

无线电

(内部发行)

1973

2

毛主席语录

一切外国的东西，如同我们对于食物一样，必须经过自己的口腔咀嚼和肠胃运动，送进唾液胃液肠液，把它分解为精华和糟粕两部分，然后排泄其糟粕，吸收其精华，才能对我们的身体有益，决不能生吞活剥地毫无批判地吸收。

目 录

通讯技术

- 数据通信(四)——终端设备…………… (1)
晶体管化 25 瓦甚高频调幅发射机…………… (6)
利用科斯塔思锁相环相干解调差动相移键控信号…………… (15)

电子线路

- 场效应管高频放大器的设计考虑…………… (19)

双革成果

- 木工平刨的晶体管自动保护装置…………… (26)

测量技术

- 仪表的平板数字显示技术的现状和将来…………… (31)
宽量程直接指示电感测试仪…………… (35)

雷达技术

- 用于相控阵雷达的二极管和铁氧体移相器技术的新进展(一)…………… (37)

科普知识

- 晶体管多谐振荡器的原理及其应用(续六)…………… (41)

数 据 通 信 (四)

——终端设备——

1. 前 言

计算机信息处理的利用范围目前日益扩大, 各行各业都用上了, 因此信息在质和量上都有显著的提高和增大。为了克服时间上和距离上的限制条件并准确地加以利用, 故有数据通信系统。

本文介绍数据通信系统中用于信息输入输出的终端设备, 即数据传输终端设备。

2. 终端设备的任务

数据传输终端设备, 是配置在数据通信系统中的远隔的分散信息源处, 而靠通信线路与中心信息处理设备(计算机)有机地结合起来, 以进行信息的输入和输出的设备, 其功能是把外部的信息变换成适于处理的电信号, 通过通信线路送入计算机, 以及把通过通信线路接收来的信息变换成适于其对象的形式而输出。

数据通信系统用得越多, 数据传输的终端设备的重要性就越引人注目。

其原因之一是: 作为信息输入、输出端的终端设备, 是人与机器之间的“人一机界面”, 这一点很重要, 一般认为, 输入输出方式的选择如何决定着使用数据通信系统有多大好处。

通信速度、通信方式、代码制、误差控制方式等也不仅取决于终端数据的质和量, 而且受到计算机处理能力的强烈影响。

此外, 终端的经济性也是一个重要因素。也就是说, 终端设备台数多, 其价格在整个系统的价格中占比重就大, 所以必须选择终端设备以求得最佳效果。

终端设备的外形尺寸、重量、耗电量等也是影响系统运转成本的因素。并且, 噪音的发生量及色彩等不但对于操作人员, 而且对于周围的人的影响也很大, 所以对于人机学也必须加以考虑。最后是设备的可靠性。必须选择得使整个设备都稳定, 这也是使整个系统效率提高的重要因素。

3. 数据传输终端设备的功能与结构

数据传输终端设备除了输入输出信息之外, 还具有使整个通信线路上信息的发送与接收都无误的传输控制功能。

一般来说, 数据传输终端设备如图 1 所示大致分为两部分: 1) 输入与输出部分——数据的输入与输出; 2) 控制部分——数据的传输控制。

输入与输出部分是由输入与输出设备与驱动和控制这些设备的输入与输出设备控制部分构成的。

输入与输出设备视该系统处理数据的形式之不同而分为: 1) 以纸带、纸卡、符号表等媒介记录数据的输入与输出法; 2) 利用键盘、按钮等人工操作的输入方法; 3) 用阴极射线管、显示器等直接作用于人的感官的输出方法; 4) 利用遥控及医疗系统等物理量的输入与输出方法。

在复杂的设备中, 又有装接各种不同的多台输入与输出设备的情况, 故在这种场合下的输入与输出设备控制部分, 还具备选用输入与输出设备及控制指令的功能。

此外, 控制部分通常也叫做传输控制部分; 视设备的不同, 结构上有时把它装在独立于输入输出部分的机箱中。

传输控制部分具有下述控制功能: 1) 发送与接收的控制——为与对方相互收发电码时取得同步而具备将代码由并行变换成串行及由串行变换成并行的功能; 2) 误差控制——检出字或码组单元中的误差并加以修正的功能; 3) 传输控制——对通信的开始时数据的传输以及数据传输終了进行控制的功能; 4) 线路控制——控制调制与解调装置, 接通和切断线路及接收和发送数据的功能。

此外, 在传输控制部分中还可根据需要而增加数据中间转换、数据变换(代码、信息排列形式等)、局部(本机)处理等功能。

在简单的设备中, 仅有第一项功能, 随着结构的

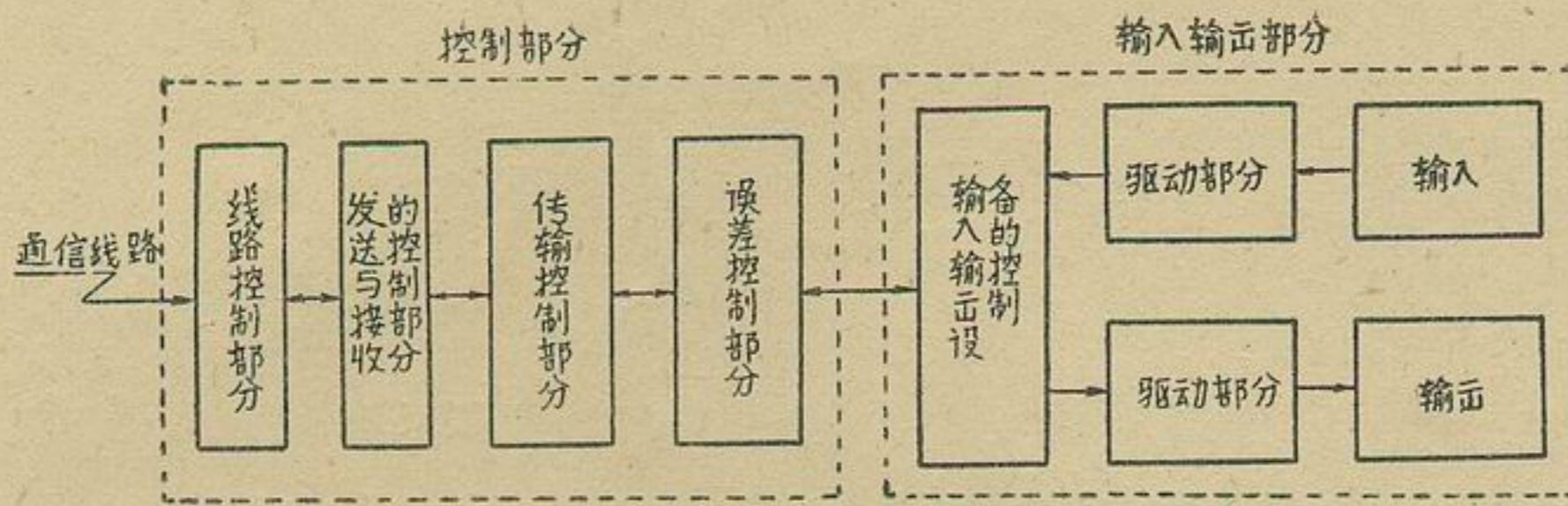


图1. 数据传输终端设备的基本构造

复杂化，则具备第二至四项功能以至更为高级的功能。

一般来说，大部分数据传输终端设备的逻辑电路都是由继电器、半导体零件等构成的线接逻辑电路，而功能复杂的，则逐步增加程序逻辑，即利用固定存储器的库存程序来实现程序逻辑功能。

4. 数据传输终端设备的种类

数据传输终端设备视所传输信息的种类、数量、响应时间等之不同而有多种多样，今后还会增加和研制出各种各样的终端设备。

通常所谓的终端设备，除了联机用的数据传输终端设备之外，还包括人们制作记录载体用的设备，记录载体相互间的变换装置，或者会计计算机等辅助设备。信息源、记录载体以及传输信号的相互关系，则如图2所示。各种设备分类的定义以及属于各类别的终端设备举例示于表1。

根据这一分类，数据传输终端设备的定义便是输入设备和输出设备，以及由二者组成的复合设备。

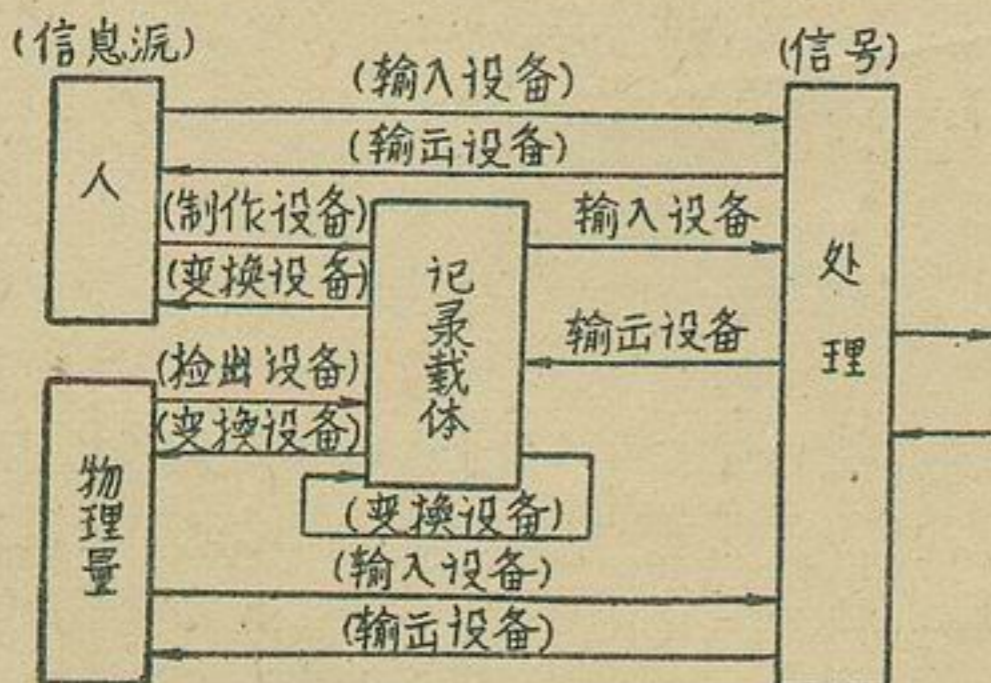


图2. 终端设备功能图

用于实际数据通信系统的数据传输终端设备，除了极为特殊的情况之外，数据输入专用或者输出专用的设备是少有的，通常大多数设备都采取键盘打印机的形式，兼有输入输出两方面的功能。

作这种组合的数据传输终端设备有多种多样，颇

难加以定型化，但一般可作如下划分。

1)由键盘输入而由打印机以打印形式输出的打字机式终端设备；

2)输入和输出纸带、纸卡或磁带所记信息的纸带、纸卡、磁带终端设备；

3)具备可显示文字的阴极射线管及键盘，用于各种预约及谘询业务的显示式终端设备；

4)有读出纸页上的符号的功能并具备打印输出设备的光学符号读出器终端设备；

5)用于银行存款和贷款、铁路和航空公司的座席预约以及百货店和自动售货商店等的商品售卖，或者制造公司的作业线管理等方面特定业务的各种专用终端设备；

6)适当地组合各种输入输出方法而用于远距计料的复合终端设备；

7)使用按钮式电话机、带式打字机等简易输入输出设备，既是便携式又与音响相配合，从而能接于电话交换电路的简易终端设备；

8)以磁带盒来代替旧有的纸带等作为记录载体的键盘—磁带终端设备。

以上是根据输入输出方法划分的主要数据传输终端设备的种类，此外还有各种各样的分类方法。以下介绍根据用途分类的数据传输终端设备。

5. 通用数据处理终端设备

5.1 打字机/纸带终端设备

键盘式打印机和纸带读出穿孔机都是能用于多种业务的通用输入输出设备，将其适当组合起来作为通用数据传输终端设备的，占各国代表性制品的半数以上。

通用设备在速度、所用代码制等功能指标方面是一般的，尽可能加以标准化，构造上也可作任意的组合，从简单的结构到能用于复杂业务的结构都可以，而且价格低廉也是必要的。

表 1.

终端设备的分类及设备举例

名称	数据检测设备 D	数据编制设备 H	输入设备 I	输出设备 O	数据变换设备 C	复合设备 M	辅助设备 X
定义	主要是检测物理量并以适于处理的形式(电量或二次载体记录)求得数据的机器,但若直接输入系统中,则视为“输入设备”。	在人工所及的范围内制成可用于数据处理的记录载体的设备。但直接用电气方法向系统中输入的设备则视为“输入设备”。	原则上是用于读出载体上所记录的数据并以电气方法输入系统中的设备。也包括直接用电气方法把检测到的物理量或人工求得的信号输入系统内的一些设备。	以电气方法使人们能判断所处理信息,或者以能用于数据处理的记录方式输出,或以控制信息的形式输出的设备。	将载体内所记数据读入并用于其他载体或其他项数据处理,或变换成易于为人理解的输出形式的设备。	具有左列各项(D、H、I、O、C)中二种以上功能的设备	手摇计算机及不制作二次载体的台式计算机等不列入系统主流的设备
设备举例	纸带 纸卡 磁带 打印 伏安计 频率计 风速/风向计 水位/流量计 车辆检测量 ……	纸带输出: 穿孔打字机 穿孔加法计算机 穿孔计算打字机 穿孔式现金出纳机 纸卡输出: 纸卡穿孔机 纸卡打字机 纸卡计算机的打字机 纸卡会计机 磁带输出: 磁带打字机 加法计算机	纸带输入: 纸带读出器 纸卡输入: 纸卡读出器 光学文字输入: 光学字符读出器 磁性文字输入: 磁性字符读出器 符号输入: 光学符号读出器 人工输入: 键盘式发信机 按钮式发信机 磁带输入: 磁带 计量输入: 气象遥测计 防汛遥测计	纸带输出: 纸带穿孔机 纸卡输入: 纸卡穿孔机 打印输出: 页式打印机 行式打印机 电子打印机 显示输出: 阴极射线管显示 萤光屏显示 光电显示盘 记录输出: X Y 标绘器 笔尖记录器 胶片记录器 声音输出: 受话器 磁带输出: 磁带	纸带输出: 光学字母读出器 纸卡-纸带变换器 纸带-带纸变换器 纸卡输出: 光学字母读出器 纸带-纸卡变换器 磁带输出: 光学字母读出器 增量磁带	数据传输设备 键盘打印机 银行用窗口设备 遥控终端 显示终端 数据校正终端 光学符号读出器终端	台式计算机 手摇计算机 现金出纳机 会计机

另一方面,其一大特点是设备的制作技术及在系统中有效地利用这种设备的程序编制技术也较为成熟。

大致区分一下有两种:备有打字键盘的键盘式打印机及以纸带或纸卡为基础的设备,但也有将二者多台装接的较高级的设备。

以纸带为基础的设备具有1)结构简单,稳定性高,2)易于作误差控制(后限功能),3)代码单元数可以是自由的,4)易于提高速度等特点,原来是作为

数据通信系统的终端设备而研制的,现则多作为廉价的数据收集及数据交换的有用输入输出手段。通常在这种情况下由于与穿孔打字机联用,对于要求即时性的系统及会话型的用途是完全不适合的,但适用于容许有某种程度的延迟时间的系统。

一方面,打字机式终端设备由于制成了高速打印的打印机,并由于可用于纸带设备所不能胜任的会话型用途,即直接发送电键信息和直接打印接收的信

息，并可同时采用纸带读出机和穿孔机及随着信息量的增大而任意选择输入输出设备的种类与台数及追加设备，且又可与旧有的穿孔打字机一样地操作并能无人接收等等，所以现在各项事务工作多采用它。今后这种设备看来还会更多地使用，但显示终端及光学符号读出终端等在许多部门也会占一定的地位。至于键盘式打印机，则大概要朝着小型、高速、低价、无噪音的目标逐渐研制基于崭新原理的新式制品。

目前采用墨水喷注法、静电记录法、热敏法等非打印方式及采用点式打印法及飞行式打印法的打印方式的印字机正在陆续出现。

5.2 光学符号读出终端设备

光学符号读出终端设备近来受到人们的重视。它以光电式反射光读出法来检查图表上有无以普通铅笔等记录的黑色符号，并编成输入信息。它的优点很多，例如：1)没有键盘操作的困难，2)没有信息编码的麻烦和错误，3)只要改变图表的形式便可用于多种用途，4)没有敲击键盘的噪音，5)留下记录，6)与光学字母读出设备相比较小而价格低廉。这是因为图表上的许多符号位置都各印有其固有意义，记录者只要根据原始信息来选择必要的项目（例如制品名称、企业名称、顾客名称等），并用黑色的办公用铅笔作出标记，便能简便地编成输入数据。无论何时何地，谁都可以编制输入信息，这也可以说是改善人机界面的第二个输入方法，特别是对于最近由于输入输出信息增加及劳动力不足所造成的数据编制时间与编制费用增大的情况，是非常有效的，并且是一种人们所希望的不要求操作者专业化的方式。

光学符号读出终端设备以符号读出器为输入装置，由于易于处理所接收的输出信息，通常采用打印机。

5.3 显示式终端设备

显示式终端设备以计算机及图形显示输出量，不但能显示文字，而且能立即作图表等的直视显示，故作为对话式设备而进展极为迅速，是今后可望增加需求的机种之一。

显示式终端设备种类如下：1)查询用——这是以若干按钮和光笔进行输入，而输出则可显示30—100个字形的简易型设备；2)一般用——具有打字式键盘，因能在显示面上修改和编纂文字而具有充分的编纂功能，能显示200个字形以上的通用型设备；3)图形显示用——在所谓图形显示中，可显示图画、图形、表格，特别是具有图形修正等过程简单迅速的功能。

输入是以键盘及光笔进行的。

输出显示用的器件有阴极射线管、单元显示器、矩阵显示器等。

这种记录方式不能留下称为软拷贝的记录，故最近采取解决办法，即研究用光学、电气或机械等方面的种种方法把显示内容作成永久记录，称为硬拷贝设备。

此外在日本为了能显示常用的汉字和假名，对汉字的显示也在进行研究。

6. 各种专用数据传输终端设备

专用数据传输终端设备是在明确规定适用业务范围，以便在系统中达到最佳处理效率而针对各项业务内容研制的。

例如为了便于飞机与火车的座席预约和退票而设置代理设备，以及为了便于银行存款存取而设置专门设计的联用窗口设备。此外，为了进行制造厂生产线的作业管理，还有生产管理用的数据传输终端设备，以使现场操作者易于把所需的数据送入。

根据这些用途制作的专用数据传输终端设备，是扩大计算机联机系统和改善人机界面的要素，故预计今后其种类将逐渐增多。现介绍主要的专用终端设备。

6.1 银行用终端设备

现在日本使用最多的专用终端设备之一是联机式的银行业务终端设备。通常的终端设备都是在—台控制装置上装接多台输入输出设备，即采用所谓多头终端的结构。

图3是银行用终端设备的构成。

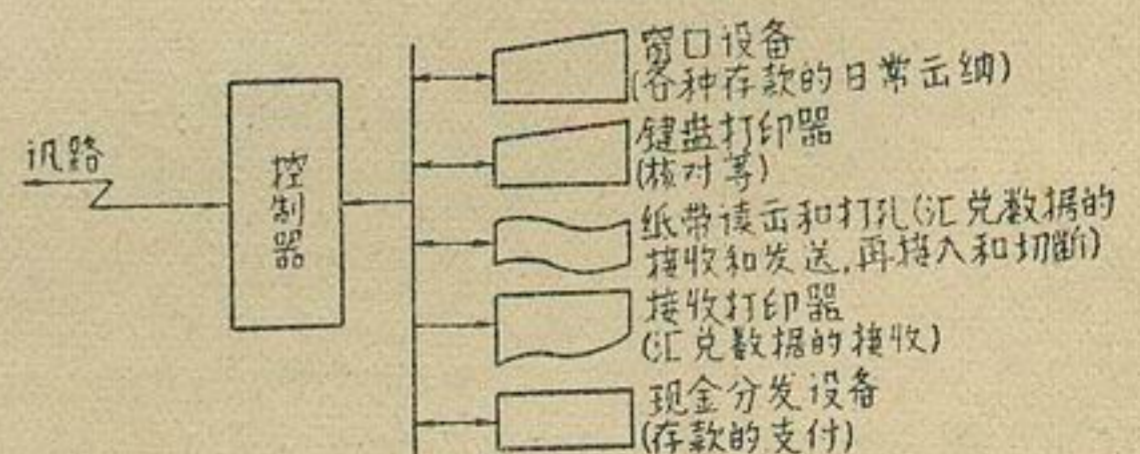


图3. 银行用终端设备的构成

在一个控制器上可连接的输入输出设备数目为数十台或十数台不等，一般多是八台左右。

具有代表性的存储窗口设备的特点是：1)键盘由输入数字的数据键（全键）和用于业务的业务键（户头编号、操作、控制、项目等）组成；2)打印设备由

流水账册与存摺两个打印机构组成，根据需要还可附加转账传票打印机；3)打印间隔在常用的纵、横两种存摺中平均每英寸12字。

符号读出打印器的组成部分是：读出器，它以光学方法读取用普通铅笔写在卡片上的符号；打印器，它象存储用设备那样可在流水账和票据或存摺上打印。所记符号的读取速度，在55行每行10—12字的情况下是每秒20行。这种打印器可用于卡片数据的发送监控器及接收数据的记录。

6.2 生产管理用终端设备

工厂用生产管理系统的范围非常广，从销售管理、需求预报等经营管理业务，到作业管理、装配工程管理及库存调度等计划工作，种类繁多。其中后者为了监督制造现场的操作状况而设置终端设备并采取收集数据的系统。

通常这种终端设备称为“数据收集器”，能在没有专门操作人员（即只有一般操作人员）的情况下准确迅速地收集生产线当时发出的数据。输入数据大致如图4所示那样送入。

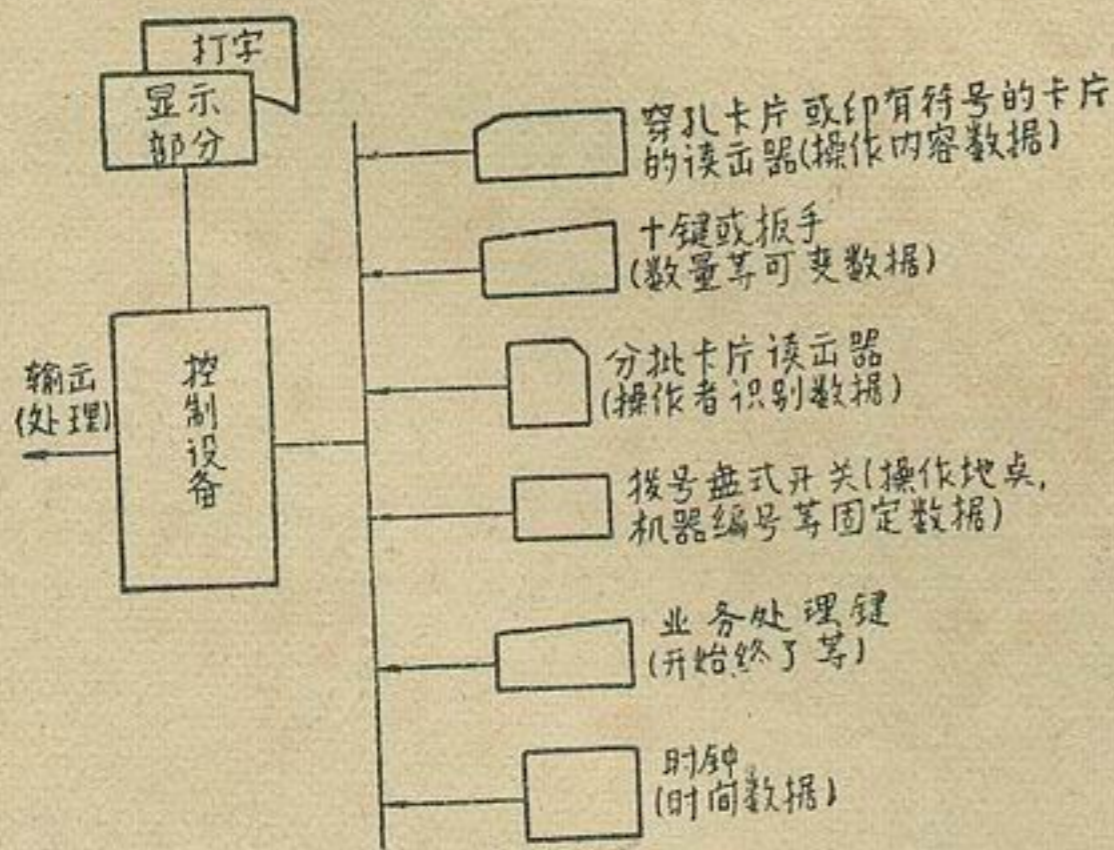


图4. 数据收集器的构成

输入数据的形式有三：向纸带输出的“脱机单体型”，用汇集设备把来自数十台终端设备的数据汇集到纸带穿孔机上的“脱机汇集型”，以及直接地或者通过通讯电路送入计算机的“联机型”。脱机型所制作的纸带经过分批处理送入计算机。

此外，作为生产线的操作管理系统而由计算机向生产现场发送操作指示的，还有数字显示管、光电显示盘、打印机或者文字显示器等等。

一般来说操作现场的环境条件要比事务场合严格，特别是必须对温度、湿度、尘埃、油、药品、振动等方面作详尽的考虑。而且，在通信线路方面，也有必要对电力线的感应及地电位变动作充分防护。

7. 新的数据传输终端设备

7.1 磁带盒终端

近来有一特别明显的倾向，即利用磁带盒作为小型计算机及终端上的低成本输入输出工具或辅助存储手段。电键—磁带装置及电键—磁带盒装置即属此类。其基本功能是：1)电键给定数据的磁带写入；2)磁带所写入数据内容的核对和检索；3)用磁带进行数据的发送与接收（选择功能）。

研制成的产品将是多种多样的：或者是与旧有纸带、纸卡相比，具有高速、紧凑、高度可靠、无噪音、低廉、小型化等特点而更适于与各种输入输出设备配套的形式，或者是单件形式。

特别是在电话交换电路的音响耦合器等器件中，看来可作为便携式插接终端的实现手段。

7.2 分批遥控终端

使用微型计算机，作为遥测系统终端设备，或者设置于远方以减轻中心计算机负荷或降低通信成本的终端设备，就是分批遥控终端设备。

这种设备的构成，是以一个控制器（微型计算机）为中心，它能使卡片读出器和行式打印机等计算机常用外围设备在操作上相配合而作各种各样的组合，因此，它类似于小型计算机系统，只不过没有分批处理，但却能发送和接收数据。

随着计算机应用范围的扩大，对这种终端设备的需求可望增大。

(译自《电子科学》，1972，22，№5，77

—84)

注：本连载还有：传送控制、通信控制装置、数据通信用的计算机技术、微型程序，以及数据通信实例等几篇文章，本刊不再介绍。

晶体管化 25 瓦甚高频调幅发射机

引言

«Mullard Technical Communication» 这本期刊在1968年第91期上曾介绍过一种采用电池工作的调幅和调频 VHF (甚高频) 晶体管发射机。由于当前对于如何在 VHF 波段上获得较大的射频功率, 特别是超过 25W 的调幅载波功率受到了普遍重视, 因此本文介绍采用两个并联 BLY93A 晶体管在 144~174兆赫波段上能给出 28W 调幅载波功率的功率放大器的设计。同时, 还介绍该放大器在频率为144~146兆赫的完整发射机中的工作性能。

设计考虑

在理想的丙类工作中, 射频输出电压正比于工作高压, 也就是说, 调幅信号可直接加到与高压电源串接的射频功率放大器的输出晶体管上。实际上, 由于射频功率晶体管的增益受到限制, 使得用外基极偏压的真正丙类工作成为不现实。因而在用集电极调制的调幅发射机中, 一般不能把调制功率只加在功率放大器的一级上。不过, 可将低电平的调制加到激励器, 如有必要, 还可加于前几级。例如, 图 1 示出了有并联输出晶体管的三级射频功率放大器的一般方块图, 调制信号加于其中的每一级。

这一电路输出级所需的激励功率 P_{DR} , 可根据对所用晶体管峰值包迹功率工作条件的考虑而推算出来。图 2 示出丙类工作时负载功率 P_L 和高压间的关系曲线及实际条件下偏离理想平方律曲线的情况。

通常的做法是将乙类或丙类工作的高频功率晶体管并联起来运用的。通过单独调节每个晶体管的输入电路来达到最佳性能。但这样做会有危险: 当负载失配时, 流经两个晶体管的电流将失去平衡, 从而可能导致一个晶体管或两个晶体管都出现过损耗。另一个缺点是, 需要额外增加元件。所以在本文所介绍的放大器中, 用来调节和匹配基极与集电极电路的所有可调元件对并联的两个晶体管都是共用的。

现在来研究图 1 示出的 25W 载波功率放大器, 假如天线滤波器的插入损耗为 10% (典型值), 那么, 所需输出级载波功率将是:

$$P_L (\text{载波}) = 27.5 \text{ W}$$

如果要求包迹失真允许的最大调制度是 0.7 (70%), 则

$$P_L (\text{峰值包迹功率}) = 27.5 \times (1.7)^2 = 79 \text{ 瓦}$$

也就是说, 对于每个并联输出晶体管将是:

$$P_L (\text{峰值包迹功率}) \approx 40 \text{ W}$$

此功率应在高压 $V_{h.t}$ (峰值包迹功率) 下给出, 而 $V_{h.t}$ (峰值包迹功率) 由下式给定:

$$V_{h.t} (\text{峰值包迹功率}) = 1.7 \times (\text{无信号高压})$$

对于 13.8V 高压源则为:

$$V_{h.t} (\text{峰值包迹功率}) = 23.4 \text{ V}$$

因此, 必须选用能以适当的电压额定值工作于峰值包迹功率约为 40W 的输出晶体管, 而且, P_L/P_{DR} 特性在低于所要求的峰值包迹功率电平的动态条件下 (语音调制) 应不饱和。

BLY93A 晶体管的幅调能力

根据 BLY93A 的数据, 每个晶体管所需的激励功率保守地估算为 7 到 8W, 而两个晶体管则为 15W。若理想的丙类工作得以实现, 估算出的激励功率对于峰值包迹功率和载波 (未调制) 这两种状态都是相同的, 而且电路总是调谐于标称高压或峰值包迹功率高压。实际上, 为给出 P_L (等于 27.5W) 所需的激励功率将小于 15W。

这时在设计过程中, 同输出级有关的最佳激励器调制是不知道的, 应通过实验来确定。所以, 激励晶体管需给出达 15W 的载波功率, 而电压额定值应保

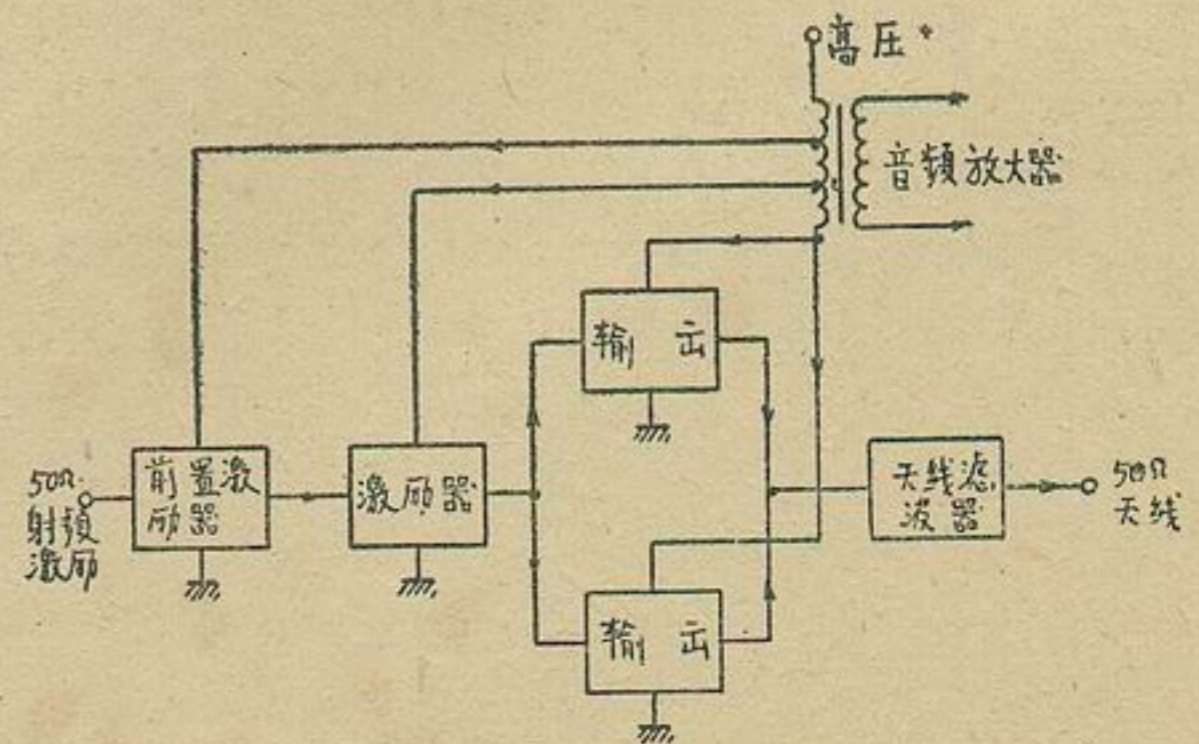


图 1 三级调幅射频功率放大器的方块图

射频功率放大器的设计和连续波的测量

持调幅工作容许值。于是还需要一只 BLY93A 晶体管作为激励器，以确保有足够的载波和幅调能力。对 BLY93A 所需的输入功率保守地估为 4W，这可由 BLY97 前置激励晶体管获得，这只管子应能在小于 0.3W 而又达到幅调能力的激励功率下提供 13.8V、4W 负载功率。

