

水下超声频宽带功率合成器的研究

游 江

(上海交通大学)

本文为超声频宽带功率合成器的研究提供了理论分析和工程设计方法。

一、晶体管宽带功率合成器工作原理

功率合成器的基本要求是：功率要叠加；各个单管功率放大器应互相隔离。

上述要求主要靠混合网络来实现。混合网络是一个具有传输线结构的四端网络，输入功率传输到负载端是通过用来分隔传输线导体的介质来耦合的。传输线导体间均匀分布的电容和串联电感的相互作用，在理想匹配的情况下，传输线的衰减常数是一个与频率无关的常数。混合网络具有频带宽和插入损耗小的特点。传输线式混合网络的电原理如图 1 所示。

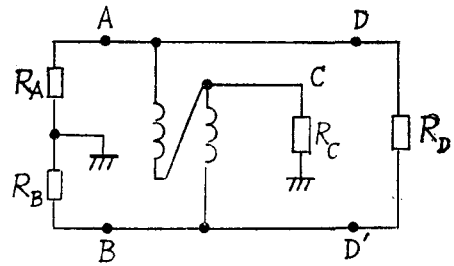


图 1

由理想变压器和克希霍夫定律得知，当 $R_A = R_B = Z_C$ ， $R_C = \frac{1}{2} Z_C$ ， $R_D = 2Z_C$ 时（其中 Z_C 为传输线的特征阻抗），电阻负载有如下情况。首先，当在 D—D' 之间输入功率， R_D 为信号源内阻，输出功率在负载 R_A 和 R_B 上被反相均分， R_C 上无功率输出。C 与 D 之间具有隔离性质，可组成反相功率分配器。其次，当在 A 和 B 两端同时输入等幅反相功率时， R_A 和 R_B 为信号源内阻，则 R_D 上的功率为 A 和 B 两点输入功率之和； R_C 上无功率输出，可组成反相功率合成器。依此类推，只要适当选取输入功率点，混合网络可组成同相或反相功率合成器，也可组成同相或反相功率分配器。

反相混合网络与同相混合网络相比，前者具有较高的输入阻抗和输出阻抗；因此，高频响应比较好。其次是二次谐波分量小，降低了对滤波的要求。我们全部采用反相混合网络。当 A 和 B 两端同时注入等幅反相功率 P_1 和 P_2 时，则在 D—D' 两端输出合成功率为：

$$P_{out} = (P_1 + P_2) / 2 - \sqrt{P_1 P_2} \cos \theta \quad (1)$$

式中， θ 为两个输入信号的相位角 π 。当 $P_1 = P_2 = P$ (P 为单管功率放大器的功率)，则：

$$P_{out} = 2P$$

如果功率合成器是由 N 个晶体管功率放大器组成，则总的合成功率

$$P_{out} = NP \quad (2)$$

目前，由于国产高频大功率晶体管最大输出功率只有数十瓦，因此合成后的不失真电功率约为数十瓦数量级。

二、宽频带匹配网络的分析和设计

我们用非调谐式的宽带匹配网络来取代一系列庞杂的调谐机构，比较理想的宽带匹配网络是采用传输线式阻抗变换器，它在较宽频率范围内获得输出匹配和级间匹配。

1. 输出匹配: 输出匹配就是指功率合成器的输出阻抗与负载之间的匹配。下面以最典型的 1:4 传输线式阻抗变换器为例, 来分析它的频率特性和插入损耗。

1:4 传输线式阻抗变换器的电原理图, 如图 2 所示。

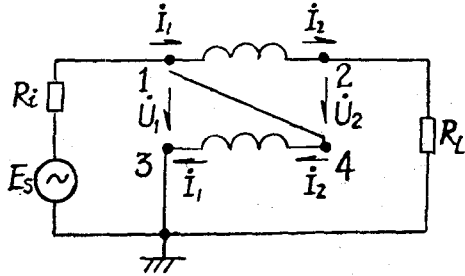


图 2

根据图 2 列出克希霍夫联立方程:

$$\dot{E}_s = (\dot{I}_1 + \dot{I}_2)R_1 + \dot{U}_1 \quad (3)$$

$$\dot{E}_s = (\dot{I}_1 + \dot{I}_2)R_1 - \dot{U}_2 + \dot{I}_2 R_L \quad (4)$$

同时, 它又应满足下列无损耗均匀传输线方程组:

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 \cos \beta l + j \dot{I}_2 Z_C \sin \beta l \quad (5)$$

