

# 放大器的输入阻抗

放大器的输入阻抗定义了放大器输入端子中电流和电压的输入特性

**输入阻抗**（通常称为  $Z_{IN}$  或输入电阻）是晶体管放大器设计中的一个重要参数，因此可以根据放大器的有效输入和输出阻抗以及额定功率和电流来表征放大器。

放大器的阻抗值对于电路分析尤其重要，尤其是在将各个放大器级依次级联在一起以最大程度地减少通过放大电路的信号失真时。

放大器的输入阻抗是驱动放大器输入的源“看到”的输入阻抗。如果太低，可能会对前一级产生不利的负载影响，并可能影响该级的频率响应和输出信号电平。但在大多数应用中，共发射极和共集电极放大器电路通常具有高输入阻抗。

某些类型的放大器设计，例如共集电极放大器电路，由于其设计的本质而自动具有高输入阻抗和低输出阻抗。

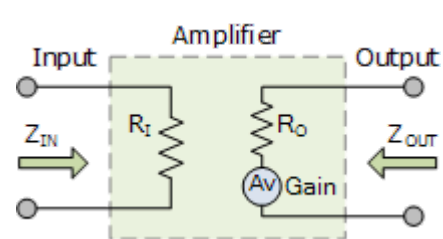
放大器可以具有高输入阻抗、低输出阻抗和几乎任何任意增益，但是当放大器输入阻抗低于期望值时，可以调整前一级的输出阻抗进行补偿，或者如果不可能，则缓冲放大器级可能需要。

放大器电路 除了电压放大（ $A_v$ ）外，还必须具有电流放大（ $A_i$ ）。放大器电路也可以实现功率放大（ $A_p$ ）。

但是，除了具有这三个重要特性之外，放大器电路还必须具有其他特性，例如高输入阻抗（ $Z_{IN}$ ）、低输出阻抗（ $Z_{OUT}$ ）和一定程度的带宽（ $Bw$ ）。不管怎样，“完美”的放大器将具有无限的输入阻抗和零输出阻抗。

## 输入输出阻抗

在许多方面，放大器可以被视为一种“黑匣子”，如图所示，它具有两个输入端子和两个输出端子。这个想法提供了一个简单的晶体管  $h$  参数模型，我们可以用它来查找放大器的直流设定点和工作参数。实际上，其中一个端子在输入和输出之间是公共的，代表接地或零伏。

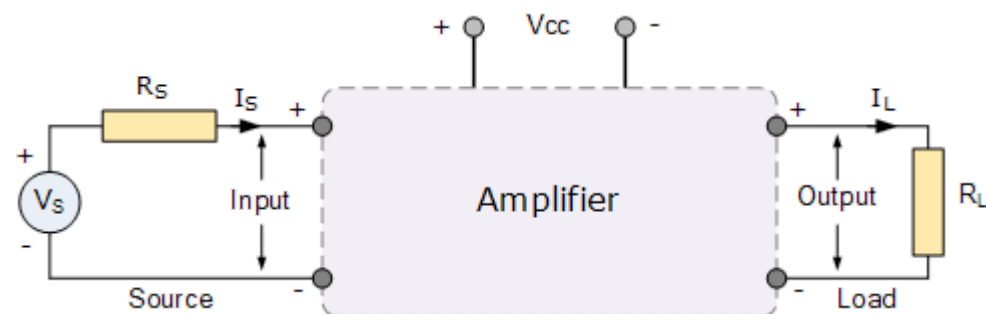


从外向内看时，这些端子具有输入阻抗 $Z_{IN}$ 和输出阻抗 $Z_{OUT}$ 。放大器的输入和输出阻抗是电压与流入或流出这些端子的电流之比。输入阻抗可能取决于为放大器供电的源电源，而输出阻抗也可能根据输出端子上的负载阻抗 $R_L$ 变化。

被放大的输入信号通常是交流电 (AC)，放大器电路代表负载， $Z$ 代表源。放大器的输入阻抗可以是几十欧姆 (Ohms  $\Omega$ ) 到几千欧姆 (kilo-ohms  $k\Omega$ ) (对于基于双极的晶体管电路) 高达数百万欧姆 (对于基于 FET 的晶体管电路) (兆欧姆  $M\Omega$ ) 。

