

第 4 节 电子综合设计范例 3——高效音频功率放大器

一、设计任务与要求

1、设计任务

设计并制作一个高效率音频功率放大器及其参数的测量、显示装置。功率放大器的电源电压为+5V（电路其他部分的电源电压不限），负载为 8Ω 电阻。

2、设计要求

(1) 基本要求

① 功率放大器

- a. 3 dB 通频带为 300~3400Hz，输出正弦信号无明显失真。
- b. 最大不失真输出功率 $\geq 1\text{W}$ 。
- c. 输入阻抗 $> 10\text{k}\Omega$ ，电压放大倍数 1~20 连续可调。
- d. 低频噪声电压(20kHz 以下) $\leq 10\text{mV}$ ，在电压放大倍数为 10、输入端对地交流短路时测量。
- e. 在输出功率 500mW 时测量的功率放大器效率(输出功率/放大器总功耗) $\geq 50\%$ 。

② 设计并制作一个放大倍数为 1 的信号变换电路，将功率放大器双端输出的信号转换为单端输出，经 RC 滤波供外接测试仪表用，如下图所示。图中，高效率功率放大器组成框图可参见本题第 3 项“说明”。

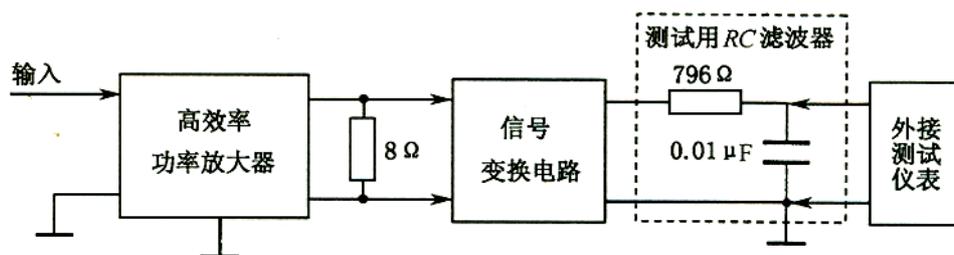


图 1 系统组成框图

③ 设计并制作一个测量放大器输出功率的装置，要求具有 3 位数字显示，精度优于 5%。

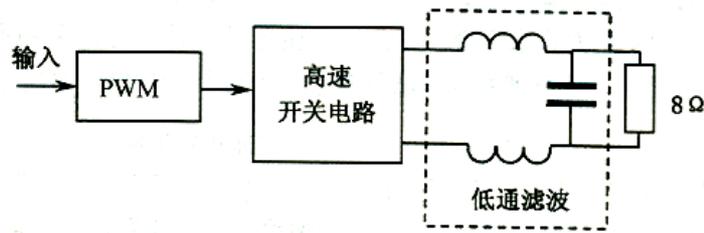
(2) 发挥部分

① 3dB 通频带扩展至 300Hz~20kHz。

- ② 输出功率保持为 200mW，尽量提高放大器效率。
- ③ 输出功率保持为 200mW，尽量降低放大器电源电压。
- ④ 增加输出短路保护功能。
- ⑤ 其他。

1、说明

(1) 采用开关方式实现低频功率放大(即 D 类放大)是提高效率的主要途径之一，D 类放大原理框图如下图所示。本设计中如果采用 D 类放大方式，不允许使用 D 类功率放大集成



电路。

图 2 D 类放大原理框图

(2) 效率计算中的放大器总功耗是指功率放大器部分的总电流乘以供电电压(+5 v)，不包括“基本要求”中第(2)、(3)项涉及的电路部分功耗。制作时要注意便于效率测试。

(3) 在整个测试过程中，要求输出波形无明显失真。

二、方案论证与比较

根据设计任务的要求，本系统的组成方框图如图 1 所示。下面对每个框内电路的设计方案分别进行论证与比较。

1、高效率功率放大器

(1) 高效率功放类型的选择

方案一：采用 A 类、B 类、AB 类功率放大器。这三类功放的效率均达不到题目的要求。

方案二：采用 D 类功率放大器。D 类功率放大器是用音频信号的幅度去线性调制高频脉冲的宽度，功率输出管工作在高频开关状态，通过 LC 低通滤波器后输出音频信号。由于输出管工作在开关状态，故具有极高的效率。理论上为 100%，实际电路也可达到 80%~95%，所以我们决定采用 D 类功率放大器。

(2) 高效 D 类功率放大器实现电路的选择 本题目的核心就是功率放大器部分, 采用何种电路形式以达到题目要求的性能指标, 这是关键。

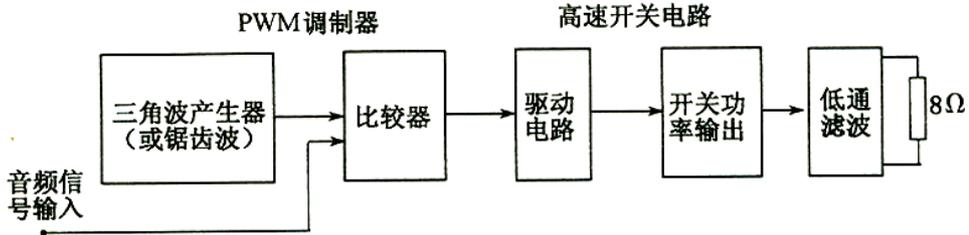


图 3 脉宽调制器电路

① 脉宽调制器(PWM)