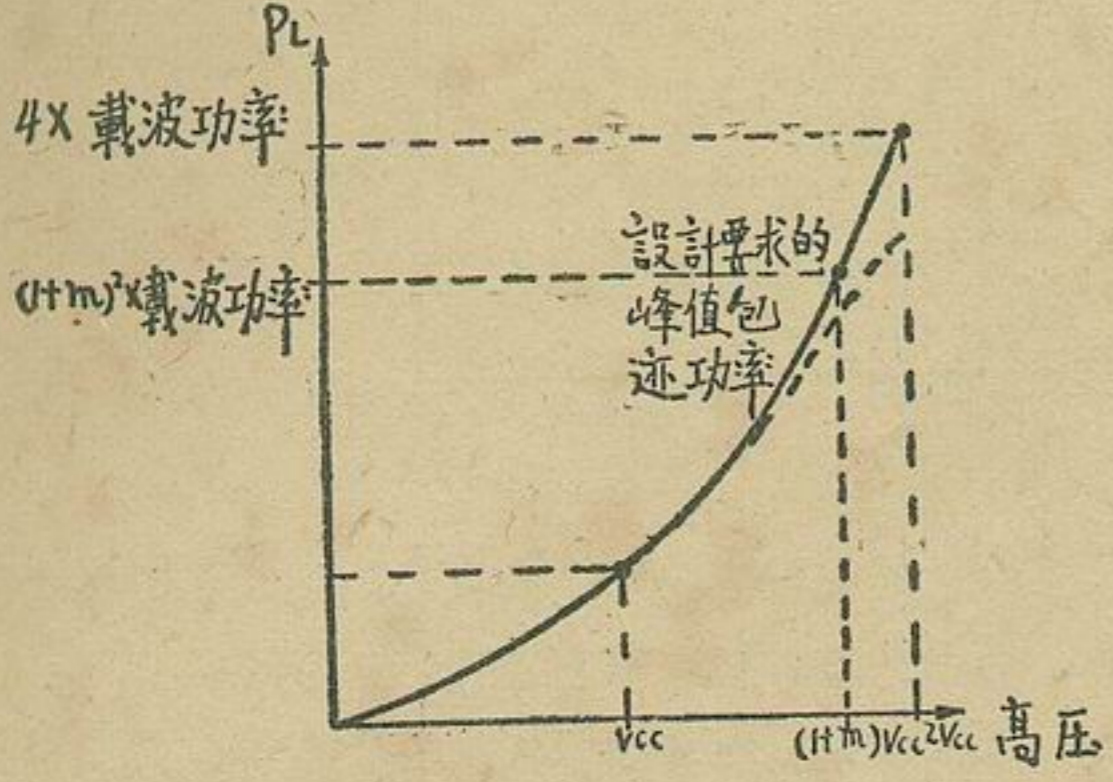


图2 集电极调制的丙类工作。图中实线表示理想的丙类工作，虚线表示实际情况

图3是功率放大器的电路图，电路是采用通常的方法设计的，不同的是13.8V高压最初通过单独的去耦元件加给并联输出晶体管，在集电极电路中接有陶瓷隔离电容 C_{17} 和 C_{18} ，便于在失配负载下检测单个的集电极电流。这种接法在电流分配已被测出的最后电路方案中则省略。

图4是印刷电路板的电路图，电路板系由 1/32" 树脂粘接的玻璃纤维和每平方呎含有 2 盎司的铜双镀层 (0.07毫米厚) 构成的，而连续接地面是由边缘电镀的底板和通孔电镀的晶体管座孔构成的。通孔电镀层不能同集电极和基极岛区连接，可采用的办法是从靠近孔的集电极和基极岛去掉 1 毫米宽的窄条。设计电路板时要做到接近激励器和输出晶体管的自由地面

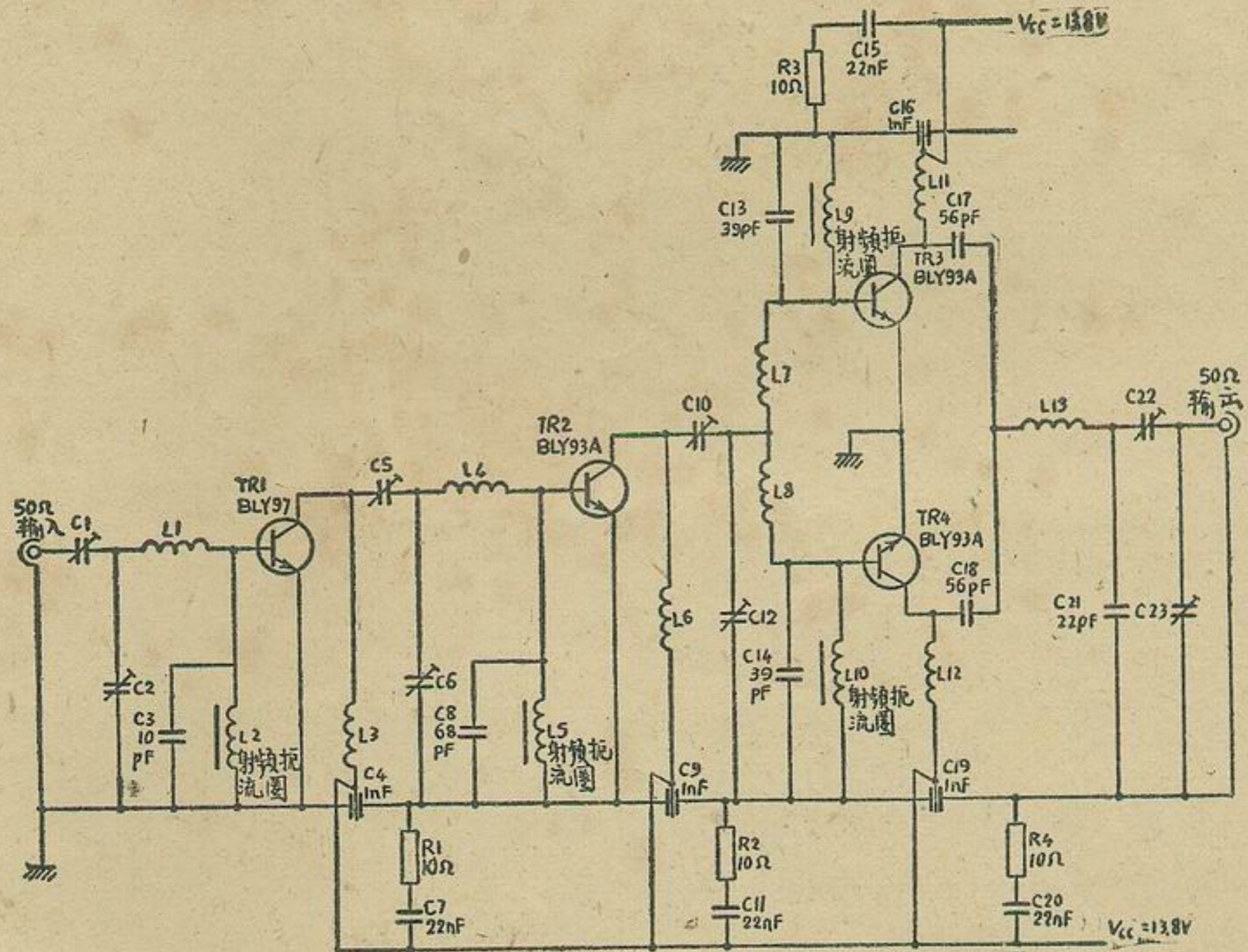


图3 三级功率放大器

线圈数据 序号	漆包铜线直径 匝数	漆包铜线直径 (mm)	绕组直径 (mm)	长度 (mm)
L ₁ 、L ₄	2	1.25	7	8
L ₃ 、L ₆	4	1.25	7	8
L ₇ 、L ₈	2	1.25	5	7
L ₁₁ 、L ₁₂	3	1.25	7	7
L ₁₃	2	1.60	7	5
L ₂	2	0.46	漆包铜线绕在 FX1115 型软磁性铁氧体心上	

L₅、L₉、L₁₀ 2.5 0.5 锡包铜线绕在 FX1898 型软磁性铁氧体心上

电阻——所有电阻均为 CR37 型碳膜电阻

电容——微调电容均为 4 到 40pF，Mullard 公司的型号为 809、08002。电容 C_7 、 C_{11} 、 C_{20} 为 22nF，Mullard 公司的型号为 C280AE/P22K。除穿通电容外，其余均为陶瓷管电容。

晶体管——TR₁ 型号为 BLY97
TR₂、TR₃、TR₄ 型号为 BLY93A

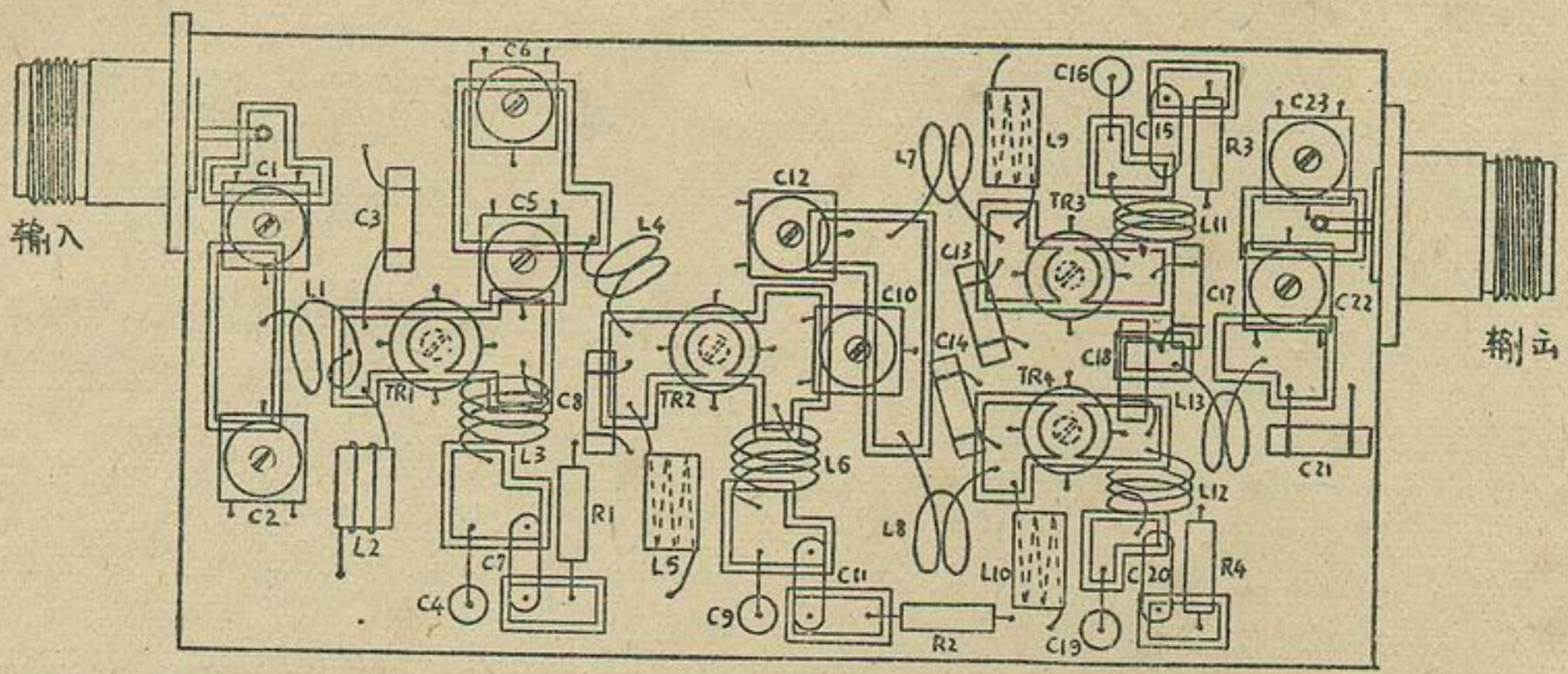


图4 印刷电路板的电路图

区具有良好的导热性，使之顺利地散热。否则，象 L_9 和 L_{10} 这样的铁氧体磁心元件可能产生过热现象。

174兆赫连续波的测量

为在实验室条件下进行射频测量，将功率放大器的印刷电路板安装在暗阳极处理过的 $126 \times 81 \times 12\text{mm}$ 铝块上，用收紧螺帽将每个晶体管座固定，使它和铝块表面保持良好的接触。然后用螺栓将铝块和印刷电路板固定在冲压出的暗阳极处理过的铝散热片上。

首先将放大器调谐于 174 兆赫连续波工作，其负载为 50Ω ，高压为 13.8V ， P_{DR} 为 300mW 。初始测量值见表 1。

表1 频率 $f=174$ 兆赫、高压 $h.t=13.8\text{V}$ 、激励功率 $P_{DR}=300\text{mW}$ 时的集电极电流值

前置激励器 (BLY97) 的集电极电流	I_{C1}	400mA
激励器 (BLY93A) 的集电极电流	I_{C2}	2.1A
	I_{C3}	2.65A
输出级 (BLY93A) 的集电极电流	I_{C4}	2.75A
负载功率 P_L		49W

表2 频率 $f=174$ 兆赫、高压 $h.t=13.8\text{V}$ 、激励功率 $P_{DR}=300\text{mW}$ 时，不同负载电压驻波比的输出级集电极电流值

负载电压驻波比	P_L (入射的)	P_L (反射的)	I_{C3} 最大	I_{C4} 最大
1	49W	0W	2.65A	2.75A
3	32W	7.5W	3.4A	3.5A
10	35W	20W	4.05A	3.95A

表 1 结果表明，它具备充分的过功率能力，因而可调谐于负载载波功率为 27.5W 的调幅工作。

在放大器工作处于失配负载状态下，测量输出晶体管的电流分配。对于各种负载阻抗相角，测出 I_{C3} 和 I_{C4} 的最大瞬时值 (见表 2)。

表3 作为时间函数的负载功率

时 间(秒)	P_L (W)	I_{C3} (A)	I_{C4} (A)
0	49.5	2.75	2.8
10	48	2.8	2.87
20	47	2.85	2.9
30	46	2.9	2.95
60	45	2.95	3.0
90	43.7	3.0	3.05
120	42	3.05	3.1
240	40.4	3.05	3.1
480	39.4	3.0	3.05

晶体管射频放大器的负载功率一般是随着温度的升高而下降。因此，当加上激励功率后，可以预计，负载功率随时间而下降，其下降速度与由晶体管到散热片的热传递系数有关。表 3 示出当放大器负载为 50Ω 、高压为 13.8V 、激励功率为 300mW 时负载功率与时间的函数关系。应当注意，地面流动业务中发射信息的平均持续时间为 8 到 10 秒，在此时间内，输出功率仅下降 3%。已制出了几个原型电路，其连续波的工作性能一致。

射频功率放大器的调幅工作

为评价此放大器的调幅性能，首先介绍射频激励器和调制放大器。

射频激励器

所采用的射频激励器电路在68年的文章中已有介绍。虽然所设计的电路用于156~174兆赫波段，但事实上，这种电路的频率可调到低于156兆赫。

调制放大器

图5示出一种能给出15W以上功率的调制放大器，它除输出变压器的次级线圈载有射频功率放大器的直流外，其它设计完全和通常的乙类音频放大器的直流外，其它设计完全和通常的乙类音频放大器一样。其中有两个予调电位计： R_5 将BD124激励器晶体管 TR_4 调于甲类偏压，使给出750mA的集电极电流，而 R_{10} 调节配对的2-BDY20输出晶体管 TR_5 和 TR_6 的

偏压，使交叉失真在允许范围内。值得注意的是，一开始 R_5 必须置于最大电阻值，以避免 TR_4 产生过大的耗散。

该放大器的目的仅在于语音频率，而事实上，来自话筒放大器的信号的幅度和带宽通常是受到限制的，以避免过调制和防备相邻的VHF信道边带频率的发射。因此，每个BDY20晶体管的集电极峰值电流应限制在2A左右。不过，在设计放大器时，需使它具有较大的过电流和过功率能力，以减少失真。

在电路的低电平级备有射频去耦。要特别注意元件的布置，引线要尽量留短一些，特别是靠近调制变压器的引线更应如此，因为在调制变压器附近，不希望的射频耦合是很麻烦的。调制放大器的BDY20和

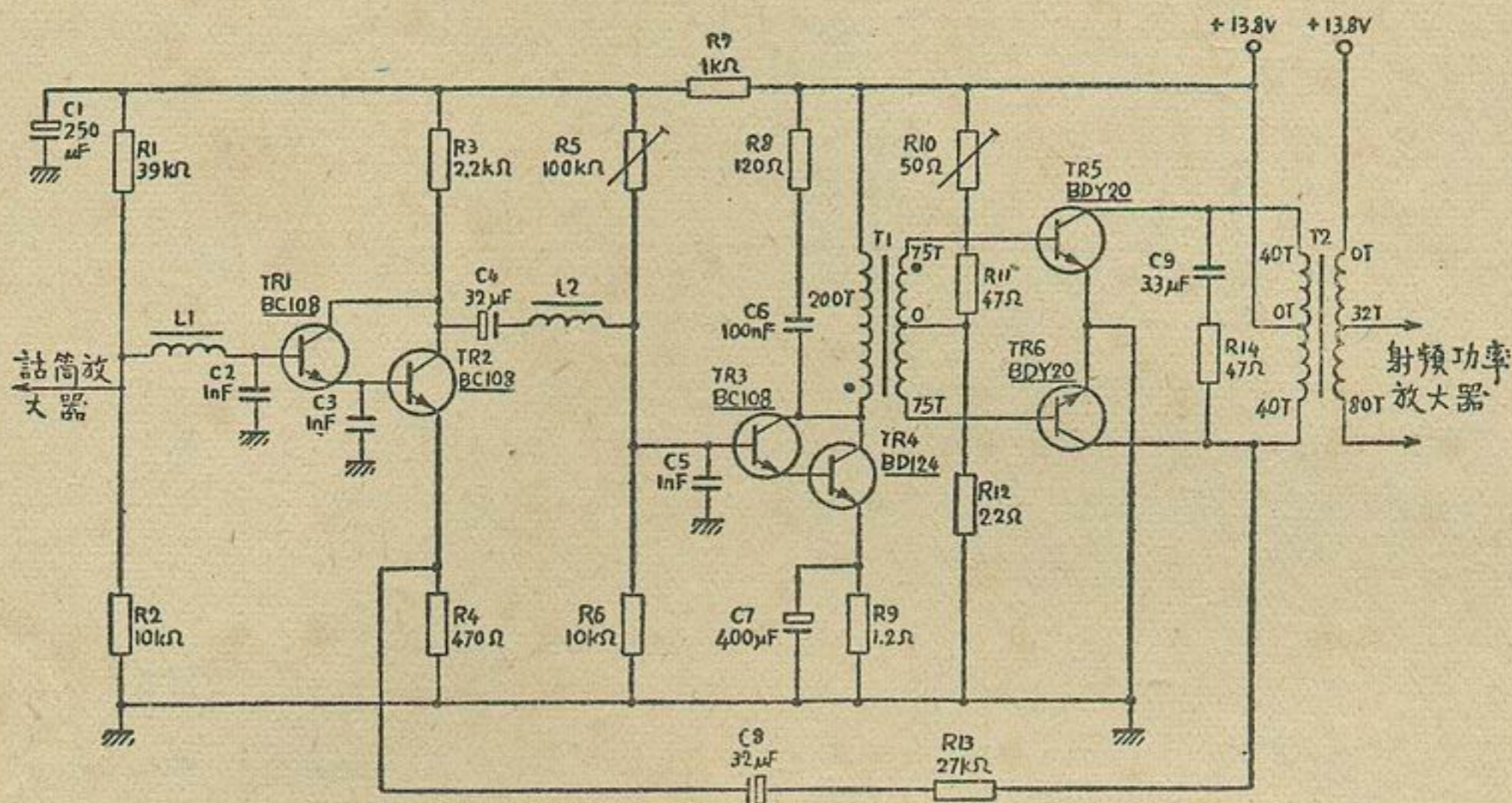


图5 调制放大器

变压器和扼流圈数据

T₁ 激励变压器

铁心: Unisil 51 (各向异性硅钢)

间隙: 0.127mm (0.005")

初级线圈: 200匝, 0.56mm漆包线 (英制24号线)

次级线圈: 75+75匝, 0.38mm漆包线 (英制28号线), 双线绕制

T₂ 输出变压器

铁心: 美国电子产品公司 No30/20/4

间隙: 0.1mm (0.004")

初级线圈: 40+40匝, 1.6mm漆包线, 双线绕制

次级线圈: 80匝, 1.6mm漆包线, 32匝处抽头

L₁、L₂: 2匝, 0.42mm漆包线绕在F×1115软磁铁氧体心上

电阻序号	数值	Mullard 公司型号
R ₁	39KΩ	CR25
R ₂	10KΩ	CR25
R ₃	2.2KΩ	CR25
R ₄	470Ω	CR25
R ₅	100KΩ	CR25
R ₆	10KΩ	CR25
R ₇	1KΩ	CR25

R ₈	120Ω	CR37
R ₉	1.2Ω 3W (线绕的)	
R ₁₀	50Ω	
R ₁₁	47Ω 8W (线绕的)	
R ₁₂	2.2Ω	CR37
R ₁₃	27KΩ	CR37
R ₁₄	47Ω 8W (线绕的)	
电容序号	数值	Mullard 公司型号
C ₁	250μF	C437/E250
C ₂	1nF	42521002
C ₃	1nF	42521002
C ₄	32μF	C428AR/E32
C ₅	1nF	42521002
C ₆	100nF	34421104
C ₇	400μF	C437/D400
C ₈	32μF	C428AR/E32
C ₉	3.3μF	34421335

晶体管

TR₁、TR₂、TR₃——BC108

TR₄——BD124

TR₅、TR₆——2-BDY20 (配对的)

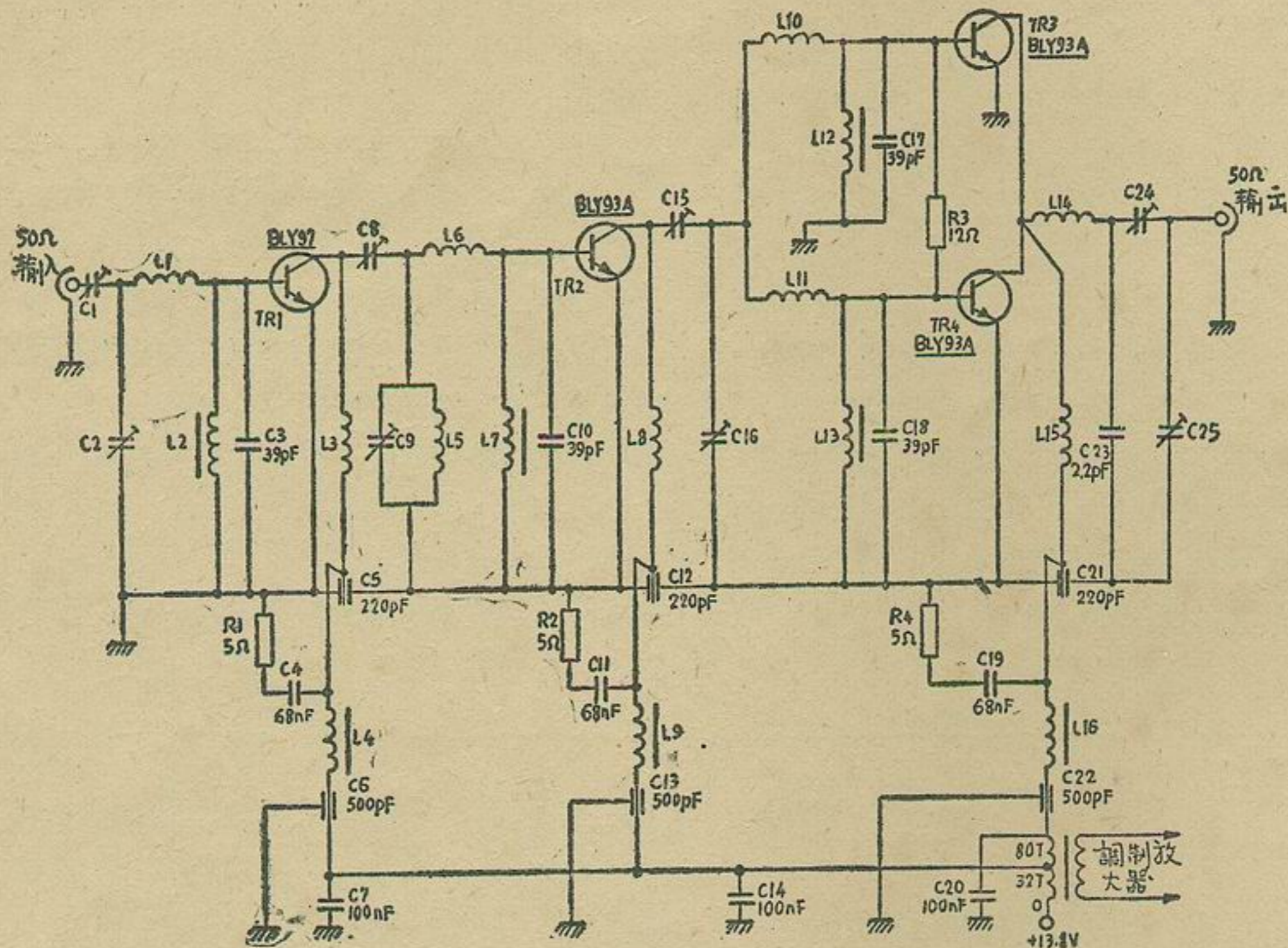


图6 更改后的三级功率调幅放大器

线圈数据 序号	漆包线直径 匝数	绕组内径 (mm)	长度 (mm)
L ₁	2	1.25	9
L ₃ 、L ₈			
L ₁₅	3	1.25	9
L ₅	2	1.25	5
L ₆	2	1.25	8
L ₁₀ 、 L ₁₁	2	1.25	8
L ₁₄	2	1.60	8.5
L ₂	2.5	0.40	漆包铜线绕在 F×1115 型软磁性铁氧体心上
L ₄ 、L ₉			
L ₁₆	2.5	0.5	锡包铜线绕在 F×1898型 软磁性铁氧体心上

L₇ 1.5 0.40 漆包铜线绕在 F×1115型软磁性铁氧体心上

L₁₂、
L₁₃ 1.5 0.5 锡包铜线绕在 F×1898型软磁性铁氧体心上

电阻——均为CR37碳膜电阻,但R₃除外,R₃为12Ω、0.5W,材料是金属氧化物天然树脂,型号为TR₅
电容——微调电容均为4到40pF、Mullard公司型号为809、08002。

电容C₄、C₁₁和C₁₉为68nF、Mullard公司型号为C₂₈₀/P68K。

电容C₇、C₁₄和C₂₀为100nF、Mullard公司型号为C₂₈₀/P100K。

除穿通电容和去耦电容外,其余均为陶瓷管电容。

晶体管——TR₁的型号为BLY97

TR₂、TR₃、TR₄的型号为BLY93A

BD124晶体管通过云母垫圈安装在480×220×3.2mm的铝面板上,除两个变压器外,电路板安装在Lekt-rokit底板上,然后将底板和变压器一起安装在铝面板上。装有射频功率放大器的铝块也用螺栓固定在此板上,用一个1.22mm的黄铜板将调制放大器和功率放大器隔开,两个放大器的所有接地点都接在铝面板上。

功率放大器的更改

为在174兆赫上利用调制放大器来进行幅调测量,

对图3的功率放大器作了某些更改和补充,这主要是从提供适当的去耦和稳定性的角度来考虑的。更改后的电路如图6所示。将一个12Ω电阻R₃接于两个BLY93A输出晶体管的基极之间,以防止在调制后,也就是在最低高压时,其中一个晶体管先切断。

174兆赫的幅调测量

实验得知,激励器和前置激励级的最佳调制电平均为输出级电平的40%,调制变压器在32匝处抽头。调谐是借助于示波器观察将调制包迹失真降到最

小，并将调制度测试表（马可尼 TF 2300）测得的峰谷调制电平进行比较而实现的。功率放大器的非线性阻抗引起的调制包迹失真主要是由于调制放大器失真造成的。因此，可设法对调制变压器次级线圈施行电阻性加载来减小失真。

表 4 给出： $f=174\text{MHz}$ 、 $P_L=28\text{W}$ 、 $f_m=1\text{kHz}$ 时，两个标称调制值下的峰谷调制电平值。

表4 峰谷调制电平值

米	峰 (%)	谷 (%)
0.5	48	52
0.8	76	84

用频谱分析器检验了电路的稳定性、寄生现象和参数。方法是调谐放大器，用 1kHz 正弦波进行调制，然后故意地使其失谐。

144 到 146 兆赫的固定发射机

上述电路的工作频率可调到 156MHz 以下。图 7 示出工作频率为 144 到 146MHz 的整套地面电台的方块图。除已介绍的电路外，发射机的其它辅助电路如下：话筒放大器、转换和延迟电路以及天线滤波器。电台的接收部分包括：现有的民用高频通信接收机—Racal RA17 和全晶体管化的 VHF 变频器。高压连续加给发射机功率放大器、调制放大器和话筒放大器，并通过中频同轴电缆加给 VHF 变频器。

电台安装在地面上，而 16 个振子的旋转天线则安装在高于地面 50m 处，发射机的功率通过 100m 长的低耗 50Ω 电缆馈给。VHF 变频器安装在天线的基座上，以减小噪声和避免寄生响应，并使增益足以克服 100m 电缆所产生的插入损耗（该电缆为 75Ω ，连接于变频器和接收机之间）。发射机用三个信道工作，它包括可转换的三个 VHF 激励电路（分别晶控于 145.0500MHz 、 144.8090MHz 和 144.6605MHz ）。

话筒放大器

图 9 是由 TAA310 集成电路制成的话筒放大器。放大器的电压增益为 $60\sim 80$ 分贝，最大输出有效值为 3V （调制放大器所需的输入有效值约 1V ）。为首便起见，限制电路和频率形成电路没有包括在内。动圈式话筒的灵敏度约 1mV ，源阻抗为 200Ω 。在放大器的输入端用一个预调电位计 R_1 调节平均灵敏度，而装在面板上的电位计 R_{10} 用来控制发射过程中的调制深度。调制变压器的调制深度用一整型交流表（也装在面板上）来监控。

发射机的高压为 13.8V ，而 TAA310 集成电路用标称 7V 电源，故用一个 6.8V 的稳压二极管来提供所需的电源。

转换和延迟电路

为当靠近天线的天线转换继电器发生故障时保护发射机和接收机，系统中包括有一个延迟联锁电路。这种电路如图 10 所示。

在不能给出电流的状态下，转换继电器处于“接收”位置。选择“发射”的顺序如下：

1) 经过一短时延迟 (< 1 毫秒) 后，由电容 C_1 规定，BCY38 晶体管 TR_1 导通，而使转换继电器动作，这时输出电流为 45mA 。

2) 经过一长时延迟 (约 200 毫秒) 后，由电容 C_2 规定，第二只晶体管 TR_2 导通，将高压切换到选定的 VHF 激励电路。只要继电器上没有 28V 高压，因而继电器绕组未被激励，则此过程就不会发生。

转换到“接收”时，电容 C_2 迅速放电，切断 TR_2 和 VHF 激励器的电源，经过约 150 毫秒后（由 C_1 规定）， TR_1 截止，这时继电器又返回到“接收”位置。

由于高压是连续加在 VHF 变频器上的，因此在“发射”位置时，必须使用 RA17 接收机的“无噪声”调节来降低接收机的噪声。

天线滤波器

图 11 是一般带通型的天线滤波器。

VHF 变频器

为把 $144\sim 146\text{MHz}$ 频段上的接收信号频率变换成 RA17 接收机可接收的 $19\sim 21\text{MHz}$ 频段的一合适频率，需要一个变频器。因为在 $19\sim 21\text{MHz}$ 范围内相对来说可实现无寄生信号接收，故选择此频段。

天线的射频背景噪声和临近的 VHF 波道干扰都有较高的电平。因此变频器的设计特别着重于良好的交扰调制和交叉调制性能。而且，从变频器到 RA17 接收机的较长同轴电缆增加了拾取寄生高频信号的可能性。所以变频器的输出信号要足够大，使之能得到高的信噪比。

图 12 示出变频器的电路。本振器由 BF115 晶体管 TR_4 和 41.666MHz 的三次谐波晶体组成。此三次谐波频率由 BSX20 级三倍倍频，并由另一个 BSX20 放大。

BF182 晶体管 TR_1 用作射频放大器，这种管子在低的信号电平下，也就是在自动增益控制不工作时，

具有良好的交扰调制抗扰性。混频器使用一只BFS28型MOS场效应四极管TR₂，信号由栅1注入，本振由栅2注入，而另一只BFS28四极管TR₃用作中频放大器，以克服从变频器到接收机的100m长电缆上的

