如图17所示^[5]。也可在输出端采取反相功率合成方式，此时可匹配 $4R$ 的负载电阻。

第三种方案如图18所示，两个反相功率合成器接在一平衡电桥负载的两个对角线上，实现了两者之间的隔离。其中带*号的

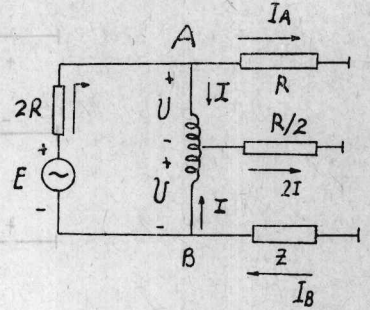


图15

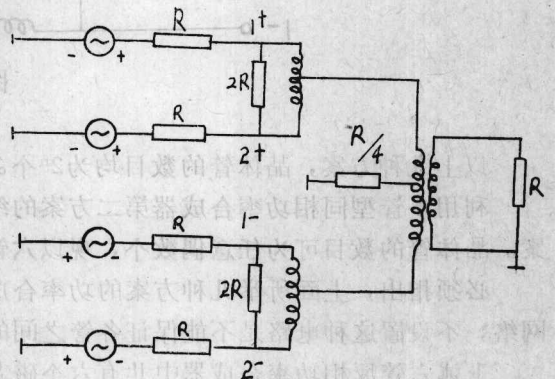


图16

电阻为空载电阻，平衡电桥的具体电路举一例如下。图19中传输线变压器输出端系并联连接，输出端如果串联连接，则可匹配 $4R$ 的负载电阻^[6]。

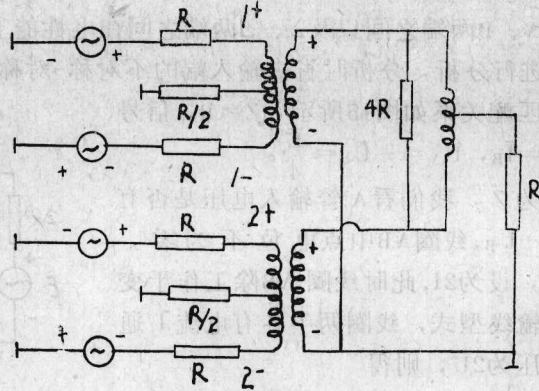


图17

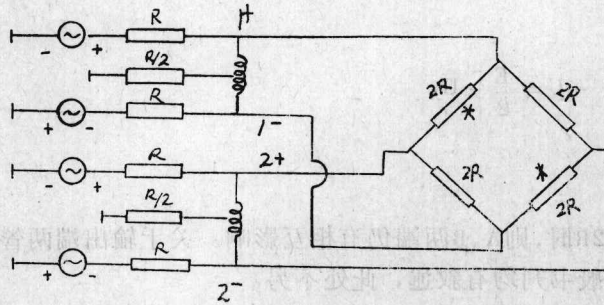


图18

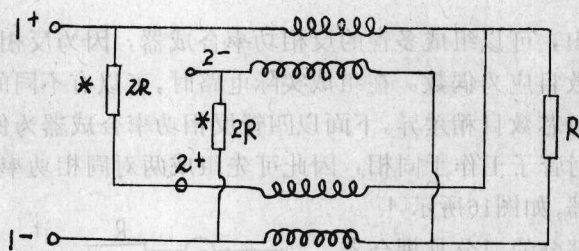


图19

以上几种方案，晶体管的数目均为 2^n 个。

利用多管型同相功率合成器第二方案的组成原理，可得第四种反相功率合成器组成方案。晶体管的数目可为任意偶数个，现以六管为例，其原理电路如图20所示^[7]。

必须指出，上面所举几种方案的功率合成器中，各个双管部分都设置有本身的隔离混合网络，不设置这种电路是不能保证各管之间的完善隔离性能的。

上述六管反相功率合成器中共有六个磁芯变压器，平均每个管子一个。为了减少磁芯数目，可以在每一个磁芯上面绕制三线圈的变压器。利用这种混合线圈组成的方案，其电路是

目前最经济的了，其工作原理早已在无线电技术中广泛采用^[8]。原理电路如图21所示：

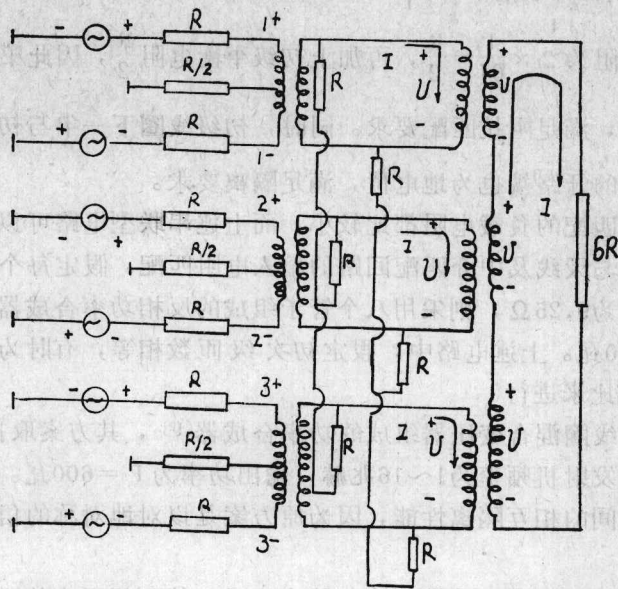


图20

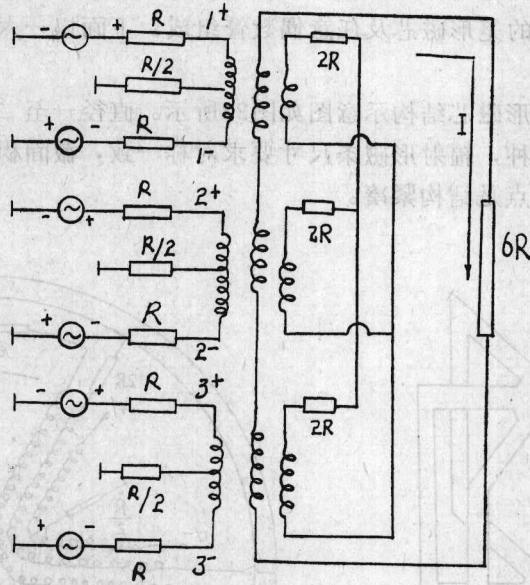


图21

