

电力生产人员技能培训

电路基础部分

一、电路的基本概念 和基本定律

考试点

- **1、掌握**电阻、独立电压源、独立电流源、受控源、电容、电感、耦合电感、理想变压器诸元件的定义、性质
- **2、掌握**电流、电压参考方向的概念
- **3、熟练掌握基尔霍夫定律**

1.1 掌握诸元件的 定义、性质

电阻元件

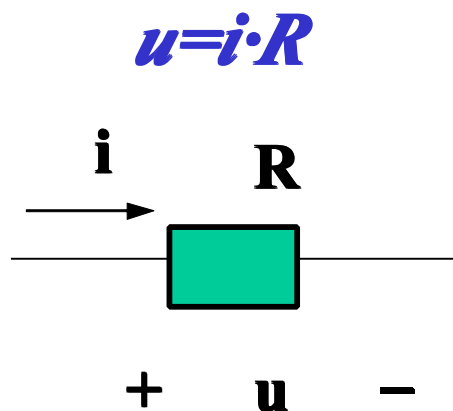
一、欧姆定律

流过电阻的电流与电阻两端的电压成正比。

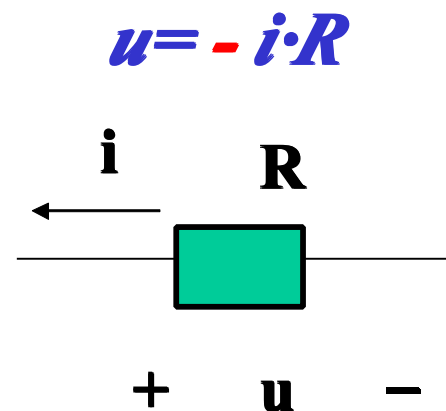
根据欧姆定律，电阻两端的电压和电流之间的关系可写成：

$$u = \pm i \cdot R$$

在电压和电流的**关联**方向下



在电压和电流**非关联**方向下



二、电导

1、定义

$$G=1/R$$

2、单位

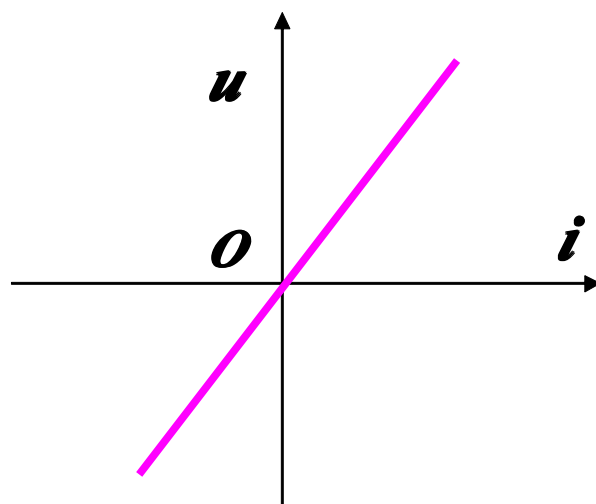
S（西门子）

电阻的单位为 Ω (欧姆),

计量高电阻时, 则以 **k** Ω 和 **M** Ω 为单位。

三、电阻元件的伏安特性

以电压和电流为坐标，
画出电压和电流的关系曲线。



电容元件

一、电容的定义



A circuit symbol for a capacitor, represented by two parallel vertical lines. To the left of the symbol, an arrow labeled i points to the right. Above the symbol, the charges $+q$ and $-q$ are indicated. Below the symbol, the voltage u is indicated with a '+' sign on the left and a '-' sign on the right. The letter C is placed to the right of the symbol.

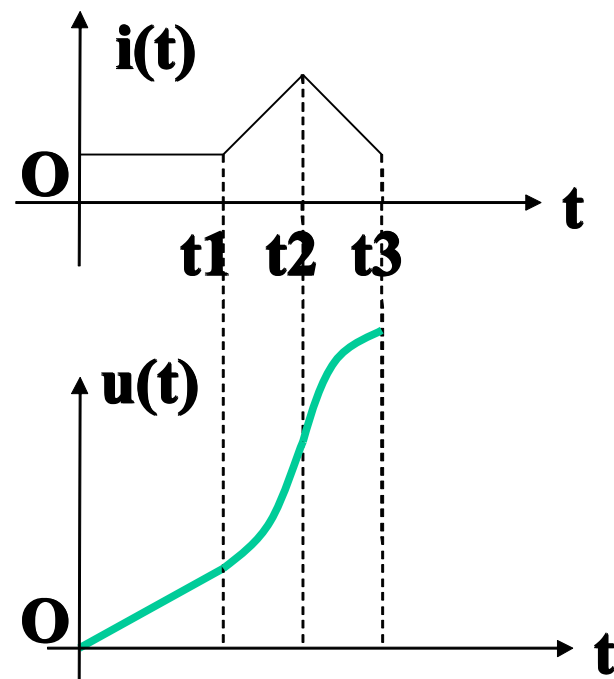
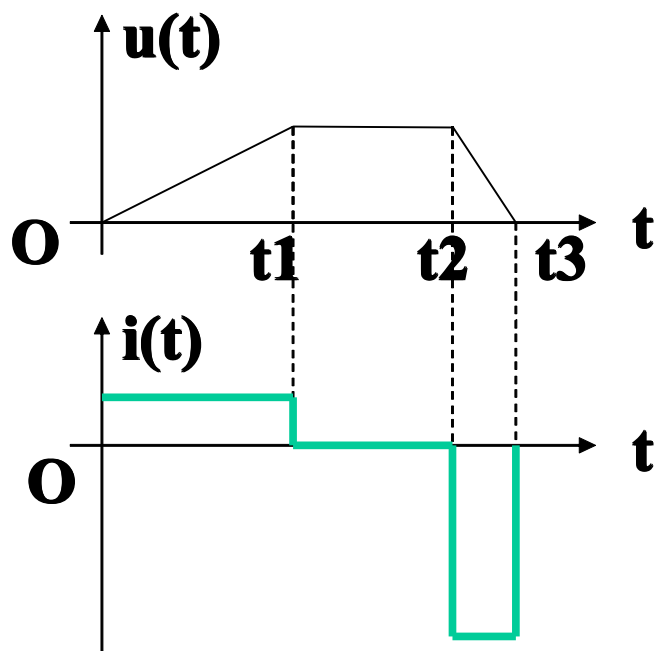
$$C = \frac{q}{u}$$

二、电容的特性方程

$$i = \frac{dq}{dt} \qquad i = C \frac{du}{dt}$$

三、电容元件的特性方程的积分式

$$u(t) = u(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i(\xi) d\xi$$



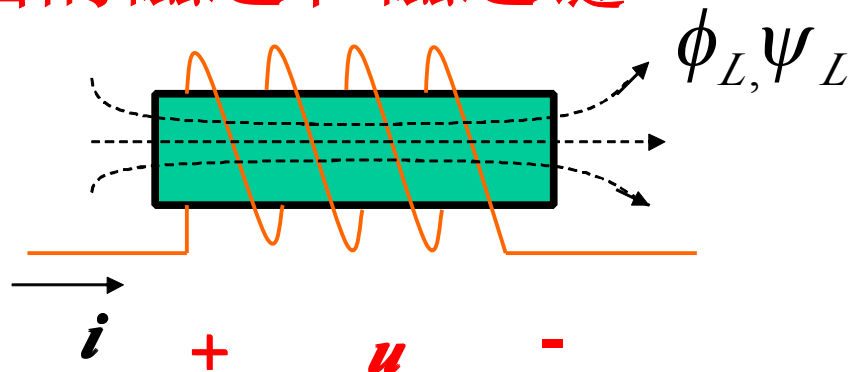
四、电容元件储存的能量

电容元件在任何时刻 t 所储存的**电场能量**

$$W_C(t) = \frac{1}{2} C u^2(t)$$

电感元件

一、线圈的磁通和磁通链



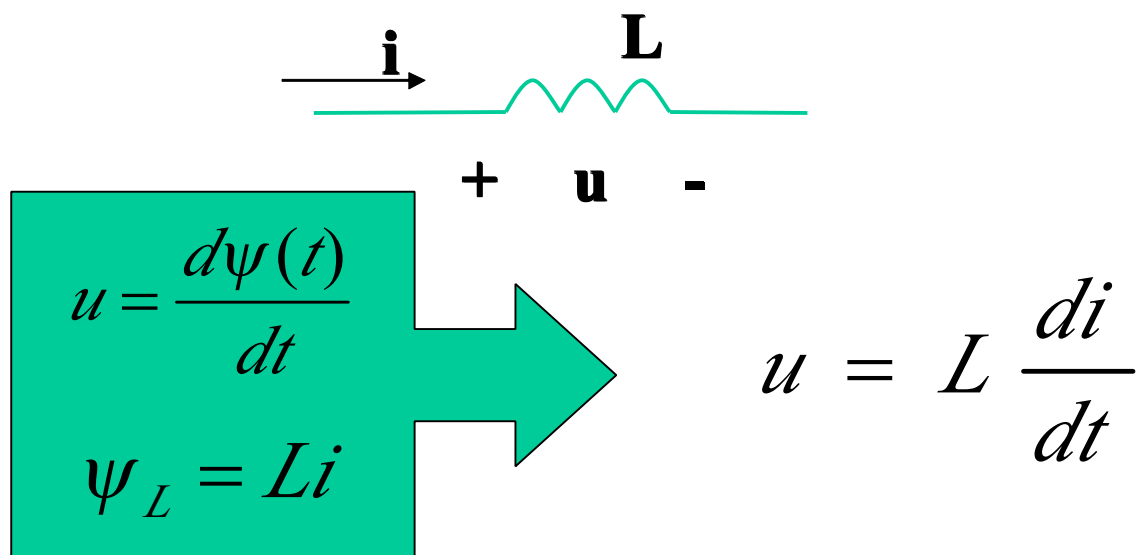
如果 u 的参考方向与电流 i 的参考方向一致

$$u = \frac{d\psi(t)}{dt}$$

线性电感元件的自感磁通链与元件中电流有以下关系

$$\psi_L = Li$$

二、电感元件的特性方程



三、电感元件特性方程的积分形式

$$i(t) = i(0) + \frac{1}{L} \int_0^t u(\xi) d\xi$$

四、电感元件储存的磁场能量

$$W_L = \frac{1}{2} Li^2(t)$$

电压源和电流源

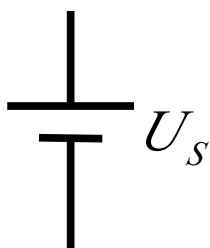
一、电压源

1、特点

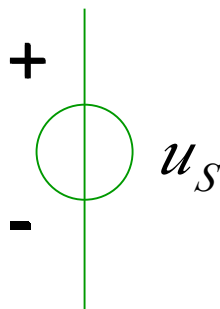
(1) 电压 $u(t)$ 的函数是**固定**的，不会因它所联接的外电路的不同而改变。

(2) **电流**则随与它联接的外电路的不同而**不同**。

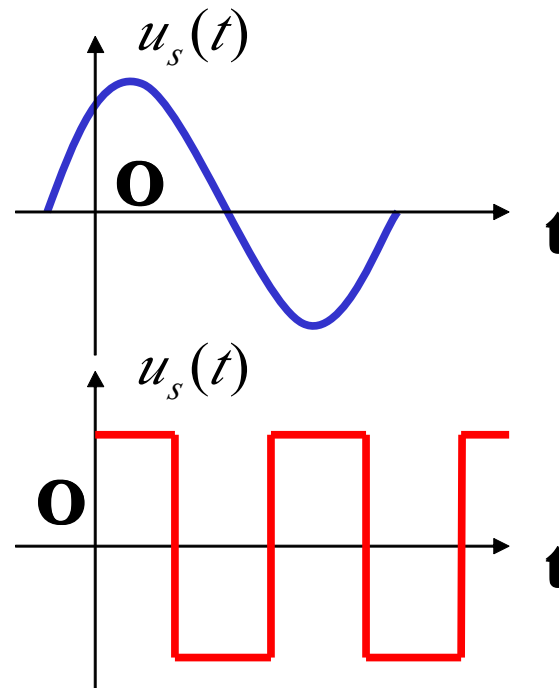
2、图形符号



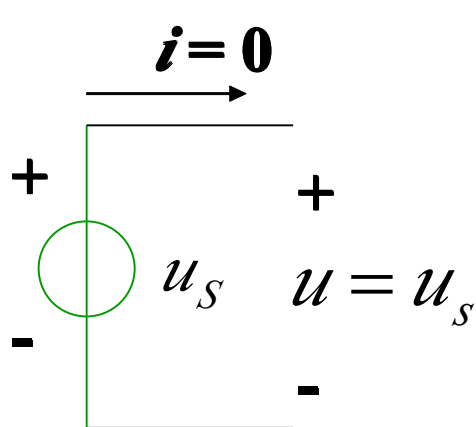
只用来表示直流



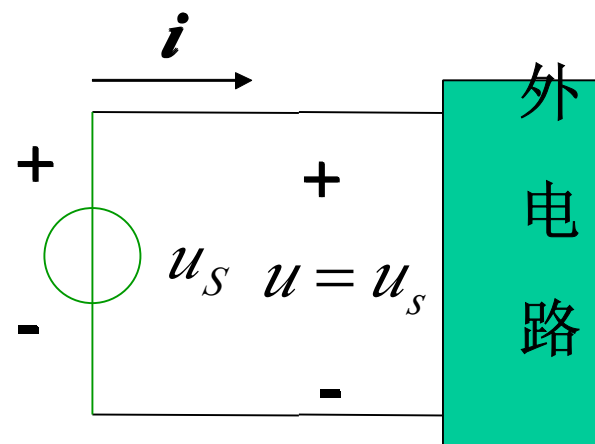
既可以表示直流也可以表示交流



3、电压源的不同状态



空载



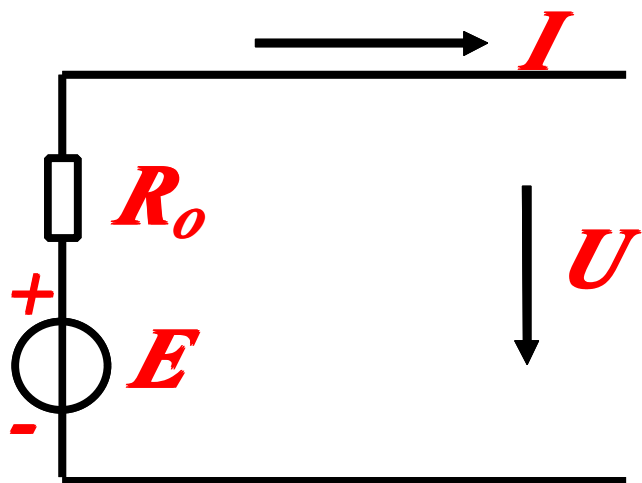
有载

4、特殊情况

$$u_s = 0$$

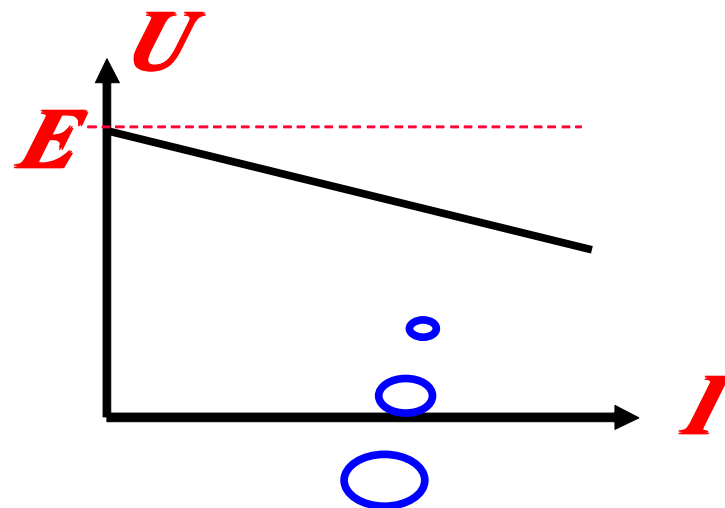
电压为零的电压源相当于短路。

电压源模型



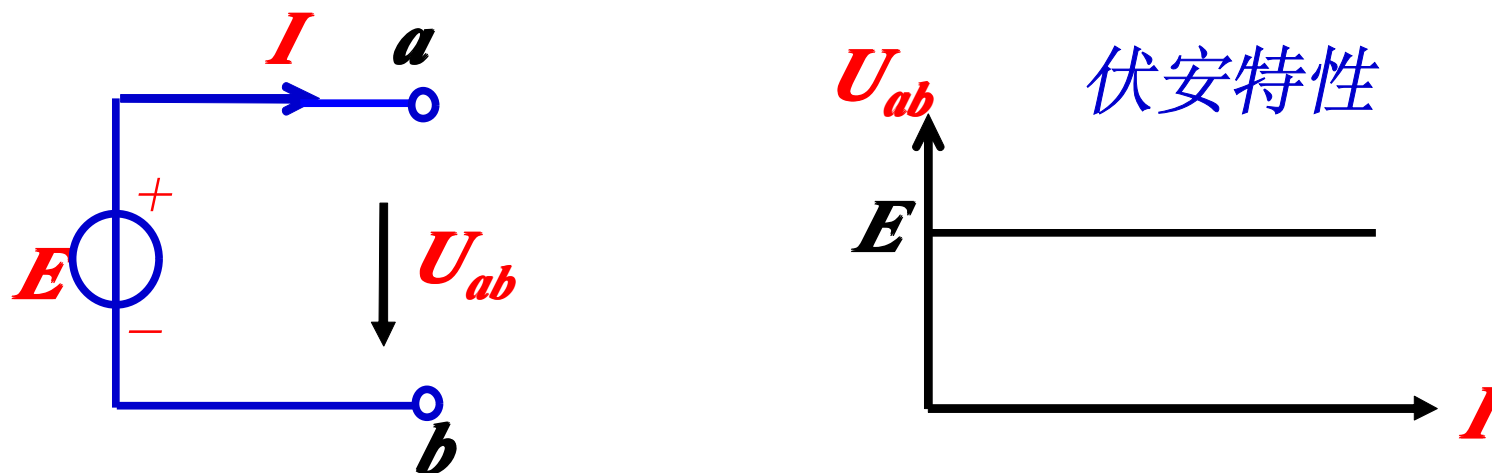
$$U = E - IR_o$$

伏安特性



R_o 越大
斜率越大

理想电压源（恒压源）： $R_o=0$ 时的电压源。

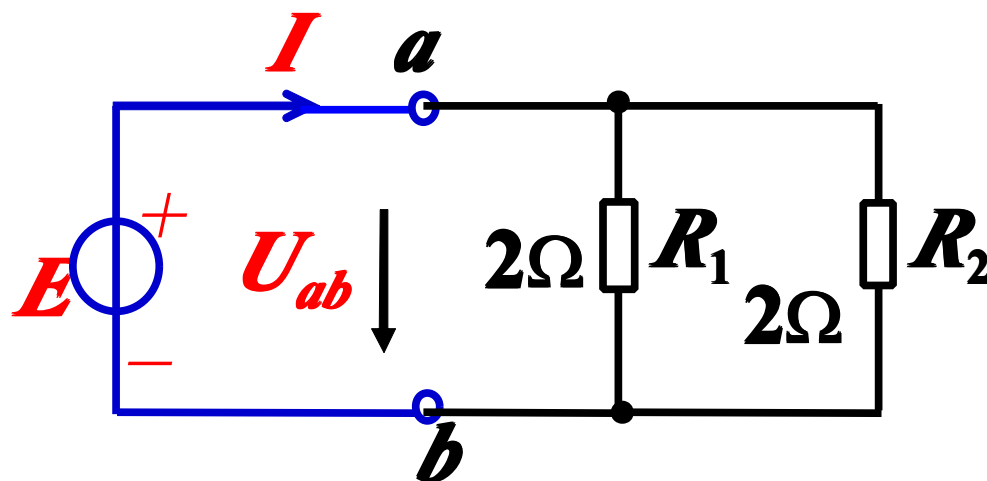


特点：（1）输出电压不变，其值恒等于电动势。

即 $U_{ab} \equiv E$;

（2）电源中的电流由外电路决定。

恒压源中的电流由外电路决定



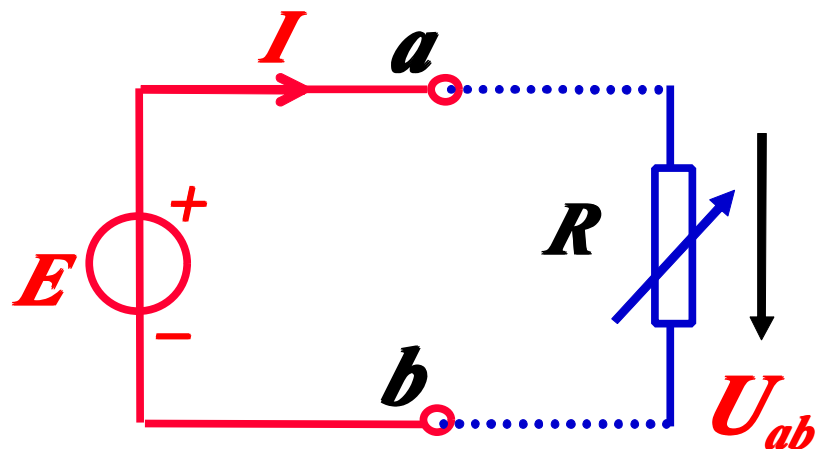
例

设: $E=10V$

则: 当 R_1 接入时: $I=5A$

当 R_1 R_2 同时接入时: $I=10A$

恒压源特性小结



$$I = \frac{E}{R}$$

恒压源特性中不变的是： E

恒压源特性中变化的是： I

外电路的改变 会引起 I 的变化。

I 的变化可能是 大小 的变化，
或者是 方向 的变化。

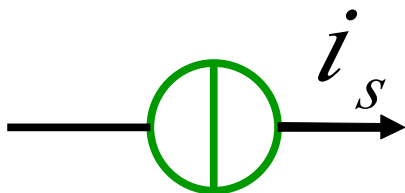
二、电流源

1、特点

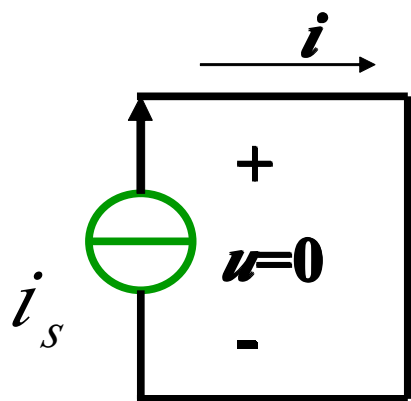
(1) 电流 $i(t)$ 的函数是**固定**的，不会因它所联接的外电路的不同而改变。

(2) 电压则随与它所联接的外电路的不同而不同。

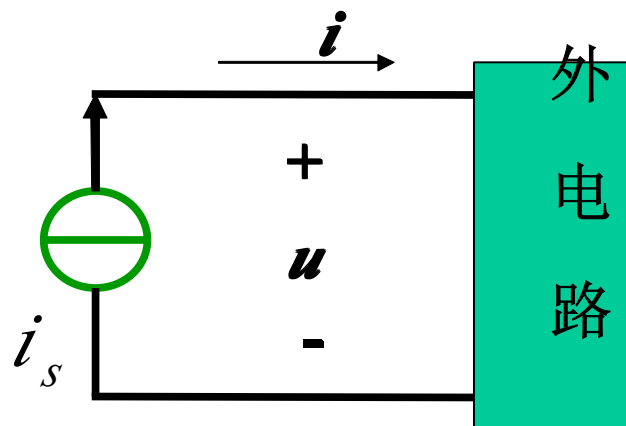
2、图形符号



3、电流源的不同状态



短路



有载

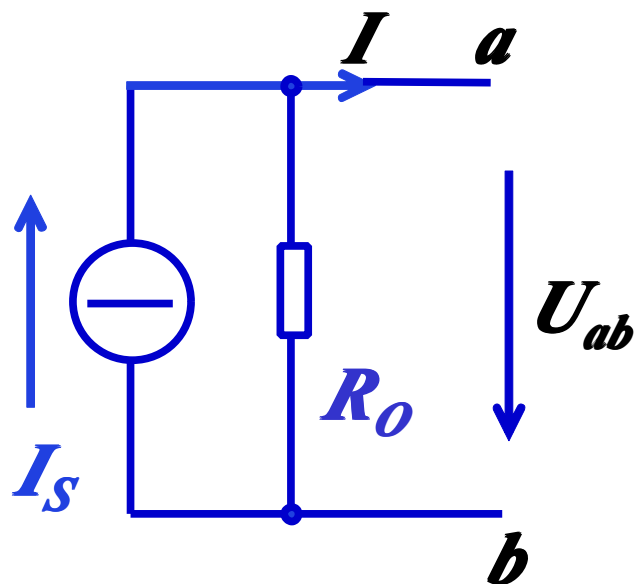
4、特殊情况

$$i_s = 0$$

电流为零的电流源相当于开路。

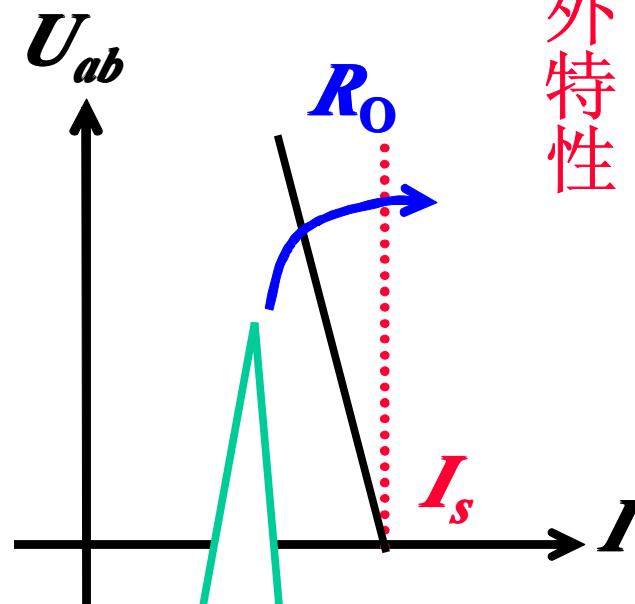
标准电流源

电流源模型



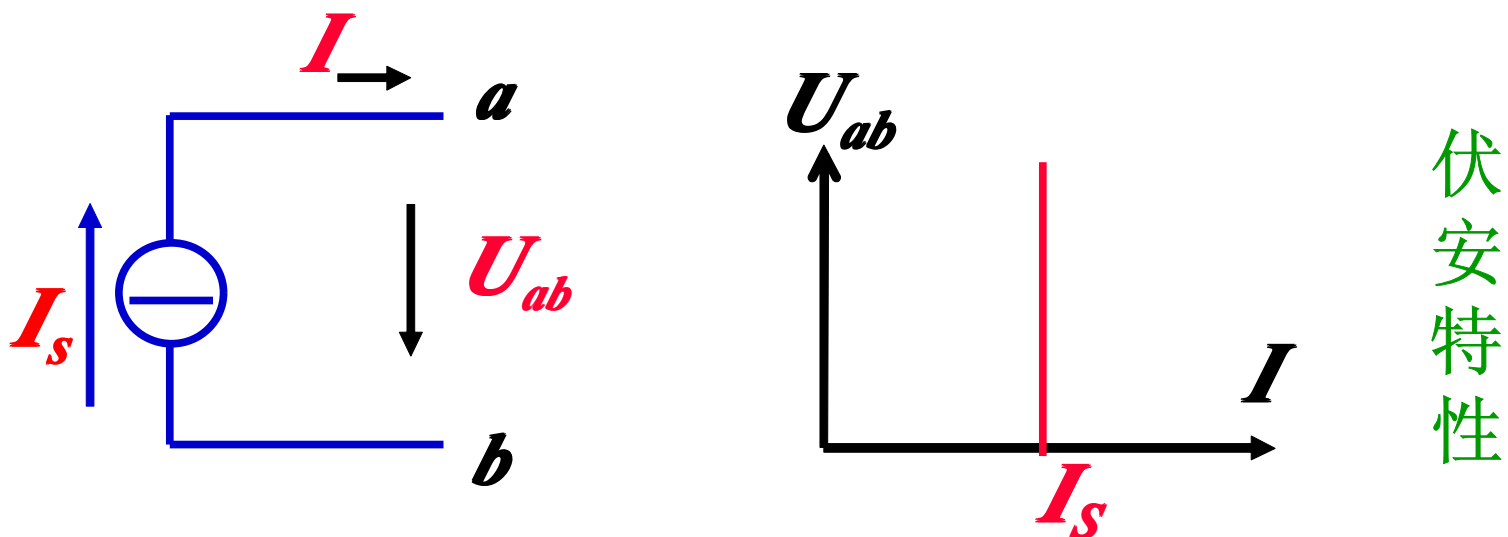
$$I = I_S - \frac{U_{ab}}{R_o}$$

外特性



R_o 越大
特性越陡

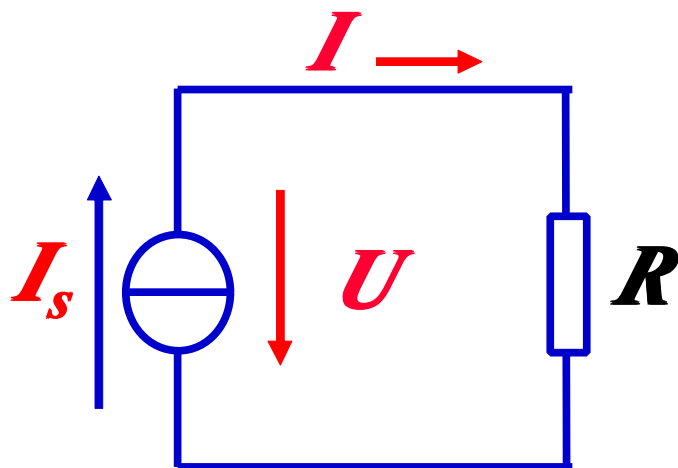
理想电流源（恒流源）： $R_o = \infty$ 时的电流源。



特点：（1）输出电流不变，其值恒等于电流源电流 I_s ；

（2）输出电压由外电路决定。

恒流源两端电压由外电路决定



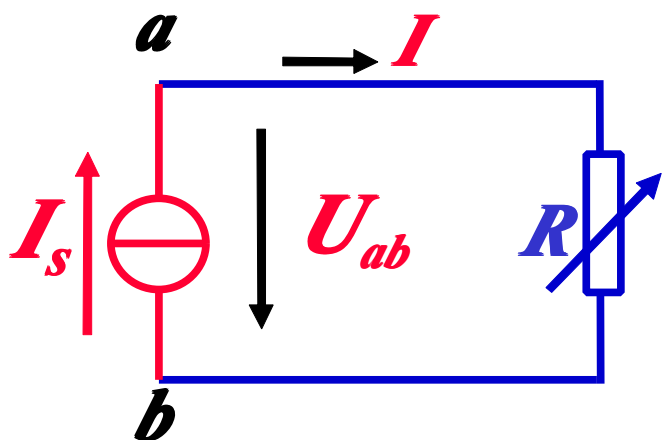
例

设: $I_s=1\text{ A}$

则: $R=1\ \Omega$ 时, $U=1\text{ V}$

$R=10\ \Omega$ 时, $U=10\text{ V}$

恒流源特性小结



$$U_{ab} = I_s \cdot R$$

恒流源特性中不变的是： I_s

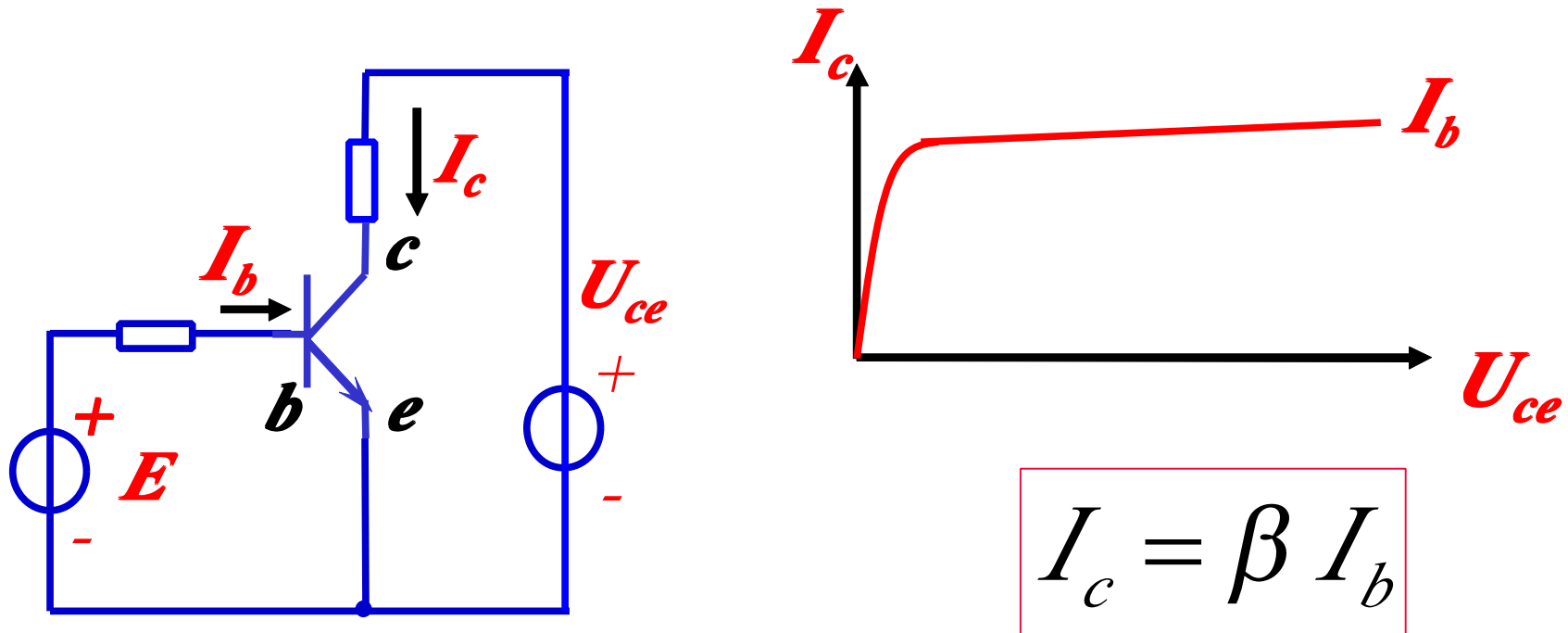
恒流源特性中变化的是： U_{ab}

外电路的改变 会引起 U_{ab} 的变化。

U_{ab} 的变化可能是 大小 的变化，
或者是 方向 的变化。

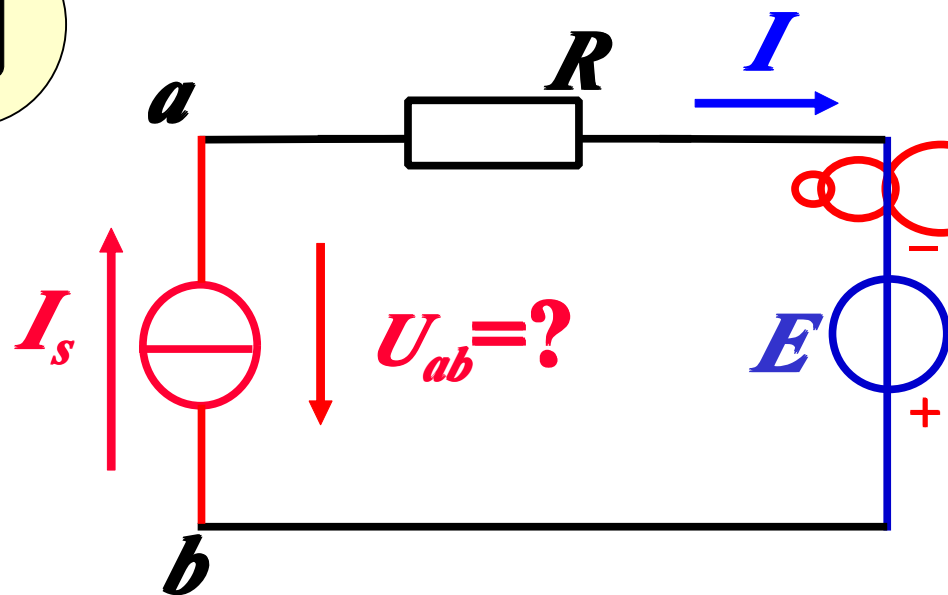
恒流源举例

晶体三极管



当 I_b 确定后, I_c 就基本确定了。在 I_c 基本恒定的范围内, I_c 可视为恒流源 (电路元件的抽象)。

例



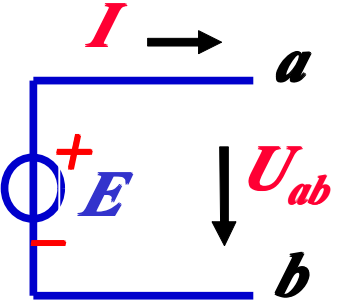
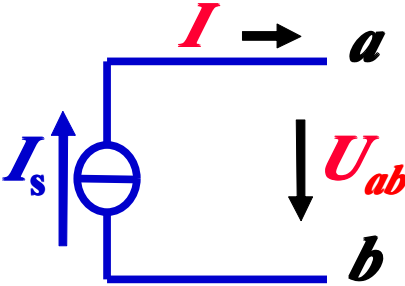
电压源中的电流
如何决定？电流
源两端的电压等
于多少？

原则： I_s 不能变， E 不能变。

电压源中的电流 $I = I_s$

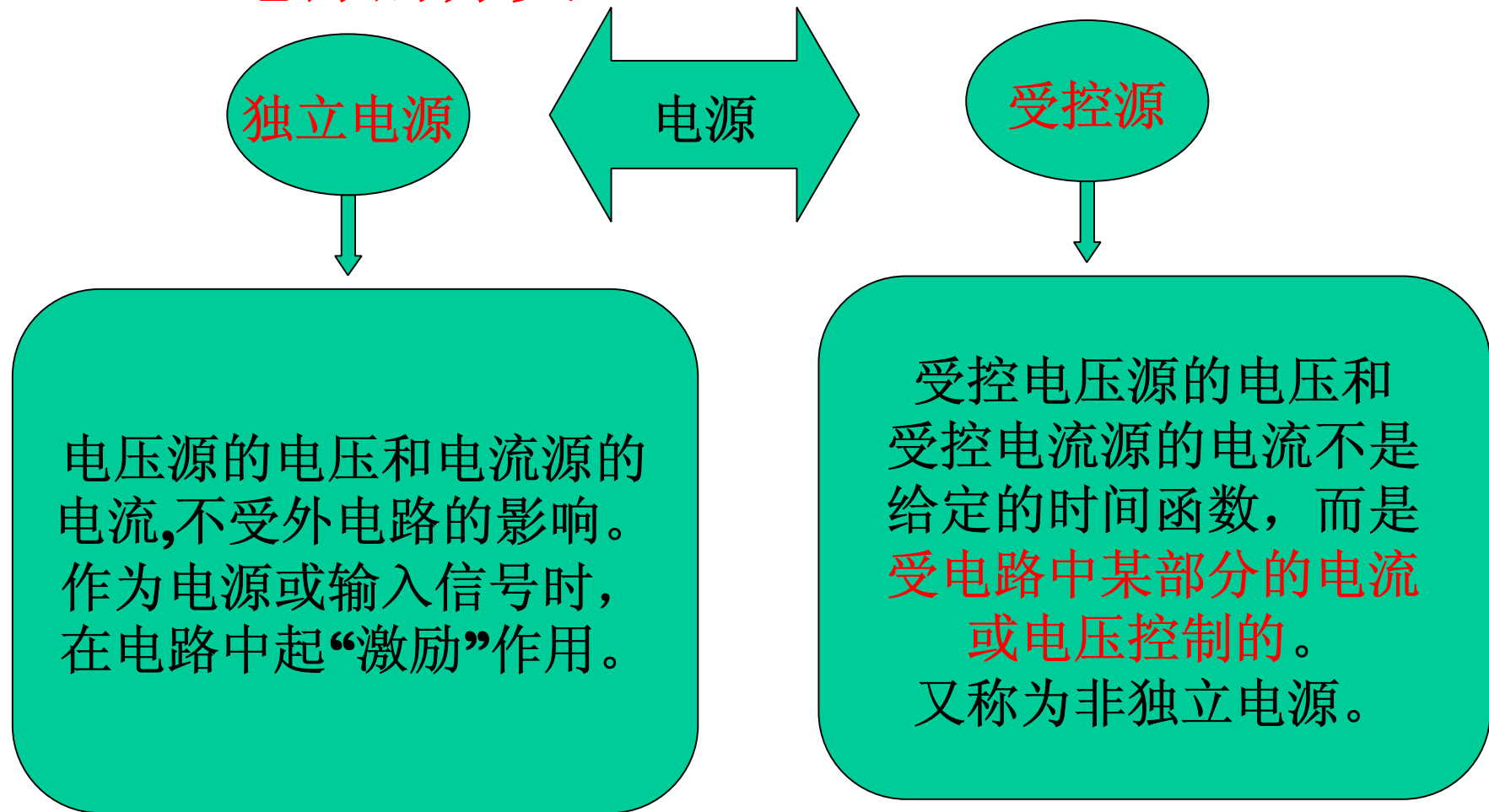
恒流源两端的电压 $U_{ab} = IR - E$

恒压源与恒流源特性比较

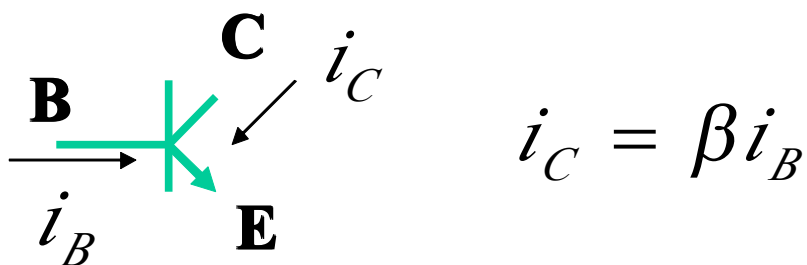
	恒压源	恒流源
不变量	 <p>$U_{ab} = E$ (常数)</p> <p>U_{ab}的大小、方向均为恒定， 外电路负载对 U_{ab} 无影响。</p>	 <p>$I = I_s$ (常数)</p> <p>I的大小、方向均为恒定， 外电路负载对 I 无影响。</p>
变化量	<p>输出电流 I 可变 ——</p> <p>I的大小、方向均由外电路决定</p>	<p>端电压 U_{ab} 可变 ——</p> <p>U_{ab} 的大小、方向均由外电路决定</p>

受控电源

一、电源的分类

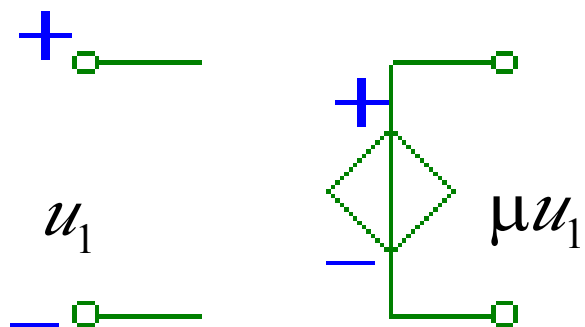


二、以晶体管为例

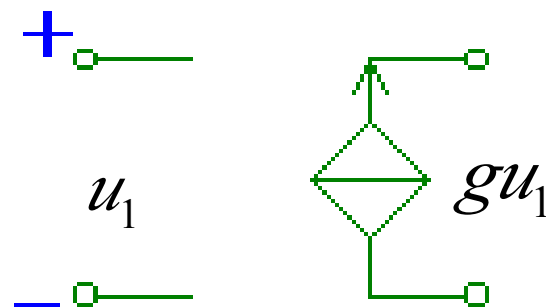


三、受控源的类型

1、电压控制电压源(VCVS)

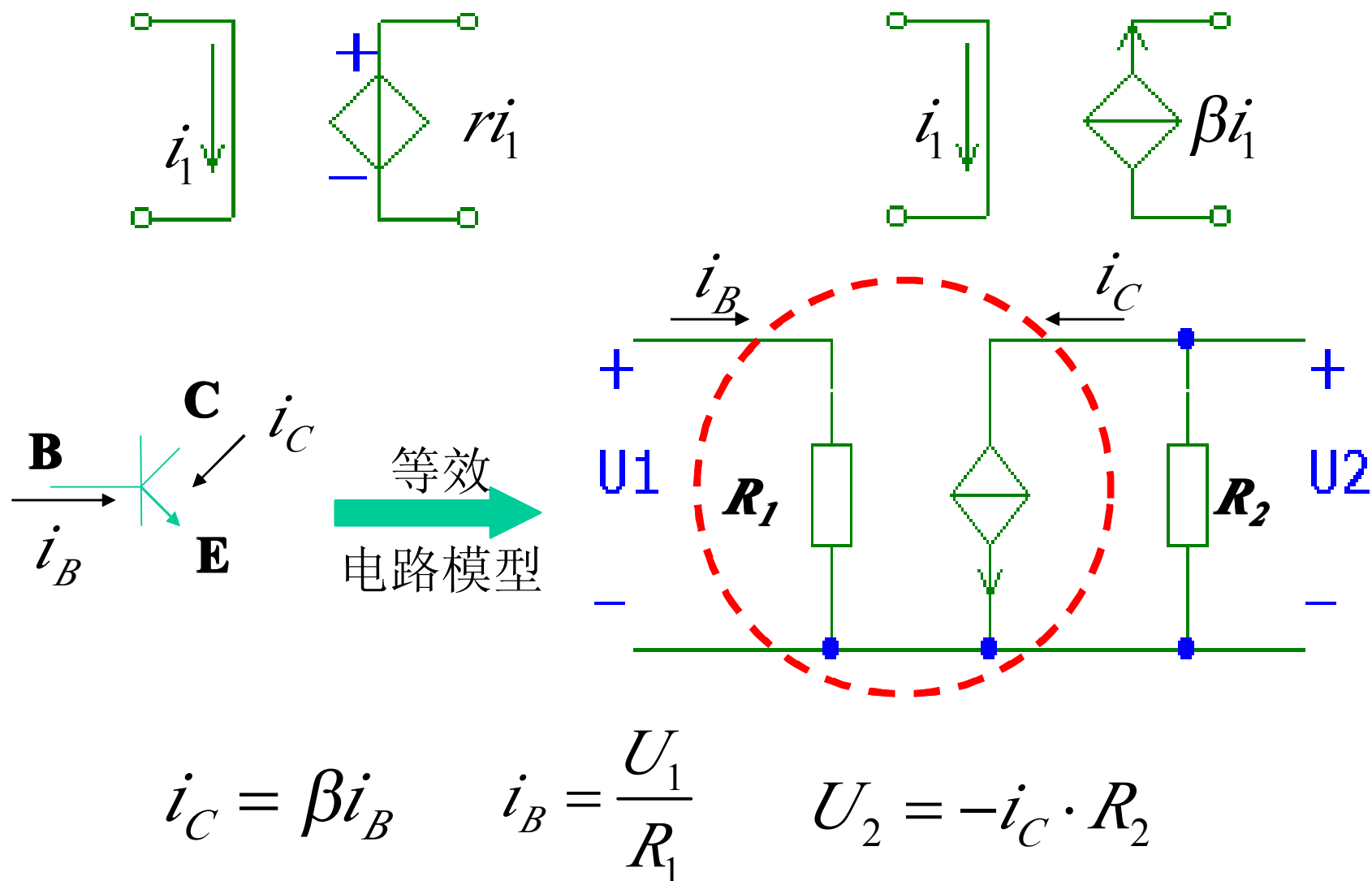


2、电压控制电流源(VCCS)



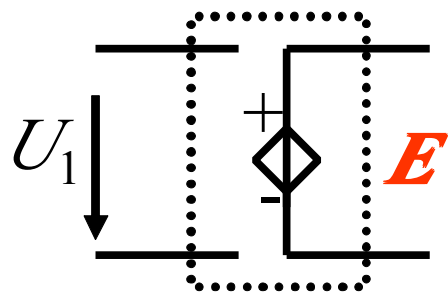
3、电流控制电压源(CCVS)

4、电流控制电流源(CCCS)

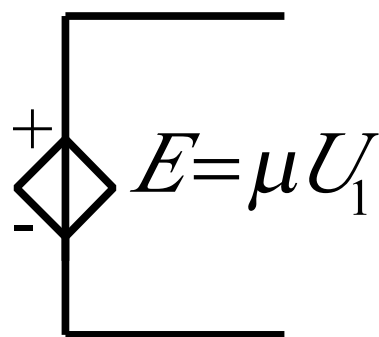


受控源分类

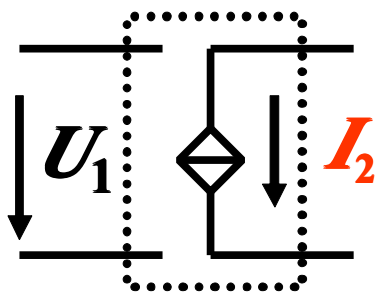
压控电压源



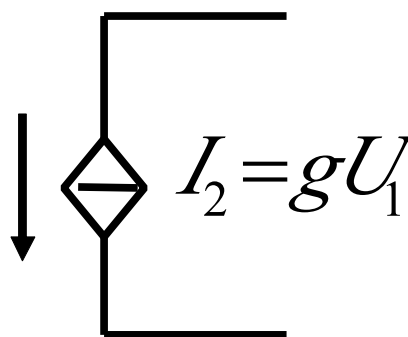
$$E = \mu U_1$$



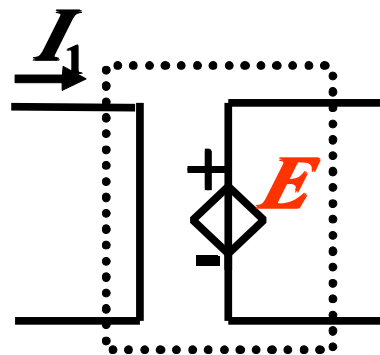
压控电流源



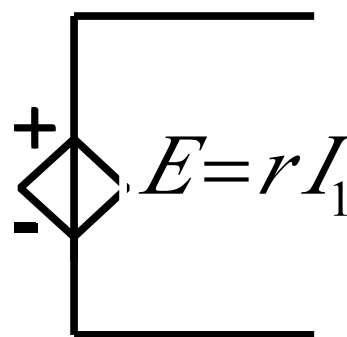
$$I_2 = g U_1$$



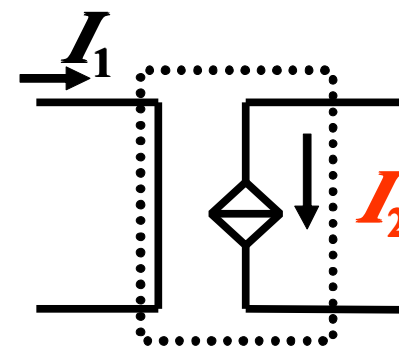
流控电压源



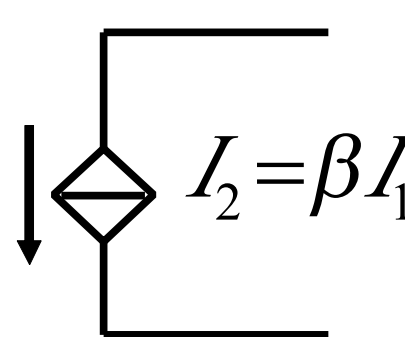
$$E = r I_1$$



流控电流源



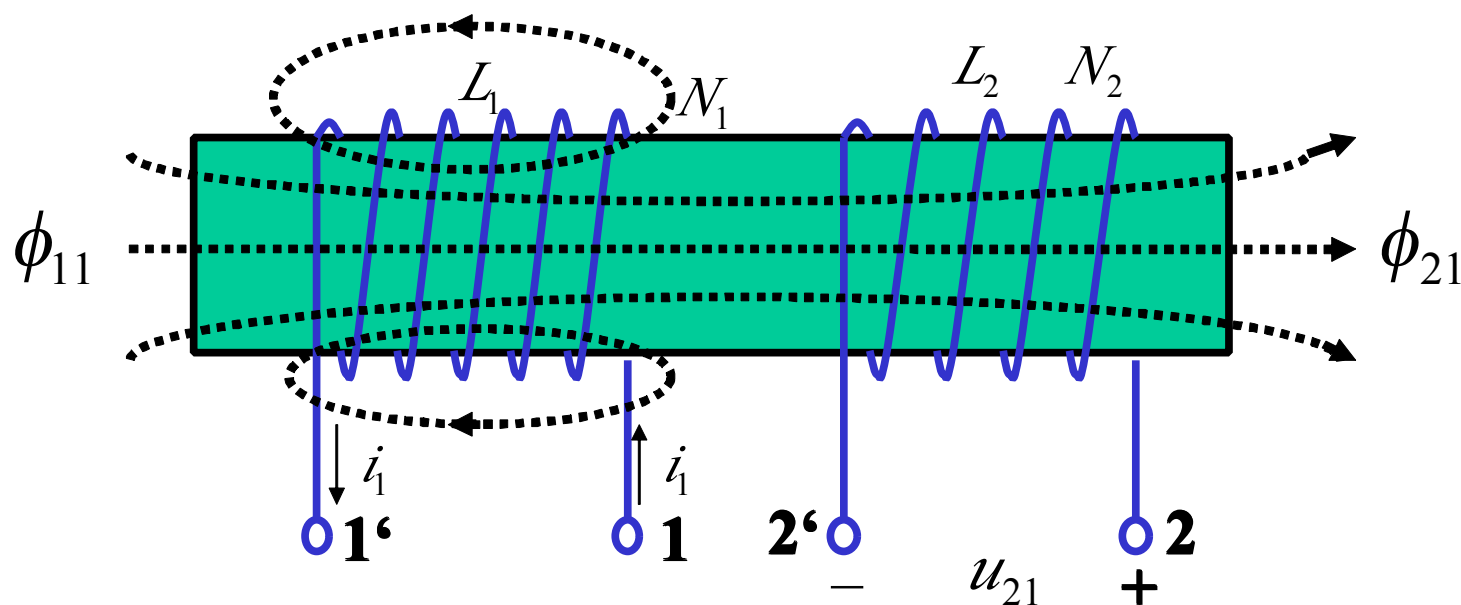
$$I_2 = \beta I_1$$

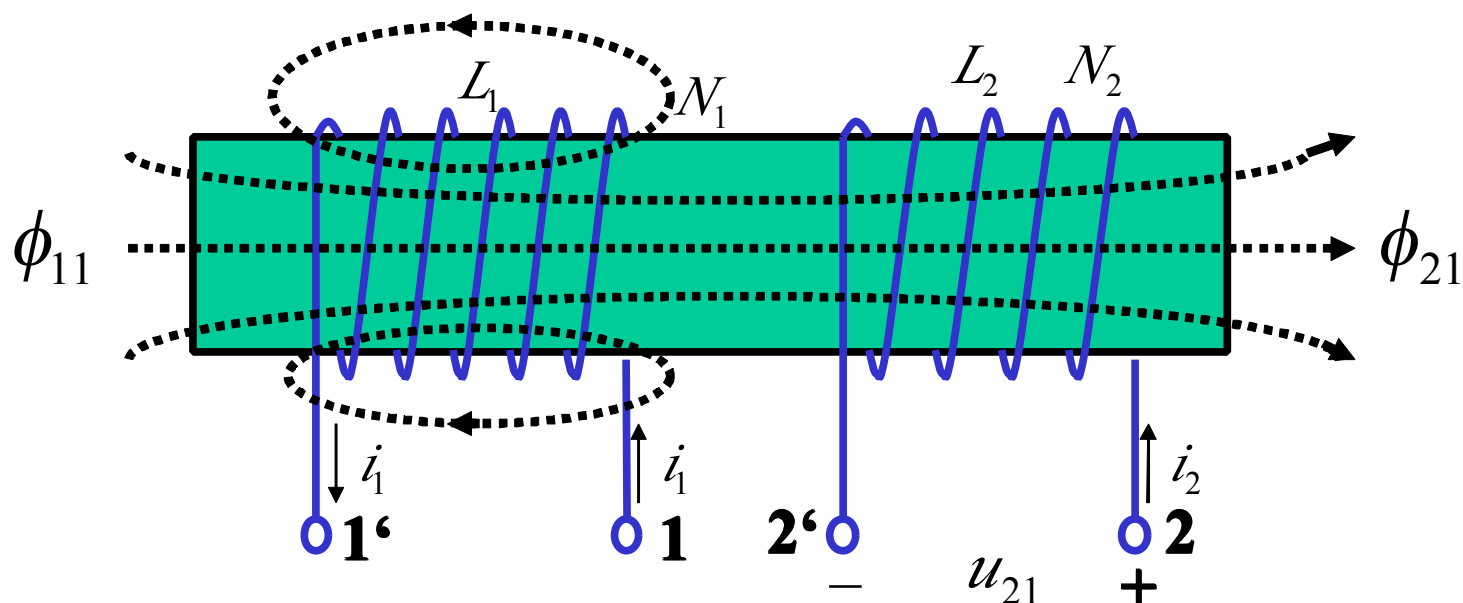


含有耦合电感电路的计算

——预备知识

一、互感





1、自感磁通链

线圈**1**中的电流产生的磁通在穿越自身的线圈时，所产生的磁通链为 ψ_{11}

2、互感磁通链

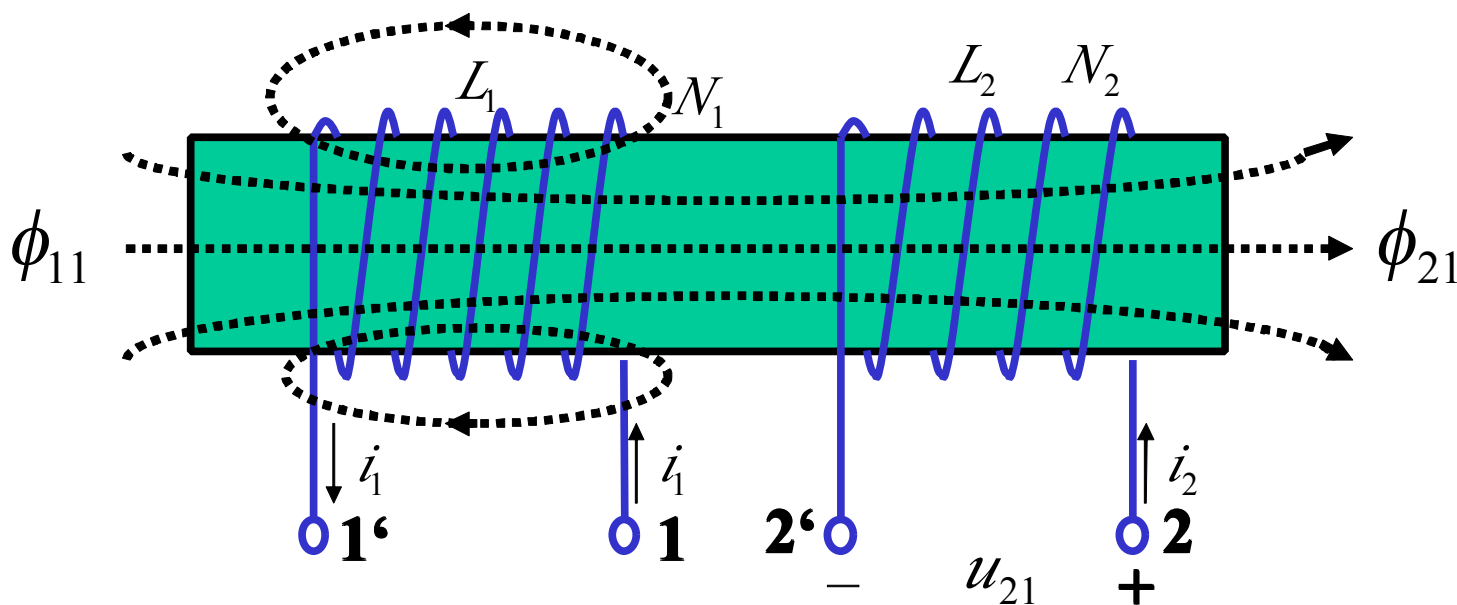
ψ_{11} 中的一部分或全部交链线圈**2**时产生的磁通链。

设为 ψ_{21}

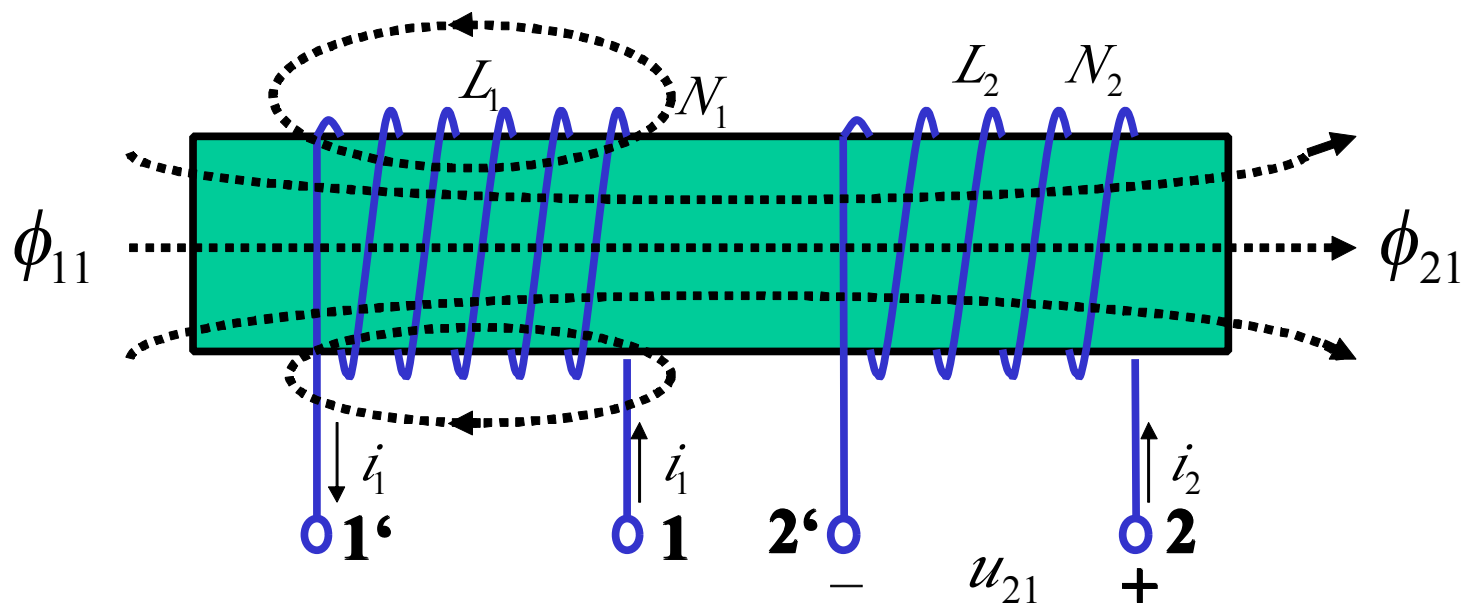
磁通（链）符号中**双下标**的含义：

第**1**个下标表示该磁通（链）所在线圈的编号，
第**2**个下标表示产生该磁通（链）的施感电流所在
线圈的编号。

同样线圈**2**中的电流 **i_2** 也产生自感磁通链 ψ_{22}
和互感磁通链 ψ_{12} （图中未标出）



这就是彼此耦合的情况。



耦合线圈中的磁通链等于自感磁通链和互感磁通链两部分的代数和，

如线圈**1**和**2**中的磁通链分别为 ψ_1 和 ψ_2

则有

$$\psi_1 = \psi_{11} \pm \psi_{12}$$
$$\psi_2 = \pm \psi_{21} + \psi_{22}$$

二、互感系数

当周围空间是各向同性的线性磁介质时，每一种磁通链都与产生它的施感电流成正比，

即有自感磁通链： $\psi_{11} = L_1 i_1$

$$\psi_{22} = L_2 i_2$$

互感磁通链 $\psi_{12} = M_{12} i_2$

$$\psi_{21} = M_{21} i_1$$

上式中 M_{12} 和 M_{21} 称为互感系数，简称互感。

互感用符号 M 表示，单位为 H 。

可以证明， $M_{12}=M_{21}$ ，

所以当只有两个线圈有耦合时，可以略去 M 的下标，

即可令 $M=M_{12}=M_{21}$

两个耦合线圈的磁通链可表示为：

$$\psi_1 = \psi_{11} \pm \psi_{12}$$

$$= L_1 i_1 \pm M i_2$$

$$\psi_2 = \pm \psi_{21} + \psi_{22}$$

$$= \pm M i_1 + L_2 i_2$$

上式表明，耦合线圈中的磁通链与施感电流成线性关系，是各施感电流独立产生的磁通链叠加的结果。

三、同名端

1、同名端的引入

$$\psi_1 = L_1 i_1 \pm M i_2$$

$$\psi_2 = \pm M i_1 + L_2 i_2$$

M 前的号是说明磁耦合中，互感作用的两种可能性。

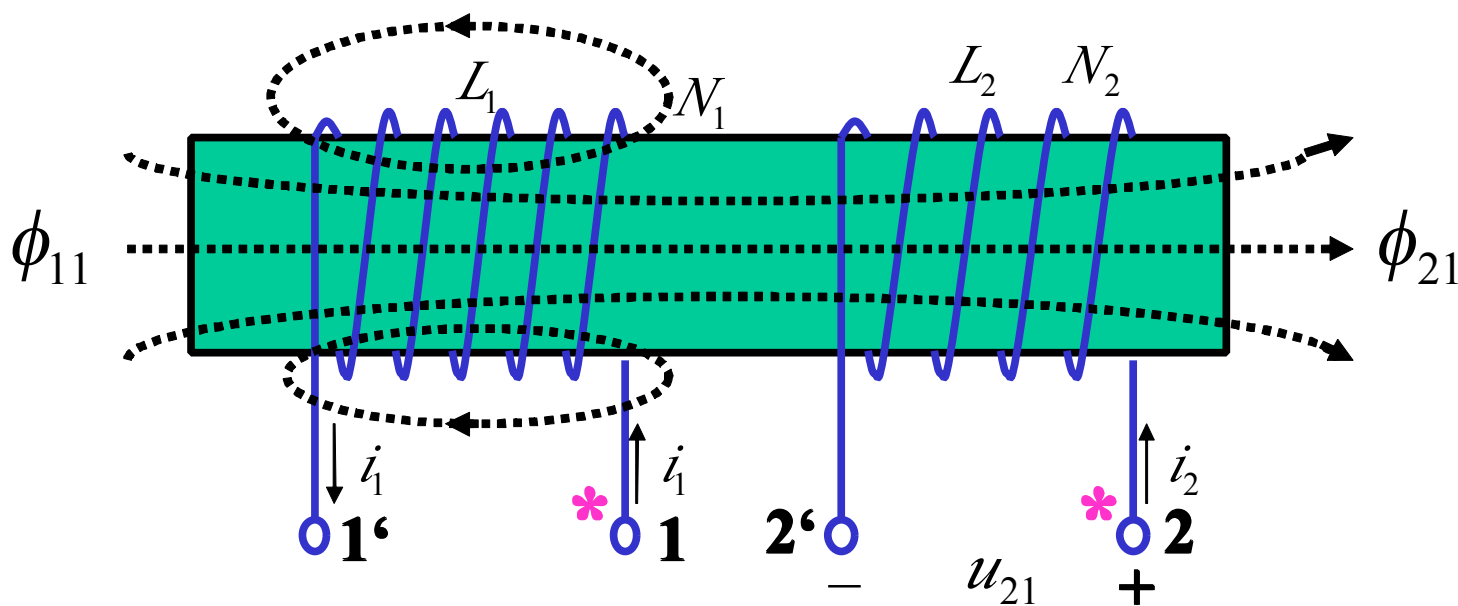
“+”号表示互感磁通链与自感磁通链方向一致，称为互感的“**增助**”作用；

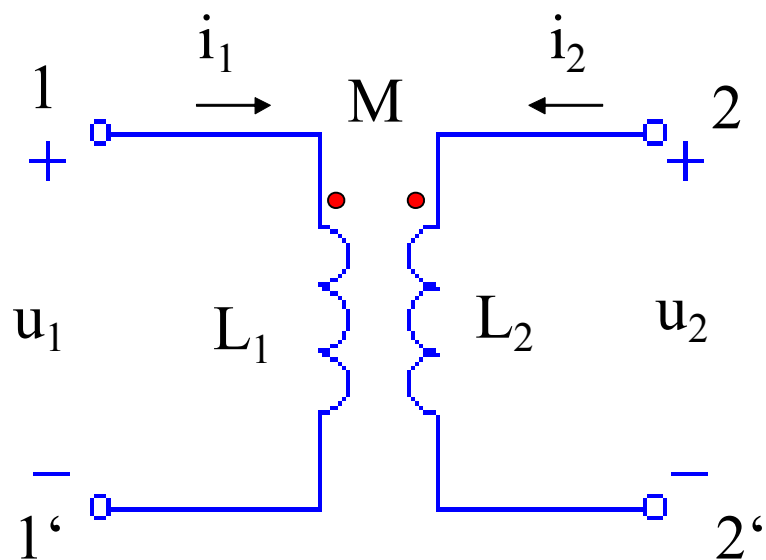
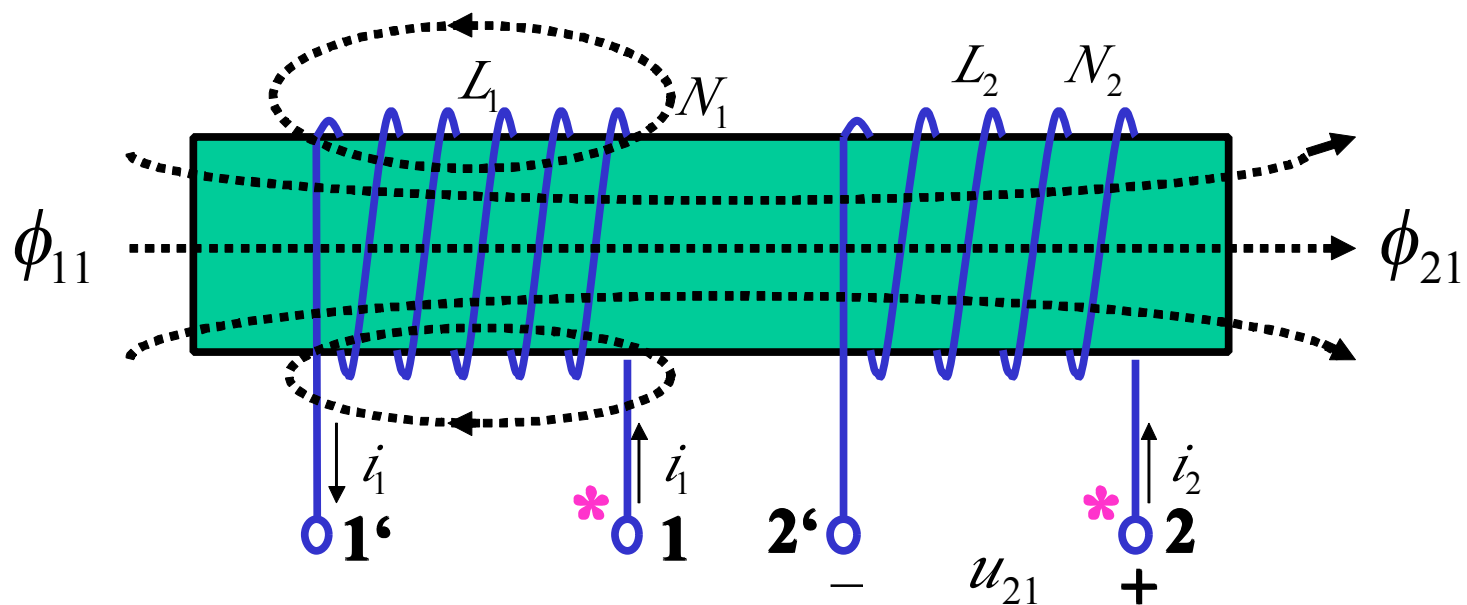
“-”号则相反，表示互感的“**削弱**”作用。

为了便于反映“增助”或“削弱”作用和简化图形表示，采用同名端标记方法。

2、同名端

对两个有耦合的线圈各取一个端子，并用相同的符号标记，这一对端子称为“**同名端**”。当一对施感电流从同名端流进（或流出）各自的线圈时，互感起增助作用。





$$\psi_1 = L_1 i_1 + M i_2$$

$$\psi_2 = M i_1 + L_2 i_2$$

四、互感电压

如果两个耦合的电感 L_1 和 L_2 中有变动的电流，各电感中的磁通链将随电流变动而变动。

设 L_1 和 L_2 的电压和电流分别为 u_1 、 i_1 和 u_2 、 i_2 ，且都取关联参考方向，互感为 M ，则有：

$$u_1 = \frac{d\psi_1}{dt} = L_1 \frac{di_1}{dt} \pm M \frac{di_2}{dt}$$

$$u_2 = \frac{d\psi_2}{dt} = \pm M \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt}$$

$$\text{令自感电压} \quad u_{11} = L_1 \frac{di_1}{dt} \quad u_{22} = L_2 \frac{di_2}{dt}$$

$$\text{互感电压} \quad u_{12} = M \frac{di_2}{dt} \quad u_{21} = M \frac{di_1}{dt}$$

自感电压 $u_{11} = L_1 \frac{di_1}{dt}$ $u_{22} = L_2 \frac{di_2}{dt}$

互感电压 $u_{12} = M \frac{di_2}{dt}$ $u_{21} = M \frac{di_1}{dt}$

说明

u_{12} 是变动电流 i_2 在 L_1 中产生的互感电压，

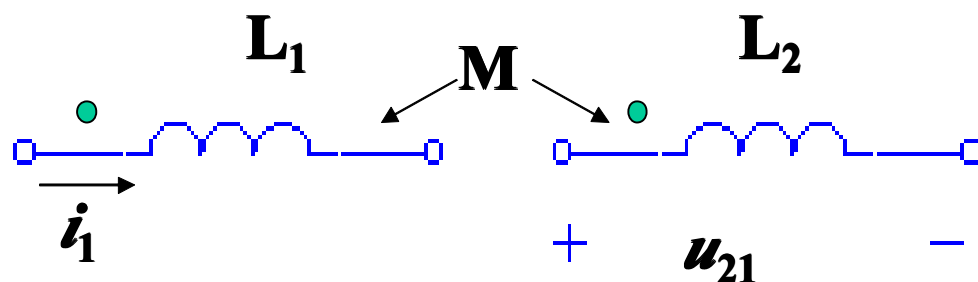
u_{21} 是变动电流 i_1 在 L_2 中产生的互感电压。

所以耦合电感的电压是自感电压和互感电压叠加的结果。

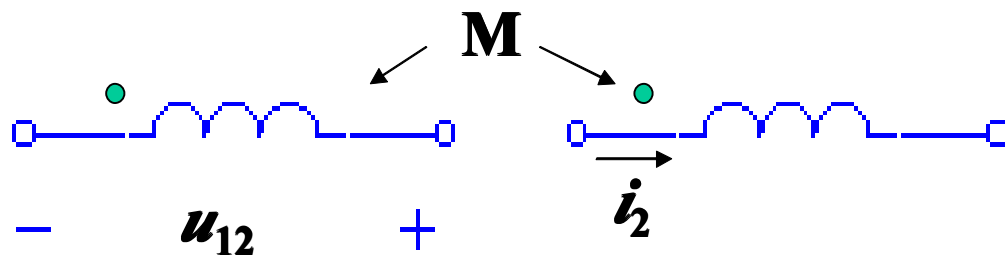
互感电压前的“+”或“-”号的正确选取是写出耦合电感端电压的关键，

选取原则可简明地表述如下：

如果互感电压“+”极性端子与产生它的电流流进的端子为一对同名端，互感电压前应取“+”号，反之取“-”号。



$$u_{21} = M \frac{di_1}{dt}$$



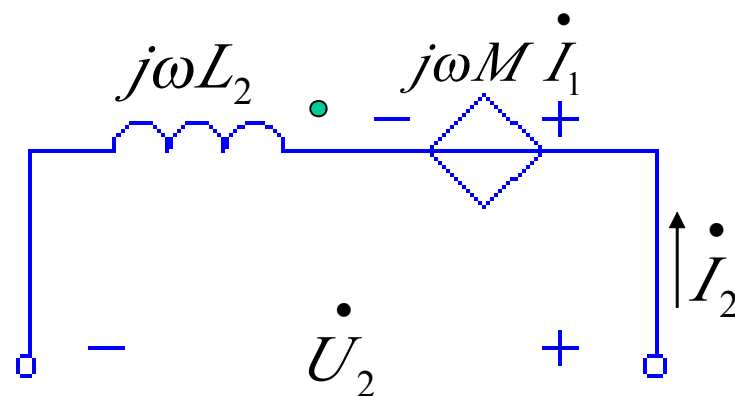
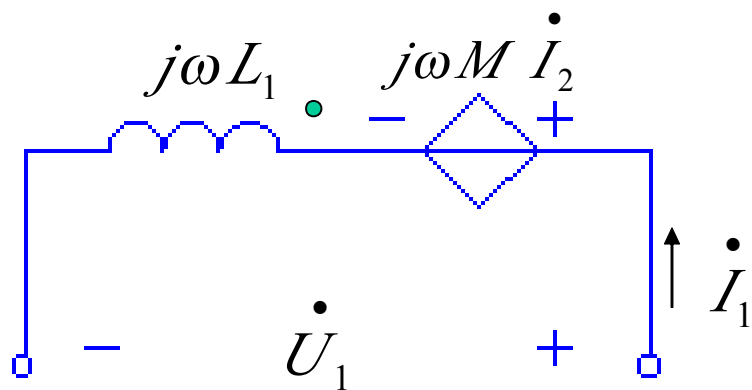
$$u_{12} = -M \frac{di_2}{dt}$$

五、互感电压的等效受控源表示法

当施感电流为同频正弦量时，在正弦稳态情况下，电压、电流方程可用相量形式表示：

$$\dot{U}_1 = j\omega L_1 \dot{I}_1 + j\omega M \dot{I}_2$$

$$\dot{U}_2 = j\omega M \dot{I}_1 + j\omega L_2 \dot{I}_2$$



六、耦合系数

工程上为了定量地描述两个耦合线圈的耦合紧疏程度，把两线圈的互感磁通链与自感磁通链的比值的几何平均值定义为耦合因数，记为 k

$$k \stackrel{\text{def}}{=} \sqrt{\frac{|\psi_{12}|}{\psi_{11}} \cdot \frac{|\psi_{21}|}{\psi_{22}}}$$

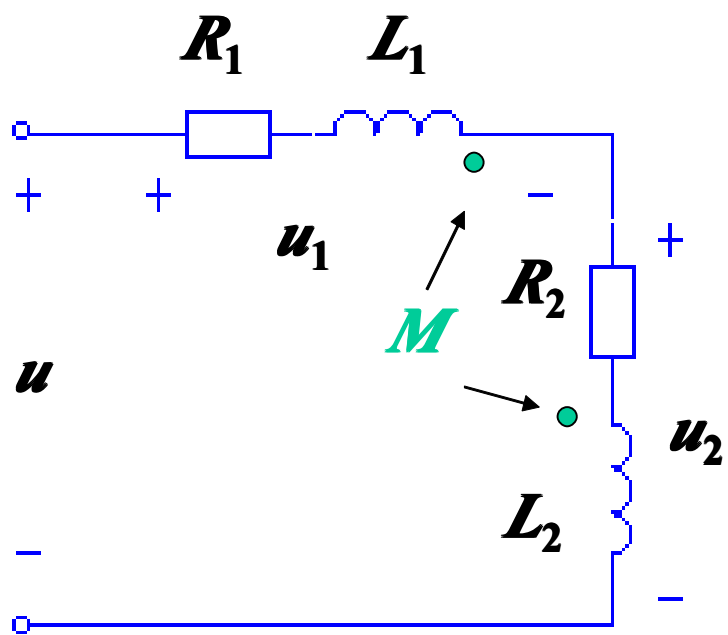
$$k \stackrel{\text{def}}{=} \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \leq 1$$

k 的大小与两个线圈的结构、相互位置以及周围磁介质有关。改变或调整它们的相互位置有可能改变耦合因数的大小。

含有耦合电感电路的计算

一、两个互感线圈的串联

1、反向串联（互感起“削弱”作用）



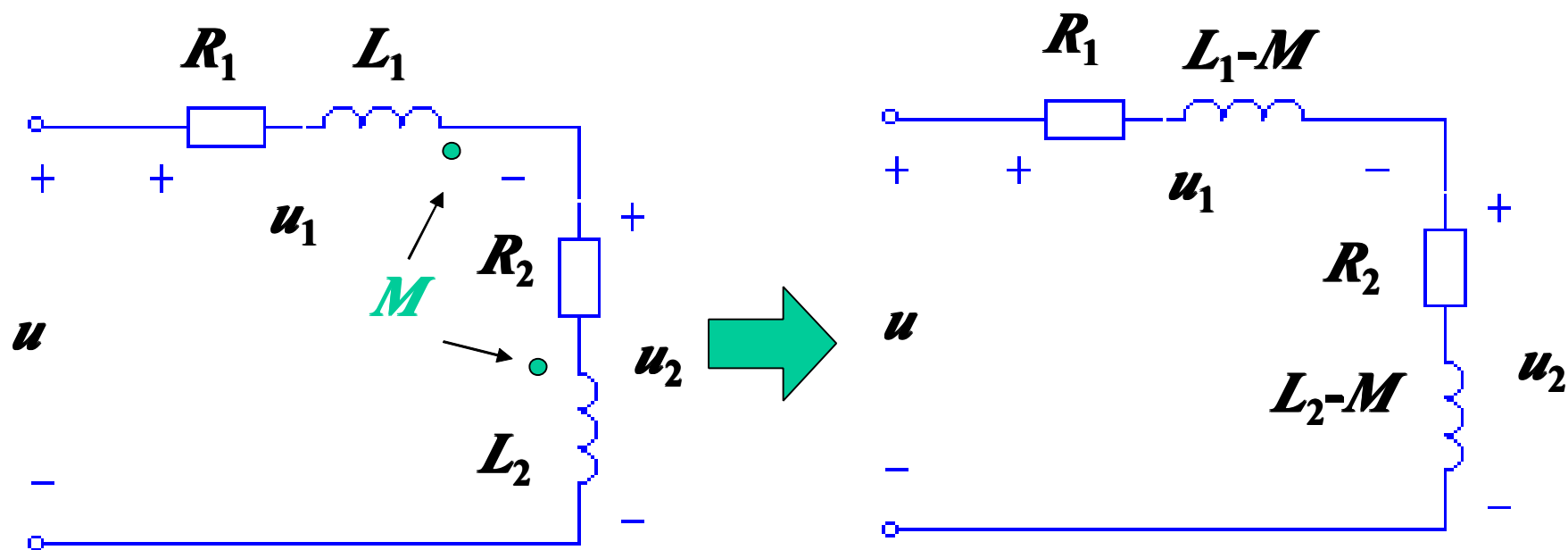
$$u_1 = R_1 i + \left(L_1 \frac{di}{dt} - M \frac{di}{dt} \right)$$

$$= R_1 i + (L_1 - M) \frac{di}{dt}$$

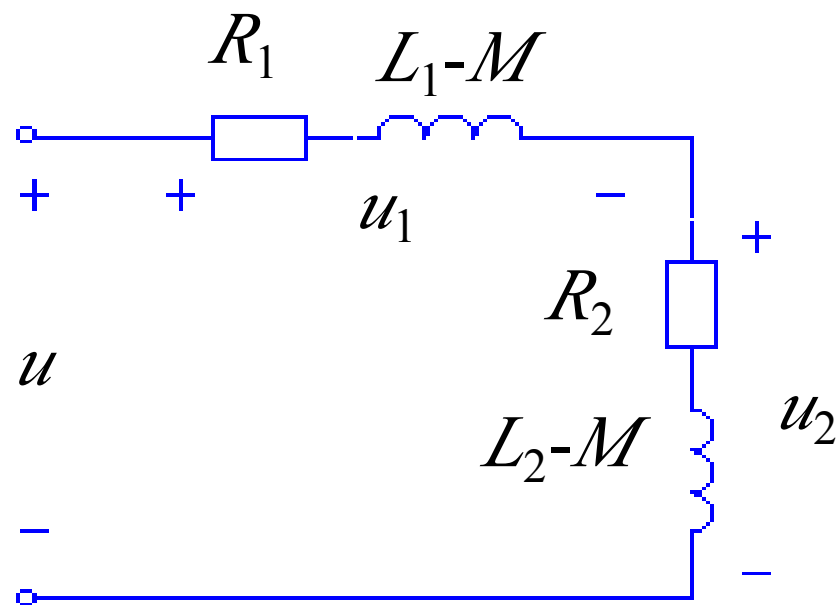
$$u_2 = R_2 i + \left(L_2 \frac{di}{dt} - M \frac{di}{dt} \right)$$

$$= R_2 i + (L_2 - M) \frac{di}{dt}$$

无互感等效电路



$$u = u_1 + u_2 = (R_1 + R_2)i + (L_1 + L_2 - 2M)\frac{di}{dt}$$

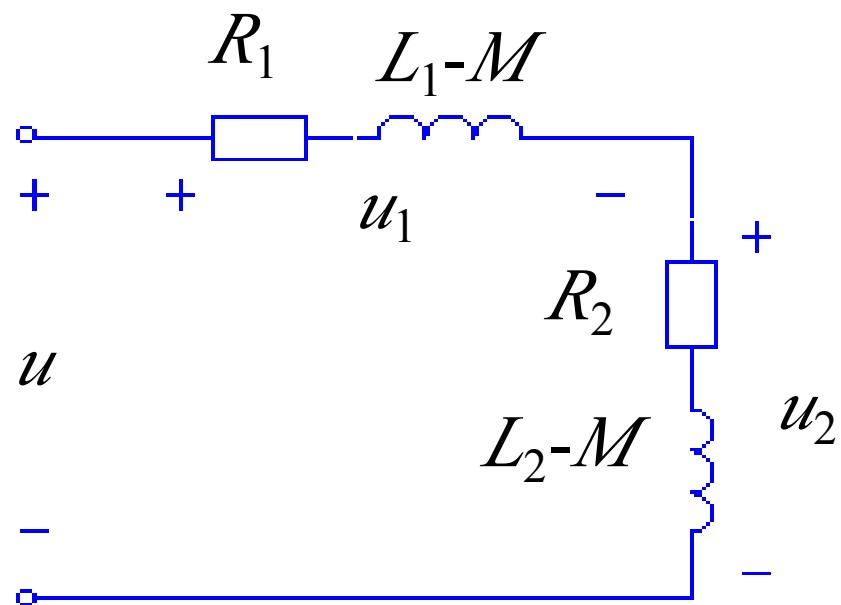


$$u = u_1 + u_2 = (R_1 + R_2)i + (L_1 + L_2 - 2M)\frac{di}{dt}$$

对正弦稳态电路，可采用相量形式表示为

$$\dot{U}_1 = [R_1 + j\omega(L_1 - M)]\dot{I} \quad \dot{U}_2 = [R_2 + j\omega(L_2 - M)]\dot{I}$$

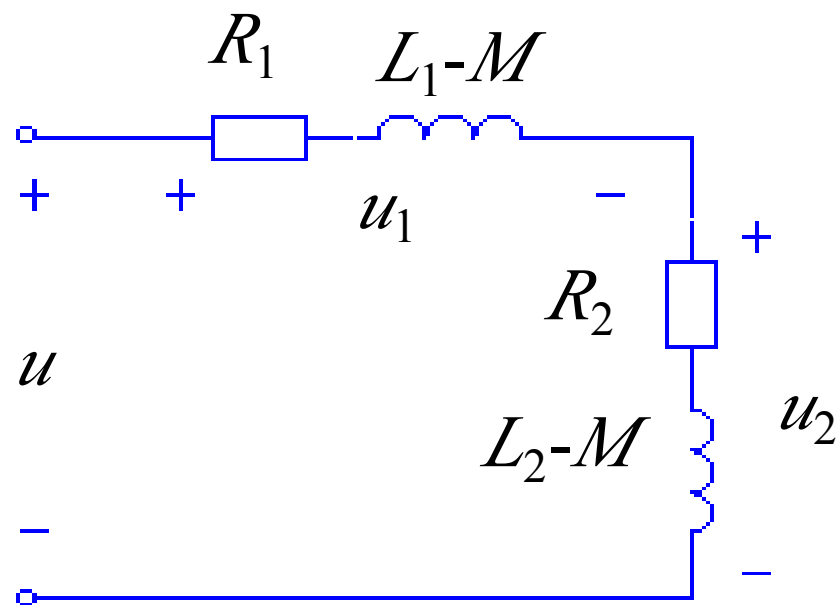
$$\dot{U} = [R_1 + R_2 + j\omega(L_1 + L_2 - 2M)]\dot{I}$$



$$\dot{U} = [R_1 + R_2 + j\omega(L_1 + L_2 - 2M)] \dot{I}$$

电流 \dot{I} 为

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{R_1 + R_2 + j\omega(L_1 + L_2 - 2M)}$$

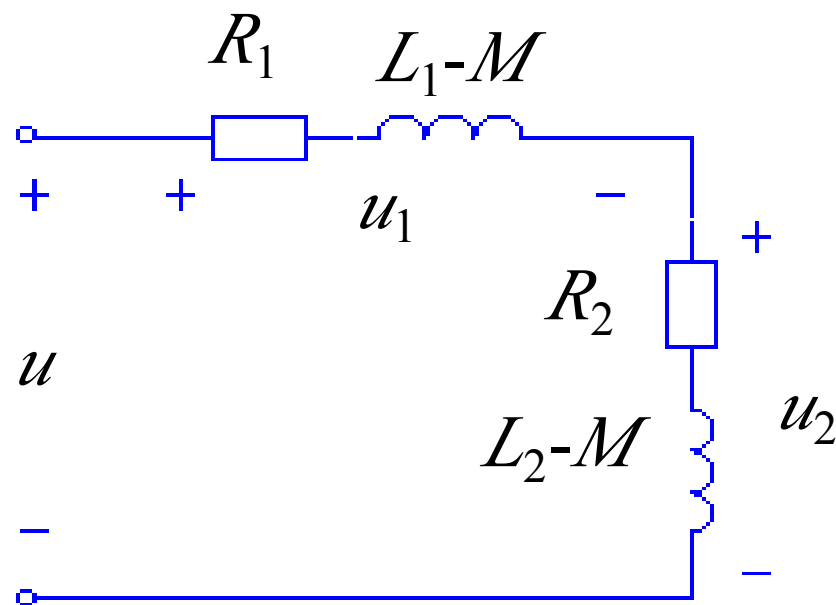


每一条耦合电感支路的阻抗和电路的输入阻抗分别为：

$$Z_1 = R_1 + j\omega(L_1 - M)$$

$$Z_2 = R_2 + j\omega(L_2 - M)$$

$$Z = Z_1 + Z_2 = R_1 + R_2 + j\omega(L_1 + L_2 - 2M)$$



$$Z = Z_1 + Z_2 = R_1 + R_2 + j\omega(L_1 + L_2 - 2M)$$

反向串联时，每一条耦合电感支路阻抗和输入阻抗都比无互感时的阻抗小（电抗变小），这是由于互感的削弱作用，它类似于串联电容的作用，常称为互感的“容性”效应。

2、顺向串联

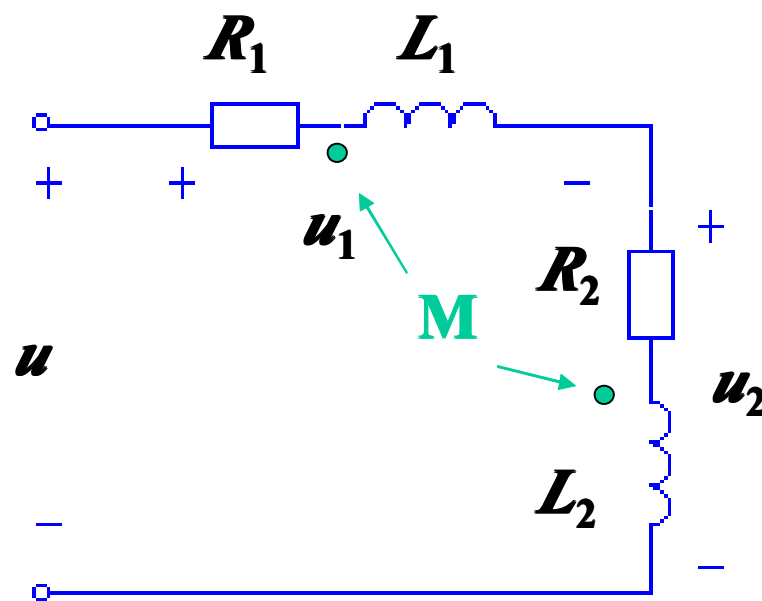
每一耦合电感支路的阻抗为：

$$Z_1 = R_1 + j\omega(L_1 + M)$$

$$Z_2 = R_2 + j\omega(L_2 + M)$$

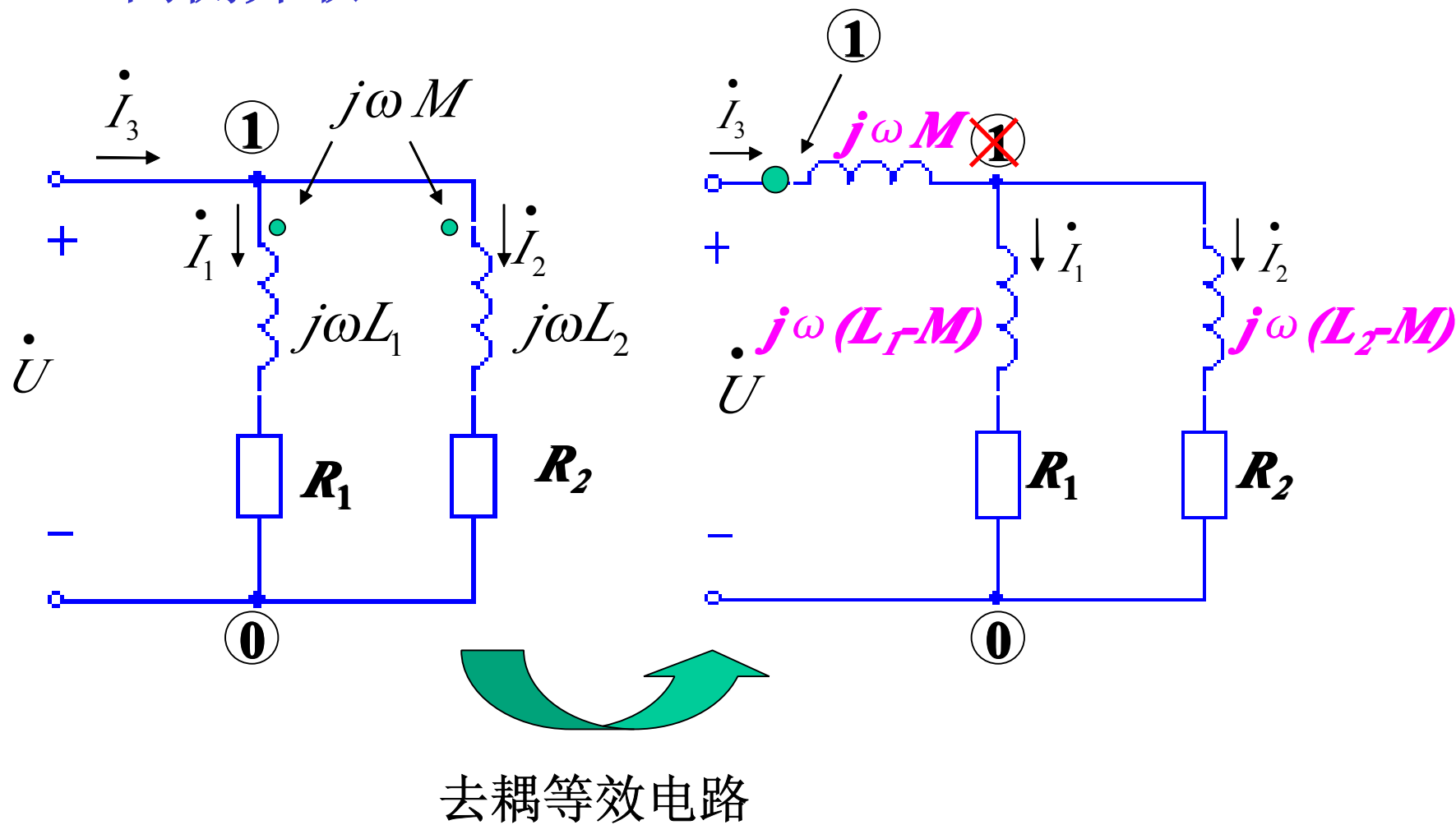
而

$$\begin{aligned} Z &= Z_1 + Z_2 \\ &= R_1 + R_2 + j\omega(L_1 + L_2 + 2M) \end{aligned}$$

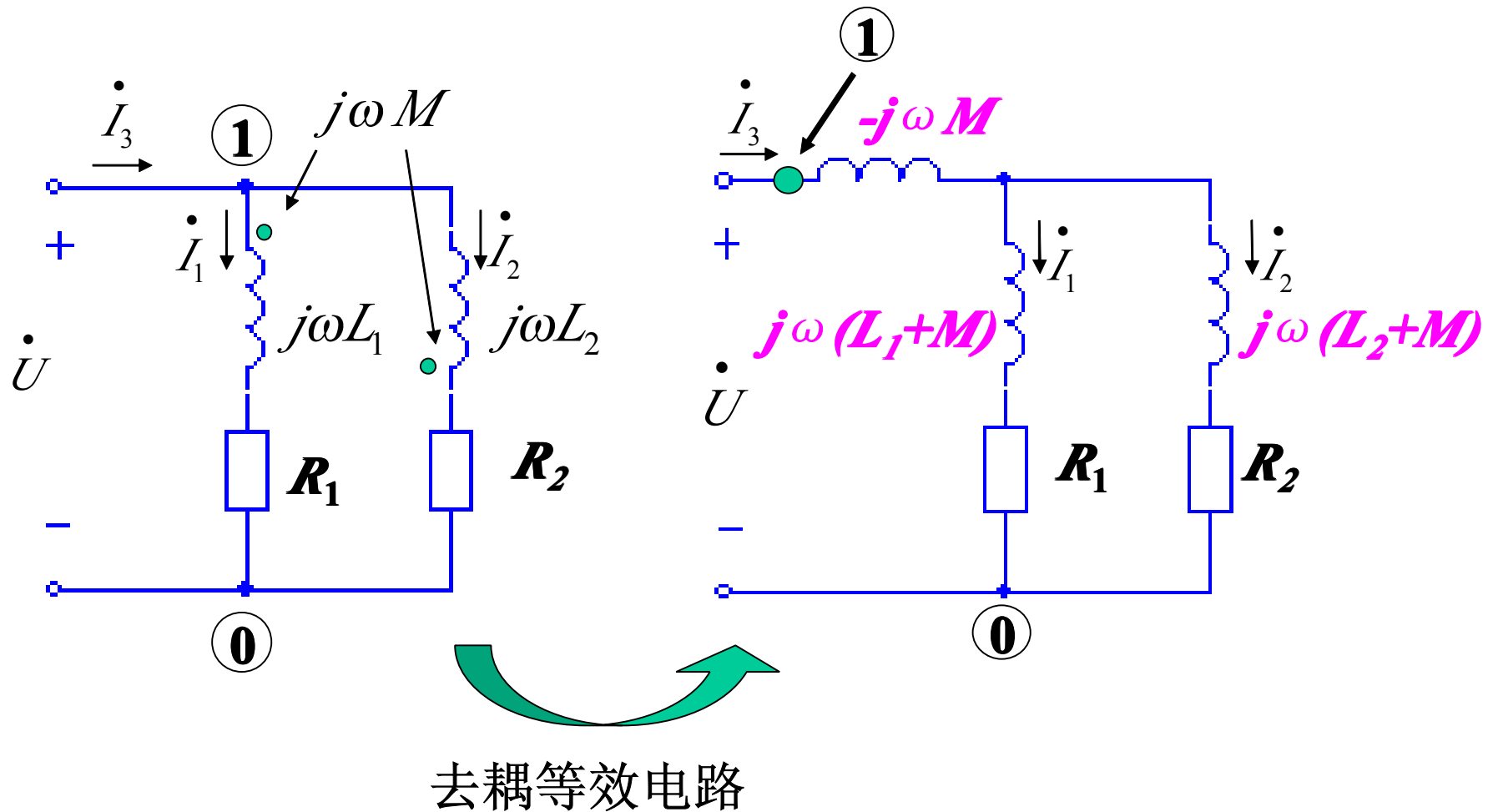


二、并联

1、同侧并联



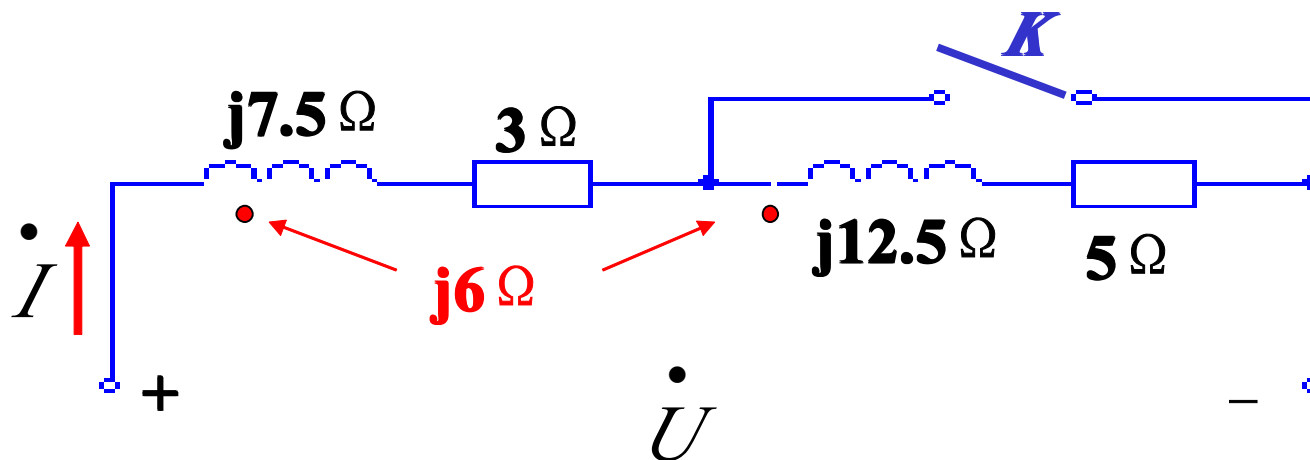
2、异侧并联



支路3：同侧取“+”

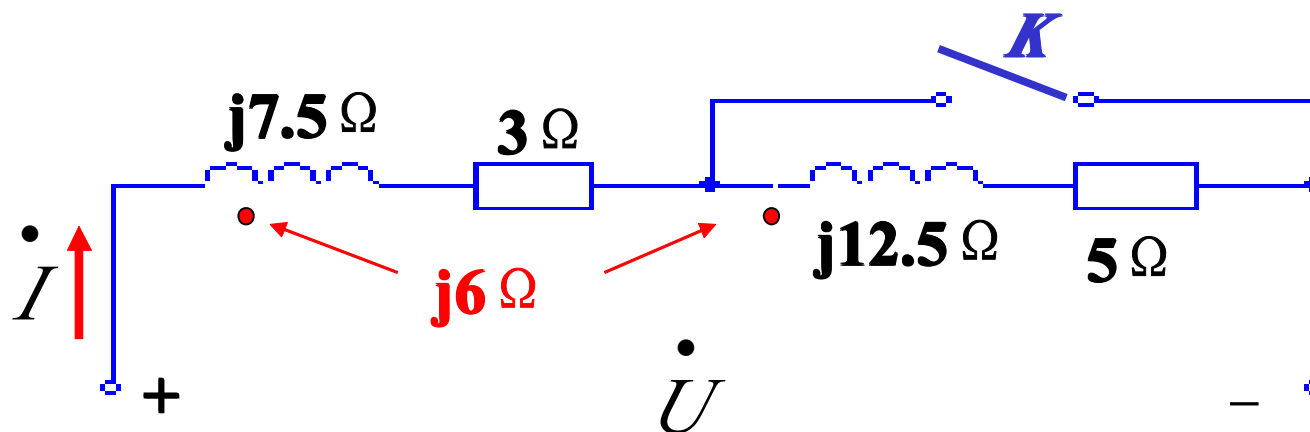
支路1、2：M前所取符号与支路3相反。

例：电压 $\dot{U}=50\text{V}$ ，求当开关 K 打开和闭合时的电流。

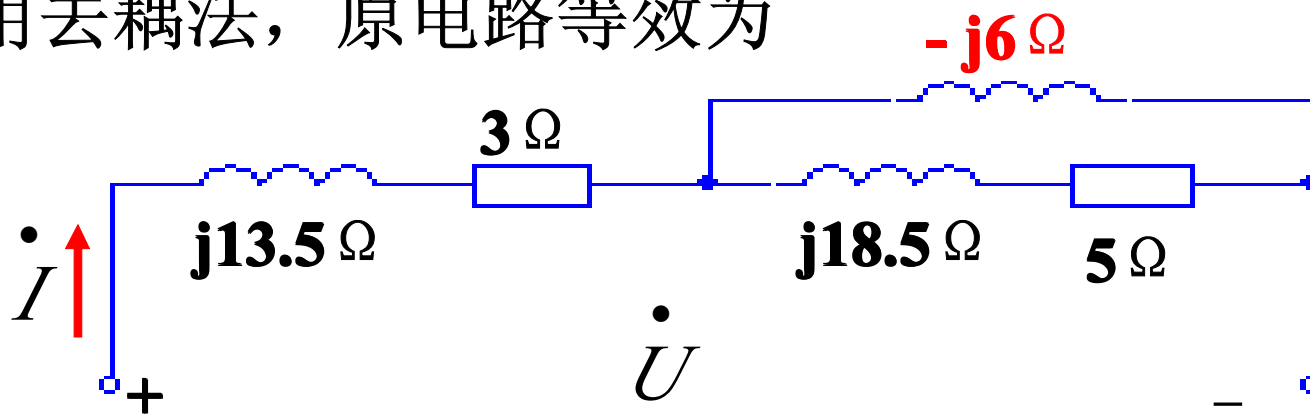


解：当开关打开时
两个耦合电感是顺向串联

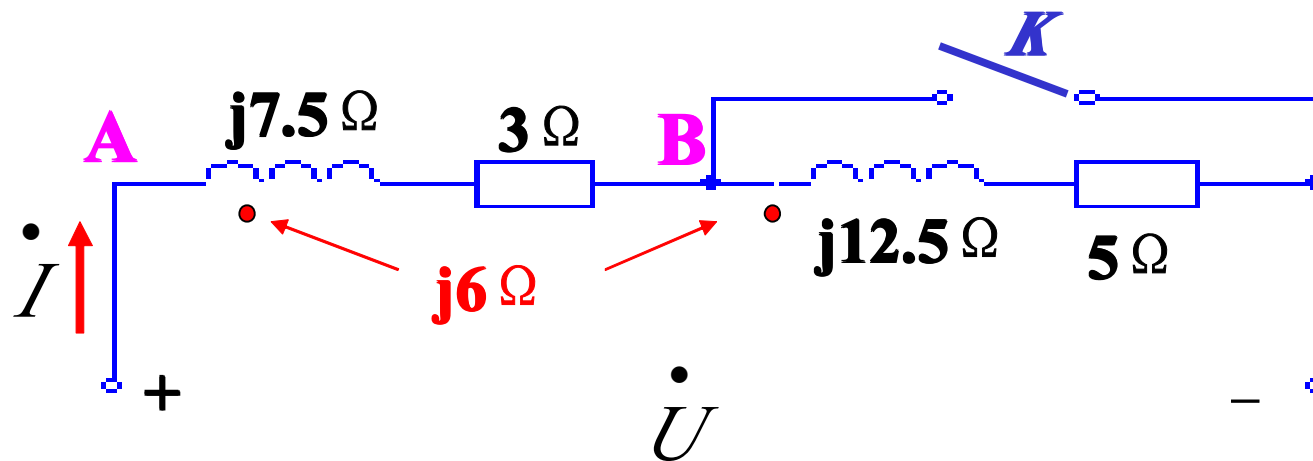
$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{R_1 + R_2 + j\omega(L_1 + L_2 + 2M)} = \underline{1.52 \angle -75.96^\circ \text{A}}$$



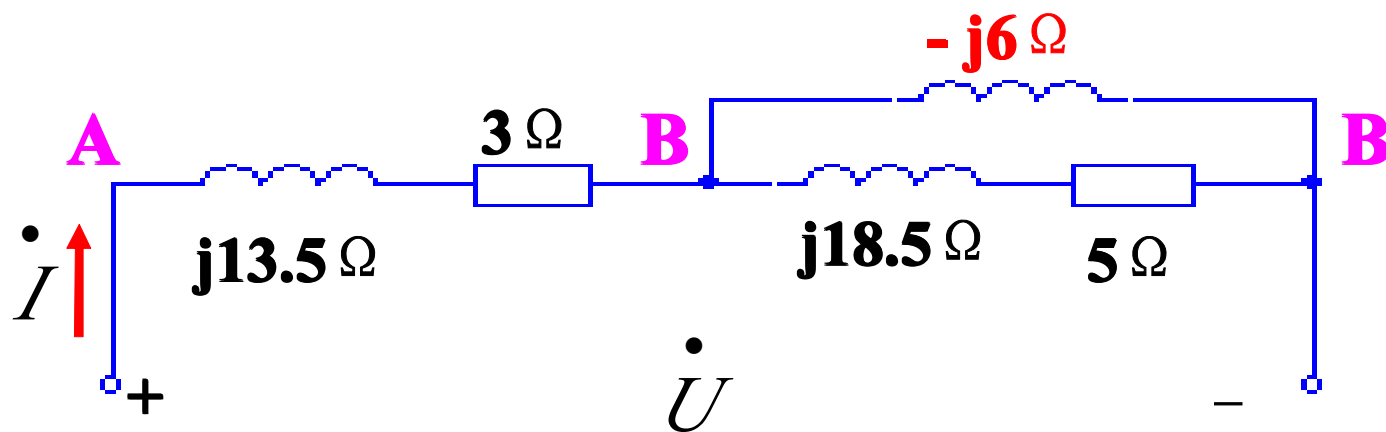
当开关闭合时
 两个耦合电感相当于异侧并联
 利用去耦法，原电路等效为



$$\dot{I} = 7.79 \angle -51.50^\circ \text{ A}$$



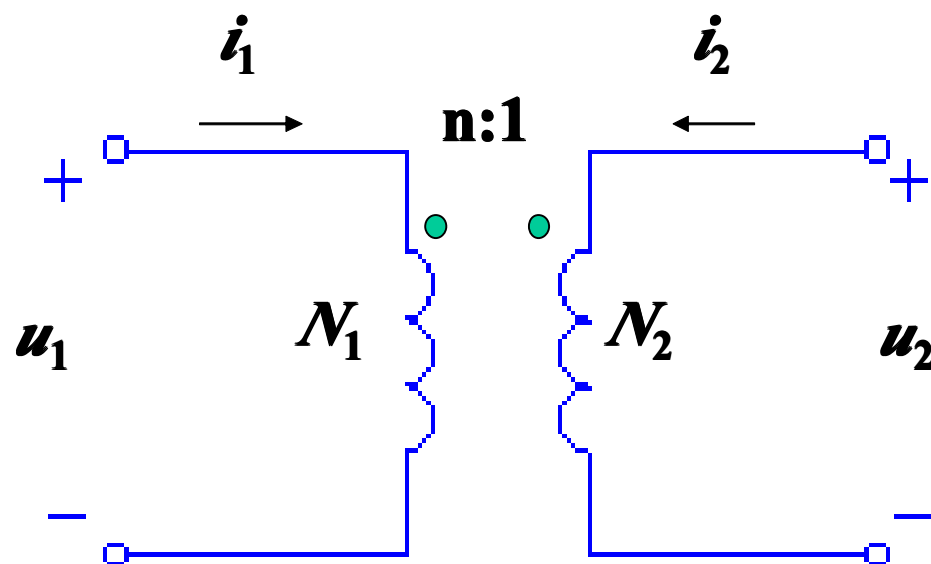
计算**AB**两点间的电压



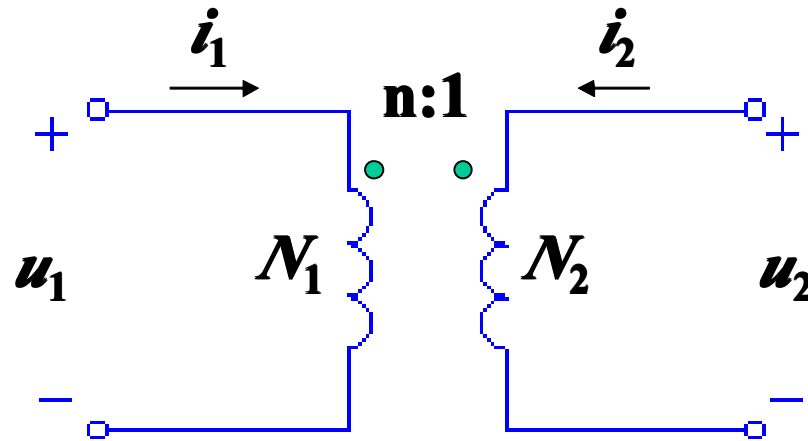
理想变压器

一、理想变压器的电路模型

1、电路模型



2、原、副边电压和电流的关系



$$\frac{u_1}{N_1} = \frac{u_2}{N_2} \quad \text{或} \quad u_1 = \frac{N_1}{N_2} u_2 = n u_2$$

$$N_1 i_1 + N_2 i_2 = 0 \quad \text{或} \quad i_1 = -\frac{N_2}{N_1} i_2 = -\frac{1}{n} i_2$$

上式是根据图中所示参考方向和同名端列出的。

$n = N_1 / N_2$ ，称为理想变压器的变比。

二、理想变压器的功率

将理想变压器的两个方程相乘

$$\frac{u_1}{N_1} = \frac{u_2}{N_2} \quad N_1 i_1 + N_2 i_2 = 0$$

得

$$u_1 i_1 + u_2 i_2 = 0$$

即输入理想变压器的瞬时功率等于零，
所以它既不耗能也不储能，
它将能量由原边全部传输到输出，
在传输过程中，仅仅将电压电流按变比作数值变换。

三、空心变压器转变为理想变压器

空心变压器如同时满足下列**3**个条件，
即经“理想化”和“极限化”就演变为理想变压器。

(1) 空心变压器本身无损耗

(2) 耦合因数 $k=1$

(3) L_1 、 L_2 和 M 均为无限大，但保持

$$\sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = n \text{ 不变}$$

四、阻抗变换

理想变压器对电压、电流按变比变换的作用，还反映在阻抗的变换上。在正弦稳态的情况下，当理想变压器副边终端**2-2'**接入阻抗 \mathbf{Z}_L 时，则变压器原边**1-1'**的输入阻抗

$$Z_{11'} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \frac{n\dot{U}_2}{-\frac{1}{n}\dot{I}_2} = n^2 \left(\frac{\dot{U}_2}{-\dot{I}_2} \right) = n^2 Z_L$$

$n^2 \mathbf{Z}_L$ 即为副边折合至原边的等效阻抗，

如副边分别接入 \mathbf{R} 、 \mathbf{L} 、 \mathbf{C} 时，折合至原边将为 $n^2 \mathbf{R}$ 、 $n^2 \mathbf{L}$ 、 $\frac{\mathbf{C}}{n^2}$ 也就是变换了元件的参数。

1.2 电流和电压 的参考方向

一、电流

1、实际方向：

正电荷运动的方向。

2、参考方向：

任意指定一个方向作为电流的方向。

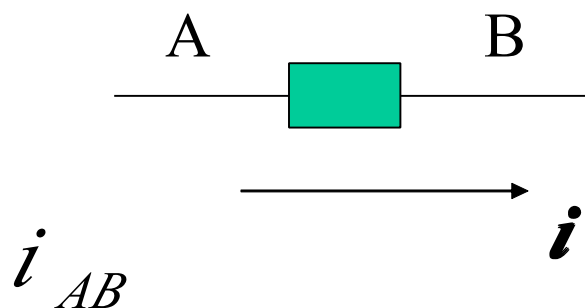
把电流看成代数量。

若电流的参考方向与它的实际方向一致，则电流为正值；

若电流的参考方向与它的实际方向相反，则电流为负值。

3、电流参考方向的表示方法

箭头或双下标



二、电压

1、实际方向：

高电位指向低电位的方向。

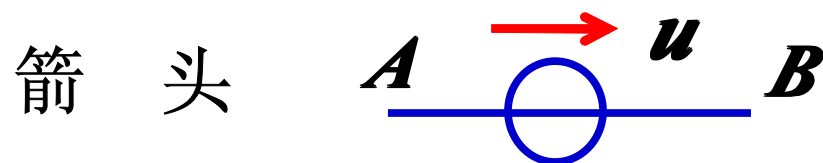
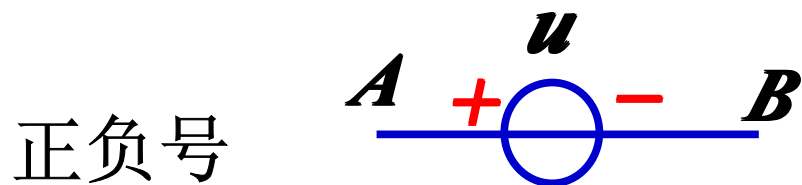
2、参考方向：

任意选定一个方向作为电压的方向。

当电压的参考方向和它的实际方向一致时，电压为正值；

反之，当电压的参考方向和它的实际方向相反时，电压为负值。

3、电压参考方向的表示方法:



双下标 U_{AB}

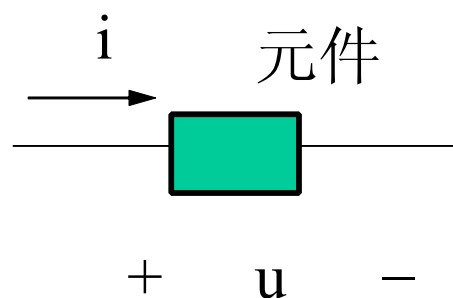
(高电位在前, 低电位在后)

$$U_{AB} = \Phi_A - \Phi_B$$

三、关联参考方向

电流的参考方向与电压 的参考方向一致，则把电流和电压的这种参考方向称为关联参考方向；

否则为非关联参考方向。



注意

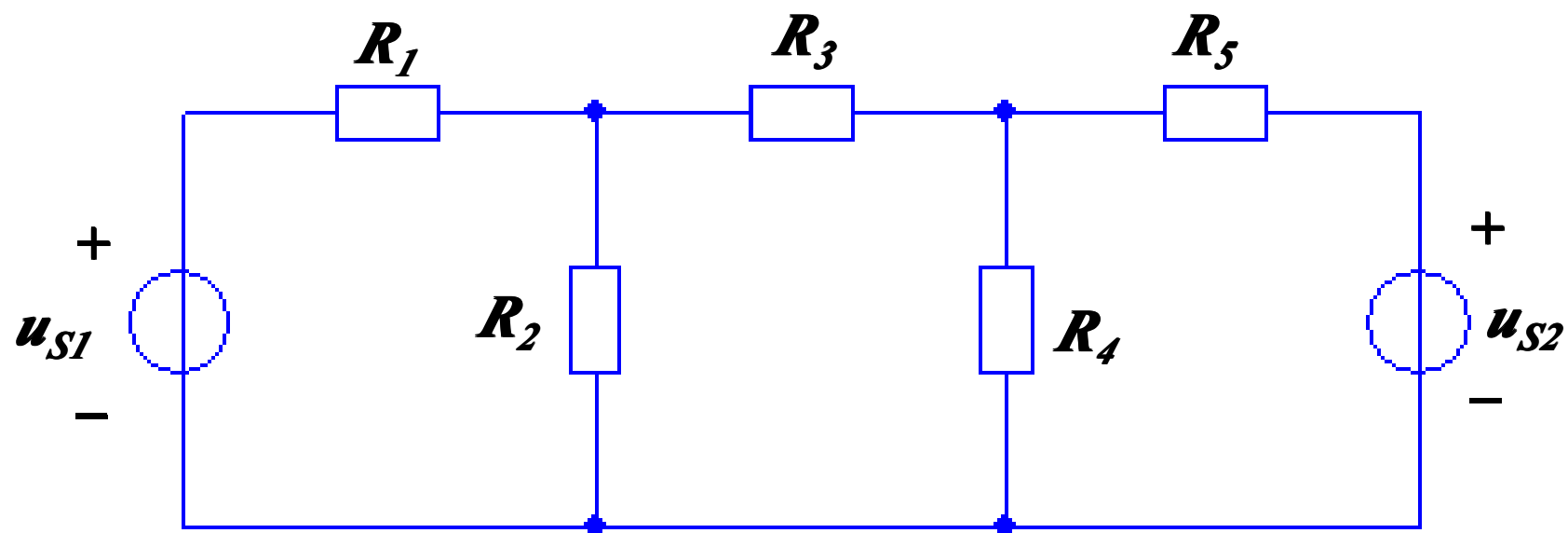
- 1、**“实际方向”**是物理中规定的，
而**“参考方向”**是人们在^{进行}电路分析计算时，
任意假设的。
- 2、在以后的解题过程中，注意一定要
先假定“正方向” (即在图中表明物理量的参考方向)，
然后再列方程计算。
缺少**“参考方向”**的物理量是无意义的。

1.3 基尔霍夫定律

用来描述电路中各部分电压或各部分电流间的关系，其中包括基氏电流和基氏电压两个定律。

名词注释

- 支路(**branch**): 电路中每一个分支
- 结点(**node**): 三个或三个以上支路的联结点
- 回路(**loop**): 电路中任一闭合路径



支路数 $b=5$

结点数 $n=3$

回路数 $l=6$

一、基尔霍夫电流定律（KCL）

1、内容：

在集总电路中，任何时刻，对任一结点，所有与之相连支路电流的代数和恒等于零。

2、公式：

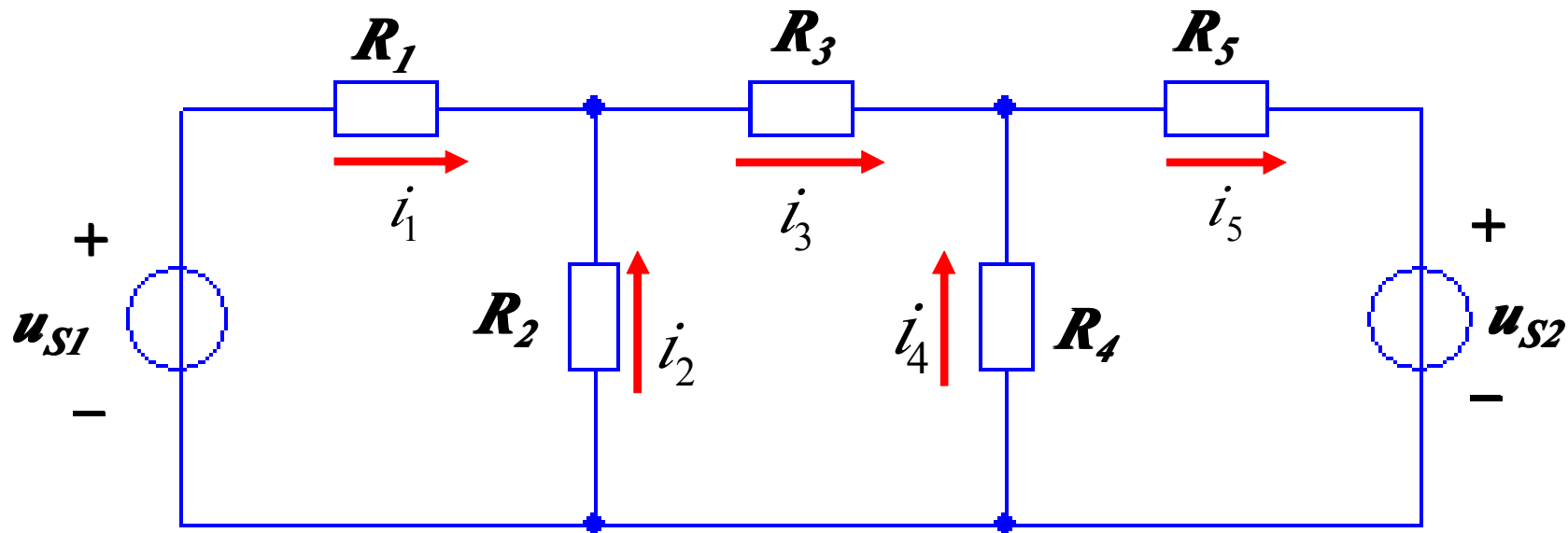
$$\sum i = 0$$

3、说明：

规定流入结点的电流前面取“+”号，

流出结点的电流前面取“-”号。

电流是流出结点还是流入结点按电流的参考方向来判断。



对结点 *a*:

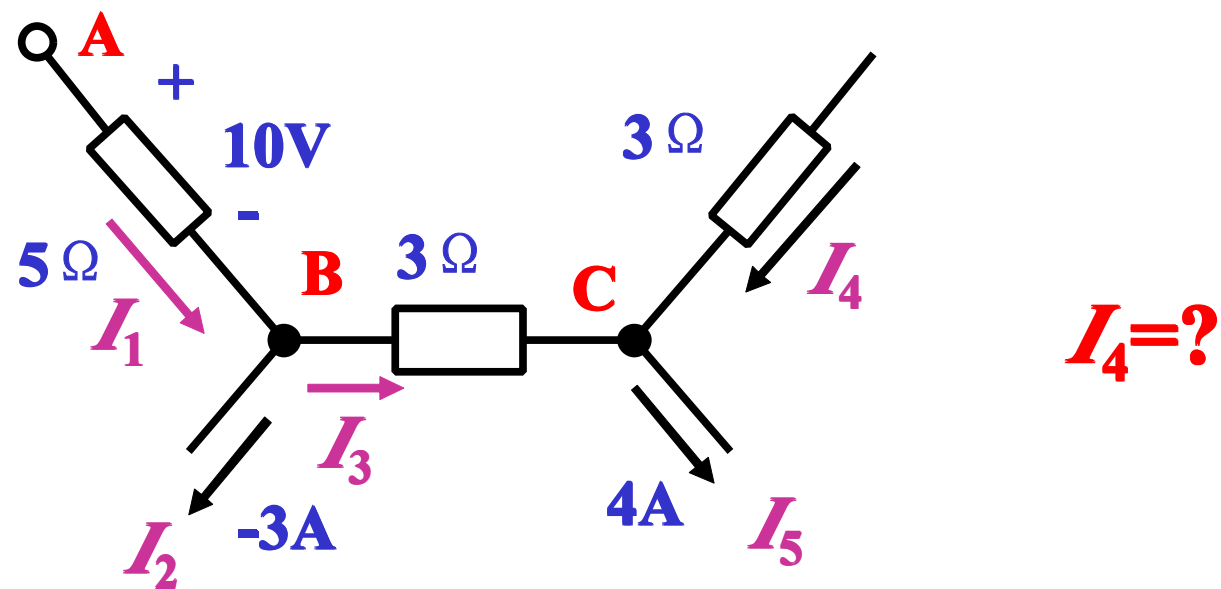
$$+ i_1 + i_2 - i_3 = 0$$

$$i_1 + i_2 = i_3$$

对结点 *b*:

$$+ i_3 + i_4 - i_5 = 0$$

任何时刻，流入任一结点的支路电流
必等于流出该结点的支路电流



对结点**B**

$$I_1 = I_2 + I_3$$

$$I_1 = \frac{10}{5} = 2A$$

$$I_3 = I_1 - I_2 = 2 - (-3) = 5A$$

对结点**C**

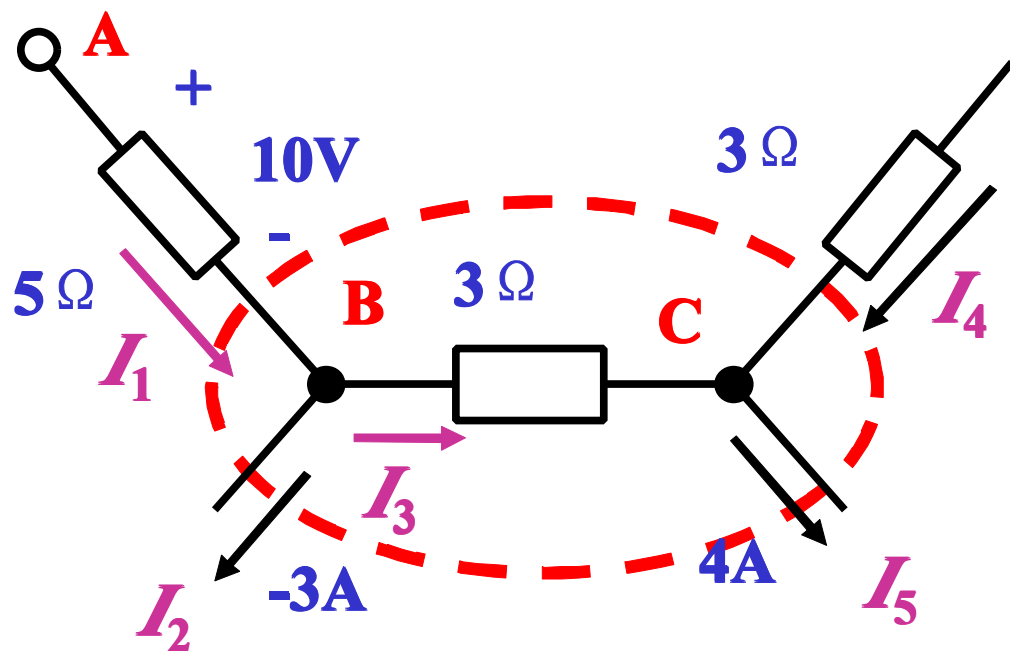
$$I_3 + I_4 = I_5$$

$$I_4 = I_5 - I_3$$

$$= 4 - 5 = -1A$$

4、推广形式

KCL对包围几个结点的闭合面也适用。



$$I_1 + I_4 = I_2 + I_5$$

$$I_4 = I_2 + I_5 - I_1 = -3 + 4 - 2 = -1\text{A}$$

基尔霍夫电流定律是电荷守恒的体现。

二、基尔霍夫电压定律（KVL）

1、内容：

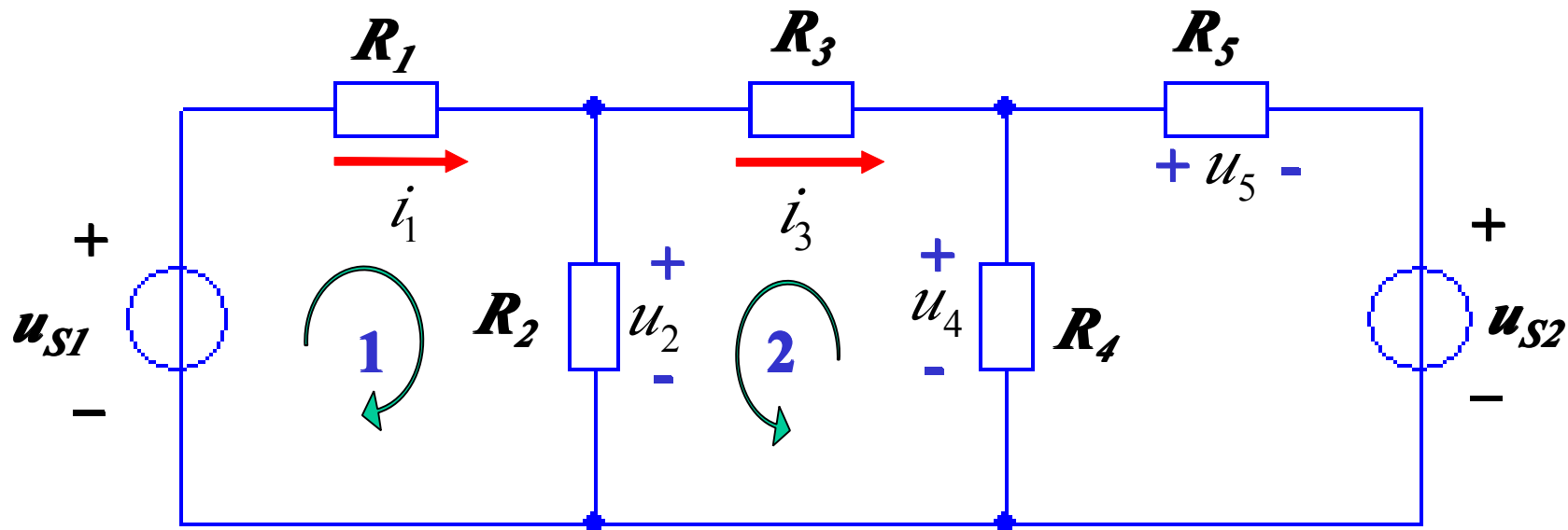
在集总电路中，任何时刻，沿任一回路，回路中各段电压的代数和恒等于零。

2、公式：

$$\sum u = 0$$

3、说明：

先任意指定一个回路的绕行方向，
凡支路电压的参考方向与回路的绕行方向一致者，
该电压前面取“+”号，
支路电压的参考方向与回路的绕行方向相反者，
该电压前面取“-”号。



对回路1

$$+ i_1 R_1 + u_2 - u_{s1} = 0 \quad u_2 = -i_1 R_1 + u_{s1}$$

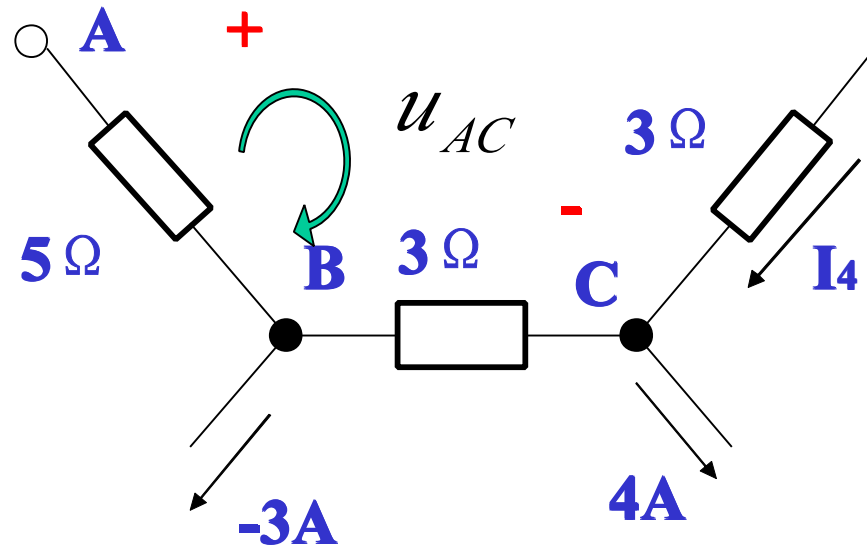
对回路2

$$+ u_2 - i_3 R_3 - u_4 = 0 \quad u_2 = i_3 R_3 + u_4$$

基尔霍夫电压定律实质上是电压与路径无关这一性质的反映。

4、推广形式：

可应用于回路的部分电路。



$u_{AC}=?$

$$+ u_{AC} - u_{BC} + u_{BA} = 0$$

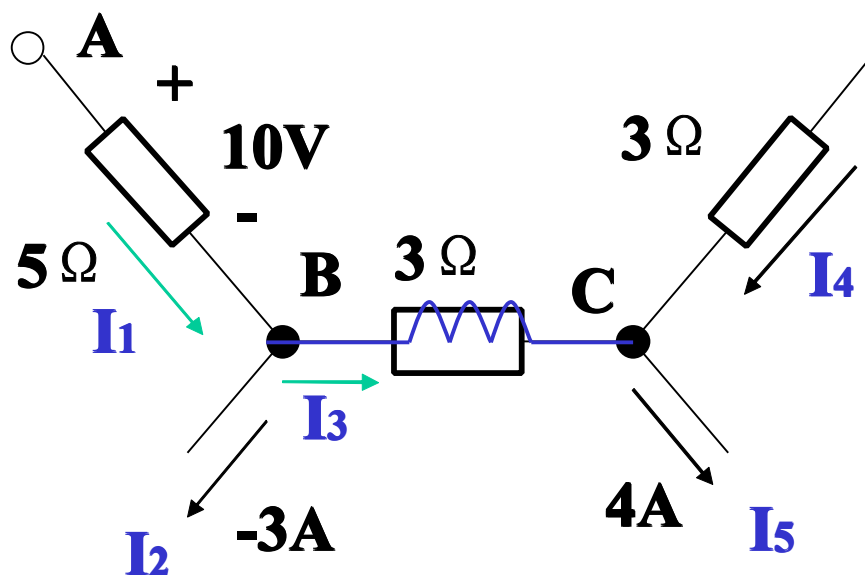
$$u_{AC} = -u_{BA} + u_{BC} \qquad u_{BC} = 3 \times 5 = 15V$$

$$= -(-10) + 15$$

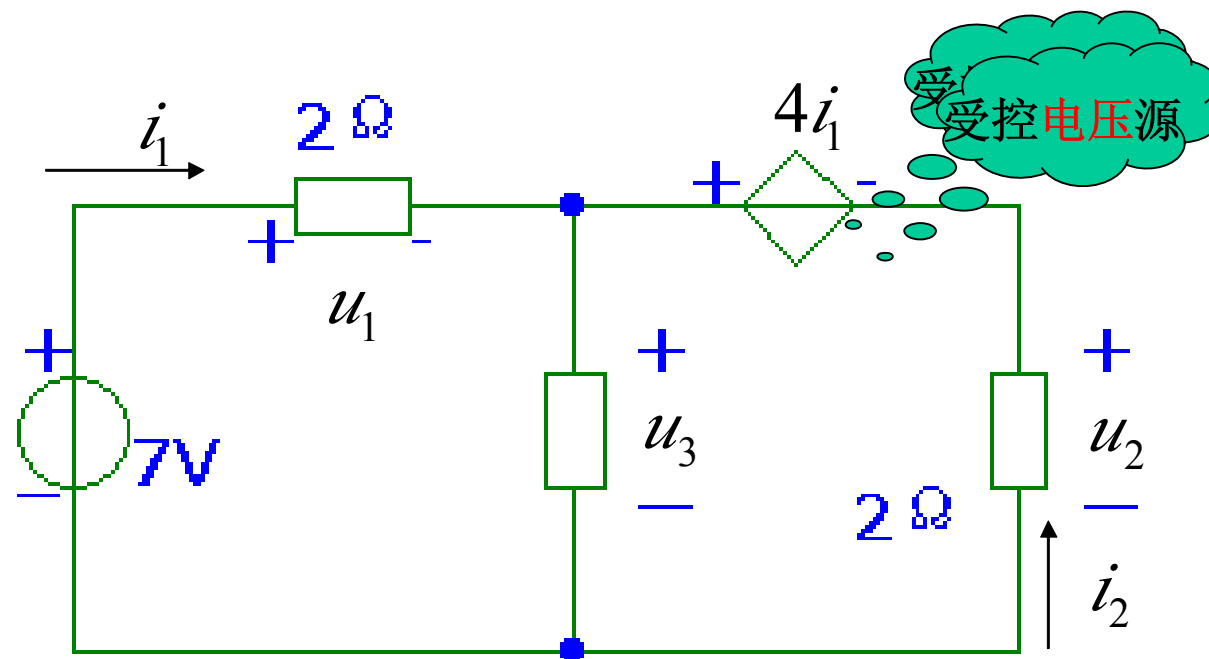
$$= 25V$$

三、基尔霍夫定律的性质

KCL规定了电路中任一**结点处电流**必须服从的约束关系，
KVL则规定了电路中任一**回路内电压**必须服从的约束关系。
这两个定律仅与元件的相互**联接有关**，
而与元件的**性质无关**。



$$I_1 = I_2 + I_3$$



$i_1 = 1A$, 求电压 u_3 和电流 i_2

$$u_1 = 2i_1 = 2V$$

$$u_2 = -4i_1 + u_3$$

$$= 1V$$

$$u_3 = -u_1 + 7V$$

$$= -2 + 7$$

$$= 5V$$

$$i_2 = -\frac{u_2}{2} = -0.5A$$

2、电路的分析方法

考试点

- **1、掌握常用的电路等效变换的方法**
- **2、熟练掌握节点电压方程的列写及求解方法**
- **3、了解回路电流的列写方法**
- **4、熟练掌握叠加原理、戴维宁定理和诺顿定理**

2.1 电路的等效变换

对电路进行分析和计算时，有时可以把电路中某一部分简化，即用一个较为简单的电路替代原电路。

等效概念：

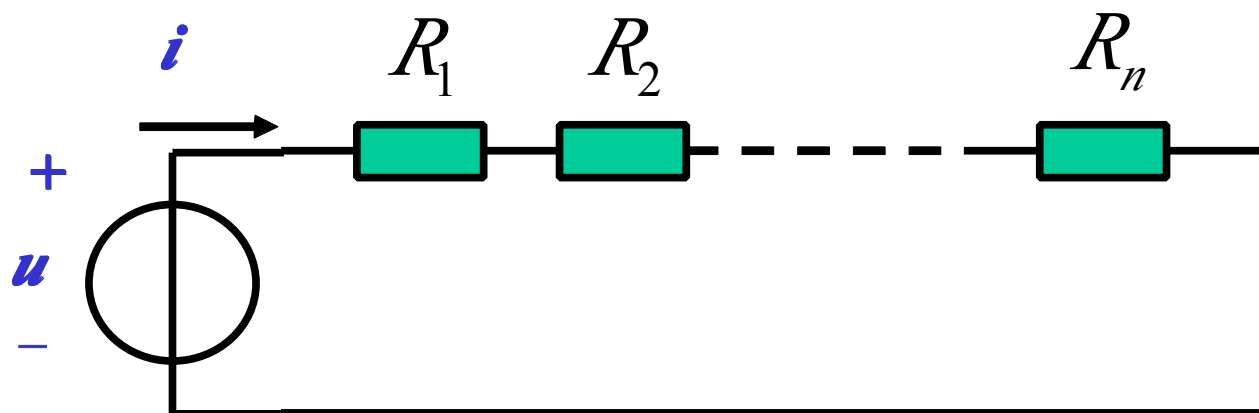
当电路中某一部分用其等效电路替代后，未被替代部分的电压和电流均应保持不变。

对外等效：

用等效电路的方法求解电路时，电压和电流保持不变的部分仅限于等效电路以外。

电阻的串联和并联

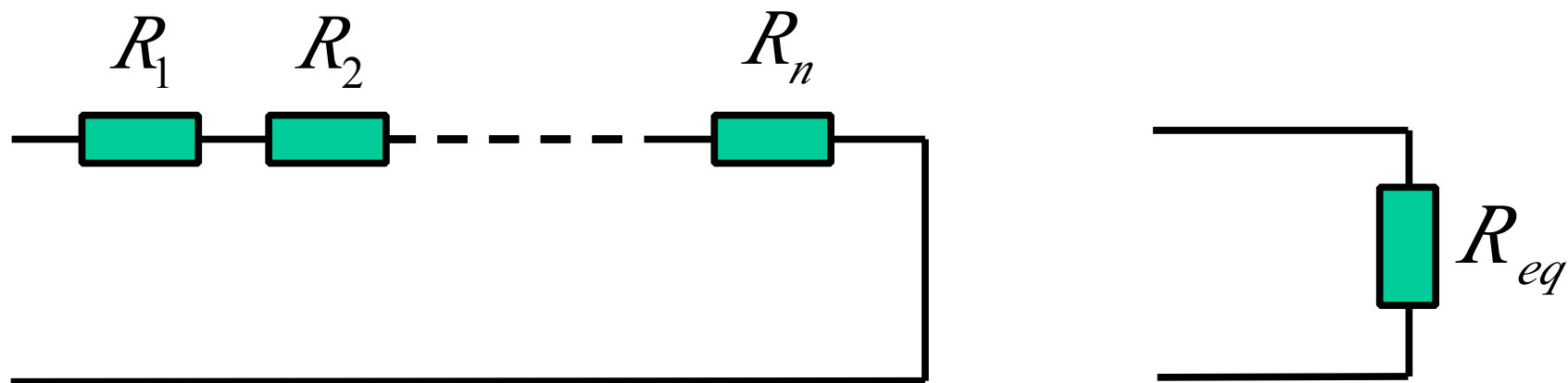
一、电阻的串联



1、特点：

电阻串联时，通过各电阻的电流是同一个电流。

2、等效电阻:

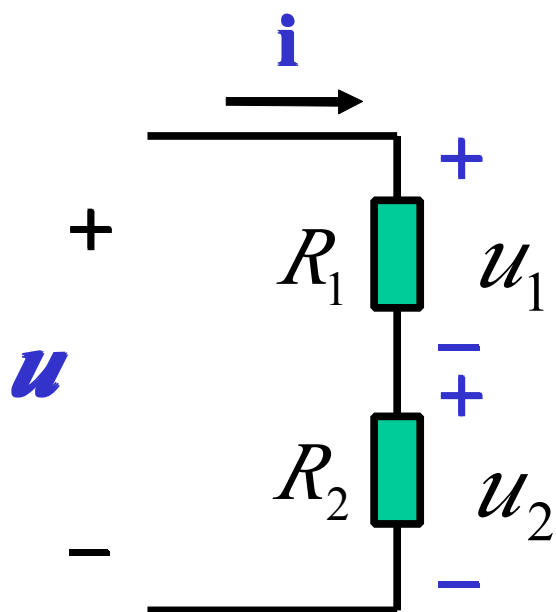


$$R_{eq} = \frac{u}{i} = R_1 + R_2 + \cdots + R_n$$

$$= \sum_{k=1}^n R_k$$

$$R_{eq} > R_k$$

3、分压公式



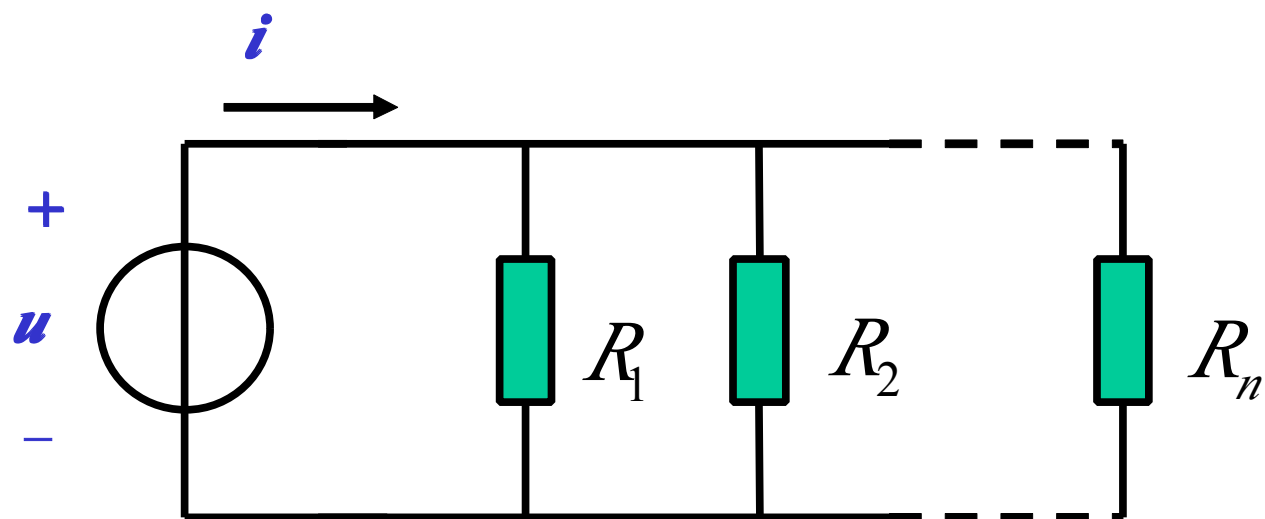
$$u_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u$$

$$u_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u$$

4、应用

分压、限流。

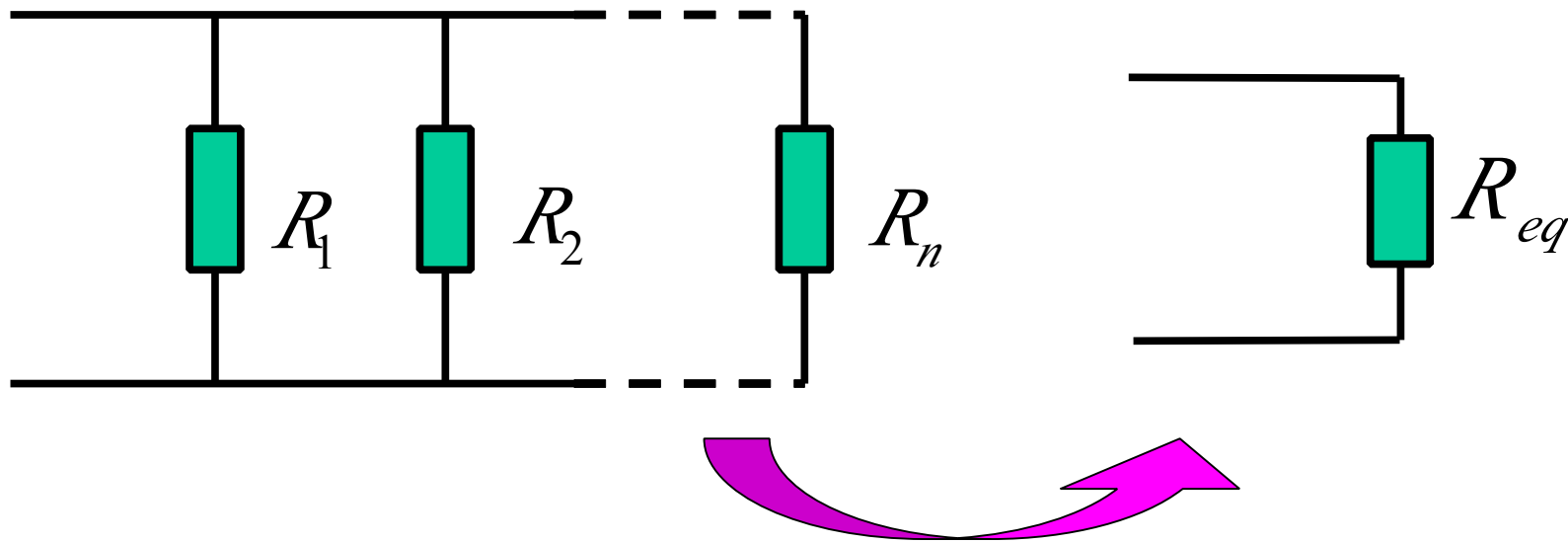
二、电阻的并联



1、特点

电阻并联时，各电阻上的电压是同一个电压。

2、等效电阻



$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}$$

$$= \sum_{k=1}^n \frac{1}{R_k}$$

$$R_{eq} < R_k$$

两个电阻并联的等效电阻为

$$R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

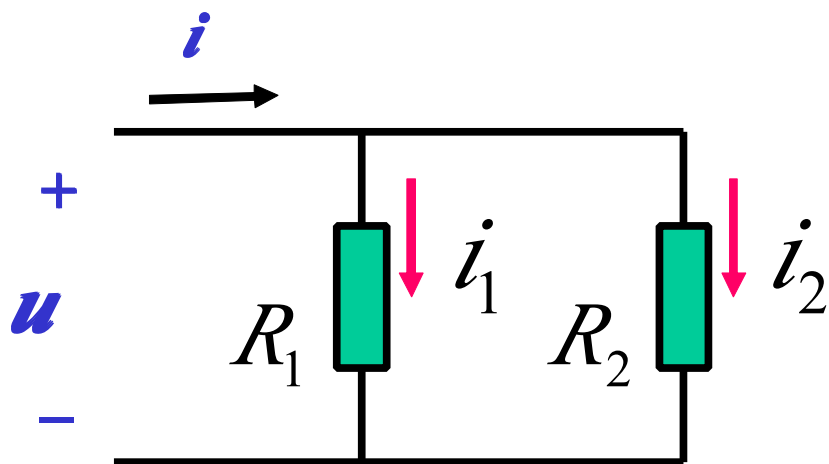
三个电阻并联的等效电阻为

$$~~R_{eq} = \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_2 + R_3}~~$$

计算多个电阻并联的等效电阻时，利用公式

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \cdots + \frac{1}{R_n}$$

3、分流公式：



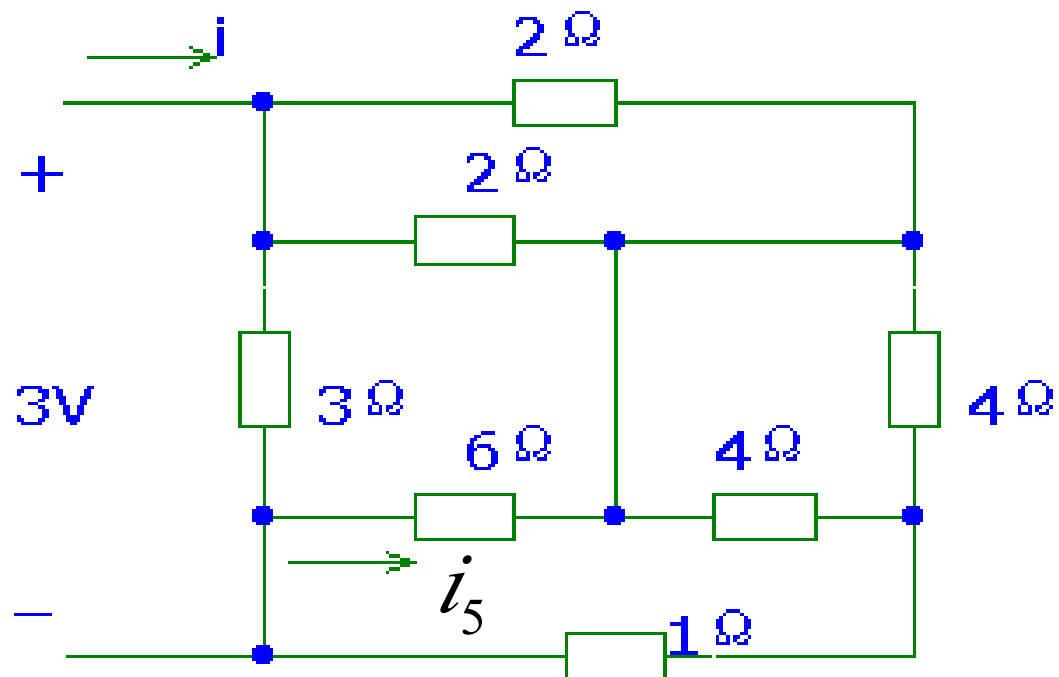
$$i_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} i$$

$$i_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} i$$

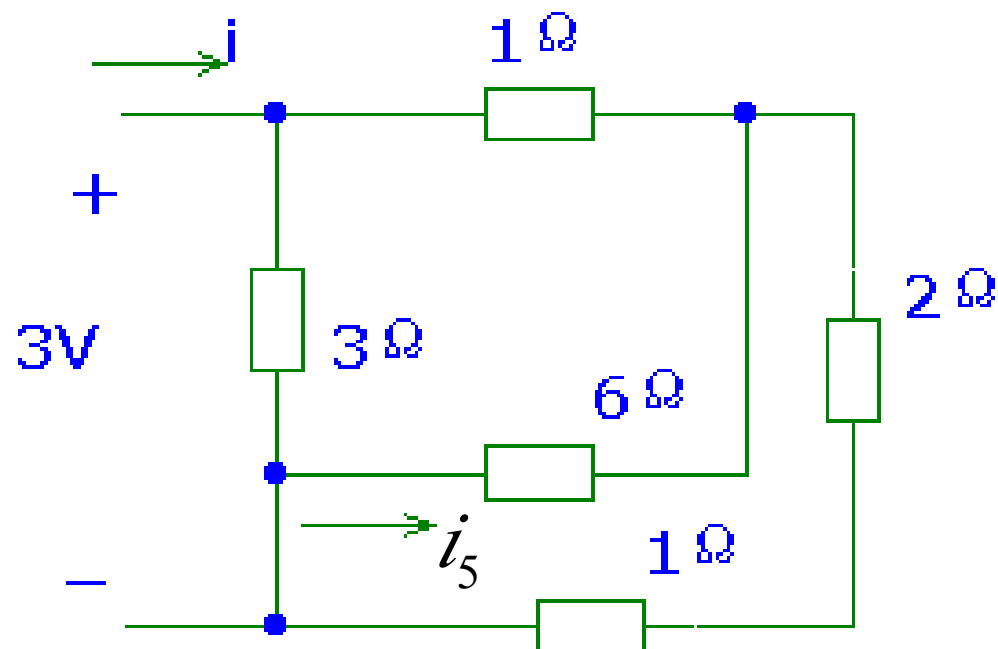
4、应用

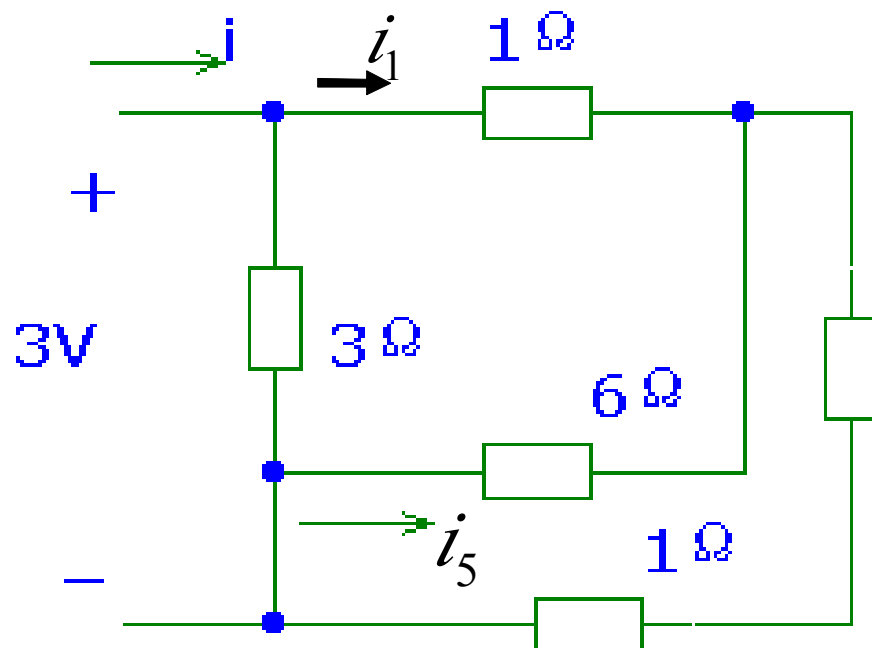
分流或调节电流。

例



求电流 i 和 i_5





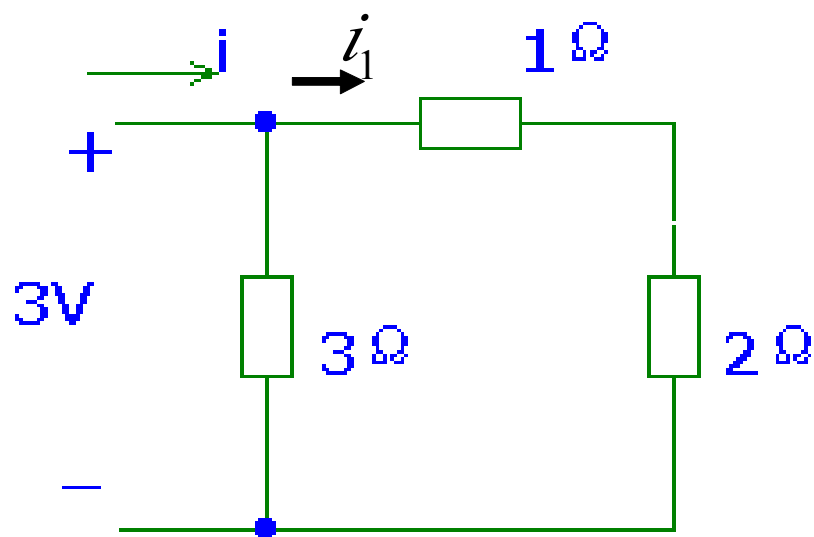
等效电阻
 $R = 1.5 \Omega$

$$i = 2A$$

$$i_1 = 1A$$

$$i_5 = - \frac{2+1}{6+2+1} \times 1$$

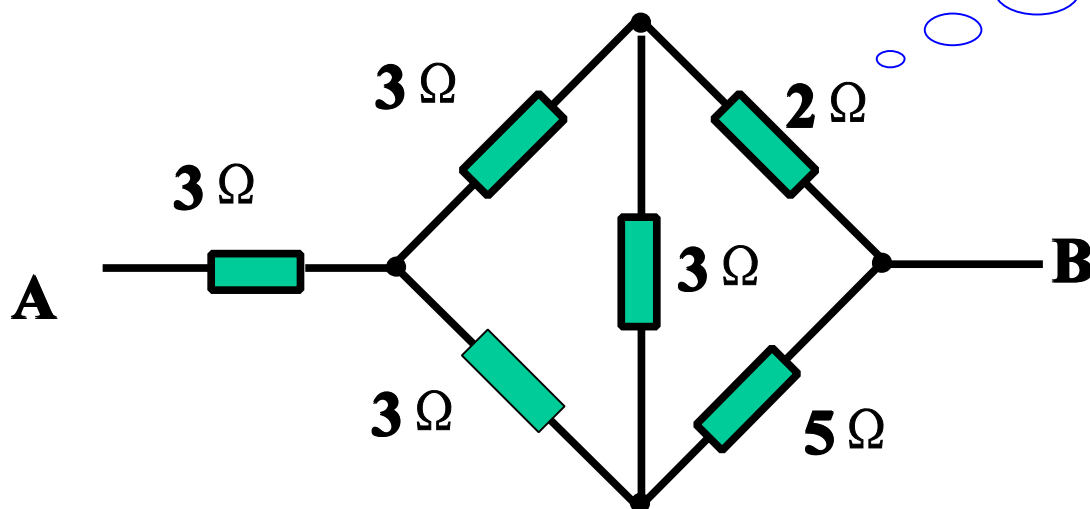
$$= - \frac{1}{3} A$$



电阻的Y形联接与 Δ 形联接 的等效变换

一、问题的引入

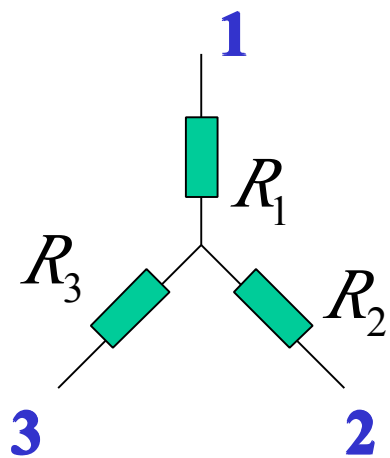
求等效电阻



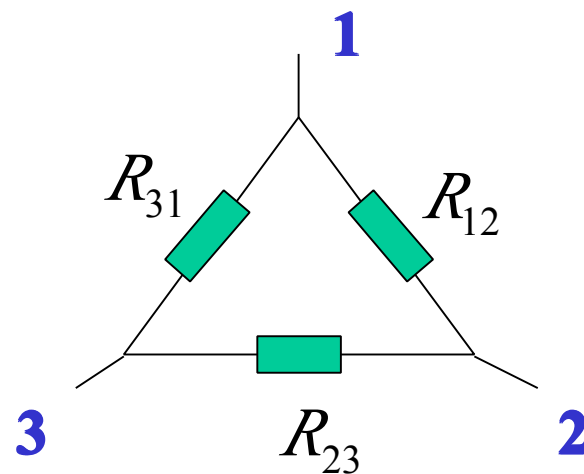
$$R_{AB} = ?$$

二、星形联接和三角形联接的等效变换的条件

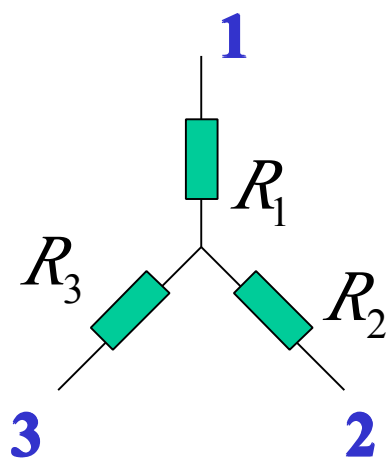
要求它们的外部性能相同，
即当它们对应端子间的电压相同时，
流入对应端子的电流也必须分别相等。