损耗。

变频器的典型功率增益为34分贝，噪声指数为5分贝。

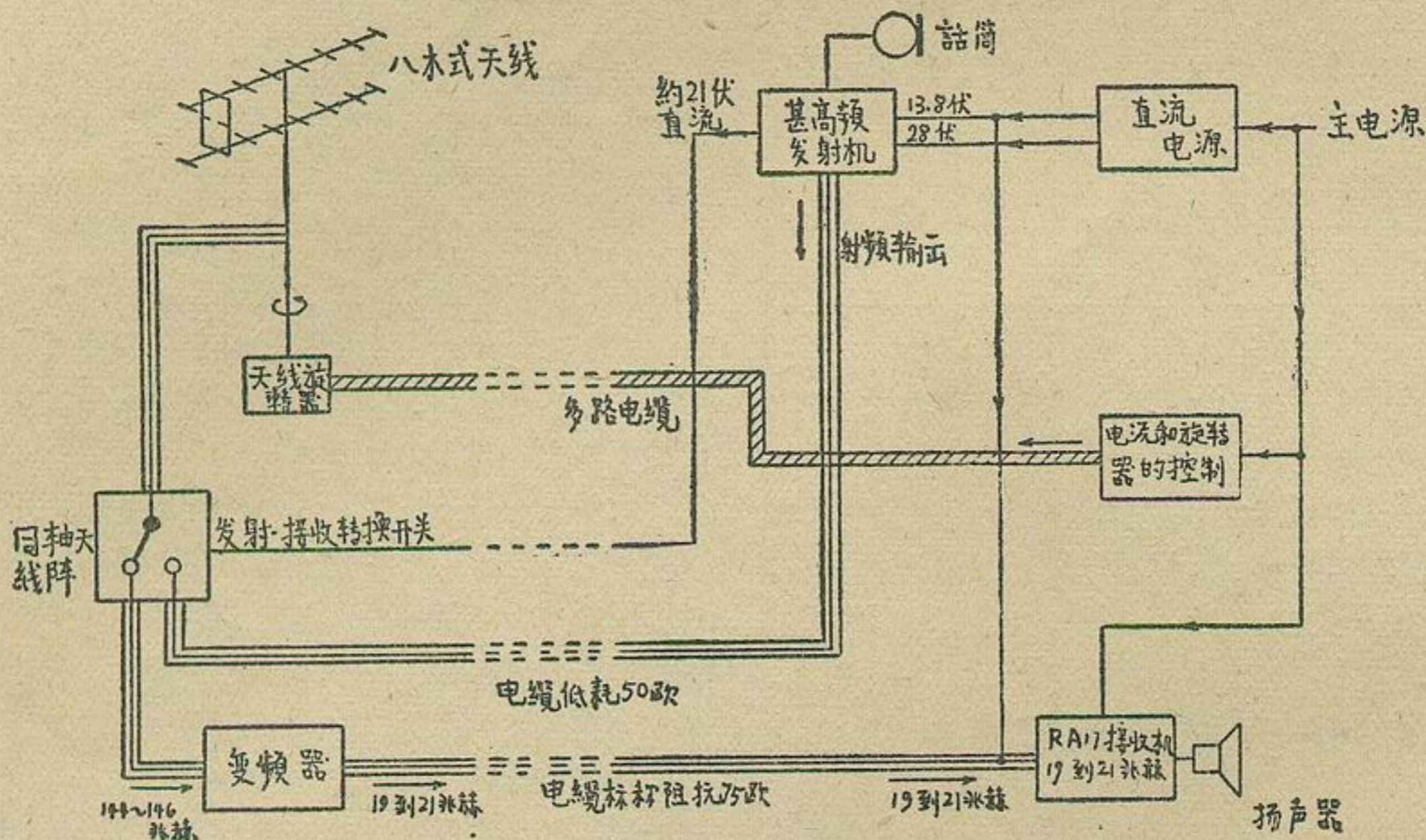


图7 144~146MHz 地面电台方框图

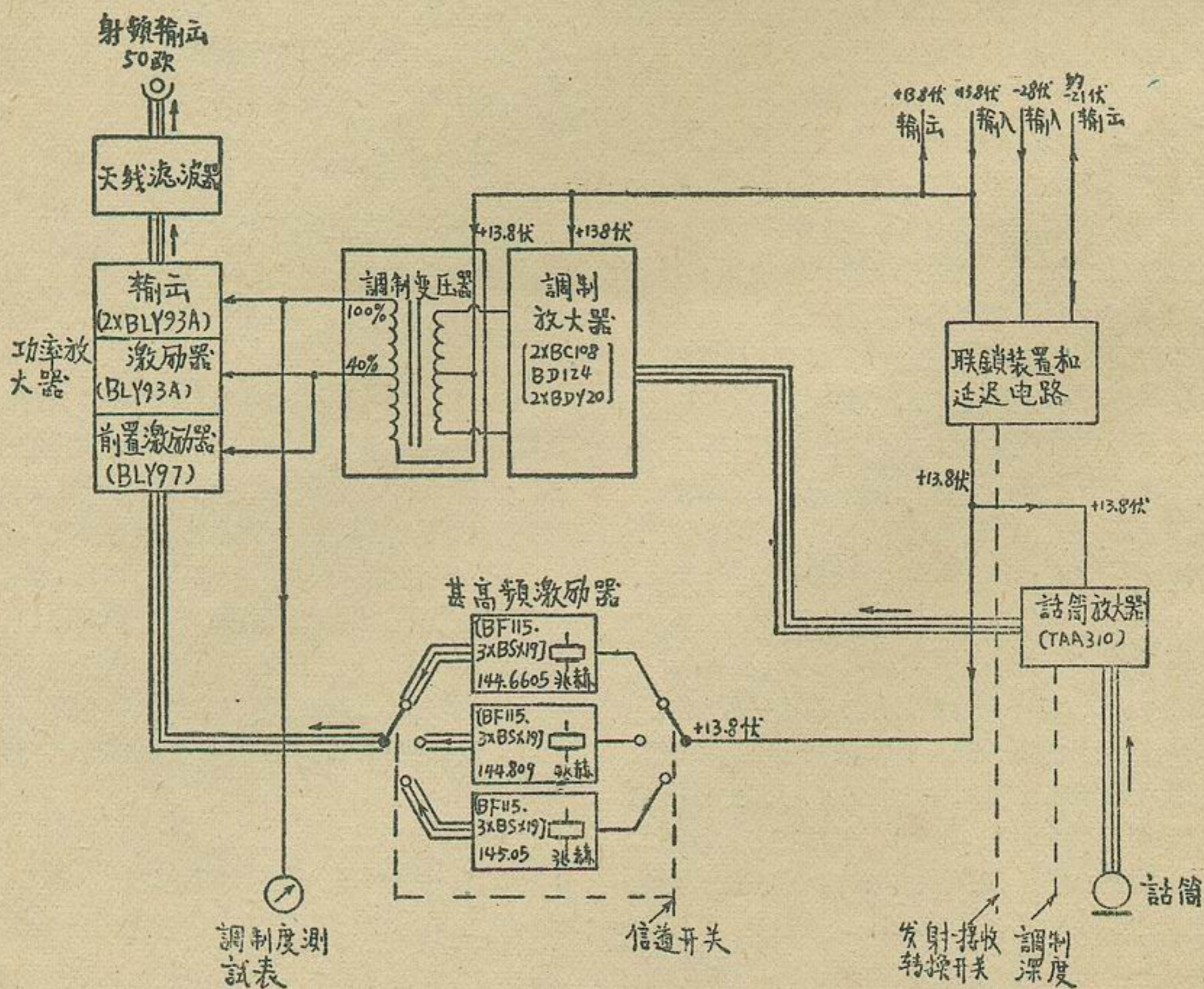


图8 25W调幅发射机方框图

电台工作

发射机的输出功率在经过天线滤波器后调到25W连续波功率。50Ω天线馈电同轴电缆的插入损耗为4分贝，因此给出约10W的全幅射功率。天线增益为12.6分贝。

应当注意，只要接上同轴馈电线，带失配天线的发射机所呈现的最大电压驻波比仅为2.2。

经正式试用，证明此装置工作良好，发射信号的质量很高。

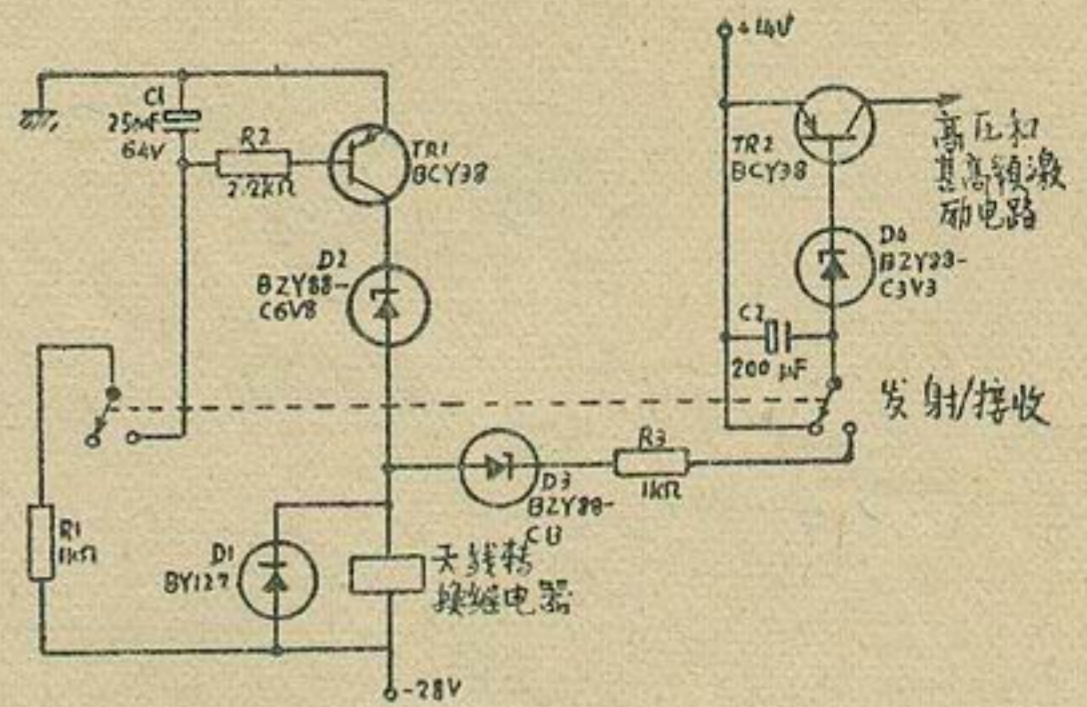


图10 转换和延迟电路

电阻——全是CR37型

二极管和三极管：

D₁——BY127

D₂——BZY88-C6V8

D₃——BZY88-C13

D₄——BZY88-C3V3

TR₁、TR₂——BCY38

电容：

序号	数值	Mullard公司型号
C ₁	25μF	C428AR/G25
C ₂	200μF	C428AR/D200

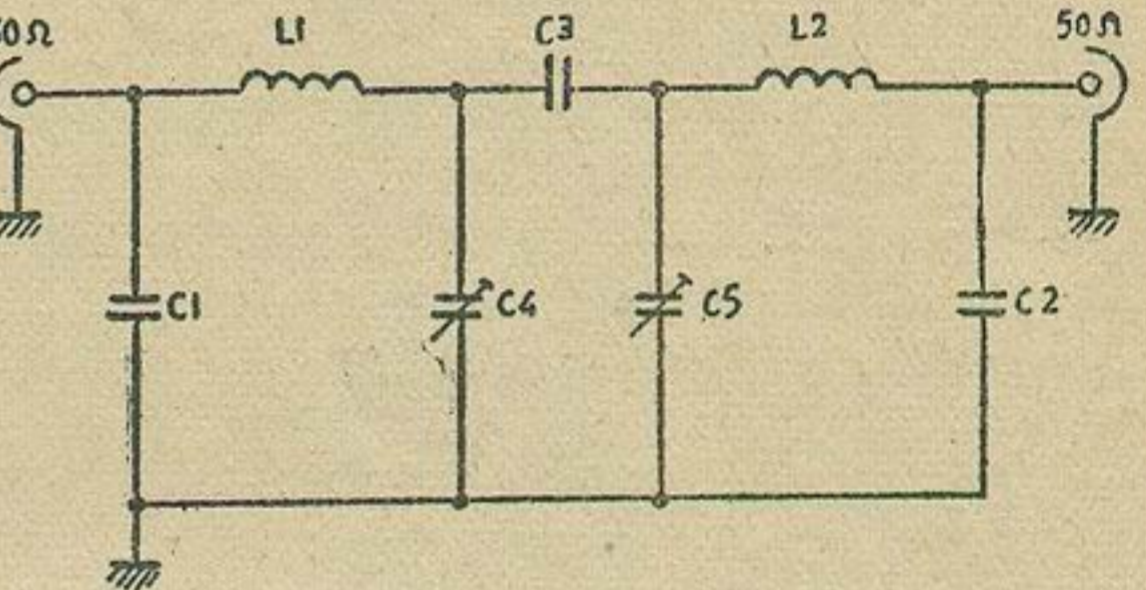


图11 发射机天线滤波器

图中：L₁、L₂——5.5匝，1.25mm漆包线，内径6mm，长9mm（相互装成直角）

C₁、C₂——39pF陶瓷管电容

C₃——1.5pF陶瓷管电容

C₄、C₅——4到9nF同心微调电容，飞利浦型号

80420024

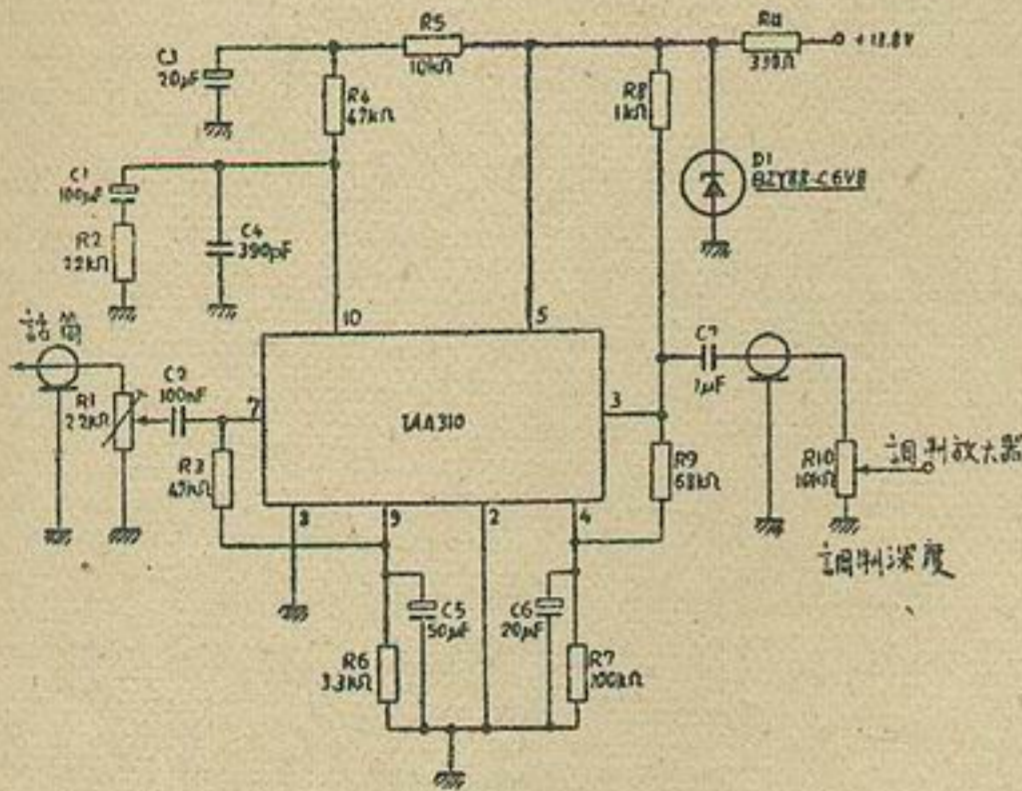


图9 话筒放大器

电阻——R₁为2.2KΩ的电位计

R₂为10KΩ的对数电位计

其余均为CR16型碳膜电阻

二极管和集成电路——二极管D₁的型号为BZY88-C6V8

集成电路IC的型号为TAA310

电容——序号 数值 Mullard公司型号

C ₁	100μF	C428AR/D100
C ₂	100nF	C280AE/P100K
C ₃	20μF	C428AR/E20
C ₄	390pF	42723901
C ₅	50μF	C428AR/B50
C ₆	20μF	C428AR/C20
C ₇	1μF	34421105

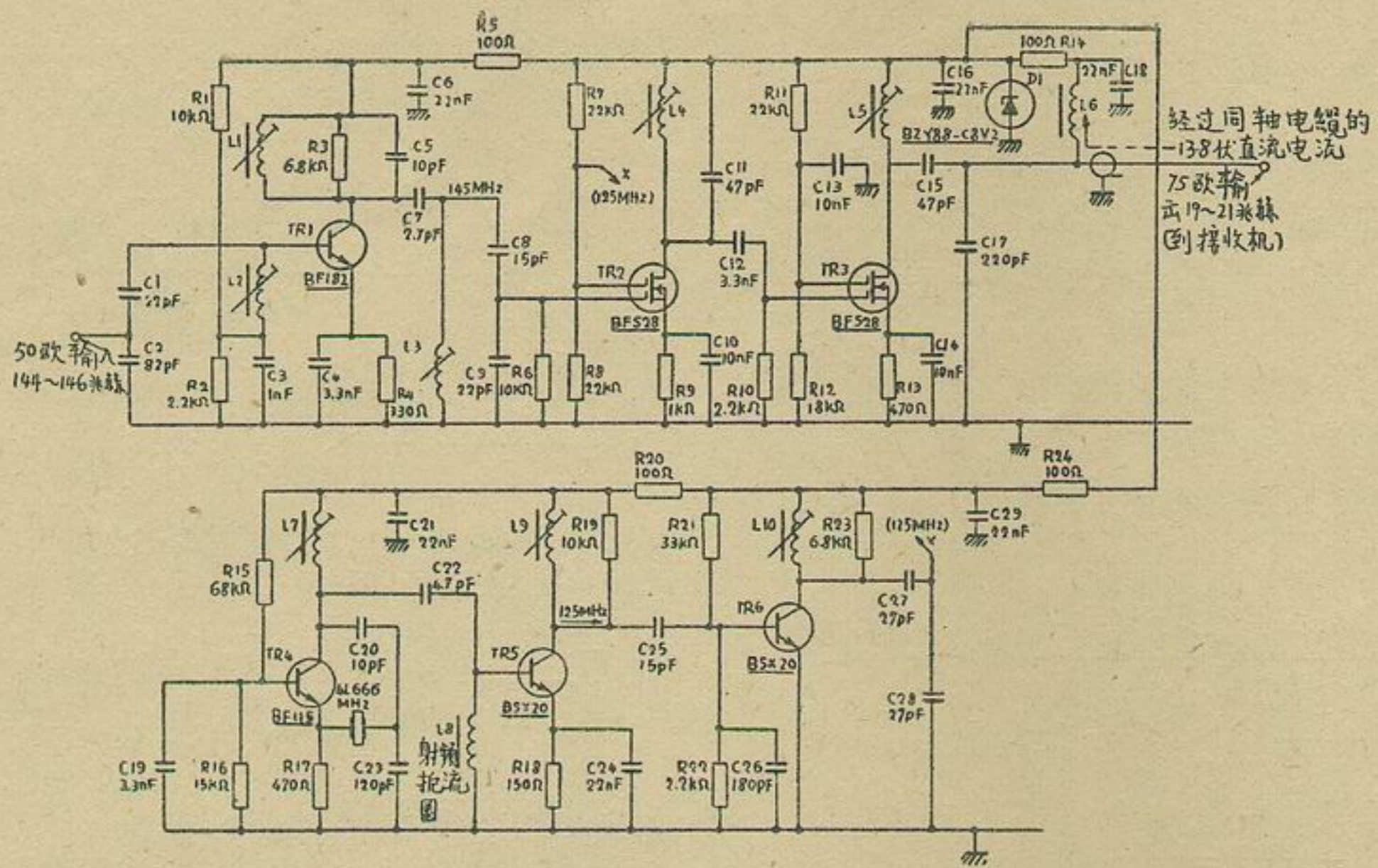


图12 VHF变频器

线圈数据:

- L₁、L₂、L₃、L₉、L₁₀——5匝, 1.25mm漆包线, 匝距1mm, 绕在软磁性铁氧体心的 Neosid 4.5mm线圈架上
- L₇——10匝, 0.355mm漆包线, 绕在软磁性铁氧体心的 Neosid 4.5mm线圈架上
- L₄、L₅——22匝, 0.355mm漆包线, 绕在软磁性铁氧体心的 Neosid 4.5mm线圈架上
- L₈——射频扼流圈 Painton 200509

电阻: 所有电阻均为CR25型碳膜电阻

电容: 序号 数值 Mullard公司型号

序号	数值	Mullard公司型号
C ₁	22pF	C333CC/C22E
C ₂	82pF	C333CC/C82E
C ₃	1nF	63002302
C ₄	3.3nF	63002332
C ₅	10nF	C333CB/N10E
C ₆	22nF	62902223
C ₇	2.7pF	C333CB/N2E7
C ₈	15pF	C333CB/N15E
C ₉	22pF	C333CC/C22E
C ₁₀	10pF	62902103
C ₁₁	47pF	聚苯乙烯
C ₁₂	3.3nF	63002332
C ₁₃	10nF	62902103
C ₁₄	10nF	62902103

C ₁₅	47pF	C333CC/C47E
C ₁₆	22nF	62902223
C ₁₇	220pF	C333CH/C220E
C ₁₈	22nF	62902223
C ₁₉	3.3nF	63002332
C ₂₀	10pF	C333CB/N10E
C ₂₁	22nF	62902223
C ₂₂	4.7pF	C333CB/N4E7
C ₂₃	120pF	C333CC/C120
C ₂₄	22nF	62902223
C ₂₅	15pF	C333CB/C15F
C ₂₆	180pF	C333CH/C180E
C ₂₇	27pF	C333CC/C27E
C ₂₈	27pF	C333CC/C27E
C ₂₉	22nF	62902223

晶体管:

- TR₁——BF182
- TR₂、TR₃——BFS28
- TR₄——BF115
- TR₅、TR₆——BSX20

原文附参考资料两种, 译文略去。

[译自 «Mullard Technical Communications», 1972, 12, №115, 159—168]

利用科斯塔思锁相环相干解调 差动相移键控信号

在数字信息传输中，相移键控传输方法比其它传输方法（例如幅移键控及频移键控）有最佳的噪声特性和功耗特性。所谓相移键控系指其振幅、角频率及脉冲宽度不变而相对相位不同的诸载波脉冲的序列传输。

最简单的相移键控是以断续的 0 和 π 弧度相角增量的载波的双边带抑制载波调制。差动相移键控技术（其相位差被检波）在相同的信噪比情况下比相移键控技术有更小的误差概率。

差动相移键控双边带抑制载波信号的解调或检波，基本上是利用同步检波或相干检波等方法恢复被抑制掉的载波，并将接收机的输入信号与频率和相位精确可控的本振载波信号相乘，然后再经低通滤波，便可恢复被抑制掉的载波。因此，恢复的传输信息不是失真，但其振幅比例于理想调制/解调过程和实际调制/解调过程之间的相位误差的余弦。在相位误差等于零时信号振幅最大，而当相位误差等于 $\pi/2$ 弧度时信号便完全损失掉。

接收机输出信号的解调可以利用各种自动频率/相位控制电路或非线性电路来完成，前者使本振器的频率和相位自动锁定到接收到的残余载波，后者能从接收到的双边带信号重新产生载波。

上述相位控制环路的一种是科斯塔思(Costas)锁相环(图1)，它能从已调信号中提取出相位信息。

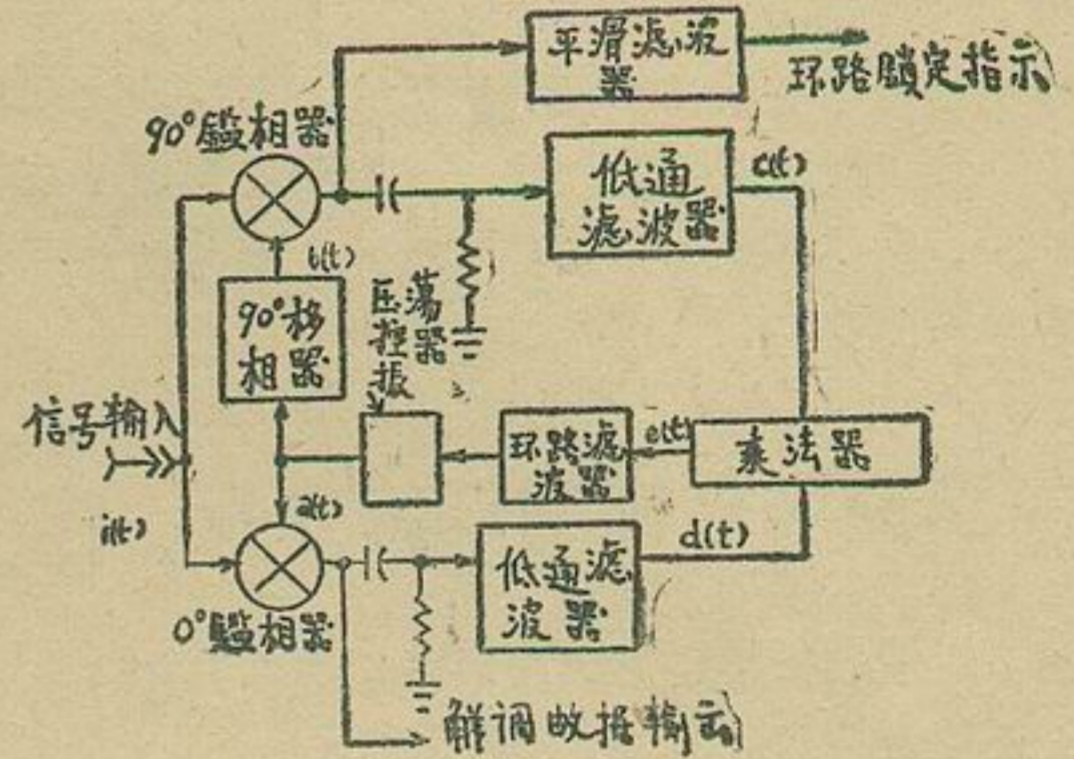


图1 科斯塔思锁相环的方框图。

这种同步系统不需要未调载波，而且只要载波环路初始压控振荡器的频率和实际载波频率之差与锁相环的噪声带宽同数量级便可工作。当频率差大于锁相环的噪声带宽时，可以采用手动或自动扫描搜索方法。

接收到的信号频谱示于图2，图中示出了规定搜索频段内的所需调制边带和有效角度调制分量。

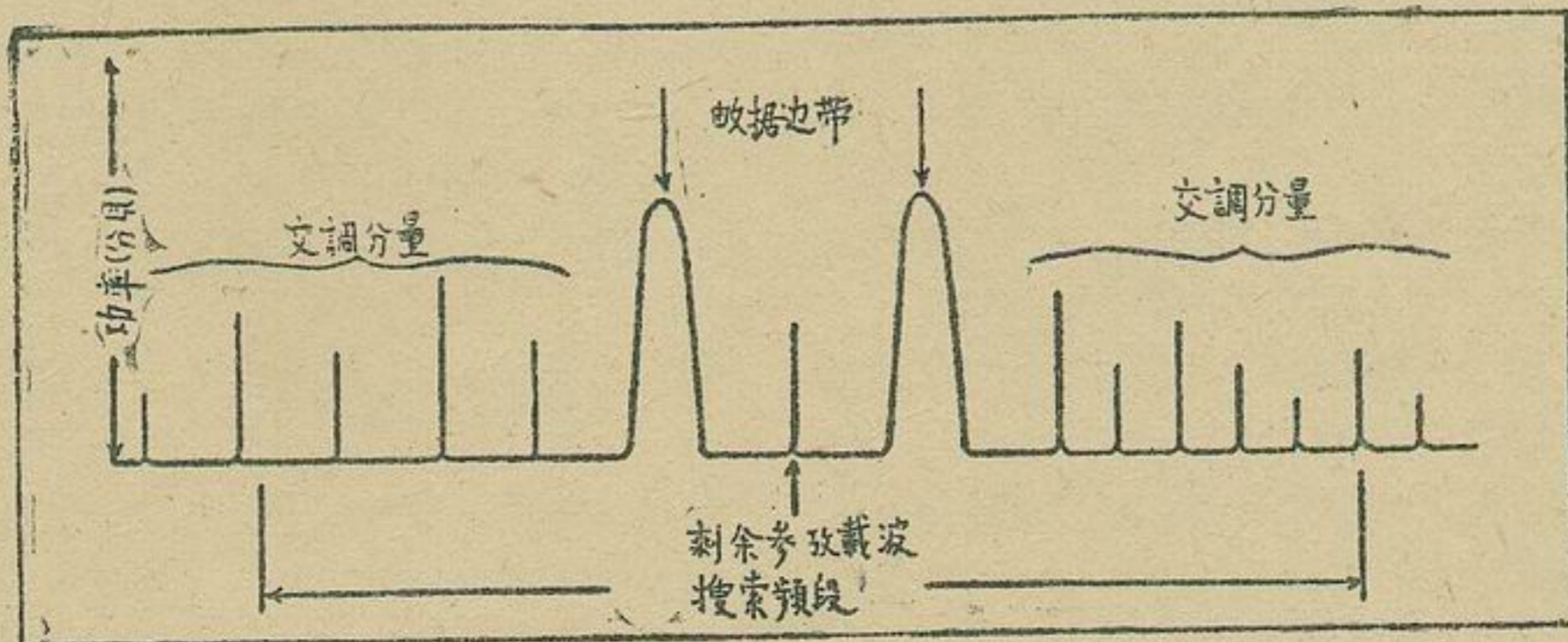


图2 科斯塔思锁相环接收机的信号频谱。

工作在数据边带的科斯塔思环路可用来锁定和跟踪数据信号，而剩余参考载波被解调作为锁定和“控制”指示。在某种意义上，这种环路是一种能获得所需中心频率而“抑制”假锁的匹配滤波器。

当科斯塔思锁相环路在整个输入信号频谱内被扫描并且有很大的相位抖动和最小的锁定指示直流电压时，两个交调分量之间便可能出现假锁。

因为边带锁定条件是含混的，所以必须利用某些方法来确定解调数据的相位。因此，需要采用剩余载波，剩余载波也可用来校正锁定指示和扫描范围。锁定指示电压是正的还是负的取决于边带锁定是否建立。因此，将数据流乘以锁定电压，便可得到正确的数据相位。

必须加以考虑的其他设计因数是：预先进行自动增益控制，以便在捕获期间使一适当的信号电平加到环路；控制锁相环路的搜索范围（如使用的话）；控制稳态跟踪误差。

科斯塔思锁相环的分析

图1所示的科斯塔思锁相环的工作原理和下：
如果输入信号为

$$i(t) = \underbrace{A \cos(\omega t + \theta)}_{\text{载波}} \pm \underbrace{B \sin(\omega t + \theta)}_{\text{调制信号}};$$

以及压控振荡器的输出

$$a(t) = \cos(\omega_0 t + \phi);$$

则移相90°后的压控振荡器的输出

$$b(t) = \cos(\omega_0 t + \phi + \pi/2) \\ = -\sin(\omega_0 t + \phi).$$

式中， θ 和 ϕ 是初始相位偏差。

于是低通滤波器的输出 $d(t)$ 为：

$$d(t) = i(t)a(t) = A/2 \cos(\omega t + \theta - \omega_0 t - \phi) + \\ A/2 \cos(\omega t + \theta + \omega_0 t + \phi) \pm B/2 [\sin(\omega t + \\ \theta + \omega_0 t + \phi) + B/2 \sin(\omega t + \theta - \omega_0 t - \phi)].$$

当 $\omega t \approx \omega_0 t$ 时，则

$$d(t) = A/2 \cos(\theta - \phi) \pm B/2 \sin(\theta - \phi)$$

同样， $c(t) = i(t)b(t)$

$$= -A/2 \sin(\omega_0 t + \phi + \omega t + \theta) - A/2 \sin \\ (\omega_0 t + \phi - \omega t - \theta) \pm [-B/2 \cos(\omega t + \theta \\ - \omega_0 t - \phi) + B/2 \cos(\omega t + \theta + \omega_0 t + \phi)]$$

因此， $i(t)$ 的低频部份 $c(t)$ 为：

$$c(t) = -A/2 \sin(\phi - \theta) \pm [-B/2 \cos(\theta - \phi)] \\ = A/2 \sin(\theta - \phi) \pm [-B/2 \cos(\theta - \phi)]$$

将输入 $d(t)$ 和 $c(t)$ 交流耦合至乘法器，则乘法器的输出

$$e(t) = \frac{A^2 \mp B^2}{8} \sin(2\theta - 2\phi) \pm$$

$$\frac{AB}{4} \cos(2\theta - 2\phi)$$

因此，将乘法器的输出误差电压经环路滤波器加到压控晶体振荡器上，便能校正环路的频率和相位。

科斯塔思锁相环的设计

如果加到图3所示接收机的输入信号电平为-87分贝毫瓦，而50兆赫带宽内的噪声功率为-49分贝毫瓦，则其输入信噪比为-38分贝。由于输入信号微弱、采用双边带抑制载波调制方案以及信噪比为负，因此这种接收机采用科斯塔思锁相解调器。

上述接收机需要一种即使当信号埋在噪声中也能使70兆赫中频放大器的输出电平保持不变的自动增益控制信号。70兆赫中频信号经过放大和噪声带宽压缩（从50兆赫压缩到4兆赫）之后，再与65兆赫的本振信号混频，混频器输出的5兆赫信号馈到增益为20分贝、带宽为200千赫的5兆赫同步调谐放大器。因此加到锁相解调器的输入的信噪比为-14分贝。

为了计算接收机的环路带宽，必须考虑象数据速度、捕获范围、频率漂移以及多普勒频移等诸因数。在锁相环中可接入一个手动或自动扫描捕获电路，以缩短捕获时间。这就使中频带宽变窄，因此可提高检波前的信噪比，从而减少捕获时间，更重要的是提高锁定概率。然而，扫描速率 $\Delta\omega$ 不可能超过下述最大值：

$\Delta\omega_{max} = (1 - (snr)_L^{-1/2}) \omega_n^2$ 弧度/秒²，式中， $(snr)_L$ 是环路的信噪比，而 ω_n 是环路的自然频率。

在环路的信噪比等于或大于+6分贝时，可得到高的锁定概率。下面我们计算环路信噪比为+10分贝（环路门限）的环路带宽。另外一个重要的考虑是，所算出的环路带宽至少应比信号数据速度小一个数量级，否则环路将跟踪数据每一位的跃变以及数据付载波的相位误差，因此就不可能实现数据流的解调。

带宽为200千赫的第二个中频放大器的信噪比为-14分贝。因此，要求有24分贝的提高，或要求接收机的噪声带宽 B_n 等于800赫。这样，便可按以下步骤推得 B_n ：

$$200 \text{ 千赫带宽} = 53 \text{ 分贝}$$

$$-24 \text{ 分贝}$$

$$+29 \text{ 分贝} = 800 \text{ 赫}$$

因为 $B_L = \frac{\omega_n}{2} (\delta + 1/4\delta)$ 赫（单一边带的噪声

带宽), 式中, δ 是阻尼系数, 而 $B_n = 2B_L$, 取 $\delta = 0.707$ 时, $B_L = 0.53\omega_n$, 则 $\omega_n \approx 800$ 弧度/秒。

确定环路带宽的另一种方法和下:

如果数据边带的频谱密度为 $C/n_0 = 39$ 分贝-赫, 则对于 +10 分贝的环路信噪比,

$$(snr)_L = \frac{39 \text{ 分贝-赫}}{B_n} = 10 \text{ 分贝},$$

因而 $B_n = 29 \text{ 分贝} \approx 800$ 赫。

C/n_0^4 (载波与噪声之比) 为信号收到之后及任何非线性过程 (例如限幅和检波) 之前的载波幅度与噪声幅度之比。

在最大频率偏移为 700 赫 (70 兆赫的 0.001%) 及环路的自然频率 ω_n 为 800 弧度/秒时, 频率牵引时间为:

$$T_p = \frac{(\Delta\omega)^2}{2\delta\omega_n^3} \text{ (高增益二阶环路)} \approx 27 \text{ 毫秒}$$

