

一款音频放大电路的设计与分析

刘朝霞 贺方圆^{通讯作者} 肖琳 何林青

(北京联合大学 北京 100101)

【摘要】通过分立元件设计一款音频放大电路,针对音频输入信号特点设计电压放大倍数和功率放大。设计电路共分为三级,依据输入信号的阻抗特点,有效的利用共基极、共射级和功率放大电路的组合实现对喇叭的驱动。文中对每一部分电路输入输出阻抗及放大倍数都做了分析,有助于对电路的理解和实践。

【关键词】共基极放大;共射级放大;功率放大;阻抗匹配

音频放大电路使用较为广泛,例如手持式扩音器,在大型演出,演讲教学等等多种场合下,便携的音频放大能够较好的提高音量,比较简单的电路是采用普通三极管构成多级放大,电路由电容、电阻及三极管构成,简单实用,能够驱动喇叭,其高保真效果也较好。

1 音频放大电路的设计要点

在电路设计中应注意以下几点:①了解音频信号特点,语音信号由话筒传出,其转变的电信号比较微弱,约为几毫伏,输入阻抗较低,频率较低,音频信号的频率范围在20—2kHz之间;②设计的电压放大倍数应该至少为几百至几千倍,音量可调节,即可以通过可变电位器调整放大倍数;③完整电路需要有电压放大和功率放大功能以驱动喇叭,同时各个放大级间需要实现阻抗匹配。④应保证波形不失真,如供电电源为12V,则信号放大后最大输出值不应超过6V。

2 设计电路分析

2.1 设计电路的基本构成

完整的设计电路如图1所示,图中以交流信号源作为模拟的音频输入信号,该信号源为1kHz的峰值5mV交流电压(频率可调),忽略信号源内阻。该信号经过三级放大,最终输出较大的电压和功率,可以驱动喇叭。设计中第一级为共基极放大电路;第二级为共射级放大电路;第三极为功率放大电路,三极管选择型号为2N3904,为NPN型BJT,其电流放大倍数 β 为200,工作频段较宽,适合低频段放大。以下对各部分电路进行分解解析,说明其各部分作用及估算放大效果。

2.2 第一级电路原理

在电子电路的实际应用中,电路的每一部分都应该有较好的匹配以实现信号的有效传递。语音信号送入话筒转化为音频信号,其输入阻抗低,且信号很小,约为几个毫伏,三极管放大电路的共基极电路输入电阻 R_i 很小,可以与信号源匹配,如图所示放大器Q1

第一级为共基极放大电路,该电路的输入阻抗小,电压放大倍数较大,输入输出电压同相,其放大倍数 A_{v1} 具体计算过程如下:

$$V_{B1Q} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{15k}{15k + 68k} \times 12V = 2.17V \quad \text{式子 1}$$

$$V_{E1Q} = V_{B1Q} - V_{BE} = 2.17V - 0.7V = 1.47V \quad \text{式子 2}$$

$$I_{C1Q} \approx I_{E1Q} = \frac{V_{E1Q}}{R_3} = \frac{1.47V}{1k\Omega} = 1.47mA \quad \text{式子 3}$$

$$V_{CEQ1} = V_{CC} - I_{C1Q} (R_3 + R_4) \\ = 12V - 1.47 \times (1 + 2.2) \approx 7.3V \quad \text{式子 4}$$

$$r_{be1} = 300 + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_E} = 300 + (1 + 200) \frac{26}{1.47} \approx 3.86k\Omega \quad \text{式子 5}$$

$$R_{i1} = R_{E1} // \frac{r_{be1}}{(1 + \beta)} = 1k // \frac{3.86k}{(1 + 200)} = 18.8\Omega \quad \text{式子 6}$$

$$A_{v1} = \frac{\beta R'_L}{r_{be1}} = \frac{\beta \times R_4 // R_L}{r_{be1}} \quad \text{式子 7}$$

式子1—式子4是对第一级求解其静态工作点,由电路参数可以得出发射极电流 I_E ,近似等于 I_C ,由 V_{CEQ1} 可以看出第一级处于较好的放大状态。由静态工作点可以得出式子5的 r_{be1} 值。通过式子6可以看出,第一级共基极电路的输入电阻 R_{i1} 非常小,其数值可以与信号源(话筒)实现较好的阻抗匹配。

从式子7可以看出,第一级放大倍数 A_{v1} 与第二级输入电阻 R_{i2} 有关,其计算数值如式子8所示,为多个电阻的并联。 r_{be2} 的求解过程如式子9—式子13所示,在式子11和12中, R_9 虽然为可变电阻,但其在求静态时为固定值 $1k\Omega$,变阻器 R_9 与 C_4 并联,使其只在输入交变信号时起到阻抗变化作用。

2.3 第二级电路原理

第二级放大器为共射级放大电路,其静态工作点的计算见式子8—10,由式子12的 V_{CEQ2} 数值4.96V可以看出,该部分电路处于较好的静态工作点,能够实

现无失真电压放大。该部分电路输入阻抗为 R_{i2} , R_{i2} 与 R_4 并联后为第一级放大器的负载电阻, 如图可见, R_{i2} 为 $R_5 // R_6 // [r_{be2} + (1 + \beta)(R_8 + R_9)]$, R_9 为 $0 \sim 1k$ 之间变化的电位器, 代入数值后可得第一级放大倍数 A_{v1} 在 $97.4 \sim 100.5$ 之间, 如式子 15 所示。

$$R'_{L1} = R_4 // R_{i2} = R_4 // R_5 // R_6 // [r_{be2} + (1 + \beta)(R_8 + R_9)] \quad \text{式子 8}$$

