

A 题 电压控制 LC 振荡器

一、任务

设计并制作一个电压控制 LC 振荡器。

二、要求

1. 基本要求

- (1) 振荡器输出为正弦波，波形无明显失真。
- (2) 输出频率范围：15 ~ 35 MHz。
- (3) 输出频率稳定度 优于 10^{-3} 。
- (4) 输出电压峰 - 峰值： $V_{p-p} = 1 \text{ V} \pm 0.1 \text{ V}$ 。
- (5) 实时测量并显示振荡器输出电压峰 - 峰值 精度优于 10%。
- (6) 可实现输出频率步进 步进间隔为 $1 \text{ MHz} \pm 100 \text{ kHz}$ 。

2. 发挥部分

- (1) 进一步扩大输出频率范围。
- (2) 采用锁相环进一步提高输出频率稳定度，输出频率步进间隔为 100 kHz。
- (3) 实时测量并显示振荡器的输出频率。
- (4) 制作一个功率放大器 放大 LC 振荡器输出的 30 MHz 正弦信号 限定使用 $E = 12 \text{ V}$ 的单直流电源为功率放大器供电，要求在 50Ω 纯电阻负载上的输出功率 $P \geq 20 \text{ mW}$ 尽可能提高功率放大器的效率。
- (5) 功率放大器负载改为 50Ω 电阻与 20 pF 电容串联 在此条件下 50Ω 电阻上的输出功率 $P \geq 20 \text{ mW}$ 尽可能提高放大器效率。
- (6) 其他。

三、评分标准

	项 目	满分
基本要求	设计与总结报告:方案比较、设计与论证,理论分析与计算,电路图及有关设计文件,测试方法与仪器,测试数据及测试结果分析	50
	实际制作完成情况	50
发挥部分	完成第(1)项	5
	完成第(2)项	15
	完成第(3)项	5
	完成第(4)项	10
	完成第(5)项	10
	其他	5

四、说明

需留出末级功率放大器电源电流 I_{CQ} (或 I_{D0}) 的测量端 用于测试功率放大器的效率。



作 品 1

作者 潘晨聪 韩 耕 刘倩如(北京理工大学)
赛前辅导及文稿整理教师 李晋炬

摘 要

本文介绍以分立元件 LC 压控振荡器为核心、PIC 单片机控制锁相环集成电路 BU2614 和数控电位计 DS1267 组成的反馈控制系统 实现稳幅、频率锁定、有步进功能的信号源。经过一次电感切换 实现 13 ~ 36 MHz 的频段覆盖。同时对信号进行实时频率、幅度的测量与显示 并在末级给出了 30MHz 点频的高效功率放大方案。

Abstract

This paper introduces a feedback control system including discrete component LC VCO as the kernel, PLL integrated circuit BU2614, which is controlled by PIC MCU, and numerical control potentiometer DS1267. This system is a stepping signal generator, which can implement stable amplitude and locked frequency. A wide range of frequency from 13 MHz to 36 MHz is covered by switching the inductance; At the same time the frequency and the amplitude of the signal is measured and displayed. Finally, a scheme has been proposed for a high efficient power amplifier of a single frequency at 30 MHz.

一、核心模块的方案论证与比较

1. 正弦压控振荡电路 VCO 的选择与论证

本设计选用西勒振荡电路作为 VCO。这种电路的特点是 振荡频率由 C_3 、 C_4 决定 但反馈系数由 C_1 、 C_2 决定，解决了基本三点式振荡设计中存在的改变振荡频率会引起反馈系数改变的矛盾。综合考虑稳幅输出和调整方便，本设计选用变容二极管取代 C_4 实现本系统的核心模块——VCO(图 A-1-1)。

2. 稳幅控制的选择与论证

方案一 采用带有自动增益控制的运放 对 VCO 输出信号进行放大的同时又稳定输出幅度。这种设计方案要求运放有较高的带宽增益积 价格比较贵 性价比不高 故不采用。

方案二 采用自动增益控制的办法 对 VCO 的输出进行检波，检波输出信号经滤波后反馈

回振荡器 控制振荡器的静态工作点 使 VCO 输出幅度基本保持不变。这种闭环控制的方法理论上会有较好的效果,但具体实现电路复杂。重要的是这种方案在振荡器起振前,无法给出正确的静态工作点,故不采用此方案。

方案三 对方案 2 进行改进,用软硬件结合的办法,通过幅度测定反馈,实时动态调整振荡器静态工作点,实现稳幅输出。具体实现办法:利用数控电位计控制基极的电压。为使 VCO 顺利起振 预先测试好每个频率基本稳幅输出所需的基极电压,

量化后 存在 ROM 中,在控制锁相环设定频率的同时给出该频率起振所需的基极电压。在振荡器起振后 通过检波和 A/D 采样,实时检测输出电压,根据检测结果由单片机随时调整数控电位器的工作状态,构成稳定的反馈回路。

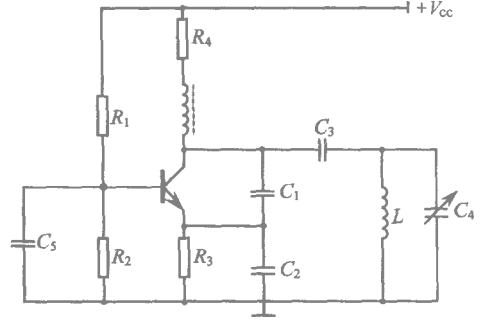


图 A-1-1

3. VCO 控制电压产生模块方案

方案一: D/A 控制

此方案需预先测试和计算好产生固定频率所需的控制电压。为方便控制将它量化存于 ROM 之中 在需要时利用单片机控制 D/A 转换即可完成。此方案设计的是一个开环的系统,它的稳定性不好,且频率步进无法做得很小,故不为本系统采用。

方案二 锁相环 PLL 技术

从图 A-1-2 中即可看出这是一个闭环控制的系统。它能够根据鉴相器的输出自动调整 VCO 的控制电压,产生振荡频率的稳定度与晶振相同。VCO 的输出频率由以下公式得出。

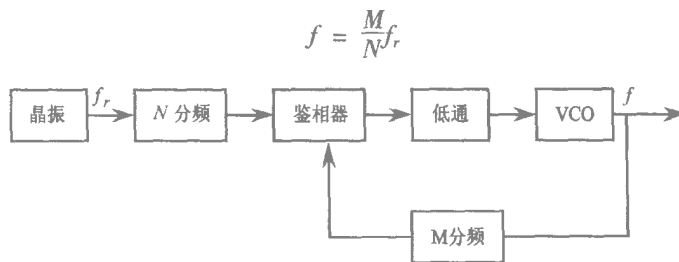


图 A-1-2

由公式可得只需改变 M 、 N 的值 即可对 VCO 实现有效压控,产生所需要的频率。考虑到市面上有大量集成度高、工作性能稳定的 PLL 器件,本设计采用这种方案实现。具体采用电路 见系统设计与计算。