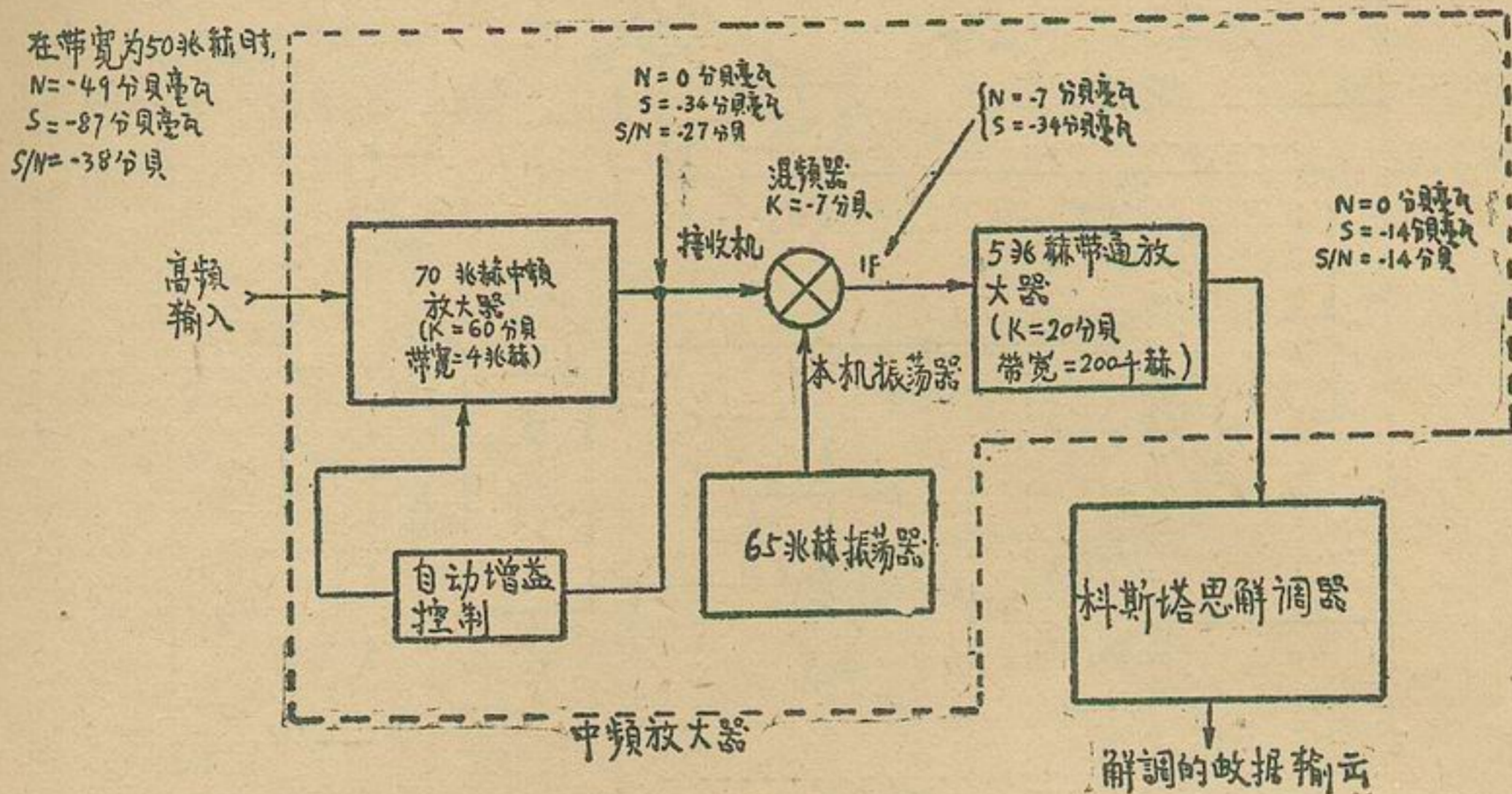


图3 采用非相关自动增益控制的相干接收机的方框图。这种接收机采用科斯塔思解调器, 可得到 -14 分贝的信噪比。

环路增益 k_v 在给定的最大频率偏移或跟踪范围 $\Delta\omega$ 时, 根据允许的最大静态相位误差 ϕ_e 便可算出:

$$k_v = \frac{\Delta\omega}{\phi_e}$$

接收机的典型指标是自动增益控制必须使其输出电压的变化保持在 1 分贝以下。因为角度很小时 $\sin \phi \approx \phi$, 所以 1 分贝的变化意味着静态相位误差必须在 0.125 弧度之内。计算要求静态相位误差为 5° 或 0.087 弧度的环路增益, 则有

$$k_v \approx 1.3 \times 10^4,$$

因为对于二阶锁相环路, $\Delta\omega \approx 2\delta\omega_n$ 弧度/秒 = $2 \times 0.707 \times 800 = 1120$ 弧度/秒。

决定科斯塔思锁相环路增益 k_v 的五个元件是: 鉴相器、低通滤波器、乘法器、环路滤波器以及压控振荡器 (见图 4)。

鉴相器的灵敏度 k_{pd} 可以通过输入一个等于规定工作电平的中频信号 (不应使电路失真), 并测出参考信号频率和中频信号频率之间的低频差拍的峰值电压来测出。这种峰值电压就是以伏/弧度计的鉴相器的灵敏度。无源混频器的典型 k_{pd} 值为 4 毫伏/弧度。

振荡器的灵敏度 k_{vco} 可通过加入一直流控制电

压并测出相应的输出频率而测得。由频率对输入电压的曲线可得到以赫/伏计的 k_{vco} 值, 将此值乘以 2π 弧度/周便可得到以弧度/伏计的 k_{vco} 值。振荡器的典型 k_{vco} 值为 2.1×10^4 弧度/伏。

当 f_{-3} 分贝 ≈ 2 (数据速度) 时, 低通有源滤波器的输出 k_{LPF} 具有最大增益 ($\approx R_1/R_2$)。这个 -3 分贝点主要是根据规定的信号频谱、整个环路相位余量以及环路中容许的信噪比选择的。

在数据传输速度为 600 比特/秒时, 环路中的信号通过一个 -3 分贝带宽为 1200 赫的低通有源滤波器。该滤波器提供约 +9 分贝的输出信噪比。在此信号电平上, 环路的噪声带宽为 60 赫, 结果使环路的信噪比为 +10 分贝, 这个数值大于捕获所需的信噪比, 因而几乎不会使数据解调特性变坏。

而且, 当中频输入 C/n_0 增大时, 环路的带宽将随信号电平的增高而缓慢增宽。非相关自动增益控制将限制信号电平的增加不超过约 6 分贝, 结果使强信号环路带宽只能增宽到约 150 赫。因为这种带宽的增宽是由于有高的输入信噪比, 所以对解调器的工作将不会带来有害的影响。乘法器的输出为 $k_m = \frac{V_1 V_2}{10}$ 。

由于加到乘法器的一个输入信号被限幅并大于第二个输入信号，因此乘法器的输出约等于1/10。

环路的最后一个元件是环路滤波器。它的放大器的增益应能补偿鉴相器、振荡器和乘法器等增益与所需环路增益元差。因此，环路的直流增益应等于

$$k_{dc} = \frac{k_v}{k_{pd}k_{vc}k_{ok}k_{Lp}k_m} = \frac{1.3 \times 10^4}{(4 \times 10^{-3})(2.1 \times 10^4)(150)(5/10)} = 10$$

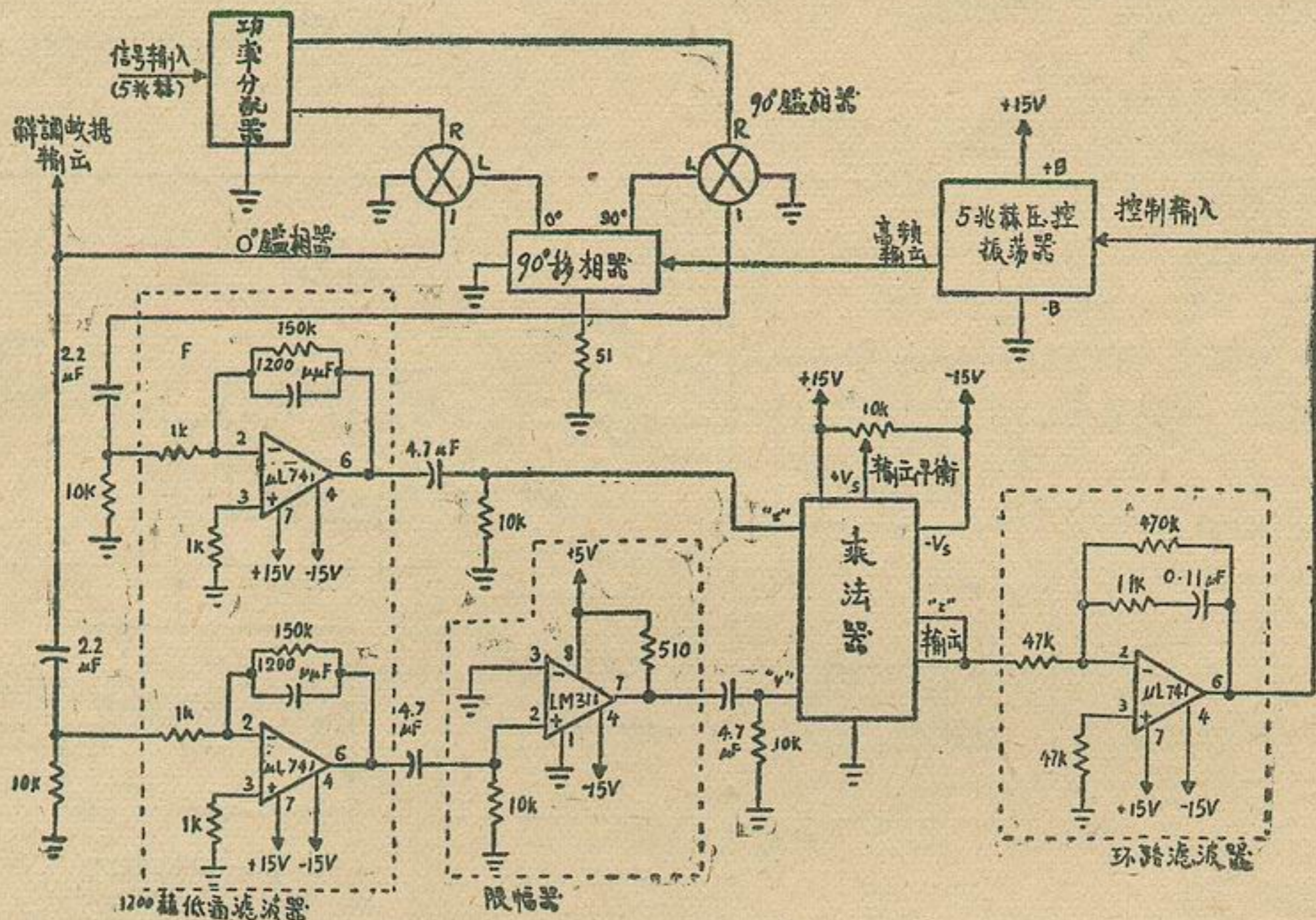


图4 完整的科斯塔思锁相环解调器的电路图

下一步是设计环路滤波器。到此为止，可根据已得到的两点来绘制开环波得曲线并确定环路滤波器的元件参数。在半对数纸上这两个点的座标为：1弧度、 $k_v=84$ 分贝；和400赫（2500弧度）、0分贝交点。这两个点得到的闭环噪声带宽等于800赫，这与前面所述是一致的。

环路的阻尼系数主要由交点之上的转折点（ $\tau_2=830$ 弧度）的位置来确定。如将 τ_2 调到超过单位增益+6分贝，则阻尼系数将为0.707。记着，由于环路增益会因温度、老化等而变化，因此 τ_2 应有一定的余量。

将在2500弧度的交点沿6分贝/倍频程的线移动到+10分贝的环路增益，便可完成环路滤波器的设计，这里， τ_2 表示超前网络的转折点。选择10分贝的

环路增益可使 τ_2 具有一定的余量，并得到约0.9的阻尼系数。从此点画出的12分贝/倍频程的线与压控振荡器的初始斜率相交的交点（ $\tau_1=19$ 弧度）给出滞后网络的时间常数。

为了得到所需的超前-滞后特性，可采用图4所示的有源滤波器结构。假设输入阻抗为47千欧（包括鉴相器的输出阻抗），因此，为了使环路滤波器中的直流放大器的增益等于10，反馈电阻应为470千欧。又因 $\tau_1=1/\omega=RC=470$ 千欧 $\times 0.11$ 微法=0.052毫秒，故 $C=0.052$ 毫秒/470千欧=0.11微法。同样， $\tau_2=RC=11 \times 10^3$ 欧 $\times 0.11$ 微法=1.2毫秒，因此 $R=1.2$ 毫秒/0.11微法=11千欧。振荡器的输入RC网络的时间常数应远离400赫的交点。（参考资料略）

（译自《EDN》。1972, 17, №13, 44—47）

场效应管高频放大器的设计考虑

场效应晶体管 (FET) 是一种多数载流子器件, 因而它具有一般的高频工作能力。与真空管比, 其高频性能很近似于真空三极管, 许多有实用价值的真空三极管电路, FET 同样可以仿效使用, 但它是一种固体器件, 真空管又无法与之比拟。与双极晶体管比, 高频特性并不亚于一的晶体管, 但它又有独特的优点, 例如交扰调制特性好, 易于实行自动增益控制等。因而 FET 在甚高频 (VHF) 和超高频 (UHF) 波段是一种很有用的小信号放大器件, 很适于在高品质因数的调频和通信接收机中使用。

用 FET 作高频放大时, 同一般晶体管一样, 也是用 y 参量来进行计算。这些 y 参量与晶体管中用的相同, 代表如下特性*:

- y_i : 输出短路时的输入导纳
- y_r : 输入短路时的反向转移导纳
- y_f : 输出短路时的正向转移导纳
- y_o : 输入短路时的输出导纳

这些 y 参量用等效电路来表示则如图1所示。用下标 s 、 g 、 d 分别表示源极接地, 栅极接地和漏极接地。例如源接地时, 可写为 y_{is} 、 y_{rs} 、 y_{fs} 、 y_{os} 等。在高频运用时的各参数均为复数, 实部为电阻 (电导) 成分, 虚部为 L 、 C 成分。

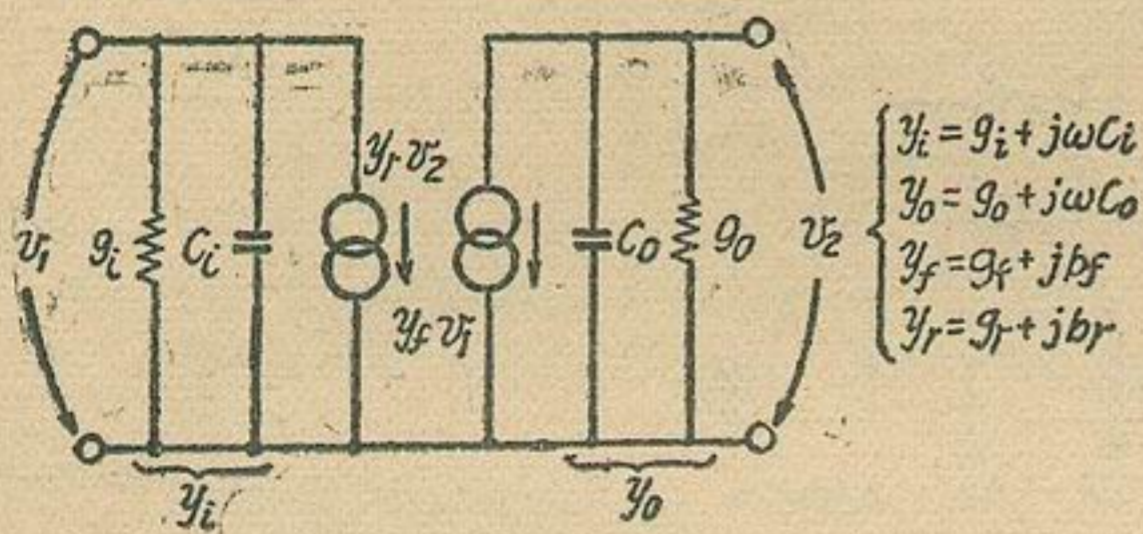


图1. 用等效电路来表示FET的 y 参量

设计FET超高频电路首先应弄清测得的 FET 端子参数的含意及使用, 放大器指标 (增益、噪声指数、带宽和稳定性), 超高频特性 (耦合、电源与负载阻抗、匹配、中和以及交扰调制)。

本文主要以美制 2N3823 FET 500 兆赫放大器为例讨论设计 FET 超高频放大器的一些主要问题。最后也介绍100兆赫和200兆赫放大器的设计和电路实例。

电 路 选 择

分析表明, 大多数情况下, FET的共栅电路比共源电路更可取。有时如设计者要根据设计要求进行选择可参考表1。表中的结论是由放大器的实际设计和实验所证实了的。

表 1. 超高频 FET 电路结构的选择

对 电 路 要 求	可取结构
1. 高输入阻抗	共源电路
2. 低输入阻抗	共栅电路
3. 最小交扰调制	共栅电路
4. 最大电路稳定性	共栅电路
5. 最大增益——加中和	共源电路
6. 最大增益——未中和	共栅电路
7. 最小噪声	共源电路
8. 增益、噪声指数、交扰调制和稳定性的最佳折衷	共栅电路

FET 的端子参数是鉴别共栅与共源两种结构性能的基础。图2示出 2N3823 FET 在两种结构下的小信号导纳参数的实测数据。应指出, 对一种结构所测出的与按另一种算出的数据是不同的。

图3a示出这种FET的计算的小信号放大器特性。图3b以简化形式示出两种电路的基本设计结构。表2示出计算公式 (利用测出的导纳参数进行计算)。其中单向增益 (U) 代表中和调谐放大器可实现的最大增益。最大稳定增益 (G_{MS}), 最大可得增益 (G_{MA}) 和稳定系数 (K) 都是对非中和调谐放大器而言。

图3a中频率低于 300 兆赫时的虚线表示数值不确定, 这是因为难于精确测量其小的反向转移导纳所致, 故以虚线表示其近似值。

由图2和图3的数据可看出, 共源和共栅电路的特性有两个主要差别。第一, 共源结构的输入阻抗比共栅高 (输入导纳比后者低), 特别在低频段是如

* FET 各参量的含义可参看: "Electronic Design", 1966, Vol. 14, №13, PP. 38—44 和 №14, PP. 40—45.

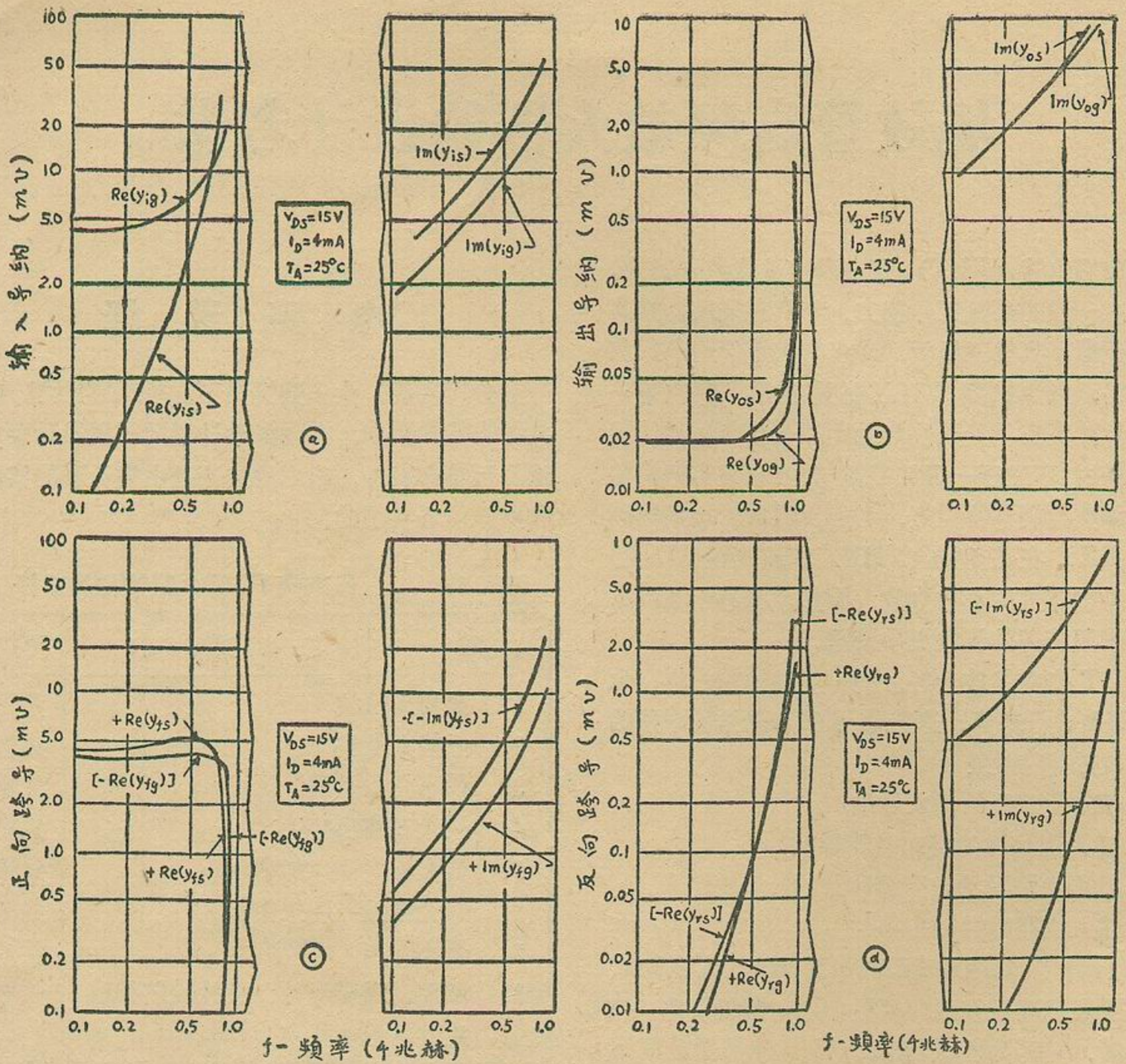


图2. FET的小信号导纳参数与频率有关。(a)输入导纳的实部(Re)和虚部(Im), (b)输出导纳, (c)正向跨导, (d)反向跨导。

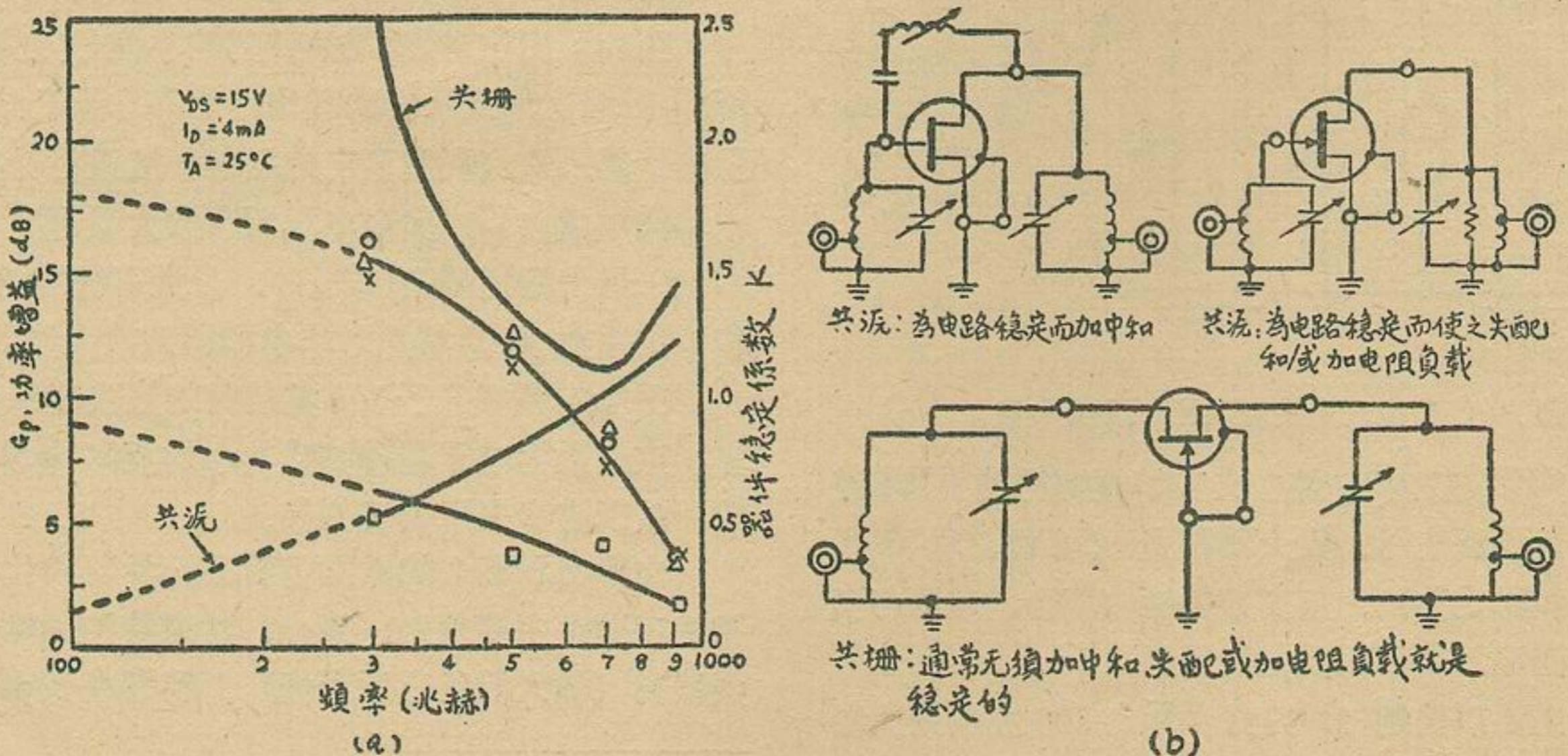


图3. 共栅和共源电路的基本结构和特性。图中圆圈(O)和叉(X)分别代表共源和共栅的单向增益(U)。方块(□)和三角形(Δ)分别代表其测出的最大增益(GMA)。

表 2.

UHF 放大器的性能指标公式*

符 号	关 系 式
单 向 增 益 U	$\frac{ y_f - y_r ^2}{4[(R_e[y_i])(R_e[y_o]) - (R_e[y_f])(R_e[y_r])]}$
器 件 稳 定 系 数 K	$\frac{4R_e(y_i)R_e(y_o) - R_e(y_f y_r)}{ y_f y_r }$
最 大 稳 定 增 益 G_{MS}	$ y_f/y_r $
最 大 可 得 增 益 G_{MA}	$G_{MS}[K - \sqrt{K^2 - 1}] \quad (K \geq 1)$

* 参看图3.

此。如需较高输入阻抗则共源较好。第二，如用低阻抗信号源激励，则共栅的匹配就容易了。此外，在一定程度的失配下，共栅的交扰调制性能较好。这是因为阻抗大则电压也随之升高，而交扰调制性能与出现在放大器输入端的无用信号大小成反比。

在 500 兆赫下，2N3823 FET 的共栅参数为：
 $k=1.35$, $y_{ig}=6.0+j 9.0 \text{ m}\Omega$, $y_{rg}=0.10+j 0.08 \text{ m}\Omega$, $y_{is}=-4.4+j 2.8 \text{ m}\Omega$, $y_{os}=0.02+j 5.5 \text{ m}\Omega$ 。

FET 的交扰调制

通常器件的交扰调制 (CMF) 在一定条件下可用无用信号的电压 $V_{in(u)}$ 来定量地表示。已证实，在超高频，真空五极管的 CMF 可直接用到 FET 中。因此，FET 的 CMF 与无用信号电平 $V_{iu(u)}$ 和静态转移特性曲线 ($I_D - V_{GS}$) 的变化率成正比。于是：

$$(CMF)_{FET} \propto [V_{in(u)}] \frac{\partial^2 g_{m0}}{\partial V_{GS}^2} \quad (1)$$

式中 g_{m0} 为低频正向跨导， V_{GS} 为直流栅—源电压。

一个具有理想平方律转移特性的器件，其曲线变化率等于零。现来看 FET 的转移特性。FET 的转移特性可写为：

$$I_D = I_{DSS} \left[1 - \left(\frac{V_{GS}}{V_P} \right) \right]^n \quad (2)$$

式中 I_D 为直流漏极电流， I_{DSS} 为 $V_{GS}=0$ 时的直流漏电流， V_P 为夹断电压。于是

$$g_{m0} = \frac{\partial I_D}{\partial V_G} = -\frac{I_{DSS}}{V_P} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right]^{n-1} \quad (n) \quad (3)$$

y_{m0} 对 V_{GS} 求二阶偏微分则得：

$$\frac{\partial^2 g_{m0}}{\partial V_{GS}^2} = \frac{g_{m0}}{(V_P - V_{GS})^2} [(n-1)(n-2)] \quad (4)$$

如果器件是理想平方线的 ($n=2$)，曲线的变化率为零，因而 CMF 变成零。而 FET 的转移特性虽然不会是完全平方律的，但比双极晶体管更接近平方律 (即 $n \sim 2$)。因此 FET 具有优良的 CMF 是理所当然的。

电路稳定性

用 FET 作 UHF 放大时必须考虑其稳定工作问题。输入输出匹配且完全中和时的最大增益称之为理想最大可得功率增益 MAG^* ，一般用下式表示：

$$MAG = |y_f|^2 / 4g_i g_o \quad (5)$$

此增益是经精心地完全调整后才能得到。但 FET、电阻、电容等产品本身有一定的许可误差，在制作电路时完全做到中和是不容易的，因此按此最大增益进行设计，多半会发生振荡而不实用。所以必须求出考虑了稳定度的增益。

关于稳定性系数有各种表示方法。例如图 4 电路可表示如下：

$$K = \frac{2}{1 + \cos(\phi_r + \phi_f)} \cdot \frac{G_i \cdot G_o}{|y_r| |y_f|} \quad (6)$$

其中 $\phi_r = \tan^{-1}(b_r/g_r)$

$$\phi_f = \tan^{-1}(h_f/g_f)$$

$$G_i = g_i + g_s \quad (\text{输入并联电导成分})$$

$$G_o = g_o + g_2 \quad (\text{输出并联电导成分})$$

上式中 $k > 1$ 是稳定的。由 (6) 式知，为能稳定地工作，可加大输入输出电导成分，和借助中和使 $|y_r|$ 变小。也可选用 $|y_r|$ 小的 FET。

* MAG 是满足如下条件的最大可得功率增益：1) 完全单向化， $y_r=0$ ；2) 器件的输入和输出电容可通过调谐而忽略不计；3) 输入输出电导 y_i , y_o 分别与信号源，负载电导 y_s , y_l 相匹配；4) 输入输出回路中的调谐线圈无损耗。

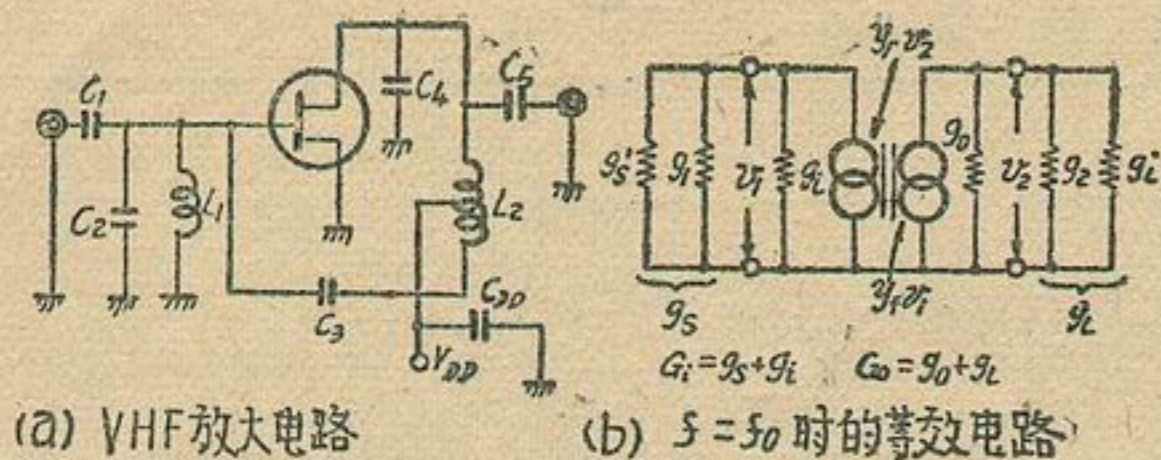


图4. 高频放大电路

考虑了此稳定度的增益为:

$$G_{ms} = \frac{1}{K} \frac{2}{1 + \cos(\phi_r + \phi_f)} \cdot \frac{|y_f|}{|y_r|} \quad (7)$$

由此可知, 要得到充分的增益, 有两个必要条件: 1) 采用 $|y_f/y_r|$ 大的 FET; 2) 加中和。

从电路结构对稳定性的影响来看, 在共栅电路中器件本身就比在共源电路下稳定。以 2N3823 FET 为例, 在图 3 所示的整个频段内, 共栅结构是无条件稳定的 ($K \geq 1$)。频率大于 300 兆赫, 共栅电路的最大增益 (未中和的) G_{MA} 近似于单向增益 U 。但在共源结构中, 器件在近 700 兆赫以下就可能是不稳定的 ($K < 1$)。而且, 这里非中和增益 (G_{MA} 或 G_{MS}) 在此频段的大部分范围比单向增益小的多。因此, 要采用共源结构, 必须施行中和。

从图 3 还可知, 在 500 兆赫下, 共栅结构不但稳定, 而且能以未中和电路获得 12 分贝增益。而共源结构在未中和条件下只能获得 4 分贝增益。

从上述各因素来看, 从电路稳定性着眼, 也应选用共栅结构。且选用这种结构一般无需再施行中和。

良好匹配所需的折衷

设计 FET 超高频放大器需考虑的另一个问题是输入和输出匹配网络。匹配网络的设计牵涉到三个主要问题, 即增益、带宽和噪声特性。从增益的观点看, 最好在输入和输出端进行共轭匹配。然而, 一般地说, 共轭匹配不能获得需要的带宽和噪声特性。因此, 需根据应用要求作一定的折衷。

在单级、窄频带共栅电路放大器中, 其折衷只涉及到增益和带宽。噪声指数和增益之间的折衷一般是不严重的。其原因有二, 第一, FET 的噪声指数对有效发生器电导是不灵敏的。第二, 即使噪声指数对有效发生器电纳有点灵敏, 使噪声指数最佳的电源导纳通常也相当接近于 (在共栅电路中) 用来使功率增益为最大的电源导纳。

