

# 共发射极放大器

NPN 晶体管最常见的放大器配置是共发射极放大器电路

晶体管放大器放大在某个正值和相应的负值之间交替的交流输入信号。然后需要某种“预设”共发射极放大器电路配置的方法，以便晶体管可以在这两个最大值或峰值之间工作。**这可以通过称为偏置的过程来实现。**

偏置在放大器设计中非常重要，因为它为准备接收信号的晶体管放大器建立了正确的工作点，从而减少了输出信号的失真。

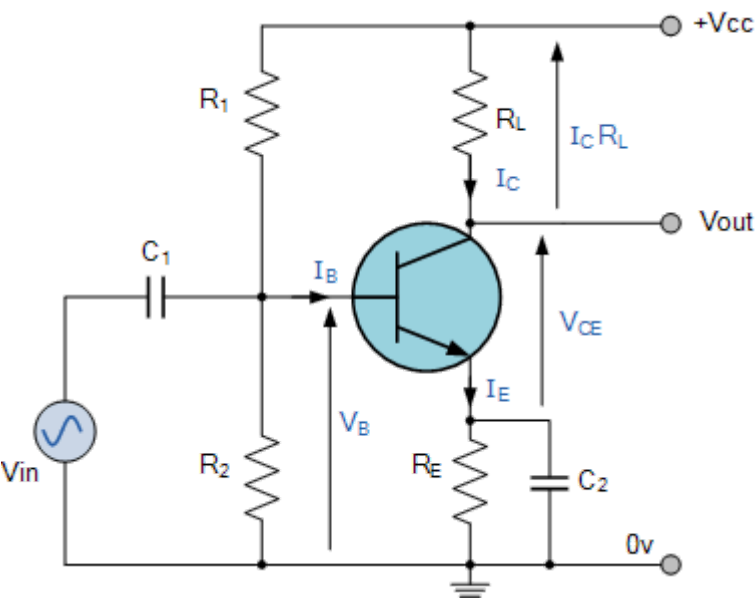
此外，使用绘制在放大器输出特性曲线上的静态或直流负载线，可以让我们看到晶体管从完全“导通”到完全“截止”的所有可能工作点，以及静态工作点或放大器的**Q点可以找到。**

任何小信号放大器的目标都是放大所有输入信号，同时使输出信号的失真量尽可能小，换句话说，输出信号必须是输入信号的精确再现，但只是更大（放大）。

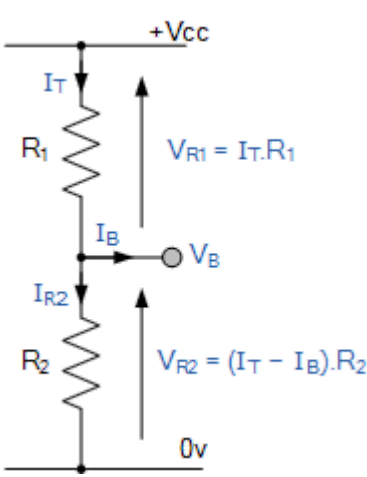
为了在用作放大器时获得低失真，需要正确选择工作静态点。这实际上是放大器的直流工作点，并且其位置可以通过合适的偏置装置确定在沿负载线的任何点处。

该Q点的最佳可能位置是尽可能合理地接近负载线的中心位置，从而产生A类放大器操作，即。 $V_{ce} = 1/2V_{cc}$ 。考虑如下所示的**共发射极放大器电路**。

**共发射极放大器电路**



上面所示的单级共发射极放大器电路使用通常所说的“分压器偏置”。这种类型的偏置布置使用两个电阻器作为电源上的分压器网络，其中心点向晶体管提供所需的基极偏置电压。分压器偏置常用于双极晶体管放大器电路的设计。



这种晶体管偏置方法通过将基极偏置保持在恒定的稳定电压电平，从而实现最佳稳定性，从而大大减少了变化 Beta ( $\beta$ ) 的影响。

静态基极电压 ( $V_b$ ) 由两个电阻器R1、R2和电源电压Vcc形成的分压器网络决定，如图所示，流过两个电阻器的电流。

那么总电阻 $R_T$ 将等于 $R_1 + R_2$ ，电流为 $i = V_{cc}/R_T$ 。电阻器R1和R2结点处产生的电压电平将基极电压 ( $V_b$ ) 保持在低于电源电压的恒定值。