方案一: 可选用专用的脉宽调制集成块, 但通常有电源电压的限制, 不利于本题发挥部分的实现。

方案二: 采用图 3 所示方式来实现。三角波产生器及比较器分别采用通用集成电路, 各部分的功能清晰, 实现灵活, 便于调试。若合理的选择器件参数, 可使其能在较低的电压下工作, 故选用此方案。

② 高速开关电路

a. 输出方式

方案一: 选用推挽单端输出方式(电路如图 4 所示)。电路输出载波峰-峰值不可能超过 5V 电源电压, 最大输出功率远达不到题目的基本要求。

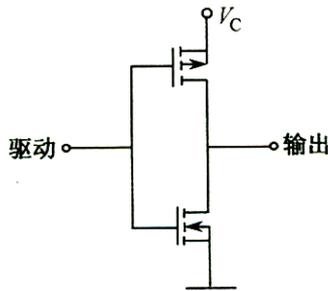
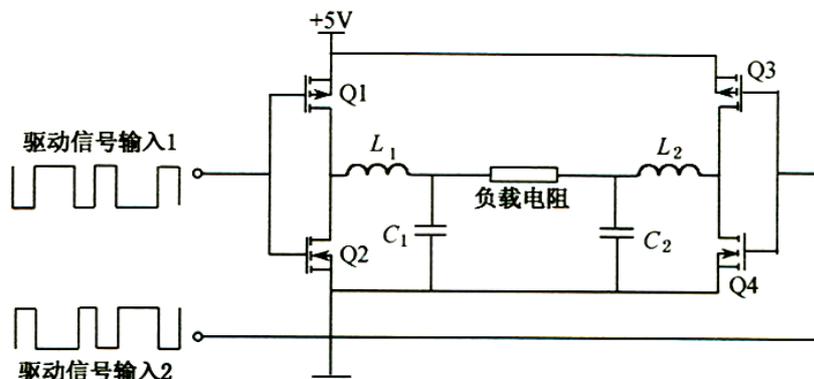


图 4 高速开关电路

方案二: 选用 H 桥型输出方式(电路如图 5 所示)。此方式可充分利用电源电压, 浮动输



出载波的峰-峰值可达 10 V，有效地提高了输出功率，且能达到题目所有指标要求，故选用此输出电路形式。

图 5 高速开关电路

b. 开关管的选择。为提高功率放大器的效率和输出功率，开关管的选择非常重要，对它的要求是高速、低导通电阻、低损耗。

方案一：选用晶体三极管、IGBT 管。晶体三极管需要较大的驱动电流，并存在储存时间，开关特性不够好，使整个功放的静态损耗及开关过程中的损耗较大；IGBT 管的最大缺点是导通压降太大。

方案二：选用 VMOSFET 管。VMOSFET 管具有较小的驱动电流、低导通电阻及良好的开关特性，故选用高速 VMOSFET 管。

③ 滤波器的选择

方案一：采用两个相同的二阶 Butterworth 低通滤波器。缺点是负载上的高频载波电压得不到充分衰减。

方案二：采用两个相同的四阶 Butterworth 低通滤波器，在保证 20kHz 频带的前提下使负载上的高频载波电压进一步得到衰减。

2、信号变换电路

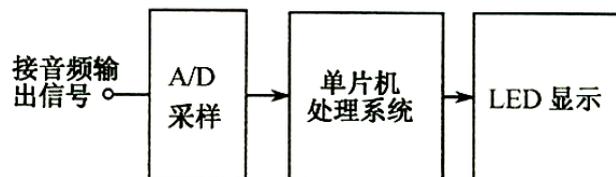
由于采用浮动输出，要求信号变换电路具有双端变单端的功能，且增益为 1。

方案一：采用集成数据放大器，精度高，但价格较贵。

方案二：由于功放输出具有很强的带负载能力，故对变换电路输入阻抗要求不高，所以可选用较简单的单运放组成的差动式减法电路来实现。

3、功率测量电路

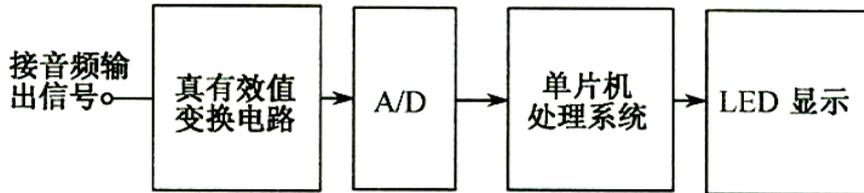
方案一：直接用 A/D 转换器采样音频输出的电压瞬时值，用单片机计算有效值和平均功