当信号源和负载连接到放大器时，放大器电路的相应电气特性可以如图所示进行建模。

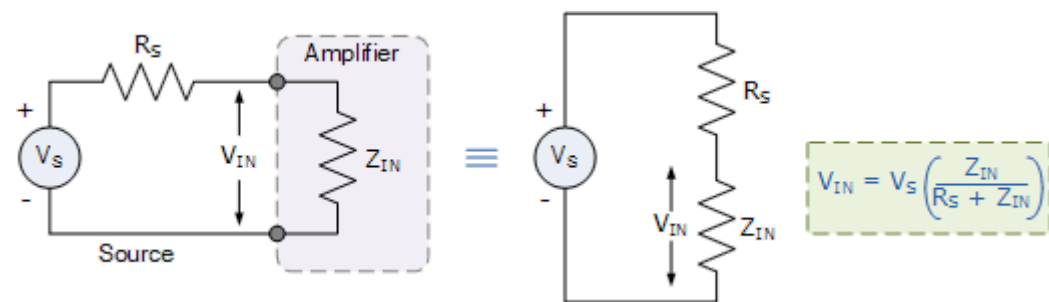
## 输出和输入阻抗模型



其中， $V_S$ 是信号电压， $R_S$ 是信号源的内阻， $R_L$ 是连接在输出端的负载电阻。我们可以通过查看放大器如何连接到源和负载来进一步扩展这个想法。

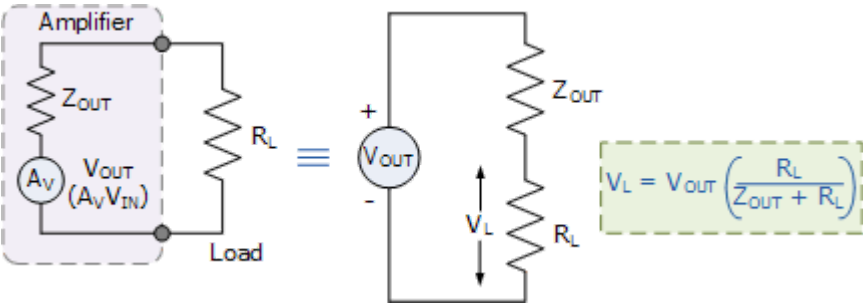
当放大器连接到信号源时，信号源将放大器的输入阻抗 $Z_{IN}$  “视为” 负载。同样，输入电压 $V_{IN}$ 是放大器在输入阻抗 $Z_{IN}$ 上看到的电压。然后放大器输入可以建模为简单的分压器电路，如图所示。

## 放大器输入电路模型



同样的想法也适用于放大器的输出阻抗。当负载电阻 $R_L$ 连接到放大器的输出时，放大器成为向负载供电的源。因此，输出电压和阻抗自动成为负载的源电压和源阻抗，如图所示。

## 放大器输出电路模型



然后我们可以看到放大器的输入和输出特性都可以建模为简单的分压器网络。放大器本身可以采用**共发射极**（发射极接地）、**共集电极**（射极跟随器）或**共基极**配置进行连接。在本教程中，我们将了解以前见过的以共发射极配置连接的双极晶体管。