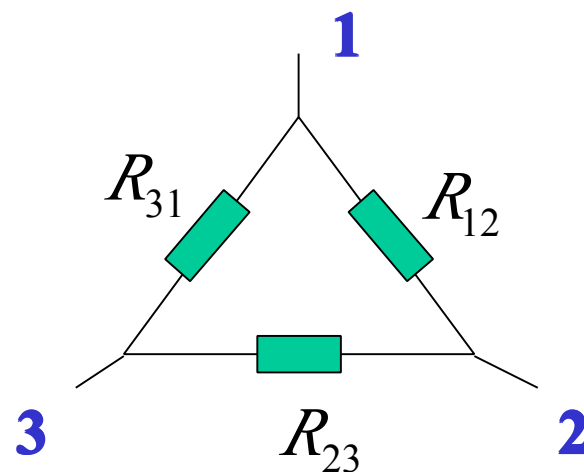
星接（Y接）



三角接（ Δ 接）



星接（Y接）



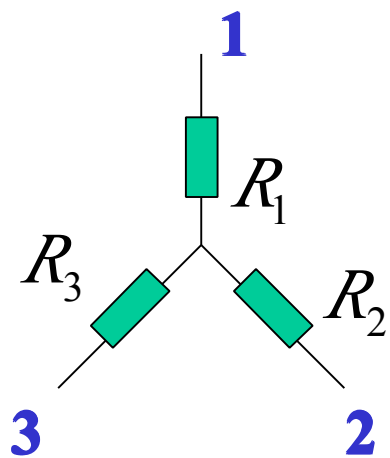
三角接（Δ接）

Y → Δ

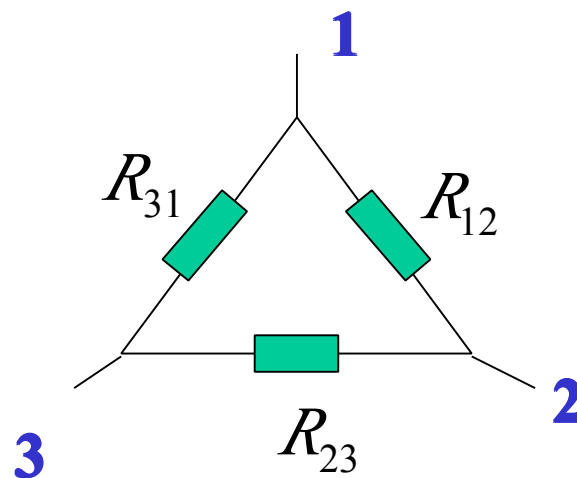
$$R_{12} = R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{R_3}$$

$$R_{23} = R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1}$$

$$R_{31} = R_1 + R_3 + \frac{R_3 R_1}{R_2}$$



星接



三角接

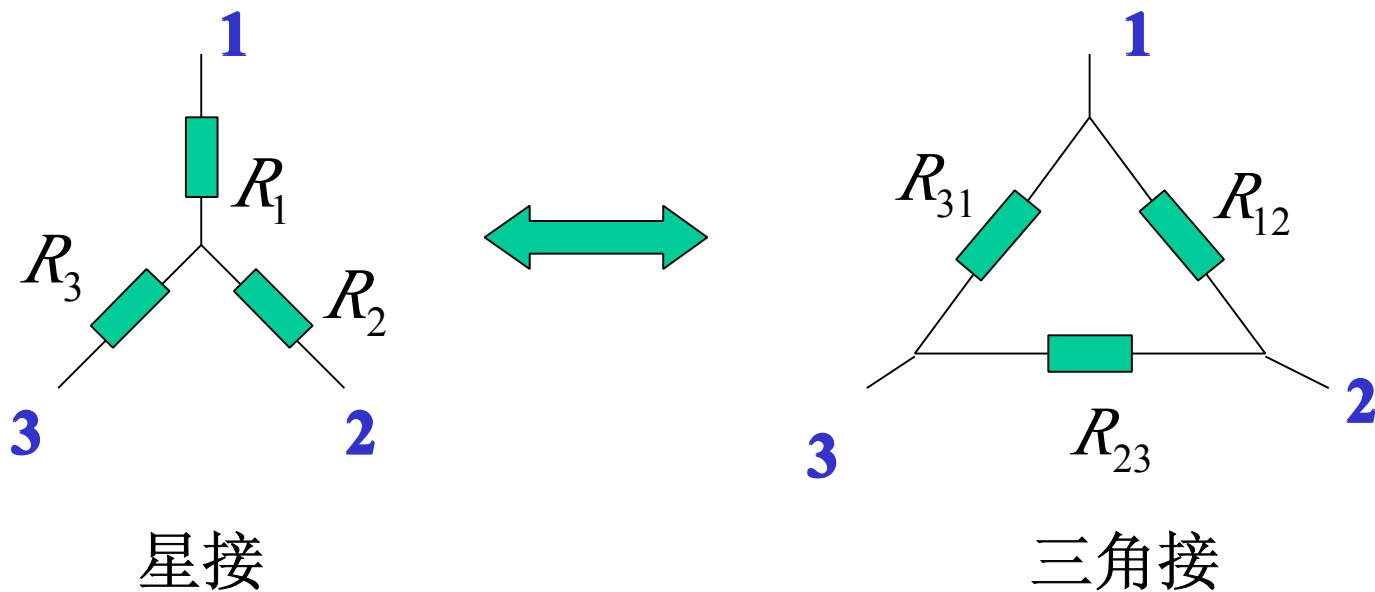
$$\triangle \rightarrow \mathbf{Y} \quad R_1 = \frac{R_{31}R_{12}}{R_{12} + R_{23} + R_{31}}$$

$$R_2 = \frac{R_{12}R_{23}}{R_{12} + R_{23} + R_{31}}$$

$$R_3 = \frac{R_{23}R_{31}}{R_{12} + R_{23} + R_{31}}$$

$$\text{Y形电阻} = \frac{\Delta\text{形相邻电阻的乘积}}{\Delta\text{形电阻之和}}$$

$$\Delta\text{形电阻} = \frac{\text{Y形电阻两两乘积之和}}{\text{Y形不相邻电阻}}$$



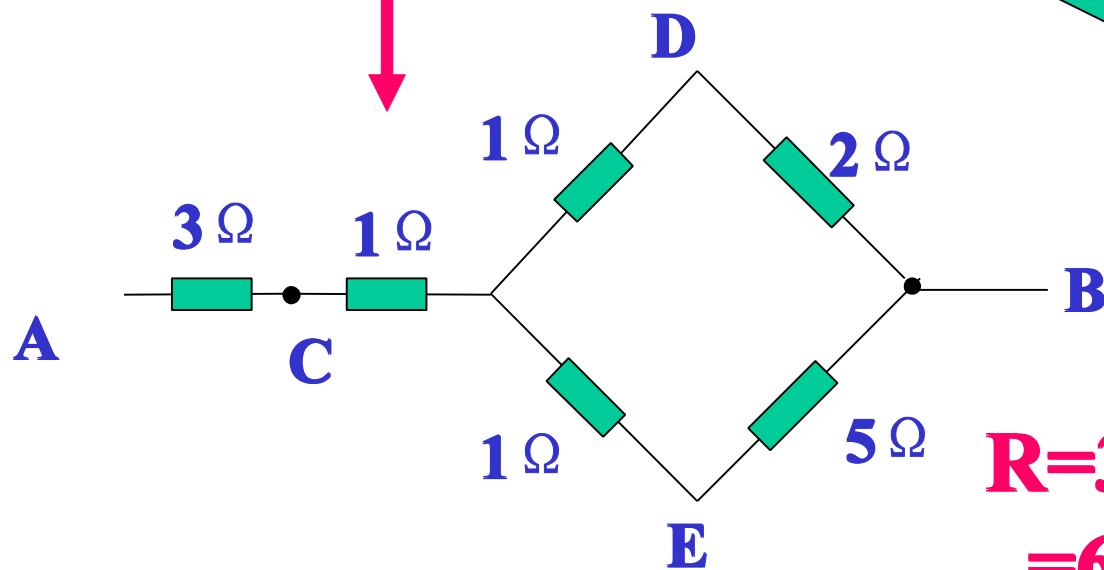
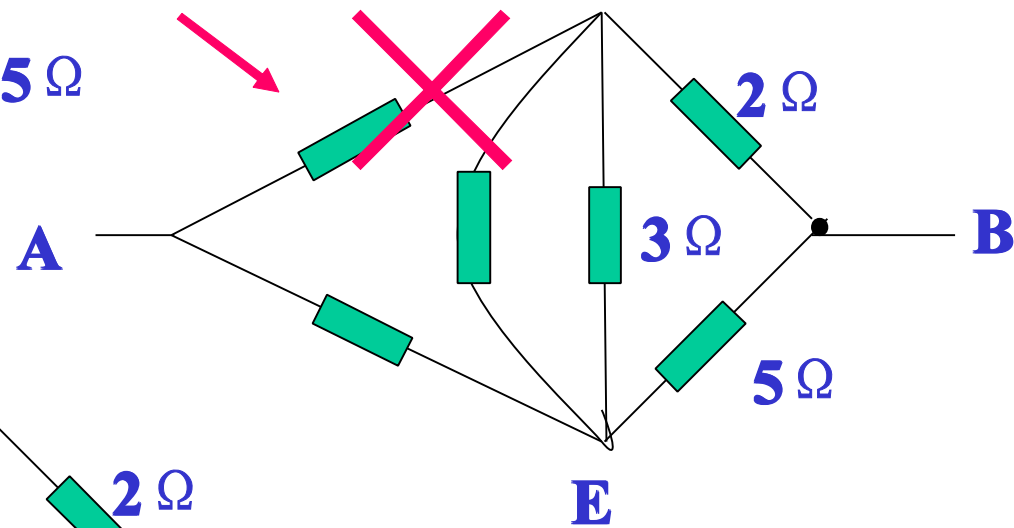
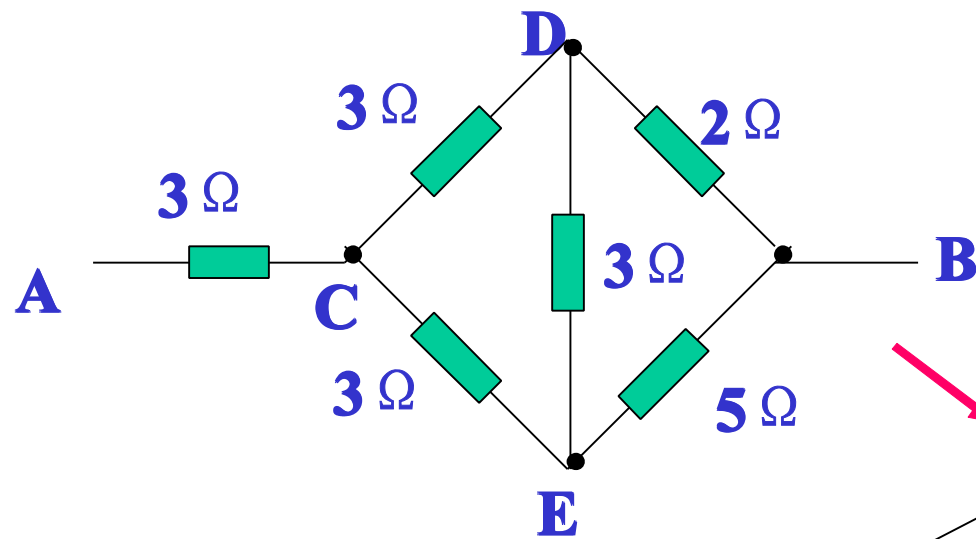
特别若星形电路的**3**个电阻相等

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_Y$$

则等效的三角形电路的电阻也相等

$$R_{\Delta} = R_{12} = R_{23} = R_{31} = 3R_Y$$

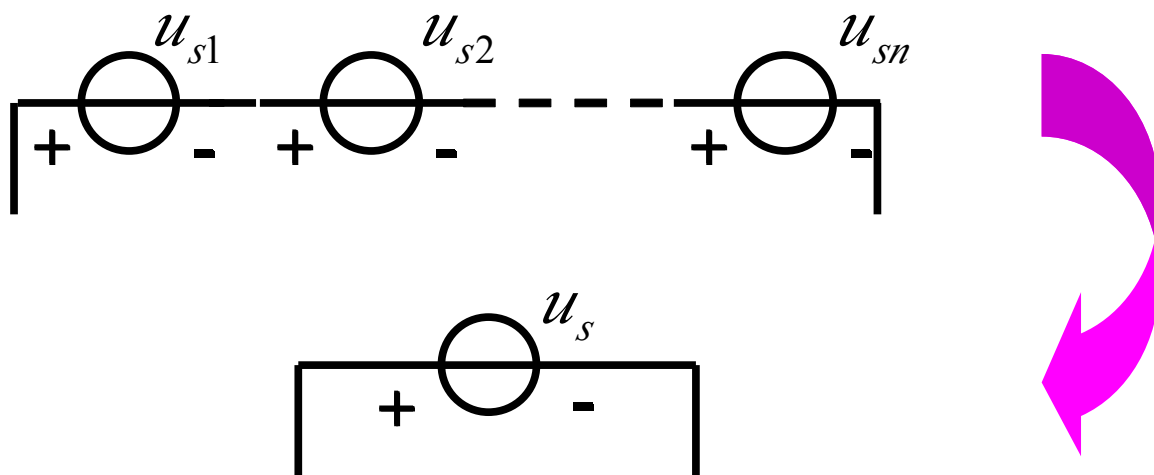
反之, 则 $R_Y = \frac{1}{3} R_{\Delta}$



$$R = 3 + 1 + (1 + 2) // (1 + 5) = 6\Omega$$

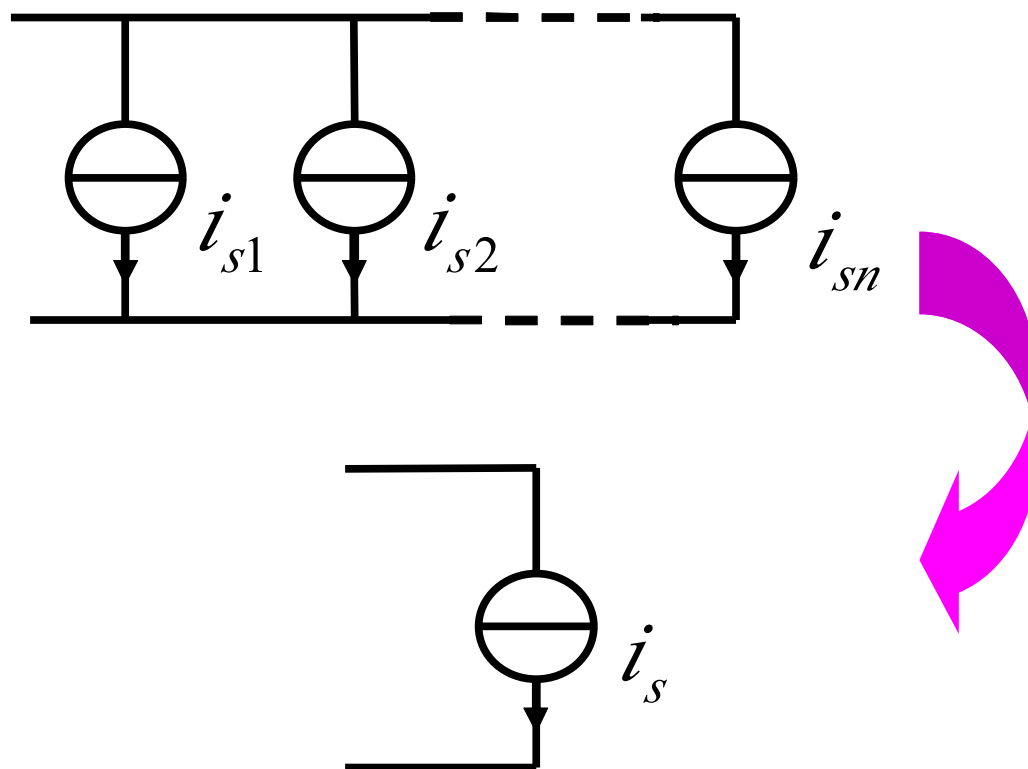
电压源、电流源的串联和并联

一、电压源串联



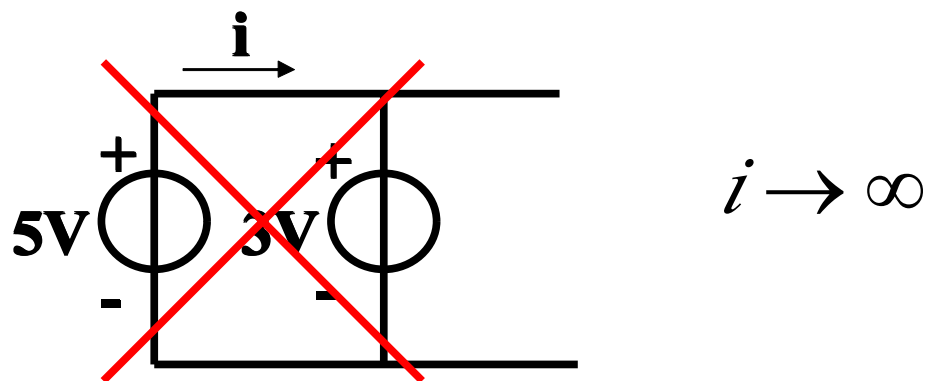
$$u_s = u_{s1} + u_{s2} + \cdots + u_{sn} = \sum_{k=1}^n u_{sk}$$

二、电流源并联



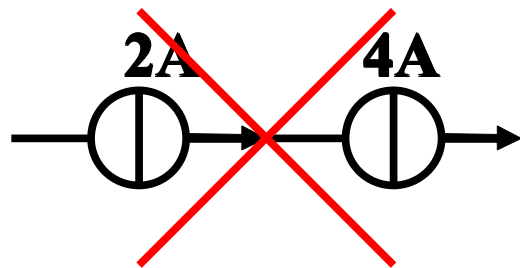
$$i_s = i_{s1} + i_{s2} + \cdots + i_{sn} = \sum_{k=1}^n i_{sk}$$

三、电压源的并联



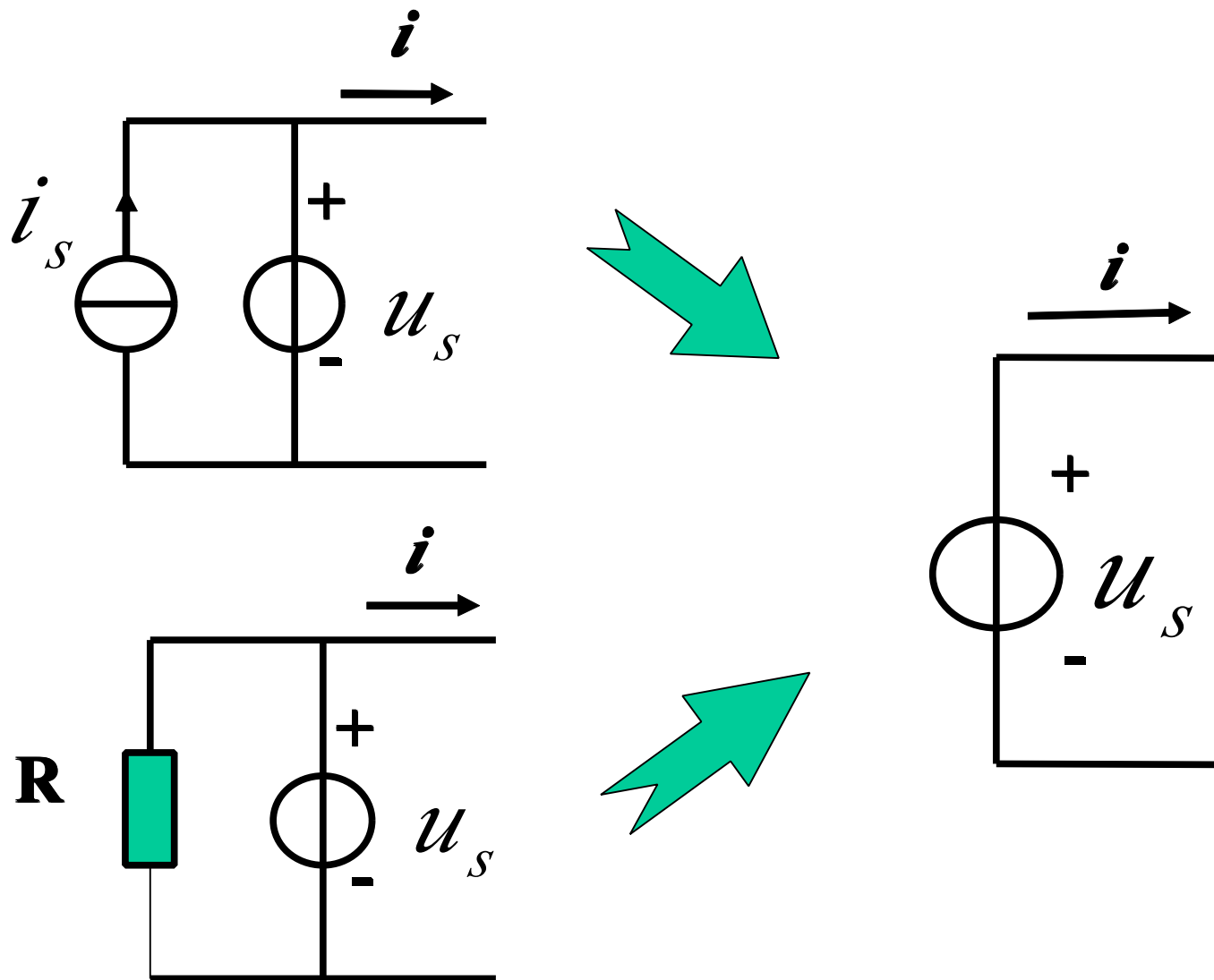
只有电压相等的电压源才允许并联。

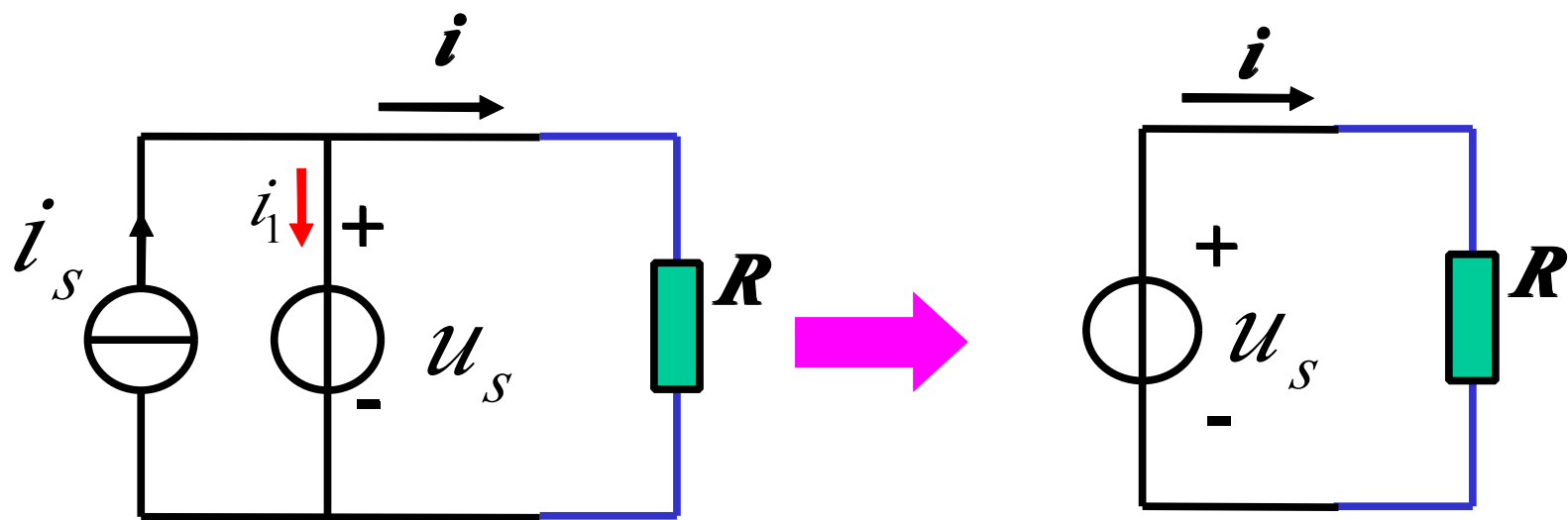
四、电流源的串联



只有电流相等的电流源才允许串联

五、电源与支路的串联和并联

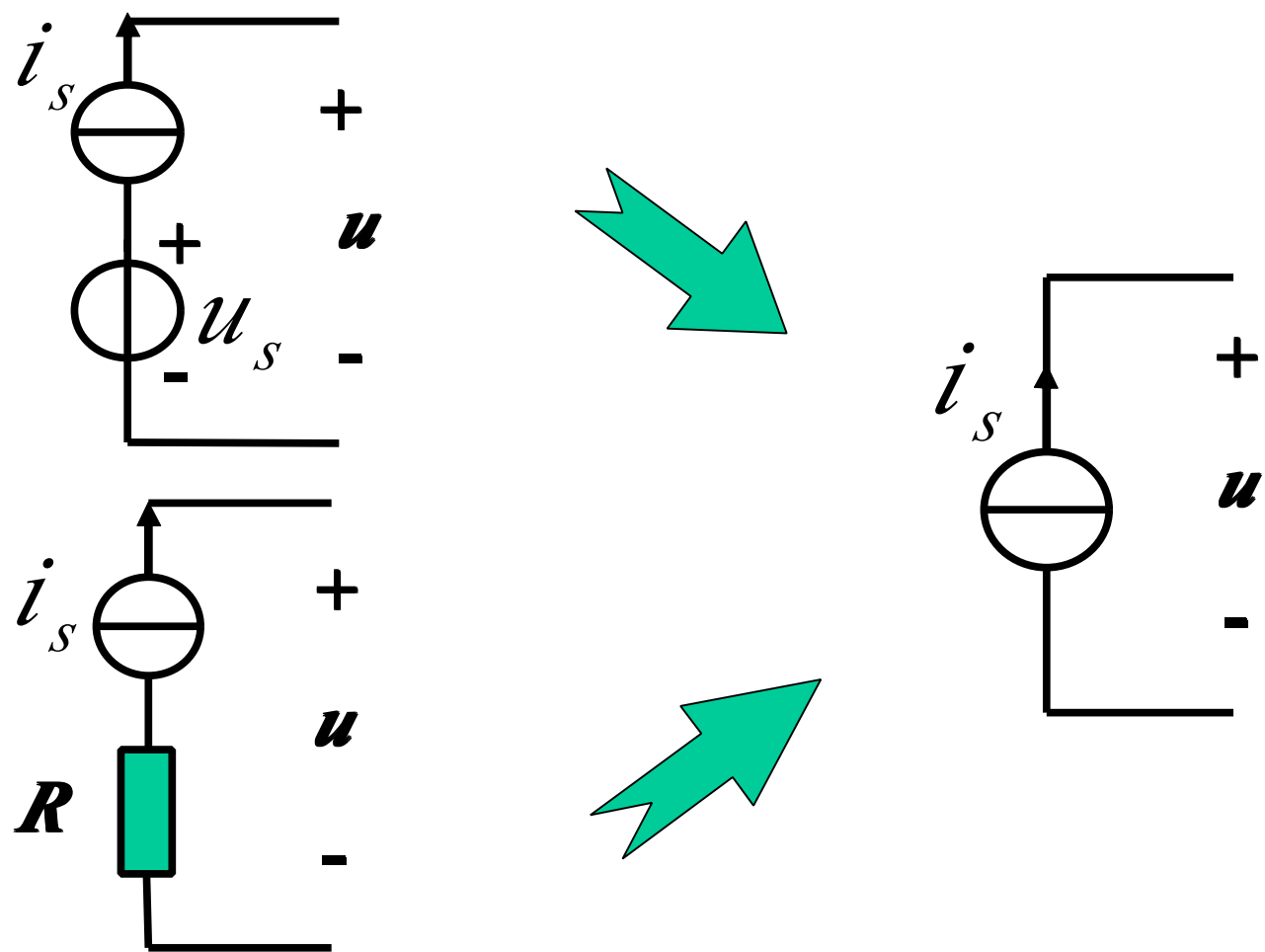




等效是对外而言

等效电压源中的电流不等于替代前的电压源的电流，而等于外部电流 i 。

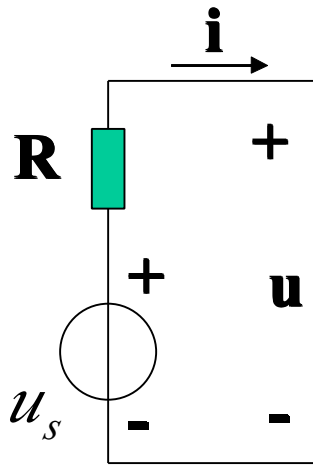
$$i_1 = i_s - i$$



等效电流源的电压不等于替代前的电流源的电压，而等于外部电压 u 。

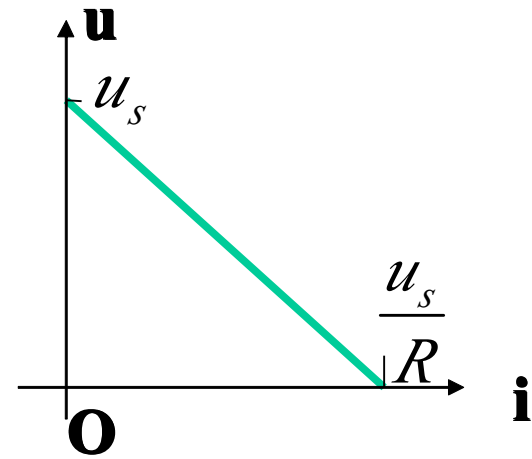
实际电源的两种模型及其等效变换

一、电压源和电阻的串联组合

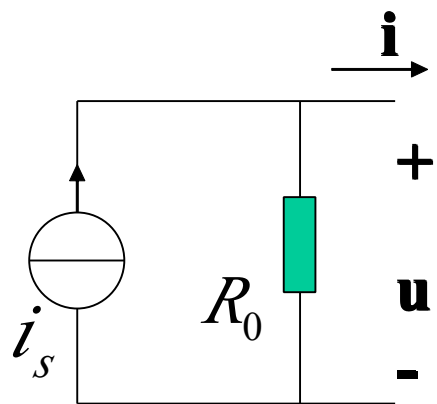


$$u = u_s - Ri$$

外特性曲线

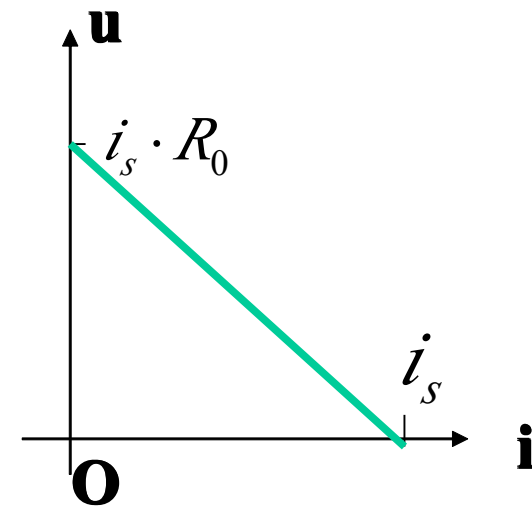


二、电流源和电阻的并联组合



$$i = i_s - \frac{u}{R_0}$$

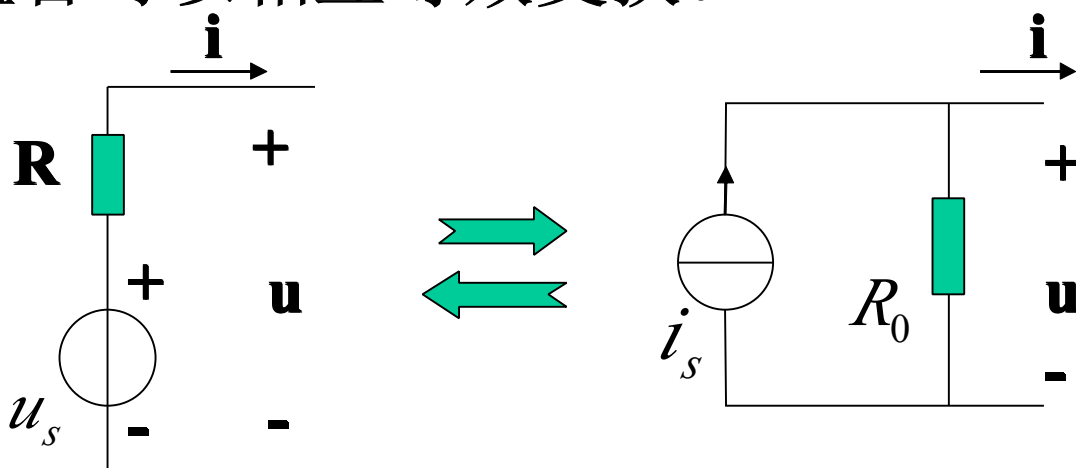
外特性曲线



三、电源的等效变换

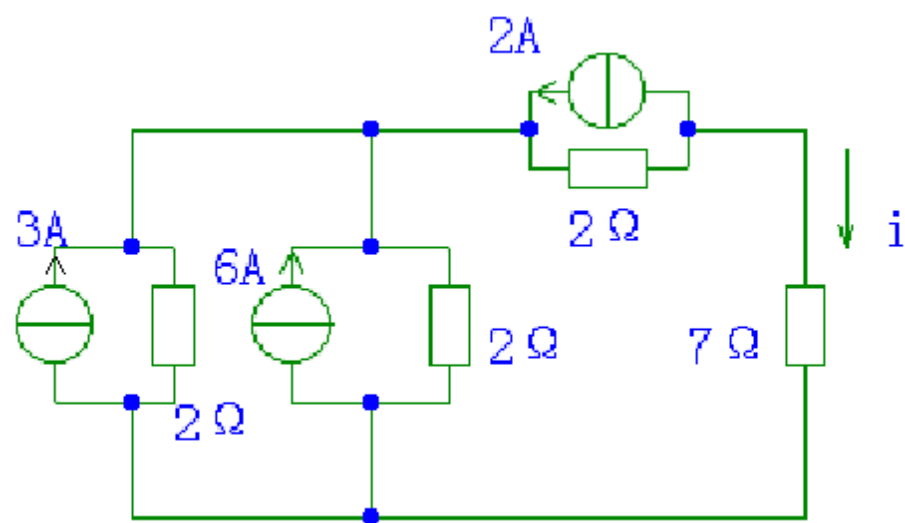
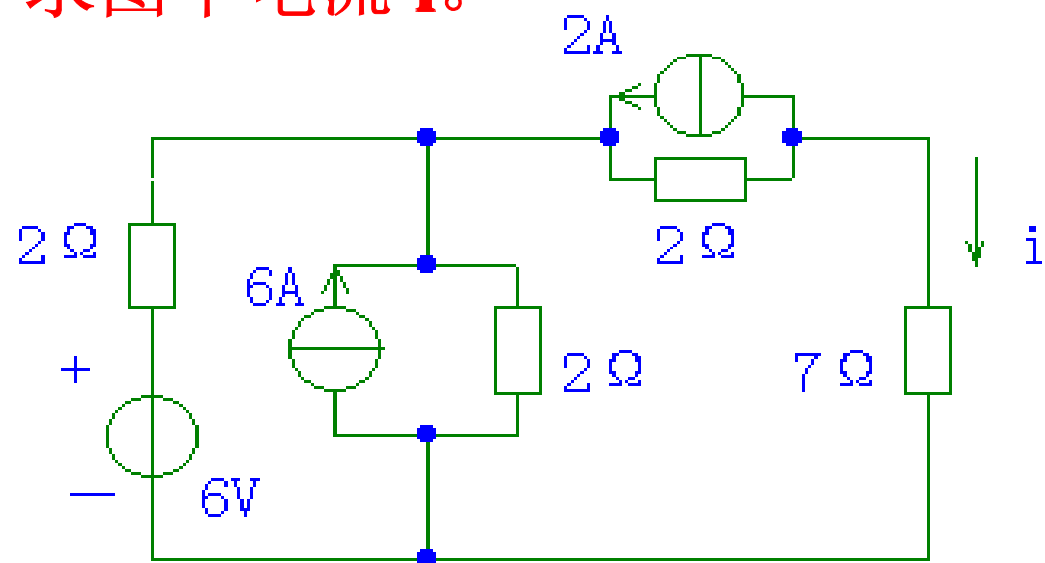
如果令 $R = R_0$
 $u_s = R \cdot i_s$

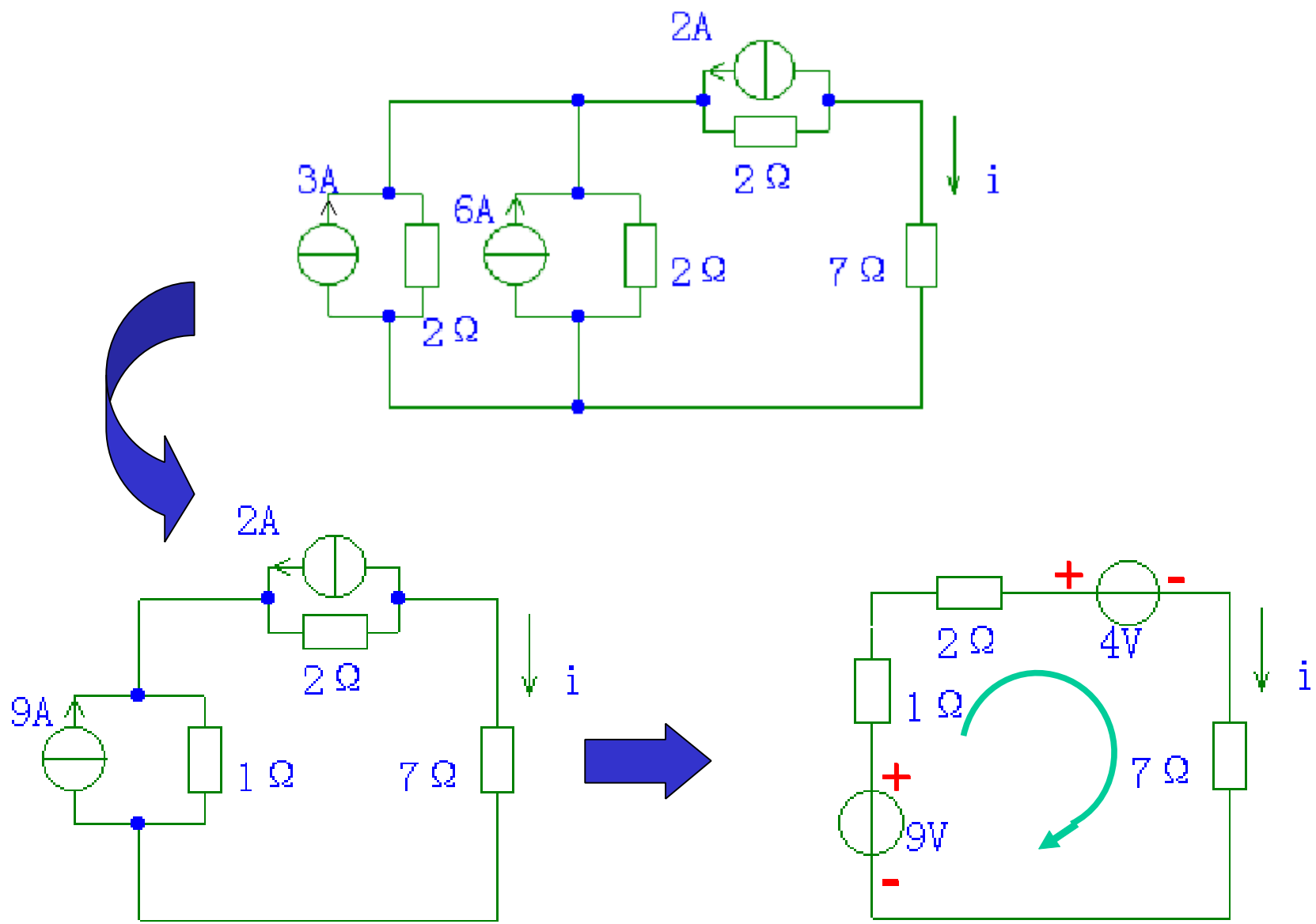
电压源、电阻的串联组合与电流源、电阻的并联组合可以相互等效变换。



注意电压源和电流源的参考方向，
电流源的参考方向由电压源的负极指向正极。

例：求图中电流 i 。





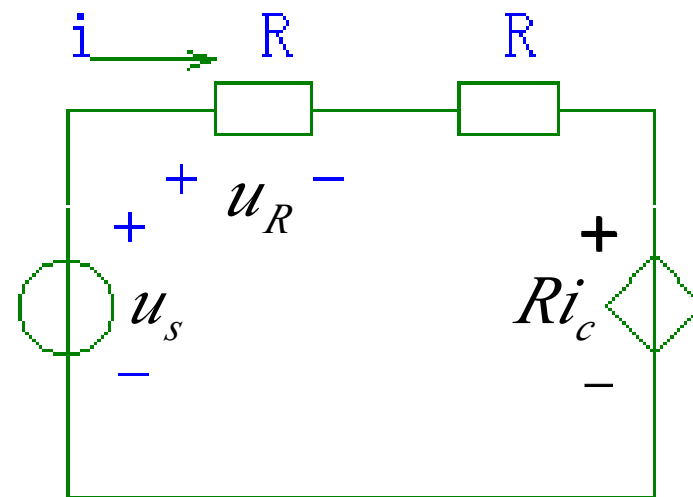
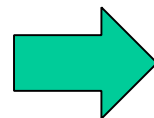
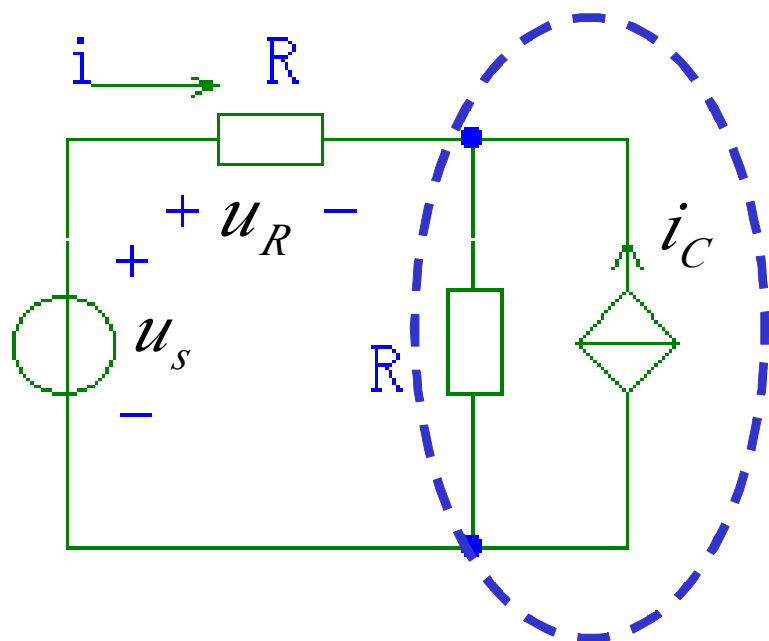
$$(1+2+7)i+4-9=0$$

$$i=0.5A$$

四、有关受控源

受控电压源、电阻的串联组合和受控电流源、电导的并联组合也可以用上述方法进行变换。

此时应把受控电源当作独立电源处理，但应注意在变换过程中**保存控制量所在支路**，而不要把它消掉。



已知 $u_s=12\text{V}$, $R=2\Omega$, $i_c=2u_R$, 求 u_R 。

$$u_R + Ri + Ri_c = u_s$$

$$2u_R + 4u_R = u_s$$

$$u_R = 2\text{V}$$

2.2 结点电压法

一、结点电压

1、定义：

在电路中任意选择某一结点为参考结点，其他结点与此结点之间的电压称为结点电压。

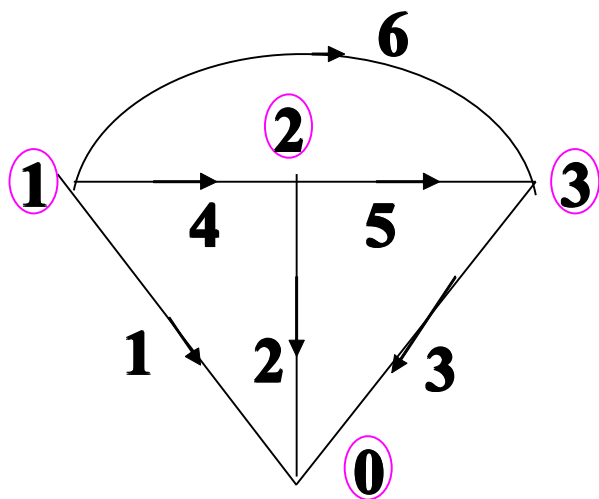
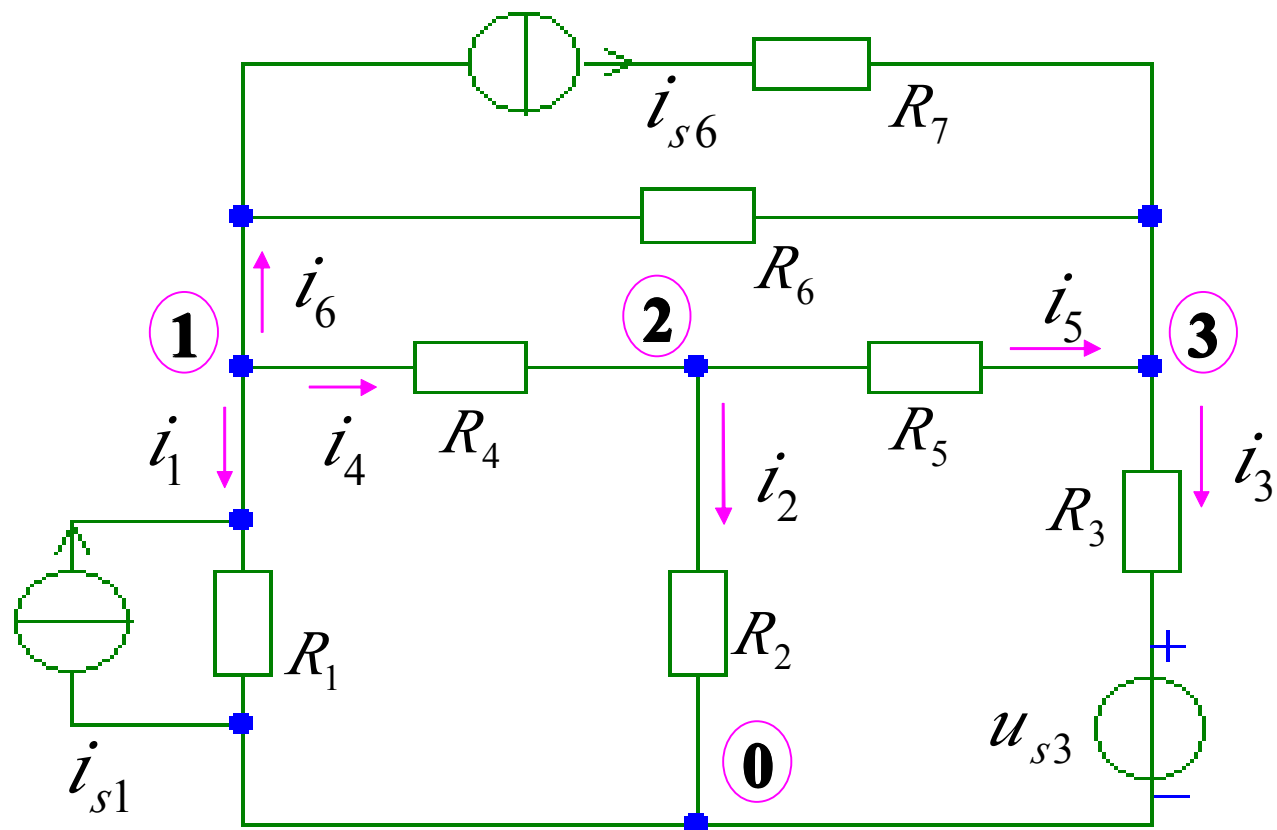
2、极性：

结点电压的参考极性是以参考结点为负，其余独立结点为正。

二、结点电压法

1、结点电压法以结点电压为求解变量，用 u_{ni} 来表示。

2、结点电压方程：

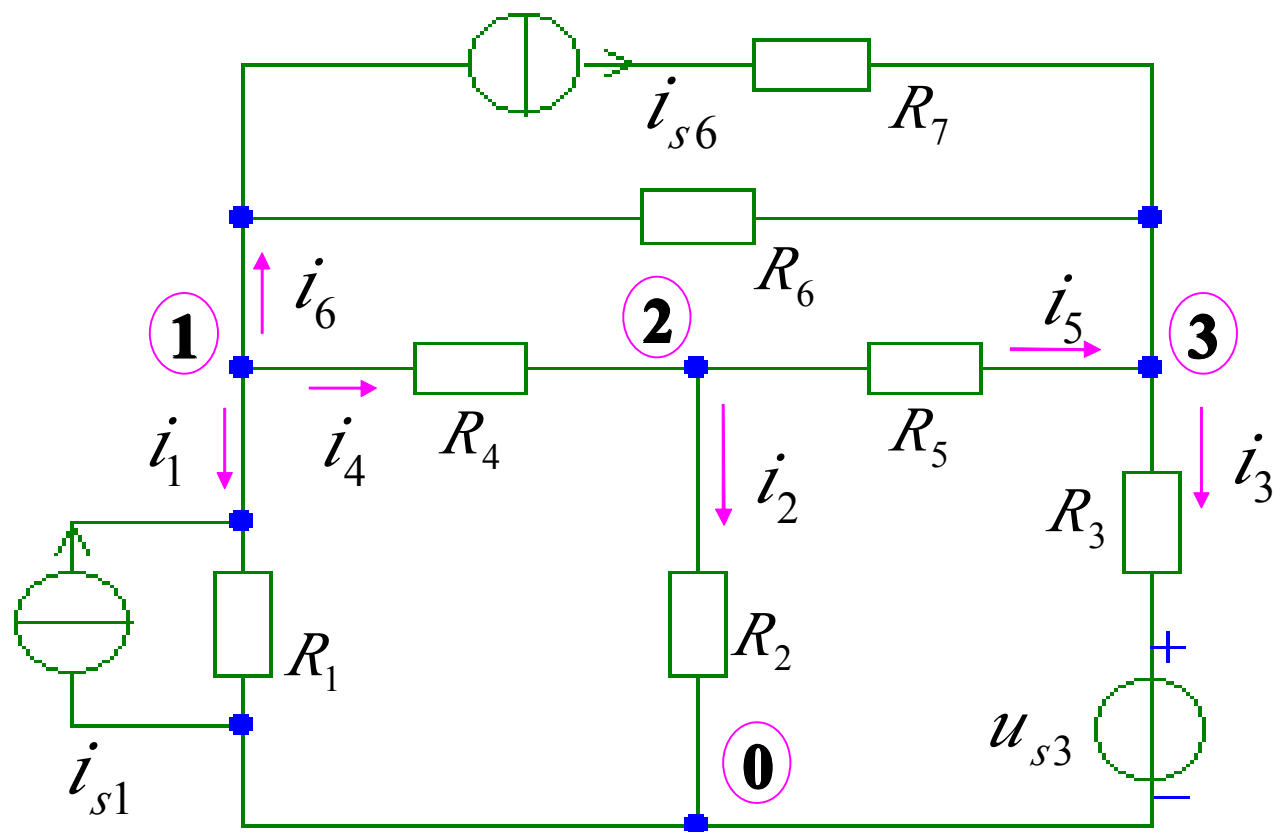


对结点**1,2,3**应用**KCL**

$$-i_1 - i_4 - i_6 = 0$$

$$-i_2 + i_4 - i_5 = 0$$

$$-i_3 + i_5 + i_6 = 0$$



各支路方程

$$u_1 = u_{n1} = R_1 i_1 + R_1 i_{s1}$$

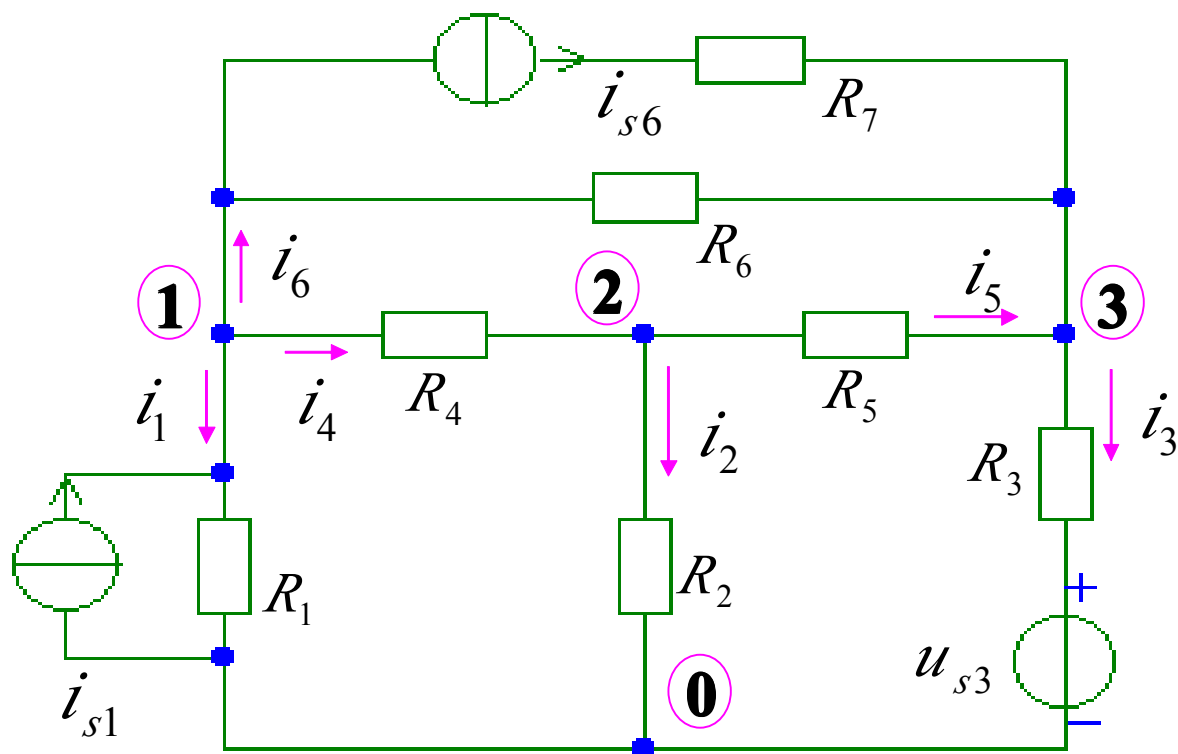
$$u_2 = u_{n2} = R_2 i_2$$

$$u_3 = u_{n3} = R_3 i_3 + u_{s3}$$

$$u_4 = u_{n1} - u_{n2} = R_4 i_4$$

$$u_5 = u_{n2} - u_{n3} = R_5 i_5$$

$$u_6 = u_{n1} - u_{n3} = R_6 (i_6 - i_{s6})$$



R_7 ?

整理后,有

$$\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_6}\right)u_{n1} - \frac{1}{R_4}u_{n2} - \frac{1}{R_6}u_{n3} = i_{s1} - i_{s6}$$

$$-\frac{1}{R_4}u_{n1} + \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5}\right)u_{n2} - \frac{1}{R_5}u_{n3} = 0$$

$$-\frac{1}{R_6}u_{n1} - \frac{1}{R_5}u_{n2} + \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6}\right)u_{n3} = i_{s6} + \frac{u_{s3}}{R_3}$$

结点电压方程的一般形式

$$[G][U_n] = [I_s]$$

1、 $[G]$ 为结点电导矩阵

G_{ii} -自电导，与结点*i*相连的全部电导之和，恒为正。

G_{ij} -互电导，结点*i*和结点*j*之间的公共电导，恒为负。

注意：和电流源串联的电导不计算在内

结点电压方程的一般形式

$$[G][U_n] = [I_s]$$

2、 $[U_n]$

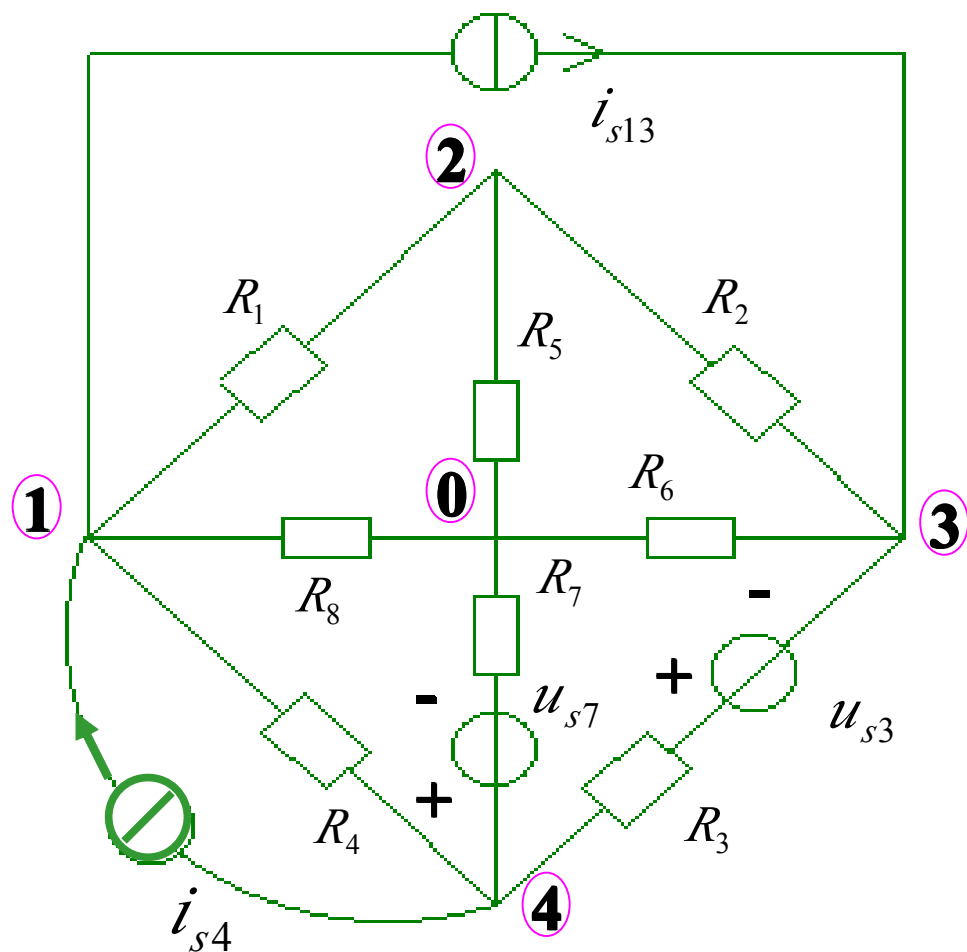
结点电压列向量

3、 $[I_s]$

I_{si} -和第*i*个结点相联的电源注入该结点的电流之和。

电流源：流入为正。

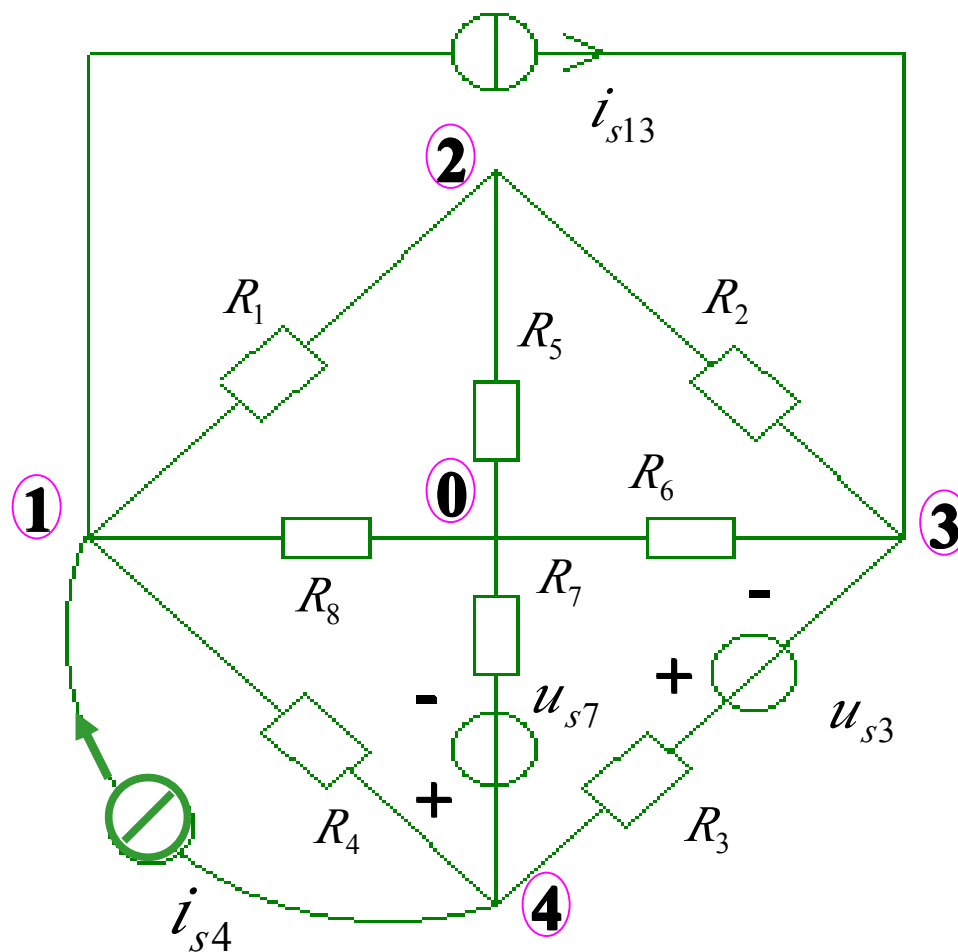
电压源：当电压源的参考正极性联到该结点时，该项前取正号，否则取负。



列结点电压方程

对结点1:

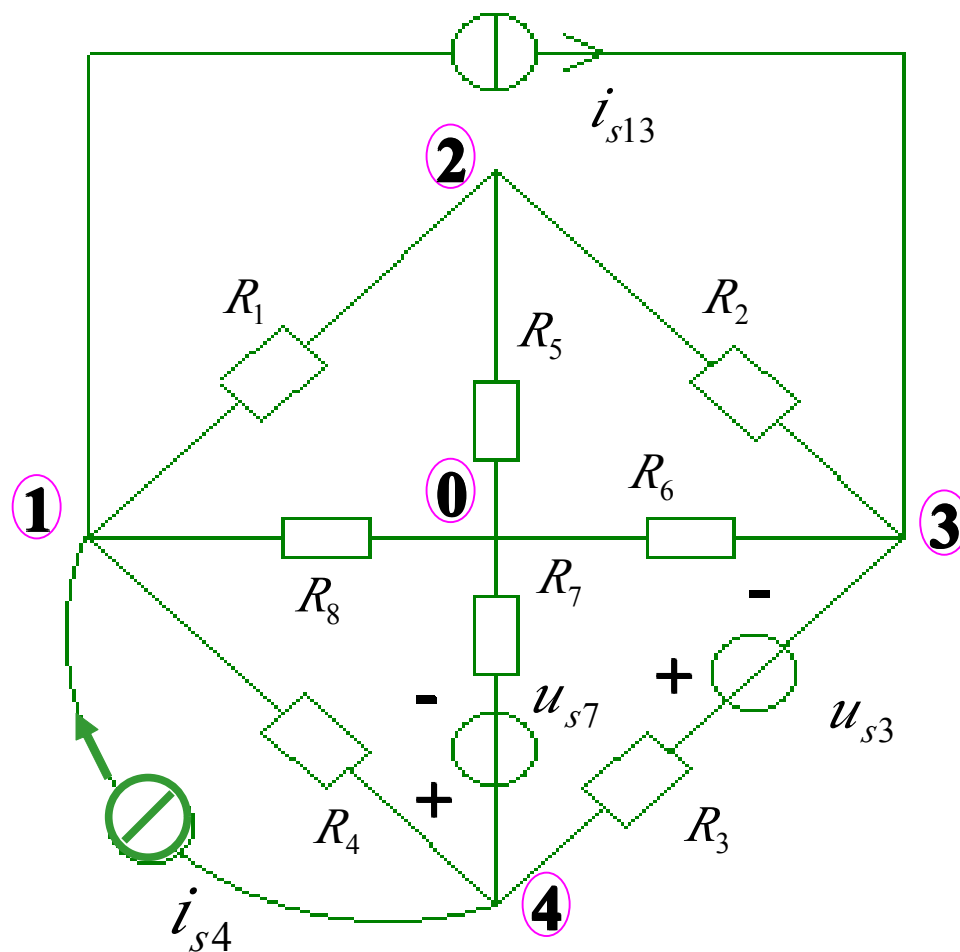
$$(G_1 + G_4 + G_8) u_{n1} - G_1 u_{n2} + 0 u_{n3} - G_4 u_{n4} = -i_{s13} + i_{s4}$$



列结点电压方程

对结点2:

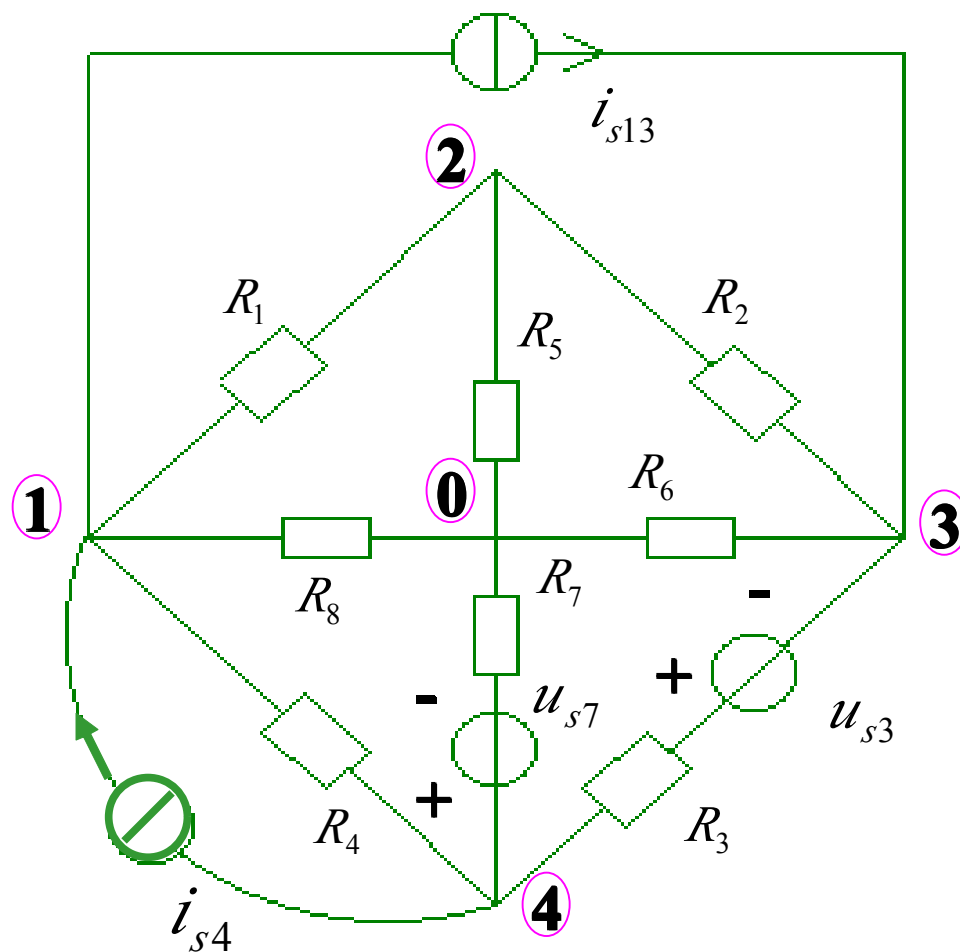
$$-G_1 u_{n1} + (G_1 + G_2 + G_5) u_{n2} - G_2 u_{n3} + 0 u_{n4} = 0$$



列结点电压方程

对结点3:

$$0 \quad u_{n1} - G_2 u_{n2} + (G_2 + G_3 + G_6) u_{n3} - G_3 u_{n4} = i_{s13} - G_3 u_{s3}$$



列结点电压方程

对结点4:

$$-G_4 u_{n1} + 0 u_{n2} - G_3 u_{n3} + (G_3 + G_4 + G_7) u_{n4} = -i_{s4} + G_3 u_{s3} + G_7 u_{s7}$$

电路的结点电压方程:

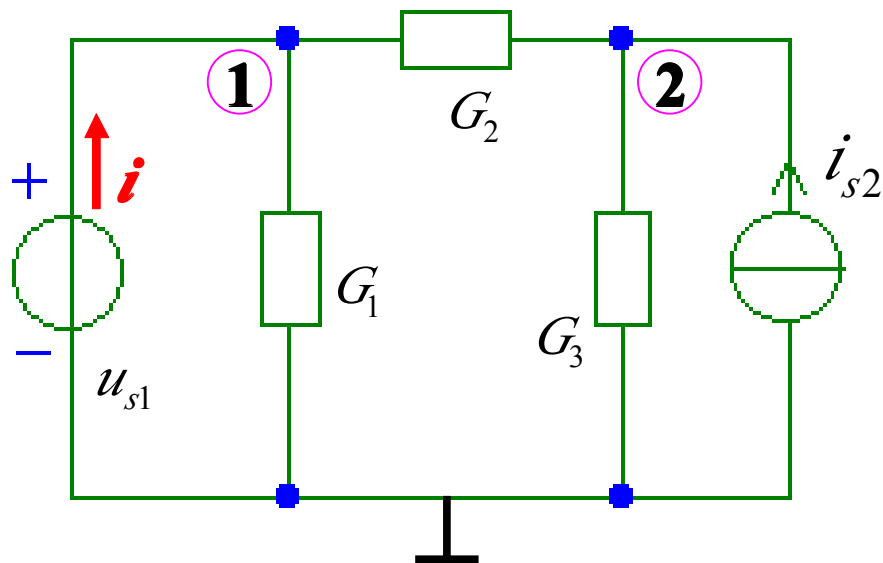
$$(G_1 + G_4 + G_8) u_{n1} - G_1 u_{n2} + 0 u_{n3} - G_4 u_{n4} = -i_{s13} + i_{s4}$$

$$-G_1 u_{n1} + (G_1 + G_2 + G_5) u_{n2} - G_2 u_{n3} + 0 u_{n4} = 0$$

$$0 u_{n1} - G_2 u_{n2} + (G_2 + G_3 + G_6) u_{n3} - G_3 u_{n4} = i_{s13} - G_3 u_{s3}$$

$$-G_4 u_{n1} + 0 u_{n2} - G_3 u_{n3} + (G_3 + G_4 + G_7) u_{n4} = -i_{s4} + G_3 u_{s3} + G_7 u_{s7}$$

电路中含有理想（无伴）电压源的处理方法



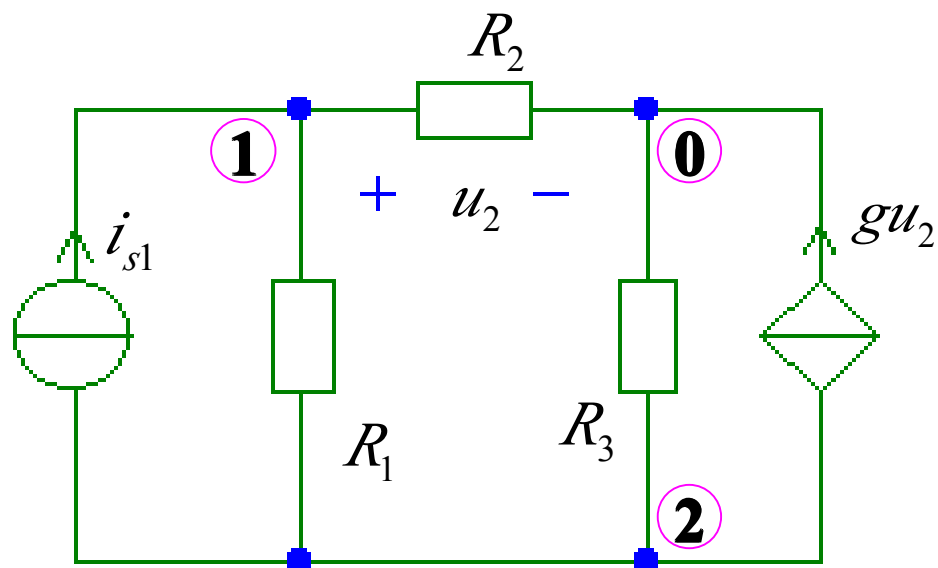
设理想（无伴）电压源支路的电流为 i ，
电路的结点电压方程为

$$(G_1 + G_2) u_{n1} - G_2 u_{n2} = i$$

$$-G_2 u_{n1} + (G_2 + G_3) u_{n2} = i_{s2}$$

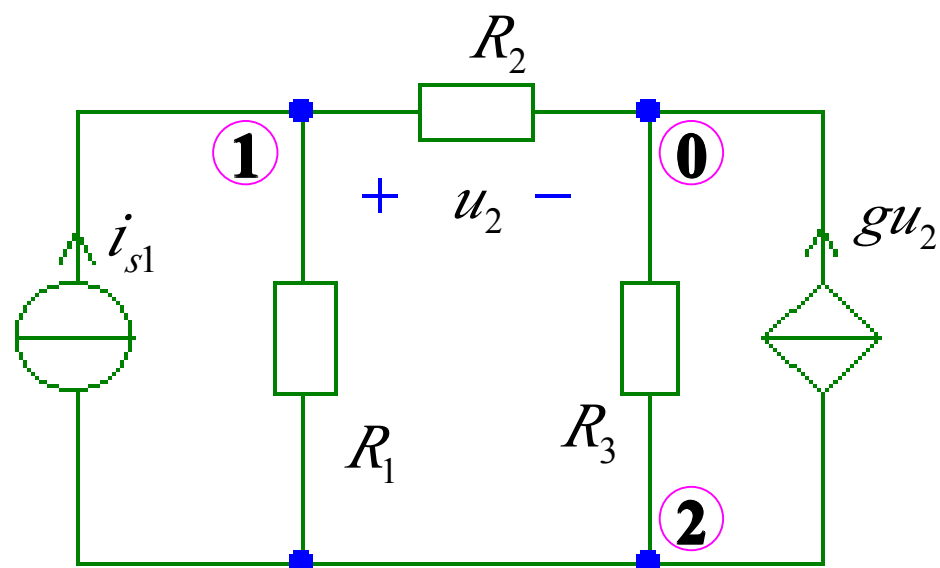
补充的约束方程 $u_{n1} = u_{s1}$

电路中含有受控源的处理方法



$$\begin{aligned}
 (G_1 + G_2) u_{n1} - G_1 u_{n2} &= i_{s1} \\
 -G_1 u_{n1} + (G_1 + G_3) u_{n2} &= -gu_2 - i_{s1} \\
 u_2 &= u_{n1}
 \end{aligned}$$

电路中含有受控源的处理方法



整理有：

$$\begin{aligned} (G_1 + G_2) u_{n1} - G_1 u_{n2} &= i_{s1} \\ (g - G_1) u_{n1} + (G_1 + G_3) u_{n2} &= -i_{s1} \end{aligned}$$

系数矩阵不对称

结点法的步骤归纳如下：

1、指定参考结点

其余结点与参考结点之间的电压就是结点电压。

2、列出结点电压方程

自导总是正的，互导总是负的，
注意注入各结点的电流项前的正负号。

3、如电路中含有受控电流源

把控制量用有关的结点电压表示，
暂把受控电流源当作独立电流源。

4、如电路中含有无伴电压源

把电压源的电流作为变量。

5、从结点电压方程解出结点电压

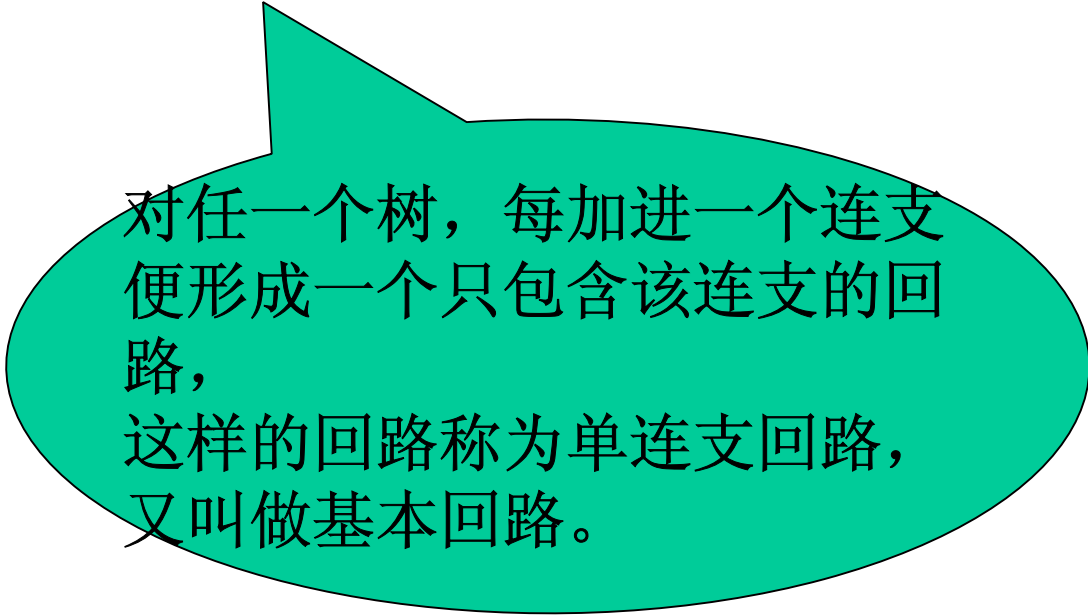
可求出各支路电压和支路电流。

2.3 回路电流法(了解)

网孔电流法仅适用于平面电路，

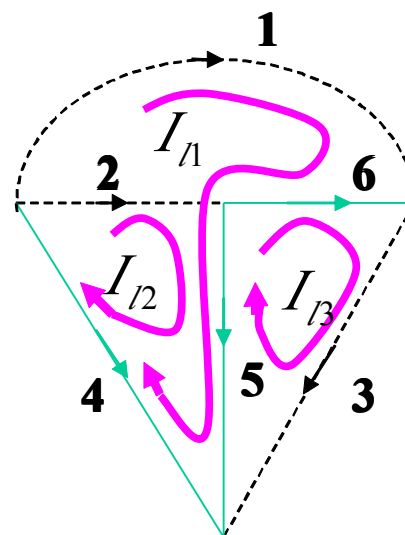
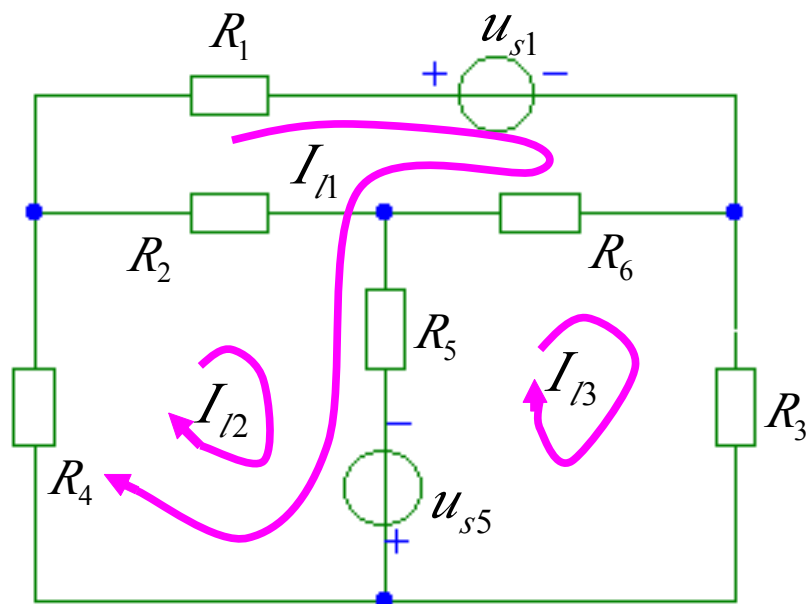
回路电流法则无此限制。

回路电流法是以一组独立回路电流为电路变量，通常选择基本回路作为独立回路。



对任一个树，每加进一个连支便形成一个只包含该连支的回路，这样的回路称为单连支回路，又叫做基本回路。

回路电流方程的一般形式 $[R][I] = [U_s]$



选择支路**4**、**5**、**6**为树。

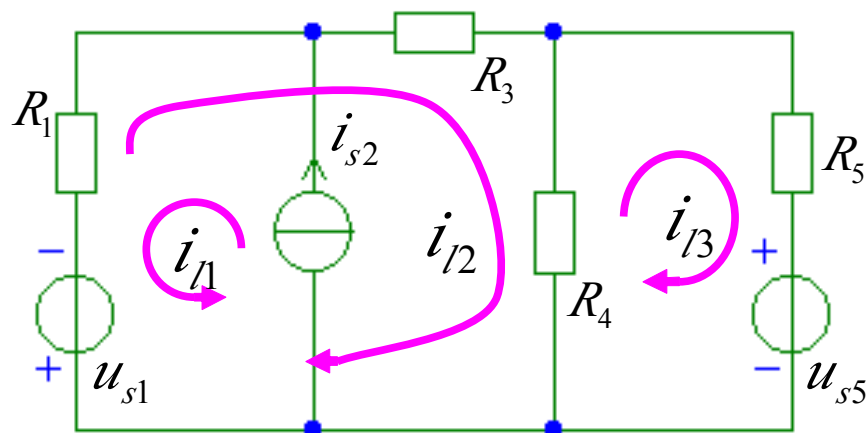
$$(R_1 + R_6 + R_5 + R_4) I_{l1} + (R_4 + R_5) I_{l2} - (R_5 + R_6) I_{l3} = -u_{s1} + u_{s5}$$

$$+ (R_4 + R_5) I_{l1} + (R_2 + R_4 + R_5) I_{l2} - R_5 I_{l3} = + u_{s5}$$

$$- (R_5 + R_6) I_{l1} - R_5 I_{l2} + (R_3 + R_5 + R_6) I_{l3} = - u_{s5}$$

理想（无伴）电流源的处理方法

1、在选取回路电流时，只让一个回路电流通过电流源。

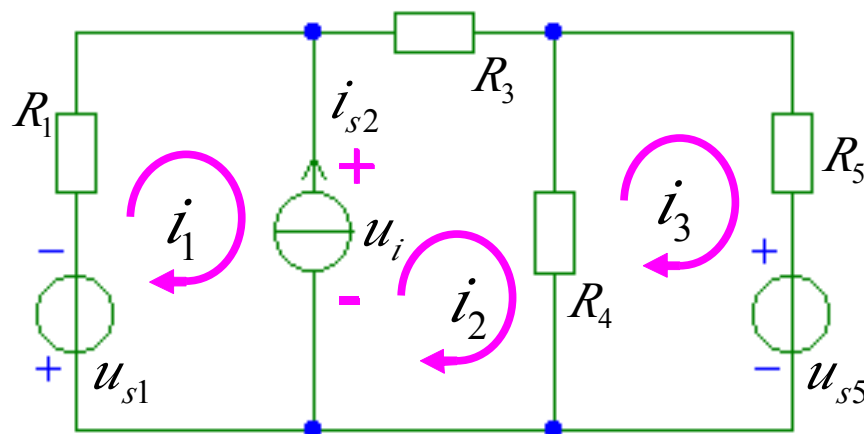


$$i_{l1} = i_{s2}$$

$$-R_1 i_{l1} + (R_1 + R_3 + R_4) i_{l2} - R_4 i_{l3} = -u_{s1}$$

$$-R_4 i_{l2} + (R_4 + R_5) i_{l3} = -u_{s5}$$

2、把电流源的电压作为变量。



$$R_1 i_1 = -u_{s1} - u_i$$

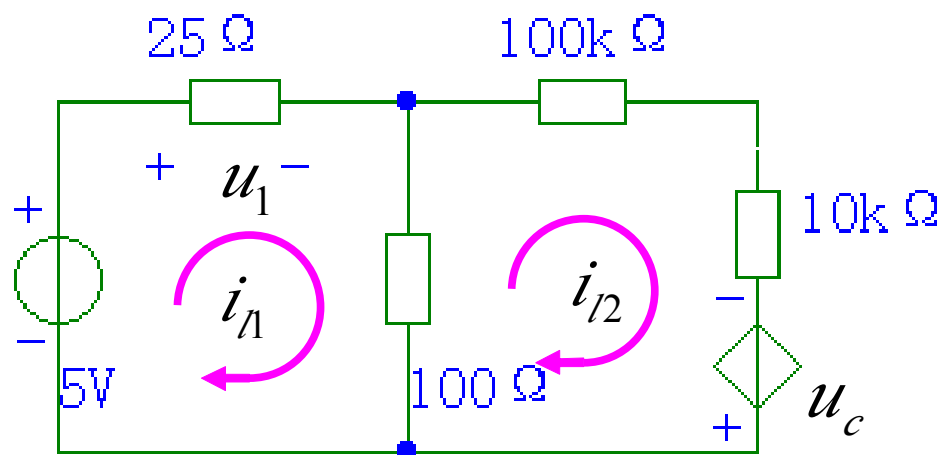
$$(R_3 + R_4) i_2 - R_4 i_3 = u_i$$

$$-R_4 i_2 + (R_4 + R_5) i_3 = -u_{s5}$$

再补充一个约束关系式

$$-i_1 + i_2 = i_{s2}$$

含受控电压源的电路



$u_c = 50u_1$, 写出此电路的回路电流方程.

$$(25 + 100)i_1 - 100i_2 = 5$$

$$-100i_1 + (100 + 100000 + 10000)i_2 = u_c$$

$$u_c = 50u_1$$

$$u_c = 50u_1$$

整理后, 得

$$\begin{cases} 125i_1 - 100i_2 = 5 \\ -1350i_1 + 110100i_2 = 0 \end{cases}$$

2.4 熟练掌握叠加原理、 戴维宁定理和诺顿定理

叠加定理

一、内容

在线性电阻电路中，任一支路电流（或支路电压）都是电路中各个独立电源单独作用时在该支路产生的电流（或电压）之叠加。

二、说明

- 1、叠加定理适用于线性电路，不适用于非线性电路；
- 2、叠加时，电路的联接以及电路所有电阻和受控源都不予更动；

3、叠加时要注意电流和电压的参考方向；

4、不能用叠加定理来计算功率，

因为功率不是电流或电压的一次函数。

以电阻为例：

$$p = i^2 \cdot R = (i_1 + i_2)^2 \cdot R \neq i_1^2 R + i_2^2 R$$

电压源不作用

就是把该电压源的电压置零，

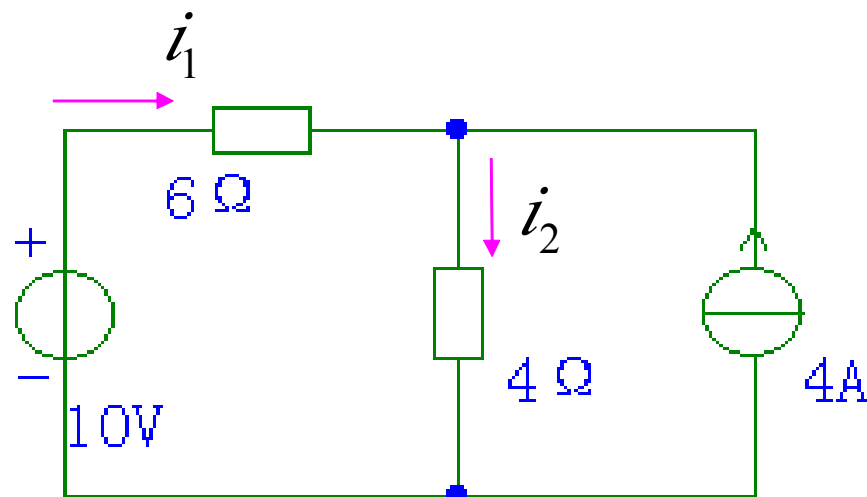
即在该电压源处用短路替代；

电流源不作用

就是把该电流源的电流置零，

即在该电流源处用开路替代。

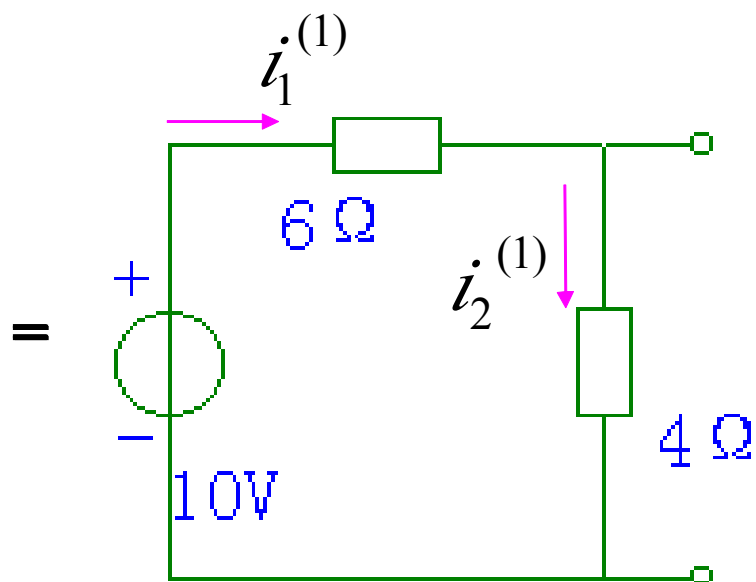
例



$$i_1 = i_1^{(1)} - i_1^{(2)}$$

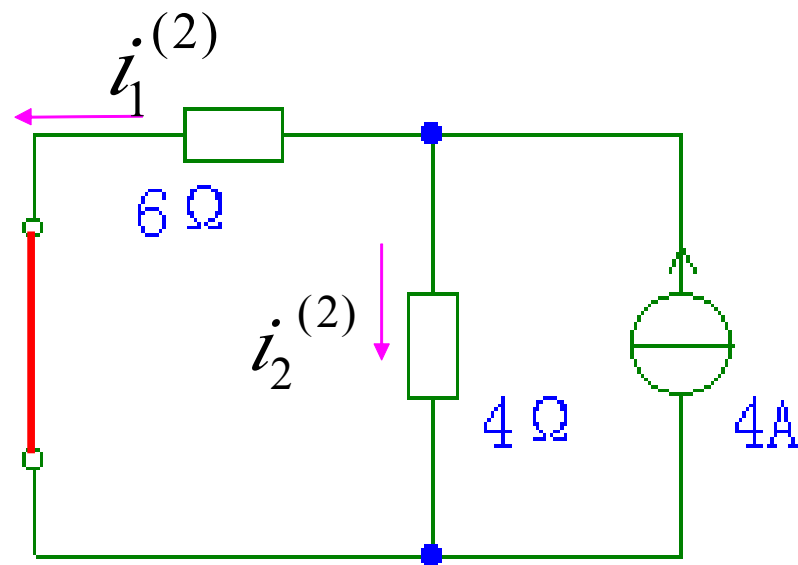
$$i_2 = i_2^{(1)} + i_2^{(2)}$$

图a

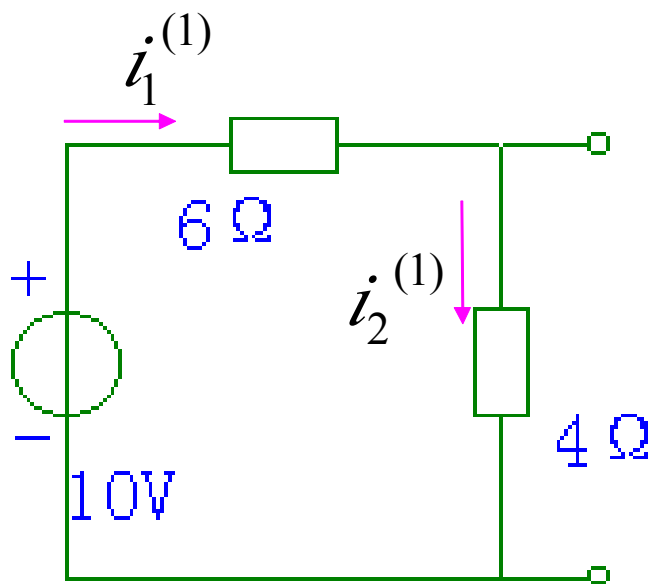


图b

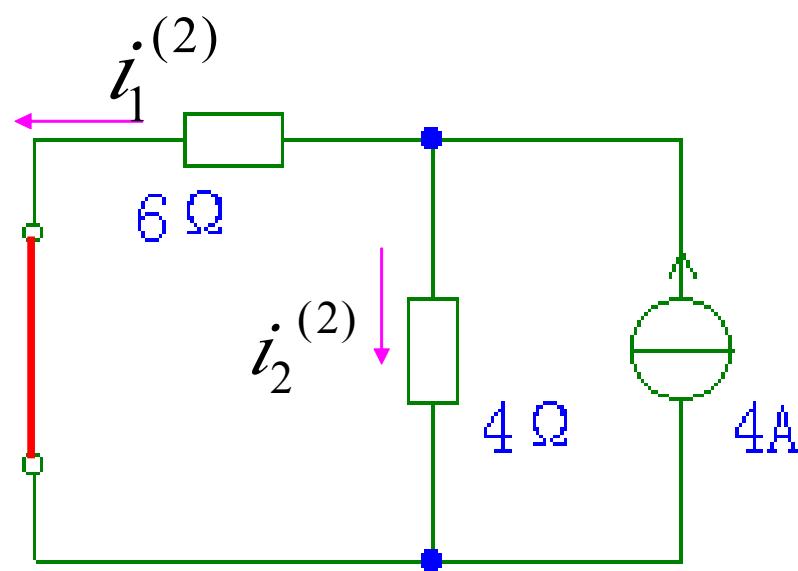
+



图c



图**b**

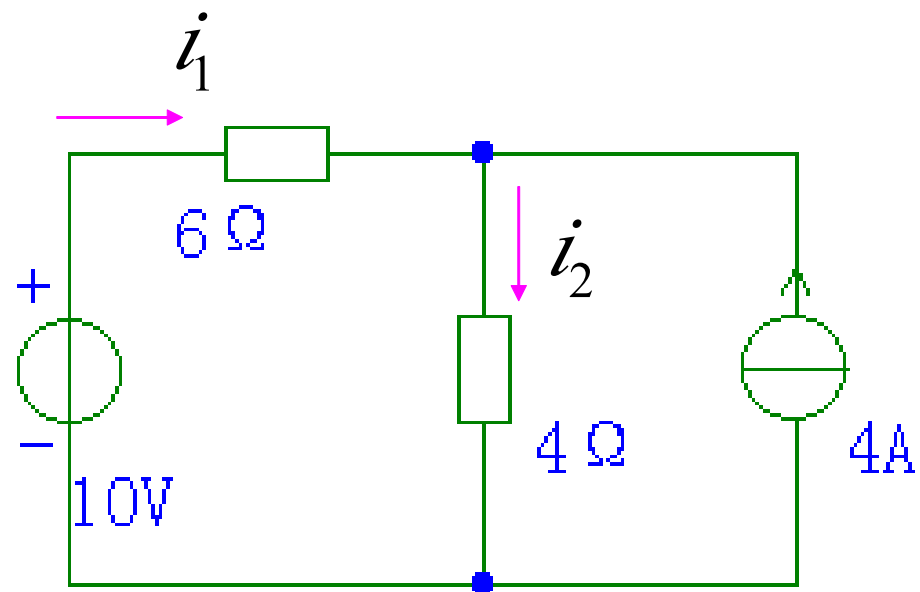


图**c**

在图**b**中
$$i_1^{(1)} = i_2^{(1)} = \frac{10}{6+4} = 1\text{A}$$

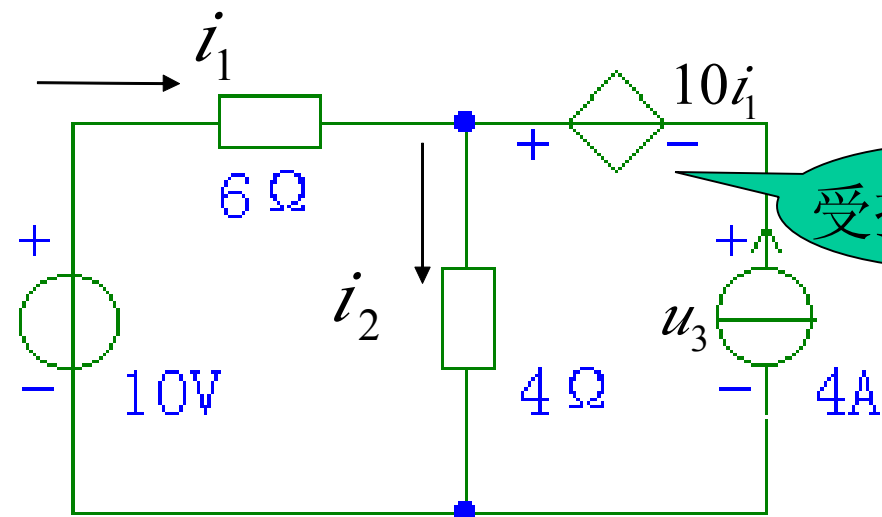
在图**c**中
$$i_1^{(2)} = \frac{4}{6+4} \times 4 = 1.6\text{A}$$

$$i_2^{(2)} = \frac{6}{6+4} \times 4 = 2.4\text{A}$$



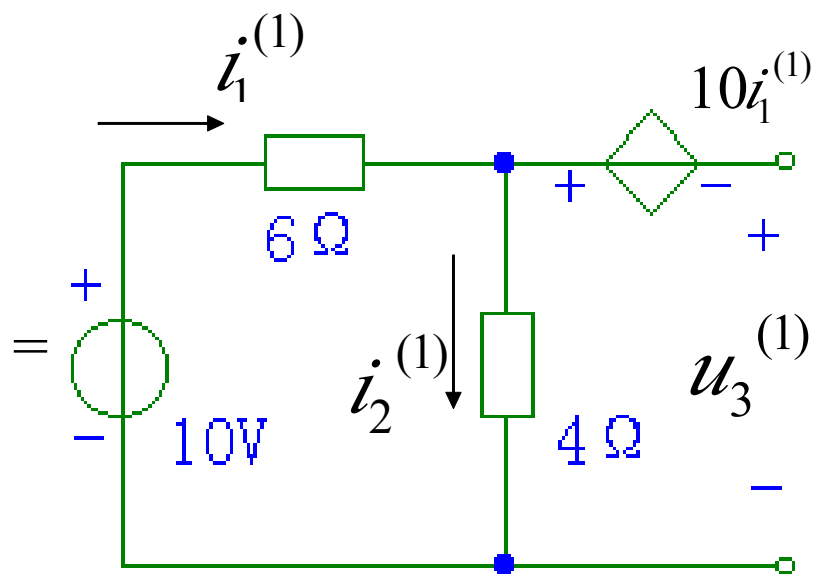
所以
$$i_1 = i_1^{(1)} - i_1^{(2)} = 1 - 1.6 = -0.6\text{A}$$

$$i_2 = i_2^{(1)} + i_2^{(2)} = 1 + 2.4 = 3.4\text{A}$$

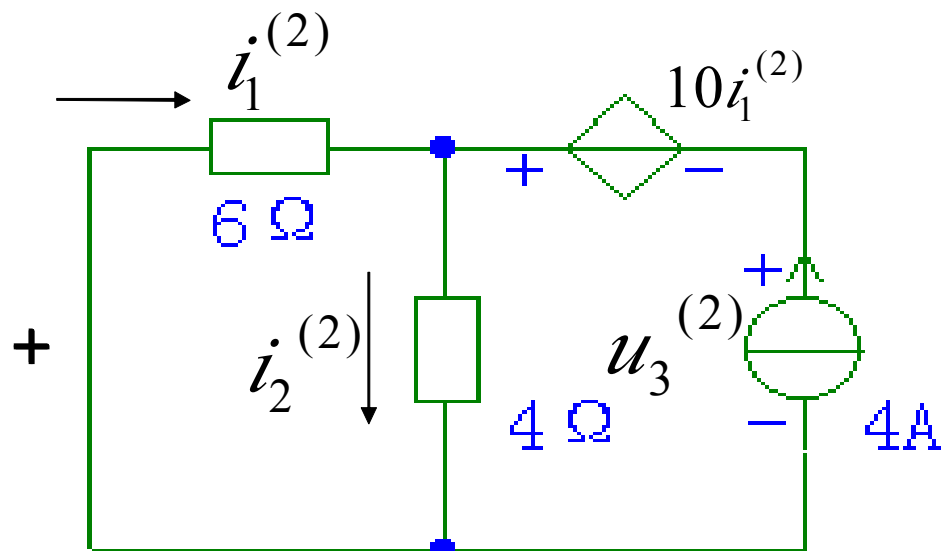


求 u_3

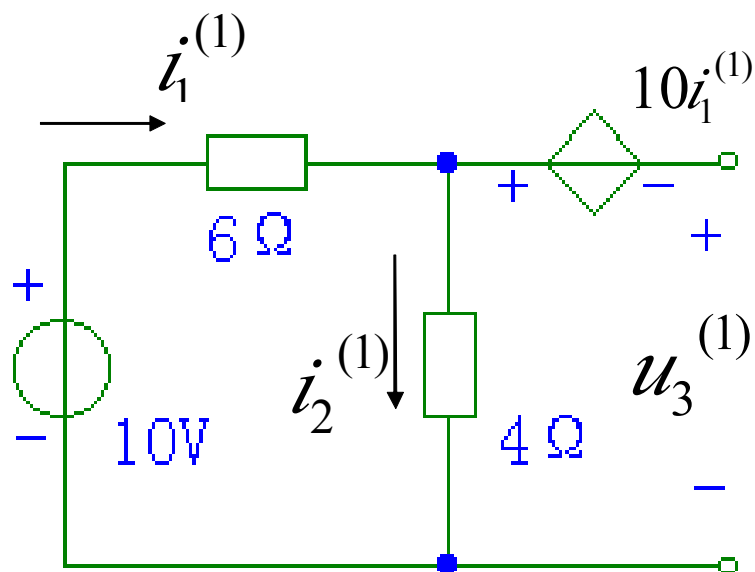
(a)



(b)



(c)

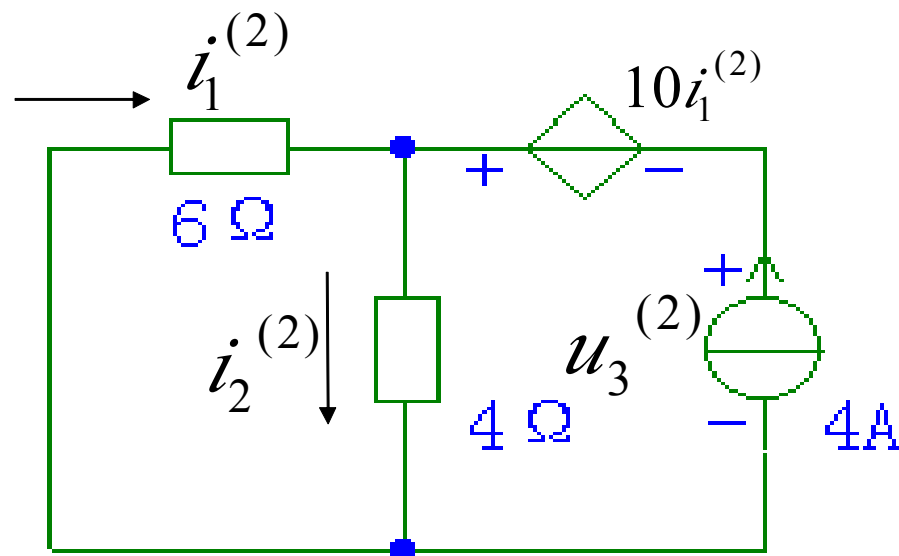


(b)

在图**b**中

$$i_1^{(1)} = i_2^{(1)} = \frac{10}{6+4} = 1\text{A}$$

$$u_3^{(1)} = -10i_1^{(1)} + 4i_2^{(1)} = -6\text{V}$$



(c)

在图**c**中

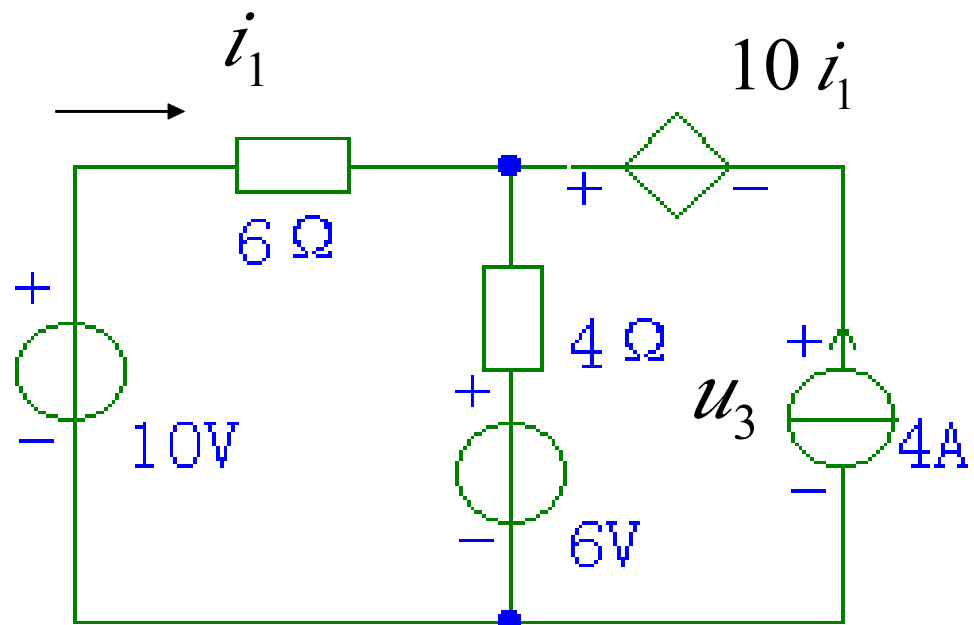
$$i_1^{(2)} = \frac{4}{6+4} \times 4 = -1.6\text{A}$$

$$i_2^{(2)} = \frac{6}{6+4} \times 4 = 2.4\text{A}$$

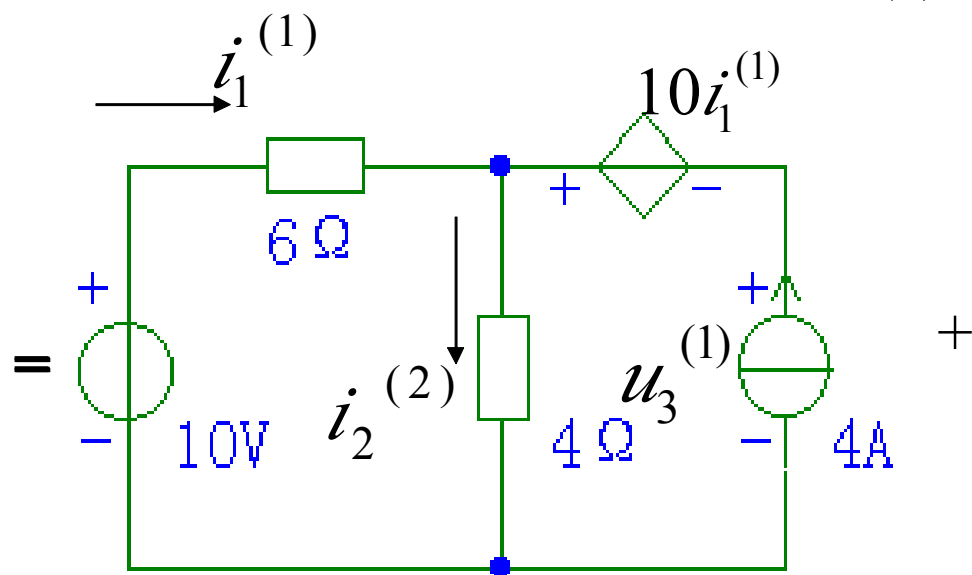
$$u_3^{(2)} = 10i_1^{(2)} + 4i_2^{(2)} = 25.6\text{V}$$

所以

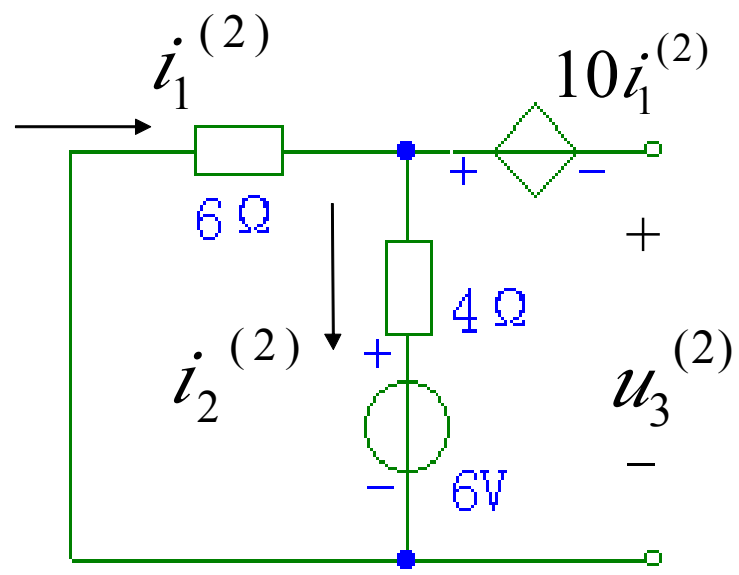
$$u_3 = u_3^{(1)} + u_3^{(2)} = 19.6\text{V}$$



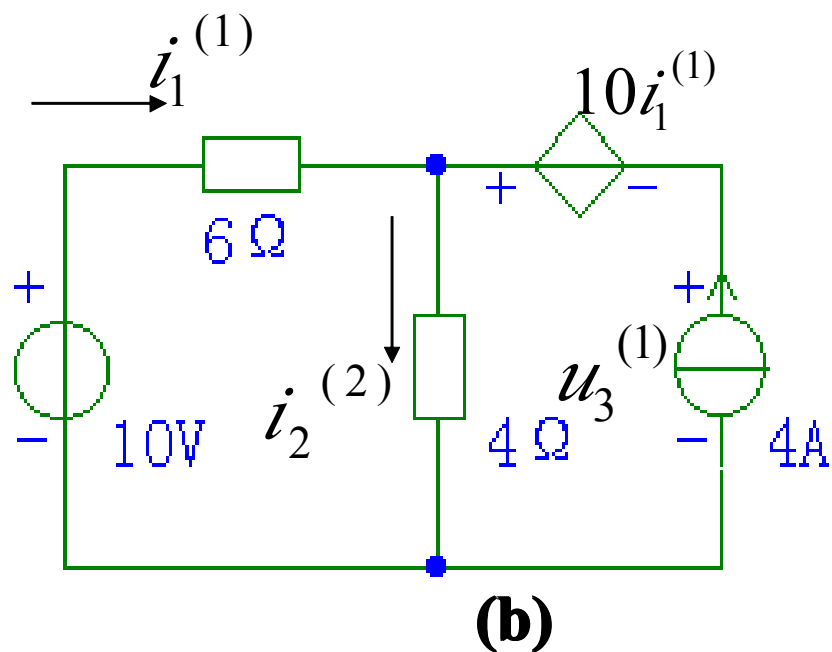
(a)



(b)

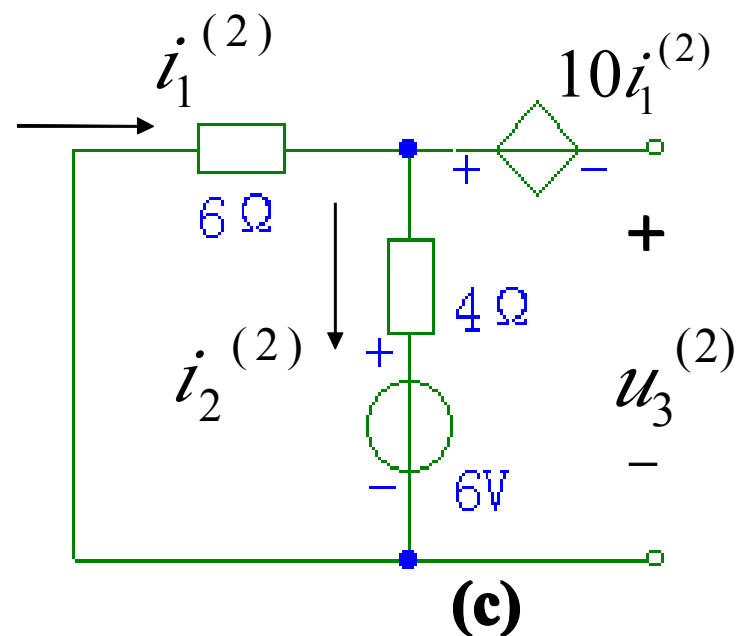


(c)



在图**b**中

$$u_3^{(1)} = 19.6\text{V}$$

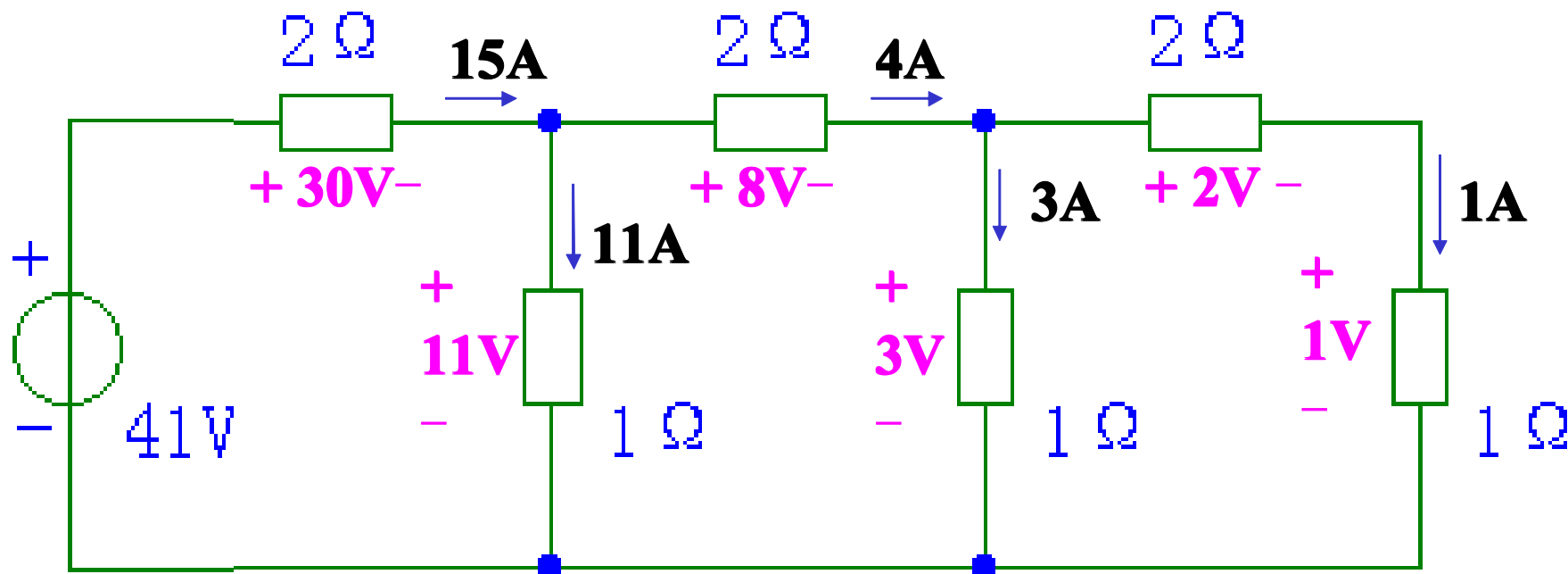


在图**c**中

$$i_1^{(2)} = i_2^{(2)} = \frac{-6}{6+4} = -0.6\text{A}$$

$$u_3^{(2)} = -10i_1^{(2)} + 4i_2^{(2)} + 6 = 9.6\text{V}$$

所以 $u_3 = u_3^{(1)} + u_3^{(2)} = 29.2\text{V}$



求各元件的电压和电流。

给定的电压源电压为**82V**，
 这相当于将激励增加了**82/41**倍（即**K=2**），
 故各支元件的电压和电流也同样增加了**2**倍。
 本例计算是先从梯形电路最远离电源的一端算起，
 倒退到激励处，故把这种计算方法叫做“**倒退法**”。

齐性定理

线性电路中，当**所有激励**（电压源和电流源）都增大或缩小 **K** 倍， **K** 为实常数，**响应**（电压和电流）也将同样增大或缩小 **K** 倍。

这里所谓的激励是指**独立**电源；

必须全部激励**同时**增大或缩小 **K** 倍，否则将导致错误的结果。

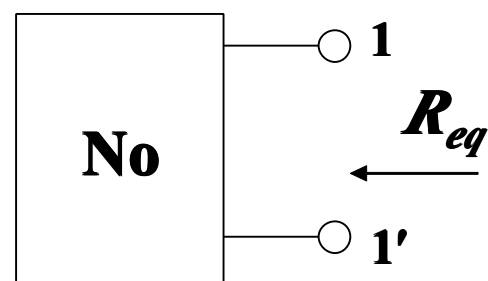
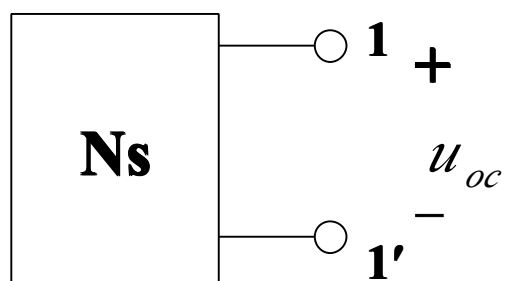
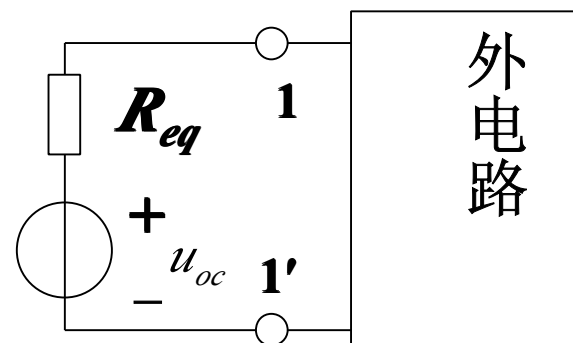
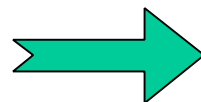
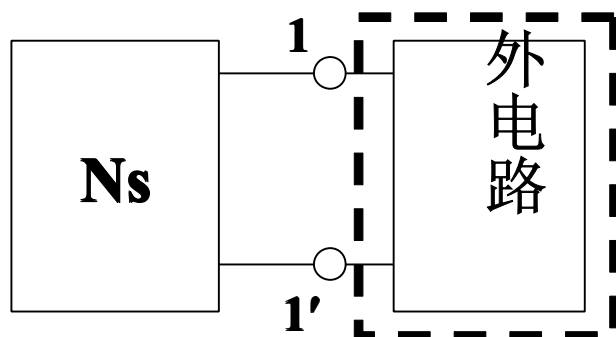
用齐性定理分析**梯形电路**特别有效。

戴维宁定理和诺顿定理

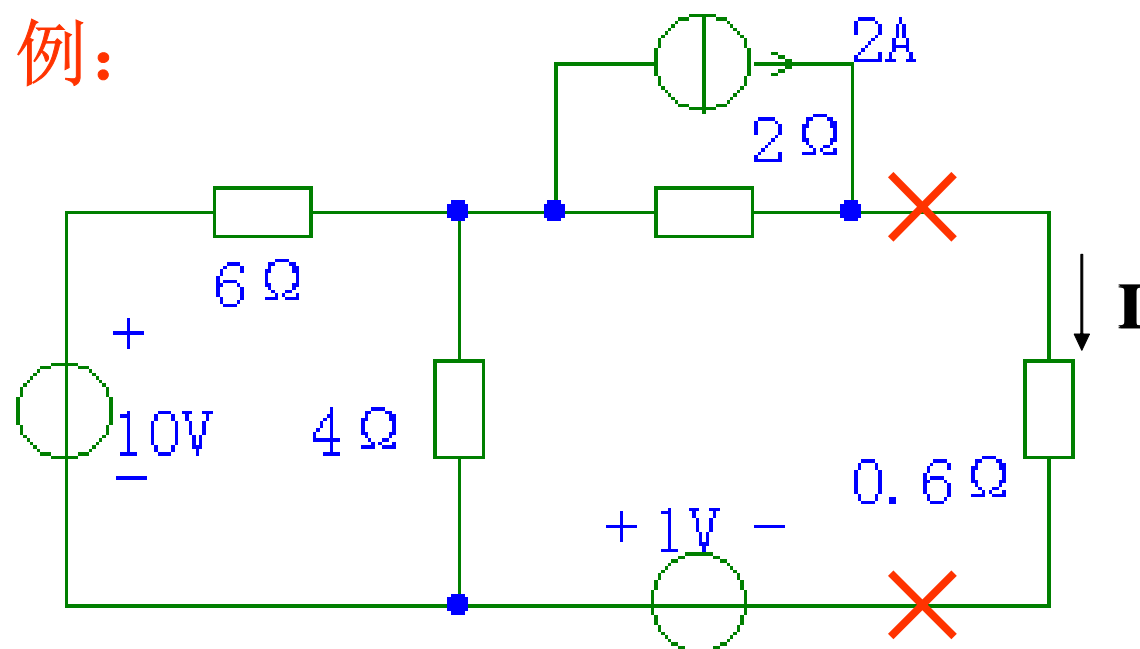
一、戴维宁定理

内容

一个含独立电源、线性电阻和受控源的一端
口，对外电路来说，可以用一个电压源和电阻
的串联组合等效置换，此电压源的电压等于一
端口的开路电压，电阻等于一端口的全部独立
电源置零后的输入电阻。



例:



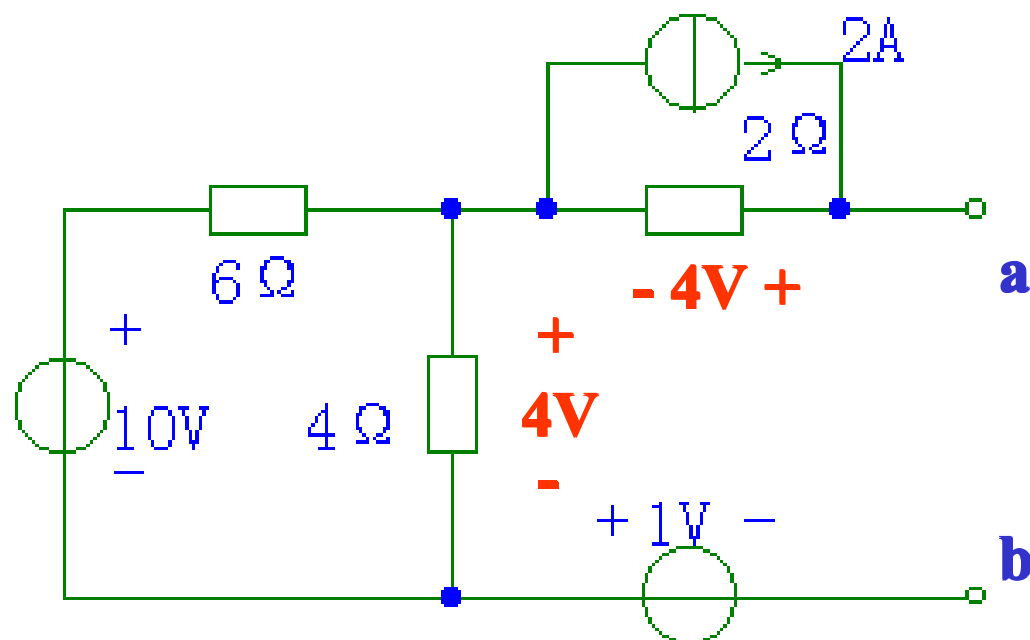
求电流 I 。

解:

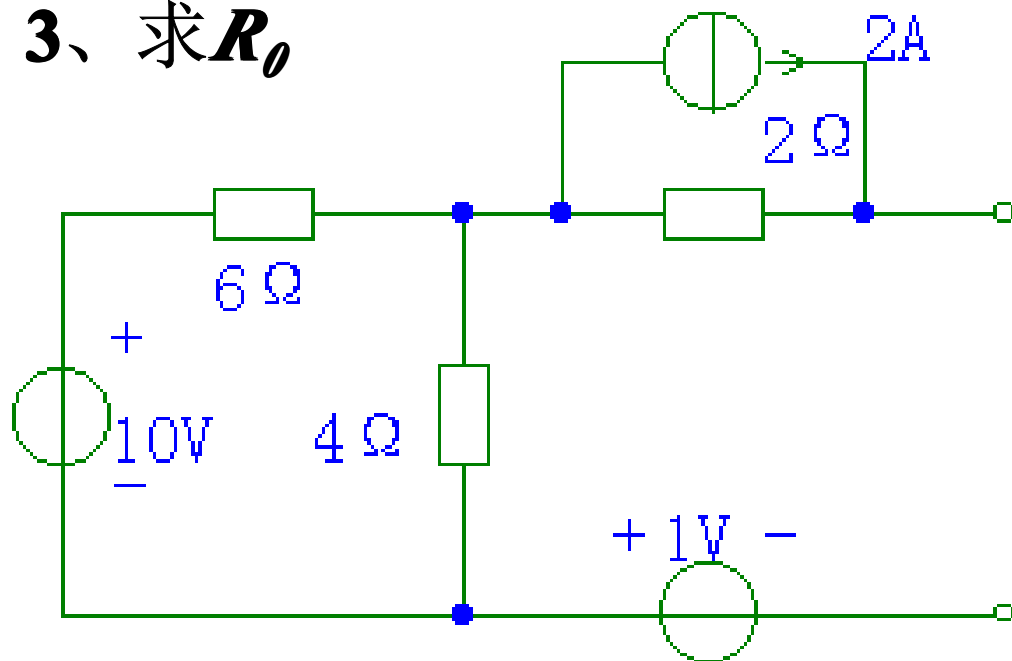
1、如图断开电路

2、求开路电压

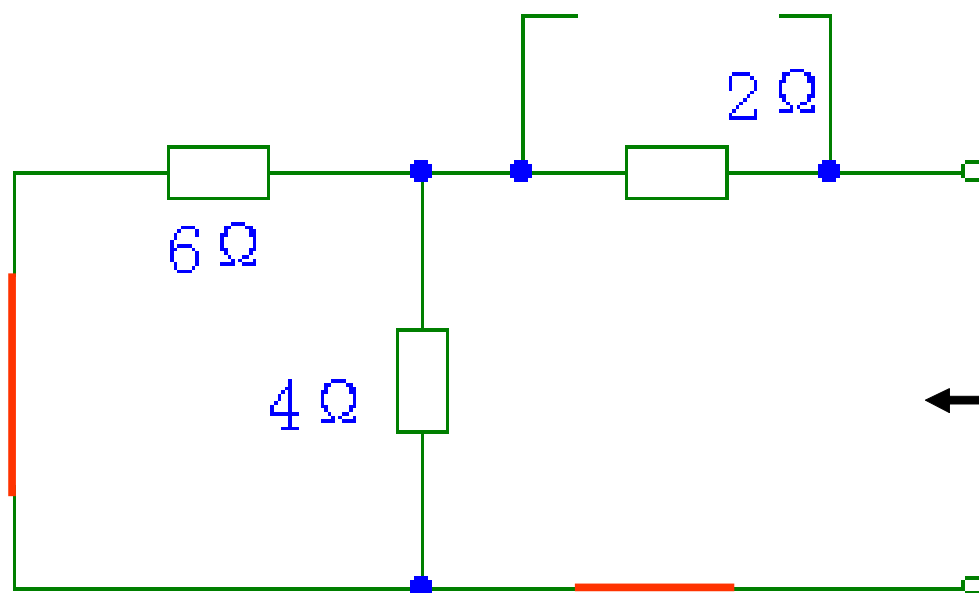
$$U_{abo} = 4 + 4 + 1 = 9V$$



3、求 R_o



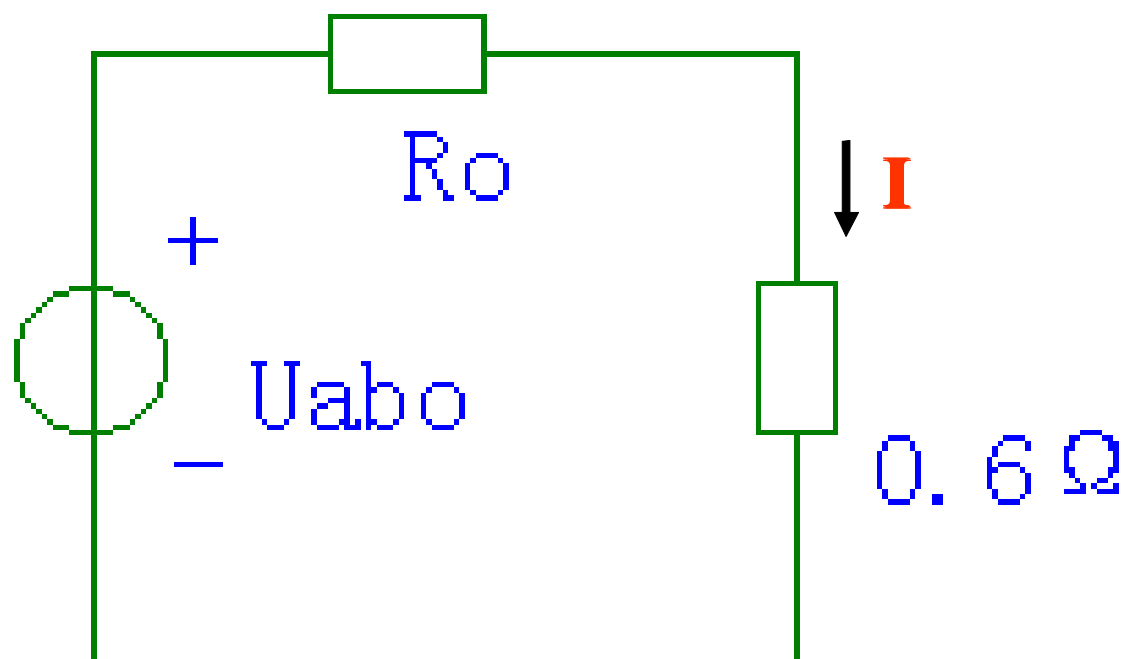
电源置0



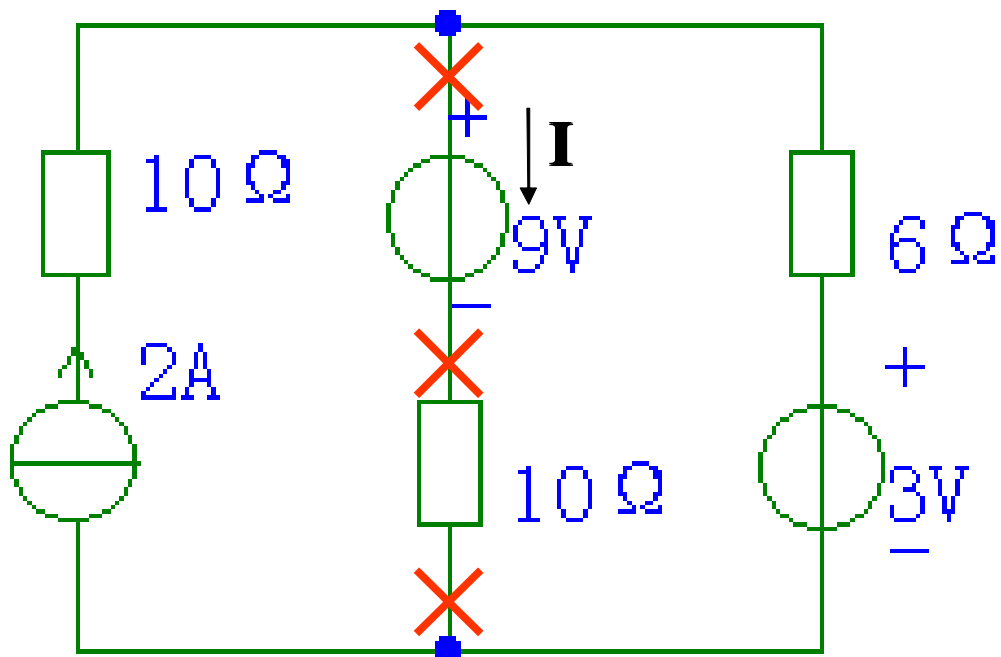
R_o

$$R_o = 2 + 2.4 \\ = 4.4\Omega$$

4、恢复原电路



$$I = \frac{U_{abo}}{R_0 + 0.6} = 1.8A$$



求电流 \mathbf{I} 。

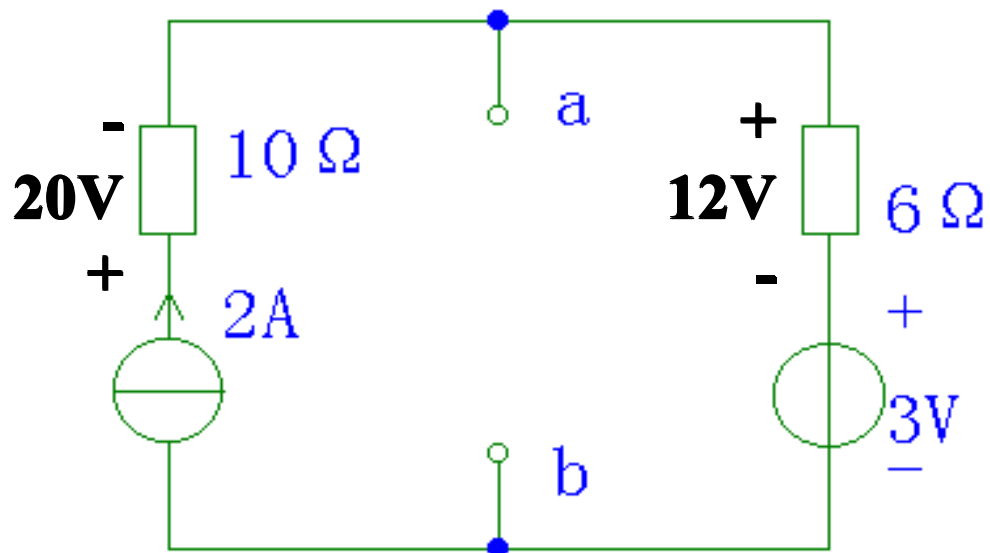
解：

1、如图断开电路；

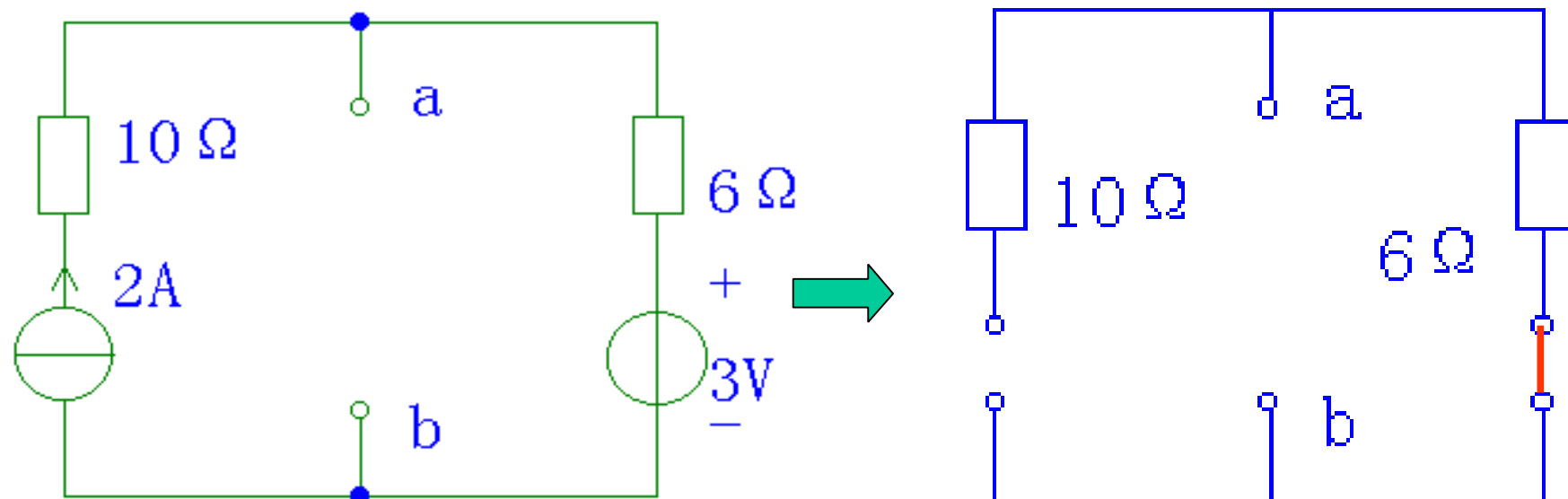
2、求开路电压

$$U_{abo} = \cancel{20V}$$

$$U_{abo} = 12 + 3 = 15 \text{ V}$$

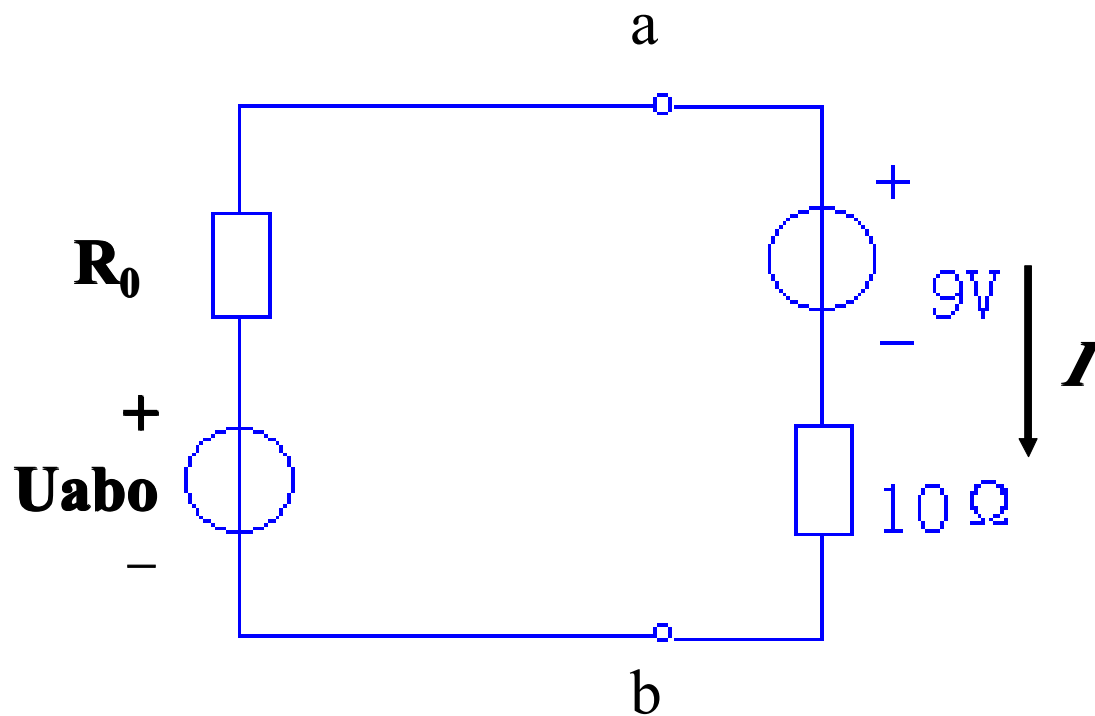


3、求 R_0



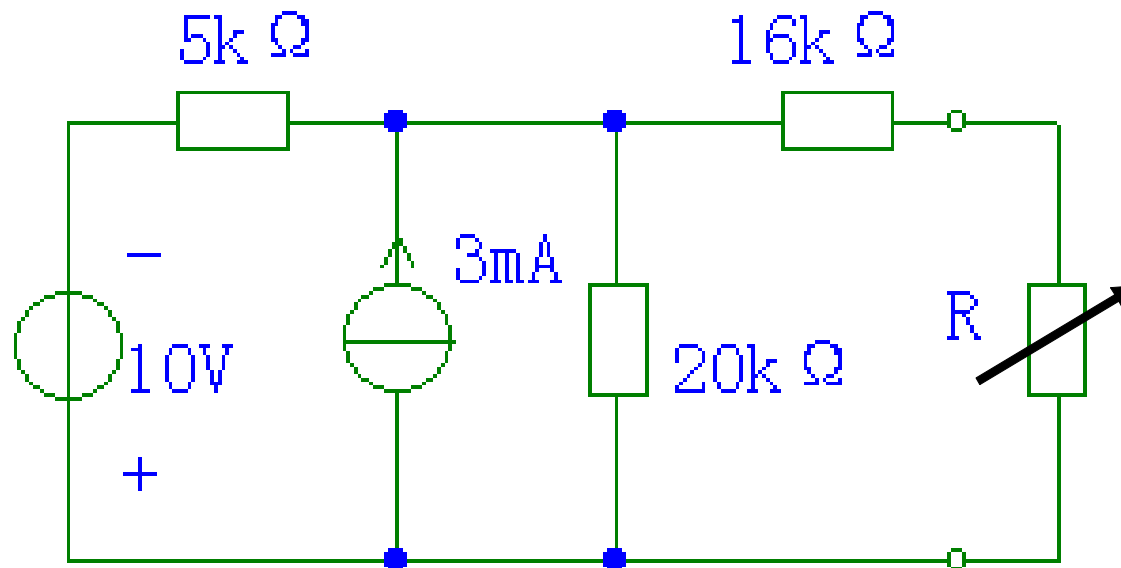
$$R_0 = 6\ \Omega$$

4、恢复原电路



$$I = \frac{U_{abo} - 9}{R_0 + 10}$$

二、最大功率传输

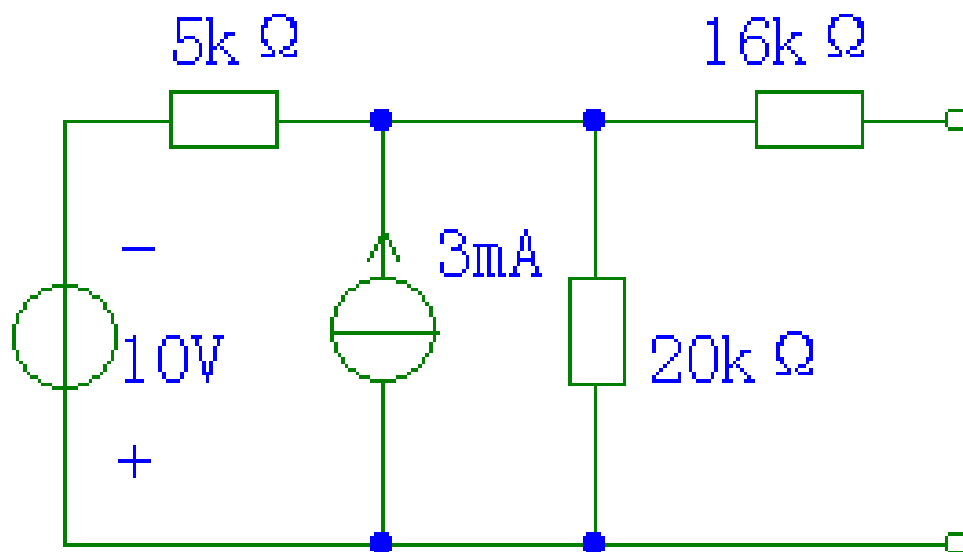


含源一端口外接可调电阻 R ，
当 R 等于多少时，它可以从电路 中获得最大功率？
求此最大功率。

一端口的戴维宁等效电路可作前述方法求得：

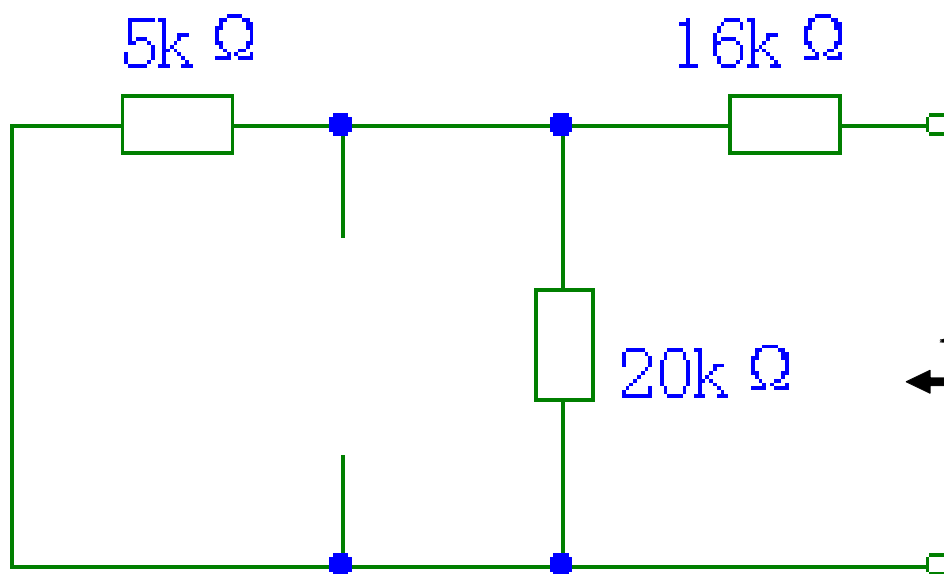
$$U_{oc}=4V$$

$$R_{eq}=20k\ \Omega$$



结点电压法求开路电压

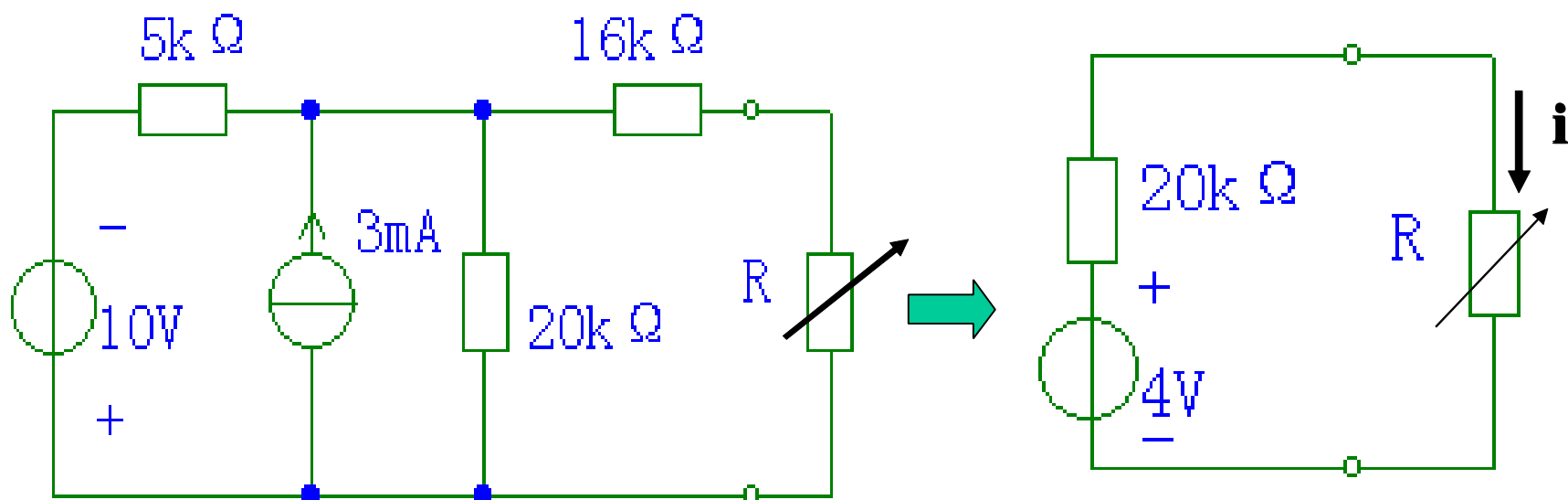
$$U_{oc} = \frac{-\frac{10}{5} + 3}{\frac{1}{5} + \frac{1}{20}} = \mathbf{4V}$$



等效电阻

$$R_{eq} = 16 + 20 // 5 = \mathbf{20k\Omega}$$

R_{eq}



电阻 R 的改变不会影响原一端口的戴维宁等效电路， R 吸收的功率为

$$p = i^2 R = \frac{U_{oc}^2 R}{(R_{eq} + R)^2}$$

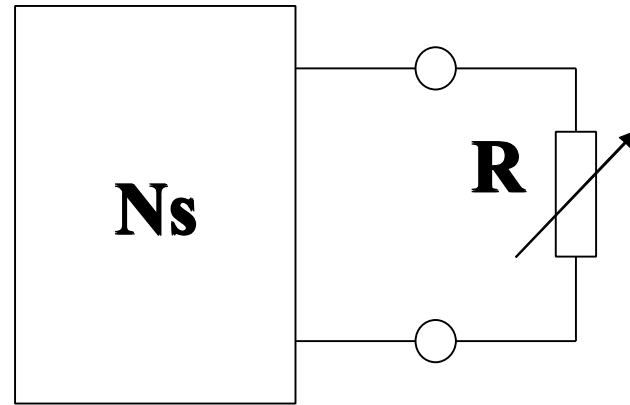
R 变化时，最大功率发生在 $\frac{dp}{dR}=0$ 的条件下。

这时有 $R=R_{eq}$ 。

本题中， $R_{eq}=20k\Omega$ ，故 $R=20k\Omega$ 时才能获得最大功率，

$$p_{\max} = \frac{u_{oc}^2}{4R_{eq}} = 0.2mW$$

最大功率问题的结论可以推广到更一般的情况

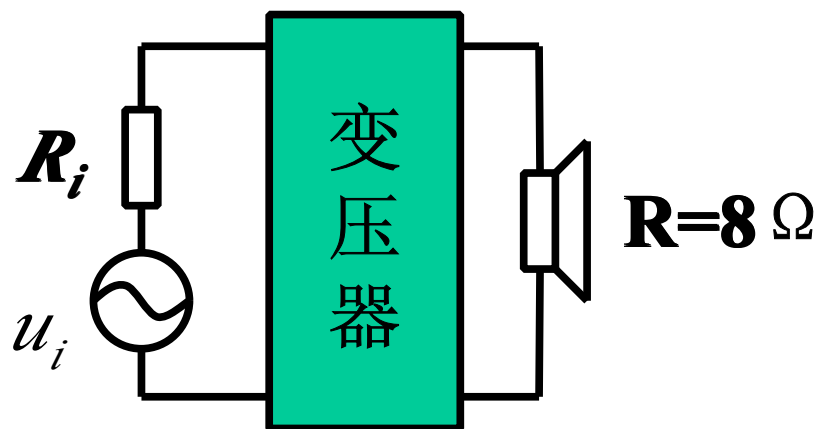


当满足 $R=R_{eq}$ (R_{eq} 为一端口的输入电阻) 的条件时,

电阻 R 将获得最大功率。

此时称电阻与一端口的输入电阻匹配。

扩音机为例



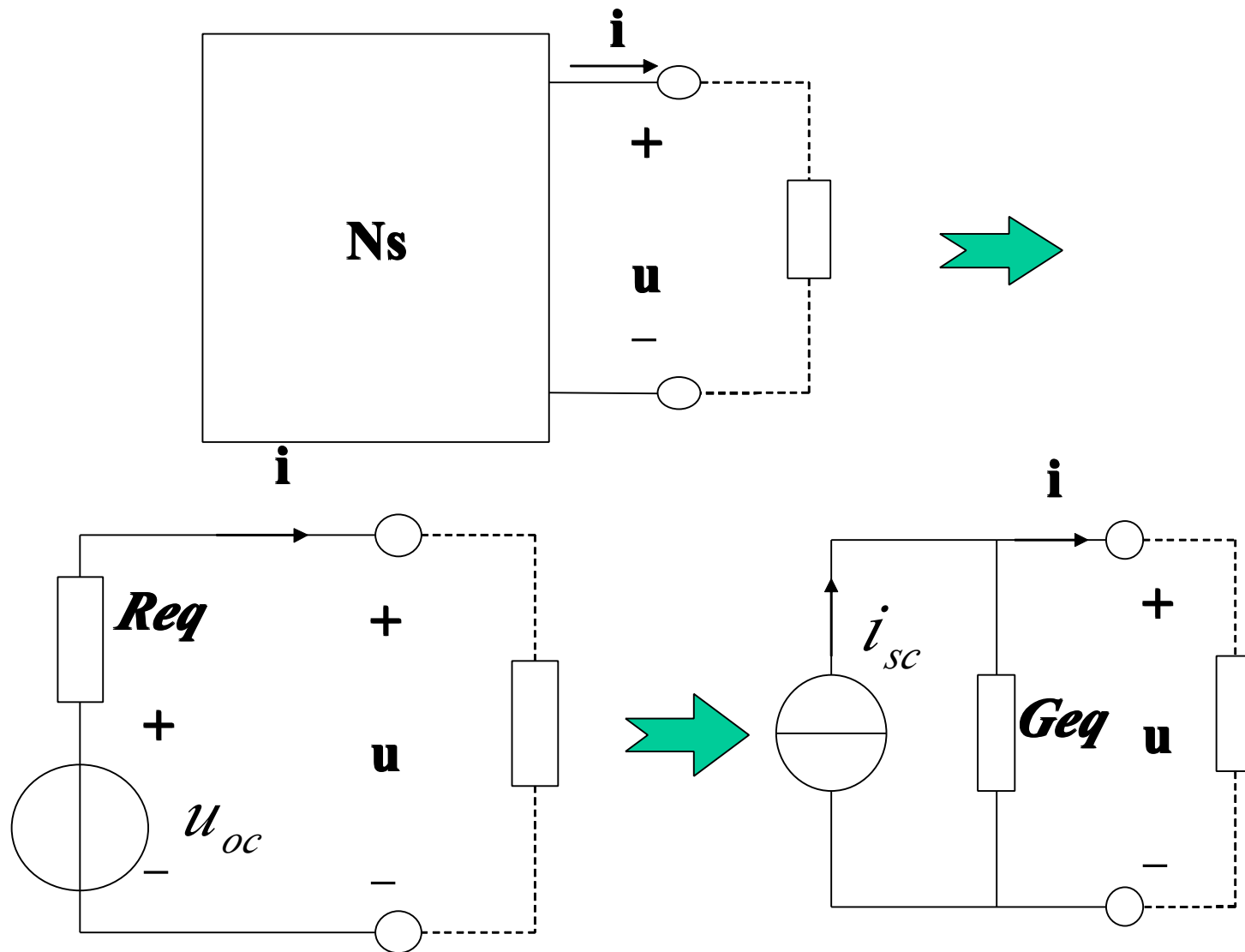
信号源的内阻 R_i 为 $1\text{k}\ \Omega$,

扬声器上不可能得到最大功率。

为了使阻抗匹配，在信号源和扬声器之间连上一个变压器。

变压器还有变换负载阻抗的作用，以实现匹配，采用不同的变比，把负载变成所需要的、比较合适的数值。

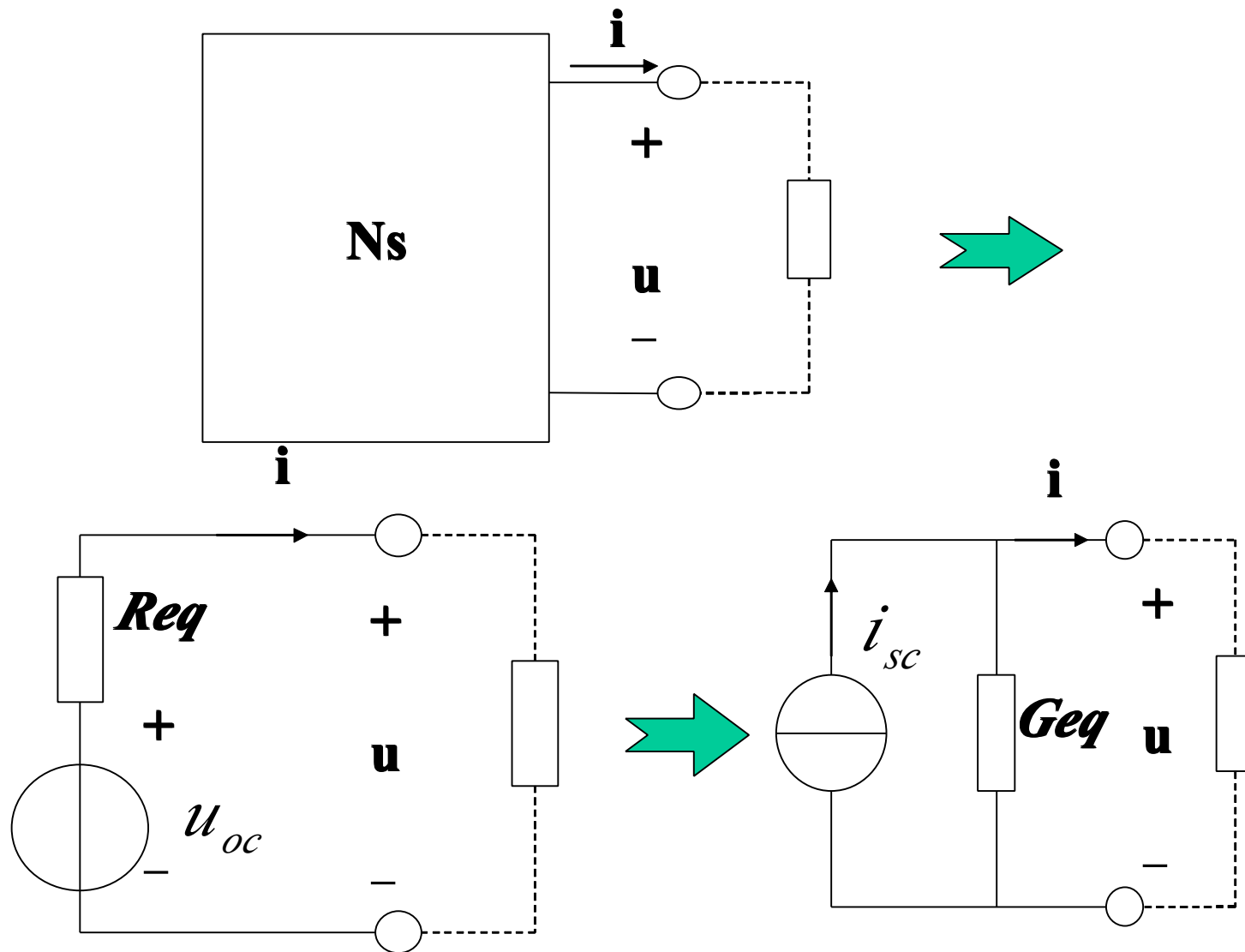
应用电压源和电阻的串联组合与电流源和电导的并联组合之间的等效变换，可推得诺顿定理。