率，原理框图如图 6 所示，但算法复杂，软件工作量大。

图 6 功率测量电路

方案二：由于功放输出信号不是单一频率，而是 20 kHz 频带内的任意波形，故必须采用真有效值变换电路。此方案采用真有效值转换专用芯片，先得到音频信号电压的真有效值。再用 A/D 转换器采样该有效值，直接用单片机计算平均功率(原理框图如图 7 所示)，软件工



作量小，精度高，速度快。

图 7 功率测量电路

三、主要电路工作原理分析与计算

1、D 类放大器的工作原理

一般的脉宽调制 D 类功放的原理方框图如图 8 所示。图 9 为工作波形示意，其中(a)为输入信号；(b)为锯齿波与输入信号进行比较的波形；(c)为调制器输出的脉冲(调宽脉冲)；(d)为功率放大器放大后的调宽脉冲；(e)为低通滤波后的放大信号。

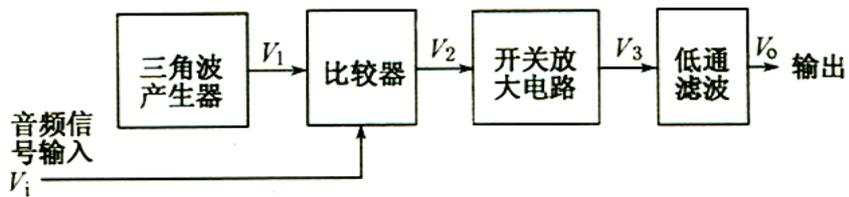


图 8 D 类放大器的工作原理

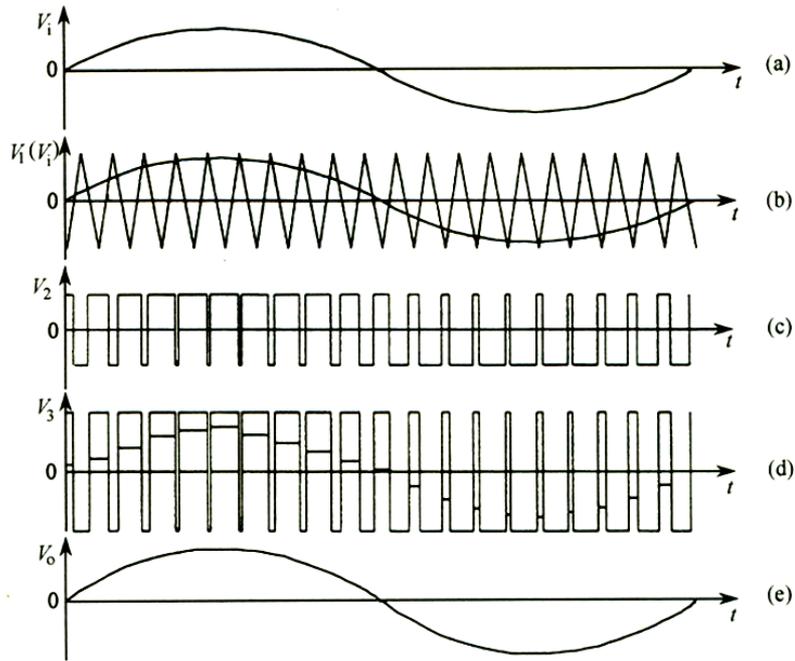


图9 D类放大器的工作波形示意图

2、D类功放各部分电路分析与计算

(1)脉宽调制器

①三角波产生电路。该电路我们采用满幅运放 TLC4502 及高速精密电压比较器 LM311 来实现(电路如图 10 所示)。TLC4502 不仅具有较宽的频带，而且可以在较低的电压下满幅输出，既保证能产生线性良好的三角波，而且可达到发挥部分对功放在低电压下正常工作的要求。

载波频率的选定既要考虑抽样定理，又要考虑电路的实现，选择 150 kHz 的载波，使用四阶 BultterworthLC 滤波器，输出端对载频的衰减大于 60dB，能满足题目的要求，所以我们选用载波频率为 150 kHz。

电路参数的计算：在 5V 单电源供电下，我们将运放 5 脚和比较器 3 脚的电位用 R_8 调整为 2.5 V，同时设定输出的对称三角波幅度为 1 V ($V_{p-p}=2V$)。若选定 R_{10} 为 100 k Ω ，并忽略比较器高电平时 R_{11} 上的压降，则 R_9 的求解过程如下：