4. 功率放大电路的选择与论证

功率放大电路按晶体管的导通时间逐次递减分为甲 ($= 180^\circ$)、乙 ($= 90^\circ$)、丙 ($< 90^\circ$)、丁等几种。

分析题目要求是要完成在 30 MHz 点频的高效率功率放大,故设计采用导通角小于 90° 的丙类放大,这就需要有较大的功率激励,所以在设计时,在丙类放大前加一个甲类放大以产生

足够的激励电压。

二、主要单元电路分析

1. 系统简介

系统框图如图 A-1-3 所示。

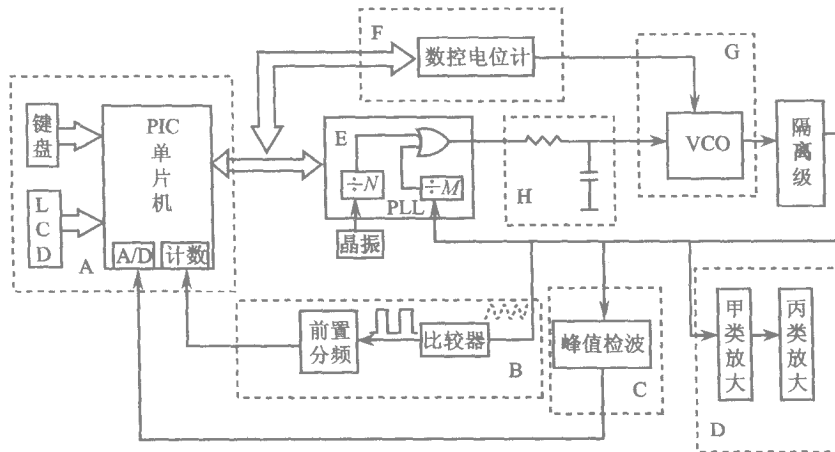


图 A-1-3

PIC 单片机承担本系统的控制模块。PLL 集成芯片 D/A 芯片需要单片机参与工作。系统的人机交换接口键盘和 LCD 显示也由 PIC 单片机控制。

2. 系统各模块的理论分析和实际设计 (VCO 模块)

本设计的 VCO 模块选用西勒振荡电路，具体实现电路如图 A-1-1 所示。电路简单且均由分立元件组成，每个元件的选取都会影响整个系统的工作情况。下面对具体元件的选取作简要地分析。

选频网络的设计：

分析西勒振荡电路的振荡原理 高 Q 值的谐振回路是电路起振的关键。 Q 值不高就无法从丰富的频率分量中选出可以构成自激振荡的频率分量构成正反馈，振荡电路就无法正常起振。谐振回路的 Q 值是反映回路在谐振时的能量损耗。损耗越小， Q 值越高。解决这一问题的方法是尽可能选择高 Q 值的 L 和 C 。一般情况下 电容的 Q 值较高 不会对回路的 Q 值构成主要影响。电感成为影响谐振回路的主要因素。理论上讲空心的电感线圈损耗较小， Q 值较高，但电感值较小无法满足回路的需要。经过反复实践，选频网络选用高频材料镍芯作为绕制电感的材料。

变容二极管是整个选频网络的关键元件，也是决定整个 VCO 工作性能的关键元件。由频率的计算公式

$$f \approx \frac{1}{\sqrt{L(C_3 + C_4)}}$$

很容易看出， C_4 变化范围的大小决定了 VCO 的覆盖系数。在查阅了大量变容二极管后，本系

统选用 MMBV109 作为 C_4 。它的变化范围是 $6 \sim 40 \text{ pF}$ 适合的工作频率在几十兆赫兹 完全可满足本系统的需要。

设计时考察了变容二极管的 $C_j - V_c$ 控制特性曲线如图 A-1-4。

在图中可发现反偏电压较小的一段是电容量变化较大的一段。但是当反相控制电压值较小时 叠加上高频的振荡电压 有可能使单个二极管工作在正向导通状态 而使 VCO 无法正常工作。为了能够利用曲线中电容量变化较大的一段，本设计的变容管采用背对背连接方式。如图 A-1-5 所示采用这种连接方式，使得每只变容二极管承受的高频电压减小一半，在改善 VCO 线性度的同时延展了变容管的有效工作范围。

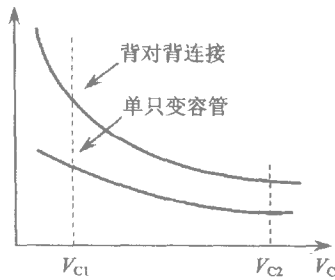


图 A-1-4

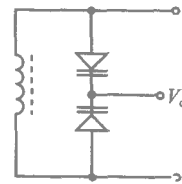


图 A-1-5

在实践中，为选用合适的电容变化量，设计采用四支变容二极管先并联再串联的方式，方式如图 A-1-6。

分析这种设计带来的好处 (图 A-1-7) 是：变容二极管的等效动态内阻 r_{ds} 因并联减小，进一步提高了谐振回路的 Q 值。

选频网络的另一个重要元件是 C_3 它与 C_4 一起决定了回路的谐振频率。 C_3 的值不宜过大 因为这会影响整个 VCO 的覆盖系数，但其值也不宜过小，否则电路无法起振。经过实践，最后选定的 C_3 的值为 5 pF 。

转换波段的设计：

本系统 VCO 要实现的波段覆盖范围为 $15 \sim 35 \text{ MHz}$ 。理论上讲改变变容二极管 C_j 的值，即可实现振荡频率从 $15 \sim 35 \text{ MHz}$ 的改变，但要实现并非如此。本设计采用的解决方案是：在不改变振荡主回路的情况下，采用切换电感的方法实现设计任务中对 VCO 输出频率覆盖的要求。具体电路如图 A-1-8。