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2 \cos \beta l + j \frac{\dot{U}_2}{Z_C} \sin \beta l \quad (6)$$

式中, l 为传输线长度, β 为相位常数, βl 为相位角。

解上述四个联立方程得:

$$I_2 = \frac{(1 + \cos \beta l) \dot{E}_s}{R_L \cos \beta l + 2R_1(1 + \cos \beta l) + j \left(\frac{R_1 R_L + Z_C^2}{Z_C} \right) \sin \beta l} \quad (7)$$

负载上得到的输出功率为:

$$P_o = \frac{(1 + \cos \beta l)^2 \dot{E}_s^2 R_L}{(R_L \cos \beta l + 2R_1(1 + \cos \beta l))^2 + \left(\frac{R_1 R_L + Z_C^2}{Z_C} \right)^2 \sin^2 \beta l} \quad (8)$$

当不同频率的信号通过同一个传输线变换器时, 频率越高, β 值越大, βl 也就越大; 当频率升高到一定程度时, 功率开始下降。如果要进一步改善高频响应, 可考虑加高频补偿。

从 (8) 式看出 Z_C 只出现在分母的最后一项中, 令:

$$\frac{d}{dZ_C} \left[\frac{R_1 R_L + Z_C^2}{Z_C} \right] = 0$$

可求得最佳特性阻抗为:

$$Z_{Copt} = \sqrt{R_1 R_L} \quad (9)$$

在工作频率的中频段的理想条件下 (即波长 $\lambda \gg l$), 输入电压 \dot{U}_1 和输出电压 \dot{U}_2 的大小和相位均近似相等, (8) 式可简化为:

$$P_o = \frac{4R_L \dot{E}_s^2}{(4R_1 + R_L)^2} \quad (10)$$

令:

$$\frac{dP_o}{dR_L} = 0$$

$$R_L = 4R_1 \quad (11)$$

此时, 输出功率最大为:

$$P_{Omax} = \frac{\dot{E}_s^2}{R_L} \quad (12)$$

最佳特性阻抗为:

$$Z_{c_{opt}} = \sqrt{\frac{R_i^2}{4}} = \frac{R_L}{2} \quad (13)$$

将式 (11), (13) 代入 (8) 式, 得最佳匹配时的输出功率为:

$$P_{o_{opt}} = \frac{(1 + \cos \beta l)^2 E_s^2}{R_i [(1 + 3 \cos \beta l)^2 + 4 \sin^2 \beta l]} \quad (14)$$

在低频段, 线圈电感对信号分流作用, 使得传输到负载端的功率减小。在极限低频时, 阻抗变换器变成变压器工作方式, 限制了低频响应。如果要向更低的频率扩展, 势必要增加线圈的电感量, 使线圈匝数就跟着增多, 分布电容也跟着增大, 使高频响应受到限制。因此高、低频响应是相互牵制着的, 也就是说频带宽度是有一定限度的。展宽频带的关键是采用高导磁率 (μ) 的铁氧体材料, 只有这样才能用较少的匝数来获得较大的电感量。为了同时满足高频响应的要求, 设计时传输线的长度应尽量取短一些, 一般经验取:

$$l \leq \frac{25}{f_{max}} \quad (15)$$

式中, f_{max} 为最高工作频率。

线圈电感量 (L) 应根据低频响应来取:

$$L = \frac{4R_i}{2\pi f_{min}} \quad (16)$$

式中, f_{min} 为最低工作频率, 单位为赫兹。

线圈的匝数为:

$$N = \sqrt{\frac{Ll_0}{\mu_0 \mu_r A}} \quad (17)$$

式中, l_0 为磁力线平均长度, 单位为米; μ_0 为真空导磁率, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 亨/米; μ_r 为磁心相对导磁率, 单位为亨/米; A 为铁氧体磁环的截面积, 单位为平方米。当匝数确定后, 线圈的总长度就是实际的传输线长度 (l), 按低频响应计算出来的 (l) 应同时满足式 (15) 高频响应的要求。此外, 还应注意工作在最低频率 (f_{min}) 时, 是否会引起磁饱和问题, 验算最大磁通为:

$$B_{max} = \frac{V_{max}}{2\pi f_{min} AN} \quad (18)$$

式中 V_{max} 为跨在线圈两端的最大电压, 单位为伏; B_{max} 为最大磁通密度, 单位为韦伯/米²。

插入损耗定义为输出功率 (P_o) 与来自信号源的功率 (P_{ava}) 之比。当信号源 (E_s) 的内阻是与传输线式阻抗变换器的输入电阻 (R_i) 匹配时, 插入损耗 (d) 可表示为:

$$d = 10 \lg \frac{P_{ava}}{P_o} \text{ (dB)} \quad (19)$$

其中 $P_{ava} = E_s^2 / 4R_i$ (20)