噪声指数与带宽之间实际上无需折衷, 因为器件输入端的 Q 很低以至带宽的大小主要由漏电路 Q 所决定。此电路对点噪声指数*的影响极小。增益与带宽

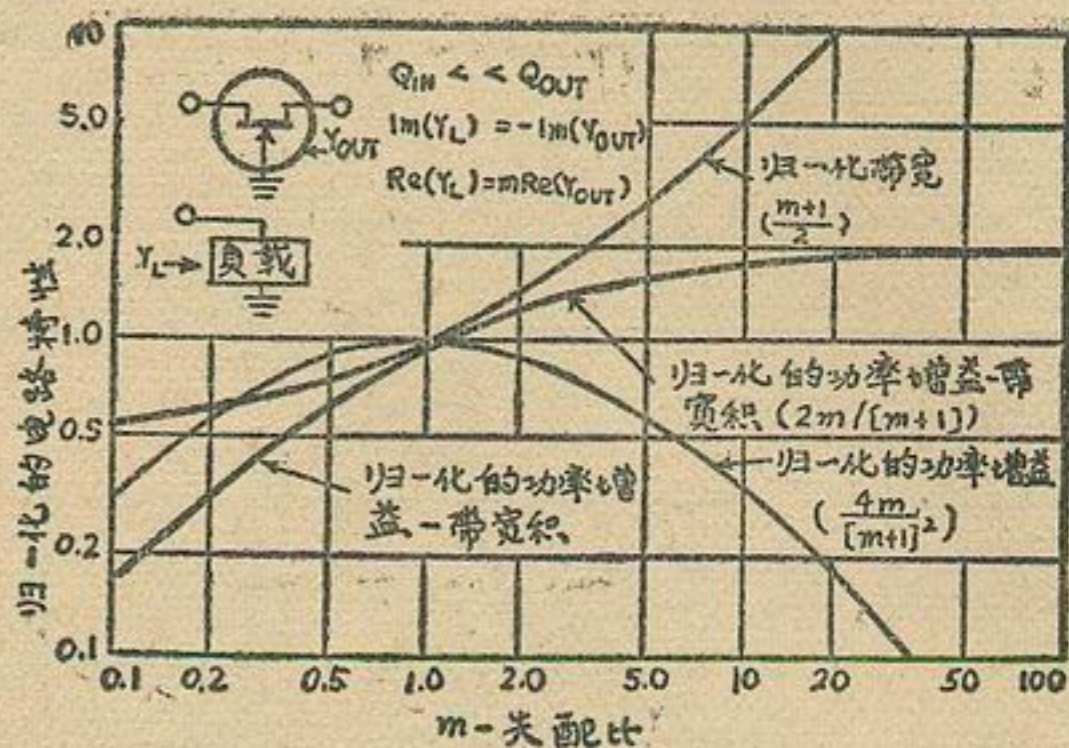


图 5 在设计 FET UHF 放大器时需增益、带宽和噪声之间取折衷。作为电导失配比 (m) 的函数画出带宽和功率增益的归一化曲线用来给出当噪声考虑为次要时的最佳设计折衷。此图中的数据是单调谐电路的数据, 已相对与功率匹配条件 ($m=1.0$) 相应的值归一化。

的折衷可用解析法以数据的形式来确定 (见图 5)

特别重要的是功率-增益-带宽积, 它只是在较大失配比下才是不变量。例如, 图 5 所示当失配比为 2.0 时, 增益只下降约 11% (≈ 0.5 分贝), 而带宽相对于在功率匹配条件下 ($m=1$) 的值而言上升 50%。这些变化相当于功率-增益和带宽之乘积增加 33% (也是与功率-匹配相比较而言)。因而对于特定的应用, 设计者可根据能够得到最佳增益-带宽折衷来选择失配比。如最大增益是第一重要的, 则按 $m=1.0$ 来设计输出电路。如果噪声是考虑的重要方面, 则可根据图 5 示出的类似数据来进行设计, 此时噪声系数代替增益系数。对于 2N3823 型 FET (如用于 500 兆赫, 共栅电路, 则其漏电流为 4.0 mA) 在最佳噪声指数时的激励源导纳可用下式来近似表示:

$$[y_{G(opt)}]_{NF} = 15 - j13mv \quad (8)$$

而对于最佳增益, 所需的激励源和负载导纳可由下式计算:

$$[y_{G(opt)}]_{GP} = \frac{|y_{ig}y_{rg}|\sqrt{k^2-1}}{2Re(y_{og})} + j$$

$$\left[\frac{I_m(y_{ig}y_{rg})}{2Re(y_{og})} - I_m(y_{ig}) \right] \quad (9)^*$$

$$[y_{L(opt)}]_{GP} = \frac{|y_{ig}y_{rg}|\sqrt{K^2-1}}{2Re(y_{ig})} + j$$

$$\left[\frac{I_m(y_{ig}y_{ig})}{2Re(y_{ig})} I_{in}(y_{og}) \right] \quad (10)$$

* "spot noise figure" 指的是输出端的噪声与具有标准噪声温度 (290°K) 的输入端热噪声贡献之比。

* R_e 代表取实部, I_m 代表取虚部。

利用前面给出的 2N823 在 500 兆赫下的共栅参数, 由 (9) 和 (10) 可求出 $[y_{G(opt)}]_{GP} = 15.1 - j10.8 m\Omega$ 和 $[y_{L(opt)}]_{GP} = 0.15 - j5.5 m\Omega$ 。因最大增益和最小噪声指数时的激励源导纳具有近似相同的实部, 所以输入匹配网络可按其中之一的导纳值来设计。在实际当中这是通过改变输入调谐来达到的。

决定带宽的 Q 值

可以确定出由前述端子参数所决定的 500 兆赫放大器带宽, 但首先必须求出输入和输出电路 (加载) 的 Q_s 值。于是

$$Q_{in} = \frac{-I_m [y_{G(opt)}]}{2 R_e [Y_{G(opt)}]} = 0.4 \quad (11)$$

$$Q_{out} = \frac{-I_m [1/2_{(opt)}]}{2 R_e [1/2_{(opt)}]} = 55.0 \quad (12)$$

此两数值说明, 带宽几乎毫无例外地由输出 Q 所决定。如使用单调谐网络, 带宽的上限值为:

$$BW \leq \frac{f}{Q_{out}} = \frac{500}{55.0} \approx 9 \text{ 兆赫} \quad (13)$$

然而, 因为输出电纳仅相当于一个 1.8 PF 的电容 ($-I_m [y_{2(opt)}] / 2\pi f = 1.8 \text{ PF}$), 装好的电路中很难免的杂散电容会使可实现的带宽减小。如假设杂散电容为 2.0 PF, 则带宽将从 9 兆赫减小到约 5 兆赫。

从计算出的有载 Q 值知, 输出网络必须有极好的无载 Q 值, 这样才可使电路损耗不至过大。500 兆赫下的高 Q 网络最好用调谐分布长线的形式来实现。故可采用具有最小物理长度的短路 1/4 波长线。

设计这种长线的第一步是定出特性导纳 Y_0 。采用一根 0.2 吋直径的棒 (在空气介质中), 其中心线高出地 (底盘) 0.25 吋, 这样, 可根据如下公式

$$\frac{1}{Y_0} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\cosh^{-1} \left(\frac{2h}{d} \right) \right] \quad (14)$$

来计算特性导纳。式中 d 为棒直径, h 为中心线离地高度, ϵ_r 为相对介电常数, 而此处因介质是空气, 故 ϵ_r 为 1。于是算出 Y_0 为 $12.5 m\Omega$ 。

定出 Y_0 后则可计算线的物理长度。一节短路线的输入导纳由下关系式给出:

$$Y_{in} = -jY_0 \cot \left(\frac{2\pi l}{\lambda} \right) \quad (15)$$

式中 l 为线长度, λ 为波长, 此输入导纳可同激励源和负载导纳 (比电路杂散电容的电纳小) 的虚部写出等式方程, 从而可求解线长度 l 。于是, 通常所需的线长度 l 为:

$$l = \frac{\lambda}{2\pi} \cot^{-1} \left\{ \frac{-[I_m (Y_{opt}) - 2\pi f c_x]}{Y_0} \right\} \quad (16)$$

式中 C_x 为相应的杂散电容。

假设杂散电容值为 2.0 PF, 则输出线长度 l 。等于下式:

$$l_o = \frac{60}{2\pi} \cot^{-1} \left\{ \frac{-[-5.5 - 6.3]}{12.5} \right\} \text{ 厘米} = 3.1 \text{ 吋} \quad (17)$$

注意, 方程 (17) 采用 500 兆赫的自由空间波长 60 厘米 (因介质是空气)。对输入长线 l_{in} 所作的类似计算得到 l_{in} 为 2.4 吋。

耦合所需的变换

设计的最后一步涉及长线、发生器和负载之间的耦合。这里为简便起见假定发生器和负载的特性导纳 Y_c 均为 $20 m\Omega$ 。

在输入端只需很小的变换, 因此发生器输出端可分接于长线上。为确定在长线上的分路位置 (l_i) (从线的短路端算起), 可用一近似线性关系式表示:

$$l_i \approx l_{in} R_e [y_{g(opt)}] / Y_c \quad (18)$$

求介 (18) 得出 $l_i = 1.8$ 吋。

在输出端需作较大的变换。为实现这一变换, 可在线的短路端 (电流节点) 附近设置一个电感耦合环路。通过试验方法调节此环路与长线之间的间隔使得到最大增益便是最佳间隔。

实际的 500 兆赫放大器

根据上述设计考虑, 可设计出 500 兆赫的 FET 放大器。图 6(a) 是此放大器的简化电路设计图。调谐线 L_i 和 L_o 分别代表输入长线和输出长线。 C_2 和 C_3 是用来补偿器件和电路杂散电容微小变化的微调电容器 (C_2 和 C_3 的值应尽可能小, 以免使带宽变窄)。此外, 在特定情况下还可调谐 C_2 借以达到最小噪声指数或最大增益。输出耦合由约 3/4 匝环路线圈来提供。输入偏压和输出偏压是通过网络 $L_3 - C_5$ 和 $L_4 - C_6$ 插到调谐长线的低电位端。

图 6(b) 示出了完整的 500 兆赫 FET 放大器。此放大器是按 UHF 电路的一般做法制成的。特别, 由于输出阻抗较高 (此电路近乎 $20 k\Omega$), 所以尽量减小输入和输出端之间的寄生耦合是极其重要的。为此, 输入长线和输出长线分别各放在一个封闭的盒内。另外, 管壳是通过一低电感夹和一根壳引线而接地的。

在测试过程中, 可调节输入调谐电容 C_2 使获得最小噪声指数 (这与为获得最大增益的调节不相同), 然后把调节位置固定下来。用类似的方法, 以最大增

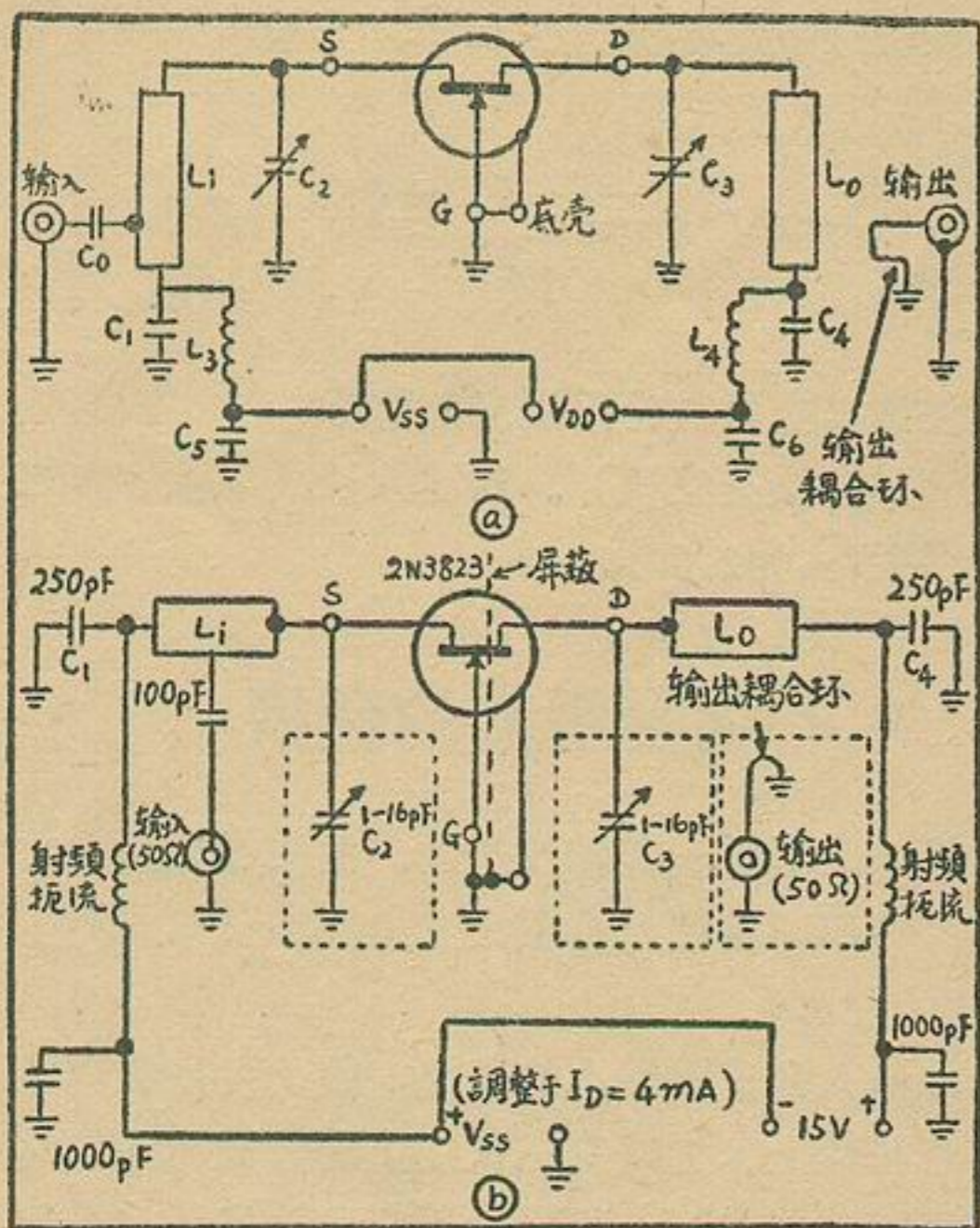


图6 (a)500兆赫FET放大器的设计图,采用共栅电路能得到增益、噪声指数、交扰调制和电路稳定性的最佳折衷。(b)实际的完整电路,带宽达5兆赫,增益为11分贝,点噪声指数为4.5分贝。 C_2, C_3 用来补偿杂散电容变化。输出端用一电感耦合环路来实现负载与长线之间的变换。益作标准调节输出耦合环路。调节输出调谐电容 C_3 以得到最大增益。如调节 C_2 使得到最大增益,则增益和噪声指数都会增加1.0分贝。

100—200兆赫放大器的设计和电路

I 100兆赫共源放大器设计

假定所用FET在100兆赫时有如下参数:
 共源正向转移电导 $g_{fs} = 3500 \mu v$
 输出短路时的共源输入电导 $g_{iss} = 100 \mu v$
 输入短路时的共源输出电导 $g_{oss} = 15 \mu v$
 输出短路时的共源输入电容 $C_{iss} = 4.5 PF$
 输入短路时的反向转移电容 $C_{rss} = 1.5 PF$

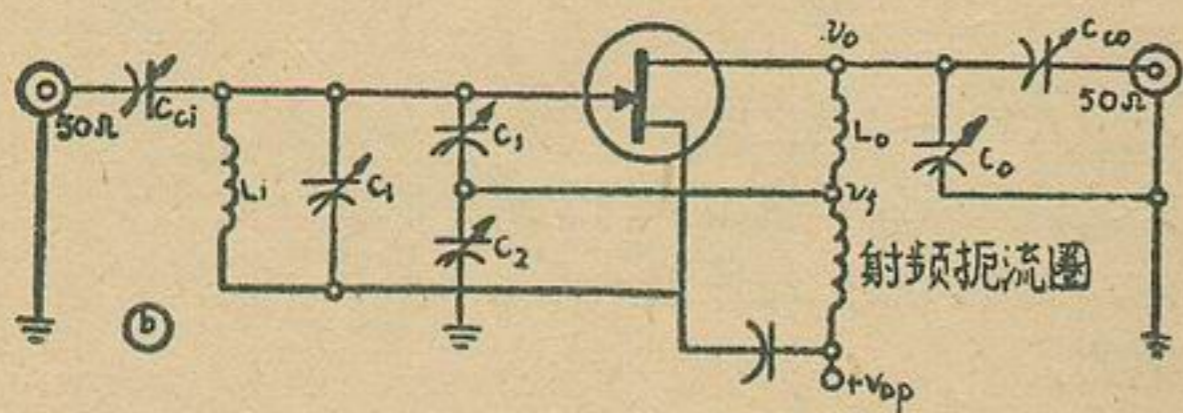


图7 100兆赫中和共源放大器

参看图7,设计步骤如下:

1. 计算输出电路元件值:借网络 $C_{oss} + C_o$ 和 C_{co} 一起使输出电导与负载电导相匹配。而输出电导是 g_{oss} 与调谐电路电导 $\frac{1}{Z_p}$ 的和。 $\frac{1}{g_{oss}} = 67 K \Omega$, 100兆赫调谐电路的 Q 决定了 $Z_p \approx 5 K \Omega$,二者可确定出100兆赫时的实际输出电导。于是 $R_o = 5 K \Omega$, $R_L = 50 \Omega$ 。假定 $C_o = 12 PF$,则由下式可确定出匹配电容值:

$$C_{oss} + C_o \approx C_{rss} + C_o = 2.7 PF$$

$$C_{co} = \frac{1}{\omega \sqrt{K_o R_L}} = 3 PF$$

$$L_o = \frac{1}{\omega^2 C_{oss} + C_o + C_{co}} \approx 0.45 \mu H$$

2. 计算输入电路元件值:输入电路的计算与输出电路相类似。假定输入电路的 Q 是这样的,当 $R_i = 1 K \Omega$ 时则可得到最佳噪声指数。假定 $R_{gen} = 50 \Omega$, $C_i = 1.2 PF$,由于 C_{rss} 被中和,故从 C_{iss} 减去 C_{rss} 便获得实际的FET输入电容。于是:

$$C_{iss} - C_{rss} + C_i = 4.7 PF$$

$$C_{ci} = \frac{1}{\omega \sqrt{R_i R_{gen}}} \approx 1.3 PF$$

$$L_i = \frac{1}{\omega^2 (C_{iss} - C_{rss} + C_i + C_{ci})} \approx 0.4 \mu H$$

3. 采用如下的所谓“Sloppy”旁路法进行电路中和: v_o 在 C_2 上反相出现的那部分电压为

$$v_f = v_o \frac{C_{out}}{C_2} \quad (19)$$

其中 C_{out} 为 C_{oss} 、 C_o 和 C_{co} 之和。

v_f 出现在栅极上的那部分电压近似为

$$v_g = \left[\frac{\frac{1}{j\omega C}}{R_{in} + \frac{1}{j\omega C_1}} \right] v_f \quad (20)$$

这时必须设法使此电压与 v_o 在栅极上同相出现的那部分电压相等;而后者是由于 C_{rss} 的反馈作用出现在栅极的,其表达式如下:

$$v_{fb} = \frac{1}{R_{in} + \frac{1}{j\omega C_{rss}}} (v_o) \quad (21)$$

使(20)和(21)联立,并利用(19)则得出:

$$\frac{1}{j\omega C_{rss}} = \frac{1}{R_{in} + \frac{1}{j\omega C_{rss}}} \frac{C_{out}}{C_2} \left[\frac{\frac{1}{j\omega C}}{R_{in} + \frac{1}{j\omega C_1}} \right] \quad (22)$$

$$1 + j\omega C_1 R_{in} = \frac{C_{out}}{C_2} C_1 + j\omega C_{rss} R_{in} \quad (23)$$

对所有实际应用而言，只须使虚数项相等，于是得出如下关系：

$$C_1 C_2 = C_{cut} C_{rss} \quad (24)$$

如 C_1, C_2 满足此关系式则电路被中和。

II、两种实际的200兆赫放大器电路

图8示出采用日制3KS22 FET的200兆赫源接地高频放大器电路。对直流来说，该管的栅1接地，而源、栅2和漏极的端子都是独立出来的故可在任意偏压条件下运用。在电路中信号由栅1输入，由漏输出。由漏极线圈 L_2 引出抽头，从中取出与漏反相电压进行中和，因而电路是稳定的。

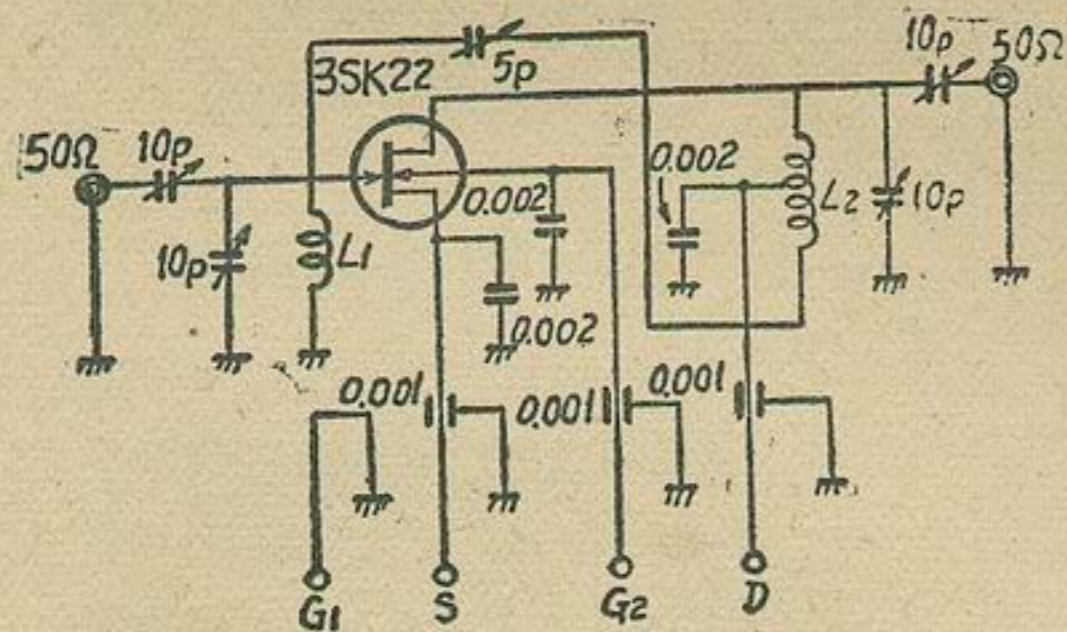


图8 源接地200兆赫放大器

- L_1 : 0.8mmφ镀银铜线1.5匝，线圈直径8mmφ，节距3mm。
- L_2 : 0.8mmφ镀银铜线4.5匝，线圈直径8mmφ，节距3mm，中间抽头从漏侧算起2.5匝。

图8电路的特性示于表3。表中 G_{pm} 代表输入输出皆匹配条件下增益为最大时的功率增益、带宽和噪声指数； NF_m 代表噪声指数NF为最小时的相应各

量。二者所以不同是因为3SK22的输入阻抗约7.5KΩ，而NF为最小时的信号源阻抗约1KΩ这两数值不同的缘故。

表3 源接地200兆赫放大器特性
($V_{DS}=10V, V_{G1S}=V_{G2S}=0V$)

	G_{pm}	NF_m
G_p	17.6~19.6dB	15.4~17.8dB
BW	5.4~8.8兆赫	10.6~13.4兆赫
NF	3.0~3.5dB	2.3~2.7dB

图9是3SK22栅接地200兆赫放大器。如前所述，共栅电路无须实行中和。此电路与图8共源电路相比，

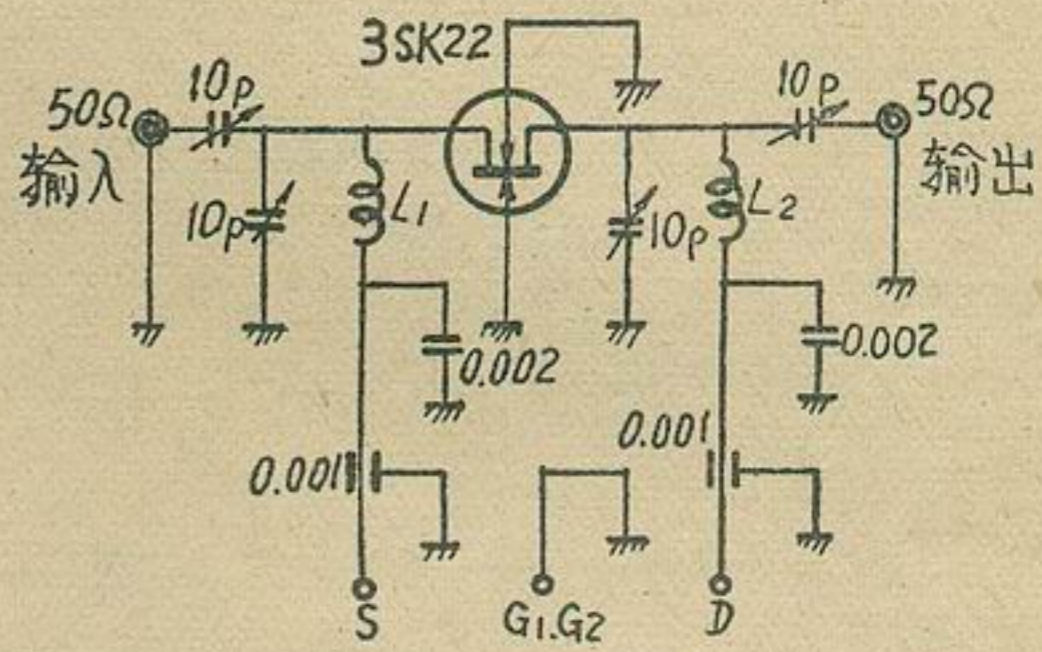


图9 200兆赫共栅放大器

- L_1 : 0.8mmφ镀银铜线1.5匝，线圈直径8mmφ，节距3mm。
- L_2 : 0.8mmφ镀银铜线3匝，线圈直径8mmφ，节距3mm。

由于输入输出阻抗的不同，功率增益有较大的下降，但加自动增益控制、频率漂移却很少。

参 考 资 料

1. James.S. Sherwin, "Gain insight into FET amplifiers," Electronic Design, 1966, Vol.14, №14, pp.40—45.
2. George Pierson, "A FET operating at uhf?", Electronic Design, 1966, Vol.14, №7, pp.48—53.
3. 久保大次郎, "VHF增幅回路", トランジクタ技術1970, №7, pp.117—118.
4. "结型场效应晶体管原理与应用", 国防工业出版社。

木工平刨的晶体管自动保护装置

木工平刨床由于它的构造简单、工作效率高，已广泛应用于各基本建设施工单位、机械制造厂木工车间以及木材加工厂等各部门。可是常常因偶然的操作失误，发生人身事故，带来严重恶果。本文介绍的木工平刨安全保护装置，是利用人体寄生电容对电子振荡器的影响，达到自动控制刨床急刹车以确保安全操作的一种自动装置。例如在平刨进料台面的刀口附近会有危及操作者安全的一定区域内，装上数条与床身绝缘而又彼此连接起来的铜条或铝条（见图4），同时，还同电子振荡器相连接，构成所谓的感应器，或定它为“禁区”。一旦操作失误，人手误入或接近“禁区”，人体便立即通过感应器对电子振荡器发生作用，从而使刨床紧急停车以保安全。

此类保护装置的电子振荡器可由晶体管构成，亦可由电子管构成。本文主要介绍一种使用晶体管电路的自动保护装置，而为了便于读者根据需要进行选择，也将另一种使用电子管电路的自动保护装置附于

文后，供参考。

木工平刨晶体管自动保护装置，由晶体管振荡开关、主电路控制和机械刹车等部分构成，其框图如图1。

现将该装置各部分的工作原理扼述如下。

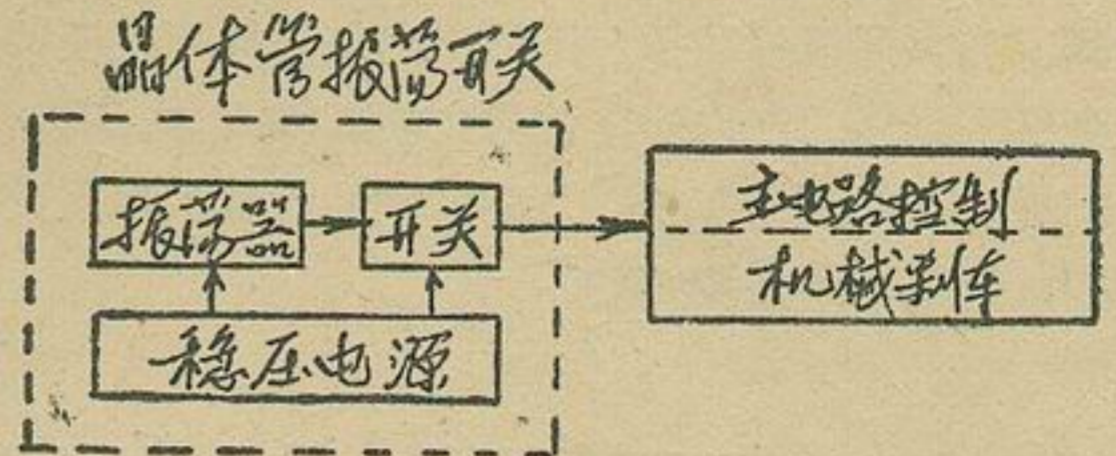


图1 晶体管自动保护装置框图

(一) 晶体管振荡开关

晶体管振荡开关的电路示于图2。正如框图（图1）所示那样，该电路系由晶体管振荡器和开关及其

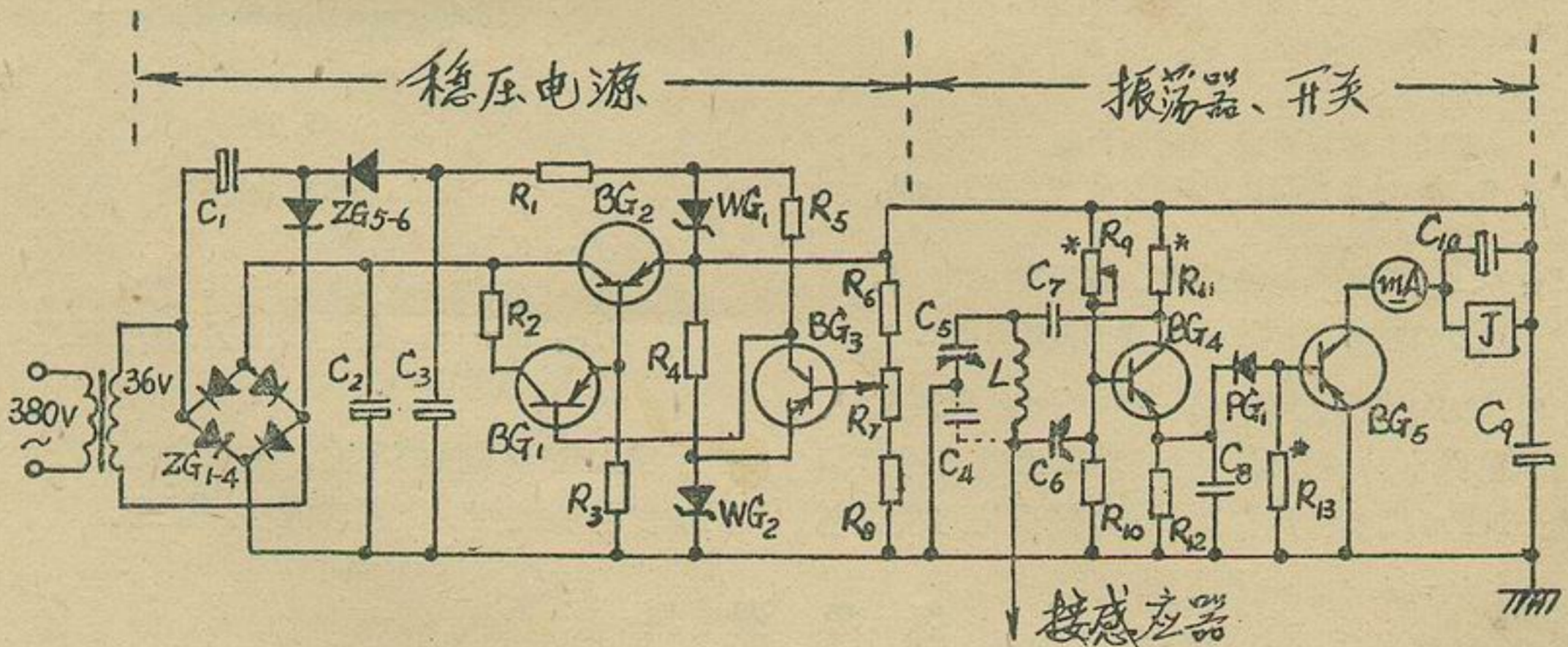


图2 晶体管振荡开关电路

BG _{1,3,5}	3A X71B
BG ₂	3AD12
BG ₄	3AG41
ZG ₁₋₆	2CP3
WG ₁₋₂	2CW3
PG ₁	2AP7
L	#35丝包线 在601S线架 上绕30圈
J	JR-4型灵敏 继电器(3.5K)
mA	0-5mA毫安表

C ₁₋₃	50μF, 100 V
C ₄	感应器对地电容, 以~50PF为宜。 (若当人手触及或 接近感应器时,需 包括人体寄生电容 在内)。
C ₅₋₆	6-50pF
C ₇₋₈	6800pF
C ₉	200μF, 50V
C ₁₀	10μF, 50V

R ₁	4.7K
R ₂	270Ω
R ₃	47K
R ₄	8.2K
R ₅	7.5K
R ₆	570Ω
R ₇	1K 电位器
R ₈	430Ω
R ₉ *	500K 可调电位器
R ₁₀	82K
R ₁₁ *	~51K
R ₁₂	2K
R ₁₃ *	~2K

* 调整后确定

稳压供电电源三个部分组成。其中晶体管振荡器（即BG₄）采用电容反馈振荡线路，为了清楚起见可参看图3。图中R₉、R₁₀和R₁₂是偏置电阻；R₁₁是晶体管BG₄集电极电阻；C₆、C₇是隔直流电容；C₈是发射极旁路电容；L和C₄、C₅组成振荡回路，接在集电极与基极之间，并由接在基极和发射极上的C₄取出反馈信号经C₆送到基极，C₄即为反馈电容，其大小直接影响反馈信号的强弱，所以只要C₄的数值合适，就可满足起振条件，产生振荡，振荡频率为：