上述电路中，次级平衡电阻系星形连接，负载则为串联连接，正常工作时，每管的负载电阻均为 R ，平衡电阻不消耗功率。现在研究其隔离匹配性能。假定只有第一个管子工作，其它管子均开路，此时混合线圈2及3中，两个次级绕组流过大小相等方向相反的电流 I ，故混合线圈2及3上没有感应电压，保证了左边四个管子的隔离要求。现在再看第一个混合线圈，其平衡电阻绕组中流过的电流为第二及第三平衡电阻绕组中电流之和，即为 $2I$ 。根据初次级安培匝数相等的原理，可知初级一半线圈中流过的电流为 $6I$ ，再假定混合线圈1上每个绕

组感应的电压为 U ，则在负载电路中， $\frac{U}{I} = 6R$ ，此时初级线圈一半上感应的电压为 $\frac{U}{2}$ ，故得初级向负载视入的电阻为 $\frac{U}{2} \times \frac{1}{6I} = \frac{R}{2}$ ，再加上初级平衡电阻 $\frac{R}{2}$ ，因此第一个管子的负载电阻

为 $\frac{R}{2} + \frac{R}{2} = R$ ，满足阻抗匹配要求。同时，初级线圈下一半与初级平衡电阻上的压降相等，故第二个管子的开路端也为地电位，满足隔离要求。

大功率管子要求匹配的负载电阻都比较小，而上述串联型电路可以匹配较大的负载电阻，因此很易于做到与天线及中介匹配回路的输入电阻匹配。假定每个管子能输出功率 50 瓦，要求匹配的电阻为 9.25Ω ，则采用八个管子组成的反相功率合成器，可匹配 75Ω 的负载电阻，输出功率为 400 瓦。上述电路中，假定初次级匝数相等，有时为了便于阻抗匹配，也可改变初次级的匝数比来进行。

国外尚有采用四线圈混合变压器组成的功率合成器⁽⁹⁾，其方案取自参考资料⁽⁸⁾，磁芯数量较少，所做成的发射机频率为 1~16 兆赫，输出功率为 $P = 600$ 瓦。该方案的主要缺点是不能保证各个单管之间的相互隔离性能，因为原方案是以对地对称的信号源作为合成的基本单元的。