共发射极放大器电路中使用的分压器网络按电阻的比例对电源电压进行分压。使用以下简单的分压器公式可以轻松计算该偏置参考电压：

**晶体管偏置电压**

$$V_B = \frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2}$$

由于电源电压相同，(  $V_{CC}$  ) 也决定了晶体管完全“导通”（饱和）时的最大集电极电流  $I_C$ ， $V_{CE} = 0$ 。晶体管的基极电流  $I_B$  由集电极电流  $I_C$  和晶体管的直流电流增益  $\beta$  求得。

## 贝塔值

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

晶体管的  $\beta$  值（有时在数据表中称为  $h_{FE}$ ）定义了晶体管在共发射极配置中的正向电流增益。 $\beta$  是晶体管在制造过程中内置的电气参数。 $\beta$  ( $h_{FE}$ ) 没有单位，因为它是两个电流  $I_C$  和  $I_B$  的固定比率，因此基极电流的微小变化将导致集电极电流的较大变化。

关于  $\beta$  的最后一点。相同类型和部件号的晶体管的  $\beta$  值会有很大差异。例如，*BC107 NPN 双极晶体管的直流电流增益*  $\beta$  值在 110 到 450 之间（数据表值）。因此，一个 BC107 的  $\beta$  值为 110，而另一个 BC107 的  $\beta$  值为 450，但它们都是 BC107 npn 晶体管。这是因为  $\beta$  ( $\beta$ ) 是晶体管结构的固有特性，而不是其操作的固有特性。

由于基极/发射极结正向偏置，发射极电压  $V_E$  将是与基极电压不同的一个结压降。如果发射极电阻两端的电压已知，则可以使用欧姆定律轻松计算发射极电流  $I_E$ 。集电极电流  $I_C$  可以近似计算，因为它几乎与发射极电流相同。

## 共发射极放大器示例 No1

共发射极放大器电路的负载电阻  $R_L$  为  $1.2k\Omega$ ，电源电压为  $12V$ 。计算晶体管完全“导通”（饱和）时流过负载电阻的最大集电极电流 ( $I_C$ )，假设  $V_{CE} = 0$ 。如果发射极电阻  $R_E$  两端有  $1V$  的压降，则还要找到发射极电阻  $R_E$  的值。假设使用标准 NPN 硅晶体管，计算所有其他电路电阻的值。

$$I_{C_{(MAX)}} = \frac{V_{CC} - V_{RE}}{R_L} = \frac{12 - 1}{1200} = 9.2\text{mA}$$

$$V_{CE} = 0 \text{ (Saturation)}$$

然后，这会在特性曲线的集电极电流垂直轴上建立点“A”，并在Vce = 0时发生。当晶体管完全“关断”时，电阻器RE或R<sub>L</sub>上没有压降，因为没有电流流过它们。那么晶体管两端的电压降Vce等于电源电压Vcc。这在特性曲线的水平轴上建立了点“B”。

一般来说，放大器的静态 Q 点是零输入信号施加到基极时，因此集电极位于零伏和电源电压 ( Vcc/2 )之间的负载线的大约中间位置。因此，放大器 Q 点处的集电极电流将为：

$$I_{C(Q)} = \frac{12 - 1}{2} = \frac{5.5}{1200} = 4.58\text{mA}$$

该静态直流负载线产生一个直线方程，其斜率给出为：-1/(R<sub>L</sub> + RE )，并且它在等于Vcc/(R<sub>L</sub> + RE )的点与垂直Ic轴相交。DC负载线上Q点的实际位置由Ib的平均值确定。

作为集电极电流，晶体管的Ic也等于晶体管的 DC 增益 (Beta) 乘以基极电流 ( β\*Ib )，如果我们假设晶体管的 Beta ( β ) 值为 100，( 100 是低功率信号晶体管的合理平均值) 流入晶体管的基极电流Ib如下：

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

$$\therefore I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{4.58\text{mA}}{100} = 45.8\mu\text{A}$$

通常不使用单独的基极偏置电源，而是通过降压电阻器R1从主电源轨 (Vcc) 提供基极偏置电压。现在可以选择电阻器R1和R2， 以提供 45.8μA 或 46μA 的合适静态基极电流（四舍五入到最接近的整数）。流过分压器电路的电流必须比实际基极电流Ib大，以便分压器网络不会受到基极电流的负载。