$$\frac{5 - 2.5}{100} = \frac{1}{R_0}, R_9 = \frac{100}{2.5} = 40k\Omega$$

取 R_9 为 $39\text{ k}\Omega$ 。

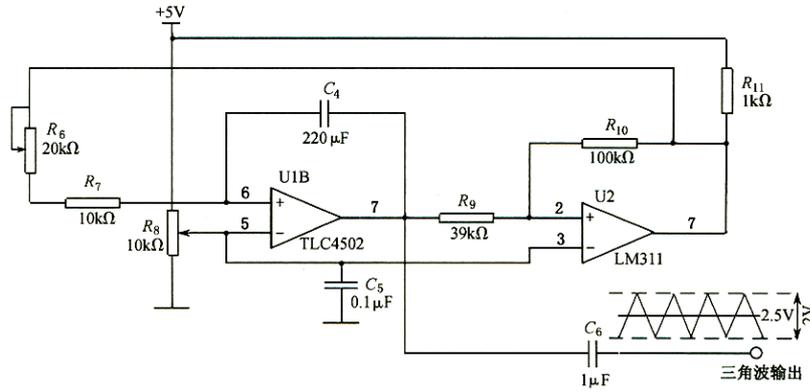


图 10 三角波产生电路

选定工作频率为 $f=150\text{ kHz}$ ，并设定 $R_7+R_6=20\text{ k}\Omega$ ，则电容 C_3 的计算过程如下：

对电容的恒流充电或放电电流为

$$I = \frac{5 - 2.5}{R_7 + R_6} = \frac{2.5}{R_7 + R_6}$$

则电容两端最大电压值为

$$V_{C_4} = \frac{1}{C_4} \int_0^{T_1} Idt = \frac{2.5}{C_4(R_7 + R_6)} T_1$$

其中 T_1 为半周期， $T_1=T/2=1/2f$ 。 V_{C_4} 的最大值为 2V ，则

$$2 = \frac{2.5}{C_4(R_7 + R_6)} \frac{1}{2f}$$

$$C_4 = \frac{2.5}{(R_7 + R_6)4f} = \frac{2.5}{20 \times 10^3 \times 4 \times 150 \times 10^3} \approx 208.3\text{ pF}$$

取 $C_4=220\text{ pF}$ ， $R_7=10\text{ k}\Omega$ ， R_6 采用 $20\text{ k}\Omega$ 可调电位器。使振荡频率 f 在 150 kHz 左右有较大的调整范围。

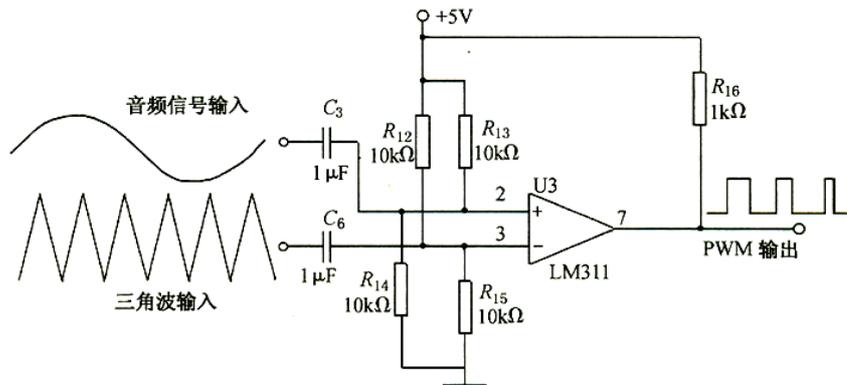


图 11 比较器电路

②比较器。选用 LM311 精密、高速比较器，电路如图 11 所示，因供电为 5V 单电源，

为给 $V_+=V_-$ 提供 2.5V 的静态电位，取 $R_{12}=R_{15}$ ， $R_{13}=R_{14}$ ，4 个电阻均取 10 k Ω 。由于三角波 $V_{p-p}=2V$ ，所以要求音频信号的 V_{p-p} 不能大于 2V，否则会使功放产生失真。

(2) 前置放大器电路

如图 12 所示。设置前置放大器，可使整个功放的增益从 1~20 连续可调，而且也保证了比较器的比较精度。当功放输出的最大不失真功率为 1W 时，其 8 Ω 上的电压 $V_{p-p}=8V$ ，此时送给比较器音频信号的 V_{p-p} 值应为 2V，则功放的最大增益约为 4（实际上，功放的最大不失真功率要略大于 1W，其电压增益要略大于 4）。因此必须对输入的音频信号进行前置放大，其增益应大于 5。

前置仍采用宽频带、低漂移、满幅运放 TLC4502，组成增益可调的同相宽带放大器。选择同相放大器的目的是容易实现输入电阻 $R_i \geq 10k\Omega$ 的要求。同时，采用满幅运放可在降低电源电压时仍能正常放大，取 $V_+=V_{cc}/2=2.5V$ ，要求输入电阻 R_i 大于 10k Ω ，故取 $R_1=R_2=51k\Omega$ ，则 $R_i=51/2=25.5k\Omega$ ，反馈电阻采用电位器 R_4 ，取 $R_4=20k\Omega$ ，反相端电阻 R_3 取 2.4k Ω ，则前置放大器的最大增益 A_v 为