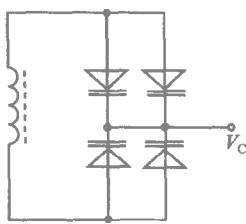


图 A-1-6

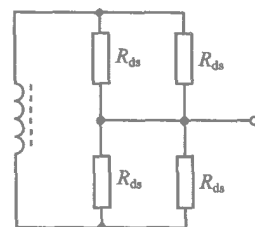


图 A-1-7

为实现波段的快速自动转换，电路采用电压控制开关二极管来实现。开关二极管导通的等效电路图 A-1-9 为。

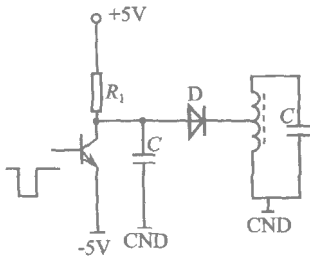


图 A-1-8

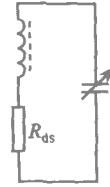


图 A-1-9

其中 R_{ds} 为开关二极管的导通电阻。这个电阻值一般为十几欧姆，它会对回路的 Q 值产生影响，严重时振荡器将无法起振。在实践中发现二极管的导通电流越大， R_{ds} 越小。故设计采用图 A-1-8 中三极管推动。当三极管处在导通状态时，可为二极管提供 100 mA 的静态电流。测后发现 2D711A 的晶体管 $f_T = 500$ MHz, $I_{cm} = 150$ mA, $C_{ob} = 10$ pF 在同类常用三极管中的高频性能较好为本设计采用。

隔离级模块：

为保证 VCO 的正常工作，一定要在 VCO 的输出和后级回路模块之间加入隔离级。原因：VCO 实际工作中的振荡的 Q 值应为空载 Q 值 Q_0 。 Q_0 表示的是谐振回路没有任何后继电路时的能量损耗情况。在加入后级电路后，后级电路输入电阻成为 VCO 的负载。

本设计中的后级电路输入阻抗较小，会严重影响回路的 Q 值。为降低这种影响，需在 VCO 输出和后级电路中加入隔离级，以保证 VCO 的正常工作和输出信号有效传输到下一级。本设计选用的隔离级为共集组态的放大电路。共集组态的放大电路的特点是：输入阻抗高，输出阻抗低，工作频带宽，输出电压增益几乎为 1。

在各个模块级联调试时，将共集组态的隔离级深度加为两级。主级隔离所有后级电路与 VCO 回路，次级分为两个并行的隔离级。一级的输出作为 PLL 和比较器的输入（属于频率测量模块），因为这两个模块协同 VCO 一起工作。一级输出作为整个 VCO 系统般的测试和输出接口，后级的功率放大模块在此接口与 VCO 相连。方框图如图 A-1-10 所示。

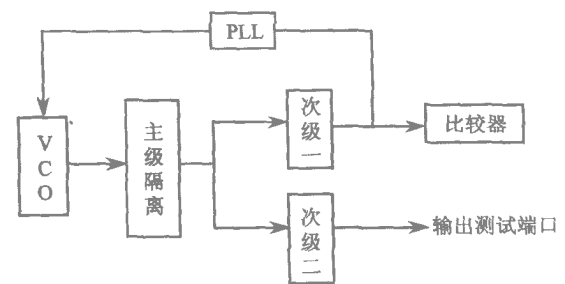


图 A-1-10

功率放大模块

在设计高频功放时，极间耦合的作用有两个：一是在所要求的信号频带内进行有效的阻抗变换，使前级的功率有效传输到下一级。变换的理想结果是使得后级的输入电阻等于前级的输出电阻。这时为理论上的最佳阻抗匹配。二是无损地通过所需频率的信号，并充分地抑制无用的杂散信号。这一设计问题是在谐振放大时特有的，在丙类设计中有理论解释和相应计算。

由于甲类放大电路工作在晶体管的线性区，是无失真的放大，只要进入放大级的信号中没有无用的频率分量，在输出级也不会有，所以本级耦合电路要解决的问题是阻抗变换问题。考虑设计电路尽可能简单，本设计选用变压器耦合方式。

丙类放大是本系统功率放大模块的核心部分。丙类放大与甲类放大的区别是：丙类放大的晶体管在有效信号的整个周期只有部分时间处于导通状态。管子工作在非线性状态。在集电极的输出中，有所需的谐波分量。这时就需要谐振耦合形式的输出。参考书目中提供了很多类型的匹配网络，经过实际计算，本设计采用图 A-1-11 所示的 T 型网络。图中的电容选用可变电容，以便反复调整，实现所需频点的谐振选频。

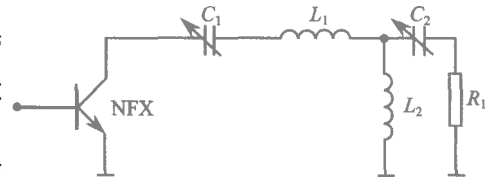


图 A-1-11

PLL 频率合成器

方案一 中规模通用集成芯片实现框图如图 A-1-12 所示。

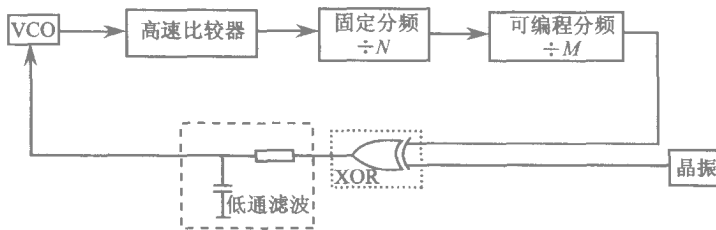


图 A-1-12

此种方案的工作频率被高速比较器的工作速度限定。因为采用了固定分频，频率的步间隔较大 而且元件分散 整个系统的性价比不高 故不采用。

方案二：中规模专用频率合成芯片实现

采用内部集成了可编程分频与鉴相器的单片锁相集成芯片 MC145146 再与双模前置分频器 MC12011 级联使用。由于采用了吞脉冲技术，工作频率可达百兆，频率的步间隔也可很小。此方案也是很好的选择。

方案三：采用集成度更高的专用锁相集成芯片——BU2614

BU2614 是用在数字调谐收音机的锁相集成芯片。其内部集成了前置分频、可变程序分频器、参考分频器和鉴相器。工作频率范围 10 ~ 130 MHz 频率步进为 1 kHz 完全满足本系统的需求 而且电路简单 控制灵活方便 故为本设计采用。

反馈系统的计算和选取：

在西勒振荡电路中的反馈系数

$$B = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

在实际选取 C_1 、 C_2 的值时，除了要使电容比值满足由公式决定的 B 值 还应考虑到 C_1 、 C_2 实际值的大小。电容值选取过大 对于高频电压相当于对地短路 无法实现有效的反馈 电容值过小 不满足西勒振荡电路 $C_1 \gg C_3$ 、 $C_2 \gg C_3$ 的条件。在参考其他电路后，本设计选用