一般经验法则是流经电阻器R2的值至少为Ib的10倍。晶体管基极/发射极电压Vbe固定为 0.7V（硅晶体管），则R2的值如下：

$$R_2 = \frac{V_{(RE)} + V_{(BE)}}{10 \times I_B} = \frac{1 + 0.7}{458 \times 10^{-6}} = 3.71k\Omega$$

如果流过电阻器R2的电流是基极电流值的10倍，则分压网络中流过电阻器R1的电流必须是基极电流值的11倍。即：I<sub>R2</sub> + Ib。

因此，电阻器R1两端的电压等于Vcc – 1.7v（硅晶体管的 V<sub>RE</sub> + 0.7），等于 10.3V，因此R1可以计算为：

$$R_1 = \frac{V_{CC} - (V_{(RE)} + V_{(BE)})}{11 \times I_B} = \frac{12 - 1.7}{504 \times 10^{-6}} = 20.45k\Omega$$

发射极电阻R<sub>E</sub>的值可以使用欧姆定律轻松计算。流经 RE 的电流是基极电流Ib和集电极电流Ic的组合，计算公式为：

$$I_E = I_C + I_B = 4.58mA + 45.8\mu A = 4.63mA$$

电阻器RE连接在晶体管的发射极和地之间，我们之前说过，其两端有 1 伏的压降。因此，发射极电阻R<sub>E</sub>的值计算如下：

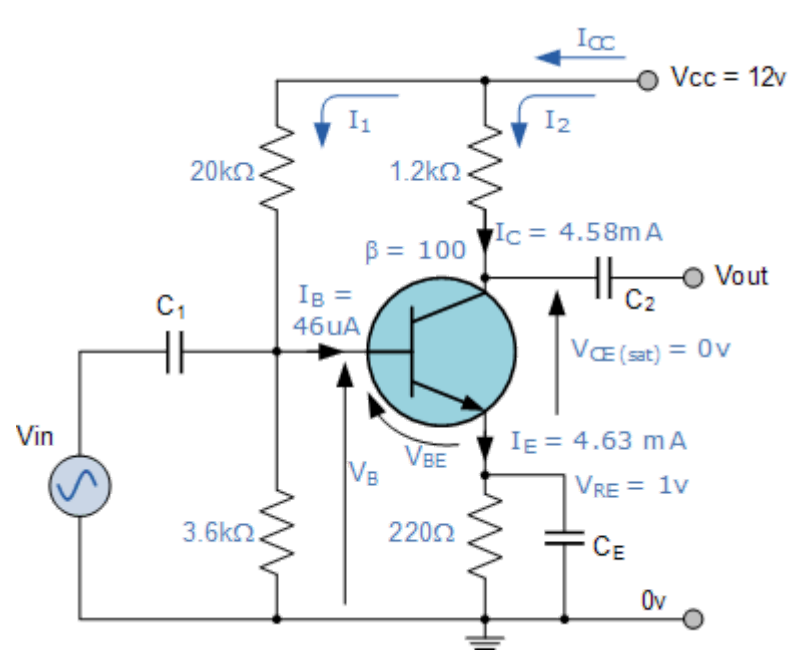
$$R_E = \frac{V_{RE}}{I_E} = \frac{1v}{4.63mA} = 216\Omega$$

因此，对于上面的示例，选择提供 5% (E24) 容差的电阻器的首选值为：

$$R_1 = 20k\Omega, R_2 = 3.6k\Omega, R_L = 1.2k\Omega, R_E = 220\Omega$$

然后，我们上面原来的**共发射极放大器**电路可以重写，以包含我们上面刚刚计算的组件的值。

### 完成的共发射极电路



## 放大器耦合电容器

在**共发射极放大器**电路中，电容器C1和C2用作**耦合电容器**，以将交流信号与直流偏置电压分开。这确保了为电路正确运行而设置的偏置条件不会受到任何附加放大器级的影响，因为电容器只会传递交流信号并阻止任何直流分量。然后输出交流信号叠加到后续级的偏置上。发射极桥臂电路中还包含一个旁路电容器C<sub>E</sub>。