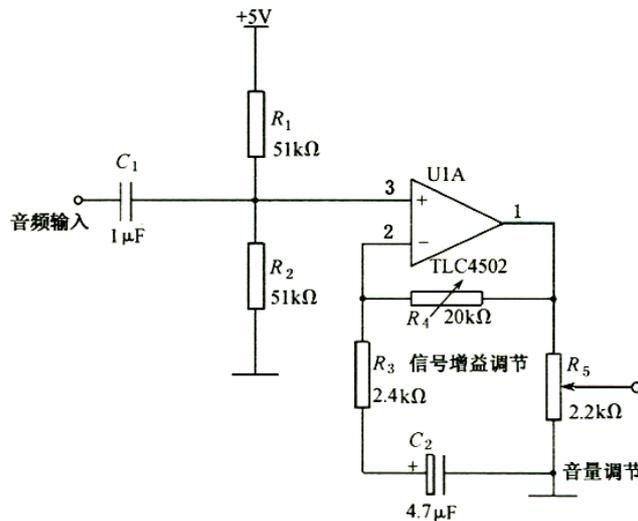


图 12 前置放大器电路

$$A_v = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 1 + \frac{20}{2.4} \approx 9.3$$

调整 R_4 使其增益约为 8，则整个功放的电压增益从 0~32 可调。

考虑到前置放大器的最大不失真输出电压的幅值 $V_{om} < 2.5V$ ，取 $V_{om}=2.0V$ ，则要求输入的音频最大幅度 $V_{im} < (V_{om}/A_v)=2/8=250mV$ 。超过此幅度则输出会产生削波失真。

(3) 驱动电路

如图 13 所示。将 PWM 信号整形变换成互补对称的输出驱动信号，用 CD40106 施密特触发器并联运用以获得较大的电流输出，送给由晶体三极管组成的互补对称式射极跟随器驱

动的输出管，保证了快速驱动。驱动电路晶体三极管选用 2SC8050 和 2SA8550 对管。

(4) H桥互补对称输出电路 对VMOSFET的要求是导通电阻小，开关速度快，开启电压小。因输出功率稍大于 1W，属小功率输出，可选用功率相对较小、输入电容较小、容易快速驱动的对管，IRFD120 和IRFD9120 VMOS对管的参数能够满足上述要求，故采用之。实际电路如图 14 所示。互补PWM开关驱动信号交替开启Q₅和Q₈或Q₆和Q₇，分别经两个 4 阶 Butterworth滤波器滤波后推动喇叭工作。

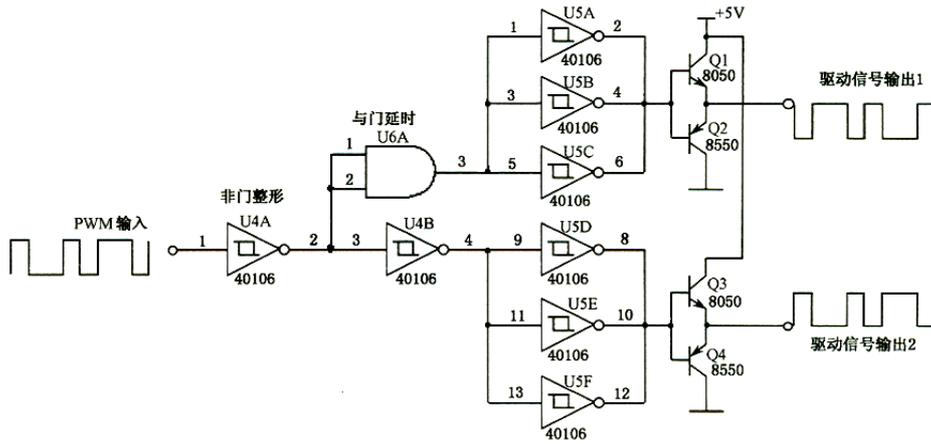


图 13 驱动电路

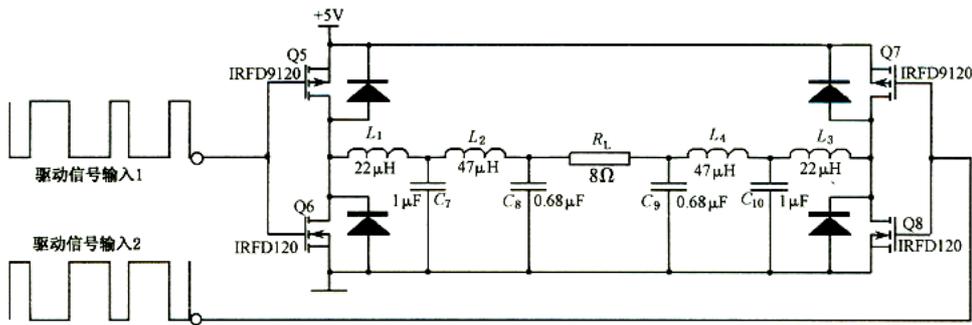


图 14 H 桥互补对称输出及低通滤波电路

(5) 低通滤波器 本电路采用 4 阶 Butterworth 低通滤波器(如图 14)。对滤波器的要求是上限频率 ≥ 20 kHz，在通频带内特性基本平坦。

采用了电子工作台(EWB)软件进行仿真，从而得到了一组较佳的参数： $L_1=22 \mu H$ ， $L_2=47 \mu H$ ， $C_1=1 \mu H$ ， $C_2=1 \mu H$ 。19.95 kHz 处下降 2.464 dB，可保证 20 kHz 的上限频率，