人们可能会问：反相功率合成器还有新的方案吗？能否用更少的磁芯？答案是肯定的，最简单的一种就是用一个磁芯及任意偶数管做成的新型反相功率合成器，它也具备各个单管之间的相互隔离性能，其方案即是采用作者在单磁芯多管型同相功率合成器中介绍的结构，应用具有任意偶数磁条的笼形磁芯及任意偶数管组成。下面以一六管反相功率合成器方案为例说明其工作原理。

具有六根磁条的笼形磁芯结构示意图如图 22 所示。直径一至二寸，高度也约一至二寸，其具体规格应有大小数种，辐射形磁条尺寸要求对称一致，截面积准确相等，利用它装配成的功率合成器的最大特点是结构紧凑。

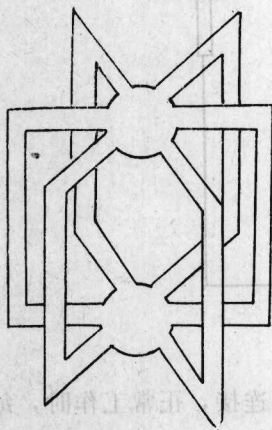


图 22

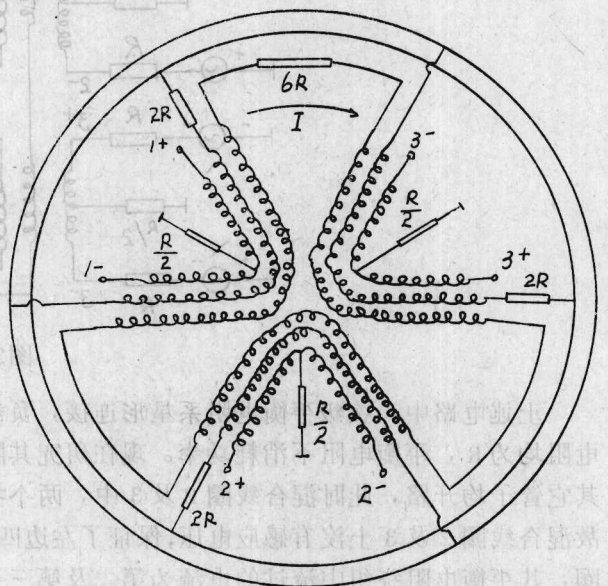


图 23

六管反相功率合成器的原理电路如图23所示，该线路实际上与图21中介绍的线路完全一致。因此，它的隔离匹配性能原理分析与图21完全一样，所以它是可以保证各个单管之间的相互隔离性能的。人们可能会问：将这种线路绕在笼形磁芯上是否会有工作原理上的差异呢？我们说不会的。在这个线路中构成矛盾对立的双方的是初次级线圈所产生的磁通，它们是互相抵消的，而要能互相抵消，只有两种磁通同时存在一个磁路中才有可能，因此图22中的笼形磁芯可看成三个磁环紧连在一起，而性能上互相关，即三对反相信号源的磁路自成系统，与图21的方案并无实质区别。从另一方面说，一个信号源初级产生的磁通也不可能为其它无关绕组中电流产生的磁通所抵消，因为即使有这样的磁耦合，它在其它绕组的半线圈中感应的电势也是抵消的。因此，其它无关绕组中电流所产生的磁通不可能对它作出反应即产生抵消作用。

上述方案，根据其电路结构特点，可称作环形桥式单磁芯反相功率合成器。将输出端与输入端即负载与信号源的功能互换，同样可以作为反相功率分配器应用，这是以上各方案都具有的特性。

三、工作状态设计

由于反相功率合成器有滤除偶次谐波及降低反向峰压的性能，所以一般以采用反相功率合成器为佳。下面关于工作状态的设计也以此种电路为对象。根据通信机用途和方案不同，发射机功率放大器有两类工作方式：一为连续波工作，一为射频脉冲工作，由于工作方式不同，其工作状态设计也有不同特点。下面分述之：