该电容器实际上是直流偏置条件下的开路元件，这意味着偏置电流和电压不会受到添加电容器的影响，从而保持良好的Q点稳定性。

然而，该并联旁路电容器由于其电抗而在高频信号下有效地成为发射极电阻器的短路。因此，只有R<sub>L</sub>加上一个非常小的内阻作为其负载，将电压增益增加到最大值。通常，选择旁路电容器C<sub>E</sub>的值以在最低工作信号频率下提供最多1/10 R<sub>E</sub>值的电抗。

## 输出特性曲线

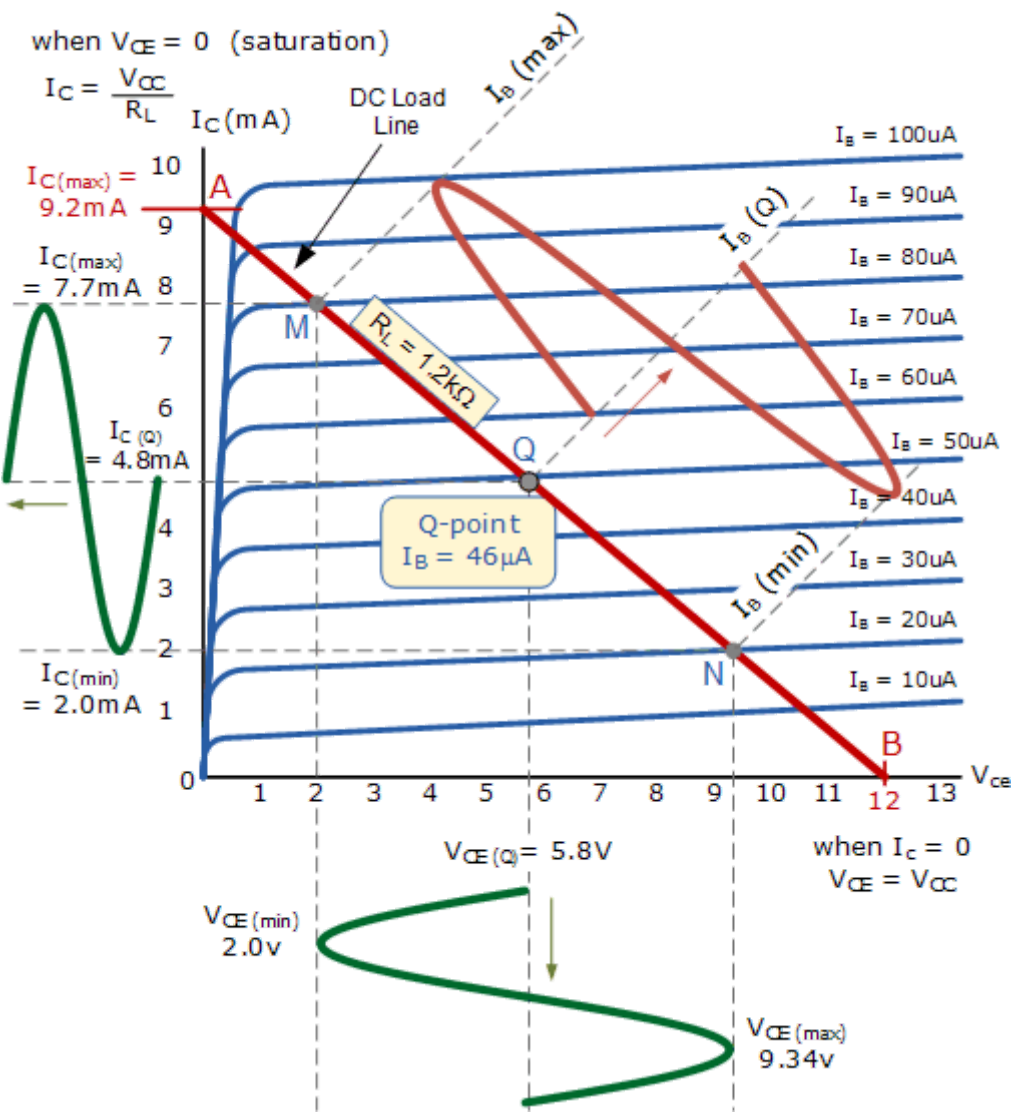
好的，到目前为止一切顺利。现在，我们可以构建一系列曲线，显示我们简单的共发射极放大器电路的集电极电流I<sub>C</sub>与集电极/发射极电压V<sub>CE</sub>以及不同基极电流I<sub>B</sub>值的关系。