且通带内曲线基本平坦；100 kHz、150 kHz 处分别下降 48 dB、62 dB，完全达到要求。

3、信号变换电路

电路要求增益为 1，将双端变为单端输出，运放选用宽带运放 NE5532，电路如图 15 所示。由于对这部分电路的电源电压不加限制，可不必采用价格较贵的满幅运放。由于功放的带负载能力很强，故对变换电路的输入阻抗要求不高，选 $R_1=R_2=R_3=R_4=20\text{k}\Omega$ 。其增益为 $A_v=R_3/R_1=20/20=1$ ，其上限频率远超过 20 kHz 的指标要求。

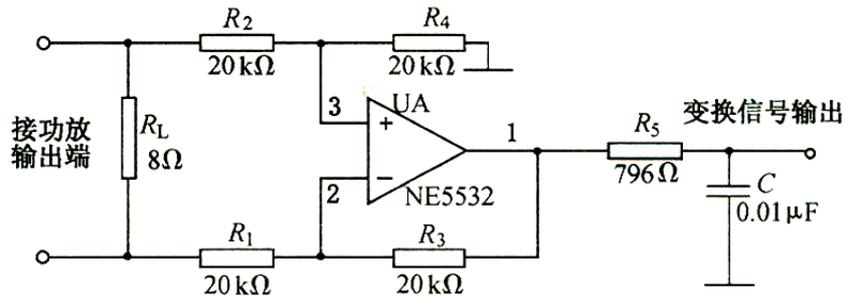


图 15 信号变换电路

4、功率测量及显示电路

功率测量及显示电路由真有效值转换电路和单片机系统组成。

(1) 真有效值转换器 选用高精度的 AD637 芯片(图 16)，其外围元件少、频带宽，精度高于 0.5%。

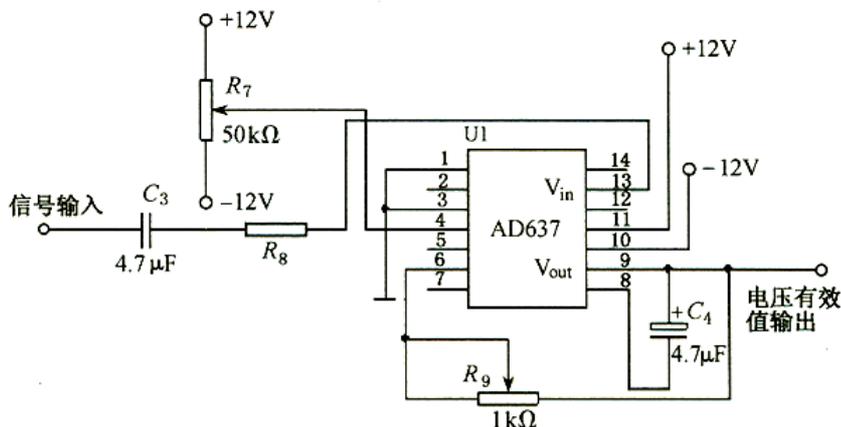


图 16 真有效值转换电路

(2) 单片机系统 本系统主要由 89C51 单片机、可编程逻辑器件 EPM7128、A/D 转换器

AD574 和键盘显示接口电路等组成。

经 AD637 进行有效值变换后的模拟电压信号送 A/D 转换器 AD574，由 89C51 控制 AD574 进行模/数转换，并对转换结果进行运算处理，最后送显示电路完成功率显示。其中 EPM7128 完成地址译码和各种控制信号的产生，62256 用于存储数据的处理。

键盘显示电路用于调试过程中的参数校准输入，主要由显示接口芯片 8279，4×4 键盘及 8 位数码管显示部分构成。

(3) 软件设计 本系统用软件设计了特殊功能键，通过对键盘的简单操作，便可实现功率放大器输出功率的直接显示(以十进制数显示)，精确到小数点后 4 位，显示误差小于 4.5 %。