1. 连续波工作

反相功率合成器如同推挽电路一样，为了保证宽带工作输出波形良好，一般以设计在B类或AB类工作为宜。另一方面，考虑到高频大功率晶体管 BV_{EBO} 数值较小，为了保护发射结反向工作不致击穿，使发射结适当的正向偏置，即工作于B类或AB类也是有利的。总之，连续波工作的反相功率合成器可按音频推挽放大器一样设计。

2. 射频脉冲工作

晶体管功率放大器工作于脉冲状态时，其安全工作区域较大，主要是因为集电极功耗限制线比连续工作时要宽裕得多。因此，晶体管功率放大器的脉冲输出功率比连续波额定输出功率要大二至五倍。为了使晶体管放大器能获得较大的脉冲输出功率，其激励电压和激励功率必须相应增加。此时，为了保证晶体管的安全工作及射频脉冲输出波形良好，将其工作状态设计在B类或者AB类也是适宜的。晶体管集电极电路的工作电压应按额定电压设计，以防止晶体管的二次击穿。为了获得较大的脉冲输出功率，晶体管功率放大器的负载电阻应比连续波输出额定功率时的为小。在额定输出电压不变的条件下，射频脉冲输出功率比额定功率增大的倍数与其负载电阻减小的倍数相等。射频脉冲输出功率实际所能增大的数值与发射结的 BV_{EBO} 、瞬时最大集电极电流以及集电极的平均功耗等因素有关。

四、安全工作设计

上面关于电路方案的分析和工作状态设计中，已经讨论到了有关功率合成器安全工作的安全问题。例如，保证各个晶体管之间电性能的隔离，以免一管损坏导致其它管子的连锁损坏，发射结、集电结的瞬时峰压不应超过额定值以防止晶体管的击穿等。除此以外，为了保证功率合成器的安全工作，还有一些值得重视的问题，下面分述之：

1. 晶体管的散热问题

晶体管过热状态将使晶体管性能迅速变坏,也不能得到较大的输出功率。因此,在设计散热时,不管用铝板还是用铜板,也不管用什么类型的散热器,其散热面积或散热体积等必须符合设计要求。此外,为了保证电路的正常工作性能,应设置偏压温度补偿电路。

2. 寄生振荡的防止

不论那种类型的寄生振荡都会破坏功率放大器的正常工作,使输出波形变坏,增加干扰,有用信号输出功率减小,并导致晶体管的迅速损坏。特别要引起注意的是放大器的参量自激,因为它可能产生极大的瞬时峰压而导致晶体管的电击穿。防止的办法是与前级耦合的阻抗必须减小。另外,对工作频率及低频的负载电阻不应过大。有了这两条,一般就可以防止电路中经常出现的低频参量自激。

3. 自动控制保护

为了防止各种电路故障导致晶体管的损坏,经常采取各种自动保护措施,如过流保护、过压保护、自动电平控制、反射波检测控制等。这些电路可根据具体情况选用。

4. 复谐振匹配回路

输出级至天线之间必须采用匹配耦合回路,通信中要求不论在天线开路或短路的情况下,均能保证末级晶体管的安全工作。如何实现这一要求呢?除上面提到的自动控制保护电路外,合理设计功率放大器与天线之间的匹配耦合回路也是一个重要的措施。过去通信发射机常常按全谐振设计与调整天线与中介回路,这种电路的缺点是当天线断开时,反射到中介回路的阻抗甚小,因而功率放大器的负载阻抗急剧增大,集电极的瞬时峰压加大,就有使晶体发生二次击穿的危险。如果中介与天线回路设计成复谐振,天线回路的反射电抗是中介回路的一个重要组成部分,则当天线断开或短接时,反射电抗变化,中介回路自动失谐,使负载阻抗随之减小,因而使集电极的瞬时峰压不致增大或者反而减小,这样就可保证晶体管的安全工作。实际机器中使中介回路本身偏失谐,或采用 Π 形匹配电路等,其本质都是将负载回路设计成复谐振,因而具有较好的降低峰压性能。当然,不同机器,为了改善电路的工作性能,耦合电路中可能还设置其它匹配滤波网络。但是,只要在放大器与天线之间存在一个复谐振回路,那么这个电路一般就具有降低峰压保护管子的性能。

五、工艺结构设计

近年来国内外科研及生产部门有一种趋向,即将高频功率合成器安装在印刷电路板或铜板上。这种结构有以下优点:

1. 大面积地线,接地方便,测试方便。
2. 大面积散热,可当作散热器用。
3. 管子引线短,高频引线粗,元件安装方便。

为了保证电路的对称性,首先应选择特性一致的晶体管,其次应注意结构的对称性。此外,还应注意屏蔽良好。

关于传输线变压器及一般宽带高频变压器的结构设计,已见一般书刊,此处不另述。

值得指出的是,随着集成电路的广泛采用,小功率合成器也正在朝集成化的方向发展。国外在600~1000兆赫的频率范围内,已制成双管输出30瓦的集成化的功率合成器⁽¹⁰⁾,这一趋向也应引起我们的重视。

参 考 资 料

- [1] C.H.Wood Jr.A.W.Morse and G.R.Brainerd
Transistors share the load in a kilowatt amplifier
Electronics 1967.11 vol40 №.25
- [2] СИ.Лонгон. С. В. Томашевич. Широкполосные Сумиаторы Мбщности На Трансформаторах. P52 Радиотехника 5.1976
- [3] A.Pitegal патент Франция № 1276654 1974.
- [4] Brandt/Zirwas Transistor Power stages for mobile shortwave transmitters
Simens Review 1972 №.8 pp334-338
- [5] Steve Chambers A1000Wsolid state power amplifier Electronic Design
1974 vol22 №.7
- [6] P.J.Hart 使用810BLY/A 型晶体管的大功率宽带线性放大器 Mullard Technical Communicatous №.112 vol12,October 1971 或科技参考一无线电1973 №.1
- [7] 1千瓦全固态短波通讯发射机RZ500
无线电技术简讯1973年.4.
- [8] Thiele A.N. Hybrid netwosr for mixing and splitting signals.PIRE Australia June 1961.383
- [9] Говорухци БИ.Голдобин Л.А. Мощные Широкополосные усилителя На Транзисторах Для Коротковоновых Радиопередатчиков Цзвестия В. У. З 《Радиоэлектроника》 Гом 17 3 1974
- [10] 战术无线电设备用600~1000兆赫集成电路功率放大器产品工程测量。AD-A023938 1975 12 23p
双管组合输出30W

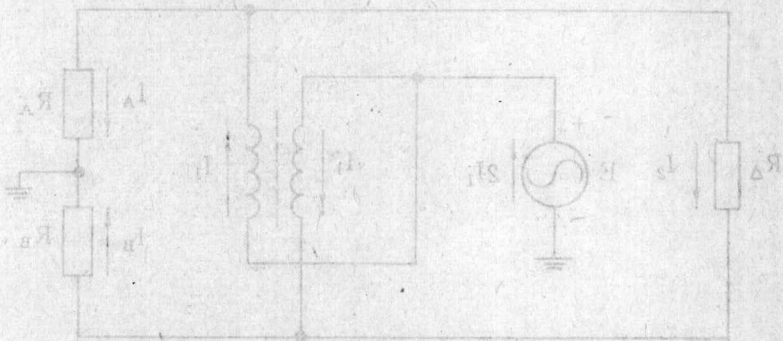


图 1 功率放大器电路

传输线变压器功率合成技术中不平衡问题的分析

王 福 昌

提 要

本文分析了利用传输线变压器分配功率和合成功率时由于功放管参数不一致而造成的影响,讨论了选择功放管的原则。

一、引 言

目前,在功率合成技术中广泛使用传输线变压器作为分配功率和合成功率的网络。利用此网络,两相等负载可得到大小相等、相位相同(或相反)的功率;两大小相等,相位相同(或相反)的信号可全部合成在输出负载上。对此,参考资料〔1〕、〔5〕都有详细的分析。但在实际工作中,由于功放管不可能做得完全一致,往往造成分配功率网络的负载不相等和合成功率网络两信号大小不相等、相位不相同(或相位差不是 180°)。因此,研究功放管参数不一致对分配功率和合成功率的影响具有现实意义。对此,参考资料〔2〕、〔3〕、〔4〕都作了某些分析。本文试图从传输线变压器的基本工作原理和基氏两定律出发,对这个问题进行比较系统的分析,提供一些定量的分析结果,从而确定对功放管一致性的要求。