三、诺顿定理

一个含独立电源、线性电阻和受控源的一端口，对外电路来说，可以用一个**电流源和电导的并联组合**等效变换，电流源的电流等于该一端口的短路电流，电导等于把该一端口全部独立电源置零后的输入电导。

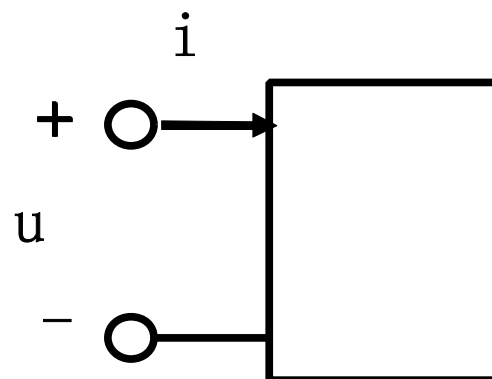
应用电压源和电阻的串联组合与电流源和电导的并联组合之间的等效变换，可推得诺顿定理。



输入电阻

一、一端口

向外引出一对端子的电路或网络。
又叫二端网络。



二、输入电阻

1、定义：

不含独立电源的一端口电阻网络的端电压与端电流之比。

$$R_{in} \stackrel{def}{=} \frac{u}{i}$$

2、计算方法：

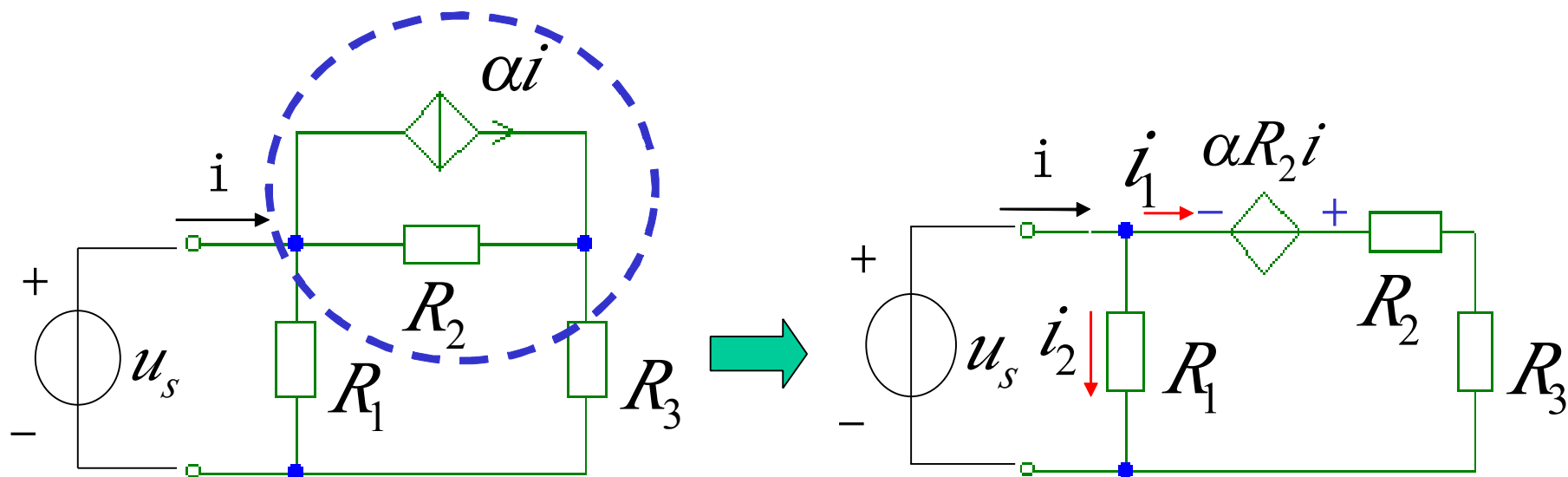
电压、电流法。

在端口加以电压源 u_s ，然后求出端口电流 i ，
或在端口加以电流源 i_s ，然后求出端口电压 u 。

$$R_{in} = \frac{u_s}{i} = \frac{u}{i_s}$$

三、等效电阻

是用来代替不含独立源的一端口的电阻。



电压、电流法

$$u_s = -R_2 \alpha i + (R_2 + R_3) i_1$$

$$u_s = R_1 i_2 \quad i = i_1 + i_2$$

$$R_{in} = \frac{u_s}{i} = \frac{R_1 R_3 + (1 - \alpha) R_1 R_2}{R_1 + R_2 + R_3}$$

3、正弦交流电路

考试点一

- 1、掌握正弦量的三要素和有效值
- 2、掌握电感、电容元件电流电压关系的相量形式及基尔霍夫定律的相量形式
- 3、掌握阻抗、导纳、有功功率、无功功率、视在功率和功率因数的概念
- 4、熟练掌握正弦电路分析的相量方法
- 5、了解频率特性的概念

考试点二

- 6、熟练掌握三相电路中电源和负载的联接方式及相电压、相电流、线电压、线电流、三相功率的概念和关系
- 7、熟练掌握对称三相电路分析的相量方法
- 8、掌握不对称三相电路的概念

预备知识——复数

一、复数的形式

1、代数形式

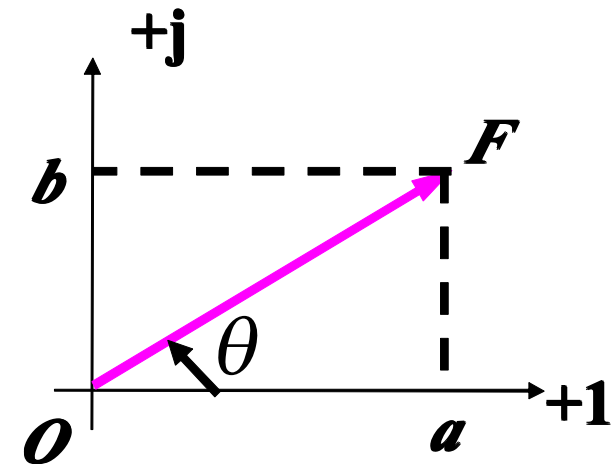
$$\mathbf{F} = \mathbf{a} + \mathbf{j}b$$

$j = \sqrt{-1}$ 为虚单位

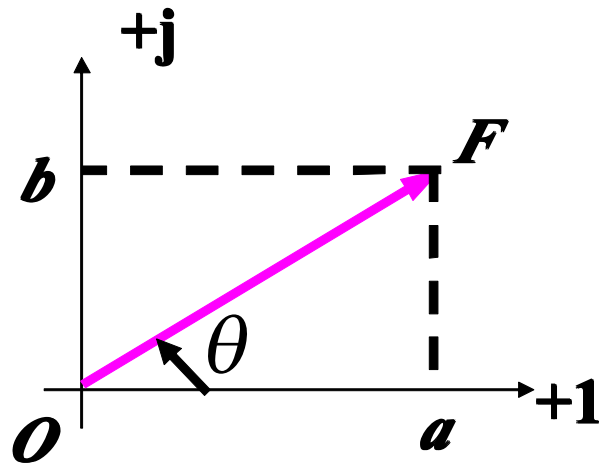
复数 \mathbf{F} 的实部 $\mathbf{Re}[\mathbf{F}] = \mathbf{a}$

复数 \mathbf{F} 的虚部 $\mathbf{Im}[\mathbf{F}] = \mathbf{b}$

复数 \mathbf{F} 在复平面上可以用一条从原点 \mathbf{O} 指向 \mathbf{F} 对应坐标点的有向线段表示。



2、三角形式



$$F = |F|(\cos \theta + j \sin \theta)$$

模 $|F| = \sqrt{a^2 + b^2}$


辐角 $\theta = \arctan \frac{b}{a}$

3、指数形式

根据欧拉公式

$$e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$$

$$F = |F|(\cos \theta + j \sin \theta)$$


$$F = |F|e^{j\theta}$$

4、极坐标形式

$$\mathbf{F} = |\mathbf{F}| \angle \theta$$

$$3+j4 = 5 \angle 53.1^\circ$$

$$10 \angle 30^\circ$$

$$-3+j4 = 5 \angle \cancel{-53.1^\circ}$$

$$= 10(\cos 30^\circ + j \sin 30^\circ)$$

$$= 5 \angle 126.9^\circ$$

$$= 8.66 + j5$$

二、复数的运算

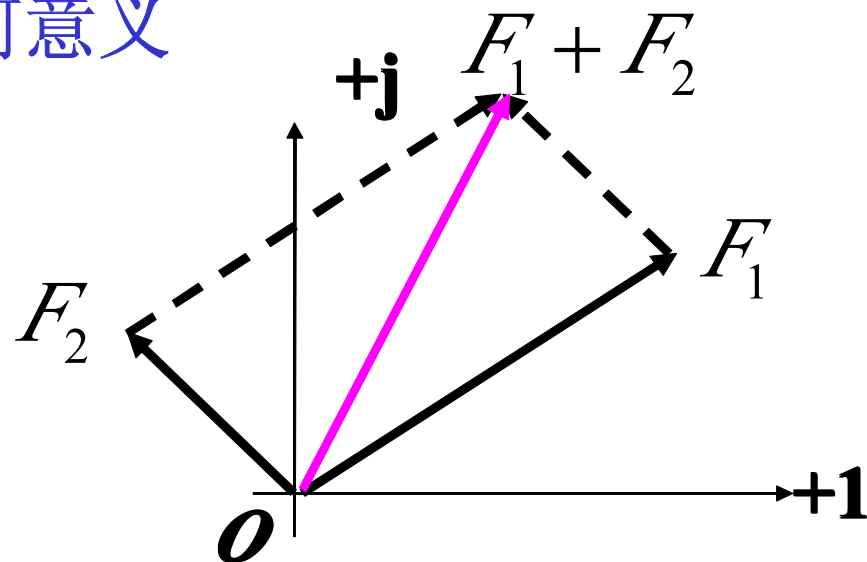
1、加法

用代数形式进行，

设 $F_1 = a_1 + jb_1$ $F_2 = a_2 + jb_2$

$$\begin{aligned} F_1 + F_2 &= (a_1 + jb_1) + (a_2 + jb_2) \\ &= (a_1 + a_2) + j(b_1 + b_2) \end{aligned}$$

几何意义



2、减法

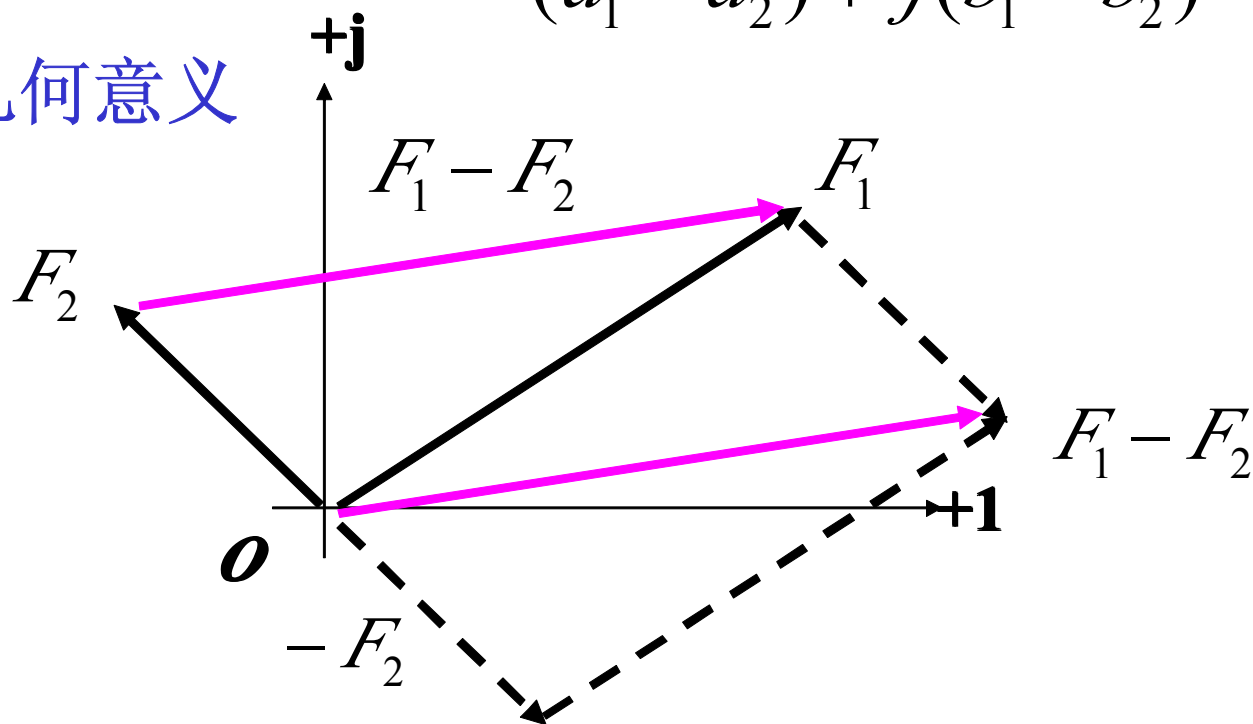
用代数形式进行，

设

$$F_1 = a_1 + jb_1 \quad F_2 = a_2 + jb_2$$

$$\begin{aligned} F_1 - F_2 &= (a_1 + jb_1) - (a_2 + jb_2) \\ &= (a_1 - a_2) + j(b_1 - b_2) \end{aligned}$$

几何意义



3、乘法

用指数形式比较方便

设

$$F_1 = |F_1| \angle \theta_1 \quad F_2 = |F_2| \angle \theta_2$$

$$\begin{aligned} F_1 F_2 &= |F_1| \angle \theta_1 \cdot |F_2| \angle \theta_2 \\ &= |F_1| |F_2| \angle \theta_1 + \theta_2 \end{aligned}$$

4、除法

$$\frac{F_1}{F_2} = \frac{|F_1| \angle \theta_1}{|F_2| \angle \theta_2} = \frac{|F_1|}{|F_2|} \angle \theta_1 - \theta_2$$

三、旋转因子

$$e^{j\theta} = 1 / \theta$$

是一个模等于**1**，辐角为 θ 的复数。

任意复数**A**乘以 **$e^{j\theta}$**

等于把复数**A****逆时针**旋转一个角度 θ ，
而**A**的模值不变。

$$e^{j\frac{\pi}{2}} = j \quad e^{-j\frac{\pi}{2}} = -j \quad e^{j\pi} = -1$$

因此，“ **$\pm j$** ”和“**-1**”都可以看成旋转因子。

例如

一个复数乘以 j ,

等于把该复数逆时针旋转 $\pi/2$,

一个复数除以 j ,

等于把该复数乘以 $-j$,

等于把它顺时针旋转 $\pi/2$ 。

虚轴等于把实轴 $+1$ 乘以 j 而得到的。

例： 设 $F_1=3-j4$, $F_2=10 \angle 135^\circ$

求： $F_1 + F_2$ 和 F_1 / F_2 。

解： 求复数的代数和用代数形式：

$$F_2 = 10 \angle 135^\circ$$

$$= 10 (\cos 135^\circ + j \sin 135^\circ)$$

$$= -7.07 + j7.07$$

$$F_1 + F_2 = (3 - j4) + (-7.07 + j7.07)$$

$$= -4.07 + j3.07$$

$$= 5.1 \angle 143^\circ$$

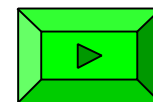
$$\frac{F_1}{F_2} = \frac{3-j4}{10 \angle 135^\circ}$$

$$= \frac{5 \angle -53.1^\circ}{10 \angle 135^\circ}$$

$$= 0.5 \angle -188.1^\circ$$

$$= 0.5 \angle 171.9^\circ$$

辐角应在主值范围内



正弦量的概念

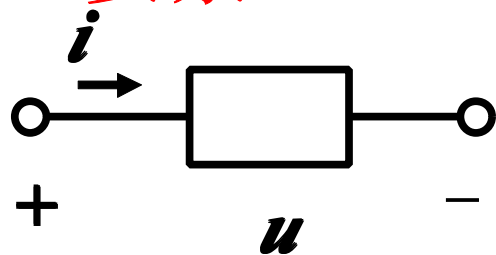
一、正弦量

电路中按正弦规律变化的电压或电流，统称为正弦量。

对正弦量的描述，可以用 *sine*，也可以用 *cosine*。

用相量法分析时，不要两者同时混用。本书采用 *cosine*。

二、正弦量的三要素



瞬时值表达式：
$$i = I_m \cos(\omega t + \psi_i)$$

1、振幅 I_m

正弦量在整个振荡过程中达到的最大值。

2、角频率 ω

反映正弦量变化的快慢

单位 **rad/s**

$$\omega T = 2\pi$$

$$\omega = 2\pi f$$

$$f = 1/T$$

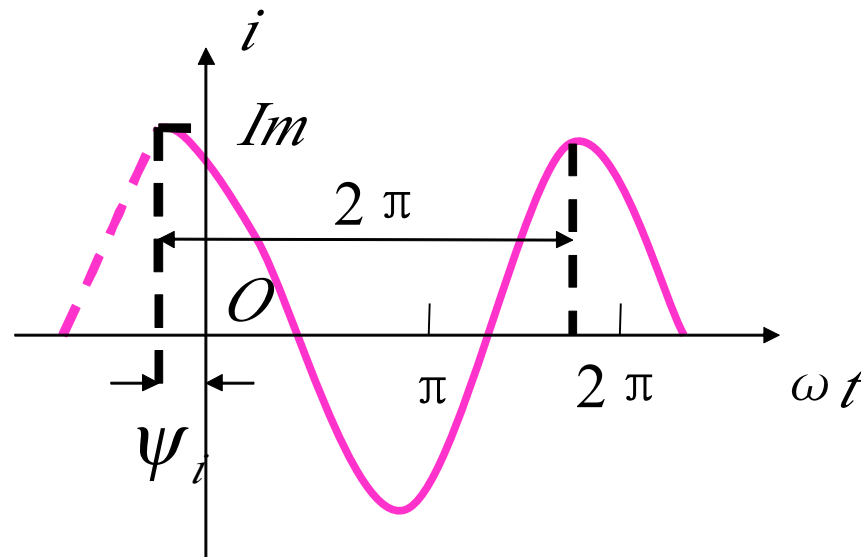
频率 f 的单位为 **赫兹 (Hz)**

周期 T 的单位为 **秒 (s)**

$$f = 50\text{Hz},$$

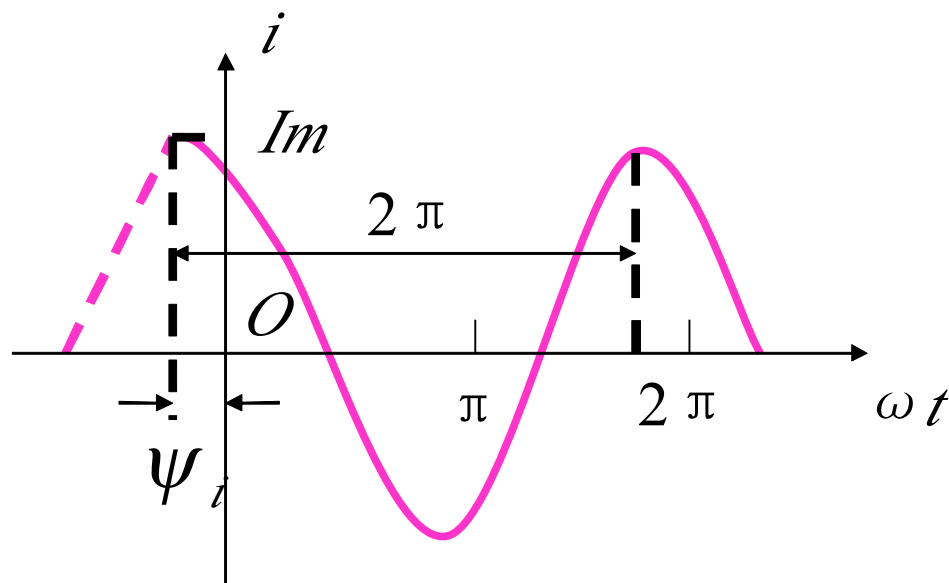
$$T = 0.02\text{s}$$

$$\omega = 314 \text{ rad/s}$$



3、初相位（角） ψ_i

主值范围内取值 $|\psi_i| \leq 180^\circ$



$(\omega t + \psi_i)$ 称为正弦量的相位，或称相角。

$$\omega = \frac{d(\omega t + \psi_i)}{dt}$$

三、正弦量的有效值

$$I \stackrel{def}{=} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$$

$$I \stackrel{def}{=} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \text{Im}^2 \cos^2 (\omega t + \psi_i) dt}$$

$$\cos^2 (\omega t + \psi_i) = \frac{1 + \cos[2(\omega t + \psi_i)]}{2}$$

$$I = I_m / \sqrt{2} = 0.707 I_m$$

四、同频率正弦量相位的比较

$$i = I_m \cos(\omega t + \psi_i)$$

$$u = U_m \cos(\omega t + \psi_u)$$

相位差 $\phi = \psi_u - \psi_i$

相位差也是在主值范围内取值。

$\phi > 0$ ，称 u 超前 i ；

$\phi < 0$ ，称 u 落后 i ；

$\phi = 0$ ，称 u, i 同相；

$\phi = \pi/2$ ，称 u, i 正交；

$\phi = \pi$ ，称 u, i 反相。

例: $i = 10 \sin(314t + 30^\circ) \text{ A}$

$u = 5 \cos(314t - 150^\circ) \text{ V}$

求电压和电流的相位差。

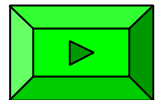
$$\varphi = 30^\circ - (-150^\circ) = 180^\circ$$

$$i = 10 \sin(314t + 30^\circ)$$

$$= 10 \cos(314t + 30^\circ - 90^\circ)$$

$$= 10 \cos(314t - 60^\circ)$$

$$\varphi = -60^\circ - (-150^\circ) = 90^\circ$$



正弦量相应符号的正确表示

瞬时值表达式

$$i = 10 \cos(314 t + 30^\circ) \text{A}$$

变量, 小写字母

最大值 $I_m = 10 \text{A}$

常数, 大写字母

有效值 $I = \frac{10}{\sqrt{2}} \text{A}$

常数, 大写字母

最大值相量 $\dot{I}_m = 10 \angle 30^\circ \text{A}$

常数, 大写字母加点

有效值相量 $\dot{I} = \frac{10}{\sqrt{2}} \angle 30^\circ$
 $= 5\sqrt{2} \angle 30^\circ \text{A}$

常数, 大写字母加点

电路定律的相量形式

一、基尔霍夫定律

正弦电流电路中的各支路电流和支路电压都是同频正弦量，所以可以用相量法将**KCL**和**KVL**转换为相量形式。

1、基尔霍夫电流定律

对电路中任一点，根据**KCL**有 $\sum \dot{i} = 0$

其相量形式为 $\sum I = 0$

2、基尔霍夫电压定律

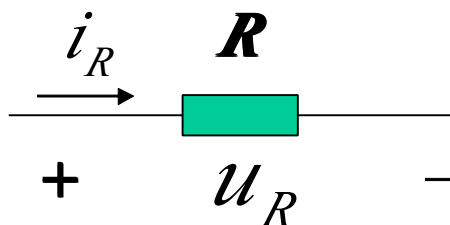
对电路任一回路，根据**KVL**有 $\sum u = 0$

其相量形式为 $\sum \dot{U} = 0$

二、电阻、电感和电容元件的 **VCR** 相量形式

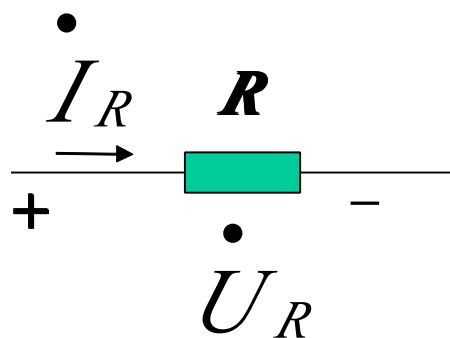
1、电阻元件

瞬时值表达式

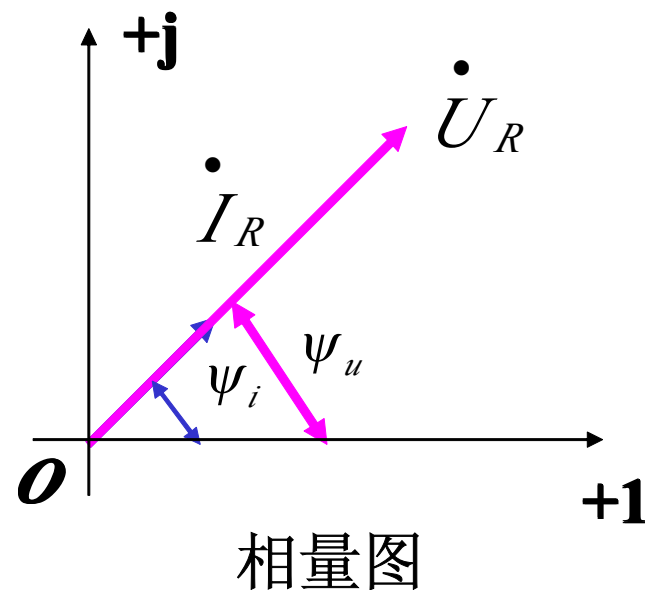


$$u_R = Ri_R$$

相量形式

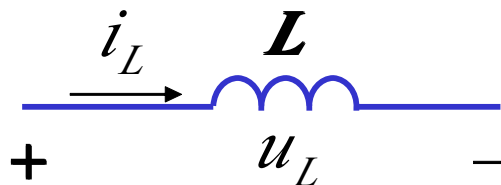


$$\dot{U}_R = R\dot{I}_R$$



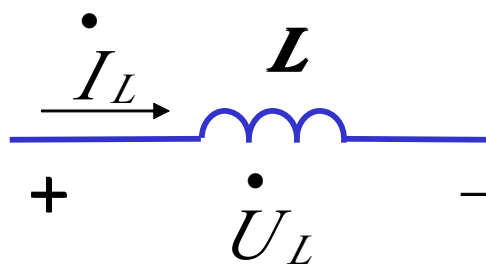
2、电感元件

瞬时值表达式

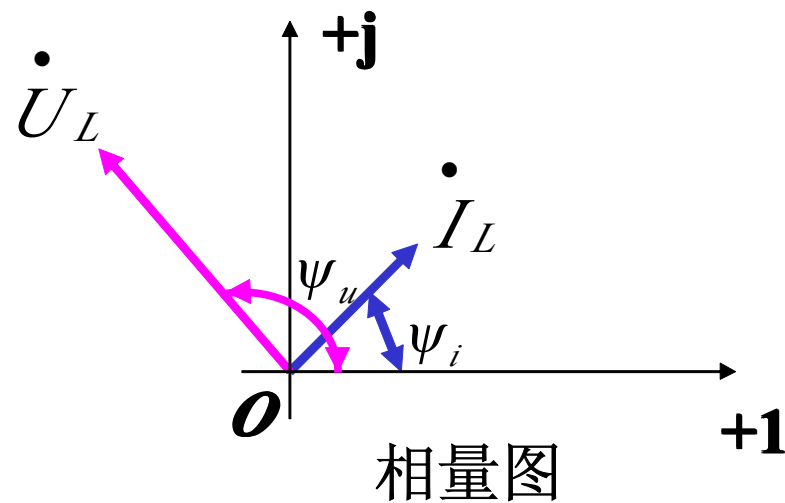


$$u_L = L \frac{di}{dt}$$

相量形式

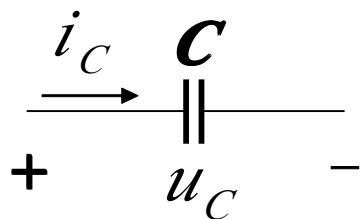


$$\dot{U}_L = j\omega L \dot{I}_L$$



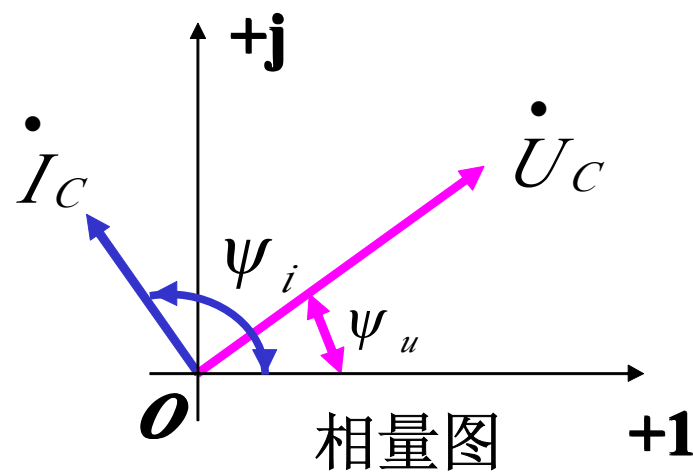
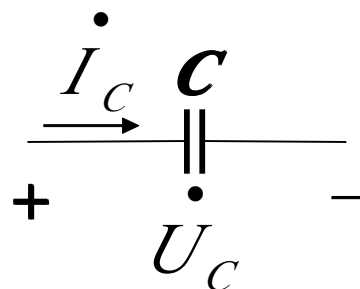
3、电容元件

瞬时值表达式



$$i_C = C \frac{du_C}{dt}$$

相量形式

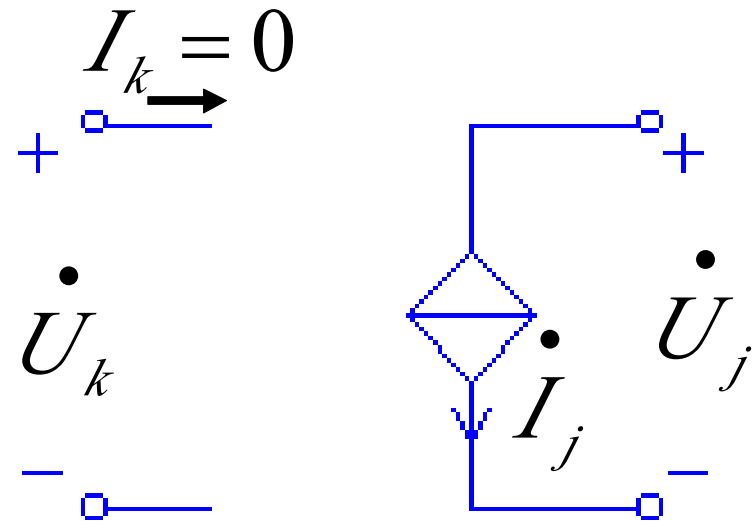
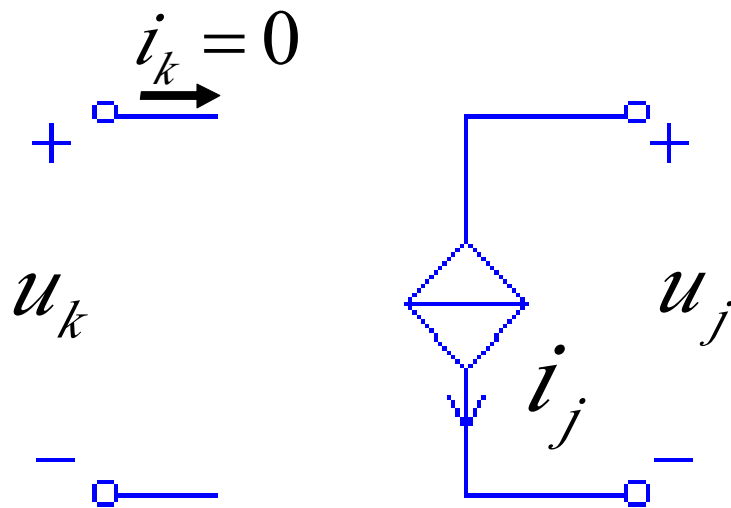


$$\dot{I}_C = j\omega C \dot{U}_C \quad (\text{或} \quad \dot{U}_C = -j \frac{1}{\omega C} \dot{I}_C)$$

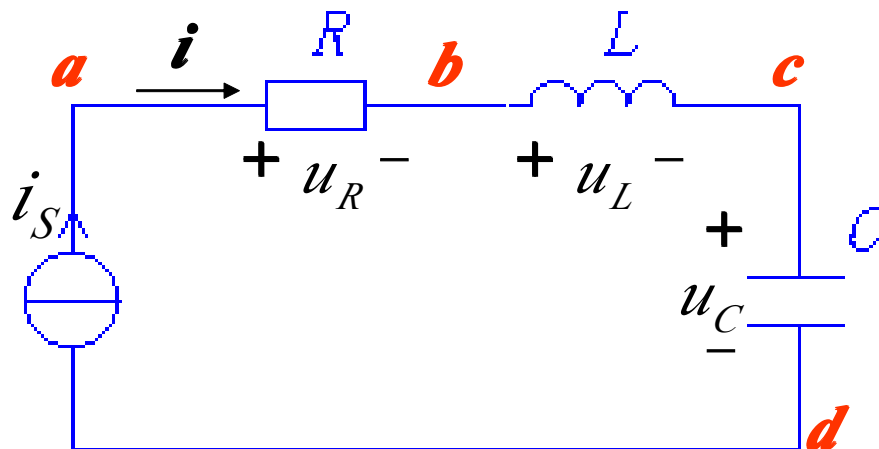
4、受控源

如果受控源（线性）的控制电压或电流是正弦量，

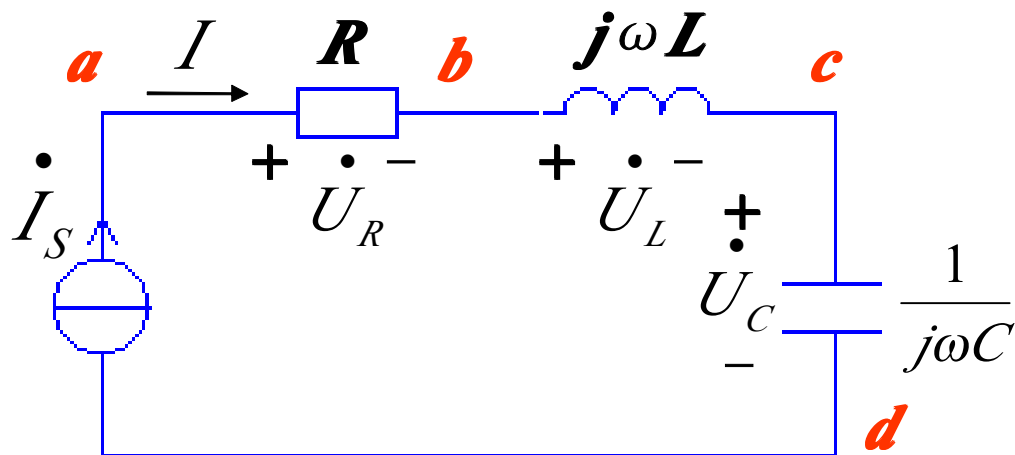
则受控源的电压或电流将是同一频率的正弦量。

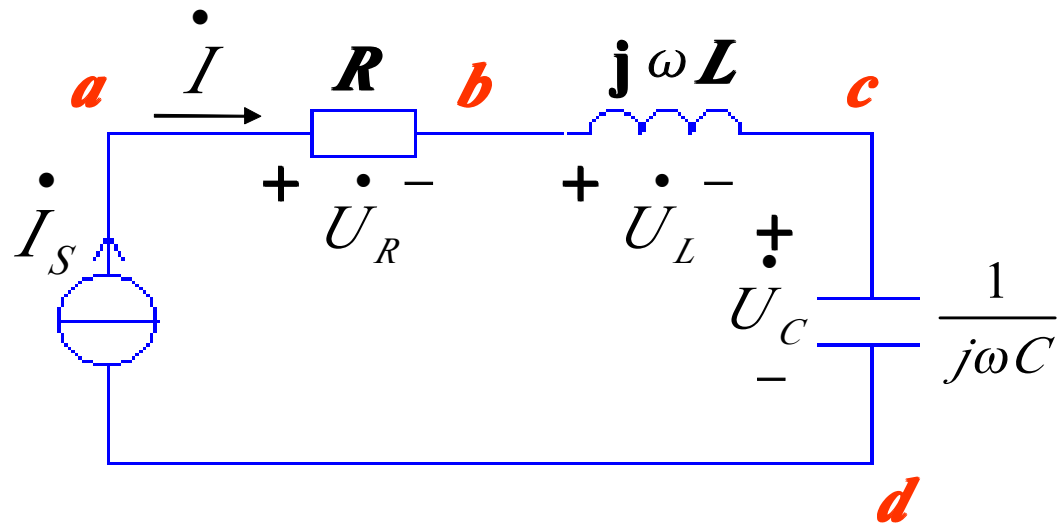


例： 正弦电流源的电流，其有效值 $I_S=5\text{A}$ ，角频率 $\omega=10^3\text{rad/s}$ ， $R=3\Omega$ ， $L=1\text{H}$ ， $C=1\mu\text{F}$ 。求电压 u_{ad} 和 u_{bd} 。



解： 画出所示电路相对应的相量形式表示的电路图





设电路的电流相量为参考相量 即令 $\dot{I} = \dot{I}_S = 5 \angle 0^\circ$

$$\dot{U}_R = R \dot{I} = \mathbf{15 \angle 0^\circ \text{ V}} \quad \dot{U}_L = j\omega L \dot{I} = \mathbf{5000 \angle 90^\circ \text{ V}}$$

$$\dot{U}_C = -j \frac{1}{\omega C} \dot{I} = \mathbf{5000 \angle -90^\circ \text{ V}}$$

$$\dot{U}_{bd} = \dot{U}_L + \dot{U}_C = \mathbf{0}$$

$$u_{bd} = 0$$

$$\dot{U}_{ad} = \dot{U}_R + \dot{U}_{bd} = 15 \angle 0^\circ$$

$$u_{ad} = 15 \sqrt{2} (10^3 \cos(10^3 t)) \text{ V}$$

相量法的三个基本公式

$$\dot{U}_R = R \dot{I}_R$$

$$\dot{U}_L = j\omega L \dot{I}_L$$

$$\dot{U}_C = -j \frac{1}{\omega C} \dot{I}_C$$

以上公式是在电压、电流**关联**参考方向的条件下得到的；

如果为**非关联**参考方向，则以上各式要变号。

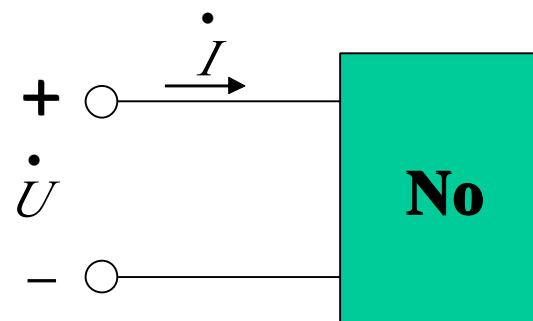
以上公式 既包含电压和电流的**大小**关系，
又包含电压和电流的**相位**关系。

阻抗和导纳

一、阻抗

1、定义

$$Z = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = \frac{U}{I} \angle \psi_u - \psi_i = |Z| \angle \varphi_Z$$



阻抗模 $|Z| = U/I$

阻抗角 $\varphi_Z = \psi_u - \psi_i$

阻抗 Z 的代数形式可写为

$$Z = R + jX$$

其实部为电阻，虚部为电抗。

2、 R 、 L 、 C 对应的阻抗分别为：

$$Z_R = R$$

$$Z_L = j\omega L$$

$$Z_C = -j\frac{1}{\omega C}$$

3、感抗和容抗

感抗 $X_L = \omega L$

反映电感对电流的阻碍作用

容抗 $X_C = -\frac{1}{\omega C}$

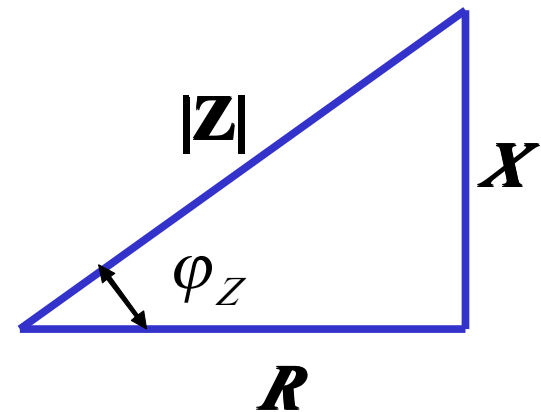
反映电容对电流的阻碍作用

4、*RLC*串联电路

如果 \mathbf{N}_0 内部为*RLC*串联电路，则阻抗 \mathbf{Z} 为

$$\begin{aligned} Z &= \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} \\ &= R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \\ &= R + jX \\ &= |Z| \angle \varphi_Z \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} |Z| &= \sqrt{R^2 + X^2} \\ \varphi_Z &= \arctan\left(\frac{X}{R}\right) \end{aligned}$$



阻抗三角形

电路的性质

$$\mathbf{Z} = \mathbf{R} + j\mathbf{X}$$

当 $\mathbf{X} > 0$ ，称 \mathbf{Z} 呈感性；

当 $\mathbf{X} < 0$ ，称 \mathbf{Z} 呈容性；

当 $\mathbf{X}=0$ ，称 \mathbf{Z} 呈电阻性

二、导纳

1、定义

$$Y = \frac{\dot{I}}{\dot{U}} = \frac{I}{U} \angle \psi_i - \psi_u = |Y| \angle \varphi_Y$$

导纳模 $|\mathbf{Y}| = I/U$

导纳角 $\varphi_Y = \psi_i - \psi_u$

导纳 \mathbf{Y} 的代数形式可写为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{G} + j\mathbf{B}$$

其实部为电导，虚部为电纳。

2、单个元件 R 、 L 、 C 的导纳

$$Y_R = G = \frac{1}{R}$$
$$Y_L = \frac{1}{j\omega L} = -j\frac{1}{\omega L}$$

$$Y_C = j\omega C$$

3、感纳和容纳

$$\text{感纳 } B_L = -\frac{1}{\omega L}$$

$$\text{容纳 } B_C = \omega C$$

阻抗（导纳）的串联和并联

一、阻抗的串联

对于 n 个阻抗串联而成的电路，其等效阻抗

$$Z_{eq} = Z_1 + Z_2 + \cdots + Z_n$$

各个阻抗的电压分配为

$$\dot{U}_k = \frac{Z_k}{Z_{eq}} \dot{U}, \quad k=1,2,\dots, n$$

\dot{U}_k 为第 k 个阻抗的电压， \dot{U} 为总电压。

二、阻抗的并联

对 n 个导纳并联而成的电路，其等效导纳

$$Y_{eq} = Y_1 + Y_2 + \cdots + Y_n$$

各个导纳的电流分配为

$$\dot{I}_k = \frac{Y_k}{Y_{eq}} \dot{I}, \quad k = 1, 2, \dots, n$$

\dot{I}_k 为第 k 个阻抗的电流， \dot{I} 为总电流。

例：如图 ***RLC*** 串联电路。 **$R=15\ \Omega$** , **$L=12\ \text{mH}$** , **$C=5\ \mu\text{F}$** ,
 端电压 **$u=141.4 \cos(5000t)\ \text{V}$** 。
 求： **i** , 各元件的电压相量。

解：用相量法。

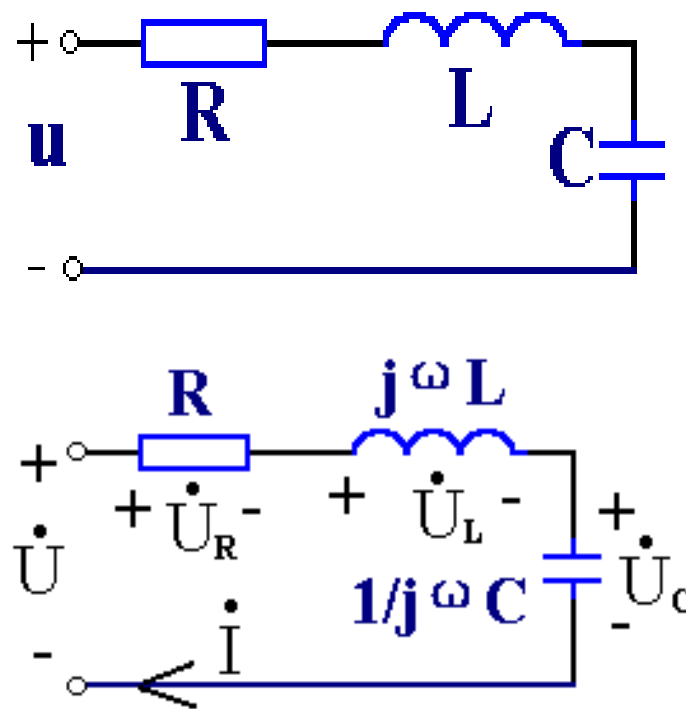
$$\dot{U} = 100 \angle 0^\circ (\text{V})$$

$$\omega = 5000 (\text{rad} / \text{s})$$

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}$$

$$= 15 + j(5000 \times 12 \times 10^{-3} - \frac{1}{5000 \times 5 \times 10^{-6}})$$

$$= 15 + j20 = 25 \angle 53.13^\circ (\Omega)$$



$$\therefore \dot{I} = \frac{\dot{U}}{Z} = \frac{100 \angle 0^\circ}{25 \angle 53.13^\circ} = 4 \angle -53.13^\circ (A)$$

$$i(t) = 4\sqrt{2} \cos(5000t - 53.13^\circ) A$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_R = \dot{I}R &= 4 \angle -53.13^\circ \times 15 \\ &= 60 \angle -53.13^\circ (V) \end{aligned}$$

$$\dot{U}_L = j\omega L \dot{I} = 240 \angle 36.87^\circ (V)$$

$$\dot{U}_C = \dot{I} \frac{1}{j\omega C} = 160 \angle -143.13^\circ (V)$$

电路的相量图

一、相量图

相关的电压和电流相量在复平面上组成。

在相量图上，除了按比例反映各相量的模外，最重要的是确定各相量的相位关系。

二、相量图的画法

选择某一相量作为参考相量，

而其他有关相量就根据它来加以确定。

参考相量的初相可取为零，

也可取其他值，视不同情况而定。

1、串联电路

取电流为参考相量，从而确定各元件的电压相量；
表达**KVL**的各电压相量可按向量求和的方法作出。

2、并联电路

取电压为参考相量，从而确定各元件的电流相量；
表达**KCL**的各电流相量可按向量求和的方法作出。

3、串并联电路

从局部开始

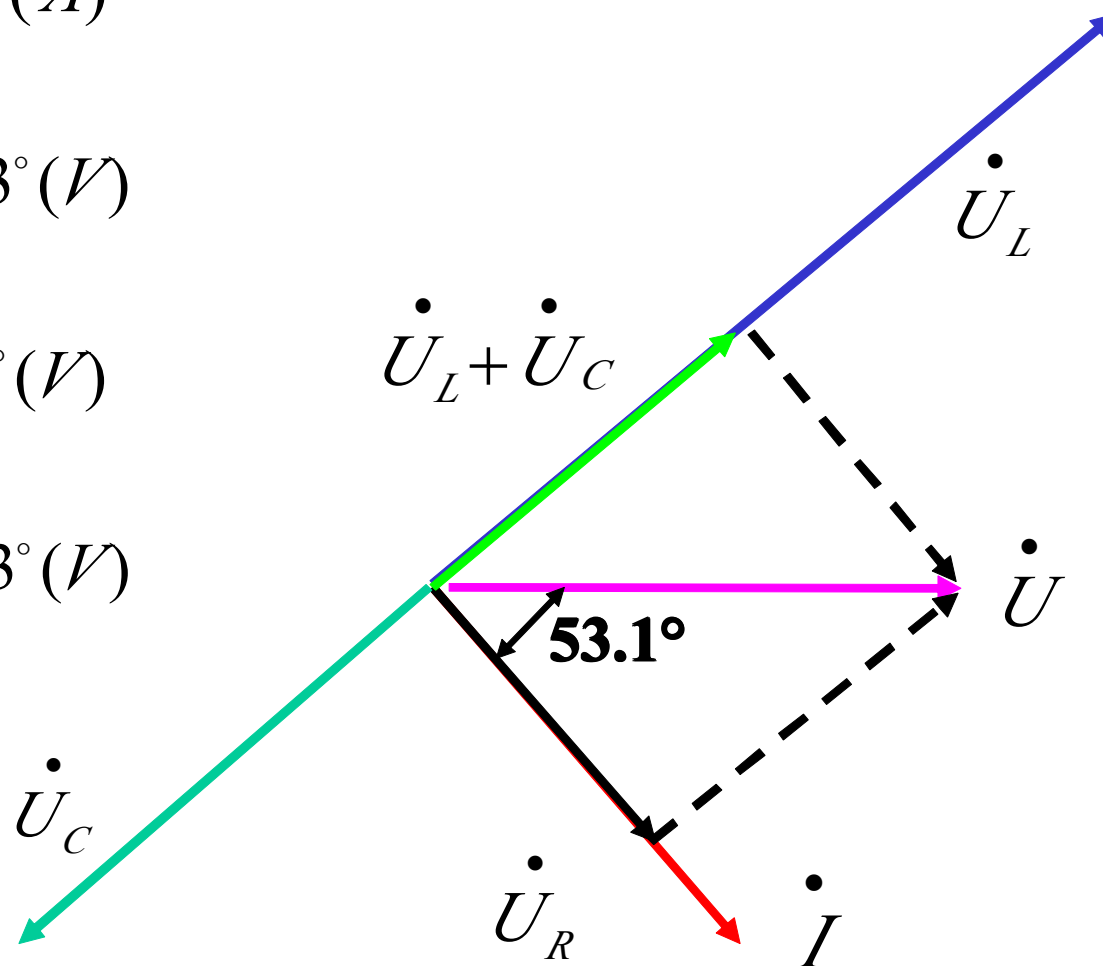
以上一节中例题为例

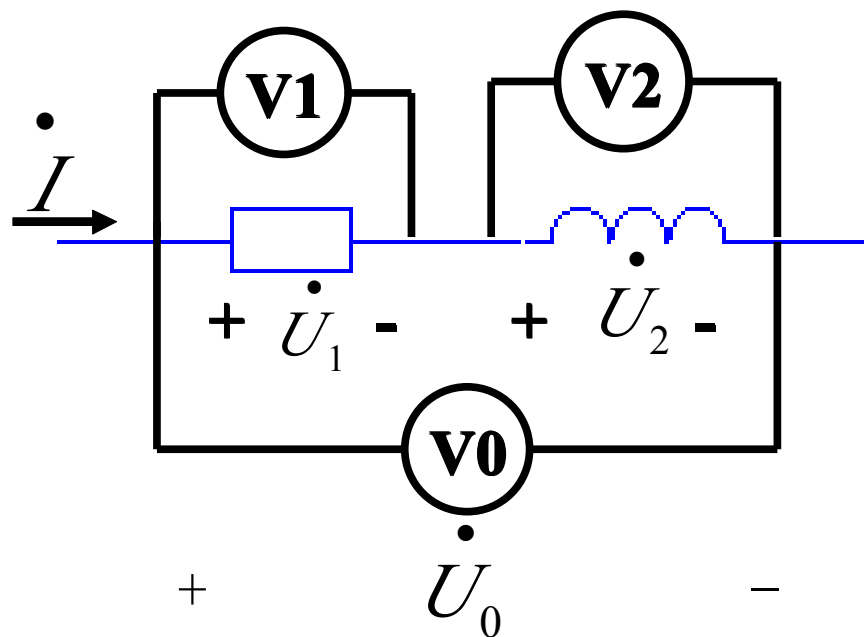
$$\dot{I} = 4 \angle -53.13^\circ (A)$$

$$\dot{U}_R = 60 \angle -53.13^\circ (V)$$

$$\dot{U}_L = 240 \angle 36.87^\circ (V)$$

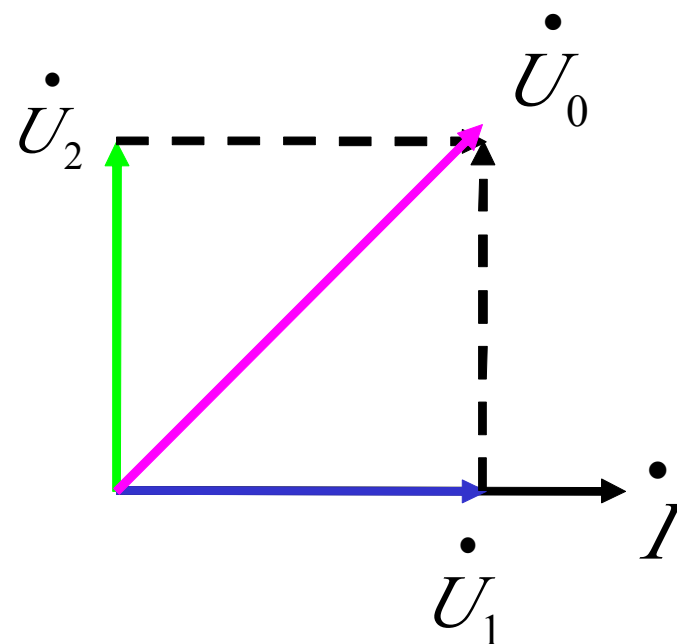
$$\dot{U}_C = 160 \angle -143.13^\circ (V)$$



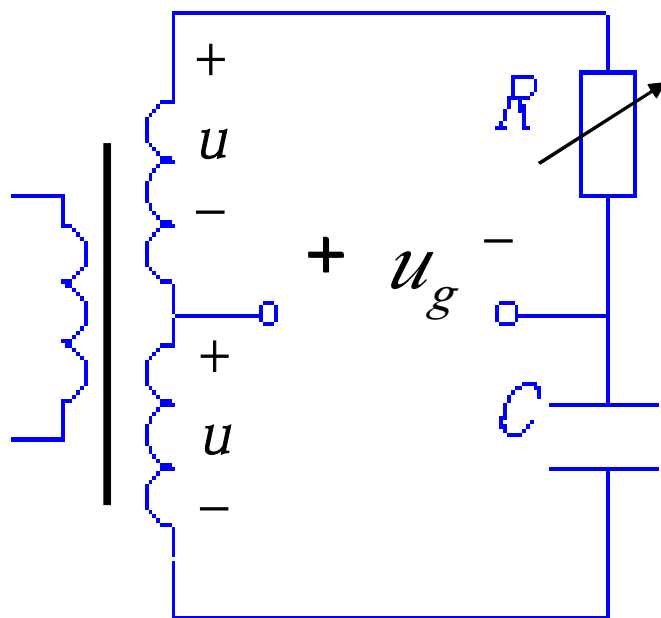


V1读数为**10V**，**V2**读数为**10V**，**V0**的读数为？

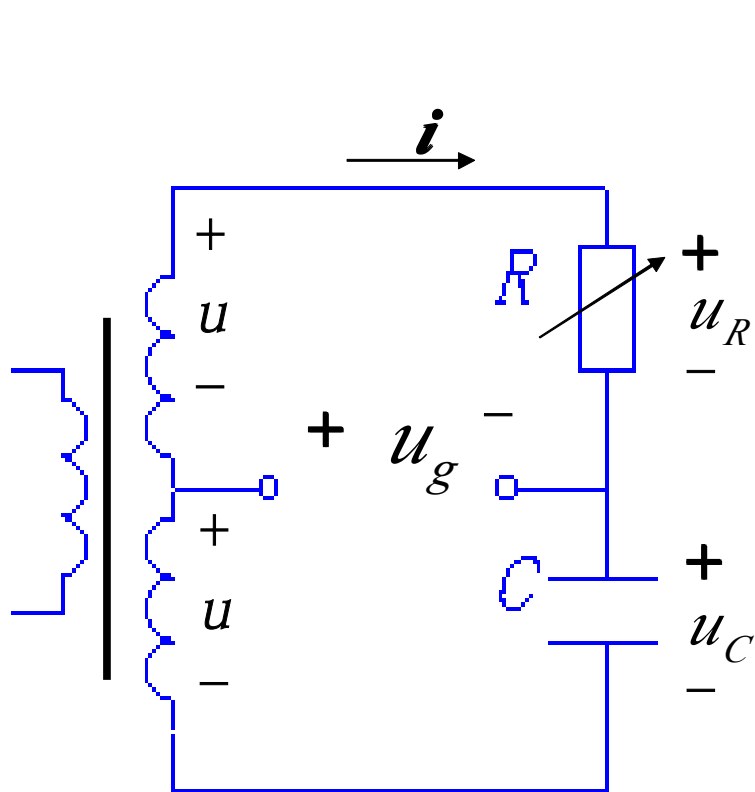
V0的读数为 **14.14 V**



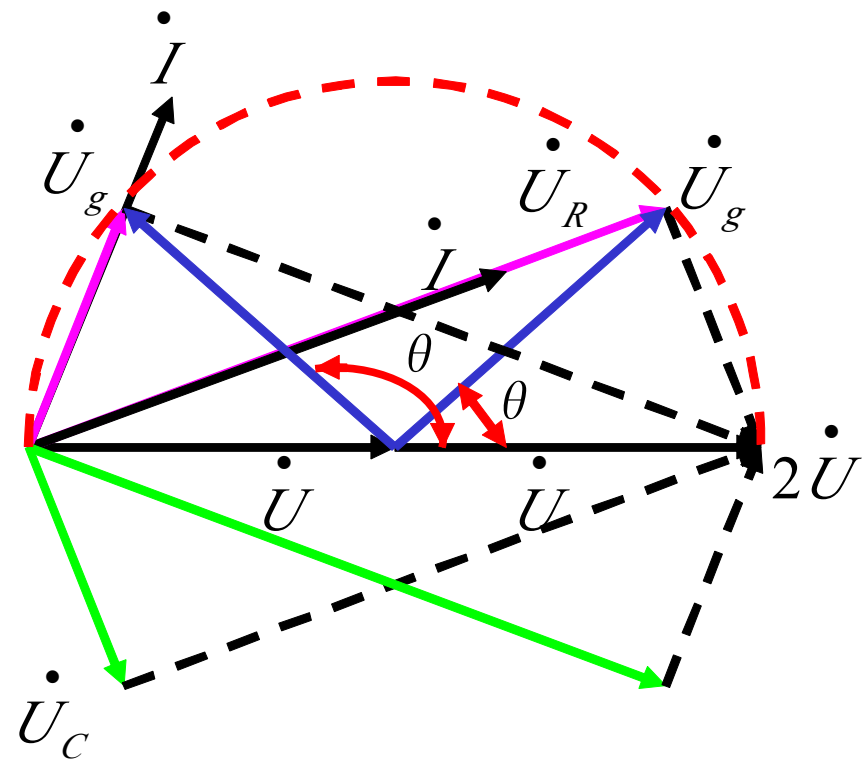
移相电路



当改变电阻 \mathbf{R} 时，可改变控制电压 \mathbf{u}_g 与电源电压之间的相位差 θ ，但电压 \mathbf{u}_g 的有效值是不变的。



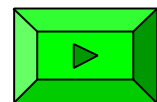
$$u_g = u_R - u$$



$$R=0 \quad u_g = -u$$

$$R \rightarrow \infty \quad u_g = u$$

移相范围 $0^\circ \sim 180^\circ$



正弦稳态电路的分析

在用相量法分析计算时，引入正弦量的相量、阻抗、导纳和**KCL**、**KVL**的相量形式，它们在形式上与线性电阻电路相似。

对于电阻电路有：

$$\sum i = 0 \quad \sum u = 0$$

$$u = Ri \quad i = Gu$$

对于正弦电流电路有：

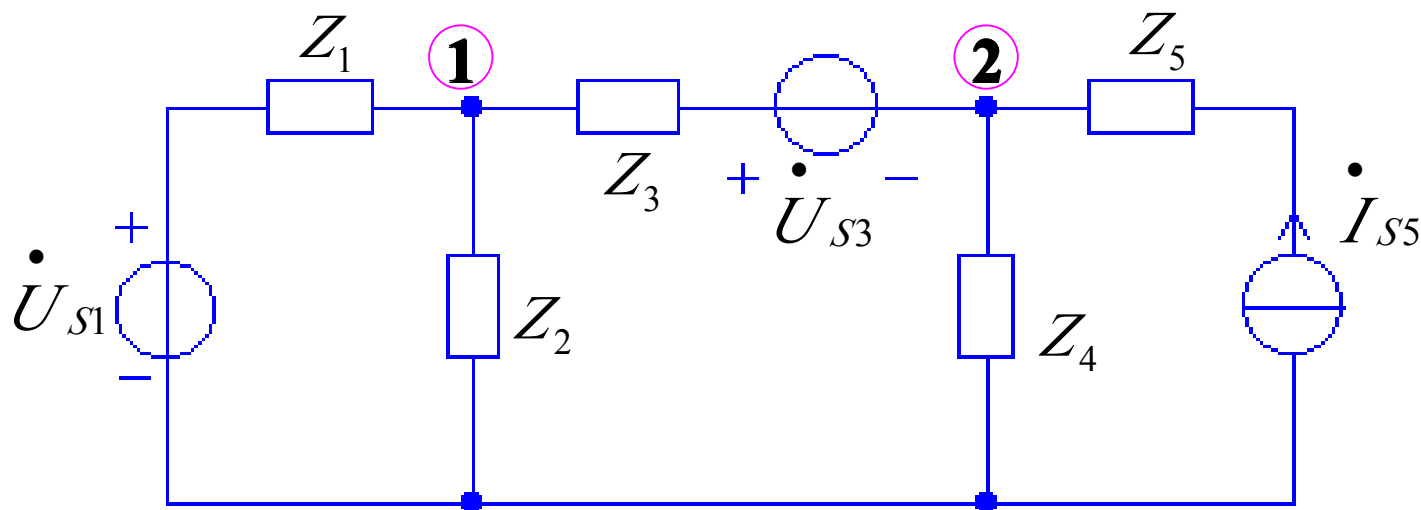
$$\sum \dot{I} = 0 \quad \sum \dot{U} = 0$$

$$\dot{U} = Z \dot{I} \quad \dot{I} = Y \dot{U}$$

用相量法分析时，线性电阻电路的各种分析方法和电路定理可推广用于线性电路的正弦稳态分析

差别仅在于所得电路方程为以**相量形式**表示的代数方程以及用相量形式描述的电路定理，而计算则为**复数运算**。

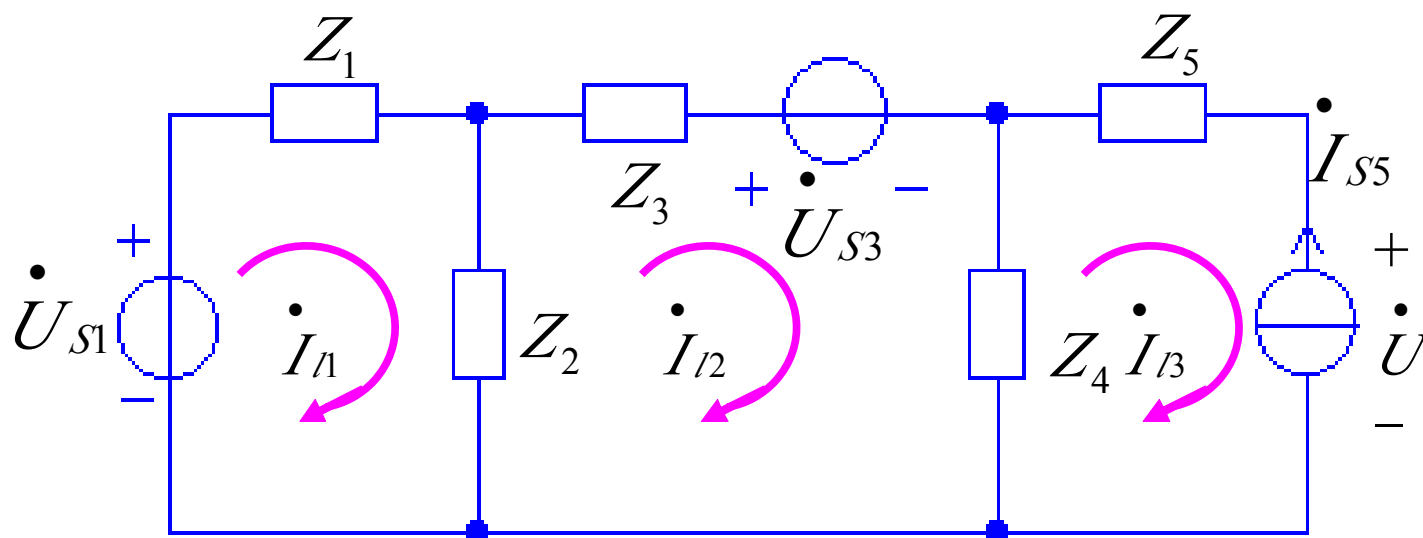
例：电路中的独立电源全都是同频正弦量。试列出该电路的**结点电压**方程和**回路电流**方程。



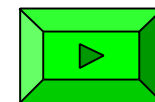
解：电路的结点电压方程为

$$\begin{aligned}
 (Y_1 + Y_2 + Y_3) \dot{U}_{n1} - Y_3 \dot{U}_{n2} &= +Y_1 \dot{U}_{S1} + Y_3 \dot{U}_{S3} \\
 -Y_3 \dot{U}_{n1} + (Y_3 + Y_4 + Y_5) \dot{U}_{n2} &= -Y_3 \dot{U}_{S3} + I_{S5}
 \end{aligned}$$

回路电流方程



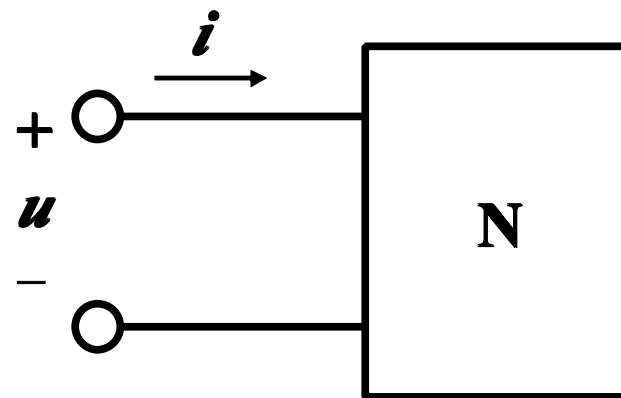
$$\begin{aligned}
 (Z_1 + Z_2) \dot{I}_{l1} - Z_2 \dot{I}_{l2} + 0 \dot{I}_{l3} &= + \dot{U}_{S1} \\
 - Z_2 \dot{I}_{l1} + (Z_2 + Z_3 + Z_4) \dot{I}_{l2} - Z_4 \dot{I}_{l3} &= - \dot{U}_{S3} \\
 0 \dot{I}_{l1} - Z_4 \dot{I}_{l2} + (Z_4 + Z_5) \dot{I}_{l3} &= - \dot{U} \\
 \dot{I}_{l3} &= - \dot{I}_{S5}
 \end{aligned}$$



正弦稳态电路的功率

一、瞬时功率

一端口内部不含独立电源，仅含电阻、电感和电容等无源元件。



它吸收的瞬时功率 p 等于电压 u 和电流 i 的乘积

$$p = u i$$

在正弦稳态情况下，设

$$u = \sqrt{2} U \cos(\omega t + \psi_u)$$

$$i = \sqrt{2} I \cos(\omega t + \psi_i)$$

瞬时功率

$$\begin{aligned} p &= \sqrt{2}U \cos(\omega t + \psi_u) \times \sqrt{2}I \cos(\omega t + \psi_i) \\ &= UI \cos(\psi_u - \psi_i) + UI \cos(2\omega t + \psi_u + \psi_i) \end{aligned}$$

令 $\varphi = \psi_u - \psi_i$ 为电压和电流之间的相位差

$$p = UI \cos \varphi + UI \cos(2\omega t + \psi_u + \psi_i)$$

瞬时功率有两个分量：

第一个为**恒定**分量，第二个为**正弦**分量。

$$p = UI \cos \varphi \{1 + \cos[2(\omega t + \psi_u)]\} + UI \sin \varphi \sin(2\omega t + \psi_u)$$

第一项是**不可逆**部分；

第二项是**可逆**部分，说明能量在外施电源与一端口之间来回交换。

二、平均功率

又称有功功率，是指瞬时功率在一个周期内的平均值。

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T p dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T UI [\cos \varphi + \cos(2\omega t + \psi_u + \psi_i)] dt \\ &= UI \cos \varphi \end{aligned}$$

单位：瓦（**W**）

定义： 功率因数 $\lambda = \cos \varphi$

电阻**R** $\varphi = 0$ $\lambda = \mathbf{1}$ $P_R = UI = I^2 R = GU^2$

电感**L** $\varphi = 90^\circ$ $\lambda = \mathbf{0}$ $P_L = 0$

电容**C** $\varphi = -90^\circ$ $\lambda = \mathbf{0}$ $P_C = 0$

三、无功功率

$$Q \stackrel{def}{=} UI \sin \varphi$$

反映了内部与外部往返交换能量的情况。

单位：乏（**Var**）

$$\text{电阻}\mathbf{R} \quad \varphi = 0 \quad Q_R = 0$$

$$\text{电感}\mathbf{L} \quad \varphi = 90^\circ \quad Q_L = UI = \omega LI^2 = \frac{U^2}{\omega L}$$

$$\text{电容}\mathbf{C} \quad \varphi = -90^\circ \quad Q_C = -UI = -\frac{1}{\omega C} I^2 = -\omega CU^2$$

四、视在功率

$$S \stackrel{def}{=} UI$$

电机和变压器的容量是由视在功率来表示的。

单位：伏安（**VA**）

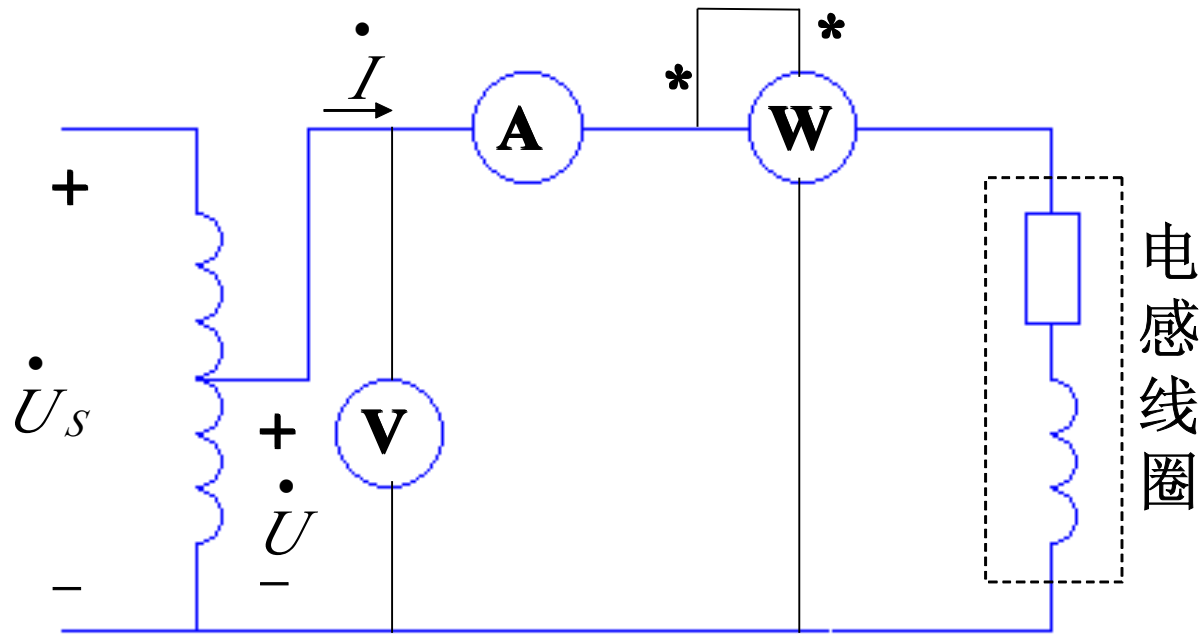
有功功率**P**、无功功率**Q**和视在功率**S**存在下列关系：

$$P = S \cos \varphi \quad Q = S \sin \varphi$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

$$\varphi = \arctan\left(\frac{Q}{P}\right)$$

例：测量电感线圈 R 、 L 的实验电路，已知电压表的读数为**50V**，电流表的读数为**1A**，功率表读数为**30W**，电源的频率 **$f=50\text{Hz}$** 。试求 R 、 L 之值。



解：可先求得线圈的阻抗

$$Z = |Z| \angle \varphi = R + j\omega L$$

$$|Z| = \frac{U}{I} = \mathbf{50\ \Omega}$$

$$UI \cos \varphi = 30$$

$$\varphi = 53.13^\circ$$

解得：

$$Z = 50 \angle 53.13^\circ \Omega$$

$$= \mathbf{30 + j40} \Omega$$

$$\mathbf{R = 30} \Omega$$

$$L = \frac{40}{\omega} = \mathbf{127 \text{ mH}} \quad \omega = \mathbf{2\pi f = 314 \text{ rad/s}}$$

另一种解法

$$I^2 R = 30$$

$$\mathbf{R = 30} \Omega$$

$$\text{而} \quad |Z| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

$$\text{故可求得: } \omega L = \sqrt{50^2 - 30^2} = \mathbf{40} \Omega$$

§9.6 复功率

一、复功率

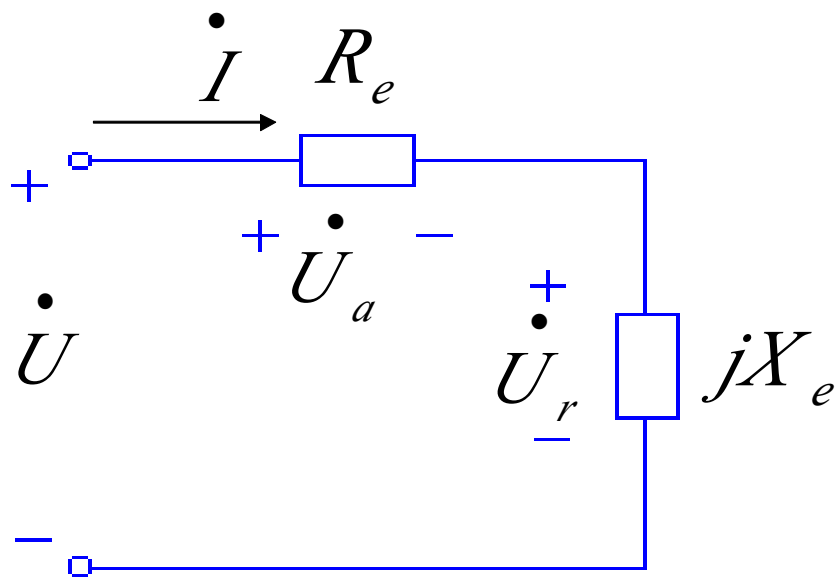
设一个一端口的电压相量为 \dot{U} ，电流相量为 \dot{I} ，
复功率定义为

$$\begin{aligned}\bar{S} &\stackrel{def}{=} \dot{U} \dot{I}^* \\ &= UI \angle \psi_u - \psi_i \\ &= UI \cos \varphi + jUI \sin \varphi \\ &= \boldsymbol{P} + j\boldsymbol{Q}\end{aligned}$$

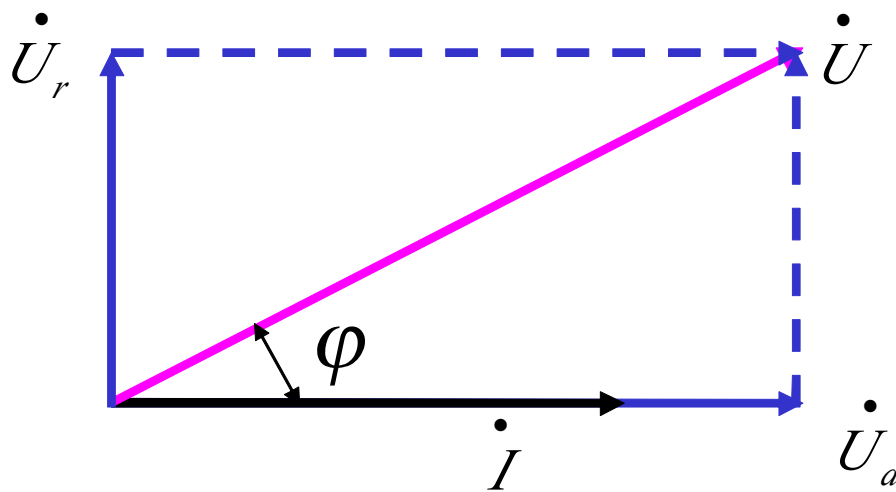
式中 \dot{I}^* 是 \dot{I} 的共轭复数

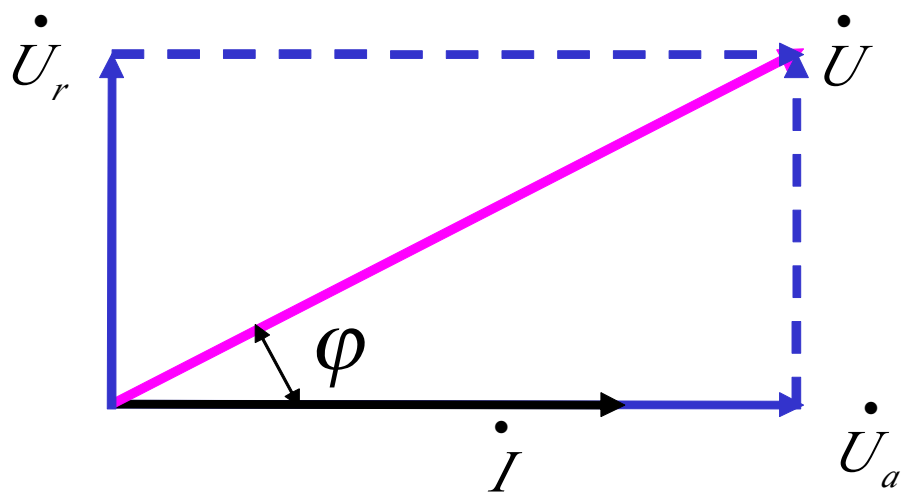
二、有功分量和无功分量

一个不含独立电源的一端口可以用等效阻抗 \mathbf{Z} 表示。



相量图

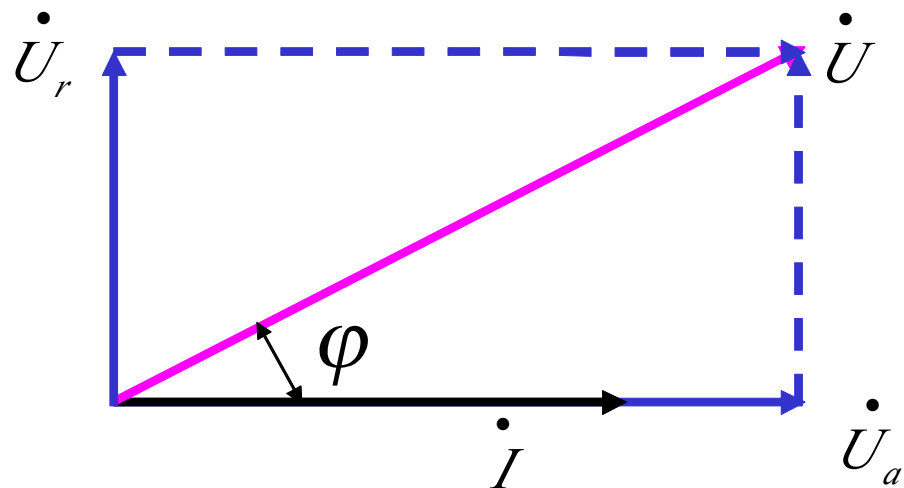




\dot{U}_a 与电流 \dot{I} 同相称为 \dot{U} 的有功分量

$$U_a = U \cos \varphi$$

而有功功率 $P = UI \cos \varphi = U_a I$



\dot{U}_r 与 \dot{I} 正交, 称为 \dot{U} 的无功分量

$$U_r = U \sin \varphi$$

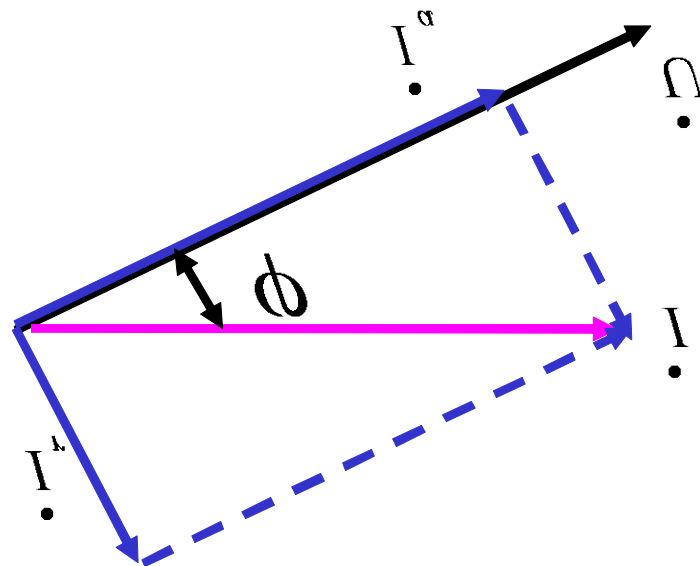
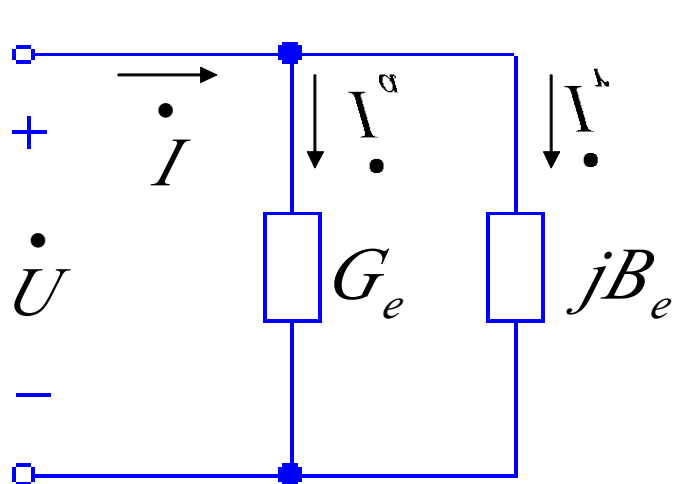
而无功率 $Q = UI \sin \varphi = U_r I$

复功率可写为

$$\bar{S} = \dot{U} \dot{I}^* = \dot{I} Z \dot{I}^* = I^2 Z$$

其中 $Z = R_e + jX_e$

一个不含独立电源的一端口可以用等效导纳 \mathbf{Y} 表示。

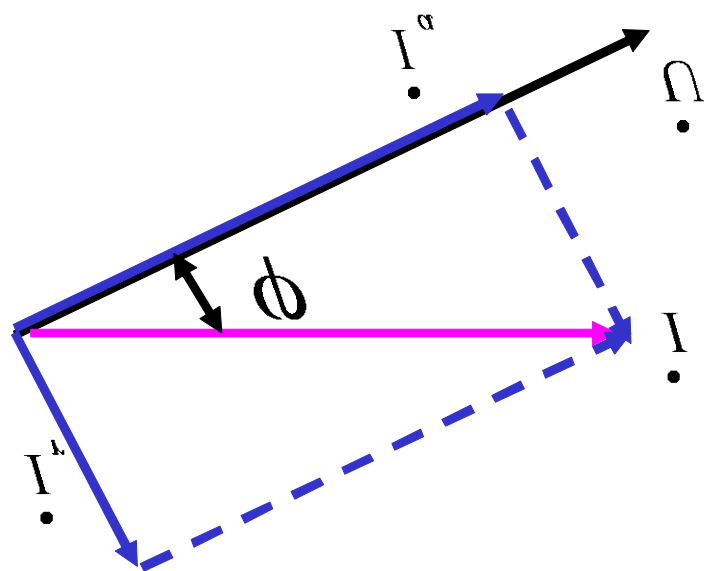


\dot{I}_a 与电压 \dot{U} 同相称为 \dot{I} 的有功分量

$$I_a = I \cos \varphi$$

\dot{I}_r 与 \dot{U} 正交, 称为 \dot{I} 的无功分量

$$U_r = U \sin \varphi$$



这样 $P = UI_a$ $Q = UI_r$

复功率可写为

$$\bar{S} = \dot{U} \dot{I}^* = \dot{U} (\dot{U} Y)^* = U^2 Y^*$$

其中 $Y = G_e + jB_e$

$$Y^* = G_e - jB_e$$

可以证明

正弦电流电路中总的有功功率
是电路各部分有功功率之和，
总的无功功率是电路各部分无功功率之和，
即有功功率和无功功率分别守恒。
电路中的复功率也守恒，
但视在功率不守恒。

三、功率因数的提高

$$P = UI \cos \varphi$$

$\cos \varphi$ 是电路的功率因数。

电压与电流间的相位差或电路的功率因数 **决定于电路（负载）** 的参数。

只有在电阻负载的情况下，电压和电流才同相，其功率因数为**1**。

对于其他负载来说，其功率因数均介于**0** 与**1** 之间。

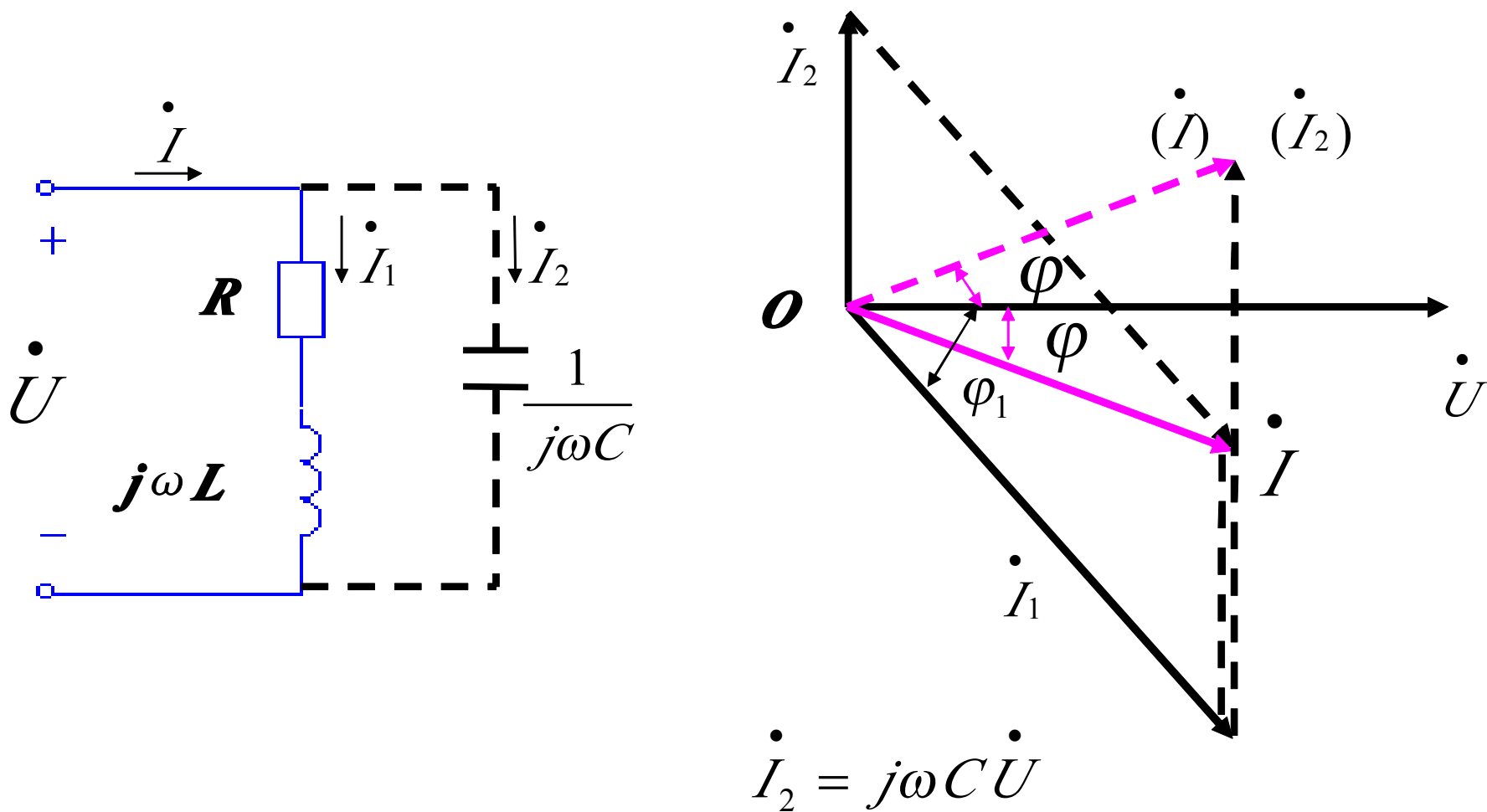
提高功率因数的意义

功率因数不等于**1**时，电路中发生**能量互换**，出现无功功率。这样引起下面两个问题：

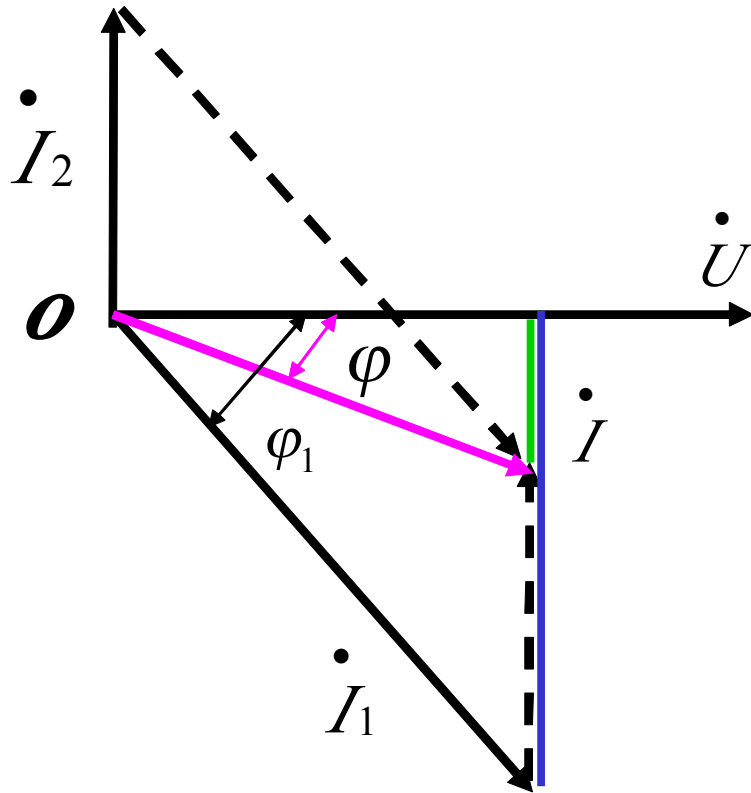
- 1、**发电设备的容量不能充分利用
- 2、**增加线路和发电机绕组的功率**损耗**

提高功率因数的常用方法：

与电感性负载并联静电电容器。



并联电容C的计算



$$I_2 = I_1 \sin \varphi_1 - I \sin \varphi$$

$$\dot{I}_2 = j\omega C \dot{U}$$

$$I_2 = \omega C U$$

$$C = \frac{I_2}{\omega U}$$

提高功率因数的含义

提高功率因数，是指提高 **电源或电网** 的功率因数，

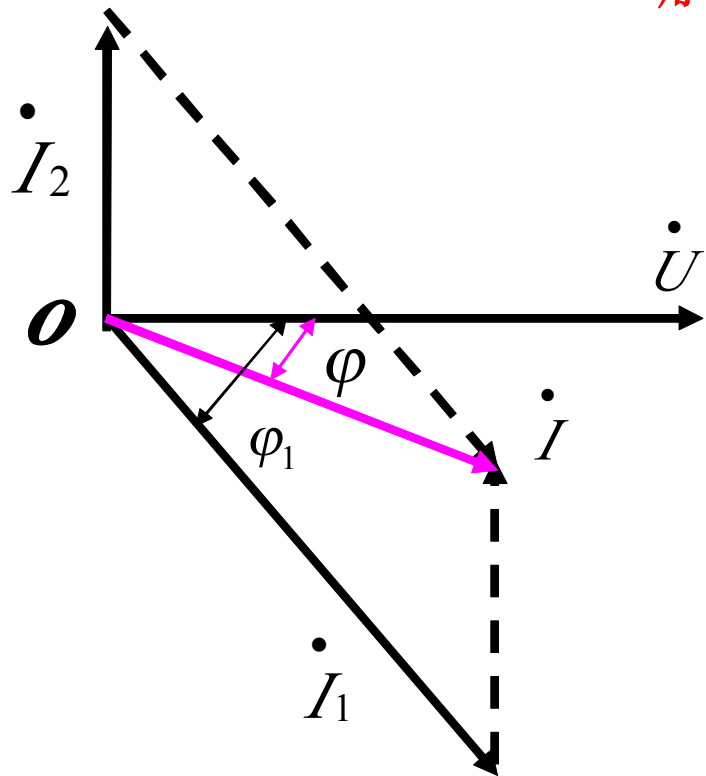
而**不是**指提高某个**电感性负载**的功率因数。

并联电容后并**不改变**原负载的工作状况，

所以电路的有功功率并没有改变，

只是**改变**了电路的**无功**功率，从而使功率因数得到提高。

例：正弦电压为**50Hz**，**380V**，感性负载吸收的功率为**20kW**，功率因数**0.6**。若使电路的功率因数提高到**0.9**，求在负载的两端并接的电容值。



解： $P = UI_1 \cos \varphi_1$ $I_1 = 87.72 \text{ A}$

$\cos \varphi_1 = 0.6$ $\varphi_1 = 53.13^\circ$

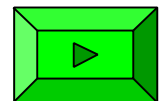
$P = UI \cos \varphi$ **$I = 58.48 \text{ A}$**

$\cos \varphi = 0.9$ $\varphi = 25.84^\circ$

$I_2 = I_1 \sin \varphi_1 - I \sin \varphi$

$= 44.69 \text{ A}$

$C = \frac{I_2}{\omega U} = \mathbf{375 \mu \text{ F}}$



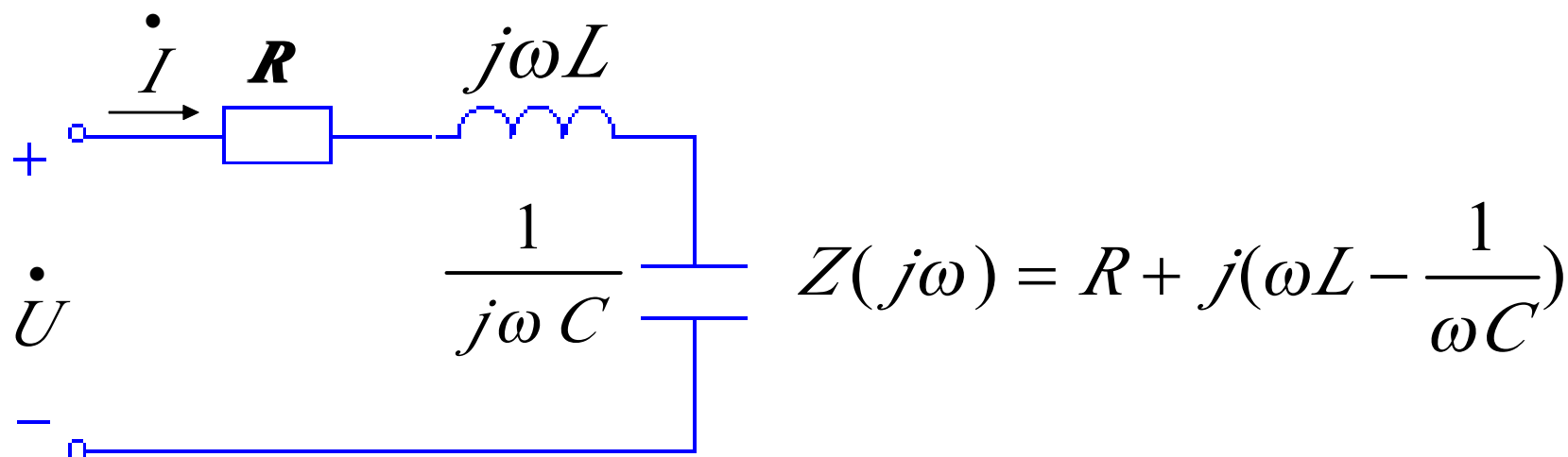
串联电路的谐振

谐振现象的研究有重要的实际意义。

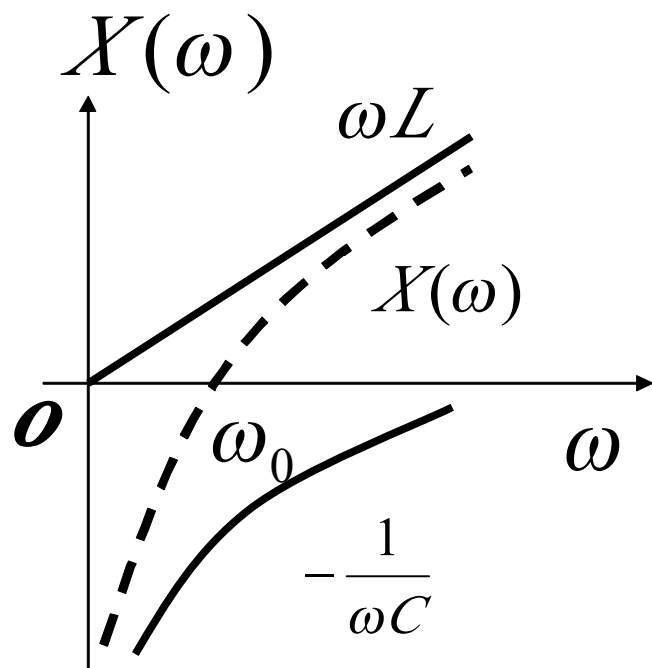
一方面谐振现象得到广泛的应用，

另一方面在某些情况下电路中发生谐振会破坏正常工作。

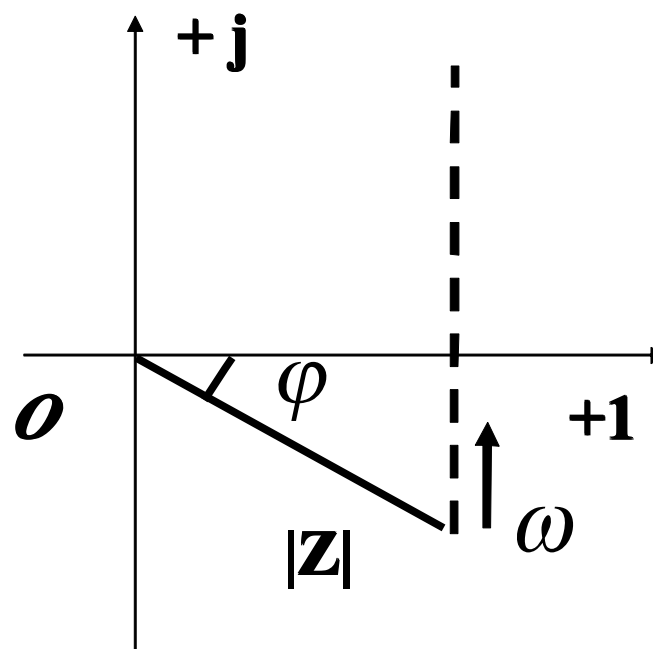
一、***RLC***串联电路



$$Z(j\omega) = R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})$$



电抗随频率变化的特性曲线



阻抗随频率变化时在复平面上表示的图形

二、串联谐振的定义

由于串联电路中的感抗和容抗有相互抵消作用，
所以，当 $\omega = \omega_0$ 时，出现 $\mathbf{X}(\omega_0) = \mathbf{0}$ ，
这时端口上的电压与电流同相，
工程上将电路的这种工作状况称为 **谐振**，
由于是在 ***RLC*** 串联电路中发生的，故称为串联谐振。

三、串联谐振的条件

$$Z(j\omega) = R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})$$

$$\mathbf{Im} [\mathbf{Z}(\mathbf{j} \omega)] = \mathbf{0}$$

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0$$

四、谐振频率

$$\mathbf{Im} [\mathbf{Z}(\mathbf{j} \omega)] = \mathbf{0}$$

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0$$

角频率 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

频率 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

谐振频率又称为电路的固有频率，
是由电路的结构和参数决定的。
串联谐振频率只有一个，
是由串联电路中的**L**、**C**参数决定的，
而与串联电阻**R**无关。

五、谐振的特征

1、阻抗

$$Z(j\omega) = R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C}) = \mathbf{R}$$

谐振时阻抗为**最小**值。

2、电流

$$I = \frac{U}{|Z|} = \frac{U}{R}$$

在输入电压有效值 \mathbf{U} 不变的情况下，电流为**最大**。

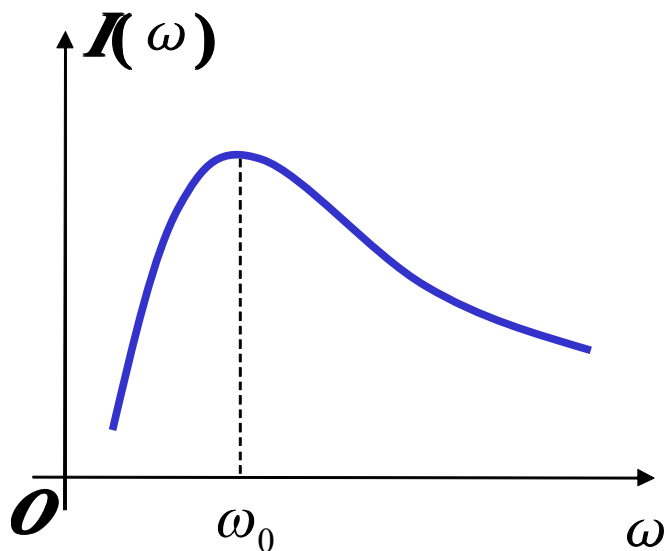
3、电阻电压

$$U_R = RI = U$$

实验时可根据此特点判别串联谐振电路发生谐振与否。

六、谐振曲线

除了阻抗 Z 和频率的特性外，还应分析电流和电压随频率变化的特性，这些特性称为**频率特性**，或称**频率响应**，它们随频率变化的曲线称为谐振曲线。



七、品质因数

谐振时有 $\dot{U}_L + \dot{U}_C = 0$

所以串联谐振又称为电压谐振。

串联谐振电路的品质因数

$$Q = \frac{U_L(\omega_0)}{U} = \frac{U_C(\omega_0)}{U} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

如果 $Q > 1$ ，则有 $U_L = U_C > U$

当 $Q \gg 1$ ，表明在谐振时或接近谐振时，会在电感和电容两端出现大大高于外施电压 U 的高电压，称为过电压现象，往往会造成元件的损坏。

但谐振时 L 和 C 两端的等效阻抗为零（相当于短路）。

八、功率

谐振时，电路的无功功率为零，这是由于阻抗角为零，

所以电路的功率因数

$$P(\omega_0) = UI\lambda = UI = \frac{1}{2} U_m I_m$$

$$Q_L(\omega_0) = \omega_0 L I^2 \quad Q_C(\omega_0) = -\frac{1}{\omega_0 C} I^2$$

整个电路的复功率 $\bar{S} = P + j(Q_L + Q_C) = \mathbf{P}$

$$Q_L(\omega_0) + Q_C(\omega_0) = 0$$

谐振时电路不从外部吸收无功功率

但 $Q_L(\omega_0)$, $Q_C(\omega_0)$ 分别不等于零。

但电路内部的电感与电容之间周期性地磁场能量和电场能量的交换，

这一能量的总和为

$$W(\omega_0) = \frac{1}{2} Li^2 + \frac{1}{2} Cu_c^2$$

谐振时，有

$$i = \sqrt{2} \frac{U}{R} \cos(\omega_0 t)$$

$$u_c = \sqrt{2} QU \sin(\omega_0 t)$$

并有 $Q^2 = \frac{1}{R^2} \frac{L}{C}$

所以能量的总和

$$\begin{aligned} W(\omega_0) &= \frac{L}{R^2} U^2 \cos^2(\omega_0 t) + C Q^2 U^2 \sin^2(\omega_0 t) \\ &= C Q^2 U^2 \\ &= \frac{1}{2} C Q^2 U_m^2 = \text{常量} \end{aligned}$$

另外还可以得出

$$Q = \omega_0 W(\omega_0) / P(\omega_0)$$

串联电阻的大小虽然不影响串联谐振电路的固有频率，

但有控制和调节谐振时电流和电压幅度的作用。

九、通用谐振曲线

为了突出电路的频率特性，常分析输出量与输入量之比的频率特性。

$$U_R(\omega)/U、U_L(\omega)/U、U_C(\omega)/U$$

而这些电压比值可以用分贝表示 $\text{dB} = 20 \log A$

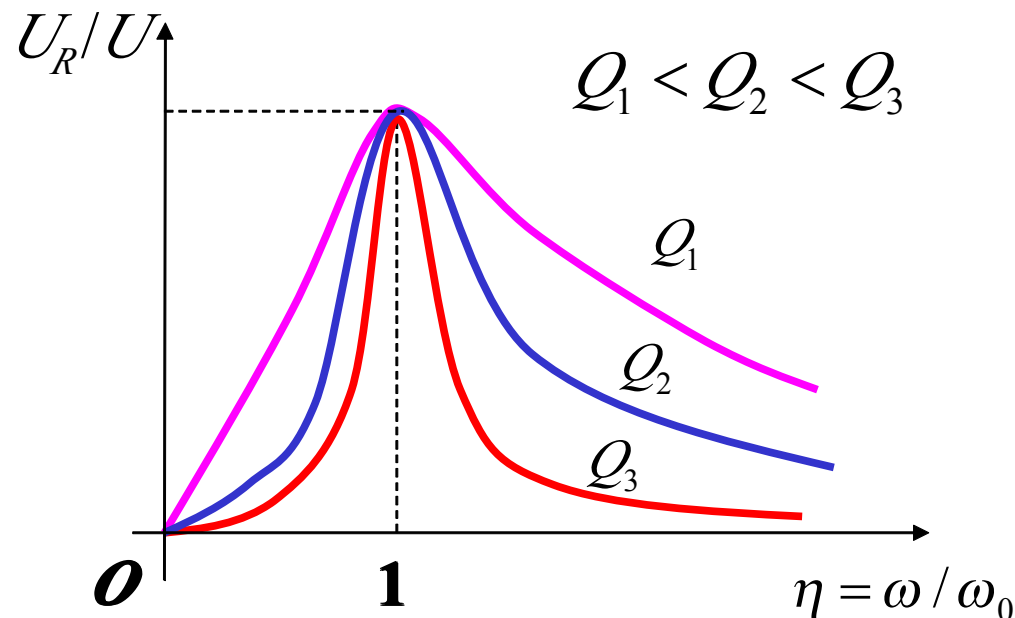
令 $\eta = \omega / \omega_0$ 将电路的阻抗 \mathbf{Z} 变换为下述形式

$$Z(j\omega) = R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C}) = R \left[1 + jQ(\eta - \frac{1}{\eta}) \right]$$

$$U_R(\eta) = \frac{U}{\sqrt{1 + Q^2(\eta - \frac{1}{\eta})}} \quad \frac{U_R(\eta)}{U} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2(\eta - \frac{1}{\eta})}}$$

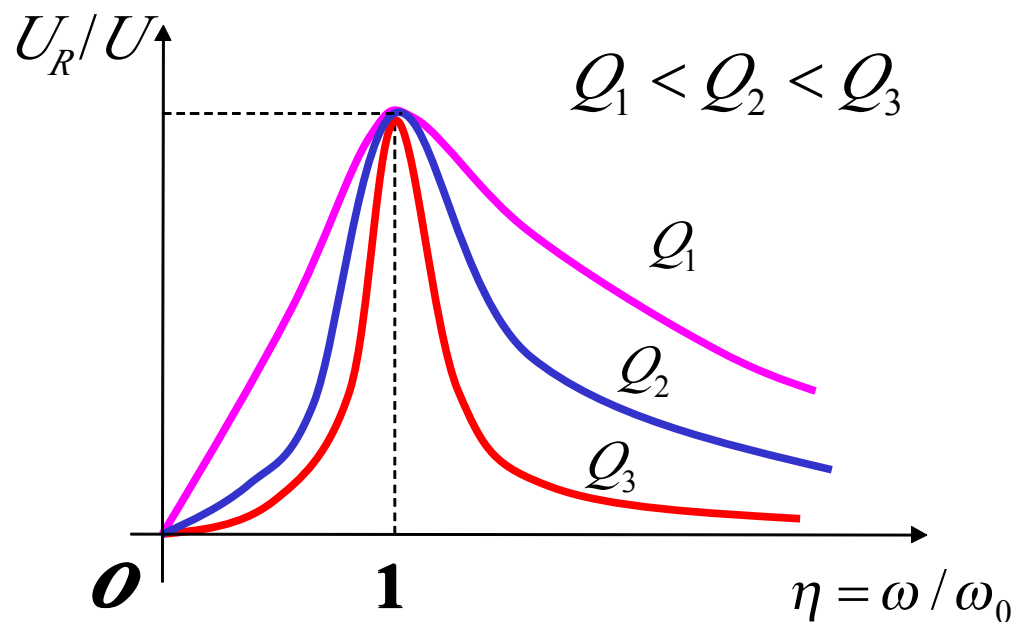
上述关系式可以用于不同的***RLC***串联谐振电路，它们都在同一个坐标（ η ）下，根据***Q***取值不同，曲线将仅与***Q***值有关，并明显地看出***Q***值对谐振曲线形状的影响。

下图给出**3**个不同***Q***值的谐振曲线，该谐振曲线称为**通用谐振曲线**。

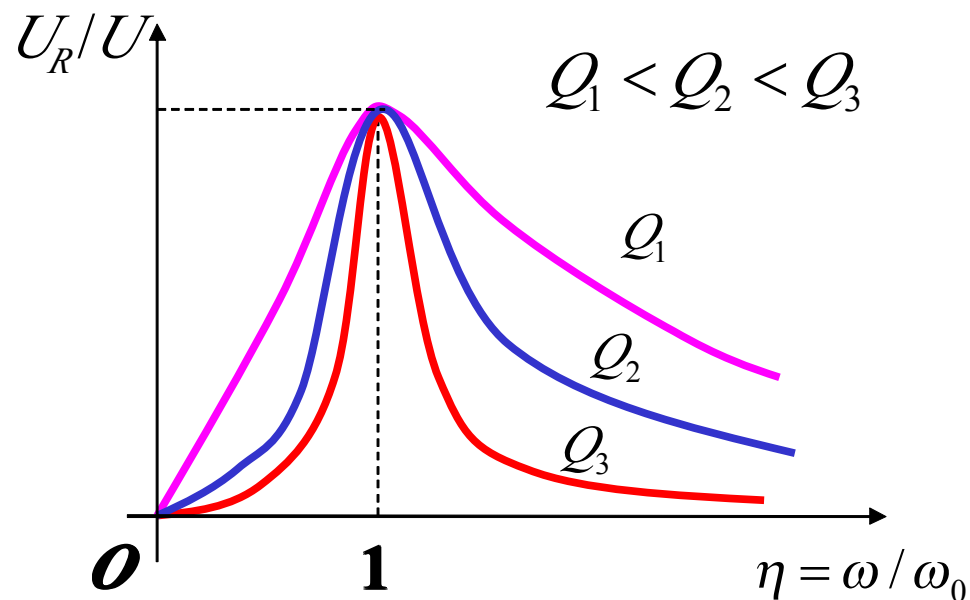


十、电路的选择性

串联谐振电路对偏离谐振点的输出有抑制能力，只有在谐振点附近的频域内，才有较大的输出幅度，电路的这种性能称为**选择性**。



电路选择性的优劣取决于对非谐振频率的输入信号的抑制能力。



Q值大，曲线在谐振点附近的形状尖锐，当稍偏离谐振频率，输出就急剧下降，说明对非谐振频率的输入具有较强的抑制能力，选择性能**好**。

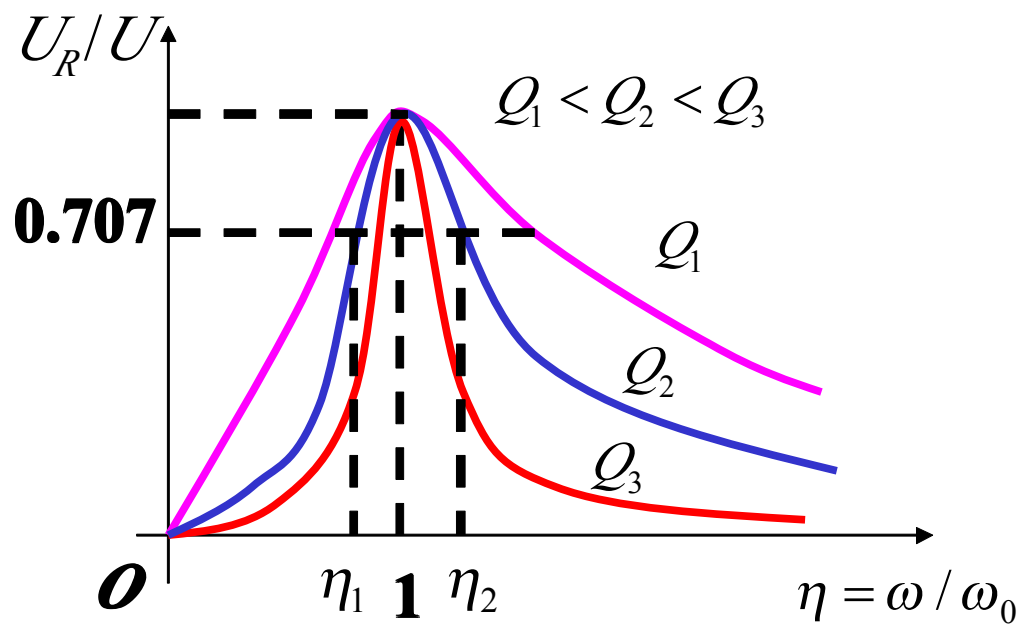
反之，**Q**值小，在谐振频率附近曲线顶部形状平缓，选择性就**差**。

通频带

工程中为了定量地衡量选择性，常用发生

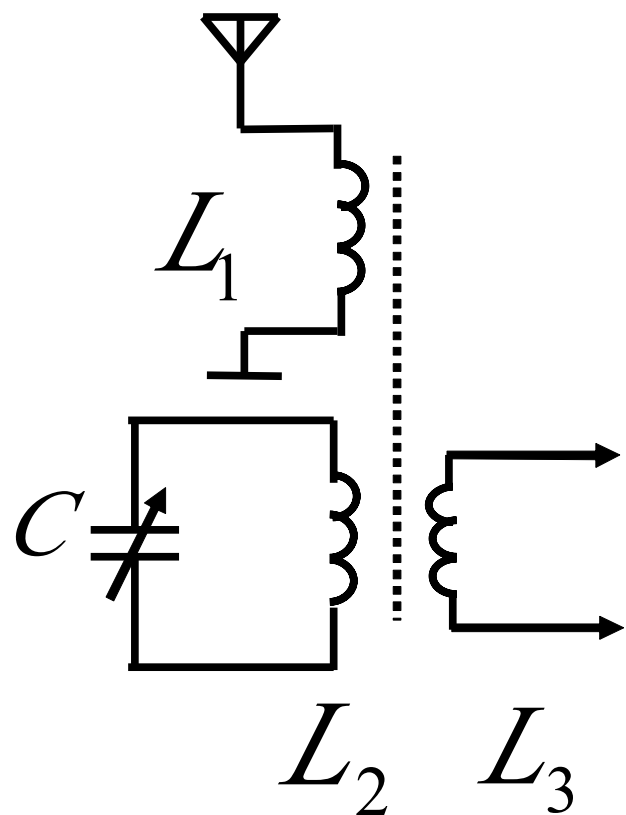
$\frac{U_R(\omega)}{U} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$ 时的两个频率 ω_1 和 ω_2 之间的差说明。

这个频率差称为通频带。

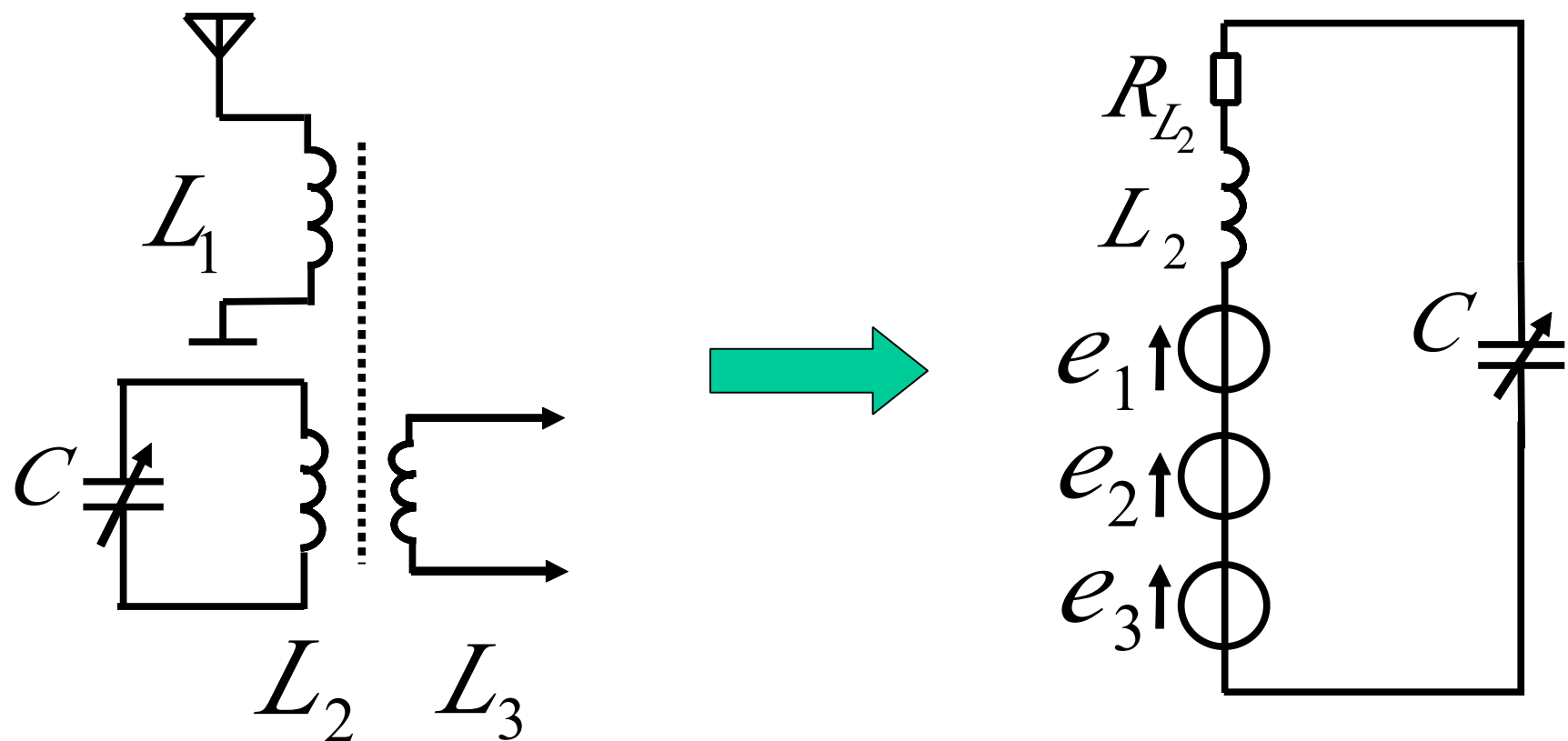


串联谐振应用举例

收音机接收电路



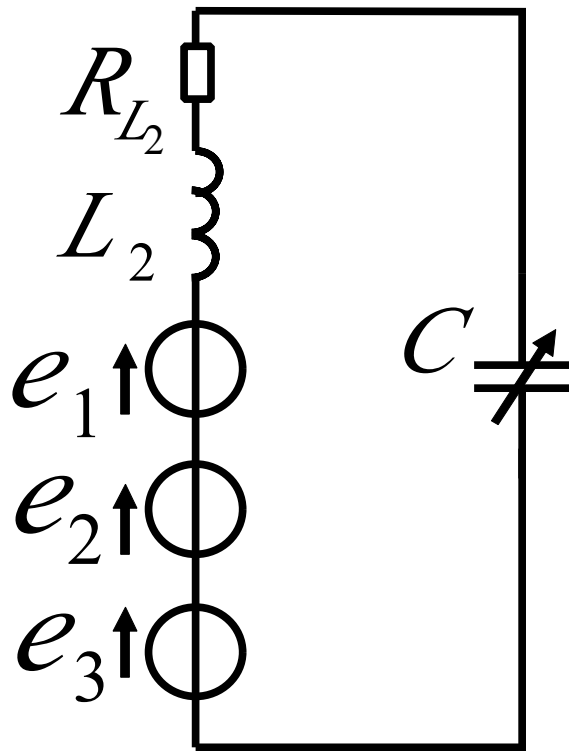
- L_1 : 接收天线
- L_2 与 C : 组成谐振电路
- L_3 : 将选择的信号送接收电路



e_1 、 e_2 、 e_3 为来自**3**个不同电台（不同频率）
的电动势信号；

L_2 - C 组成谐振电路，选出所需的电台。

问题：如果要收听 e_1 节目， C 应配多大？



已知：

$$L_2 = 250 \mu\text{H}, \quad R_{L_2} = 20 \Omega$$

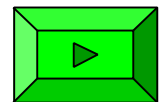
$$f_1 = 820 \text{ kHz}$$

$$\text{解： } f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C}}$$

$$C = \frac{1}{(2\pi f)^2 L_2}$$

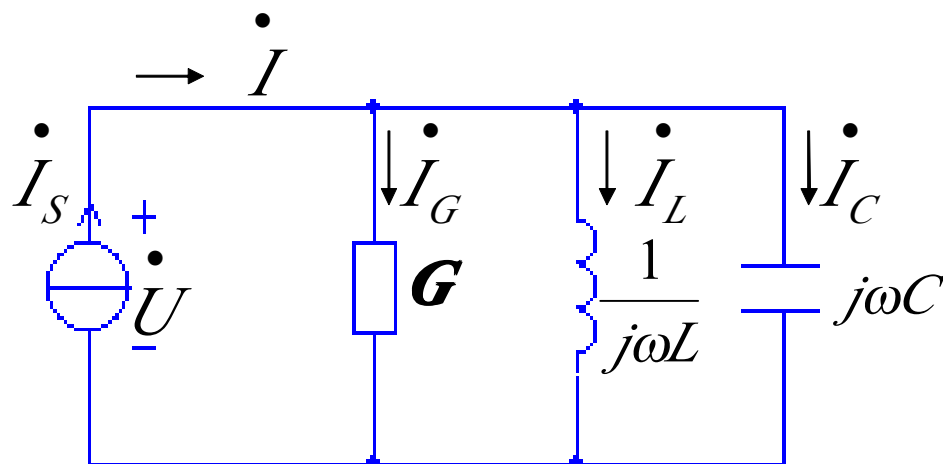
$$C = \frac{1}{(2\pi \times 820 \times 10^3)^2 \cdot 250 \times 10^{-6}} = 150 \text{ pF}$$

结论：当 C 调到 **150 pF** 时，可收听到 e_1 的节目。



并联谐振电路

一、*GLC*并联电路



二、并联谐振的定义

端口上的电压 \dot{U} 与输入电流 \dot{I} 同相时的工作状况称为谐振。
由于发生在并联电路中，所以称为 **并联谐振**。

三、并联谐振的条件

$$\text{Im}[Y(j\omega_0)] = 0$$

四、谐振频率

$$Y(j\omega_0) = G + j(\omega_0 C - \frac{1}{\omega_0 L})$$

可解得谐振时

$$\text{角频率 } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\text{频率 } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

该频率称为电路的固有频率。

五、并联谐振的特征

1、输入导纳最小

$$Y(j\omega_0) = G + j(\omega_0 C - \frac{1}{\omega_0 L}) = \mathbf{G}$$

或者说输入阻抗最大

$$Z(j\omega_0) = R$$

2、端电压达最大值

$$U(\omega_0) = |Z(j\omega_0)| I_S = RI_S$$

可以根据这一现象**判别**并联电路谐振与否。

六、品质因数

并联谐振时有 $\dot{I}_L + \dot{I}_C = 0$ 所以并联谐振又称**电流谐振**。

$$Q = \frac{I_L(\omega_0)}{I_S} = \frac{I_C(\omega_0)}{I_S} = \frac{1}{\omega_0 LG} = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{1}{G} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

如果 **$Q \gg 1$** ，则谐振时在电感和电容中会出现过电流，

但从**L、C**两端看进去的等效电纳等于零，

即阻抗为无限大，

相当于**开路**。

七、功率和能量

谐振时无功功率

$$Q_L = \frac{1}{\omega_0 L} U^2$$

$$Q_C = -\omega_0 C U^2$$

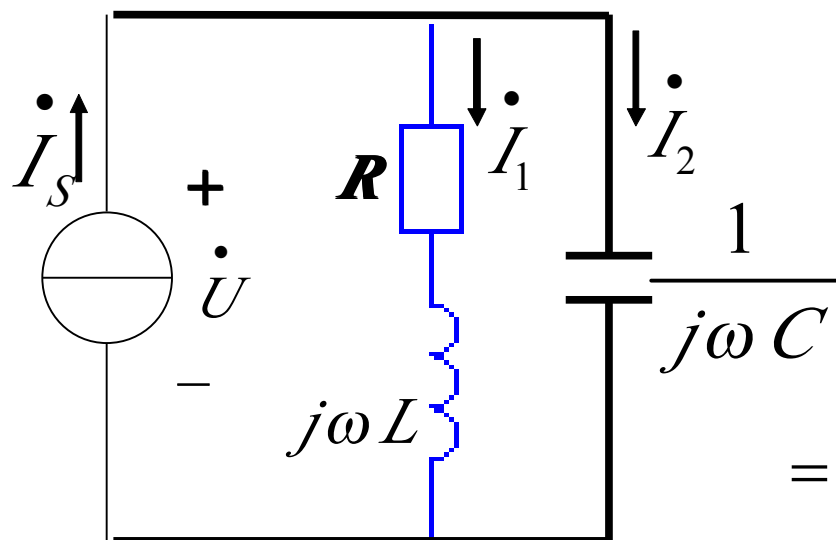
所以 $Q_L + Q_C = 0$

表明在谐振时，电感的磁场能量与电容的电场能量彼此相互交换，两种能量的总和为

$$W(\omega_0) = W_L(\omega_0) + W_C(\omega_0) = L Q^2 I_S^2$$

= 常数

八、电感线圈和电容并联的谐振电路



谐振时, 有 $\text{Im}[Y(j\omega_0)] = 0$

$$Y(j\omega_0) = j\omega_0 C + \frac{1}{R + j\omega_0 L}$$
$$= j\omega_0 C + \frac{R}{R^2 + (\omega_0 L)^2} - j \frac{\omega_0 L}{R^2 + (\omega_0 L)^2}$$

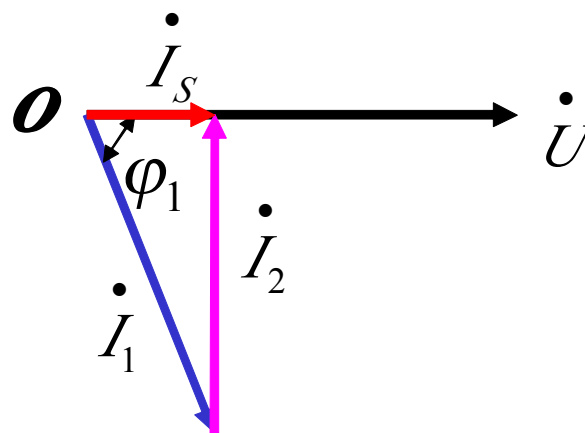
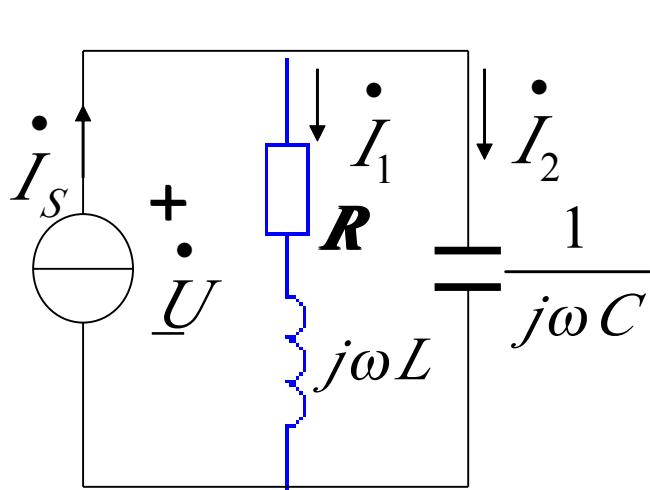
故有 $\omega_0 C - \frac{\omega_0 L}{R^2 + (\omega_0 L)^2} = 0$

由上式可解得

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{CR^2}{L}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{CR^2}{L}}$$

显然，只有当 $1 - \frac{CR^2}{L} > 0$ ，即 $R < \sqrt{\frac{L}{C}}$ 时， ω_0 才是实数，
所以 $R > \sqrt{\frac{L}{C}}$ 时，电路不会发生谐振。



$$I_2 = I_1 \sin \phi_1 = I_s \tan \phi_1$$

当电感线圈的阻抗角 ϕ_1 很大，

谐振时有过电流出现在电感支路和电容中。

九、复谐振

1、求端口阻抗 \mathbf{Z} ，找 $\omega_{\text{串}}$ ($\mathbf{X} = 0$ 时)

求端口导纳 \mathbf{Y} ，找 $\omega_{\text{并}}$ ($\mathbf{B} = 0$ 时)

2、求 \mathbf{Z} $\mathbf{Z} = \mathbf{R} + \mathbf{jX}$

$$X = \frac{A}{B}$$

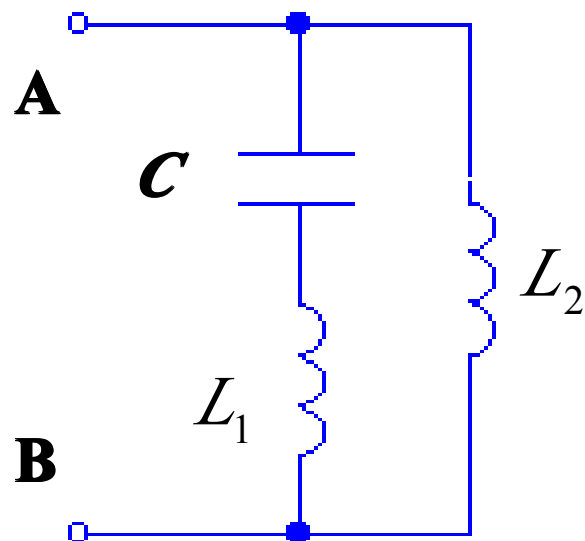
(1) 串联谐振时， $\mathbf{X} = 0$ ， $\mathbf{A} = 0 \rightarrow \omega_{\text{串}}$

(2) 并联谐振时， $\mathbf{X} = \infty$ ， $\mathbf{B} = 0 \rightarrow \omega_{\text{并}}$

例：

左边支路的阻抗为 $j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C}$

右边支路的阻抗为 $j\omega L_2$



$$Z_{AB} = \frac{\left(j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C}\right) \times j\omega L_2}{j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C} + j\omega L_2}$$
$$= j \frac{\omega L_2 \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C}\right)}{\omega L_1 + \omega L_2 - \frac{1}{\omega C}}$$

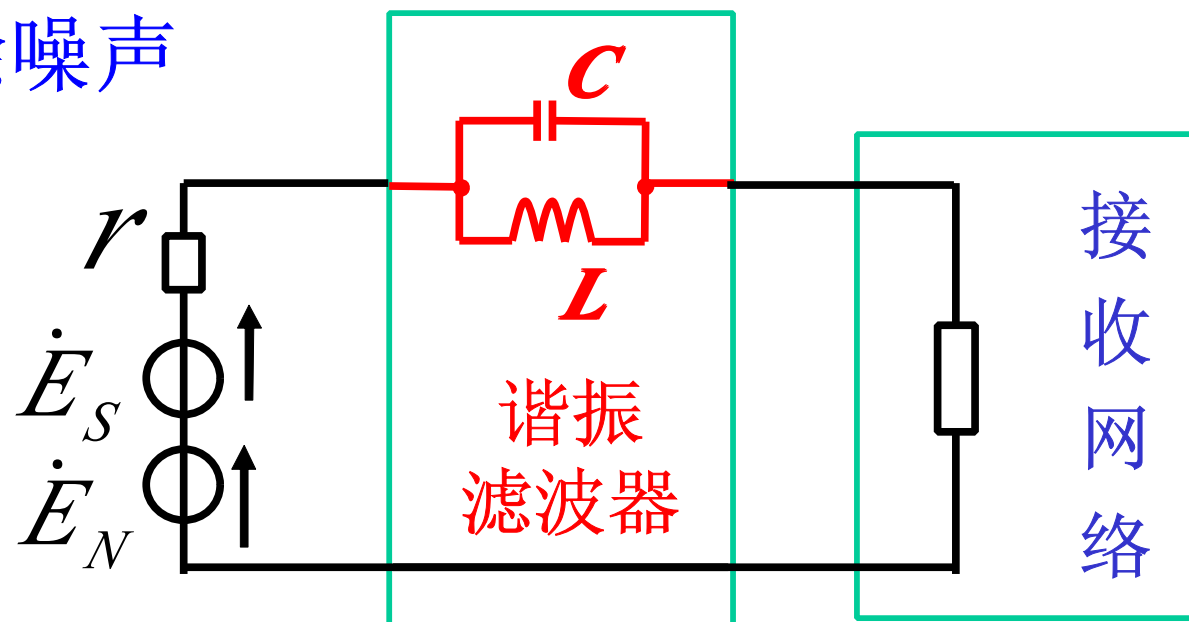
发生串联谐振时，分子 = 0 $\omega_{\text{串}} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}$

发生并联谐振时，分母 = 0 $\omega_{\text{并}} = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2) C}}$

谐振滤波器

利用谐振进行选频、滤波。

消除噪声



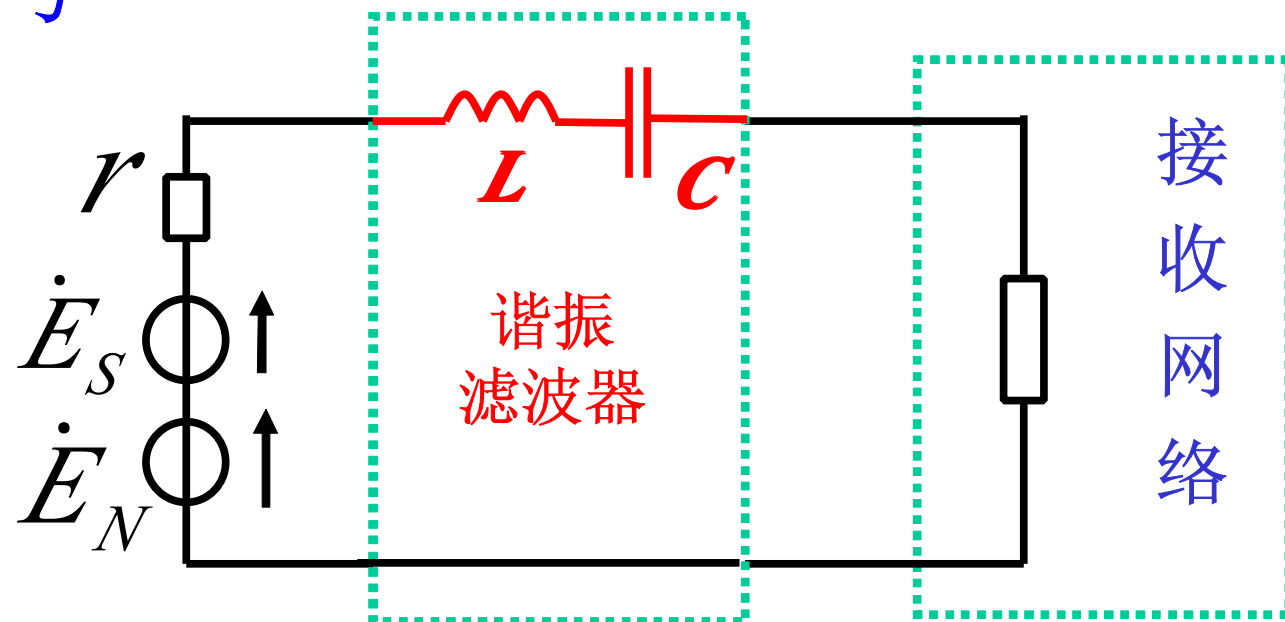
已知：

$$\begin{cases} \dot{E}_s(\omega_s) \text{---信号源} \\ \dot{E}_N(\omega_N) \text{---噪声源} \end{cases}$$

令滤波器工作在噪声频率下，即可消除噪声。

$$f_0 = f_N = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

提取信号



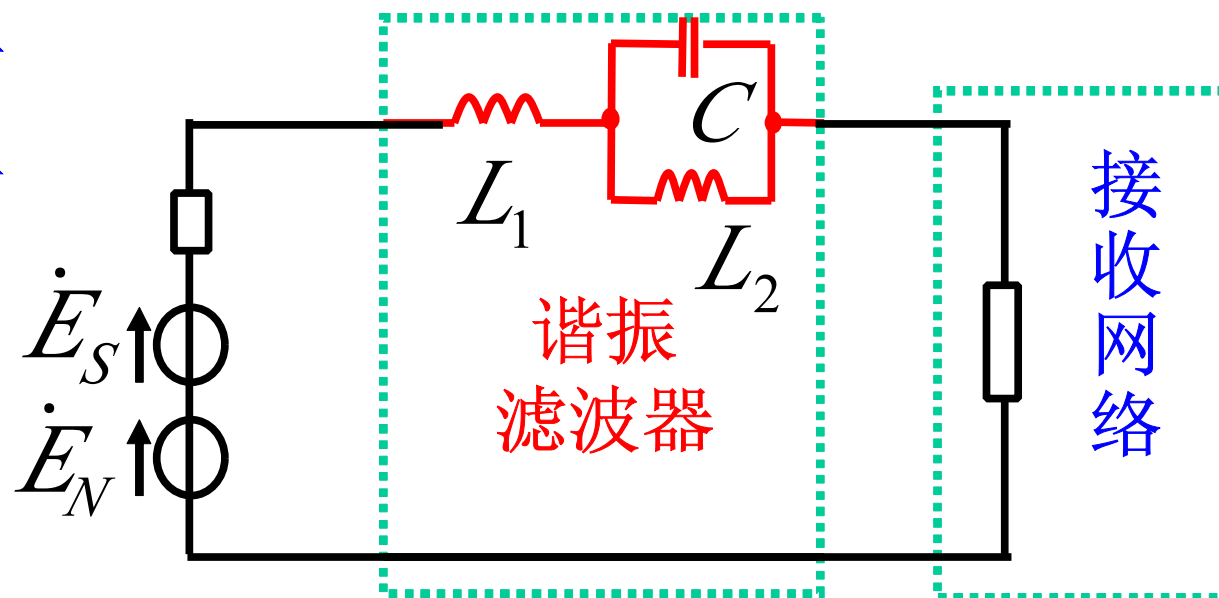
已知：

$$\begin{cases} \dot{E}_s(\omega_s) \text{---信号源} \\ \dot{E}_N(\omega_N) \text{---噪声源} \end{cases}$$

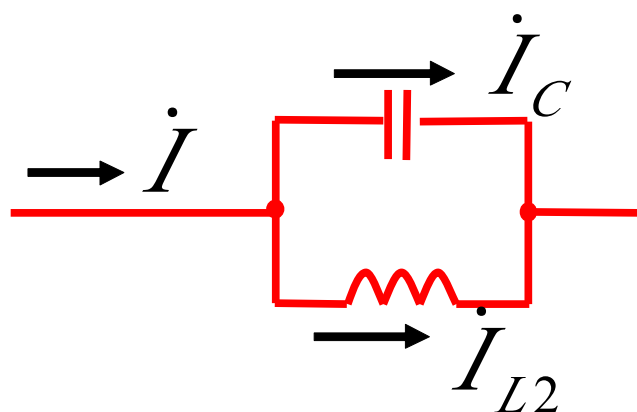
令滤波器工作在 f_s 频率下，
信号即可顺利地到达接收网络。

$$f_0 = f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

消除噪声
提取信号



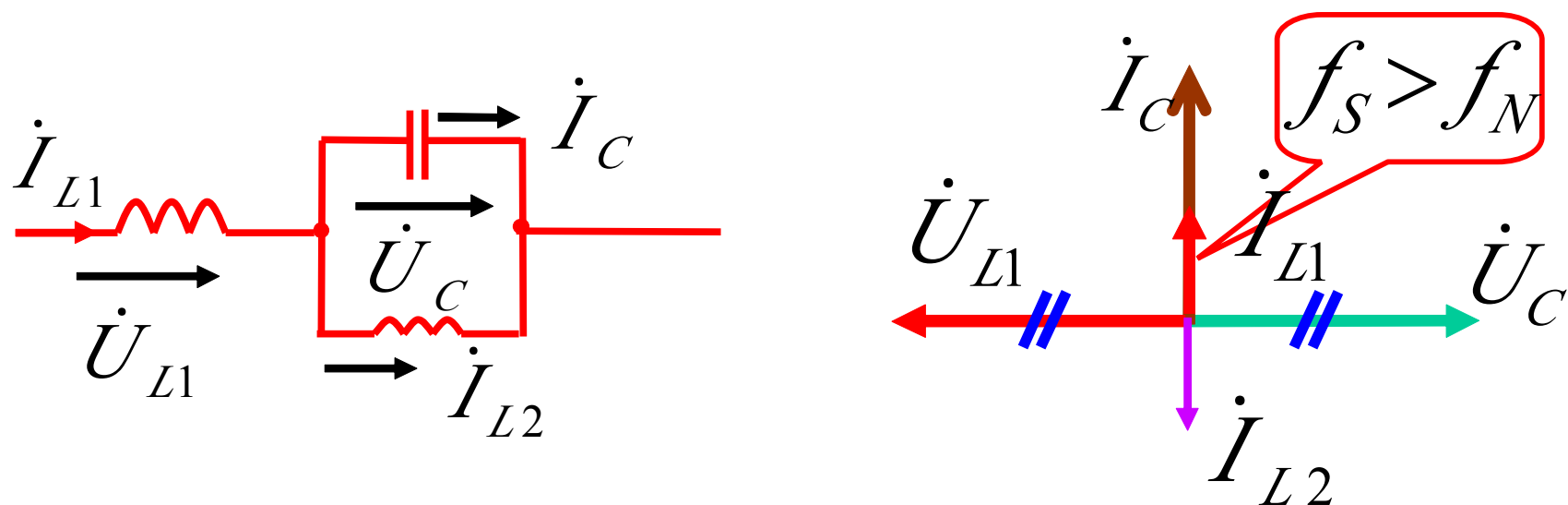
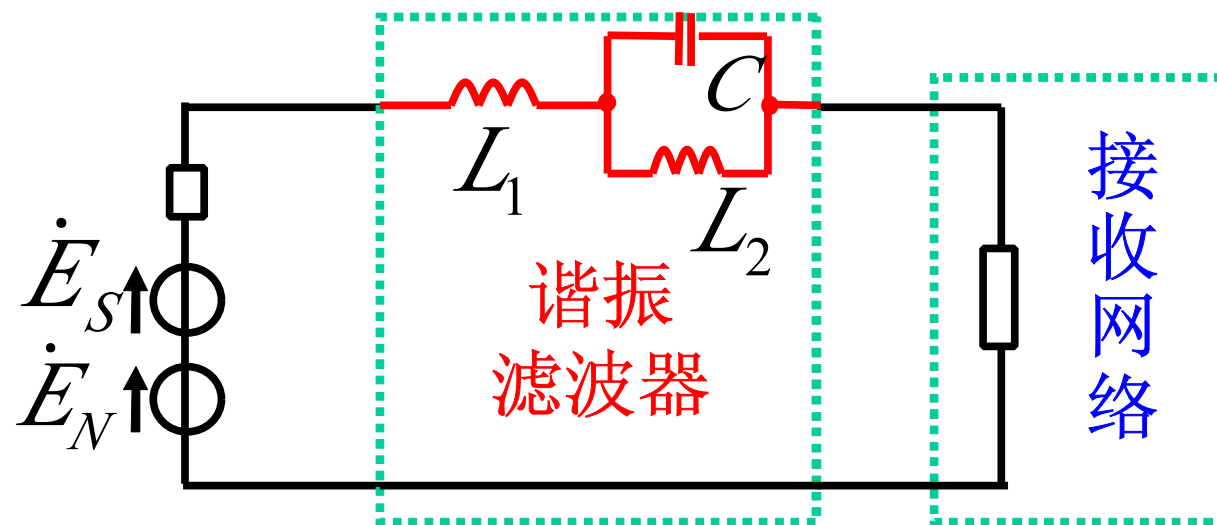
分析（一）：抑制噪声



$$\text{令: } f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}} = f_N$$

E_N 信号被滤掉了

分析（二）：
提取信号

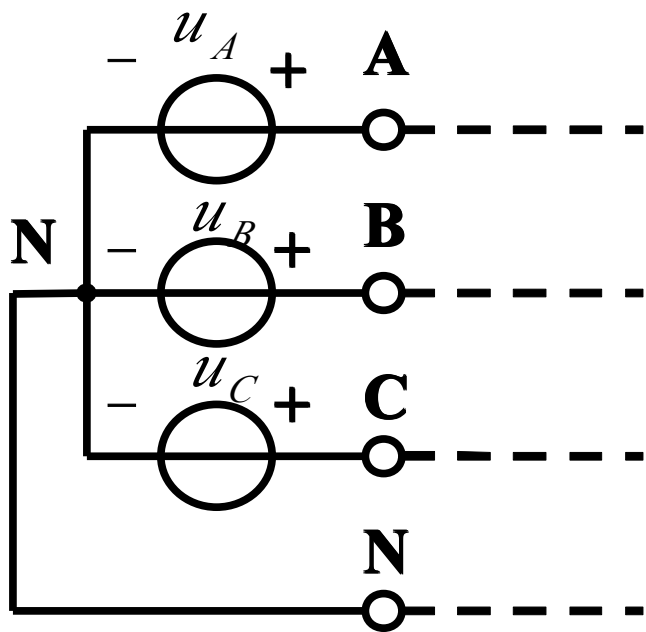


若在 f_S 下 $\dot{U}_C + \dot{U}_{L1} = 0$
则信号全部降落在接收网络上。

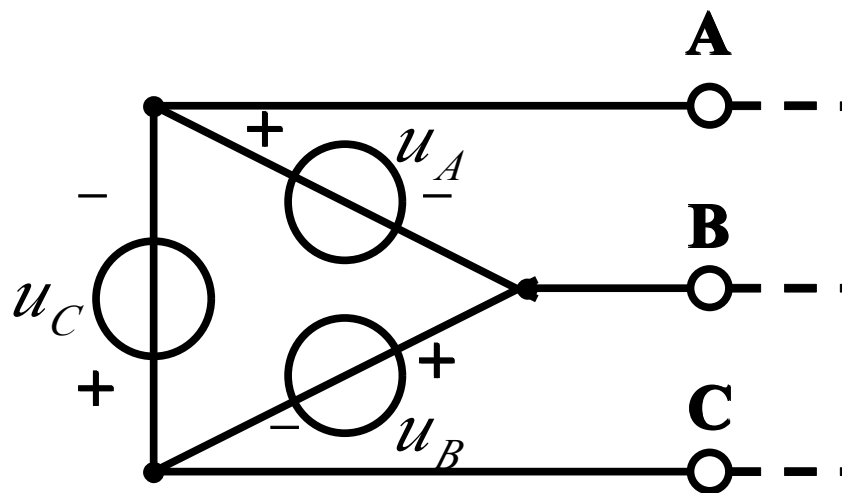
三相电路

一、对称三相电源

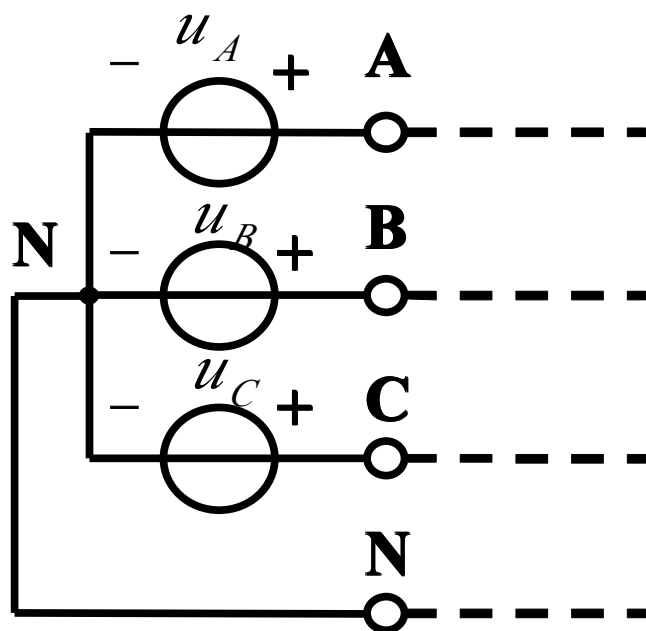
对称三相电源是由**3**个等幅值、同频率、初相依次相差 **120°** 的正弦电压源连接成星形或三角形组成的电源。