这些曲线被称为“输出特性曲线”，用于显示晶体管如何在动态范围内运行。在负载电阻R<sub>L</sub>为1.2kΩ的曲线上绘制静态或直流负载线，以显示晶体管的所有可能工作点。

当晶体管切换为“OFF”时， $V_{ce}$ 等于电源电压 $V_{cc}$ ，这是线上的点“B”。同样，当晶体管完全“导通”并饱和时，集电极电流由负载电阻 $R_L$ 决定，即线上的“A”点。

我们之前根据晶体管的直流增益计算出，晶体管平均位置所需的基极电流为 $45.8\mu A$ ，这被标记为负载线上的Q点，代表放大器的静态点或Q点。我们可以很容易地让自己的生活变得轻松，并将该值精确地舍入为 $50\mu A$ ，而不会对工作点产生任何影响。

### 输出特性曲线



负载线上的 Q 点为我们提供了  $I_b = 45.8\mu A$  或  $46\mu A$  的基极电流 Q 点。我们需要找到基极电流的最大和最小峰值摆幅，这将导致集电极电流  $I_c$  成比例变化，而不会对输出信号造成任何失真。

当负载线穿过直流特性曲线上的不同基极电流值时，我们可以发现基极电流的峰值摆幅沿负载线等距分布。这些值在线上标记为点 “N” 和 “M”，分别给出  $20\mu A$  和  $80\mu A$  的最小和最大基极电流。

这些点 “N” 和 “M” 可以位于我们选择的负载线上的任何位置，只要它们与 Q 的间距相等即可。这为我们提供了  $60\mu A$  峰峰值到基极端子的理论最大输入信号，（ $30\mu A$  峰值）不会对输出信号产生任何失真。

任何基极电流大于该值的输入信号都会驱动晶体管超出 “N” 点并进入其 “截止” 区域，或超出 “M” 点并进入其饱和区域，从而导致输出信号失真以 “剪辑” 的形式。

以 “N” 和 “M” 点为例，可以从负载线投影出集电极电流的瞬时值和相应的集电极-发射极电压值。可以看出，集电极-发射极电压与集电极电流反相（ $-180^\circ$ ）。

当基极电流  $I_b$  从  $50\mu A$  正向变化到  $80\mu A$  时，集电极-发射极电压（即输出电压）从  $5.8V$  的稳态值降低到  $2.0V$ 。

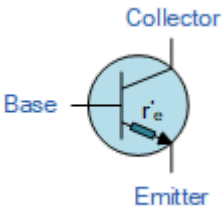
那么单级**共发射极放大器**也是一个 “反相放大器”，因为基极电压的增加会导致  $V_{out}$  降低，而基极电压的降低会导致  $V_{out}$  增加。换句话说，输出信号与输入信号异相  $180^\circ$ 。

## 共发射极电压增益

共发射极放大器的电压**增益**等于输入电压的变化与放大器输出电压的变化之比。则  $\Delta V_L$  为  $V_{out}$  且  $\Delta V_B$  为  $V_{in}$ 。但电压增益也等于集电极中的信号电阻与发射极中的信号电阻之比，如下所示：

$$\text{Voltage Gain} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\Delta V_L}{\Delta V_B} = -\frac{R_L}{R_E}$$

我们之前提到，随着交流信号频率增加旁路电容器， $C_E$  由于其电抗而开始使发射极电阻短路。然后在高频处  $R_E = 0$ ，使得增益无穷大。



然而，双极晶体管的发射极区内置有一个小的内阻，称为  $r_e$ 。晶体管的半导体材料为流过它的电流提供了内部电阻，通常由主晶体管符号内显示的小电阻符号表示。

晶体管数据表告诉我们，对于小信号双极晶体管，该内阻是  $25mV \div I_e$  的乘积（ $25mV$  是发射极结层上的内部压降），那么对于我们常见的发射极放大器电路，高于该电阻值将相等到：



$$r'_e = \frac{25mV}{I_E} = \frac{25mV}{4.58mA} = 5.5\Omega$$

该内部发射极引脚电阻将与外部发射极电阻R<sub>E</sub>串联，然后晶体管实际增益的方程将被修改以包含该内部电阻，因此将是：

$$\text{Voltage Gain} = -\frac{R_L}{(R_E + r'_e)}$$

在低频信号下，发射极支路的总电阻等于R<sub>E</sub> + r'<sub>e</sub>。在高频下，旁路电容器使发射极电阻短路，仅在发射极支路中留下内部电阻r'<sub>e</sub>，从而产生高增益。