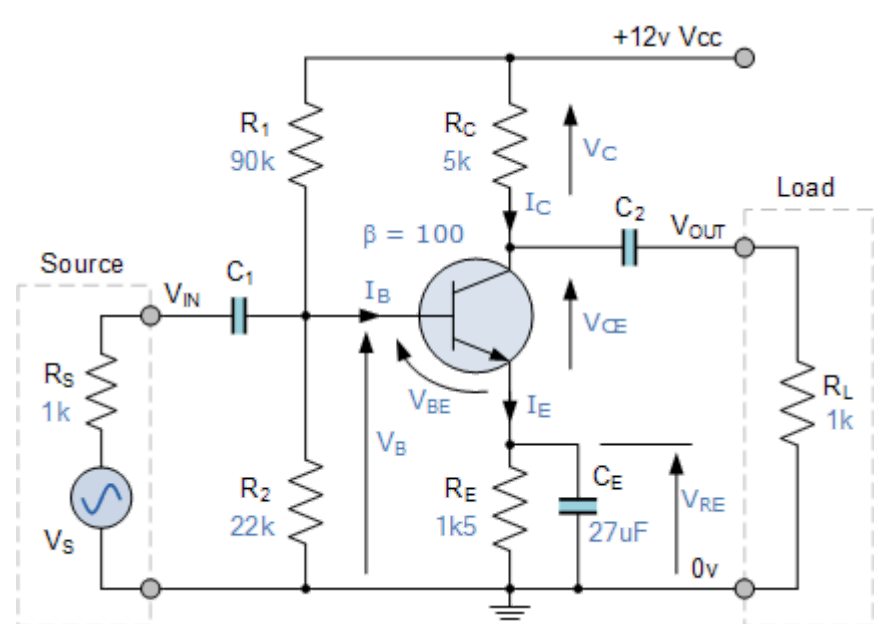
## 共发射极放大器

所谓的经典共发射极配置使用分压器网络来偏置晶体管基极。电源Vcc和偏置电阻器将晶体管工作点设置为在正向激活模式下导通。

如果没有信号电流流入基极，则集电极上没有电流流动（晶体管截止），并且集电极上的电压与电源电压Vcc相同。进入基极的信号电流会导致电流流入集电极电阻，Rc会在其两端产生压降，从而导致集电极电压下降。

那么Collector电压的变化方向与Base上的变化方向相反，即极性反转。因此，共发射极配置通过从集电极两端获取输出电压来产生大的电压放大和明确定义的直流电压电平，如代表输出端负载的电阻器R<sub>L</sub>所示。

### 单级共发射极放大器



希望现在我们能够计算出晶体管在其线性有源区域中间（称为静态点或 Q 点）运行所需的电阻值，但快速回顾一下将有助于我们更好地了解放大器的值是如何变化的。这样我们就可以利用上面的电路来求出放大器的输入阻抗。

首先，我们对上面的单级共发射极放大器电路进行一些简单的假设，以定义晶体管的工作点。发射极电阻两端的电压降  $V_{RE} = 1.5V$ ，静态电流  $I_Q = 1mA$ ，NPN 晶体管的电流增益 (Beta) 为 100 ( $\beta = 100$ )，并且放大器的计算公式为： $f_{-3dB} = 40Hz$ 。

由于无输入信号时的静态电流流过晶体管的集电极和发射极，因此我们可以说： $I_C = I_E = I_Q = 1mA$ 。因此，通过使用欧姆定律：

$$R_E = \frac{V_{RE}}{I_E} = \frac{1.5V}{1mA} = 1500\Omega \text{ or } 1.5k\Omega$$

当晶体管完全导通（饱和）时，集电极电阻  $R_C$  上的压降将是  $V_{CC} - V_{RE}$  的一半，以允许在中心点周围从峰到峰的最大输出信号摆幅，而不会削波输出信号。

$$V_{RC} = \frac{V_{CC} - V_{RE}}{2} = \frac{12 - 1.5}{2} \cong 5V$$

$$\therefore R_C = \frac{V_{RC}}{I_C} = \frac{5}{1mA} = 5k\Omega$$

请注意，放大器的直流无信号电压增益可通过 $-R_C / R_E$ 找到。另请注意，由于输出信号相对于原始输入信号已反转，因此电压增益为负值。

由于 NPN 晶体管正向偏置，基极-发射极结的作用类似于正向偏置二极管，因此基极电压将比发射极电压 (  $V_e + 0.7V$  ) 高 0.7 伏，因此基极电阻器 R2 两端的电压将为：

$$V_{R2} = V_{RE} + V_{BE} = 1.5 + 0.7 = 2.2V$$

如果两个偏置电阻已经给定，我们还可以使用以下标准分压器公式来找到R2上的基极电压Vb。

$$V_{R2} = V_{CC} \left[ \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right]$$

给出的信息表明静态电流为1mA。因此，晶体管通过 12 伏电源Vcc上的 1mA 集电极电流进行偏置。该集电极电流与基极电流成正比，即 $I_c = \beta \cdot I_b$ 。晶体管的直流电流增益 Beta (  $\beta$  ) 为 100，则流入晶体管的基极电流为：

$$\beta = 100 = \frac{I_c}{I_b} \quad \therefore I_b = \frac{I_c}{\beta} = \frac{1mA}{100} = 10\mu A$$

由R1和R2组成的分压网络形成的直流偏置电路设定直流工作点。先前计算的基极电压为 2.2 伏，然后我们需要建立R1与R2的适当比率，以在 12 伏电源Vcc上产生该电压值。