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

式中L为振荡线圈的电感；C为回路的总电容，其值等于 $\frac{C_4 C_5}{C_4 + C_5}$ 。

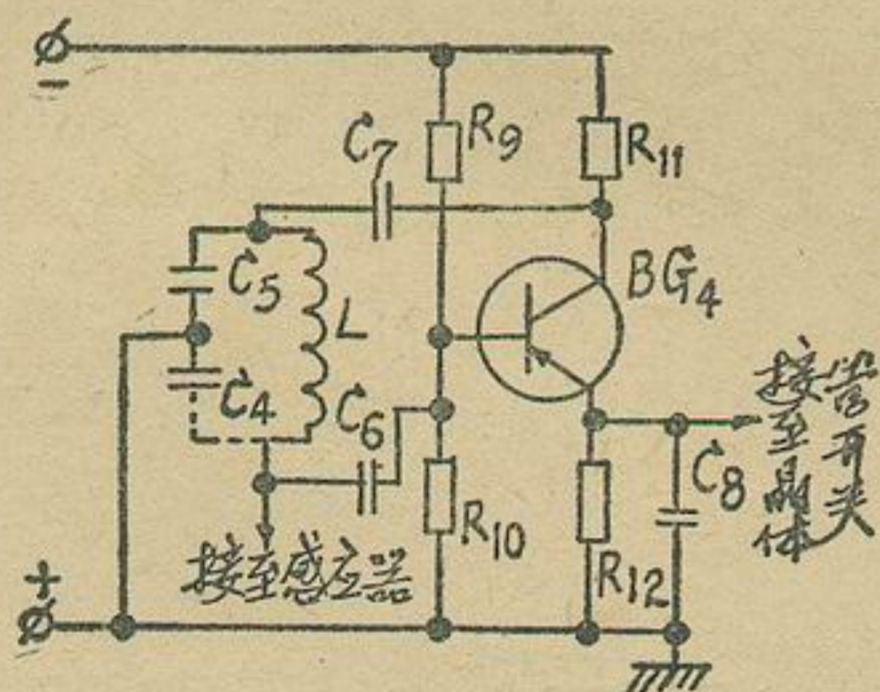


图3 电容反馈振荡器

这里需要特别指出的是电容器C₄，它并不是特意接入的一个具体电容器，而是由感应器结构所决定的对地分布电容，其值大小视感应器的制作而异。实际上，只要感应器一接入电路，这个电容也就实际存在着了，一般以50pF左右为合适。实践经验表明，图4所示的这种感应器，采用几根并联的铜条并把它装到聚氯乙烯绝缘材料上，完全可以保证所要求的对地分布电容量，不致太高。如果使用胶木板绝缘，则其分布电容就会要大得多（约可达到300pF），以致无法满足使用要求。至于振荡线圈L，制作中可利用一般电子管收音机用中波广播段线圈610S的线架，改绕上#35丝包线30圈而成。在调整本振荡器时静态工作点可预调在0.5毫安左右，通过串联以固定电阻20K的500K电位器R₉来进行。改变晶体管静态电流和反馈的大小，可以达到振荡强度的控制。

振荡器接通电源后于正常操作情况下，一直工作于振荡状态，由发射极输出经二极管PG₁整流后，获得一负电压，加到晶体管开关BG₅的基极（见图5）。这时BG₅应选择在饱和导电状态，并且通过调节R₁₃保证使其集电极电路中串接的灵敏继电器J吸动。这也就是刨床的正常运行工作状态。

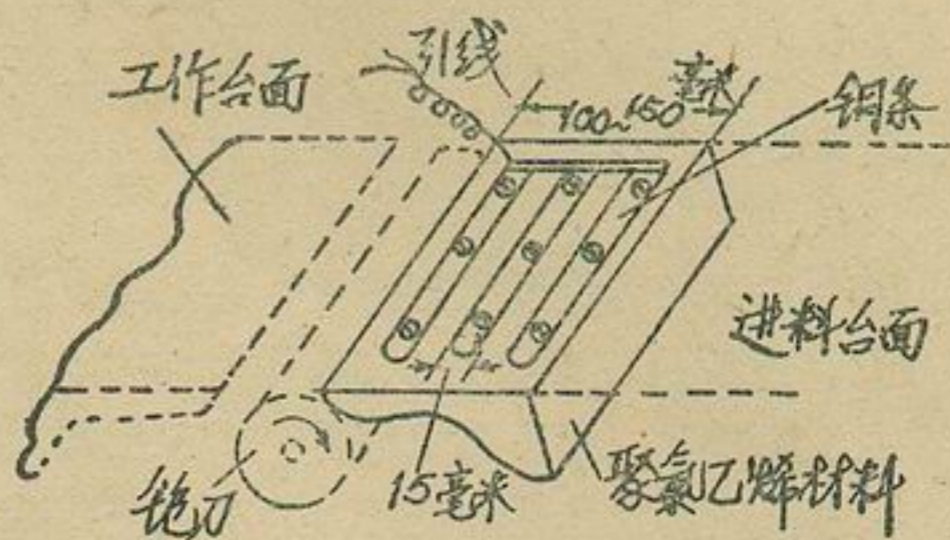


图4 一种感应器的参考结构

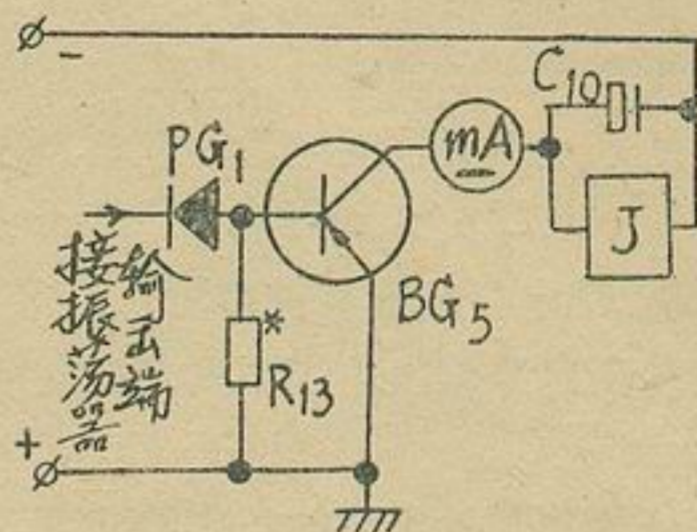


图5 晶体管开关

如果操作者不慎，一旦将手伸入或接近“禁区”，这就等同于立刻在感应器与地之间接入了人体寄生电容，从而C₄便从原来的只包括感应器对地分布电容增大为还需加上人体寄生电容（因两者并联）。这样一来，反馈电容和回路电容都发生了变化，直接影响到振荡器的工作，以致振荡受到破坏，结果振荡器停振。于是，输入晶体管开关BG₅的信号为零，其基极电位变零而移至截止状态，灵敏继电器J便释放。同时，通过灵敏继电器接于主电路控制电路中的触头的断开，迫使平刨机立即进行电气制动和机械刹车，实现紧急停车。

由此可知，操作失误时振荡器的工作，不仅取决于感应器分布电容，也还取决于人体的寄生电容。但通常因人体寄生电容很小，所以只有当感应器对地分布电容的大小能与之相比较时，才能灵敏地反应人手的接近，有效地控制振荡器的停振；若相反，感应器对地分布电容远大于人体寄生电容，很明显在此种场合下振荡器的工作事实上就只取决于前者，而与人体寄生电容无关，就不能正确地反应人手接近“禁区”与否。这就是为什么感应器分布电容约以50pF为合适的基本原因。

如所周知，在上述由L和C₄、C₅所构成的电容反馈振荡器中，回路电容C由C₄和C₅串联组成，而C₄又兼作反馈电容。反馈信号的大小（即C₄两端的电压）取决于电容C₄和C₅的容抗对谐振电压的分压，亦即与C₅/C₄之比成正比。因此，要使振荡器按要求那样高灵敏地准确工作，实际上合理的应该是改变直接影响反馈强弱的C₅/C₄之比，使其在顾及人体寄生电容影响之前后有一个较大的变动范围，有效地控制振荡器

停振。所以，若 C_5 取得过大，就会造成人体寄生电容接入前后， C_5/C_4 之比改变不大，反馈信号减小不多，不足以使振荡停止等情况，这务需在调试中加以注意。

电路中必须采用灵敏度高的灵敏继电器。这里选用JR-4型，线圈直流电阻为3.5K（据“邵阳科技”1971年第7期报导：湖南邵阳市竹艺厂正投入大批生产），实践证明其工作性能良好。为了使其线圈在断电时有一个电磁能泄放回路，故并联放电电容 C_6 作保护。为要保证灵敏继电器正常工作，尚需正确选定变压器次级电压和稳压电源的输出电压，亦即这些电压主要取决于所采用的灵敏继电器的规格，应使

$$U_{次} > R_J \cdot I_J,$$

式中 R_J 是灵敏继电器线圈直流电阻； I_J 是它的动作电流。通常稳压电源输出电压调到灵敏继电器工作电压的1.2倍。

为了保证振荡开关电路的工作稳定而正确，采用了具有辅助电源的串联型晶体管稳压电源供电，它是因调整元件与负载相串联而得名的，见图6。图中 R_6 、 R_7 、 R_8 组成分压器，用以反应输出电压的变化； WG_2 是硅稳压管，提供基准电压； BG_3 接成放大器，起比较和放大的作用； R_5 是 BG_3 的负载电阻； R_4 提供稳压管的电流通路； BG_2 接成发射极输出器，起调整元件的作用，它与负载串联着； BG_1 为中间放大器，并与调整管 BG_2 为复合联接，共同组成调整管； R_2 为 BG_1 的负载电阻； R_3 为 BG_2 基极加接电阻，用以防止 BG_1 在高温、轻载时不致失控。现将其工作过程概述于下。

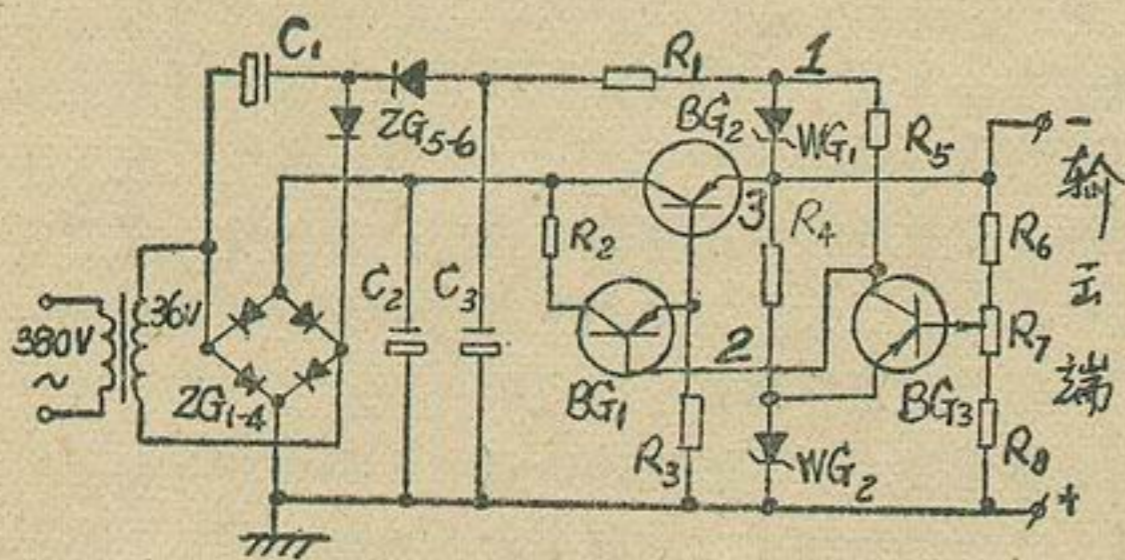


图6 具有辅助电源的串联型稳压电源电路

如果交流电网电压变化或其它原因引起稳压电源输出增大，即经过分压器 R_6 、 R_7 、 R_8 ，使 BG_3 基极对地电压增大，但其发射极因接有稳压管 WG_2 ，电位保持不变，因而 U_{BE} 就增大，从而 BG_3 的集电极电流增大，也就是在负载 R_5 上的压降增加。从图可见， R_5 上的压降是 u_{12} ，复合调整管（ BG_1 、 BG_2 ）的基极-发射极间的电压是 u_{23} ，并且满足下式：

$$u_{12} + u_{23} = u_{WG1},$$

式中： u_{WG1} 为稳压管 WG_1 的击穿电压，保持恒定不变。所以 u_{12} 的增加，必然导致 u_{23} 的减小。 u_{23} 减小就引起复合调整管集电极电流减小，于是集电极-发射极间的压降就变大，从而保持输出电压恒定。反之亦然。

中间放大管 BG_1 和调整管 BG_2 作复合联接的目的，是为了减小推动调整管的电流，即要使很小的 I_{B1} （ BG_1 基极电流）能够控制很大的输出电流 I_{E2} （ BG_2 发射极电流），以满足需要的较大的负载电流。此外，在高温时 BG_2 的反向截止电流 I_{CBO} 变大，并且其方向和 BG_1 发射极电流方向相反（见图7）。这样一来， BG_1 的发射极电流就减小，也就是 BG_1 对 BG_2 的控制作用受到减弱，甚至消失；同时在空载（或轻载时）， I_{E2} 也很小。所以为了保证 BG_2 在高温、空载时不致失控，加接 R_3 ，使 I_{CBO} 通过电阻 R_3 流入，不影响 BG_1 对 BG_2 的控制。 R_3 的大小近似由下式计算得出：

$$R_3 \approx \frac{U_{出}}{I_{CBO}},$$

式中 $U_{出}$ 是稳压电源的输出电压； I_{CBO} 取高温时的数值。

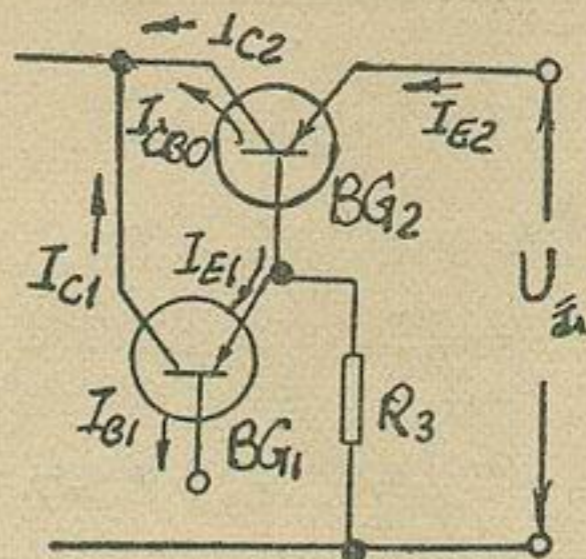


图7 复合调整管工作原理

为了避免电网输入电压跳变对输出电压带来的影响，采用由 ZG_{4-6} 和 C_1 、 C_3 组成的倍压整流作为辅助电源。辅助电源通过 R_1 和 WG_1 进行稳压，向放大器 BG_3 供电，从而使电路对输出电压的稳定性大为提高。

稳压电源的输入，采用380伏/36伏一般机床工作灯变压器供电，经由 ZG_{1-4} 组成的桥式整流器整流而得。稳压电源的输出电压约为-27伏，并可通过 R_7 调节之。

至于半导体元件的选择： BG_4 应选 f_{max} 高、 P_{cm} 大、 β 大的管子，如3AG41、3AG43、3DG6均可； BG_5 应选 I_{eco} 越小越好、 β 越大越好，如3AX71B； BG_3 可选3AX71B； BG_2 可选3AD12或3AD6； BG_1 选用3AX71B； WG_{1-2} 选用2CW3-2CW10均可； ZG_{1-6} 选2CP3，或2CP、2CZ型的均可。

(二) 主电路控制和机械刹车

为了使高速旋转的刀具和电机在人手误入“禁区”时立即迅速停转,大致可按下述三个过程进行:1. 切断传动电动机电源;2. 紧接着将反接制动接触器接通,对电动机进行电气反接制动,与此同时也接通电磁抱闸,对铇刀轴进行机械刹车;3. 通过时间继电器的时延,在停转后立即开断反接制动接触器,恢复到电路的起始状态。为此本装置使用图8所示的主电路控制电路。其原理如下:

合上闸刀开关P后,控制电路接通电源。并扳上拨动开关P₁,便通过变压器BT(380伏/36伏)向晶体管振荡开关电路供电。接着按当时加工的具体情况调节晶体管振荡开关,检查一下灵敏度(如灵敏度不够,可先调C₅、C₆;若还不够,可再调电位器R₉)使其正常工作,此时,灵敏继电器的原闭触头J断开。

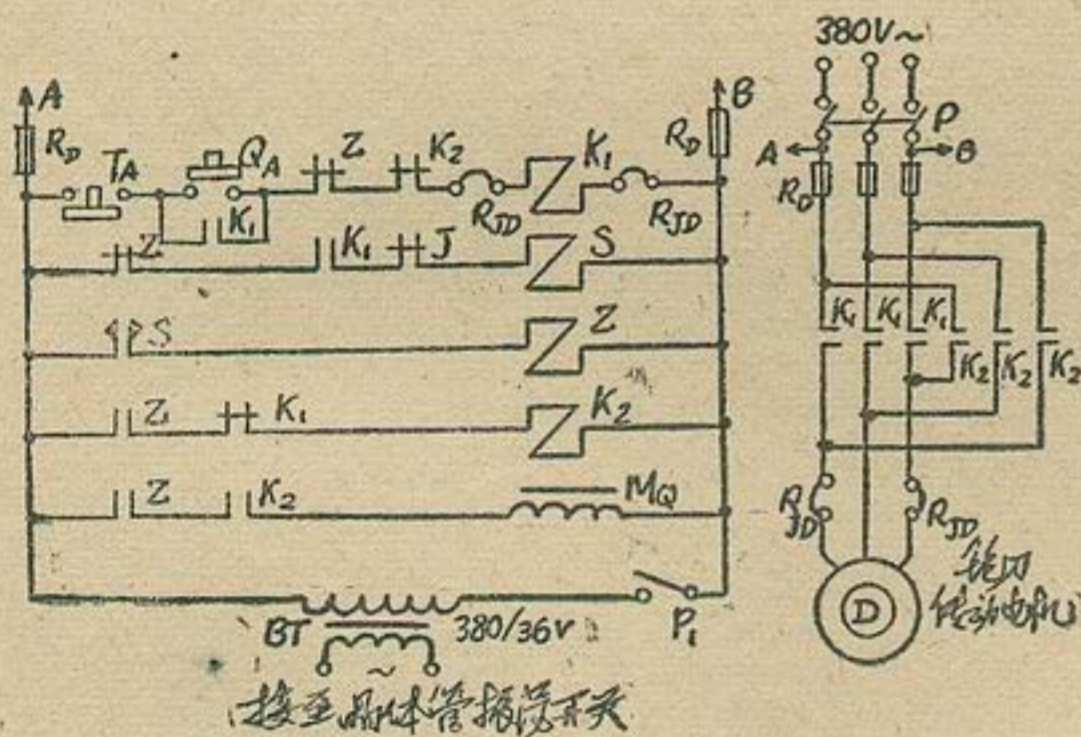


图8 主电路控制电路

在正常操作时,按下起动按钮Q_A,电动机接触器K₁便通过自保触头而接通,电动机传动铇刀进行正常运转。若加工完毕,则按停止按钮T_A,接触器K₁释放,电动机便从电网上断开,铇床停止运转。

若在起动之后发生误操作,因振荡器立即停振而致使灵敏继电器释放,其原闭触头J接通气囊式时间继电器S的电路(起动后,此电路中的原开触头K₁已闭合)。继电器S接通中间继电器Z。于是接触器K₁被开断,在此同时,反接制动接触器K₂接通,电磁抱闸M₀也被接通。因此,传动电机从电网断开后就立刻被K₂接入电网进行反接制动,并且还加上抱闸对刀具进行紧急刹车。从而达到迅速完全停车,确保操作安全。

此外,在中间继电器Z动作时,还把时间继电器S开断,而其触头却在保证反接制动所必需的延时后才断开,从而中间继电器被开断,继而断开反接制动接触器K₂和电磁抱闸M₀,使整个电路在完全停车后恢复到进行再次起动的起始状态。

电路中除设有短路保护用熔丝R_D和电动机过载热保护R_{JD}之外,为确保正常运行接触器K₁和反接制动接触器K₂的正确动作,两者之间设有电连锁,并且电路能自动保证在晶体管振荡开关未正确调好(即灵敏继电器尚未吸动)之前,铇刀传动电动机不能正常运转。

然而,应当指出:采用电气反接制动外再加机械电磁抱闸的紧急刹车,由于外阻力矩不是常数,制动减速过程的时间就不会是常数,所以对时间继电器S的时延整定颇为困难。如果延时过长,就可能发生电动机堵转现象。实践表明只用机械的电磁抱闸而不附加任何电气制动,工作也是可靠的。

至于铇刀轴刹车用的电磁抱闸,可按具体情况制作,或利用一般行车用的电磁抱闸。传动电机4.5千瓦时,采用大于15公斤的电磁抱闸;电机为2.8千瓦时,可用8公斤牵引电磁铁。图9是供作参考的铇刀轴机械刹车结构示意图。

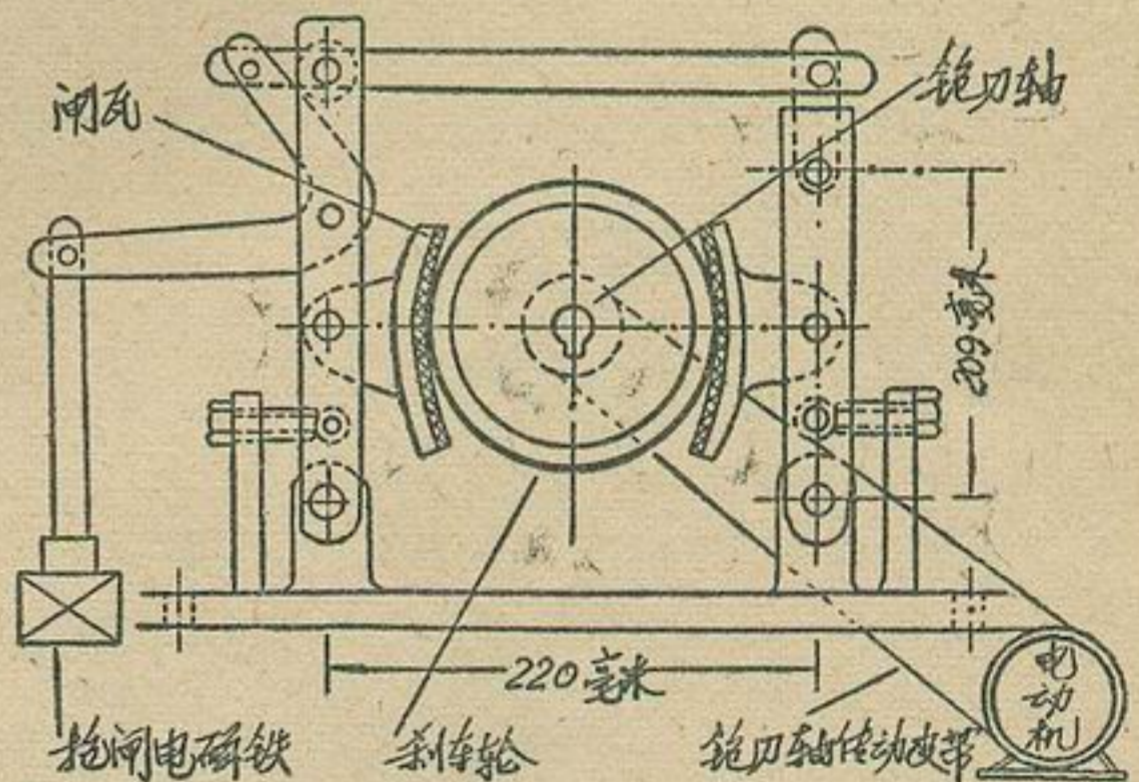


图9 铇刀轴机械刹车结构的示意图

(三) 结 语

实践表明,上述晶体管自动保护装置确能达到急刹车保证操作者安全操作的目的。但是,因为它是借反应人体寄生电容的原理工作的,而人体寄生电容的大小,不但因人而异,并且在操作铇床的具体场合中还会随手所握被加工工料的物理性质(如木材质地的软坚、体积的大小、含水量的多寡等情况)而不同。故在每次铇床运转开始前、工料改变和换班交接时都必须重新试车调整,以便准确地根据具体操作者、一定的工料,可靠地动作。然后才正式开动机。

这个装置与附录所载的电子管自动保护装置相比,也有很多优点,例如它不需要象电子管那样要十几秒钟的预热时间,也没有怕受震动的顾虑,可直接装在机床上,也不必考虑专门设置的脚踏板,并且结

构简单，技术上不复杂，费用不高，一般使用单位均有条件自己进行装设。

如上面提到的那样，此装置并不是完全理想的。但可以相信将会在实践中进一步获得改进和完善。不少单位和部门已经着手对它作了一些改进，例如采用可控硅以代替灵敏继电器以增加可靠性和快速性；采用三相桥式整流的直流电代替抱闸的交流供电以缩短停车时间；也曾设想为了增加保护的有效性而将刨刀本身作成感应器（将引线接到刀座上，而刀座与机器床身部分相互绝缘）等等。

附 录

木工平刨的电子管自动保护装置也类似地可分为电子管电路和机械刹车两大部分。其电子管电路部分和主电路控制部分分别示于图10, a和b。电子管电路中一部分相当于发射机，由振荡调制级（6K4）和放大级（6P1）组成；另一部分相当于接收机，由信号放大级（6N2）、倍压检波级（6N2）和电流放大输出级（6P1）组成，并且采用稳压电源（6Z4、WY4P）供电。而灵敏继电器J则接在放大输出级的阳极电路

中。在正常操作时，只是发射机工作，接收机没有接收到任何信号，处于待工作状态。一旦站在发射天线（联在脚踏板上）上的操作者的手误入“禁区”，经过人体寄生电容的耦合作用，使50赫调幅电磁波的发射信号经接收天线（与“禁区”内铜条相连）进入接收部分输入电路，通过放大、检波，使电流放大输出级的栅极获得一个截止负偏压，于是灵敏继电器因断流而释放。然后通过主电路控制电路使刨床紧急停车。至于主电路控制部分，只设有机械制动而无电气制动，其制动过程与正文所述大致相近。

电路中系采用电子管收音机用DB-50-43型成品变压器，不需另行设计绕制；振荡和接收的调谐线圈亦系收音机用553型成品线圈的中波段部分，不必改绕。若本电路在使用时发现工业干扰的有害影响，则可在输入电路上接入滤波电路（在接收机输入端的电阻2M和电容100pF上再并联一个晶体管收音机用高周扼流圈即可）便能得到解决。有关内容可参阅《铸造机械》1967年第6期“木工平面刨床电子安全控制器”一文。

（附注：本刊在1972年第7期上发表“木工平刨安全保护装置”一文后，广大读者来信提出了许多宝贵建议和要求。本文在此基础上参照湖南省四公司水电安装队有关资料以及湖南邵阳地革委生产指挥组科技办《邵阳科技》1971年№1“无线电控制木工平刨安全装置线路图”、一机部铸锻机械研究所《铸造机械》1967年№6介绍大连工矿车辆厂模型车间“木工平面刨床电子安全控制器”等综合整理而成。并在整理改写过程中承蒙重庆256厂双革办公室和李正诚同志的大力帮助和具体指导，此外还得到了广大读者的热情关切和巨大支持，特此一并表示衷心的感谢。

文中有关晶体管电路原理部分可直接参阅上海市业余工业大学编的《晶体管放大与振荡电路》一书。

本刊编辑组)

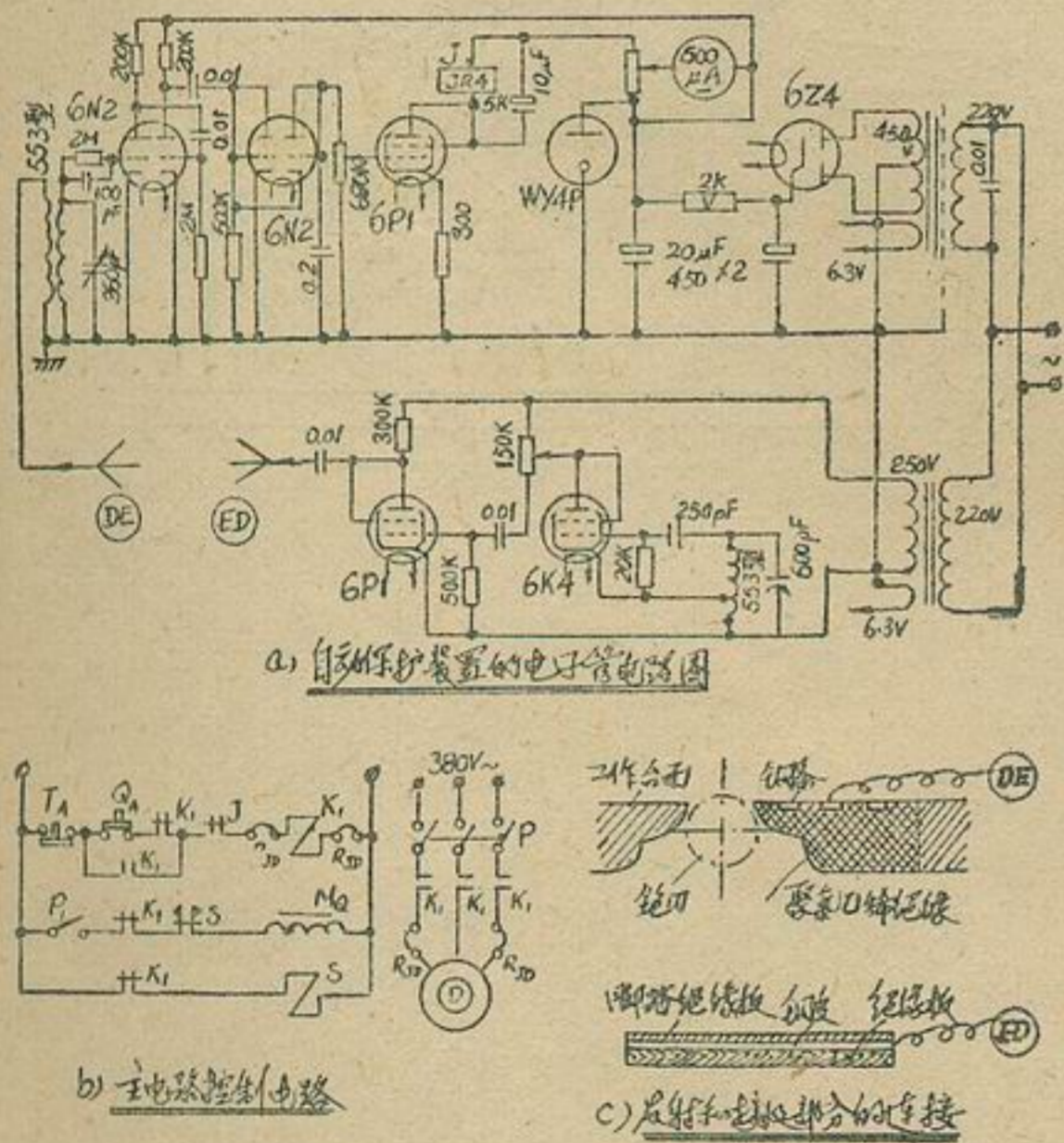


图10 木工平刨自动保护装置的电子管电路

仪表的平板数字显示技术的现状和将来

1. 序 言

近年来,数字式仪表有了显著发展。各种数字式仪表的研制有助于在各工业部门实现节约劳动力,高精度化和管理高速化。显示器在数字式仪表中所占的比重很大。与一般模拟式量测仪表相比,数字显示有以下优点:数字易读;不会造成人为的读数误差;能够读出较多的有效位数。最近,由于各种数字显示器的出现,在设计使用数字显示器的仪表时,选择哪样显示器较好,颇感困难。

数字显示器的种类

数字显示器大致有以下几种:(1)旋转式显示器;(2)光学显示器;(3)放电显示器;(4)荧光显示器;(5)灯丝显示器;(6)场致发光显示器(EL);(7)发光二极管显示器(LED);(8)液晶显示器。

为挑选合适的显示器,应充分了解各显示器的性能,也应充分了解所要求的显示器的主要技术规格:亮度,亮度的均匀性,对比度,文字的大小,显示器尺寸,视角和距离,显示特殊文字的难易程度,文字的清晰度,工作电压和电流,消耗功率,发热程度,噪音大小,工作温度,保存温度和湿度,寿命以及采用10进位显示回路的难易程度,等等。

数字的类型与读出的难易程度有密切关系。普通阿拉伯字母与嵌镶(分段)数字容易读出。此外,读出的难易程度与文字的高低与大小,照明条件,数字的样式(倾斜程度,大小,质点),对比度,必要的读出时间,位数的排列与间隔等条件有关。

价格、亮度

价格是重要的选择标准之一,除了考虑显示器的价格外,还要考虑激励回路和电源的价格及它们的寿命。

亮度是设计显示仪表的重要参数,因此,大部分显示器上都附有亮度的规格。亮度单位以fL(英尺-朗伯)表示,它是表示光源表面光的量度。至于在远处观看时,呈何种现象几乎与亮度无直接关系。另外,由于厂家量测技术的不同,更使问题越发复杂。目前既没有量测标准,又不能对亮度进行校正,即使显示

器具有很高的亮度,但由于要得到理想的对比度,这种高亮度也是不必要的。因此,即使有度亮相同的两个显示器,由于周围光的原因,所看到的亮度也是不同的。一般是在最强的光点处进行测量。

因此,在点式显示器中,由于质点间隔的不同,究竟怎样与眼睛配合用英尺-朗伯表达不出来。而且在直观灯丝显示器的灯丝时,即使光源在10000英尺-朗伯以上,对眼睛来说,也比不上200英尺-朗伯的氖灯式字码管和发光二极管那样明亮。亮度规格对用户使用显示器来讲,并不是最佳的东西,比较亮度的最好方法是将各显示器排列起来进行观察。

激励回路

在设计使用显示器的仪表时,为降低成本,使用依次切换一个公共的解码器/激励器的动态激励法,而不是各显示器使用单独的解码器/激励器的方法。一般认为位数在8位以上时最好使用动态激励法。但随集成电路成本的降低,位数正在降到5位。最近,由金属氧化物半导体集成电路(MOSIC)构成的4~5位的计数器/门销/解码器已经制成。这种装置装有动态激励回路。但由于峰值电流过大,一般不能用金属氧化物半导体进行激励,因此需要增添双极缓冲器。

2. 旋转式显示器

旋转式显示器是一种古老的显示器,它有磁鼓式和旋转式两种,前者的数字是等距离地排列在磁鼓周围,后者多用于车站和数字式时钟的显示。这种显示器的工作原理有两种:一种是使用电磁卡爪使插销动作;另一种是使用步进式电动机传送每一个字。这种显示器虽然可靠,但难于实现小型化,响应时间慢(约为0.1~0.5秒),消耗功率大。此外由于是机械动作的,因而还存在着寿命短和噪音大等缺点。随着对显示器的小型化,高速化以及低消耗功率的要求,这种显示器的应用必然受到限制。

3. 光学数字显示

边缘照明式

这种方式的结构是在透明塑料板上以点、线形式

刻成数字，然后将这塑料板重叠起来构成0—9的各个数字，在每个字的四周放置小型灯泡，在有选择地点燃小型灯泡时，光通过塑料板散射到雕刻文字处，从正面看时，只见数字发光。文字的尺寸比较大，其高度为15~70毫米，字形良好，动作时间为数十毫秒。灯泡的工作电压为6~24伏。消耗功率为1~3瓦，使用寿命约为5万小时。也容易制出 Ω 、V等特殊标记。此种显示方式多用于数字式电压表和计数器。但由于外形大，灯泡不易更换，势必被其他显示方式所压倒。

投影式显示器

这种显示器的结构是将一张塑料胶片印相上12个应当显示的文字，并在胶片背面相应各文字处装有一个电灯（共12个）。当指定的灯泡发光时，光照射到胶片上，然后通过小型透镜聚焦，投射到显示器面板的反射荧光屏上。由于是单一平面显示方式，因此视角比较宽（约为160°），读出容易，能够显示出特殊标记和白黄绿蓝红等彩色文字与数字。虽能显示出高达10~90毫米的文字，但机壳的深度需要70~300毫米，因此体积大。如文字的高度达85毫米时，在30米远处可以看到，因此适用于管理系统。其灯泡电压为6~24伏，消耗功率为1~5瓦。