的 $C_1 = 47 \text{ pF}$ 、 $C_2 = 94 \text{ pF}$ 。实践检验可满足全波段起振所需的反馈系数。

振幅电路：

为了在大的波段覆盖范围内实现稳幅输出，根据方案论证中的设计本系统采用软硬件结合办法实现稳幅输出。

软件模块的具体实现办法：利用数控电位器控制基极的电压。数控电位器根据输出频率的不同，提供不同的静态工作电流。本设计采用的数控电位器——DS1267—100 的控制位数为八位 这就决定了对控制电压的量化共有 256 个区分度。综合考虑设计需要，将控制电压设定在 $0 \sim 5 \text{ V}$ 最小变化量为 0.02 V ，完全可以满足设计中输出峰峰值变化不大于 10% 的要求。这就需要预先测好对应频率稳幅输出所需的直流电压，将它做表存在 ROM 之中。当 PIC 单片机在控制 PLL 产生设定频率时，只需查表即可给出相应的静态工作电流 I_e 。

本设计提供 $13 \sim 36 \text{ MHz}$ 步进为 2 kHz 共有 11 500 个有效频点。设定所有的静态工作点，要在示波器的测试下，反复设定。为缩减测量时间，系统设计了一个通用的测量方法。在起振开始给出一个大多数频点都能起振的静态工作点，这时的振荡幅值通常较大，而后由单片机执行一个自动降低静态工作点的程序，如果在示波器上看到幅值降到要求的大小就暂停，记下此静态工作点的值。对于起振静态工作点要求特殊的频点，留在最后测试。此方法大大提高了系统测试速度。

硬件模块的具体设计：在振荡器的输出回路采用峰值检波和 A/D 采样的办法，使得 PIC 单片机实时检测到输出电压 在由 PIC 单片机控制数控电位器对振荡器的静态工作电流实现进一步动态微调控制。

这两种设计方案的结合保证了振荡器在顺利起振的前提下，全工作时间段实现稳幅输出。

晶体管的选取：

晶体管作为整个 VCO 的有源器件，在选定时有特殊的参数要求。本设计中，晶体管需要有较高的特征频率 f_T 较大的静态工作电流 I_{cm} 和较小的极间电容。在查阅了国产晶体管手册以 BU2614 为核心构成的锁相频率合成器和环路滤波电路如图 A-1-13。

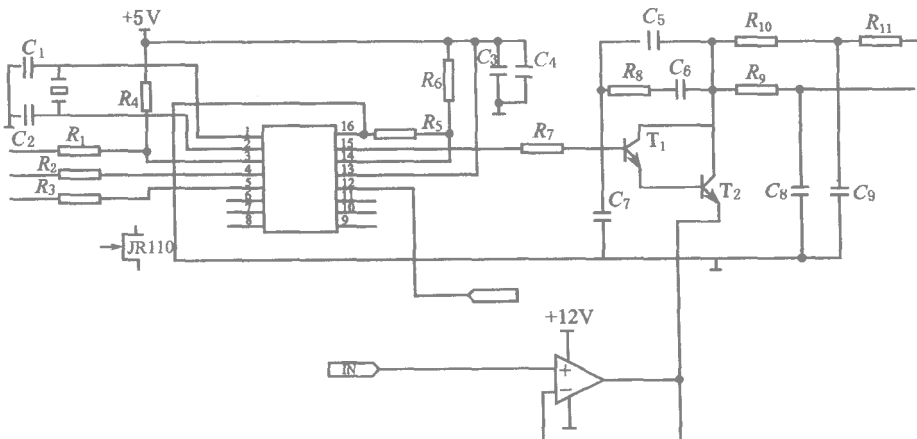


图 A-1-13

本电路中参考频率取 1 kHz ，主要是为了减小步进间隔。 1 kHz 信号由晶振分频得到 所以

VCO 的频率稳定度几乎和晶振的稳定度一样高。

因为 VCO 的控制电压范围为 0~12 V 如果仅仅对 BU2614 的鉴相输出进行简单的低通滤波,势必得不到所需的电压幅度范围,因此采用有源比例积分滤波器。对鉴相器输出的信号进行放大的同时进行放大。

频率测量模块:

为实现对 15~35 MHz 的高频信号的频率测量,需用高速的比较器实现正弦波到方波的转换。参考市面上高速比较器的性能,最后采用 MAX900。它的延迟时间为 7 ns 输入信号可为交流信号 输出电平为 TTL 电平,可方便的用作后级处理。

比较器的输出信号频率太高 利用 PIC 单片机的内部计数器无法对其测频。可用一个高速的 D 触发器对其实现二分频,而后利用 PIC 单片机中的计数器实现频率测量,并在 LCD 上显示。

三、软件流程设计

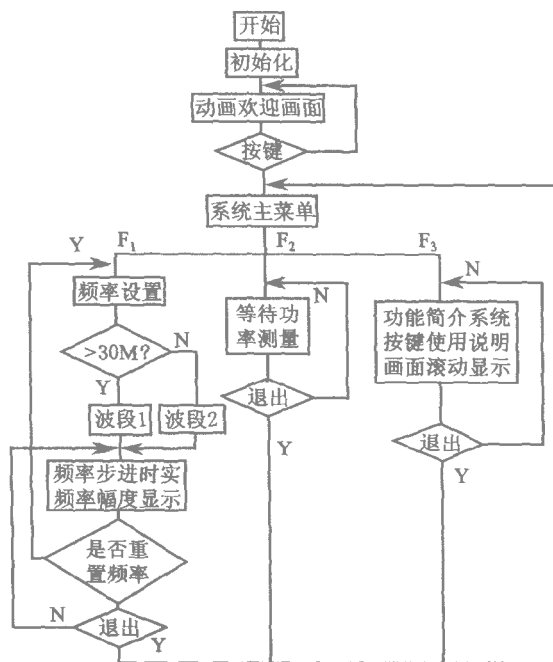


图 A-1-14

四、系统调试

本系统涉及的模拟硬件电路较多,且较为复杂。VCO 和功率放大模块属纯硬件部分,又属于高频部分。导致管脚分布电容对电路的不确定影响极大,加之晶体管特性参数也存在较大差别,实际测试结果与理论值存在较大的误差,所以在测试时需要反复调整电感和电容的具体数值,才能有理想的结果。

其中的 PLL 和数控电位器模块属于可编程控制器件,在调试时需软硬件的联合调整。



专家点评

在电容式三点振荡器中，采用切换电感的方式自动转换波段，使频率范围达到 13 ~ 36 MHz，电路简单。采用锁相技术稳频，使输出频率稳定度达到 10^{-4} 并实现 2 kHz 频率步进。稳幅采用硬件与软件结合的方法，达到题目要求。功放耦合网络论述较清晰，切换电感电路中 开关二极管的正向导通电阻偏大 可尝试采用 PIN 管来实现。