一般来说，对于共发射极放大器电路的标准分压器直流偏置网络，流经下电阻R2的电流比流入基极的直流电流大十倍。那么电阻器R2的值可以计算为：

$$I_{R2} = 10 \times I_b = 10 \times 10\mu A = 100\mu A$$

$$R_2 = \frac{V_{R2}}{I_{R2}} = \frac{2.2V}{100\mu A} = 22k\Omega$$

电阻器R1上的压降将是电源电压减去基极偏置电压。此外，如果电阻器R2承载 10 倍的基极电流，则串联链的上电阻器R1必须通过R2的电流加上晶体管的实际基极电流Ib。换句话说，如图所示，是基极电流的 11 倍。

$$V_{R1} = V_{CC} - V_B = 12 - 2.2 = 9.8V$$

$$I_{R1} = I_{R2} + I_B = 100\mu A + 10\mu A = 110\mu A$$

$$\therefore R_1 = \frac{V_{R1}}{I_{R1}} = \frac{9.8V}{110\mu A} = 90k\Omega$$

对于共发射极放大器，发射极旁路电容器的电抗 $X_C$ 通常是截止频率点处发射极电阻 $R_E$ 值的十分之一 (1/10) 。

放大器规格给出了40Hz 的-3dB转角频率，则电容器 $C_E$ 的值计算如下：

$$\text{at } 40\text{Hz}, X_C = \frac{1}{10} \times R_E = \frac{1500}{10} = 150\Omega$$

$$C_E = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{2\pi \cdot 40 \cdot 150} = 27\mu F$$

现在我们已经为上面的共发射极放大器电路建立了值，现在我们可以计算放大器的输入和输出阻抗以及耦合电容器  $C1$  和 $C2$ 的值。

## 基本发射极放大器模型

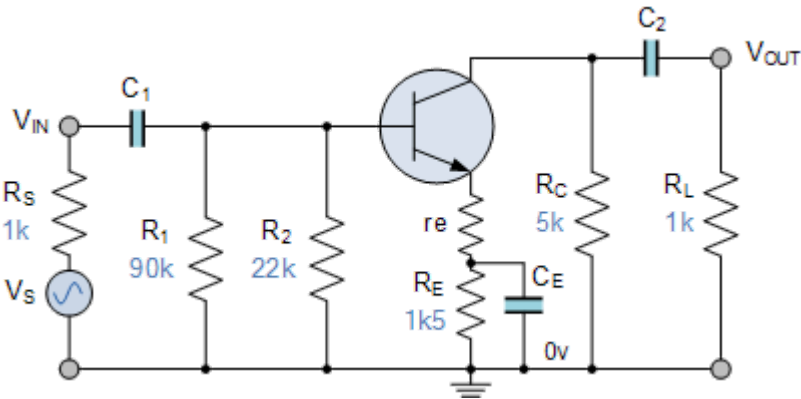
任何电路的输入阻抗的通用公式为 $Z_{IN} = V_{IN} / I_{IN}$ 。直流偏置电路设置晶体管的直流工作“Q”点。输入电容器 $C1$ 充当开路，因此会阻止任何外部施加的直流电压。

在直流 (0Hz) 条件下，电路的输入阻抗 ( $Z_{IN}$ ) 将非常高。然而，当交流信号施加到输入时，电路的特性会发生变化，因为电容器在高频下会充当短路并通过交流输入信号。

放大器交流输入阻抗（查看基极）的通用公式为 $Z_{IN} = R_{EQ} \parallel \beta(R_E + r_e)$ 。其中 $R_{EQ}$ 是基极偏置网络对地的等效电阻 (0v) ， $r_e$ 是正向偏置发射极层的内部信号电阻。

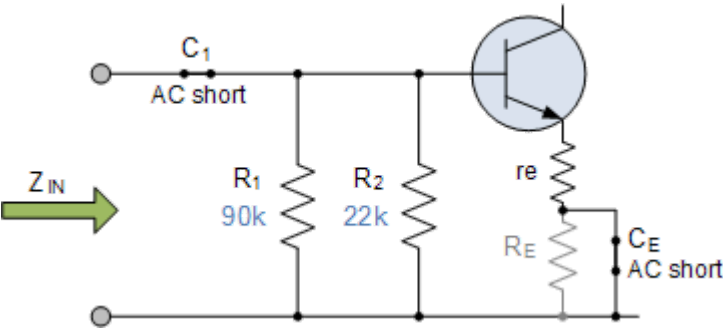
然后，如果我们将 12 伏电源、 $V_{CC}$ 短路到地，因为 $V_{CC}$ 表现为对交流信号的短路，我们可以重新绘制上面的共发射极电路，如下所示：