那么对于上面的共发射极放大器电路，电路在低信号频率和高信号频率下的增益如下：

低频时的放大器增益

$$\text{Gain} = -\frac{R_L}{(R_E + r'_e)} = -\frac{1200}{220+5.5} = -5.32$$

高频放大器增益

$$\text{Gain} = -\frac{R_L}{r'_e} = -\frac{1200}{5.5} = -218$$

因此，在非常低的输入信号频率下，电容器(X<sub>C</sub>)的电抗很高，因此外部发射极电阻 R<sub>E</sub>对电压增益有影响，在本例中将其降低至 5.32。然而，当输入信号频率非常高时，电容器的电抗会使 R<sub>E</sub> (R<sub>E</sub> = 0) 短路，因此放大器的电压增益增加到本例中的 218。

最后一点，电压增益仅取决于集电极电阻R<sub>L</sub>和发射极电阻 ( R<sub>E</sub> + r'<sub>e</sub> ) 的值，它不受电流增益 Beta, β ( h<sub>FE</sub> ) 的影响。晶体管。

因此，对于上面的简单示例，我们现在可以总结为共发射极放大器电路计算的所有值，这些值是：

	最低限度	意思是	最大限度
基极电流	20μA	50μA	80μA

集电极电流	2.0毫安	4.8毫安	7.7毫安
输出电压摆幅	2.0V	5.8V	9.3V
放大器增益	-5.32		-218

## 共发射极放大器总结

然后总结一下。**共发射极放大器**电路的集电极电路中有一个电阻。流过该电阻的电流产生放大器的电压输出。选择该电阻器的值，以便在放大器的静态工作点（**Q 点**）处，该输出电压位于其负载线的一半位置。

共发射极放大器中使用的晶体管的基极使用两个电阻器作为分压器网络进行偏置。这种类型的偏置布置通常用于双极晶体管放大器电路的设计，并通过将基极偏置保持在恒定的稳定电压来大大减少变化的  $\beta$  的影响。这种类型的偏置产生最大的稳定性。

发射极支路中可以包含一个电阻器，在这种情况下，电压增益变为  $-R_L / R_E$ 。如果没有外部发射极电阻，则放大器的电压增益不是无限的，因为发射极支路中存在非常小的内部电阻  $r'_e$ 。该内阻值等于  $25\text{mV} / I_E$

在下一篇有关双极晶体管放大器的教程中，我们将了解通常称为 JFET 放大器的结型场效应放大器。与晶体管一样，JFET 用于单级放大器电路，使其更易于理解。我们可以使用多种不同类型的场效应晶体管，但最容易理解的是结型场效应晶体管或 JFET，它具有非常高的输入阻抗，非常适合放大器电路。

## 阅读放大器中的更多教程

- [1. 放大器简介](#)
- [2. 共发射极放大器](#)
- [3. 共源JFET放大器](#)
- [4. 放大器失真](#)
- [5.甲类放大器](#)
- [6. B类放大器](#)
- [7. 放大器中的交叉失真](#)
- [8. 放大器总结](#)
- [9. 发射极电阻](#)
- [10.放大器类](#)
- [11. 晶体管偏置](#)
- [12.放大器的输入阻抗](#)
- [13. 频率响应](#)
- [14.MOSFET放大器](#)

- [15.AB类放大器](#)
- [16. 公共集电极放大器](#)
- [17. 公共基极放大器](#)
- [18.分相器](#)

## 265 条评论

### 加入对话

Error! Please fill all fields.