作品 2

作者：陈 鹏 林 叶 奚悦（东南大学）

赛前辅导及文稿整理教师：杨琳

摘 要

本设计由四个模块构成：锁相环频率合成器、下变频及宽带放大器、高频功率放大器以及单片机键盘显示处理模块。锁相环频率合成器采用吞脉冲计数，提高了计数的频率，增加了最大分频比 使用 MC145158 单片 PLL 电路配合了 MC12018 前置分频器实现了 1 kHz 的频率步进。使用了 AD834 模拟相乘器实现了 VCO 频率的搬移(下变频)扩展了振荡器的输出频率范围。为了方便人机交互，测量结果的显示与键盘的输入采用了 320 × 240 大屏幕的点阵式触摸屏，实现了中文的操作显示和错误的提示。

Abstract

The design consists of four function blocks: PLL frequency synthesizer block, down converter and wide band amplifier block, HF power amplifier block, and MCU system with keyboard display block. In PLL frequency synthesizer, dual module prescaler is adopted so that the maximum counting frequency and frequency dividing ratio are increased. MC145158 single chip PLL synthesizer circuit, together with fore frequency dividing circuit, achieve 1kHz stepper frequency. AD834 wide band analog multiplier makes the VCO frequency moving as a down converter, and expands the oscillator output spectrum. In order to humanize our design, a large 320 × 240 dot - matrix LCD touch screen is adopted as a media for measure results' display and keyboard input, which implements full Chinese operation display and error prompts.

一、方案论证与比较

1. 正弦信号发生方法

方案一：直接电压控制的压控振荡器 (VCO)

图 A-2-1 是克拉泼压控振荡器的交流等效原理图。

通过控制 VCO 上的电压 可以改变 VCO 的电容量, 使振荡器的频率发生变化。这个控制电压可以由 MCU 输出的数字量经 D/A 转换成模拟电压得到。这样可以达到数控调整频率的效果。但 VCO 有一些弱点。首先, VCO 的频率覆盖范围受到限制。VCO 通常是变容二极管控制的改进型三点式(克拉泼) LC 振荡器, 而变容二极管的变容比最大只能到 9 倍或 10 倍, 用公式 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 可以算出来 $f_{\max}/f_{\min} = 3$ 。可是 LC 振荡器的等效电容 C 不仅仅是变容二极管的 C_v 而是与另外两个电容有关, 等效电容 $C =$

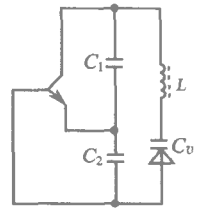


图 A-2-1

$\frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_v}}$ 。由于 C_1 、 C_2 的存在使得等效电容为 $\frac{C_v C_x}{C_v + C_x}$ 。 C_x 为折算

电容, 因而导致变容比的下降。除此之外, 变容二极管的最大变容比是在它达到反向最大偏压时与 0 V 时的比值, 在实际应用中不可能到达最大偏压, 所以利用变容二极管的 VCO 其 f_{\max}/f_{\min} 最大一般不超过 2 与题目要求 $f_{\max}/f_{\min} = 35/15 = 2.33$ 有差距。其次, 变容二极管的 $C \sim V$ 特性并不能保证输出频率与控制电压呈线性关系, 所以需要 MCU 矫正, 总体来说控制精度和范围不够。

方案二 锁相频率合成 (PLL)

锁相合成的原理框图如图 A-2-2 所示。

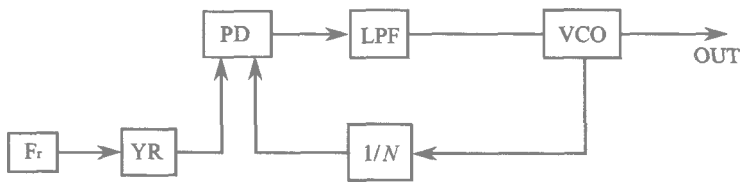


图 A-2-2

锁相技术是一种能获得很高稳定度, 且频率可步进变化的振荡源的方法。锁相环由参考信号源 F_r 鉴相器 PD 低通滤波器 LPF 压控振荡器 VCO 除 N 分频器、除 R 分频器六个部分组成。通过比较 f_{vco}/N 和 F_r/R 的相位差, 经低通滤波器转换为相应的控制电压, 控制振荡频率。当 f_{vco}/N 和 F_r/R 频率一致时, 系统就能达到稳定。改变 N 即可改变 VCO 输出频率。PLL 具有良好的窄带滤波特性 输出的波形纯净 对 VCO 产生的相位噪声有抑制作用; 并且在环路锁定后输出频率的稳定度与基准频率相同, 具有很高的频率稳定度和精度, 也可以实现分辨率很高的频率步进, 十分适合本题的要求。

前面所述的 VCO 频率覆盖系数受到了种种制约很难超过 2, 为了扩大输出频率的范围常常利用 VCO+混频的方式 将 VCO 振荡在高频的信号搬移到所需的低频段, 从而增加频率覆盖系数。

2. 功率放大器

高频功率放大器有多种形式 有甲类、乙类、丙类、丁类。甲类和互补乙类放大器适用于线性放大 多用于宽带功率放大 但是效率较低 理论最大值分别为 50% 和 78.5% 丙类、丁类适用于固定频率的放大(谐振放大)按题目要求 需设计工作在 30 MHz、输出功率 $P \geq 20$ mW 的

功率放大器。该放大器属于固定频率上的放大器，丁类在规定时间内较难设计制作，由于丙类放大器效率较高且容易制作和调试，所以我们选择了用丙类谐振放大器。用多级放大器达到输出大于 20 mW 的效果。