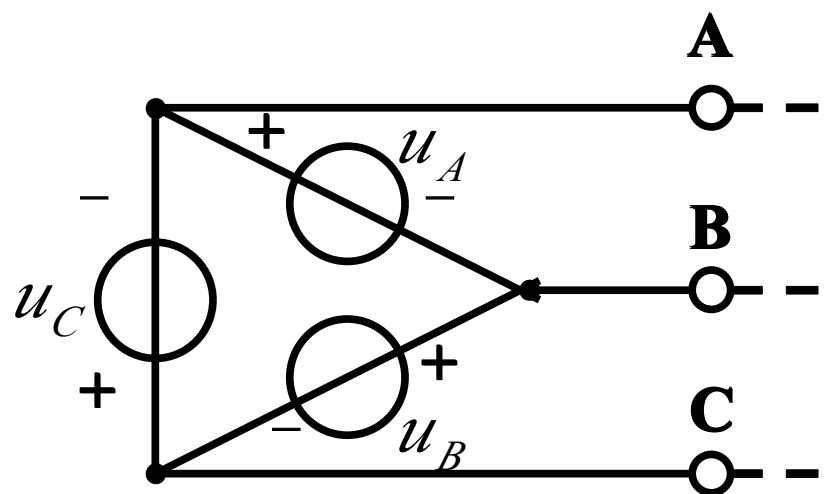
星形接法



三角形接法



星形接法



三角形接法

星形接法中，电压源的参考方向是以中点处为负；

三角形接法中，电压源的连接是顺次相接形成一个回路，

如果接错，将可能形成很大的环形电流。

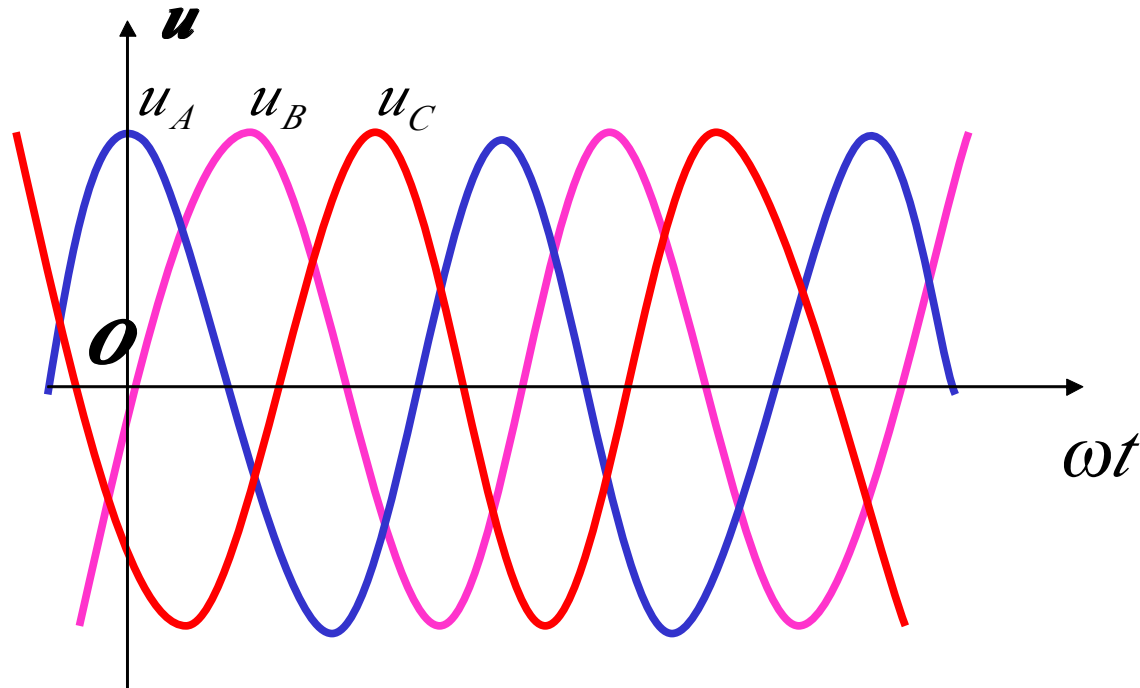
3 个电源依次称为**A**相、**B**相和**C**相，它们的电压为：

$$u_A = \sqrt{2}U \cos(\omega t)$$

$$u_B = \sqrt{2}U \cos(\omega t - 120^\circ)$$

$$u_C = \sqrt{2}U \cos(\omega t + 120^\circ)$$

$$u_A + u_B + u_C = \mathbf{0}$$



它们对应的相量形式为

$$\dot{U}_A = U \angle 0^\circ$$

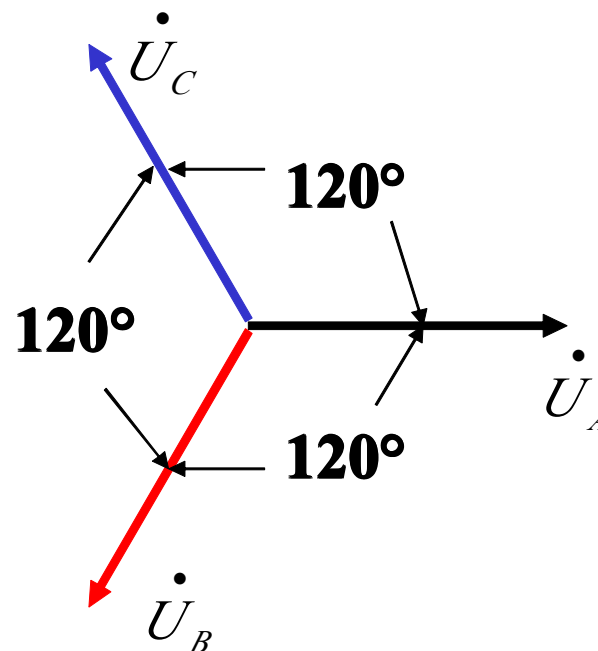
$$\dot{U}_B = U \angle -120^\circ = \alpha^2 \dot{U}_A$$

$$\dot{U}_C = U \angle 120^\circ = \alpha \dot{U}_A$$

$$\dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C = \mathbf{0}$$

$$\alpha = 1 \angle 120^\circ$$

是工程上为了方便而引入的**单位相量算子**。



二、三相电压的相序

上述三相电压的相序（次序）**A**、**B**、**C**称为正序或顺序。

与此相反，如**B**相超前**A**相 120° ，**C**相超前**B**相 120° ，

这种相序称为反序或逆序。

电力系统一般采用正序。

三、三相电路的基本概念

1、端线：

从**3**个电压源正极性端子**A**、**B**、**C**向外引出的导线。

2、中线：

从中（性）点**N**引出的导线。

3、线电压：

端线之间的电压。

4、相电压

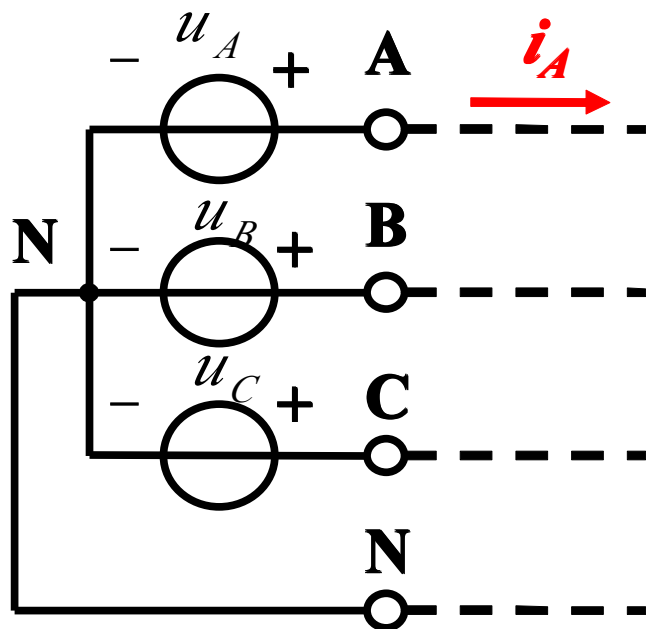
电源每一相的电压，或负载阻抗的电压。

5、线电流

端线中的电流。

6、相电流

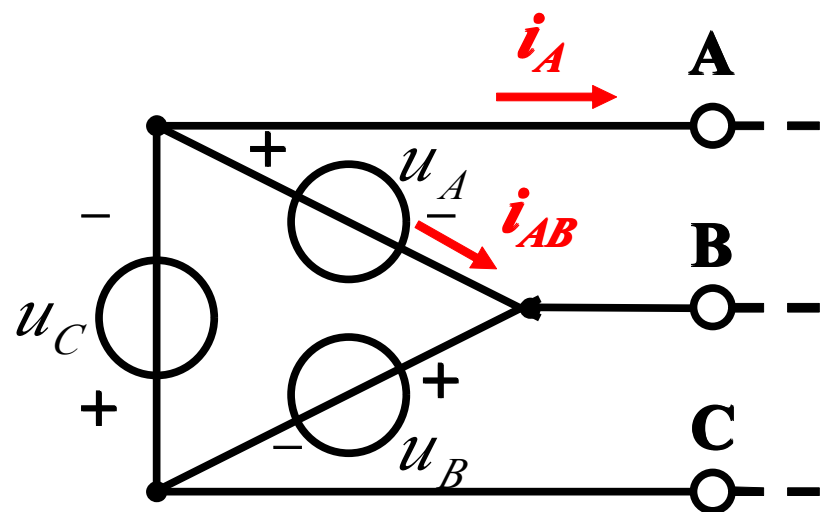
各相电源中的电流或负载阻抗的电流。



u_A 相电压

u_{AB} 线电压

i_A 线电流
又是相电流



u_A 相电压
又是线电压

i_A 线电流

i_{AB} 相电流

四、电源和负载的连接

1、负载的连接方式

负载也可以连接成星形或三角形。

当三相阻抗相等时，就称为**对称三相负载**。

2、三相电路

从对称三相电源的**3**个端子引出具有相同阻抗的**3**条端线（或输电线），把一些对称三相负载连接在端线上就形成了**对称三相电路**。

实际三相电路中，三相电源是对称的，**3**条端线阻抗是相等的，但**负载则不一定是对称**的。

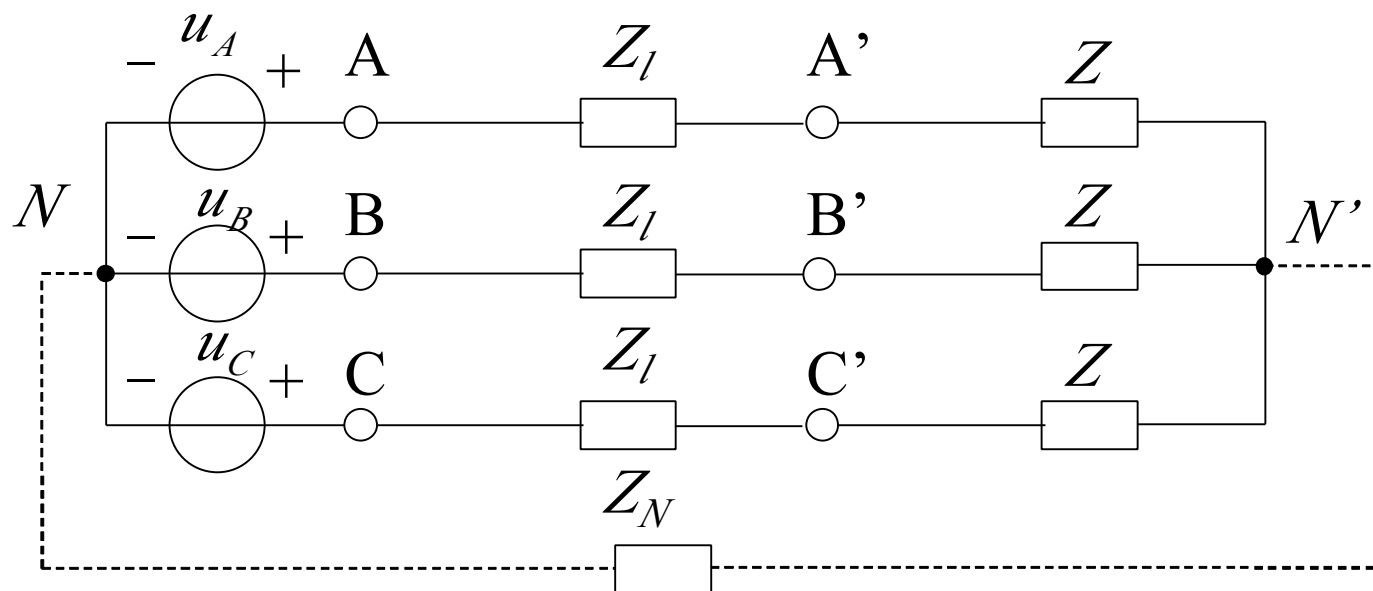
3、三相电路的连接方式

三相电源为星形电源，负载为星形负载，称为**Y-Y**连接方式；

三相电源为星形电源，负载为三角形负载，称为**Y- Δ** 连接方式；

此外还有 **Δ -Y**连接方式和 **Δ - Δ** 连接方式。

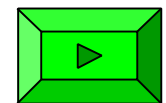
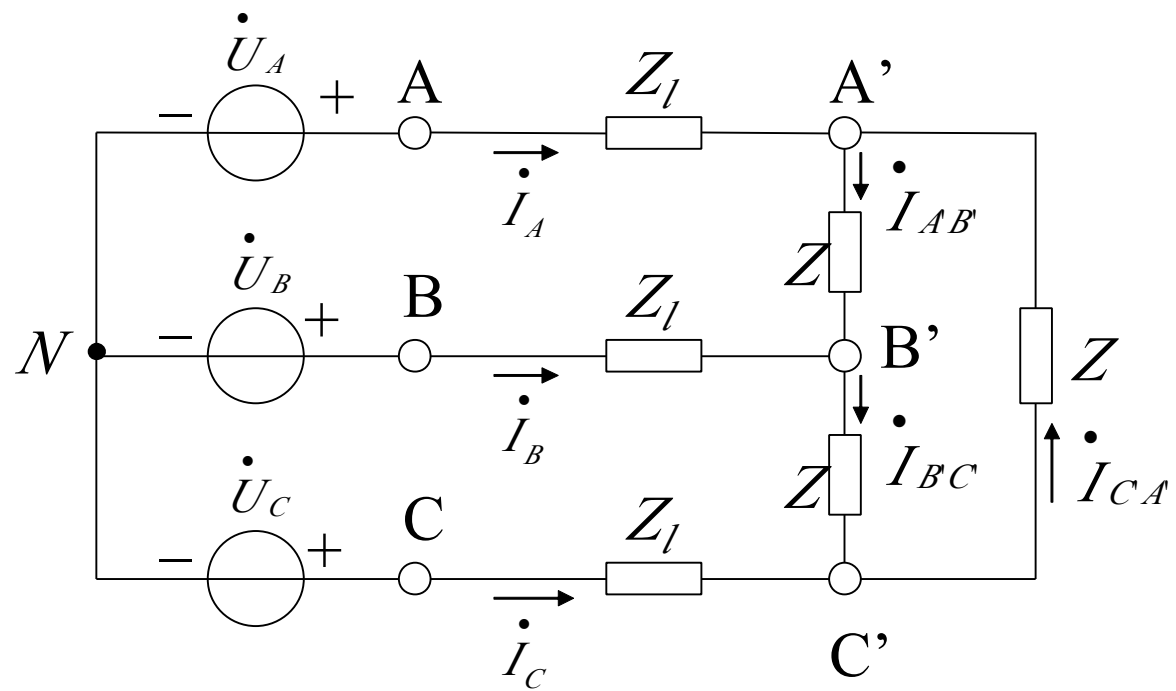
Y-Y连接方式



Z_l 是端线的阻抗。

有中线时，称为三相四线制，
也称为 Y_0 接法

Y- Δ 连接方式

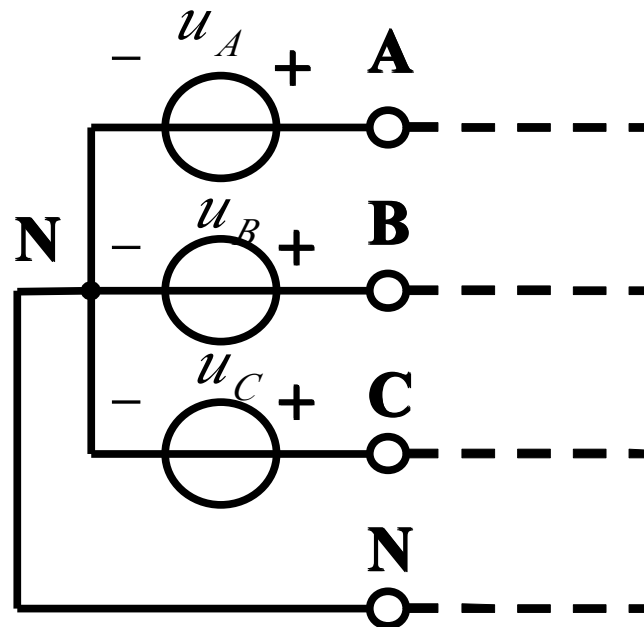


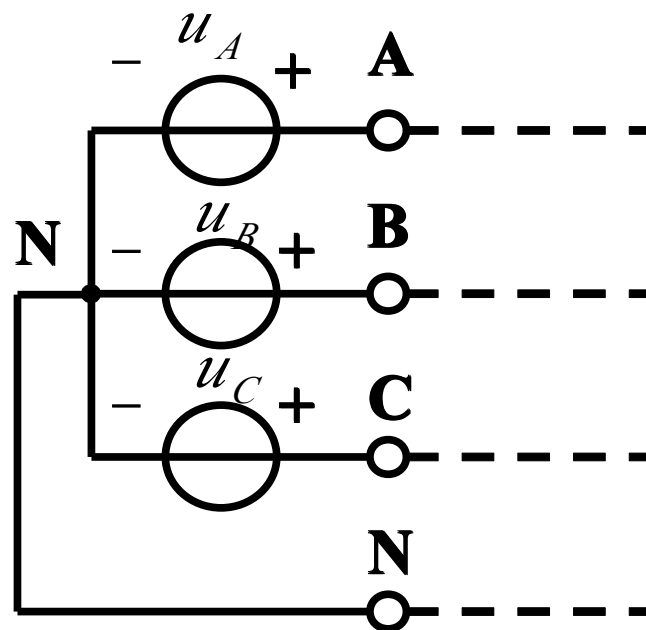
线电压(电流)与相电压(电流)的关系

三相电源的线电压和相电压、线电流和相电流之间的关系都与连接方式有关。对于三相负载也是如此。

一、线电压与相电压的关系

1、星形连接





对于对称星形电源，依次设其线电压为 \dot{U}_{AB} \dot{U}_{BC} \dot{U}_{CA}

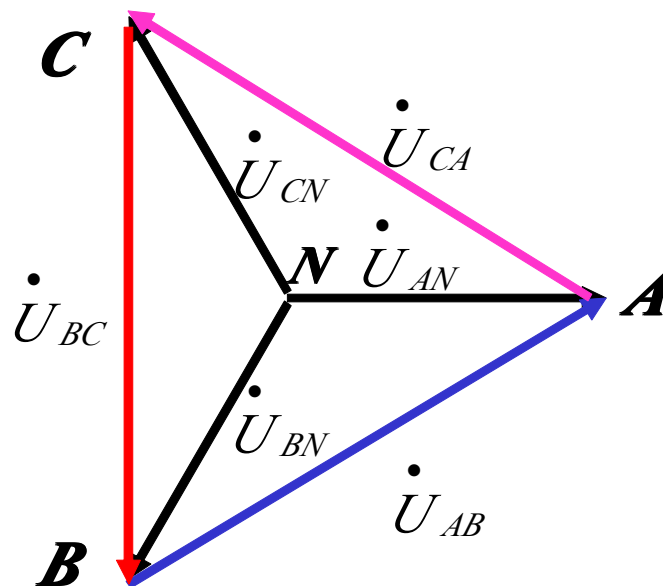
相电压为 \dot{U}_A \dot{U}_B \dot{U}_C (或 \dot{U}_{AN} \dot{U}_{BN} \dot{U}_{CN})

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_A - \dot{U}_B$$

$$\dot{U}_{BC} = \dot{U}_B - \dot{U}_C$$

$$\dot{U}_{CA} = \dot{U}_C - \dot{U}_A$$

电压相量图



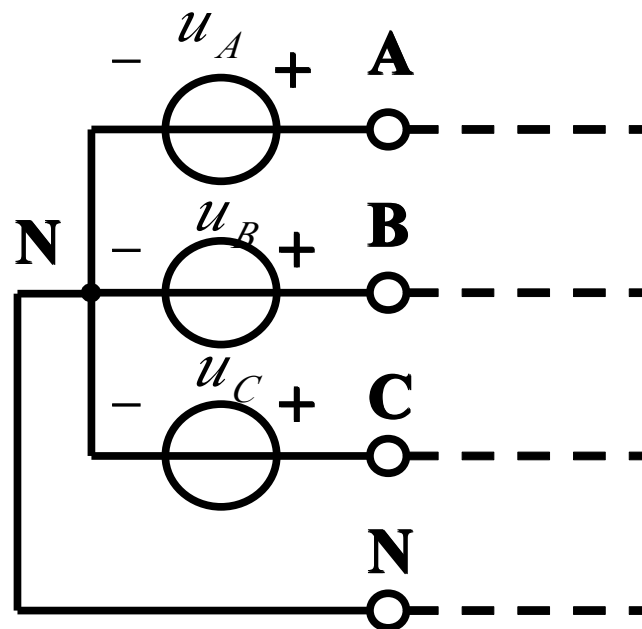
线电压与对称相电压之间的关系可以用图示电压正三角形说明，

相电压对称时，线电压也一定依序对称，

线电压是相电压的 $\sqrt{3}$ 倍，

依次超前相应相电压的相位为 30° 。

实际计算时，只要算出一相就可以依序写出其余两相。

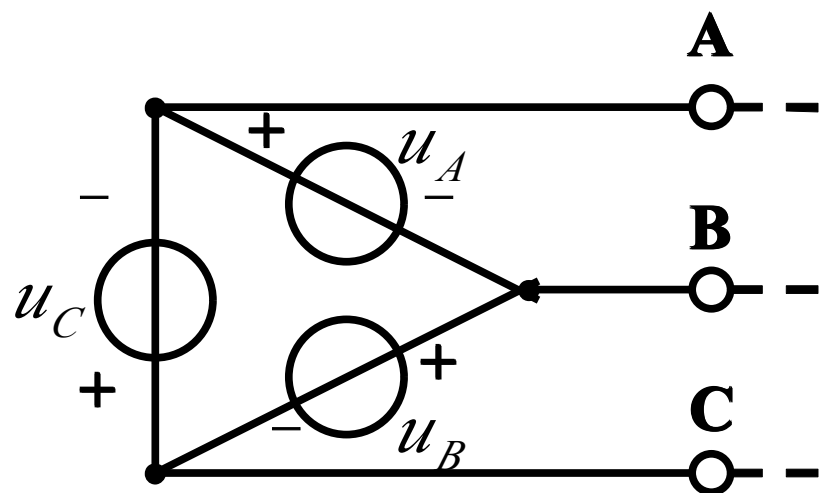


$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_A - \dot{U}_B = (1 - \alpha^2) \dot{U}_A = \sqrt{3} \dot{U}_A \underline{/30^\circ}$$

$$\dot{U}_{BC} = \dot{U}_B - \dot{U}_C = (1 - \alpha^2) \dot{U}_B = \sqrt{3} \dot{U}_B \underline{/30^\circ}$$

$$\dot{U}_{CA} = \dot{U}_C - \dot{U}_A = (1 - \alpha^2) \dot{U}_C = \sqrt{3} \dot{U}_C \underline{/30^\circ}$$

2、三角形电源



$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_A \quad \dot{U}_{BC} = \dot{U}_B \quad \dot{U}_{CA} = \dot{U}_C$$

3、对称星形负载和三角形负载

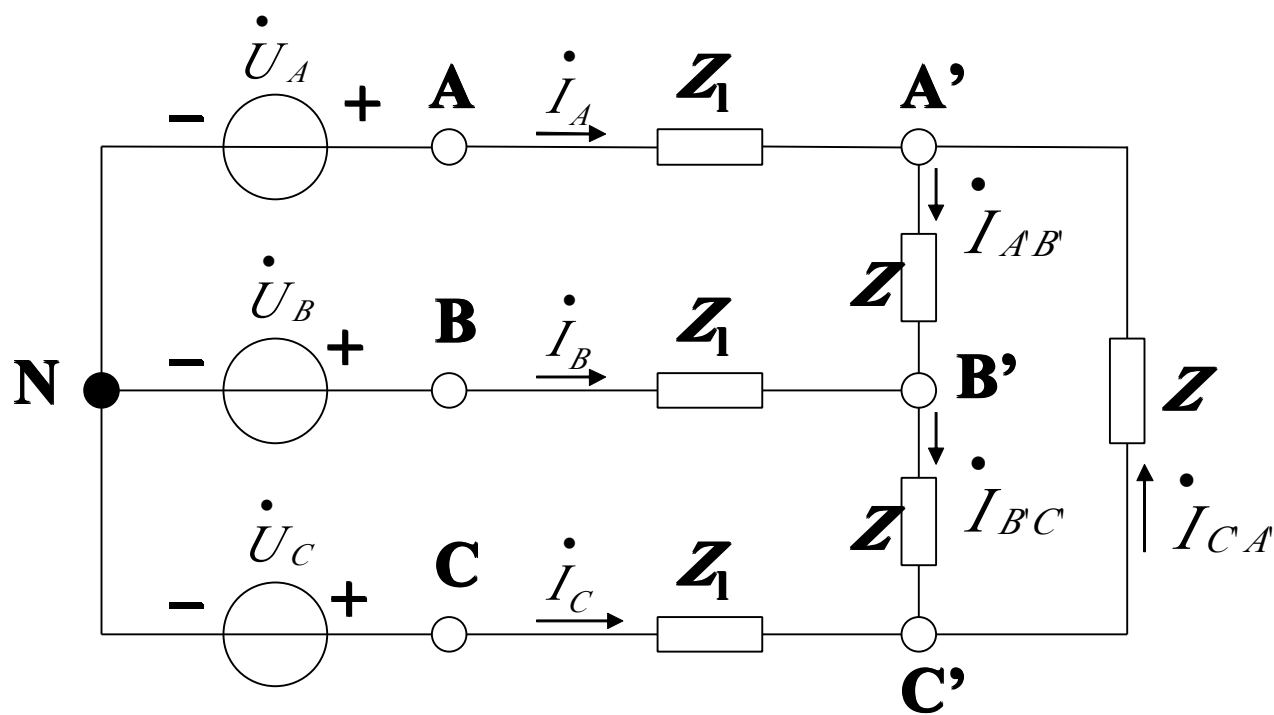
以上有关线电压和相电压的关系同样适用。

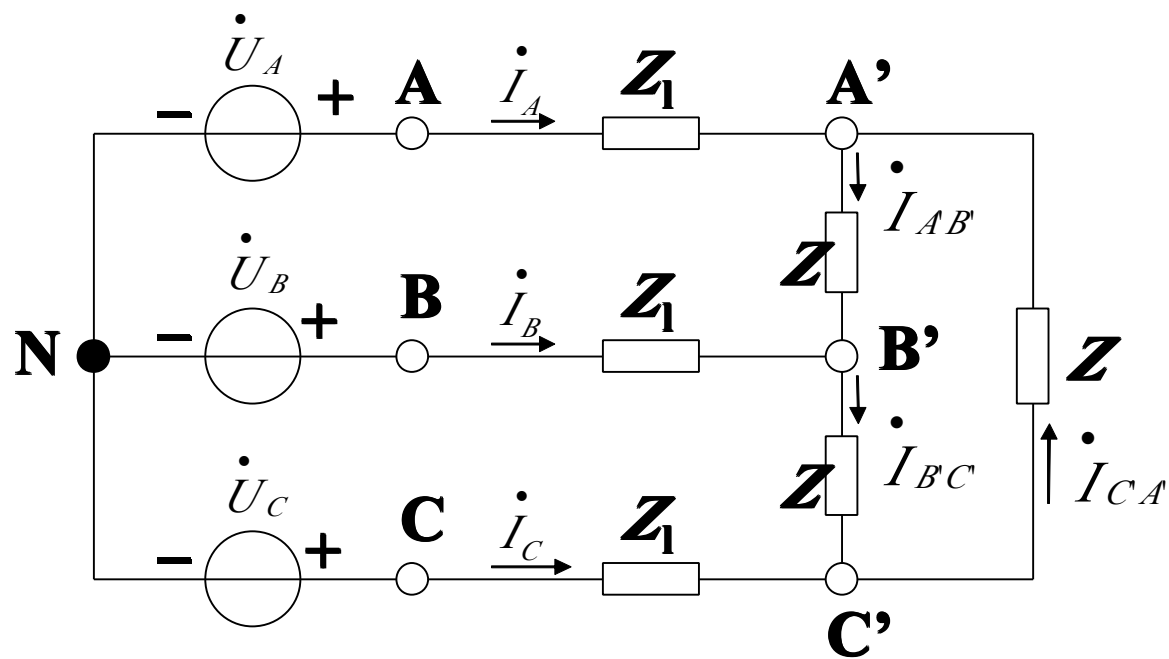
二、线电流和相电流的关系

1、星形连接

线电流显然等于相电流。

2、三角形连接



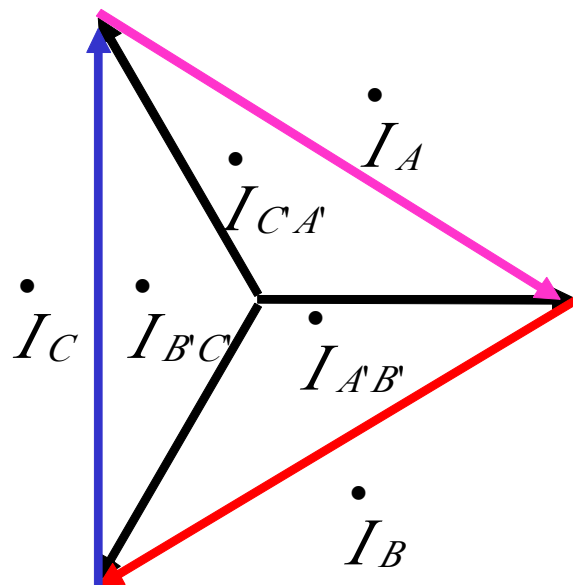


$$\dot{I}_A = \dot{I}_{AB'} - \dot{I}_{C'A'}$$

$$\dot{I}_B = \dot{I}_{B'C'} - \dot{I}_{AB'}$$

$$\dot{I}_C = \dot{I}_{C'A'} - \dot{I}_{B'C'}$$

电流相量图



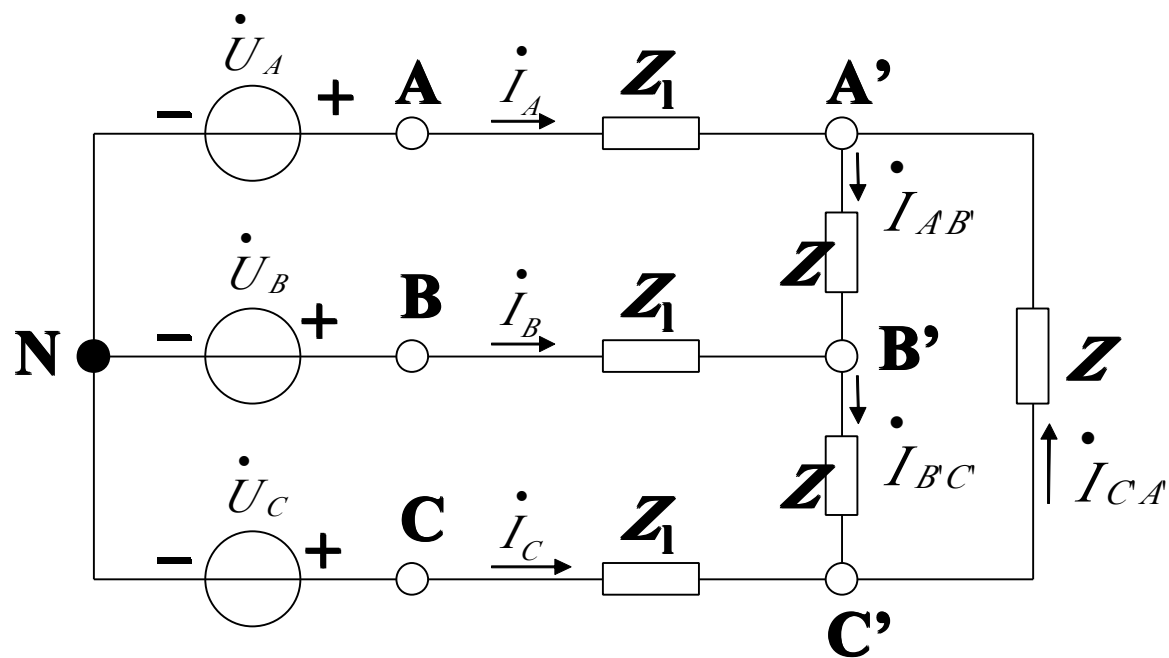
线电流与对称的三角形负载相电流之间的关系
可以用图示电流正三角形说明，

相电流对称时，线电流也一定对称，

线电流是相电流的 $\sqrt{3}$ 倍，

依次滞后相应相电流的相位为 **30°**。

实际计算时，只要算出一相就可以依序写出其余两相。



$$\dot{I}_A = \dot{I}_{AB'} - \dot{I}_{CA'} = (1 - \alpha^2) \dot{I}_{AB'} = \sqrt{3} \dot{I}_{AB'} \angle -30^\circ$$

$$\dot{I}_B = \dot{I}_{BC'} - \dot{I}_{AB'} = (1 - \alpha^2) \dot{I}_{BC'} = \sqrt{3} \dot{I}_{BC'} \angle -30^\circ$$

$$\dot{I}_C = \dot{I}_{CA'} - \dot{I}_{BC'} = (1 - \alpha^2) \dot{I}_{CA'} = \sqrt{3} \dot{I}_{CA'} \angle -30^\circ$$

电源和负载的连接方式

Y-Y

Y- Δ

Δ -Y

Δ - Δ

三相电路中的**额定电压**是指电路的**线电压**。

三相电源**380V/220V** 对应连接方式为**Y/ Δ**

1、 现有白炽灯三相负载 $U_N=220V$

负载连接成**Y**接，电路应连接成 **Y-Y**

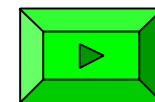
负载连接成 Δ 接，电路应连接成 **Δ - Δ**

2、 如白炽灯 $U_N=127V$

电路应连接为 **Δ -Y**

3、 如白炽灯 $U_N=380V$

电路应连接为 **Y- Δ**



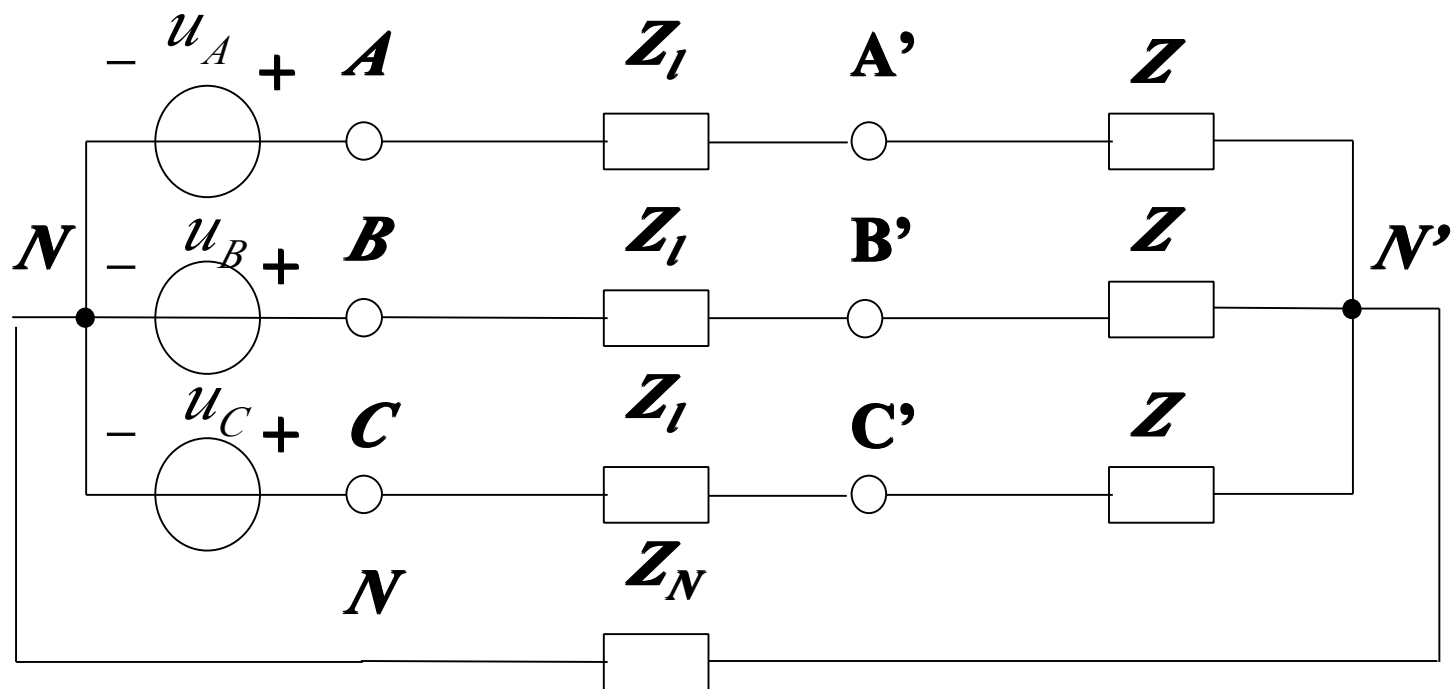
对称三相电路的计算

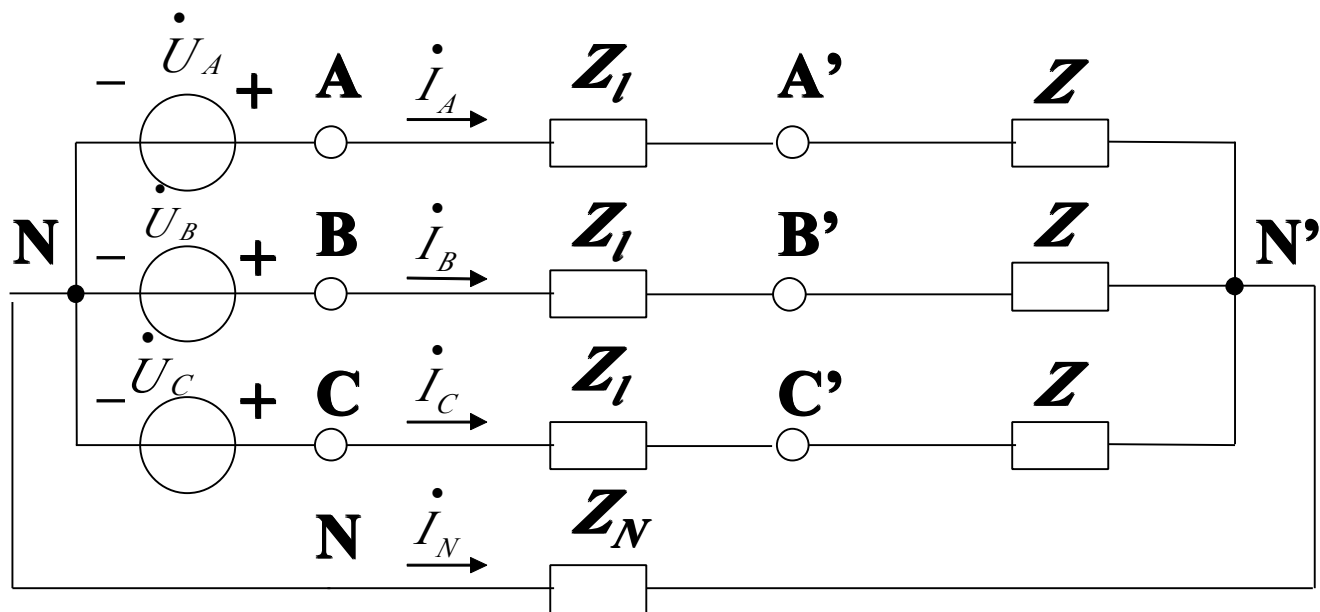
三相电路实际上是正弦电流电路的一种特殊类型。

因此，前面对正弦电流电路的分析方法对三相电路完全适用。

根据三相电路的一些特点，可以简化对称三相电路分析计算。

一、对称三相四线制电路



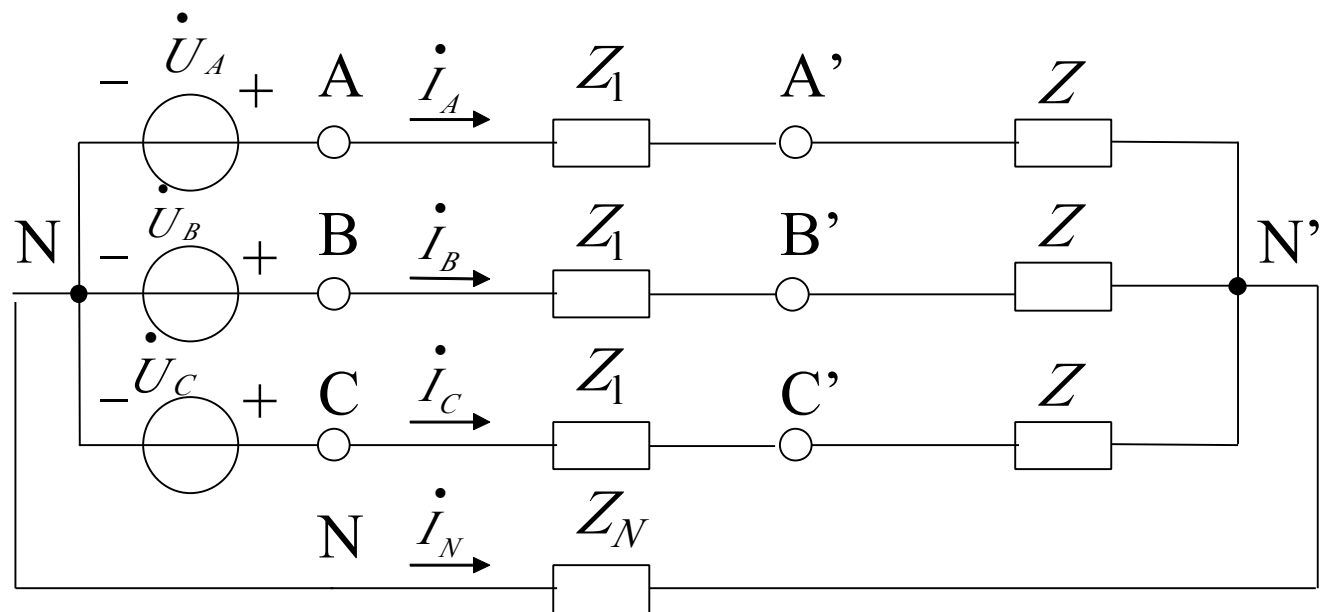


以 N 为参考结点

$$\left(\frac{1}{Z_N} + \frac{3}{Z + Z_l}\right) \dot{U}_{N'N} = \frac{1}{Z_l + Z} (\dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C)$$

由于 $\dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C = 0$

所以 $\dot{U}_{N'N} = 0$



$$\dot{I}_A = \frac{\dot{U}_A - \dot{U}_{NN'}}{Z + Z_l} = \frac{\dot{U}_A}{Z + Z_l} \quad \dot{I}_B = \frac{\dot{U}_B}{Z + Z_l} = \alpha^2 \dot{I}_A \quad \dot{I}_C = \frac{\dot{U}_C}{Z + Z_l} = \alpha \dot{I}_A$$

中线的电流为

$$\dot{I}_N = \dot{I}_A + \cancel{\dot{I}_B} + \dot{I}_C = 0 \quad \dot{I}_N = -(\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C) = 0$$

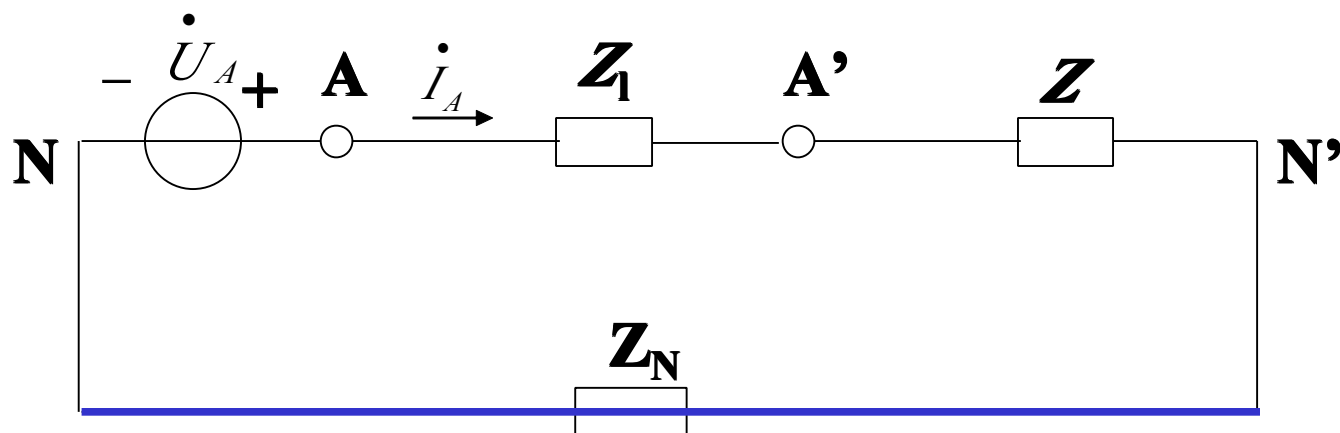
所以在对称**Y-Y**三相电路中，中线如同**开路**。

三相电路归结为一相的计算方法

由于 $\dot{U}_{N'N}=0$ ，各相电流独立，彼此无关；

又由于三相电源、三相负载对称，所以相电流构成对称组。

因此，只要分析计算三相中的任一相，而其他两相的电压、电流就能按对称顺序写出。



注意：在一相计算电路中，连接 N 、 N' 的是**短路线**，与中线阻抗 Z_N 无关。

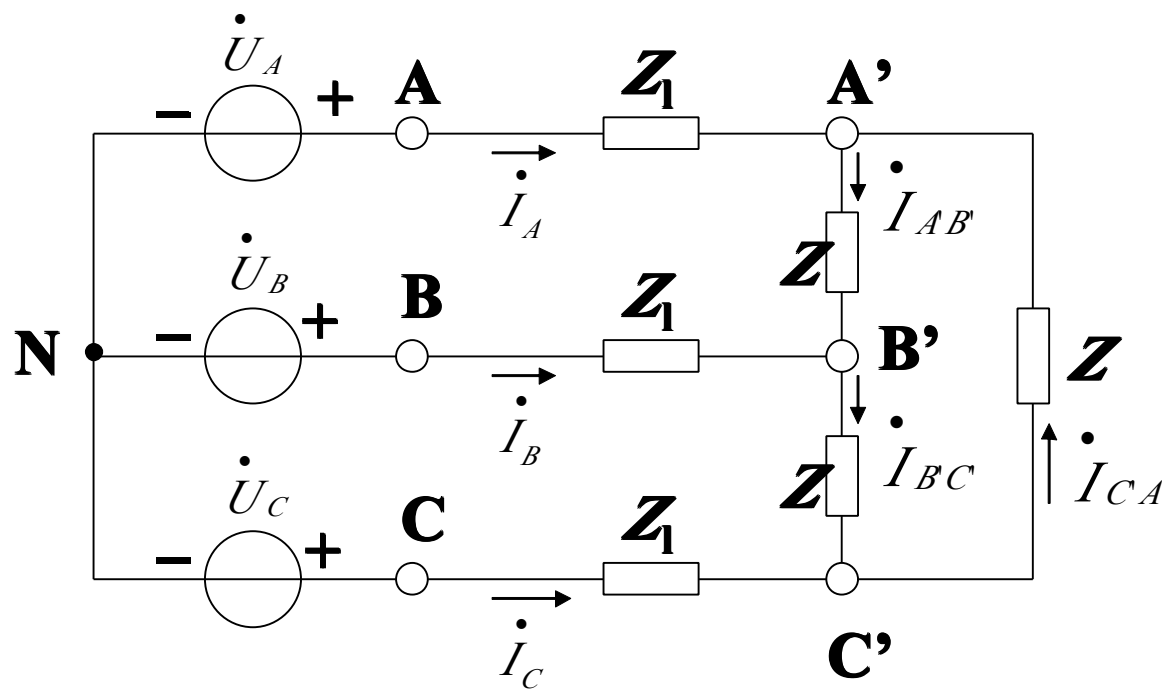
二、其他连接方式的对称三相电路

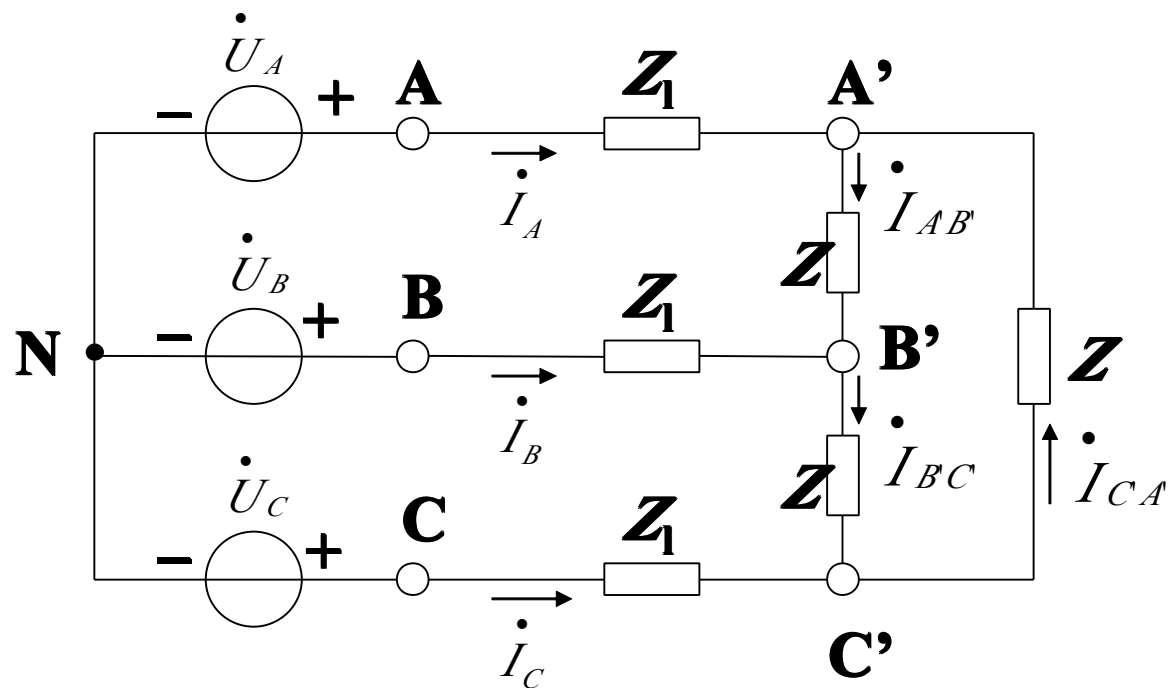
可以根据星形和三角形的等效互换。

化成对称的**Y-Y**三相电路，

然后用归结为一相的计算方法。

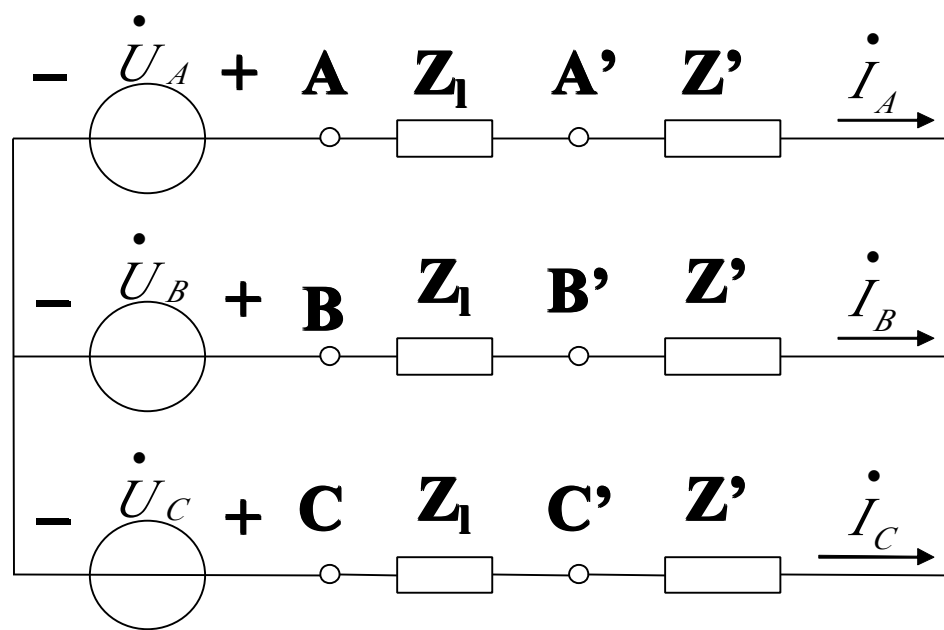
例：对称三相电路， $\mathbf{Z}=(19.2+\mathrm{j}14.4)\,\Omega$ ， $\mathbf{Z}_f=(3+\mathrm{j}4)\,\Omega$ ，
 对称线电压 $\mathbf{U}_{AB}=380\mathrm{V}$ 。求负载端的线电压和线电
 流。





解： 该电路可以变换为对称的**Y-Y**电路
负载端三角形变换为星形

$$\underline{Z} = \frac{Z}{3} = \frac{19.2 + j14.4}{3} = 6.4 + j4.8\Omega$$

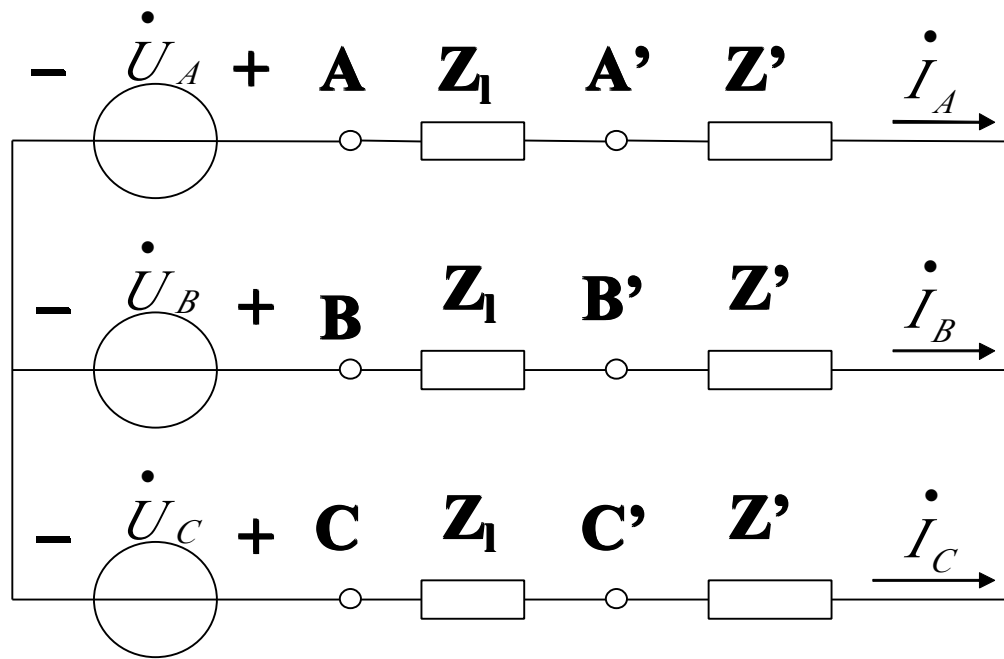


令 $\dot{U}_A = 220/0^\circ \text{ V}$

根据一相计算电路有

$$\dot{I}_A = \frac{\dot{U}_A}{Z_l + Z} = 17.1 \angle -43.2^\circ \text{ A}$$

$$\dot{I}_B = 17.1 \angle -163.2^\circ \text{ A} \quad \dot{I}_C = 17.1 \angle 76.8^\circ \text{ A}$$



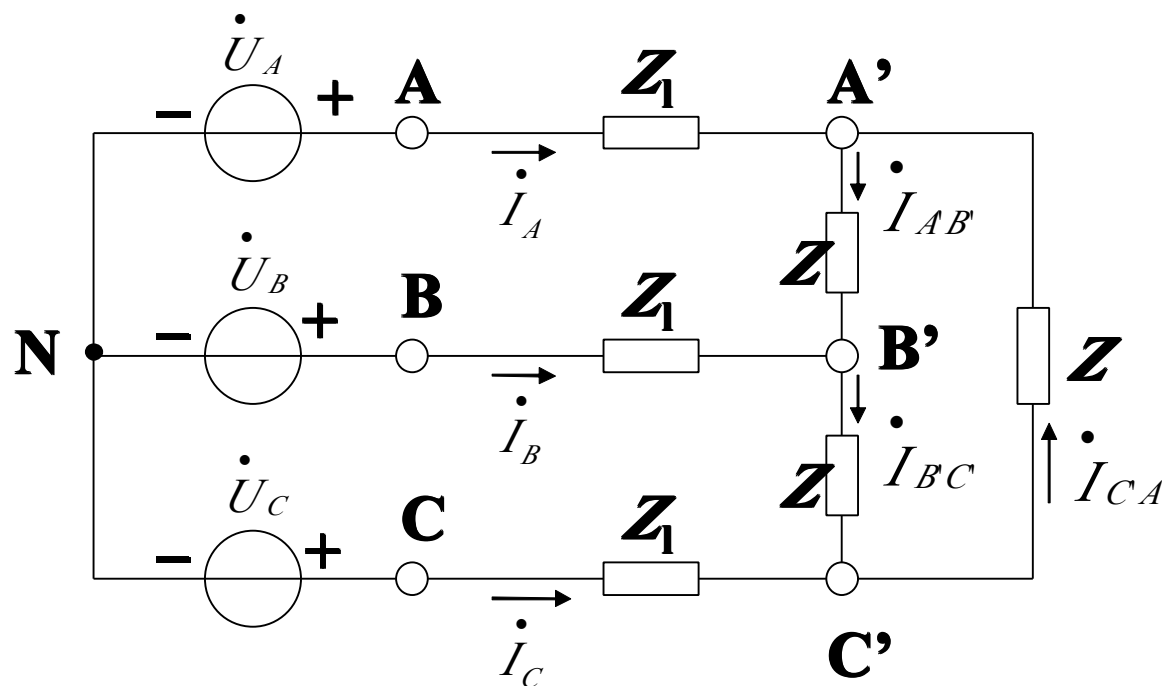
$$\dot{U}_{A'N} = \dot{I}_A Z' = 136.8 \underline{-6.3^\circ} \text{V}$$

$$\dot{U}_{A'B'} = \sqrt{3} \dot{U}_{A'N} \underline{30^\circ} = 236.9 \underline{23.7^\circ} \text{V}$$

根据对称性可写出: $\dot{U}_{B'C'} = 236.9 \underline{-96.3^\circ} \text{V}$

$$\dot{U}_{C'A'} = 236.9 \underline{143.7^\circ} \text{V}$$

根据负载端的线电压可以求得负载中的相电流，



$$\dot{I}_{AB'} = \frac{\dot{U}_{A'B'}}{Z} = \mathbf{9.9 \angle -13.2^\circ A}$$

$$\dot{I}_{B'C} = 9.9 \angle -133.2^\circ A \quad \dot{I}_{CA} = 9.9 \angle 106.8^\circ A$$

也可以根据对称三角形连接，线电流和相电流的关系来计算。

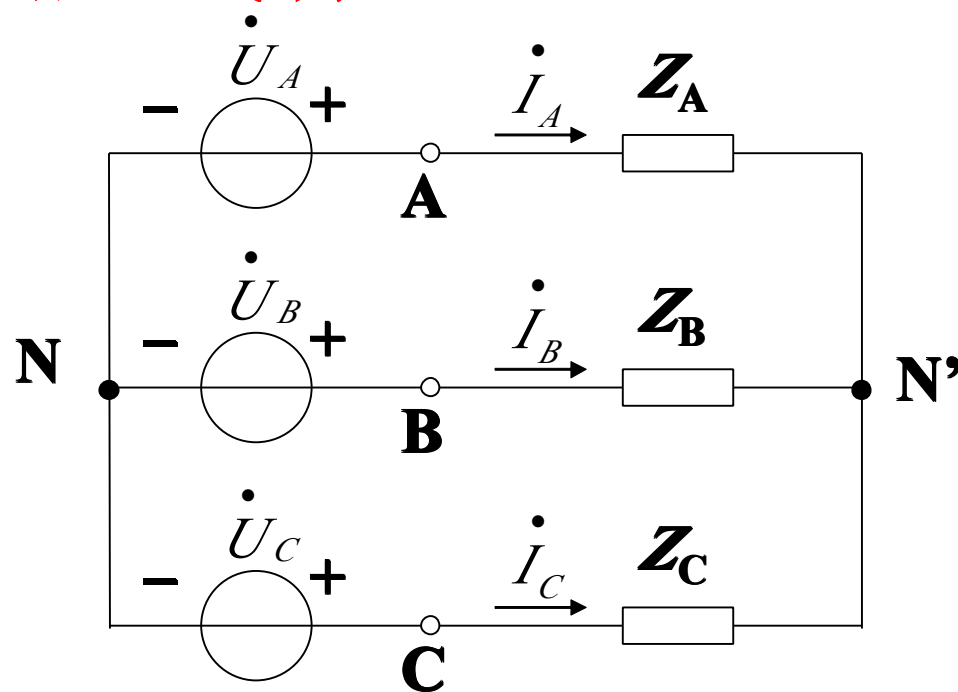
不对称三相电路的概念

在三相电路中，只要有一部分不对称就称为不对称三相电路。

例如，对称三相电路的某一条端线断开，
或某一相负载发生短路或开路，
它就失去了对称性，成为不对称的三相电路。

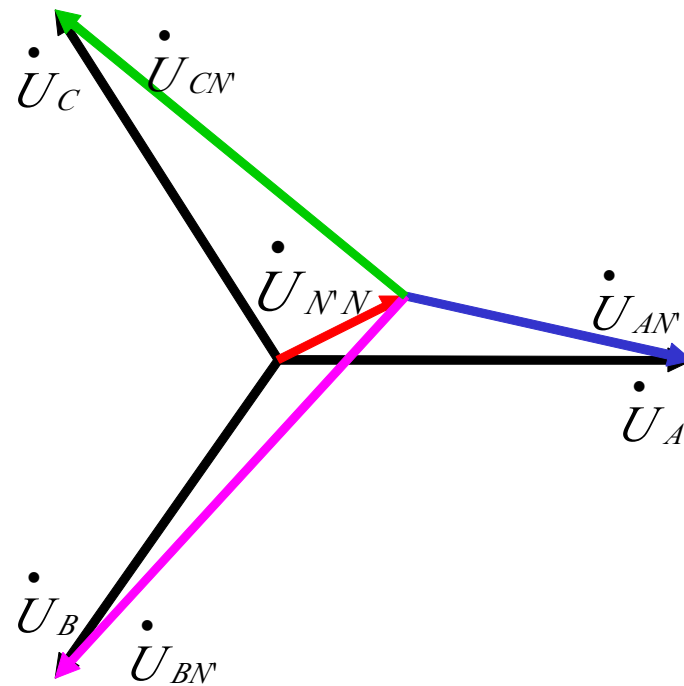
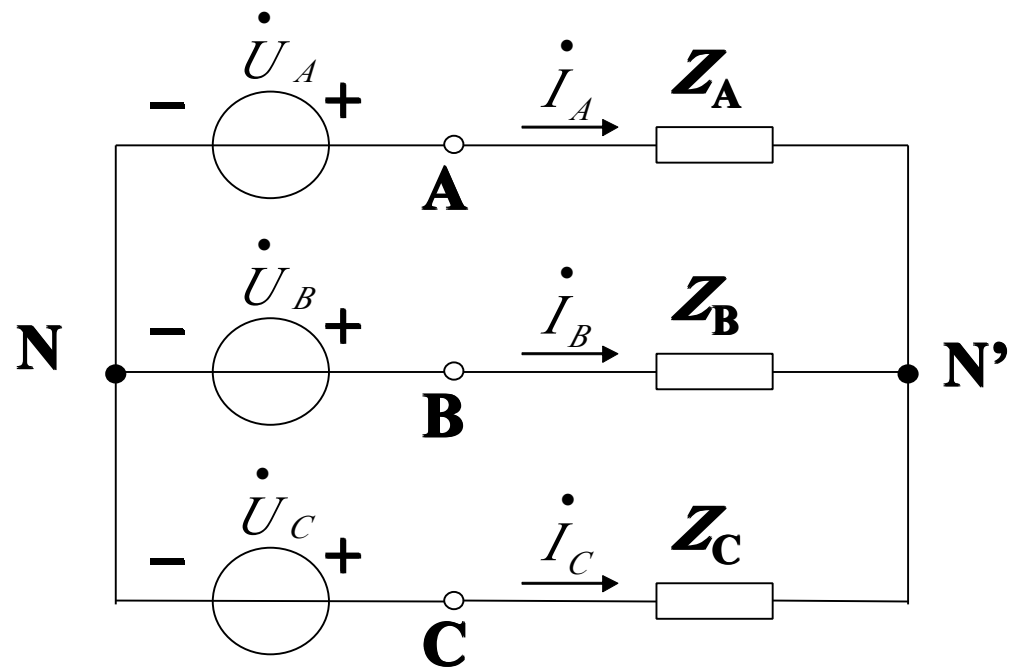
对于不对称三相电路的分析，不能引用上一节介绍的方法。

一、三相三线制



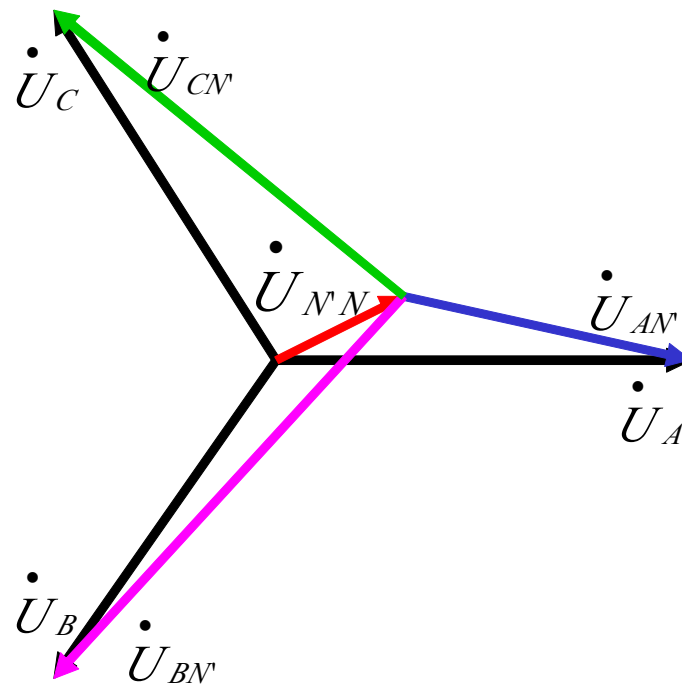
$$\dot{U}_{N'N} = \frac{\dot{U}_A Y_A + \dot{U}_B Y_B + \dot{U}_C Y_C}{Y_A + Y_B + Y_C}$$

由于负载不对称，一般情况下 $\dot{U}_{N'N} \neq 0$
即**N'**点和**N**点电位不同。



从相量关系可以看出，**N'**点和**N**点不重合，这一现象称为**中点位移**。

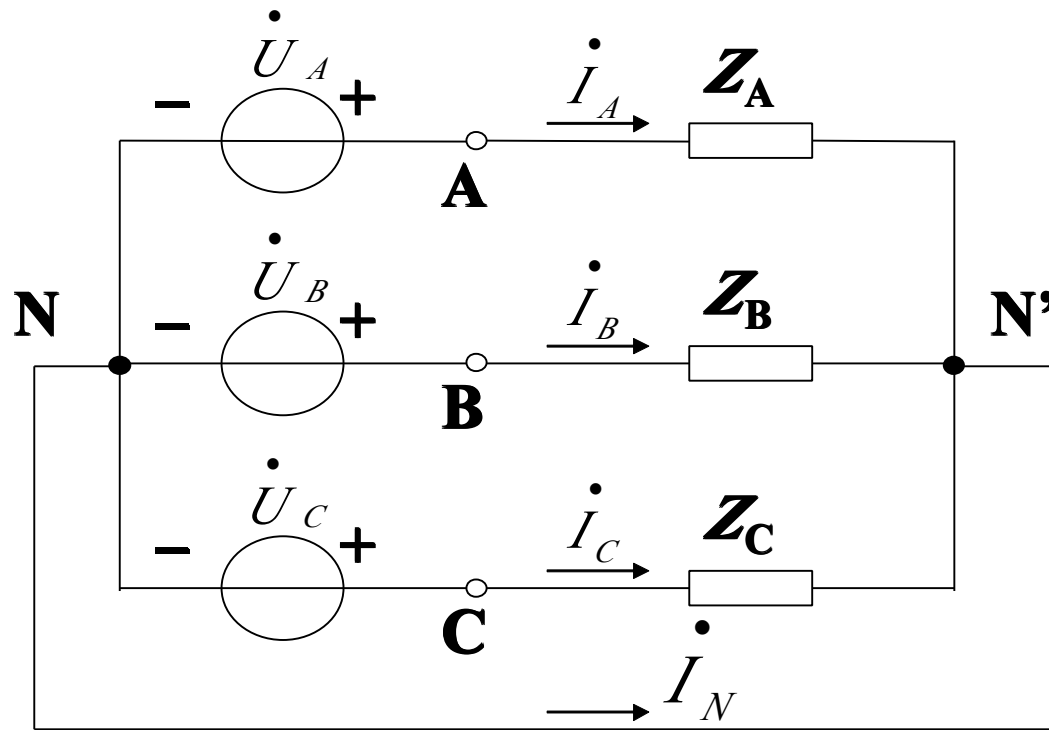
在电源对称的情况下，可以根据中点位移的情况判断负载端不对称的程度。



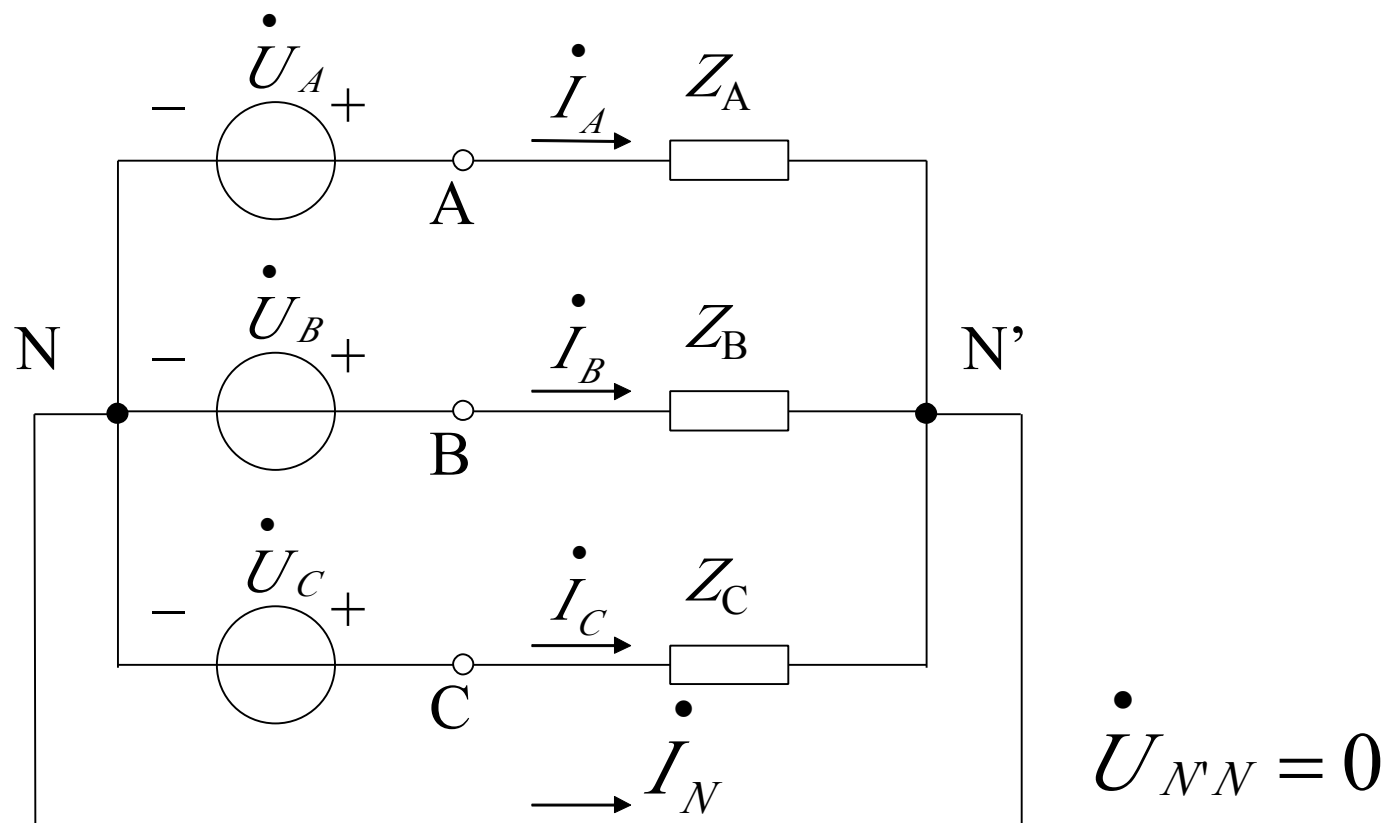
当中点位移较大时，会造成负载端的电压严重的不对称，从而可能使负载的工作不正常。

另一方面，如果负载变动时，由于各相的工作相互关联，因此彼此都互有影响。

二、三相四线制

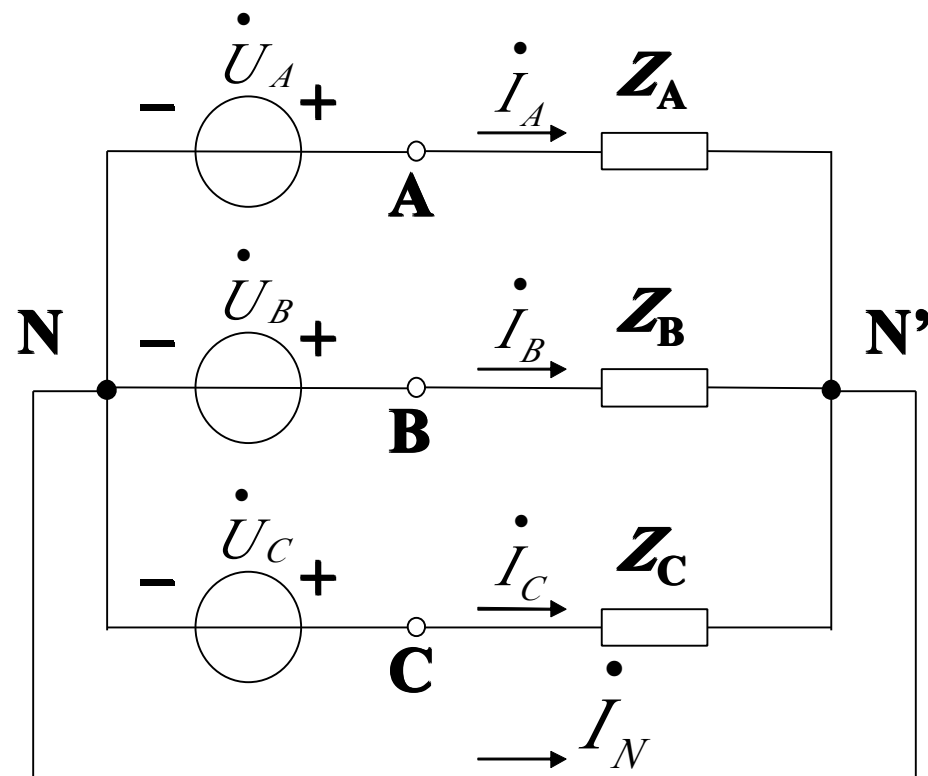


如果 $Z_N \approx 0$, 则可强使 $\dot{U}_{N'N} = 0$



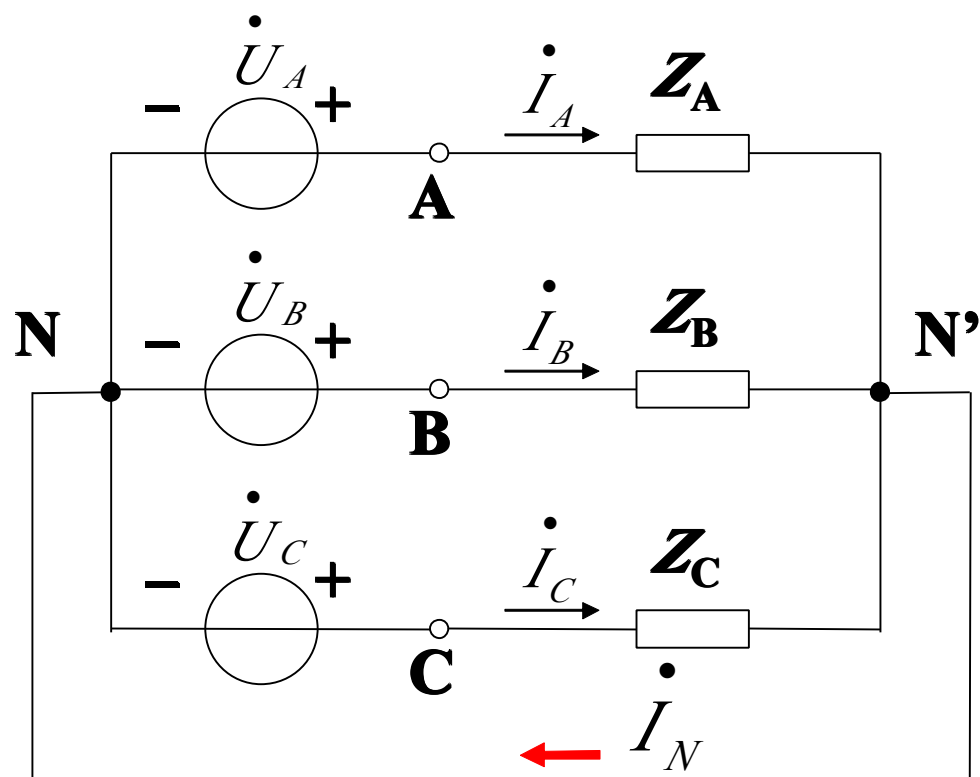
尽管电路是不对称，但在这个条件下，可使各相保持独立性，各相的工作互不影响，因而各相可以分别独立计算。

这就克服了无中线时引起的缺点。因此，在负载不对称的情况下中线的存在是非常重要的。



由于相电流的不对称，中线电流一般不为零

$$\cancel{\dot{I}_N \neq \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C} \quad \dot{I}_N = -(\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C)$$



由于相电流的不对称，中线电流一般不为零，

$$\dot{I}_N = \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C \neq \mathbf{0}$$

4、非正弦周期电流电路

考试点

- 1、了解非正弦周期量的傅立叶级数分解方法
- 2、**掌握**非正弦周期量的有效值、平均值和平均功率的定义和计算方法
- 3、**掌握**非正弦周期电路的分析方法

非正弦周期信号

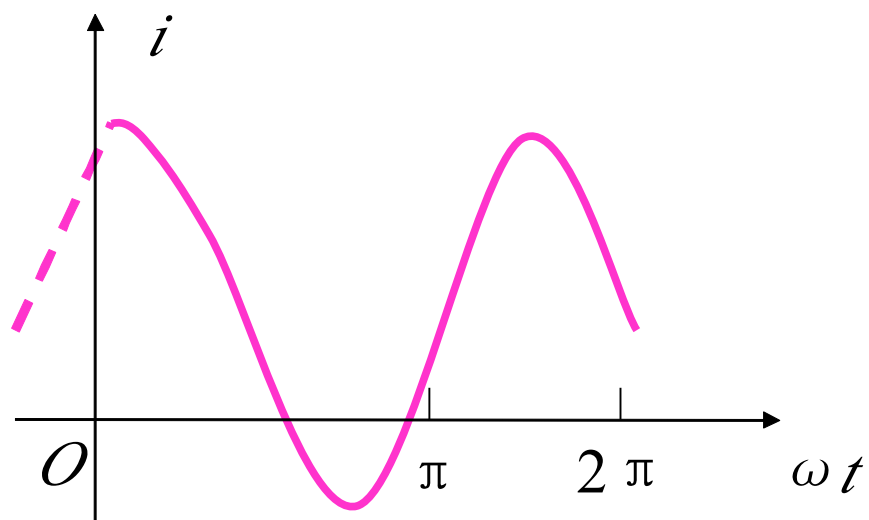
一、信号的分类

1、正弦信号

按正弦规律变化的信号

2、非正弦信号

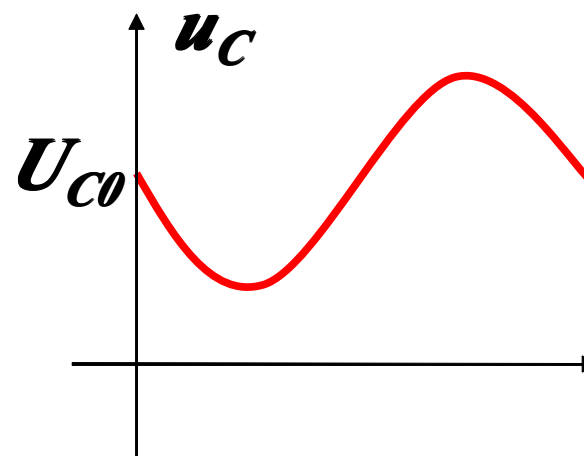
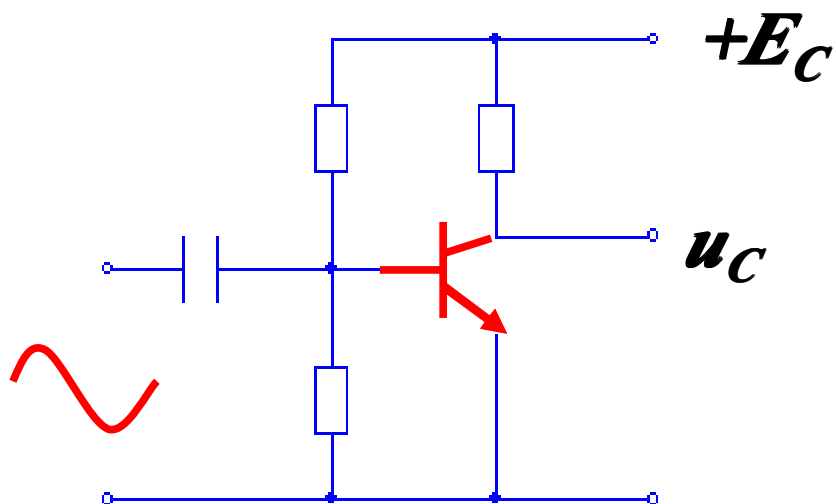
不是按正弦规律变化的信号



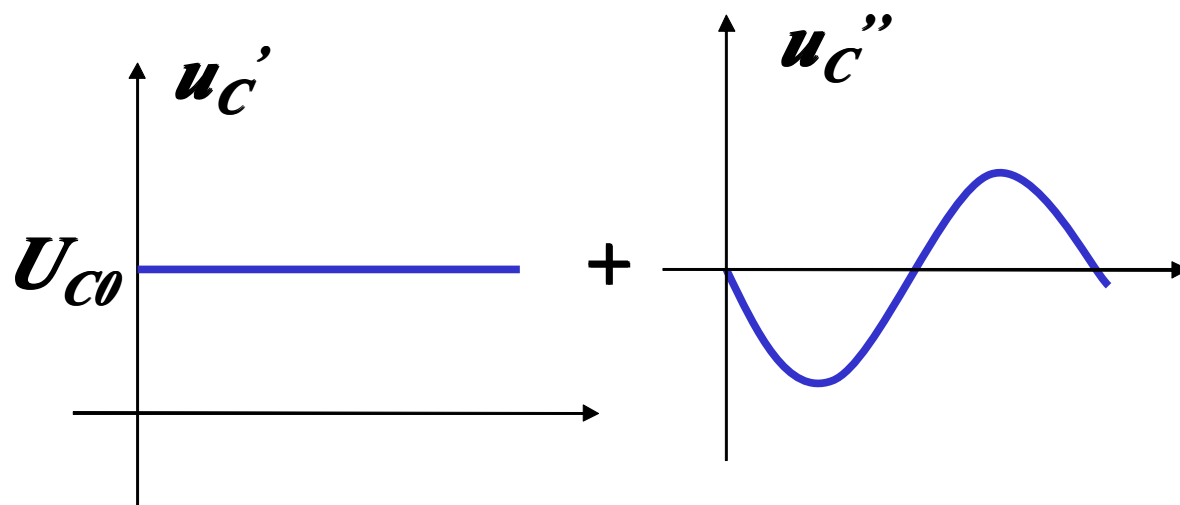
图中电流是正弦信号还是非正弦信号？

非正弦信号

模拟电子中常用的放大电路



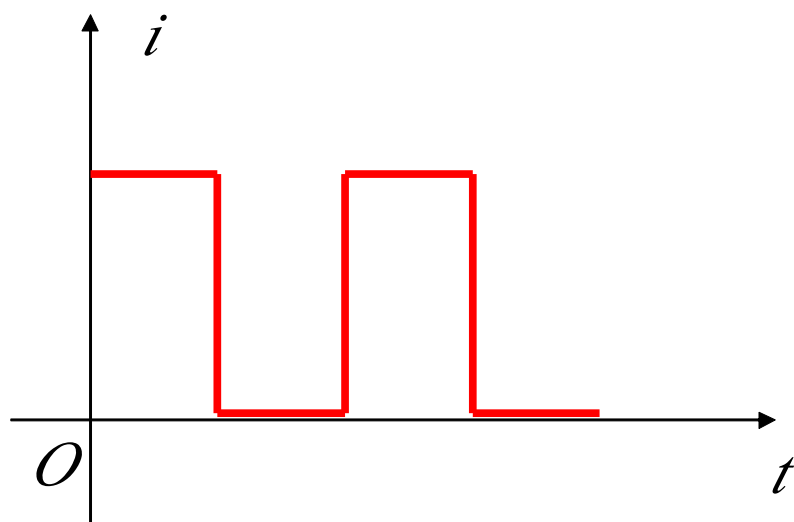
u_C 波形可以分解



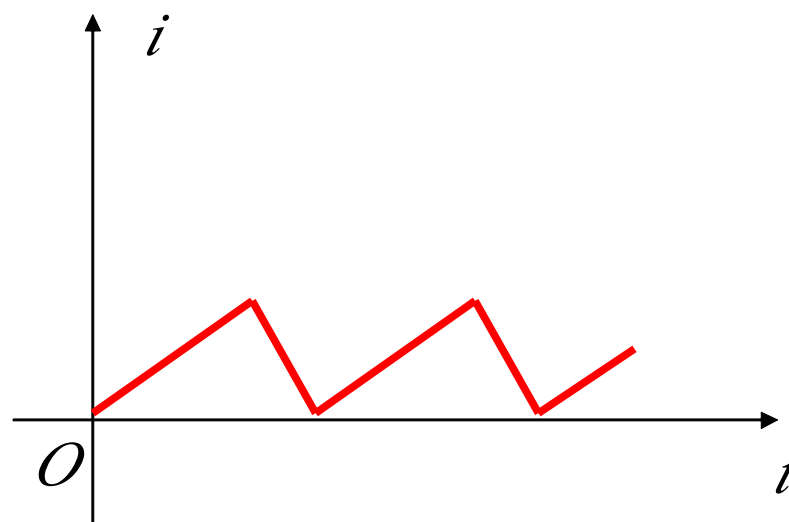
二、常见的非正弦信号

1、实验室常用的信号发生器

可以产生正弦波，方波，三角波和锯齿波；



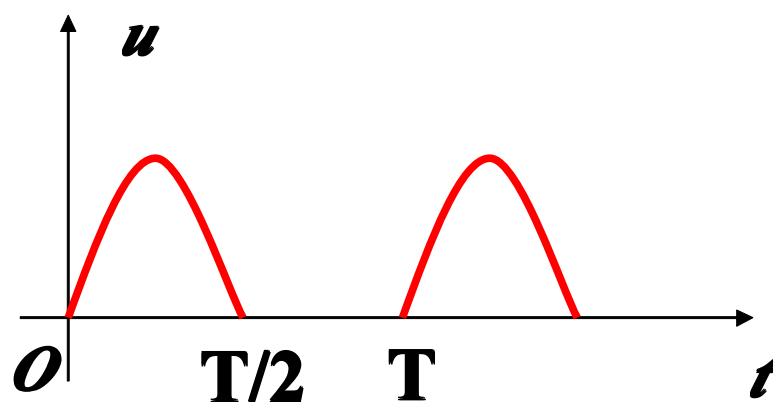
方波电流



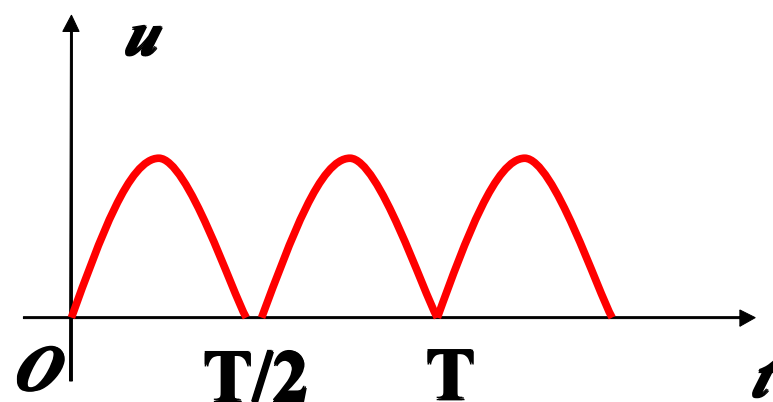
锯齿波

2、整流分半波整流和全波整流

激励是是正弦电压，
电路元件是非线性元件二极管
整流电压是非正弦量。



半波整流



全波整流

3、无线电工程和其他电子工程中

由语言、音乐、图象等转换过来的电信号，都不是正弦信号；

4、非电量测量技术中

由非电量的变化变换而得的电信号随时间而变化的规律，也是非正弦的；

5、自动控制和电子计算机中

使用的脉冲信号都不是正弦信号。

三、非正弦信号的分类

1、非正弦周期信号

$$f(t)=f(t+kT)$$

$$k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

2、非正弦非周期信号

不是按正弦规律变化的非周期信号

四、谐波分析法

1. 应用**傅里叶**级数展开方法，将非正弦周期激励电压、电流或信号分解为一系列不同频率的正弦量之和；
2. 根据**叠加定理**，分别计算在各个正弦量**单独**作用下在电路中产生的同频率正弦电流分量和电压分量；
3. 把所得分量按**时域**形式叠加。

周期函数分解为傅里叶级数

一、周期函数

$$f(t)=f(t+kT)$$

T 为周期函数 $f(t)$ 的周期,

$k=0, 1, 2, \dots$

如果给定的周期函数满足狄里赫利条件,
它就能展开成一个收敛的傅里叶级数。

电路中的非正弦周期量都能满足这个条件。

二、傅里叶级数的两种形式

1、第一种形式

$$\begin{aligned} f(t) &= a_0 + [a_1 \cos(\omega_1 t) + b_1 \sin(\omega_1 t)] \\ &\quad + [a_2 \cos(2\omega_1 t) + b_2 \sin(2\omega_1 t)] \\ &\quad + \cdots + [a_k \cos(k\omega_1 t) + b_k \sin(k\omega_1 t)] + \cdots \\ &= a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega_1 t) + b_k \sin(k\omega_1 t)] \end{aligned}$$

系数的计算公式

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) dt$$

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(k\omega_1 t) dt \\ &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cos(k\omega_1 t) dt \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(k\omega_1 t) d(\omega_1 t) \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \cos(k\omega_1 t) d(\omega_1 t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b_k &= \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(k\omega_1 t) dt \\
&= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \sin(k\omega_1 t) dt \\
&= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(k\omega_1 t) d(\omega_1 t) \\
&= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \sin(k\omega_1 t) d(\omega_1 t)
\end{aligned}$$

2、第二种形式

$$\begin{aligned} f(t) &= A_0 + A_{1m} \cos(\omega_1 t + \psi_1) \\ &\quad + A_{2m} \cos(2\omega_1 t + \psi_2) \\ &\quad + \cdots + A_{km} \cos(k\omega_1 t + \psi_k) + \cdots \\ &= A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_{km} \cos(k\omega_1 t + \psi_k) \end{aligned}$$

A₀称为周期函数的**恒定分量**（或直流分量）；
A_{1m}cos(ω₁t+ψ₁)称为**1次谐波**（或基波分量），
其周期或频率与原周期函数相同；
其他各项统称为**高次谐波**，
即**2次、3次、4次、.....**

3、两种形式系数之间的关系

第一种形式 $f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega_1 t) + b_k \sin(k\omega_1 t)]$

第二种形式 $f(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_{km} \cos(k\omega_1 t + \psi_k)$

$$\mathbf{A_0=a_0}$$

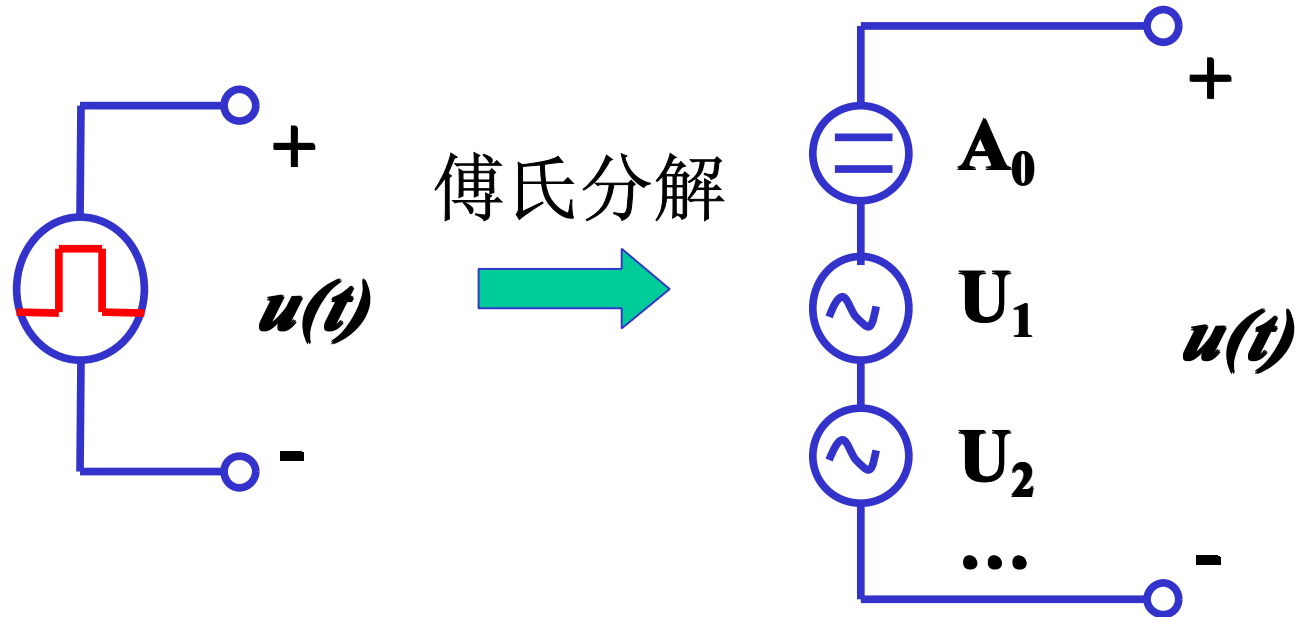
$$A_{km} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$$

$$\mathbf{a_k=A_{km}\cos \psi_k}$$

$$\mathbf{b_k=-A_{km}\sin \psi_k}$$

$$\psi_k = \arctan\left(\frac{-b_k}{a_k}\right)$$

4、傅里叶分解式的数学、电气意义



分解后的电源相当于无限个电压源串联
对于电路分析应用的方法是
叠加定理

三、 $f(t)$ 的频谱

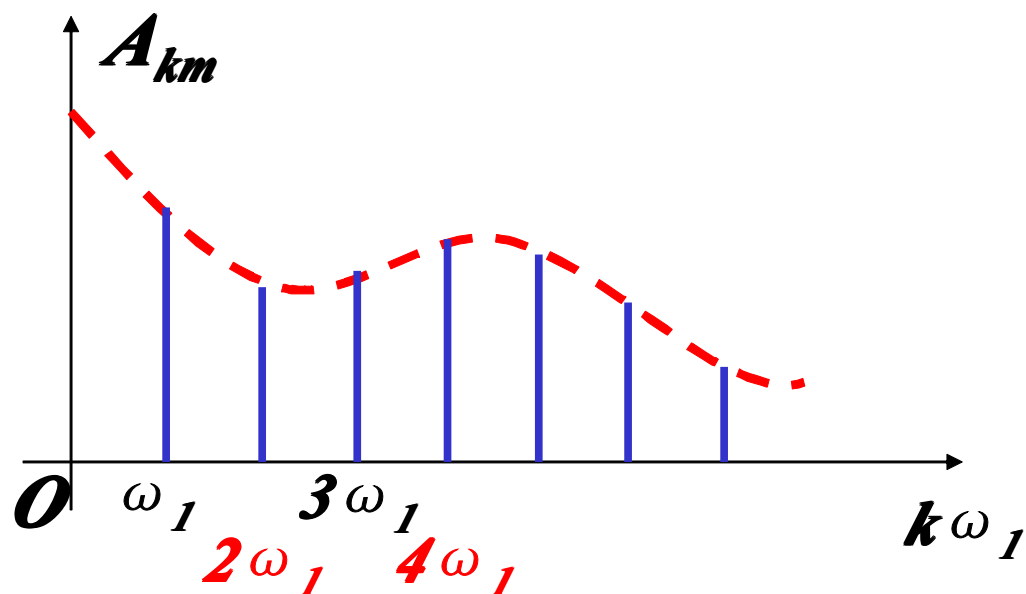
傅里叶级数虽然详尽而又准确地表达了周期函数分解的结果，但不很直观。

为了表示一个周期函数分解为傅氏级数后包含哪些频率分量以及各分量所占“比重”，

用长度与各次谐波振幅大小相对应的线段，按频率的高低顺序把它们依次排列起来，得到的图形称为 $f(t)$ 的频谱。

1、幅度频谱

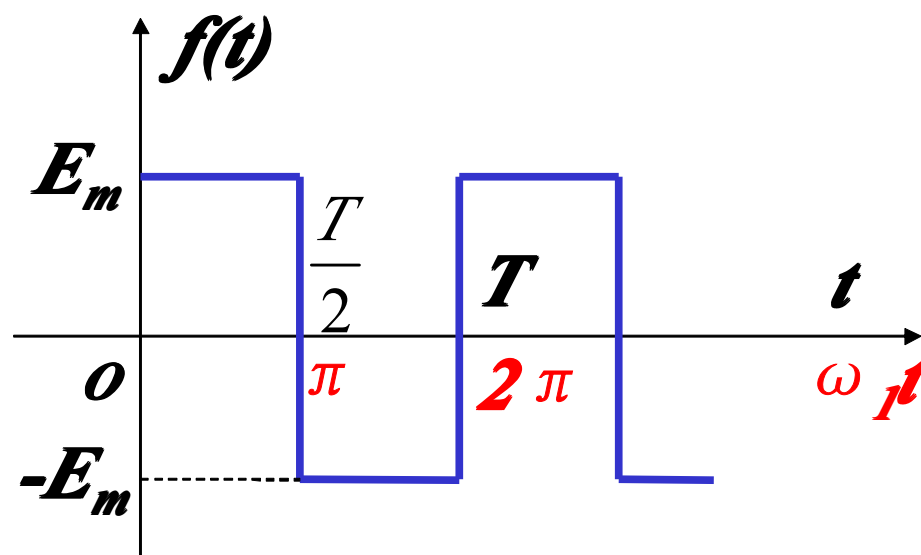
各次谐波的振幅用相应线段依次排列。



2、相位频谱

把各次谐波的初相用相应线段依次排列。

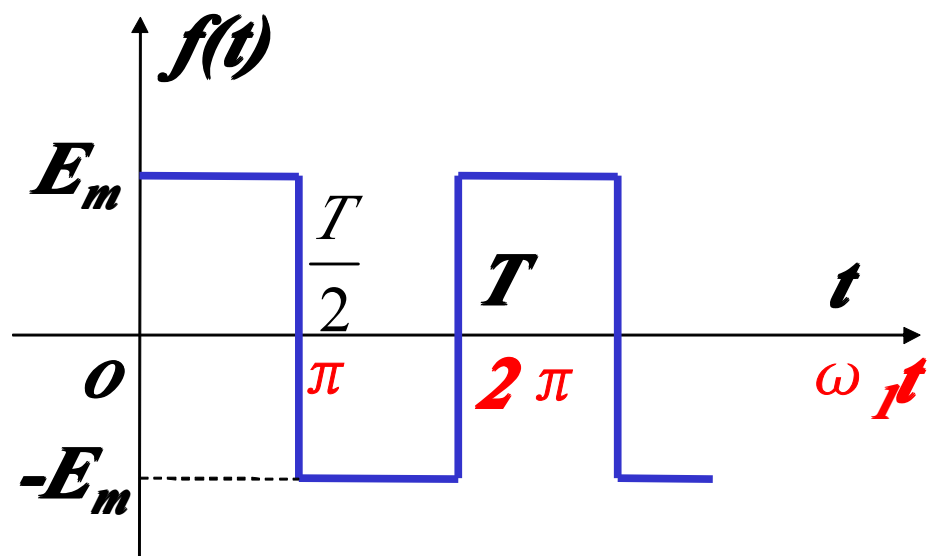
例：求周期性矩形信号的傅里叶级数展开式及其频谱



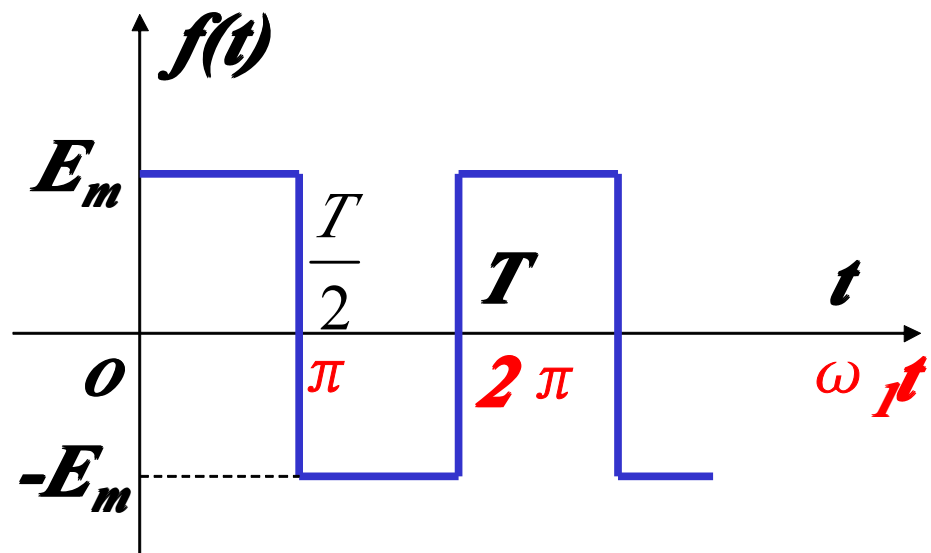
解： $f(t)$ 在第一个周期内的表达式为

$$f(t) = \begin{cases} E_m & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ -E_m & \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases}$$

根据公式计算系数



$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = \mathbf{0}$$



$$\begin{aligned}
 a_k &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(k\omega_1 t) d(\omega_1 t) \\
 &= \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} E_m \cos(k\omega_1 t) d(\omega_1 t) - \int_{\pi}^{2\pi} E_m \cos(k\omega_1 t) d(\omega_1 t) \right] \\
 &= \frac{2E_m}{\pi} \int_0^{\pi} \cos(k\omega_1 t) d(\omega_1 t) \\
 &= 0
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 b_k &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(k\omega_1 t) d(\omega_1 t) \\
 &= \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} E_m \sin(k\omega_1 t) d(\omega_1 t) - \int_{\pi}^{2\pi} E_m \sin(k\omega_1 t) d(\omega_1 t) \right] \\
 &= \frac{2E_m}{\pi} \int_0^{\pi} \sin(k\omega_1 t) d(\omega_1 t) = \frac{2E_m}{\pi} \left[-\frac{1}{k} \cos(k\omega_1 t) \right]_0^{\pi} \\
 &= \frac{2E_m}{k\pi} [1 - \cos(k\pi)]
 \end{aligned}$$

当 k 为偶数时:

$$\cos(k\pi) = 1$$

$$b_k = 0$$

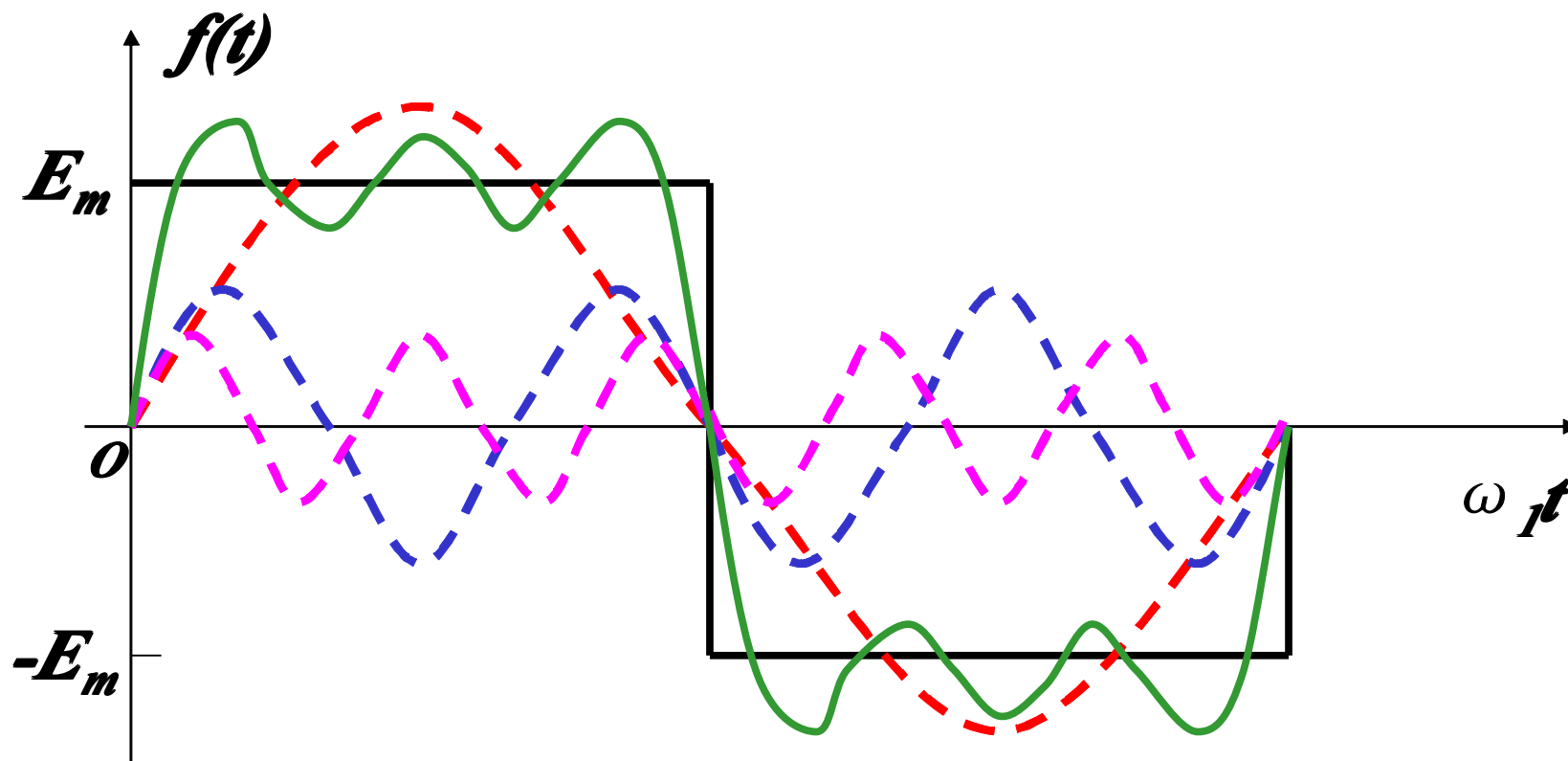
当 k 为奇数时:

$$\cos(k\pi) = -1$$

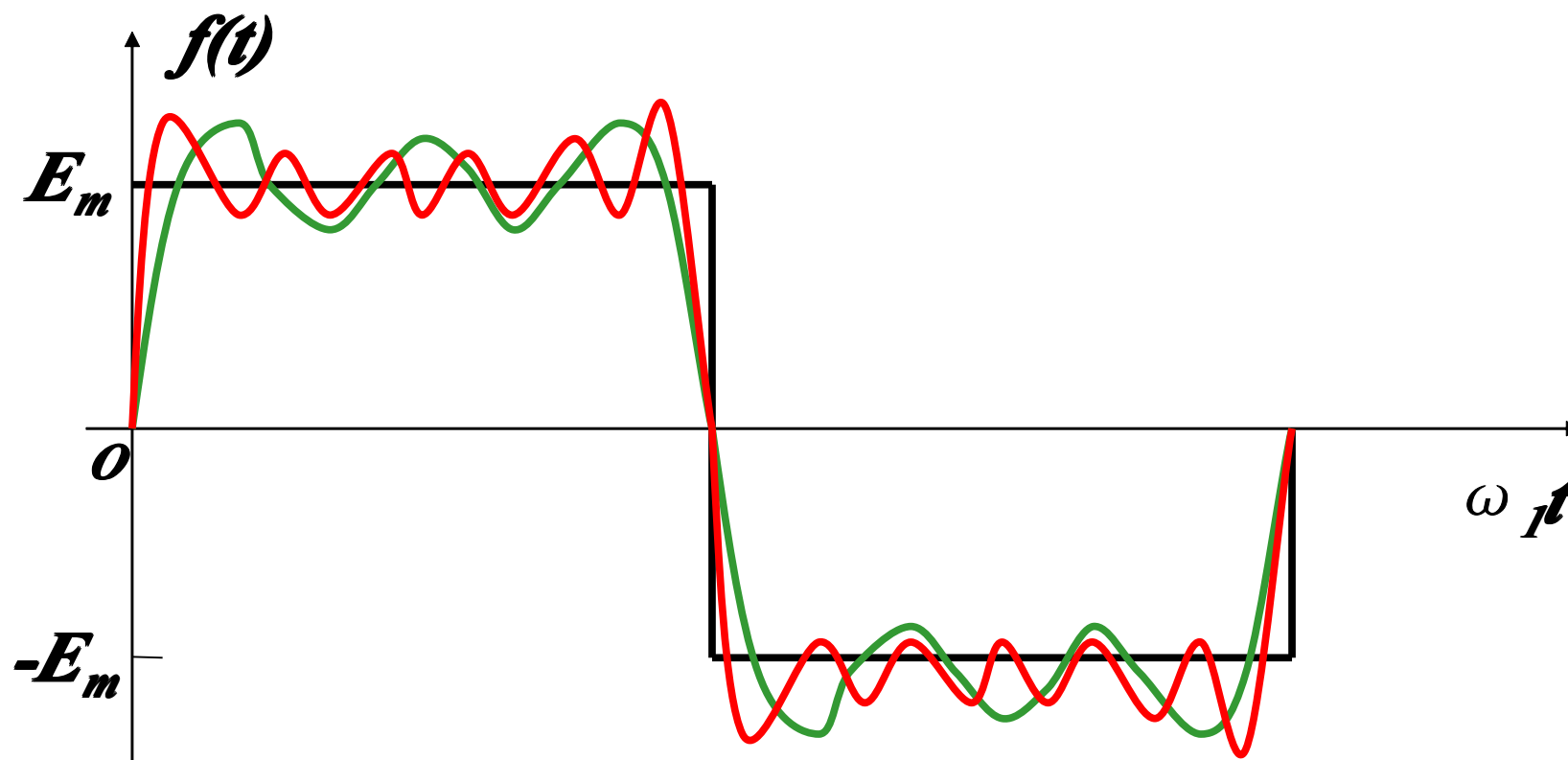
$$b_k = \frac{4E_m}{k\pi}$$

由此求得

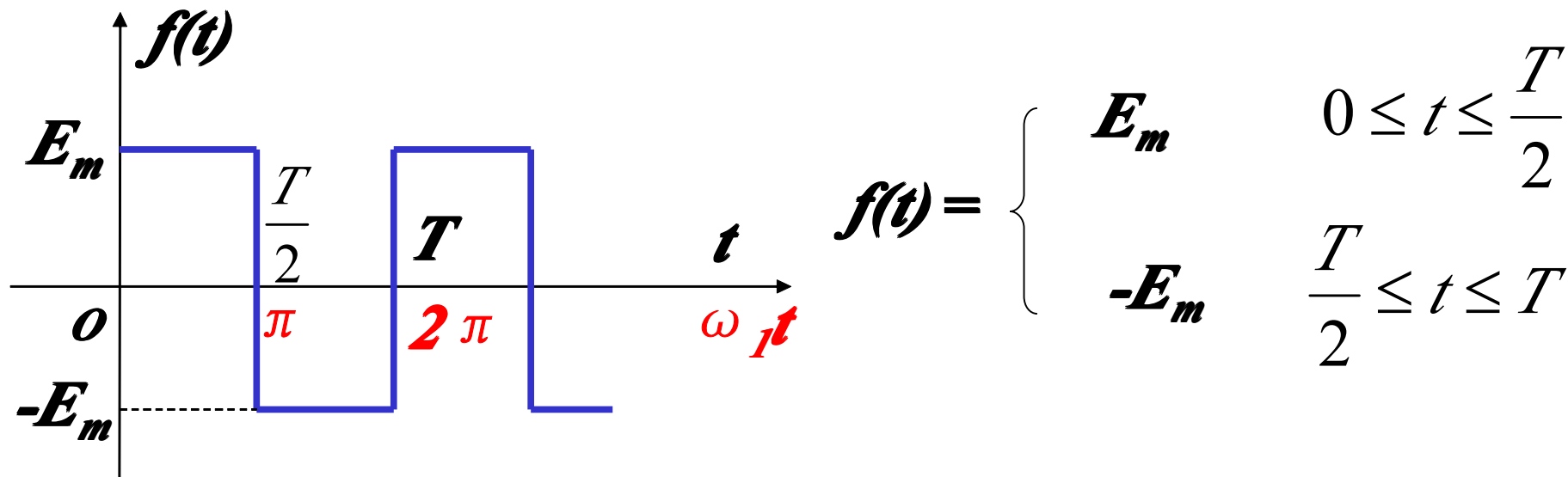
$$f(t) = \frac{4Em}{\pi} \left[\sin(\omega_1 t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega_1 t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega_1 t) + \cdots \right]$$



取到**11**次谐波时合成的曲线



比较两个图可见，谐波项数取得越多，合成曲线就越接近于原来的波形。



$$f(t) = \frac{4E_m}{\pi} \left[\sin(\omega_1 t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega_1 t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega_1 t) + \dots \right]$$

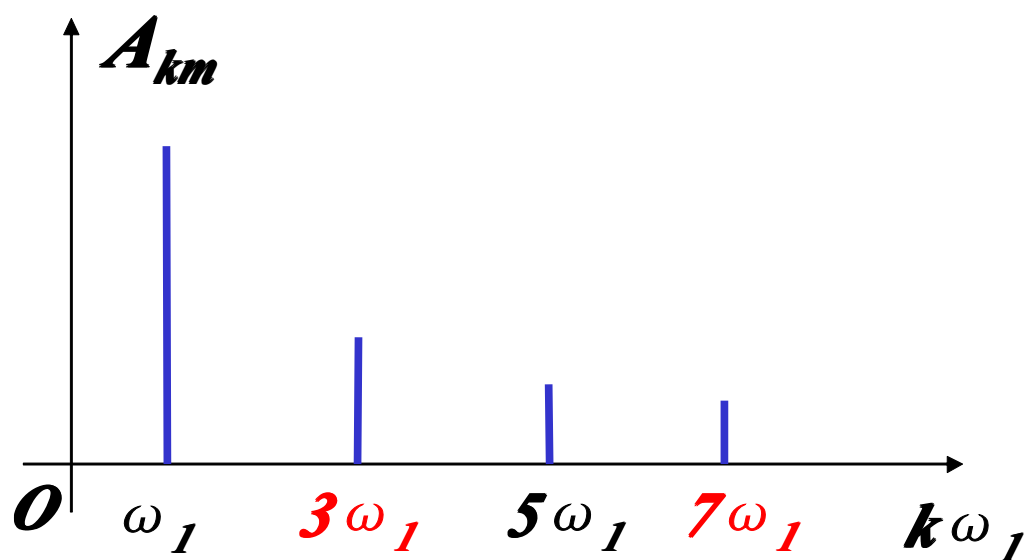
$$\text{令 } E_m = 1, \\ \omega_1 t = \pi / 2$$

$$1 = \frac{4}{\pi} \left[1 - \frac{1}{3} + \frac{1}{5} - \frac{1}{7} + \dots \right]$$

$$\pi = 4 \left[1 - \frac{1}{3} + \frac{1}{5} - \frac{1}{7} + \dots \right]$$

矩形信号 $f(t)$ 的频谱

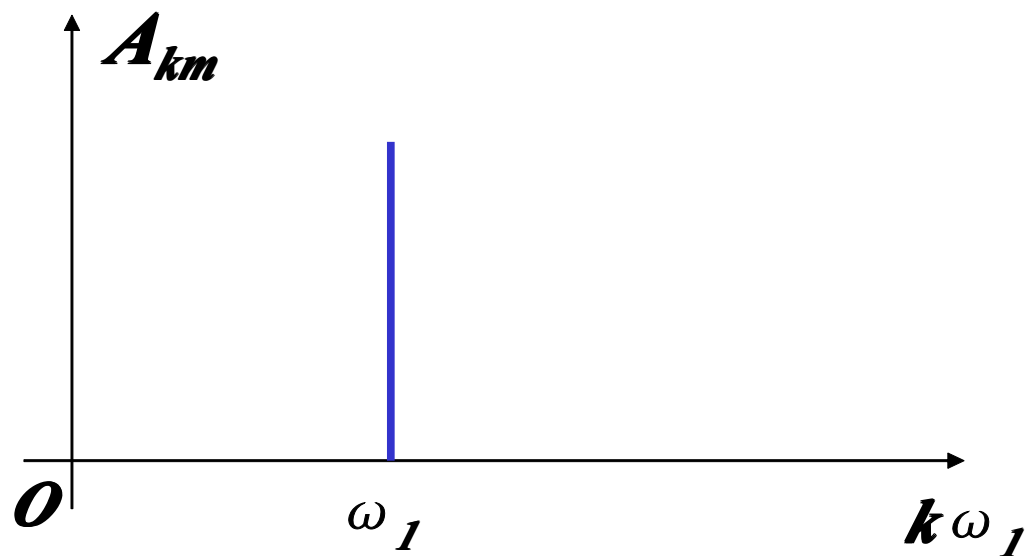
$$f(t) = \frac{4Em}{\pi} \left[\sin(\omega_1 t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega_1 t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega_1 t) + \cdots \right]$$



3、频谱与非正弦信号特征的关系

波形越接近正弦波，
谐波成分越少；
波形突变点越小，
频谱变化越大。

$$f(t)=10\cos(314t+30^\circ)$$

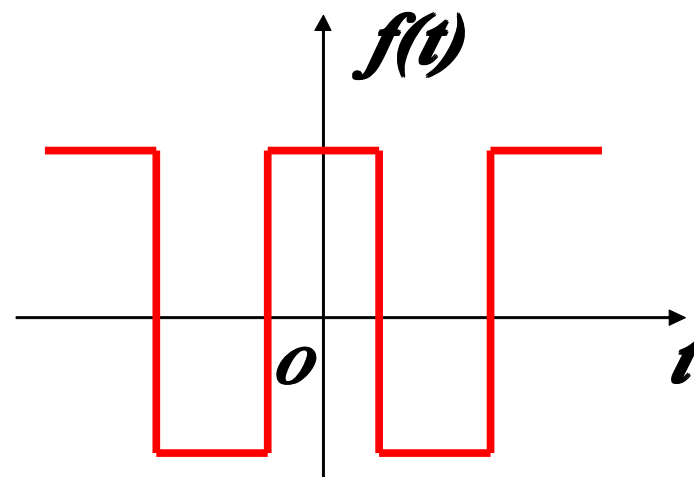
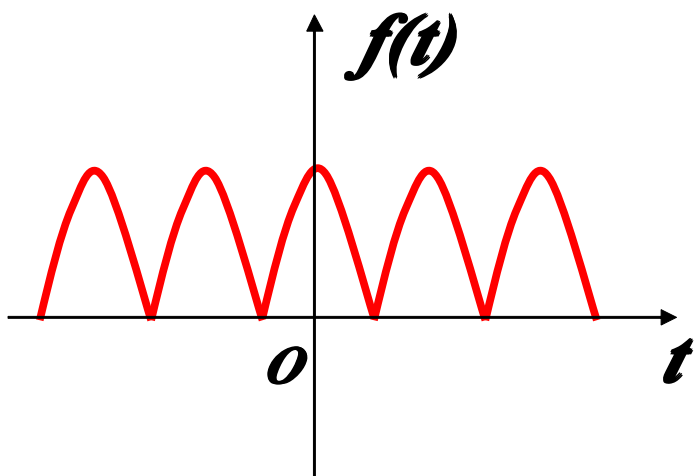


四、非正弦函数波形特征与展开式的系数之间的关系

1、偶函数

$$f(t) = f(-t)$$

纵轴对称的性质



1、偶函数

纵轴对称的性质

$$f(t) = f(-t)$$

可以证明：

$$b_k = 0$$

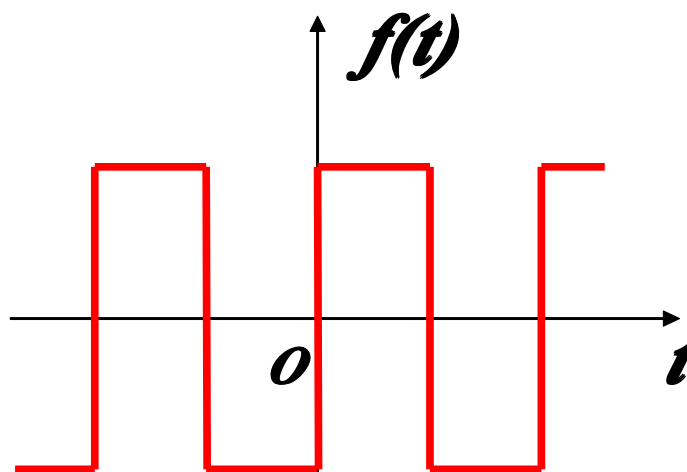
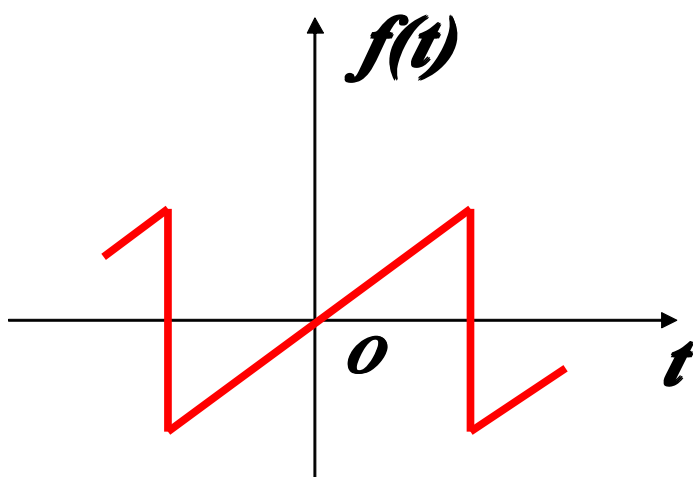
展开式中只含有余弦项分量和直流分量

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(k\omega_1 t)$$

2、奇函数

$$f(t) = -f(-t)$$

原点对称的性质



2、奇函数

原点对称的性质

$$f(t) = -f(-t)$$

可以证明：

$$a_k = 0$$

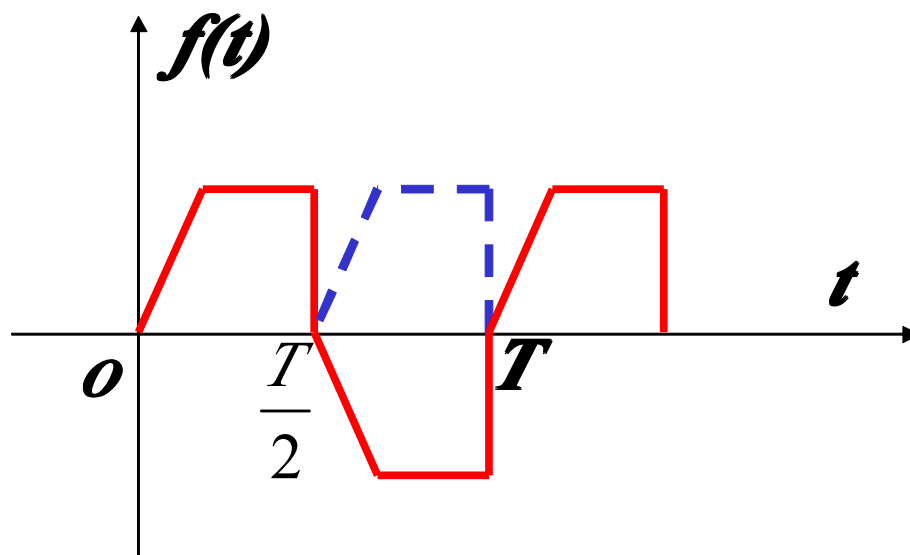
展开式中只含有正弦项分量

$$f(t) = \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin(k\omega_1 t)$$

3、奇谐波函数

$$f(t) = -f(t + T/2)$$

镜对称的性质



3、奇谐波函数

镜对称的性质

$$f(t) = f(t + T/2)$$

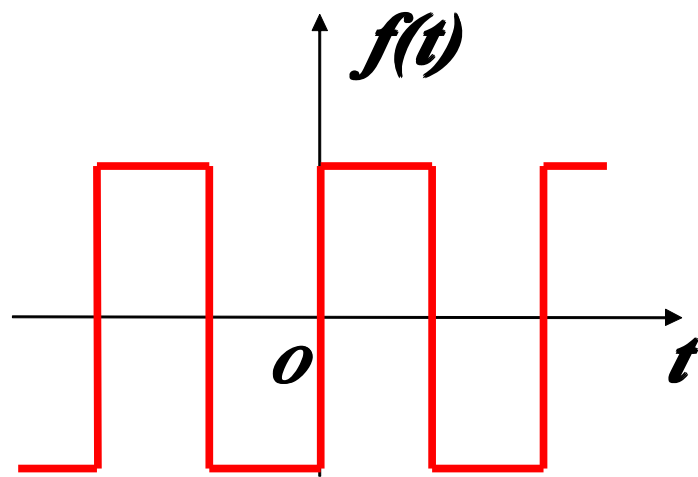
可以证明：

$$a_{2k} = b_{2k} = 0$$

展开式中只含有奇次谐波分量

$$\begin{aligned} f(t) = & [a_1 \cos(\omega_1 t) + b_1 \sin(\omega_1 t)] \\ & + [a_3 \cos(3\omega_1 t) + b_3 \sin(3\omega_1 t)] \\ & + \dots \end{aligned}$$

判断下面波形的展开式特点



$f(t)$ 是奇函数

展开式中只含有正弦分量

$f(t)$ 又是奇谐波函数

展开式中只含有奇次谐波

$$f(t) = b_1 \sin(\omega_1 t) + b_3 \sin(3\omega_1 t) + \dots$$

4、系数和计时起点的关系

系数 A_{km} 与计时起点无关（但 ψ_k 是有关的），这是因为构成非正弦周期函数的各次谐波的振幅以及各次谐波对该函数波形的相对位置总是一定的，

并不会因计时起点的变动而变动；

因此，计时起点的变动只能使各次谐波的初相作相应地改变。

由于系数 a_k 和 b_k 与初相 ψ_k 有关，所以它们也随计时起点的改变而改变。

4、系数和计时起点的关系

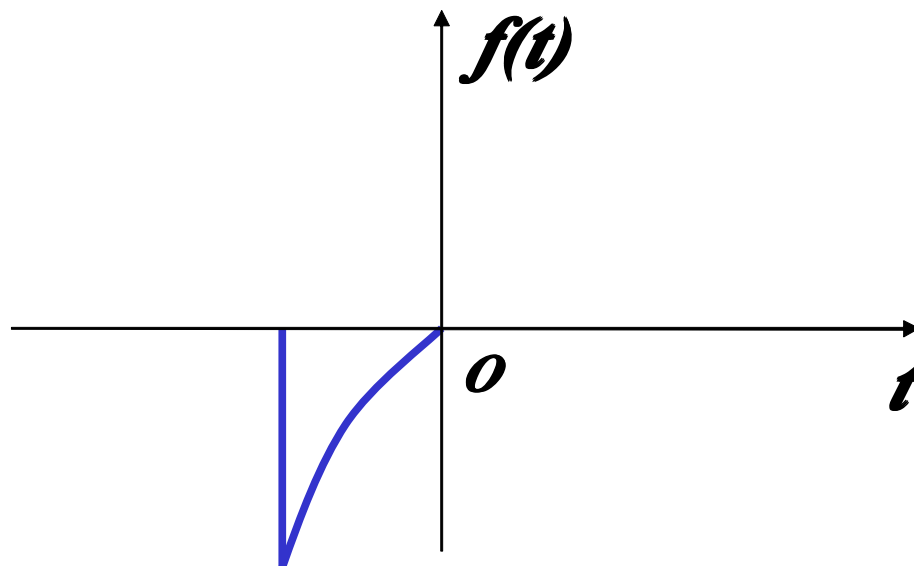
由于系数 a_k 和 b_k 与计时起点的选择有关，所以函数是否为奇函数或偶函数可能与计时起点的选择有关。

但是，函数是否为奇谐波函数却与计时起点无关。

因此适当选择计时起点有时会使函数的分解简化。

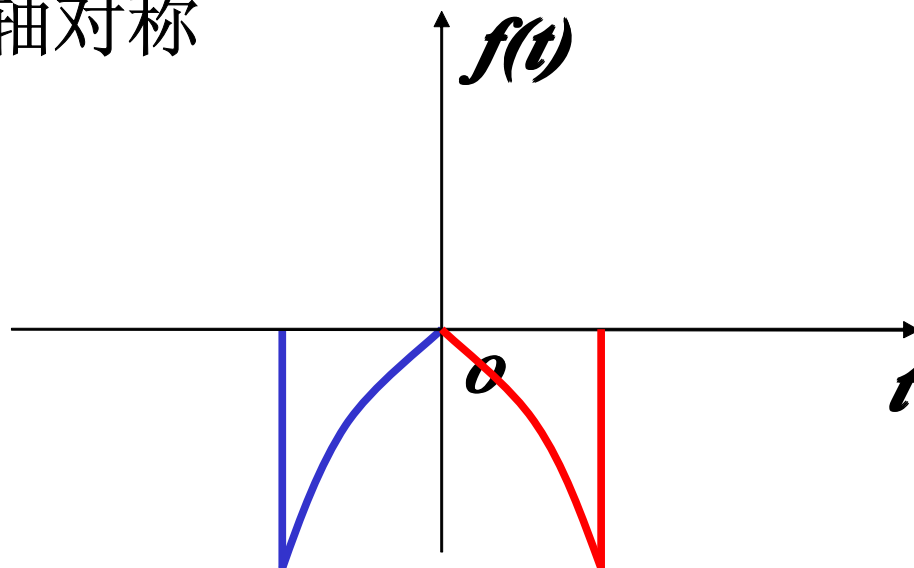
例：已知某信号半周期的波形，在下列不同条件下画出整个周期的波形

- 1、只含有余弦分量
- 2、只含有正弦分量
- 3、只含有奇次谐波分量



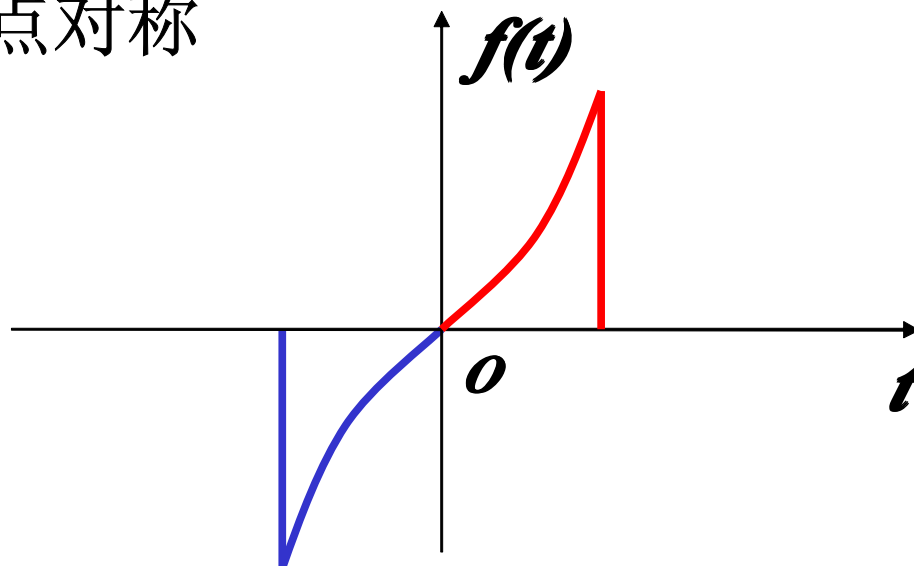
1、只含有余弦分量

$f(t)$ 应是偶函数
关于纵轴对称



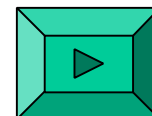
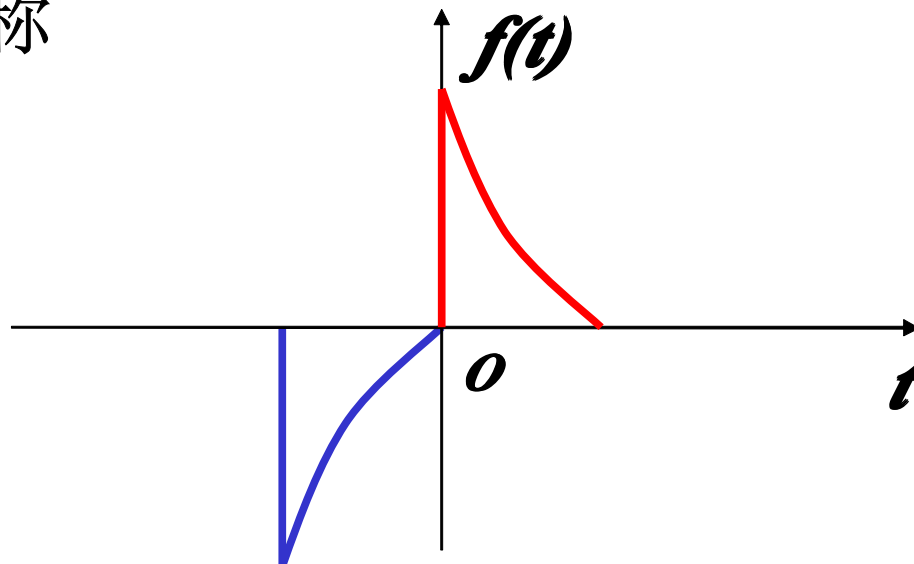
2、只含有正弦分量

$f(t)$ 应是奇函数
关于原点对称



3、只含有奇次谐波分量

$f(t)$ 应是奇谐波函数
镜象对称



有效值、平均值和平均功率

一、非正弦周期量的有效值

1、有效值的定义

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$$

2、有效值与各次谐波有效值之间的关系

假设一非正弦周期电流 i 可以分解为傅里叶级数

$$i = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{km} \cos(k\omega_1 t + \psi_k)$$

则得电流的有效值为

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{km} \cos(k\omega_1 t + \psi_k) \right]^2 dt}$$

有效值与各次谐波有效值之间的关系

$$I = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \cdots}$$

非正弦周期电流的有效值等于恒定分量的平方与各次谐波有效值的平方之和的平方根。

此结论可推广用于其他非正弦周期量。

二、非正弦周期量的平均值

1、平均值的定义

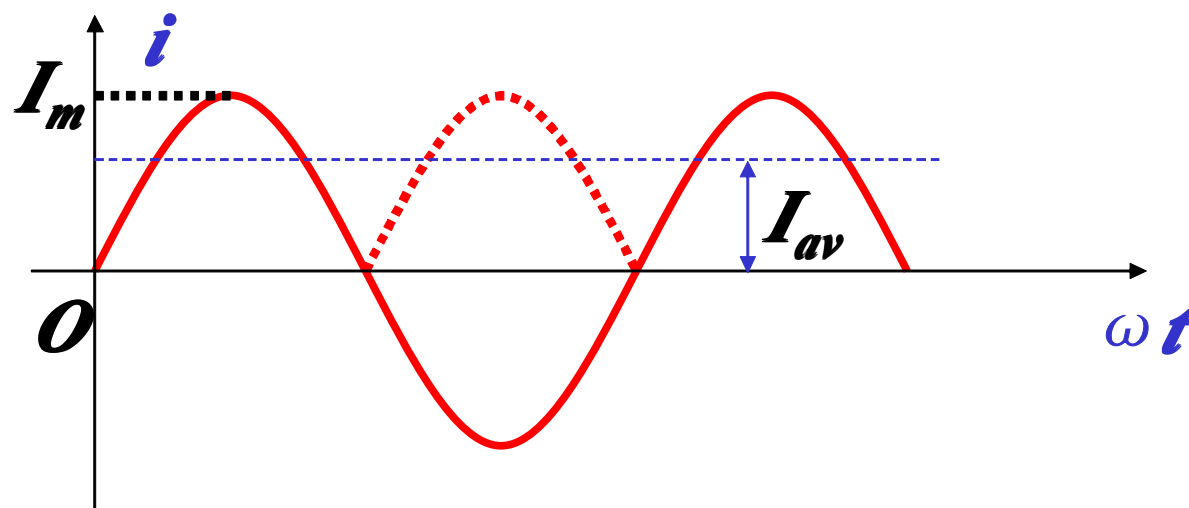
$$I_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T |i| dt$$

非正弦周期电流平均值等于此电流绝对值的平均值。

2、正弦量的平均值

$$I_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T |I_m \cos \omega t| dt$$
$$= 2I_m / \pi = 0.637I_m = 0.898I$$

它相当于正弦电流经全波整流后的平均值，
这是因为取电流的绝对值相当于把负半周的各个值变为对应的正值。



3、不同的测量结果

对于同一非正弦周期电流，用不同类型的仪表进行测量时，会有不同的结果。

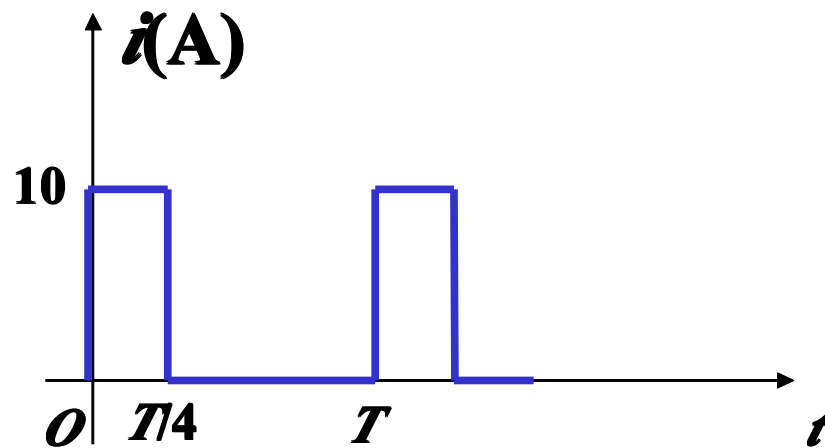
用磁电系仪表（直流仪表）测量，所得结果将是电流的恒定分量；

用电磁系或电动系仪表测量时，所得结果将是电流的有效值；

用全波整流磁电系仪表测量时，所得结果将是电流的平均值。

由此可见，在测量非正弦周期电流和电压时，要注意选择合适的仪表，并注意在各种不同类型表的读数所示的含意。

例：计算有效值和平均值



解：有效值为
$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{4}} 10^2 dt} = 5A$$

平均值为
$$I_0 = \frac{10 * T/4}{T} = 2.5A$$

三、非正弦周期电流电路的功率

1、瞬时功率

任意一端口的瞬时功率（吸收）为

$$p = ui = \left[U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_{km} \cos(k\omega_1 t + \psi_{ku}) \right] \times \left[I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{km} \cos(k\omega_1 t + \psi_k) \right]$$

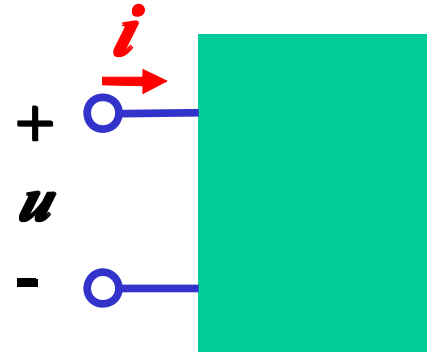
式中 u 、 i 取关联方向。

2、平均功率

$$P = U_0 I_0 + U_1 I_1 \cos \varphi_1 + U_2 I_2 \cos \varphi_2 + \cdots + U_k I_k \cos \varphi_k + \cdots$$

平均功率等于恒定分量构成的功率和各次谐波平均功率的代数和。

已知一端口的电压和电流，求
电压和电流的有效值和一端口
的平均功率。



$$u = 10 + 20 \cos(30t + 27^\circ) + 30 \sin(60t + 11^\circ) + 40 \sin(120t + 15^\circ) \text{ V}$$

$$i = 2 + 3 \cos(30t - 33^\circ) + 4 \sin(90t + 52^\circ) + 5 \sin(120t - 15^\circ) \text{ A}$$

解：电压的有效值

$$\cancel{U} = \sqrt{10^2 + 20^2 + 30^2 + 40^2}$$

$$U = \sqrt{10^2 + \left(\frac{20}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{20}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{40}{\sqrt{2}}\right)^2}$$

电流的有效值

$$I = \sqrt{2^2 + \left(\frac{3}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{4}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{5}{\sqrt{2}}\right)^2}$$

$$u = 10 + 20 \cos(30t + 27^\circ) + 30 \sin(60t + 11^\circ) + 40 \sin(120t + 15^\circ) \text{ V}$$

$$i = 2 + 3 \cos(30t - 33^\circ) + 4 \sin(90t + 52^\circ) + 5 \sin(120t - 15^\circ) \text{ A}$$

平均功率

$$~~P = 10 \times 2 + 20 \times 3 + 30 \times 4 + 40 \times 5~~$$

$$~~P = 10 \times 2 + 20 \times 3 + 40 \times 5~~$$

$$~~P = 10 \times 2 + 20 \times 3 \cos 60^\circ + 40 \times 5 \cos 30^\circ~~$$

$$P = 10 \times 2 + \left(\frac{20}{\sqrt{2}}\right)\left(\frac{3}{\sqrt{2}}\right) \cos 60^\circ + \left(\frac{40}{\sqrt{2}}\right)\left(\frac{5}{\sqrt{2}}\right) \cos 30^\circ$$

非正弦电流电路的计算

一、非正弦电流电路的计算具体步骤

1、傅氏分解

把给定的非正弦周期电源电压或电流分解为傅里叶级数，

高次谐波取到哪一项为止，要看所需要准确度的高低而定。

傅里叶级数应展开成第二种形式。

2、单独作用

分别求出电源电压或电流的恒定分量以及各谐波分量**单独作用**时的响应。

对各次谐波分量，求解时可以用**相量法**进行，

但要注意，感抗、容抗与**频率**有关。

直流分量单独作用

电感 L 相当于**短路**

电容 C 相当于**开路**

求出 $U_{f(0)}$

一次谐波单独作用

相量法

$$\boldsymbol{u}_S^{(1)}(t) \rightarrow \dot{U}_S^{(1)} \rightarrow \dot{U}_O^{(1)} \rightarrow \boldsymbol{u}_O^{(1)}(t)$$

$$X_L^{(1)} = \omega_1 L$$

$$X_C^{(1)} = 1/\omega_1 C$$

高次谐波单独作用

$$\boldsymbol{u}_S^{(k)}(t) \rightarrow \dot{U}_S^{(k)} \rightarrow \dot{U}_O^{(k)} \rightarrow \boldsymbol{u}_O^{(k)}(t)$$

$$X_L^{(k)} = k \omega_1 L = k X_L^{(1)}$$

$$X_C^{(k)} = 1/k \omega_1 C = X_C^{(1)}/k$$

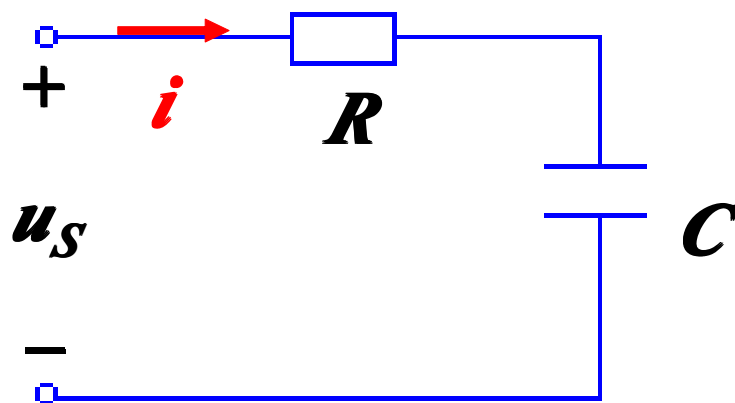
3、应用叠加定理

把上一步所计算出的结果化为瞬时表达式后进行相加，

把表示不同频率正弦电流的相量直接相加是没有意义的，

最终求得的响应是用时间函数表示的。

例:



$R=3 \Omega$, $1/\omega_1 C=9.45 \Omega$, 输入电源为
 $u_S=[10+141.40\cos(\omega_1 t)+47.13\cos(3\omega_1 t)$
 $+28.28\cos(5\omega_1 t)+20.20\cos(7\omega_1 t)$
 $+15.71\cos(9\omega_1 t)+\dots]\text{V}。$

求电流 i 和电阻吸收的平均功率 P 。

解： 各次谐波是正弦量，采用的方法是

相量法

电流相量的一般表达式

$$\dot{I}_{m(k)} = \frac{\dot{U}_{Sm(k)}}{R - j\frac{1}{k\omega_1 C}}$$

$R=3\ \Omega$, $1/\omega_1 C=9.45\ \Omega$, 输入电源为

$$\begin{aligned} u_s = & [10 + 141.40 \cos(\omega_1 t) + 47.13 \cos(3\omega_1 t) \\ & + 28.28 \cos(5\omega_1 t) + 20.20 \cos(7\omega_1 t) \\ & + 15.71 \cos(9\omega_1 t) + \cdots] \text{V}。 \end{aligned}$$

$k=0$, 直流分量 $U_0=10\text{V}$,

$$I_0=0$$

$$P_0=0$$

$R=3 \ \Omega$, $1/\omega_1 C=9.45 \ \Omega$, 输入电源为

$$u_s=[10+141.40\cos(\omega_1 t)+47.13\cos(3\omega_1 t) \\ +28.28\cos(5\omega_1 t)+20.20\cos(7\omega_1 t) \\ +15.71\cos(9\omega_1 t)+\cdots]$$

$k=1$, $\dot{U}_{Sm(1)} = 141.4 \angle 0^\circ$

$$\dot{I}_{m(1)} = \frac{141.4 \angle 0^\circ}{3-j9.45} \\ = 14.26 \angle 72.39^\circ$$

$$P_{(1)} = \frac{1}{2} I_{m(1)}^2 R = 305.02 \text{ W}$$

$R=3\ \Omega$, $1/\omega_1 C=9.45\ \Omega$, 输入电源为

$$u_s=[10+141.40\cos(\omega_1 t)+47.13\cos(3\omega_1 t) \\ +28.28\cos(5\omega_1 t)+20.20\cos(7\omega_1 t) \\ +15.71\cos(9\omega_1 t)+\cdots]$$

$k=3,$ $\dot{U}_{Sm(3)} = 47.13\angle 0^\circ$

$$\dot{I}_{m(3)} = \frac{47.13\angle 0^\circ}{3-j9.15} \\ = 10.83\angle 46.4^\circ$$

$$P_{(3)} = \frac{1}{2} I_{m(3)}^2 R = 175.93\text{W}$$

同理求得：

$$\dot{I}_{m(5)} = 7.98 \angle 32.21^\circ \quad P_{(5)} = 95.52 \text{ W}$$

$$\dot{I}_{m(7)} = 6.14 \angle 24.23^\circ \quad P_{(7)} = 56.55 \text{ W}$$

$$\dot{I}_{m(9)} = 4.94 \angle 19.29^\circ \quad P_{(9)} = 36.60 \text{ W}$$

$$\dot{I}_m \neq \dot{I}_{m(1)} + \dot{I}_{m(3)} + \dot{I}_{m(5)} + \dot{I}_{m(7)} + \dot{I}_{m(9)} + \dots$$

最后结果应该按时域形式叠加

$$u_s = [14.26 \cos(\omega t + 72.39^\circ) + 10.83 \cos(3\omega t + 46.4^\circ) + 7.98 \cos(5\omega t + 32.21^\circ) + 6.14 \cos(7\omega t + 24.23^\circ) + \dots] \text{ V}$$

$$\dot{I}_{m(1)} = 14.26 \underline{/72.39^\circ}$$

$$\dot{I}_{m(7)} = 6.14 \underline{/24.23^\circ}$$

$$\dot{I}_{m(3)} = 10.83 \underline{/46.4^\circ}$$

$$\dot{I}_{m(9)} = 4.94 \underline{/19.29^\circ}$$

$$\dot{I}_{m(5)} = 7.98 \underline{/32.21^\circ}$$

$$\begin{aligned} u_S = & [14.26\cos(\omega t + 72.39^\circ) + 10.83\cos(3\omega t + 46.4^\circ) \\ & + 7.98\cos(5\omega t + 32.21^\circ) + 6.14\cos(7\omega t + 24.23^\circ) \\ & + 6.14\cos(7\omega t + 24.23^\circ) + \dots] \text{V} \end{aligned}$$

5、简单动态电路的 时域分析

考试点

- **1、掌握**换路定路并能确定电压、电流的初始值
- **2、熟练掌握**一阶电路分析的基本方法
- **3、了解**二阶电路分析的基本方法

一阶电路的零输入响应

一、零输入响应

零输入：输入=0 （外电源输入=0）

能量来源	消耗能量的元件	最终
储能元件储存的能量	$\left\{ \begin{array}{l} C: \mathcal{U}_c(0_-) \neq 0 \\ L: \dot{i}_L(0_-) \neq 0 \end{array} \right.$	$\begin{array}{l} R \\ R \end{array}$
		终值为0

二、RC电路的零输入响应

1、推导过程：

初始: **K**合上前 ($t \leq 0_-$): $u_c = U_0$

换路: **K**合上($t=0$):

$$u_R - u_C = 0$$

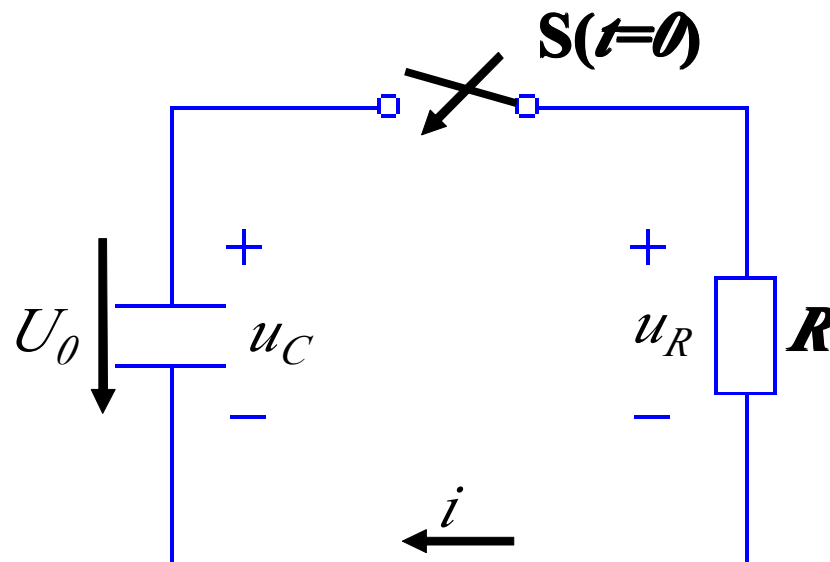
$$u_R = Ri \quad i = -C \frac{du}{dt}$$

$$t \geq 0_+ \quad RC \frac{du_c}{dt} + u_c = 0$$

解一阶齐次微分方程:

令通解 $u_c = Ae^{pt}$

$$\text{则: } (RCp+1)Ae^{pt} = 0$$



$$(RCp+1)Ae^{pt} = 0$$

特征方程：

$$RCp + 1 = 0$$

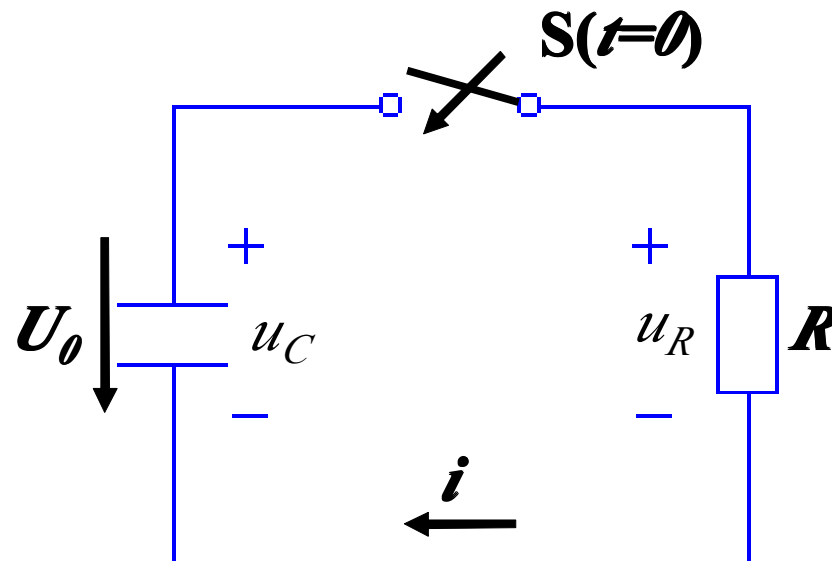
$$\Rightarrow \text{特征根 } p = -\frac{1}{RC}$$

$$\therefore u = Ae^{-\frac{1}{RC}t}$$

由初始条件定**A**：

$$u_c(0_+) = u_c(0_-) = U_0 \Rightarrow Ae^{-\frac{1}{RC}t} \Big|_{t=0_+} = U_0 \quad \Rightarrow A = U_0$$

$$\text{解为 } u_c(t) = u_c(0_+)e^{-\frac{1}{RC}t} = U_0 e^{-\frac{t}{RC}}$$



2、结论：

$$\left\{ \begin{array}{l} u_c(t) = U_0 e^{-\frac{t}{RC}} = U_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \\ i = -C \frac{du_c}{dt} = -C \left(-\frac{1}{RC}\right) U_0 e^{-\frac{t}{RC}} \\ \quad = \frac{U_0}{R} e^{-\frac{t}{RC}} = \frac{U_0}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \\ u_R = u_C = U_0 e^{-\frac{t}{RC}} = U_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \end{array} \right.$$

均按同样的指数规律衰减，最终趋于0。

3、时间常数

$$\tau = RC$$

τ 的大小反映此一阶电路过渡过程的进展速度

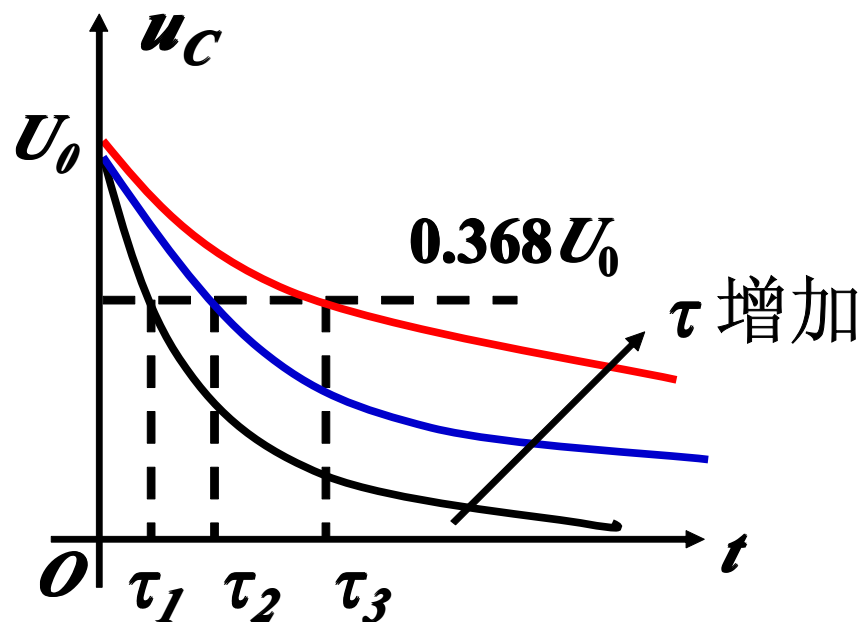
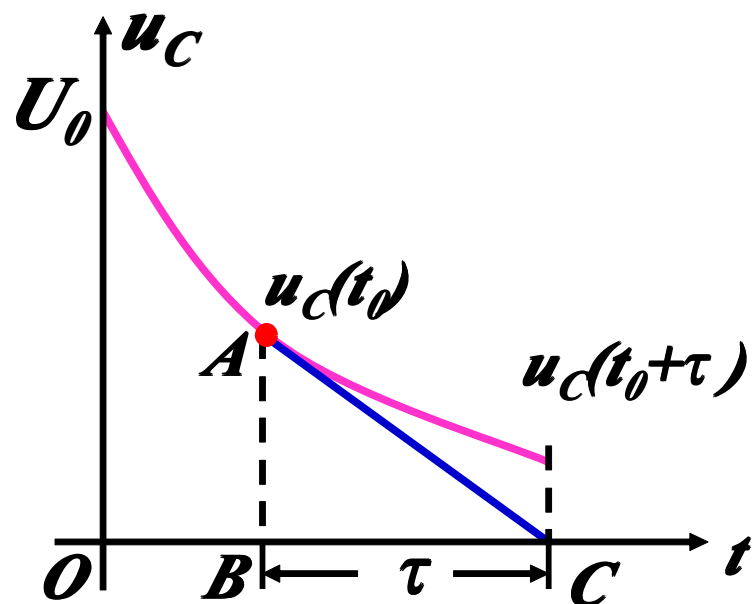
- τ 大：过渡过程长，进展慢
- τ 小：过渡过程短，进展快

$$\begin{aligned}\because u_c(t_0 + \tau) &= U_0 e^{-\frac{t_0 + \tau}{\tau}} = e^{-1} U_0 e^{-\frac{t_0}{\tau}} \\ &= \frac{1}{e} u_c(t_0) = 0.368 u_c(t_0)\end{aligned}$$

- 即：零输入响应在任一时刻 t_0 的值，经过一个时间常数 τ 后，衰减为原值的**36.8%**。
- 工程上：换路后经过 **$3\tau \sim 5\tau$** 后，放电基本结束。

$$\begin{pmatrix} u_c(3\tau) = e^{-3} U_0 = 0.05 U_0 \\ u_c(5\tau) = e^{-5} U_0 = 0.007 U_0 \end{pmatrix}$$

4、曲线：



u_C 、 u_R 、 i 的曲线上任意一点的次切距长度

$$\overline{BC} = \tau$$

τ 不同，衰减快慢也不同。

5、能量关系

C 放电， C 不断放能，电阻 R 不断耗能
直至 C 上电场能量衰减为0。

$$\begin{aligned} W_R &= \int_0^{\infty} i^2(t) R dt = \int_0^{\infty} \left(\frac{U_0}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \right)^2 R dt \\ &= \frac{U_0^2}{R} \int_0^{\infty} e^{-\frac{2t}{RC}} dt = -\frac{1}{2} C U_0^2 e^{-\frac{2t}{RC}} \Big|_0^{\infty} = \frac{1}{2} C U_0^2 \end{aligned}$$

三、 RL 电路的零输入响应

1、推导过程：

初始，**K**打开前 ($t \leq 0$)

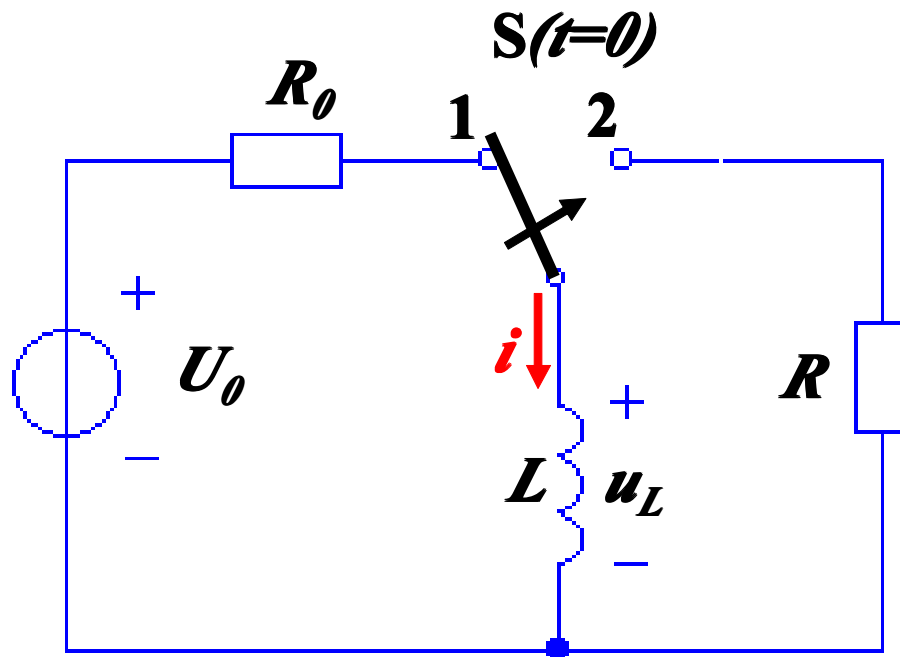
$$i_L(0_-) = I_0 = \frac{U_0}{R_0}$$

换路，**K**打开 ($t = 0$)

$$i_L(0_+) = i_L(0_-) = I_0$$

$$t \geq 0_+ : L \frac{di}{dt} + iR = 0$$

求解一阶齐次微分方程：



令 $i = Ae^{pt}$ 则 $(Lp + R)e^{pt} = 0$

特征方程: $Lp + R = 0$

得特征根 $p = -\frac{R}{L}$

$$\therefore i = Ae^{-\frac{R}{L}t}$$

由初始条件定A:

$$i_L(0_+) = I_0 = Ae^{-\frac{R}{L}t} \Big|_{t=0_+} \Rightarrow A = I_0$$

解为: $i(t) = I_0 e^{-\frac{R}{L}t}$

2、结论：

$$\left\{ \begin{array}{l} i(t) = i(0_+)e^{-\frac{R}{L}t} = I_0e^{-\frac{R}{L}t} = I_0e^{-\frac{t}{\tau}} \\ u_R = iR = RI_0e^{-\frac{R}{L}t} = RI_0e^{-\frac{t}{\tau}} \\ u_L = L\frac{di}{dt} = -RI_0e^{-\frac{R}{L}t} = -RI_0e^{-\frac{t}{\tau}} \end{array} \right.$$