# 放大器电路模型



然后我们可以看到，当电源电压短路时，晶体管上并联了许多电阻。仅考虑晶体管放大器的输入侧，并将电容器C1视为对交流信号的短路，我们可以重新绘制上述电路，将放大器的输入阻抗定义为：

## 放大器的输入阻抗



我们在之前的[共发射极放大器](#)教程中说过，发射极层的内部信号电阻等于 $25\text{mV} \div I_E$ 的乘积，其中 $25\text{mV}$ 值为内部电压降， $I_E = I_Q$ 。那么对于上面的放大器电路，发射极二极管的等效交流电阻值 $r_e$ 如下：

## 发射极信号电阻

$$r_e = \frac{25\text{mV}}{I_E} = \frac{25\text{mV}}{1\text{mA}} = 25\Omega$$

其中 $r_e$ 代表与发射极串联的一个小内部电阻。由于 $I_C/I_B = \beta$ ，因此晶体管基极阻抗的值将等于 $\beta * r_e$ 。

请注意，如果放大器设计中不包含旁路电容器C<sub>E</sub>，则该值将变为： $\beta(R_E + r_e)$ ，从而显着增加放大器的输入阻抗。

在我们的示例中，包括旁路电容器C<sub>E</sub>，因此共发射极放大器的输入阻抗 Z<sub>IN</sub>是驱动放大器的交流源“看到”的输入阻抗，计算公式如下：

输入阻抗方程

$$Z_{IN} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta(r_e)$$

$$\frac{1}{Z_{IN}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{\beta(r_e)}$$

$$\frac{1}{Z_{IN}} = \frac{1}{90k} + \frac{1}{22k} + \frac{1}{100 \times 25}$$

$$\therefore Z_{IN} = 2190\Omega, \text{ or } 2.2k\Omega$$

该2.2kΩ是放大器输入端子的输入阻抗。如果源信号的阻抗值已知，并且在上面的简单示例中给定为1kΩ，则如果需要，可以将该值与Z<sub>IN</sub>相加或求和。

但让我们假设一分钟，我们的电路没有连接旁路电容器C<sub>E</sub>。如果没有它，放大器的输入阻抗是多少？除了在方程的 $\beta(R_E + r_e)$ 部分添加RE之外，方程仍然相同，因为电阻器在高频下将不再短路。那么没有C<sub>E</sub>的放大器电路的无旁路输入阻抗将是：

无旁路电容时的输入阻抗



$$Z_{IN} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta(R_E + r_e)$$

$$\frac{1}{Z_{IN}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{\beta(R_E + r_e)}$$

$$\frac{1}{Z_{IN}} = \frac{1}{90k} + \frac{1}{22k} + \frac{1}{100(1500+25)}$$

$$\therefore Z_{IN} = 15842\Omega, \text{ or } 15.8k\Omega$$

然后我们可以看到，包含发射极旁路电容器对电路的输入阻抗产生了巨大的影响，因为在我们的示例电路中，阻抗从没有它的15.8kΩ下降到有它的2.2kΩ。稍后我们将看到，添加旁路电容器C<sub>E</sub>也会增加放大器增益。

在计算放大器的输入阻抗时，我们假设电路中的电容器对于交流信号电流具有零阻抗 (X<sub>c</sub> = 0)，对于直流偏置电流具有无穷大阻抗 (X<sub>c</sub> = ∞)。

现在我们知道了放大器电路的旁路输入阻抗，我们可以使用2.2kΩ的值来找到输入耦合电容器的值，C1在指定的截止频率点（之前给出的 40Hz）所需。所以：

### 输入耦合电容方程

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{3dB} Z_{IN}} = \frac{1}{2\pi(40Hz)(2.2k\Omega)} = 1.8\mu F$$

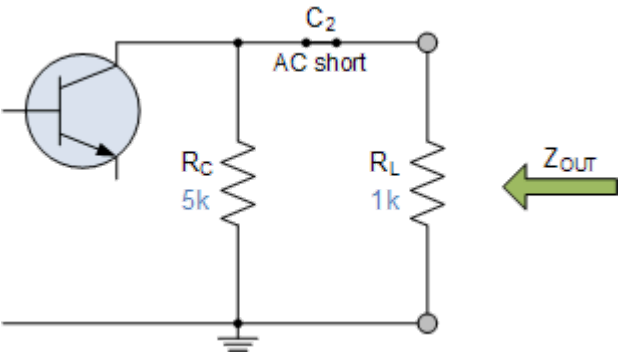
现在我们已经有了上面单级共射极放大器电路的输入阻抗值，我们还可以以类似的方式获得放大器的输出阻抗的表达式。