二、系统框图

本系统分为 6 大部分 控制电路 峰值检波电路 锁相环电路 变频电路 功放电路 频率测量电路。

框图如图 A-2-3 所示。

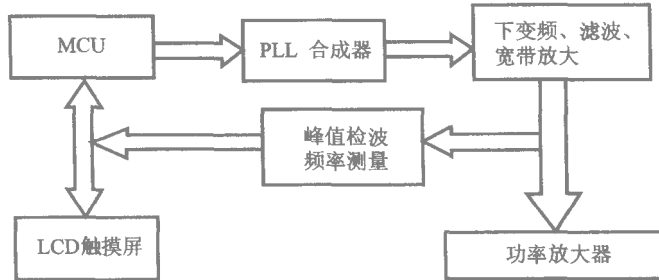


图 A-2-3

三、主要电路设计

锁相环频率合成电路：

锁相环频率合成的基本原理框图如图 A-2-4 所示。

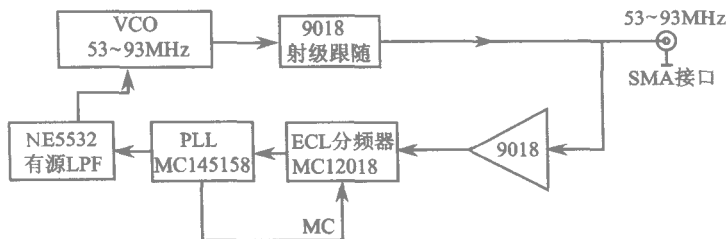


图 A-2-4

本电路是由 VCO、跟随器、放大器、ECL前置分频器、单片 PLL 电路 MC145158 和有源环路滤波器组成。

1. 前置分频器

由于实践中可编程分频器的最高频率 $< 30 \text{ MHz}$ 并不能满足所需信号的频率要求，一般在可编程分频器前加一个前置除 M 高速分频器。但是这时合成器的频率分辨率被前置分频器降低了 M 倍，这是很不利的因素。解决这一缺点的方法可以将参考频率先降低 M 倍，以保持最小分辨率不变。但是降低鉴相器的参考频率将给锁相环带来很多缺点，使很多性能变差。

我们使用的是双模吞脉冲计数法。如图 A-2-5 所示。

图中 $\div p / \div (p+1)$ 为高速双模前置分频器。分频计数开始时，先按 $p+1$ 模式计数。当脉冲吞除计数器 A 计满以后， A 就停止计数，转而由主逻辑计数器 N 按 p 模式继续 A 的计数

值计数。当 N 计满时，一个计数周期结束再转由 A 计数，其分频比为： $M = (p + 1)A + p(N - A)$ 合成器的输出频率为： $f_{vco} = M \times F_r / R = (pN + A)F_r / R$ 。由此可知， $\Delta f_{vco} = f_r / R$ 。因此，双模前置分频型单环合成器将保持合成器输出频率分辨率不变。采用 MC12018 作为前置分频器，其分频比为 128/129 工作频率可以到 520 MHz。与 MC145158 合用其总分频比最大是 $2^{17} = 131072$ 因而振荡器步进频率可以达到 1 kHz。

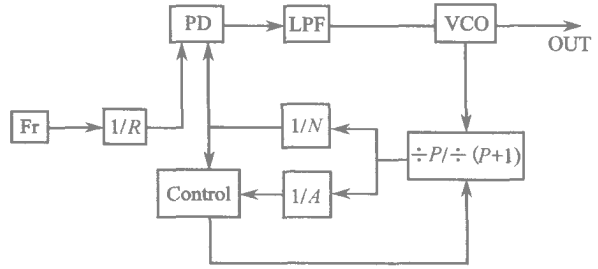


图 A-2-5

VCO 的输出经过射级耦合器，一路输出给混频器；另一路放大后输入双模计数器，其控制信号 MC 由 MC145158 提供。

2. 环路滤波器的计算

采用比例积分滤波器电路形式如图 A-2-6 所示。

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K\phi K_{vco}}{NCR_1}}$$

$$\xi = \frac{\omega_n R_2 C}{2}$$

$$F(s) = \frac{R_2 s C + 1}{R_1 s C}$$

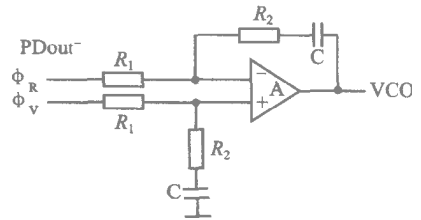


图 A-2-6

对于典型设计

$$\omega_n = \frac{2\pi f_R}{10} \quad \xi = 0.707 \quad K\phi = \frac{V_{DD}}{2\pi}$$

ω_n 减小有利于减小输出相位噪声，提高输出频谱质量，但是带来了环路锁定时间变长。对于这道题目并没有要求快速扫描输出。所以为了提高频谱质量我们取

$$\omega_n = \frac{2\pi f_R}{50}$$

取电容 $C = 1 \mu\text{F}$ ， $\xi = 0.707$ ， $f_R = 1000 \text{ Hz}$ 算得 $R_2 = 11.252 \text{ k}\Omega$ 实际取 $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$ 。

对于 VCO 其输出频率范围是 53 ~ 93 MHz，变容管上的反向电压为 5 ~ 15 V 算得

$$K_{vco} = \frac{2\pi f_{vco}}{\Delta V_{vco}} = \frac{2\pi(93 - 53) \times 10^6 \text{ rad/s}}{10 \text{ V}} = 25.13 \times 10^6 \text{ rad/s} \times \text{V}$$

PLL 工作电压 $V_{DD} = 5 \text{ V}$ ， N 取中间分频比 $(93000 + 53000) / 2 = 73000$ 。则

$$R_1 = \frac{K\phi K_{vco}}{NC\omega_n^2} = \frac{5 \text{ V} / 2\pi \times 25.13 \times 10^6}{73000 \times 10^{-6} \times (2\pi \times 1000 / 50)^2} = 17.35 \text{ k}\Omega$$

实践中取 $R_1 = 16.4 \text{ k}\Omega$ 。为了提高环路滤波器对杂波和噪声的滤除能力将 R_1 分成两个 $\frac{1}{2} R_1$ 串联从中点连一电容 C_2 接地 转折点 $\omega_c = \frac{1}{1/2 R_1 C_2} = 259.5 \gg \omega_n$ 所以对于环路滤波没有太大的影响。环路输出后接上两级 RC 低通滤波进一步滤除 1 kHz 参考频率和杂波使得输出电压进一步稳定，避免波动的电压叠加在 VCO 上造成附加调频。