本系统软件采用结构化程序设计方法，功能模块各自独立。软件主体流程图如图 17 所示。

系统初始化：加电后完成系统硬件和系统变量的初始化。其中包括变量设置、标志位设定、置中断和定时器状态、设置控制口的状态、设置功能键等。

等待功能键输入：由键盘输入命令和校准参数。

控制测量：由单片机读取所设定的数值，进行数据的处理。

显示测量结果：AT89C51 控制 8279 显示接口芯片，使用 8 位数码管显示测量的输出功率。

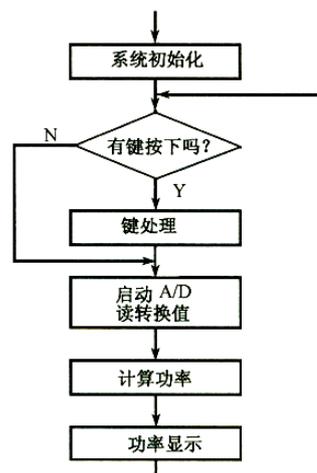


图 17 软件主体流程图

5、短路保护电路

短路(或过流)保护电路的原理电路如图 18 所示。0.1Ω 过流取样电阻与 8Ω 负载串联连

接，对 $0.1\ \Omega$ 电阻上的取样电压进行放大(并完成双变单变换)。电路由U1B组成的减法放大器完成，选用的运放是NE5532。 R_6 与 R_7 调整为 $11\ \text{k}\ \Omega$ ，则该放大器的电压放大倍数为

$$A_v = \frac{R_0}{R_7} = \frac{560}{11} \approx 51$$

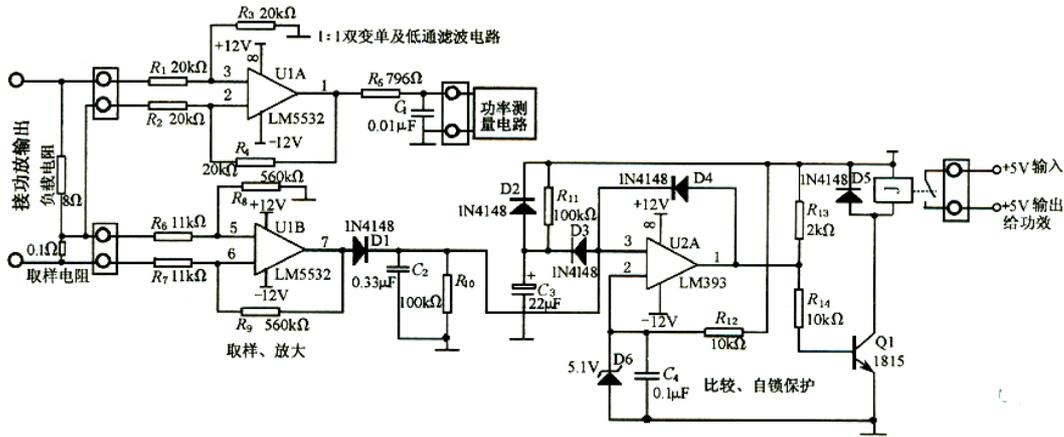


图 18 短路保护电路

经放大后的音频信号再通过由 D_1 、 C_2 、 R_{10} 组成的峰值检波电路，检出幅度电平，送给由LM393组成的电压比较器“+”端，比较器的“-”端电平设置为 5.1V ，由 R_{12} 和稳压管 D_6 组成，比较器接成迟滞比较方式，一旦过载，即可锁定状态。

正常工作时，通过 $0.1\ \Omega$ 上的最大电流幅度 $I_m=5/(8+0.1)=0.62\text{A}$ ， $0.1\ \Omega$ 上的最大压降为 62mV 。经放大后输出的电压幅值为 $V_{im} \times A_v=62 \times 51 \approx 3.2\text{V}$ ，检波后的直流电压稍小于此值，此时比较器输出低电平， Q_1 截止，继电器不吸合，处于常闭状态， 5V 电源通过常闭触点送给功放。一旦 $8\ \Omega$ 负载端短路或输出过流， $0.1\ \Omega$ 上电流、电压增大，经过电压放大、峰值检波后，大于比较器反相端电压(5.1V)，则比较器翻转为高电平并自锁， Q_1 导通，继电器吸合，切断功放 5V 电源，使功放得到保护。要解除保护状态，需关断保护电路电源。

为了防止开机瞬间比较器自锁，增加了开机延时电路，由 R_{11} 、 C_3 、 D_2 、 D_3 组成。 D_2 的作用是保证关机后 C_3 上的电压能快速放掉，以保证再开机时 C_3 的起始电压为零。