4. 数字显示放电管

数字显示放电管是在1955年发表的，以后在Nixie管的基础上出现了各种数字显示放电管，目前已作为一般显示器，在各工业部门广泛使用。

这种数字显示放电管的结构是将数字形的10个电极(0~9)重叠起来，在与公共阳极间引起辉光放电。管中密封气体多使用氖气，它发赤橙色光。另外，使用滤光镜可得到红光。放电显示管结构作得较大时，成本会提高，因此一般多使用小型管。如将文字作成高约8~135毫米，所需的开始放电电压为170伏，这远高于一般的集成电路，因此其激励电路需要用特殊集成电路，而不能用消耗功率低的金属氧化物半导体集成电路激励。阴极电流约为1微安，消耗功率为0.2~2瓦，工作温度为-65~+26℃。寿命最长达20万小时，一般可工作二年多。寿命短的原因有二：一个是由于金属的溅射而使阴极劣化；另一个是由于释放出不纯气体而使放电维持电压升高。因此，要提高管子寿命，管内最好注入少量水银。

数字显示放电管，由于各数字是隔开一定距离（深度）而排列的，故在人们阅读时产生一定的视差，因而造成读出困难，也难于将显示出的数字拍摄成胶片

记录下来。为显示数字以外的各种标记和文字，需要较复杂的电极，故不适于作这类显示之用。理论上，若封入的不是氖气，而是另外的气体，则能发出各色光（红光除外），但因存在着稳定性和寿命问题，故达不到一般应用的程度。亮度也难以改变。即使改变阴极电流，亮度也变化不大，反而由于缺字和异常放电的原因，而影响寿命。只有通过脉冲触发来改变放电时间和重复时间，才能改变亮度。

最初的阿拉伯数码管是1963年制造出来的，它是将13或15段笔划排列在一个单一平面上，通过不同的笔划组合显示不同的数字和文字。这种管子是由原来的阴极板堆积文字中派生出来的，以后多制造7到9段笔划的数码管。故把这种管子称之为Elfin管。其电特性与Nixie管相似。因在同一平面上显示，故视角较宽，易读。

多位数码管

目前对台式电子计算机和数字式仪表的需要量大增加，随之对数码管的需要量也激增。为满足这种要求，数码管也在实现多样化。多位数码管就是其中的一种。由于质量提高和成本降低，故实现了成批生产。

使用多位数码管的优点有：

(1) 应用多位数码管比将若干个管子组合起来能减少外部引线，从而降低了组装工时，并减少了全体部件的数目和锡焊点的数目。从而提高了可靠性和产量。

(2) 由于集成化和大规模集成化以及电路元件的小型化，数字仪表有可能实现小型轻量化。同时显示器由于采用多位数码管，也能实现小型化。这样体积比将若干个管子排列起来更小。

(3) 多位数码管由于事先在管内进行了调正，因此在组装时，就不必调正每个数字的角度和字码。另外，也没有各数码的亮度参差不齐的缺点。

(4) 可降低显示管每位数的成本。其缺点是，一部分发生故障时，要把多位数码管全部换掉，而且位数一般是固定不变的，用户不能任意选择位数。

多位数码管是1961年发表的。它是一种具有14位数字的筒型管。以后，发表了许多种类型多位数码管。其中包括带有激励回路的点矩阵显示管，8位256个字的自扫描显示板和8—16位的数码管。日本也制造了一些多位数码管。

上述这些管子，在结构上虽有些差异，但其电极都暴露在气体中而进行放电。1970年依利诺大学发明了一种新的用绝缘层覆盖电极的等离子显示器。最近，各公司对这种等离子显示器进行了研究，而富士通等

公司的产品已达到实用程度。

5. 荧光数码管

荧光数码管能发蓝绿色光，并以低电压工作，消耗功率低，故适用于携带式仪表的显示器。其结构如下：由不影响显示的细丝作成灯丝，为了加速从灯丝释放出来的电子，还装有控制栅极（控制栅极也是用不影响显示的细丝网制成）。另外，在控制栅极上有一层由薄金属制成的帘栅极板，在这栅极板上开有各种形状的分段笔划的孔穴。帘栅极板的背面放有涂有荧光粉的导电电极，它们按各段笔划彼此绝缘。从灯丝释放出来的热电子，被控制栅极加速或控制，被加速的电子到达阳极后，则激励数字段笔划的荧光粉而发光显示。

阳极和栅极全部都用约为20伏的直流电压和50伏的脉冲电压进行工作。消耗功率（包括阴极加热在内）为0.2瓦。荧光粉多使用5000埃的蓝色荧光粉，它可作7到9段笔划的平面显示。视角约为 150° ，在10米内能够读出。

关于激励用集成电路是使用金属氢化物半导体集成电路。每段笔划上所涂敷的荧光粉，通常使用阴极射线管所使用的P15型低耐久性荧光粉，在使用过程中逐渐失去亮度。

荧光数码管也有多位数码的，并应充分利用它的独特的绿色光和20伏低电压激励的特点。

6. 灯丝显示器

这种灯丝显示器是将特殊的钨合金灯丝，以每段笔划的形式装在真空玻璃容器中，电流流过灯丝而发光显示的直视显示器。

灯丝的工作温度为 $1200\sim 2000^\circ\text{C}$ ，比普通灯泡的工作温度（ 2500°C ）低，因此几乎没有钨金的蒸气压，蒸发也非常少。由于灯丝使用钨丝制成，质量低，为了耐冲击和振动，应有牢固的结构。亮度约为15000英尺-朗伯，即使在直射太阳光下也可以读出。工作电压是1.5~5伏，它同发光二极管一样可与双极集成电路使用一个公共电源。寿命可达10万小时。美国无线电公司出品的DK2000型显示器的每段电流电压为22.5毫安/4伏，富士电子出品的显示器为8毫安/5伏。这种显示器由于具有广范围的光谱分布特性，故借助于滤光镜几乎可以得到所有颜色的光，在点燃上，与发光二极管一样不用串联电阻，因此就不会因电阻而消耗电压。亮度可随工作电压变化。响应时间较慢（10毫秒），因此在动态激励的情况下，如要得

到与直流相等的亮度，则需增加电流，故应考虑增加激励电路。

7. 场致发光显示器

放电显示管和荧光显示管都是使用玻璃管，因此机械强度低和体积大。即使采用发光二极管，也难以作成大型显示器。而场致发光显示器的优点有：能够制成很薄，故体积小，消耗功率小，又能作成各种大型显示器。但在寿命和工作电压方面还存在问题。如将这些问题加以解决，应用范围会更广泛。

数字显示所使用的场致发光显示器，是由将涂有荧光粉的电介质层夹在两电极板之间（表面电极是使用蒸发有氧化锡或硫化锌的透明电极，而背面电极是不透明电极）而作成7到16段笔划的显示器。在这两个电极间加上交变电压便产生荧光发光。改变交流电压的大小及其频率便可简便地改变亮度。考虑到亮度和寿命，用100~200伏，频率约为400赫的正弦波作为激励电源。亮度为10英尺-朗伯，虽不很亮，但可以得到相当于有50英尺-朗伯的高对比度。

最初，曾希望把场致发光作为面光源，并对此进行了各种研究，但是在亮度和寿命方面没能得到较大的改进。另外，这种显示器可作成厚度很薄的任意形状的发光表面，消耗功率又小，因此它的应用很广。价格也比其他显示器便宜。

8. 发光二极管数字显示器

以砷化镓为中心的PN结注入式发光二极管(LED)早在三年前已在市场上出售。近年来，由于发光二极管材料的大量生产和制造工艺的改进，其成本也有较大地降低，因此使用发光二极管的工业产品也急剧增加。另一方面，使用发光二极管的数字显示器，随着成本的降低已达到实用化程度。

发光二极管的材料大致有磷化砷镓(GaAsP)，砷化铝镓(CaAl)As，磷化镓(GaP)，砷化镓(GaAs)等。CaAsP和CaAlAs可以得到6500~6600埃的红光，效率很低(0.1~0.2%)，但可以显示出鲜明的图像。GaP可以得到6950埃红光和5550埃的绿光，发光效率比GaAsP和GaAlAs高10倍以上，可提高到6%。其缺点是由于结晶内的光吸收系数低以及所发出的光在晶体内乱反射，因此图像产生斑点。最近报导了一种能消除图像斑点的发光二极管。

最初的发光二极管是在1968年制造的。这种发光二极管显示器为 5×7 点式矩阵结构。数字显示时可以得到200英尺-朗伯的亮度。最初的单片式发光二极管

是1970年制成的。大部分发光二极管显示器采用了7段笔划的混合结构，而且每片都需要键结。在单片式结构中，由于所有二极管都装在一个晶片上，故可大规模生产。但由于原料消费得多，成本高是一个缺点。

单片式发光二极管显示器一般是小型的。但是最近各公司正在制造大型单片发光二极管显示器。发光二极管与放电管相比，它是一种在逻辑电路结构方面很有效的固体元件，结构紧凑，与晶体管—晶体管逻辑电路一样，文字清楚而光亮，每段笔划的消耗功率为100毫瓦，在直流电压5伏下工作。此外响应时间为1微秒，适于作计算机中心处理装置等要求高速的终端装置显示之用。另外，亮度很容易由注入电流加以控制。

由于发光二极管是一种固体器件，因此理论上是长寿命的，但也有引线断线和外壳漏电等现象。因工作电压较低，故能与双极逻辑集成电路使用同一电源的优点。但是，与其他显示器相比，需要相当大的功率。由于一段笔划，一般需要1.7伏，10毫安，故消耗功率为17毫瓦。与集成电路共用5伏电源工作时，则须串联一个电阻，该电阻所消耗的功率为33毫瓦。这仅是显示一段笔划所需的功率，因此7段笔划，则需350毫瓦。若需增设小数点显示和需要提高亮度，则消耗功率还要进一步增加。

根据人们的能见度来说，红光并不是一种良好的颜色光，一般它作警告和危险信号显示用，因此尽可能希望使用其他颜色的光。绿光的能见度好，长时间观看也不使人的眼睛感觉疲乏。控制GaP发光二极管中的杂质可使它发绿光。此外，用加氮的方法取代发红光时使用的氧气，也可以得到绿光。但发光效率低，技术上也得不到稳定的晶体生长，到目前为止还不能作为显示器而出售。

用GaAs可以产生9400埃的红外光，如在其上涂一层荧光粉，使红外光变成绿光，成为发绿光的发光二极管。二极管本身有5~10%的效率，但由于荧光粉的效率为0.1~1%，所以总的效率很低。

发光二极管显示器有很多优点，但价格不如其他显示器便宜。估计不久可能降到1位数字两美元了。

9. 液晶数字显示器

液晶显示器与其他显示器相比，有希望实现低消耗功率和低价格，而且在直射光下能清晰显示，因此

受到工业部门的重视。液晶早在1888年就被发现，但只是到1968年5月才被用到电子工业中作为数字显示器。液晶显示分为两种：一种是使用胆甾醇型液晶的彩色显示器；另一种是使用向列型液晶的显示器。在数字显示中已达到实用程度的是向列型液晶。这种液晶显示器的结构很简单，是将向列型液晶夹在两个电极间，这两个电极中的一个要作成透明电极。透明电极一般由涂有氧化锡的玻璃板制成。液晶的厚度为10~30微米，如在这种夹层结构单元上加 10^4 伏/厘米直流或交流电场，则透明的液晶就变成乳白色，从而使光的反射率增大，因此把这种现象称之为动态散射效应。

液晶显示器有如下三种型式：

(1) 透过式

这种方式是将夹有液晶的两侧电极制成透明电极，从而引起动态散射效应。光源放在显示面的对面，以便控制通过液晶的光。由于需要光源，从消耗功率来看是不好的，但可以提高对比度。

(2) 吸收式

这种方式是把夹有液晶的一侧电极制成无光泽的黑色电极，然后在两个透明电极单元的背面装上黑色板，这样吸收从正面来的光线而进行显示。

(3) 反射式

这种方式与吸收式的情况相同，一侧电极系用反射率良好的金属板制成，并在其背面装上反射板，这样便反射从正面来的光而显示。

液晶显示器的消耗功率低，一般在微瓦左右。因此，可以采用金属氧化物半导体集成电路直接激励。液晶本身价格比较便宜，结构也很简单，因此液晶显示器是廉价的。

但是，也存在着一些问题：其中之一就是温度问题，保存温度是 $-20\sim+80^{\circ}\text{C}$ ，工作的周围温度为 $0\sim60^{\circ}\text{C}$ 。这方面比其他显示器为劣。其次就是响应慢，引起动态散射效应的的时间约为20毫秒。相反，擦除时间需要200毫秒。擦除过程眼睛可以看到。另外，比较严重的问题就是寿命问题，因有机化合物长时间加高电场会使特性变劣。现在用20~100赫的交变电场时，可以使用1万小时。

[译自《电子展望》，1972，47，№8，78—83]

宽量程直接指示电感测试仪

1. 引言

电感值的测量一般是采用按谐振法原理工作的交流测试电桥或测试仪。这种多半占地面大因而不轻便的仪器的缺点，不但测量时间往往费得多，且成本高，而对于一般的实验单位也根本不需要达到高精度。本文介绍的设备是专为车间和实验室用的；其特点是操作简单，外壳尺寸适中。两年来在实验室和工厂的实践中证明它是很好的。它的线路容许有很大的测量范围；刻度值的精确度是3%，这在所有量程上已证明是足够用了。

表 I 电感测试仪的技术数据

测量范围	10微亨~100亨
测量误差	3%
被测物的负荷	
在100微亨以内	8毫伏安
在1~100毫亨以内	1毫伏安
其余范围	0.8毫伏安
工作电压	220伏, 50赫
功率消耗	5瓦
所用晶体管	2×AF118; 2×BC177, BFY55, TAA320
外壳尺寸	210×148×155毫米
重量	1.2千克

2. 测试原理

测试原理是测量待测电抗上的电压，该电抗是由一恒流源馈电的。图1为原理图。

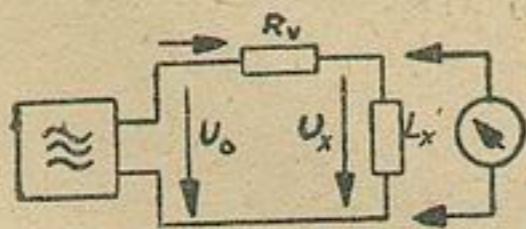


图1. 电感测量原理图

假设 $j\omega L_x \ll R_V$ ，则由分压关系式得到

$$L_x = U_x \frac{R_V}{j\omega U_0} \quad (1)$$

或
$$K = \frac{R_V}{j\omega U_0} \text{常数} \quad (2)$$

则
$$L_x = U_x \cdot K_0$$

因此在未知电感 L_x 无损耗的条件下被测的电压 U_x 就是它的一个直接量度。对于常用的质量因数 >50 的高频线圈，由于损耗引起的测量误差小于2%。

该测量设备的优点是指示刻度能够按线性来分。因此不必用特别的分度法来作费时间的园周刻度和减小了读数误差。将振荡器开路电压 U_0 与测量电压 U_x 之比做得尽可能大，使该设备的系统测量误差保持很小。当然，因为工作频率或开路电压发生变化引起测量值 U_x 也发生变化，所以振荡器必需有较高的频率和振幅稳定度。

在实际中这个要求能够很好地实现，与测量频率有关的被测频率稳定度 $\Delta f/f < 10^{-4}$ 被证明是足够的。同样地振幅稳定度也是这种情况（如图2）。

在这个测量仪中，在振荡器电压的振幅不变下通过转换测量频率和串联电阻可使测量范围扩大。所用的测量频率在300赫与200千赫之间。测量范围则在10微亨至100亨之间。如果将 f 和 R_V 适当地分级，则上述测量范围还可增大10倍。此时上限量程只是由于高电感的损耗增加因而测量误差增加而受到限制。但是在原则上也可以实现达1000亨的量程下限量程由于不可避免的并联电容而受到限制；同样地测量误差也增高。

3. 线路结构

因为这个测试仪主要是为车间和实验部门设计的，所以采用市电电源。电压源由齐纳二极管稳定。在采用电池时，因为电压源的波动对振荡器的开路电压影响很大，所以同样需要稳压。

测试振荡器是一个阻容振荡器，它按维恩电桥原理工作。通过转换阻容节，工作频率可以在宽范围内调整。电压源变化10%时频率漂移小于 10^{-4} 。测量频率的温度稳定性实际上只取决于维恩电桥中的电阻和电容。通过将具有不同温度系数的元件作适当的组合可以达到温度补偿。在这种情况下频率漂移 $< 10^{-4}$ 。

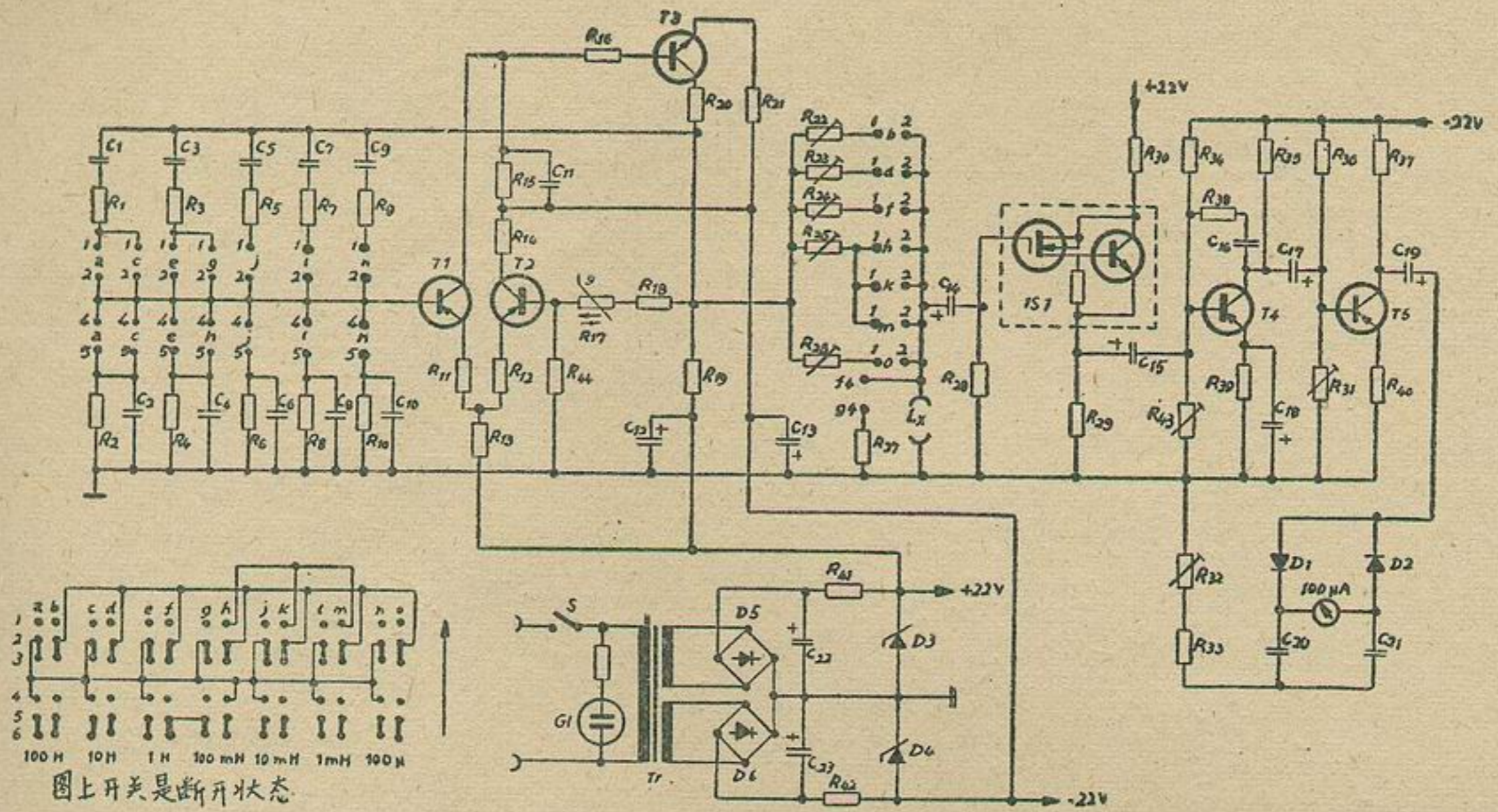


图2. 电感测试仪总线路图

度。振荡器的输出电压用一个热敏电阻来稳定。来自此电阻的稳定输出电压通过维恩电桥也将反馈到差动放大器的输入端。被测物的电压降通过一个晶体管放大器和一个整流器传给指示仪表。该测试仪的总线路如图3所示。在未接上被测物时振荡器的全电压都加在测试放大器上。通过对晶体管工作点作适当的选择，可以使放大器从输入电压的某一值起受到限制，因而可避免指示表损坏。

测试放大器的输入电阻为10兆欧数量级。因此能够避免经过放大器的被测物的分压比发生不允许的变化。这个高输入电阻是利用一个集成电路达到的，该电路在输入级有一个与串连阻抗变换器相接的场效应晶体管。后面的晶体管放大器的电压放大系数为200，

这样就能在输入端以很小的测量电压工作。

通过调整与被测物连在一起的作成微调电位计的串联电阻来校准测试仪。在工作中能用调整测试放大器的放大率的方法来实行后校准。通过“校准”旋钮调节 R_{32} 将输出电压调到度盘的校准标记上。在整个工作期间一直证明振荡器的后校准是多余的。

在工作时表明，集成电路对栅极的过压或静电荷颇灵敏。为了保护场效应晶体管在栅极上接了一个二极管限幅器。它也可以在测试接线柱上错加了外部电压时防止破坏集成电路（原文中附有参考资料略）。

[译自《Internationale Elektronische Rundschau》，1972，№7，165—166]

用于相控阵雷达的二极管和铁氧体移相器技术的新进展(一)

引言

在相控阵雷达中采用电控移相器来达到快速扫描已是一种较成熟的技术^{1,2}。PIN二极管和铁氧体移相器都可用作控制元件。1958年Uhlir³提出,采用PIN二极管作为微波电控可变阻抗元件。Mortensen⁴和Temme⁵发表了关于二极管移相器结构初期试验工作的报告。Treuhaft与Silber几乎和Uhlir同时发表了利用具有近似矩形磁滞回线的微波铁氧体环的剩磁和闭锁铁氧体移相器。

从那时起, PIN二极管移相器⁷⁻¹¹和剩磁移相器¹²⁻¹⁷都已从实验室阶段发展到生产阶段。新的研究工作集中在改进二极管¹⁸⁻²⁰和铁氧体²¹⁻²⁵结构的特性以及研制新品种上²⁶⁻³¹。

在移相器设计中影响选用二极管还是铁氧体的最主要因素多半是频率。在较低微波频率到约2千兆赫上采用PIN二极管无疑较铁氧体优越,这主要是由于以下两个原因:

(1) 在低频, 二极管移相器的插入损耗较铁氧体移相器的小, 因为二极管的损耗随频率的降低而减小。如PIN二极管的耗散在两种偏置状态下相同时, 其插入损耗与比值 $\frac{f}{f_c}$ 成正比^{7,1}。其中 $f_c = 1/2\pi C_J \sqrt{R_F R_R}$ 为二极管的截止频率。 R_F 为二极管在正向偏置下的射频电阻。 R_R 为反向偏置下的二极管电阻。 C_J 为结电容。 f 为工作频率。

(2) 在低于S波段工作时, 现有的铁氧体和石榴石在大多数闭锁移相器应用中对温度太敏感。铁氧体移相器的增量相移 $\Delta\phi$ 与比值 $\gamma 4\pi M_r / f$ 成正比, 这里 γ 为回转磁系数(每奥斯特2.8兆赫), M_r 为剩余磁化强度。

为了使品质因数最佳, 对峰值功率要求几千瓦或更小的移相器来说, 这个比值应小于0.6, 典型地是在0.4—0.5范围内。铁氧体的居里温度通常是随磁化强度的递减而减小, 同时温度敏感性增大。

在2.5—3.5千兆赫频带范围内二极管和铁氧体都

能有效地工作。铁氧体和石榴石材料^{32,33}的新进展以及新的电路技术²³, 使得铁氧体移相器在电特性和成本方面都有了改进。但利用截止频率提高了的未封装二极管也制得了成本较低的S波段二极管移相器, 其品质因数(每分贝损耗的度数)接近铁氧体移相器³⁴的品质因数。插入损耗低, 就意味着对发射机功率的要求降低, 因此系统成本低。于是, 在此频段这两种移相技术最近正在经历一场新的竞争。

从尺寸和重量的角度来考虑, 在机载和空间应用方面自然会选择二极管¹⁸。不幸, 在C波段以上二极管的插入损耗较大。在X波段, 二极管的插入损耗至少是铁氧体器件的三倍。可是, 新近用 f_c 大于500千兆赫的二极管得到了一种3位移相器, 其插入损耗仅为1.5分贝。已研制成一种小型化的铁氧体移相器, 如曲折线移相器^{35,34}, 但其品质因数一般较波导非互易移相器的差。在X波段, 由于铁氧体波导移相器的尺寸缩小, 而使得它能与二极管移相器匹敌。近来, Boyd³⁰提出的双模移相器大大地克服了铁氧体移相器较重的缺点。通过对磁路的周密设计, 已研制出了总重量小于一盎司的双模移相器。

表1列出S-X频段($\approx 3-10$ 千兆赫)二极管和铁氧体移相器的有关参数。铁氧体器件的主要特点是, 插入损耗低, 适于大功率工作。对于脉冲宽度宽的极高峰值功率来说, 二极管移相器必须用许多PN结(例如 $\approx 16 \rightarrow 30$)以分担射频功率。这就有损于成本和可靠性。

在雷达设计中二极管移相器的高转换速度通常并不是一个关键因素。而铁氧体移相器的长转换时间在远程地面雷达中是允许的。不过, 已在检验1—2微秒的转换速度用于飞机着陆系统的可能性。二极管移相器的激励电路较铁氧体移相器的简单, 因而造价低。铁氧体移相器的温度敏感性差, 可采用磁通量激励控制电路来局部补偿^{1,3,7}(如表1)。

当前, 在地面基地雷达用的S波段和飞机应用方面的X波段上两种移相技术正在相互竞争。本文下面着重介绍与此两波段有关的移相技术的新进展。

表1

二极管和铁氧体移相器的选样标准

参 数	二 极 管	铁 氧 体
带宽	典型雷达带宽	易于满足 (例如, 5%—15%)
插入损耗 (360°相移)	0.75—1.5分贝	0.5 分贝
峰值功率	50千瓦 (与脉宽有关)	100 千瓦
平均功率	500瓦	1 千瓦
转换时间	< 1 微秒	2—10微秒 (非互易环形移相器)
转换功率或能量	0.1—5瓦	20—1000微焦耳
温度敏感性	可以忽略	每度 0.5—3° (典型的)
重量	≈ 0.5盎司	≈ 1 盎司 (X波段) > 1 盎司 (S—C波段)
为达 ±10° 容许偏差的插入相位微调	不需要	通常是需要的
辐射硬度	差	很好
互易	是	可以是
材料容限要求	不重要	通常是重要的

铁氧体移相器

非互易矩形波导移相器

图1 a 示出的标准非互易闭锁移相器结构由矩形波导¹⁶轴上的介质加载矩形环构成。图1 b 示出已受到注意的另一种结构¹⁶，是在波导中放一周围磁化了的铁氧体棒。铁氧体移相器通常用两种控制电路（指状饱和激励或磁通量激励）中的一种来工作。第一种方式，各铁氧体节串联，其长度按二进制顺序选择。每节都由单独的激励电路控制。相位通过反转主磁滞回线上的环剩磁通的方向来改变。磁通量激励控制电路利用一个以非主磁滞回线工作的单个长环。因

此，磁通量激励能适应由于温度变化而引起的磁滞回线收缩。移相器材料和机械误差的影响也能补偿。

图1 c 的双板模型被广泛用作移相器设计中的响导¹⁵，因为其传播常数能通过代数学方法求得。尽管双板模型仅近似于实际移相器，但是一般被认为适合于工程设计。可是，最近Gardio³⁸将这种方法改变了一下，计入环顶壁和底壁及环角的影响。倘若环插入介质的介电常数 E'_d 较环本身不大很多，则他的这种分析法所得出的 $\Delta\phi$ 的计算更正确。这种分析也可大体地预计去掉环角^{22, 39}而引起的 $\Delta\phi$ 的增加。

改进了的移相器材料

移相器环材料所要求的特性见参考资料1。一些基本要求如下：（1）合适的矩形磁滞回线，即剩磁比 $4\pi M_r/4\pi M_s \geq 0.7$ ，其中 M_s 是饱和磁化强度。此外，矫顽力 H_c 应当小（< 1 奥斯特），以尽量减小所要求的转换电流。其它要求是：（2）低微波损耗（磁损耗正切 μ'' 小于0.001，介质损耗正切 E_f'' 小于0.0005）。（3）剩磁通的温度敏感性小。

图2 示出20°C—70°C温度范围内各种材料的环剩磁通相对 $4\pi M_s$ 的变化百分数。注意，镁-锰铁氧体虽然广泛用于X波段，但是在S波段（在此波段典型地400高斯 $< 4\pi M_s < 700$ 高斯）它的温度敏感性极大。因此，几乎已完全采用钕铝取代的钕铁石榴石。采用稀土氧化物的成本高，因而需要尽力研制代用材料³²。与此相并行的另一个方面是致力于提高石榴石移相器的效率，其方法是在环槽中装入介电常数高的材料。

石榴石的主要缺点是，有较大的磁致伸缩，它会引起剩余磁化强度对外加应力敏感。这样，如不当心，

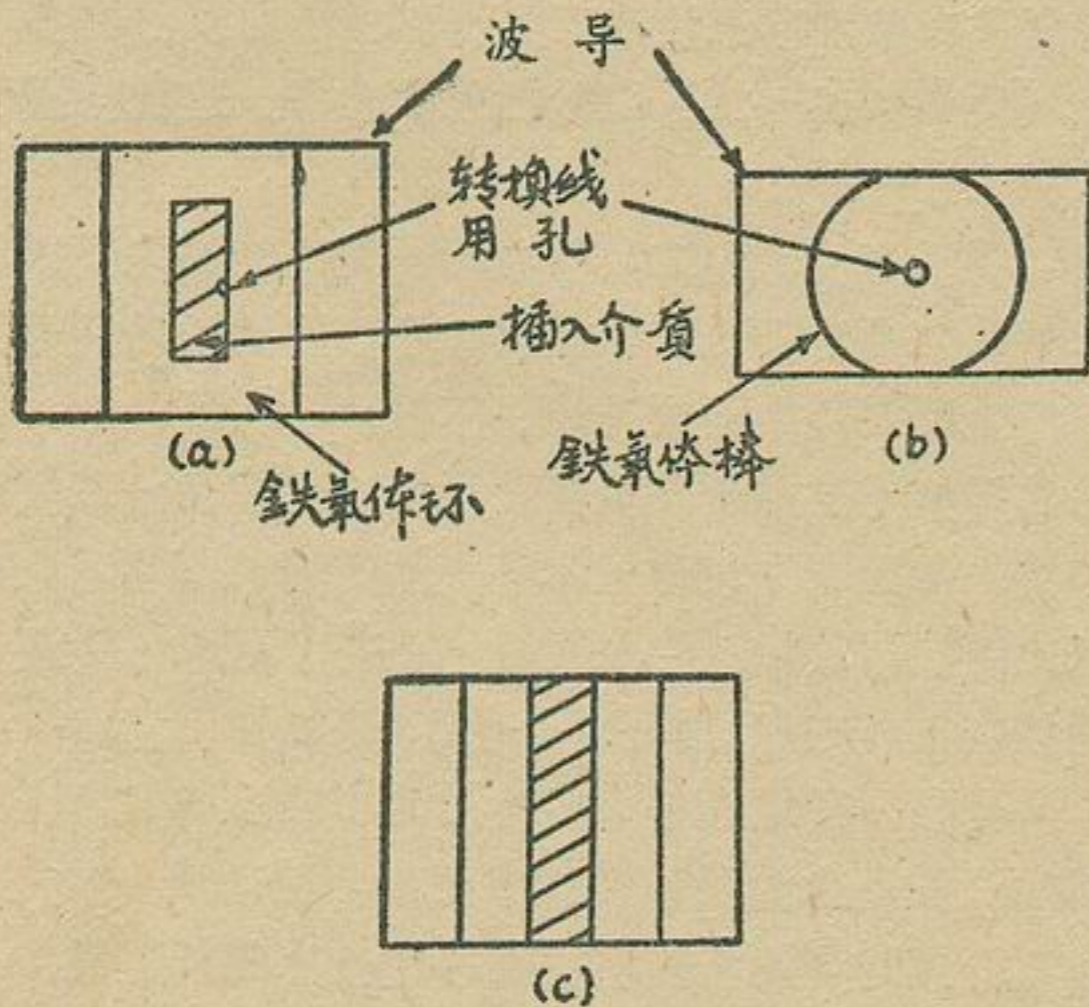


图1. 非互易闭锁铁氧体移相器结构和双板模型

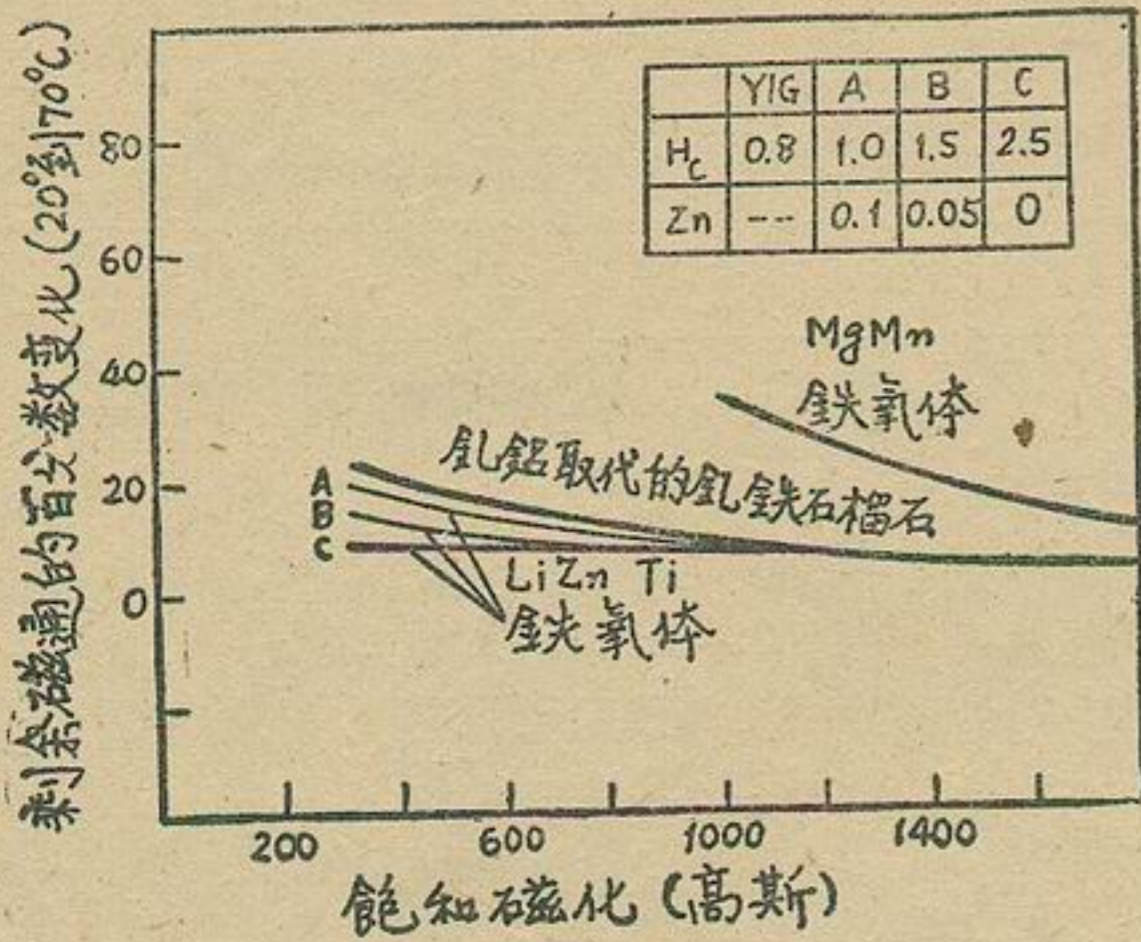


图2. 几种移相器材料的剩磁通温度敏感性与饱和磁化强度的关系

由于机械夹具或非均匀射频加热²³就可能使应力加在波导中的环上而引起剩余磁化强度的改变。Dionne指出,少量的具有正磁致伸缩的锰能够部分补偿石榴石的负磁致伸缩。

隧道窑烧结²¹对大量生产铁氧体和石榴石环是一个重要革新。在这种制造方法中,已成型的环放在一种传输带上通过烧结窑,每个环都经受同样的温度变化。用这种制造方法成批生产烧结环,成本不高,并且特性均匀,特别是在铁氧体情况下是如此。对于石榴石环来说,机械翘曲是一个问题,但是能保持在可允许的限度之内。例如,整个七吋长的环上只有15密耳的翘曲。