将式 (8) 和式 (20) 代入式 (19) 得:

$$d = 10 \lg \frac{(2R_i(1 + \cos \beta l) + R_L \cos \beta l)^2 + \left[\frac{R_i R_L + Z_c}{Z_c} \right]^2 \sin^2 \beta l}{4R_i R_L (1 + \cos \beta l)^2} \quad (21)$$

从上式可看出, 插入损耗在一般情况下, 它不仅与 $\frac{1}{\lambda}$ 有关, 而且还与 Z_c , R_i , R_L 有关。

在最佳匹配条件下, 插入损耗为:

$$d = 10 \lg \frac{(1 + 3 \cos \beta l)^2 + 4 \sin^2 \beta l}{4(1 + \cos \beta l)^2} \quad (22)$$

此时插入损耗只与 $\frac{l}{\lambda}$ 有关 (因为 $\beta l = \frac{2\pi l}{\lambda}$), 而与所有的阻抗大小都无关。当传输线长度 (l)

取得足够短时 (即 $\frac{l}{\lambda} \ll 1$), 插入损耗是很微小的, 可以看作是理想的均匀传输线阻抗变换器。

2. 级间匹配: 级间匹配就是指晶体管宽带功率放大器的输入低阻抗与前一级的输出高阻抗之间匹配问题。本文中的级间匹配网络都采用 4:1 传输线阻抗变换器组成。它的分析和设计方法均与输出匹配的讨论相类似。应该指出, 负载应尽量保持纯电阻, 如不能获得最佳匹配, 则以容性负载比感性负载较有利。

测试表明, 功率合成器输出功率与输入功率基本保持线性放大关系, 频率特性见图 3。

我们设计的电路全部采用共发射极正偏置电路, 并加上从集电极至基极的电压负反馈, 以提高放大器稳定性, 确保晶体管安全工作。

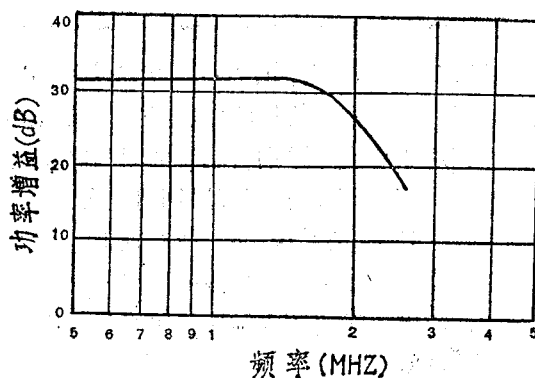


图 3

A BROAD-BAND TRANSISTOR POWER COMBINER USED IN UNDERSEA ULTRASONIC BAND

You Jiang

(Shanghai Communication and Transportation University)

Abstract

This paper discusses the characteristics, principle of operation, theory of matching and design for a broad-band transistor power combiner used in ultrasonic frequency band. It is found that the broad-band matching is important. It requires to analyse the frequency response, optimal characteristics impedance, optimal output power and the insertion loss of a typical broad-band matching network which is implemented by the transmission line.

简 讯



美国海洋地球物理学家鲍文博士

在海洋所作学术报告

应中国科学院海洋研究所邀请, 美国伍兹霍尔海洋研究所海洋地球物理学家鲍文博士于1982年5月7日到海洋所作学术报告。

鲍文博士的报告题为: “重力及研究地球结构的新技术”。该报告是

鲍文博士即将在日本东京召开的“国际地球物理及大地测量学术讨论会”上发表的学术论文。报告提出了G/N比值的新概念及其计算方法, 并以G/N分布推算出地球深部的结构状况。从鲍文博士所提供的由卫星测量出的全球G/N分布图中, 可见到世界上存在着几个G/N

高值区, 而这些高值区与地球上的热点相吻合, 反映了板块扩张的地幔柱分布状况。该报告受到与会者的欢迎。

在学术座谈中, 中外科学工作者进行了学术讨论。鲍文博士对海洋所在开展冲绳海槽调查研究时, 提出了一些有益的建议。

鲍文博士在青岛期间, 还参观了中国科学院海洋研究所和该所的《科学一号》调查船, 以及国家海洋局第一海洋研究所等单位。

(赵士金)