$$V_{B2Q} = \frac{R_6}{R_5 + R_6} \times 12V = \frac{22k}{100k + 22k} \times 12V = 2.16V \quad \text{式子 9}$$

$$V_{E2Q} = V_{B2Q} - V_{BE} = 2.16V - 0.7V = 1.46V \quad \text{式子 10}$$

$$I_{C2Q} \approx I_{E2Q} = \frac{V_{E2Q}}{R_8 + R_9} = \frac{1.46V}{1220\Omega} = 1.19mA \quad \text{式子 11}$$

$$V_{CEQ2} = V_{CC} - I_C (R_7 + R_8 + R_9) = 12V - 1.19 \times (4.7 + 1.22) \approx 4.96V \quad \text{式子 12}$$

$$r_{be2} = 300 + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_E} = 300 + (1 + 200) \frac{26}{1.19} \approx 4.69k\Omega \quad \text{式子 13}$$

$$R'_{L1} = R_4 // R_{i2} = R_4 // R_5 // R_6 // [r_{be2} + (1 + \beta)(R_8 + R_9)] = 2.2k // 100k // 22k // [4.69k + 201 \times (0.22k + R_9)] = 1.88 \sim 1.94k \quad \text{式子 14}$$

$$A_{v1} = \frac{\beta R'_{L1}}{r_{be1}} = \frac{200 \times (1.88 \sim 1.94k)}{3.86k} = 97.4 \sim 100.5 \quad \text{式子 15}$$

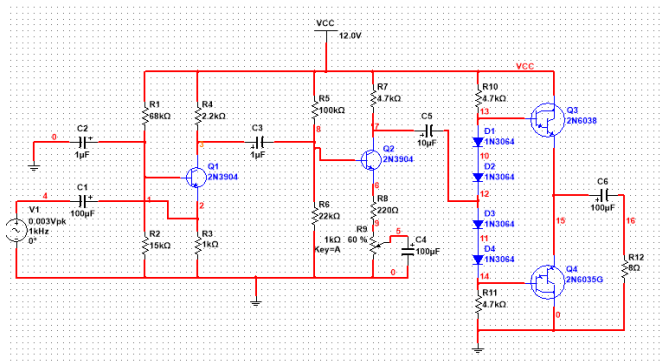


图 1 音频放大器电路图

共射级放大器为反相放大器, 其放大倍数如式子 16 所示, 由于第三级为功率放大器, 其输入电阻值约为两个二极管正向电阻和 R_{i0} (R_{i1}) 的和, 对前一级的放大倍数有一定的影响, 考虑该输入电阻的影响, 则负载电阻约等于 R_7 与 R_{i0} (R_{i1}) 的并联值, 可得到 A_{v2} 数值约为 $-9.6 \sim -1.88$ 之间。

$$A_{v2} = -\frac{\beta R'_{L2}}{r_{be2} + (1 + \beta)(R_8 + R_9)} \approx -\frac{200 \times (4.7k // 4.7k)}{4.69k + 201 \times (0.22k + 0 \sim 1k)} = -9.6 \sim -1.88 \quad \text{式子 16}$$

前两级放大器的总放大倍数可以估算为 $A_{v1} \cdot A_{v2}$, 根据已经得到的数据, 可以把 A_{v1} 估算为 100, 则两

级放大倍数在 $-188 \sim -960$ 之间, 这样就把几毫伏的音频输入信号放大为福特级别的信号, 该放大信号应小于电源电压的一半, 即小于 6V, 以保证不失真。

2.4 末级功率放大器原理

第三极功率放大器采用对称的达林顿管, 2N6035 和 2N6038 为 NPN 互补达林顿双极功率晶体管, 采用乙类功率放大电路模式, 通过 D1—D4 避免交越失真。需要注意的是, 为了使得输出正负半轴幅度对称, 电容 C_6 要选得足够大, 使得电容的充放电时间常数远远大于信号的工作周期。由于本设计采用单电源方式, 功率输出送给喇叭, 喇叭一般选择 8Ω 负载, 功率计算如式子 17 所示, 根据公式可得到其最大输出功率为 2.25W, 该数值能够驱动喇叭输出较大音量。

$$P_{om} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(V_{CC}/2)^2}{R_L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{6^2}{8} = 2.25W \quad \text{式子 17}$$

可见, 该电路能够实现音频小信号的电压和功率放大, 其弊端体现在第二级共射级为反相放大, 所以输入输出相位差为 180 度, 可以通过再加入一级共射级的方式调整相位。

3 总结

通过以上分析可以看出, 前两级电路设计能够较好的实现阻抗匹配及电压放大, 再经过第三级功率放大能获得驱动喇叭输出的较大功率, 调节电位器可以改变电压放大倍数, 从而改变音量。该电路简单实用, 频率响应宽, 价格低廉, 对于音频小信号的放大失真较小, 性价比较高。由于该设计用到不同类型的放大电路, 对于电路的广泛学习具有较好的意义。

参考文献:

- [1] 米从威 基于阶梯阻抗匹配网络的连续逆 F 类功率放大器 [J]. 电子元件与材料, 2023 年第 42 卷第 4 期: 490-496
- [2] 张青青 OTL 音频功率放大器的设计. 电子技术 [J], 2018 (20): 74-75
- [3] 顾敏燕 小信号低频放大器的调整与测试 [J]. 电子技术, 2009, 36 (11)

项目来源:

1. 北京联合大学应用科技学院 2023 年院级科研立项, 项目号: YKKY02309, 学科发展专项一般项目;
2. 北京市教育委员会科学研究计划项目资助, 项目号: KM202211417005;
3. 北京联合大学科研项目资助 (项目编号: ZK90202106)。