制备多孔性低和介质损耗小的锂铁氧体的早期存在的一些技术问题大部分已解决了³²。锂铁氧体的主要优点是,其成本约为与之相等的石榴石的一半⁴¹。锂铈和其他晶格取代原子相结合可以制出适用于C和S波段的材料特性。已发表的移相器特性表明,在C波段锂铁氧体移相器较其他类型的移相器的性能好。在S波段,品质因数较石榴石移相器差很多,因为畴共振引起较大的磁损。

为了通过在环槽中装入高介电常数材料来提高单位长度的 $\Delta\phi$,已研制出一些新介质。主要的要求是:(1)介电常数最佳,在 $30 \leq E'_d \leq 50$ 范围;(2)介质损耗正切低, $E''_d \leq 0.0005$;(3) E'_d 的温度系数小;(4)多孔性低;(5)再现性好。通过对BaO-TiO₂系⁴²的研究表明,化合物BaTi₄O₉满足这些要求。Kell等人⁴³提出化合物CaZrO₃,其介电常数为32,很引人注目。

高介电常数加载

图3示出通过采用高介电常数的环填料²³而改善 $\Delta\phi$ 的情况。 $\Delta\phi$ 的增大能节省石榴石,因而使成本降

低。基于双板模型所作的计算,虽然当 E'_d 值高时在量上与实验数据明显不一致,但二者的趋向是一致的。因此考虑在区域I(见图3)采用角校准²³和 E'_d 的平均值($f=33$ 千兆赫)。当 E'_d 大时,用混模来描述传播模比用纯TE模更好。

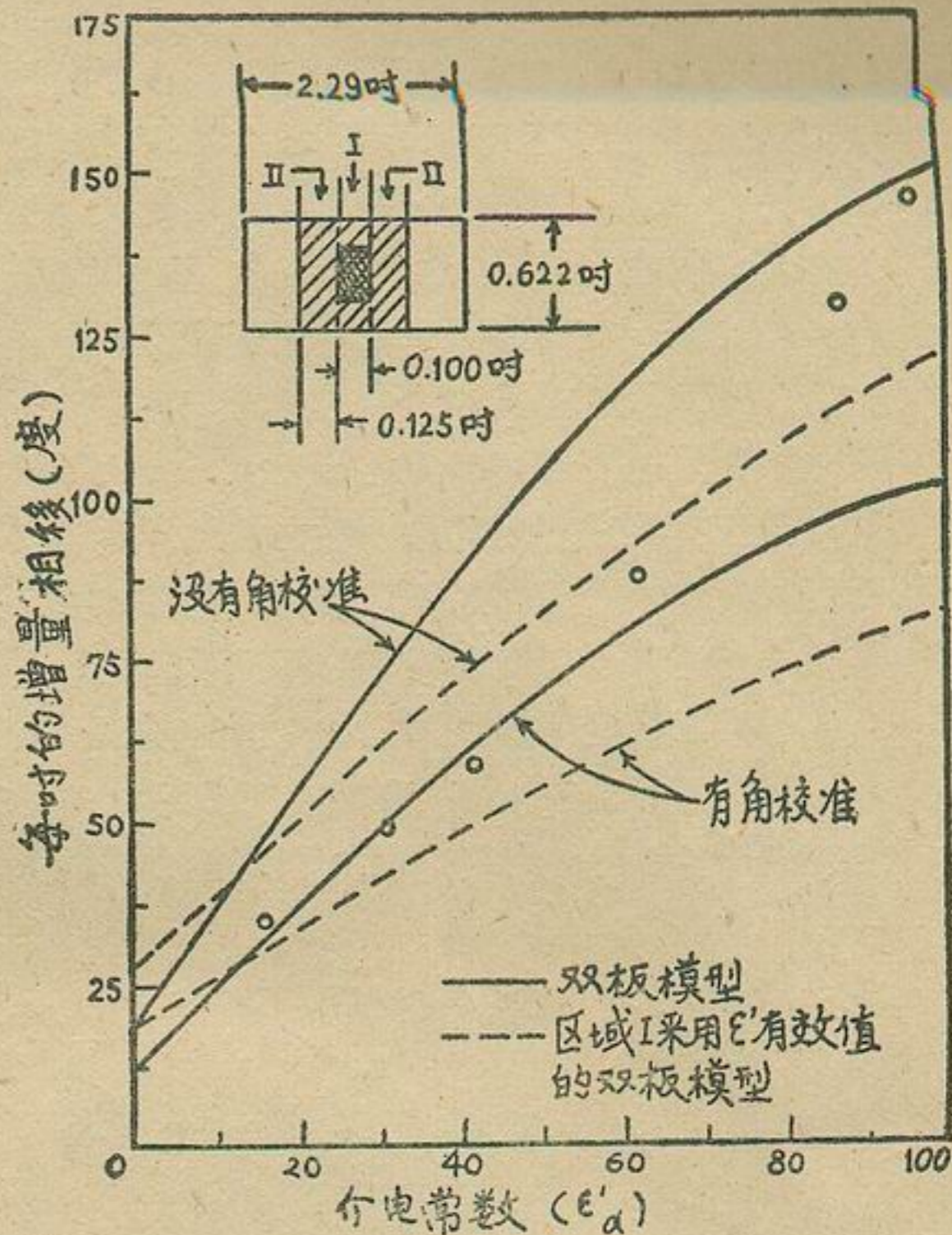


图3. 测出的环形非互易移相器的增量相移与环填料介电常数的关系曲线

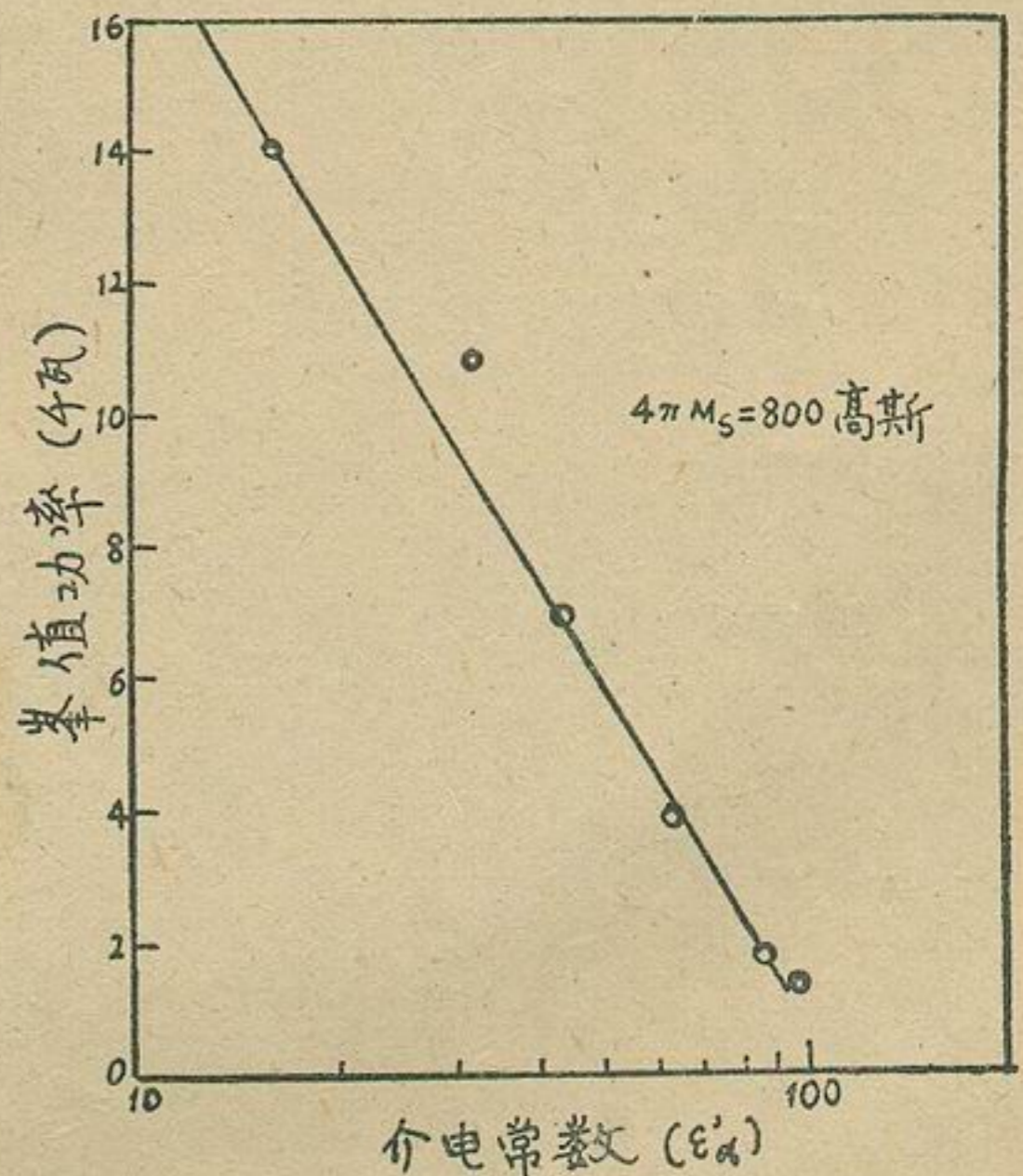


图4. 插入损耗增大的峰值功率阈值与环填料介电常数的关系($f=3.1$ 千兆赫)

令人失望的是，如更有效地利用环材料会使射频场强增加，因而使峰值功率能力降低，这是由于自旋波不稳定性¹⁶的磁场阈值决定的。但如图4所示，采用 E'_d 为30—40的介质填料，能实现S波段用的、峰值功率能力在1—10千瓦范围的移相器。

器件 最近器件研究的课题是降低成本和提高特性。为此，麻省理工学院林肯实验室采取了如下措施：

(1) 用高介电常数加载填料；(2) 出窑后能保持原烧结状态的隧道窑烧结合Mn添加剂的Gd-Al石榴石，除作简单的长度调整外无须再作陶瓷机械加工；

(3) 采用成批生产波导外壳的模铸技术；(4) 保持环的无应力法；(5) 采用带有磁通激励控制的单片环来补偿温度及公差问题。此外，希望消除插入相位的微调和避免高阶和同轴模的耦合。

图5示出达到这些目的的一种方法²³。此移相器的设计是用在有24个元件的子阵结构(见图6)。这种结构是一种适用于强制馈电阵的标准件。此图也示出了距离子阵20呎的磁通激励控制电路的馈线。表2是此移相器的数据。插入相位的均方差仅为 17° ，这个值还有进一步减小的希望。找到了环重量和插入相

位的相互关系。原始材料严格控制而制成的第二批二十二个环的重量的均方离差仅为0.9%。

表2 24个S波段移相器的数据

		均 方 差
材 料	G-600+0.09%Mn	
填 料	Trans Tech D-30	
环 长	7吋	
频 率	2.8—3.2千兆赫	
激 励 器	单线磁通激励	
转 换 速 度	约10微秒	
Br	459 高斯	7高斯(1.5%)
增 量 相 移	469°	11°(2.3%)
环重(每批30个环)	101克	1.6克(1.6%)
插 入 相 位	$\approx 7\lambda$	17°(0.7%)
平均插入损耗	0.9分贝	
峰值功率阈值	5 千瓦	
平均 功 率	测试到 250 瓦	
降 落 试 验	经得起900g's	

图7示出这种移相器的改进方案²⁵。用氟化碳脱膜化合物薄层(≈ 0.0001 吋)来代替铝箔层，用以防止环氧树脂粘到环上和引起应力。在该设计中选用低磁化强度的环材料($4\pi M_s = 550$ 高斯)使低功率品质因数最佳(720度/分贝)。插入损耗低，故许可500瓦的平均功率耗散，并仅借助波导壳的对流和单向传导来进行冷却。峰值功率阈值为7千瓦。

图8示出的另一制造技术是休斯飞机公司R. Tang的专利。这种方法是采用10密耳厚铜箔片构成的软波导(Compliant waveguide)。用RTV粘着剂薄膜将环节和介质衬垫附着在箔波导上，以消除起同轴模耦合源作用的空气隙。图中看到的金属结构只起铜箔波导的机械支撑作用。电特性摘要于表3。这种移相器用3位饱和激励，转换时间可小于5微秒。

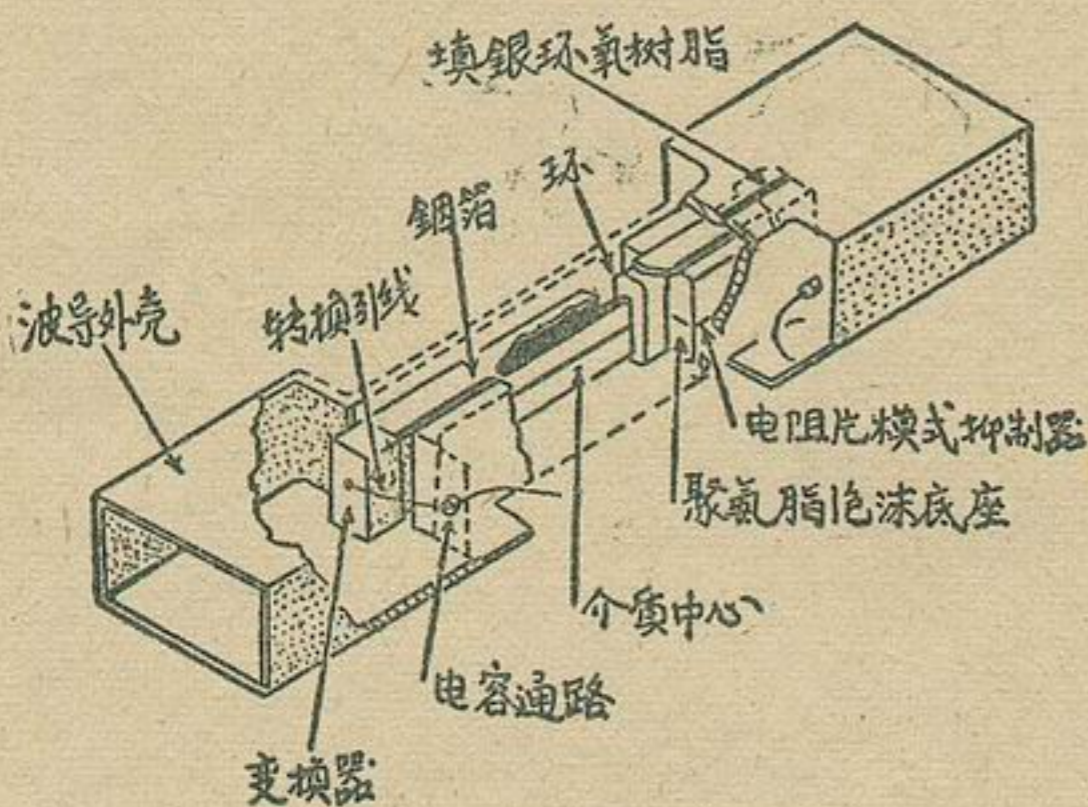


图5 非互易石榴石移相器

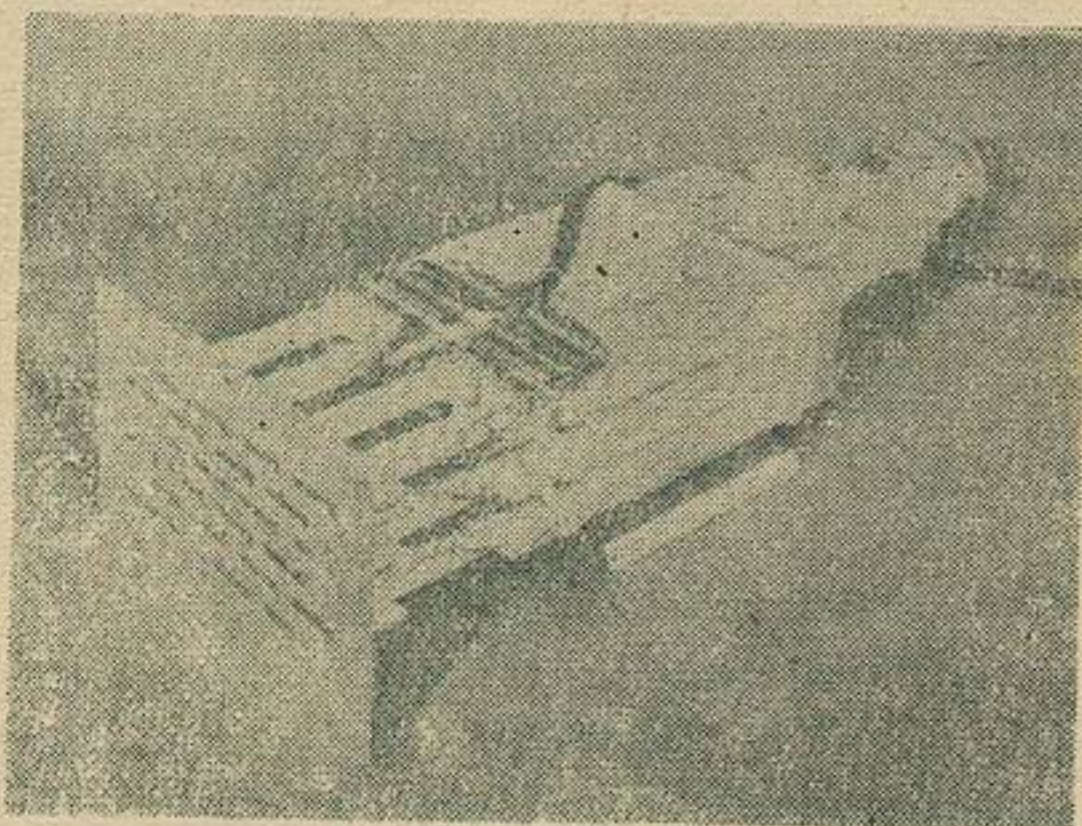


图6 装有24个非互易石榴石移相器的子阵

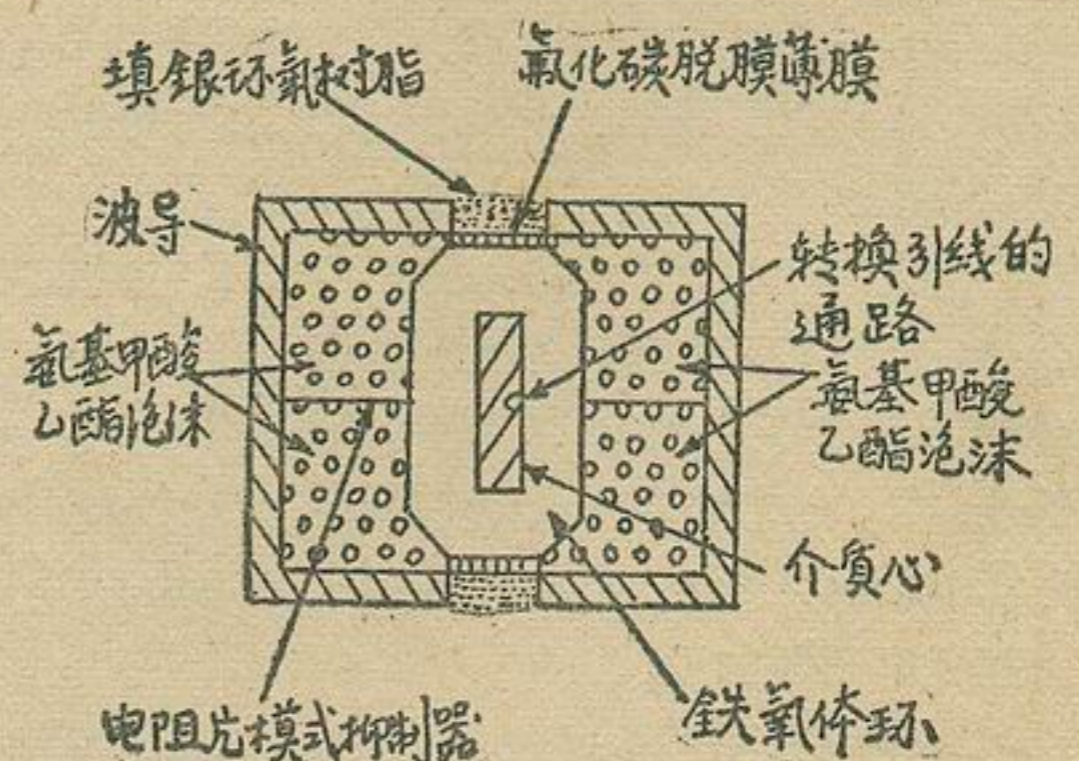


图7 改进了的石榴石移相器的横截面

D1、D2 接地外，两个集电极电阻的上端不接地，而是接一个电压+15伏。此外这两个电阻的大小不同于图40的。

3.2.2. 较高频率稳定度的矩形波发生器

图42矩形波发生器电路利用了双稳多谐振荡器的脉冲形成特性，问题在于如何得到频率非常稳定的矩形脉冲。虽然用非稳多谐振荡器也能以较简单的方式产生矩形电压，但非稳多谐振荡器的频率稳定度往往不够，也就是说在温度变化时，除了决定频率的电容器的温度系数之外，晶体管的变化着的剩余电流和取决

器C，用一带铁氧体铁心的线圈作振荡回路电感L。这两个元件的温度系数的符号相反并接近补偿。因此振荡回路L、C的谐振频率几乎不受温度的影响。因为晶体管T1的两个高欧发射极电阻与较低欧姆的基极分压器连接时起稳定和负反馈作用，所以振荡器晶体管T1的温度灵敏对振荡器频率几乎没有影响。所以当电容器C的电容为给定时振荡器频率只取决于振荡回路线圈L的电感。当然在确定振荡回路时必须注意到双稳多谐振荡器将以2:1分频，所以矩形电压的频率只是正弦振荡器频率的一半。

图42的电路同一下节的以及本文连载的其他一些电路例子一样都有些陈旧了，这特别表现在所使用的晶体管方面。可是这些电路有意识地也都收入到了本连载中，在此是因为也可以采用现代晶体管的这些电路方案有用而又可靠。此外，上述电路以或多或少变化了的形式尚在很多电子设备中采用，而为了维修，就必须如同知道和了解新发展的电路的作用方式一样，也当然要知道和了解这些电路的作用方式。而在进一步发展时往往又反过来取用已有的可靠的电路方案。在这里也必须指出，这些电路同它们的作用说明首先不是作为直接仿制的说明书。只不过应当利用这些电路例子来熟悉多谐振荡器电路的基本电路技术罢了。只要了解这些基本电路技术，就可以容易地也用别的结构元件或许也以变化的形式制出电路来。

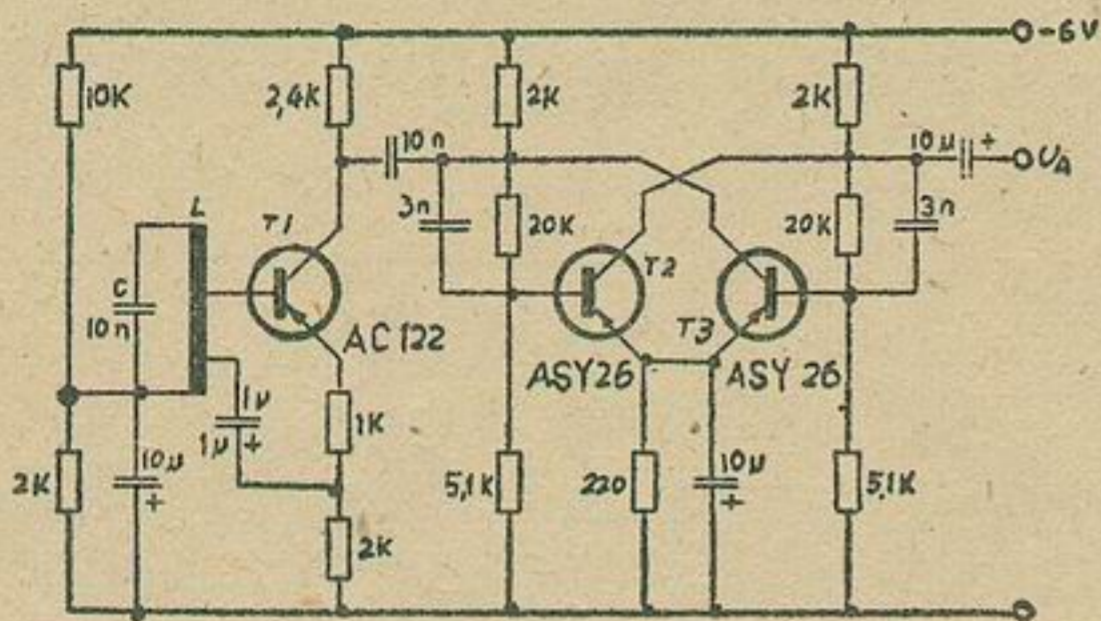


图42 较高的频率稳定度的矩形波发生器) L 的上抽头是总圈数的1/4, 下抽头为1/10; 铁心: 铁氧体壳式铁心18×14, $A_1=400$)

于温度的晶体管的输入电压也影响非稳多谐振荡器的频率。在本电路中晶体管T1构成的正弦振荡器决定着频率。双稳多谐振荡器T2、T3将正弦波振荡器发出的正弦交流电压形成所希望的矩形电压。

用聚苯乙烯电容器作正弦振荡器的振荡回路电容

3.2.3. 脉冲发生器

图43是非稳、单稳和双稳三种多谐振荡器联合组

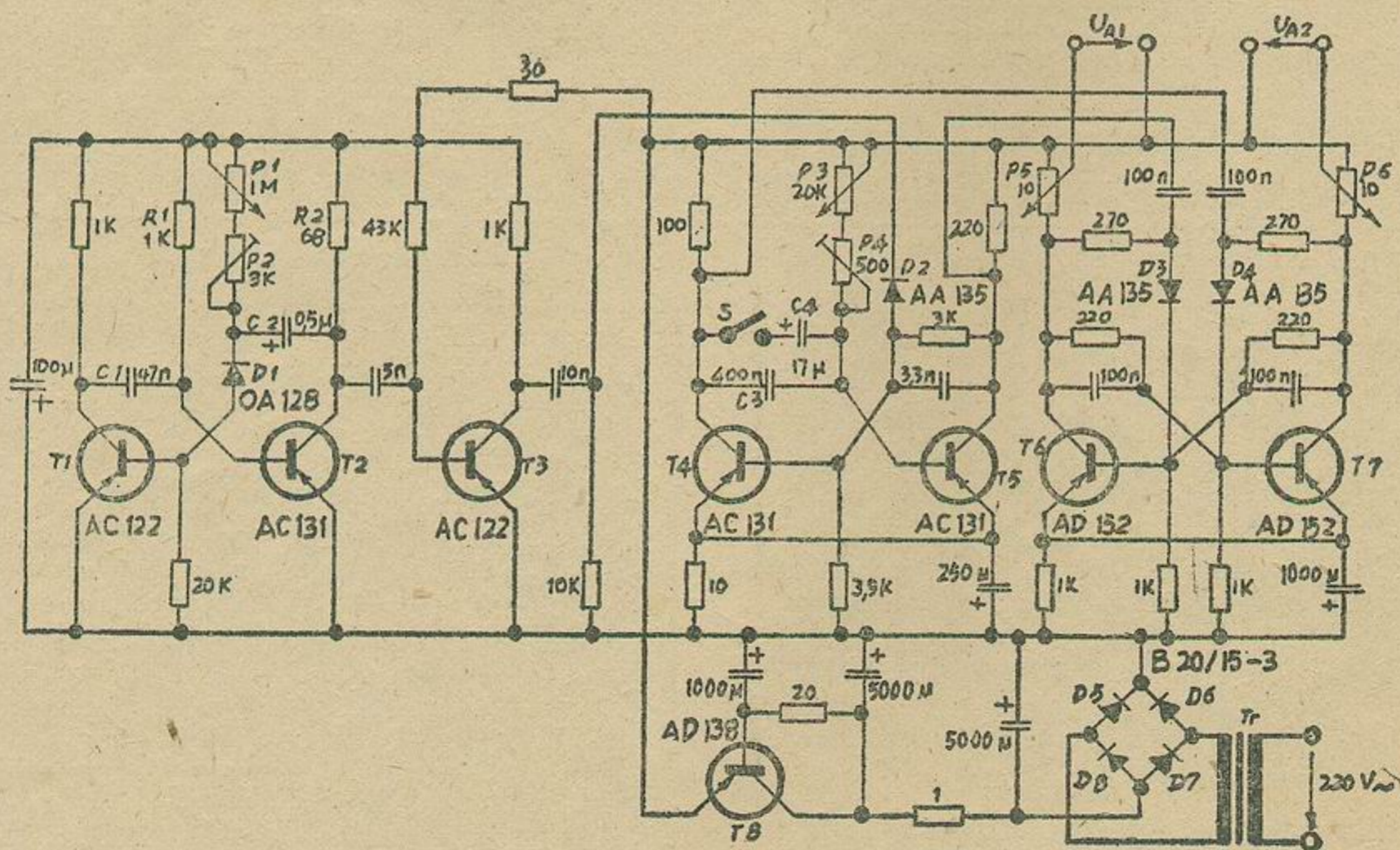


图43 脉冲发生器电路

成的脉冲发生器。非稳多谐振荡器 T_1 、 T_2 决定着脉冲发生器的脉冲重复频率，单稳多谐振荡器 T_4 、 T_5 决定着脉冲时间或宽度。双稳多谐振荡器 T_6 、 T_7 则将脉冲放大。

电容器 C_1 和电阻 R_1 决定非稳多谐振荡器发出的脉冲宽度。电容 C_1 为 47 毫微法和电阻 R_1 为 14 欧时，脉冲时间约为 35 微秒。这个时间刚好够用来通过 T_1 基极-发射极电路和 D_1 以及 T_2 的集电极电阻 R_2 给 C_2 充电。可以用电位计 P_1 调整脉冲间隔 $0.3 \sim 300$ 毫秒。它取决于时间常数 $C_2 \cdot (P_1 + P_2)$ 。最短的脉冲间隔用微调电位计 P_2 来确定。当然 P_2 的值不能太小，否则多谐振荡器的矩形振荡会因晶体管 T_1 过载而中断。 T_3 作非稳多谐振荡器和后接的单稳多谐振荡器之间的分离级。它防止在晶体管 T_4 和 T_5 接通时对非稳多谐振荡器发生反作用。

在非稳多谐振荡器发出的脉冲电压的一个很短脉冲宽度上 T_2 截止；因此集电极很负。由于静态的负基极偏压而 T_3 导通。若 T_2 又导通，则它的集电极又变得不太负。集电极在正方向的电压跳跃也传到 T_3 的基极，于是这个晶体管截止。因此 T_3 的集电极上便产生出控制串接的单稳多谐振荡器的短负脉冲。

在单稳多谐振荡器 T_4 和 T_5 中， T_5 在稳态时导通， D_2 只是稍微有些反向偏置。晶体管 T_3 集电极的负脉冲导通 D_2 和 T_4 ，单稳多谐振荡器则处于亚稳态。此时 T_4 长导通， T_5 截止，直到电容器 C_3 通过电位计 P_3 和 P_4 放完电为止。可以通过开关 S 使 C_3 和另一个电容器 C_4 并联，这样亚稳态时间亦即单稳多谐振荡器发出的脉冲的宽度可得到延长。开关 S 打开时，可以用电位计 P_3 调节脉冲宽度约 $0.1 \sim 6$ 毫秒，而开关 S 关闭时可调到 $6 \sim 250$ 毫秒。电位计 P_4 用来调节很短的脉宽。但是它的电阻值——相似于 P_2 的情况——可以调得如此之低，从而保证单稳多谐振荡器的正确工作。

T_4 和 T_5 的集电极上的矩形电压通过两个二极管 D_3 和 D_4 来控制双稳多谐振荡器 T_6 、 T_7 。通过 T_6 和 T_7 的集电极上的电位计 P_5 和 P_6 取出两个反相的矩形电压 U_{A_1} 和 U_{A_2} 。如上面谈到的用 P_5 和 P_6 分别调整矩形电压 U_{A_1} 和 U_{A_2} 的同时，也可以分别地用 P_1 调整脉冲间隔和用 P_3 调整脉冲宽度。输出电压 U_{A_1} 和 U_{A_2} 各为 10 伏（如将二者相反地连接，则得到输出电压总计 20 伏）。两个输出端的电流各约 400 毫安。（未完待续）

[译自《Funk-Technik》，1972, №7, 250~252]