大小均按指数规律衰减，最终趋于0。

3、时间常数

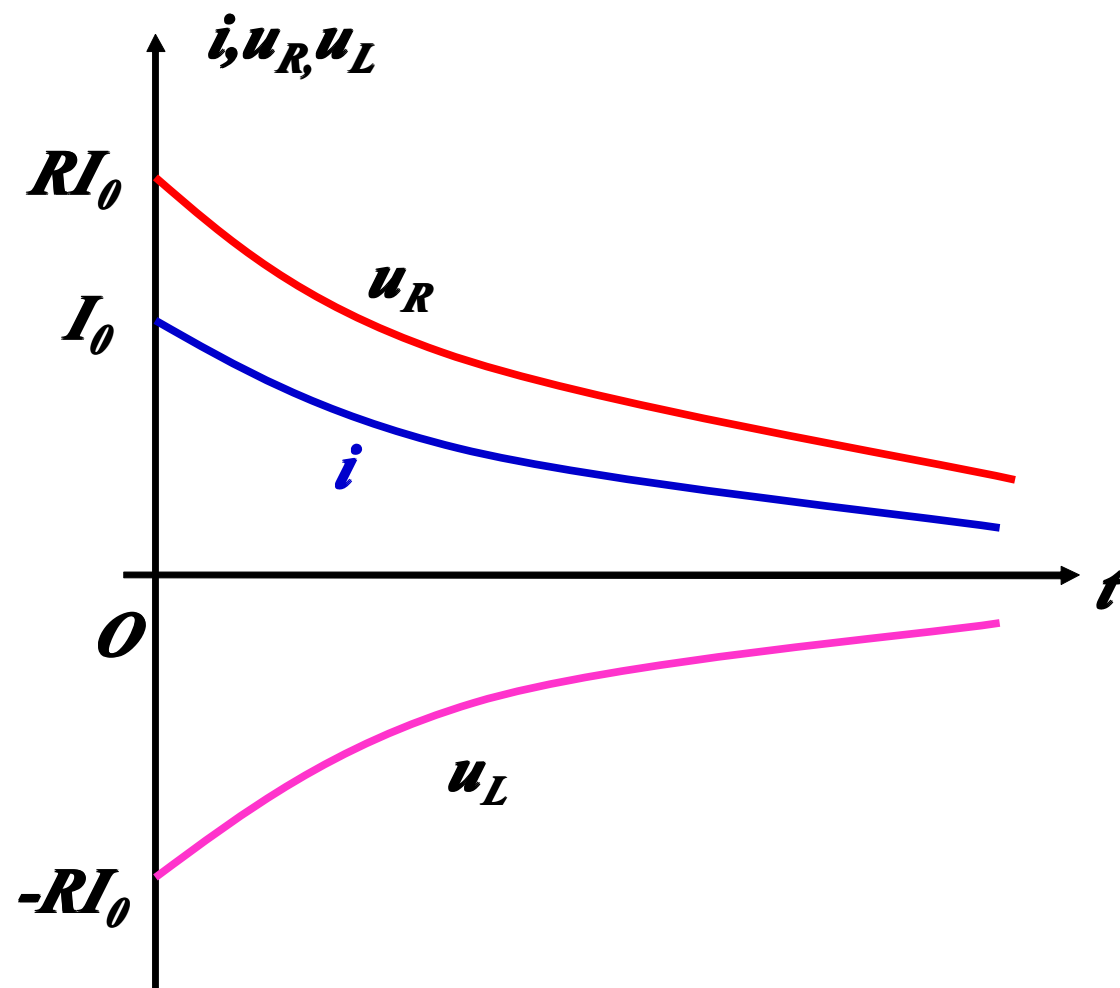
$$\tau = \frac{L}{R}$$

R 大 τ 小 衰减
快

R 小 τ 大 衰减
与 **RC** 串联电路相反
慢

{ C : 电压不能突变, R 大, i 小, 电荷释
放慢
 L : 电流不能突变, R 大, u 大, 释放热能快

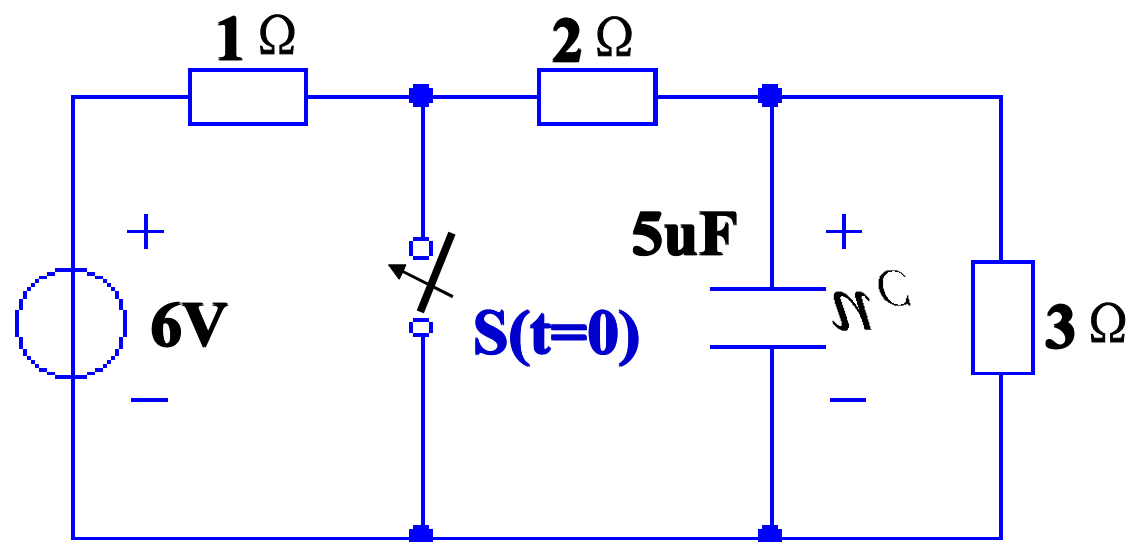
4、曲线：



5、能量关系：

L 不断把储存的磁场能量放出， R 不断吸收 并转化为热能，直至 L 上的磁场能量为0为止。

例：求电容两端电压。



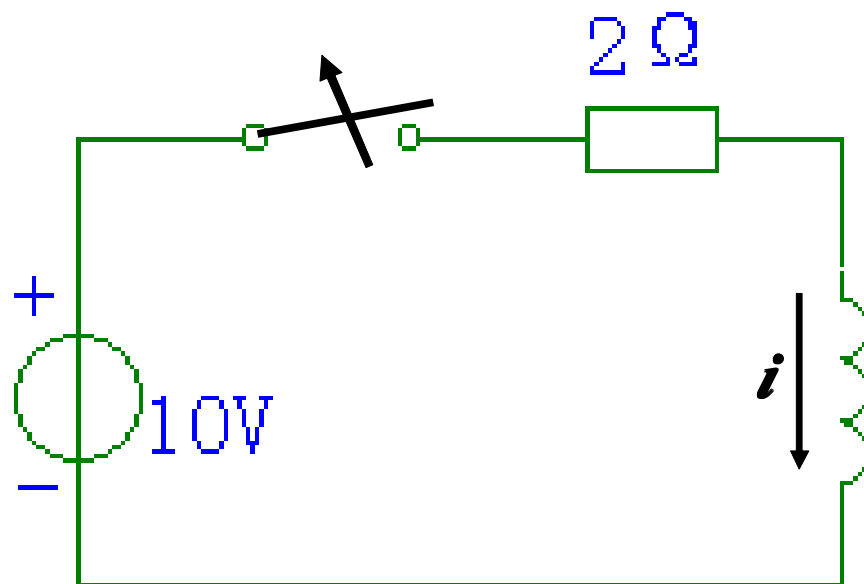
解： $u_c(0+) = u_c(0-) = 3V$

$$\tau = RC \quad R = 2//3 = \frac{6}{5} \Omega$$

$$\tau = RC = \frac{6}{5} \times 5 \times 10^{-6} = 6 \times 10^{-6} S$$

$$u_C = u_C(0+)e^{-\frac{t}{\tau}} \quad u_C = 3e^{-\frac{10^6}{6}t} V$$

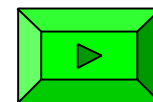
电感性负载断电的情况



电流 i 由 $5\text{A} \rightarrow 0$

电感两端电压 $u \rightarrow \infty$

使空气电离，产生火花。



§6.3 一阶电路的零状态响应

零状态响应

$$\text{初始状态为零} \quad \left\{ \begin{array}{l} L: i_L(0_+) = 0 \\ C: u_C(0_+) = 0 \end{array} \right.$$

能量来源

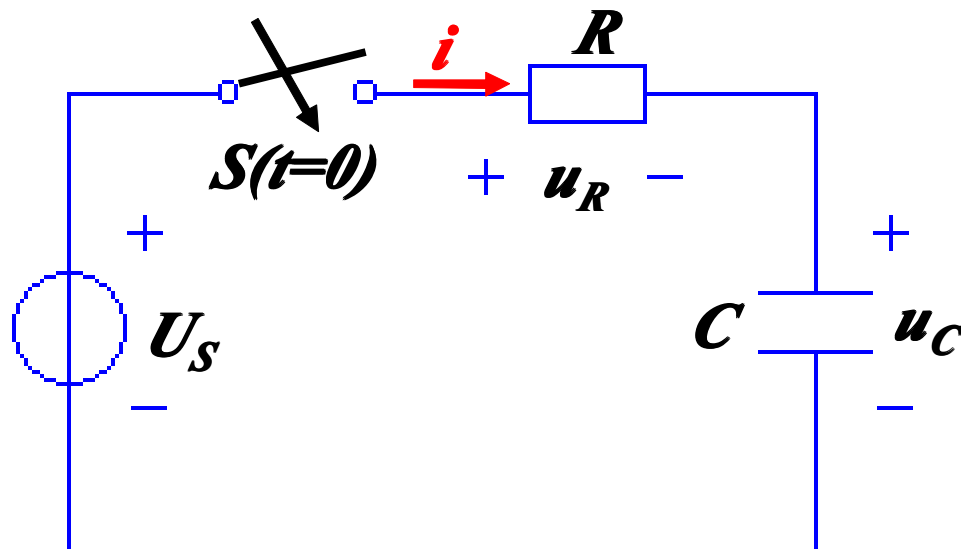
最终终值

外电源输入 $\left\{ \begin{array}{l} \text{直流} \\ \text{交流} \end{array} \right.$ 充电

与电源变化规律相同

二、 RC 电路

1、推导：



换路后： $(t \geq 0_+) : u_C + u_R = U_S$

$$RC \frac{du_C}{dt} + u_C = U_S$$

$$RC \frac{du_c}{dt} + u_c = U_s$$

求解一阶非齐次微分方程

{ 非齐次方程的特 u'_c
 解
 齐次方程的通 u''_c
 解

$$RC \frac{du_c}{dt} + u_c = U_s$$

特解： 满足 $RC \frac{du'_c}{dt} + u'_c = U_s$

重新达到稳态时的值

特解： 满足 $RC \frac{du''_c}{dt} + u''_c = 0$

$$u''_c = Ae^{-\frac{t}{\tau}}$$

解得: $u_c = u'_c + Ae^{-\frac{t}{\tau}}$

又 \because 初始 $u_c(0_+) = u'_c(0_+) + A$

$$\Rightarrow A = u_c(0_+) - u'_c(0_+)$$

$$\therefore u_c(t) = u'_c(t) + [u_c(0_+) - u'_c(0_+)]e^{-\frac{t}{\tau}}$$

适用于一阶电路各处的 u, i

三要素 $\left\{ \begin{array}{l} \text{特解} \\ \text{初始值} \\ \text{时间常数} \end{array} \right.$

2、结论：

零状态响应：

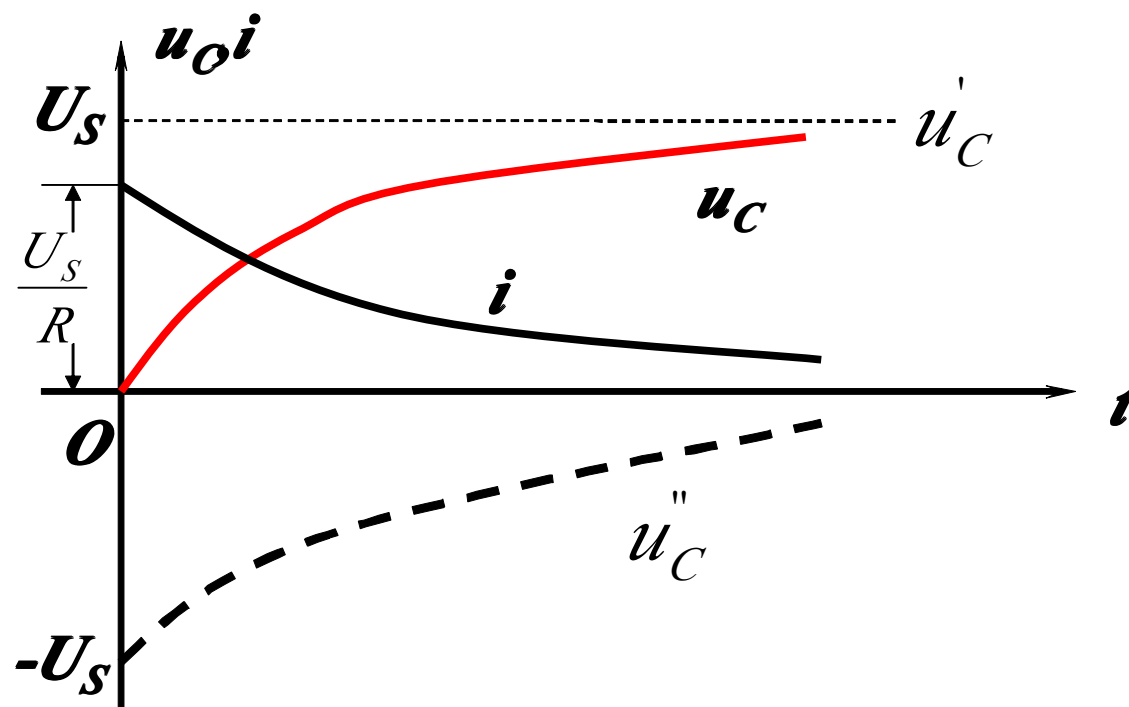
(1) 直流电源 U_s

特解：（又一次稳定后的值）

$$u'_c(t) = U_s \quad \therefore u'_c(0_+) = U_s$$

$$\therefore u_c(t) = U_s + (0 - U_s)e^{-\frac{t}{\tau}} = U_s(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

$$i(t) = C \frac{du_c}{dt} = \frac{U_s}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

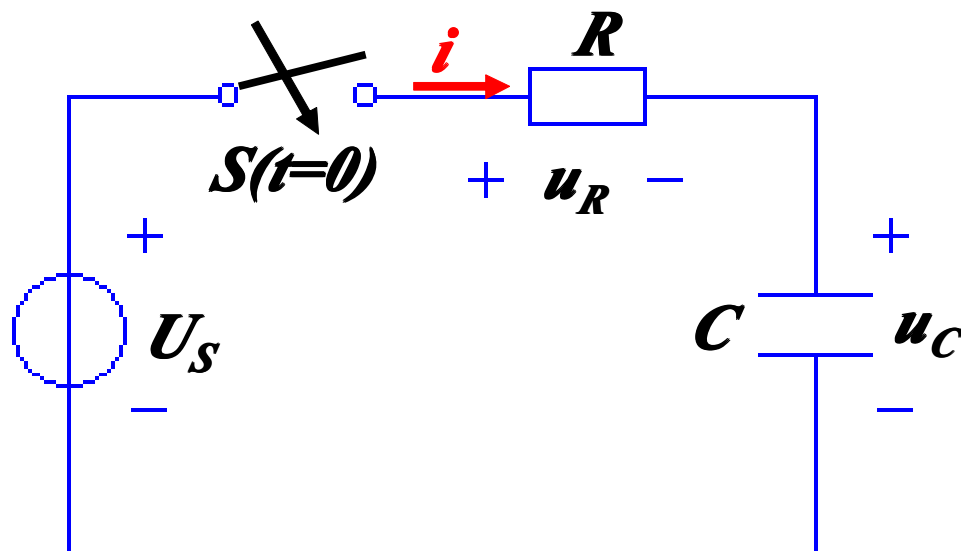


$$\begin{aligned}
 W_R &= \int_0^{\infty} i^2 R dt = \int_0^{\infty} \left(\frac{U_s}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \right)^2 R dt = \frac{U_s^2}{R} \int_0^{\infty} e^{-\frac{2t}{\tau}} dt \\
 &= -\frac{CU_s^2}{2} e^{-\frac{2t}{RC}} \Big|_0^{\infty} = \frac{1}{2} CU_s^2 = W_C
 \end{aligned}$$

∴ 不论R、C如何，电源充电能量的一半被R吸收，一半转换为电容的电场能量，充电效率为50%。

(2) 交流电源 $u_s(t) = \sqrt{2}U_s \cos(\omega t + \psi_s)$

例：



$U_S=220\text{V}$, $R=100\ \Omega$, $C=0.5\mu\text{F}$, C 未充过电。

$t=0$ 时合上开关 S 。

- 求：
- (1) u_C , i ;
 - (2) 最大充电电流;
 - (3) 合上 S 后 $150\mu\text{s}$ 后 u_C , i 的值。

解： (1)

$$\begin{aligned}u_c(t) &= U_S(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \\&= 220(1 - e^{-\frac{t}{100 \times 10^{-6} \times 5}}) \\&= 220(1 - e^{-2 \times 10^4 t})(V)\end{aligned}$$

$$i(t) = \frac{U_S}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} = 2.2 e^{-2 \times 10^4 t} (A)$$

(2) 最大充电电流;

$$I_{\max} = i(0_+) = 2.2(A)$$

(3) 合上 S 后**150 μs** 后 u_c 、 i 的值。

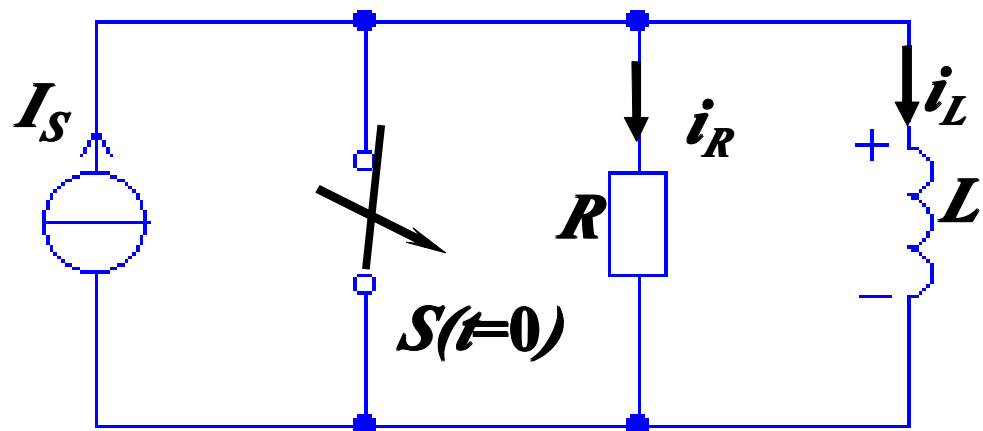
$$u_c \Big|_{t=150 \times 10^{-6}} = 220(1 - e^{-2 \times 10^4 \times 150 \times 10^{-6}}) = \mathbf{209(V)}$$

$$i \Big|_{t=150 \times 10^{-6}} = 2.2e^{-2 \times 10^4 \times 150 \times 10^{-6}} = \mathbf{2.2e^{-3}=0.11(A)}$$

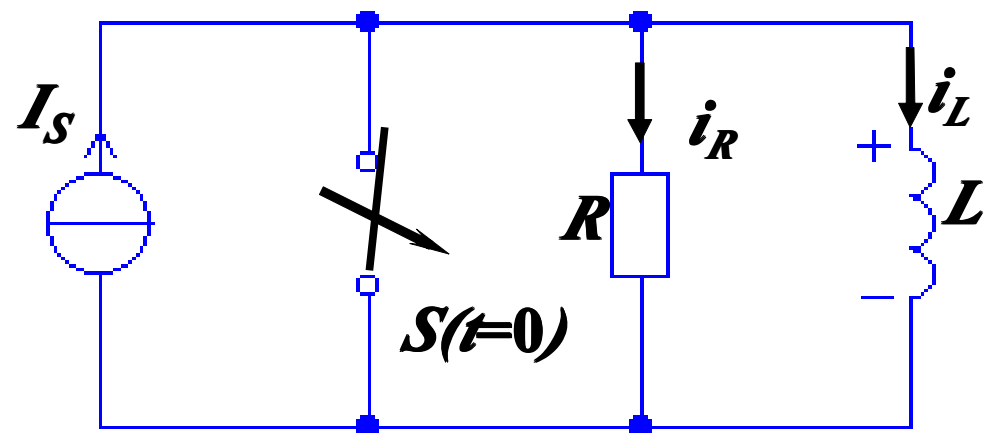
三、 RL

电路

直流电源 U_S



电路方程
$$\frac{L}{R} \frac{di_L}{dt} + i_L = I_S$$

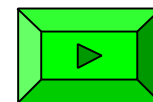


$$\frac{L}{R} \frac{di_L}{dt} + i_L = I_S$$

初始条件为 $i_L(0+)=0$

方程的解

$$i_L = I_S(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$



§6.4 一阶电路的全响应

一、全响应

当一个非零初始状态的一阶电路受到激励时，电路的响应称为全响应。

二、RC电路

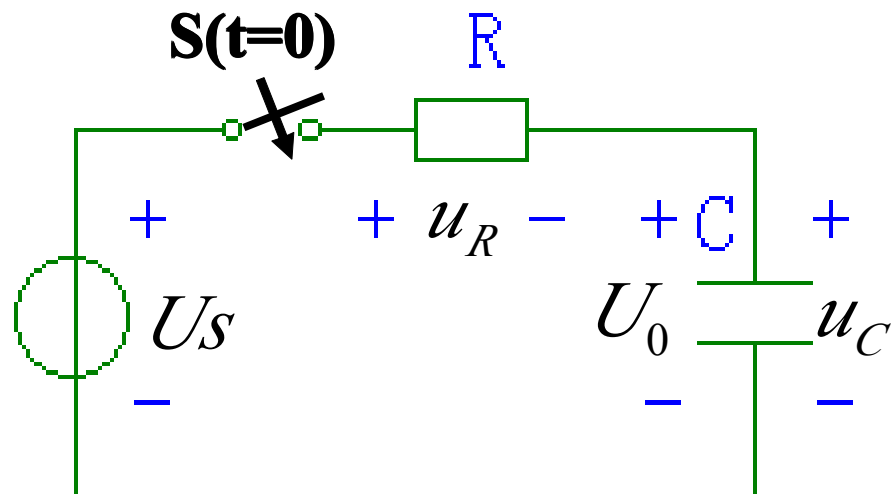
设电容原有电压为 U_0

1、电路方程

$$RC \frac{du_C}{dt} + u_C = U_S$$

初始条件

$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = U_0$$



2、方程的解

$$RC \frac{du_C}{dt} + u_C = U_S$$

方程的通解 $u_C = u_C' + u_C''$

特解 $u_C' = U_S$

对应齐次方程的通解 $u_C'' = Ae^{-\frac{t}{\tau}}$

$$u_C = U_S + Ae^{-\frac{t}{\tau}}$$

根据 $u_C(0+) = u_C(0-) = U_0$

得积分常数 $A = U_0 - U_S$

$$u_C = U_S + (U_0 - U_S)e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$u_C = U_S + (U_0 - U_S)e^{-\frac{t}{\tau}}$$

全响应=稳态分量+瞬态分量

上式改写成

$$u_C = U_0 e^{-\frac{t}{\tau}} + U_S(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

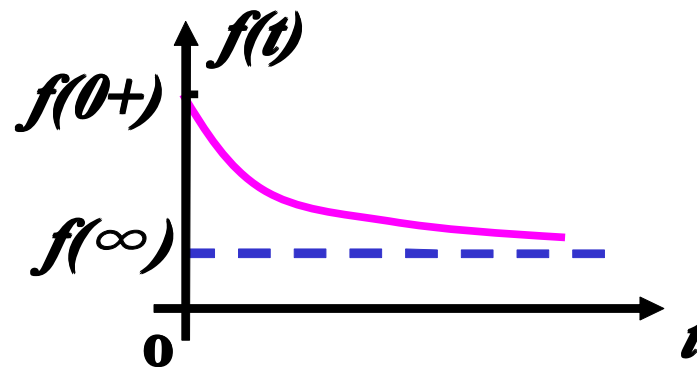
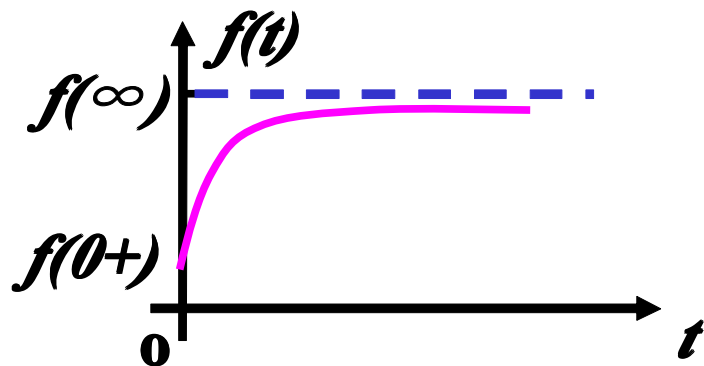
全响应=零输入响应+零状态响应

三、***RL***电路

形式上和***RC***电路一致。

四、三要素法

(仅适用直流激励)



三要素

初始值 $f(0+)$

稳态值 $f(\infty)$

时间常数 τ

三要素公式:

$$f(t) = f(\infty) + [f(0+) - f(\infty)] e^{-\frac{t}{\tau}} \quad t \geq 0$$

1. 初始值 $f(0+)$ 的计算

(1) $u_c(0+)$ 与 $i_L(0+)$ 按换路定则求出

$$C \text{ 视作开路} \quad u_c(0+) = u_c(0-)$$

$$L \text{ 视作短路} \quad i_L(0+) = i_L(0-)$$

(2) 其它电路变量的初始值

应画出 $t=0+$ 的等效电路，然后按电阻电路计算

2. 稳态值 $f(\infty)$ 的计算

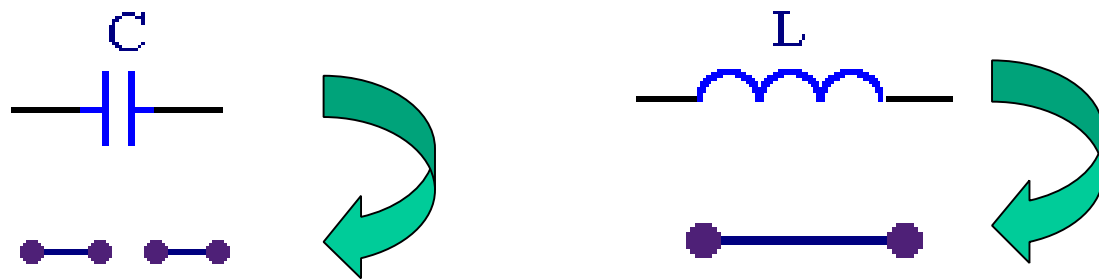
当 $t \rightarrow \infty$ ，作出 $t \rightarrow \infty$ 的等效电路，
然后按电阻电路计算

在 $t \rightarrow \infty$ 的等效电路中，因为直流作用

电容视作开路

电感视作短路

所以



3. 时间常数 τ 的计算

RC 电路 $\tau = R_o C$

RL 电路 $\tau = L / R_o$

R_o 为换路后的电路，从动态元件两端看进去的戴维宁等效电阻。

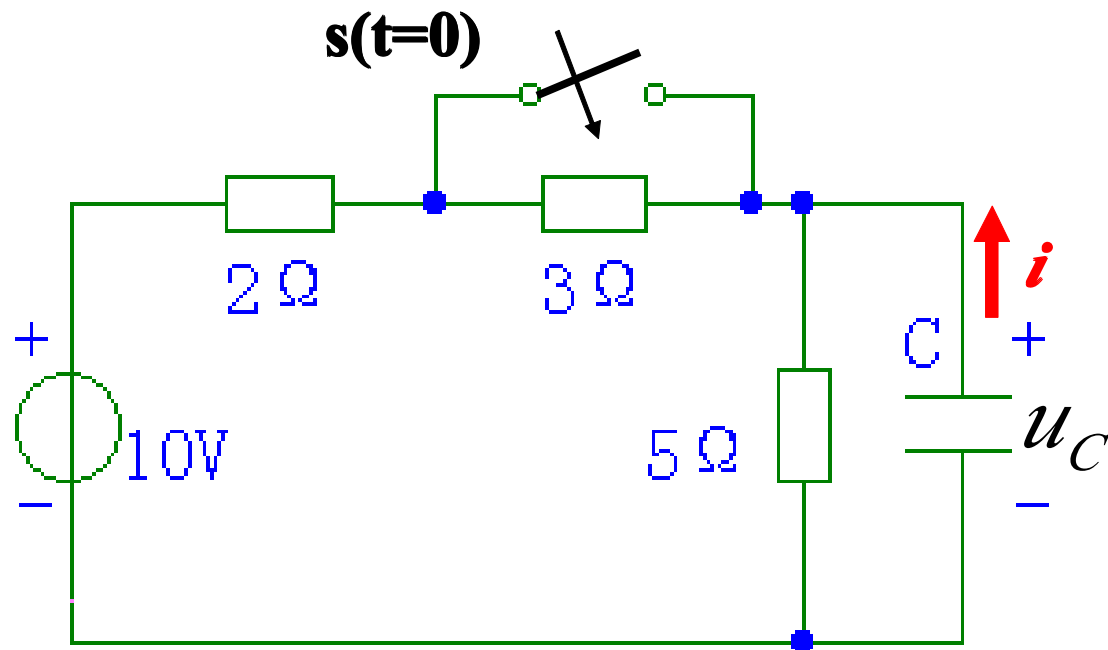
4. 三要素法求完全响应

$$f(t) = f(\infty) + [f(0+) - f(\infty)] e^{-\frac{t}{\tau}}$$

当正确求出 $f(0+)$, $f(\infty)$ 及 τ 三要素后,
即可按上式写出变量的完全响应。

注意标注单位

例：



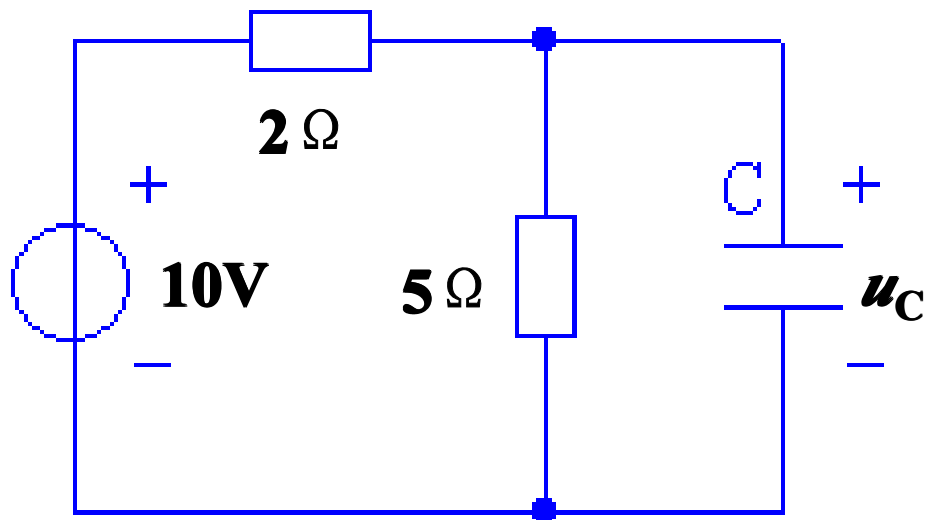
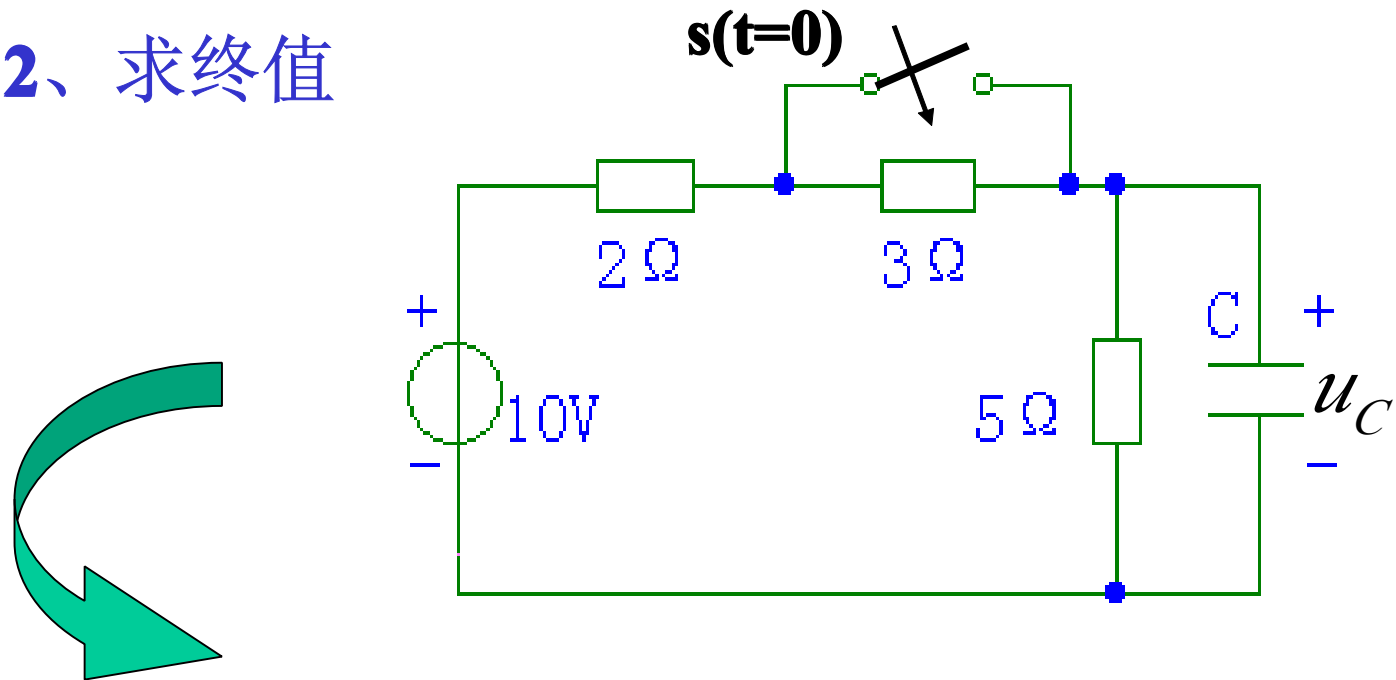
电容 $C=0.1\text{F}$ ，求 S 闭合后电容两端的电压 u_C 和电流 i 。

解：利用三要素法先求出 u_C

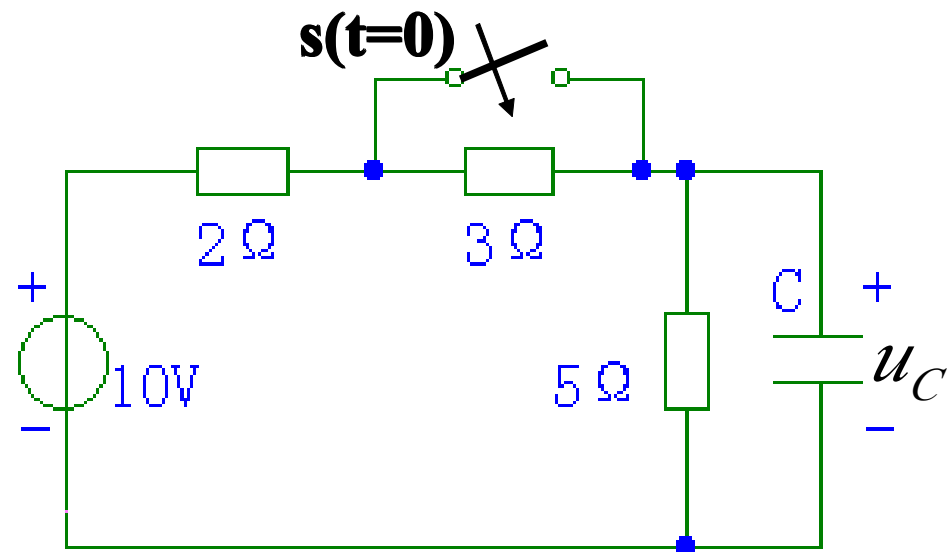
1、求初值

$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = 5V$$

2、求终值



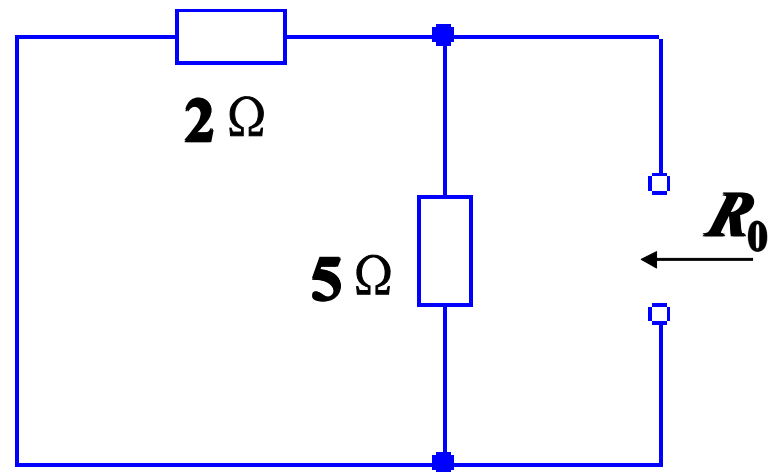
$$\begin{aligned} u_C(\infty) &= \frac{5}{2+5} \times 10 \\ &= \frac{50}{7} V \end{aligned}$$

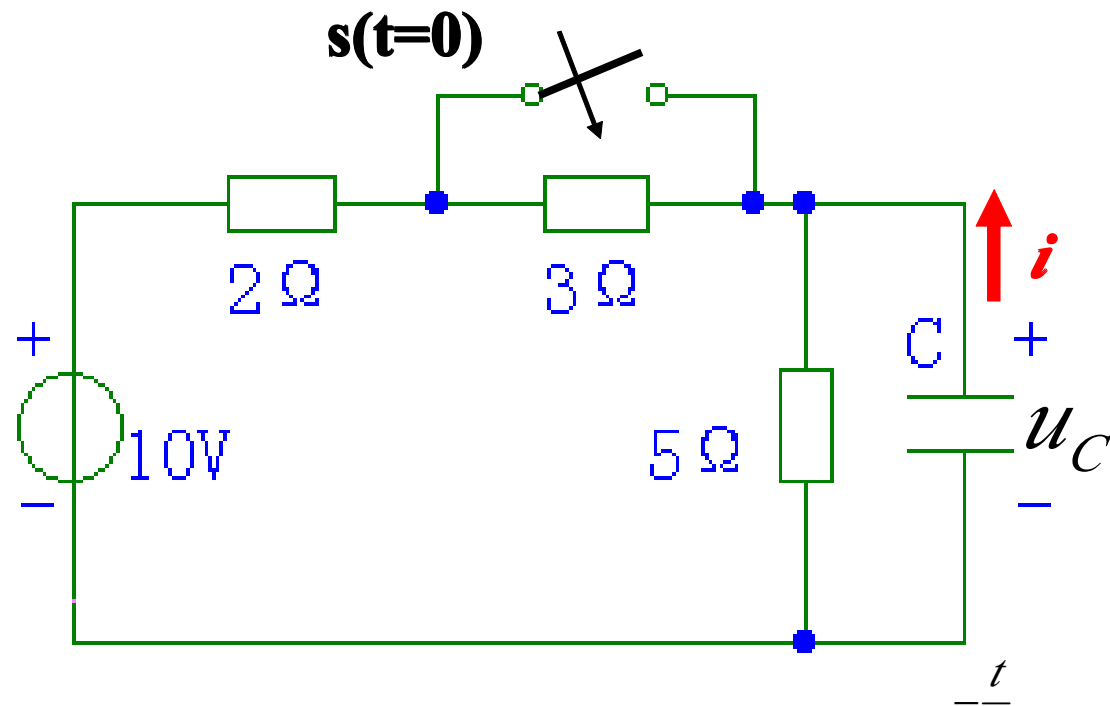


3、求时间常数

$$R_o = 2 // 5 = 10/7 \, \Omega$$

$$\tau = R_o C = \frac{10}{7} \times 0.1 = \frac{1}{7} \, S$$



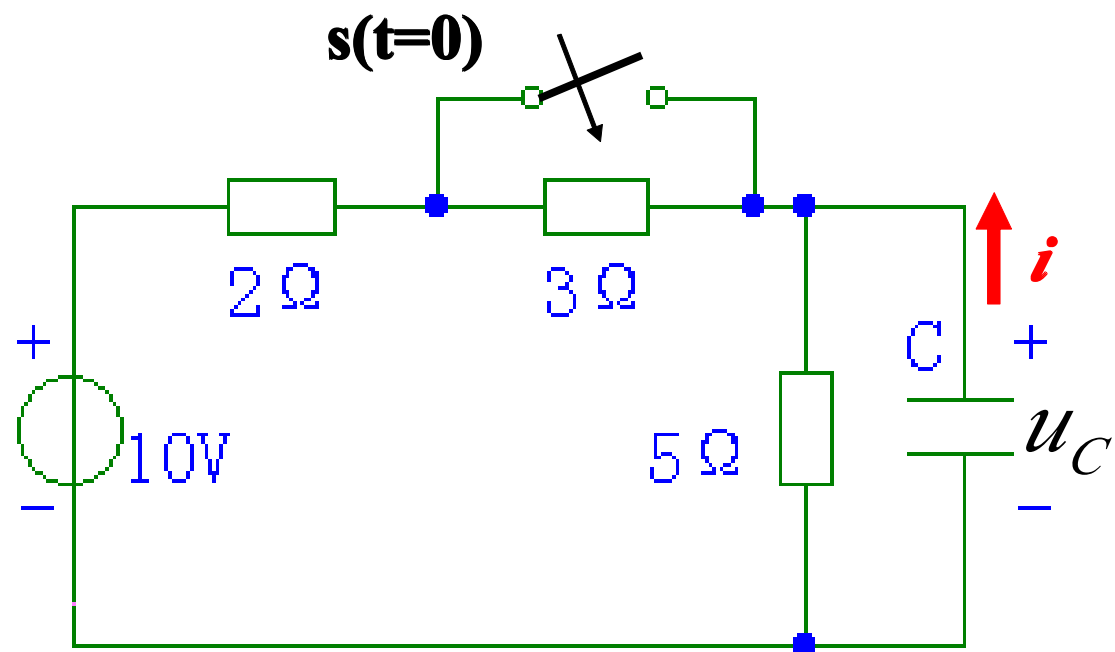


$$4、 u_C = u_C(\infty) + [u_C(0+) - u_C(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau}}$$

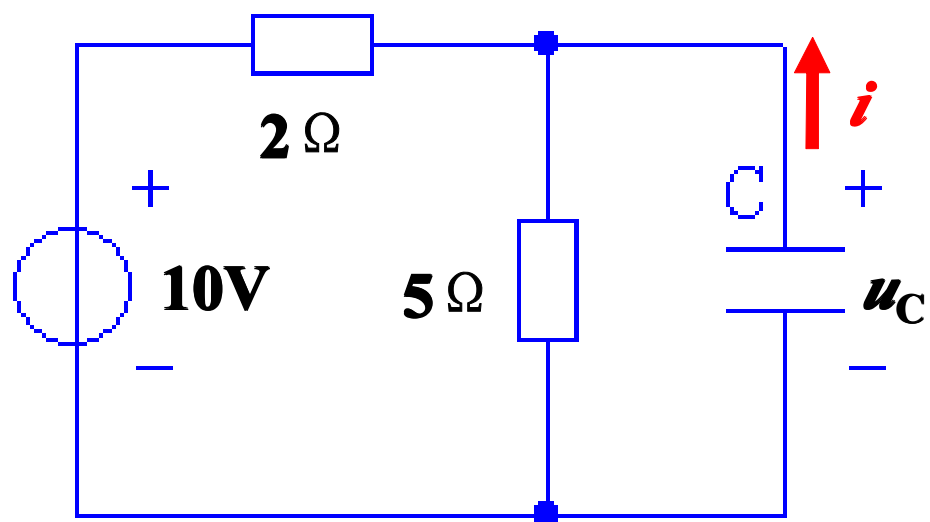
$$= \frac{50}{7} + (5 - \frac{50}{7})e^{-7t}V$$

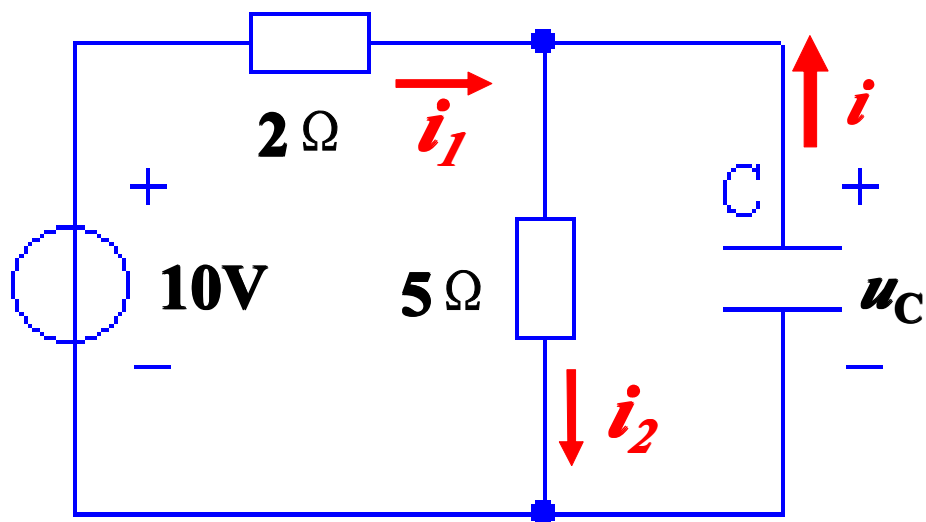
$$i = -C \frac{du_C}{dt} = -1.5e^{-7t}V$$

电流 i 也可以通过
三要素法直接求得



换路后的电路





i 的初值

$$u_C(0_+) = 5\text{V}$$

$$i_1(0_+) = 2.5\text{A} \quad i_2(0_+) = 1\text{A}$$

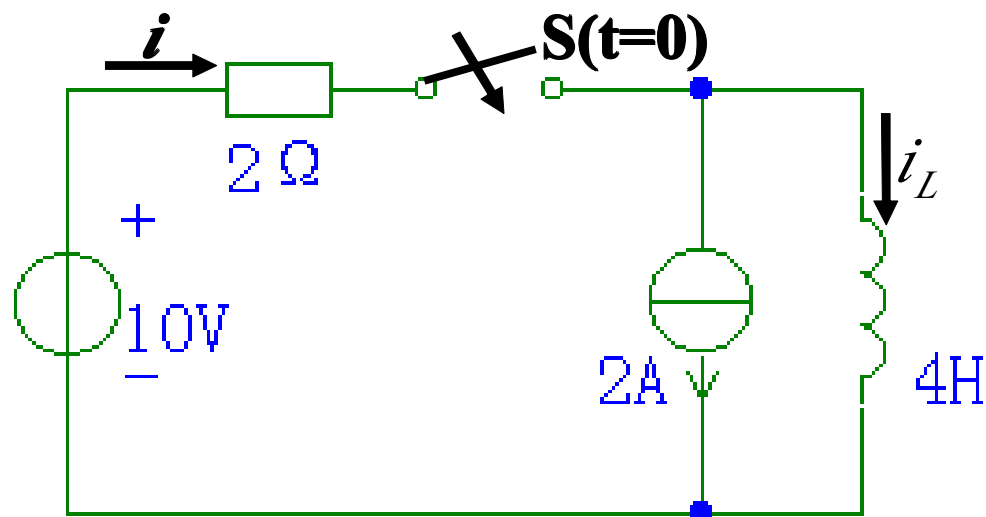
$$i(0_+) = -1.5\text{A}$$

i 的终值

$$i(\infty) = 0$$

$$i = i(\infty) + [i(0_+) - i(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau}} = -1.5e^{-7t}\text{A}$$

例：



求电路中的电流 i 和 i_L 。

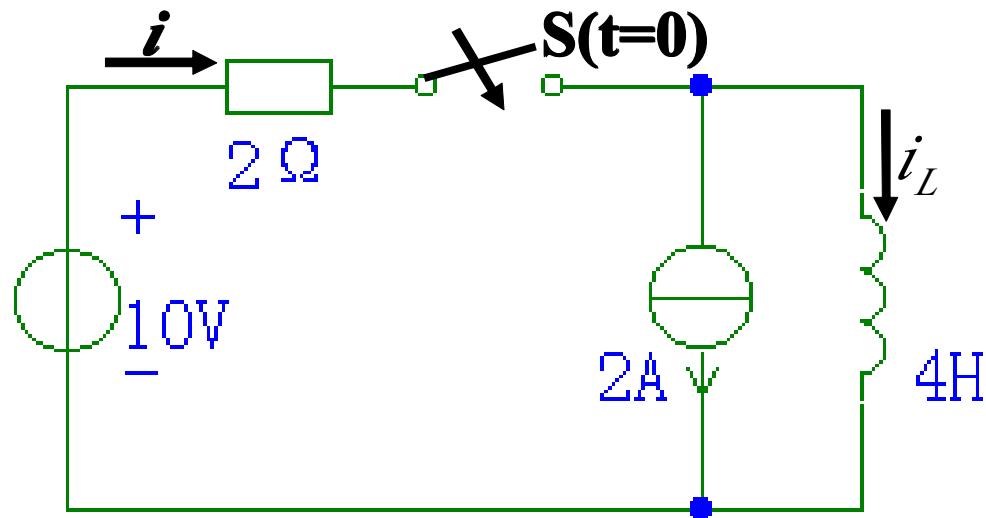
解：

1、求初值

$$i_L(0+) = i_L(0-) = -2A$$

2、求终值

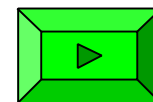
$$i_L(\infty) = 3A$$



3、求时间常数 $\tau = \frac{L}{R_0} = \frac{4}{2} = 2S$

4、 $i_L = i_L(\infty) + [(i_L(0+) - i_L(\infty))]e^{-\frac{t}{\tau}}$
 $= 3 - 5e^{-0.5t} A$

$i = 2 + i_L = 5 - 5e^{-0.5t} A$



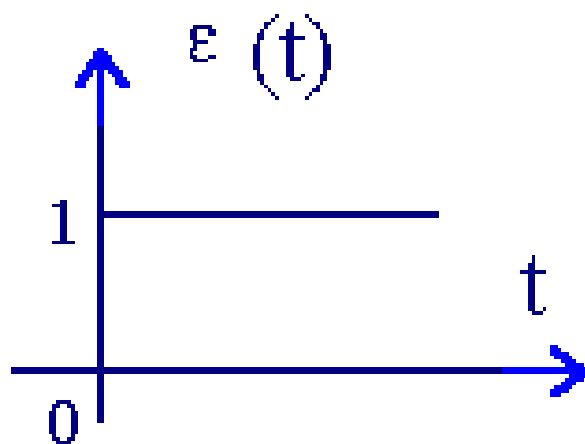
§6.5 一阶电路的阶跃响应

一. 阶跃信号及其单边性

1. 单位阶跃信号的定义

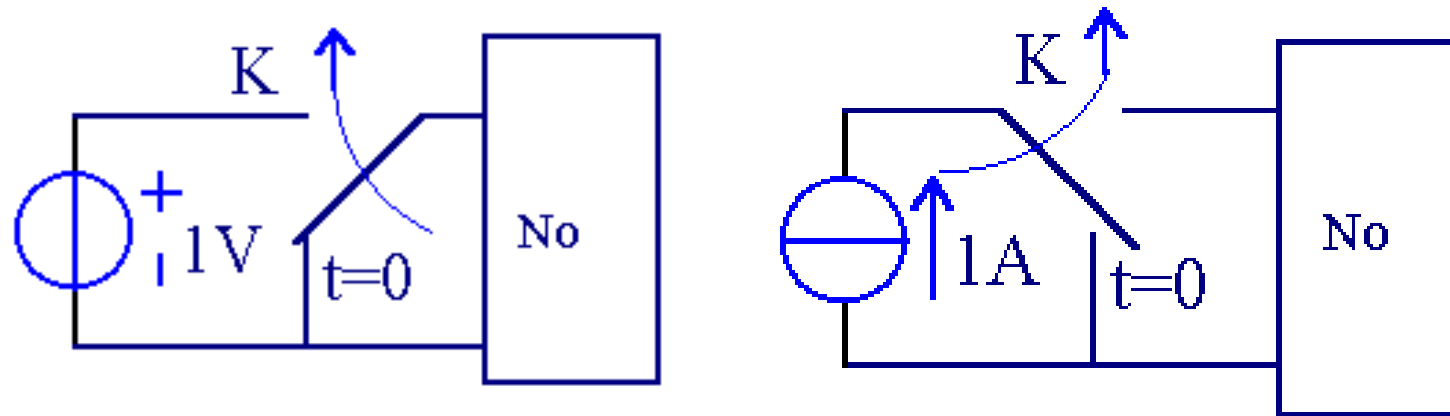
$$\varepsilon(t) = \begin{cases} 1, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases}$$

2. 波形



3.实际意义

相当于**0**时刻接入电路的单位电流源或单位电压源

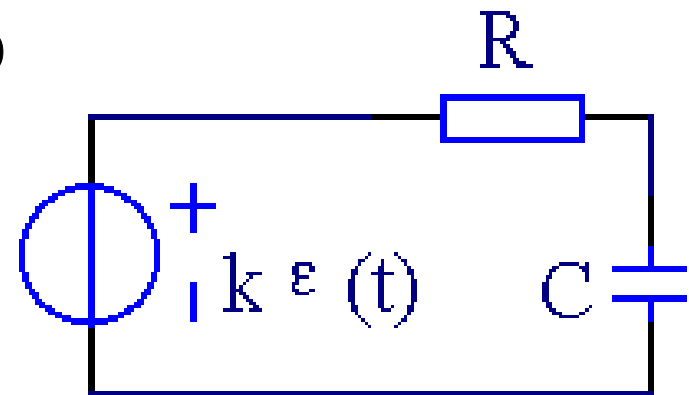


若将直流电源表示为阶跃信号，则可省去开关：

例如：**10 (V)** $\rightarrow 10 \varepsilon(t)$ (V)

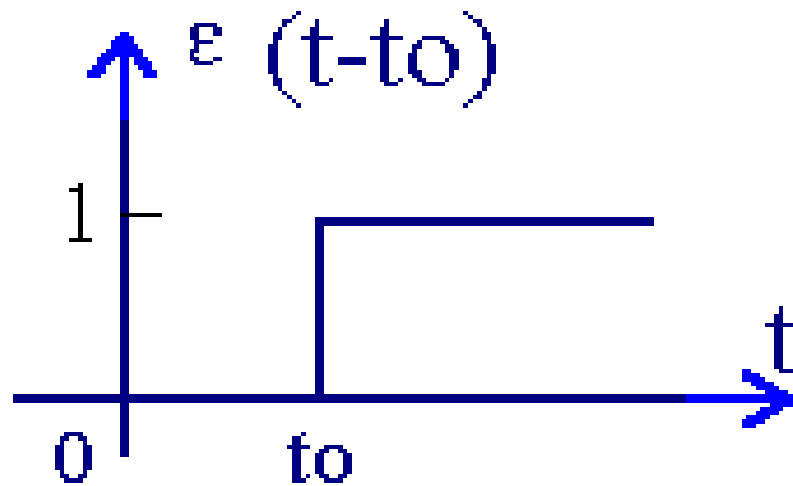
K (V) $\rightarrow K \varepsilon(t)$ (V) ,

K : 阶跃信号**强度**。



4. 延迟单位阶跃信号

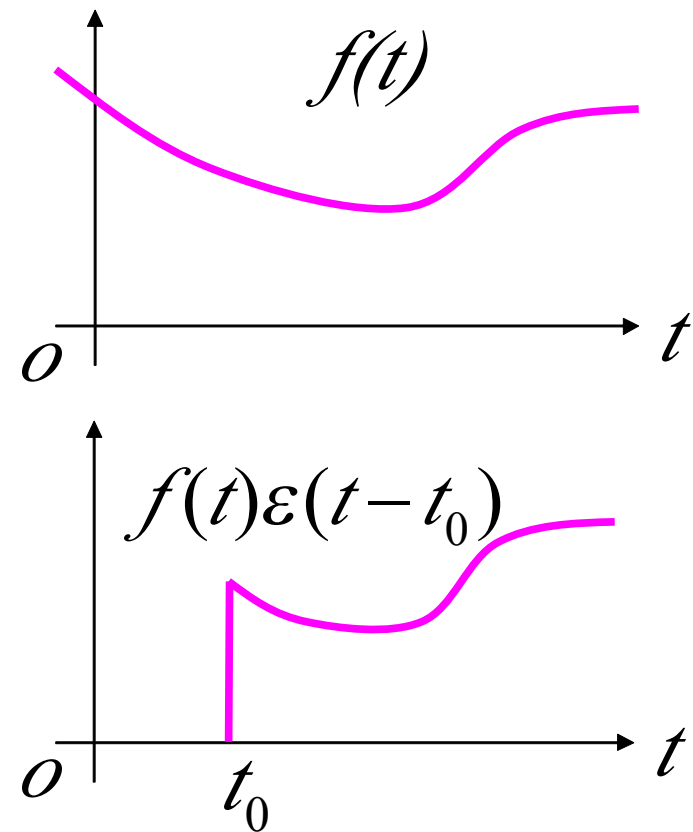
$$\varepsilon(t - t_0) = \begin{cases} 1 & , \quad t \geq t_0 \\ 0 & , \quad t < t_0 \end{cases}$$



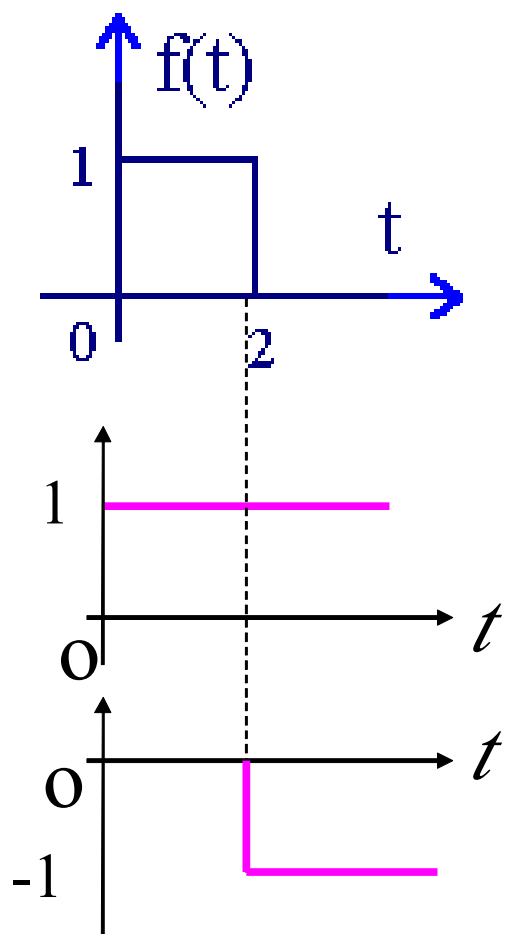
5. 阶跃信号的单边性 (截取信号的特性)

若用 $\varepsilon(t)$ 去乘任何信号, 都使其在 $t < 0$ 时为零, 而在 $t \geq 0$ 时为原信号。
利用此信号可描述许多信号。

$$f(t)\varepsilon(t-t_0) = \begin{cases} f(t) & t \geq t_{0+} \\ 0 & t \leq t_{0-} \end{cases}$$

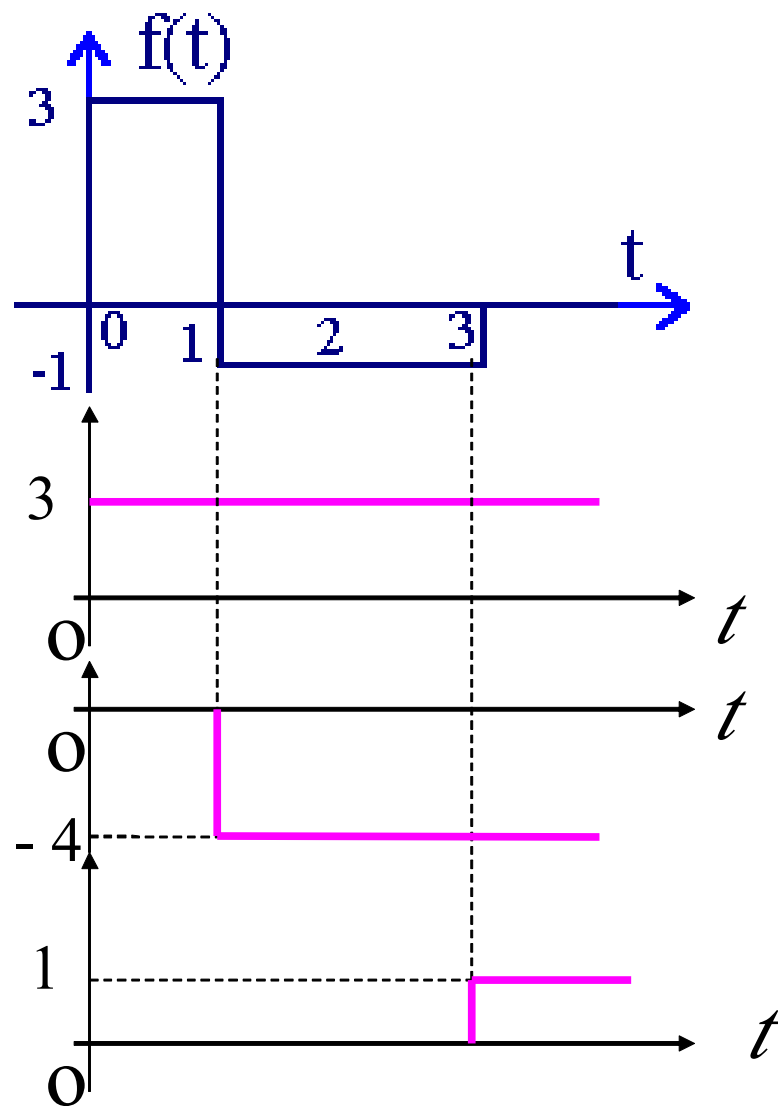


例：



$$f(t) = \varepsilon(t) - \varepsilon(t-2)$$

例：



$$f(t) = 3\varepsilon(t) - 4\varepsilon(t-1) + \varepsilon(t-3)$$

二. 阶跃响应的分析

1.阶跃响应的定义

电路在零状态条件下，对单位阶跃信号产生的响应。

2.分析方法：

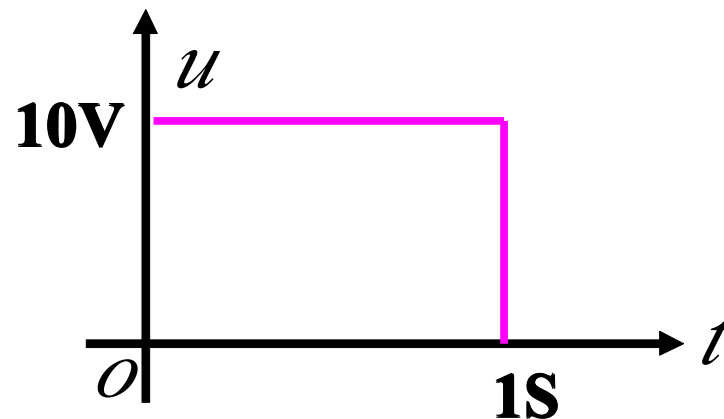
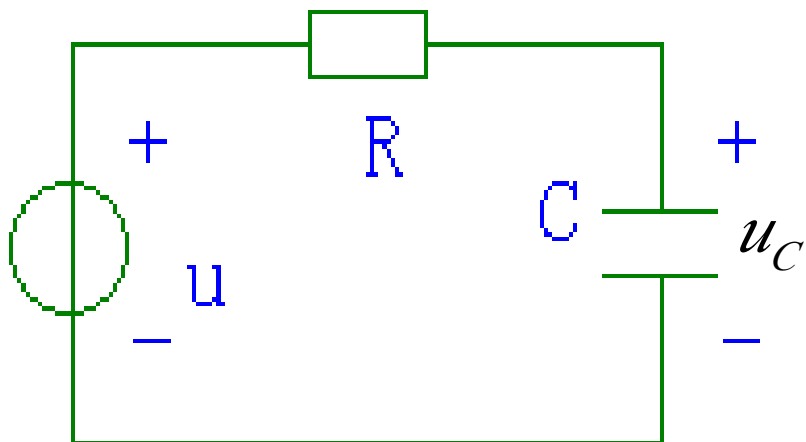
$t \geq 0$ 同直流激励一样。

有两种分析方法

分段函数表示

阶跃函数表示

例:



$$RC = 1\text{S}$$

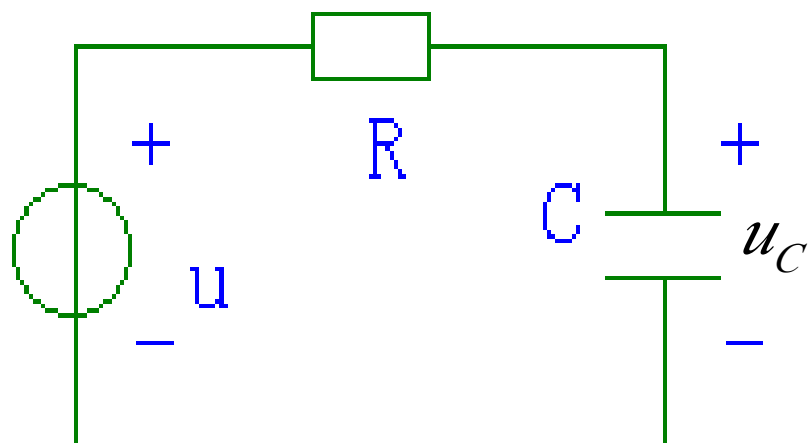
用分段函数表示

$$0 < t \leq 1 \quad u_C = 10(1 - e^{-t})V$$

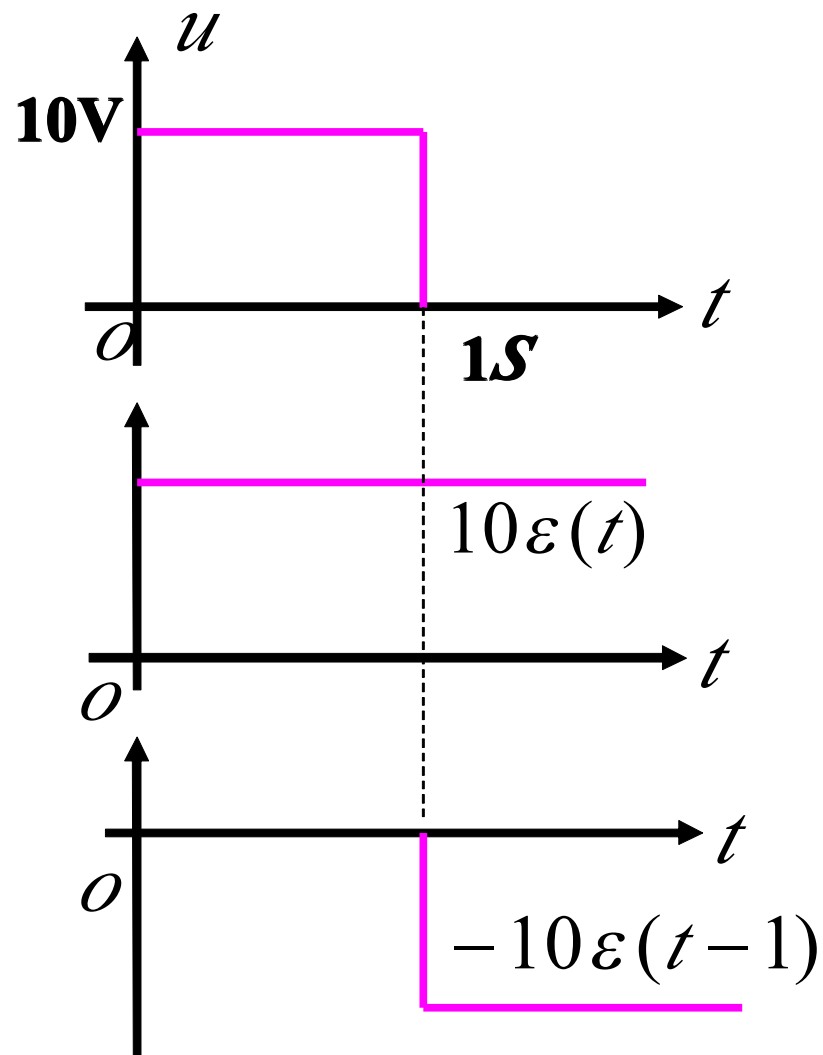
$$t \geq 1 \quad u_C(1+) = u_C(1-) = 10(1 - e^{-1}) = 6.32V$$

$$u_C(\infty) = 0$$

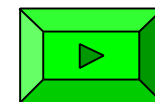
$$\begin{aligned} u_C &= u_C(\infty) + [u_C(1+) - u_C(\infty)]e^{-\frac{t-1}{\tau}} \\ &= 6.32e^{-(t-1)}V \end{aligned}$$



用阶跃函数表示



$$u_C = 10(1 - e^{-t})\varepsilon(t) - 10[1 - e^{-(t-1)}]\varepsilon(t-1)V$$



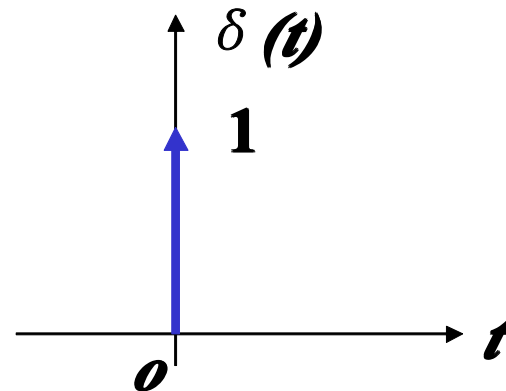
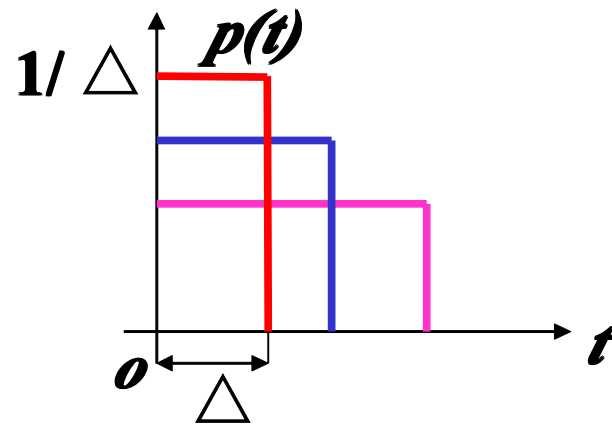
§6.6 一阶电路的冲激响应

电路对于单位冲激函数的零状态响应称为
单位冲激响应。

一、单位冲激函数

$$\delta(t) = 0 \quad \begin{cases} t \geq 0+ \\ t \leq 0- \end{cases}$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$$



冲激函数有如下两个主要性质

(1) 单位冲激函数对时间的积分等于单位阶跃函数

$$\int_{-\infty}^t \delta(\xi) d\xi = \varepsilon(t)$$

(2) 单位冲激函数的“筛分性质”

$$f(t)\delta(t) = f(0)\delta(t)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t)\delta(t) dt = f(0) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = f(0)$$

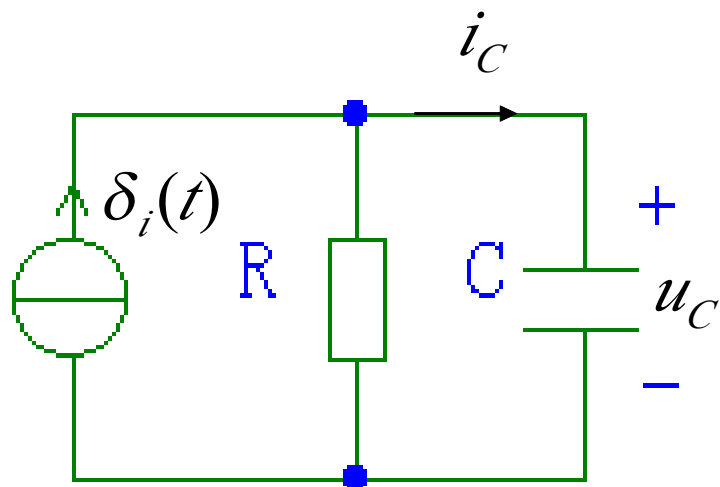
当把一个单位冲激电流 $\delta(t)$ 加到初始电压为零，且 $C=1F$ 的电容，

电容电压

$$u_C = \frac{1}{C} \int_{0-}^{0+} \delta_i(t) dt$$
$$= \frac{1}{C} = 1V$$

电容电压从零跃变到1V。

当冲激函数作用于零状态的一阶 RC 或 RL 电路，
电路中将产生相当于初始状态引起的零输入响应。



$$C \frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{R} = \delta_i(t), t \geq 0 -$$

$$\int_{0-}^{0+} C \frac{du_C}{dt} dt + \int_{0-}^{0+} \frac{u_C}{R} dt = \int_{0-}^{0+} \delta_i(t) dt$$

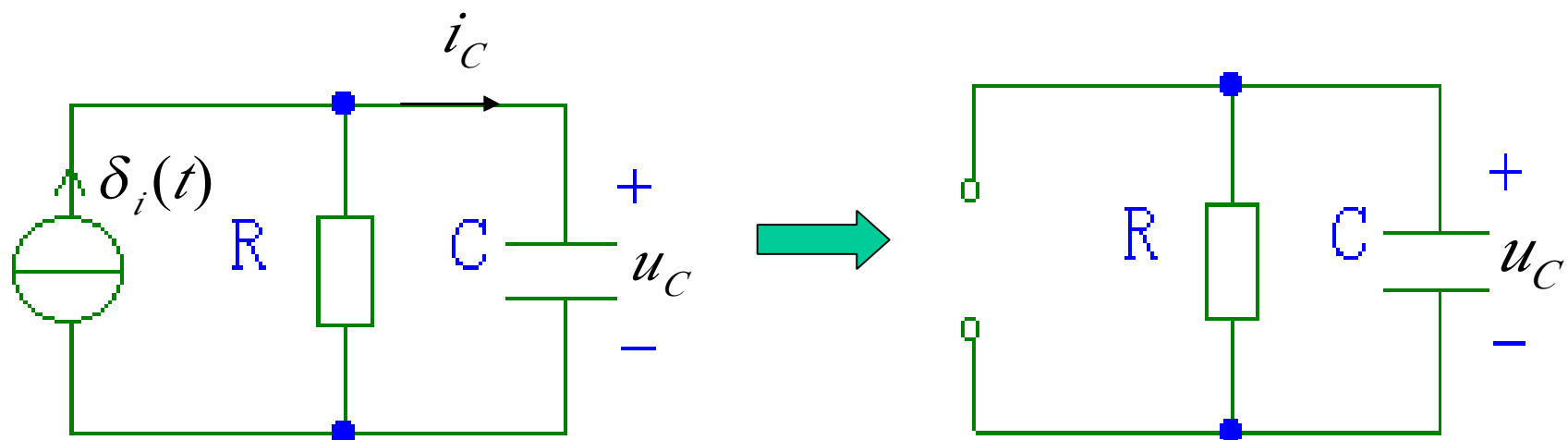
由于 u_C 不可能为冲激函数，所以上式方程左边第二项的积分为零。

$$C[u_C(0+) - u_C(0-)] = 1$$

$$u_C(0+) = \frac{1}{C}$$

当 $t \geq 0+$ 时,

冲激电流源相当于开路,

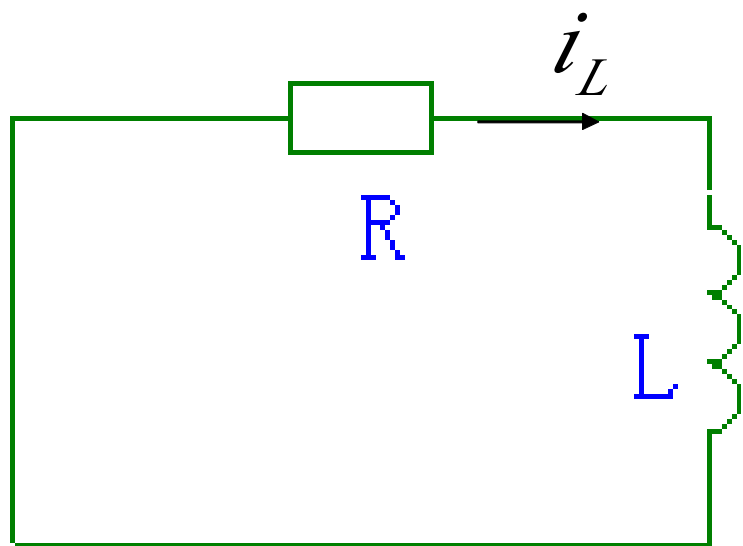
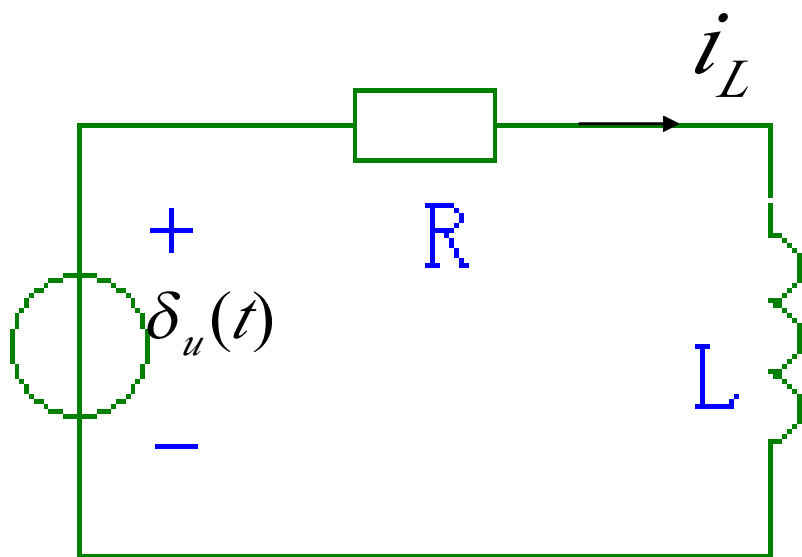


$$u_C = u_C(0+)e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{1}{C}e^{-\frac{t}{\tau}}$$

式中 $\tau = \mathbf{RC}$, 为给定 \mathbf{RC} 电路的时间常数。

用相同的分析方法，可求得下图所示**RL**电路在单位冲激电压 $\delta_u(t)$ 激励下的零状态响应。

$$\dot{i}_L = \frac{1}{L} e^{-\frac{t}{\tau}}$$



线性电路中阶跃响应与冲激响应之间也具有一个很重要关系。

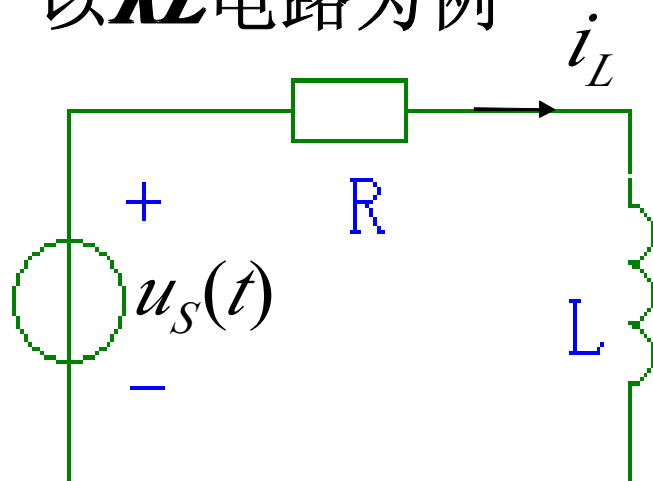
如果以 $s(t)$ 表示某电路的阶跃响应，而 $h(t)$ 为同一电路的冲激响应，

则两者之间存在下列数学关系：

$$h(t) = \frac{ds(t)}{dt}$$

$$s(t) = \int h(t) dt$$

以 RL 电路为例



零状态响应

阶跃响应 $s(t)$	冲激响应 $h(t)$
$u_S(t) = \varepsilon(t)$ $i_L = \frac{1}{R}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})\varepsilon(t)$	$u_S(t) = \delta(t)$ $i_L = \frac{1}{L}e^{-\frac{t}{\tau}}\varepsilon(t)$

第六章

结束

CMOS 模拟集成电路 设计与仿真

罗广孝 编

华北电力大学

二〇〇七年九月

前 言

随着信息技术及其产业的迅速发展，当今社会进入到了一个崭新的信息化时代，微电子技术正是信息技术的核心技术。自从 TI 公司的科学家基尔比(Claire Kilby) 在 1958 年发明了第一块集成电路以来，集成电路技术已经逐渐成为整个信息社会必不可少的支柱。

1956 年北京大学、南京大学、复旦大学、吉林大学、厦门大学等五校在北大联合创建半导体专业，为我国培养第一批半导体人才，经过几代人的默默耕耘、韬光养晦，终于在自主创新之路上有所成就。目前，国内整个集成电路产业链逐渐完善，但是设计能力仍然相对滞后，希望本讲义的编写能为我校集成电路设计方向学科的建设、集成电路设计人才的培养尽绵薄之力。

内容概要

本书所涉及的实践内容，旨在培养学生对相关课程中所学到的有关知识和技能的综合运用能力以及集成电路设计软件工具的使用，掌握微电子技术人员所需的基本理论和技能，为学生进一步学习后续有关专业课程和日后从事集成电路设计工作打下基础。

基本微电子电路设计与仿真部分：首先简单介绍了电路仿真工具 HSPICE 的使用，通过典型的微电子电路的分析和设计，并用 HSPICE 软件完成了电路的仿真，目的是让学生掌握集成电路性能与电路结构和器件尺寸之间的关系，能够正确分析和设计电路，并学会电路仿真软件（Hspice）的基本使用。

电路的频率响应和稳定性部分：介绍了电路频率响应的零极点分析方法，并对基本的子电路完成了频率响应分析，最后深入细致的讨论了反馈放大器的频率响应和稳定性。

运算放大器设计部分：首先对运算放大器基本参数进行了分析阐述，并对基本的两级运算放大器和折叠共源共栅运算放大器的分析和设计方法进行了讨论，并用简单的模型参数完成了给定指标电路的手动计算设计，并用 HSPICE 进行了仿真验证。最后，针对具体的工程应用，讲述了一个带缓冲级的运算放大器的设计方法。

版图部分：掌握集成电路版图设计规则的含义以及消除或减小寄生效应的措施，能够正确设计集成电路版图，学会版图录入和版图设计规则检查（DRC）软件的使用；学会电路与版图一致性检查（LVS）、版图参数提取（LPE）及版图后仿真软件的使用。

适用范围

本书涉及各种 CMOS 集成电路的分析和设计，并用高精度的电路仿真工具 HSPICE 完成了仿真，具有较强的工程参考价值。本书可作为《集成电路设计基础》、《CMOS 模拟集成电路设计》、《微电子电路与仿真》课程的参考书和培训实验手册。

致谢

作者要首先感谢电气与工程学院领导，给了我到东南大学射频与光电集成电路研究所访问学习的机会，感受了射光所文化的熏陶，让我始终执着于集成电路设计的殿堂。同时感谢电子系和电子学教研室领导的呵护，当然还要感谢我深爱的妻子，是她无私的爱激励了我对工作的追求！谨以此书献给所有关心我和我的所有学生，祝你们健康快乐！

罗广孝

2007 年 8 月于河北保定

主要参考书：

1. 集成电路设计[M]，王志功 朱恩 陈莹梅 编著，电子工业出版社，2006.11。
2. 集成电路设计技术与工具[M]，王志功 景为平 孙玲 编著，东南大学出版社，2007.7。
3. CMOS 模拟电路设计（第二版）[M]，[美] Phillip E. Allen, Douglas R. Holberg 著，冯军 李智群译，王志功审校，电子工业出版社，2005。

其它参考书：

4. 模拟集成电路设计[M]，[加]David A. Johns Ken Martin 著，曾朝阳等译. 机械工业出版社，2005。
5. CMOS 电路设计、布局与仿真[M]，[美]R. Jacob Baker Harry W. Li David E. Boyce 著，陈中建主译. 机械工业出版社，2006。
6. 模拟 CMOS 集成电路设计[M]，[美]毕查德. 拉扎维 著，陈贵灿 程军 张瑞智 等译，西安交通大学出版社，2003。
7. 模拟集成电路的分析与设计[M]，[美]Paul R. Gray, Paul J. Hurst, Stephen H. Lewis, Robert G. Meyer 著，张晓林等译，高等教育出版社，2005。
8. 模拟电路版图的艺术（第二版）（英文版）[M]，[美]Alan Hastings 著，电子工业出版社，2006.8。
9. 半导体器件基础[M]，[美]Robert F. Pierret 著，黄如 等译，韩汝琦审校，电子工业出版社，2007.8。
10. Zeni User Guide, huada, China。
11. Synopsys, HSPICE™Simulation and Analysis User Guide。

目 录

第一部分 基本微电子电路设计与仿真.....	1
第 1 章 HSPICE 仿真环境简介	1
1.1 HSPICE 基础知识	1
1.2 输入网表文件	1
1.3 电路元器件及模型描述	2
1.4 电路的分析类型描述语句	4
1.5 输出格式描述语句	5
1.6 控制语句和option语句	6
1.7 仿真控制和收敛	7
1.8 输入语句	8
1.9 统计分析仿真	8
1.10 HSPICE 仿真示例	9
1.11 SPICE 做电路仿真时容易出现的错误	13
第 2 章 CMOS 工艺SPICE模型测试	15
1.1 SPICE 模型简介	15
2.2 CMOS 工艺MOS管模型参数	21
2.3 用HSPICE仿真MOS输出特性	22
2.4 练习	23
第 3 章 恒流源电路分析与设计	25
3.1 恒流源电路	25
3.2 高输出阻抗的恒流源电路	26
3.3 HSPICE 仿真分析基本恒流源电路	28
3.4 HSPICE 仿真分析高输出阻抗恒流源电路 (MOS管参数同上)	29
3.5 基本恒流源电路的敏感度分析	29
3.6 基本恒流源电路的温度特性	29
3.7 其它类型的电流源/沉	30
第 4 章 共源放大电路分析与设计	31
4.1 有源负载共源放大器	31
4.2 电流源负载共源放大器	32
4.3 推挽共源放大器	33
4.4 HSPICE 仿真分析电流源负载共源放大电路	34
第 5 章 共源共栅放大电路分析与设计	37

5.1 共源共栅放大器原理及分析	37
5.2 共源共栅放大器的设计流程	39
5.3 设计实例及HSPICE仿真分析	40
第 6 章 源极跟随电路分析与设计	43
6.1 源极跟随缓冲级	43
6.2 小信号分析	45
6.3 HSPICE仿真实例	47
第 7 章 电流镜负载差分放大电路分析与设计	49
7.1 基本结构及分析	49
7.2 电流镜负载的CMOS差分放大器设计	51
7.3 设计实例和HSPICE仿真	54
第二部分 电路的频率响应和稳定性	57
第 8 章 电路零极点分析方法	57
8.1 单极点传输函数——RC低通电路	57
8.2 单极点单零点系统——CR高通电路	58
8.3 两阶RC系统	59
第 9 章 基本微电子电路频率响应分析	62
9.1 考虑电容的MOS管小信号模型	62
9.2 共源放大器	69
9.3 源极跟随器放大器	73
9.4 共栅放大器	83
9.5 高输出阻抗镜像电路	83
9.6 共源共栅增益级	83
第 10 章 反馈放大器的频率响应和稳定性	91
10.1 反馈放大器的稳定	91
10.2 两级电流源负载共源放大器及其补偿	100
第三部分 运算放大器设计	107
第 11 章 CMOS运算放大器简介	107
11.1 指标参数	107
11.2 CMOS运算放大器的设计	111
第 12 章 基本两级运算放大器分析与设计	115
12.1 电路的设计目标和结构	115
12.2 具体的设计过程	117
12.3 电路的性能仿真	123
第 13 章 共源共栅运算放大器分析与设计	129

13.1 折叠共源共栅运放的电路结构.....	129
13.2 折叠共源共栅运算放大器的小信号模型.....	130
13.3 折叠共源共栅运算放大器的设计方法.....	131
13.4 折叠共源共栅运算放大器的仿真.....	135
第 14 章 运算放大器工程设计	140
14.1 设计指标.....	140
14.2 放大器结构的确定	140
14.3 选择工艺参数	141
14.4 各级放大器参数的初步考虑.....	141
14.5 实例：一个带缓冲级运算放大器.....	142
第四部分 集成电路版图设计.....	146
第 15 章 九天版图设计工具简介	146
15.1 引言	146
15.2 版图设计的基本步骤.....	147
15.3 版图设计的注意事项.....	147
15.4 九天版图设计工具简介	148
15.5 频繁使用的UNIX命令	152
第 16 章 反相器电路原理图设计与仿真.....	154
16.1 启动实验环境	154
16.2 开始一个新的设计	154
16.3 设计反相器的电路原理图	155
16.4 在电路原理图编辑器（Zeni Schematic Editor）中完成仿真.....	163
第 17 章 反相器版图编辑.....	171
17.1 运行软件环境	171
17.2 设计反相器版图	171
第 18 章 反相器版图验证与参数提取.....	195
18.1 Layout DRC版图设计规则检查	195
18.2 Layout LVS版图原理图对照	201
附录	209

第一部分 基本微电子电路设计与仿真

第 1 章 HSPICE 仿真环境简介

1.1 HSPICE 基础知识

Hspice（现在属于 Synopsys 公司）是 IC 设计中最常使用的工业级电路仿真工具，用以对电子电路的稳态、瞬态及频域的仿真和分析，可以精确的仿真、分析、优化从直流到高于 100GHz 频率的微波电路。目前，一般书籍都采用 Level 2 的 MOS Model 进行计算和估算，与 Foundry 经常提供的 Level 49 和 Mos 9、EKV 等 Library 不同，而以上 Model 要比 Level 2 的 Model 复杂的多，因此 Designer 除利用 Level 2 的 Model 进行电路的估算以外，还一定要使用电路仿真软件 Hspice、Spectre 等进行仿真，以便得到精确的结果。

本节将从最基本的设计和使用开始，逐步带领读者熟悉 Hspice 的使用，并对仿真结果加以讨论，配以实例，以便建立 IC 设计的基本概念。在最后还将对 Hspice 的收敛性做深入的细致的讨论。

Hspice 输入网表文件为 .sp 文件，模型和库文件为 .inc 和 .lib，Hspice 输出文件有运行状态文件 .st0、输出列表文件 .lis、瞬态分析文件 .tr#、直流分析文件 .sw#、交流分析文件 .ac#、测量输出文件 .m*# 等。其中，所有的分析数据文件均可作为 AvanWaves 的输入文件用来显示波形。

表 1.1 Hspice 所使用的单位

单位缩写	含义
F (f)	1e-15
P (p)	1e-12
N (n)	1e-09
U (u)	1e-06
M (m)	1e-03
K (k)	1e+03
Meg (meg)	1e+06
G (g)	1e+09
T (t)	1e+12
DB (db)	20log10

注：Hspice 单位不区分大小写

1.2 输入网表文件

输入网表（Netlist）文件主要由以下几部分组成：

TITLE

. INCLUDE

. LIB MACRO

元件描述

信号源描述

分析命令

测量命令

. ALTER

. END

1.3 电路元器件及模型描述

(1) 电路元器件

Hspice 要求电路元器件名称必须以规定的字母开头, 其后可以是任意数字或字母。除了名称之外, 还应指定该元器件所接节点编号和元件值。有源器件包括二极管 (D)、MOS管 (M)、BJT管 (Q)、JFET和MESFET (J)、子电路 (X) 和宏、Behavioral 器件 (E, G)、传输线 (T, U, W) 等。这里值得注意的是MOS、JFET和MESFET的L和W的scale是m, 而不是um。

①电阻, 电容, 电感等无源元件描述方式如下:

R1 1 2 10k (表示节点 1 与 2 间有电阻R1, 阻值为 10k 欧)

C1 1 2 1pf (表示节点 1 与 2 间有电容C1, 电容值为 1pf)

L1 1 2 1mh (表示节点 1 与 2 间有电感L1, 电感值为 1mh)

半导体器件包括二极管、双极性晶体管、结型场效应晶体管、MOS 场效应晶体管等, 这些半导体器件的特性方程通常是非线性的, 故也成为非线性有源元件。在电路CAD工具进行电路仿真时, 需要用等效的数学模型来描述这些器件。

②二极管描述语句如下:

DXXXX N+ N- MNAME <AREA> <OFF> <IC=VD>

D 为元件名称, N+和N-分别为二极管的正负节点, MNAME 是模型名, 后面为可选项: AREA 是面积因子, OFF是直流分析所加的初始条件, IC=VD 是瞬态分析的初始条件。

③双极型晶体管

QXXXX NC NB NE <NS> MNAME <AREA> <OFF> <IC=VBE, VCE>

Q 为元件名称, NC NB NE <NS>分别是集电极、基极、发射极和衬底的节点。缺省时, NS 结地。后面可选项与二极管的意义相同。

④结型场效应晶体管

JXXXX ND NG NS MNAME <AREA> <OFF> <IC=VDS, VGS>

J为元件名称, ND NG NS为漏、栅、源的节点, MNAME 是模型名, 后面为可选项与二极管的意义相同。

⑤MOS 场效应晶体管

MXXXX ND NG NS NB MNAME <L=VAL> <W=VAL>

M为元件名称, ND, NG, NS, NB 分别是漏、栅、源和衬底节点。MNAME 是模型名, L 沟道长, M为沟道宽。

(2) 元器件模型

许多元器件都需用模型语句来定义其参数值。模型语句不同于元器件描述语句, 它是以“.”开头的点语句, 由关键字.MODEL模型名称, 模型类型和一组参数组成。电阻、电容、

二极管、MOS 管、双极管都可设置模型语句。这里我们仅介绍MOS 管的模型语句，其他的可参考Hspice帮助手册。

MOS 场效应晶体管是集成电路中常用的器件，在Hspice 有 20 余种模型，模型参数有 40—60 个，大多是工艺参数。例如一种MOS 模型如下：

```
.MODEL NSS NMOS LEVEL=3 RSH=0 TOX=275E-10 LD=.1E-6 XJ=.14E-6
+ CJ=1.6E-4 CJSW=1.8E-10 UO=550 VTO=1.022 CGSO=1.3E-10
+ CGDO=1.3E-10 NSUB=4E15 NFS=1E10
+ VMAX=12E4 PB=.7 MJ=.5 MJSW=.3 THETA=.06 KAPPA=.4 ETA=.14
.MODEL PSS PMOS LEVEL=3 RSH=0 TOX=275E-10 LD=.3E-6 XJ=.42E-6
+ CJ=7.7E-4 CJSW=5.4E-10 UO=180 VTO=-1.046 CGSO=4E-10
+ CGDO=4E-10 TPG=-1 NSUB=7E15 NFS=1E10
+ VMAX=12E4 PB=.7 MJ=.5 MJSW=.3 ETA=.06 THETA=.03 KAPPA=.4
```

上面：.MODEL为模型定义关键字.NSS 为模型名，NMOS为模型类型，LEVEL=3 表示半经验短沟道模型，后面RSH=0 等等为工艺参数。

(3) 电路的输入激励和源

Hspice中的激励源分为独立源和受控源两种，这里我们仅简单介绍独立源。独立源有独立电压源和独立电流源两种，分别用V 和I 表示。他们又分为直流源，交流小信号源和瞬态源，可以组合在一起使用。

①直流源

VXXXX N+ N- DC VALUE

IXXXX N+ N- DC VALUE

例如：VCC 1 0 DC 5v （表示节点 1，0 间加电压 5v）

②交流小信号源

VXXXX N+ N- AC <ACMAG <ACPHASE>>

IXXXX N+ N- AC <ACMAG <ACPHASE>>

其中，ACMAG 和ACPHASE 分别表示交流小信号源的幅度和相位。

例如：V1 1 0 AC 1v （表示节点 1，0 间加交流电压幅值 1v，相位 0）

③ 瞬态源

瞬态源有几种，以下我们均只以电压源为例，电流源类似：

* 脉冲源（又叫周期源）

VXXXX N+ N- PULSE (V1 V2 TD TR TF PW PER)

V1 初始值，V2 脉动值，TD 延时，TR 上升时间，TF下降时间，PW脉冲宽度，PER 周期

例如：V1 5 0 PULSE (0 1 2NS 4Ns 4Ns 20NS 50NS)

* 正弦源

VXXXX N+ N- SIN(V0 VA FREQ TD THETA PHASE)

V0:偏置，VA:幅度，FREQ: 频率，TD :延迟，THETA: 阻尼因子，PHASE:相位

* 指数源

VXXXX N+ N- EXP(V1 V2 TD1 TAU1 TD2 TAU2)

V1 初始值, V2 中止值, TD1 上升延时, TAU1 上升时间常数, TD2 下降延时, TAU2 下降时间常数

例如: V1 3 0 EXP(0 2 2ns 30ns 60ns 40ns)

* 分段线性源

VXXXX N+ N- PWL(T1 V1 <T2 V2 T3 V3 ... >)

其中每对值 (T1, V1) 确定了时间 $t=T1$ 是分段线性源的值 V1。

例如: Vpwl 3 0 PWL (0 1, 10ns 1.5)

(4) 子电路

①. 采用 .GLOBAL 设置全局节点:

.GLOBAL node1 node2 node3...

②. * 子电路语句

.SUBCKT SUBNAM N1< N2 ... >

子电路的定义由 .SUBCKT 语句开始。SUBNAM 是子电路名, N1< N2 ... > 是外部节点号

* 终止语句

.ENDS (表示结束子电路定义)

* 子电路调用语句

XXXXY N1< N2 ... > SUBNAM

在Spice中调用子电路的方法是设定以字母X 开头的伪元件名, 其后是用来连接到子电路上的节点号, 在后面是子电路名。

例如: .SUBCKT OPAMP 1 2 3 4

具体运放电路描述

.ENDS

Xop 1 2 3 4 OPAMP (调用该运放子电路)

1.4 电路的分析类型描述语句

分析类型描述语句由定义电路分析类型的描述语句和一些控制语句组成, 如直流分析 (.OP), 瞬态分析 (.TRAN) 等分析语句, 以及初始状态设置 (.IC), 选择项设置 (.OPTIONS) 等控制语句。它的位置可在标题语句和结束语句之间的任何地方。

(1) 直流分析:

对DC、AC和TRAN分析将自动进行直流操作点 (DC OP) 的计算, 但 .TRAN UIC 将直接设置初始条件, 不进行DC OP的计算。

直流分析包含以下五种语句:

.DC: 直流扫描分析;

.OP: 直流操作点分析;

.PZ: Pole/Zero分析;

.SENS: 直流小信号敏感度分析;

.TF: 直流小信号传输函数分析。

.DC(直流扫描语句): 在指定的范围内, 某一个独立源或其他电路元器件参数步进变化时, 计算电路滞留输出变量的相应变化曲线。

.DC var1 start1 stop1 incl sweep var2 type np start2 stop2

例如: .DC VIN 0.25 5.0 0.25 (表示电压源VIN 的值从 0.25V扫描到 5V, 每次增量 0.25V)

(2) 交流分析:

交流分析是指输出变量作为频率的函数。 交流分析包括以下四种语句:

.NOISE: 噪声分析;

.DISTO: 失真分析;

.NET: 网络分析;

.SAMPLE: 采样噪声分析。

.AC(交流分析语句): 在规定的频率范围内完成电路的交流小信号分析

.AC DEC ND FSTART FSTOP (数量级变化)

其中, DEC 为 10 倍频, ND 为该范围内点的数目, FSTART初始频率, FSTOP 中止频率。

例如: .AC DEC 10 1 10K (指从 1 到 10KHZ范围, 每个数量级取 10 点, 交流小信号分析)

(3) 瞬态分析:

瞬态分析是指计算的电路结果作为时间的函数。

一般形式: .TRAN TSTEP TSTOP <TSTART <TMAX>> <UIC>

TSTEP 为时间增量, TSTOP 为终止时间, TSTART 为初始时间 (若不设定, 则隐含值为 0)

例如: .TRAN 1NS 10000NS 500NS (瞬态分析 500—10000NS, 步长为 1NS)具体电路的分析类型描述语句可查阅Hspice在线帮助。

1.5 输出格式描述语句

(1) 输出命令包括:

.PRINT、.PLOT、GRAPH、.PROBE和.MEASURE。

.PLOT antype ov1 ov2... plo1, phhi1...plo32, phi32

.PROBE ov1 ov2... ov32

.PRINT antype ov1 ov2... ov32

有五种输出变量形式:

①直流和瞬态分析:

用于显示单个节点电压, 支路电流和器件功耗。

.print TYPE V(node) 或 .plot I(node), 也可用.graph、.probe。

TYPE 为指定的输出分析类型, 如 (DC); V(node)表示节点电压, I(node)表示节点电流, p(rload)表示在负载rload上的分析点的功耗。

②交流分析:

用于显示节点电压和支路电流的实部、虚部和相位。

vi(node)表示节点电压的虚部, ip(node)表示节点电流的相位, vp(4, 6)表示节点 4、6 间的相位角。

③器件模版:

用于显示制定的器件节点的电压、支路电流和器件参数。

lv16(m3)表示MOS管m3 的漏电流, 其他表示方式见手册。

④MEASURE语句:

用于显示用户自定义的变量。

可以采用的句法包括: raise, fall, delay, average, RMS, min, max, p-p等。

⑤参数语句:

用于显示用户自定义的节点电压等表达式。

语法格式: .print tran out_var_name=PAR('expression')

(2) 还可以采用 AvanWave 进行波形输出

电路的波形可以在AvanWave中TOP层下双击添加子电路层后选择显示。

1.6 控制语句和 option 语句

(1) .OPTION(可选项语句):

.options语句格式: .options opt1 opt2 opt3... opt=x

ACCT(打印出计算和运行时间统计)

LIST (打印出输入数据总清单)

NODE (打印出结点表)

NOMOD(抑制模型参数的打印输出)

一般在每个仿真文件中设置options为.options acct list post, 也可以设置为.options node opts, 其中.option list表示将器件网表、节点连接方式等输入到列表文件, 用于debug与电路拓扑结构有关的问题, .option node表示将输出节点连接表到列表文件, 用于debug与由于电路拓扑结构引起的不收敛问题, .option acct表示在列表文件中输出运行时间统计和仿真效率, .option opts在列表文件中报告所有的.option设置, .option nomod表示不输出MODEL参数, 以便减小列表文件的大小, .option brief=1表示不输出网表信息, 直到设置.option brief=0, .protect/.unprotect用于屏蔽网表文件中要保护的信息, .option bypass=1 不计算latent器件, .option autostop表示当所有.measure语句完成时, 终止仿真, .option accurate=1 表示设置为最精确的仿真算法和容差, tstep表示仿真步长值, delmax表示最大允许时间步长, 其中delmax=tstep*max,

.option dvdt=4 用于数字CMOS电路仿真(默认设置), .option dcca=1 在直流扫描时强行计算随电压变化的电容, .option captab对二极管、BJT管、MOS、JFET、无源电容器, 打印出信号的节点电容值, .option dcstep=val将直流模型和器件转换为电导, 主要应用于“No DC Path to Ground”或有直流通路, 但不符合Hspice定义的情况。

(2) MODEL OPTION 语句:

SCALE影响器件参数, 如: L、W、area, SCALM影响model参数, 如: tox、vto、tnom。

(3) 注释语句

注释语句以”*”为首字符，位置是任意的，它为非执行语句。

1.7 仿真控制和收敛

Hspice仿真过程采用Newton-Raphson算法通过迭代解矩阵方程，使节点电压和支路电流满足Kirchoff定律。迭代算法计算不成功的节点，主要是因为计算时超过了Hspice限制的每种仿真迭代的总次数从而超过了迭代的限制，或是时间步长值小于Hspice允许的最小值。

(1)造成 Hspice 仿真不收敛主要有 “No Convergence in DC Solution” 和 “Timestep too Small”，其可能的原因是：

①电路的拓扑结构：

电路拓扑结构造成仿真不收敛主要有：电路连线错误，scale、scaln和param语句错误，其他错误可以通过查找列表文件中的warning和errors发现。

解决的方法是：将电路分成不同的小模块，分别进行仿真；简化输入源；调整二极管的寄生电阻；调整错误容差，重新设置RELV, ABSV, RELI, ABSI, RELMOS, ABSMOS等。

②仿真模型：

由于所有的半导体器件模型都可能包含电感为零的区域，因此可能引起迭代的不收敛。

解决的方法是：在PN结或MOS的漏与源之间跨接一个小电阻；将.option中默认的GMINDC、GMIN增大。

③仿真器的options设置：

仿真错误容差决定了仿真的精度和速度，要了解你所能接受的容差是多少。

解决的方法是：调整错误容差，重新设置RELV, ABSV, RELI, ABSI, RELMOS, ABSMOS等。

(2) 针对仿真分析中可能出现的不收敛情况进行分析：

①直流工作点分析：

每种分析方式都以直流操作点分析开始，由于Hspice有很少的关于偏置点的信息，所以进行DC OP分析是很困难的，分析结果将输出到.ic文件中。

对DC OP分析不收敛的情况，解决方法是：删除.option语句中除acct, list, node, post之外的所有设置，采用默认设置，查找.lis文件中关于不收敛的原因；使用.nodeset和.ic语句自行设置部分工作点的偏置；DC OP不收敛还有可能是由于model引起的，如在亚阈值区模型出现电导为负的情况。

②直流扫描分析：

在开始直流扫描分析之前，Hspice先做DC OP计算，引起直流扫描分析不收敛的原因可能是快速的电压或电流变化，模型的不连续。

解决的方法是：对于电压或电流变化太快，通过增加ITL2 来保证收敛，.option ITL2是在直流扫描分析中在每一步允许迭代的次数，通过增加迭代次数，可以在电压或电流变化很快的点收敛。对于模型的不收敛，主要是由于MOS管线性区和饱和区之间的不连续，Newton-Raphson算法再不连续点处进行迭点计算产生震荡，可以通过增减仿真步长值或改变仿真初始值来保证收敛，如：.dc vin 0v 5v 0.1v的直流分析不收敛，可以改为.dc vin

0v 5v 0.2v增大步长值, .dc vin 0.01v 5.01v 0.1v改变仿真的范围。

③AC频率分析:

由于AC扫描是进行频率分析,一旦有了DC OP, AC分析一般都会收敛,造成不收敛的原因主要是DC OP分析不收敛,解决的方法可以参看前面关于DC OP的分析。

④瞬态分析:

瞬态分析先进行直流工作点的计算,将计算结果作为瞬态分析在T0时刻的初始值,再通过Newton-Raphson算法进行迭代计算,在迭代计算过程中时间步长值是动态变化的,.tran tstep中的步长值并不是仿真的步长值,只是打印输出仿真结果的时间间隔的值,可以通过调整.options lvltim imax imin来调整步长值。

瞬态分析不收敛主要是由于快速的电压变化和模型的不连续,对于快速的电压变化可以通过改变分析的步长值来保证收敛。对模型的不连续,可以通过设置CAPOP和ACM电容,对于给定的直流模型一般选择CAPOP=4, ACM=3,对于level 49, ACM=0。对瞬态分析,默认采用Trapezoidal算法,精度比较高,但容易产生寄生振荡,采用GEAR算法作为滤波器可以滤去由于算法产生的振荡,具有更高的稳定性。

1.8 输入语句

对于.param语句,.param PARHIER=GLOBAL是默认的,使得参数可以按照Top-Down变化.param PARHIER=LOCAL,可以是参数只在局部有效。

对于.measure语句,可以采用的模式有rise, fall, delay, average, rms, min, peak-to-peak, Find-When, 微分和积分等。对Find-When语句,.measure <dc|tran|ac> result find val when out_val=val <optimization options>,对微分和积分语句,.measure <dc|tran|ac> result <deriv|integ> val <options>。

对于.ALTER语句,可以通过改变.ALTER来改变使用不同的库,其中.ALTER语句可以包含element语句、.data、.lib、.dellib、.include、.model、.nodeset、.ic、.op、

.options、.param、.temp、.tf、.dc、.ac语句,不能包含.print、.plot、.graph或其他I/O语句,同时应该避免在.ALTER中增加分析语句。

1.9 统计分析仿真

主要是对器件和模型进行Monte Carlo分析,随机数的产生主要依赖Gaussian、Uniform、Limit分析,通过.param设置分布类型,将dc、ac、tran设置为Monte Carlo分析,用.measure输出分析结果,如:

```
.param tox=agauss(200, 10, 1)
.tran 20p 1n sweep MONTE=20
.model ... tox=tox ...
```

其中,对Gaussian分析.param ver=gauss(nom_val, rel_variation, sigma, mult),
.param ver=agauss(nom_val, abs_variation, sigma, mult),
对Uniform分析,.param ver=unif(nom_val, rel_variation, mult),
.param ver=aunif(nom_val, abs_variation, mult),

对Limit分析, .param ver=limit(nom_val, abs_variation), 如果你拼错Gauss或Uniform、Limit, 不会产生警告, 但不将产生分布。

1.10 HSPICE 仿真示例

Hspice 可以执行各种模拟电路仿真, 它的精度很高。通过点击桌面快捷方式Hspice, 启动Hspice。

Hspice模拟步骤如下:

①由电路图提取网表或手工编写网表, 注意网表文件以.sp结尾。例如, 电路网表文件为eyediag.sp; 标题为: *Eye Diagrams;输出报告文件: eyediag.lis。

②运行模拟, 完成后检查输出报告文件后缀.lis文件察看模拟结果。

③ 运行AvanWave查看输出波形。

以下我们通过几个例子了解Hspice的网表文件格式, 以及如何进行仿真。

(1) 简单 RC 网络电路 AC 分析

如图所示为一个有DC和AC源的简单的RC网络。电路包含两个电阻, R1 和R2, 电容C1和电源V1。节点 1 接在电源正端和R1 之间。节点 2 处R1、R2 和C1 连在一起。Hspice 接地端总是节点 0。

它的网表文件如下, 文件名为quickAC.sp

```
A SIMPLE AC RUN
.OPTIONS LIST NODE POST
.OP
.AC DEC 10 1K 1MEG
.PRINT AC V(1) V(2) I(R2) I(C1)
V1 1 0 10 AC 1
R1 1 2 1K
R2 2 0 1K
C1 2 0 .001U
.END
```

注释:

第一行A SIMPLE AC RUN 为标题行;

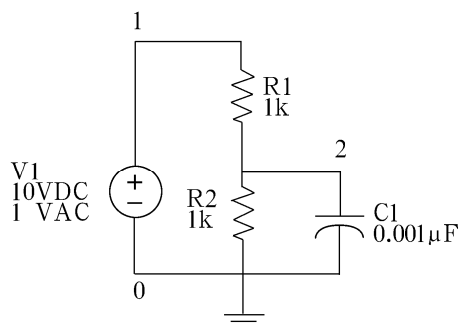
第二行.OPTIONS LIST NODE POST 为可选项设置, LIST 打印出元件总结列表; NODE 打印出元件节点表 (element node table); POST 表示用何种格式储存模拟后的数据, 以便与其它工具接口。

第三行.OP 计算直流工作点。

第四行.AC DEC 10 1K 1MEG (指从 1K到 1MEGHZ范围, 每个数量级取 10 点, 交流小信号分析)

第五行.PRINT AC V(1) V(2) I(R2) I(C1) 打印交流分析类型的节点 1, 2 的电压, 以及R2, C1 的电流

第六行V1 1 0 10 AC 1 表示节点 1 与 0 间, 加直流电压 10v 和幅值为 1v 的交流电



压。

第七至九行为电路描述语句。

第十行为结束语句。

接下去的程序是执行此RC网络电路的AC分析，如下的新文件出现在你的运行目录下：

quickAC.ac0

quickAC.ic

quickAC.lis

quickAC.st0.

使用一个编辑器去看.lis和.st0文件以检查仿真的结果和状态。

运行AvantWaves并且打开.sp文件。从结果浏览器窗口中选择quickAC.ac0文件以观察波形。显示节点2的电压，在x轴使用一个对数刻度。图1-3：显示了2节点输入频率自1KHz至1MHz变化时扫描响应所产生的波形。

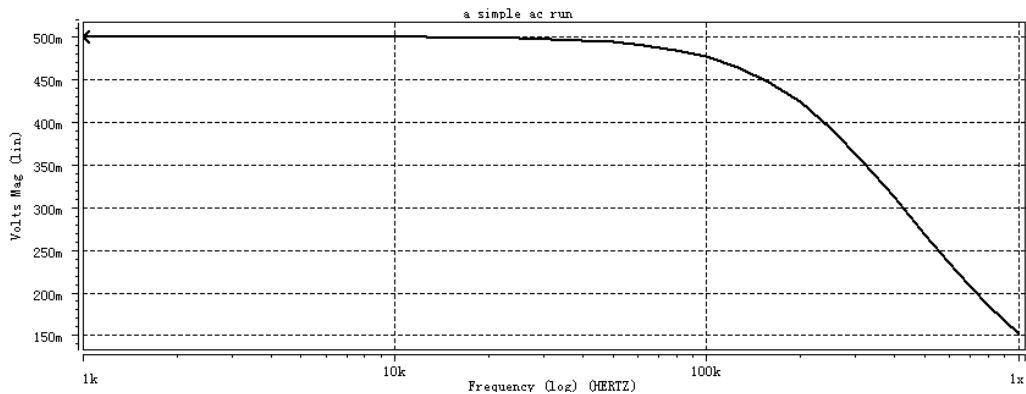


图 1-3 RC 网络节点 2 的频率响应

quickAC.lis显示了输入网表，详细组成和拓扑图，工作点(operating point)信息和当输入至1KHz至1MHz变动时的请求表。quickAC.ic和quickAC.st0分别包含一些直流工作点信息和Star-Hspice的运行状态信息。工作点情况可以用作后面的使用.LOAD语句的仿真运行。

RC 网络的瞬态分析

使用同一个RC网络运行瞬态分析，但是增加了一个脉冲源到DC和AC源。

①输入如下相当的网表到一个名叫quickTRAN.sp的文件中。

```
A SIMPLE TRANSIENT RUN
```

```
.OPTIONS LIST NODE POST
```

```
.OP
```

```
.TRAN 10N 2U
```

```
.PRINT TRAN V(1) V(2) I(R2) I(C1)
```

```
V1 1 0 10 AC 1 PULSE 0 5 10N 20N 20N 500N 2U
```

```
R1 1 2 1K
```

```
R2 2 0 1K
```

```
C1 2 0 .001U
```

```
.END
```

注释：

V1 源规范增加了一个脉冲源。

②运行Star-Hspice。

③使用编辑器去看 .lis 文件和 st0 文件以检查仿真的结果和状态。

④运行AvantWaves并且打开 .sp 文件。从结果浏览器窗口中选择quickTRAN. tr0 文件以观察波形。在x轴显示节点 1 和 2 的电压。

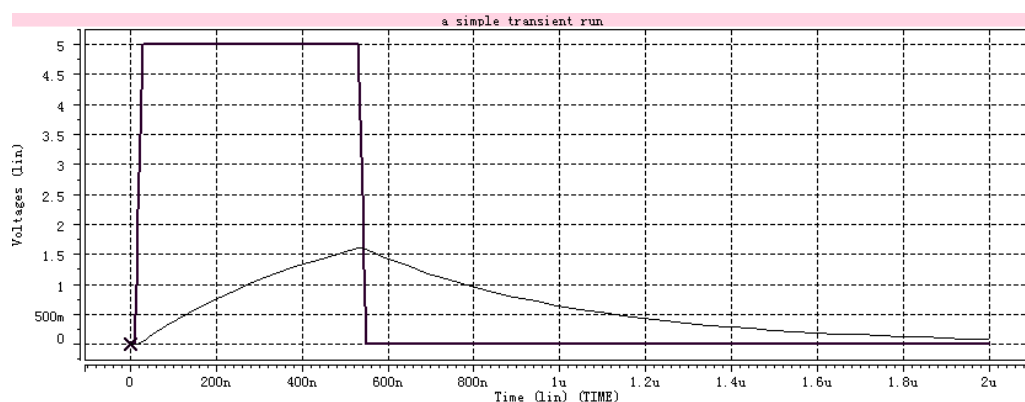


图 1-4: RC 网络节点 1 和节点 2 电压

(2) 反相器电路

它的网表文件如下，文件名为 inv.sp

```
Inverter Circuit
```

```
.OPTIONS LIST NODE POST
```

```
.TRAN 200P 20N
```

```
.PRINT TRAN V(IN) V(OUT)
```

```
M1 OUT IN VCC VCC PCH L=1U W=20U
```

```
M2 OUT IN 0 0 NCH L=1U W=20U
```

```
VCC VCC 0 5
```

```
VIN IN 0 0 PULSE .2 4.8 2N 1N 1N 5N 20N
```

```
CLOAD OUT 0 .75P
```

```
.MODEL PCH PMOS LEVEL=1
```

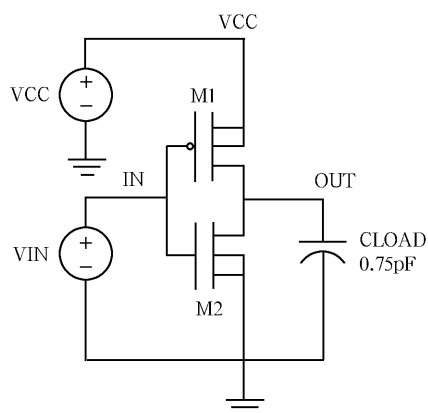
```
.MODEL NCH NMOS LEVEL=1
```

```
.END
```

注释：第三行 .TRAN 200P 20N 表示瞬态分析步长为 200ps，时间为 20ns

第四行 .PRINT TRAN V(IN) V(OUT) 表示打印节点 in, out 电压瞬态分析值

第五，六，九行为电路连接关系描述语句。

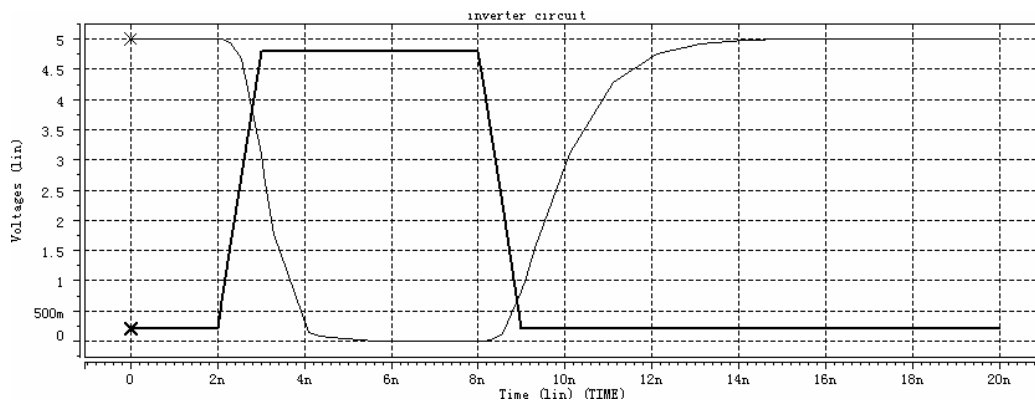


第七行VCC VCC 0 5 表示在节点VCC, 0 之间加 5v直流电压。

第八行VIN IN 0 0 PULSE .2 4.8 2N 1N 1N 5N 20N表示在节点IN, 0 之间加一个脉冲源, 低电平 0.2v, 高电平 4.8v, 延时 2ns, 上升沿 1ns, 下降沿 1ns, 脉冲宽度 5ns, 周期 20ns

第九, 十行为模型语句, 表示模型名PCH, 管子类型为PMOS, 使用的是一级模型。

对倒相器电路仿真的步骤类似于前面, 这里仅列出输出波形供参考:



(3) D 触发器电路

网表文件如下, 文件名为dff.sp (无模型支持, 仅做参考):

```
* Project DFF
.OPTIONS LIST NODE POST
.include "e:\model\35model.txt"
* Definition for project INVERTER
.SUBCKT INVERTER IN OUT
M2 OUT IN 0 0 NSS L=0.35U W=1.2U
M1 VDD IN OUT VDD PSS L=0.35U W=2.4U
* CROSS-REFERENCE 1
* GND = 0
.ENDS
* Definition for project TRANSFER
.SUBCKT TRANSFER IN OUT CLKF CLK
M1 OUT CLKF IN VDD PSS L=0.35U W=1.2U
M2 IN CLK OUT 0 NSS L=0.35U W=1.2U
* CROSS-REFERENCE 1
* GND = 0
.ENDS
X1I1 N1N19 N1N21 INVERTER
X1I2 N1N21 N1N16 CLK N1N10 TRANSFER
X1I3 N1N16 N1N19 INVERTER
```



```

X1I4 CLK N1N10 INVERTER
X1I5 Q N1N29 INVERTER
X1I6 QF Q INVERTER
X1I7 N1N29 QF N1N10 CLK TRANSFER
X1I8 D N1N16 N1N10 CLK TRANSFER
X1I9 N1N19 QF CLK N1N10 TRANSFER
* DICTIONARY 1
* GND = 0
.GLOBAL VDD
vin D 0 PULSE .2 2.8v 2N 1N 1N 20N 50N
vdd VDD 0 3v
Vclk clk 0 0 PULSE .2 2.8v 2N 1N 1N 5N 20N
.tran 1ns 200n
.END

```

注释：

①. OPTIONS LIST NODE POST 为可选项设置

②. include "e:\model\35model.txt"表示加入 0.35um工艺库文件，注意一定要指定工艺库文件，否则Hspice无法仿真。另外，库路径一定要指定正确，否则会找不到库文件。

③ vin D 0 PULSE .2 2.8v 2N 1N 1N 20N 50N

vdd VDD 0 3v

Vclk clk 0 0 PULSE .2 2.8v 2N 1N 1N 5N 20N

上述为加入的输入激励和电压源语句。

④ .tran 1ns 200n

指定瞬态分析 200ns，分析步长 1ns

运行Hspice仿真。

1.11 SPICE 做电路仿真时容易出现的错误

①SPICE网表中第一行必须是注释行，在网表文件中的第一行会被SPICE忽略。

②1兆欧一定要写成 1MEG，而不是 1M、1m或者是 1 MEG（数字和MEG之间不要有空格）。

③1法拉应写成 1，而不是 1f或者 1F。1F表示 10^{-15} 法拉。

④MOSFET源区和漏区的面积在大多数情况下写成 μm^2 的形式。宽长分别为 6 μm 和 8 μm 的区域面积应写为 48 μm^2 或者 4E-12。

⑤电压源的名字以字母V打头，电流源的名字以字母I打头。

⑥瞬态分析结果是以时间为轴，即X轴为时间。如果本来是正弦波，看着却像三角波，或者曲线看着不平滑。这是因为没有设置好打印数据点的数目，或者给出的打印步长太大了。例如：想在SPICE中得到一个 1kHz的正弦波形，最大打印步长应该设为 10 μ （10 微秒）

⑦当显示AC仿真结果时，X轴是频率，指针显示的是电压（或电流）的幅值或相位。例如：指针显示“voltage drop at a node”时，它会把此节点电压的实部和虚部加起来，

显示一个毫无意义的结果。不同仿真软件的指针的作用也不同。有些仿真软件的功能很强大，可以在完成AC仿真后进入幅度模式。

⑧MOSFET的长和宽应使用字母“u”来代表微米。常见的错误是忘记写这个字母。例如：一种工艺允许的MOSFET最小尺寸为 $L=2\mu$ ， $W=3\mu$ ，而不是 $L=2$ ， $W=3$ 。或者意味着一个2米长、3米宽的MOSFET。

⑨通常PMOS管的“体”接到VDD，NMOS管的“体”接到VSS。例如：N阱工艺，所有的NMOS管的“体”必须接到VSS。这个错误在SPICE网表中很容易查出。

⑩DC扫描中的收敛问题可以通过改变电压的边界值来解决。比如：电路从0到5V进行扫描可能不收敛，但是从0.1V到4.9V进行扫描就可能会收敛。

第 2 章 CMOS 工艺 SPICE 模型测试

1.1 SPICE 模型简介

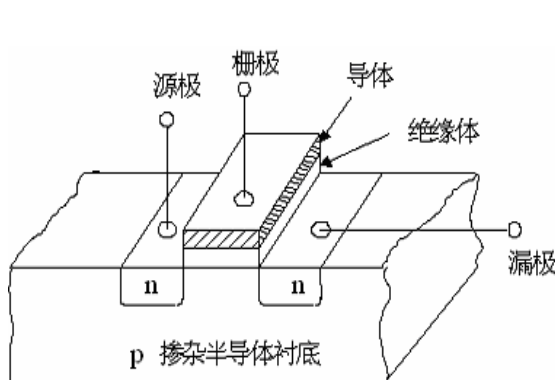


图 2-1 传统 NMOS 剖面图

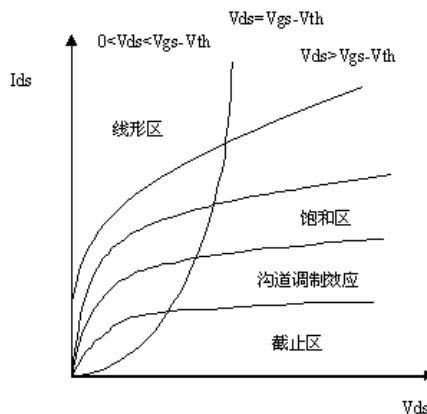


图 2-2 NMOS 管的 I-V 曲线

(1) CMOS 管的强反型区

当 MOS 器件的栅-源电压大于阈值电压时，称之为强反型状态。当 $V_{DS} > V_{GS} - V_T$ 时，器件进入饱和区，这里 V_{DS} 和 V_T 分别指 MOS 管漏源电压和阈值电压， V_{GS} 指 MOS 管的栅-源电压。事实上，在 MOS 运算放大器设计中，大部分的 MOS 器件都是工作在饱和状态，因为对于给定的漏级电流和器件尺寸来说，工作在饱和区可以提供稳定的电流和比较大的电压增益。在饱和区，MOS 器件的漏级电流 I_D 和栅-源电压 V_{GS} 的关系由下式决定：

$$I_{DS} = \frac{\mu_n C_{ox} W (V_{GS} - V_{TH})^2}{2L} \quad (2-1)$$

式中 μ_n 为 NMOS 沟道中电子迁移率， C_{ox} 为栅极氧化层单位面积电容量， W 为沟道宽度， L 为沟道长度。

在模拟电路中，MOSFET 的跨导 g_m 是一个非常重要的参数。根据上式可求得 MOSFET 在饱和区静态工作点处的小信号跨导：

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}} \quad (2-2)$$

或者:

$$g_m = 2\sqrt{\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} \quad (2-3)$$

可见MOSFET的饱和区跨导 g_m 不仅和它的工作电流而且可以通过选择器件尺寸W/L加以改变。正因为如此，模拟集成电路的设计更加灵活。

当 $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$ 时，器件处于线性状态，器件的漏级电流 I_d 和栅-源电压 V_{GS} ，的关系为

$$I_{DS} = \frac{\mu_n C_{ox} W [(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2]}{L} \quad (2-4)$$

在 V_{DS} 很小时， $\frac{V_{DS}^2}{2}$ 项可忽略，上式变为 $I_D \approx \beta_n (V_{GS} - V_T) V_{DS}$

(2) CMOS 管的弱反型区

当我们在分析MOS器件时，比如图 2-1 那样，我们就一直假设:当MOS器件的栅-源电压低于开启电压时，器件会突然关断. 事实上，当 $V_{GS} < V_{TH}$ 时，一个“弱”的反型层仍然存在，并有一些源-漏电流。甚至当 $V_{GS} < V_{TH}$ ， I_D 也并非是无小，而是与 V_{GS} 呈现指数关系. 这种效应称为弱反型区或称为亚阈值区。 $I_D - V_{GS}$ 曲线由平方关系转变为指数关系，如图 2-3 所示，处于弱反型的CMOS漏电流主要是由扩散电流组成，假设漂移电流为零，即：

$$I_D = I_{drift} + I_{diffusion} = I_{diffusion} = \frac{W}{L} V_{TH} \int_{Q_{inv-source}}^{Q_{inv-drain}} u dQ_{inv} \quad (2-5)$$

其中

$$Q_{inv-source} = -2nC_{ox} V_{TH}^2 e^{\frac{V_{GS} - V_{TH} - V_S}{nV_{TH}}} \quad (2-6)$$

$$Q_{inv-drain} = -2nC_{ox}V_{TH}^2 e^{\frac{V_G - V_{TH} - V_D}{nV_{TH}}} \quad (2-7)$$

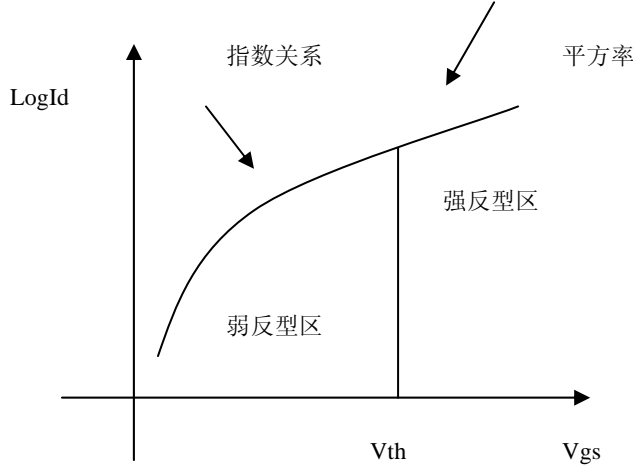


图 2-3 亚阈值区的 $I_d - V_{GS}$ 曲线图

利用上面的式子我们可以得到:

$$I_D = I_s e^{\frac{V_{GS} - V_{TH}}{nV_{TH}}} \quad (2-8)$$

I_D 的典型值在 2nA 到 200nA 之间。公式 (2-8) 中, $n > 1$, 是一个非理想因子,

$V_T = KT/q$ 。从公式 (2-8) 可以看到只有参数 I_s 和 n 跟工艺有关。传统上, 这两个参数根

据 Spice 参数计算得出。但是用此方法计算出的 I_s 和 n 所得出的 I_D 与仿真结果却不一致,

为了更准确获得这些参数, 变换式 (2-8), 两边取对数后求得得到:

$$\frac{\partial(\ln I_D)}{\partial V_{GS}} = \frac{1}{nV_{TH}} \quad (2-9)$$

即从 $\ln(I_D) - V_{GS}$ 曲线的斜率就可以得到 n , 因此运用单 NMOS 管放大电路, 使用仿真工

具 Spice 画出 NMOS 管的 $\ln(I_D) - V_{GS}$ 曲线。如图 2-4 所示

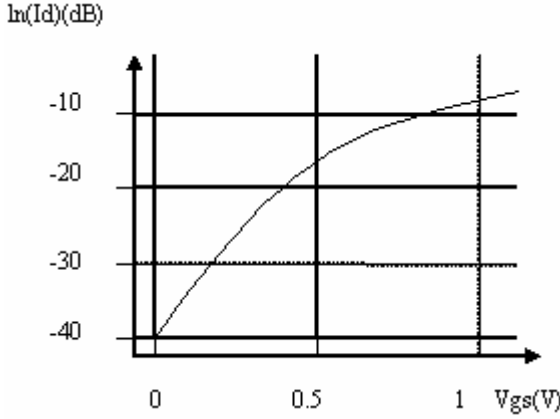


图 2-4 $\ln(I_D) - V_{GS}$ 曲线

$$I_D = (26.56 \text{ fA}) \frac{W}{L} e^{\frac{V_{GS}}{(1.79)V_{TH}}} \quad (2-11)$$

从图 2-3 中可以看到，当 V_{GS} 下降到低于 V_{TH} 时，漏电流以有限的速度下降。对于 n 的典型值，在室温时，要使 I_D 下降一个数量级， V_{GS} 必须下降约 80mV，这样会导致较大的功率。从 (2-1) 式来看，如果保持 I_D 不变时增大 W ，则 V_{GS} 趋近于 V_{TH} ，器件进入亚阈值区，因此由式 (2-8) 计算出的跨导是：

$$g_m = \frac{I_D}{nkT/q} \quad (2-12)$$

与双极型晶体管的跨导：

$$g_m = \frac{qI_C}{kT} = \frac{I_C}{V_T} \quad (2-13)$$

相比较，跨导特性比双极型晶体管差。

因此，工作在亚阈值区的器件可以获得较大的增益，但是由于只有当器件宽度 W 大或漏电流小才能满足这一条件，如果器件的漏极电流太大，管子就会进入到强反型区。尽管可以通过增大器件的宽长比来使得器件工作在弱反型区，但增大宽长比也是有限度的，因为增加器件尺寸的同时也会增加它的寄生电容。因而亚阈值电路的速度是非常有限的。

(3) CMOS 管的中反型区

以上的讨论假设强反型到弱反型的转变是突变的。事实上，有个平滑的过渡区存在，称之为中反型区。近似而言，中反型的电流范围。

如下式：

从图 2-4 中可以求出 n 约为 1.36， I_s 约为 274 fA。这样，就得出我们手工计算时使用的公式

$$I_D = (274 \text{ fA}) \frac{W}{L} e^{\frac{V_{GS}}{(1.36)V_{TH}}} \quad (2-10)$$

同理，PMOS 有：

$$\frac{1}{8}I_s < I_d < I_l \quad (2-14)$$

在中反型区，很难用表达式来描述，只能用计算机来模拟。

(4) CMOS 管的二级效应

前面讨论的CMOS管模型是最简单的情况，在许多模拟电路中是不成立的，至少还应该考虑不可缺少的两个二级效应：体效应，沟道长度调制。

在前面的分析中，假设晶体管的衬底和源极是等电势的，随着 V_g 的下降， V_{TH} 会增加。这称为“体效应”或“背栅效应”。

$$V_T = V_{T0} + \gamma \left[\left(2\Phi_f + V_{SB} \right)^{\frac{1}{2}} - \left(2\Phi_f \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (V_{SB} > 0) \quad (2-15)$$

当栅-漏之间的电压增大时，实际的反型沟道长度逐渐减小。而沟道区的电压 $V_{GS} - V_{TH}$ 基本不变，因而 I_D 将随 V_{DS} 增加而增加。这就叫做“沟道长度调制”。考虑到这个因素后饱和区漏电流表达式(2-1)可改为：

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (2-16)$$

式中 λ 是沟道长度调制系数。它使得 I_D/V_{DS} 特性曲线出现非零斜率。

例 简单大信号模型的应用

已知管子的宽长比为 $W/L=5\mu m/1\mu m$ ，大信号模型参数值如表 2-1 所示，n沟道管的漏极、栅极、源极和体电压分别为 3V、2V、0V和 0V，试求漏极电流。如果管子换成P沟道管，漏极、栅极、源极和体电压分别为-3V、-2V、0V和 0V，再一次求漏极电流。

解：首先必须确定MOS管的工作区。 $v_{DS}(\text{饱和}) = 2V - 0.7V = 1.3V$ ，因为 v_{DS} 为 3V，则n沟道管工作在饱和区，可得：

$$\begin{aligned} i_D &= \frac{K_N' W}{2L} (v_{GS} - V_{TN})^2 (1 + \lambda_N v_{DS}) \\ &= \frac{110 \times 10^{-6} (5\mu m)}{2(1\mu m)} (2 - 0.7)^2 (1 + 0.04 \times 3) = 520\mu A \end{aligned}$$

对于p沟道管，计算得：

$$v_{SD}(\text{饱和}) = v_{SG} - |V_{TP}| = 2V - 0.7V = 1.3V$$

因为 $V_{SD} = 3V$ ，则p沟道管也工作在饱和区，漏极电流为：

$$i_D = \frac{K_P' W}{2L} (v_{SG} - |V_{TP}|)^2 (1 + \lambda_N v_{SD})$$

$$= \frac{50 \times 10^{-6} (5 \mu m)}{2(1 \mu m)} (2 - 0.7)^2 (1 + 0.05 \times 3) = 243 \mu A$$

(5) MOSFET 交流小信号模型

在电路计算中，由MOS管的大信号模型算出电路的静态工作点后，就必须由小信号等效模型来分析设计电路。小信号模型是能简化计算工作的线性模型，它是在一定的电压电流下有效。小信号模型的各项参数依赖于大信号模型参数和直流变量。两种模型间的关系如下：

小信号模型参数可以看作大信号模型参数发生微小变化时微小变量之间的比率，或者看作某项大信号模型参数对另一项大信号模型参数的偏微分。

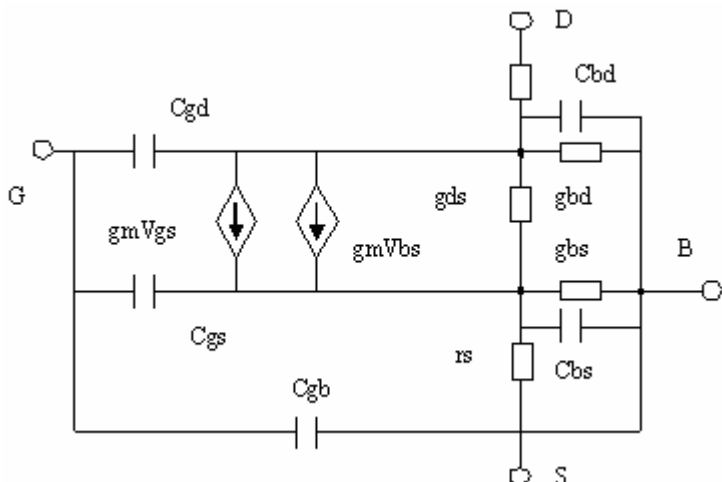
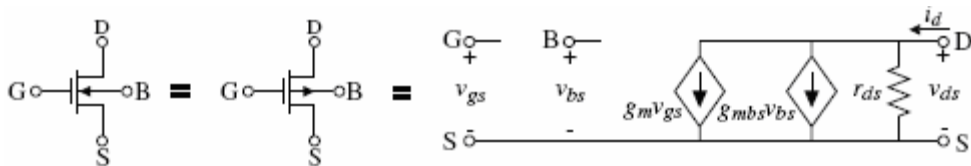


图 2-5 MOSFET 交流小信号等效模型

NMOS的小信号等效模型电路如图 2-5 所示，图中各参数定义为：受控电流源 $g_m V_{gs}$ 和 $g_{mb} V_{bs}$ 分别表示栅极电压 V_{GS} 和衬偏电压 V_{bs} ，控制产生的漏极电流 I_D 的分量。跨导 g_m 背栅跨导 g_{mb} 根据公式计算得到。 C_{gs} 、 C_{gd} 为栅-源，栅-漏之间的电容。 C_{bg} 、 C_{bs} 、 C_{bd} 分别为衬底与栅极、源极、漏极间的电容。

简化为：



$$g_m = \frac{di_D}{dv_{GSQ}} = \beta(V_{GS} - V_T) = \sqrt{2\beta I_D}$$

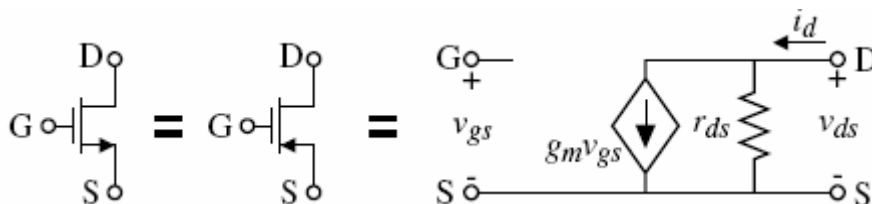
$$g_{ds} = \frac{di_D}{dv_{DS_Q}} = \frac{\lambda i_D}{1 + \lambda v_{DS}} \approx \lambda i_D$$

$$g_{mbs} = \frac{\partial i_D}{\partial v_{BS_Q}} = \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right) \left(\frac{\partial v_{GS}}{\partial v_{BS}} \right)_Q = \left(-\frac{\partial i_D}{\partial v_T} \right) \left(\frac{\partial v_T}{\partial v_{BS}} \right)_Q = \frac{g_m \gamma}{2\sqrt{2}|\phi_F| - V_{BS}} = \eta g_m$$

重要假设:

$$g_m \approx 10g_{mbs} \approx 100g_{ds}$$

那么



例 小信号模型参数的典型值

已知管子的宽长比为 $W/L=1\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ 的n沟道管和P沟道管，模型参数值如表 2—1 所示，假设漏极电流的直流量为 $50\mu\text{A}$ ，源—体直流电压绝对值为 2V 。试利用大信号模型参数分别求两管的 g_m 、 g_{mbs} 和 g_{ds} 的值。

解：利用公式求出：n沟道管的 $g_m=105\mu\text{A/V}$ 、 $g_{mbs}=12.8\mu\text{A/V}$ 和 $g_{ds}=2.0\mu\text{A/V}$ ；p沟道管的 $g_m=70.7\mu\text{A/V}$ 、 $g_{mbs}=12.0\mu\text{A/V}$ 和 $g_{ds}=2.5\mu\text{A/V}$ ；

2.2 CMOS 工艺 MOS 管模型参数

(1) $0.8\mu\text{m}$ N 阱简单的 MOS 大信号模型 (spice level 1)

表 2-1 MOSFET 模型参数

Model Parameters for a Typical CMOS Bulk Process ($0.8\mu\text{m}$ CMOS n-well):

Parameter Symbol	Parameter Description	Typical Parameter Value		Units
		N-Channel	P-Channel	
V_{T0}	Threshold Voltage ($V_{BS} = 0$)	0.7 ± 0.15	-0.7 ± 0.15	V
K'	Transconductance Parameter (in saturation)	$110.0 \pm 10\%$	$50.0 \pm 10\%$	$\mu\text{A/V}^2$
γ	Bulk threshold parameter	0.4	0.57	(V) ^{1/2}
λ	Channel length modulation parameter	0.04 ($L=1\mu\text{m}$) 0.01 ($L=2\mu\text{m}$)	0.05 ($L=1\mu\text{m}$) 0.01 ($L=2\mu\text{m}$)	(V) ⁻¹
$2 \phi_F $	Surface potential at strong inversion	0.7	0.8	V

.MODEL NMOS1 NMOS LEVEL=1 VTO=0.7 KP=110U GAMMA=0.4 LAMBDA=0.04 PHI=0.7

.MODEL PMOS1 PMOS LEVEL=1 VTO=-0.7 KP=50U GAMMA=0.57 LAMBDA=0.05 PHI=0.8

(2) 0.8 μ m N 阱完整的大信号模型 (spice level 1)

```
.MODEL NMOS1 NMOS LEVEL=1 VTO=0.70 KP=110U GAMMA=0.4 LAMBDA=0.04 PHI=0.7
+MJ=0.5 MJSW=0.38 CGB0=700P CGS0=220P CGD0=220P CJ=770U CJSW=380P
+LD=0.016U TOX=14N
.MODEL PMOS1 PMOS LEVEL=1 VTO=-0.7 KP=50U GAMMA=0.57 LAMBDA=0.05 PHI=0.8
+MJ=0.5 MJSW=0.35 CGB0=700P CGS0=220P CGD0=220P CJ=560U CJSW=350P
+LD=0.014U TOX=14N
```

(3) BSIM SPICE 模型

前面列举的MOS管大信号模型简单并且便于手工计算,不过忽略了很多重要的二阶效应。大部分的二阶效应是由于窄或者短的沟道尺寸(小于3 μ m)引起的。SPICE Level 3 半经验模型对于大于0.8 μ m的沟道长度的MOS工艺较为有效。BSIM1 SPICE (Level 4, HSPICE为Level 13, 60个直流参数)模型对沟道长度小到1 μ m的MOSFET都能建模;沟道长度更短的MOSFET则需要使用BSIM2 (99个直流参数)、BSIM3 (Level 8, HSPICE为Level 49, 40个直流参数)或者BSIM4来建模;BSIM3V3对深亚微米器件有效,已经成为工业界标准的MOS管模型。(NMOS和PMOS的SPICE模型有很多种,BSIM模型是其中的一种,一般是通过自动化的参数提取和模型生成软件来完成。目前绝大多数芯片加工厂商都采用BSIM模型来描述他们加工的器件的性能)

目前,产业界的很多芯片加工厂商并不提供Level 1、Level 2 或者Level 3 的SPICE模型(MOSIS除提供BSIM模型外还提供Level 2 和Level 3 模型),学生需要掌握利用BSIM参数来提取阈值电压、跨导等参数,以用于手工计算。

注意:如无特别说明,后章所有计算均以0.8 μ m模型参数为基础;高级的0.6 μ m双阱和0.25 μ m N阱CMOS工艺模型参数见附录;**Berkely**提供的SPICE2 和SPICE3 以及BSIM1 模型,都不具备对噪声和温度建模的能力。

2.3 用 HSPICE 仿真 MOS 输出特性

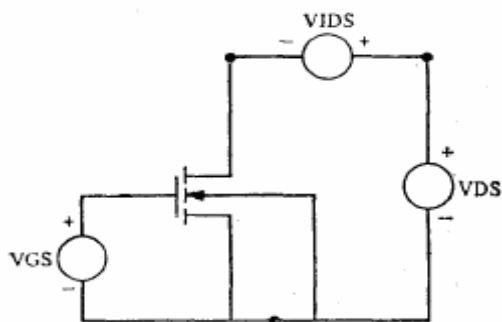


图 2-6 MOS 管输出特性测试

在图 2-6 中, N 沟道管采用 LEVEL 1 模型和表 2-1 中给出的参数值,试采用 HSPICE 仿真得到晶体管的输出特性。仿真中假设体电压为 0, 绘制漏-源电压从 0V 到 5V 变化、栅-源电压分别为 1V、2V、3V、4V 和 5V 时的输出特性曲线族。

(1) SPICE 输入文件

```
EX2.1 use spice to simulation MOS output
.option post=2 numdgt=7 tnom=27
*.OPTIONS LIST NODE POST
M1 2 1 0 0 MOS1 W=5U L=1U
```

```

VDS 2 0 5
VGS 1 0 1
.MODEL MOS1 NMOS VTO=1 KP=110U GAMMA=0.4 LAMBDA=0.01 PHI=0.7
.DC VDS 0 5 0.2 VGS 0 5 1
*.PRINT DC V(2) I(VDS)
.PRINT DC i(m1) vth=lv9(m1)
.END

```

(2) 仿真结果

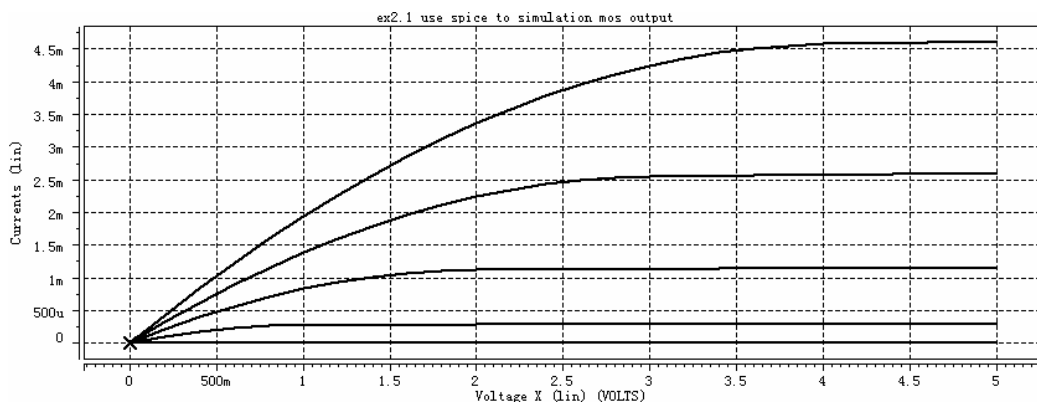


图 2-7 MOS 管输出特性测试仿真曲线

2.4 练习

- (1) 改变W、L的值，测试MOS管的输出特性，和前面的结果比较，说明引起差别的原因。
- (2) 请用 0.6um N阱CMOS工艺模型仿真MOS N沟道管输出特性，并对仿真结果进行阐述。
- (3) 请用 0.6um N阱CMOS工艺模型仿真MOS P沟道管输出特性，并阐述仿真结果。
- (4) 用HSPICE仿真分析MOS体效应：VSB从 0V变化到 5V、VDS固定为 5V的情况下，画出MOSFET的漏电流与栅源电压之间的关系图。

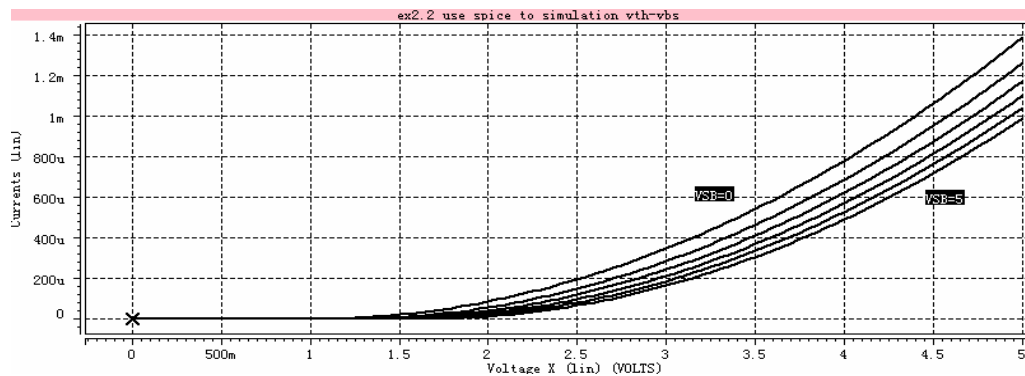


图 2-8 MOS 管体效应测试仿真曲线

当衬底电压变得更“负”的时候，阈值电压会相应增加（这就是体效应）。另外，随着VSB的增大，阈值电压的变化量越来越小；在设计模拟电路时，利用这个特性可以提高阈值电压的匹配度。

(5) 用HSPICE仿真分析亚阈值电流：对于 0.8 μm 工艺加工的W=L=5 μm 的NMOS管，当VGS从 0.65V变化到 0.75V时，用HSPICE画出对应不同的VGS的IDS—VDS曲线并分析。

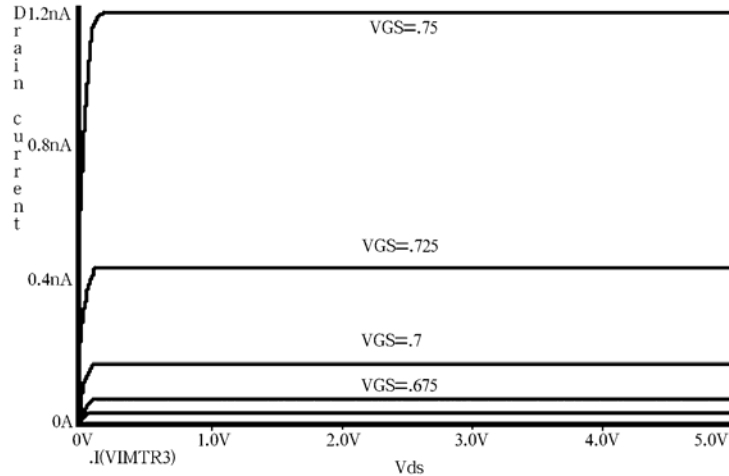


图 2-9 MOS 管亚阈值效应测试仿真曲线

(6) 用HSPICE仿真阈值电压随温度的变化。

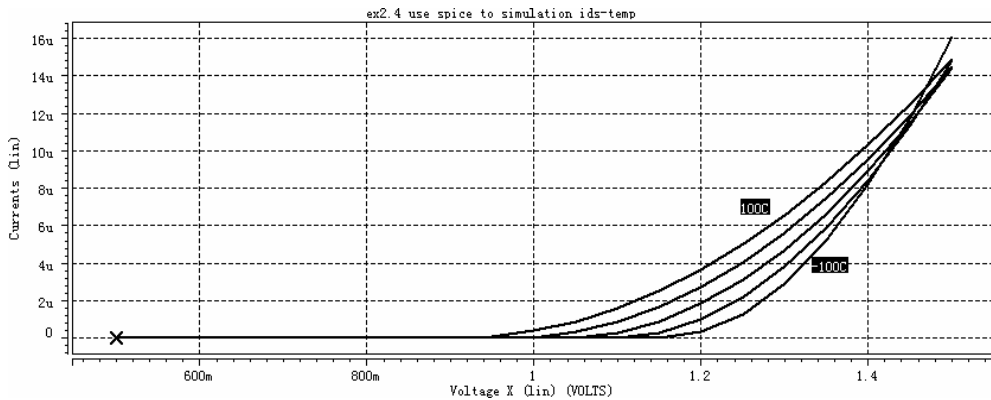


图 2-10 MOS 管阈值电压随温度的变化仿真曲线

第3章 恒流源电路分析与设计

3.1 恒流源电路

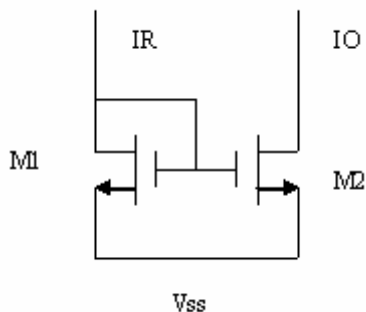


图 3-1 恒流源电路

恒流源电路如图 3-1 所示，图中 I_R 为参考电流， I_O 为输出电流，MOS管工作在饱和区，当MOS管M2 的 $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$ ，则M2 工作在饱和区。根据饱和区的电流方程可求得 I_O 与 I_R 的关系式为

$$\frac{I_O}{I_R} = \frac{S_2 (1 + \lambda V_{DS2})}{S_1 (1 + \lambda V_{DS1})} = \frac{S_2}{S_1} \quad (3-1)$$

$$I_O = \frac{S_2 (1 + \lambda V_{DS2})}{S_1 (1 + \lambda V_{DS1})} I_R \quad (3-2)$$

式中 S_1 为M1 的宽长比， S_2 为M2 的宽长比， λ 为沟道调制系数，并假定两管的工艺参数相同。由式 (3-2) 可知，只要改变M1 和M2 的宽长比，就可以设计出所需要的 I_O 。若 $V_{DS2} = V_{DS1}$ ， $S_1 = S_2$ ，则 $I_O = I_R$ 。

因为 $V_{DS1} = V_{GS1}$ ， $V_{DS2} = V_O$ ， V_O 是输出电压，但是一般情况下 V_O 是一变量，且 $V_O > V_{DS1}$ ，由于沟道长度调制效应的存在， I_O 随输出电压 V_O 的变化而变化，因此，只有在 $\lambda = 0$ 时才能使 I_O 为恒定值。为了使其恒流特性有所改善，可增大M2 的沟道长度 L 。 L 增大，使 λ 减小，输出阻抗 r_O 增大，恒流特性得到改善。

例：镜像电流源电路中， $I_{in} = 100\mu A$ ，每个晶体管 $W/L = 100\mu m/1.6\mu m$ 。假设 $\mu_n C_{ox} = 92\mu A/V^2$ ， $V_{tn} = 0.8V$ ， $r_{ds} = [8000L(\mu m)]/[I_D(mA)]$ ，求镜像电流源的 r_{out} 和 g_{m1} 的值，并推算输出电压变化 $0.5V$ 时 I_{out} 的变化情况。

解：因为M1 和M2 的 W/L 比相同，所以 I_{out} 的额定值等于 I_{in} 的额定值为 $100\mu A$ 。这样，

我们得到

$$R_{out}=r_{ds2}=8000 \times 1.6/0.1=128k \Omega$$

gm1 的值由下式得出。

$$g_{m1} = [2\mu_n C_{ox} (W/L) I_{D1}]^{1/2} = 1.07 \text{ mA/V}$$

得到 $r_{s1}=1/g_{m1}=935\ \Omega$ 。这个 r_{s1} 值远小于 r_{ds1} ，在这个例子中 r_{ds1} 等于 r_{ds2} 。

输出电流的变化可以利用 r_{out} 推算为

$$\Delta I_{out} = \Delta V / r_{out} = 0.5 / 128 \text{ k}\Omega = 3.9 \mu\text{A}$$

换句话说,如果原来 I_{out} 测量为 $101\mu A$ (由于不匹配和一个更大的VDS电压),输出电压增加 $0.5V$ 将产生一个大约 $105\mu A$ 的新的输出电流。注意:这个估算并没有说明诸如 r_{ds} 实际上随着输出电流改变这样的二级效应。

有三种因素会使电流镜与式(3-1)描述的理想情况不同。这些因素是：(1) 沟道长度调制。好的电流镜或电流放大器应当有相同的漏-源电压和高的输出电阻。(2) 两个管子之间的阈值偏差。对于适宜的硅栅CMOS工艺，相同且靠得很近得两只管子阈值电压的典型失调值小于10mV。(3) 非理想的几何图形匹配。指两个器件的宽长比的误差，由于存在掩膜、光刻、刻蚀以及外扩散的差异，即使是两个管子并排放在一起也会有所不同。

3.2 高输出阻抗的恒流源电路

为了抑制沟道长度调制作用的影响，得到更好的电路性能，就要对上述基本电流镜进行改进。如图 3-2 所示，它与基本电流镜相比增加了M3、M4。由于增加了这两个MOS管，使该电流镜具有很好的恒流特性以及高的输出阻抗。由图 3-2 可知M3 和M4 使M1的 V_{DS1} 和M2 的 V_{DS2} 相同或近似相同。其中 I_0 和 I_R 的关系可写为：

$$\frac{I_O}{I_R} = \frac{S_2 (1 + \lambda V_{DS2})}{S_1 (1 + \lambda V_{DS1})} = \frac{S_2}{S_1} \quad (3-3)$$

S为各器件的宽长比，上式表明，输出电流 I_0 与 λ 无关，即输出电流不跟随输出电压的变化而变化，从而具有很好的恒流特性和较高的输出阻抗。电路的输出阻抗 r_0 可由交流小信号等效电路图 3-3 所得：

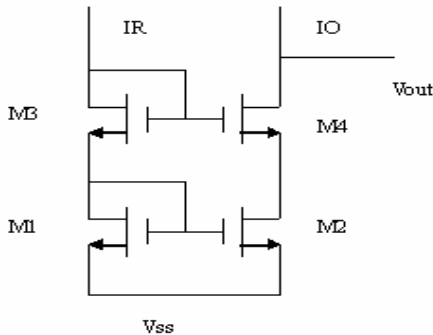


图 3-2 标准共源共栅的恒流源电路

$$\begin{aligned}
 V_0 &= i_0 [r_{ds2} + r_{ds4} + r_{ds2} r_{ds4} (g_{m4} + g_{mb4})] \\
 &= i_0 [r_{ds2} + r_{ds4} + r_{ds2} r_{ds4} g_{m4} (1 + \eta_4)]
 \end{aligned} \tag{3-4}$$