## 放大器的输出阻抗

放大器的输出**阻抗**可以被认为是输入为零时负载“回头”看到放大器的阻抗（或电阻）。采用与输入阻抗相同的原理，输出阻抗的通用公式可以表示为：Z<sub>OUT</sub> = V<sub>CE</sub> / I<sub>C</sub>。

但流过集电极电阻器R<sub>C</sub>的信号电流也会流过负载电阻器R<sub>L</sub>，因为两者串联连接在Vcc上。再次，仅考虑晶体管放大器的输出侧，并将输出耦合电容C2视为对交流信号的短路，我们可以重新绘制上述电路，将放大器的输出阻抗定义为：

## 放大器输出阻抗



然后我们可以看到放大器的输出阻抗  $e$  等于  $R_C$  与  $R_L$  并联，从而得出输出电阻：

### 输出阻抗方程

$$Z_{OUT} = R_C \parallel R_L$$
$$\frac{1}{Z_{OUT}} = \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L}$$
$$\frac{1}{Z_{OUT}} = \frac{1}{5k} + \frac{1}{1k} = 0.0012$$
$$\therefore Z_{OUT} = 833\Omega$$

请注意，这个  $833\Omega$  值是由于负载电阻跨接在晶体管上而产生的。如果省略  $R_L$ ，则放大器的输出阻抗将仅等于集电极电阻器  $R_C$ 。

现在我们已经有了上面放大器电路的输出阻抗值，我们可以像以前一样计算输出耦合电容器  $C_2$  在  $40\text{Hz}$  截止频率点的值。

### 输出耦合电容方程

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{3dB} Z_{OUT}} = \frac{1}{2\pi(40\text{Hz})(833\Omega)} = 4.7\mu\text{F}$$

同样，可以在包含或不包含负载电阻器 $R_L$ 的情况下计算耦合电容器 $C_2$ 的值。

## 共发射极电压增益

共发射极电路的电压增益为 $A_v = R_{OUT} / R_{EMITTER}$ ，其中 $R_{OUT}$ 表示集电极脚中的输出阻抗， $R_{EMITTER}$ 等于发射极脚中的等效电阻（无论有或没有旁路）连接电容器。

不连接旁路电容器 $C_E$ 时， $(R_E + r_e)$ 。

$$A_v = \frac{R_{OUT}}{R_E + r_e} = \frac{833\Omega}{1.5\text{k}\Omega + 25\Omega} = 0.546$$

并且仅连接旁路电容器 $C_E$ ， $(r_e)$ 。

$$A_v = \frac{R_{OUT}}{r_e} = \frac{833\Omega}{25\Omega} = 33.3$$

然后我们可以看到，放大器设计中包含旁路电容器使我们的共发射极电路的电压增益 $A_v$ 从 0.5 到 33 发生了巨大的变化。它还表明，当外部发射极电阻器在高频下被旁路电容器短路，但增益却达到 $R_{OUT} / r_e$ 的有限值。

我们还看到，随着增益的增加，输入阻抗从没有增益的 $15.8\text{k}\Omega$ 下降到有增益的 $2.2\text{k}\Omega$ 。在大多数放大器电路中，电压增益的增加可以被认为是一个优点，但代价是输入阻抗较低。

## 输入阻抗总结

在本教程中，我们已经看到，可以通过短路电源电压并将分压器偏置电路视为并联电阻来找到共发射极放大器的输入阻抗。当交流输入信号改变晶体管基极上的偏置时，从分压器网络 $(R_1 || R_2)$ 中“看到”的阻抗通常远小于直接从晶体管基极看到的阻抗 $\beta(R_E + r_e)$ 。晶体管控制流过晶体管的电流。

给晶体管加偏压的方法有很多。因此，有许多实用的单晶体管放大器电路，每个电路都有自己的输入阻抗方程和值。如果您需要整个级的输入阻抗加上源阻抗，那么您还需要考虑与基极偏置电阻串联的 $R_s$ ， $(R_s + R_1 || R_2)$ 。