二、两功放管输入阻抗不相等对分配功率的影响 及对平衡电阻的要求

参考资料〔5〕指出,可用传输线工作模式和变压器工作模式来描述传输线变压器的工作原理。对于传输线工作模式,只要其特性阻抗为最佳值且长度小于一定值、或偏离最佳值但足够短时,两线中电流大小相等方向相反,两同名端之间电压大小相等方向相同;对于变压器工作模式,只要初级电感足够大,也可以满足上述电流电压关系。在实际工作中,这些条件一般是可以满足的。这就是我们分析问题的出发点。

1. 两管输入阻抗不相等对分配功率的影响

(1) 同相分配功率

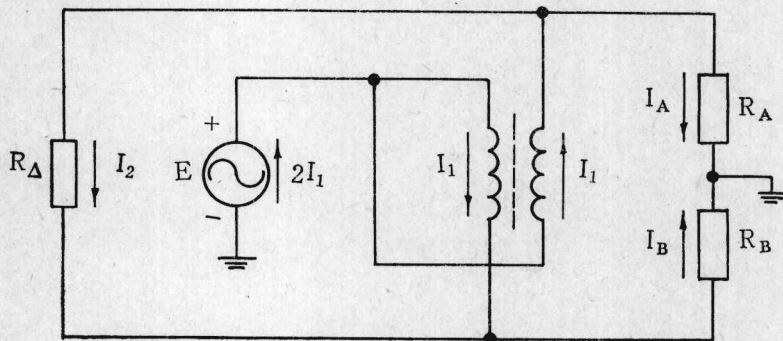


图 1 同相分配功率

同相分配功率如图 1 所示。图中 E 为前级放大器输出电压, R_A 、 R_B 分别表示 A、B 管的

输入阻抗, R_L 为差端平衡电阻。因前级放大器输出阻抗只影响其输出功率大小而对负载分得功率比例关系无影响, 因而可不考虑。功放管输入阻抗一般不是纯电阻, 但可采取一定措施消除电抗部分的影响, 故可当作纯电阻来分析。即使电抗部分不能消除, 也只是对两管分得信号的幅度和相位附加一定的影响, 而这也正是我们所要分析的问题。

设 $R_B=R$, $R_A=nR$, $R_L=2R$, 由图一可得方程组

$$\begin{cases} I_A = I_1 - I_2 \\ I_B = I_1 + I_2 \\ nI_A R - E = E - I_B R \\ 2I_2 R = nI_A R - I_B R \end{cases}$$

解之, 可得

$$I_1 = \frac{E(n+3)}{R(3n+1)} \quad (1)$$

$$I_2 = \frac{E(n-1)}{R(3n+1)} \quad (2)$$

$$I_A = \frac{4E}{R(3n+1)} \quad (3)$$

$$I_B = \frac{2E(n+1)}{R(3n+1)} \quad (4)$$

设 R_A 、 R_B 、 R_L 上分得的功率分别为 P_A 、 P_B 、 P_L , 可求得

$$P_A = \frac{4n}{(n+1)^2} P_B \quad (5)$$

$$P_L = \frac{(n-1)^2}{2(n+1)^2} P_B \quad (6)$$

(2) 反相分配功率

反相分配功率如图 2 所示, 图中 R_L 为和端平衡电阻。由图 2 可得方程组

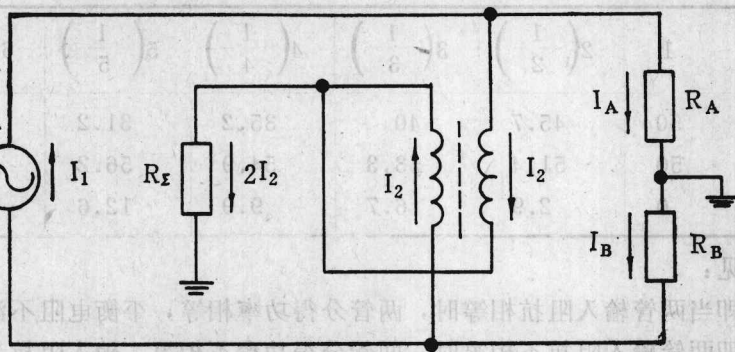


图 2 反相分配功率

$$\begin{cases} I_A = I_1 - I_2 \\ I_B = I_1 + I_2 \\ nI_A R - I_2 R = I_2 R + I_B R \\ E = nI_A R + I_B R \end{cases}$$