环路滤波器电路如图 A-2-7 所示。

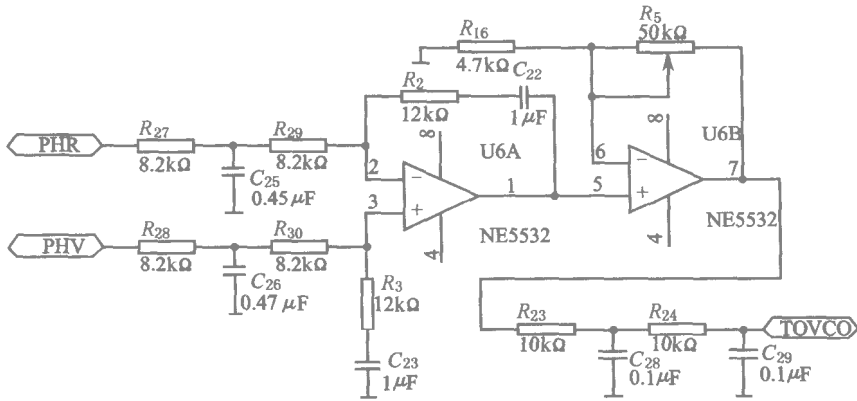


图 A-2-7

3. VCO

采用电容三点式克拉泼振荡器。前面已作具体分析， $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 其中的 C 是 C_1 、 C_2 和变容二极管 C_v 串联构成的当 C_1 和 C_2 取得较大时总的 C 就取决于变容管 C_v 了。 C_v 相对于 C_1 、 C_2 太小会带来正反馈量减小从而导致电路不容易起振，因而 C_1 和 C_2 又不能取得太大。实践中取 $C_1 = 47 \text{ pF}$ 、 $C_2 = 100 \text{ pF}$ 可以得到比较好的起振效果。变容管是 1SV215， $C_{\text{max}} = 30 \text{ pF}$ 、 $C_{\text{min}} = 3 \text{ pF}$ 总的频率覆盖率可以达到 1.8~1.9。振荡管工作在共基极状态，可以在较高的频率上稳定的振荡。控制电压经过 L_3 后加在变容二极管上控制接入电容值，RFOUT 是振荡器输出。 R_4 是负反馈电阻 使得管子的动态范围加大 输出波形更加纯净。电路图如图 A-2-8 所示。

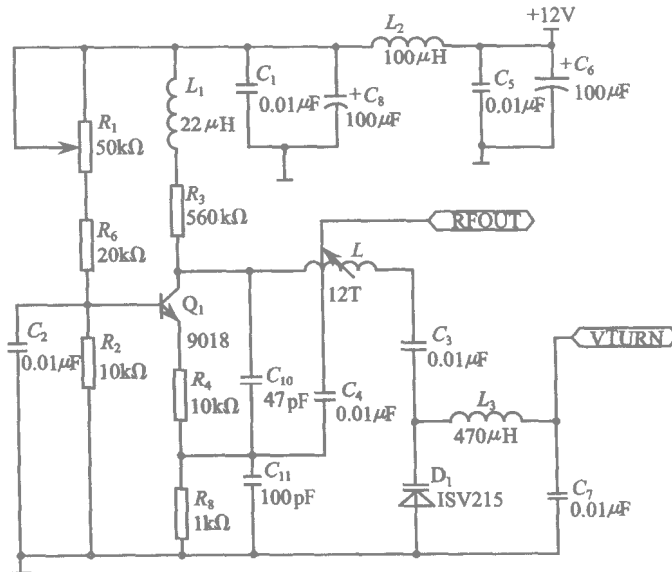


图 A-2-8

混频与放大电路：

混频与放大电路的框图如图 A-2-9 所示。

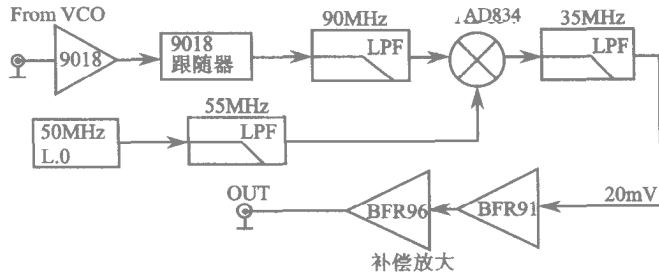


图 A-2-9

该部分由 VCO 放大、本振、混频和宽带放大以及各种滤波器构成。

混频器是整个电路正常工作的关键，由于振荡器的频率覆盖范围宽，大概为 2.33 混频器输出频率较低时，两个输入频率的二次三次谐波可能仍然落在混频器之后通带范围内，造成波形的失真。因此混频器一定要选用工作频率高、谐波失真小、线性度好的混频器。在这方面，Analog Device 公司提供了多种型号的混频器，我们选用的是 AD834，属跨导型相乘器，其最高工作频率为 500 MHz。输入范围 $\pm 1\text{ V}$ ，失真率极低，0 dB 输入时的失真小于 0.05%。

采用了宽带传输线变压器输出，将相乘器差分输出信号变成单端输出。经过低通滤波器滤除杂波分量后由宽带放大器放大后输出。由于 VCO 在规定的频段上输出幅度衰减较大，所以将 VCO 输出的信号放大到限幅。这样其电压幅度就由电源所决定了，通过低通滤波器取出的基频电压就不会有太大的波动。

宽带放大器：

混频器输出 $V_{p-p} = 20\text{ mV}$ 的电压，而题

目要求的输出电压为 $1 \pm 0.1\text{ V}$ ，输出波形无明显失真，所以放大器不仅要有比较高的放大倍数，还要有很好的频率平坦度和线性度，另外椭圆低通滤波器的带内波动也需要进行校正，所以相当的有难度。在这里，我们采用了两极宽带放大器，电路如图 A-2-10 所示。

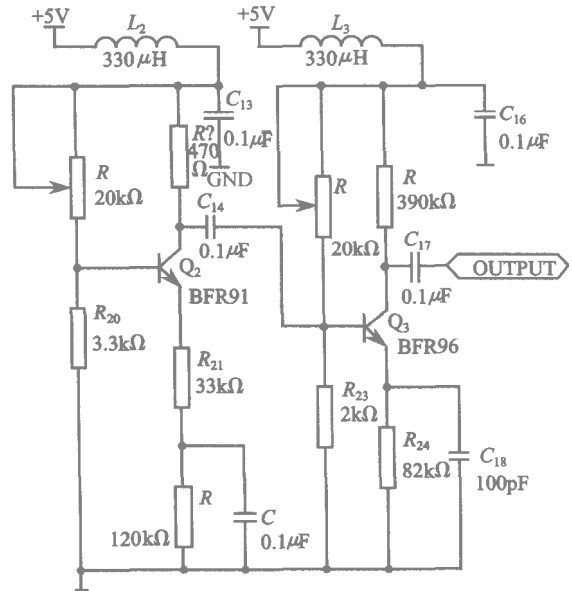


图 A-2-10

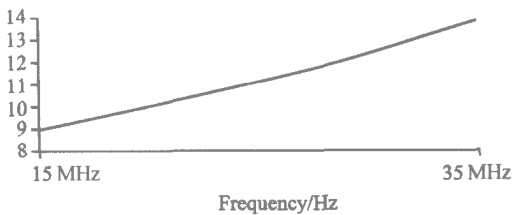


图 A-2-11

第一级的 R_{21} 为负反馈电阻，用于展宽输入信号动态范围，同时减小小放大量防止末级失真。末级发射级旁路电容只用了 100 pF，用于补偿高频衰减。主要利用了电容在高频时的容抗较少，由 R_{24} 引入的负反馈量减小，所以放大倍数会提高。用 EWB 模拟该级放大器的幅频响应曲线如图 A-2-11 所示。