如果连接的话，共发射极级的输出阻抗正好等于与负载电阻并联的集电极电阻 ( $R_C || R_L$ )，否则它只是 $R_C$ 。放大器的电压增益 $A_v$ 取决于 $R_C / R_E$ 。

发射极旁路电容器 $C_E$ 可以通过在高频下短路发射极电阻器  $R_E$  来为发射极提供接地的交流路径，从而仅在发射极支路电路中留下信号发射极电阻 $r_e$ 。

随着信号频率的增加，这种效应导致放大器的电压增益增加（从 0.5 到 33）。然而，这也会降低放大器输入阻抗值，从 18.5k $\Omega$  降至 2.2k $\Omega$ ，如图所示。

移除旁路电容器后，放大器电压增益 $A_v$ 降低， $Z_{IN}$ 增加。保持固定增益和输入阻抗的一种方法是添加一个与 $C_E$ 串联的附加电阻，以创建所谓的“分离发射极”放大器电路，该电路是无旁路放大器和完全旁路放大器之间的权衡电路。请注意，添加或删除该旁路电容器对放大器输出阻抗没有影响。

然后我们可以看到，放大器的输入和输出阻抗在定义放大器的传输特性（关于输出电流 $i_c$ 和输入电流 $i_b$ 之间的关系）方面可以发挥重要作用。了解放大器的输入阻抗有助于以图形方式构建放大器的一组输出特性曲线。

## 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](#)

# 加入对话

Error! Please fill all fields.

你的名字

电子邮件地址

在这里写下您的评论

☐ 通过电子邮件通知我后续评论。

提交

- *布拉沃·拉兰吉·阿图罗武术*

你的论文不错！！该主题解释清楚且详细，为我提供了输入阻抗、输出阻抗和其他参数值的概述。感谢您的启发性论文，我正在秘鲁利马附近的乔西卡写信

发表于[2023 年 8 月 28 日 | 上午3:00](#)  
[回复](#)

- *伊曼纽尔·乌切楚库*

请可能关心的人我写这篇文章是为了通知读者，帮助我更好地了解阻抗是如何产生的.....我是一名年轻的音响工程师，渴望提高我的学习技能，所以我能学到很多东西很好这方面的知识...谢谢

发表于[2022 年 3 月 15 日 | 晚上 10:01](#)  
[回复](#)

- *约翰·图洛*

由于没有输入信号的静态电流流经晶体管的集电极和发射极，因此我们可以说： $I_C = I_E = I_Q = 1\text{mA}$ 。因此，通过使用欧姆定律：“

怎么可能既没有输入信号流经集电极或发射极，又存在非零集电极和发射极电流呢？如果不是电流，什么是输入信号？图中哪个值是输入信号？

“当晶体管完全导通（饱和）时，集电极电阻  $R_c$  上的压降将是  $V_{cc} - V_{RE}$  的一半，以允许在中心点周围从峰到峰的最大输出信号摆幅，而不会削波输出信号。”

哪里有证据证明这个说法是正确的？它不是从 KVL 得出的。这也是本文、共发射极文章和晶体管偏置文章中第一次提到这个概念。我错过了什么吗？

发表于[2022 年 2 月 7 日 | 凌晨 3:15](#)

[回复](#)

- 韦恩·斯托尔

对于这种简单的单级共发射极配置，无论是否有交流输入信号，直流偏置条件都会设置晶体管的工作 Q 点。一般来说，Q 点设置为当晶体管完全导通时， $V_c$  大约为  $V_{cc}$  的一半，从而允许电源轨之间的交流信号具有最大可能的输出摆幅。请阅读我们有关[通用发射器配置](#)的教程以了解更多详细信息

发表于[2022 年 2 月 7 日 | 上午 7:38](#)

[回复](#)

- 约翰·图洛

谢谢回复。

但我还是不明白。而另一篇文章谈到这个问题也只有这一句话。

“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 ( $V_{cc}/2$ ) 之间的负载线的大约中间位置。”

就像您所说的“集电极位于零伏和电源电压之间的负载线的中间位置”是什么意思？什么是“收藏家”？您的意思是您必须选择 VRE 使得  $V_C = V_{CC}/2$  吗？如果是这样，你到底为什么不直接这么说.....？

发表于[2022 年 2 月 7 日 | 上午 9:49](#)

[回复](#)