其中：

$$\eta_4 = \frac{g_{mb4}}{g_{m4}} \tag{3-5}$$

因此输出阻抗 r_0 可以表示为：

$$r_0 = r_{ds2} r_{ds4} g_{m4} \tag{3-6}$$

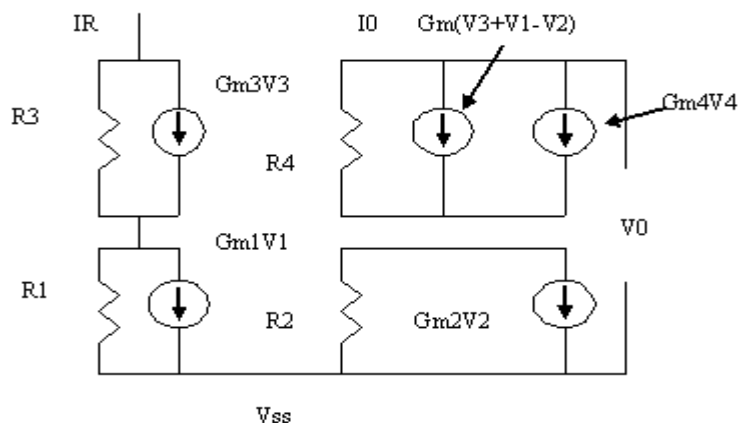


图 3-3 交流小信号等效电路

上式可以表明，该恒流源的输出阻抗比图3-1所示的恒流源电路的输出阻抗大 $r_{ds4}g_{m4}$ 倍。

例：共源共基镜像电流源电路中， $I_{in}=100\mu A$ ，每个晶体管 $W/L=100\mu m/1.6\mu m$ 。假设 $unCox=92\mu A/V^2$ ，

$V_{tn}=0.8V$ ， $r_{ds}=[8000L(\mu m)]/[ID(mA)]$ ，求镜像电流源的 r_{out} （体效应约为 $0.2g_m$ ）。还求使得输出晶体管保持在工作区的 V_{out} 的最小输出电压。

解：通常， $I_{out}=I_{in}$ ，这样我们可以求出这个镜像电流源的小信号参数为

$$g_{m4}=[2unCox(W/L)I_{out}]^{1/2}=1.07mA/V$$

还有

$$r_{ds2}=r_{ds4}=8000*1.6/0.1=128k\Omega$$

输出阻抗为

$$R_{out}=128k[128(1.07+0.2*1.07)]=21M\Omega$$

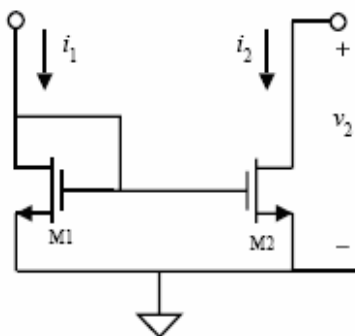
要求出最小输出电压，我们首先需要确定 V_{eff} :

$$V_{eff} = [2I_{out} / (u_n C_{ox} W / L)]^{1/2} = 0.19V$$

这样，最小输出电压求得为 $2 \times 0.19 + 0.8 = 1.18V$

3.3 HSPICE 仿真分析基本恒流源电路

(1) 仿真电路



(2) 网表

```
EXP 3.1 Simple MOS Current Mirror
.option post=2 numdgt=7 tnom=27
M1 1 1 0 0 nch l = 1u w = 5u
M2 2 1 0 0 nch l = 1u w = 5u
I1 0 1 DC 10u
V1 3 0 DC 0
V_I2 3 2 DC 0
```

图 3-4 基本恒流源电路

```
.MODEL nch NMOS VTO=0.7 KP=110U LAMBDA=0.04 GAMMA = 0.4 PHI = 0.7
*.dc V1 0 5 .1 I1 10u 80u 10u
.dc V1 0 5 .1
.END
```

(3) 仿真结果

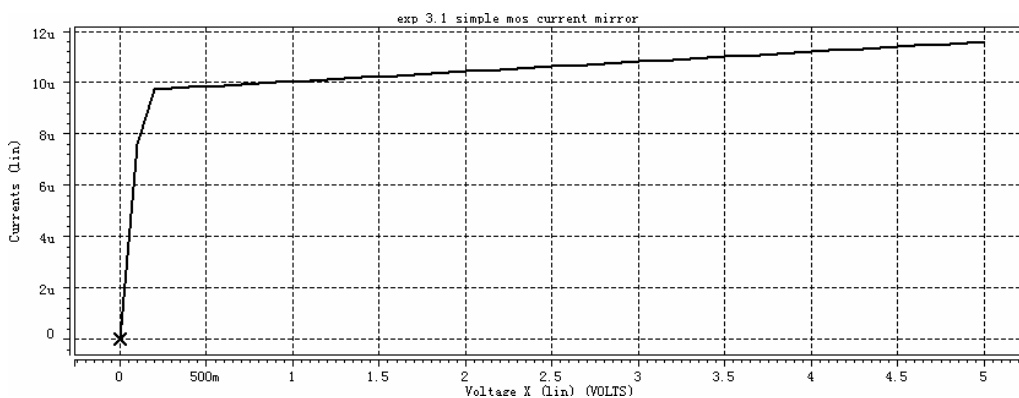


图 3-5 基本恒流源电路仿真输出结果

3.4 HSPICE 仿真分析高输出阻抗恒流源电路（MOS 管参数同上）

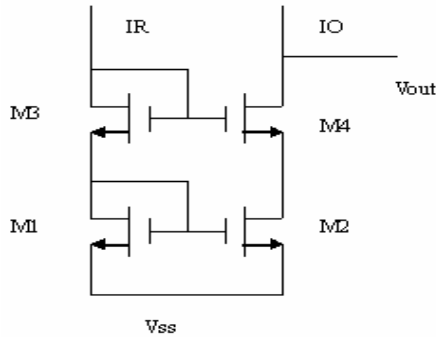


图 3-6 高输出阻抗的恒流源电路

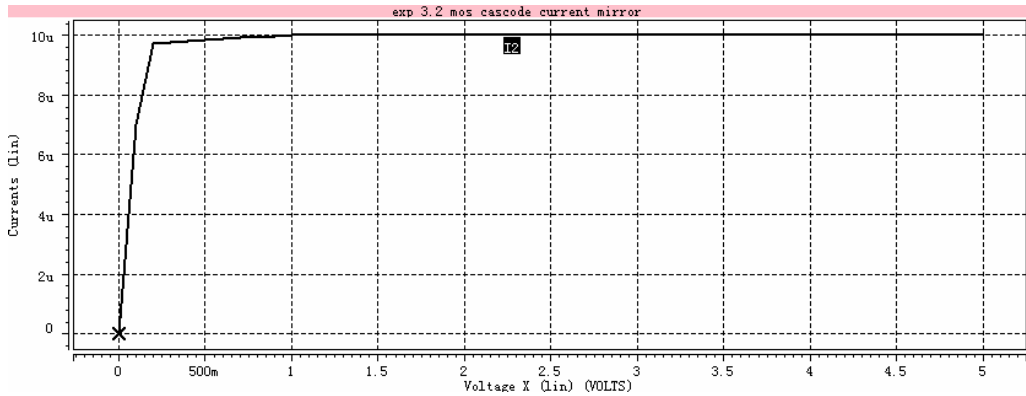


图 3-7 高输出阻抗恒流源电路仿真输出结果

通过与前面的仿真结果比较，可看出共源共栅电流沉的输出电阻较大（斜率的倒数为输出电阻）。另外，体效应会使M3管和M4管的阈值电压变大，导致电流值低于我们的期望值。

3.5 基本恒流源电路的敏感度分析

跨过电流沉的电压（即M2管的漏端电压）对输出电流有很大影响，敏感度很高。通过敏感度分析，可知道哪个元件对输出变量有最大影响。通过计算机仿真得到输出变量对元件参数的敏感度，这在大电路设计中几乎是必须要做的一步。

```
.sense I(vdrain2)
.dc vdrain -2.5 2.5 0.01
```

3.6 基本恒流源电路的温度特性

$$I_o(T) = I_o(T_0)(1 + TC(I_o)(T - T_0)) = I(T_0)[1 - 0.0015(T - 27)]$$

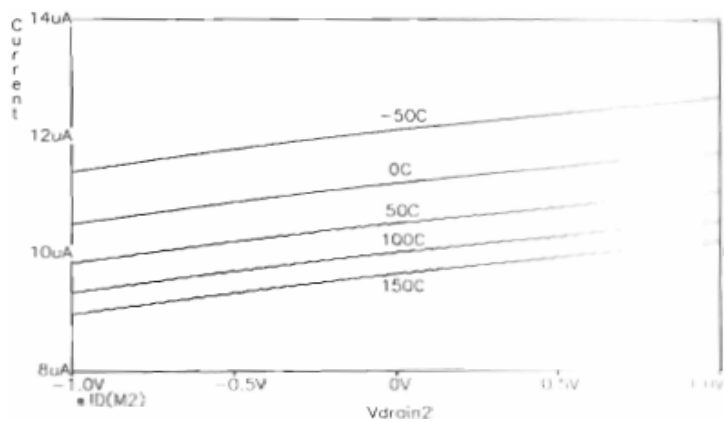


图 3-8 基本恒流源电路温度特性仿真输出结果

3.7 其它类型的电流源/沉

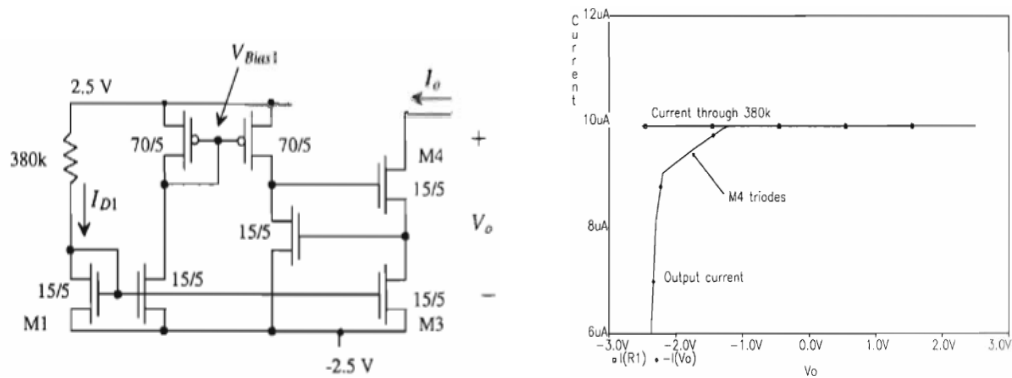


图 3-9 恒流源电路仿真输出结果

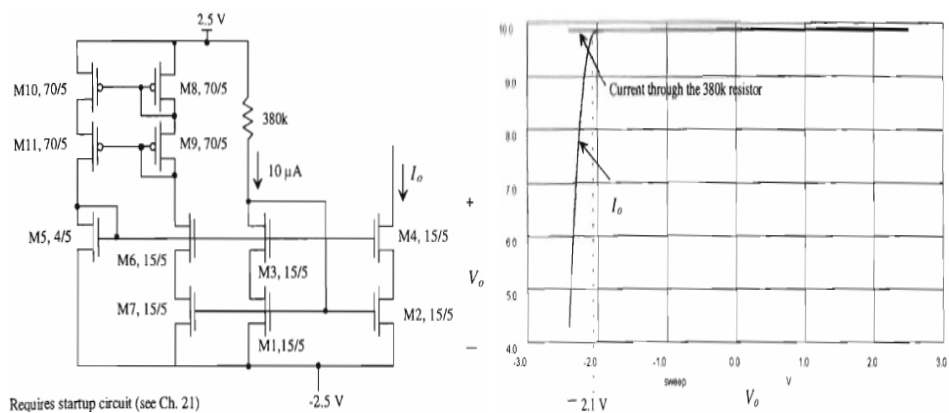


图 3-10 恒流源电路仿真输出结果

第4章 共源放大电路分析与设计

共源放大器是CMOS电路中的基本增益级。它是典型的反相放大器，负载可以是有源负载或者电流源。共源放大器多种实现方式如图4-1所示有源负载放大器，电流源负载放大器和推挽放大器，在其他条件相同的情况下，图中电路的小信号增益由左至右依次增大。

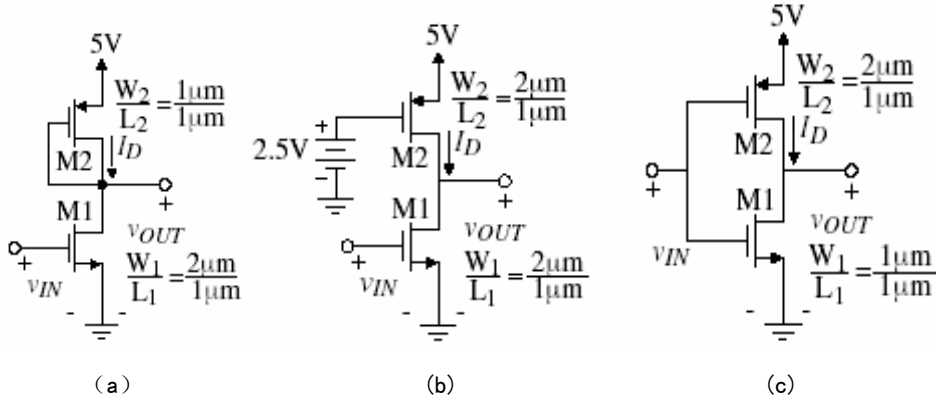


图4-1 (a) 有源负载共源放大器 (b) 电流源负载共源放大器 (c) 推挽共源放大器

4.1 有源负载共源放大器

在许多应用场合需要用到可高度预见其小信号和大信号特性的底增益反相器。满足此要求的一种结构如图4-1(a)所示，这就是PMOS有源负载共源放大器。

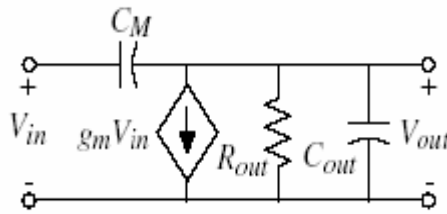


图4-2 图4-1(a)的小信号图

我们利用它的小信号图4-2，可以计算出它的增益。对输出端的电流求和可得：

$$g_{m1}v_{in} + g_{ds1}v_{out} + g_{m2}v_{out} + g_{ds2}v_{out} = 0 \quad (4-1)$$

求解电压增益 v_{out}/v_{in} ，得到：

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{-g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds2} + g_{m2}} \cong -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} = -\left(\frac{K'_N W_1 L_2}{K'_P L_1 W_2}\right)^{1/2} \quad (4-2)$$

小信号的输出电阻从图4-2也可以得出

$$R_{out} = \frac{1}{g_{ds1} + g_{ds2} + g_{m2}} \cong \frac{1}{g_{m2}} \quad (4-3)$$

有源电阻负载共源放大器的输出阻抗较低，因为按二极管方式连接的M2管具有低阻抗的缘故。在要求反相增益级具有大带宽时，低输出阻抗是非常有用的。

4.2 电流源负载共源放大器

通常，共源放大器需要得到比有源负载共源放大器更大的增益。第二种有较高增益的共源放大器结构是图 4-1 (b) 所示的电流源负载共源放大器。这种结构采用电流源负载代替PMOS二极管连接的负载。电流源是共栅结构，采用栅极加直流电压偏置VGG2的P沟道管实现。

小信号性能可由图 4-2 模型中用 $gm2v_{out}=0$ （考虑M2的栅极交流接地）来求得。小信号电压增益为：

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{-g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds2}} = \left(\frac{2K'_N W_1}{L_1 I_D} \right)^{1/2} \left(\frac{-1}{\lambda_1 + \lambda_2} \right) \propto \frac{1}{\sqrt{I_D}} \quad (4-4)$$

取决于器件尺寸、电流和使用的技术，这个电路的典型增益在 $-10 \sim -100$ 的范围内。为了用电阻性负载得到类似的增益，必须使用远远高于5V的电源电压。电阻性负载方法还会大大提高功率损耗。但是，这里应该提到的是：对于低增益、高频率级，（如果不需要大量硅面积）用电阻负载会更理想，因为它们一般都有较小的寄生电容。它们通常还比有源负载噪声小。

这是个有意义的结果：随着直流电流的减小，增益上升。这是因为输出电导正比于偏置电流，而跨导正比于偏置电流的平方根。增益随 I_D 减小而增加可一直保持到电流接近亚阈值工作区，即弱反型层出现，此时跨导变为正比于偏置电流且小信号电压增益成为偏置电流函数的常数。如果我们假设亚阈区发生在电流近似为 $1 \mu A$ 的时候，又如果 $(W/L)_1 = (W/L)_2 = 10$ ，使用 $0.8 \mu m$ 模型的参数值可给出图 4-1 (b) 所示的电流负载CMOS共源放大器的最大增益近似为 $-521V/V$ 。图 4-3 示出了电流源负载作为直流偏置电流的函数的典型关系（假设亚区效应发生在近似等于 $1 \mu A$ 的时候）。

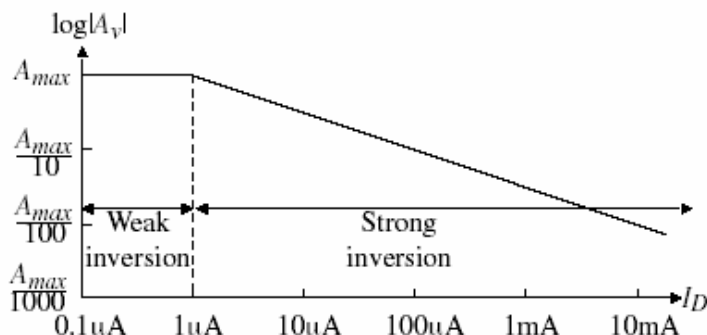


图 4-3 漏极电流对电流源共源放大器的小信号电压增益的影响

电流源负载CMOS共源放大器的小信号输出电阻抗可从图 4-2 ($g_{m2}v_{out}=0$) 求得:

$$R_{out} = \frac{1}{g_{ds1} + g_{ds2}} = \frac{1}{I_D(\lambda_1 + \lambda_2)} \quad (4-5)$$

如果 $I_D=200\mu A$ ，沟道长度为 $1\mu m$ ，采用 $0.8\mu m$ 的模型参数值，电流源CMOS共源放大器的输出阻抗近似为 $56k\Omega$ ，与有源负载CMOS共源放大器相比此输出阻抗较高。然而，此结果导致带宽降低。

例：在上面电路中，晶体管 $W/L=100\mu m/1.6\mu m$ 。假设 $\mu_n C_{ox}=90\mu A/V^2$ ， $\mu_p C_{ox}=30\mu A/V^2$ ， $I_{bias}=100\mu A$ ， $r_{ds-n}=[8000L(\mu m)]/[I_D(mA)]$ ， $r_{ds-p}=[12000L(\mu m)]/[I_D(mA)]$ ，这一级的增益是多少？

解： g_{m1} 的值由下式得出

$$g_{m1} = [2\mu_n C_{ox} (W/L) I_{D1}]^{1/2} = 1.06 mA/V$$

同时

$$R_{ds1} = 8000 * 1.6 / 0.1 = 128k\Omega$$

$$R_{ds2} = 12000 * 1.6 / 0.1 = 192k\Omega$$

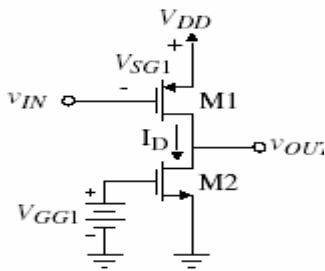


图 4-4 电流漏

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{-g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds2}} = -1.06(128 || 192) = -81.4$$

与电流源负载CMOS共源放大器对应的是电流漏共源放大器，如图 4-4 所示结构。

它的特性和电流源负载相似

4.3 推挽共源放大器

如图 4-1 (a) 和图 4-1 (b) 中 M2 的栅极接到 M1 的栅极，即为图 4-1 (c) 所示的推挽 COMS 共源放大器。比较电流源和推挽共源放大器，可以得出，采用同样的晶体管，推挽共源放大器具有更高的增益。这是由于两个晶体管都由 v_{IN} 驱动的缘故。推挽共源放大器的另一个优点是它的输出可以端到端的满摆幅工作。

推挽共源放大器的小信号能取决与它的工作区。如果假设 M1, M2 都处于饱和区，就能得到最大电压增益。我们可以借助图 4-5 来分析小信号性能。

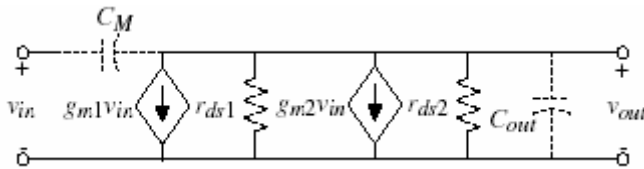


图 4-5 图 4-1 (c) 小信号模型

小信号电压增益是：

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{-(g_{m1} + g_{m2})}{g_{ds1} + g_{ds2}} = -\sqrt{\left(\frac{2}{I_D}\right)} \left[\frac{\sqrt{K'_N \left(\frac{W_1}{L_1}\right)} + \sqrt{K'_P \left(\frac{W_2}{L_2}\right)}}{\lambda_1 + \lambda_2} \right] \quad (4-6)$$

我们注意到与电流源/漏共源放大器一样，电压增益同样受直流电流的影响。

4.4 HSPICE 仿真分析电流源负载共源放大电路

(1) 电路结构

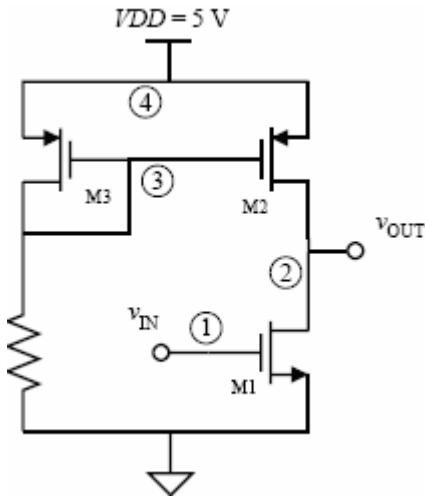


图 4-6 电流源负载共源放大器结构

(2) 直流分析

电路如图 4-6 所示，试用HSPICE仿真器得到 Vout作为Vin函数关系的曲线。确定Vout=0V时 Vin的直流值。

```
EX 4.1 common source amp
.option post=2 numdgt=7 tnom=27
M1 2 1 0 0 nch W=5u L=1u
M2 2 3 4 4 pch w=5u L=1u
M3 3 3 4 4 pch w=5u L=1u
R1 3 0 100k
Vin 1 0 dc 5
Vdd 4 0 dc 5
```

```
.MODEL nch NMOS VTO=0.7 KP=110U GAMMA=0.4 LAMBDA=0.04 PHI=0.7
.MODEL pch PMOS VTO=-0.7 KP=50U GAMMA=0.57 LAMBDA=0.05 PHI=0.8
.dc vin 0 5 0.1
.print dc v(2)
.end
```

分析结果：

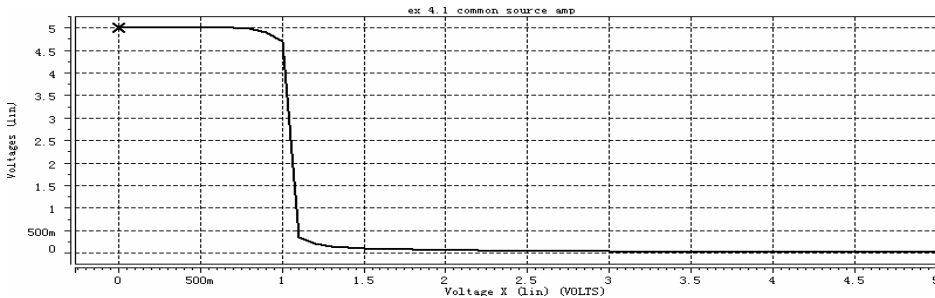


图 4-7 电流源负载共源放大器直流特性仿真

(3) 交流分析

假设输出端接 5PF 的电容，当放大器被偏置在过渡区时，试用HSPICE获得 $V_{out}(\omega)/V_{in}(\omega)$ 的小信号频率响应，给出从 100Hz 到 100MHz 范围内的幅度和相位响应。

```
EX 4.2 common source amp AC analysis
.option post=2 numdgt=7 tnom=27
M1 2 1 0 0 nch W=5u L=1u
M2 2 3 4 4 pch w=5u L=1u
M3 3 3 4 4 pch w=5u L=1u
CL 2 0 5P
R1 3 0 100k
Vin 1 0 dc 1.07 AC 1
Vdd 4 0 dc 5
.MODEL nch NMOS VTO=0.7 KP=110U GAMMA=0.4 LAMBDA=0.04 PHI=0.7
.MODEL pch PMOS VTO=-0.7 KP=50U GAMMA=0.57 LAMBDA=0.05 PHI=0.8
.ac dec 20 100 100MEG
.op
.print ac vm(2) vdb(2) vp(2)
.end
```

分析结果：

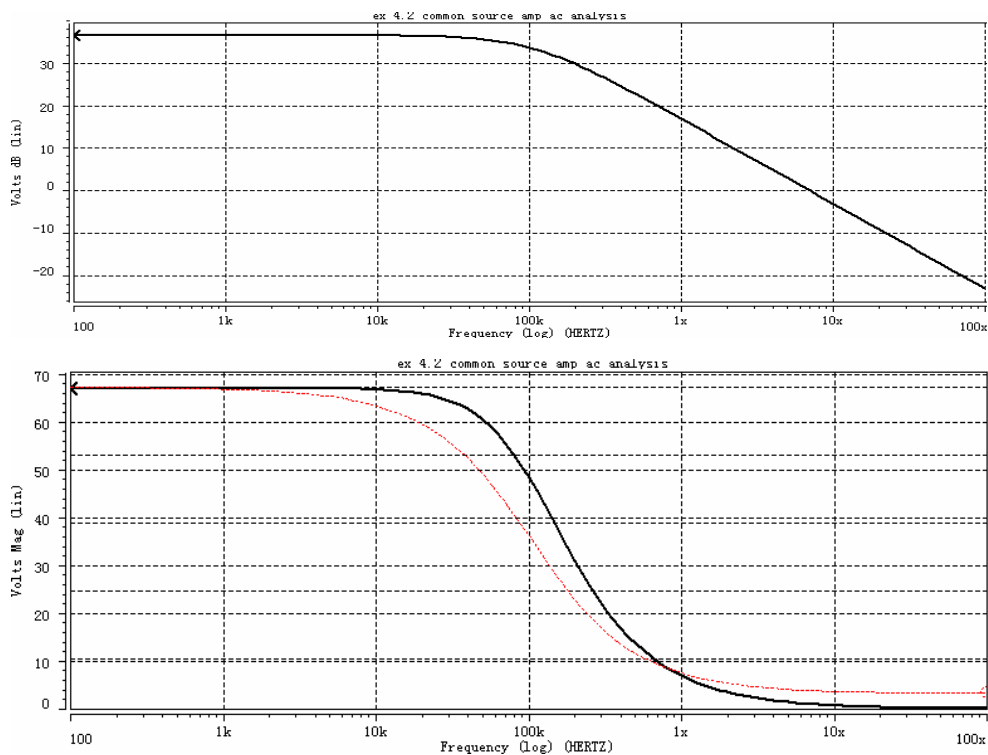


图 4-8 电流源负载共源放大器交流特性仿真

(4) 瞬态分析

当电路输入脉冲信号时的瞬态响应，仿真时间从 0 到 4us。

EX 4.3 common source amp TRansient analysis

```
.option post=2 numdgt=7 tnom=27
```

```
M1 2 1 0 0 nch W=5u L=1u
```

```
M2 2 3 4 4 pch w=5u L=1u
```

```
M3 3 3 4 4 pch w=5u L=1u
```

```
CL 2 0 5P
```

```
R1 3 0 100k
```

```
Vin 1 0 PWL(0 0v 1u 0v 1.05u 3v 3u 3v 3.05u 0v 6u 0v)
```

```
Vdd 4 0 dc 5
```

```
.MODEL nch NMOS VTO=0.7 KP=110U GAMMA=0.4 LAMBDA=0.04 PHI=0.7
```

```
.MODEL pch PMOS VTO=-0.7 KP=50U GAMMA=0.57 LAMBDA=0.05 PHI=0.8
```

```
.tran 0.01u 4u
```

```
.print tran v(2) v(1)
```

```
.end
```

分析结果：

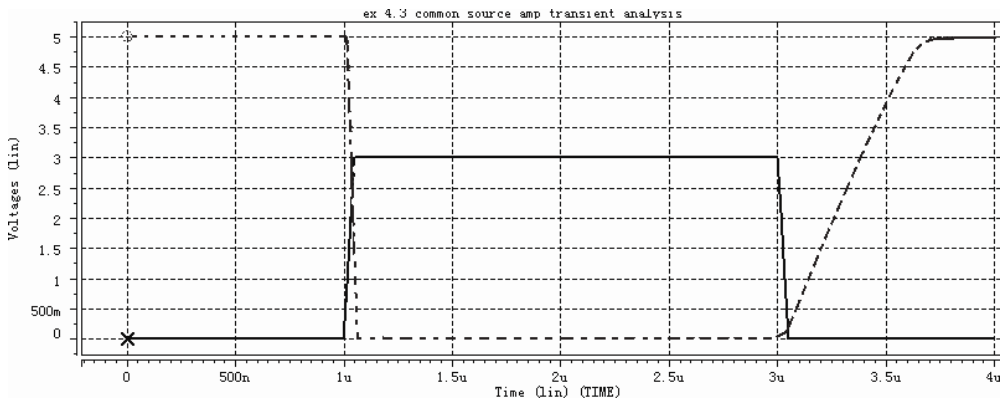


图 4-9 电流源负载共源放大器瞬态响应仿真

第 5 章 共源共栅放大电路分析与设计

5.1 共源共栅放大器原理及分析

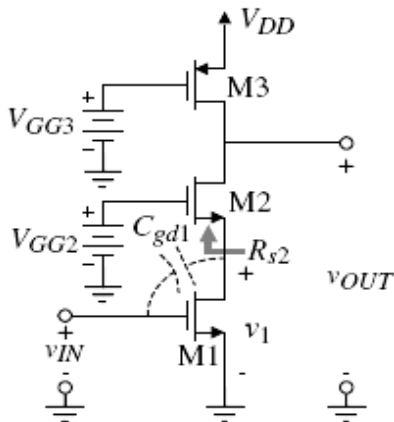


图 5-1 简单共源共栅放大器

与反相放大器相比，共源共栅放大器有两个显著的优点：首先，它提供更高的输出阻抗，类似于共源共栅电流漏和共源共栅电流镜。其次，它减小了放大器输入端的米勒电容效应，这一点在设计运算放大器的频率性能时是很重要的。图 5-1 示出由晶体管 M1、M2 和 M3 构成的简单共源共栅放大器。除 M2 之外，共源共栅放大器与电流源 CMOS 反相器一样。M2 的主要功能是使 M1 漏极的小信号阻抗变小。从 M2 的漏极看

进去的小信号电阻近似为 $r_{ds1}g_{m2}r_{ds2}$ ，比从 M3

的漏极看进去的小信号阻抗 r_{ds3} 大的多。共源共栅放大器的小信号增益大约是共源反相器的两倍，因为 R_{OUT} 为原来的两倍。

(1) 共源共栅的小信号特性

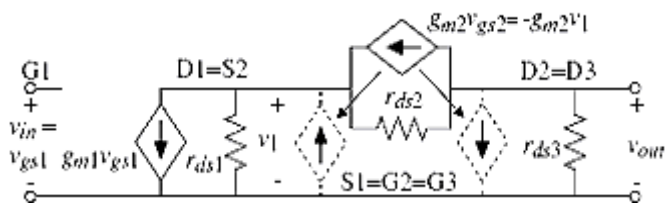


图 5-2 (a) 忽略 M2 体效应后的共源共栅放大器的小信号模型

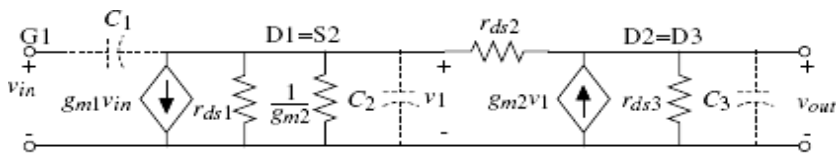


图 5-2 (b) 共源共栅放大器的简化等效模型

图 5-1 所示的简单共源共栅放大器的小信号性能可以用图 5-2(a) 的小信号模型来分析，此模型简化后如图 5-2(b) 所示。为简化起见，我们忽略了 M2 的体效应。这里的简化采用了电流源拆分和置换原理。采用节点分析为：

$$(g_{ds1} + g_{ds2} + g_{m2})v_1 - g_{ds2}v_{OUT} = -g_{m1}v_{in} \quad (5-1)$$

$$-(g_{ds2} + g_{m2})v_1 + (g_{ds2} + g_{ds3})v_{OUT} = 0 \quad (5-2)$$

求解得出 v_{out}/v_{in} 为：

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{-g_{m1}(g_{ds2} + g_{m2})}{g_{ds1}g_{dds2} + g_{ds1}g_{ds3} + g_{ds2}g_{ds3} + g_{ds2}g_{m2}} \cong \frac{-g_{m1}}{g_{ds3}} = -\left(\frac{2K'W_1}{L_1I_D\lambda_3^2}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (5-3)$$

我们可以用图 5-1 所示共源共栅电流漏（M1 和M2）的小信号输出阻抗与 r_{ds3} 并联来求输出电阻。因此，共源共栅放大器的小信号输出电阻为：

$$r_{out} = [r_{ds1} + r_{ds2} + g_{m2}r_{ds1}r_{ds2}] \parallel r_{ds3} \cong r_{ds3} \quad (5-4)$$

我们将看到如何利用共源共栅放大器在满足增益的条件下增加电势的优点。

我们进一步主要到小信号增益对偏置电流同样有依赖性。由式(5-1)和式(5-2)得出：

$$\begin{aligned} \frac{v_1}{v_{in}} &= \frac{-g_{m1}(g_{ds2} + g_{m2})}{g_{ds1}g_{dds2} + g_{ds1}g_{ds3} + g_{ds2}g_{ds3} + g_{ds2}g_{m2}} \\ &\approx \left(\frac{g_{ds2} + g_{ds3}}{g_{ds3}}\right)\left(\frac{-g_{m1}}{g_{m2}}\right) \cong \frac{-2g_{m1}}{g_{m3}} = -2\left(\frac{W_1L_2}{L_1W_2}\right)^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (5-5)$$

可以看出，如果M1 和M2 的宽长比相同且 $g_{ds2} = g_{ds3}$ ，那么， v_1/v_{in} 近似为-2。

增益为-2 的原因不明显，通常我们希望从M2 的源极看进去的电阻是 $1/g_{m2}$ 。然而，这里显然不是这种情况。让我们进一步观察图 5-1 中电阻 R_{s2} ，这是一个从M2 的源极点进去的电阻。此计算的小信号模型如图 5-3 所示，图中忽略了体效应 ($g_{mbs2} = 0$)。

为了求解图 5-3 中所示的 R_{s2} 值，我们首先写出了一个电压环路是：

$$v_{s2} = (i_1 - g_{m2}v_{s2})r_{ds2} + i_1r_{ds3} = i_1(r_{ds2} + r_{ds3}) - g_{m2}r_{ds2}v_{s2} \quad (5-6)$$

为求 v_{s2} 与 i_1 的比值，解这个等式得到：

$$R_{s2} = \frac{v_{s2}}{i_1} = \frac{r_{ds2} + r_{ds3}}{1 + g_{m2}r_{ds2}} \quad (5-7)$$

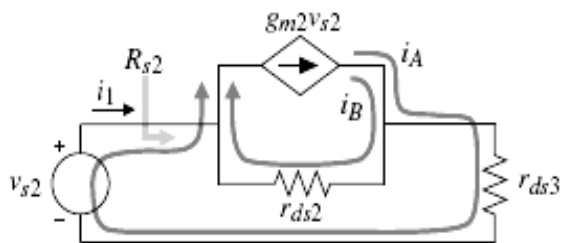


图 5-3 用于计算 R_{s2} 的小信号模型

管子漏极到交流地的电阻有关。

让我们进一步用观察法来说明图 5-1 共源共栅放大器的小信号电流流进M1 的漏极。在这个电路中，输入信号 V_{in} 作用到M1 的栅-源极，这引起 $g_{m1}V_{in}$ 的小信号电流流进M1 的漏极，这个电流流过M2 在输出端得到电压，该点是M2 和M3 的漏极连接点，其电阻是 $r_{ds1}g_{m2}r_{ds2}$ 和 r_{ds3} 的并联。因为 $r_{ds1}g_{m2}r_{ds2}$ 大于 r_{ds3} ，因此 $R_{out} \approx r_{ds3}$ 。

5.2 共源共栅放大器的设计流程

共源共栅级的普及有两个主要原因。第一个主要原因是它们由于大输出阻抗，对单级有相当大的增益。为了得到这个高增益，与输出节点相连的镜像电流源可以用高质量共源共栅镜像电流源实现。通常，得到这个高增益不会导致任何速度降低，而且有时还会提高速度。使用共源共栅级的第二个主要原因是它们限制了输入驱动晶体管上的电压。这最小化了任何短沟道效应，它在使用的晶体管沟道长度非常短的现代技术中越来越重要。

对如图的共源共栅放大器，设计参数为W1/L1、W2/L2、W3/L3、直流电流和偏置电压。

下图显示了放大器各个参数设计的关系式。共源共栅放大器的典型指标是 V_{DD} 、小信号增益 A_v 、最大和最小输出电压摆幅Vout (最大)和Vout (最小)以及功耗 P_{diss} 。

我们看到如果 $r_{ds2} \approx r_{ds3}$ ， R_{s2} 正好

等于 $2/g_{m2}$ 。于是，如果 $g_{m1} \approx g_{m2}$ ，则从图 5-1 中所示共源共栅放大器的输出到M1 的漏极或M2 的源极的电压增益近似为-2。我们注意到一个重要的规则，从MOSFET的源极看进去的小信号电阻与

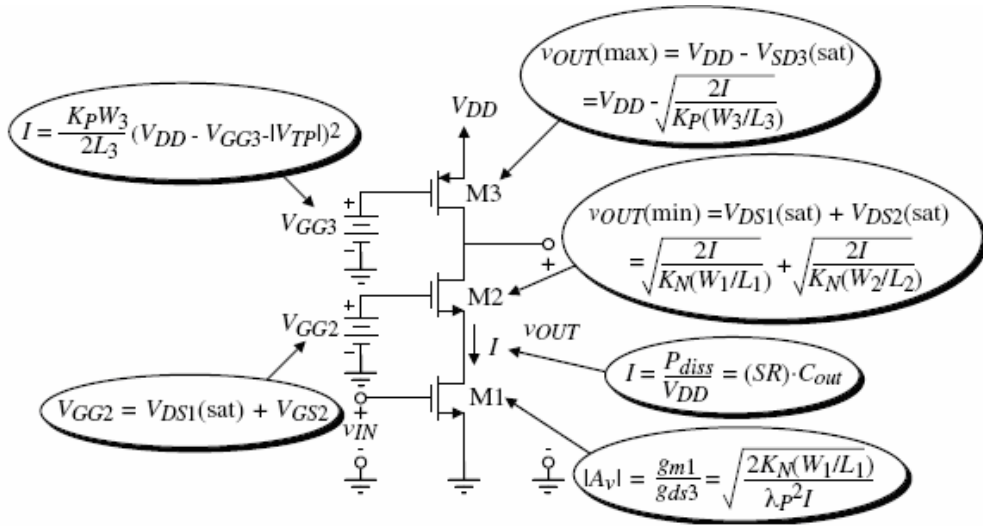


图 5-4 共源共栅放大器结构

5.3 设计实例及 HSPICE 仿真分析

共源共栅放大器指标为: $A_v = -50V/V$, $v_{OUT}(\max) = 4V$, $v_{OUT}(\min) = 1.5V$, $V_{DD} = 5V$, $P_{diss} = 1mW$. 要求在 $10pF$ 负载上的摆率大于等于 $10V/\mu s$.

(1) 设计过程

在设计中, 不是所有的指标都重要且必须完全满足的。比如供电要求是 $5V$, 但是如因某种原因输出摆幅可以超过设计要求。让我们从直流电流开始分析。摆率和功耗都会影响直流电流。摆率要求电流大于 $100\mu A$, 功耗要求小于 $200\mu A$. 我们折中取 $150\mu A$.

首先从 $M3$ 开始, 因为唯一不知道的就是 $W3/L3$, 根据关系式, 求得:

$$\frac{W3}{L3} = \frac{2I}{Kp' [V_{DD} - v_{OUT}(\max)]^2} = \frac{2 \times 150}{50(1)^2} = 6$$

设计图左上角的关系式给出 $I = I_{BIAS}$ 时 $W4/L4 = W3/L3$. 接下来用设计图右下角的关系式确定 $W1/L1$:

$$\frac{W1}{L1} = \frac{(A_v \lambda_3)^2 I}{2K_N'} = \frac{(50 \times 0.05)^2 \times 150}{2 \times 110} = 4.26$$

为了设计 $W2/L2$, 首先计算 $V_{DS1}(\text{饱和})$, 并用 $v_{OUT}(\text{最小})$ 来确定 $V_{DS2}(\text{饱和})$. 求解 $V_{DS1}(\text{饱和})$ 得:

$$V_{DS1}(\text{饱和}) = \sqrt{\frac{2I}{K_N'(W1/L1)}} = \sqrt{\frac{2 \times 150}{110 \times 4.26}} = 0.8V$$

用 $1.5V$ 减去这个值得 $V_{DS2}(\text{饱和}) = 0.7V$. 因此, $W2/L2$ 为:

$$\frac{W2}{L2} = \frac{2I}{K_N 'V_{DS2}(\text{饱和})^2} = \frac{2 \times 150}{110 \times 0.7^2} = 5.57$$

最后，用设计图左下角的关系式给出VGG2 的值：

$$V_{GG2} = V_{DS1}(\text{饱和}) + \sqrt{\frac{2I}{K_N '(W2/L2)}} + V_{TN} = 0.8V + 0.7V + 0.7V = 2.2V$$

这个例子说明改变各个管的W/L可以得到 2.5V的输出电压范围且使所有管子都工作在饱和区。共源共栅放大器给了设计者比反相放大器更多的对小信号性能的控制能力。另外，单级共源共栅电路可以在恰当地确定主极点的情况下提供非常高的电压增益。

(2) 网表

EX5.1 a Cascode Amplifier

```
.option post=2 numdgt=7 tnom=27
```

```
m1      2      1 0   0   NMOS1   l= 1u   w=4.26u
```

```
m2      4 3     2   2   NMOS1   l= 1u   w=5.57u
```

```
m3      4      5 6   6   PMOS1   l= 1u   w=6u
```

```
m4      5 5 6   6   PMOS1   l= 1u   w=6u
```

```
ibias   5 0 dc 150u
```

```
*rset      5      0 11.33k ???
```

```
c1      4      0      10pf
```

```
vdd     6   0   5
```

```
vgg     3     0      dc 2.2
```

```
*vref     5     0      dc 3.3
```

```
vil 1    0   DC   1.5  ac 1
```

```
.op
```

```
*,tran 1ms 30ms
```

```
.ac DEC 10 1 10MEG
```

```
.print vdb(4)
```

```
.MODEL NMOS1 NMOS VTO=0.70 KP=110U GAMMA=0.4 LAMBDA=0.04 PHI=0.7
```

```
+MJ=0.5 MJSW=0.38 CGBO=700P CGSO=220P CGDO=220P CJ=770U CJSW=380P
```

```
+LD=0.016U TOX=14N
```

```
.MODEL PMOS1 PMOS VTO=-0.7 KP=50U GAMMA=0.57 LAMBDA=0.05 PHI=0.8
```

```
+MJ=0.5 MJSW=0.35 CGBO=700P CGSO=220P CGDO=220P CJ=560U CJSW=350P
```

```
+LD=0.014U TOX=14N
```

```
.END
```

(3) 仿真结果

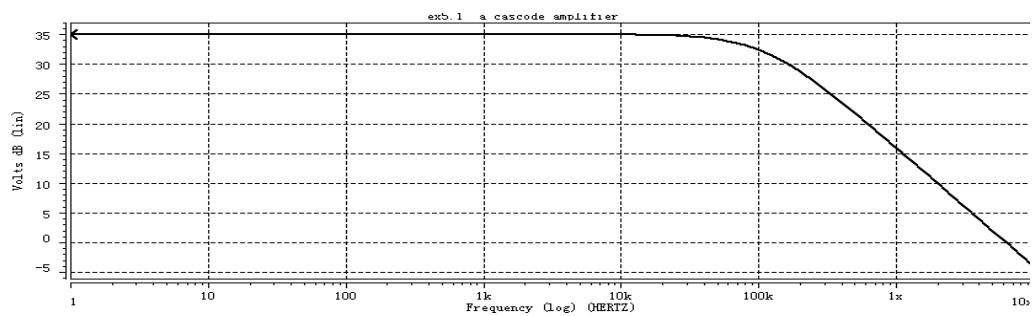


图 5-5 共源共栅放大器仿真输出

第6章 源级跟随电路分析与设计

反相器、差分放大器和共源共栅放大器的共同特点是输出电阻大，但当负载是由一个小电阻和大电容组成时，就不希望输出电阻太大。要在小的负载电阻上取得较大的输出电压摆幅，就要求很大的电流。一个大负载电容也要求很大的输出电流来提供所需的充电电流，才能满足瞬态响应的要求。为了在稳态或瞬态偏压下提供足够的输出电流，就必须采用低阻输出级。

输出放大器的主要目的是有效的将信号提供给输出负载。输出负载可由电阻、电容或二者并联构成。一般来说，输出电阻较小，在 $50 \sim 1000 \Omega$ 范围内；输出电容较大，在 $5 \sim 1000 \text{pF}$ 范围内。输出放大器应该有能力给这些负载提供足够的信号（电压、电流或功率）。输出放大器驱动低负载电阻主要需要有一个小于等于负载电阻的小信号输出电阻。驱动大电容的输出放大器主要需要有能力输出一个大的源或漏电流。驱动大电容的放大器不需要低的输出电阻。

CMOS输出级的基本作用是电流变换。大部分输出级都具有高电流增益和低电压增益，对一个输出级的特定要求有：（1）以电压或电流的形式提供足够的输出功率，（2）防止信号失真，（3）高效率，（4）对异常状态（短路、过热等等）提供保护。由于信号摆幅很大，并且在小信号放大器中一般不会遇到的非线性问题变得重要了，故而有第二项要求。第三项要求是要使驱动晶体管上的功耗比负载上的功耗小得多。对第四项要求，CMOS输出级通常都可以满足，这是由于CMOS器件本身的自我限制特性造成的。

6.1 源极跟随缓冲级

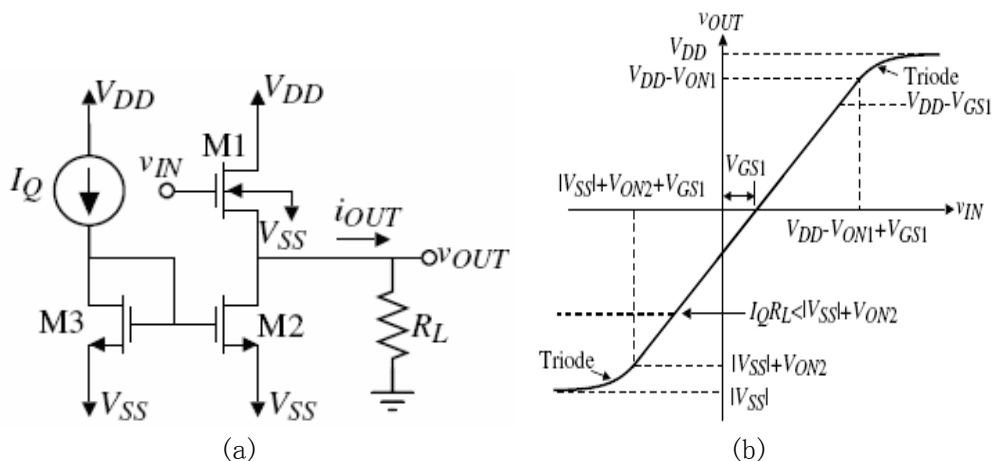


图 6-1 (a) 源极跟随器的电路结构和 (b) 电压传输曲线

(1) 输出电压摆幅

$$v_{OUT}(\min) \cong V_{SS} - V_{ON2} \text{ (如 } R_L \text{ 较大) 或者 } v_{OUT}(\min) \cong -I_Q R_L \text{ (如 } R_L \text{ 较小)}$$

$$v_{OUT}(\max) \cong V_{SS} - V_{ON1} \text{ (如果 } v_{IN} > V_{DD}) \text{ 或者 } v_{OUT}(\max) \cong V_{DD} - V_{GS1}$$

如果考虑衬底效应:

$$V_{T1} = V_{T01} + \gamma \left[\sqrt{2|\phi_F| - v_{BS}} - \sqrt{2|\phi_F|} \right] \approx V_{T01} + \gamma \sqrt{v_{SB}} = V_{T01} + \gamma \sqrt{v_{OUT}(\max) - V_{SS}}$$

$$\therefore V_{OUT}(\max) - V_{SS} \approx V_{DD} - V_{SS} - V_{ON1} - V_{T1} = V_{DD} - V_{SS} - V_{ON1} - V_{T01} + \gamma_1 \sqrt{v_{OUT}(\max) - V_{SS}}$$

$$\text{定义 } v_{OUT}(\max) - V_{SS} = v_{OUT}'(\max)$$

那么

$$V_{OUT}'(\max) + \gamma_1 \sqrt{v_{OUT}'(\max)} - (V_{DD} - V_{SS} - V_{ON1} - V_{T01}) = 0$$

解得

$$v_{OUT}'(\max) \approx \frac{\gamma_1^2}{4} - \frac{\gamma_1}{4} \sqrt{\gamma_1^2 + 4(V_{DD} - V_{SS} - V_{ON1} - V_{T01})} + \frac{\gamma_1^2 + 4(V_{DD} - V_{SS} - V_{ON1} - V_{T01})}{4}$$

$$\text{如果 } V_{DD} = 2.5V, \quad \gamma_N = 0.4V^{1/2}, \quad V_{TN1} = 0.7V, \quad \text{并且 } V_{ON1} = 0.2V,$$

$$\text{那么 } v_{OUT}'(\max) = 3.661V, \quad v_{OUT}(\max) = 3.661 - 2.5 = 0.8661V$$

(2) 输出最大电流

假定晶体管处于饱和状态, 并且 $V_{DD} = -V_{SS} = 2.5V$, 那么

$$I_{OUT}(\text{sourcing}) = \frac{K_1 W_1}{2L_1} [V_{DD} - v_{OUT} - V_{T1}]^2 - I_Q$$

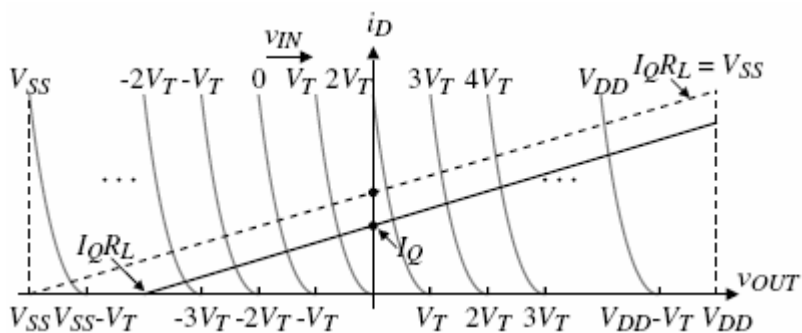
假设 $v_{IN} = v_{DD}$.

如果 $W1/L1 = 10$, $v_{OUT} = 0V$, 那么 $V_{T1} = 1.08V \Rightarrow I_{OUT} = 1.11mA$. 然而, 随着

v_{OUT} 升高于到 $0V$ 以上时, 电流快速下降。

(3) 效率

假设输入信号能使输出达到等于电源最大情况, 如图



那么

$$i_D = \frac{\beta}{2} (v_{IN} - v_{OUT} - V_T)^2$$

$$i_D = I_Q - \frac{v_{OUT}}{R_L}$$

得效率

$$\frac{P_{RL}}{P_{Supply}} = \frac{\frac{v_{OUT}(peak)^2}{2R_L}}{(V_{DD} - V_{SS})I_Q} = \frac{\frac{v_{OUT}(peak)^2}{2R_L}}{(V_{DD} - V_{SS})\left(\frac{V_{DD} - V_{SS}}{2R_L}\right)} = \left(\frac{v_{OUT}(peak)}{V_{DD} - V_{SS}}\right)^2$$

当 $v_{OUT}(peak) = V_{DD} = |V_{SS}|$ 时效率最大 25%.

6.2 小信号分析

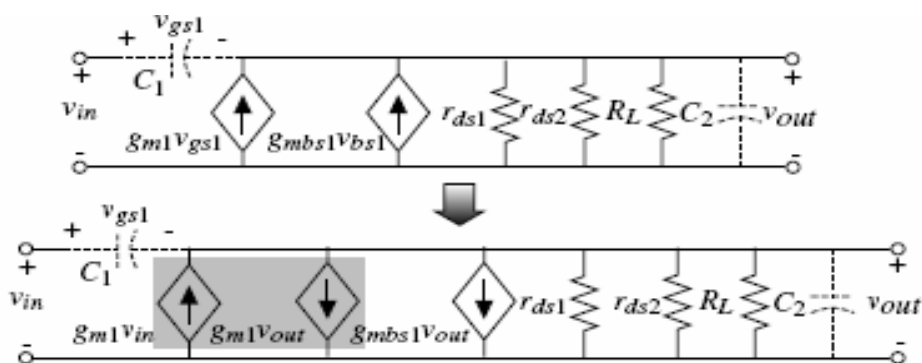


图 6-1 源极跟随器的电路小信号模型 (a) 和简化的小信号模型 (b)

(1) 电压放大倍数

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds2} + g_{m1} + g_{mbs1} + G_L} \cong \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{mbs1} + G_L} \cong \frac{g_{m1} R_L}{1 + g_{m1} R_L}$$

(2) 输出阻抗

$$R_{out} = \frac{1}{g_{m1} + g_{mbs1} + g_{ds1} + g_{ds2}}$$

对电流漏负载, $R_{out} = 830 \Omega$ 。这个输出阻抗的数量级在一般MOSFET电路中已是足够小了, 除非使用并联负反馈。

一般, g_{s1} 大约为 g_{m1} 的 $1/10 \sim 1/5$ 。而且, 晶体管输出导纳 g_{ds1} 和 g_{ds2} 应为体效应参数 g_{s1} 的 $1/10$ 。所以, 可以看到体效应参数是引起增益小于 1 的主要误差源。还要注意: 在低频下这一级完全是单边的。换句话说, 没有信号从输出端流到输入端。

例: 考虑如图所示的源极跟随器, 其中, 所有的晶体管 $W/L = 100\mu\text{m}/1.6\mu\text{m}$ 。假设

$$\mu_n C_{ox} = 90\mu\text{A}/\text{V}^2, \quad \mu_p C_{ox} = 30\mu\text{A}/\text{V}^2, \quad I_{bias} = 100\mu\text{A}, \quad \gamma_n = 0.5V^{1/2},$$

$r_{ds-n} = [8000L(\mu\text{m})]/[ID(\text{mA})]$ 。这一级的增益是多少?

解: g_{m1} 的值由下式得出

$$g_{m1} = [2\mu_n C_{ox} (W/L) ID_1]^{1/2} = 1.06\text{mA}/\text{V}$$

同时

$$R_{ds1} = R_{ds2} = 8000 * 1.6 / 0.1 = 128\text{k}\Omega$$

体效应参数方程, 即

$$g_{s1} = \frac{\gamma g_m}{2\sqrt{V_{SB} + |2\phi_F|}}$$

为了计算这个参数, 我们需要知道源极-主体电压 V_{SB} 。但是, 这个电压要依赖应用情况, 不能事先准确知道。这里我们假设使用的是 5V 的电源, $V_{SB} \approx 2V$ 。这在一定程度上有些武断, 但是这是在没有更多细节的情况下能使用的最好方法。因此有

$$g_{s1} = \frac{0.5g_m}{2\sqrt{2+0.7}} = 0.15g_m = 0.16\text{mA}/\text{V}$$

所以有

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds2} + g_{m1} + g_{s1}} = \frac{1.06}{1.06 + 0.16 + 1/128 + 1/128} = 0.86V/V$$

注意：正如前面提到的，这个结果小于 1 这么多主要是因为体效应参数 g_s 。如果没有体效应，增益应约为 0.99V/V。

(3) 频率响应

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{(g_{m1} + sC_1)}{g_{ds1} + g_{ds2} + g_{m1} + g_{mbs1} + G_L + s(C_1 + C_2)}$$

这儿

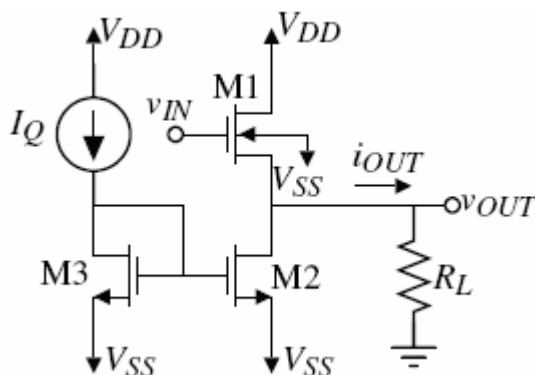
C_1 = 输入和输出端间电容 = C_{GS1}

$C_2 = C_{bs1} + C_{bd2} + C_{gd2}$ (或 C_{gs2}) + C_L

$$z = -\frac{g_{m1}}{C_1} \quad \text{和} \quad p \approx -\frac{g_{m1} + G_L}{C_1 + C_2}$$

6.3 HSPICE 仿真实例

(1) 电路结构



(2) 手算过程

如果 $VDD = -VSS = 2.5V$, $V_{out} = 0V$, $W1/L1 = 10 \mu m / 1 \mu m$, $W2/L2 = 1 \mu m / 1 \mu m$, 并且 $ID = 500 \mu A$, 那么对电流漏负载 ($RL = \text{无穷大}$):

$V_{out}/V_{in} = 0.869V/V$, 如果忽略衬底效应, 那么 $V_{out}/V_{in} = 0.963V/V$

如果给定负载 $RL = 1000 \Omega$:

$V_{out}/V_{in} = 0.512V/V$

(3) 网表

EX6.1 source follower

.option post=2 numdgt=7 tnom=27

Vdd 1 0 dc 2.5

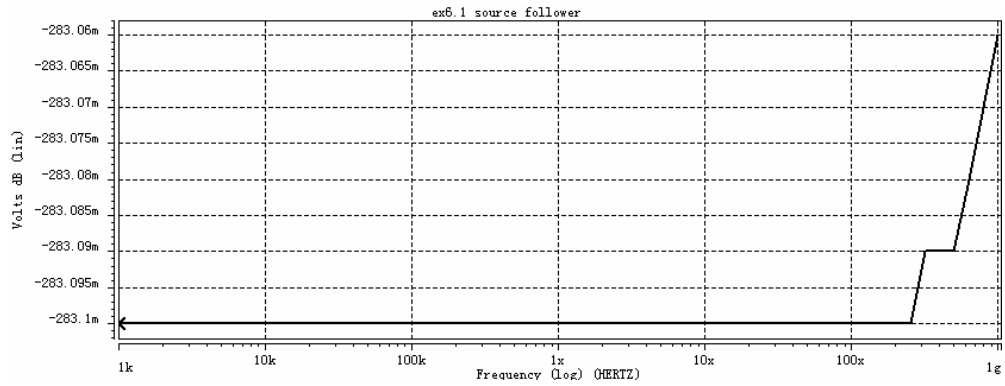
Vss 5 0 dc -2.5

```

Ibias 1 2 dc 500u
M3 2 2 5 5 nch w=10u l=1u
M2 3 2 5 5 nch w=1u l=1u
M1 1 4 3 3 nch w=1u l=1u
Vin 4 0 dc 1.22 ac 1
.op
.ac dec 10 1k 1000MEG
.print vdb(3)
.MODEL nch NMOS VTO=0.7 KP=110U GAMMA=0.4 LAMBDA=0.04 PHI=0.7
.MODEL pch PMOS VTO=-0.7 KP=50U GAMMA=0.57 LAMBDA=0.05 PHI=0.8
.end

```

(4) 仿真结果



第7章 电流镜负载差分放大电路分析与设计

7.1 基本结构及分析

传统运算放大器的输入级一般都采用电流镜负载的差分对。如图 7-1 所示。NMOS 器件 M1 和 M2 作为差分对管，P 沟道器件 M4, M5 组成电流源负载。电流 I_0 提供差分放大器的工作电流。如果 M4 和 M5 相匹配，那么 M1 电流的大小就决定了 M4 电流的大小。这个电流将镜像到 M5。如果 $V_{GS1} = V_{GS2}$ ，则 M1 和 M2 的电流相同。这样由 M5 通过 M2 的电流将等于是 I_{OUT} 为零时 M2 所需要的电流。如果 $V_{GS1} > V_{GS2}$ ，由于 $I_0 = I_{D1} + I_{D2}$ ， I_{D1} 相对 I_{D2} 要增加。 I_{D1} 的增加意味着 I_{D4} 和 I_{D5} 也增大。但是，当 V_{GS1} 变的比 V_{GS2} 大时， I_{D2} 应减小。因此要使电路平衡， I_{OUT} 必须为正。输出电流 I_{OUT} 等于差分对管的差值，其最大值为 I_0 。这样就使差分放大器的差分输出信号转换成单端输出信号。反之如果 $V_{GS1} < V_{GS2}$ ， I_{OUT} 将变成负。

假设 M1 和 M2 差分对总工作在饱和状态，则可推导出其大信号特性。描述大信号性能的相应关系如下：

$$V_{ID} = V_{GS1} - V_{GS2} = \left(\frac{2i_{D1}}{\beta}\right)^{\frac{1}{2}} - \left(\frac{2i_{D2}}{\beta}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (7-1)$$

$$I_0 = i_{D1} + i_{D2} \quad (7-2)$$

式(7-1)中， V_{ID} 表示差分输入电压。

上面假设了 M1 和 M2 相匹配。将式(7-1)代入(7-2)中得到一个二次方程，可解出 I_{D1} 和 I_{D2} 分别为：

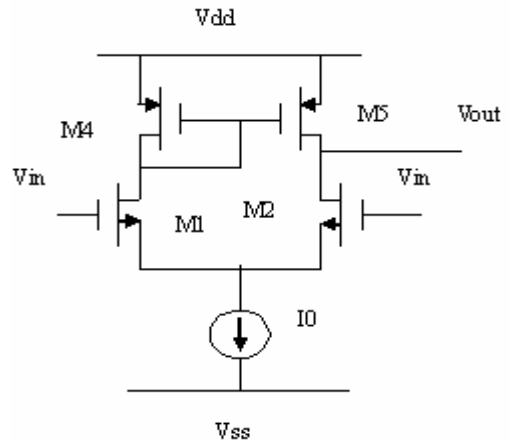


图 7-1 差分输入级

$$i_{D1} = \frac{I_0}{2} + \frac{I_0}{2} \left(\frac{\beta V_{ID}^2}{I_0} - \frac{\beta^2 V_{ID}^4}{4I_0^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (7-3)$$

$$i_{D2} = \frac{I_0}{2} - \frac{I_0}{2} \left(\frac{\beta V_{ID}^2}{I_0} - \frac{\beta^2 V_{ID}^4}{4I_0^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (7-4)$$

图 7-2 是归一化的M1 的漏电流与归一化差分输入电压的关系曲线，也即是CMOS差分放大器的大信号转移特性曲线。

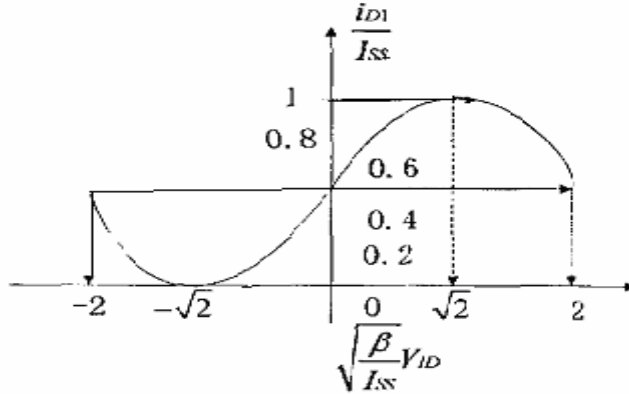


图 7-2 差分放大器大信号转移特性

$$g_m = \sqrt{\frac{I_0 \beta}{4}} = \sqrt{\frac{K_1' I_0 W_1}{4L_1}}$$

该放大器的小信号特性参数等效跨导

从图 7-2 可以看出，在平衡条件下，M2 和M5 的输出电阻 r_{02} 、 r_{05} 分别为：

$$r_{02} = \frac{1}{\lambda_2 I_{D2}} = \frac{2}{\lambda_2 I_0} \quad (7-5)$$

$$r_{05} = \frac{1}{\lambda_5 I_{D5}} = \frac{2}{\lambda_5 I_0} \quad (7-6)$$

于是该放大器的电压增益为：

$$A_V = \frac{V_o}{V_{id}} = g_m (r_{05} \parallel r_{02}) = \sqrt{\frac{\beta}{I_0}} \frac{2}{\lambda_2 + \lambda_5} \quad (7-7)$$

从公式 (7-7) 虽然可以说明在一定工艺条件下晶体管参数对其的影响，但是实际上因为从输出管的漏端看到的输入阻抗最大只能达到 $100 \text{ K}\Omega$ ，如果该电路的输入跨导只有 5mS ，那么这种结构能够提供的最大增益也只有 40dB 。不能满足现在电子产品对电路的需要。其

增益曲线见图 7-3。

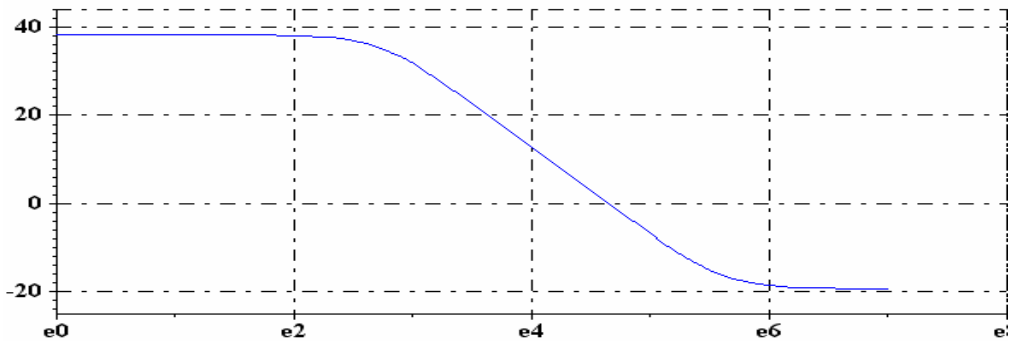


图 7-3 基本的差分的增益特性

7.2 电流镜负载的 CMOS 差分放大器设计

(1) 全差分结构

如图 7-4 所示的运放是一种最简单全差分运放电路，它是由 NMOS 管作为输入管，PMOS 管作为负载管组成。这种运算放大电路的最大优点就是能够提供大的输出摆幅。它的摆幅可以通过式 (7-8)

$$V_{\text{swing}} = V_{\text{DD}} - 2V_{\text{DS}} - V_{\text{th}} \quad (7-8)$$

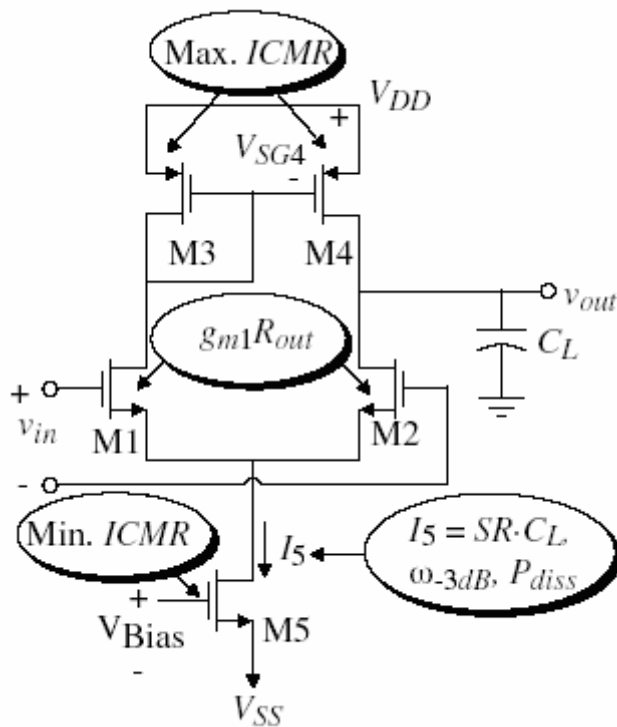


图 7-4 基本全差分运放结构

(2) 性能分析

图 7-5 所示的图 7-4 的小信号图，是在只有假设放大器的两边完全匹配的时候才适合差模分析的。如果这个条件满足，则M1 和M2 两个连在一起的源极被视为交流接地。

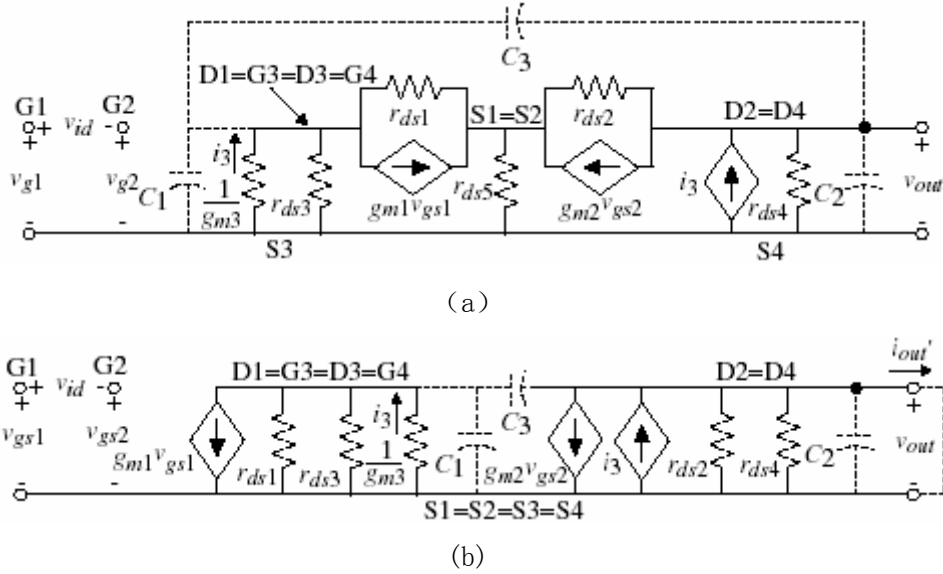


图 7-5 COMS 差分放大器的小信号模型 (a) 精确模型 (b) 简化等效模型

这种结构虽然能提高输出摆幅，但是其开环增益有限，分析其小信号图 7-5，可知其增益有：

$$A_v = g_{m1} R_{out} = \frac{g_{m1}}{g_{ds2} + g_{ds4}} \quad (7-9)$$

用器件的尺寸表示有：

$$A_v \cong \frac{v_{out}}{v_{id}} = \frac{(K'_1 I_{SS} W_1 / L_1)^{1/2}}{(\lambda_2 + \lambda_4)(I_{SS} / 2)} = \frac{2}{\lambda_2 + \lambda_4} \left(\frac{K'_1 W_1}{I_{SS} L_1} \right)^{1/2} \quad (7-10)$$

我们注意到，像反相器一样，小信号增益取决于 $I_{SS}^{1/2}$ 的倒数，事实上，这个关系直到 I_{SS} 接近阈值电压时一直成立。

例：在上面电路中， $I_{bias} = 200 \mu A$ ，晶体管 $W/L = 100 \mu m / 1.6 \mu m$ 。假设 $unCox = 92 \mu A/V^2$ ， $V_{tn} = 0.8 V$ ， $r_{ds} = [8000 L(\mu m)] / [I_D(mA)]$ ，求输出阻抗 r_{out} 及从差动输入到输出 V_{out} 的增益？

解：要求偏置电流，我们假设 I_{bias} 在差动电路两边平分，得到

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = 100 \mu A$$

因此，输入晶体管的跨导等于

$$g_{m1}=g_{m2}=[2\mu_n C_{ox}(W/L)ID1/2]^{1/2}=1.07\text{mA/V}$$

同时

$$R_{ds2}=R_{ds4}=8000*1.6/0.1=128\text{k}\Omega$$

$$\frac{v_{out}}{v_{in}}=\frac{-g_{m1}}{g_{ds2}+g_{ds4}}=68.5\text{V/V}$$

有

给定负载电容时的频率响应 $\omega_{-3\text{dB}}$ 由下式给出:

$$\omega_{-3\text{dB}}=\frac{1}{R_{out}C_L} \quad (7-11)$$

它的共模范围我们可以通过公式 (7-12) 与 (7-13) 得出

$$VIC(\text{最大})=VDD-VSG3+VTN1 \quad (7-12)$$

$$VIC(\text{最小})=VSS+VGS1+VDS5 \text{ (饱和)} \quad (7-13)$$

我们可以根据需要, 通过上面两个公式, 来设计相应的参数, 使电路满足共模指标。

它的摆率可以通过公式 (7-13) 得出:

$$SR=I5/CL \quad (7-14)$$

从这个公式可以看出怎样通过电流来控制电压转换率。

而整个电路的功率可以通过公式 (7-14) 得出:

$$P_{diss}=(VDD+|VSS|)I5=(VDD+|VSS|)(I3+I4) \quad (7-15)$$

(3) 设计流程

表 7-1 电流镜负载差分放大器的设计流程

这个设计流程假设小信号差模电压增益 A_v $\omega_{-3\text{dB}}$ 频率 $\omega_{-3\text{dB}}$, 最大、最小共模输入电压 $[VIC(\text{最大})、VIC(\text{最小})]$, 摆率 SR 和功耗 P_{diss} 为已知。

- (1) 在已知 P_{diss} 或 CL 的前提下选择 $I5$ 来满足摆率。
- (2) 检查 R_{out} 是否满足频率响应, 如不满足, 改变 $I5$ 或是修改电路 (选择不同的拓扑结构)
- (3) 设计 $W3/L3$ ($W4/L4$) 来满足 $ICMR$ 的上限
- (4) 设计 $W1/L1$ ($W2/L2$) 来满足小信号增益 A_v
- (5) 设计 $W5/L5$ 来满足 $ICMR$ 的下限
- (6) 重复必要的步骤

7.3 设计实例和 HSPICE 仿真

设计电流镜负载差分放大器的电流和宽长比以满足下列指标： $V_{DD} = -V_{SS} = 2.5V$ ， $SR > 10V/\mu s$ ($CL = 5pF$)， $f_{-3dB} \geq 100kHz$ ($CL = 5pF$)，小信号差模电压增益为 $100V/V$ ， $-1.5V < ICMR < 2V$ ， $P_{diss} < 1mW$ 。可用模型参数： $K'_N = 110\mu A/V^2$ ， $K'_P = 50\mu A/V^2$ ， $V_{TN} = 0.7V$ ， $V_{TP} = -0.7V$ ， $\lambda_N = 0.04V^{-1}$ 和 $\lambda_P = 0.05V^{-1}$ 。

(1) 设计过程

①为了满足摆率， $I_5 > 50\mu A$ 。对于最大的 P_{diss} ， $I_5 < 200\mu A$ 。

② $100kHz$ 的 f_{-3dB} 意味着 $R_{out} < 318k\Omega$ 。 R_{out} 可以表示为：

$$R_{out} = \frac{2}{(\lambda_N + \lambda_P)I_5} \leq 318k\Omega$$

由此得出 $I_5 > 70\mu A$ ，因此，我们选择 $I_5 = 100\mu A$ 。

③最大输入共模电压为：

$$V_{SG3} = V_{DD} - V_{IC}(\text{最大}) + V_{TN1} = 2.5 - 2 + 0.7 = 1.2V$$

因此，我们可写出：

$$V_{SG3} = 1.2V = \sqrt{\frac{2 \times 50\mu A}{50\mu A/V^2 (W3/L3)}} + 0.7$$

$$\therefore \frac{W3}{L3} = \frac{W4}{L4} = \frac{2}{(0.5)^2} = 8$$

④由小信号增益指标得出：

$$100 = g_{m1} R_{out} = \frac{g_{m1}}{g_{ds2} + g_{ds4}} = \frac{\sqrt{2 \times 110\mu A/V^2 (W1/L1)}}{(0.04 + 0.05)\sqrt{50\mu A}} = 23.31 \sqrt{\frac{W1}{L1}} \rightarrow \frac{W1}{L1} = \frac{W2}{L2} = 18.4$$

⑤由最小输入共模电压得出：

$$V_{IC}(\min) = V_{SS} + V_{DS5}(sat) + V_{GS1} \rightarrow -1.5 = -2.5 + V_{DS5}(sat) + \sqrt{\frac{2 \times 50 \mu A}{110 \mu A / V^2 (18.4)}} + 0.7$$

$$V_{DS5}(sat) = 0.3 - 0.222 = 0.0777 \Rightarrow \frac{W_5}{L_5} = \frac{2I_{SS}}{K_N' V_{DS5}(sat)^2} = 300$$

我们应该稍微增加一点W1/L1 来减少 V_{GS1} ，得到一个更小的W5/L5。因此，选择W1/L1 (W2/L2) =40，使得W5/L5=82，小信号增益将增加到 147.4V/V，这样问题得到解决。

(2) 网表

EX 7.1 a MOS Differential Amp

.option post=2 numdgt=7 tnom=27

m1 3 1 6 6 nch l= 1u w=18.4u

m2 4 2 6 6 nch l= 1u w=18.4u

m3 3 3 5 5 pch l= 1u w=8u

m4 4 3 5 5 pch l= 1u w=8u

m5 6 7 8 8 nch l= 1u w=300u

m6 7 7 8 8 nch l= 1u w=300u

ibias 5 7 dc 100u

*rset 5 7 67k

c1 4 0 5pf

vdd 5 0 2.5

vss 8 0 -2.5

vil 1 0 dc -1.5 ac 1

vi2 2 0 dc -1.5

*vbias 7 0 dc -1.722

.op

*.tran 1ms 30ms

.ac DEC 10 1 10MEG

.print vdb(4)

.MODEL nch NMOS VTO=0.7 KP=110U GAMMA=0.4 LAMBDA=0.04 PHI=0.7

.MODEL pch PMOS VTO=-0.7 KP=50U GAMMA=0.57 LAMBDA=0.05 PHI=0.8

.END

(3) 仿真结果:

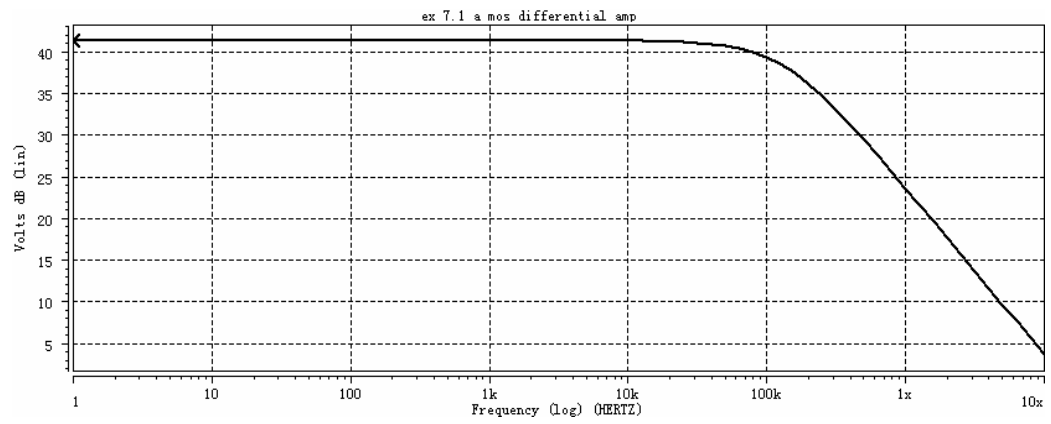


图 7-6 电流镜负载差分放大器的电压增益曲线

第二部分 电路的频率响应和稳定性

第 8 章 电路零极点分析方法

8.1 单极点传输函数——RC 低通电路

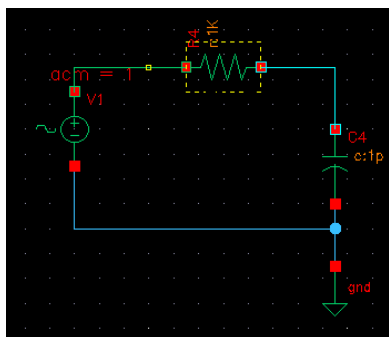


图 8-1 一阶 RC 积分电路

首先看一个最简单的单极点系统——RC低通电路，其中阻值为 1k，电容为 1p，传输函数为：

$$H(s) = \frac{1}{1 + sRC}$$

则预计极点 $p_0 = 1 / (2\pi RC) = 1.592e8$ Hz，仿真得到结果与此相同。

而从输出点的频率响应图中可以得到以下几个结论：

- 1) -3dB带宽点（截止频率）就是传输函数极点，此极点对应相位约为 -45° 。
- 2) 相位响应从 0° 移向高频时的 90° ，即单极点产生 $+90^\circ$ 相移。
- 3) 在高于极点频率时，幅度响应呈现-20dB/十倍频程的特性。

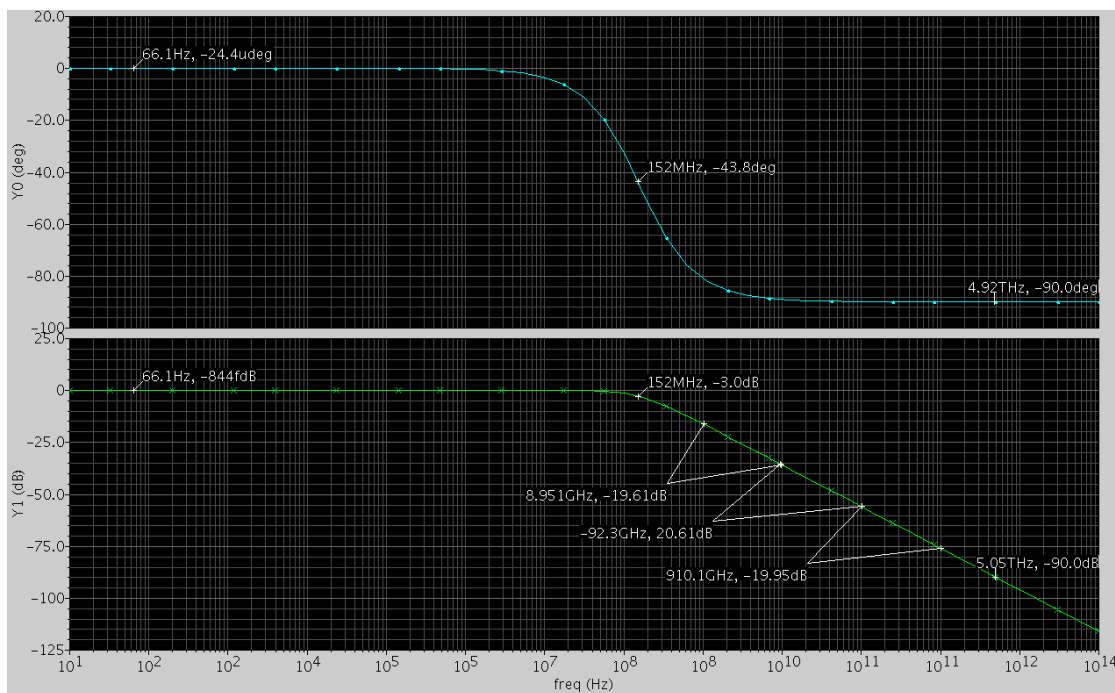


图 8-2 一阶 RC 电路极点与频率响应 (R=1k C=1p)

8.2 单极点单零点系统——CR 高通电路

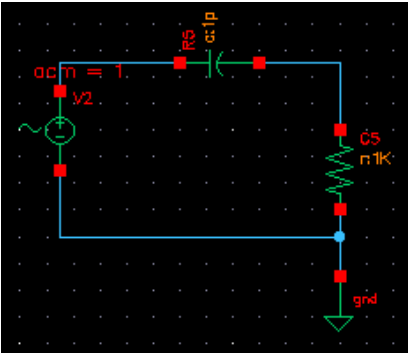


图 8-3 一阶 CR 电路

简单的一阶CR电路，阻值/容值不变，传输函数为

$$H(s) = \frac{sRC}{1 + sRC}$$

预计系统存在单极点 $p_0 = 1/2\pi RC$ ，单零点 $z_0 = 0$ ，仿真得到单极点 $1.592e8$ Hz，单零点 $8.835e-6$ Hz，极点位置同RC电路，零点位置可以理解为一个无限趋近于零的值。

从频率响应曲线中同样有以下结论：

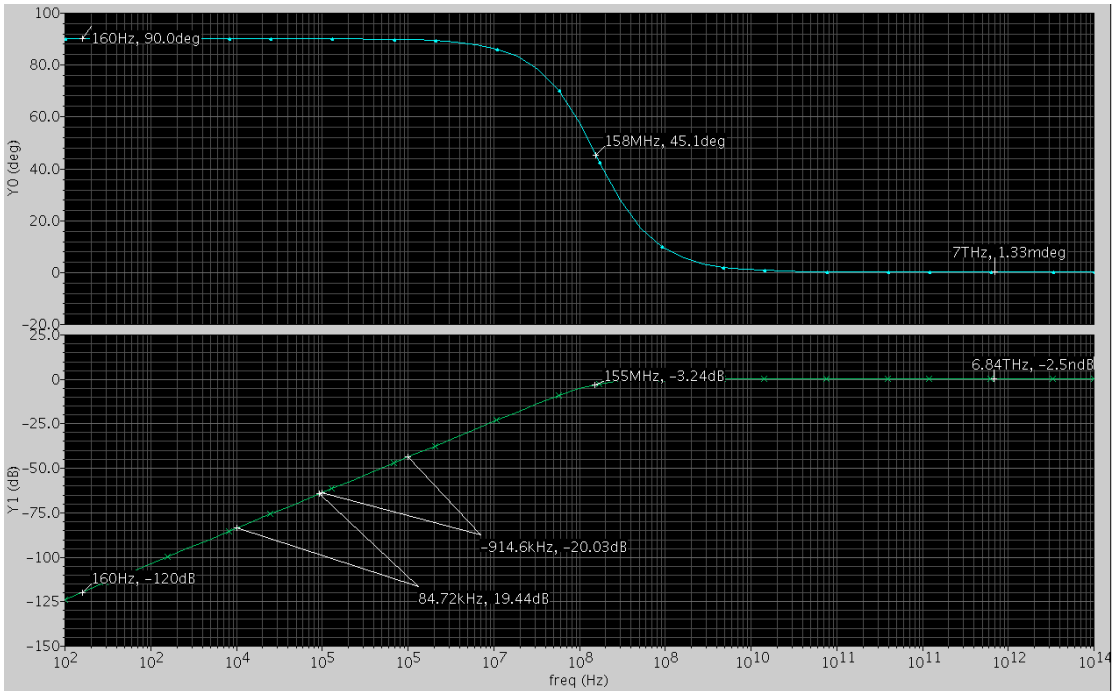


图 8-4 一阶 CR 电路幅频、相频响应（C=1p R=1k）

1) 频率为 0Hz（零点）时幅度为 0（换算为dB时为负无穷大，故零点只能用一个 ϵ 小数表示），-3dB带宽（下载频）即为极点所在，对应相位 45° 。

2) 相位响应从 90° 移向高频时的 0° ，即单极点单零系统产生 -90° 相移。（可以这样理解，零点使系统已经从极低频的 180° 相移并稳定到 90° ，然后单极点最终产生 -90° 相移，使相位最终稳定在 0° ）

3) 零点频率之上，极点频率之下，幅度响应为 $+20\text{dB}/\text{十倍频}$ ，极点频率之上为 0dB 。结合单极点系统 $-20\text{dB}/\text{十倍频}$ 的幅度响应特性可知，零点产生 $+20\text{dB}/\text{十倍频}$ 的特性，并且极零点对幅度响应的影响可以叠加。

(证明:

$$|A_v| = 20dB * \lg\left(\frac{sRC}{1 + sRC}\right)$$

极低频时，极点不起作用，即 $1 \gg sRC$

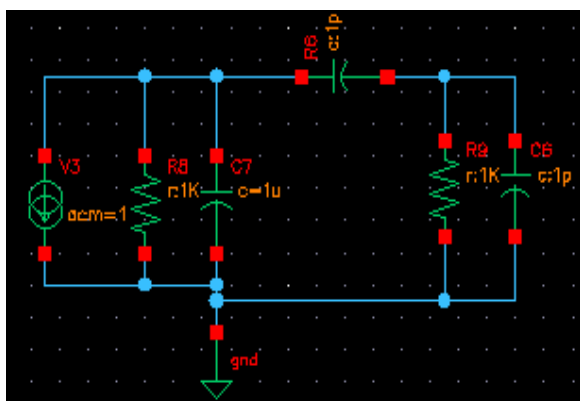
$$\text{从而 } |A_v| = 20dB * \lg(sRC) - 20dB * \lg(1 + sRC) \approx 20dB * \lg(sRC)$$

于是 $|A_v| = 20dB * \lg(s) + C$ (即低频时为 $+20dB/\text{十倍频}$)

高频时， $sRC \gg 1$ ，从而 $\frac{sRC}{1 + sRC} \approx 1$ ，于是 $|A_v| = 0$ 。

8.3 两阶 RC 系统

以上看到的一阶RC/CR电路均为最简单的非线性系统。R和C的任意组合将可能产生极为复杂的系统，分析其传输函数将是一个求解高阶线性方程组的过程，使得精确的手算分析基本不可能。但是对于实际应用的单级或多级放大器来说，其RC拓扑结构有其特殊性，一般都是 π 形电容结构，如下图：



这相当于一个两级放大器的电容电阻负载图。其中两纵向电容为两级放大器的容性负载，横向电容为包括 C_{gd} 结电容和补偿电容在内的密勒电容。而且一般来说横向电容的值远大于两纵向电容。这将可能使两个极点的位置相隔较远，从而可能可以采用某种近似来估算。因此研究这样一个系统有实际意义。(注意一个单纯的这样的网络只是一个微分器高通网络，

图 8-5 π 形 RC 网络

适合放大器的两级 π 模型还应该加上一个压控电流源。

首先考察没有横向电容，仅有两个纵向电容的情况。原理图如下：

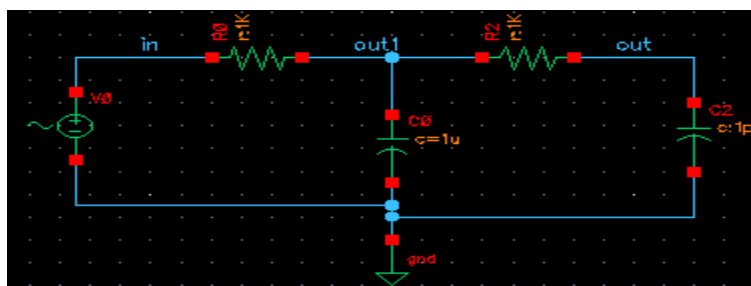


图 8-6 两阶 RC 网络

这个原理图同上述 π 网络稍有不同。注意到如果 R_2 不是横向连接的话系统将为单极点系统（两个 C 并联为一个电容）。为了使实验结果更加清晰，对这两个电容做了量级上的处理，即两纵向电容值分别为 1μ 和 $1p$ ，电阻值均为 $1k$ 。这样做的理由是使两个极点分离得比较远。仿真得到系统包含两个极点 $1.592e2\text{ Hz}$ 以及 $1.592e8\text{ Hz}$ ，正好分别是 $(2\pi R_1 C_1)^{-1}$ 和 $(2\pi R_2 C_2)^{-1}$ 。对于这个系统尚可用手算精确求得极点所在。运用 KVL 和 KCL，最后求解极点方程：

$$s^2 + s\left(\frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2} + \frac{1}{R_1 C_1}\right) + \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2} = 0$$

在 $C_1 \gg C_2$ 的假设下，这个方程的解可以近似得到为 $1/R_1 C_1$ 和 $1/R_2 C_2$ ，与仿真结果相同。但是应该看到，在两级时间常数相近的情况下，无法运用以上近似。该传输函数的频率响应图如下：

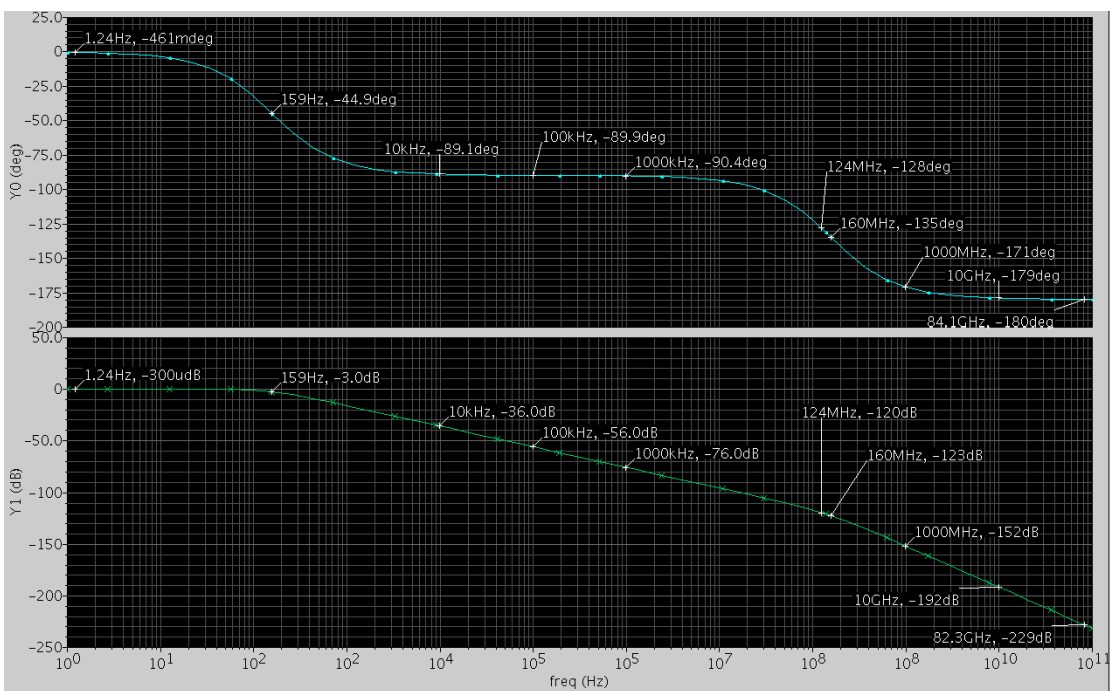


图 8-7 两阶 RC 系统幅频、相频响应图

从上图中可以得到以下结论：

1) 低频时幅度为 0，相位也为 0° ；-3dB 带宽为 159Hz，即为第一极点所在（称为主极点），主极点对应相位为 -45° ；主极点之后的一段幅度响应呈现 -20dB/十倍频特性。这些结论同前面得到的结论类似。

2) 由于经过设计，使两个极点分离较远，因此在频率 f 满足 $p_0 \ll f \ll p_1$ 时，相位响应为 -90° 的平台，这是由于主极点的相位移动作用产生。

3) 幅度响应曲线存在明显的拐点。第二极点处(次极点)对应相位为 -135° ，即在 -90° 平台的基础上再次移动 -45° ，在幅度响应对应次极点处向上移动 3dB，可以看到近似为幅度响应曲线的拐点所在。该拐点对应的相位点无明显特征。

4) 次极点之后的幅度响应呈现 $-40\text{dB}/\text{十倍频}$ 的特征，可以证明为两个极点对幅度响应的效果的叠加。对相位响应，在经过一定的相移之后相位响应稳定于 -180° 。可以预期每个极点将使相位响应最终相移 -90° 。

根据上述得到的幅频、相频响应曲线可以进行一些推测和思考。

1) 由于极点对幅度响应的影响表现为 $-20\text{dB}/\text{dec}$ ，因此对一个实际的放大器来说，如果知道了低频增益 A_v 和主极点，如果在主极点和第二极点之间不存在其他极零点的影响(关键是主极点和次极点之间不存在一个正零点)，那么知道了 A_v 和主极点，就可以对放大器的单位增益带宽做一个预期，如采用 $-20\text{dB}/\text{dec}$ 或 $-6\text{dB}/\text{octave}$ 估算。但从根本上这样估算的理由是放大器的带宽增益积是一个常数。

2) 值得注意的是放大器的单位增益带宽点不是也不应该是次极点，与相位的对应(关系到相位裕度)也没有直接的关系。相关实验将在后面说明。

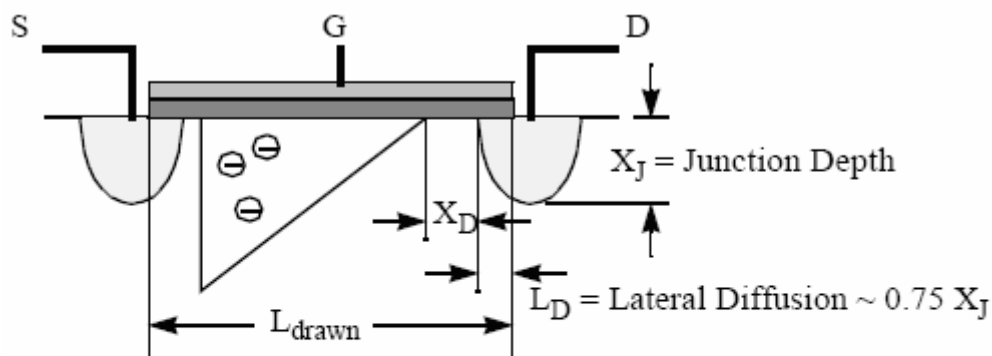
3) 回想相位裕度的定义是放大器在单位增益带宽处对应的相位值同 -180° (-180° 还是 0° 需要看低频相位)的差。因此，如果放大器的单位增益带宽恰好就是次极点的所在，那么相位裕度为 45° ，正好够了闭环稳定性的下限。考虑到实际中 45° 的取值是绝对不够的，应该提供更大的相位裕度如 65° ，则单位增益带宽点应该在次极点之内。——这也是单位增益带宽不应该是次极点的理由。同时可以推论，次极点实际决定了放大器的最大带宽。因此，如果AC仿真的带宽范围是从低频到单位增益带宽处，应该看到 $-20\text{dB}/\text{dec}$ 才是理想情况(实际中可能包含极零点对，这样的响应很难得到)。

4) 进一步推论：由于单极点系统相位最终将停留在 90° ，故单极点系统总是闭环稳定的，即相位裕度至少为 90° 。

第 9 章 基本微电子电路频率响应分析

9.1 考虑电容的 MOS 管小信号模型

9.1.1 MOS 管模型



$$L = L_{\text{drawn}} - 2 \cdot L_D$$

$$L_{\text{EFF}} = L - X_D$$

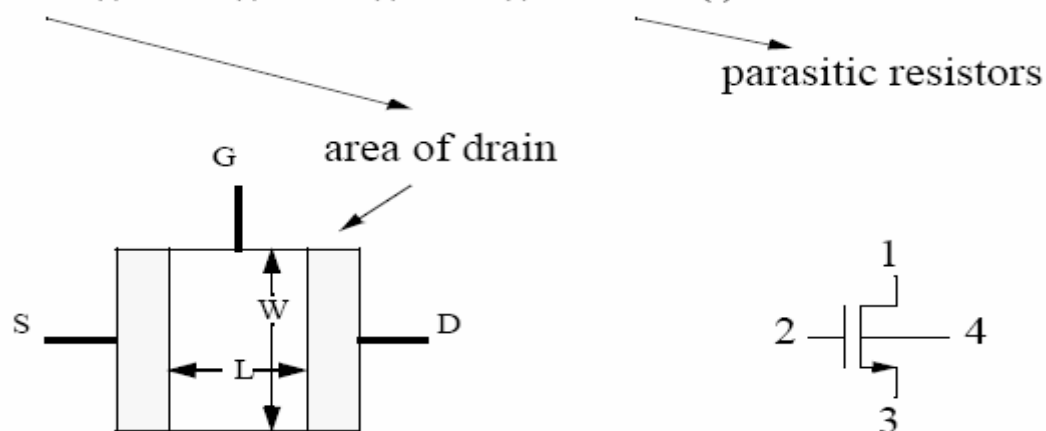
$$X_D = f(V_{DS})$$

图 考虑沟道长度调制效应的 MOS 管

Spice Transistor Model :

M1 1 2 3 4 nch L=1 μ W=10 μ

AD=() AS=() PD=() PS=() NRD=()



9.1.2 带电容的小信号模型

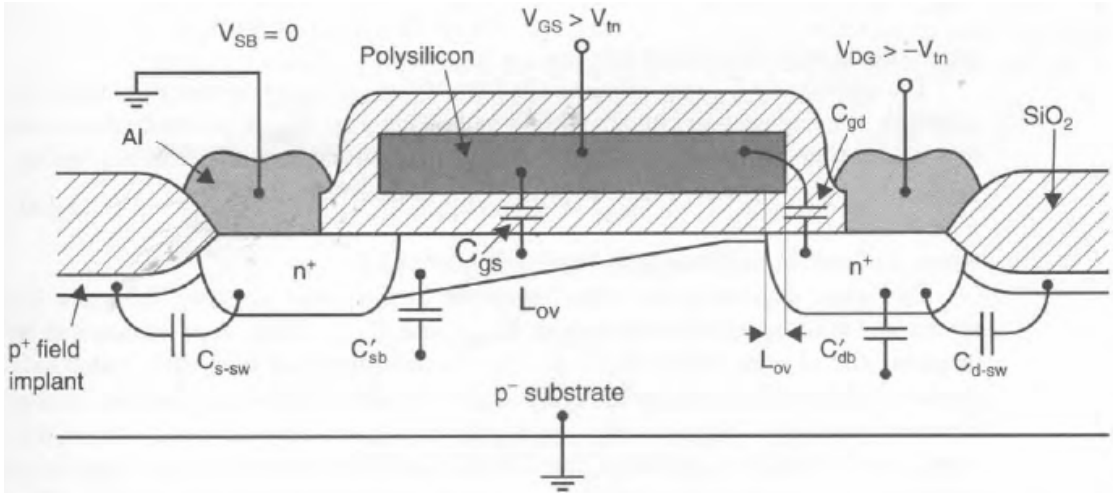


图 NMOS 晶体管的横截面图—显示小信号电容

上图是MOS晶体管的一个横截面，其中在合适的位置显示了寄生电容。图中最大的电容为 C_{gs} ，这个电容最初是由于 V_{GS} 改变引起沟道电荷的变化而引起的。根据资料显示， C_{gs} 可近似表示为：

$$C_{gs} \approx \frac{2}{3} WLC_{ox}$$

当精度非常重要时，上式应加上另一项，考虑栅极和源极结之间的重叠部分，这应该包括边缘电容（边缘电容是由边界效应引起的）。这个附加的部分可表示为

$$C_{ov} \approx WL_{ov}C_{ox}$$

其中， L_{ov} 是重叠区的距离，一般由经验中取得。因此，当需要更高的精确度时，

$$C_{gs} = WC_{ox} \left(\frac{2}{3}L + L_{ov} \right)$$

上图中第二大的电容是 C_{sb}' ，它位于源极和衬底之间。这个电容是由反向偏置源极结的耗尽电容引起的，它包括沟道—主体电容（假设晶体管导通）。它的值由下式表示：

$$C_{sb}' = (A_s + A_{ch})C_{js}$$

其中， A_s 是源极结的面积， A_{ch} 是沟道的面积（即 WL ）， C_{js} 是源极结的耗尽电容，表示为

$$C_{js} = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{SB}}{\Phi_0}}}$$

注意，有效源极的总面积包括结的原始面积（不包括沟道）加上沟道的有效面积。漏极的耗尽电容极小，因为它不包括沟道面积。这里有

$$C'_{db} = A_d C_{jd}$$

其中

$$C_{jd} = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{DB}}{\Phi_0}}}$$

A_d 是源极结的面积。

电容 C_{gd} ，有时称为米勒电容，它在晶体管用于大电压增益电路中时非常重要。 C_{gd} 最初是由于栅极和漏极和边缘电容相重叠引起的，它的值见下式：

$$C_{gd} \approx WL_{ov} C_{ox}$$

其中， L_{ov} 也是由经验取得。

漏极和源极的侧壁电容， C_{s-sw} 和 C_{d-sw} 在集成电路中通常也很重要。这些电容可以很大，因为在被称为场植入管的较厚的场氧化物的下面有一些杂质较多的 p^+ 区。这些区域存在的主要原因是为了保证晶体管中没有漏电流。因为侧壁电容掺杂了较多杂质而且位于多杂质的源极和漏极结旁边，所以它们可以形成较大的附加电容，在决定 C_{sb} 和 C_{db} 时必须加以考虑。在元件尺寸不断缩小的现代技术中，侧壁电容便显得特别重要。对于源极，侧壁电容可由下式求出：

$$C_{s-sw} = P_s C_{j-sw}$$

其中， P_s 为源极结的周长，不包括与沟道相邻的一边，且

$$C_{j-sw} = \frac{C_{j-sw0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{SB}}{\Phi_0}}}$$

应该注意的是，0V偏置电压下每单位长度的侧壁电容 C_{j-sw0} 由于场植入管杂质量大可以非常大。

对于漏极的侧壁电容 C_{d-sw} ，情况类似

$$C_{d-sw} = P_d C_{j-sw}$$

其中， P_d 为不包括与栅极相邻部分边的周长。

最后，源体—主体电容 C_{sb} 由下式表示：

$$C_{sb} = C'_{sb} + C_{s-sw}$$

漏体—主体电容 C_{db} 由下式表示

$$C_{db} = C'_{db} + C_{d-sw}$$

例 一个NMOS管模型化后具有以下参数： $C_j = 2.4 \times 10^{-4} \text{ pF}/(\text{um})^2$ ，

$$C_{j-sw} = 2.0 \times 10^{-4} \text{ pF}/\text{um} \quad , \quad C_{ox} = 1.9 \times 10^{-3} \text{ pF}/(\text{um})^2 \quad ,$$

$C_{gs-0V} = C_{gd-0V} = 2.0 \times 10^{-4} \text{ pF}/\text{um}$ 。晶体管 $W=100\text{um}$, $L=2\text{um}$, 求电容 C_{gs} 、 C_{gd} 、 C_{db} 和 C_{sb} 。

假设源极和漏极结延伸出栅极 4um ，使得源极和漏极面积为 $A_s = A_d = 400(\text{um})^2$ ，两者的周长都为 $P_s = P_d = 108\text{um}$ 。

解：各个电容计算如下：

$$C_{gs} = \left(\frac{2}{3}\right) WLC_{ox} + C_{gs-0V} \times W = 0.27 \text{ pF}$$

$$C_{gd} = C_{gd-0V} \times W = 0.02 \text{ pF}$$

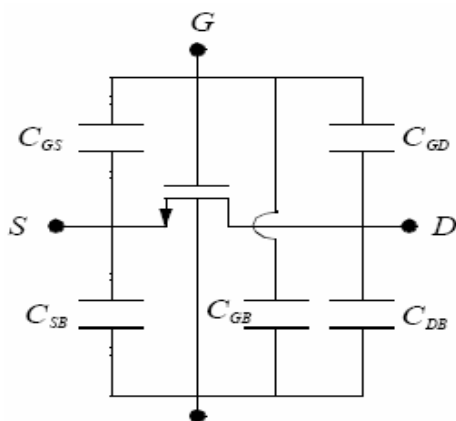
$$C_{sb} = C_j(A_s + WL) + (C_{j-sw} \times P_s) = 0.17 \text{ pF}$$

$$C_{db} = (C_j A_d) + (C_{j-sw} \times P_d) = 0.12 \text{ pF}$$

注意：源极—主体和漏极—主体电容要比栅极—源极电容更有意义。所以，对于高速

电路，保持漏极和源极结的面积和周长尽可能小（可以通过晶体管之间共用结做到）是非常重要的。

9. 1. 3 SPICE 小信号模型参数



$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{SiO_2}}{t_{ox}} = 0.1 \frac{fF}{\mu^2} = 10^{-4} \frac{F}{m^2}$$

$$CGSO = 5 \times 10^{-10} \frac{F}{m}$$

$$CGDO = 5 \times 10^{-10} \frac{F}{m}$$

$$CGBO = 4 \times 10^{-10} \frac{F}{m}$$

$$CJ = 10^{-4} \frac{F}{m^2}$$

$$PB = \phi_B = 0.8V$$

饱和区和线性区电容计算：

Sat :

$$C_{GS} = \frac{2}{3} \cdot C_{ox} \cdot L \cdot W + CGSO \cdot W$$

$$C_{GD} = CGDO \cdot W$$

$$C_{SB} = \frac{CJ \cdot AS}{\left(1 + \frac{V_{BS}}{PB}\right)^{MJ}} + \frac{CJSW \cdot PS}{\left(1 + \frac{V_{BS}}{PB}\right)^{MJSW}}$$

$$C_{GB} = CGBO \cdot L$$

PS = Perimeter of Source

AS = Area of Source

$CGBO \equiv$ Capacitance of gate to bulk overlap

Linear :

$$C_{GS} = \frac{C_{ox} \cdot L \cdot W}{2} + CGSO \cdot W$$

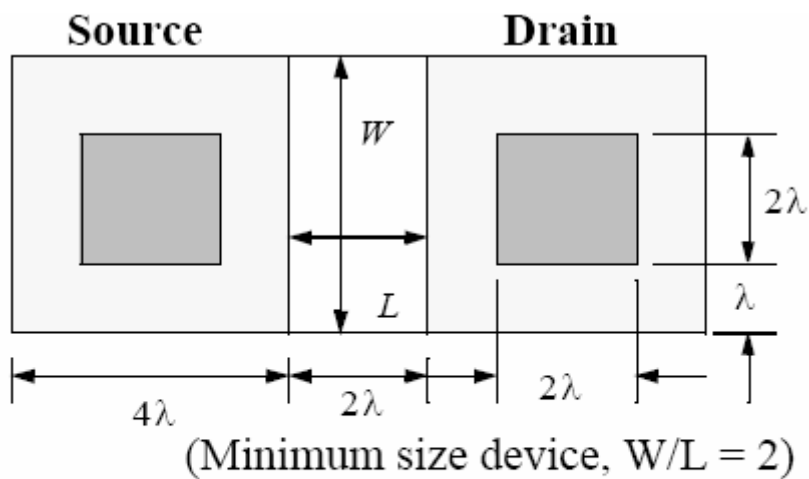
$$C_{GD} = \frac{C_{ox} \cdot L \cdot W}{2} + CGDO \cdot W$$

(similar for C_{DB})

$$MJ = \frac{1}{2} \text{ (default)}$$

$$MJSW = 3 \text{ (default)}$$

版图如下：



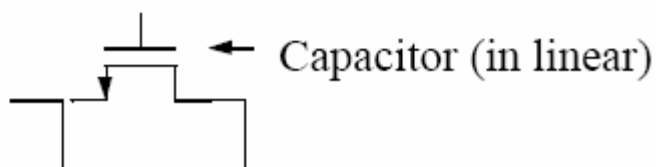
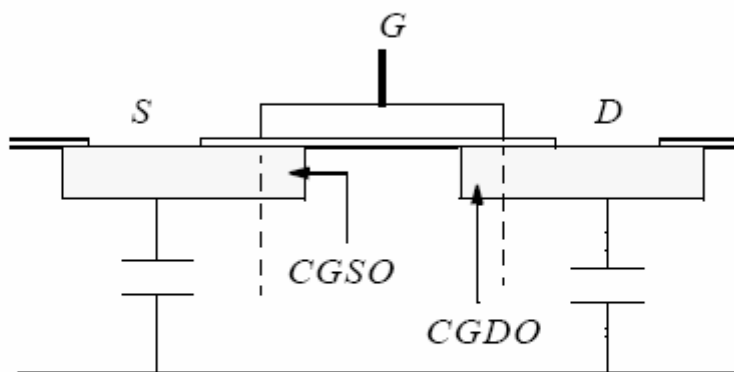
$$\text{Area of Source} = AS = 4\lambda \cdot W$$

$$\text{Area of Drain} = AD = AS$$

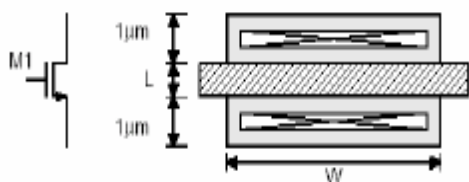
$$\text{Perimeter of Source} = PS = 8\lambda + W$$

SPICE模型：

```
M1 1 2 3 4 NMOS L=2u W=2u
+ AS=4p AD=4p PS=6u PD=6u
```



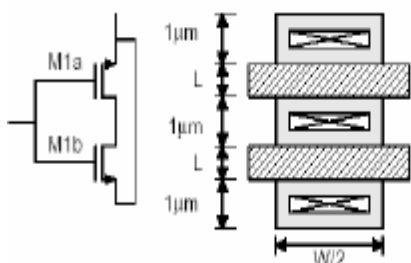
Individual devices:



$$\begin{aligned} AS &= AD = 1\mu\text{m} * W \\ PS &= PD = 2\mu\text{m} + W \\ \text{e.g. NMOS, } W &= 20\mu\text{m}, V_{sb} = 0V \\ C_{sb} &= C_{db} = 28\text{fF} \end{aligned}$$

HSPICE geo = 0 (default)

Wide devices consisting of multiple individual ones wired in parallel:



$$\begin{aligned} AS &= 1\mu\text{m} * W \\ PS &= 4\mu\text{m} + W \\ AD &= 1\mu\text{m} * W/2 \\ PD &= 2\mu\text{m} \\ \text{e.g. NMOS, } W &= 20\mu\text{m}, V_{sb} = 0V \\ C_{sb} &= 29\text{fF} \\ C_{db} &= 10\text{fF} \end{aligned}$$

HSPICE geo = 3

电路频率特性分析用LEVEL3SPICE模型参数:

```
.MODEL nmos NMOS LEVEL=3, TOX=1.8E-8, LD=0.08U,
+U0=500, VMAX=2.0E5, PHI=0.6, GAMMA=0.5,
+NSUB=2.5E16, VTO=0.7, NFS=8.2E11, CGSO=2.5E-10,
+CGBO=2.5E-10, CJSW=2.5E-10, CGDO=2.5E-10, MJ=0.5,
+CJ=2.5E-4, PB=0.9, IS=1.0E-16, JS=1.0E-4
+KF=600E-27 AF=0.8 NLEV=2 RS=600
+RD=600 ETA=0.05 KAPPA=0.007 THETA=0.06
+ACM=2 XJ=2.7E-7 DELTA=0.7
```

```
.MODEL pmos PMOS LEVEL=3, TOX=1.8E-8, LD=0.08U,
+U0=165, VMAX=2.7E5, PHI=0.80, GAMMA=0.75,
+NSUB=5.5E16, VTO=-0.7, NFS=7.6E11, CGSO=2.5E-10,
+CGBO=2.75E-10, CJSW=3.4E-10, CGDO=2.5E-10, MJ=0.5,
+CJ=3.7E-4, PB=0.8, IS=1.0E-16, JS=1.0E-4
+KF=400E-27 AF=1.0 NLEV=2 RS=1200
+RD=1200 ETA=0.12 KAPPA=1.5 THETA=0.135
+ACM=2 XJ=2.3E-7 DELTA=0.3
```


9.2 共源放大器

为了进行高频分析，图 1 中共源放大器的小信号等效电路如图 2 所示。这里， C_{gs1} 是 M1 的栅极—源极电容。注意，我们已经假设输入源极的输出电容可以忽略。电容 C_2 由 M1 和 M2 的漏极—衬底电容与负载电容 C_L 的并联组成。 C_L 一般占主导地位。

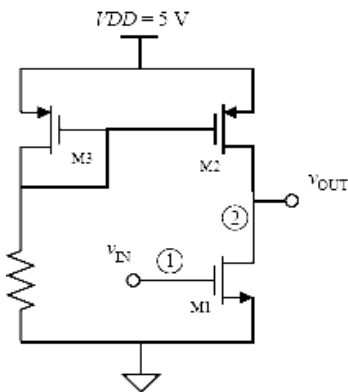


图 9-1 电流源负载共源放大器

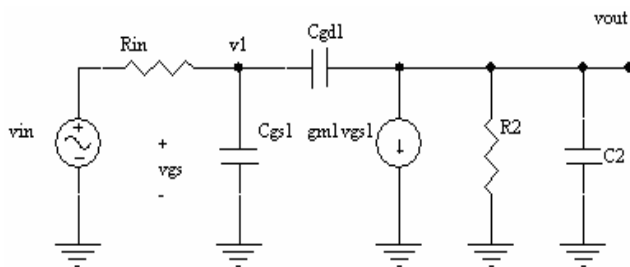


图 9-2 共源放大器高频分析的小信号模型

在高频下分析电路可使用节点分析。在节点 v_1 ，我们把所有离开节点的电流相加并设置总和为零，得到

$$v_1 \left(G_{in} + sC_{gs1} + sC_{gd1} \right) - v_{in} G_{in} - v_{out} sC_{gd1} = 0 \quad (9-1)$$

其中： $G_{in} = 1/R_{in}$ 。而且，在输出节点有

$$v_{out} \left(G_2 + sC_{gd1} + sC_2 \right) - v_1 sC_{gd1} + g_{m1} v_1 = 0 \quad (9-2)$$

其中： $v_1 = v_{gs1}$ 。

解式 (9-1) 和式 (9-2) 得

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{-g_{m1} R_2 \left(1 - s \frac{C_{gd1}}{g_{m1}} \right)}{1 + sa + s^2 b} \quad (9-3)$$

其中

$$a = R_{in} \left[C_{gs1} + C_{gd1} (1 + g_{m1} R_2) \right] + R_2 (C_{gd1} + C_2) \quad (9-4)$$

且

$$b = R_{in} R_2 \left(C_{gd1} C_{gs1} + C_{gs1} C_2 + C_{gd1} C_2 \right) \quad (9-5)$$

在增益开始下降但仍然远大于 1 的频率下，分子的一阶项 $-s(C_{gd1}/g_{m1})$ ，

及分母的二阶项 s^2b 可以忽略。对于这种情况有

$$A(s) = \frac{v_{out}}{v_{in}} \approx \frac{-g_{m1}R_2}{1 + s \left\{ R_{in} [C_{gs1} + C_{gd1} (1 + g_{m1}R_2)] + R_2 (C_{gd1} + C_2) \right\}} \quad (9-6)$$

低频增益正如期望的为 $-g_{m1}R_2$ 。让 $s = j\omega_{-3dB}$ ，解得

$$|A(j\omega_{-3dB})| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (9-7)$$

得

$$\omega_{-3dB} \approx \frac{1}{R_{in} [C_{gs1} + C_{gd1} (1 + g_{m1}R_2)] + R_2 (C_{gd1} + C_2)} \quad (9-8)$$

有趣的是，-3dB频率下的结果与使用零值时间常数分析技术[Gray, 1993]的结果相同。在这个技术中，通过假设其它所有电容器为零，计算出每个电容器的时间常数，在问题中用电压源代替电容器，再用电压源与从电压源流出的电流的比来计算出那个电容器看到的电阻。电容器看到的时间常数就是电容乘以那个电容看到的电阻。整个电路-3dB的频率为1除以单个电容时间常数的总和。对于共源放大器， C_{gs1} 看到的电阻是输入源极阻抗 R_{in} ， C_{gd1} 看到的电阻为 $R_{in} (1 + g_{m1}R_2) + R_2$ ， C_2 看到的电阻是 R_2 。

除非 $R_{in} \ll R_2$ ，式(8-8)分母的第一项一般起主要作用，有

$$\omega_{-3dB} \approx \frac{1}{R_{in} [C_{gs1} + C_{gd1} (1 + A)]} \quad (9-9)$$

其中： $A = g_{m1}R_2$ 是低频增益的幅值。 $C_{gd1} (1 + A)$ 项通常称为密勒电容，因为它是使用密勒近似[Sedra, 1991]得到的等效电容。因为 C_{gd1} 的大小实际上要乘以1加上放大器的增益，所以 C_{gd1} 必须很小。

在较高频率下，当增益不比1大很多时，第二个极点和零点必须考虑。第二个极点的频率可通过假设极点是真实的并分隔很远，则分母可以表示为

$$D(s) = \left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}} \right) \approx 1 + \frac{s}{\omega_{p1}} + \frac{s^2}{\omega_{p1}\omega_{p2}} \quad (9-10)$$

式(9-10)的系数可以与式(8-3)的分母系数等同。分母第二个极点的近似频率的方程可简单给出。

$$\omega_{p2} \approx \frac{g_{m1}C_{gd1}}{C_{gs1}C_{gd1} + C_{gs1}C_2 + C_{gd1}C_2} \quad (9-11)$$

应该提到的是，密勒近似导致了第二个极点的近似频率不同且不正确。

例：在上面电路中，晶体管W/L=100um/1.6um。假设 $u_{nCox}=90\mu A/V^2$ ， $u_{pCox}=30\mu A/V^2$ ， $I_{bias}=100\mu A$ ， $r_{ds-n}=[8000L(um)]/[ID(mA)]$ ， $r_{ds-p}=[12000L(um)]/[ID(mA)]$ ， $R_{in}=180k\Omega$ ， $C_L=0.3pF$ ， $C_{gd1}=0.015pF$ ， $C_{db2}=36fF$ ，推算图 9-1 中共源放大器的一3dB频率？

解：有

$$R_2 = r_{ds1} \parallel r_{ds2} = 77k\Omega \quad (9-12)$$

且

$$C_2 = C_L + C_{db1} + C_{db2} = 0.36pF \quad (9-13)$$

R_{in} 的时间常数，即 $R_{in}[C_{gs1} + C_{gd1}(1+A)]$ ，现在等于 0.26um。R2 的时间常数，即 $R_2(C_{gd1} + C_2)$ ，等于 0.03um。—3dB频率（单位为赫兹）等于

$$f_{-3dB} \approx \left[\frac{1}{2\pi} \right] \left\{ R_{in} [C_{gs1} + C_{gd1}(1 + g_{m1}R_2)] + R_2(C_{gd1} + C_2) \right\}^{-1} \\ = 550kHz \quad (9-14)$$

共源放大器 HSPICE 频率分析

网表：

```
EX 8.1 Common-Source Amp Frequency Test
.option post=2 numdgt=7 tnom=27
```

```
Vdd 1 0 dc 5
```

```
Ibias 2 0 dc 100u
```

```
M3 2 2 1 1 pmos w=100u l=1.6u
```

```
M2 3 2 1 1 pmos w=100u l=1.6u
```

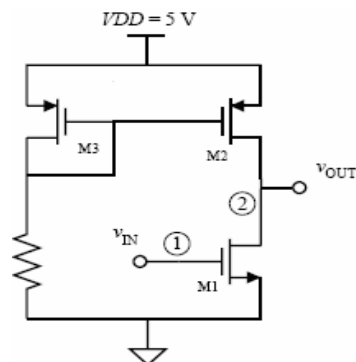
```
M1 3 4 0 0 nmos w=100u l=1.6u
```

```
Rin 5 4 180k
```

```
Vin 5 0 dc 0.849 ac 1
```

```
C1 3 0 0.3p
```

```
.op
```



```

.ac dec 20 1k 100Meg
.print vdb(3)
.MODEL nmos NMOS LEVEL=3,          TOX=1.8E-8,          LD=0.08U,
+U0=500,          VMAX=2.0E5,      PHI=0.6,          GAMMA=0.5,
+NSUB=2.5E16,      VTO=0.7,          NFS=8.2E11,      CGSO=2.5E-10,
+CGB0=2.5E-10,      CJSW=2.5E-10,  CGD0=2.5E-10,      MJ=0.5,
+CJ=2.5E-4,        PB=0.9,      IS=1.0E-16,          JS=1.0E-4
+KF=600E-27      AF=0.8          NLEV=2          RS=600
+RD=600          ETA=0.05      KAPPA=0.007      THETA=0.06
+ACM=2          XJ=2.7E-7      DELTA=0.7
.MODEL pmos PMOS LEVEL=3,          TOX=1.8E-8,          LD=0.08U,
+U0=165,          VMAX=2.7E5,      PHI=0.80,          GAMMA=0.75,
+NSUB=5.5E16,      VTO=-0.7,      NFS=7.6E11,      CGSO=2.5E-10,
+CGB0=2.75E-10,    CJSW=3.4E-10,  CGD0=2.5E-10,      MJ=0.5,
+CJ=3.7E-4,        PB=0.8,      IS=1.0E-16,          JS=1.0E-4
+KF=400E-27      AF=1.0          NLEV=2          RS=1200
+RD=1200          ETA=0.12      KAPPA=1.5      THETA=0.135
+ACM=2          XJ=2.3E-7      DELTA=0.3
.end

```

这个仿真的频率曲线图如下图所示，其中我们看到-3dB频率约发生在 460kHz处。

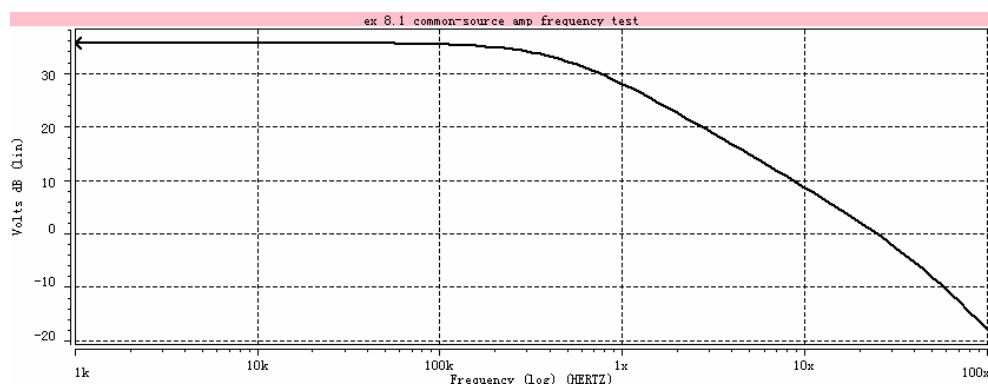


图 9-3 共源放大器的一3dB 频率估计

9.3 源极跟随器放大器

首先要说明的是，在接下来的分析中要包括一些源极跟随器放大器的高频知识。我们看到放大器的这些类型可能有复杂的极点，因此，设计者必须小心没有显示出过大的超调和瞬变的电路。我们还介绍了一个只有实轴极点并因此没有超调和瞬变的补偿电路。

源极跟随器的频率响应可以通过将源极建模为一个诺顿等效电路并添加一个负载电容来求得，如图 9-4 所示。这个电路包括寄生电容时的小信号模型如图 9-5 所示。电容Cs包

括负载电容CL和寄生电容Csb1。类似低频下的做法， r_{ds1} 、 r_{ds2} 和模拟体效应电流源的压控电流源可以用一个电阻来模拟。这个模型使我们分析如图 8-6 所示的简化小信号模型。

其中： $R_{s1} = r_{ds1} \parallel r_{ds2} \parallel (1/g_{s1})$ ，且输入电容为

$$C'_{in} = C_{in} + C_{gd1}。$$

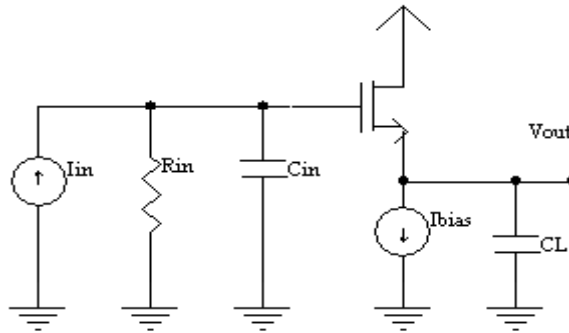


图 9-4 用来分析源极跟随器频率响应的结构

节点分析是可能的，但是对于这个例子非常复杂。这个分析分四个步骤。首先，求从 v_{gs1} 到 v_{out} 的增益。第二步，求M1 的栅极看进去但不考虑 C_{gd1} 的导纳 Y_g 。第三步，求从 i_{in} 到 v_{gs1} 的增益。最后，求得 v_{in} 到 v_{out} 总的增益并得到结果。

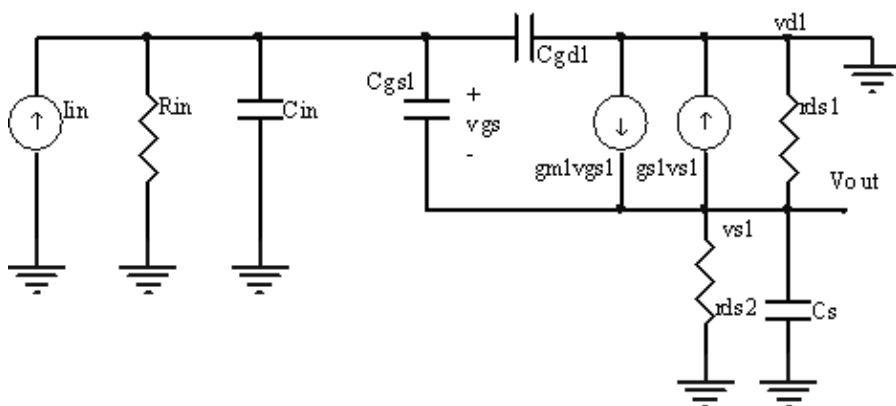


图 9-5 源极跟随器的一个等效小信号模型

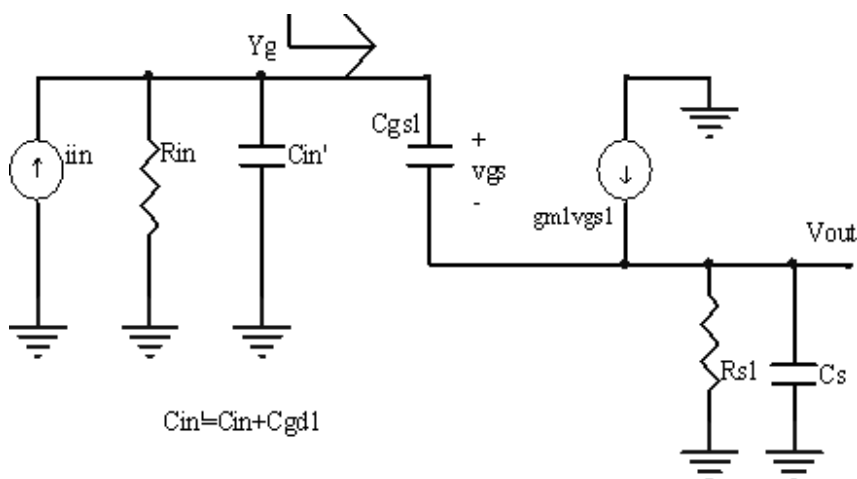


图 9-6 源极跟随器的一个简化等效小信号模型

在节点 v_{out} ，我们让离开节点的电流总和为零，有

$$v_{out}(sC_s + sC_{gs1} + G_{s1}) - v_{g1}sC_{gs1} - g_{m1}(v_{g1} - v_{out}) = 0 \quad (9-15)$$

解得 v_{out}/v_{g1} 有

$$\frac{v_{out}}{v_{g1}} = \frac{sC_{gs1} + g_{m1}}{s(C_{gs1} + C_s) + g_{m1} + G_{s1}} \quad (9-16)$$

下一步是计算M1 栅极看进去的导纳 Y_g ，但是不考虑进入 C_{gd1} 的电流。输入电流为

$$i_{g1} = (v_{g1} - v_{out})sC_{gs1} \quad (9-17)$$

用式(9-16)将式(9-17)中的 v_{out} 消去，解得 $Y_g = i_{g1}/v_{g1}$ 有

$$Y_g = \frac{i_{g1}}{v_{g1}} = \frac{sC_{gs1}(sC_s + G_{s1})}{s(C_{gs1} + C_s) + g_{m1} + G_{s1}} \quad (9-18)$$

我们可以写出输入电流 i_{in} 与栅极电压 v_{g1} 的关系为

$$i_{in} = v_{g1}(sC_{in}' + G_{in} + Y_g) \quad (9-19)$$

将式(9-18)带入式(9-19)中并整理得

$$\frac{v_{g1}}{i_{in}} = \frac{s(C_{gs1} + C_s) + g_{m1} + G_{s1}}{a + sb + s^2c} \quad (9-20)$$

其中

$$\begin{aligned} a &= G_{in}(g_{m1} + G_{s1}) \\ b &= G_{in}(C_{gs1} + C_s) + C_{in}'(g_{m1} + G_{s1}) + C_{gs1}G_{s1} \\ c &= C_{gs1}C_s + C_{in}'(C_{gs1} + C_s) \end{aligned} \quad (9-21)$$

用式(9-16)和式(9-20)有

$$A(s) = \frac{v_{out}}{i_{in}} = \frac{sC_{gs1} + g_{m1}}{a + sb + s^2c} \quad (9-22)$$

这样我们看到传递函数是二次的。具体的说，它有两个极点（分母的根）为实根或共轭复根，电路的阶跃响应将出现超调也可能瞬变。这个潜在问题是使用源极跟随器的弊端。

为了确定传递函数是否会出现瞬变，式(9-22)可以写成下式的形式。

$$A(s) = A(0) \frac{N(s)}{1 + \frac{s}{\omega_0 Q} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} \quad (9-23)$$

其中： ω_0 和Q可以通过让式(9-23)的系数等于式(9-22)的系数求出。这里，参数 ω_0 被称为极点频率（pole frequency），Q被称为Q因子[Sedra, 1991]。众所周知，如果 $Q < \sqrt{1/2} \approx 0.707$ ，传递函数的大小有直流最大值且不会出现尖峰（假设零点在非常高的频率上，因此效果可以忽略）。而且，对于 $Q = \sqrt{1/2}$ ，-3dB频率等于 ω_0 。当研究时间域响应时，可求出Q因子的约束条件以保证阶跃输入没有尖峰。具体的说，要想在阶跃输入中没有尖峰，两个极点必须为实数；这与 $Q \leq 0.5$ 的要求是相同的。在 $Q > 0.5$ 的情况下，输出

电压的超调百分比为

$$\text{超调百分比} = 100e^{-\pi/\sqrt{4Q^2-1}} \quad (9-24)$$

对于源极跟随器，让式(9-23)的系数等于式(9-22)的系数解得 ω_0 和Q为

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_{in}(g_{m1} + G_{s1})}{C_{gs1}C_s + C_{in}'(C_{gs1} + C_s)}} \quad (9-25)$$

$$Q = \frac{\sqrt{G_{in}(g_{m1} + G_{s1})[C_{gs1}C_s + C_{in}'(C_{gs1} + C_s)]}}{G_{in}C_s + C_{in}'(g_{m1} + G_{s1}) + C_{gs1}G_{s1}} \quad (9-26)$$

如果Q大于 0.5，极点将是共轭复根，且电路将出现超调。虽然这个Q方程非常复杂，注意如果 C_s 、 C_{in}' 或两者都变大（即：如果负载、输入电容或者两者都变大），Q变小，且不会出现超调（虽然电流将变慢）。当 C_{in}' 和 G_{s1} 变小（当晶体管的源极与衬底相连， G_{s1} 变小，这可以消除体效应）， G_{in} 变小且 $C_s \approx C_{gs1}$ 时，电路将有一个大的Q（即大的瞬变）。总之，源极跟随器（和射极跟随器）电路在特定条件下会出现大量超调和瞬变。幸运的是，实际微电路的寄生电容和输出阻抗一般对于最坏的条件也只会出现中等的超调。

最后还要注意：传递函数的分子零点位于实轴负方向上，频率为

$$\omega_z = \frac{-g_{m1}}{C_{gs1}} \quad (9-27)$$

这个频率一般远远大于 ω_0 。

例：考虑如图所示的源极跟随器，其中，所有的晶体管 $W/L=100\mu\text{m}/1.6\mu\text{m}$ 。假设

$$\mu_n C_{ox}=90\mu\text{A}/\text{V}^2, \quad \mu_p C_{ox}=30\mu\text{A}/\text{V}^2, \quad I_{bias}=100\mu\text{A}, \quad \gamma_n = 0.5V^{1/2},$$

$r_{ds-n}=[8000L(\mu\text{m})]/[ID(\text{mA})]$ 。这一级的增益是多少？

解： g_{m1} 的值由下式得出

$$g_{m1}=[2\mu_n C_{ox}(W/L)ID_1]^{1/2}=1.06\text{mA}/\text{V}$$

同时

$$R_{ds1}=R_{ds2}=8000*1.6/0.1=128\text{k}\Omega$$

体效应参数方程，即

$$g_{s1} = \frac{\gamma g_m}{2\sqrt{V_{SB} + |2\phi_F|}}$$

为了计算这个参数，我们需要知道源极—主体电压 V_{SB} 。但是，这个电压要依赖应用情况，不能事先准确知道。这里我们假设使用的是 5V 的电源， $V_{SB} \approx 2V$ 。这在一定程度上有些武断，但是这是在没有更多细节的情况下能使用的最好方法。因此有

$$g_{s1} = \frac{0.5g_m}{2\sqrt{2+0.7}} = 0.15g_m = 0.16mA/V$$

所以有

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds2} + g_{m1} + g_{s1}} = \frac{1.06}{1.06 + 0.16 + 1/128 + 1/128} = 0.86V/V$$

注意：正如前面提到的，这个结果小于 1 这么多主要是因为体效应参数 g_s 。如果没有体效应，增益应约为 0.99V/V。

假设

$$R_{in} = 180k\Omega, C_L = 10pF, C_{gs1} = 0.2pF, C_{gd1} = 15fF, C_{sb1} = 40fF, C_{in} = 30fF$$

求 ω_0 以及图 9-3 所示的源极跟随器的零点频率。

解：从上例， $g_{m1} = 1.06mA/V$ ， $R_{ds1} = R_{ds2} = 128k\Omega$ ， $g_{s1} = 0.16mA/V$ ，这样有

$$C'_{in} = C_{in} + C_{gd1} = 45fF$$

$$G_{s1} = g_{s1} + g_{ds1} + g_{ds2} = 0.176mA/V$$

$$C_s = C_L + C_{sb1} = 10.04pF$$

因此我们可以求出 ω_0 为

$$\begin{aligned} \omega_0 &= \sqrt{\frac{G_{in}(g_{m1} + G_{s1})}{C_{gs1}C_s + C'_{in}(C_{gs1} + C_s)}} \\ &= 5.24 \times 10^7 \text{ rad/s} = 2\pi \times 8.34 \text{ MHz} \end{aligned}$$

$$Q = \frac{\sqrt{G_{in}(g_{m1} + G_{s1})[C_{gs1}C_s + C_{in}'(C_{gs1} + C_s)]}}{G_{in}C_s + C_{in}'(g_{m1} + G_{s1}) + C_{gs1}G_{s1}}$$

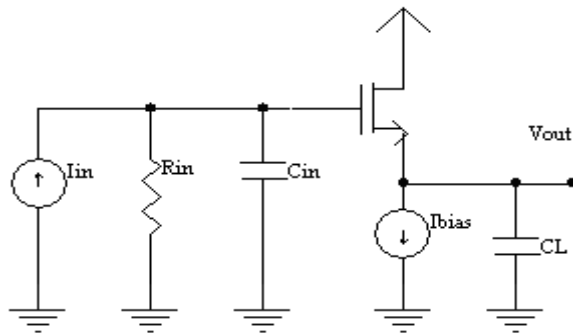
$$= 0.8$$

这导致阶跃输入的超调，表示为

$$\text{超调百分比} = 100e^{-\pi/\sqrt{4Q^2-1}} = 8\%$$

用式(9-27)可以求出零点频率为 855MHz，当然它几乎可以忽略。

源极跟随器 HSPICE 频率分析



网表:

```
EX8.2 source follower frequency test
.option post=2 numdgt=7 tnom=27
Vdd 1 0 dc 5
Vss 2 0 dc -5
Ibias 3 2 dc 100u
Rin 4 0 180k
Cin 4 0 30f
Cl 3 0 10p
M1 1 4 3 2 nmos w=100u l=1.6u
Iin 4 0 pulse(0 -5u 10n 0 0)

.op
.tran 0.5n 300n
.print v(3)
.MODEL nmos NMOS LEVEL=3, TOX=1.8E-8, LD=0.08U,
+U0=500, VMAX=2.0E5, PHI=0.6, GAMMA=0.5,
+NSUB=2.5E16, VTO=0.7, NFS=8.2E11, CGSO=2.5E-10,
+CGB0=2.5E-10, CJSW=2.5E-10, CGDO=2.5E-10, MJ=0.5,
```

```

+CJ=2.5E-4,          PB=0.9,   IS=1.0E-16,      JS=1.0E-4
+KF=600E-27   AF=0.8         NLEV=2           RS=600
+RD=600        ETA=0.05   KAPPA=0.007        THETA=0.06
+ACM=2         XJ=2.7E-7   DELTA=0.7
.MODEL pmos PMOS   LEVEL=3,          TOX=1.8E-8,      LD=0.08U,
+U0=165,       VMAX=2.7E5,   PHI=0.80,        GAMMA=0.75,
+NSUB=5.5E16,   VTO=-0.7,    NFS=7.6E11,      CGSO=2.5E-10,
+CGB0=2.75E-10, CJSW=3.4E-10, CGDO=2.5E-10,    MJ=0.5,
+CJ=3.7E-4,     PB=0.8,     IS=1.0E-16,      JS=1.0E-4
+KF=400E-27   AF=1.0        NLEV=2           RS=1200
+RD=1200       ETA=0.12   KAPPA=1.5        THETA=0.135
+ACM=2         XJ=2.3E-7   DELTA=0.3
.end

```

源极跟随器的阶跃响应如下图所示，这里的超调量约为 10%。

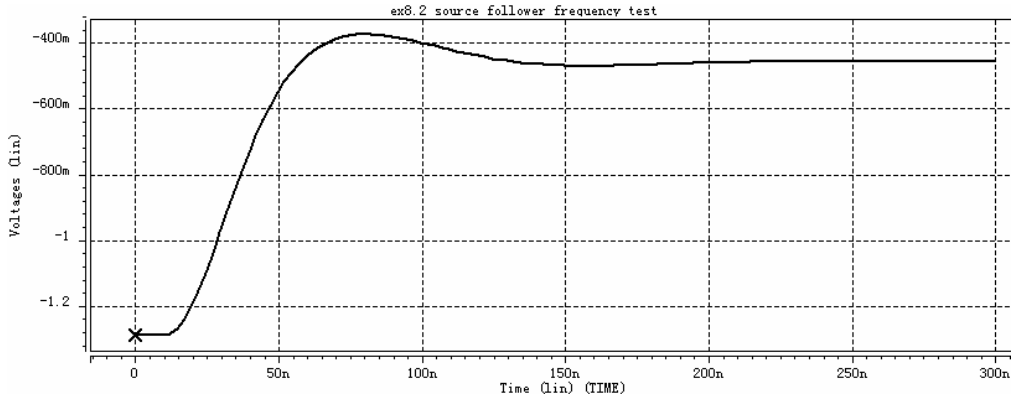


图 8-7 源极跟随器的阶跃响应，显示了 10% 的超调

一个双极晶体管射极跟随器与一个 CMOS 源极跟随器非常相似。因此，这里就不讲它的高频分析。但是，注意：共轭复根极点的问题对于双极射极跟随器，可能更加严重。

对于 CMOS 源极跟随器和双极射极跟随器，当出现共轭复根时，它们可以通过添加补偿线路消除。为了看到这点，注意式 (8-18) 可以写成

$$Y_g = sC_2 + \frac{1}{-R_1 - \frac{1}{sC_1}} \quad (8-28)$$

其中

$$C_1 = \frac{C_{gs1}(C_s g_{m1} - C_{gs1} G_{s1})}{(g_{m1} + G_{s1})(C_{gs1} + C_s)} \approx \frac{g_{m1} C_{gs1} C_s}{(g_{m1} + G_{s1})(C_{gs1} + C_s)}$$

$$R_1 = \frac{(C_{gs1} + C_s)^2}{C_{gs1}(C_s g_{m1} - C_{gs1} G_{s1})} \approx \frac{(C_{gs1} + C_s)^2}{C_{gs1} C_s g_{m1}}$$

$$C_2 = \frac{C_{gs1} C_s}{C_{gs1} + C_s} \quad (8-29)$$

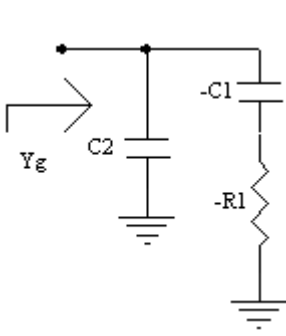


图 9-8 导纳与源极跟随器栅极看进去的输入阻抗相同的电路（忽略 C_{gb} ）

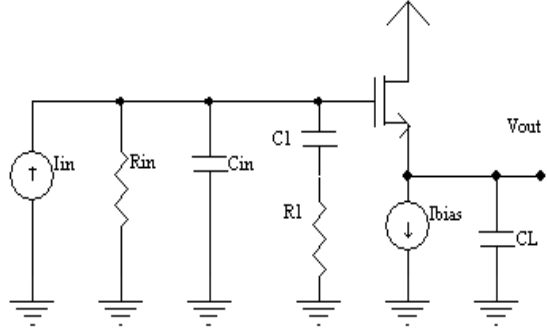


图 9-9 添加补偿线路（ C_1 和 R_1 ）来补偿源极跟随器栅极看进去的导纳中的负项

一般 $C_s > C_{gs1}$ 且 $g_{m1} > G_{s1}$ ，由此可以得到近似解。这与图 9-8 所示电路的导纳相同。这样，输入阻抗相当于一个负的电容器和一个负的电阻串联再与一个电容并联。如果由一个大小为 C_1 的电容和大小为 R_1 的电阻串联组成的第三线路连接到源极跟随器的栅极，如图 9-9 所示，那么负的项就可以去掉了。得到的输入导纳即为 C_2 ，如式 (9-29) 给出的一样。在这种情况下，式 (9-20) 变为

$$\frac{v_{gs1}}{i_{in}} = \frac{1}{G_{in} + s \left(C'_{in} + \frac{C_{gs1} C_s}{C_{gs1} + C_s} \right)} \quad (9-30)$$

式 (9-22) 变为

$$A(s) = \frac{v_{out}}{i_{in}} = R_{in} \left(\frac{g_{m1}}{g_{m1} + G_{s1}} \right) \frac{\left(1 + s \frac{C_{gs1}}{g_{m1}} \right)}{\left(1 + \frac{s}{p1} \right) \left(1 + \frac{s}{p2} \right)} \quad (9-31)$$

其中

$$p1 = \frac{G_{in}}{C'_{in} + \frac{C_{gs1} C_L}{C_{gs1} + C_L}} \approx \frac{G_{in}}{C'_{in} + C_{gs1}} \quad (9-32)$$

$$p2 = \frac{g_{m1} + G_{s1}}{C_{gs} + C_L} \approx \frac{g_{m1} + G_{s1}}{C_L} \quad (9-33)$$

当 $C_s \gg C_{gs1}$ 时, 这个近似是正确的。不考虑近似, 现在极点是实数, 不会发生超调。

因此, 当设计源极跟随器 (或射极跟随器) 时, 推荐的程序是为了检查: 用式 (9-26) 或者SPICE瞬态分析寻找超调点的极点是否为复数形式。当极点是复数时, 增大 C_{in} 、 C_s 或两者, 或者添加补偿线路, 如图 9-9 所示。

例: 考虑如图所示的源极跟随器, 其中, 所有的晶体管 $W/L = 100\mu\text{m}/1.6\mu\text{m}$ 。假设 $\mu_n C_{ox} = 90\mu\text{A}/\text{V}^2$, $\mu_p C_{ox} = 30\mu\text{A}/\text{V}^2$, $I_{bias} = 100\mu\text{A}$, $V_n = 0.5\text{V}^{1/2}$,

$r_{ds-n} = [8000L(\mu\text{m})] / [ID(\text{mA})]$ 。假设 $R_{in} = 180k\Omega$, $C_L = 10pF$, $C_{gs1} = 0.2pF$, $C_{gd1} = 15fF$, $C_{sb1} = 40fF$, $C_{in} = 30fF$, 求图 8-3 所示源极跟随器的补偿线路以及得到的第一个和第二个极点。

解: 由式 (9-29) 有

$$C_1 \approx \frac{g_{m1} C_{gs1} C_s}{(g_{m1} + G_{s1})(C_{gs1} + C_s)} = 0.170pF \quad (9-34)$$

且

$$R_1 \approx \frac{(C_{gs1} + C_s)^2}{C_{gs1} C_s g_{m1}} = 49.3k\Omega \quad (9-35)$$

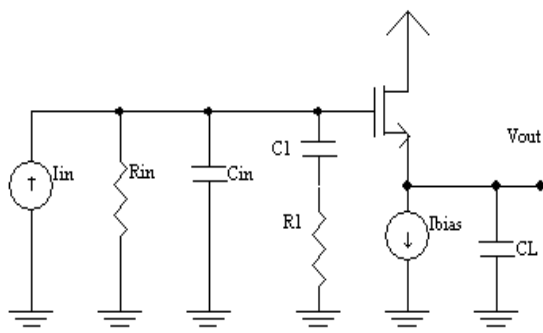
电容器在芯片上是可以实现的合理值。电阻可以用一个在三极管区域偏置的MOS晶体管实现。假设使用补偿线路, 传递函数的极点变为

$$p1 \approx \frac{G_{in}}{C_{in} + C_{gs1}} = 2\pi \times 3.16\text{MHz}$$

$$p2 \approx \frac{g_{m1} + G_{s1}}{C_L} = 2\pi \times 19.3\text{MHz}$$

使用补偿线路的速度损失非常大, 因为没有补偿线路的极点频率约为 8MHz, 但这里主要的极点在 3.6MHz处。

加补偿后源极跟随器 HSPICE 频率分析



网表:

EX8.2 source follower frequency test

.option post=2 numdgt=7 tnom=27

Vdd 1 0 dc 5

Vss 2 0 dc -5

Ibias 3 2 dc 100u

Rin 4 0 180k

Cin 4 0 30f

CL 3 0 10p

M1 1 4 3 2 nmos w=100u l=1.6u

Iin 4 0 dc 0 ac 1

C1 4 5 0.17p

R1 5 0 49.3k

.op

.ac dec 20 1k 1GEG

.print vdb(3)

.MODEL nmos NMOS LEVEL=3, TOX=1.8E-8, LD=0.08U,

+U0=500, VMAX=2.0E5, PHI=0.6, GAMMA=0.5,

+NSUB=2.5E16, VTO=0.7, NFS=8.2E11, CGS0=2.5E-10,

+CGB0=2.5E-10, CJSW=2.5E-10, CGD0=2.5E-10, MJ=0.5,

+CJ=2.5E-4, PB=0.9, IS=1.0E-16, JS=1.0E-4

+KF=600E-27 AF=0.8 NLEV=2 RS=600

+RD=600 ETA=0.05 KAPPA=0.007 THETA=0.06

+ACM=2 XJ=2.7E-7 DELTA=0.7

.MODEL pmos PMOS LEVEL=3, TOX=1.8E-8, LD=0.08U,

+U0=165, VMAX=2.7E5, PHI=0.80, GAMMA=0.75,

+NSUB=5.5E16, VTO=-0.7, NFS=7.6E11, CGS0=2.5E-10,

```

+CGBO=2.75E-10,      CJSW=3.4E-10,      CGDO=2.5E-10,      MJ=0.5,
+CJ=3.7E-4,          PB=0.8,      IS=1.0E-16,      JS=1.0E-4
+KF=400E-27      AF=1.0      NLEV=2      RS=1200
+RD=1200          ETA=0.12      KAPPA=1.5      THETA=0.135
+ACM=2      XJ=2.3E-7      DELTA=0.3
.end

```

源极跟随器的频率响应如下图所示，第一个极点出现在大约 3.6MHz 处，而第二个极点出现在大约 16MHz 处。

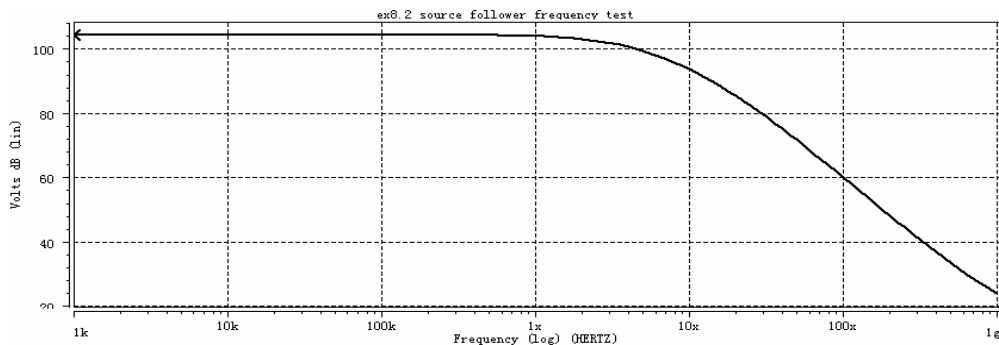


图 9-10 带补偿线路的源极跟随器的波特图

最后应该提到的是：如果要在运算放大器中使用源极跟随缓冲器（这样增益将置于缓冲器周围），而且，如果源极跟随器的谐振频率实质上远远大于运算放大器的单位增益频率，那么超调能够忍受，不需要补偿线路。

9.4 共栅放大器

共栅电路一般由于源极节点的低阻抗 r_{in} ，其频率响应比共源电路的频率响应优越，假设 G_L 并不比 G_{S1} 小多少。

9.5 高输出阻抗镜像电路

威尔逊和共源共栅镜像电流源将高频极点引入信号传递函数。这些极点近似相等的时间常数为 C_{gs}/g_m 。这种说法可以通过做高频小信号分析（在分析中要包括小信号模型的电容）得到证明。

9.6 共源共栅增益级

一个共源共栅增益级（见图 9-11）的准确高频分析一般留给计算机仿真，但是，大致的分析不会很复杂。在高频下，输出节点形成的时间常数由于阻抗太大而始终占据主导地位。输出节点

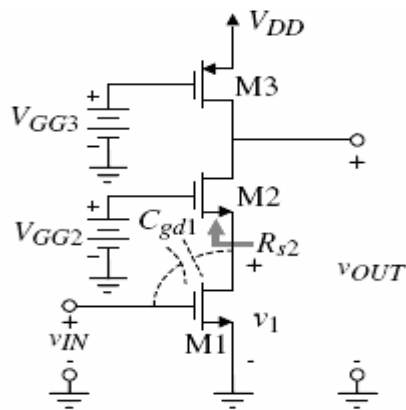


图 9-11 共源共栅电路

的总电容 C_{out} 是 $C_{gd2} + C_{db2}$ 、负载电容 C_L 以及偏置电流源的输出电容 C_{bias} （一般 C_L 起主要作用）的并联。假设输出级的时间常数起主要作用，-3dB频率约等于时间常数的倒数。也就是说

$$\omega_{-3dB} \approx \frac{1}{R_{out} C_L} \approx \frac{2g_{ds}^2}{g_m C_L} \quad (9-36)$$

用零值时间常数分析方法[Gray, 1993]可以求出更加准确（虽然仍然不准确）的估算。这种分析技术的优势是在确定总的-3dB频率中能够对每个电容的相对重要度有些理解。分析的小信号模型如图 9-12 所示，其中

$$C_{s2} = C_{db1} + C_{sb2} + C_{gs2} \quad (9-37)$$

$$C_{d2} = C_{gd2} + C_{db2} + C_L + C_{bias} \quad (9-38)$$

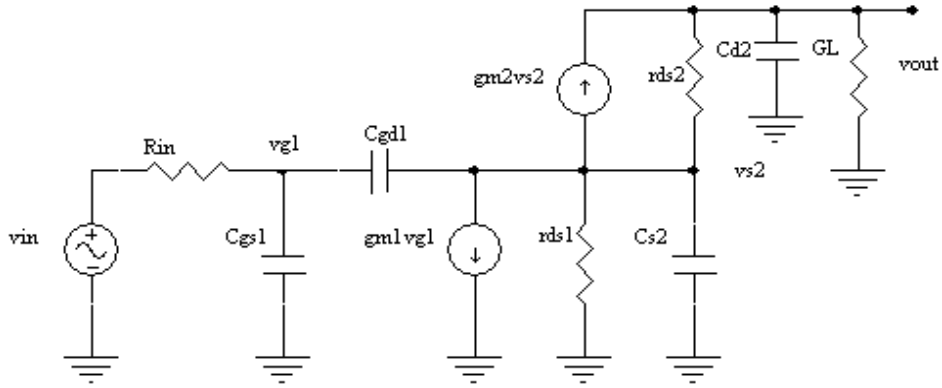


图 9-12 共源共栅增益级的小信号模型

在零值时间常数分析中，所有独立源极都设为零（这里 V_{in} 设为 0V），每个电容都依次将其它电容设为零时加以考虑，求出相应的时间常数并用 τ_{Ci} 标明。然后，-3dB频率 ω_{-3dB} 推算为 1 除以所有时间常数的总和。

在这个电路中，求出的第一个时间常数是应对应 C_{gs1} 的时间常数，表示为 $\tau_{C_{gs1}}$ 。 C_{gs1} 看到的电阻为 R_{in} ，因此

$$\tau_{C_{gs1}} = C_{gs1} R_{in} \quad (9-39)$$

对应 C_{gd1} 的时间常数的计算更多，所以在它的计算中使用正式方法。 C_{gd1} 用一个电压源 V_x 替换。接下来， C_{gd1} 看到的电阻通过计算 V_x 和 i_x （离开 V_x 的电流）的比求得。最后

的时间常数用这个电阻乘以 C_{gd1} 。这个分析的小信号模型如图 9-10 所示，其中电阻 R_{d1} 在低频下是 r_{ds1} 和 M2（共源共栅晶体管）源极看进去的阻抗的并联。图 9-13(b) 的电路本质上与图 9-13(a) 的电路相同，它用来求源极退化镜像电流源的输出阻抗。我们有

$$v_y = i_x R_{in} \quad (9-40)$$

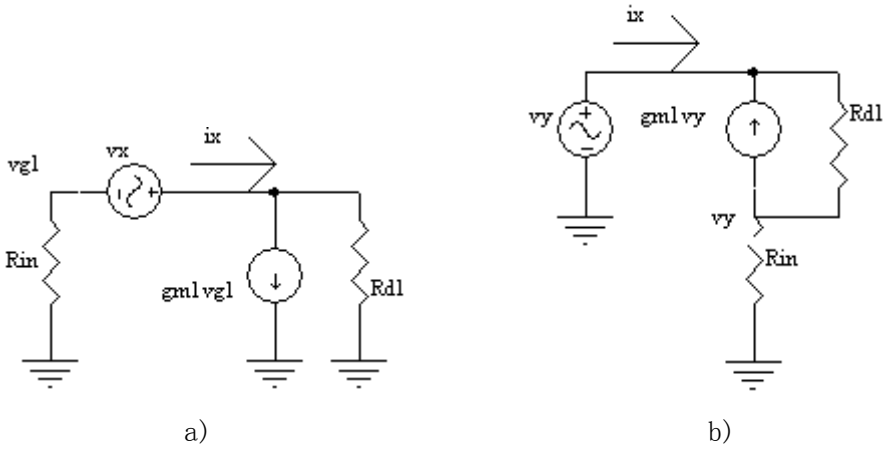


图 9-13 用于计算 C_{gd1} 看到的电阻的两个等效小信号模型

而且

$$i_x = (v_x - v_y)G_{d1} - g_{m1}v_y \quad (9-41)$$

将式 (9-40) 带入式 (9-41) 解得 v_x / i_x 得

$$rC_{gd1} = \frac{v_x}{i_x} = R_{d1} [1 + R_{in}(G_{d1} + g_{m1})] \quad (9-42)$$