混频与放大电路中各个低通滤波器的过

渡带较窄，故采用椭圆滤波器，实践中采用参数为 $\theta = 65^\circ$, $\Omega_s = 1.1$, $A_{\min} = 42.4 \text{ dB}$, $R_{\text{in}} = R_{\text{out}} = 50 \Omega$ 的 7 阶归一化滤波器原型 利用 $1/2\pi fcR_L$ 对电容进行换算, $R_L/2\pi fc$ 对电感进行换算 得出了三个截止频率分别为 35 MHz, 90 MHz 和 55 MHz 的滤波器。其参数和在扫频仪上的实测结果如图 A-2-12~图 A-2-15 所示。

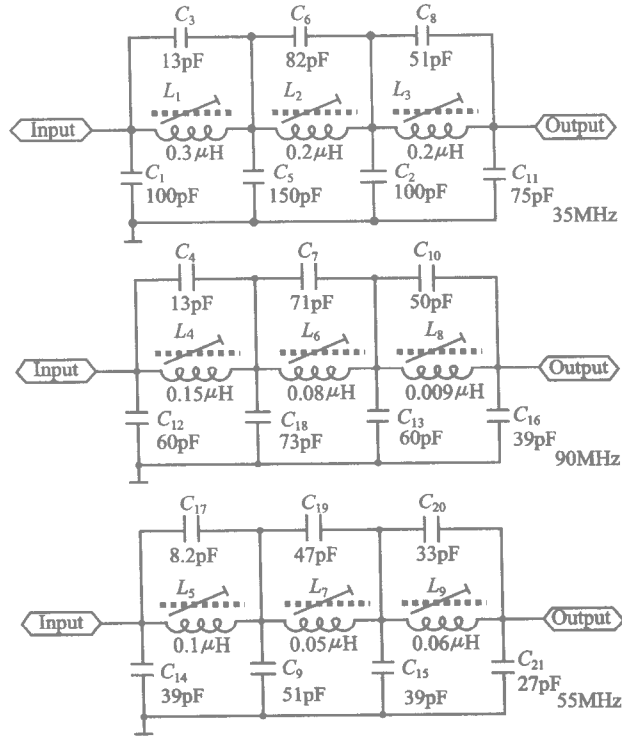


图 A-2-12

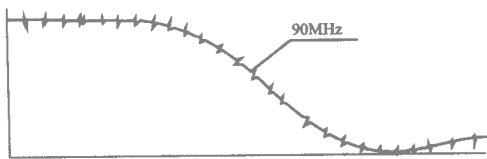


图 A-2-13

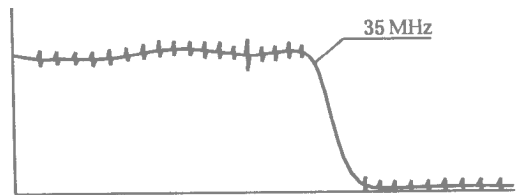


图 A-2-14

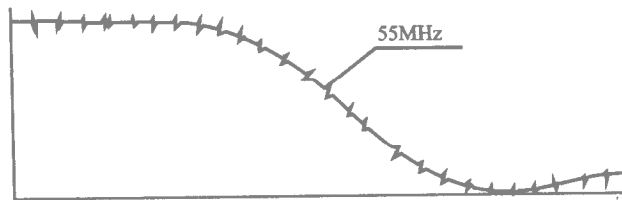


图 A-2-15

功率放大器的设计：

由于题目要求的是 30 MHz 的固定频率的放大，要求效率较高，所以采用谐振的丙类放大器 电路如图 A-2-16 所示。

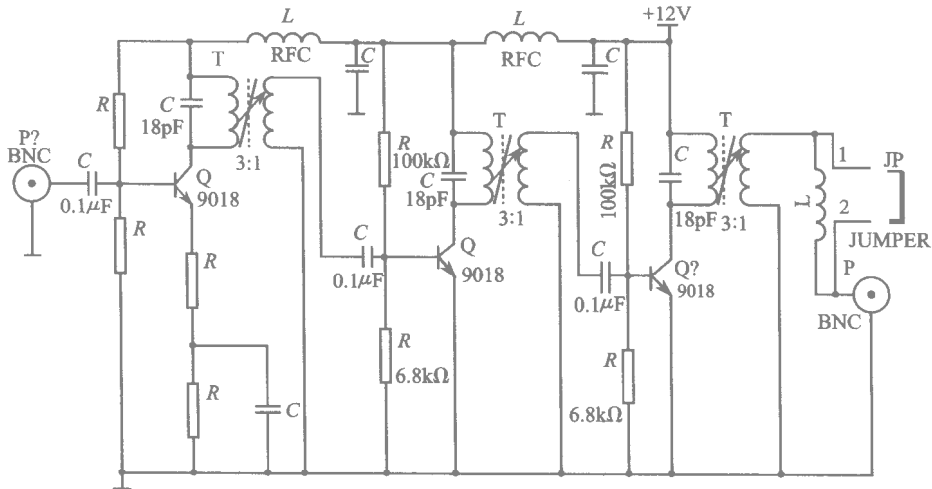


图 A-2-16

如图所示，一共分为三级放大，第一级采用甲类放大，同时加上负反馈以改善输入动态范围和放大的线性度，主要适用于小电压的放大，但是牺牲了效率，后两级偏置在丙类可以提高效率。放大之后对于纯电阻负载可以直接接在末级变压器的次级输出。但是对于题目中要求的容性负载将会有较大的损耗。在输出端加上一个电感用于抵消容性。这样才能达到既不浪费放大器效率，又可以达到所需要的输出功率。最佳电感量是与输出的电容谐振，此时的理想情况是没有电阻，但在实际中总会有各种各样的损耗使得输出的功率有所下降。

电源经过 RFC 滤波后为功放供电。LC 回路被调谐在 30 MHz 上，使电路在此频率上获得最大输出。级间用高频变压器的次级耦合给下一级放大管，放大管加上 0.6 V 的偏置以确保功率管能够在小信号时导通。

四、单片机软件设计

1. 软件功能

该软件的主要设计目标是：绘制操作界面；设定振荡器频率值、频率计实测频率值、AD 测量的输出电压峰峰值的实时显示；操作成功或出错之后汉字提示信息的反馈；响应步进幅度调整、向高频/低频步进、数字键输入、指定数位选择等触摸屏输入 实现单部步进、指定频率输入、指定某一位数字增减、设置等多种频率设置方式。