- 布莱恩

你好，

我可能在这里遗漏了一些东西，但这似乎是不正确的：

“当晶体管完全导通（饱和）时，集电极电阻  $R_c$  上的压降将是  $V_{cc} - V_{RE}$  的一半，以允许在中心点周围从峰到峰的最大输出信号摆幅，而不会削波输出信号。”

当然， $R_c$  两端的电压只有在 Q 点才会是  $V_{cc} - V_{RE}$  的一半，而不是在晶体管饱和时？

发表于[2021 年 8 月 13 日 | 中午 12:53](#)

[回复](#)

- 峰度 约翰·弗雷德·凯米吉沙

为什么我们有 $Z_b = \beta(R_E + r_e)$ 。而不是  $(R_E + \beta r_e)$  因为  $R_E$  没有  $\beta$ ..

否则，注释是好的并且有帮助的

发表于[2021 年 7 月 19 日 | 上午 9:05](#)

[回复](#)

- Jimmy Zhang

在我看来，输出阻抗截止频率计算有点偏差。该电容没有与  $R_I // R_c$  串联，仅与  $R_c$  串联，因此 3db 频率的计算确实不准确

发表于[2021 年 5 月 25 日 | 凌晨 1:48](#)

[回复](#)

- 某人

也许我在这里误解了一些东西，但除非放大器有故障，否则 12V 永远不会接地短路，对吗？因此，基极和集电极之间通常只有  $R_2$  是正确的，因为  $R_1$  没有短路接地以在其一端与基极、另一端与地面之间建立连接？那么通常它的阻抗只是  $R_2$ ，因为 12V 和  $R_1$  没有接地短路？

发表于[2020 年 12 月 13 日 | 凌晨 4:28](#)

[回复](#)

- 富兰克林

你能帮助解决我的问题吗

发表于[2020 年 3 月 9 日 | 下午 5:04](#)

[回复](#)

- 富兰克林

我是新来的，我想要更多地参与并提供更多的解决方案

发表于[2020 年 3 月 9 日 | 下午 5:01](#)

[回复](#)

- 乔纳森·阿马蒂阁下

很高兴在这里见到你。

发表于[2020 年 3 月 7 日 | 上午 7:08](#)

[回复](#)

- 赛义夫·萨万

您好,

(Re) 位置 (Ie) 上方电阻的存在对标题 (单级共发射极放大器) 下问题的解决方案有何影响?

发表于[2020 年 1 月 3 日 | 下午 4:53](#)

[回复](#)

- 阿尼凡

如果一个音频放大器电路 (比如Tda2003) 连接到一个音源 (比如手机), 并且音源和放大器的音量都开到最大, 并且音频放大器输出的声音变得严重失真, 那么可能是什么原因? 这? 音频放大器的输入阻抗是否会导致失真/削波或其他原因?

在这种情况下应该怎样做才能阻止失真?

发表于[2019 年 9 月 29 日 | 下午 2:30](#)

[回复](#)

- 阿布·迈克尔

这是一篇非常全面的文章, 向相关人员表示敬意.....当基极没有分压器网络时, 如何计算输入阻抗.....只有输入和发射极处的电阻器.....我指的是射极跟随器电路

发表于[2019 年 9 月 28 日 | 上午 5:43](#)

[回复](#)

- 德文德拉·库马尔

这是放大器非常好的和有趣的答案.....

发表于[2019 年 6 月 14 日 | 上午 7:24](#)

[回复](#)

- 卡鲁纳拉特尼

很有帮助

发表于[2019 年 1 月 29 日 | 凌晨 4:37](#)

[回复](#)

- 阿布舍克·基肖尔

对于晶体管放大器 $\beta=50$ , 负载电阻 $R_L=1000\Omega$ , 其输入电阻 $R_i=200\Omega$ 。计算其电压增益。

发表于[2019 年 1 月 4 日 | 上午 11:12](#)

[回复](#)

- 更多的



- 高塔姆·库马尔

最好的

发表于[2018 年 12 月 18 日 | 凌晨 2:22](#)

[回复](#)

- 奈杜帕万卡延

更多解释

发表于[2018 年 9 月 3 日 | 下午 4:40](#)

[回复](#)

- 阿克什塔

是的，你说得有道理

发表于[2018 年 7 月 24 日 | 下午 3:20](#)

[回复](#)

- 詹姆斯·希森戈

负反馈对放大器的 I/O 阻抗有何影响？

发表于[2018 年 7 月 14 日 | 晚上 8:47](#)

[回复](#)



[Close](#)