在这里写下您的评论

☐ 通过电子邮件通知我后续评论。

提交

- *S, 萨特南·辛格·里哈尔*

先生，我正在寻找一些可以在水箱空时操作泵电机的电路，您的解释非常好，易于理解

发表于[2023 年 9 月 30 日 | 下午 4:28](#)

[回复](#)

- *韦恩·斯托尔*

使用标准浮动开关

发表于[2023 年 10 月 1 日 | 上午 7:59](#)

[回复](#)

- *我们想要约押*

Big ups 电子教程

现在我可以使使用单个晶体管构建自己的放大器电路

发表于[2023 年 9 月 19 日 | 下午 2:44](#)

[回复](#)

- 苏尼尔·卡尔基

这对我理解我在实验室所做的实验很有帮助，谢谢

发表于[2023 年 9 月 8 日 | 下午 5:39](#)

[回复](#)

- 埃桑丹尼尔

干得好

发表于[2023 年 8 月 30 日 | 下午 5:22](#)

[回复](#)

- 约翰·里奇

我们可以提供一个关于使用负反馈来减少失真的教程吗？

发表于[2023 年 8 月 30 日 | 早上 6:50](#)

[回复](#)

- 埃斯瓦尔

很好，但我们想要简单的方法

发表于[2023 年 7 月 12 日 | 中午 12:22](#)

[回复](#)

- 阿卜杜拉扎克

请有人帮我了解放大器的通用底座

发表于[2023 年 7 月 5 日 | 上午 5:50](#)

[回复](#)

- 韦恩·斯托尔

[然后阅读有关公共基础放大器的教程](#)

发表于[2023 年 7 月 5 日 | 上午 8:12](#)

[回复](#)

- 雅尼斯

请问有人可以帮我完成下面的任务吗？

---

使用 NPN 晶体管和共发射极接线设计放大器器件。

晶体管的偏置将通过分压器装置完成。

该放大装置将具有

振幅 10uV（峰值）和频率 1kHz 的交流电压源作为输入。

应使用耦合和旁路电容器。

该放大器的增益（增益）应约为 200

，即设备输出端的信号宽度应约为 2mV（峰值）

负载电阻的值应等于 100kOhm。

发表于[2023 年 1 月 7 日 | 下午 4:23](#)

[回复](#)

- 小克林顿

非常有帮助和有趣.....

谢谢！

发表于[2022 年 12 月 12 日 | 上午 10:25](#)

[回复](#)

- 缺口

写这篇文章的人确实需要学习撇号的正确使用。也就是说，不要将它们放在复数形式（它们不属于的地方），而将它们放在它们所属的地方（例如所有格）。

晶体管的基极（所有格，因此需要撇号）

几个晶体管（复数，所以没有撇号）

发表于[2022 年 11 月 29 日 | 下午 2:12](#)

[回复](#)

- 帕基扎

这个网站非常有用，👍对我帮助很大

发表于[2022 年 11 月 20 日 | 晚上 11:04](#)

[回复](#)

- 安庆文

我认为这篇文章对于晶体管设计来说是非常重要的材料。

非常感谢。

但我有一个问题。

在“如果发射极电阻 RE 两端有 1v 的压降，则还要找到发射极电阻 RE 的值。” RE 两端的电压询问该决定。

是设计师故意的吗？或者说是一个标准值？我对此很好奇。

我期待你的回复。

发表于[2022 年 9 月 19 日 | 下午 1:43](#)

[回复](#)

- 亚历山大·阿延苏

还有更多值得向你学习的东西

发表于[2022 年 8 月 21 日 | 上午 8:32](#)

[回复](#)

- 维罗妮卡·柯克博士

如果我要使用这个电路作为 100 mw AM 广播发射器的调制器，我可以添加麦克风增益和音调控制以最大限度地提高音频质量并确保我获得最大调制而不会削波和/或过度调制输入吗？

发表于[2022 年 8 月 5 日 | 晚上 11:24](#)

[回复](#)

- 更多的
- 前往穆德博

惊人的

发表于[2022 年 7 月 17 日 | 上午 10:06](#)

[回复](#)

- 上帝让博斯科

感兴趣的

发表于[2022 年 7 月 8 日 | 上午 7:23](#)

[回复](#)

- 奇宗加·塞特罗内

干得好

发表于[2022 年 6 月 22 日 | 上午 8:43](#)

[回复](#)

- 卡利亚

好的

发表于[2022 年 6 月 13 日 | 下午 2:45](#)

[回复](#)

- 阿布巴卡尔·沙巴

在这里写下您的评论

发表于[2022 年 5 月 23 日 | 凌晨 4:54](#)

[回复](#)

- 布赖恩·瓦马尔瓦

干得好

发表于[2022 年 3 月 28 日 | 下午 4:53](#)

[回复](#)



[Close](#)