6、音量显示电路

音量显示电路由专用集成块 TA7666P 实现，通过多个发光二极管来直观指示音量的大小，电路如图 19 所示。

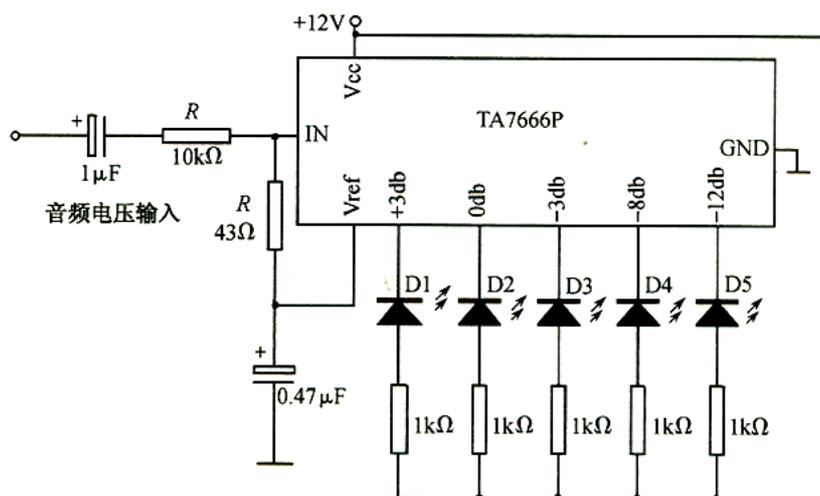


图 19 音量显示电路

四、系统测试及数据分析

1、测试使用的仪器

E51/L 仿真机 VC201 型数字式万用表

WD990 电源 日立 V-1065A100MHz 示波器

SG1643 型信号发生器 JH811 晶体管毫伏表

PC 机, PIII1000, 128M 内存

2、测试数据

(1)最大不失真输出功率测试数据如下表所示:

f	20 Hz	100 Hz	300 Hz	1.6 kHz	3.4 kHz	10 kHz	20 kHz	25 kHz
V_{op-p}/V	8.21	8.21	8.22	8.16	8.10	8.05	7.02	5.82
P_{max}/W	1.05	1.05	1.06	1.04	1.03	1.01	0.77	0.53

(2) 通频带的测量 测试数据如下表所示

$\frac{V_{om}}{V_{im}}$ \ f	20 Hz	100 Hz	300 Hz	1.6 kHz	3.4 kHz	10 kHz	20 kHz	25 kHz
100 mV	1.03 V	1.08 V	1.07 V	0.97 V	0.96 V	0.82 V	0.75 V	0.60 V
200 mV	2.12 V	2.14 V	2.11 V	1.90 V	1.88 V	1.65 V	1.49 V	1.18 V

由表看出通频带 $BW_{0.7} \approx f_H \approx 20 \text{ kHz}$, 满足发挥部分的指标要求。

(3) 效率的测量 测试数据如下表所示:

P_o	200 mW	500 mW	1 000 mW
V_{OP-P}	3.58 V	5.68 V	8.00 V
I_{CC}	68 mA	147 mA	278 mA
η	59%	68%	72%

(4) 测量输出功率 200mW 时的最低电源电压测量结果: $V_{cc}=4.12\text{ V}$ 。

(5) 电压放大倍数的测量 增益变化范围为 0~31。

(6) 低频噪声电压的测量 噪声电压=8.1mV, 满足 $\leq 10\text{mV}$ 的指标要求。

(7) 功率测量显示电路性能测试 用公式 $P_o = \frac{V_o}{8}$ 计算理论功率, 与测量结果进行比较, 并对误差进行计算. 计算结果测量误差小于 4.5%。

3、测量结果分析

①功放的效率和最大不失真输出功率与理论值还有一定差别, 其原因有以下几个方面:

a. 功放部分电路存在的静态损耗, 包括 PWM 调制器、音频前置放大电路、输出驱动电路及 H 桥输出电路。这些电路在静态时均具有一定的功率损耗, 实测结果其 5V 电源的静态总电流约为 30 mA, 即静态功耗 $P_{\text{损耗}} = 5 \times 30 = 150\text{mW}$ 。那么这部分的损耗对总的效率影响很大, 特别对小功率输出时影响更大, 这是影响效率提高的一个很重要的方面。

b. 功放输出电路的损耗, 这部分的损耗对效率和最大不失真输出功率均有影响。此外, H 桥的互补激励脉冲达不到理想同步, 也会产生功率损耗。

c. 滤波器的功率损耗, 这部分损耗主要是由 4 个电感的直流电阻引起的。

②功率测量电路的误差。这里有 1:1 变换电路的误差, 真有效值转换电路的误差, A/D 转换器及软件设计带来的误差。尽管以上电路精度已很高, 但每一部分的误差均不可避免, 此外, 还有测量仪器本身带来的测量误差。

五、进一步改进的措施

1、尽量设法减小静态功耗

①尽量减小运放和比较器的静态功耗。实测两个比较器(LM311)的静态电流约为 15 mA, 这部分损耗就占了静态损耗的一半功率。这是由于在选择器件时几个方面不能完全兼顾所致。若选择同时满足几方面要求的器件, 这部分的功耗是完全可以大幅度降低的。

②我们选用的 VMOSFET 管的导通电阻还不是很小, 若能换成导通电阻更小的 VMOSFET 管, 则整个功放的效率和最大不失真输出功率还可进一步提高。

③低通滤波器电感的直流内阻需进一步减小。

2、尽量减小动态功耗

采用上面的第二和第三项措施即可。

六、结束语

对于本系统设计,有些指标还有待于进一步提高。例如,在功放效率、最大不失真输出功率等方面还有较大的潜力可挖,这些都有待于我们通过对电路的改进和对元器件的最佳选择来进一步完善。