求出共源共栅晶体管 M2 的源极看进去的导纳，即

$$Y_{s2} \approx g_{ds} \quad (9-43)$$

阻抗 R_{d1} 是这个导纳和 r_{ds1} 的并联，因此有

$$R_{d1} \approx \frac{r_{ds}}{2} \quad (9-44)$$

将这个结果带入式 (9-42) 有

$$\begin{aligned}
rC_{gd1} &\approx \frac{r_{ds}}{2} [1 + R_{in}(2g_{ds} + g_{m1})] \\
&\approx \frac{r_{ds}}{2} (1 + g_{m1}R_{in})
\end{aligned} \tag{9-45}$$

由此

$$\tau C_{gd1} \approx C_{gd1} \frac{r_{ds}}{2} (1 + g_{m1}R_{in}) \tag{9-46}$$

如果 R_{in} 很大，如在晶体管输出阻抗 r_{ds} 的量级上，那么这个时间常数近似为

$$\tau C_{gd1} \approx C_{gd1} \frac{g_m r_{ds}^2}{2} \tag{9-47}$$

这个时间常数可能大到一个共源放大器的响应时间常数那么大—这个情况还不是很清楚。

电容 C_{s2} 看到的电阻为 r_{ds1} 与M2源极看进去的阻抗的并联，得近似为 r_{ds} ，有

$$\tau C_{s2} \approx C_{s2} \frac{r_{ds}}{2} \tag{9-48}$$

C_{d2} 看到的电阻式共源共栅放大器的输出阻抗，近似得为 $(g_m r_{ds}^2)/2$ 。因此， C_{d2} 的时间常数为

$$\tau C_{d2} \approx C_{d2} \frac{g_m r_{ds}^2}{2} \tag{9-49}$$

注意：这个时间常数与式(9-47)具有相同的形式，但是 C_{d2} 一般要比 C_{gd1} 大得多（因为 C_L 一般很大），让 τC_{d2} 起主要作用。

时间常数的和为

$$\begin{aligned}
\tau_{total} &\approx \tau C_{gs1} + \tau C_{gd1} + \tau C_{s2} + \tau C_{d2} \\
&\approx C_{gs1}R_{in} + C_{gd1} \frac{g_m r_{ds}^2}{2} + C_{s2} \frac{r_{ds}}{2} + C_{d2} \frac{g_m r_{ds}^2}{2}
\end{aligned} \tag{9-50}$$

—3dB频率 ω_{-3dB} 推算为 $1/\tau_{total}$ 。

例：假设对于输入晶体管和共源共栅晶体管，其中， $g_m = 1\text{mA/V}$ ， $r_{ds} = 100\text{k}\Omega$ ，

$$R_{in} = 180k\Omega, \quad C_L = 5pF, \quad C_{gs} = 0.2pF, \quad C_{gd} = 15fF, \quad C_{sb} = 40fF, \quad C_{db} = 20fF,$$

推算图 9-11 的共源共栅放大器的-3dB频率。

解：每个电容的时间常数用下式推算：

$$C_{s2} = C_{db1} + C_{sb2} + C_{gs2} = 0.26pF$$

$$C_{d2} = C_{gd2} + C_{db2} + C_L + C_{bias} = 5.055pF$$

有

$$\tau_{C_{gs1}} = C_{gs1} R_{in} = 36ns$$

$$\tau_{C_{gd1}} \approx C_{gd1} \frac{g_m r_{ds}^2}{2} = 75ns$$

$$\tau_{C_{s2}} \approx C_{s2} \frac{r_{ds}}{2} = 13ns$$

$$\tau_{C_{d2}} \approx C_{d2} \frac{g_m r_{ds}^2}{2} = 25.3us$$

正如期望的，输出节点的时间常数起主要作用，其次重要的时间常数是Cgd1的时间常数，虽然忽略了Cgd1在-3dB频率上的效应。因此，-3dB频率准确写为

$$\omega_{-3dB} \approx 1/\tau_{C_{d2}} = 2\pi \times 6.3kHz。$$

共源共栅放大器 HSPICE 频率分析

M3 通过M6 形成一个共源共栅镜像电流源产生Ibias。选择P沟道晶体管的宽度和长度，使得它们的 g_m 和 r_{ds} 与N沟道晶体管的情况相匹配。

网表：

EX8.5 Cascode AMP frequency test

.option post=2 numdgt=7 tnom=27

Vdd 1 0 dc 5

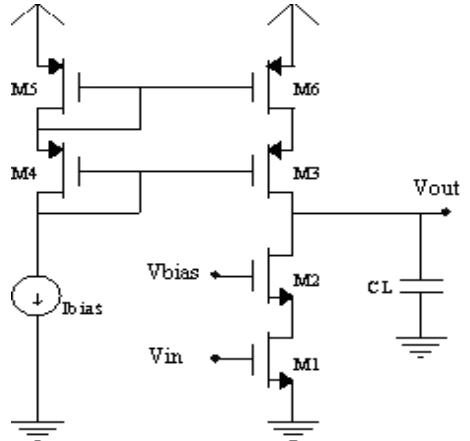
Ibias 6 0 dc 100u

M4 6 6 7 1 pmos w=390u l=2u

M5 7 7 1 1 pmos w=390u l=2u

M6 8 7 1 1 pmos w=390u l=2u

M3 2 6 8 1 pmos w=390u l=2u



```

M2  2  3  4  0  nmos w=100u l=1.6u
M1  4  5  0  0  nmos w=100u l=1.6u
C1   2  0      0.3p
Vbias 3  0  dc  2.5
Vin   5  0  dc  0.8425  ac  1

.op
.ac dec 10 0.1 1000Meg
.print vdb(2)
.MODEL nmos NMOS LEVEL=3,          TOX=1.8E-8,          LD=0.08U,
+U0=500,          VMAX=2.0E5,      PHI=0.6,          GAMMA=0.5,
+NSUB=2.5E16,      VTO=0.7,          NFS=8.2E11,      CGSO=2.5E-10,
+CGB0=2.5E-10,      CJSW=2.5E-10,    CGDO=2.5E-10,      MJ=0.5,
+CJ=2.5E-4,          PB=0.9,      IS=1.0E-16,          JS=1.0E-4
+KF=600E-27      AF=0.8          NLEV=2          RS=600
+RD=600          ETA=0.05      KAPPA=0.007      THETA=0.06
+ACM=2          XJ=2.7E-7      DELTA=0.7
.MODEL pmos PMOS LEVEL=3,          TOX=1.8E-8,          LD=0.08U,
+U0=165,          VMAX=2.7E5,      PHI=0.80,          GAMMA=0.75,
+NSUB=5.5E16,      VTO=-0.7,      NFS=7.6E11,      CGSO=2.5E-10,
+CGB0=2.75E-10,      CJSW=3.4E-10,    CGDO=2.5E-10,      MJ=0.5,
+CJ=3.7E-4,          PB=0.8,      IS=1.0E-16,          JS=1.0E-4
+KF=400E-27      AF=1.0          NLEV=2          RS=1200
+RD=1200          ETA=0.12      KAPPA=1.5      THETA=0.135
+ACM=2          XJ=2.3E-7      DELTA=0.3
.end

```

这个共源共栅放大器的频率曲线如下图所示。直流增益为 80dB(即 10000V/V)，-3dB 频率约发生在 2kHz。

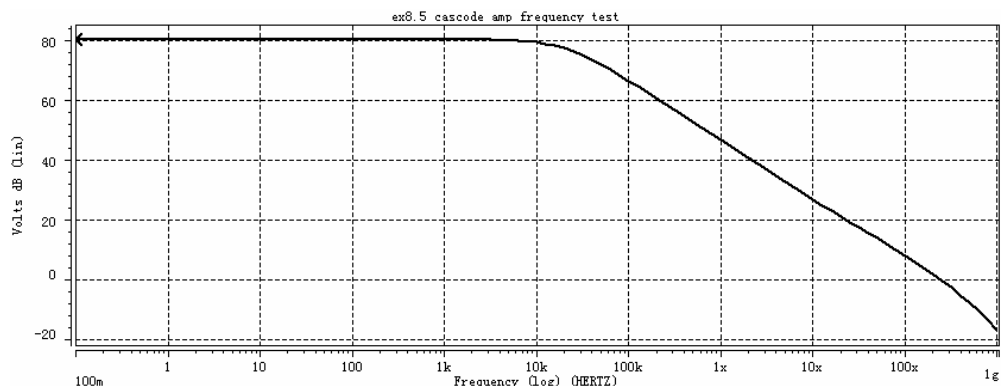


图 9-14 共源共栅放大器的频率曲线图

在结束这一节之前，应对共源共栅增益级的高频性能做一些论述。正如我们刚才看到的，一般一个极点起主要作用，这样我们可以合理地模拟放大器增益为

$$A(s) = \frac{A_v}{1 + s / \omega_{-3dB}} \quad (9-51)$$

这样，当频率实际上远大于 ω_{-3dB} ，一般为作用的频率束，增益可近似写为

$$A(s) \approx \frac{A_v}{s / \omega_{-3dB}} \approx \frac{g_{m1}}{s C_L} \quad (9-52)$$

上式利用了式 $A_v \approx -\frac{g_m}{2g_{ds}} \frac{g_{m2}}{g_{ds2}} \approx -\frac{1}{2} \left(\frac{g_m}{g_{ds}} \right)^2$ 和式 $\omega_{-3dB} \approx \frac{1}{R_{out} C_L} \approx \frac{2g_{ds}^2}{g_m C_L}$ 。还要注意：除非任一端极阻抗或源极电容非常大，否则式 (8-36) 和式 (8-52) 的近似是很好的。此外，在远大于 -3dB 频率的频率上，M2 源极的导纳可用式

$Y_{in2} = \frac{g_{m2} + g_{s2} + g_{ds2}}{1 + \frac{g_{ds2}}{G_L}} \approx \frac{g_{m2}}{1 + \frac{g_{ds2}}{G_L}}$ 求出，其中 GL 用 $G_L + sC_L$ 代替。这样一个替代的结果为

$$\begin{aligned} Y_{in2} &= \frac{g_{m2} + g_{s2} + g_{ds2}}{1 + \frac{g_{ds2}}{G_L}} \\ &= g_{m2} \left(\frac{G_L + sC_L}{g_{ds2} + G_L + sC_L} \right) \\ &= g_{m2} \left(\frac{G_L + sC_L}{g_{ds2} + sC_L} \right) \end{aligned} \quad (9-53)$$

在 $\omega \gg 1/(r_{ds} C_L)$ 的频率上，s 中的项起主要作用， $Y_{in2} = g_{m2}$ 。M2 源极的近似时间常数可写为这个极点的总电容除以 g_{m2} 。M2 源极的总电容是 C_{gs2} 并联 C_{db1} 并联 C_{gd1} 。因为这个电容不是特别大而且这个节点的阻抗 $1/g_{m2}$ 很小，所以这个节点的时间常数一般可忽略。但是在带一个小源极阻抗的放大器中，这个节点仍然是决定共源共栅放大器的第二个极点的主要因素。M2 源极的时间常数的上限可以简单求出。 C_{db1} 并联 C_{gd1} 几乎总是小于

C_{gs2} 。因此，M2 源极的总阻抗等于 $K C_{gs2}$ ，其中： K 在 1~2 之间（一般靠近 1）。利用

$$g_{m2} = \mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 V_{eff2} \quad (9-54)$$

上式是对折叠式共源共栅放大器（对伸缩式共源共栅放大器，用 μ_n 大于 μ_p ），并利用下式

$$C_{s2} = K C_{gs2} = K \frac{2}{3} (WL)_2 C_{ox} \quad (9-55)$$

给出第二个极点的近似频率（忽略另一个不起主要作用的节点的时间常数）：

$$\omega_{p2} \approx \frac{1}{\tau_{s2}} = \frac{g_{m2}}{C_{s2}} = \frac{3\mu_p V_{eff2}}{2KL_2^2} > \frac{3\mu_p V_{eff2}}{4L_2^2} \quad (9-56)$$

这个方程是任何使用共源共栅增益级放大器的单位增益频率的一个上限。注意：一旦选择了 V_{eff2} ，式(8-56)就相对独立于真正的设计， V_{eff2} 通常由最大信号处理需求决定。还要注意： ω_{p2} 非常依赖沟道长度。

例：推算 0.8um 技术中折叠式共源共栅放大器的第二个极点的下限，其中 V_{eff2} 的典型值选为 0.25V。

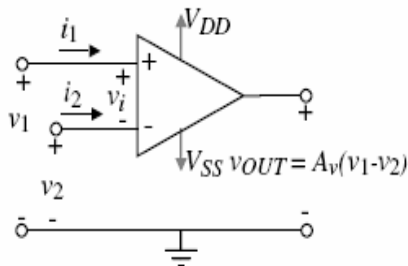
解：通常，在一个模拟电路中，共源共栅晶体管的最小长度是用在数字电路中晶体管最小长度的 1.25~1.5。因此，假设 $L_2 = 1.5 \times 0.8 \mu m = 1.2 \mu m$ ，用 $\mu_p = 0.02 m^2 / V.s$ ，且 $V_{eff2} = 0.25V$ ，我们有 $\omega_{p2} > 1.7 \times 10^9 rad = 2\pi \times 276 MHz$ 。对于一个伸缩式共源共栅放大器，上限将为 690MHz。在多数实际的运算放大器设计中，一个典型设计的单位增益频率应被限制到大约下限第二个极点的频率的一半。在这个例子中，折叠式共源共栅和伸缩式共源放大器的典型的单位增益应分别为 138MHz 及 345MHz。

最后，当源极阻抗很大时，输入晶体管栅极的时间常数可能非常重要，虽然不像在共栅级中那么重要，因为共源共栅增益级所受到的米勒效应不那么严重。换句话说，在高频下，M2 源极的有效阻抗减小为 $1/g_{m2}$ ，且从 M1 的栅极到 M2 的源极没有多少增益。回顾在共源放大器中， C_{gs1} 的有效尺寸被共源放大器的增益放大。

第 10 章 反馈放大器的频率响应和稳定性

10.1 反馈放大器的稳定

10.1.1 稳定原理



首先定义运算放大器的输出电压为：

$$\text{图 10-1 运放示意图} \quad V_{out}(s) = A_v(s)[V_1(s) - V_2(s)] \pm A_c(s) \left[\frac{V_1(s) + V_2(s)}{2} \right] \quad (10-1)$$

式中，右边第一项是 $V_{out}(s)$ 的差模部分，第二项是 $V_{out}(s)$ 的共模部分。差模频率响应为 $A_v(s)$ ，共模频率响应为 $A_c(s)$ 。

运算放大器的典型差模频率响应可以表示为：

$$A_v(s) = \frac{A_{vo}}{\left(\frac{s}{p_1} - 1 \right) \left(\frac{s}{p_2} - 1 \right) \left(\frac{s}{p_3} - 1 \right) \dots} \quad (10-2)$$

式中， p_1, p_2, \dots 是运算放大器开环传递函数的极点。

一般来说，极点记作 p_i ，可以表示为：

$$p_i = -\omega_i \quad (10-3)$$

这里， ω_i 是时间常数的倒数或者极点 p_i 的转折频率。虽然运算放大器有零点，这里暂时忽略了。 A_{vo} 或 $A_v(0)$ 是频率接近 0 时运算放大器的增益。下图显示了典型的 $A_v(s)$ 的幅频响应。在这种情况下我们看到， ω_1 远比所以其它的转折频率低得多，因此 ω_1 在频率响应中起主要作用。这是一个-6dB/每倍频程频率点，从主极点延伸与 0dB轴相交的点被定义为运算放大器的单位增益带宽，缩写为GB。即使下一个更高阶的极点比GB小，我们仍然用上面的这个定义方法定义单位增益带宽。

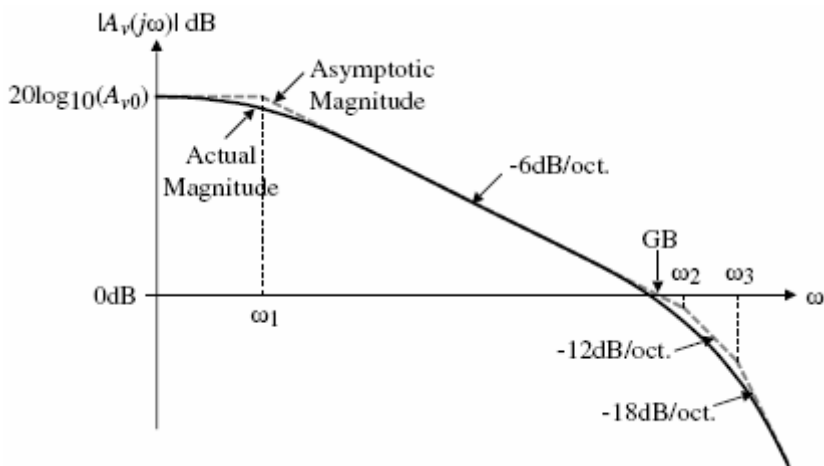


图 10-2 运算放大器 $A_v(j\omega)$ 的典型幅频响应

运算放大器一般用在负反馈结构中, 此时, 相对较高但不精确的正向增益可以与反馈一起得到一个非常精确的传输函数, 此函数仅与反馈元件有关。图 10-3 是一个一般的负反馈结构。

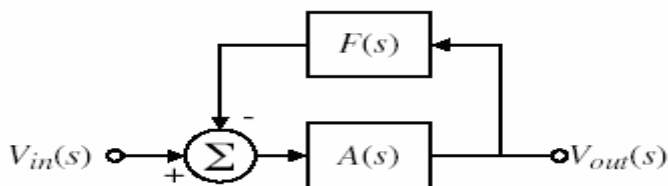


图 10-3 单环负反馈系统

$A(s)$ 是放大器增益, 一般来说是运算放大器开环差模电压增益。 $F(s)$ 是从运算放大器输出到输入的外部反馈的传输函数。这个系统的环路增益可以定义为:

$$\text{环路增益} = L(s) = -A(s)F(s) \quad (10-4)$$

总体增益为:

$$A(V_{in} - FV_{out}) = V_{out} \quad (10-5)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A}{1 + AF} = \frac{A(s)}{1 - L(s)} \quad (10-6)$$

考虑 V_{in} 到 V_{out} 的正向增益为 1。容易看出, 如果开环直流增益 $A(0)$ 是在 1000~2000 之间, F 等于 1, 正向增益的变化在 0.999~0.9995 之间。对于非常高的环路增益 (主要由于具有高的放大器增益), 正向传递函数 V_{out}/V_{in} 受到负反馈网络的精确控制, 这就是使用运算放大器的原理。

例: 如图串联电压负反馈电路 (同相比例运算), $R_1 = 10k\Omega$, $R_F = 300k\Omega$, 开环电

压放大倍数 $A_{uo} = 10^4$ 。求闭环电压放大倍数 A_{uf} ；如 $\frac{dA}{A} = 10\%$ ，求 $\frac{dA_f}{A_f}$ 。

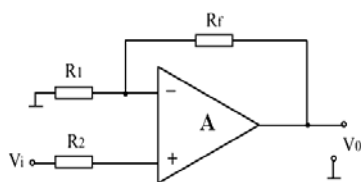


图 10-4 同相比例运放

$$\text{解: (1) } F = \frac{u_f}{u_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_f} = \frac{10}{10 + 300} = 0.03$$

$$A_{uf} = \frac{A}{1 + AF} = \frac{10000}{1 + 10000 \times 0.03} = 33.2$$

$$(2) \frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + AF} \cdot \frac{dA}{A} = \frac{1}{301} \times 10\% = 0.033\%$$

负反馈深度越深，放大电路越稳定。如果 $AF \gg 1$ ，则 $A_f \approx \frac{1}{F}$ 。此式说明，在深度负反馈的情况下，闭环放大倍数仅与反馈电路的参数（如电阻和电容）有关，它们基本上不受外界因素变化的影响。这时放大电路的工作非常稳定。

最重要的是，反馈运算放大器输入端的信号幅度和相位不应使该信号在环路中产生振荡。如果发生这中情况，放大器的输出就会不稳定。为了避免这种情况，条件可以简洁地表述为：

$$|A(j\omega_0)F(j\omega_0)| = |L(j\omega_0)| < 1 \quad (10-7)$$

其中 ω_0 被定义为：

$$\text{Arg}[-A(j\omega_0)F(j\omega_0)] = \text{Arg}[L(j\omega_0)] = 0^\circ \quad (10-8)$$

另一个表示此条件的便利方法是：

$$\text{Arg}[-A(j\omega_{0dB})F(j\omega_{0dB})] = \text{Arg}[L(j\omega_{0dB})] > 0^\circ \quad (10-9)$$

其中 ω_{0dB} 被定义为：

$$|-A(j\omega_{0dB})F(j\omega_{0dB})| = |L(j\omega_{0dB})| = 1 \quad (10-10)$$

如果满足这些条件，则称反馈系统稳定的（即，不可能发生持续振荡）

式 10-10 给出的第二个关系可用波特图做出更好的说明。图 10-5 显示了 $|A(j\omega)F(j\omega)|$ 和 $\text{Arg}[-A(j\omega)F(j\omega)]$ 作为频率函数的响应。稳定的条件是 $|A(j\omega)F(j\omega)|$ 曲线通过 0dB 点应先 $\text{Arg}[-A(j\omega)F(j\omega)]$ 到达 0° 。当 $|A(j\omega)F(j\omega)|$ 等于 1（即 0dB）时的相位值给出了稳定性的度量。这种度量称为相位裕量，由一下关系式描述：

$$\text{相位裕量} = \Phi_m = \text{Arg}[-A(j\omega)F(j\omega)] = \text{Arg}[L\omega_{0dB}] \quad (10-11)$$

以适当的相位裕量获得“好的稳定度”的重要性可以通过研究时域闭环响应得到最好

的理解。图 10-6 示出了不同相位裕量时二阶闭环系统的时域响应。可以看到相位裕量越大，引起的输出信号的震铃越小。人们并不希望看到过多的震铃，所以有足够的相位裕量保证震铃在可以接受的范围内是很重要的。相位裕量至少要 45 度，最好 60 度。

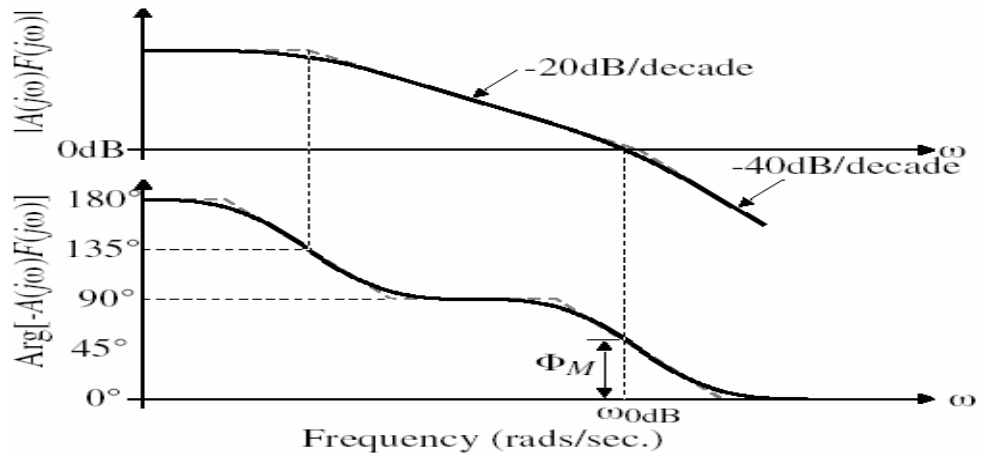


图 10-5 二阶系统的幅频和相频响应

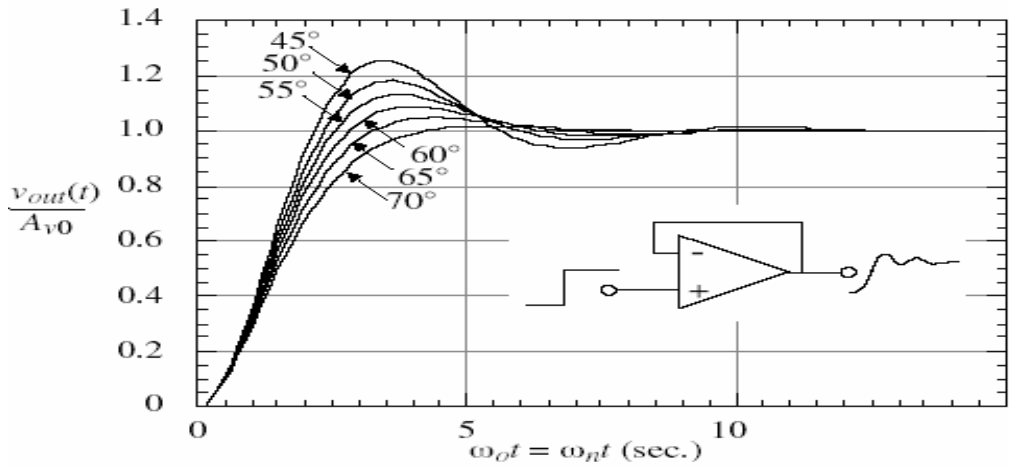


图 10-6 不同相位裕量的二阶系统响应

10.1.2 保证稳定性的技术

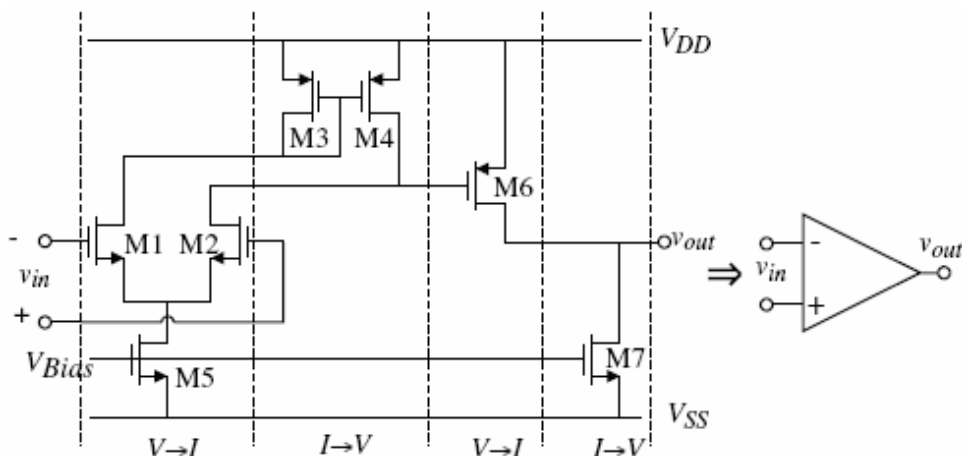


图 10-7 标准两级 CMOS 运算放大器拆分成电压—电流级和电流—电压级

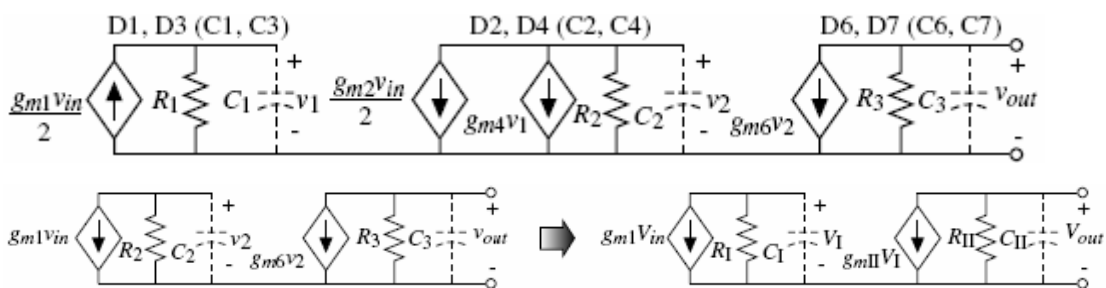


图 10-8 两级运算放大器的二阶小信号等效电路

$$R_1 \approx \frac{1}{g_{m3}} \parallel r_{ds3} \parallel r_{ds1} \approx \frac{1}{g_{m3}} \quad R_2 = r_{ds2} \parallel r_{ds4} \quad \text{and} \quad R_3 = r_{ds6} \parallel r_{ds7}$$

$$C_1 = C_{gs3} + C_{gs4} + C_{bd1} + C_{bd3} \quad C_2 = C_{gs6} + C_{bd2} + C_{bd4} \quad \text{and} \quad C_3 = C_L + C_{bd6} + C_{bd7}$$

考虑上面的未加补偿的运算放大器的二阶小信号模型。为了归纳结论，与第一级有关的元件标上小标I，与第二级有关的下标为II。两个极点的位置由下面的等式给出：

$$p_1 = \frac{-1}{R_I C_I} \quad \text{和} \quad p_2 = \frac{-1}{R_{II} C_{II}}$$

式中， R_I (R_{II}) 和 C_I (C_{II}) 分别是第一（二）级输出端看进去的对地电阻和电容。典型情况下，这些极点远离复平面的原点，相互靠得很近。负反馈环路的开环频率响应如下图所示，反馈因子 $F(S)=1$ 。注意， $F(S)=1$ 是稳定性最糟的情况，在下图中，注意相位裕度小于 45 度，这意味着运算放大器必须补偿才能用于闭环结构。

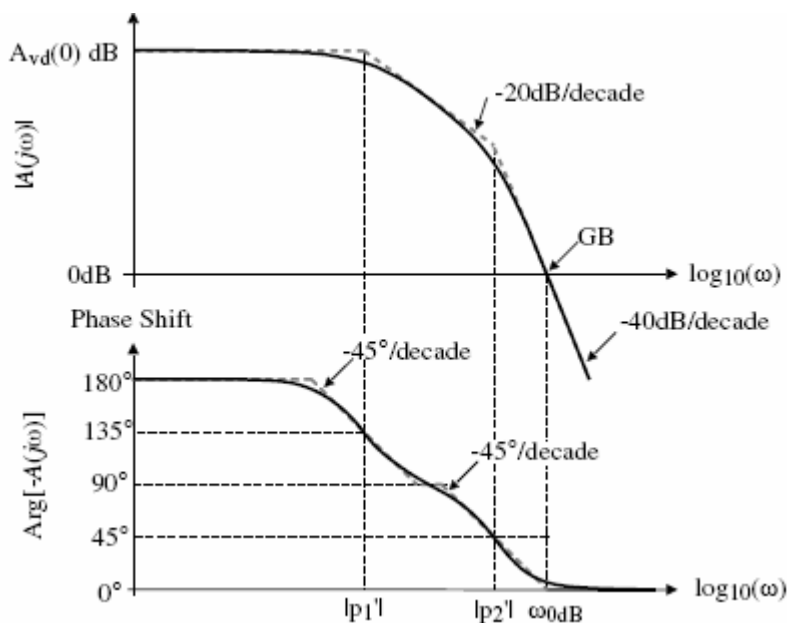


图 10-9 使用无补偿运算放大器的负反馈环路
开环频率响应和 $F(s)=1$ 的反馈系数

米勒补偿

这里我们给出米勒补偿。这是由在输出和第二级跨导级 g_{m2} 的输入之间跨接一个电容实现的，其小信号模型如图 10-10 所示。通过分析小信号图 10-10，得出补偿后 P_1 （原极点 P_1' ）， P_2 （原极点 P_2' ）两极点及零点的表达式。

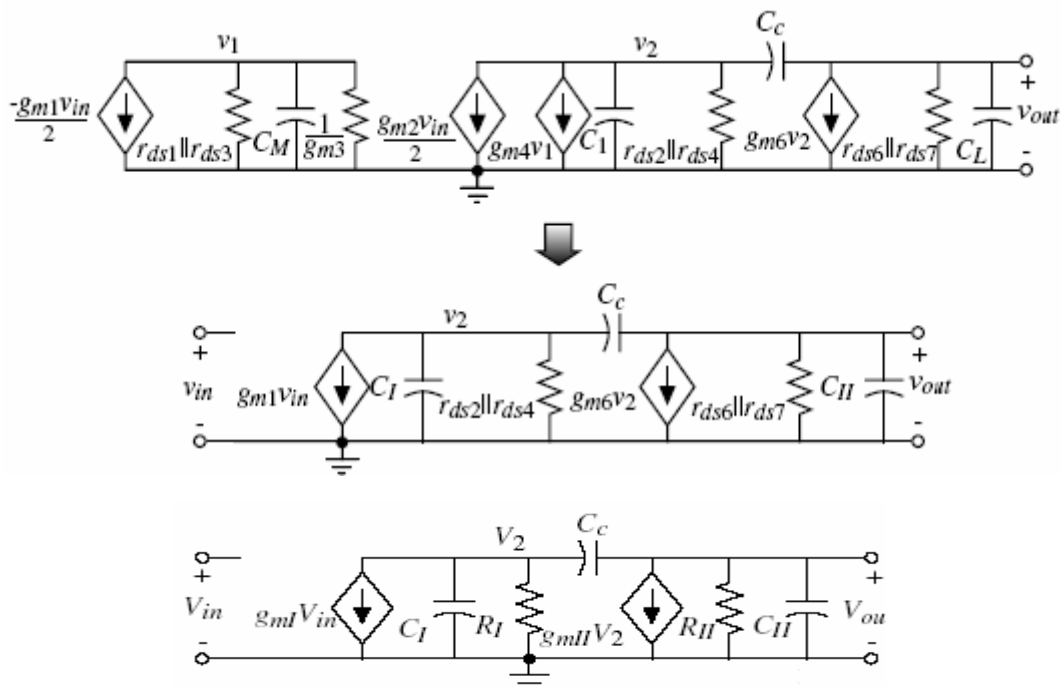


图 10-10 用于两级运算放大器的米勒电容

总的传输函数为：

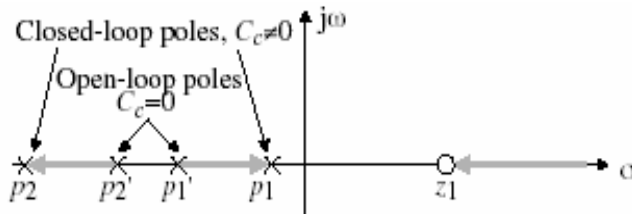
$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{g_{mI} g_{mII} R_I R_{II} (1 - s C_C / g_{mII})}{1 + s [R_I (C_I + C_C) + R_{II} (C_{II} + C_C) + g_{mII} R_I R_{II} C_C] + s^2 R_I R_{II} [C_I C_{II} + C_C C_I + C_C C_{II}]}$$

$$p_1 \cong \frac{-1}{g_{mII} R_I R_{II} C_C} = \frac{-(g_{ds2} + g_{ds4})(g_{ds6} + g_{ds7})}{g_{m6} C_C}$$

$$p_2 \cong \frac{-g_{mII} C_C}{C_I C_{II} + C_{II} C_C + C_I C_C} \cong \frac{-g_{mII}}{C_{II}} = \frac{-g_{m6}}{C_L}$$

$$z_1 \cong \frac{-g_{mII}}{C_{II}} = \frac{g_{m6}}{C_C}$$

加了补偿电容 C_C 将产生两个结果：第一，与 R_I 并联有效电容大约增加到 $g_{mII} (R_{II}) (C_C)$ 结果使 P_1 明显的移向幅频面的原点。第二，由于反馈降低了第二级的输出电阻， P_2 向远离幅频面原点的方向移动。这时，有一零点位于幅频面正实轴上，这是通过 C_C 的前馈路径得到的。图 10-11 (a) 标明了极点在幅频面上从补偿前位置移向补偿后的位置。图 3.17 (b) 由渐进幅频特性和相频特性曲线说明了补偿的结果。



(a)

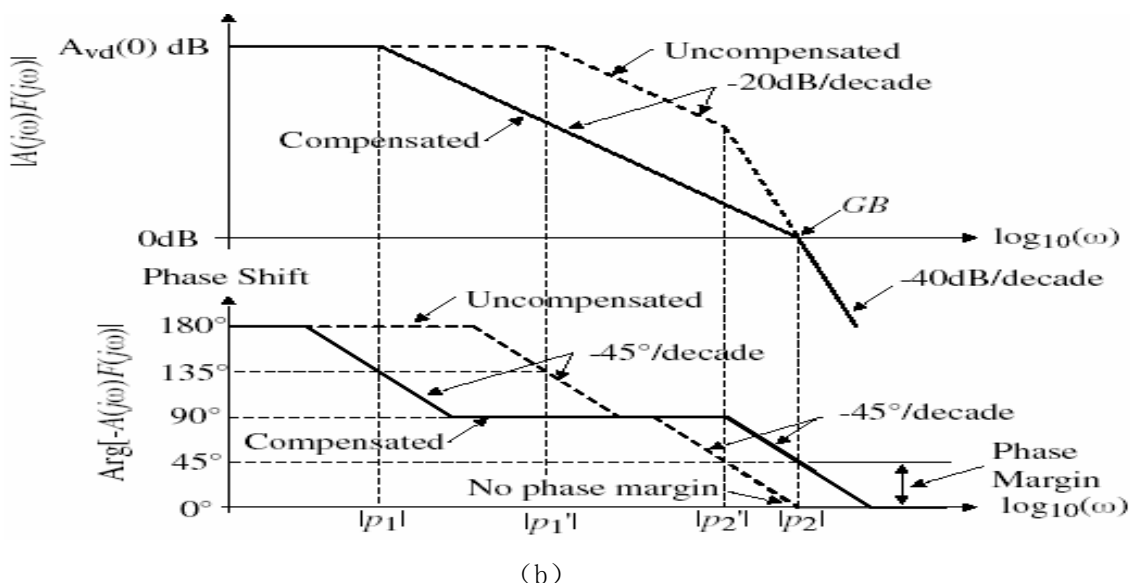


图 10-10 (a) 采用米勒补偿法, 环路增益 $[F(s)=1]$ 的根轨迹图。其中 C_c 从 0 变化到某一值 (使根成为非主极点); (b) 补偿后环路增益 $[F(s)=1]$ 的渐近幅频特性和相频特性单位增益带宽近似为:

$$GB = A_{vd}(0) \cdot |p_1| = (g_{mI} g_{mII} R_I R_{II}) \frac{1}{g_{mII} R_I R_{II} C_c} = \frac{g_{mI}}{C_c} = \frac{g_{m1}}{C_c} = \frac{g_{m2}}{C_c}$$

控制右半平面零点

右半平面的零点增加了相移, 但是幅度也是增加的。因此, 零点关于稳定度会在两个方面使情况变遭。如果零点 (z_1) 或者极点 (p_2) 移向复频面原点, 相位裕量会减小。为闭环使用, 放大器补偿的目的是移动除了主极点 (p_1) 之外的所有极点、零点, 使他们远离复频面的原点 (超出单位增益带宽), 相频特性类似于图 3.17 (b)。

由前面分析可知, 前馈路径通过补偿电容形成的零点有限制GB的倾向。如果零点不存在, 可能其他方法也会这样。我们可以通过在补偿电容 C_c 地前馈通路中插进与 C_c 串联的调零电阻。图 10-11 (a) 示出了这种技术的应用。

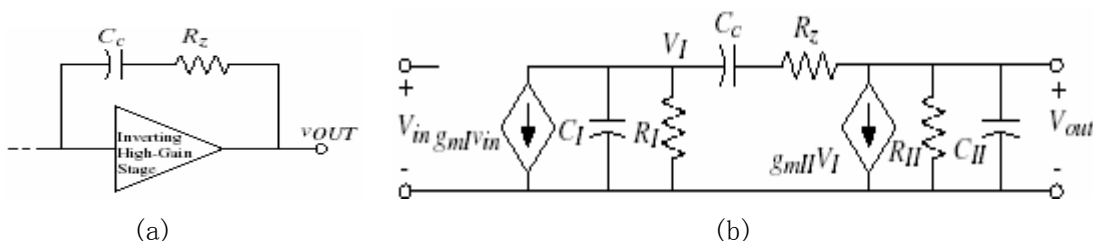


图 10-11 (a) 使用调零电阻 R_z 控制零点

(b) 使用调零电阻的两级运算放大器的小信号模型

通过图 10-11 (b) 小信号图得出:

$$p_1 \cong \frac{-1}{g_{mII} R_I R_{II} C_c} \quad (3-32)$$

$$p_2 \cong \frac{-g_{m\Pi} C_c}{C_I C_{\Pi} + C_{\Pi} C_c + C_I C_c} \cong \frac{-g_{m\Pi}}{C_{\Pi}} \quad (3-33)$$

$$p_4 \cong \frac{-1}{C_I R_z} \quad (3-34)$$

和

$$z_1 = \frac{1}{C_c \left(\frac{1}{g_{m\Pi}} - R_z \right)} \quad (3-35)$$

容易看出调零电阻是如何控制零点的。为了移动零点， R_z 必须等于 $\frac{1}{g_{m\Pi}}$ 。我们可以移动零点到右半平面到左半平面的极点 P_2 的位置。结果，与输出负载电容有关的极点抵消了。为了得到这个结果，必须满足下面条件：

$$Z_1 = P_2 \quad (3-36)$$

$$\text{使得} \quad \frac{-g_{m\Pi}}{C_{\Pi}} = \frac{1}{C_c \left(\frac{1}{g_{m\Pi}} - R_z \right)} \quad (3-37)$$

$$\text{可以} \quad R_z = \left(\frac{C_c + C_{\Pi}}{C_c} \right) \left(\frac{1}{g_{m\Pi}} \right) \quad (3-38)$$

由于 p_2 的被抵消了如图 10-12 所示过。这样电路变的比较稳定了。为了保证 p_3 和 p_4 的值远大于GB。

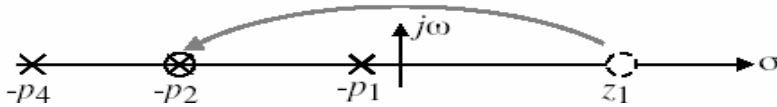


图 10-12 调零电阻抵消 p_2 极点示意图

由已知得 C_c 必需满足下式：

$$C_c > \sqrt{\frac{g_{mI}}{g_{m\Pi}}} C_I C_{\Pi} \quad (3-39)$$

这样在两级运算放大器电路中用调零电阻可以受到很好的效果。即使有大的负载电

容，运算放大器仍然可以具有很好的稳定性。

通过增加调零电阻可以扩展基本二级CMOS电路的单位增益带宽，而且通过调整密勒电容的值还能保证电路有相同的相位裕量，从保证电路的稳定性。根据理论结果可以看出，随着R的增大，GB值增大，但是相位裕度会非线性减小，在保证相位裕度大于 60° 的条件下，R的变化范围15%之内。密勒电容Cc增加5%，GB减小了15%，相位裕度增加3.4%。较小的相位裕度增量牺牲较大的单位增益带宽，在实际中要根据实际要求寻求一个平衡点。

10.2 两级电流源负载共源放大器及其补偿

电阻负载（或者有源负载）由于其小信号输出电阻较小（电阻负载为其阻值，有源负载为 $1/g_m$ ），使得其频率性能比较好，因此两极点比较靠近零点。为了显著地观察补偿电容对极点的分裂效应，参考Gray一书经过推导得出的补偿电容的两极点单零点公式，需要满足 $g_m R \gg 1$ 的条件，这样便需加大每级的增益，于是采用电流源负载结构，这样也从另一方面提升了增益，便于观察单位增益带宽与次极点之间的互动关系（有源负载两级增益积很小，这样单位增益带宽十分接近3dB带宽，不利于实验）。

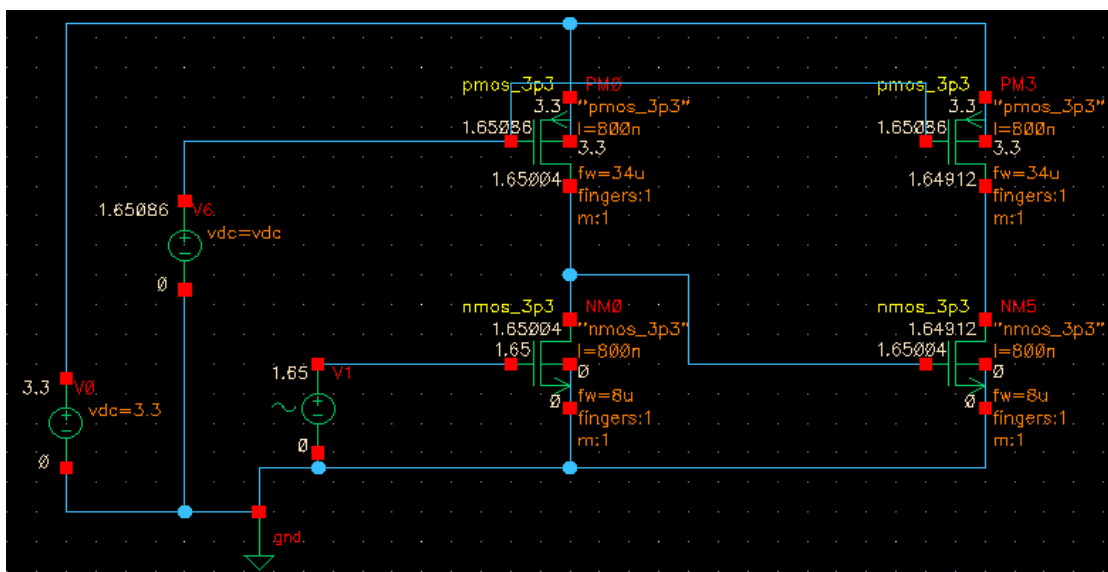


图 10-13 两级电流源负载单管放大电路

上图为结构的电流源负载单管放大电路原理图。仿真得到双极点： $p_0=3.311e7$ ， $p_1=2.100e8$ ，双零点对： $1.618e10$ ， $A_v=56.7\text{dB}$ 。可以看到两极点是比较靠近的，而且由于该电路增益较大（至少远大于有源负载形式的低于20dB十倍的增益），可以预期该电路的单位增益带宽点落在次极点之外，即相位裕度小于零。

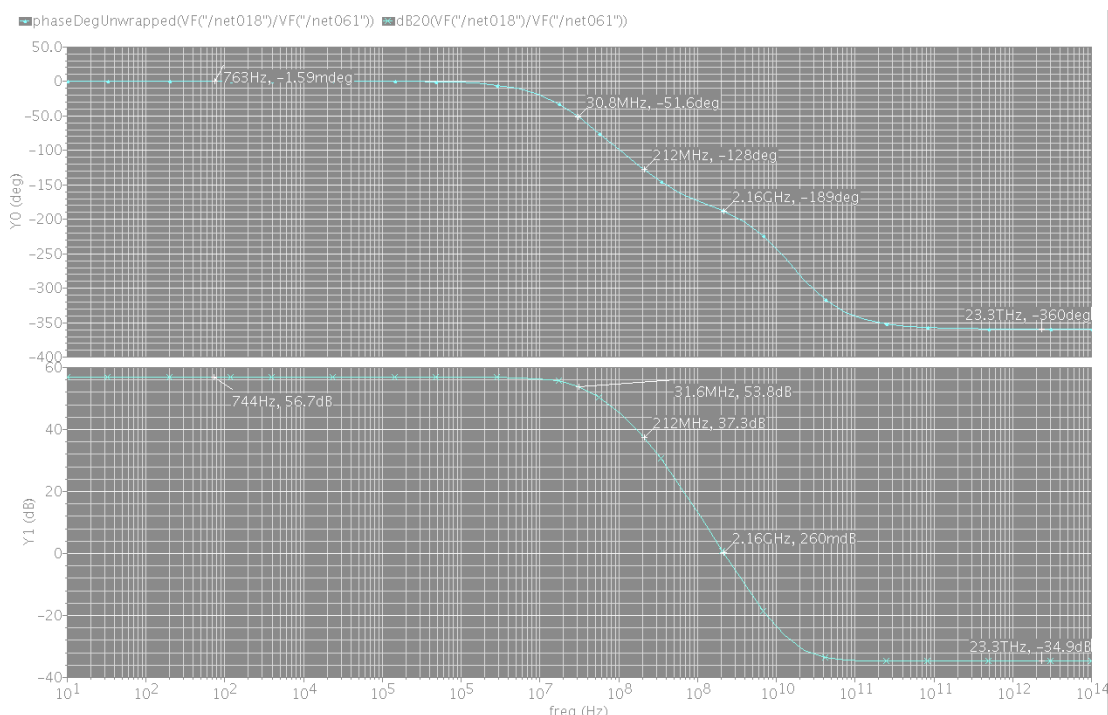


图 10-14 两级电流源负载无补偿频率响应图

上图即为该两级放大器的频率响应，由于增益较大，单位增益带宽为 2.16GHz，对应相位为 -189° ，即相位裕度为 -9° ，如果该放大器能够闭环使用（即存在一个假想的负反馈输入端——实际无法实现从输出端到输入端的负反馈），可以想象这个闭环系统将会发生振荡。

前面已经分析，如果单位增益带宽刚好是次极点所在，则相位裕度正好是 45° ，系统将闭环稳定。因此如果能够将主极点减小（减小开环 3dB 带宽），就能够提早增益按 -20dB/dec 下降的开始频率，这样将有可能使单位增益带宽移到次极点之内，从而满足相位裕度要求。另外，如果能将次极点增大，则也可能使次极点频率将单位增益带宽包含进去，同样也能满足相位裕度的要求。相位补偿技术通常是在两个高阻结点之间或者某个高阻结点与地之间加上一个电容，通过调节这个电容的值，就可以改变极点的位置。（为什么是高阻结点？因为根据 $\tau = 2\pi RC$ ，只有高阻值才能产生较低频的极点，低阻结点产生的极点值较高，通常将被忽略。）

图 18 为加入补偿电容值之后的两级放大器，依次增大补偿电容的取值，分析运放极零点情况，可以得到以下数据：

表 10-4 补偿电容与极零点关系

补偿电容值	主极点 p0	次极点 p1	零点 z0	零点 z1
1p	2.067e5	1.215e9	1.512e8	1.618e10
2p	1.037e5	1.233e9	7.596e7	1.618e10

3p	6.921e4	1.239e9	5.072e7	1.618e10
10p	2.080e4	1.248e9	1.525e7	1.618e10
20p	1.040e4	1.250e9	7.628e6	1.618e10

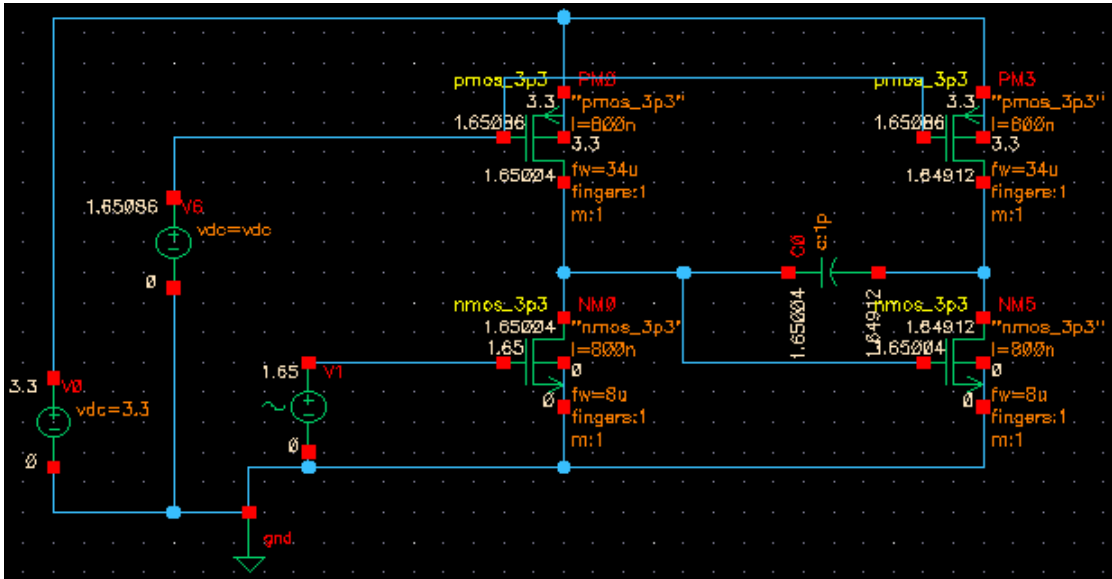


图 10-15 两级电流源负载单管放大电路及级间补偿电容

根据Gray一书给出的存在补偿电容情况下的极零点的公式，当补偿电容C很大（远大于寄生电容），并且 $gmR1 \gg 1$ ， $gmR2 \gg 1$ （即每级增益远大于1）的情况下，有：

$$p_0 \approx -\frac{1}{g_m R_1 R_2 C}, \quad p_1 = -\frac{g_m C}{C_2 C_1 + C(C_1 + C_2)} \quad (gm均为第二级放大管的跨导，R1、R2$$

为各级输出电阻)。增大C，则 p_0 反比例减小， p_1 增大，这也就是补偿电容能够使两极点产生分裂的原理。但由 p_1 公式可得，当C很大（远大于 C_1 和 C_2 ）时， $p_1 \rightarrow \frac{g_m}{C_1 + C_2}$ ，也就

是说，次极点随补偿电容的增大将逐渐趋近一个上限定值。从表4中我们可以清楚地看到这一趋势，即主极点 p_0 随 C_c 成反比例减小，次极点 p_1 稍有增加，当 C_c 很大时，近似等于定

值1.25e9。在此过程中，第二级零点 z_0 仍按公式 $z_0 = \frac{g_m}{C_{dg}}$ 随 C_c 呈反比例变化。

可以检验当 C_c 为3p时各极零点的估计值。其中 $gm2=959.039u$ ， $gds1=28.106u$ ， $gds2=28.0841u$ ， $gds1m=8.64561u$ ， $gds2m=8.65395u$ 。从而可以估算 $p_0=7.473e4$ 。而 $C_1 = C_{gd1m} + C_{jd1m} + C_{gs2m} + C_{jd1} = 2.352f + 7.67f + 23.3224f + 40.2883f = 73.6327f$ ， $C_2 = C_{gd2m}$

+ Cjd2m + Cjd2 = 2.354f + 7.671f + 40.283f = 50.308f。从而可以估算 $p_1=1.232e9$ （按极限公式估算）或 $1.220e9$ （按标准公式估算）。而第二级零点仍为 $z_0=g_m/C_c=5.092e7$ 。可见估算精度尚可。

从上面有关补偿电容同极零点的互动可以看到，补偿电容从原理上可以使两极点分裂，但是在增大补偿电容的过程中（前提是补偿电容远大于寄生电容——一般的补偿情况都是这样），其主要的效应是压低了主极点，而对于次极点，除了是否存在补偿电容（即加入补偿电容之前次极点为 $2.100e8$ ，加入补偿电容之后为 $1.23e9$ 左右的值）能够明显影响其位置外，补偿电容值的变化对其影响不大。即一旦加入了补偿电容，则主要需要考察的指标为3dB带宽。

另外注意到Gray一书推导中假设 C_c 很大——这一假设仅是指补偿电容应该远大于寄生电容值。我们可以在输出级加上一个负载电容，其值为典型的2p，则未加补偿电容时，仿真得到 $p_0=2.75e6$ ， $p_1=7.12e7$ 。加入补偿电容之后，有下表：

表 10-5 补偿电容与极零点关系 II（负载电容 2p）

补偿电容值	主极点 p_0	次极点 p_1	零点 z_0	零点 z_1
1p	1.935e5	7.667e7	1.512e8	1.618e10
2p	1.003e5	7.688e7	7.596e7	1.618e10
3p	6.7664e4	7.695e7	5.072e7	1.618e10
10p	2.066e4	7.706e7	1.525e7	1.618e10
20p	1.037e4	7.708e7	7.628e6	1.618e10

可以看到分裂效果并没有明显的降低，明显的区别仅在于，此次由于输出级存在一个显著的负载电容，因此是否存在补偿电容对次极点的影响并不大（相比较无负载电容的情况来说）。

另外我们可以根据 $p_1 \rightarrow \frac{g_m}{C_1 + C_2}$ 预期，负载电容越大（同补偿电容相比），补

偿电容对次极点的移动作用越不明显，甚至可能会出现反向趋近于 $p_1 \rightarrow \frac{g_m}{C_1 + C_2}$ 的现象

（即使次极点减小，关于这一现象，可以将负载电容设为10p来观察）。总之，补偿电容应该同负载电容为一个相近的值，最好是比负载电容大——这样又将带来摆率等一系列问题，需要综合考虑。

下图是补偿电容为3p，无负载电容时，放大器的频率响应图：

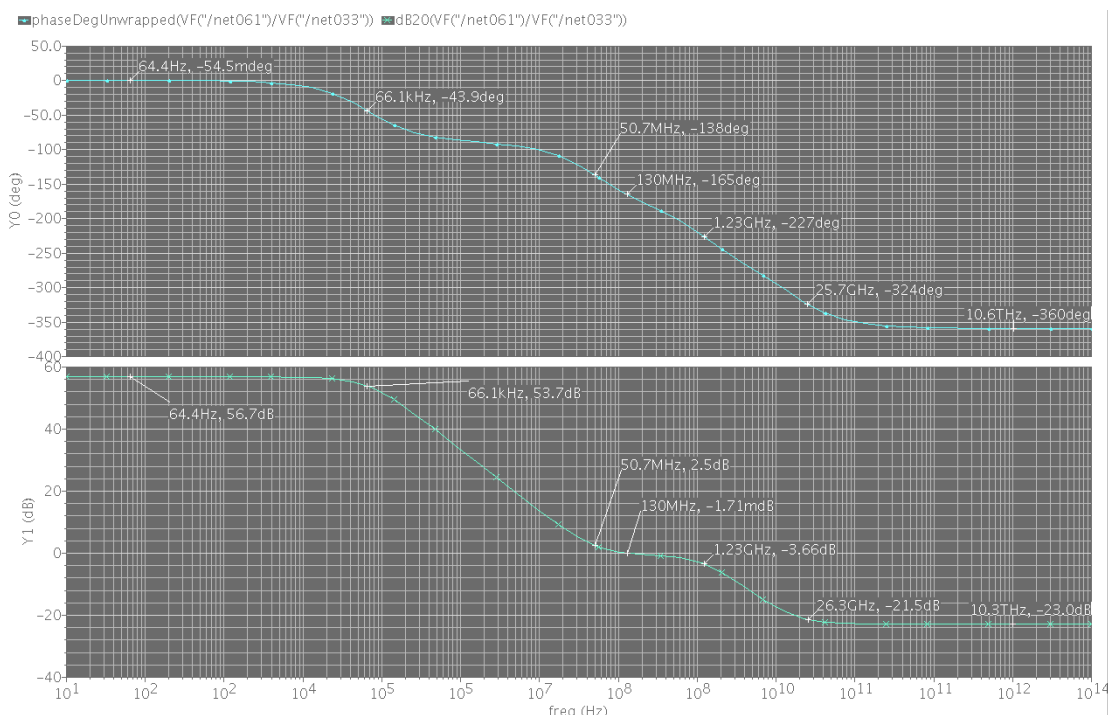


图 10-16 补偿电容对相位裕度的改善（补偿电容 3p）

由仿真得到的结果可以看到，影响放大器频率性能的三个点——主极点（6.92e4）、次极点（1.24e9）、主零点（5.07e7）之间都充分分离（大于 10 倍频程以上），因此在频率响应波特图上可以看到一条很标准的频率曲线，三点对应相位分别对应 45°、135°、225° 左右。单位增益带宽为 130MHz，对应相位为 165°，即相位裕度为 15°。可以看到，由于主要压低了 3dB 带宽频率，使得单位增益带宽已经移到了次极点之内。如果是一个标准的双极点系统，这个带宽对应的相位裕度应该大于 45°，但是现在实际上仍未达到要求。从图中可以明显看到，是主极点和次极点之间存在的零点影响了相位裕度。由零点公式

$$z_0 = \frac{g_m}{C_c}$$

中不存在这个问题），因此将会影响频率响应。由于零点对频率的影响为 20dB/dec，因此将使得单位增益带宽变大，延缓下降，从而相位裕度降低。下面将要讨论的消零电阻的引入即是为了解决这一问题。即通过消去次极点之内的零点，使放大器呈现一个两极点系统的响应（在感兴趣频段内），从而达到稳定性的要求。

另外对于两零点情况可以做一些思考。由公式 $z_0 = \frac{g_m}{C_{dg}}$ 可以看到，由于第二级栅漏之

间可能会接上一个较大的密勒电容来实现相位补偿，这使得第二级零点可能发生改变，且由 z_0 公式可以看到， z_0 只能变小。但是由于第一级绝对不会接上一个栅漏电容——这无异于自降带宽，因此这种由共源放大器为基本结构的放大电路有一个固有最大零点，这个零

点只由输入管栅漏交叠电容和该管跨导决定。由于mos管输入级跨导一般也仅为 $1\text{m}\sim 10\text{m}$ 量级（mos管本身跨导无法与双极器件相比，且输入级跨导如果设计得比这个数值更大，则可能引发功耗、失调、寄生电容等一系列问题，因此CMOS运放并不是仅靠一味提升输入管跨导来提升增益的），对于 C_{dg} ，由于输入管跨导大时管尺寸一般较大，因此寄生电容一般也大。对 z_0 做一个最大化的估计，估计 C_{dg} 为 100fF 量级（实际输入跨导 10m 量级时， C_{dg} 可能大约 1pF 量级；跨导 1m 量级时， C_{dg} 大约几十 fF 量级，由于 g_m 和 C_{dg} 为比例关系，作为最大化估计，取 10m 跨导时的 C_{dg} 为 100fF ），这样 z_0 约为 $1.6\text{e}10\text{ Hz}$ 。由于正零点将会严重影响放大器的闭环稳定性，降低相位裕度，因此一般应将单位增益带宽取在该正零点之内且至少远离十倍频程（注意到下面将讨论的补偿技术中的调零电阻可以抵消第二级零点，但是对于这个固有极点是无能为力的）。这样作为CMOS运算放大器的最大单位增益带宽（稳定工作时），合理值最多为 1GHz 以下，因此一般来说单位增益带宽为几百 MHz 为其带宽上限。如果欲设计 GHz 带宽以上量级的运放（如射频用途），可以看到只有采用寄生特性更好的工艺，或者速度特性更好的工艺（能实现跨导更大）如砷化镓工艺，或者使用带宽性能更好的双极型器件。（对于JFET输入级还未知其寄生电容特性，可能可以稍稍改善频率性能，但更高速的放大器更适合采用双极型器件来实现）

以上推论有几个问题。

第一，如本文开头所提到的极零点对产生的极零相消效应有利于提高放大器的带宽，因此可否采用极零相消技术将次极点移动到同零点相近的位置，从而同时消去这个极点和零点，形成一个较理想的单极点放大器？我以为答案是否定的。原因在于决定这个次极点的因素在于第一级负载电阻 R 和第二级输入电容 C 。如果不采用补偿技术（补偿技术将会等效增大第二级输入电容），第二级输入电容近似为 C_{gs} ，约几十 fF 量级，即使负载电阻为有源负载（频率特性最好），此电阻量级约为几 k 量级，则估算此极点为 $(2\pi * 1\text{k} * 20\text{f})^{-1}$ ，约为 $7.96\text{e}9\text{ Hz}$ ，难以达到 $1.6\text{e}10\text{ Hz}$ 的量级，而且牺牲了增益性能。

第二，众所周知，采用共栅形式的放大器能够得到极好的带宽性能，而且能够消除米勒效应的影响。采用这种方式无疑能比上述放大器得到更好的频率性能。但是，共栅形式的放大器由于输入阻抗小，一般不作为运放第一级，除非采用共源共栅输入级——这在低电源电压的情况下设计困难。

总而言之，上面关于零点的推论只是给出了一个CMOS运放（也许特指Chartered工艺）设计的一个带宽上限，最标准的对带宽上限的估计还是应该采用类似双极型器件固有限截止频率 f_T 的方法（注意到类似的，这个上限截止频率也是由基极输入电阻决定的）。

消零电阻以及相位补偿技术

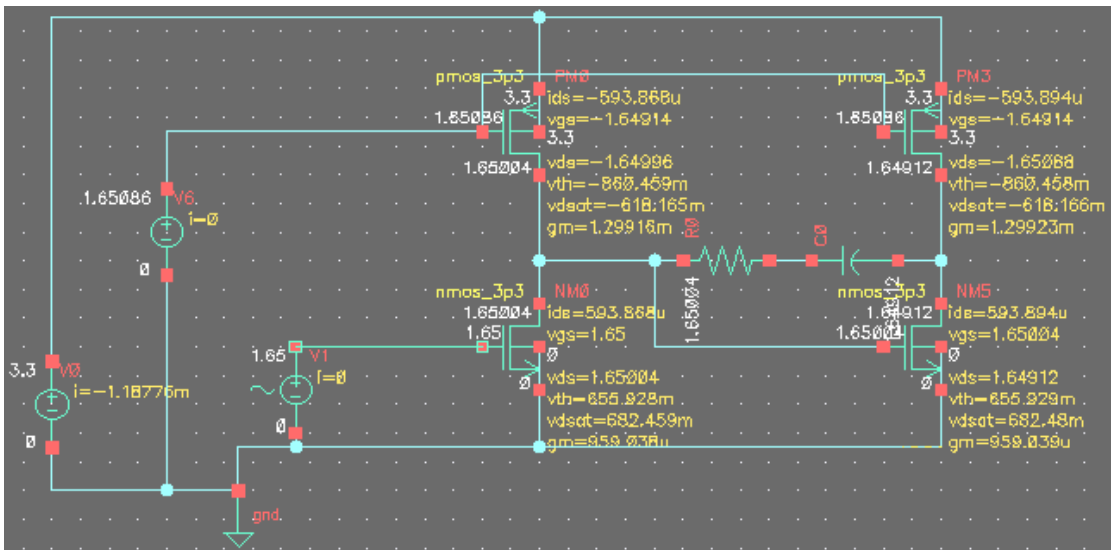


图 10-17 消零电阻以及补偿电容

上图为在补偿级中加入一个消零电阻的原理图。可以推得，加入电阻之后，将引入一个新极点 $p_3 = \frac{1}{R_z C_1}$ ，并将使零点变为 $z_0 = [(g_m^{-1} - R_z)C_c]^{-1}$ ，而其他两个极点不变。

可以想象，如果能将 R_z 的取值刚好取为 g_m^{-1} ，则正好能使这个零点变到无穷大，如果继续增大 R_z 的阻值，则这个零点将变为负零点。这就是消零电阻的由来。

第三部分 运算放大器设计

第 11 章 CMOS 运算放大器简介

由于CMOS运放主要用于模拟集成系统或子系统中,与整个系统设计制作在一个芯片上,所以它的负载是确定的,通常是几十pF的电容负载,这样就不需要像通用运放那样,要求电路能适应几百pF的电容负载或几k Ω 电阻负载。同时还可以利用负载电容形成运放的主极点,使电路简化。

20年前,多数的运放被设计成通用的模块,适应不同的要求。这些努力,企图制造一种“理想”的运放,既具有高的电压增益、高的输入阻抗以及非常低的输出阻抗,又具有良好的速率、输出摆幅等。

实际上,满足上述的某些性能不可避免地要牺牲其它性能为代价。这是因为运算放大器的各个参数之间相互制约,相互影响。所以我们今天的运放设计,从开始就认识到各个参数之间的折中关系,在整体中进行多方面的综合考虑。

11.1 指标参数

这里我们具体的介绍一下目前运放的性能中一些重要的指标参数,主要有开环增益、单位增益带宽、输出摆幅、建立时间、噪声等。在后面的设计中,我们将进一步说明对每个参数的取舍以及折中的处理办法。

11.1.1 开环增益

开环增益即开环差模电压增益,是指运算放大电路正常工作,接入规定负载,无反馈情况下的直流差模增益,它的测量电路如图 11-1。开环增益与输出电压有关,通常是在规定的输出电压幅度测得的值。

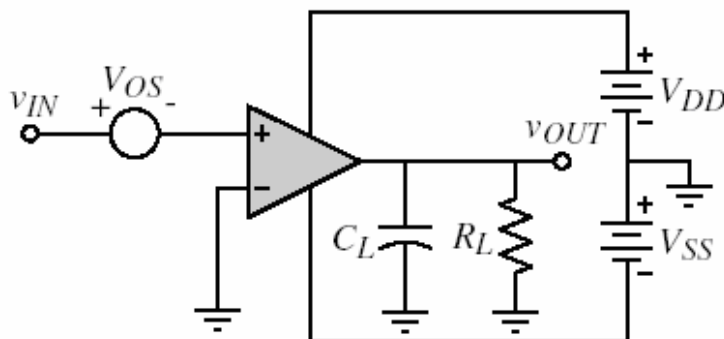


图 11-1 增益、相位裕量、摆幅测量电路图

现在运算放大电路的开环增益受其使用环境所控制。一般对于集成电路而言,其增益要求就比较严格,以确保精度。例如常用的模数转换器(ADC),其中集成的运算放大器的增益,就是由这个ADC的每一级的增益误差容限所决定。假如整个ADC的总的误差容限为

LSB/2 (LSB, 最小有效位), 那么这个N位的ADC的运算放大电路的开环增益 A_o 有:

$$A_o > 2^{N+1} \quad (11-1)$$

11.1.2 开环带宽

运算放大电路工作在高频环境中, 工作频率变化时, 其开环增益也随之发生变化。一般表现为工作频率增加, 开环增益下降, 如图 11-2。

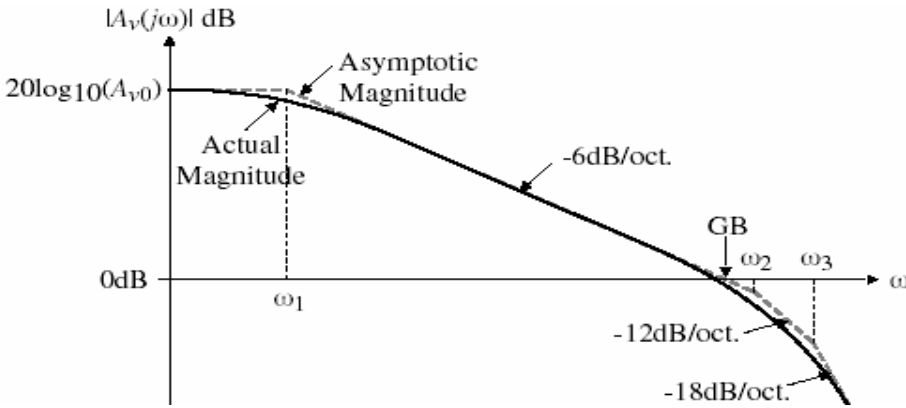


图 11-2 增益频率变化曲线

开环带宽就是描述运算放大器稳定工作的频率区间, 也称之为 3dB带宽, 是指开环差模电压增益下降 3dB时对应的频率 f_{3dB}

11.1.3 输出摆幅

输出摆幅即输出信号的幅度范围。现在使用运放的系统要求大的电压摆幅以适应大范围的信号值。例如, 能响应管弦乐队音乐的高质量的话筒可以产生的瞬时电压范围大于四个数量级。

所以对大摆幅的需求使全差分的运放使用相当普遍。但是, 由于对于运算放大电路, 最大的电压摆幅与器件尺寸、偏置电流、速度之间, 其性能指标是相互制约, 是一个很重要的课题、可以互换的。这对于运放设计而言, 大的摆幅是一个很重要的课题。

11.1.4 转换速率

转换速率是测量输出信号的最大斜率变化的量, 其定义为放大电路在闭环状态下, 输出为大信号 (例如阶跃信号) 时, 放大电路输出电压对时间的最大变化率。对于一般的单端运算放大器如图 11-3 所示:

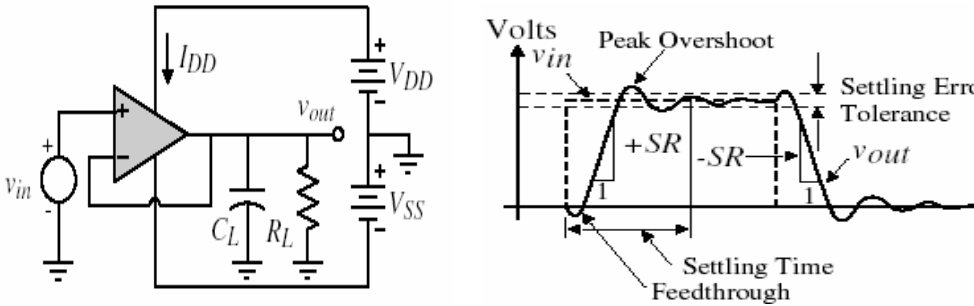


图 11-3 转换速率和建立时间的测量图

则有如下的计算公式：

$$SR = \text{Max} \left(\frac{d}{dt} V_{out} \right) \quad (11-2)$$

但是在高速信号的高速处理中，并不希望转换这种现象存在，因为在转换期间，输入—输出关系是非线性的，转换放大器的输出会表现出很大的失真。

11.1.5 建立时间

建立时间是用来描述电路的输出信号的稳定状况，如图 9-3 输入的信号经过工作电路后，输出信号经过一定时间内的起伏最后趋近稳定。对于阶跃响应信号，建立时间包括建立时间和保持时间。

11.1.6 电源抑制比

运算放大器的电源线上的噪声也会对输出信号造成影响，因此必须适当地“抑制”噪声。而电源抑制比就是测量运算放大器抑制这种偏差的程度的量。一般定义它为：从输入到输出的增益除以从电源到输出的增益。

因为现在的运算放大器逐渐出趋向于低压低功耗，对供电电源的要求也越来越高。

11.1.7 共模抑制比

共模抑制比是用来说明差式放大电路抑制共模信号的能力的一项技术指标，其定义为放大电路对差模信号的电压增益 Add （左图）与对共模信号的电压增益 Adc ，（右图）之比的绝对值，即：

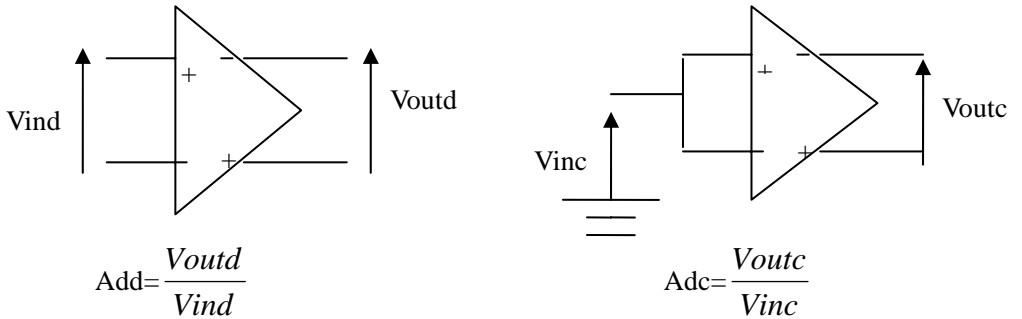


图 11-4 共模增益，差模增益的测试原理图

$$K_{CMRR} = \left| \frac{Add}{Adc} \right| \quad (11-3)$$

差模电压增益越大，共模电压增益越小，则共模抑制能力越强。放大电路的性能越优良，因此希望 K_{CMRR} 值越大越好。共模抑制比有时，也用分贝 (dB) 数来表示：

$$K_{CMRR} = 20 \lg \left| \frac{Add}{Adc} \right| \text{dB} \quad (11-4)$$

11.1.8 功耗

由于越来越多运算放大电路应用于便携式设备以及电池电源供电，电路的功耗就值得关注了。特别是现在的笔记本电脑，由于发热以及工作时间等问题，对电脑性能有一定的影响，也对使用者引起一些不方便。

所以减小功耗能够使得系统更加精简，也使得电源的寿命更长久，而且也能使得芯片在一个适当的温度下工作。

11.1.9 噪声

噪声限制了电路能够正确处理的最小信号电平，所以它与功耗、速度、线性度之间是相互制约，是一个重要的参数。

而集成电路处理的模拟信号主要会受到两重不同类型的噪声损坏(corrupt):器件噪声和“环境”噪声，环境噪声(表面上)指电路所受到的电源或地线或者衬底的随即干扰。这里主要讨论器件噪声:热噪声和闪烁噪声(1/f)的概念，在后面的电路分析中会对其影响做详细的说明。

热噪声: 由导体中的电子随机热运动产生，也称之为约翰逊噪声，其表达式为

$$\overline{V^2} = 4KTR \Delta f \quad (11-5)$$

其中k是波尔兹曼常数，R是热噪声等效电阻。

MOS晶体管也有热噪声，最大噪声是在沟道中产生，可以证明，对于工作在饱和区的长沟道MOS器件，可以用一个连接在漏源两端的电流源来模拟，如图 9-5，其谱密度为：

$$I_n^2 = 4KT\gamma g_m \quad (11-6)$$

在长沟道器件中， γ 一般取值为 2/3，在亚微米模型中，还有待研究。

闪烁噪声(1/f噪声): 是由半导体中的载流子的陷阱随机捕获或者释放载流子而形成。在实际中，其噪声平均功率并不容易测得。1/f噪声一般作为一串联于晶体管栅极的电压源，在低频时起主要作用。

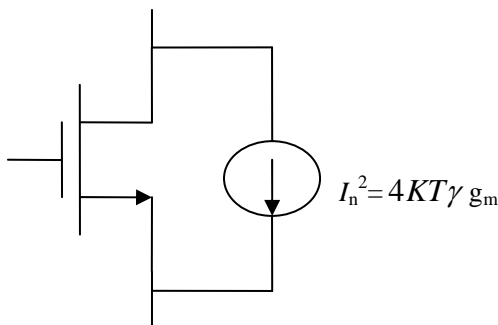


图 11-5 MOS 管的等效热噪声

典型的噪声功率密度表达式为：

$$V_n^2 = \frac{K}{C_{ox} WL} * \frac{1}{\Delta f} \tag{11-7}$$

11.2 CMOS 运算放大器的设计

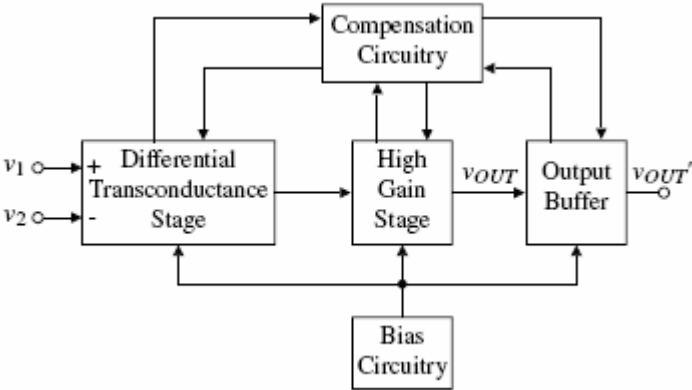


图 11-6 常用的两级运算放大器框图

CMOS运算放大器在结构上非常类似于双极型运算放大器。差分跨导级构成了运算放大器的输入级，有时会提供一个差分到单端的转换。通常，恰当的总增益由差分输入级提供，可以改善噪声和失调性能。第二级通常是反相器，如果差分输入级没有完成差分至单端的转换，那么这个工作应该由第二级的反相器完成。如果运算放大器必须驱动一个低电阻负载，第二级后必须增加一级缓冲级，用于降低输出电阻，维持大的信号摆幅。偏置电路用于为每只晶体管建立适当的静态工作点，而采用补偿电路可以达到稳定的闭环特性。

11.2.1 运算放大器分类和结构

表 11-1 CMOS 运算放大器分类

Conversion	Hierarchy		
Voltage to Current	Classic Differential Amplifier	Modified Differential Amplifier	First Voltage Stage
Current to Voltage	Differential-to-single ended Load (Current Mirror)	Source/Sink Current Loads MOS Diode Load	
Voltage to Current	Transconductance Grounded Gate	Transconductance Grounded Source	Current Stage
Current to Voltage	Class A (Source or Sink Load)	Class B (Push-Pull)	Second Voltage Stage

根据上表的分类，两个主要的运算放大器结构如下：

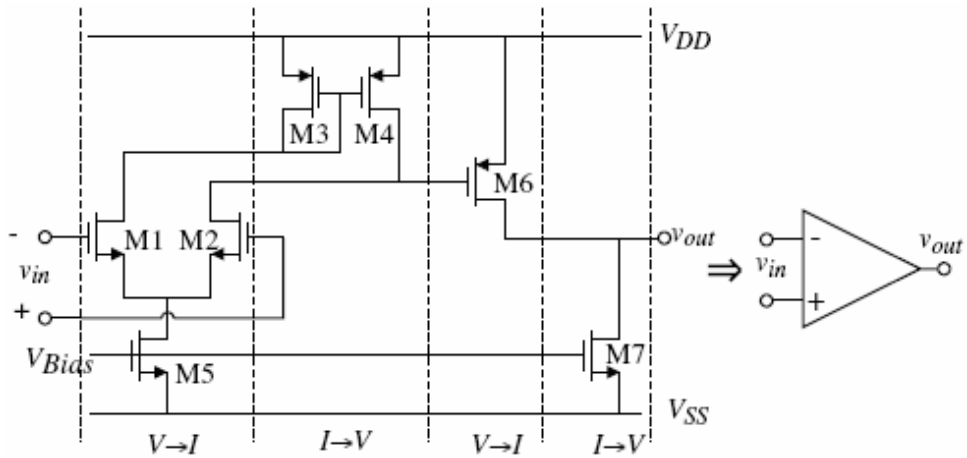


图 11-7 标准两级 CMOS 运算放大器拆分成电压—电流级和电流—电压级

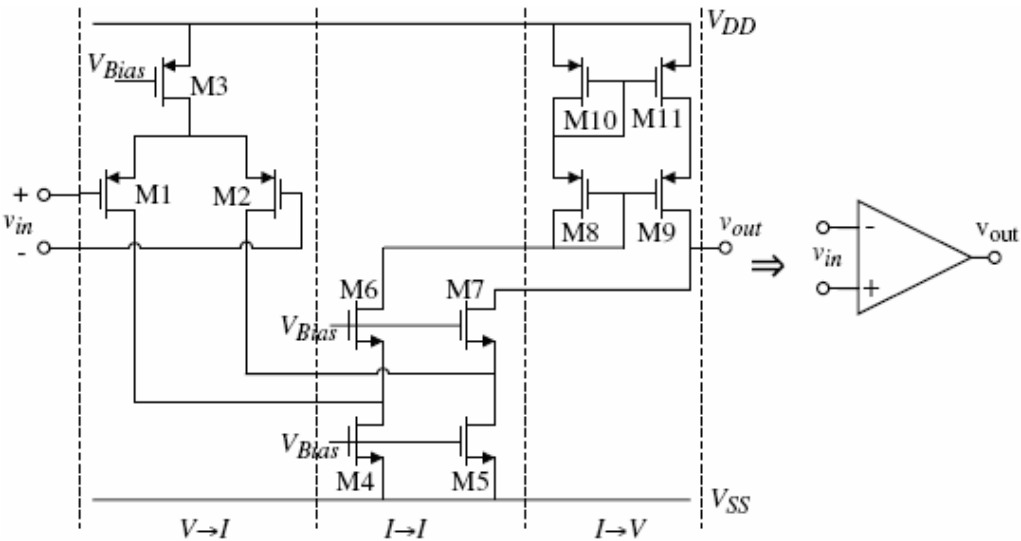


图 11-8 分级的折叠共源共栅运算放大器

11.2.2 典型的无缓冲 CMOS 运算放大器指标特性

开始着手实际设计之前，所有对设计给出导向的要求和边界条件都必须明确。下面列出必须考虑的问题。

边界条件：

- ①工艺规范（ V_T 、 K' 、 C_{ox} 等等）
- ②电源电压范围
- ③电源电流范围
- ④工作温度范围

要求:

- ①增益
- ②增益带宽
- ③建立时间
- ④摆率
- ⑤输入共模范围ICMR
- ⑥共模抑制比CMRR
- ⑦电源电压抑制比PSRR
- ⑧输出电压摆幅
- ⑨输出电阻
- ⑩失调
- ①①噪声
- ①②版图面积

表 11-2 典型的无缓冲 CMOS 运算放大器特性

Boundary Conditions	Requirement
Process Specification	See Tables 3.1-1 and 3.1-2
Supply Voltage	$\pm 2.5\text{ V } \pm 10\%$
Supply Current	$100\text{ }\mu\text{A}$
Temperature Range	$0\text{ to }70^{\circ}\text{C}$
Specifications	Value
Gain	$\geq 70\text{ dB}$
Gainbandwidth	$\geq 5\text{ MHz}$
Settling Time	$\leq 1\text{ }\mu\text{sec}$
Slew Rate	$\geq 5\text{ V}/\mu\text{sec}$
Input <i>CMR</i>	$\geq \pm 1.5\text{ V}$
<i>CMRR</i>	$\geq 60\text{ dB}$
<i>PSRR</i>	$\geq 60\text{ dB}$
Output Swing	$\geq \pm 1.5\text{ V}$
Output Resistance	N/A, capacitive load only
Offset	$\leq \pm 10\text{ mV}$
Noise	$\leq 100\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at 1KHz
Layout Area	$\leq 10,000\text{ min. channel length}^2$

一般来说，设计一个CMOS运算放大器，有以下几个步骤:

(1) 确定合适的结构

仔细研究过技术指标后，确定所需要的结构类型。比如，如果要求非常小的噪声和失调，那么这个结构必须在输入级提供高增益。如果需要低功耗，那么甲乙类输出级也许是必要的。这又决定了必须使用的输入级类型。很多情况下，必须构造一定的结构以满足特

定的应用。

（2）确定满足指标所需要的补偿类型

有很多方法可以对运算放大器做出补偿。某些独特的方式适用于某些结构或指标。例如，必须驱动非常大的容性负载的运算放大器应该在输出端进行补偿。如果是这样，就要求确定所需输入和输出级的类型。在设计过程的第1步和第2步之间，反复是必然的。

（3）设计管子尺寸以满足直流、交流和瞬态性能

根据近似公式从手工计算开始，补偿元器件的尺寸也在这一过程中确定。每个器件的尺寸手工计算后，用仿真工具进行电路优化设计。

在设计过程中可能会发现，用选定的结构达到某些指标是很困难的，甚至是不可能的。此时设计者必须改进结构或查找资料以寻求能够达到要求的方法。查找资料替代了重新建立一个新的结构。对非常关键的设计，手工计算可以在整个任务的20%的时间内完成大约80%的工作。剩下的20%的工作需要80%的时间完成。有时手工计算会因近似计算而受误导。尽管如此，这个步骤却是必需的。它可以使设计者对设计参数变化的灵敏性有一个感性认识。除此之外。没有其它方法可以使设计者了解各种设计参数是如何影响性能的。计算机模拟的反复在这方面给设计者的感觉并不明显。

模拟设计的有效规则是：（模拟器的使用） \times 常识=（常数）

（4）当电路满足技术指标后，进行版图设计。并对对版图待寄生参数的后仿真，使其达到性能指标要求。

（5）如果版图满足了要求性能指标要求，就进行样品制作，对样品进行测试和评估，使其达到性能指标要求

（6）只要样品满足性能指标要求，就可以大量生产，设计就结束了。如果没有，就要分析原因，从制作，从设计多方面分析，直到样品满足性能指标要求，设计才算完成。

对于LSI中的CMOS运算放大器来说，由于它通常工作在闭环情况，因此最值得关注的两项指标是它的支流增益和单位增益带宽。可以通过增大有源负载来提高运算放大器的增益。也可以利用单管增益自举来改善增益，还可以通过单级放大器自举来提高SOC中的CMOS运算放大器的增益。

第 12 章 基本两级运算放大器分析与设计

12.1 电路的设计目标和结构

12.1.1 设计目标

表 12.1 所要设计的运放的性能指标

参数	单位	指标要求
供给电压	V	± 2.5
直流增益	dB	74
GB	MHz	5
相位裕度	度	60
输出摆幅	V	± 2
共模输入范围	V	-1 to 2V
压摆率	V/ μ s	10
功耗	mW	2
输出信号	——	单端输出
负载电容	pF	10

12.1.2 采用的结构和小信号模型

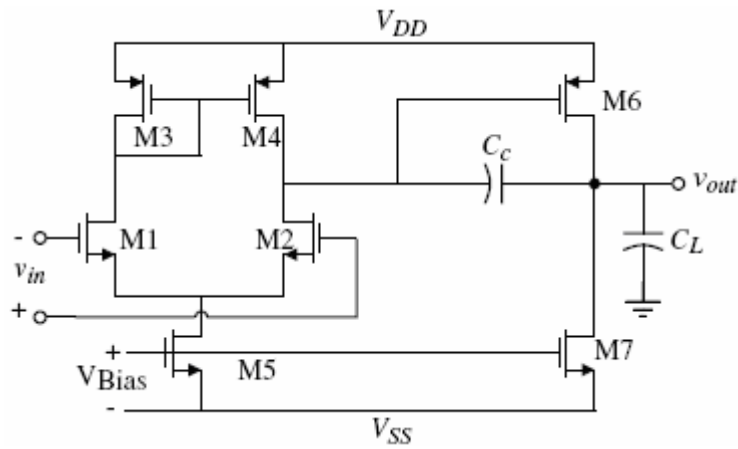


图 12-1 具有 N 沟道输入对的无缓冲两级运算放大器电路

整个电路是一个两级放大运放大器。第一级是由M3 和M4 构成的电流镜作为负载，由M1 和M2 构成的差动作作为输入级，M5 提供偏置电流的差动放大器构成。第二级是由M6 和M7 构成的电流源负载共源放大器构成的输出级。其中M7 提供偏置电流。

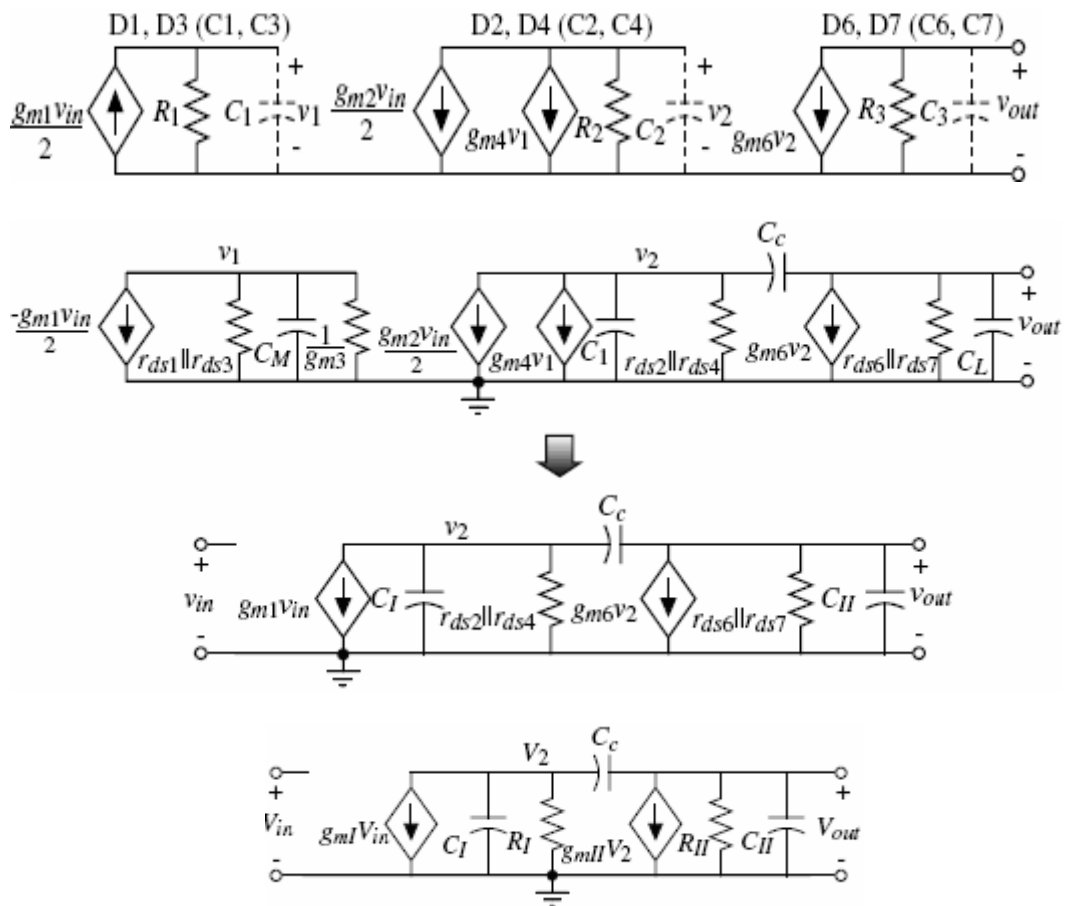


图 12-2 小信号模型

假设 $gm_I = gm_1 = gm_2$, $R_I = r_{ds2} || r_{ds4}$, $C_I = C_1$, 并且 $gm_{II} = gm_6$, $R_{II} = r_{ds6} || r_{ds7}$, $C_{II} = C_2 = C_L$, 有

$$-gm_I V_{in} = [G_I + s(C_I + C_c)]V_2 - [sC_c]V_{out}$$

$$0 = [gm_{II} - sC_c]V_2 + [G_{II} + sC_{II} + sC_c]V_{out}$$

求解, 得

$$\begin{aligned} \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} &= \frac{gm_I(gm_{II} - sC_c)}{G_I G_{II} + s[G_{II}(C_I + C_{II}) + G_I(C_{II} + C_c) + gm_{II}C_c] + s^2[C_I C_{II} + C_c C_I + C_c C_{II}]} \\ &= \frac{A_o[1 - s(C_c/gm_{II})]}{1 + s[R_I(C_I + C_{II}) + R_{II}(C_2 + C_c) + gm_{II}R_I R_{II}C_c] + s^2[R_I R_{II}(C_I C_{II} + C_c C_I + C_c C_{II})]} \end{aligned}$$

这儿 $A_o = gm_I gm_{II} R_I R_{II}$

经分析, 得到下列重要关系式:

$$\text{摆率 } SR = \frac{I_5}{C_c} \quad (\text{假设 } I_7 \gg I_5 \text{ and } C_L > C_c)$$

第一级增益 $A_{v1} = -\frac{g_{m1}}{(g_{ds2} + g_{ds4})} = -2g_{m1}/[I_5(\lambda_2 + \lambda_4)]$

第二级增益 $A_{v2} = -g_{m6}/(g_{ds6} + g_{ds7}) = -g_{m6}/[I_6(\lambda_6 + \lambda_7)]$

增益带宽 $GB = g_{m1}/C_c$

输出极点 $p_2 = -g_{m6}/C_L$

RHP 零点 $z_1 = g_{m6}/C_c$

如果所有根 $\geq 10GB$ ，那么 60° 相位裕度要求 $g_{m6} = 2.2g_{m2}(C_L/C_c)$ 。

$$\text{最大共模输入电压 ICMR } V_{in(max)} = V_{DD} - \sqrt{\frac{I_5}{\beta_3}} - |V_{T03}|_{(max)} + V_{T1(min)}$$

$$\text{最小共模输入电压 ICMR } V_{in(min)} = V_{SS} + \sqrt{\frac{I_5}{\beta_1}} + V_{T1(max)} + V_{DS5(sat)}$$

$$\text{饱和电压 } V_{DS(sat)} = \sqrt{\frac{2I_{DS}}{\beta}}$$

(在上面的关系中，设所有的晶体管都工作在饱和区)

12.2 具体的设计过程

12.2.1 电路设计特点

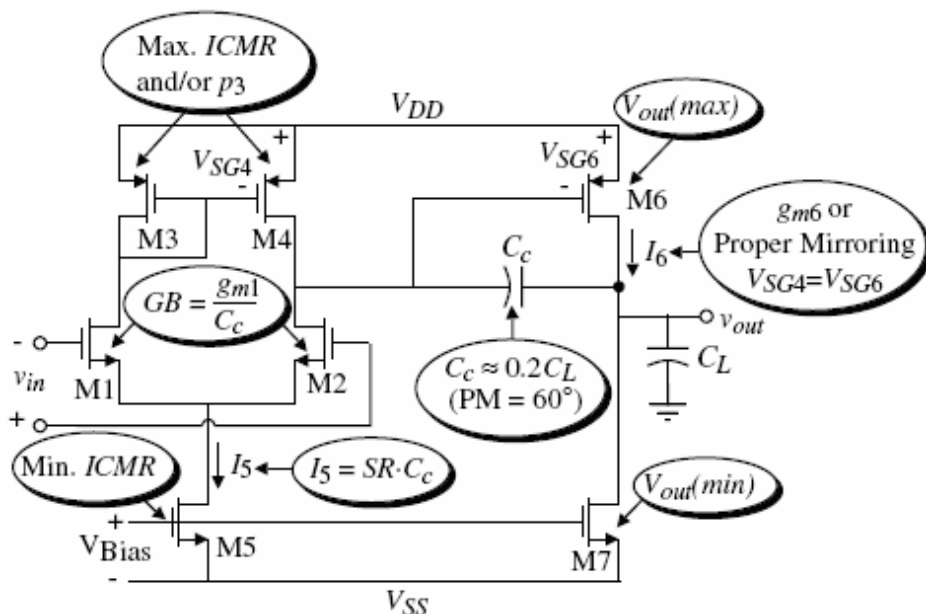


图 12-3 设计指导图

12.2.2 晶体管的设计指导

①现在开始设计，首先选择在整个电路中使用的器件栅长。这个值将确定沟道长度调制参数 λ 的值，这是计算放大器增益时所必需的参数。因为管子模型随沟道长度变化很大，在设计中所用的器件的栅长选择可以使模拟更精确。

②管子栅长选好后，可以确定补偿电容 C_c 的最小值。如果设置输出节点 p_2 高于 2.2GB 可以获得 60° 的相位裕量（假设 RHP 零点 z_1 高于 10GB 以上），这样的极、零点位置导致对 C_c 的最小值有下面的要求：

$$C_c > (2.2/10)CL$$

③下面在满足摆率要求的基础上确定尾电流 I_5 ，算出 I_5 。由两个值中的最大值确定“尾电流”（ I_5 ）的最小值。

$$I_5 = SR(C_c) \quad (12-1)$$

$$I_5 \cong 10 \left(\frac{V_{DD} + |V_{SS}|}{2T_s} \right)$$

④现在可以确定 M_3 的宽长比，根据正的输入共模范围要求来确定。下面通过设计公式 (12-2) 计算 $(W/L)_3$ 值：

$$(W/L)_3 = \frac{I_5}{(K'_N)[V_{DD} - V_{in}(\text{最大}) - |V_{T03}|(\text{最大}) + V_{T1}(\text{最小})]^2} \geq 1 \quad (12-2)$$

⑤验证 C_{gs3} 和 C_{gs4} 引起的极、零点 ($=0.67W_3L_3C_{ox}$) 不是主极、零点，设 p_3 大于 10GB：

$$\frac{g_{m3}}{2C_{gs3}} > 10GB$$

⑥输入管的跨导要求可以由 C_c 和 GB 的知识来确定。跨导 g_{m1} 可以用下面的公式计算：

$$g_{m1} = GB \cdot C_c \quad (12-3)$$

宽长比 $(W/L)_1$ 直接由 g_{m1} 得到如下：

$$(W/L)_1 = \frac{g_{m1}^2}{(K'_2)(I_5)} \quad (12-4)$$

⑦现在有足够的信息来计算 M_5 管的饱和电压。用负的输入共模范围要求来计算 V_{DS5} ，由式 (12-5) 计算出值。

$$V_{DS5}(\text{饱和}) = V_{in}(\text{最小}) - V_{SS} - 2\left(\frac{I_5}{\beta_1}\right)^{1/2} - V_{T1}(\text{最大}) \geq 100\text{mV} \quad (12-5)$$

确定了 V_{DS5} 后, $(W/L)_5$ 可以用式 (12-6) 得到:

$$(W/L)_5 = \frac{2(I_5)}{(K'_5)V_{DS5}(\text{饱和})^2} \quad (12-6)$$

⑧到这里, 运算放大器的第一级设计完成了。为了使相位裕度大点, 既极点 p_2 离原点足够远点。让第二极点 (p_2) 等于 2.2GB 以确定 S_6 和 I_6 。

$$g_{m6} = 2.2g_{m2}\left(\frac{C_L}{C_C}\right) \quad (12-7)$$

如果 $V_{SG4}=V_{SG6}$, 我们可以写出:

$$S_6 = S_4 \frac{g_{m6}}{g_{m4}} \quad (12-8)$$

如果知道了 g_{m6} 和 S_6 , 就可以用下面的公式来定义直流 I_6 :

$$I_6 = \frac{g_{m6}^2}{2(K'_6)(W/L)_6} \quad (12-9)$$

⑨另外, I_6 的计算也可以采用下式先解出 W_6/L_6 :

$$\frac{W_6}{L_6} = \frac{g_{m6}}{K'_6 V_{DS6}(\text{饱和})}$$

然后再用前面的关系式确定。当然, M_3 和 M_4 之间的正确镜像关系不再得到保证。

⑩ M_7 管的尺寸的选择达到 I_5 和 I_6 之间所希望的电流比, 可以由下面给出的平衡方程式决定:

$$(W/L)_7 = (W/L)_5 \left(\frac{I_6}{I_5} \right) \quad (12-10)$$

⑪⑪核对增益和功耗指标:

$$A_v = \frac{2g_{m2}g_{m6}}{I_5(\lambda_2 + \lambda_3)(\lambda_6 + \lambda_7)}$$

$$P_{diss} = (I_5 + I_6)(V_{DD} + |V_{SS}|)$$

①②如果不满足增益指标，可以减小电流 I_5 和 I_6 或者增加 M_2 和 M_6 的 W/L 比。前面的计算必须重新检查以确保它们都得到满足。如果功耗太高，只能减小电流 I_5 和 I_6 。电流的减小将很可能需要增大一些宽长比以满足输入和输出摆幅。

①③模拟整个电路看是否所有指标都能满足。

至此，设计过程中没有考虑噪声或PSRR。现在初步设计已经完成，因此可以考虑这两个指标了。输入参考电压噪声主要由负载和第一级输入管引起，有热噪声和 $1/f$ 噪声。任何管子的 $1/f$ 噪声可以通过增加管子面积（即增加 WL ）来降低。任何管子的热噪声可以通过增大自身 g_m 来减小。这可以由增大 W/L 、增大电流、或者同时增大两者来实现。由负载管引起的有效输入噪声电压可以通过减小 $g_{m3}/g_{m1}(g_{m4}/g_{m2})$ 的比来减小。必须注意，这些改进噪声性能的调整不要反过来影响运算放大器的其它重要性能。

电源抑制比在很大程度上是由所采用的结构决定的。在负PSRR中的一些改进通过增大 M_5 的输出电阻来实现。这通常是在不影响其它性能的情况下成比例地增大 W_5 和 L_5 来完成。晶体管 M_7 应当按照适当的匹配来调整。

12.2.2 手算过程

设计指标：

相位裕度：	600	负载电容：	10PF
开环增益(低频)：	5000V/V	共模输入范围：	-1V~2V
输出电压：	-2V~2V(CL only)	电源电压：	$V_{DD} = -V_{SS} = 2.5V$
压摆率：	10V/us	直流功耗：	<2mW
单位增益带宽：	>5MHz	输出信号：	单端输出

首先算出补偿电容 C_c 的最小值：

$$C_c > (2.2/10)CL = 2.2pF$$

选定 C_c 为3pF。用摆率指标和 C_c 算出 I_5 。

$$I_5 = SR(C_c) = 30uA$$

下面用ICMR的要求计算 $(W/L)_3$ 值：

$$(W/L)_3 = \frac{I_5}{(K'_N)[V_{DD} - V_{in}(\text{最大}) - |V_{T03}|(\text{最大}) + V_{T1}(\text{最小})]^2}$$

$$= \frac{30 \times 10^{-6}}{(50 \times 10^{-6})[2.5 - 2 - 0.85 + 0.55]^2} = 15$$

因此:

$$(W/L)_3 = (W/L)_{4=15}$$

现在我们可以检查镜极点p3 的值, 确保大于 10GB, 设Cox=2.47fF/um²。求得镜极点为:

$$p3 = -\frac{g_{m3}}{2C_{gs3}} = \frac{-\sqrt{2K_P'S_3I_3}}{2(0.667)W_3L_3C_{ox}} = 2.81 \times 10^9 \text{ rad/s}$$

或者 448MHz。于是p3 和z3 在这个设计中没有影响, 因为p3>>10GB。

计算跨导gm1:

$$gm1 = GB.Cc = (5 \times 10^6)(2\pi)(3 \times 10^{-12}) = 94.25 \mu S$$

宽长比 (W/L) 1 直接由gm1 得到如下:

$$(W/L)_1 = (W/L)_2 = \frac{g_{m1}^2}{(K_2')(I_5)} = \frac{(94.25)^2}{2 \times 110 \times 15} = 2.79 \approx 3.0$$

计算 V_{DS5} :

$$\begin{aligned} V_{DS5}(\text{饱和}) &= V_{in}(\text{最小}) - V_{SS} - 2\left(\frac{I_5}{\beta_1}\right)^{1/2} - V_{T1}(\text{最大}) \\ &= (-1) - (-2.5) - \sqrt{\frac{30 \times 10^{-6}}{110 \times 10^{-6} \times 3}} - 0.85 = 0.35V \end{aligned}$$

确定了 V_{DS5} 后, 得到 $(W/L)_5$:

$$(W/L)_5 = \frac{2(I_5)}{(K_5')V_{DS5}(\text{饱和})^2} = \frac{2(30 \times 10^{-6})}{(110 \times 10^{-6})(0.35)^2} = 4.49 \approx 4.5$$

⑧到这里, 运算放大器的第一级设计完成了。为了使相位裕度大点, 既极点p2 离原点足够远点。让第二极点 (p2) 等于 2.2GB以确定S6 和I6。

$$g_{m6} = 2.2g_{m2}\left(\frac{C_L}{C_C}\right)$$

$$g_{m6} \geq 10g_{m1} \geq 942.5 \mu S$$

设gm6=942.5uS并计算出gm4 为 150uS, 如果 $V_{GS4} = V_{GS6}$, 我们可以写出:

$$\frac{g_{m6}}{S_6 = S_4 g_{m4}} = 15 \times \frac{942.5}{150} = 94.25 \approx 94$$

如果知道了 g_{m6} 和 S_6 ，就可以用下面的公式来定义直流 I_6 ：

$$I_6 = \frac{g_{m6}^2}{2(K_P)(W/L)_6} = \frac{(942.5 \times 10^{-6})^2}{(2)(50 \times 10^{-6})(94)} = 94.5 \mu A \approx 95 \mu A$$

从 I_6 解出 W_6/L_6 ：

$$\frac{W_6}{L_6} = \frac{g_{m6}}{K_6 V_{DS6}(\text{饱和})} \approx 15$$

因为由上面得到的 94 的宽长比较大，因此最大输出电压指标会得到满足。

M_7 管的尺寸的选择达到 I_5 和 I_6 之间所希望的电流比，可以由下面给出的平衡方程式决定：

$$(W/L)_7 = (W/L)_5 \left(\frac{I_6}{I_5} \right) = 4.5 \times \left(\frac{95 \times 10^{-6}}{30 \times 10^{-6}} \right) = 14.25 \approx 14$$

现在让我们检查 V_{out} (最小) 的指标 (虽然 M_7 的 W/L 比已经足够大，以致这一步可能不需要)。 V_{out} (最小) 的值是：

$$V_{\min}(\text{输出}) = V_{DS7}(\text{饱和}) = \sqrt{\frac{2 \times 95}{110 \times 14}} = 0.351V$$

这比期望的值小。

至此，设计初步完成。

核对增益和功耗指标：

$$P_{diss} = (I_5 + I_6)(V_{DD} + |V_{SS}|) = 5V \times (30 \mu A + 95 \mu A) = 0.625mW$$

$$A_v = \frac{2g_{m2}g_{m6}}{I_5(\lambda_2 + \lambda_3)(\lambda_6 + \lambda_7)} = \frac{2(92.45 \times 10^{-6})(942.5 \times 10^{-6})}{30 \times 10^{-6}(0.04 + 0.05)95 \times 10^{-6}(0.04 + 0.05)} = 7696V/V$$

增益指标得到满足。如果想得到更高的增益，一种简单的办法是将 W 和 L 的值增大两倍，因为 λ 的减小将使增益增大 20 倍。下图为初步设计结果，下一步将仿真。

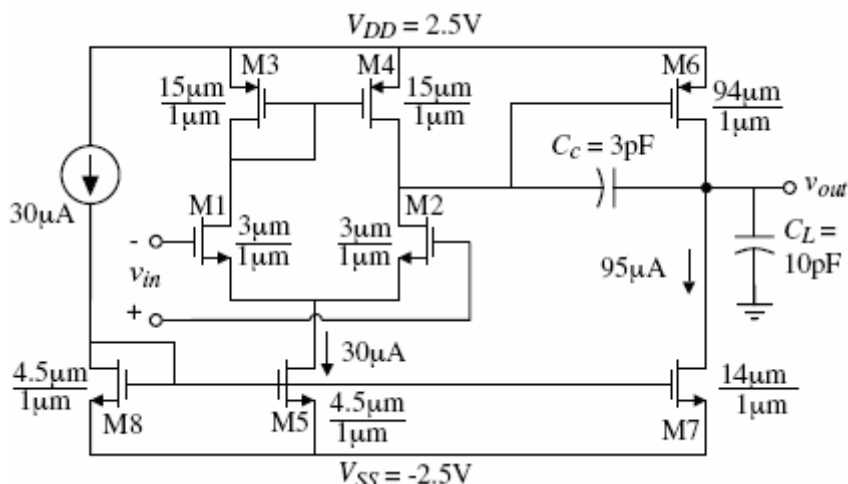


图 12-4 设计手算结果图

12.3 电路的性能仿真

12.3.1 开环特性仿真

$$AS = AD \cong W[L1 + L2 + L3]$$

$$PS = PD \cong 2W + 2[L1 + L2 + L3]$$

EX 10.1 Two-Stage Op Amp

.option post=2 numdgt=7 tnom=27

vdd 4 0 2.5

vss 0 5 2.5

vil 1 0 sin(0 0.0001 100) ac 1

vi2 2 0 dc 0 ac 0

cl 3 0 10pf

x1 1 2 3 4 5 opamp

.subckt opamp 1 2 6 8 9

M1 4 2 3 3 NMOS1 W=3U L=1U AD=18P AS=18P PD=18U PS=18U

M2 5 1 3 3 NMOS1 W=3U L=1U AD=18P AS=18P PD=18U PS=18U

M3 4 4 8 8 PMOS1 W=15U L=1U AD=90P AS=90P PD=42U PS=42U

M4 5 4 8 8 PMOS1 W=15U L=1U AD=90P AS=90P PD=42U PS=42U

M5 3 7 9 9 NMOS1 W=4.5U L=1U AD=27P AS=27P PD=21U PS=21U

M6 6 5 8 8 PMOS1 W=94U L=1U AD=564P AS=564P PD=200U PS=200U

M7 6 7 9 9 NMOS1 W=14U L=1U AD=84P AS=84P PD=40U PS=40U

M8 7 7 9 9 NMOS1 W=4.5U L=1U AD=27P AS=27P PD=21U PS=21U

cc 5 6 3pf

Iref 8 7 dc 30u

*rset 8 7 131.16k

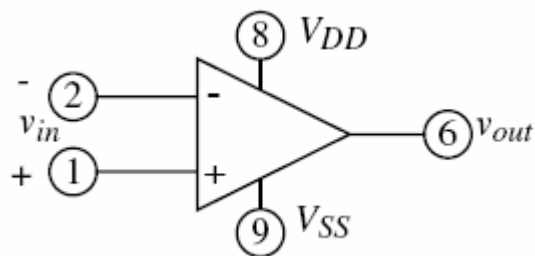


图 12-5 运放子电路图

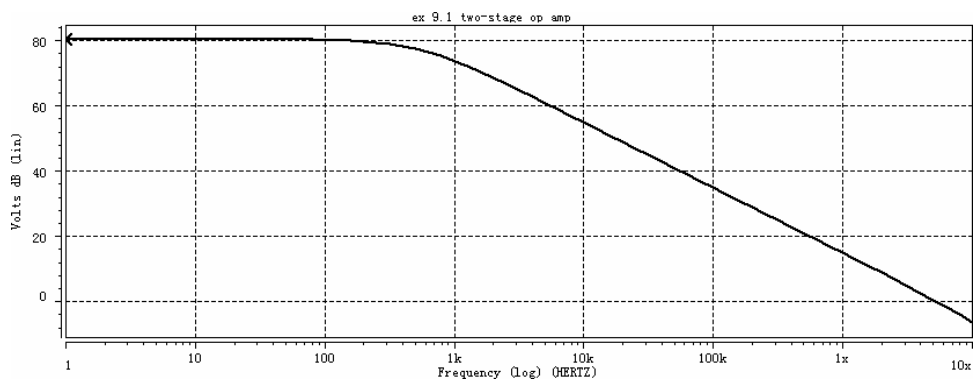
```

.MODEL NMOS1 NMOS VT0=0.70 KP=110U GAMMA=0.4 LAMBDA=0.04 PHI=0.7
+MJ=0.5 MJSW=0.38 CGB0=700P CGS0=220P CGD0=220P CJ=770U CJSW=380P
+LD=0.016U TOX=14N
.MODEL PMOS1 PMOS VT0=-0.7 KP=50U GAMMA=0.57 LAMBDA=0.05 PHI=0.8
+MJ=0.5 MJSW=0.35 CGB0=700P CGS0=220P CGD0=220P CJ=560U CJSW=350P
+LD=0.014U TOX=14N
.ends
.op
*.tf v(3) vil(test in resistance/out resistance)
*.dc vil -0.005 0.005 100u
*.print dc v(3)
.ac dec 10 1 10MEG
.print ac vdb(3) vp(3)
.end

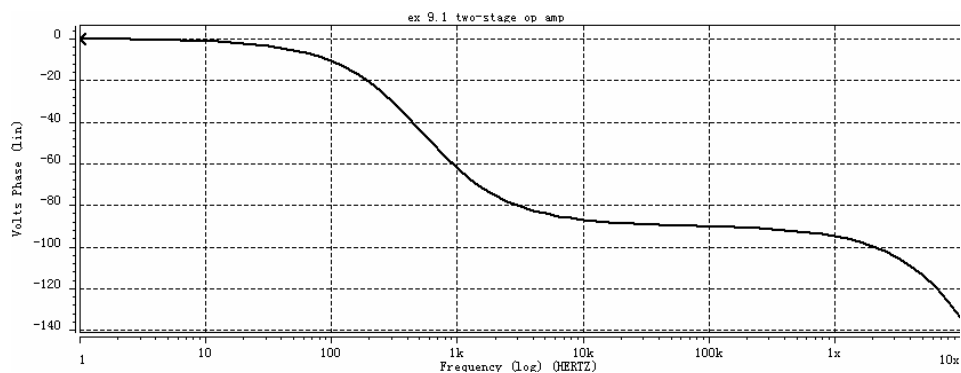
```

电路的开环特性输入网表文件如上所示。转移幅频、相频响应如图 12-6 所示。

增益频谱特性



(a)



(b)

图 12-6 开环特性增益曲线 (a) 和相位曲线 (b)

从图 12-6 我们可以直接读出一下结果：Gain=80dB；Phase Margin=65o；GB=5MHz
输入输出特性

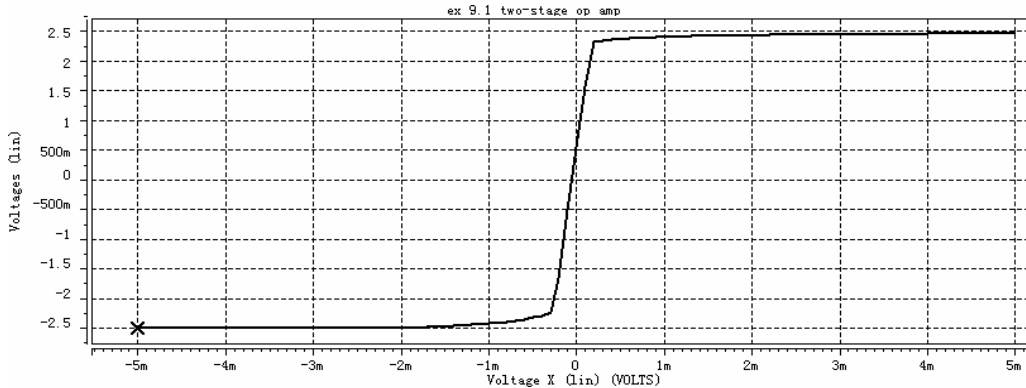


图 12-7 输入输出特性曲线

从图中我们得出输出摆，电压的正向摆幅约为 2.48V，负向摆幅约为 -2.5 V，二者稍微有些差异。

12.3.2 闭环特性仿真

```
EXAMPLE 10.2 UNITY GAIN CONFIGURATION.
.option post=2 numdgt=7 tnom=27
VIN+ 1 0 PWL(0 -2 10N -2 20N 2 2U 2 2.01U
-2 4U -2 4.01U
+ -.1 6U -.1 6.01U .1 8U .1 8.01U -.1
10U -.1)
VDD 4 0 DC 2.5 AC 1.0
VSS 0 5 DC 2.5
CL 3 0 20P
X1 1 3 3 4 5 OPAMP
```

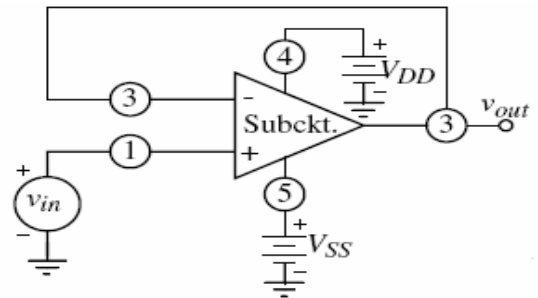


图 12-8 运放闭环特性测试图

```
.subckt opamp 1 2 6 8 9
M1 4 2 3 3 NMOS1 W=3U L=1U AD=18P AS=18P PD=18U PS=18U
M2 5 1 3 3 NMOS1 W=3U L=1U AD=18P AS=18P PD=18U PS=18U
M3 4 4 8 8 PMOS1 W=15U L=1U AD=90P AS=90P PD=42U PS=42U
M4 5 4 8 8 PMOS1 W=15U L=1U AD=90P AS=90P PD=42U PS=42U
M5 3 7 9 9 NMOS1 W=4.5U L=1U AD=27P AS=27P PD=21U PS=21U
M6 6 5 8 8 PMOS1 W=94U L=1U AD=564P AS=564P PD=200U PS=200U
M7 6 7 9 9 NMOS1 W=14U L=1U AD=84P AS=84P PD=40U PS=40U
M8 7 7 9 9 NMOS1 W=4.5U L=1U AD=27P AS=27P PD=21U PS=21U
cc      5      6      3pf
Iref    8      7      dc 30u
*rset    8      7     131.16k
```

```
.MODEL NMOS1 NMOS VTO=0.70 KP=110U GAMMA=0.4 LAMBDA=0.04 PHI=0.7
+MJ=0.5 MJSW=0.38 CGBO=700P CGSO=220P CGDO=220P CJ=770U CJSW=380P
+LD=0.016U TOX=14N
.MODEL PMOS1 PMOS VTO=-0.7 KP=50U GAMMA=0.57 LAMBDA=0.05 PHI=0.8
+MJ=0.5 MJSW=0.35 CGBO=700P CGSO=220P CGDO=220P CJ=560U CJSW=350P
+LD=0.014U TOX=14N
.ends
```

```
.DC VIN+ -2.5 2.5 0.1
.PRINT DC V(3) I(X1.M5)
.TRAN 0.05U 10U 0 10N
.PRINT TRAN V(3) V(1)
.AC DEC 10 1 10MEG
.PRINT AC VDB(3) VP(3)
.END
```

共模范围特性

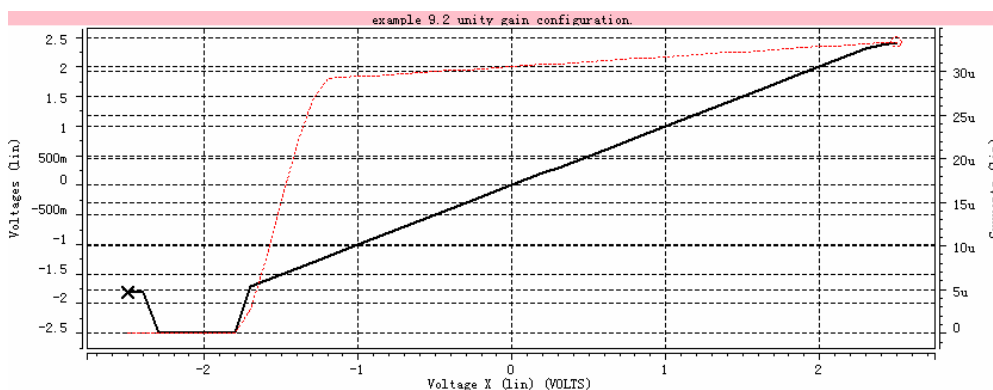


图 12-9 共模特性曲线

由图 12-9 可以看出，共模范围是从 -1.2 到 +2.4。注意，共模范围的下限是由 M5 的电流达到静态值而确定的。

转换速率（摆率）特性

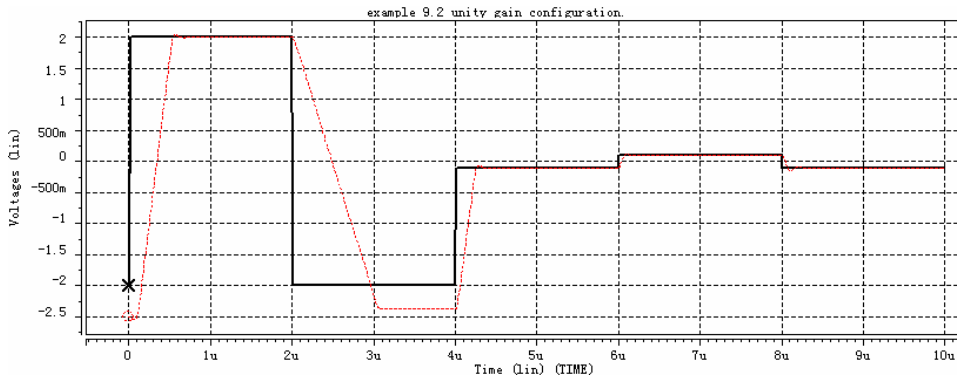


图 12-10 单位增益瞬态响应

通过瞬态分析得到图 12-10。从图可以看出大信号和小信号瞬态响应分别由将一个 2V 和 0.2V 脉冲作用到单位增益结构所决定。从这图上数据可见：正摆率是 $10 \text{ V}/\mu\text{s}$ ，负摆率也是 $-6.7 \text{ V}/\mu\text{s}$ 。在图中有一个小的负过冲，原因是由 C_c 确定的期望摆率值，对负载电容充电的电流有点较小。在正摆动时，M6 可以提供足够的电流即刻对变化予以响应。然而，负摆动持续过去的终点直到输出级能够按照单位增益反馈网络跟上响应。我们可以增大相位裕量，来减小或者消除负过冲。负过冲比正过冲大，就是因为下降时间的相位裕量比上升间的相位裕量小。

功率的测量

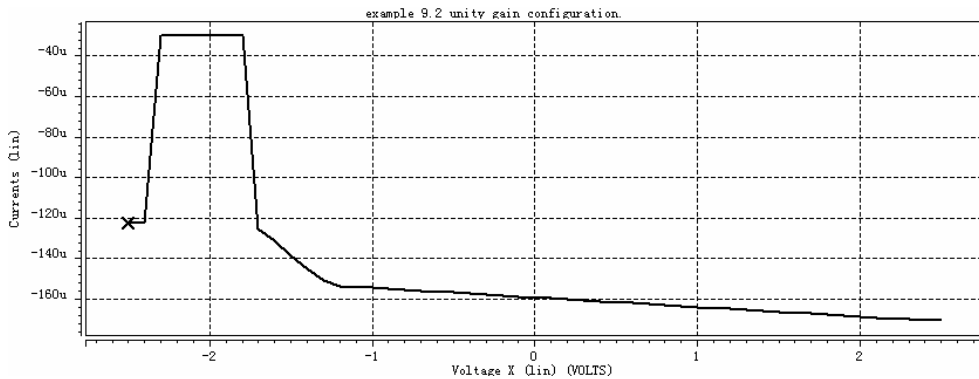


图 12-11 总电流曲线

从图可以得出，流过电源的电流最大没有超过 0.18mA。也就是说最大功耗为 0.9mW。

12.3.3 结果汇总

以上是具体的电路结构图和仿真结果，对其性能指标列表可得表：

表 12.2 运放的性能指标仿真结果

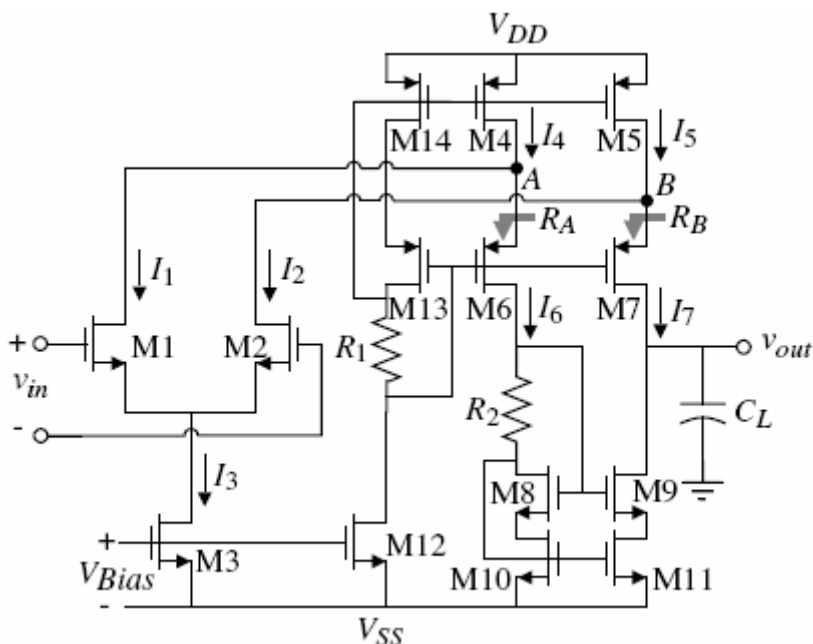
性能参数	单位	要求指标	达到指标
直流增益	dB	74	80
GB	MHz	5	5
相位裕度	度	60	65
输出摆幅	V	± 2	-2.5~2.48
共模输入范围	V	-1~2	-1.2~2.4
压摆率	V/ μ s	10	10, -7
功耗	mW	2	0.9
电源电压	V	± 2.5	± 2.5
输出信号	——	单端	单端
负载电容	PF	10	10

仿真结果与设计指标的比较见表 12.2。可以看出，设计几乎是令人满意的。微小的调节可以通过改变W/L比或直流电流使放大器工作在指定的范围。下一步仿真中应该改变模型参数值，典型的是 K 、 V_T 、 γ 及 λ ，确保即使工艺有所改变也能满足指标。

第 13 章 共源共栅运算放大器分析与设计

13.1 折叠共源共栅运放的电路结构

如图 13-1 所示, 这种结构用共源共栅输出级与一个不寻常的差分放大器级联, 达到一个大得输入共模范围, 这样折叠共源共栅运算放大器提供自补偿, 良好的输入共模范围以及两级运算放大器的增益。它改进了两级运算放大器的输入共模范围和电源电压抑制特性, 而且稳定性好。

图 13-1 n 沟道输入折叠共源共栅运算放大器

折叠共源共栅电路在差分放大器中不要求准确的电流平衡，因为额外的直流可以流进或流出电流镜。在电路结构中，因为M1 和M2 的漏极连接到M4 和M5 的漏极，因此可以获得正输入共模电压。需要设置折叠共源共栅运算放大器的偏置电流 I_3 、 I_4 和 I_5 ，不至于使共源共栅电流镜的直流电流为零。如果电流为零，就会使重新导通有个时延，因为寄生电容必须被充电。例如：设 V_{in} 足够大，从而使M1 导通，M2 截止，那么，所有的 I_3 电流流过M1 而不流过M2，结果 $I_1 = I_3$ ， $I_2 = 0$ 。如果 I_4 和 I_5 小于 I_3 ，那么 I_6 将会是零。为了避免这种情况， I_4 和 I_5 的值通常设在 I_3 和 $2I_3$ 之间。

13.2 折叠共源共栅运算放大器的小信号模型

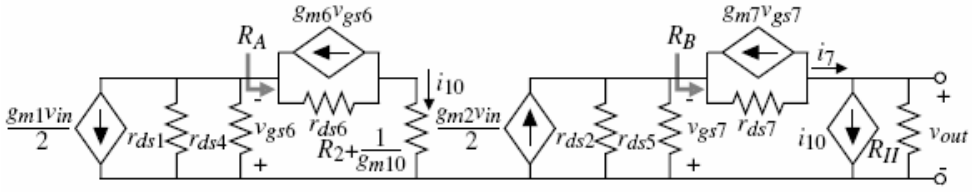


图 13-2 折叠共源共栅运算放大器的小信号模型

折叠共源共栅运算放大器的小信号差分输入电压增益如图 11-2 所示。标注为 R_A 和 R_B

电阻是分别从 M6 和 M7 的源极看进去的电阻。则求得 R_A 和 R_B 分别为：

$$R_A = \frac{r_{ds6} + R_2 + \frac{1}{g_{m10}}}{1 + g_{m6}r_{gs6}} \approx \frac{1}{g_{m6}} \quad (13-1)$$

和

$$R_B = \frac{r_{ds7} + R_9}{1 + g_{m7}r_{gs7}} \approx r_{ds} \quad (13-2)$$

式中：

$$R_9 \approx g_{m9}r_{ds9}r_{ds11} \quad (13-3)$$

图 13-2 的小信号电压传递函数可如下求得。电流 i_{10} 写为：

$$i_{10} = \frac{-g_{m1}(r_{ds1} \parallel r_{ds4})v_{in}}{2[R_A + (r_{ds1} \parallel r_{ds4})]} \approx \frac{-g_{m1}v_{in}}{2} \quad (13-4)$$

电流 i_7 可以表示为：

$$i_7 = \frac{\frac{g_{m2}(r_{ds2} \parallel r_{ds5})v_{in}}{2[\frac{R_9}{g_{m7}r_{ds}} + (r_{ds2} \parallel r_{ds5})]}}{\frac{g_{m2}v_{in}}{2[1 + \frac{R_9(g_{ds2} + g_{ds5})}{g_{m7}r_{ds7}]}}} \approx \frac{g_{m2}v_{in}}{2(1+k)} \quad (13-5)$$

式中低频不平衡因子 k 定义为：

$$k = \frac{R_9(g_{ds2} + g_{ds5})}{g_{m7}r_{ds7}} \quad (13-6)$$

k的典型值大于1，输出电压 v_{out} 等于 i_7 与 i_{10} 之和流过 R_{II} ，因而，

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \left(\frac{g_{m1}}{2} + \frac{g_{m2}}{2(1+k)}\right)R_{II} = \left(\frac{2+k}{2+2k}\right)g_{m1}R_{II} \quad (13-7)$$

式中的输出电阻 R_{II} 为：

$$R_{II} \approx g_{m9}r_{ds9}r_{ds11} \parallel [g_{m7}r_{ds7}(r_{ds2} \parallel r_{ds5})] \quad (13-8)$$

图 13-1 折叠共源共栅运算放大器的频率响应主要由输出极点确定，输出极点为：

$$p_{out} = \frac{-1}{R_{II}C_{out}} \quad (13-9)$$

式中， C_{out} 是从运算放大器的输出节点到地的所有电容。输出极点成为主极点取决于没有其他小于GB值的极点，GB值等于式(13-7)和(13-9)的乘积。非主极点在M6、M8、M10和M11的漏极节点A和B。

我们应该注意到，折叠共源共栅电路在差分放大器中不要求准确的电流平衡，因为额外的电流可以流出或流进电流镜。因为M1和M2的漏极连接到M4和M5的漏极，因此可以获得正输入共模电压。应该设置折叠共源共栅运算放大器的偏置电流I4，I3和I5，不至于使共源共栅电流镜的直流电流为零。如果电流为零，就会导致使重新导通有个时延，因为寄生电容必须被充电。例如，设 v_{in} 足够大，从而使M1导通，M2截至，那么所有的I3电流流过M1不流过M2，结果 $I_1=I_3$ ， $I_2=0$ 。如果I4和I5小于I3，那么I6将会是零。为了避免这种情况，I4和I5的值通常设在I3和2I3之间。不过这种折叠结构，功耗会较大，折叠点处寄生电容高等缺点。

13.3 折叠共源共栅运算放大器的设计方法

表 13-1 本次设计给定的设计指标要求

性能参数	要求	性能参数	要求
相位裕度	>60 度	负载电容	10PF
开环增益（低频）	5000V/V	共模输入范围	-1.5V~2.5V
输出电压	-2V~2V	电源电压	Vdd = -Vss = 2.5V

压摆率	>10V/us	直流功耗	<5mW
单位增益带宽	>10MHz	输出信号	单端输出

表 11-2 折叠共源共栅运算放大器相关指标的计算步骤

步骤	关系/要求	设计公式/约束条件	注释
1	摆率	$I_3 = SR * C_L$	—
2	输出共源共栅的偏置电流	$I_4 = I_5 = 1.2I_3 \sim 1.5I_3$	避免共源共栅的零电流
3	最大输出电压 V_{out} (最大)	$S_5 = \frac{2I_5}{K'_P V_{SD5}^2} \quad S_7 = \frac{2I_7}{K'_P V_{SD7}^2}$ <p>假设 $S_4 = S_{14} = S_5$ 及</p> $S_{13} = S_6 = S_7$	V_{SD5} (饱和) = V_{SD7} (饱和) = $\frac{V_{DD} - V_{out\max}}{2}$
4	最小输出电压 V_{out} (最小)	$S_{11} = \frac{2I_{11}}{K'_N V_{SD11}^2}$ $S_9 = \frac{2I_9}{K'_N V_{SD9}^2}$ <p>假设 $S_{10} = S_{11}$ 及</p> $S_8 = S_9$	V_{SD9} (饱和) = V_{SD11} (饱和) = $\frac{V_{out\min} - V_{SS} }{2}$
5	自偏置共源共栅	$R_1 = V_{DS13} \text{ (饱和)} / I_{12}$ $R_2 = V_{DS8} \text{ (饱和)} / I_6$	—
6	$GB = g_{m1} / C_L$	$S_1 = S_2 = \frac{g_{m1}^2}{K'_N I_3} = \frac{GB^2 C_L^2}{K'_N I_3}$	—
7	最小输入CM	$S_3 = \frac{2I_3}{K'_N [V_{in\min} - V_{SS} - \sqrt{\frac{I_3}{K'_N S_1}} - V_{T1}]^2}$	—

8	最大输入CM	$S_4 = S_5 = \frac{2I_4}{K'_P (V_{DD} - V_{in\max} + V_{T1})^2}$	S_4 和 S_5 必须满足或超过第三步的要求
9	差模电压增益	$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \left(\frac{g_{m1}}{2} + \frac{g_{m2}}{2(1+k)} \right) R_{II} = \left(\frac{2+k}{2+2k} \right) g_{m1} R_{II}$	—
10	功耗	$P_{diss} = (V_{DD} - V_{SS})(I_3 + I_{10} + I_{11} + I_{12})$	—

手算过程：

根据上表的方法，可以得到下面的结果：

$$I_3 = SR \times C_L = 10 \times 10^6 \times 10^{-11} = 100\mu A$$

选择 $I_4 = I_5 = 125\mu A$

下一步，我们看到 $0.5[V_{DD} - V_{out}(\text{最大})]$ 的值是 $(0.5V) / 2$ 或 $0.25V$ ，于是：

$$S_4 = S_5 = S_{14} = \frac{2 \times 125\mu A}{50\mu A / V^2 \times (0.25V)^2} = \frac{2 \times 125 \times 16}{50} = 80$$

假设 M_6 和 M_7 电流处于最坏情况，得出：

$$S_6 = S_7 = S_{13} = \frac{2 \times 125\mu A}{50\mu A / V^2 \times (0.25V)^2} = \frac{2 \times 125 \times 16}{50} = 80$$

$0.5[V_{out}(\text{最小}) - |V_{SS}|]$ 的值也是 $0.25V$ ，可以得出 S_8 、 S_9 、 S_{10} 和 S_{11} 的值为：

$$S_8 = S_9 = S_{10} = S_{11} = \frac{2 \times I_8}{K'_N V_{DS8}^2} \frac{2 \times 125\mu A}{110\mu A / V^2 \times (0.25V)^2} = 36.36$$

R_1 和 R_2 的值等于 $0.25V / 125\mu A$ 或 $2k\Omega$ 。在第六步中，由 GB 的值得出 S_1 和 S_2 为：

$$S_1 = S_2 = \frac{GB^2 \times C_L^2}{K'_N I_3} = \frac{(20\pi \times 10^6)^2 (10^{-11})^2}{110 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^{-6}} = 35.9$$

最小输入共模电压定义 S_3 为：

$$S_3 = \frac{2I_3}{K_N \left[Vin(\text{最小}) - V_{SS} - \left(\frac{I_3}{K_N' S_1} \right)^{1/2} - V_{T1} \right]^2}$$

$$= \frac{200 \times 10^{-6}}{110 \times 10^{-6} \left[-1.5 + 2.5 - \left(\frac{100}{110 \times 35.9} \right)^{1/2} - 0.75 \right]^2} = 91.6$$

我们必须检查S4 和S5 是否足够大以满足最大输入共模电压。2.5 的最大输入共模电压要求：

$$S_4 = S_5 \geq \frac{2I_4}{K_P \left[V_{DD} - Vin(\text{最大}) + V_{T1} \right]^2}$$

$$= \frac{2 \times 125 \mu A}{50 \times 10^{-6} \mu A / V^2 (0.7V)^2} = 10.2$$

此值远小于 80。实际上，当S4=S5=80 时，最大输入共模电压是 3V。最后，得出S12 为：

$$S_{12} = \frac{125}{100} S_3 = 114.53$$

功耗是：

$$P_{diss} = 5V(125\mu A + 125\mu A + 125\mu A) = 1.875mW$$

小信号电压增益需要用以下的值来估算：

$$S4, S5, S13, S14: g_m = \sqrt{2 \times 125 \times 50 \times 80} = 1000\mu S \text{ 和}$$

$$g_{ds} = 125 \times 10^{-6} \times 0.05 = 6.25\mu S$$

$$S6, S7: g_m = \sqrt{2 \times 75 \times 50 \times 80} = 774.6\mu S \text{ 和 } g_{ds} = 75 \times 10^{-6} \times 0.05 = 3.75\mu S$$

$$S8, S9, S10, S11: g_m = \sqrt{2 \times 75 \times 110 \times 36.36} = 774.6\mu S$$

$$\text{和 } g_{ds} = 75 \times 10^{-6} \times 0.04 = 3\mu S$$

$$S1, S2: g_{mI} = \sqrt{2 \times 50 \times 110 \times 35.9} = 628\mu S \text{ 和 } g_{ds} = 50 \times 10^{-6} \times 0.04 = 2\mu S$$

于是得出：

$$R_9 \approx g_{m9} R_{ds9} R_{ds11} = (774.6\mu S) \left(\frac{1}{3\mu S} \right) \left(\frac{1}{3\mu S} \right) = 86.07M\Omega$$

$$R_{II} \approx (86.07M\Omega) \parallel (774.6\mu S) \left(\frac{1}{3.75\mu S} \right) \left(\frac{1}{2\mu S} \parallel \frac{1}{6.25\mu S} \right) = 19.04M\Omega$$

$$k = \frac{R_9(g_{ds2} + g_{ds4})}{g_{m7}r_{ds7}} = \frac{86.07M\Omega(2\mu S + 6.25\mu S)(3.75\mu S)}{774.6\mu S} = 3.4375$$

小信号、差模输入电压增益是：

$$A_{vd} = \left(\frac{2+k}{2+2k} \right) g_{m1} R_{II} = \left(\frac{2+3.4375}{2+2 \times 3.4375} \right) 0.628 \times 10^{-3} \times 19.40 \times 10^{-6} = 7464V/V$$

该增益大于指标的要求，但这应该是允许的。

用共源共栅结构的运算放大器可以使设计者优化二阶性能指标，这一点在传统的两级运算放大器中是不可能的。特别是共源共栅技术对提高增益、增加PSRR值和在输出端允许自补偿是有用的。这种灵活性允许在CMOS工艺中发展高性能无缓冲运算放大器。目前，这样的放大器已被广泛用于无线电通信的集成电路中。

13.4 折叠共源共栅运算放大器的仿真

在现代IC的设计过程中，电路的计算机仿真起着重要的作用。通过我们对上面电路的分析及介绍，随着人们对半导体器件工作过程的本质认识，已经建立起了对电路工作过程模拟的越来越精确的模型。与特定工艺提供的仿真模型参数相结合，使得电路仿真结果愈来愈与实际芯片的最后测量参数值相符合，这就大大节约了芯片的设计、制造成本，为现代IC设计的快速、方便、精确提供了一条捷径。

EX 11.1 CASCODE OP AMPS

```
.option post=2 numdgt=7 tnom=27
*VIN+ 1 0 DC 0 pw1(0 -1 10n -1 20n 1 1u 1 1.01u -1 2u -1 2.01u -.1 3u -.1
3.01u .1
*+4u .1 4.01u -.1 5u -.1)
VIN+ 1 0 DC 0 ac 1
VNI- 2 0 dc 0 ac 0
VDD 3 0 DC 2.5
VSS 0 4 DC 2.5
CL 5 0 10PF
X1 1 2 3 4 5 OPAMP
.SUBCKT OPAMP 1 2 3 4 5
m1 8 1 6 4 NMOS1 l=1u w=35.9u
m2 9 2 6 4 NMOS1 l=1u w=35.9u
m3 6 7 4 4 NMOS1 l=1u w=91.6u
m4 8 11 3 3 PMOS1 l=1u w=80u
m5 9 11 3 3 PMOS1 l=1u w=80u
```

```

m6  13 12 8 8  PMOS1 1=1u  w=80u
m7  5  12 9 9  PMOS1 1=1u  w=80u
m8  14 13 15 4 NMOS1 1=1u  w=36.36u
m9  5  13 16 4 NMOS1 1=1u  w=36.36u
m10 15 14 4 4  NMOS1 1=1u  w=36.36u
m11 16 14 4 4  NMOS1 1=1u  w=36.36u
m12 12 7  4 4  NMOS1 1=1u  w=114.53u
m13 11 12 10 10 PMOS1 1=1u  w=80u
m14 10 11 3 3  PMOS1 1=1u  w=80u
R1  11 12 2K
R2  13 14 2K
VBIAS 7 0 -1.6
.MODEL NMOS1 NMOS VTO=0.70 KP=110U GAMMA=0.4 LAMBDA=0.04 PHI=0.7
+MJ=0.5 MJSW=0.38 CGBO=700P CGSO=220P CGDO=220P CJ=770U CJSW=380P
+LD=0.016U TOX=14N
.MODEL PMOS1 PMOS VTO=-0.7 KP=50U GAMMA=0.57 LAMBDA=0.05 PHI=0.8
+MJ=0.5 MJSW=0.35 CGBO=700P CGSO=220P CGDO=220P CJ=560U CJSW=350P
+LD=0.014U TOX=14N
.ENDS

.op
*.tf v(3) vil
.dc VIN+ -0.005 0.005 100u
.print dc v(5)
.ac dec 10 1 10MEG
.print ac vdb(5) vp(5)

*.dc VIN+ -2.5 2.5 0.1
*.iplot v(5)
*.tran 0.05u 5u 0 10n
*.print v(5) v(1)
.end

```

13.4.1 开环特性的仿真

采用如图 13-3 所示的电路图可以成功的仿真出折叠共源共栅运算放大器的开环特性。

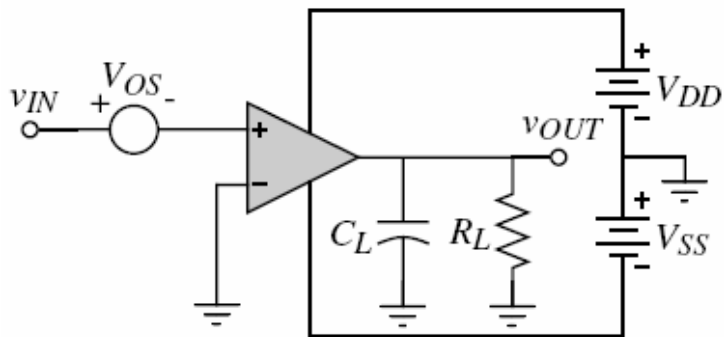


图 13-3 开环增益测试图

1) 开环传输特性的仿真

折叠共源共栅运算放大器的同相输入端加上直流扫描电压，从-2.5V扫到 2.5V，其直流传输特性如图 13-4 所示。

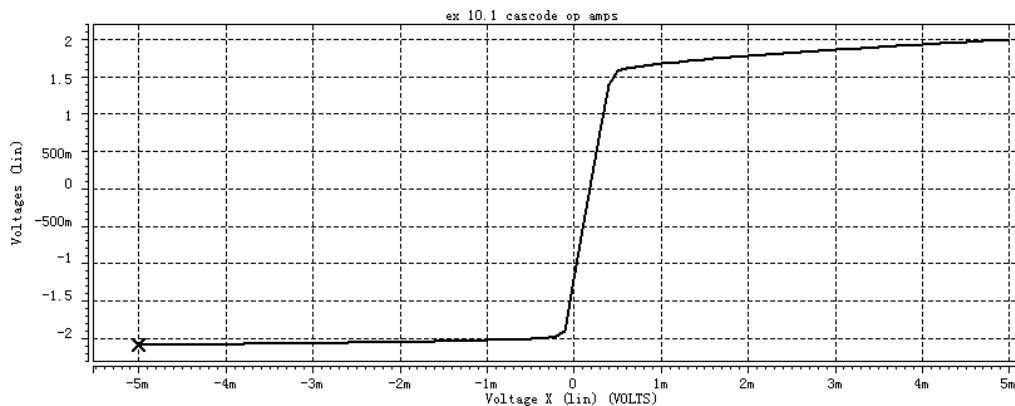


图 13-4 折叠共源共栅运算放大器的开环传输特性分析

从图 13-4 中可以看出电压的正向摆幅为 1.8V，负向摆幅为-2.2V。

2) 开环传递函数频率响应

对于折叠共源共栅运算放大器的交流特性，我们从运算放大器的开环幅频、相频响应方面进行分析。

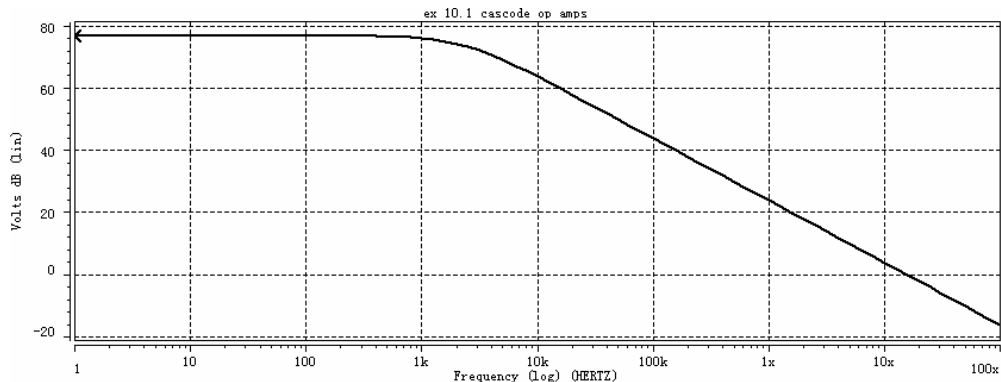


图 13-5 折叠共源共栅运算放大器的幅频分析

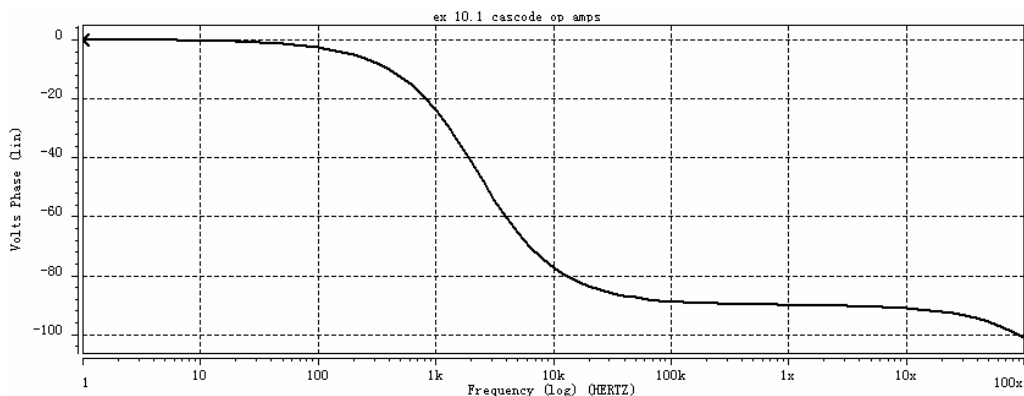


图 13-6 折叠共源共栅运算放大器的相频分析

从图 13-5 中可以看出，该运算放大器的开环电压增益为 77dB，约为 7000 V/V，大于 5000 V/V，GB 为 11MHz，满足设计要求。从图 13-6 中可以看出，该运算放大器的相位裕度为 90 左右，大于 60^0 ，满足设计的要求。

13.4.2 闭环特性分析

采用如图 11-7 所示的电路图可以成功的仿真出折叠共源共栅运算放大器的闭环特性。

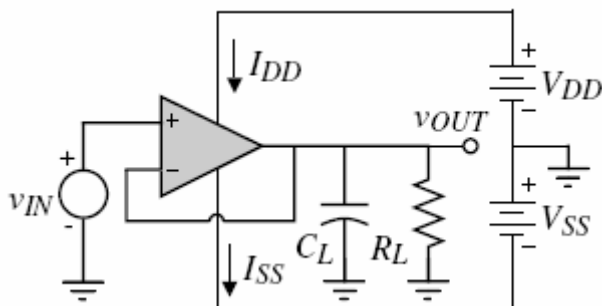


图 13-7 运算放大器的闭环特性测试图

1) 输入共模特性仿真

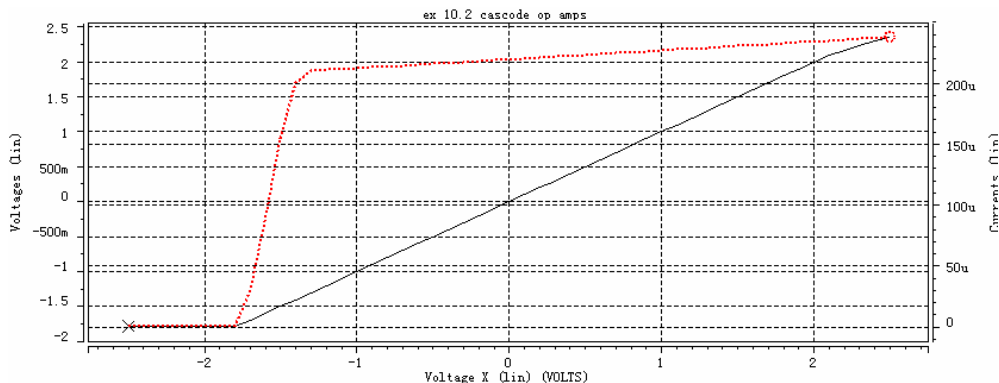


图 13-8 折叠共源共栅运算放大器的输入共模特性

从图 13-8 中可以看出，当折叠共源共栅运算放大器的同相输入端加上直流扫描电压，

从-3.0V扫到 3.0V时，最小输入共模电压为-1.5V，最大输入共模电压为 2.5V，达到了设计要求。

2) 单位增益瞬态响应

通过测试我们得到运算放大器的瞬态特性为：

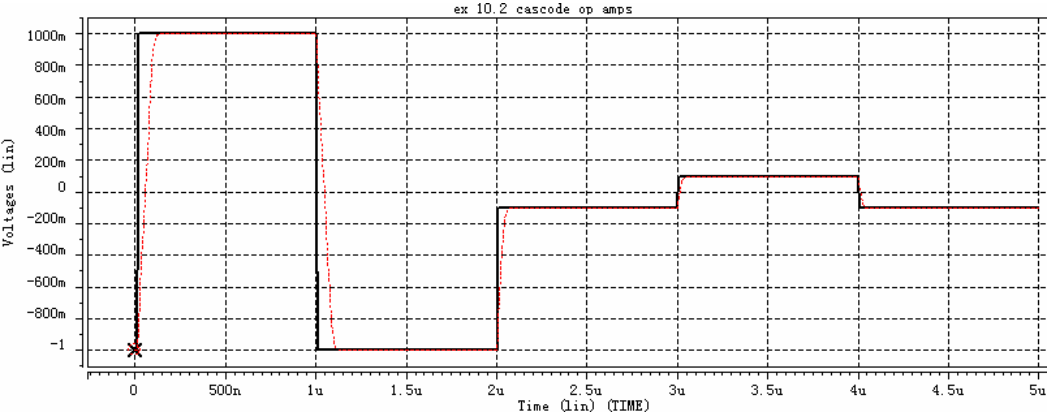


图 13-9 折叠共源共栅运算放大器的瞬态特性

由图 13-9 可以明显看出，在一定的输入脉冲条件下，电路的输出摆率约为 20V/us，大于 10 V/us，满足设计要求。

13.4.3 结果汇总

以上是对具体的性能仿真测试图及仿真结果，整个折叠共源共栅运算放大器的性能总结如表 13-3 所示：

表 13-3 折叠共源共栅运算放大器的性能参数

性能参数	仿真结果	性能参数	仿真结果
相位裕度	70°	开环增益(低频)	5910 V/V
输出电压	-2.5V~2.5V	共模输入范围	-1.8V~2.5V,
GB	10MHz	输出信号	单端输出
压摆率	26V/us	直流功耗	1.875mW

第 14 章 运算放大器工程设计

设计一款工程用运算放大器，考虑多级运算放大器设计的指标与结构之间的关系以及运算放大器的设计思路。

14.1 设计指标

设计一个驱动容性负载的CMOS运算放大器作为缓冲放大器使用，其具体的指标为：

相位裕度：	600	负载电容：	60PF
开环增益(低频)：	85dB	共模输入范围：	-1.5V~2.5V
输出电压：	-3V~3V(CL only)	电源电压：	Vdd=-Vss=5V
压摆率：	3V/us	直流功耗：	<4mW
单位增益带宽：	>2MHz	输出信号：	单端输出
共模抑制比：	CMRR>80dB		

14.2 放大器结构的确定

1、根据增益要求确定放大器的最小级联数

由于单级CMOS放大器的电压增益通常为 20—60dB，根据所提出的设计指标，其增益要求不小于 85dB，因此至少需要两级放大器级联。

2、根据所需驱动电容负载确定运算放大器的输出级

由于要求该放大器驱动大电容负载（60pF），并实现缓冲放大，所以采用源极跟随器作为输出级，以避免负载对前一级增益的影响。

由以上两点可以初定运算放大器为三级级联结构。

基本结构定下来后，则需对所要求达到的具体指标进行初步分配，其分配原则是：

①由于运算放大器要求的共模输入范围大，即体现在对第一级放大器要求共模输入范围大，而根据分析可知，该级放大器的增益不能很高（共模输入与增益是一对矛盾体），所以第一级的增益设计为 30~40dB。

②由于输出级（第三级放大器）设计为源极跟随器，其增益为 1，为了实现总的增益要求，第二级的增益要求达到 60~70dB。

另外，为了实现缓冲放大，使放大器能稳定工作，在电路中采用RC补偿，并为了实现片内补偿的要求。利用密勒补偿方法，以减小补偿电容和电阻值。

3、具体电路形式

进行电路设计之前，必须先确定所选工艺，假定所采用的为N阱CMOS工艺。

（1）输入级的确定

由于该放大器要求在工作电源为±5V时，其共模输入范围要达到±3V，因此第一级放大器（输入级）只能采用最简单的差分放大器。

由于采用的是N阱CMOS工艺，则采用PMOS管作为差分输入对管就可避免其衬底偏置效应，而采用PMOS管作为输入对管还可减小放大器的噪声，因此在本设计中输入级的差分输

入对管为PMOS管。另外输入级采用PMOS管为输入对管，而第二级采用NMOS输入，则可实现电平位移作用，因而放大器中可以省一级电平位移电路。

(2) 中间级的确定

为了满足系统增益要求，第二级（中间级）采用共源共栅放大器，但输出幅度将受到限制（由于后一级采用共源电路，要求输出幅度大）。

(3) 输出级的确定

为了提高驱动能力，输出级采用共源电路并以PMOS管作为输入管，以避免衬底偏置效应，但由于电平位移的作用使输出幅度下降。

另外，由于输出级电流较大，则需采用独立的偏置电路。

(4) 补偿方式的确定

为了使运算放大器能稳定工作，必须采用补偿，为了实现内补偿，在本设计中采用RC补偿方式，并且电阻R由NMOS管组成。

由以上讨论确定运算放大器电路。

14.3 选择工艺参数

假定所采用的为N阱CMOS工艺。

14.4 各级放大器参数的初步考虑

14.4.1 输入级—差分输入级

差分放大器的指标很多，而对于不同侧重点的放大器所设计的电路是不一样的，即差分放大级设计方法多种多样，先要确定所需设计的放大器在系统所起的主要作用（即主要指标）作为设计思路初步确定其参数，而把其余的指标作为验证手段，反复计算直至所有的指标都能满足设计要求。

该电路的最大特点是用做缓冲放大，因此输入共模范围必须和输出幅度相等。而这一指标必须由输入级完成，所以输入级的差分放大器的输入共模范围必须作为一个主要设计指标来考虑。

(1) 正向共模范围VCM

(2) 负向共模范围VCM

(3) 增益

(4) 计算CMRR

(5) HSPICE验证

输入级电路中每一个MOS管的宽长比、流过电流及偏置点电位均已知，所以可通过HSPICE模拟验证。验证是否达到设计指标时，分以下三个步骤：

①验证其静态工作点是否正确，此时应假定放大器的输入为0。

②验证共模范围是否满足设计要求，此时应假定放大器的输入信号为共模电压。

③验证放大器的增益是否满足设计要求，此时放大器的输入信号应为差模信号。

14.4.2 主增益级的设计

主增益级不但要实现增益的要求，而且其输出幅度必须达到设计要求，在直流工作情

况下，还要考虑输出失调电压。另外还应该注意极点分裂和对工艺的灵敏度等问题。

14.4.3 输出级的设计

根据电路压摆率的要求确定工作电流。

14.4.4 偏置电路的设计

(1) 主增益级的偏置电路

(2) 输出级的偏置电路

14.4.5 验证

采用HSPICE对所设计的电路进行仿真验证其直流、各支路电流、各点电位、增益、功率是否与设计相同，并计算开环频率特性，求出频率极点和单位增益带宽。

14.4.6 频率补偿设计

对于多级放大器而言，其频率补偿电路的设计至关重要，由于该放大器用做缓冲放大，是一个二级放大器，一般为两个主极点频率。

该运算放大器设计完毕后，接下来是进行版图设计，但由于在实际工艺流片中存在诸多误差，特别是横向扩散的存在，所以必须在版图设计初步完成后进行参数提取后的HSPICE模拟，若不能达到设计要求，则必须进行版图的修正，再进行模拟，直至满足设计要求。

14.5 实例：一个带缓冲级运算放大器

基于下列假设求运算放大器的增益和频率响应（假设 $C_c = 5\text{pF}$ ）。假设输入差动对的偏置电流为 $I_{DS} = 100\mu\text{A}$ ，电源 $V_{DD} = -V_{SS} = 2.5\text{V}$ ， $R_L = 10\text{k}\Omega$ 。并假设下列工艺参数：

$\mu_n C_{ox} = 96\mu\text{A}/\text{V}^2$ ， $\mu_p C_{ox} = 32\mu\text{A}/\text{V}^2$ ， $\gamma = 0.5\text{V}^{1/2}$ ， $\phi_F = 0.35\text{V}$ ， $\alpha = 5 \times 10^6 \sqrt{\text{V}}/\text{m}$ ，且 $V_{tn} = -V_{tp} = 0.8\text{V}$ 。为了计算输出阻抗，假设第一级晶体管的漏极-栅极电压等于 0.5V ，但是第二级和第三级的晶体管 $V_{DGi} = 1\text{V}$ 。最后，不假设M8的衬底与源极相连，而是假设M8的衬底与负电源相连。

解：首先计算偏置电流。因为 $I_{DS5} = 100\mu\text{A}$ ，有

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = I_{D5} / 2 = 50\mu\text{A}$$

$$I_{D6} = I_{D7} = (W_6 / W_5) I_{D5} = 100\mu\text{A}$$

且

$$I_{D8} = I_{D9} = (W_9 / W_7) I_{D7} = 167\mu\text{A}$$

现在我们可以计算M1、M2、M7和M8的跨导。通过

$$g_{m1} = g_{m2} = \sqrt{2\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 I_{D1}} = 0.775 \text{mA/V}$$

$$g_{m7} = 1.90 \text{mA/V}, \quad g_{m8} = 3.16 \text{mA/V}。$$

接着，我们需要推算晶体管的输出阻抗。要求这个阻抗，我们用式

$$r_{dsi} \approx \alpha \frac{L_i}{I_{Di}} \sqrt{V_{DGi} + V_{ti}} \quad (\text{忽略了短沟道效应}, \alpha \text{ 是一个技术相关的参数, 约为}$$

$5 \times 10^6 \sqrt{V/m}$) 和第一级晶体管的 $V_{DG1} = 0.5V$ 而第二级漏极-栅极电压为 $1V$ 的近似。这里应该提到的是，这些非常粗略的漏极-栅极电压近似是合理的，因为上式只有中等的精确度，最多 50%。晶体管输出阻抗的这些值一旦运用 SPICE 分析就可以在后来修正。运用上式我们求得第一级所有晶体管的输出阻抗为

$$r_{ds1} = r_{ds2} = r_{ds3} = r_{ds4} = 182 \text{k}\Omega$$

第二级晶体管的输出阻抗为

$$r_{ds6} = r_{ds7} = 107 \text{k}\Omega$$

但是输出级晶体管的输出阻抗为

$$R_{ds8} = r_{ds9} = 64 \text{k}\Omega$$

我们需要计算的最后参数为 M_8 的体效应电导。用式 $g_s = \frac{g_m \gamma}{2\sqrt{V_{SB} + 2\phi_F}}$ 并假设 V_{out} 接

地使得 $V_{SB8} = 2.5V$ ，这样就有 $g_{s8} = 0.44 \text{mA/V}$ 。

最后

$$A_{v1} = g_{m1} (r_{ds2} \parallel r_{ds4}) = 70.2 \text{V/V}$$

$$A_{v1} = -g_{m7} (r_{ds6} \parallel r_{ds7}) = -102 \text{V/V}$$

$$A_{v3} = \frac{g_{m8}}{G_L + g_{m8} + g_{s8} + g_{ds8} + g_{ds9}} = 0.85 \text{V/V}$$

这样，总增益等于 $A_{v1} A_{v2} A_{v3} = -6090 \text{V/V}$ 。这里需要再一次提到的是，这个结果是一个粗略的近似并应该用 SPICE 检验。手算方法的好处是看增益是如何被不同的设计参数所影响的。

$$\text{由 } g_{m1} = 0.771 \text{mA/V} \text{ 和式 } \omega_{ta} = \frac{g_{m1}}{Cc} = \frac{0.771 \times 10^{-3}}{5 \times 10^{-12}} = 154.2 \text{Mrad/s}$$

这样，我们求得 $f_{ia} = \omega_{ia} / (2\pi) = 24.5 \text{ MHz}$

网表：

EX12 Buffered Op Amps

.option post=2 numdgt=7 tnom=27

.option brief

Vdd 1 0 dc 2.5

Vss 7 0 dc -2.5

M10 2 2 1 1 pmos w=25u l=1.6u

M11 3 2 1 1 pmos w=25u l=1.6u

M14 2 3 4 7 nmos w=25u l=1.6u

M12 3 3 5 7 nmos w=25u l=1.6u

M15 4 5 6 7 nmos w=100u l=1.6u

M13 5 5 7 7 nmos w=25u l=1.6u

rb 6 7 8k

M5 8 2 1 1 pmos w=300u l=1.6u

M1 10 9 8 1 pmos w=300u l=1.6u

M2 12 11 8 1 pmos w=300u l=1.6u

M3 10 10 7 7 nmos w=150u l=1.6u

M4 12 10 7 7 nmos w=150u l=1.6u

vin- 9 0 dc 0

vin+ 11 0 dc 0 ac 1

M6 13 2 1 1 pmos w=300u l=1.6u

M8 1 13 14 7 nmos w=500u l=1.6u

M7 13 12 7 7 nmos w=300u l=1.6u

M9 14 12 7 7 nmos w=500u l=1.6u

cc 15 13 5pF

M16 15 3 12 7 nmos w=100u l=1.6u

.op

.ac dec 20 0.1k 100Meg

.print vdb(14)

.MODEL nmos NMOS LEVEL=3, TOX=1.8E-8, LD=0.08U,

+U0=500, VMAX=2.0E5, PHI=0.6, GAMMA=0.5,

+NSUB=2.5E16, VTO=0.7, NFS=8.2E11, CGS0=2.5E-10,

+CGB0=2.5E-10, CJSW=2.5E-10, CGD0=2.5E-10, MJ=0.5,

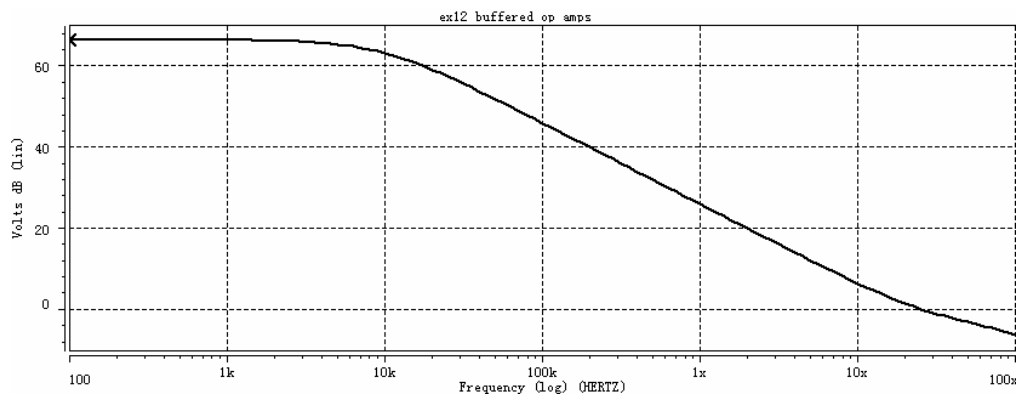
+CJ=2.5E-4, PB=0.9, IS=1.0E-16, JS=1.0E-4

```

+KF=600E-27  AF=0.8      NLEV=2      RS=600
+RD=600      ETA=0.05    KAPPA=0.007  THETA=0.06
+ACM=2      XJ=2.7E-7    DELTA=0.7
.MODEL pmos PMOS  LEVEL=3,      TOX=1.8E-8,      LD=0.08U,
+U0=165,      VMAX=2.7E5,      PHI=0.80,      GAMMA=0.75,
+NSUB=5.5E16,      VTO=-0.7,      NFS=7.6E11,      CGS0=2.5E-10,
+CGB0=2.75E-10,      CJSW=3.4E-10,      CGD0=2.5E-10,      MJ=0.5,
+CJ=3.7E-4,      PB=0.8,      IS=1.0E-16,      JS=1.0E-4
+KF=400E-27  AF=1.0      NLEV=2      RS=1200
+RD=1200      ETA=0.12    KAPPA=1.5    THETA=0.135
+ACM=2      XJ=2.3E-7    DELTA=0.3
.end

```

仿真结果:



频率曲线如上所示，其中我们可以看到，直流增益为 67dB(即 2240V/V)。运算放大器的增益与手算结果不同，因为例子中晶体管输出阻抗值只是一个粗略的估计。显示的单位增益频率为 25MHz，这与手算结果非常接近，因为这个计算并不依赖糟糕的模型变量。

第四部分 集成电路版图设计

第 15 章 九天版图设计工具简介

15.1 引言

版图 (Layout) 包含了器件尺寸、各层拓扑定义等器件相关的物理信息数据, 是集成电路从设计走向制造的桥梁。集成电路制造厂家根据版图物理信息数据来制造掩膜。根据复杂程度, 不同工艺需要的一套掩膜可能有几层到十几层。一层掩膜对应于一种工艺制造中的一道或数道工序。掩膜上的图形决定着芯片上器件或连接物理层的尺寸, 因此版图上的几何图形尺寸与芯片上物理层的尺寸直接相关。由于器件的物理特性和工艺的限制, 芯片上物理层的尺寸进而版图的设计必须遵守特定的规则。这些规则是各集成电路制造厂家根据本身的工艺特点和技术水平而制定的, 因此, 不同的工艺就有不同的设计规则。设计者只能根据厂家提供的设计规则来进行版图设计。

一般来讲, 设计规则反映了性能和成品率之间可能是最好的折衷。规则越保守, 能工作的电路就越多 (即成品率越高); 然而, 规则越富有进取性, 则电路性能改进的可能性也越大, 但这种改进可能是以牺牲成品率为代价的。

从设计的观点出发, 设计规则可以分为三部分:

1) 决定几何特征和图形几何尺寸的规定

这些规定保证各个图形彼此之间具有正确的关系。对设计人员来说, 这方面的重要考虑是: 每层掩膜上的各个图形应该相接或者互相分开; 不同掩膜上的各个图形应该套合或者也保持互相分开, 所有图形都应符合规定的要求。这些几何关系在确定诸如晶体管纵横比或电容值等最坏情况设计参数方面也很重要。

2) 确定掩膜制备和芯片制造中都需要的一组基本图形单元的强制性要求

典型的图形单元可能包括制造中所用的各块掩膜精确套准所需的对准标志, 把各个电路从晶圆切下来的划片间距以及供压焊封装用的压焊点尺寸。

以上两点要求均反映在版图的几何设计规则文件中。

3) 定义设计人员设计时所用的电参数的范围

通常, 这些电参数中包括晶体管增益、开启电压、电容和电阻的数值等, 均反映在版图的电学设计规则文件中。

一个仅仅满足了几何设计规则的版图不一定就是能够工作或者是满足电路性能指标的。大量版图的设计与元器件的参数和电路的性能相关。因此, 版图设计的另一个重要方面是电学规则。最终, 设计的版图所对应的电路必须与原始设计和模拟时所采用的电路在表示连接关系的拓扑信息和元器件参数完全一致。

15.2 版图设计的基本步骤

利用版图编辑工具设计版图的基本步骤如下：

- ①运行版图编辑工具，建立版图文件。
- ②在画图窗口内根据几何参数值调用元器件和子单元的版图。
- ③在不同的层内进行元器件和子单元之间的连接。
- ④调用DRC程序进行设计规则检查，修改错误。
- ⑤调用电路提取程序提取版图对应的元件参数和电路拓扑。

⑥与分析阶段建立的电路图文件结合进行版图与电路图对照分析，即LVS (Layout-vs-Schematic)。

- ⑦存储版图文件，供今后修改和重用。

15.3 版图设计的注意事项

在正式画版图之前，一定要先构思，也就是要仔细的想一想，每个管子打算怎样安排，管子之间怎样连接，最后的电源线、地线怎样走。对于差分形式的电路结构，最好在版图设计时也讲究对称，这样有利于提高电路性能。为了讲究对称，有时候需要把一个管子分成两个，比如为差分对管提供电流的管子就可以拆成两个、四个甚至更多。差分形式对称的电路结构，一般地线铺在中间，电源线走上下两边，中间是大片的元件。

当采用的工艺有多晶硅和多层金属时，布线的灵活性很大。一般信号线用第一层金属，信号线交叉的地方用第二层金属，整个电路与外部焊盘的接口用第三层金属。但也不绝对。比如说某一条金属线要设计允许通过的电流很大，用一条金属线明显很宽，就可以用两条甚至三条金属线铺成两层甚至三层，流过每一层金属线上的电流就小了 $1/2$ 。层与层是通过连接孔连接的，在可能的情况下适当增加接触孔数，可确保连接的可靠性。

输入和输出最好分别布置在芯片两端。例如，让信号从左边输入，右边输出，这样可以减少输出到输入的电磁干扰。对于小信号高增益放大器，这一点特别重要，设计不当会引起不希望的反馈，造成电路自激。

金属连线的宽度是版图设计必须考虑的问题。铝金属线电流密度最大为 $0.8mA/\mu m^2$ ，Metal1、Metal2 ($0.7\mu m$ 厚) 的电流密度按 $0.56mA/\mu m^2$ 设计，Metal3 ($1.1\mu m$ 厚) 按 $0.88mA/\mu m^2$ 设计。当金属中流过的电流过大时，在金属较细的部位会引起“电徙”效应（金属原子沿电流方向迁徙），使金属变窄直到截断。因此，流过大电流的金属连线应该根据需要设定宽度。

应确保电路中各处电位相同。芯片内部的电源线和地线应全部连通，对于衬底应该保证良好的接地。

对高频信号，尽量减少寄生电容的干扰；对直流信号，尽量利用寄生电容来旁路掉直流信号中的交流成分从而稳定直流。第一层金属和第二层金属之间，第二层金属和第三层

金属之间均会形成电容。

对于电路中较长的走线，要考虑到电阻效应。金属、多晶硅分别有各自不同的方块电阻值，实际矩形结构的电阻值只跟矩形的长度比有关。金属或多晶硅连线越长，电阻值就越大。为防止寄生大电阻对电路性能的影响，电路中尽量不走长线。

MOS管的尺寸（栅长、栅宽）是由电路模拟时定下来的，画MOS管时应按照这些尺寸进行。但是当MOS管的栅宽过大时，为了减小栅电阻和栅电容对电路性能的影响，需要减小每个MOS管的栅宽，为达到所需的总栅宽可以采用并联的方式。另外，对于NMOS管，应当充分保证其衬底接地，而PMOS管应当保证其衬底充分接高电平，特别是MOS管流过大电流时，应该在管子周围形成隔离环进行保护。

电阻可以用不同的材料形成，可选择性很大，设计者可根据所需电阻值的大小，阻值的精确度，电阻的面积等来确定选用何种电阻。对于电阻宽度，也需要考虑，保证可以流过足够大的电流，防止电阻被烧坏。

整个电路的有效面积可能仅仅占整个芯片面积的很小一部分，因此对于芯片中的空闲面积，可以尽量设计成电容，利用这些电容来旁路外界电源和减少地对电路性能的影响。

此外，还应注意以下几点：

①力求层次化设计。即按功能将版图划分为若干子单元，每个子单元又可能包含若干子单元，从最小的子单元进行设计，这些子单元又被调用完成较大单元的设计，这种方法大大减少了设计和修改的工作量，且结构严谨、层次清晰。

②图形应尽量简洁，避免不必要的多边形，对连接在一起的同一层应尽量合并，这不仅可减小版图的数据存储量，而且使版图一目了然。

③设计者在构思版图结构时，除要考虑版图所占的面积、输入和输出的合理分布、减小不必要的寄生效应之外，还应力求版图与电路原理框图保持一致（必要时修改框图画法），并力求版图美观大方（利用适当空间添加标识符）。

版图设计中还有众多注意要点和技巧，需要版图设计者通过实践进行体会、总结和掌握。

15.4 九天版图设计工具简介

设计管理器（Design Manager，缩写为DM）是九天（Zeni4）系统的总控模块。它对设计库、设计单元、设计视图等进行统一管理。它集成了原理图编辑器（Schematic Editor）和版图编辑器（Layout Editor）两大支柱工具，同时也包含了库列表编辑器（Library Path Editor）、工艺管理器（Technology Center）、原理图自动转换为版图工具（Netlist To Layout）、数据交换工具（Edif-In/Edif-Out 等）等多种辅助设计工具。该系统主要由四个设计模块组成：设计管理模块ZeniDM(Zeni Design Manager)、设计输入与仿真验证模块ZeniSE(Zeni Schematic Editor)、版图设计ZeniPDT模块（Zeni Physical Design Tools）、版图验证模块ZeniVERI&ZeniHVeri(Zeni Verification &Zeni Hierarchical Verification)和支持混和信号硬件描述语言的仿真器Verilog-AMS。这些模块覆盖了从原理图输入到生成最终版图的模拟集成电路设计全过程，设计管理器对这些工具的完美集成使整个设计过程变的既快捷又轻松。

15.4.1 启动设计管理器

Linux桌面环境下，鼠标右击打开控制终端（进入命令行方式）
在命令行状态下，启动设计管理器如下：

```
%dm
```

同时也意味着Zeni4 工具软件的启动。启动后的设计管理器如图 13-1 所示：

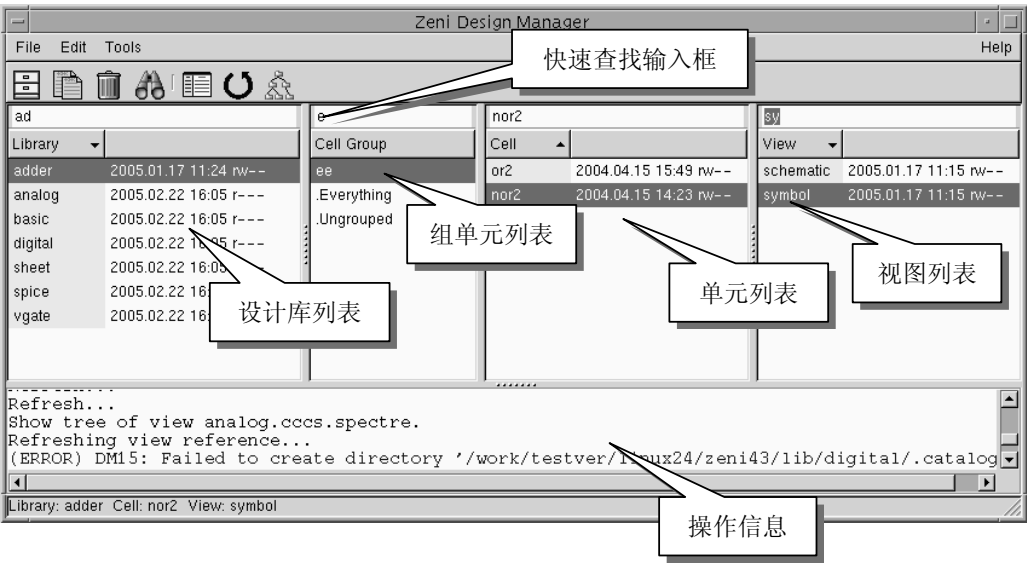


图 15-1 设计管理器

从图 13-1 可以看到，设计管理器由四个列表窗口组成，分别为设计库列表窗口、组单元列表窗口、单元列表窗口和视图列表窗口。每个列表窗口的上方对应有一个快速查找输入框，用户可以输入字符对列表项进行快速查找。其中组单元列表窗口可以由菜单命令“Edit->Cell Group->Show Group”控制其是否在设计管理器中显示。除组单元列表窗口外，每个列表窗口均分为两列，左边一列分别显示设计库名、单元名、视图名；右边一列分别显示设计库、单元、视图生成时间和读写权限。

在操作信息窗口中，设计管理器对不同级别的错误分别用不同的颜色显示：

正常操作信息--黑色

错误操作信息--红色

警告操作信息--蓝色

在设计管理器的最下方实时显示目前用户的选择层次。

15.4.2 实用工具介绍

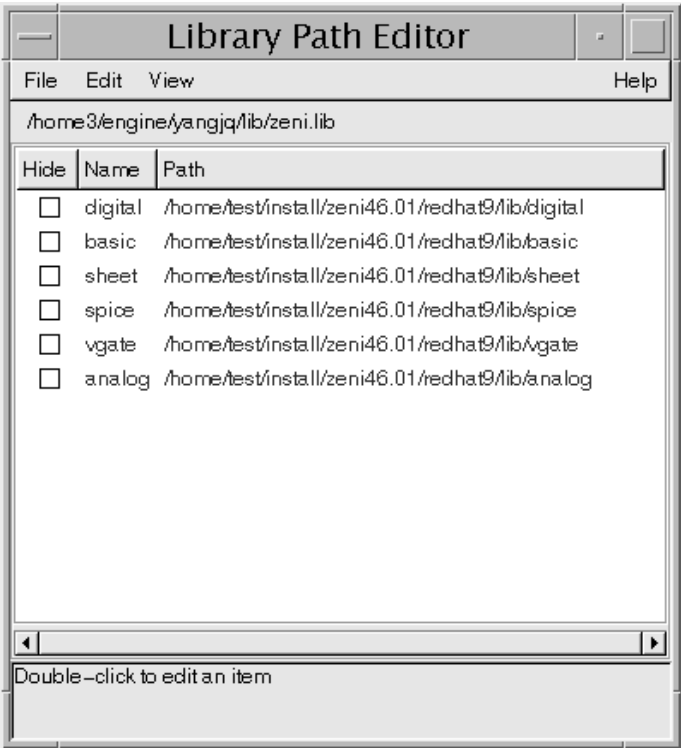
1)Library Path Editor

其功能是对设计库进行管理。用法：激活菜单命令 Tool->Library Path Editor。对话框如下所示，该窗口显示当前所调用的库列表文件名；当前被调用库的信息及状态（是否隐藏，是否为系统库等）。系统库用红色标注，用户库用黑色标注。隐藏库仅标注在库信

息前方的，反之则不标注。设计库路径管理的内容保存在工作目录的zeni.lib文件中，如图中所示的 /space/stul/zeni.lib。

2) Technology Center

其功能主要是编辑、显示工艺层信息及工艺规则。注意此工具仅应用于版图编辑阶段。用法可以通过两种方法实现：



择 。 Auto

图 15-2 设计库路径管理窗口

版图编辑过程中可以在两层之间自动添加一个单孔、十字交叉孔或一组阵列孔单元；其定义了在哪两层之间添加孔单元，以及这个孔单元与两个工艺层的最小内边间距（Enclosure）；若添加一个十字交叉孔或一组阵列孔，各孔之间的距离由Spacing定义。Spacing Rule主要用来调整两层之间的最小间距，Trace Rule用来定义两层之间的电学连通或阻断规则，GDS Layer Map主要应用于重新定义层名和层号的对应关系，DRC rule主要定义实时几何规则检查（Real Time DRC Rule）。

如图所示，在工艺管理器中，支持将Zeni、Cadence工艺进行导入（Import），及将Zeni工艺的导出（Export）。

①选中某库，激活菜单命令Tools->Technology Center。

②选中某库，点击鼠标中键或右键，从弹出式菜单中选择“Technology”命令。

如图，工艺管理器管理六大模块数据：工艺层定义（Layer）、自动打孔规则（Auto Punch）、间距规则（Space Rule）、追踪线网规则（Trace Rule）、层名与层号的对应关系（GDS Layer Map）和设计规则检查（DRC Rule）。其中，Layer的功能用来定义或显示工艺层号、层名、层的用途、填充方式、在版图编辑过程中此层是否有效、此层是否被填充、此层是否可见及此层是否可被选

Punch主要使用户在

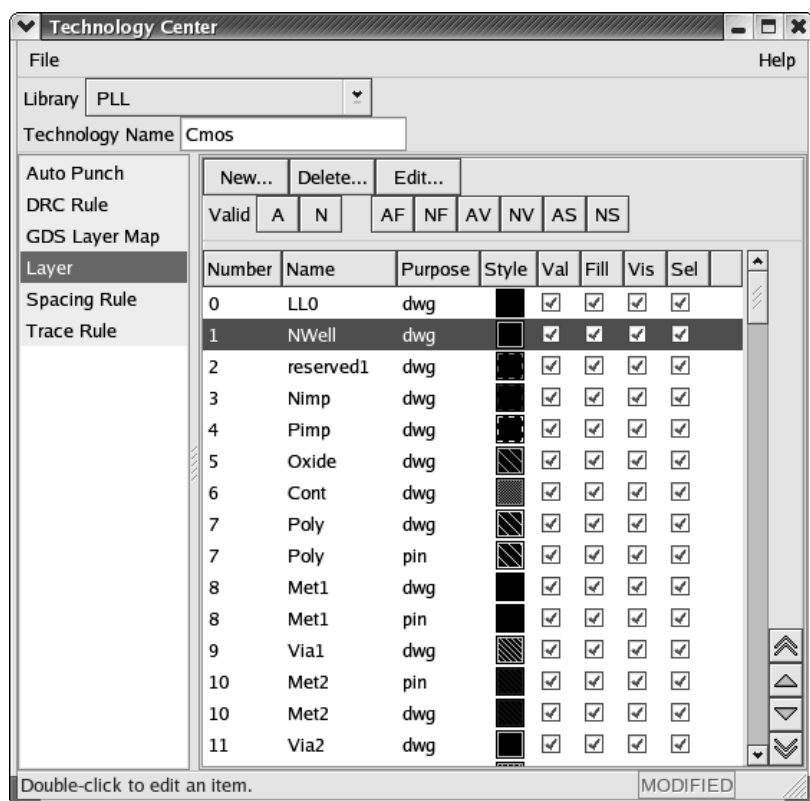


图 15-3 工艺管理器

4) Display Resource

其功能主要是提供在定义版图工艺层信息中供用户选择的颜色种类、线形和填充方案等资源信息，如图所示。用法：激活菜单命令 Tools->Display Resource。

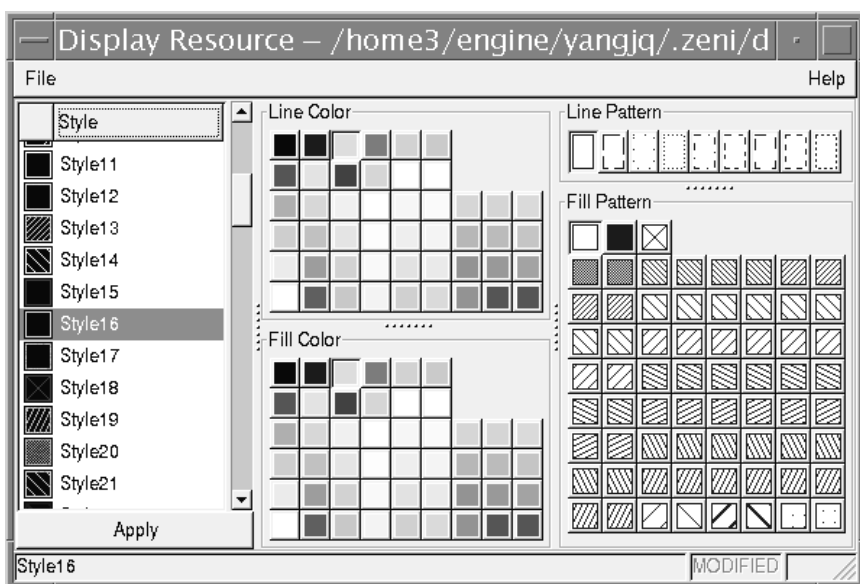


图 15-4 工艺层显示选择窗口

5) Netlist To Layout

其功能主要是将原理图数据直接转化为版图数据。这里可以通过两种方式完成数据转换：第一种，依据CDL网表及控制文件转换为版图数据。网表文件中主要描述了器件的连接关系，控制文件主要描述了器件的来源、器件的位置及参数、对外端口的名称及位置，控制文件格式请参考Zeni4 在线帮助手册。第二种，依据当前原理图设计数据直接转换为版图数据，用法：激活菜单命令 Tools->Netlist To Layout。

6) CDL — IN/Verilog — IN

其功能是将网表数据直接转化为原理图图形数据，并保持网表原有的层次关系，在原理图编辑器中层次式的显示。CDL — IN/Verilog — IN能接收的网表数据有三种：Verilog网表、CDL网表和顶层是Verilog网表而底层是CDL网表的复合网表。用法：激活菜单命令 Tools->Import->CDL/Verilog Netlist。

7) Show Tree

其功能是显示视图间的层次调用关系，并可方便的对相应的视图进行编辑操作。用法：激活菜单命令 File->Show Tree。

8) 标准数据导入\导出接口

最终设计好的集成电路版图数据要转换成集成电路制造厂能够读懂的数据格式，支持包括EDIF、GDS、CIF等标准数据格式的导入\导出（Export\Import）功能。用法：激活菜单命令 File->Import/Export，选择相应的数据格式。

15.5 频繁使用的 UNIX 命令

ls 显示文件或目录信息

[语法]

ls [-aAbcCdFfgilMnoprRstuxl] [file ...]

[常用选项]

-a 列出目录中所有项，包括以. 开头的隐含文件

-t 按最近一次修改的时间排序

-o 列出详细信息，-l列出详细信息，包括隐含文件

-R 显示全部目录及文件

-x 按多列显示

[范例]

ls -t . ; 以修改时间排序显示当前目录中的内容

pwd 返回当前目录名

clear 清除屏幕

exit 退出

cd 改变当前目录

[范例]

cd ; 回到用户根目录

cd ~user; 进入指定用户根目录中

cd .. ; 回到上层目录

cp 复制文件或目录

[语法]

cp [-r] source destination

[常用选项]

-r 复制整个目录

[范例]

cp -r ../test . ; 复制上层中test目录到当前目录中

mv 移动文件或目录

[语法]

mv [-r] source destination

[常用选项]

-r 移动整个目录

[范例]

mv -r ../test . ; 移动上层中test目录到当前目录中

rm, mkdir/rmdir , ps , kill , gzip, ta

第 16 章 反相器电路原理图设计与仿真

为了进行集成电路版图与原理图的一致性检查（LVS），用户必须通过各种基于Spice核的工具软件生成原理图网表。Zeni4 集成了图形化的电路原理图编辑环境，并可以导出电路的SPICE网表。Zeni4 的原理图编辑环境与版图验证环境集成在一个设计管理器中，便于快速查找和定位LVS错误。

16.1 启动实验环境

Step 1: `cd $WORK-DIR`

Step 2: `dm &`

实验环境将被启动。

16.2 开始一个新的设计

注：步骤 3 到 5 在此省略!!!

Step 3: 在实验设计环境下，鼠标点击菜单 `File->New->Library`。

Step 4: 用下面的信息完成新的库配置

Library Name: INV1

In Directory: /tmp

Use the Technology of Library: INV



Step 5: 完成库的配置后，点击 OK 确认退出。

Step 6: 在设计环境下，鼠标右击“PLL” library，从子菜单列表中选择“New Cell/View”命令。

Step 7: 用下面的信息完成新的单元的设置。

Library Name: PLL

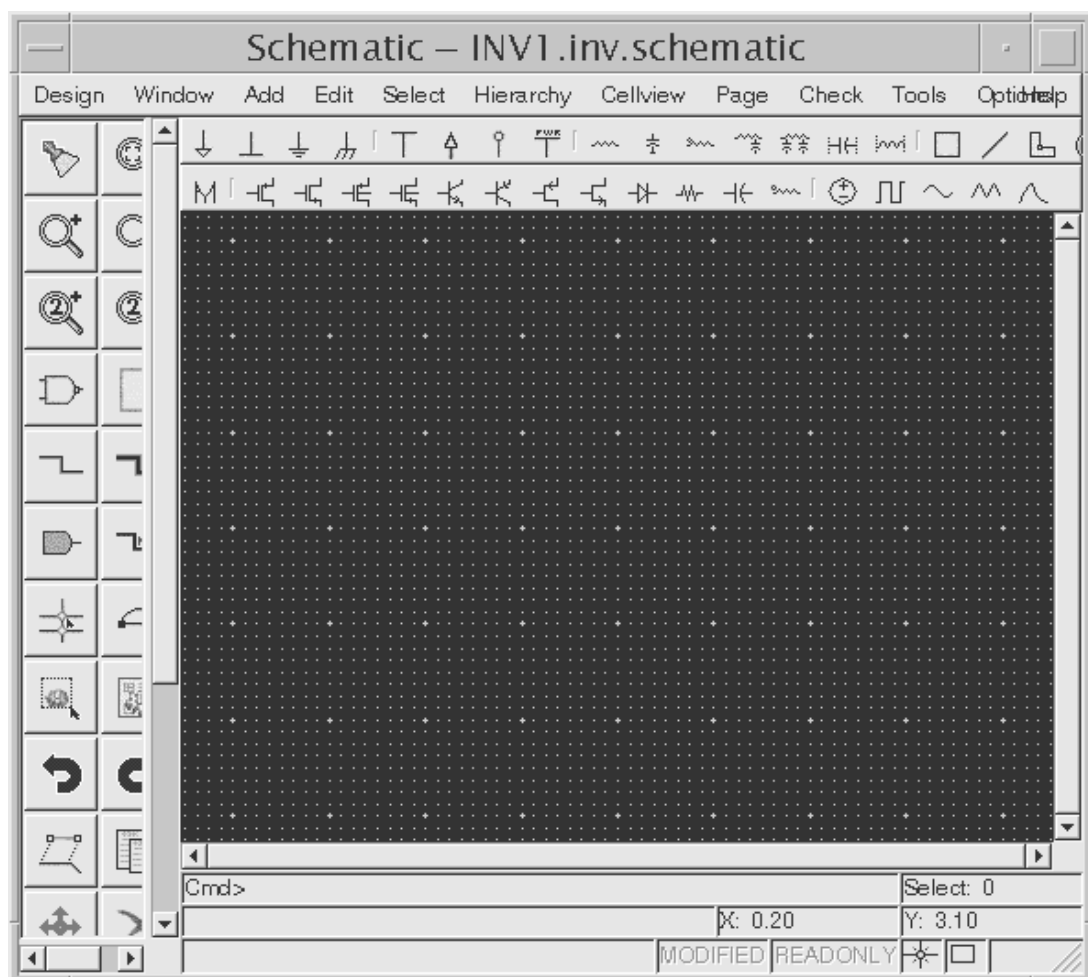
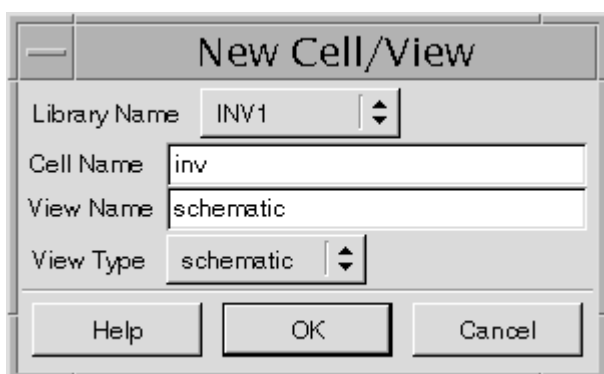
Cell Name: inv

View Name: schematic

View Type: schematic

Step 8: 完成单元的配置后, 点击 OK 确认退出.


Step 9: 在新的原理图单元被创建后, 下面的原理图编辑窗将自动弹出。



16.3 设计反相器的电路原理图

下面我们将利用电路原理图编辑工具 Zeni Schemaitc Editor 提供的功能完成反相器电

路原理图的设计。

Step 10: 从工具条中点击“pmos3”图标  .

注意:

此时，一个“Add Instance”窗体将自动出现，表明 pmos3 来自于 analog.pmos.symbol。实际上，“analog” library 是系统提供的库文件之一，是 Foundry 提供的设计包（PDK）中自带的，还有“basic”，“spice”，“sheet”，“digital”，and “vgate”等其它系统库。这些系统库是不可修改的，它们安装在\$ZENI_INSTALL_PATH/etc/zeni.lib。对比系统库，我们工作的库称 Normal Library，例如我们刚创建的 INV1，工作库放在\$WORK_DIR/zeni.lib 路径下。

Step 11: 在 Add Instance 对话框中，填写下面参数信息，如图所示。

BASE: vdd!

MODEL: PMOS

L: 0.35

W:1.8

Add Instance

Library Name

analog

Browse...

Cell Name

pmos3

View Name

symbol

Instance Names

M0

Rows

1

Cols

1

Rotate

R0

Magnify

1

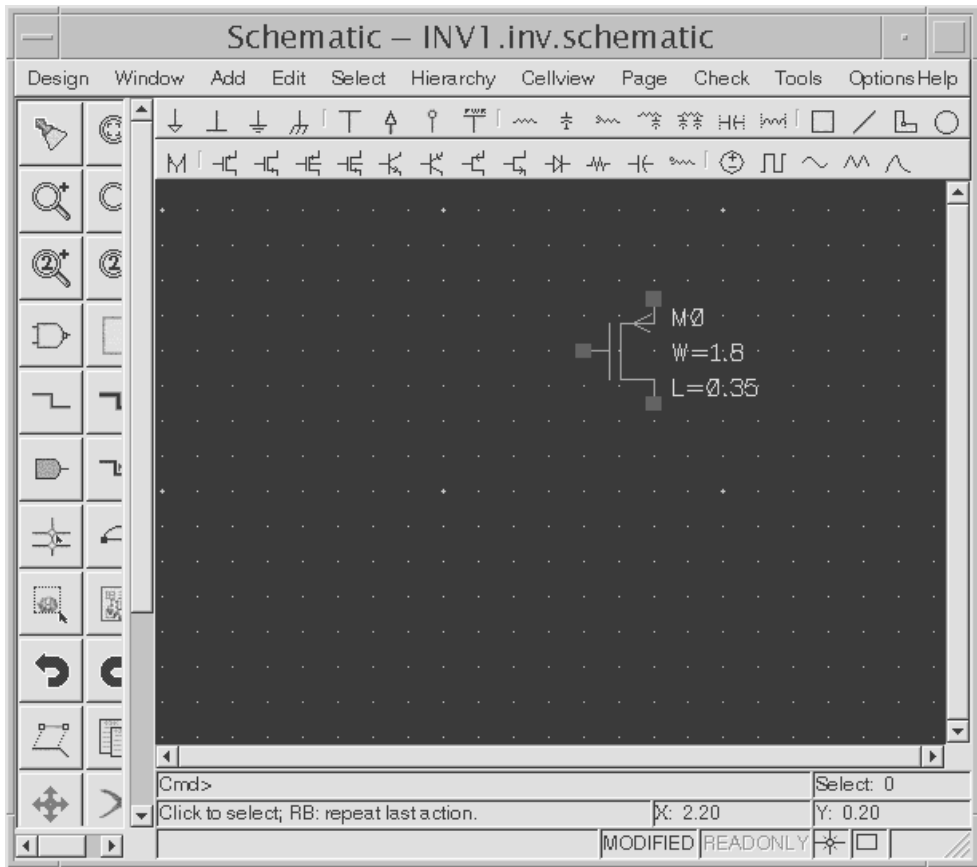
Name	Master Value	Local Value
BASE	vdd!	vdd!
MODEL	pmos	PMOS
L		0.35
W		1.8
M		
AD		


Help

Hide

Cancel

Step 12: 完成你的 PMOS 设置后，回到原理图编辑窗（Schematic Editor window）移动光标，在你需要的位置点击鼠标左键放置 pmos3，如图。



Step 13: 同步骤 10，从工具栏选择 “nmos3”图标 ，用下面的信息完成 “Add Instance” 配置。

Instance Name: M1

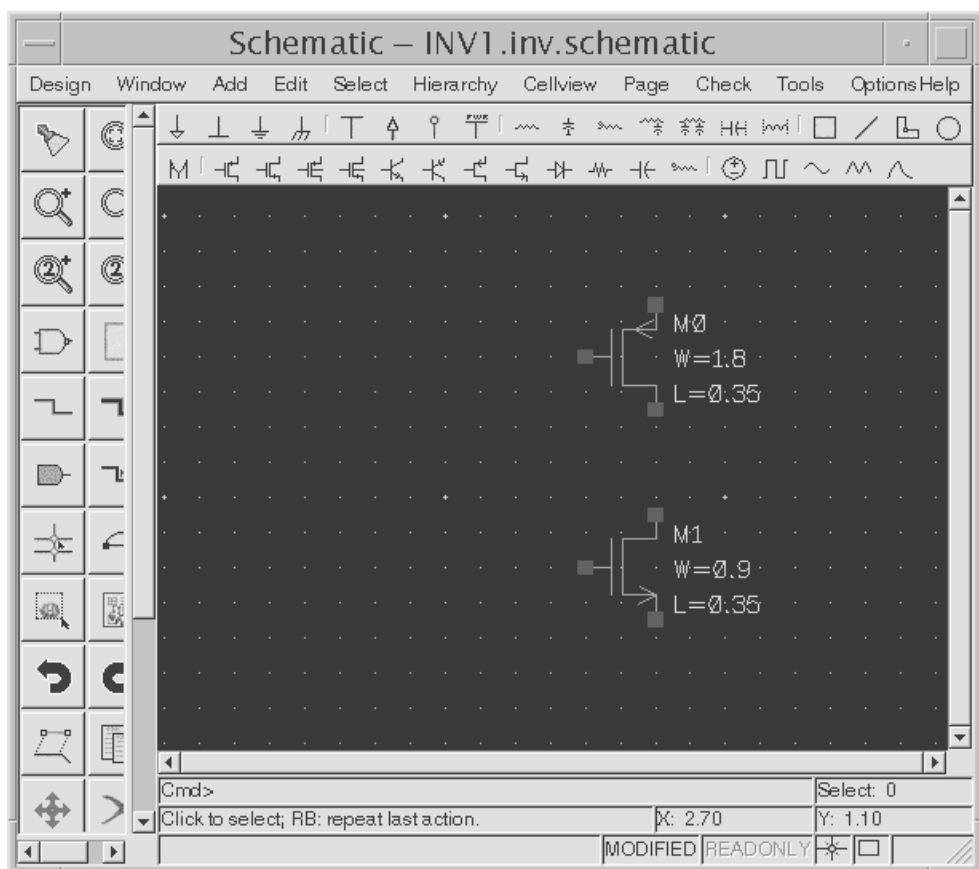
BASE: gnd!

MODEL: NMOS


L:0.35

W:0.9

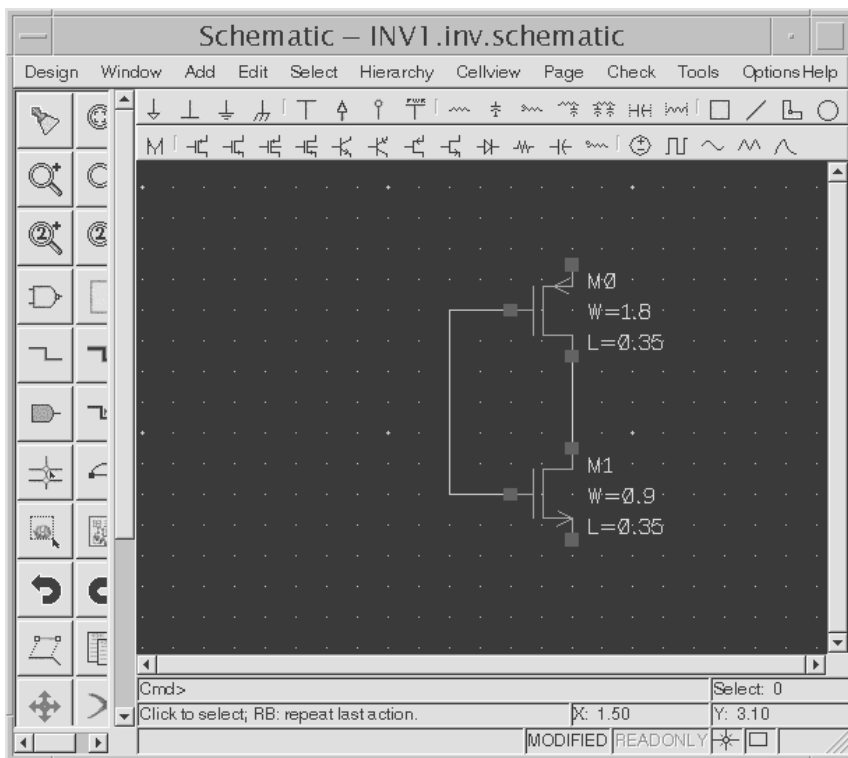
Step 14: 在原理图编辑窗中放置 nmos3，如图。



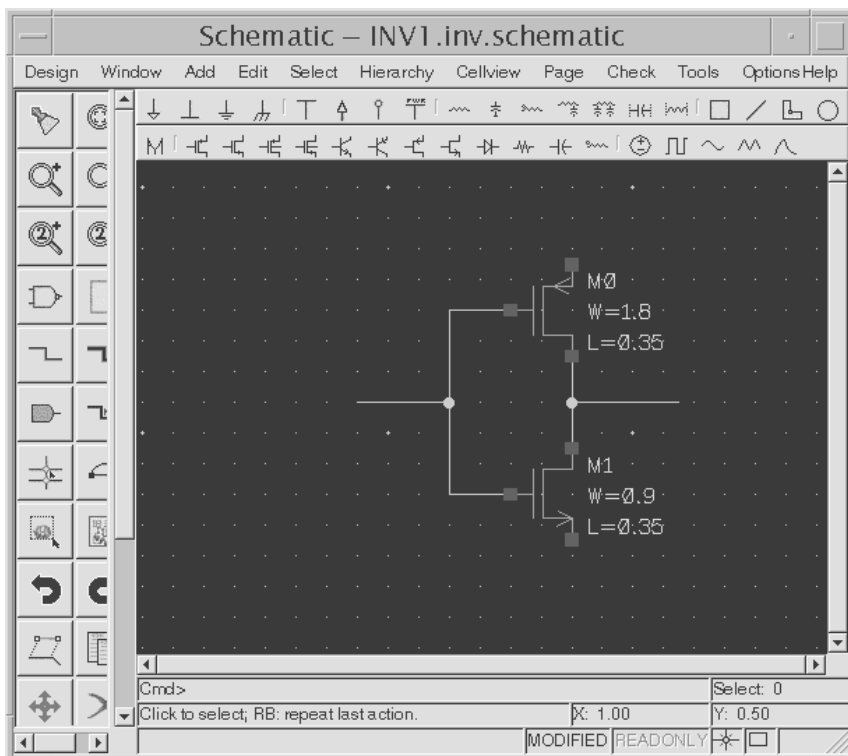
Step 15: 取消 “Add Instance” 窗体.

Step 16: 鼠标左击连线图标  或者点击菜单 Add->Wire.

Step 17: 连接 M0 和 M1 的漏极, 再连接 M0 和 M1 的栅极, 完成后用“Esc”键取消添加线的命令。

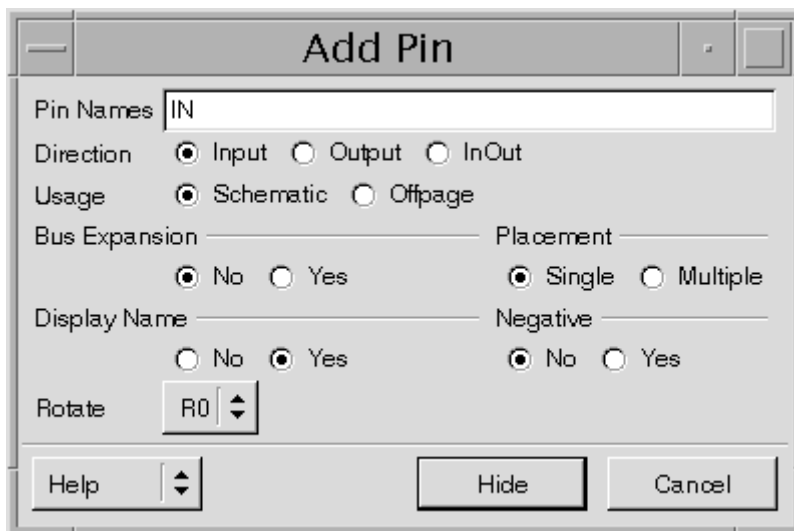


Step 18: 接着完成输入和输出接口的连线，如图。

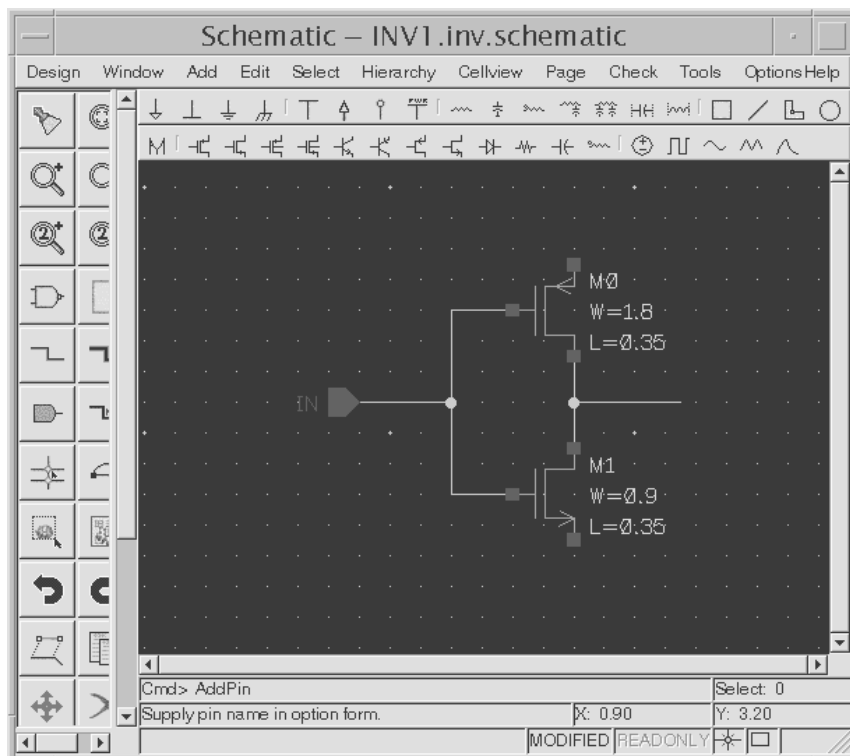


Step 19: 鼠标点击 Pin 图标  或者点击菜单 Add->Pin 添加引脚。

Step 20: 在 “Add Pin” 对话框中， 填写输入引脚： the Pin Name with “IN”; 设置 pin direction 为 “Input”。

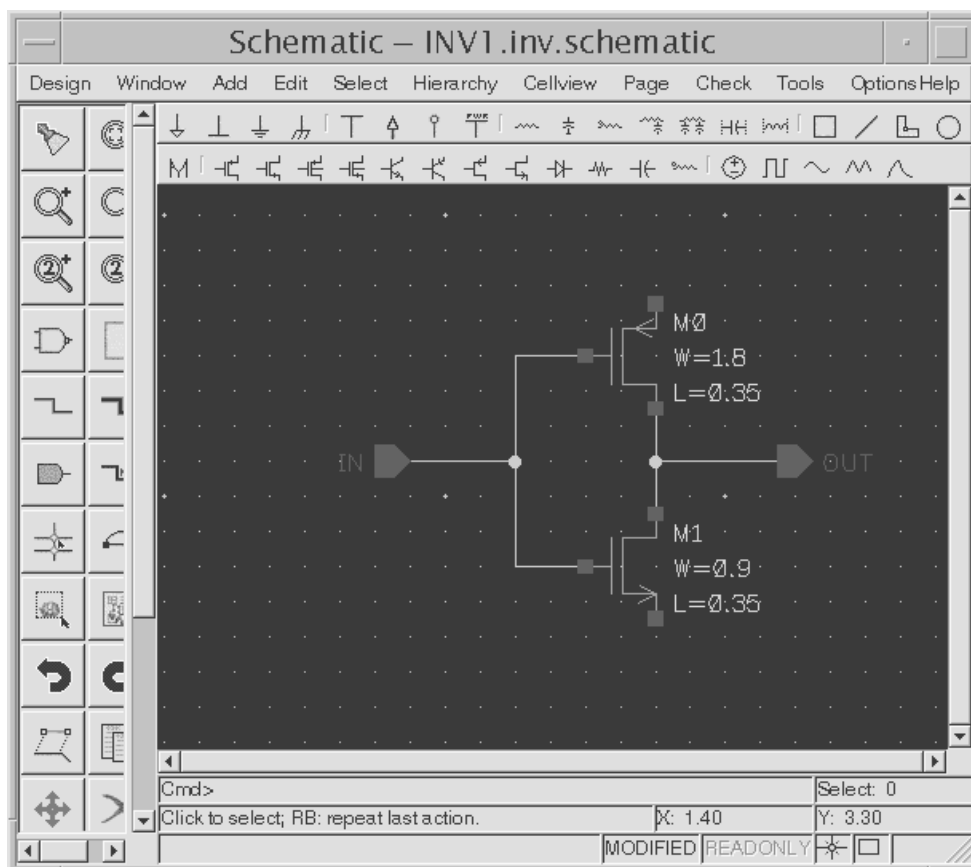


Step 21: 放输入引脚到连线的位置，如下图所示。

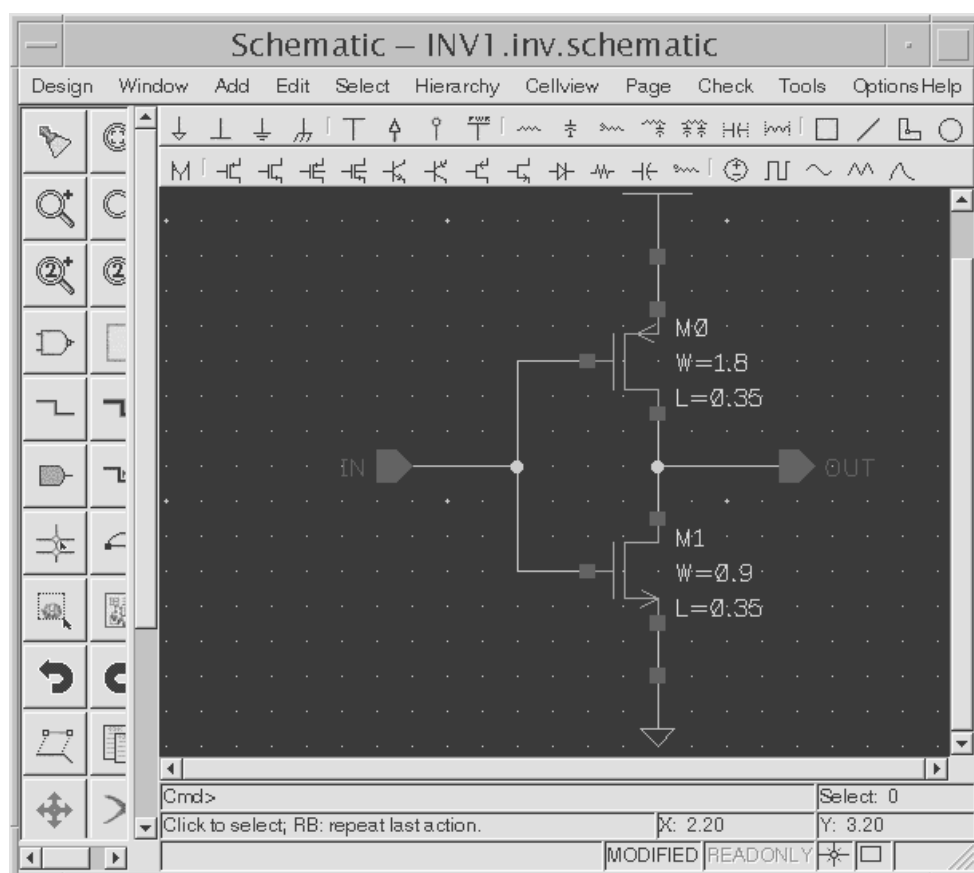


Step 22: 接着在 “Add Pin” 对话框中， 填写输出引脚： the pin name with “OUT”; 设置 pin direction 为 “Output”.

Step 23: 放输出引脚 “OUT” pin 到连线的位置， 如下图所示.



Step 24: 从工具栏中鼠标点击电源 vdd 图标 (\top) 和接地 ground 图标 (\downarrow), 放置合适的位置并完成和 MOS 管脚的连线, 如下图所示.



Step 25: 到此，我们完成了反相器的设计，点击菜单 **Design->Check and Save** 检查和保存本次设计.


16.4 在电路原理图编辑器（Zeni Schematic Editor）中完成仿真

电路设计完成后需要用电路仿真工具进行验证，在实验环境下，我们调用了 spice3 仿真工具实现了电路仿真功能。

下面……

我们将在输入引脚加入信号源激励，用 spice3 仿真工具来分析电路性能。最后，我们将在波形显示窗（Zeni Waveform Viewer）中看见仿真结果的波形显示。

16.4.1 在输入引脚添加激励源

Step 1: 在 Zeni Schematic Editor window 环境下，在工具栏中鼠标左击  图标。

Step 2: 在 Add Instance 对话框中填写下面的激励源信息。

Library Name: analog

Cell Name: vdc

View Name: symbol

DC: 5v

Add Instance

Library Name

analog

Browse...

Cell Name

vdc

View Name

symbol

Instance Names

Rows

1

Cols

1

Rotate

R0

Magnify

1

Name	Master Value	Local Value
DC		5v
ACMAG		
ACPHASE		

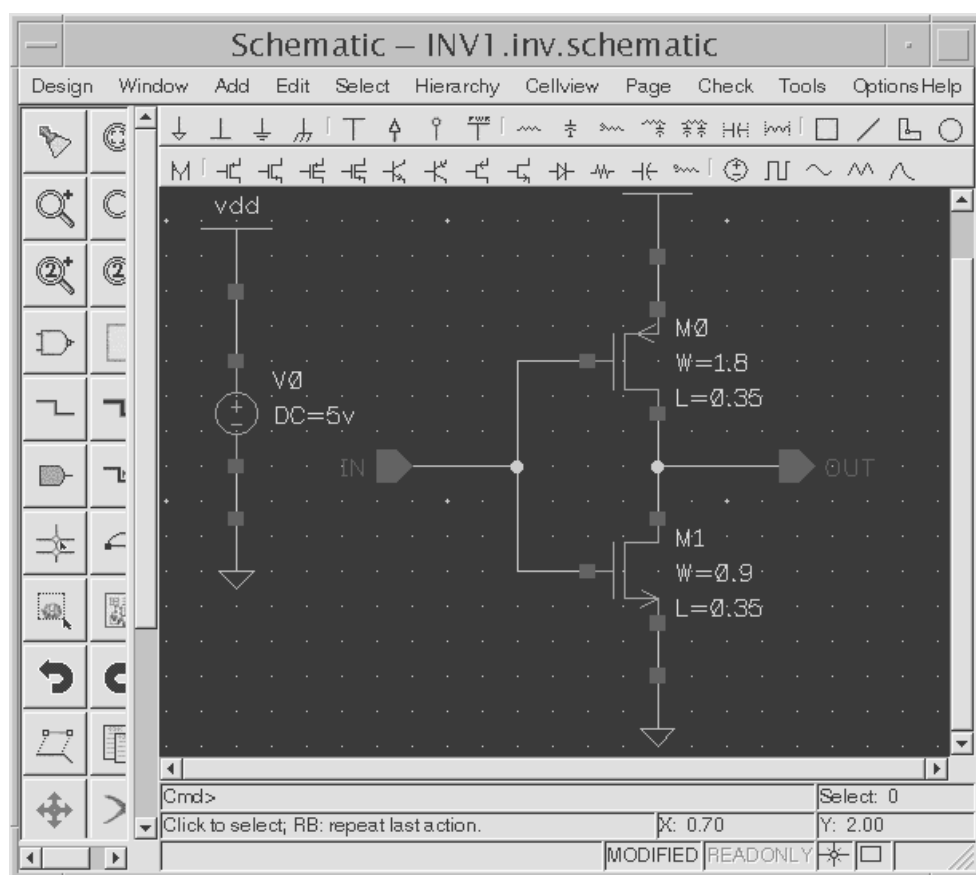
Help

Hide

Cancel

Step 3: 把激励源放置在原理图编辑窗中合适的位置。

Step 4: 完成 vdc 和 vdd 、 gnd 的连线，如图所示。



Step 5: 点击  图标加入信号源。

Step 6: 在 Add Instance 对话框中填写下面的信息。

Library Name: analog

Cell Name: vplus

View Name: symbol

Instance Name: V1

DC: 0

V1: 0v

V2: 5v

TD: 0

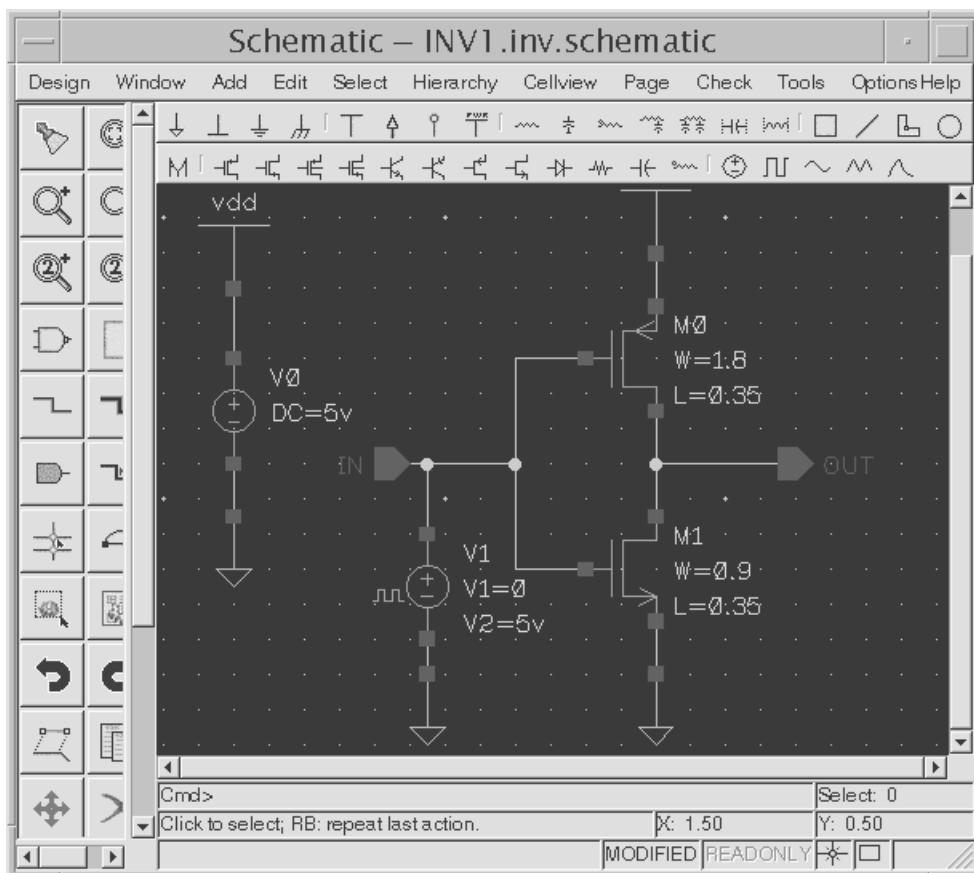
TR: 1ns

TF: 1ns

PW:20ns

PER: 40ns

Step 7: 连接信号源 vplus 和 输入引脚 “IN”，如图。

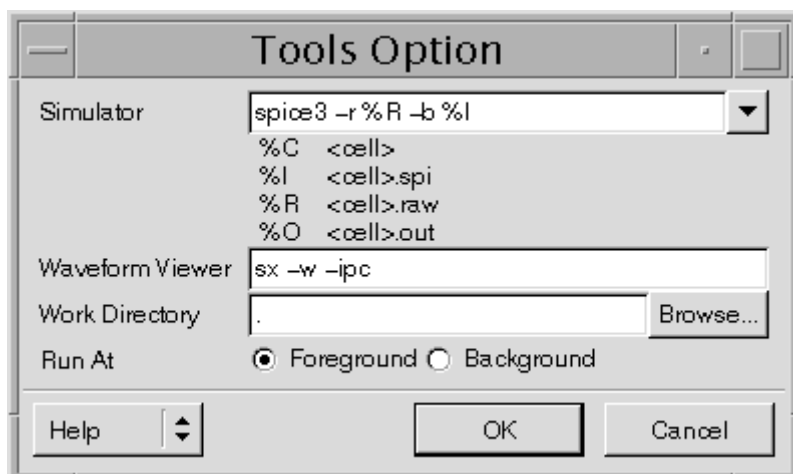


Step 8: 点击菜单 Design->Check and Save 完成检查和保存。

16.4.2 设置仿真环境

Step 9: 在原理图编辑窗（Schematic Editor window）中， 点击菜单 Options->Tools.... 工具选择对话框将自动出现。

Step 10: 设置仿真器为 spice3. 如下图所示。



Step 11: 点击 Ok 完成仿真器的选择。

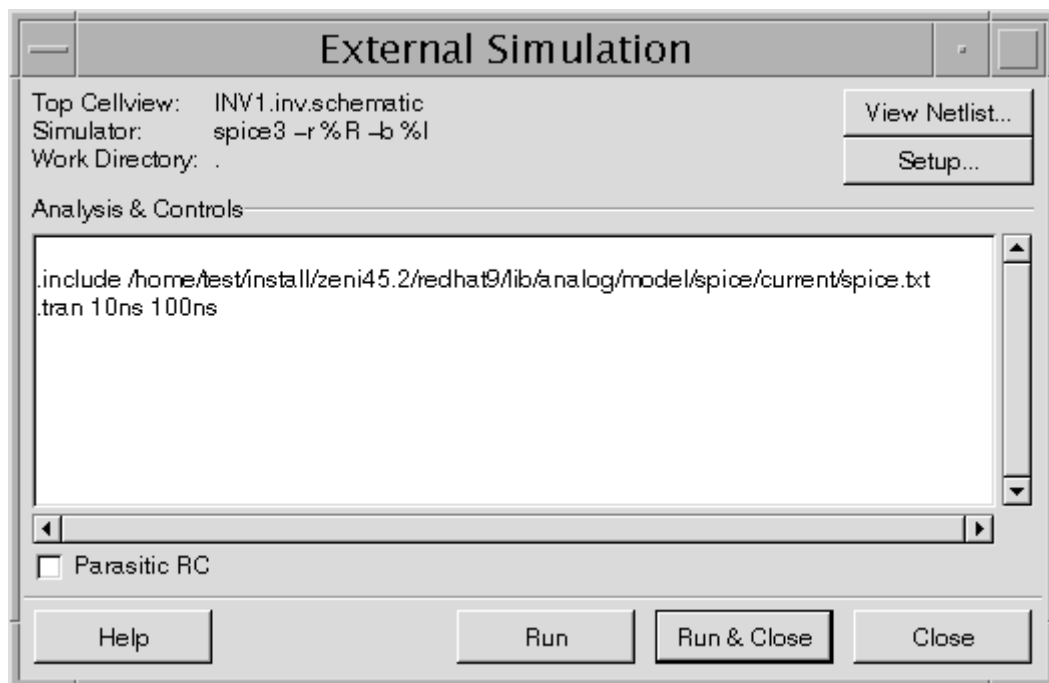
Step 12: 因为一种仿真器只接受相应的网表格式，所以按照你设置的仿真器，点击菜单 Options->Export Format->Netlist 去配置你的仿真器相应的网表格式. 针对 spice3 仿真器，配置网表格式如下。



Step 13: 点击 Ok 确认输出网表的格式。

Step 14: 点击菜单 Tools->External Simulation. 外部仿真对话框自动弹出。

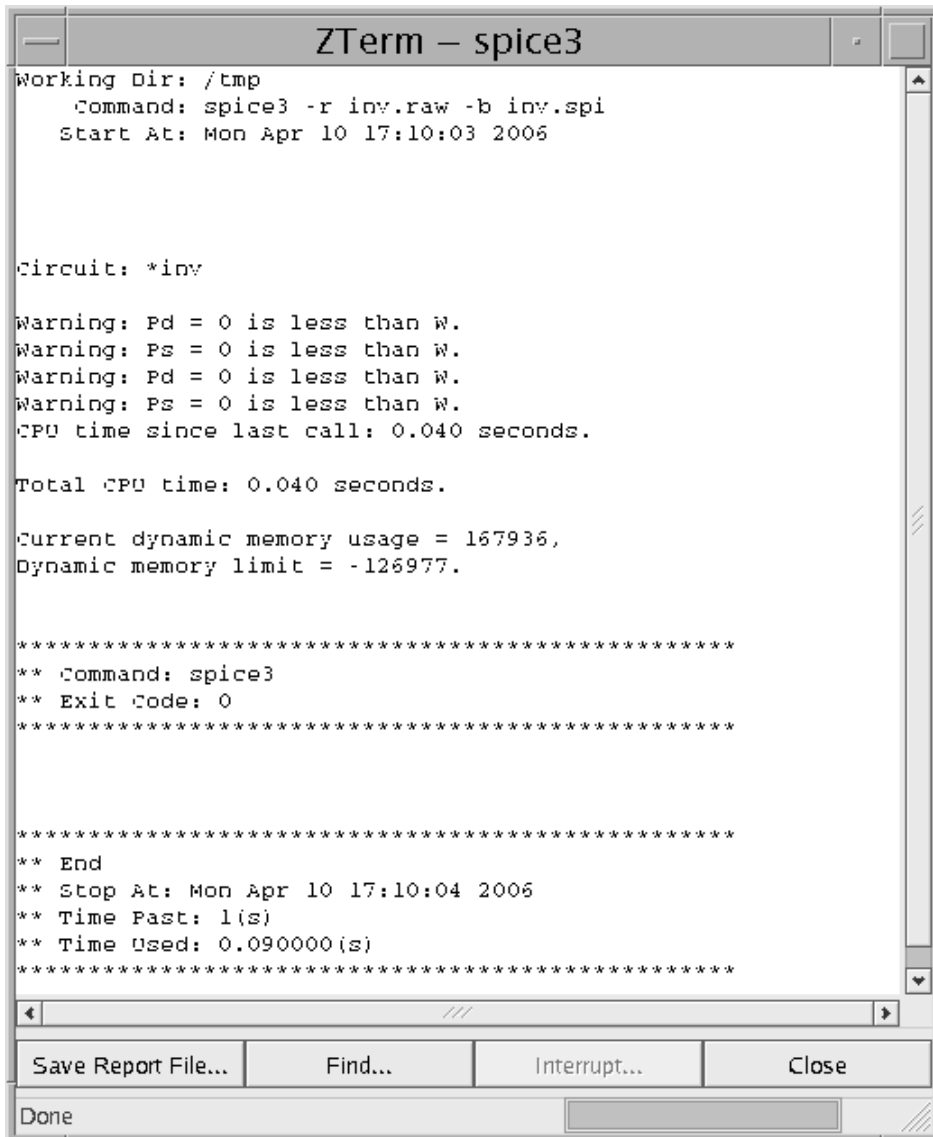
Step 15: 外部仿真对话框中, Analysis&Controls 部分, 填写电路分析的类型和控制语句如下:



Step 16: 请替换你使用的器件模型文件的位置。

Step 17: 在运行仿真之前, 你可以点击 View Netlist... 按钮去查看 Zeni Schematic Editor 工具产生的电路网表。

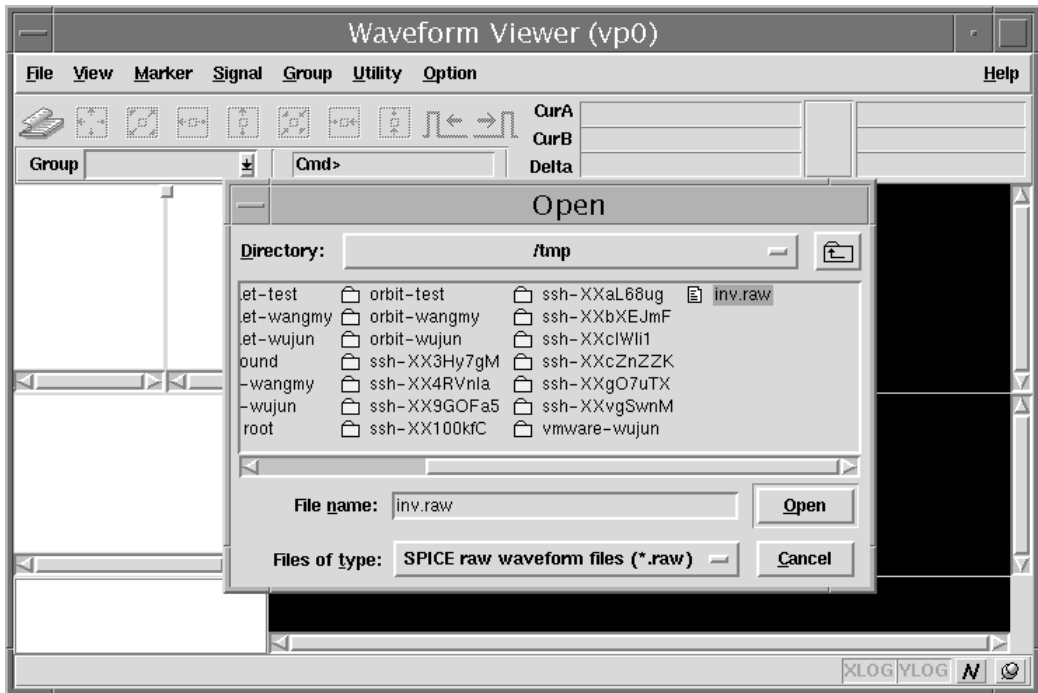
Step 18: 在 External Simulation 对话框中, 点击 Run&Close 按钮去调用 spice3 仿真器进行仿真. ZTerm-spice3 对话框如下图所示。



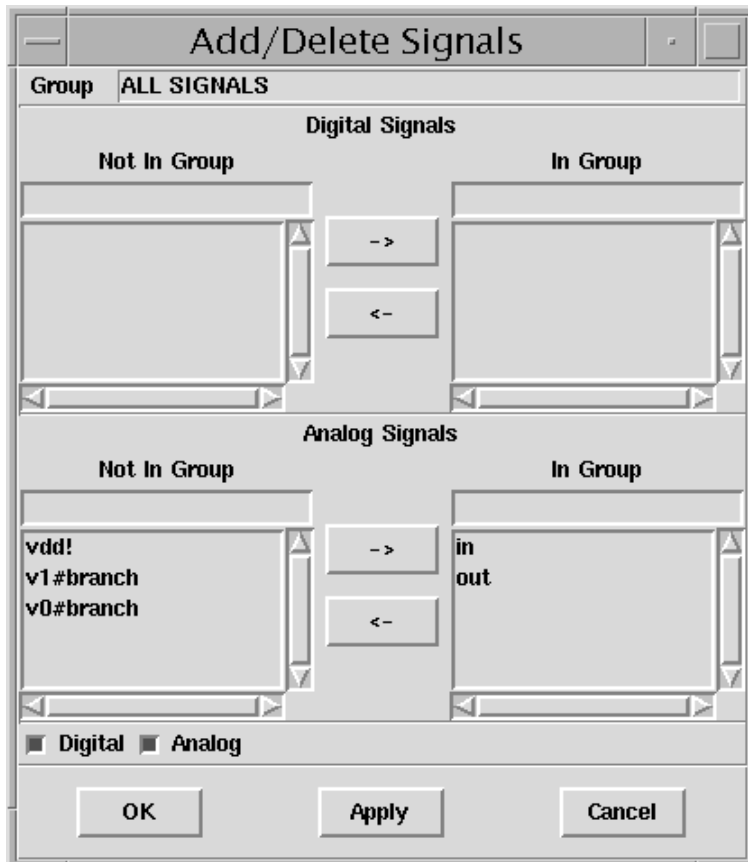
Step 19: 关闭 Zterm 对话框。

Step 20: 在九天管理环境（Zeni Design Mananger window）下， 点击菜单 Tools->Waveform Viewer 调用仿真波形。

Step 21: 在 Waveform Viewer window 环境下， 点击菜单 File->Open Plot， 打开仿真数据文件 “inv.raw”。

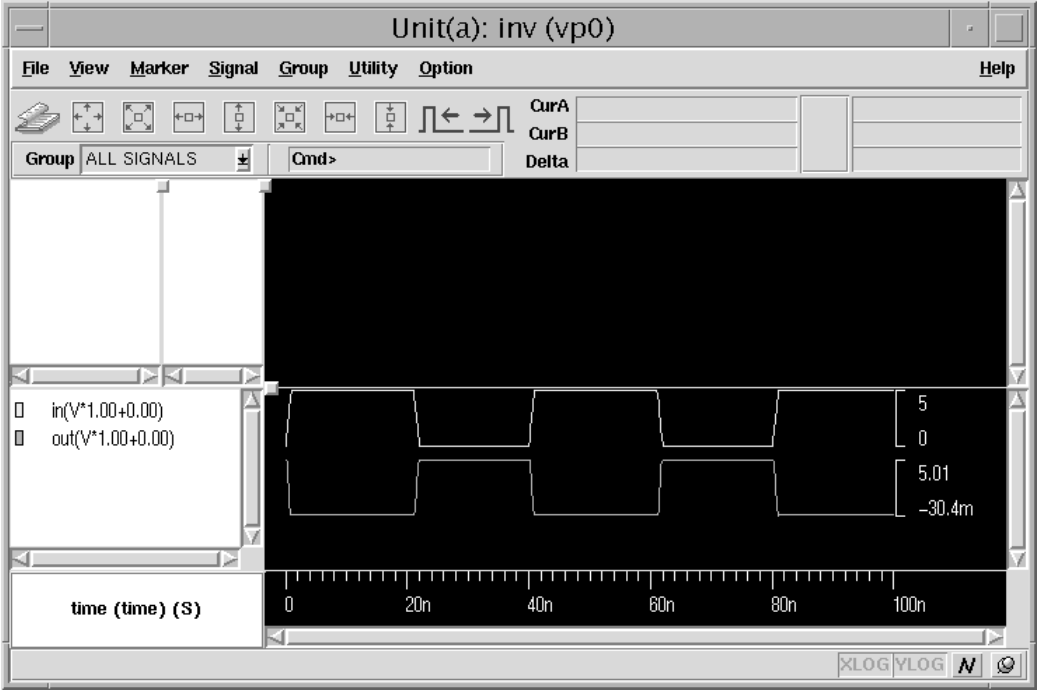


Step 22: 点击菜单 Signal->Add/Delete Signals.... 在列表中选择你要查看的信号，如图。



Step 23: 点击 Ok 完成 Add/Delete Signals 对话框。

Step 24: 在 Waveform Viewer 环境下，你会发现你选择的两个信号重叠在一起，点击菜单 Option->Custom->Analog Signal，打开 Stack 选择去分开这两个信号。



第 17 章 反相器版图编辑

版图编辑

集成电路设计者完成原理图设计后，需要在物理级进行电路实现—版图编辑，我们采用九天的版图设计工具—Zeni Physical Design Tool (ZeniPDT)。ZeniPDT 支持数字、模拟、混合电路的层次化编辑和快捷的在线版图验证功能。

在这个部分...

我们将创建反相器的两个单元 PMOS 和 NMOS，最后完成反相器的其余部分。

17.1 运行软件环境

Step 1: `cd $WORK-DIR`

Step 2: `dm &`

Step 3: 设计环境 ZDMW 将出现

17.2 设计反相器版图

创建 PMOS 单元

Step 4: 右击 PLL library，选择“New Cell/View”子菜单。

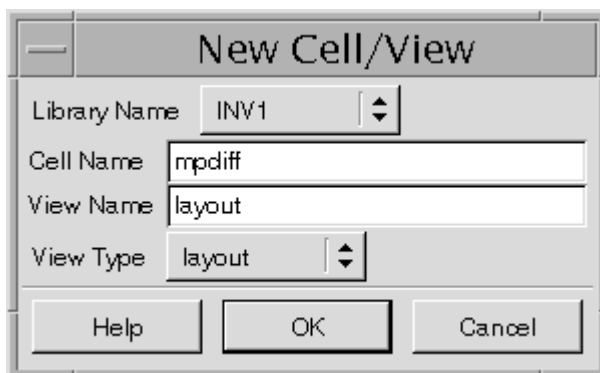
Step 5: 填写新单元信息如下，规定金属 metal 和 P 型掺杂的连接：

Library Name: PLL

Cell Name: *mpdiff

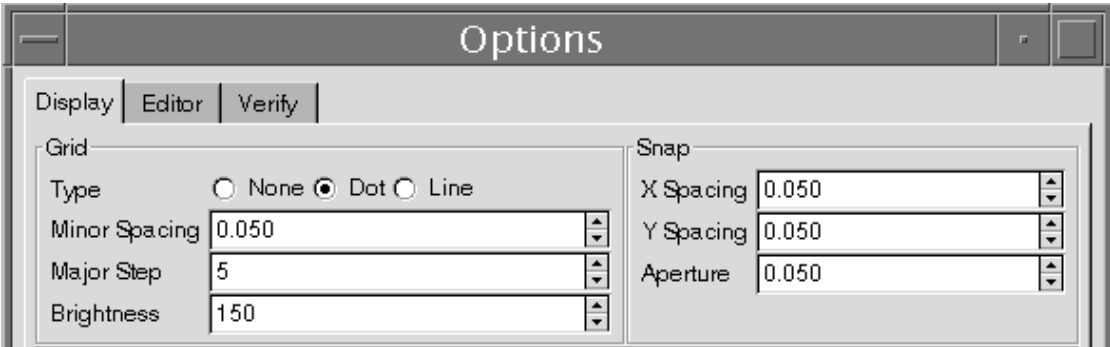
View Name: layout

View Type: layout




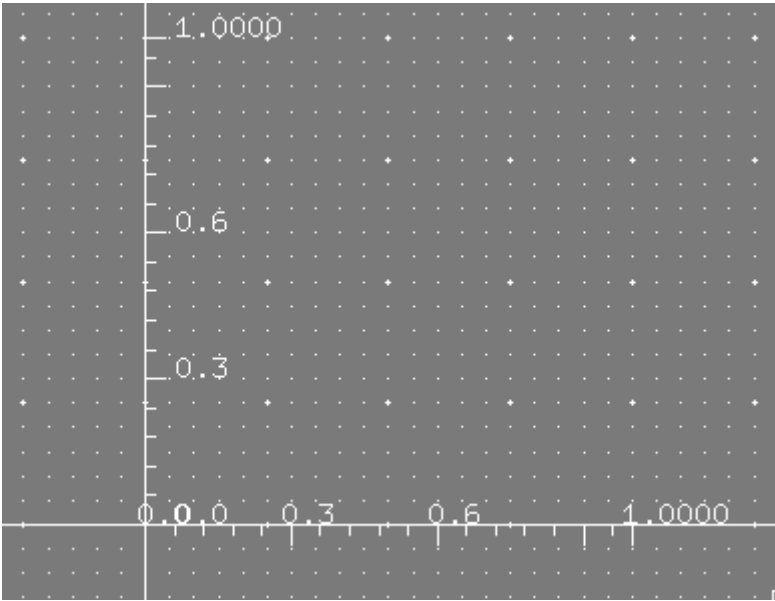
Step 6: 点击 Ok 确认 New Cell/View 信息后版图编辑界面将出现。

Step 7: 左击菜单 Options->Generic 选项， 定义版图大小如下。




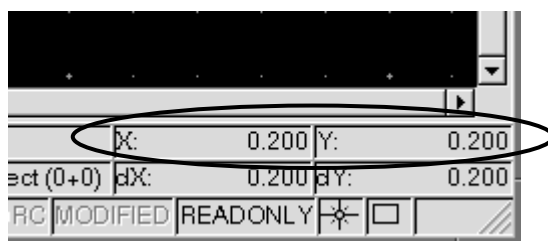
Step 8: 保存并且关闭上面的选择界面。

Step 9: 放大显示区域，鼠标左击菜单 Tools->Ruler（或者点击  图标）来确定版图坐标，在版图窗口中点击你需要测量起始点，水平的从左向右挪动指针，可以看到指针划过处出现一把尺子，在终止位置点击鼠标，完成操作，按键盘“Esc”键结束命令。

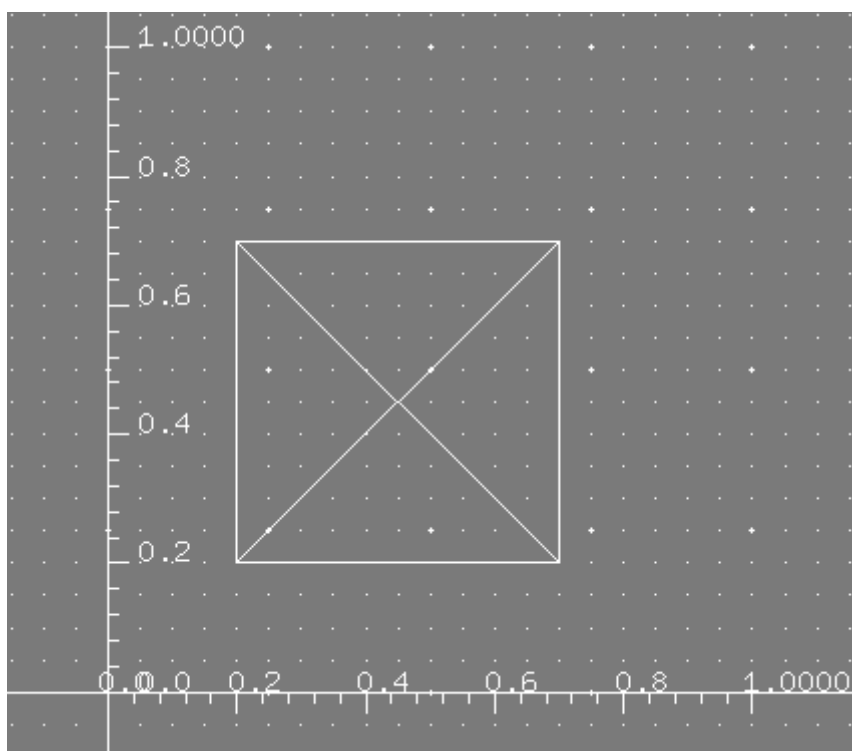


Step 10: 从 Layer 中选择“cont.dwg”层（连接层）。

Step 11: 选择菜单 Create->Rectangle（或点击  图标）从点 (0.2, 0.2) 到 (0.7, 0.7) 画一个矩形（当前光标位置显示在版图编辑窗的右下角）。



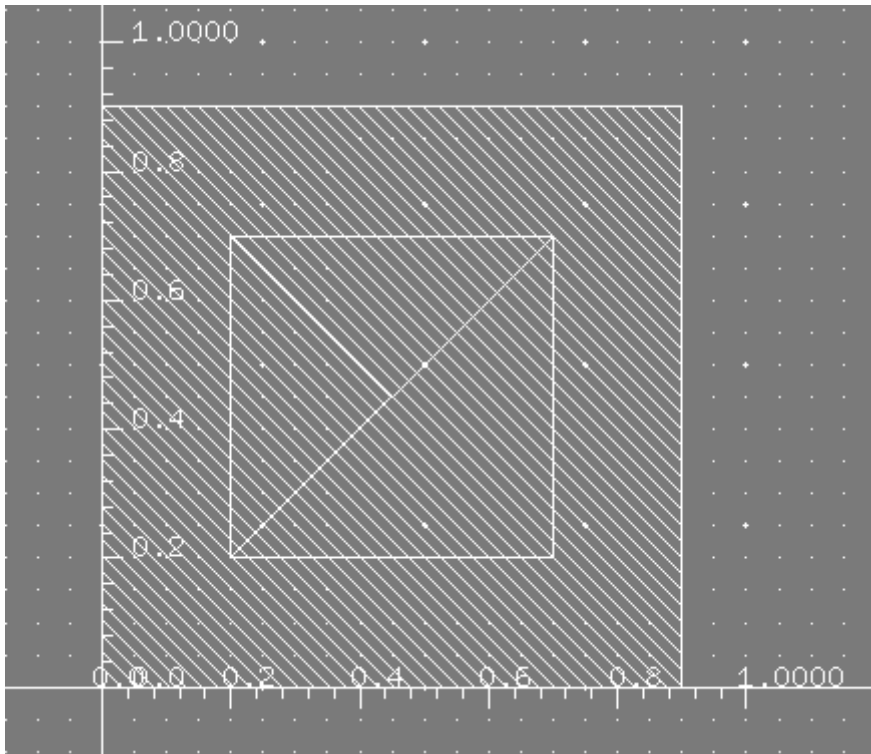
Step 12: 按“Esc”键结束命令. 添加完成的图形如下。



Step 13: 这次先选择矩形， 点击菜单 **Advanced->Resize**， 填写弹出的对话框信息如下。

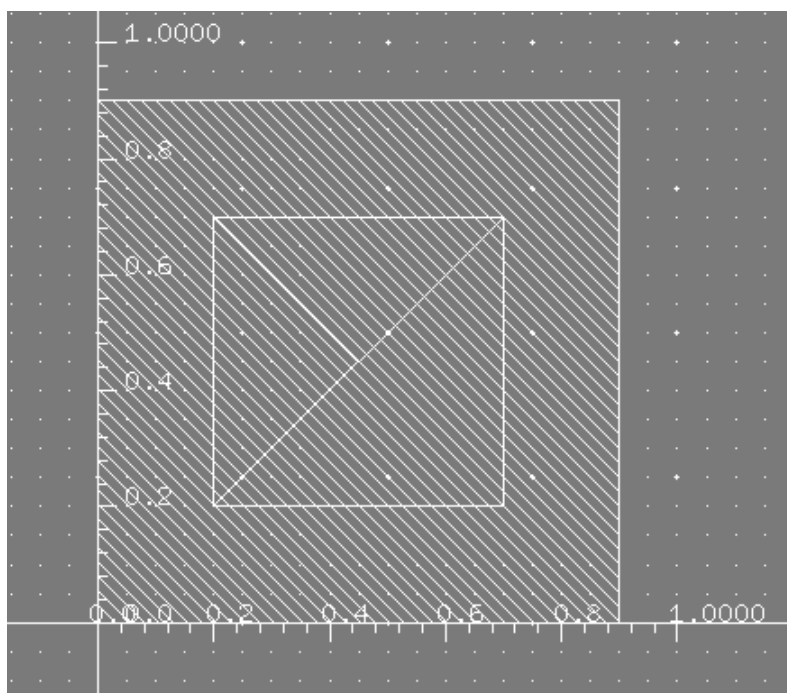



Step 14: 点击 Ok 确认. The met1 图形是自动创建比 cont 周围大 0.2um.

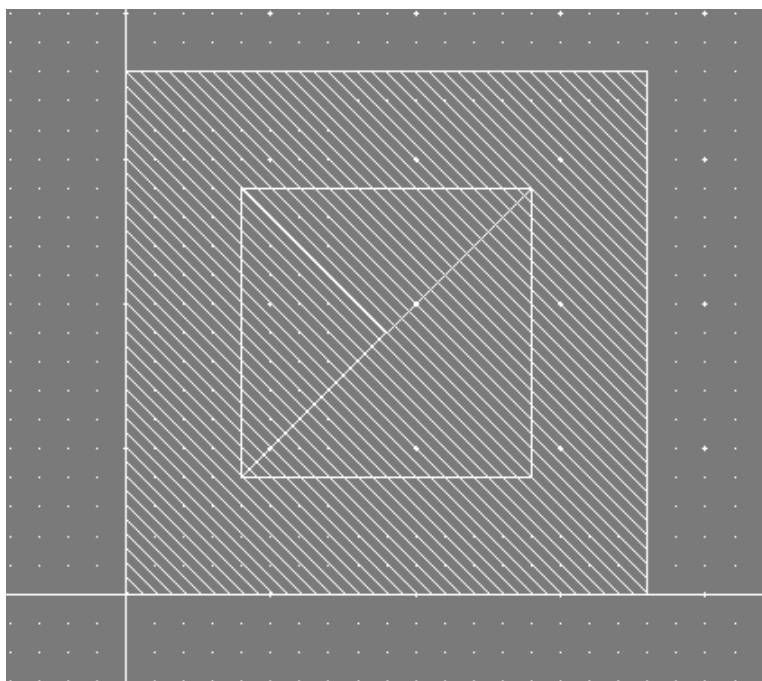



Step 15: 当然，也可以象 Step 11 一样， 用画矩形的方式来画 met1 .

Step 16: 同样，你需要创立“Pimp.dwg”层，尺寸和 met1 相同.



Step 17: 点击菜单 Tools->Clear Ruler (或者点击  图标) 来去除刻度. 金属和 P 型掺杂的连接单元 mpdiff 显示如下.

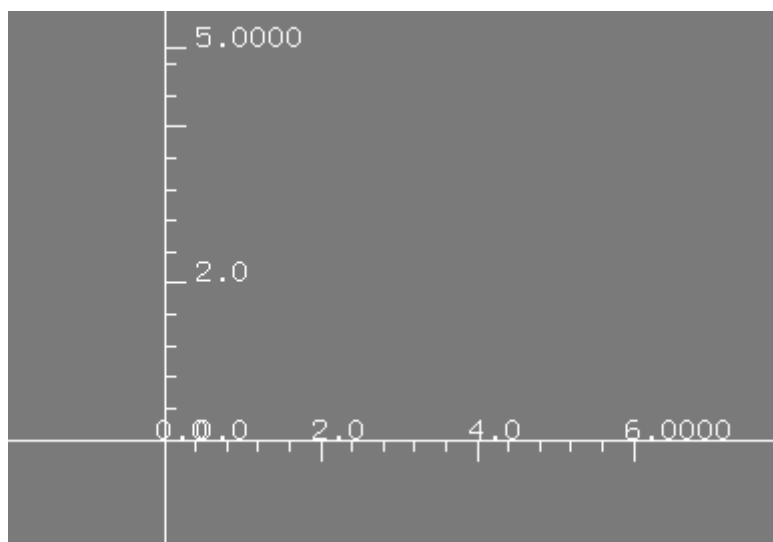


Step 18: 点击菜单 Design->Save (或点击  图标) 保存此单元 (cellview) .


Step 19: 点击菜单 Design->Close 关闭单元设计.

下面我们将创建反相器的 PMOS 管单元 (cellview) : *pmos_18.
创建单元命名如上……


Step 20: 同 Step 9: 确定版图刻度如下.



Step 21: 从版图窗口的左下方选择“Pimp.dwg”层 (P 型掺杂层, 画 P 管源漏区) .

Step 22: 鼠标左击菜单 Create->Rectangle (或点击  图标) 从点(1.3, 1.3) 到点(3.9, 3.1)
画一个矩形.

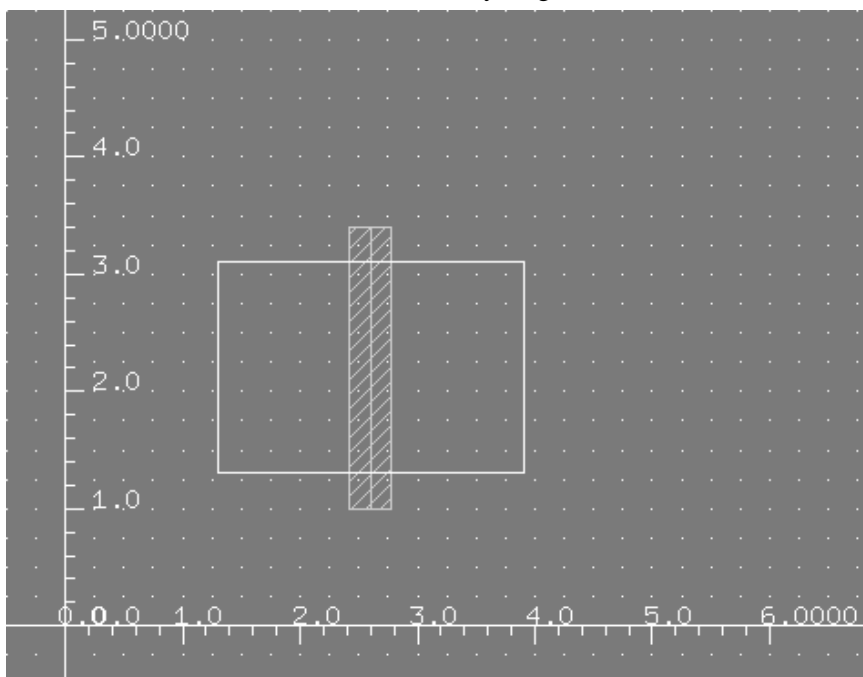
Step 23: 选择 “Poly.dwg” 层 (多晶硅层, 画 P 管栅) .


Step 24: 鼠标左击菜单 Create->Path (或 点击  图标), 将自动弹出下面对话框. (如果对话框不显示, 按 F3 键去激活. 或者打开选项 Options->Generic->Editor->Auto Popup Form)

Step 25: 填写栅极信息如下, Path 的宽即为栅长 L.



Step 26: 从点(2.6, 3.4) 到 (2.6, 1.0) 用 “Poly.dwg”层画一条路径. 双击结束命令.



Step 27: 选择菜单 Create->Instance （或者点击  图标）两次调用一个 2 行一列的子单元（即为刚才创建的*mpdiff 子单元）.

Step 28: 在弹出的对话框中填写下面的信息(mpdiff 改为*mpdiff).

Create Instance

Library Name	INV1		Browse...
Cell Name	mpdiff		
View Name	layout		
Instance Name	I0		
Rows	2	Delta Y	0.000
Columns	1	Delta X	0.000
Magnify	1.000		
Rotate	<input checked="" type="radio"/> R0 <input type="radio"/> R90 <input type="radio"/> R180 <input type="radio"/> R270		
Mirror	<input type="checkbox"/> X Mirror <input type="checkbox"/> Y Mirror		
Reference Point	<input checked="" type="radio"/> Origin <input type="radio"/> Left-Bottom Corner		

Step 29: 光标移回版图编辑区.

Step 30: 两个子单元显示在光标处. 左击点(1.3, 1.3) 放置子单元.

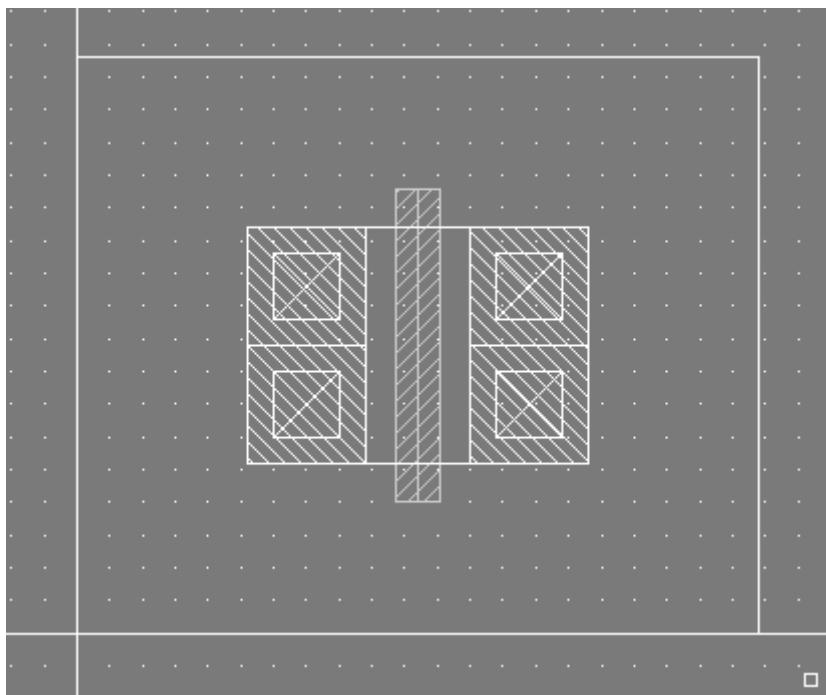
Step 31: 左击点 (3.0, 1.3) 再次放置这些单元.

Step 32: 按 “Esc” 结束命令.

Step 33: 用“nwell.dwg”层从点(0, 0) 到 (5.2, 4.4) 创建一个矩形.

Step 34: 点击  图标清除尺子.

Step 35: 最后, PMOS 单元 *pmos_18 显示如下.



Step 36: 保存、关闭 PMOS 单元.

创建 NMOS 单元

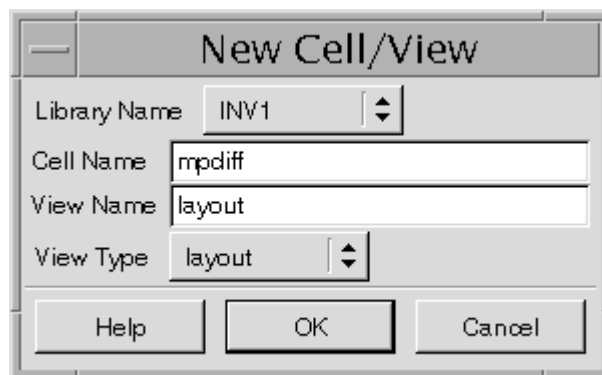
Step 37: 新建一个单元，规定 metal 和 N 型掺杂的连接，创建步骤同前创建金属和 P 型掺杂相同，填写新单元信息如下：

Library Name: INV1

Cell Name: *mndiff(注意!!!)

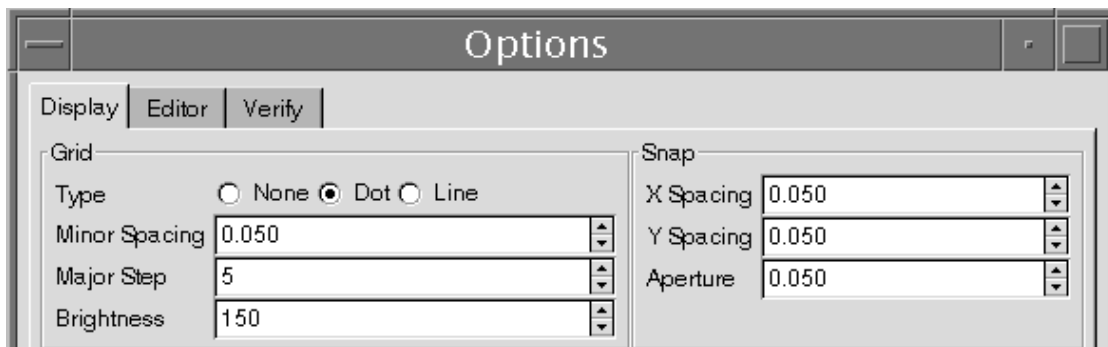
View Name: layout

View Type: layout




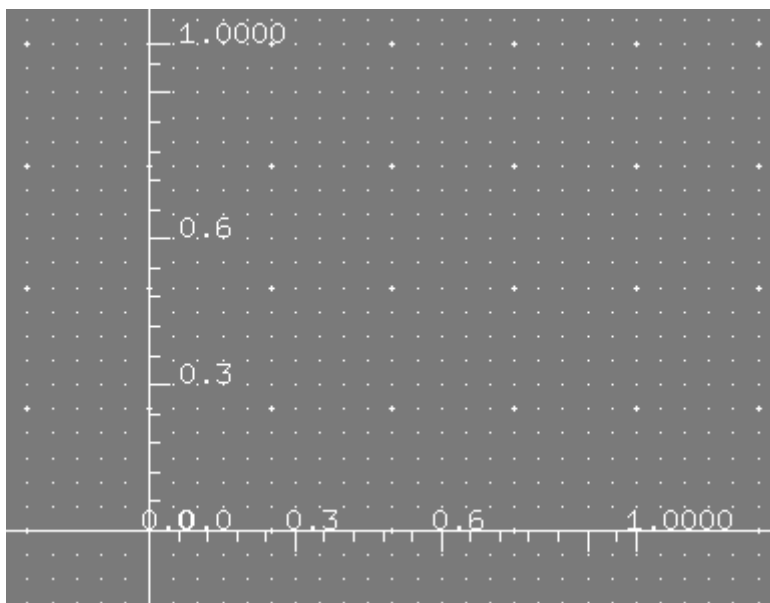
Step 38: 点击 Ok 确认 New Cell/View 信息后版图编辑界面将出现.

Step 39: 左击菜单 Options->Generic 选项， 定义版图大小如下.




Step 40: 保存并且关闭上面的选择界面.

Step 41: 放大显示区域，鼠标左击菜单 Tools->Ruler（或者点击  图标）来确定版图坐标，在版图窗口中点击你需要测量起始点，水平的从左向右挪动指针，可以看到指针划过处出现一把尺子，在终止位置点击鼠标，完成操作，按键盘“Esc”键结束命令.

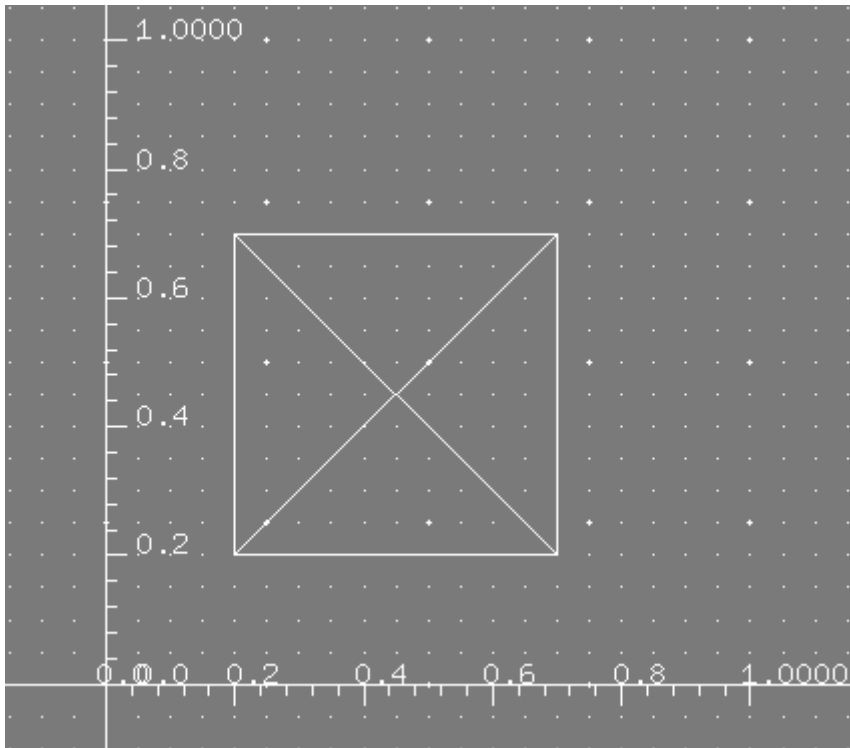


Step 42: 从 Layer 中选择“cont.dwg”层（连接层）。

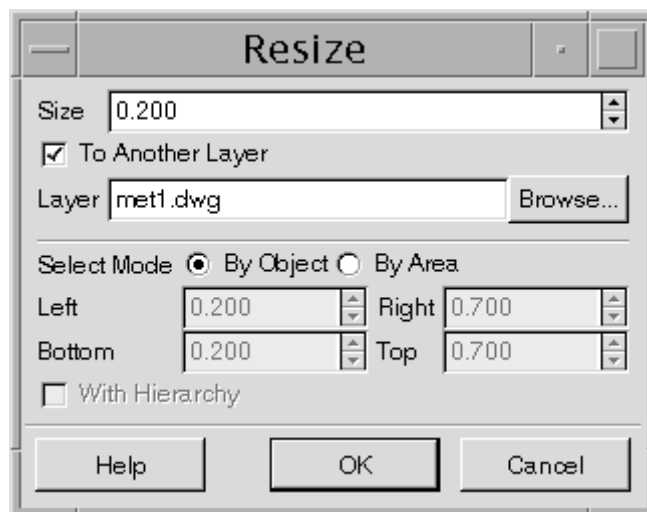
Step 43: 选择菜单 Create->Rectangle （或点击  图标）从点 (0.2, 0.2) 到 (0.7, 0.7) 画一个矩形（当前光标位置显示在版图编辑窗的右下角）。



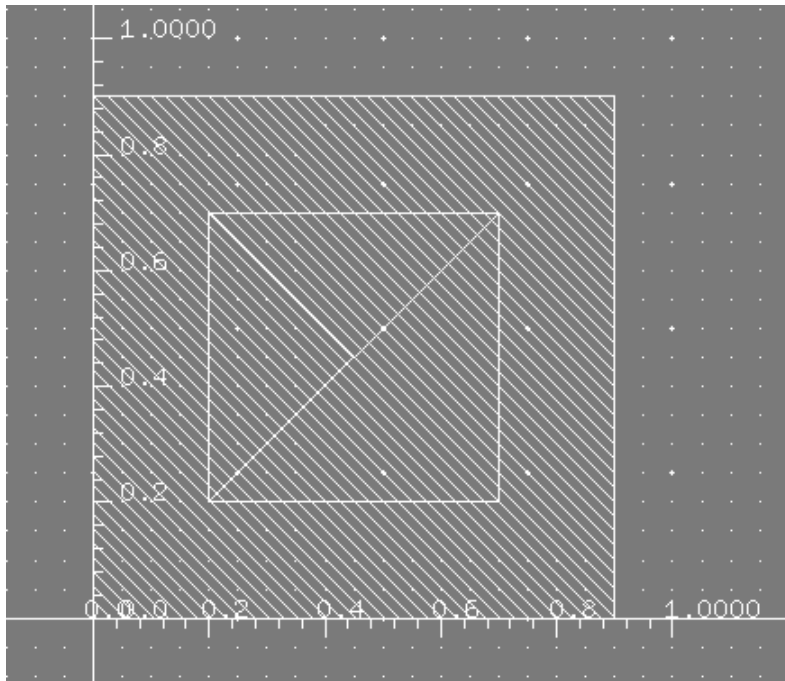
Step 44: 按“Esc”键结束命令。添加完成的图形如下。



Step 45: 这次先选择矩形， 点击菜单 **Advanced->Resize**， 填写弹出的对话框信息如下.

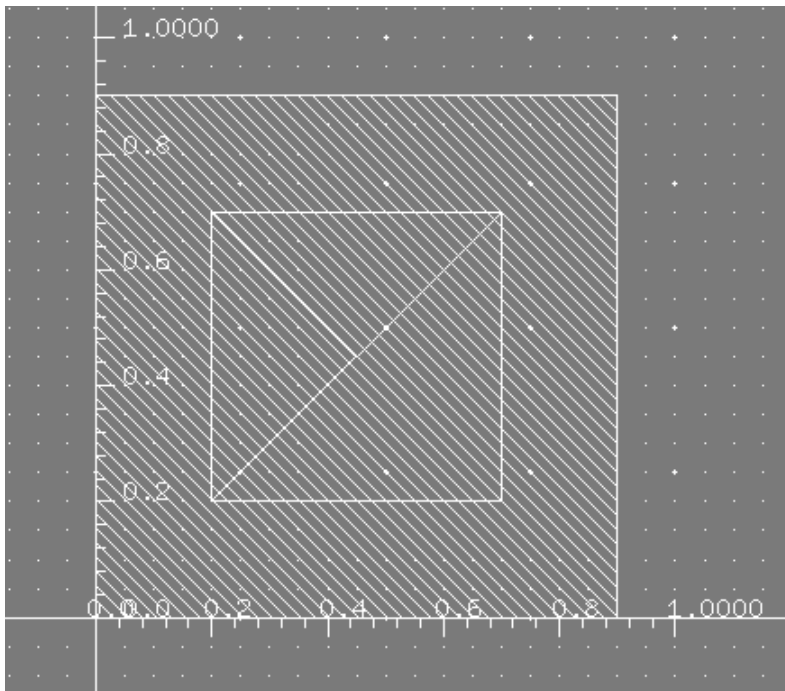


Step 46: 点击 **Ok** 确认. The met1 图形是自动创建比 cont 周围大 0.2um.



Step 47: 当然, 也可以象 Step 11 一样, 用画矩形((0, 0)到(0.9, 0.9))的方式来画 met1 .

Step 48: 同样, 你需要创立“Nimp.dwg”层, 尺寸和 met1 相同.

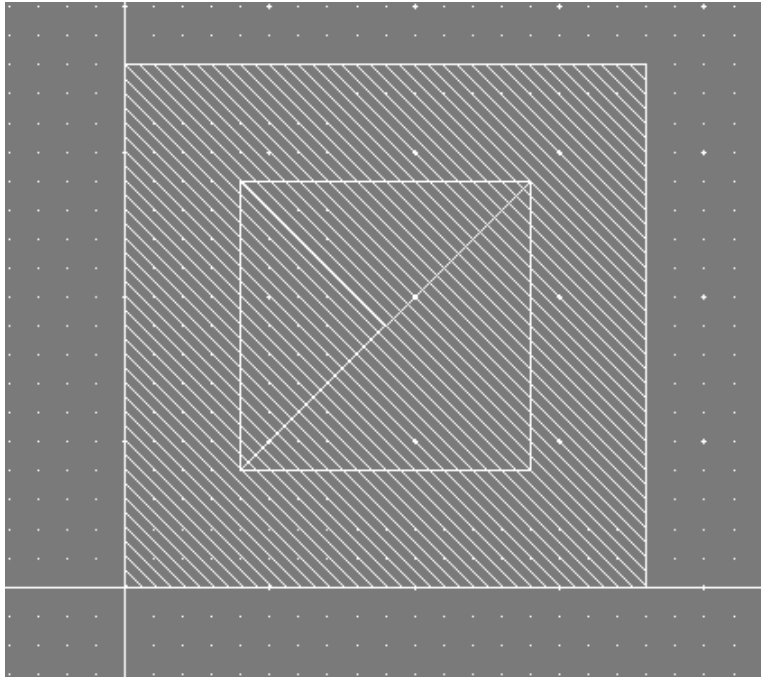


Step 49: 点击菜单 Tools->Clear Ruler（或者点击



图标）来去除刻度。金属和 N 型

掺杂的连接单元 mndiff 显示如下。



Step 50: 点击菜单 Design->Save （或点击

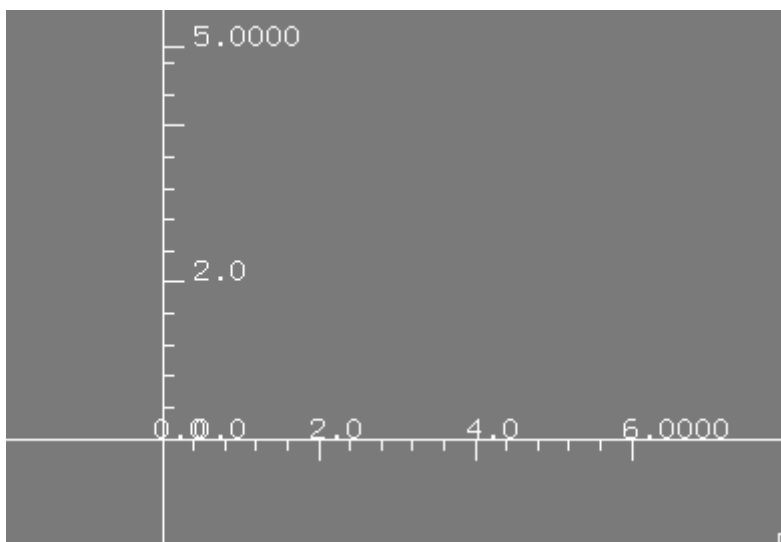


图标）保存此单元（cellview）。


Step 51: 点击菜单 Design->Close 关闭单元设计。

下面我们将创建反相器的 NMOS 管单元（cellview）：nmos_18.


Step 52: 同 Step 9: 确定版图刻度如下。



Step 53: 从版图窗口的左下方选择“Nimp.dwg”层（N型掺杂层，画N管源漏区）。

Step 54: 鼠标左击菜单 Create->Rectangle（或点击  图标）从点(0, 0.3) 到点(2.6, 1.2) 画一个矩形。


Step 55: 选择 “Poly.dwg” 层（多晶硅层，画P管栅）。

Step 56: 鼠标左击菜单 Create->Path（或点击  图标），将自动弹出下面对话框。（如果对话框不显示，按 F3 键去激活。或者打开选项 Options->Generic->Editor->Auto Popup Form）

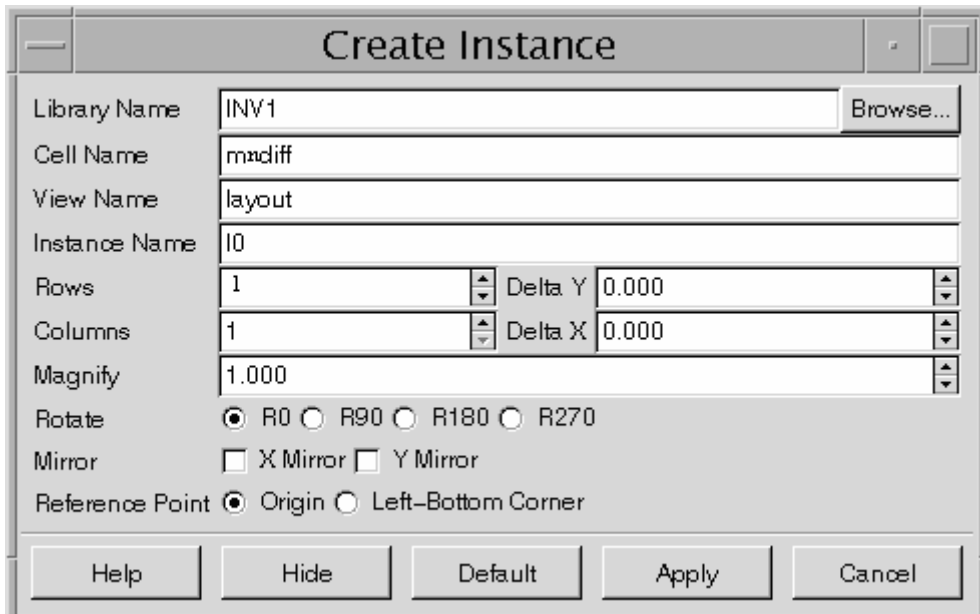
Step 57: 填写栅极信息如下，Path 的宽即为栅长 L。



Step 58: 从点(1.3, 1.5) 到 (1.3, 0.0) 用 “Poly.dwg”层画一条路径. 双击结束命令。

Step 59: 选择菜单 Create->Instance （或者点击  图标）两次调用一个 1 行 1 列的子单元（即为刚才创建的 mndiff 子单元）。

Step 60: 在弹出的对话框中填写下面的信息（注意：Cell Name 为刚才创建的 mndiff 子单元）。



Step 61: 光标移回版图编辑区。

Step 62: 子单元显示在光标处. 左击点(0.0, 0.3) 放置子单元。

Step 63: 左击点 (1.7, 0.3) 再次放置这些单元。

Step 64: 按 “Esc” 结束命令。

Step 65: 点击  图标清除尺。

Step 66: 保存、关闭 NMOS 单元。。

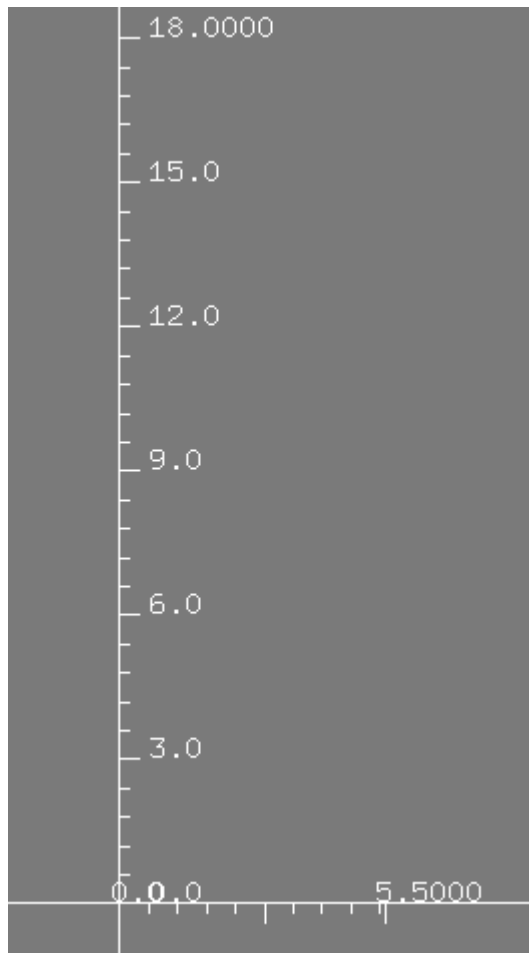
创建反相器版图


下面，我们新建一个反相器版图，将调用刚才建立的 PMOS、NMOS 单元，并画出其余部分，最后将构成完整的反相器版图。

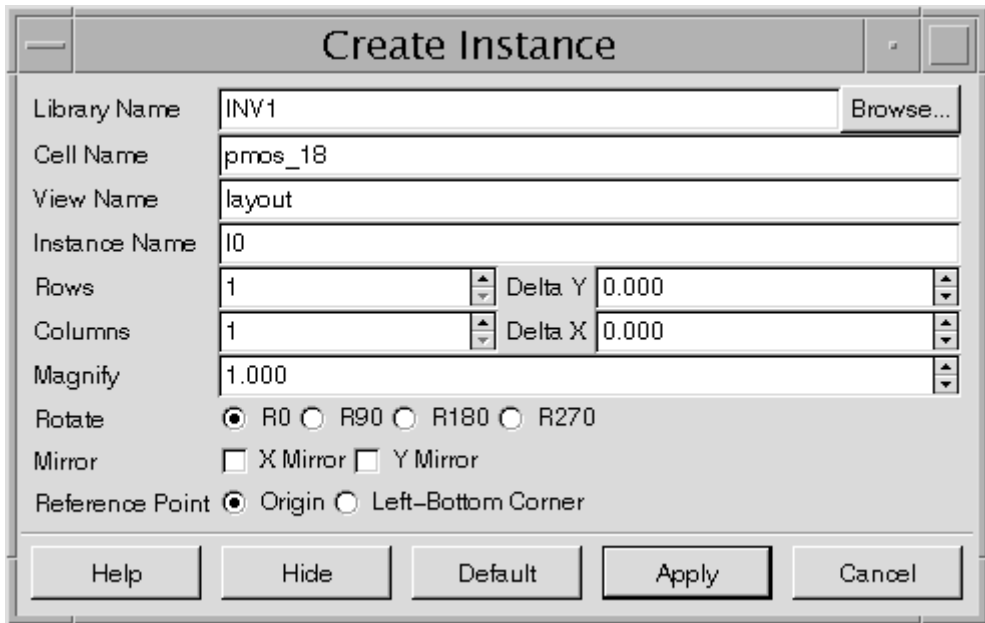
Step 67: 在设计环境 ZDMW 中，右击库 “PLL” 选择创建新的子单元 “New View”。

Step 68: 创建反相器版图“*inv”。

Step 69: 设置标尺如下。



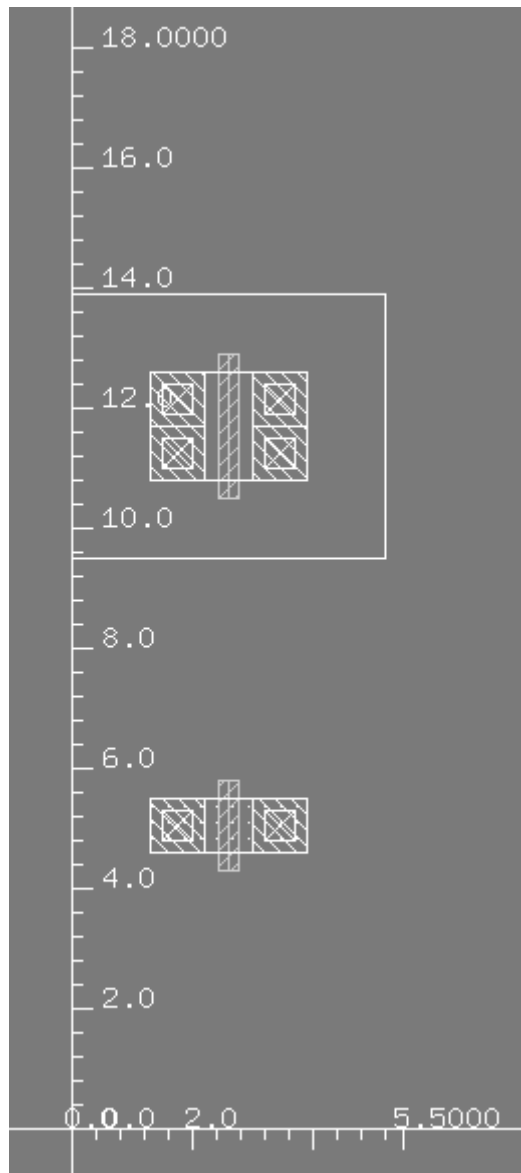
Step 70: 点击  图标添加 “*pmos_18”单元，填写信息如下。



Step 71: 移动光标回到版图编辑区点击点 (0, 9.5) 放置“*pmos_18”单元。

Step 72: 同前面画 PMOS 版图一样，调出 NMOS 版图，注意 NMOS 是直接画在衬底上，与 PMOS 画在 N 阱里不同，而且 NMOS 源漏区是 N 型掺杂。

Step 73: 在点 (1.3, 4.3) 绘制的 NMOS 如下图。



Step 74: 选择“Poly.dwg”层, 创建宽为 0.35um 的 path 从点 (2.6, 10.5) 到(2.6, 5.8) .

注: 此步骤为用多晶硅连接 PMOS 和 NMOS 的栅极

Step 75: 选择“met1.dwg”层, 创建宽为 0.35um 的 path 从点 (3.45, 10.8) 到(3.45, 5.5) .

注: 此步骤为用金属连接 PMOS 的漏区和 NMOS 的漏区


Step 76: 按照前面的方法从库 library “PLL”中创建单元“mpoly” , 规定金属和多晶硅的连接, 并且调出单元放置在点(1.7, 7.65) .

注: 此步骤为创建信号输入点, 信号通过金属 1 线连到栅极

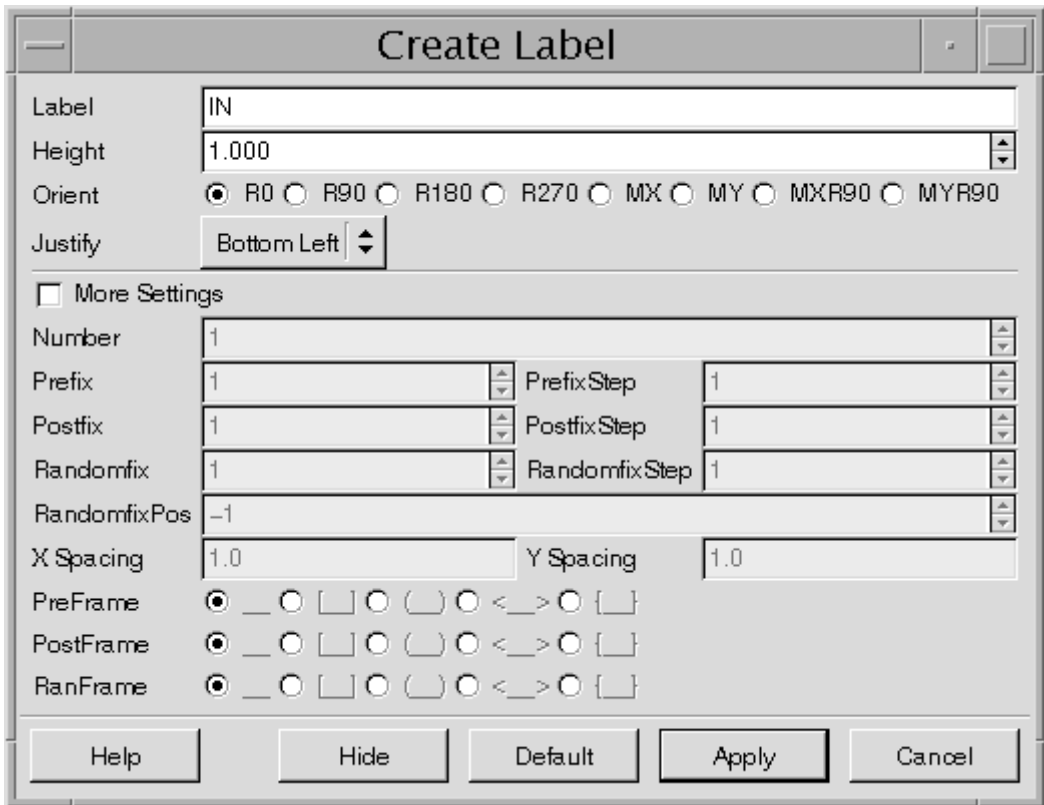
Step 77: 按照前面的方法从库 library “INV”中创建单元“m1m2” , 规定金属 1 和金属 2 的

连接，并且调出单元放置在点(1.7, 6.75) 和 (3.0, 7.65)。

注：信号从金属 2 输入，通过反相器反相后，再从金属 2 输出。

Step 78: 点击菜单 Create->Label （或点击  图标），将弹出下面的对话框。

Step 79: 填写对话框如下。



The image shows a 'Create Label' dialog box with the following fields and options:

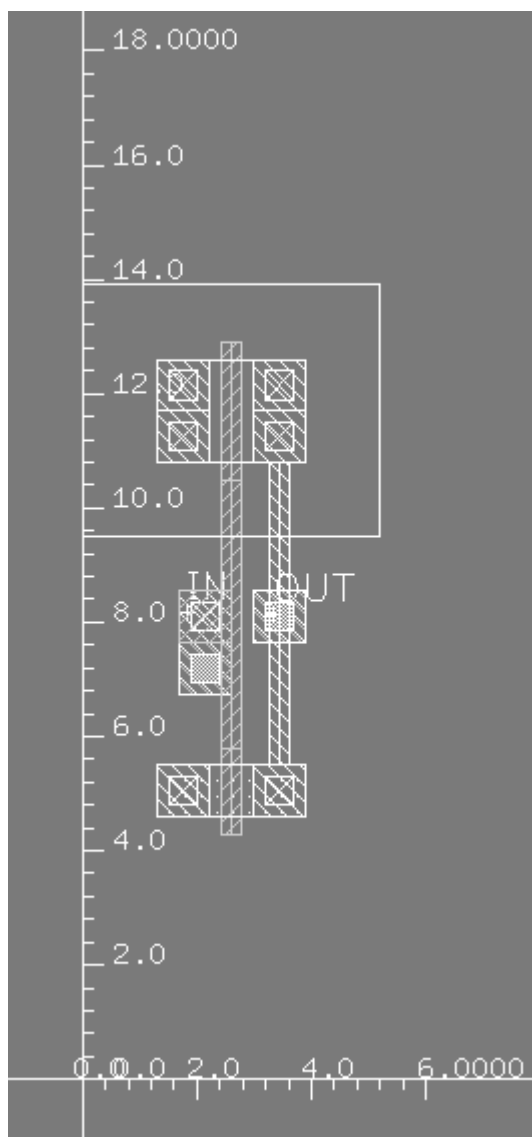
- Label:** IN
- Height:** 1.000
- Orient:** ☒ R0 ☐ R90 ☐ R180 ☐ R270 ☐ MX ☐ MY ☐ MXR90 ☐ MYR90
- Justify:** Bottom Left
- ☐ More Settings
- Number:** 1
- Prefix:** 1 **PrefixStep:** 1
- Postfix:** 1 **PostfixStep:** 1
- Randomfix:** 1 **RandomfixStep:** 1
- RandomfixPos:** -1
- X Spacing:** 1.0 **Y Spacing:** 1.0
- PreFrame:** ☒ _ ☐ [☐ (☐ <_> ☐ {
- PostFrame:** ☒ _ ☐ [☐ (☐ <_> ☐ {
- RanFrame:** ☒ _ ☐ [☐ (☐ <_> ☐ {

Buttons at the bottom: Help, Hide, Default, Apply, Cancel.

Step 80: 移动光标到版图编辑区，标号 “IN”随光标出现。

Step 81: 点击点在 “mplay”单元上确认标号 “+” 在 “mplay” 单元区。

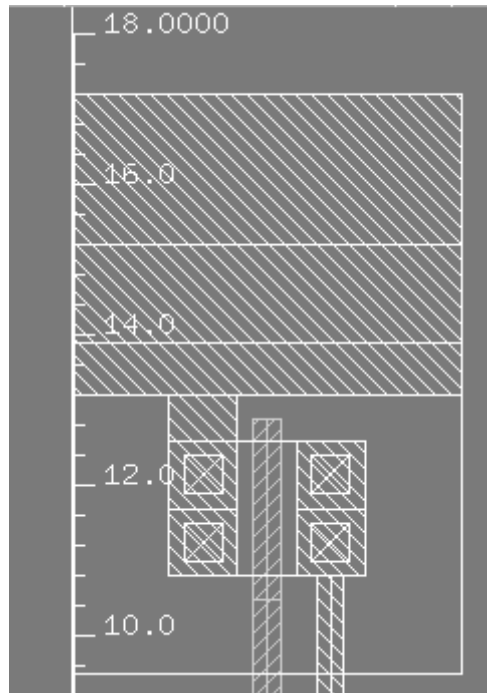
Step 82: 同样，在“m1m2”单元添加 “OUT” 标识。



Step 83: 选择“met1.dwg”层，创建宽度为 4 的 path 从点 (0, 15.2) 到 (5.2, 15.2).

注：此为电源 VDD 的连线

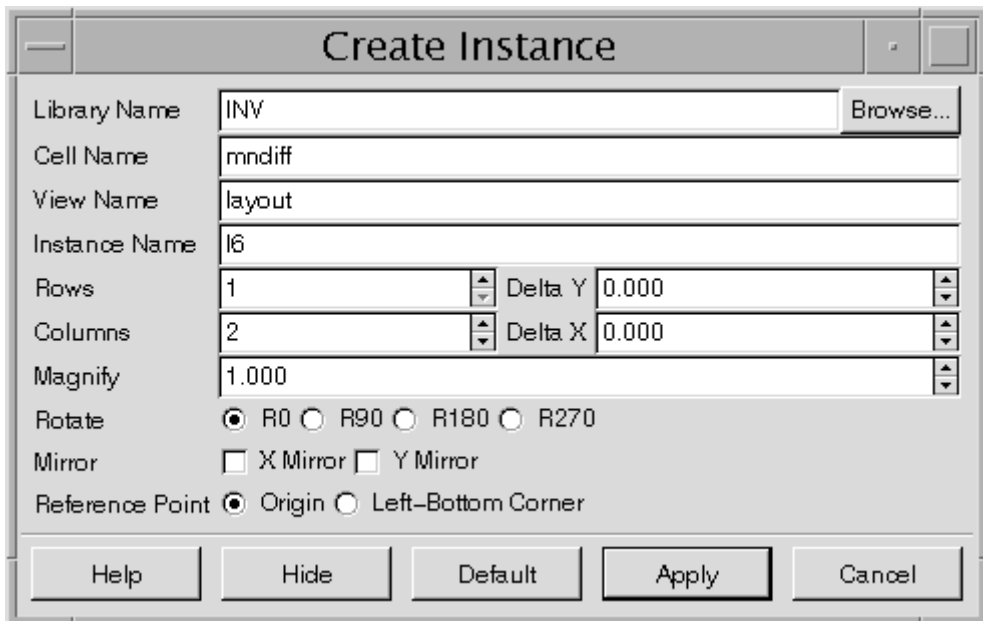
Step 84: 再次选择 “met1.dwg” 创建矩形从左点 (1.3, 12.6) 到右顶点(2.2, 13.2). 图形显示如下. (注：此为将 PMOS 的源区通过金属和电源 VDD 相连)



Step 85: 选择“nwell.dwg”层创建矩形从 (0, 13.9) 点 (5.2, 17.2).

注：因为 PMOS 做在 N 阱中，N 阱需要接最高电位。

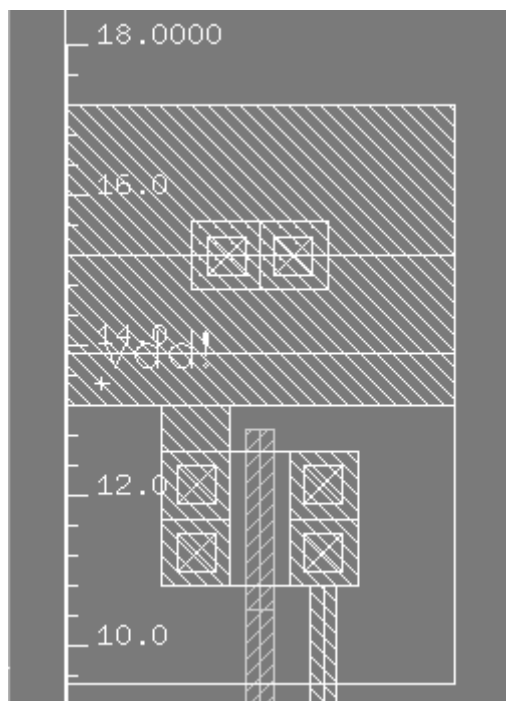
Step 86: 从库 INV 中调出定义金属和 N 型掺杂的单元“mndiff”，1 行 2 列。



Step 87: 点击对话框 **Hide** 并且放置在点 (1.7, 14.75)。

注：上面步骤将电源 VDD 和 N 阱通过单元“mndiff”相连。

Step 88: 选择 “met1.dwg”层创建图标“vdd!”, 字体高 1.0 并且放在 “met1.dwg”区域如下。



Step 89: 移动光标到“met1.dwg”区域并且按下键盘 “space” 键, 当前的有效层自动改变到 “met1.dwg” 层。

Step 90: 用 “met1.dwg”层, 创建宽为 4 的 path 从点 (0, 2) 到 (5.2, 2).

注：此步骤创建地线 GND

Step 91: 再用 “met1.dwg”层, 创建一个矩形从点 (1.3, 4) 到点 (2.2, 4.6).

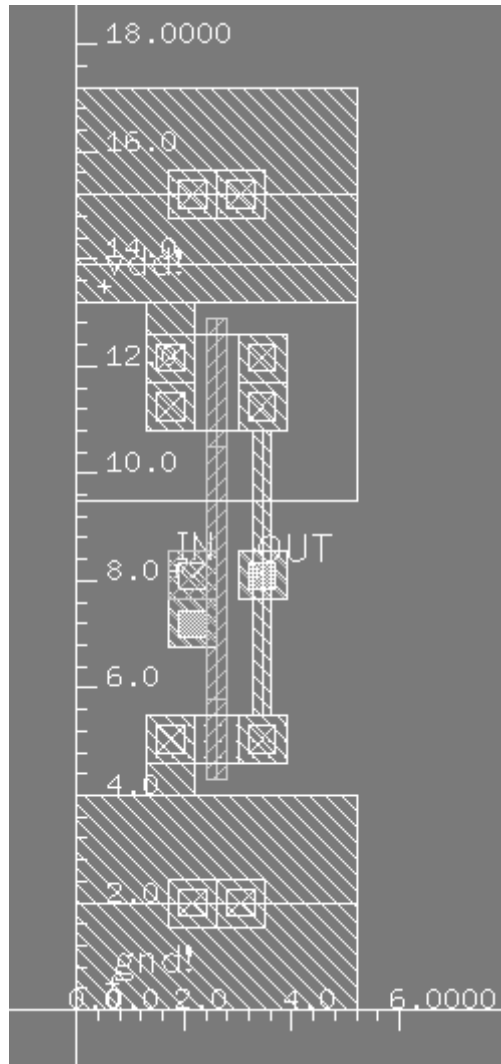
注：此步骤将 NMOS 管的源极和地线 GND 通过金属相连

Step 92: 从库 INV1 中添加单元序列“mpdiff”, 1 行 2 列, 放在(1.7, 1.55)。

注：此步骤将地线 GND 通过“mpdiff”单元和衬底相连, 即衬底接最低电位。

Step 93: 选择“met1.dwg”层创建标识 “gnd!”, 放在 “met1.dwg”区, 字体高 1.0。

Step 94: 到此为止, 整个反相器单元 “inv” 的版图创建如下。



Step 95: 最后， 点击  图标清除尺子。

在这个实验，我们学会怎样去创建路径 **path**、矩形 **rectangle** 和单元，最后我们设计出了一个反相器的版图。

注： **ctrl+F** 命令为显示全部层。

第 18 章 反相器版图验证与参数提取

18.1 Layout DRC 版图设计规则检查

Design Rule Checks (DRC) 用来对版图进行几何设计规则检查。Zeni 4 版图编辑器提供了与版图验证工具的无缝接口，用户可以在进行版图设计的同时对版图进行验证，并且以图形的形式将验证结果返标在版图上。通过这种交互式的方式，用户可以非常方便快捷的定位版图设计中的错误，从而达到随时根据验证结果对版图进行修改，迅速消除版图设计中的错误。

在这部分....

我们将故意在版图中设置一些不满足规则的地方，然后运行 Zeni DRC 设计规则检查工具去查找、显示和管理版图出现的错误。

18.1.1 运行九天设计环境

Step 1: `cd $WORK-DIR`

Step 2: `dm &`

ZDMW 设计环境将出现。

18.1.2 打开设计

我们将使用您刚才创建的反相器的版图。

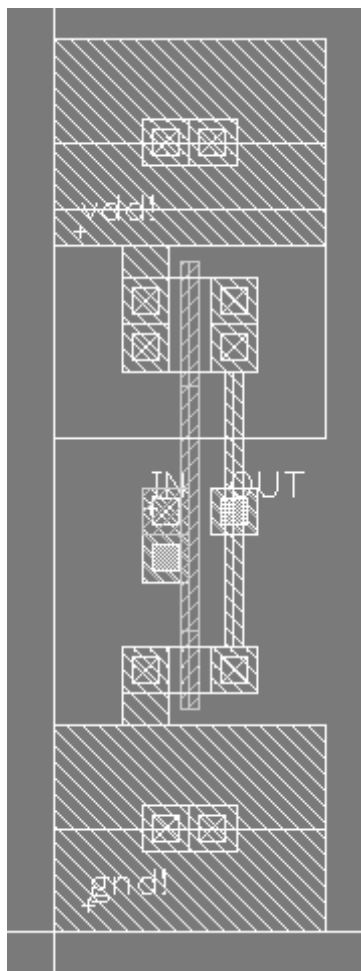
Step 3: 在 ZDMW 设计环境中，从左到右，依次鼠标左击：

`INV1`

`inv`

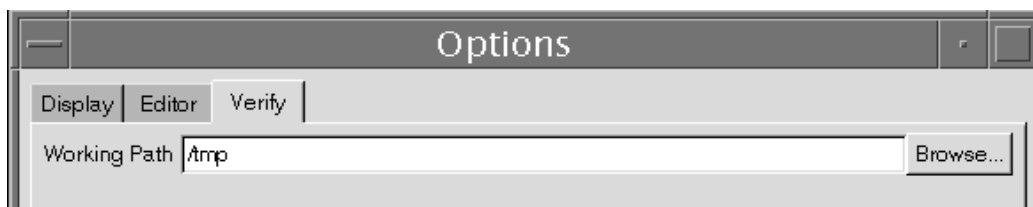
`layout` (双击打开版图单元)

反相器的版图单元打开如下：



18. 1. 3 从用户界面运行 DRC 设计规则检查

Step 4: 左击菜单 Options->Generic 命令，修改 Verify->Working Path 为 “/tmp” 或用 “Browse” 去设置为您所要的路径. 如下图。



Step 5: 保存并确认 Options form 页面。

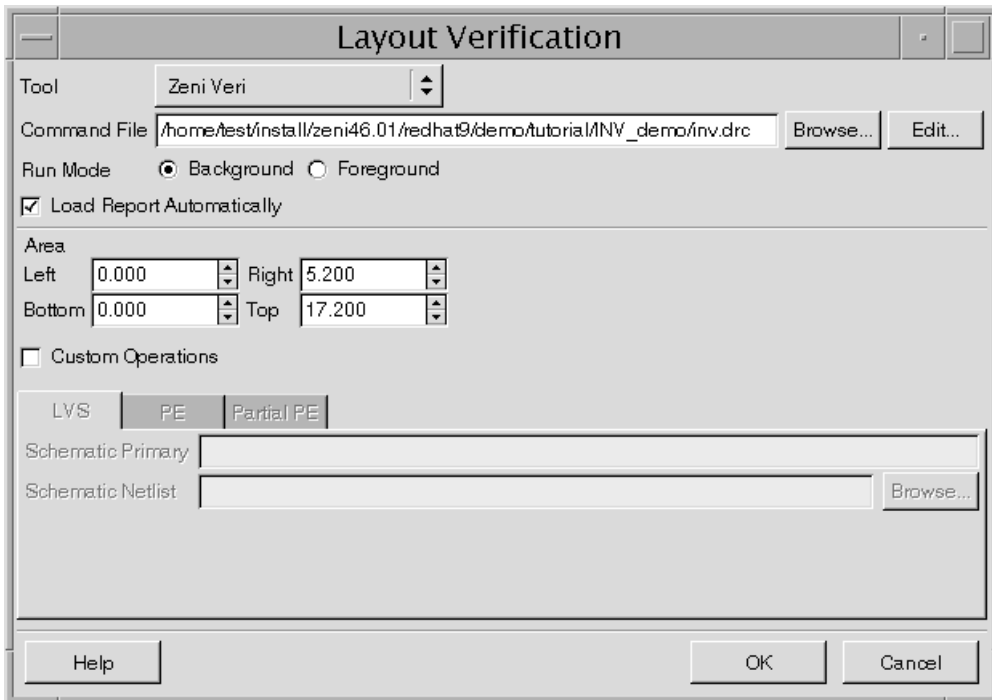
Step 6: 鼠标左击 Verify->Layout Verification，版图验证对话框将出现。

Step 7: 在“Tool”栏中选择“Zeni Veri”并按下。

Step 8: 用 “\$Zeni-install-path/demo/tutorial/INV_demo/inv.drc”填充命令区域
\$Zeni-install-path 是九天 Zeni 的安装路径。

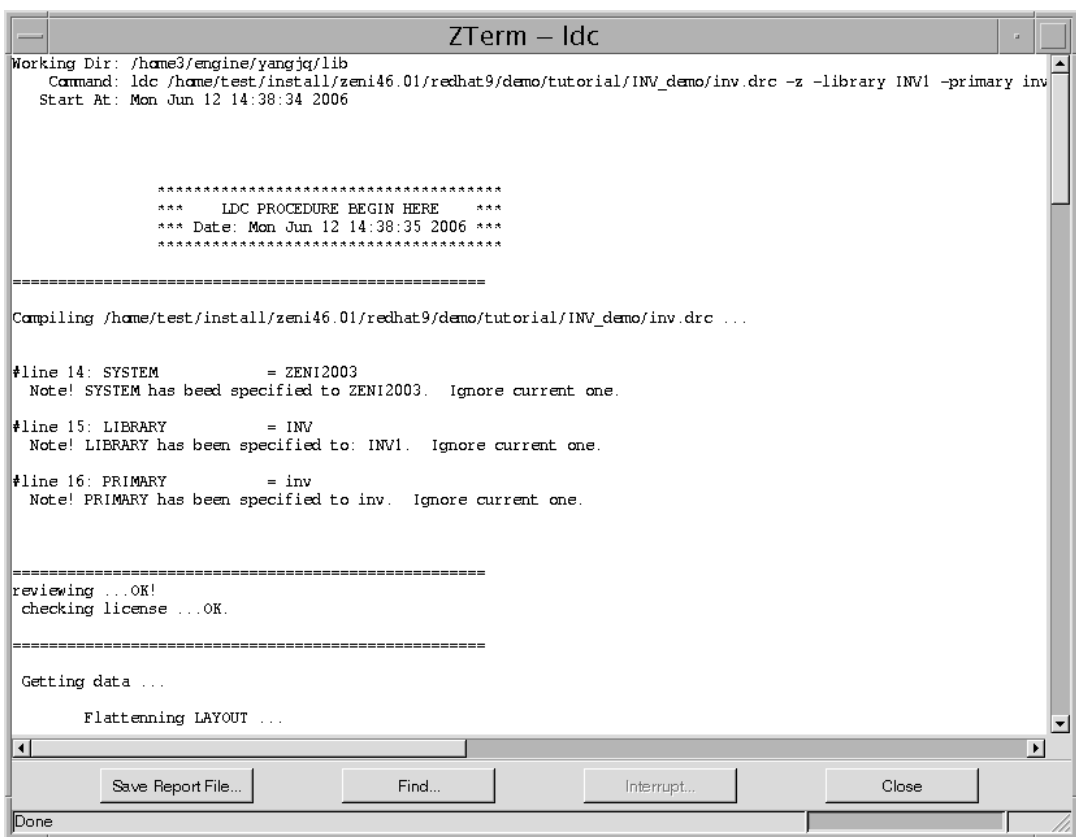
Step 9: 还可通过“Browse”按钮在文件选择对话框中选中命令文件，还能点击“Edit” 按钮去修改指定的命令文件。

Step 10: 证实你的版图验证 “Layout Verification” 对话框如下。



Step 11: 点击 “OK” 去开始 DRC 设计规则检查. “Background”模式用户可以在进行版图验证的同时进行版图编辑和修改，如果选择前台的方式进行版图验证，用户将暂时不能对版图进行编辑，只有在版图验证完成以后，用户才能对版图进行编辑. 如果用户选择了“Load Report Automatically”选项，在版图验证工具完成以后 Zeni4 版图编辑器将自动读入验证的结果并在版图上显示；如果没有选择此选项，则需要调用选择“Verify -> Load Report” 菜单读入数据文件。

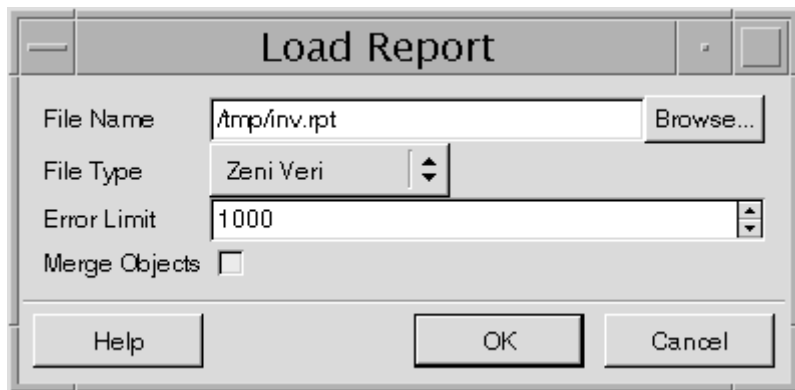
Step 12: 运行结果窗口 “Zterm-ldc” 显示如下。



Step 13: 关闭 Zterm 窗口。

18.1.4 测试并查看 DRC 错误

Step 14: 如果没有选择“Load Report Automatically”选项，则需要调用选择“Verify->Load Report”菜单读入数据文件。注意 DRC 结果文件 “inv.rpt”保存在你定义的工作路径下。在本例中保存在 “/tmp”文件夹中确认文件类型 “File Type”是 Zeni Veri 后，点击 “OK” 去装载 DRC 错误。

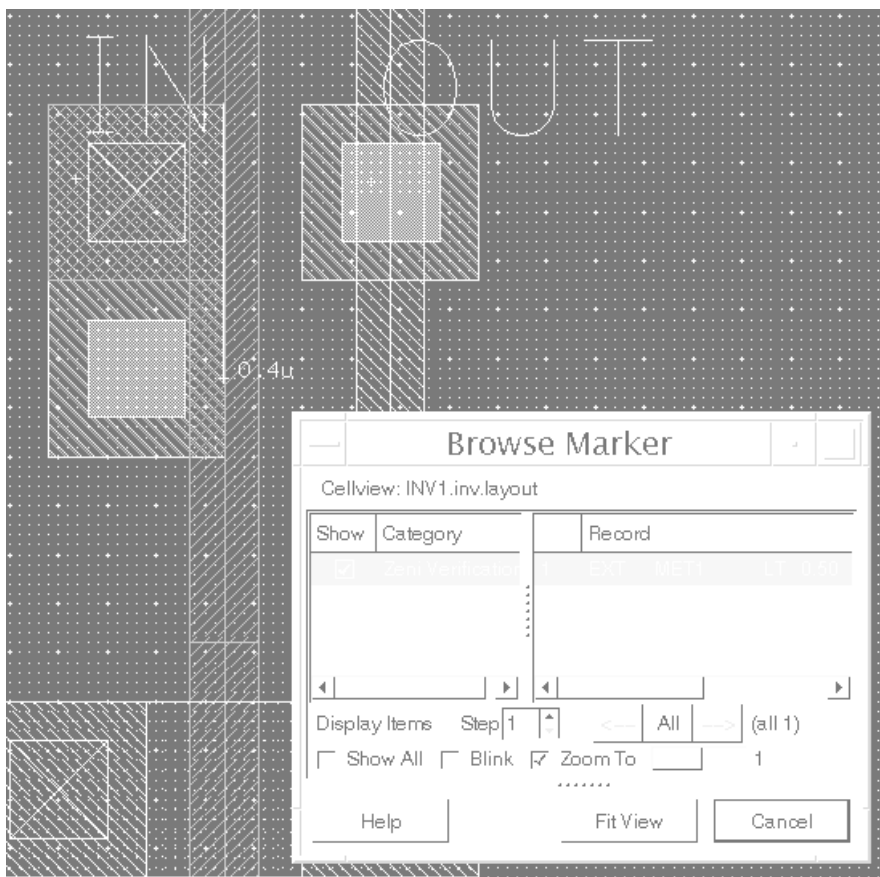


Step 15: 鼠标左击菜单 Tools->Browse Marker, 窗口将显示出来.

Step 16: 窗口被分成两部分. 左半部分列出了 Zeni4 系统支持的验证工具, 其它如 Dracula, Calibre 和 Hercules. 右半部分列出了 DRC 结果. 本例中只有一个 DRC 错误。

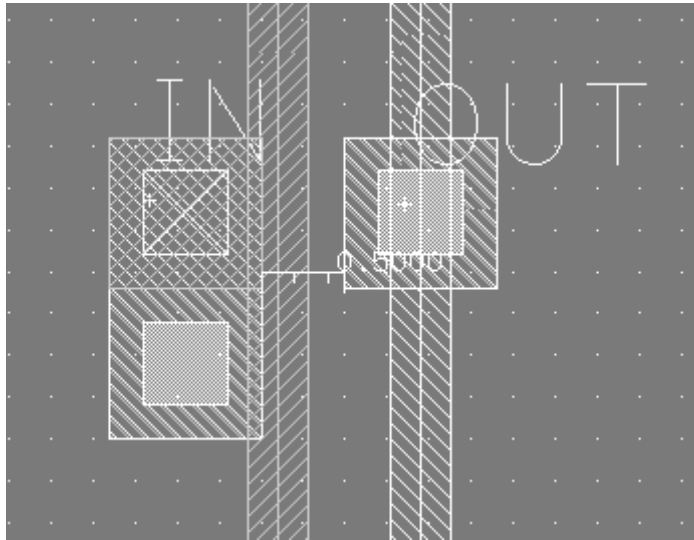
Step 17: 最好将你的“Browse Marker”窗口移到屏幕的右底部以便你能重叠的看到你的版图单元。

Step 18: 鼠标左击 DRC 错误“EXT MET1 LT 0.50 OUTPUT err9 01”, 相关的 DRC 错误以白色标记的形式显示在你的版图编辑窗口中, 如下图。



Step 19: DRC 错误显示“met1.dwg”层的外部空间应该不小于 0.50 微米. 你的版图中这个空间是 0.4 微米, 因此你需要移动“mpoly”和“m1m2”单元去扩大这个空间。

Step 20: 向左移动“mpoly” 和“m1m2”单元 0.1 微米. 两层“met1.dwg”的空间距离显示如下。



Step 21: 保存修改后的版图，再运行 DRC 检查，错误消失。

在这部分，我们学会怎么使用 Zeni DRC 工具去完成 DRC 检查，显示和改正 DRC 检查出的版图的错误。

18.2 Layout LVS 版图原理图对照

版图原理图对照 (Layout-versus-Schematic verification) 程序的一个输入文件是由电路图产生的元件表、网表和端点列表, 另一个输入文件是从版图提取出来的元件表、网表和端点列表。通过 LVS, 所有元件的参数, 所有网络的节点, 元件到节点及节点到元件的关系——扫描并进行比较。输出的结果是将所有不匹配的元件、节点和端点都列在一个文件之中, 并在电路图和提取的版图中显示出来。

在这部分...

We will use interactive LVS to do isomorphic comparison between the layout cellview and schematic cellview of inverter. And use graphic LVS debugger-LDX to find and display the layout error.

18.2.1 启动软件

Step 1: `cd $WORK-DIR`

Step 2: `dm &`

Step 3: ZDMW 设计环境出现。

Step 4: 在 ZDMW 设计环境中, 从左至右, 鼠标依次左击:

INV1

inv

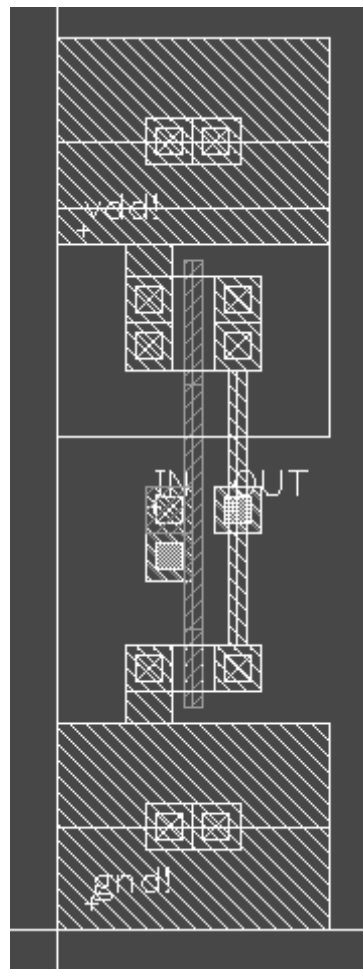
layout (双击打开版图单元)

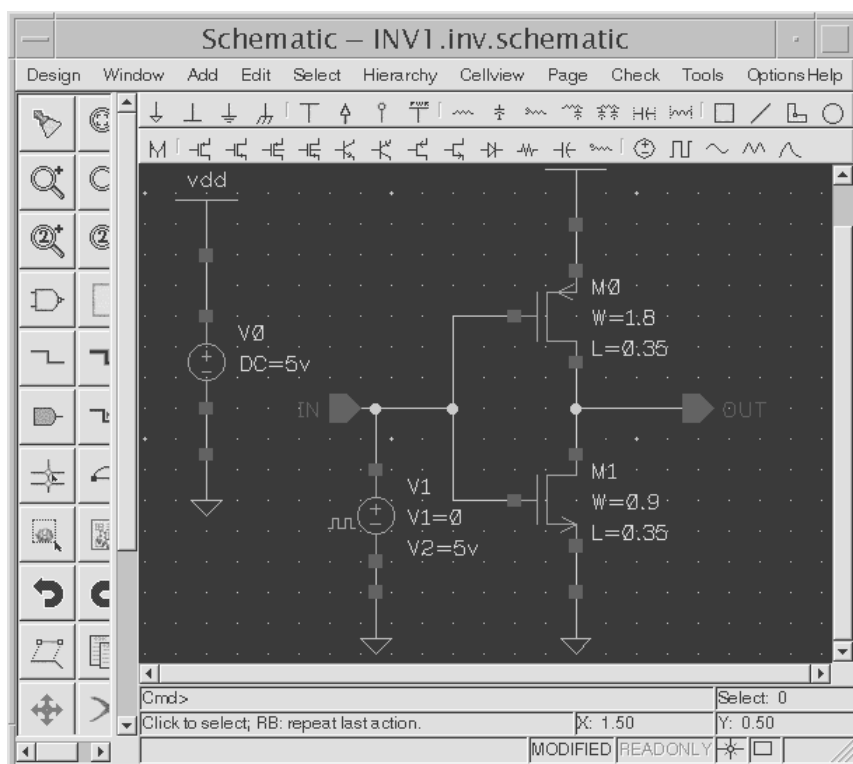
反相器版图单元打开如下。

在这个例子中, 我们将比较版图提取的网表和电路图网表, 检查它们是否一致。

18.2.2 从电路图输出 cd1 网表

Step 5: 打开电路图 “INV1.inv.schematic”。



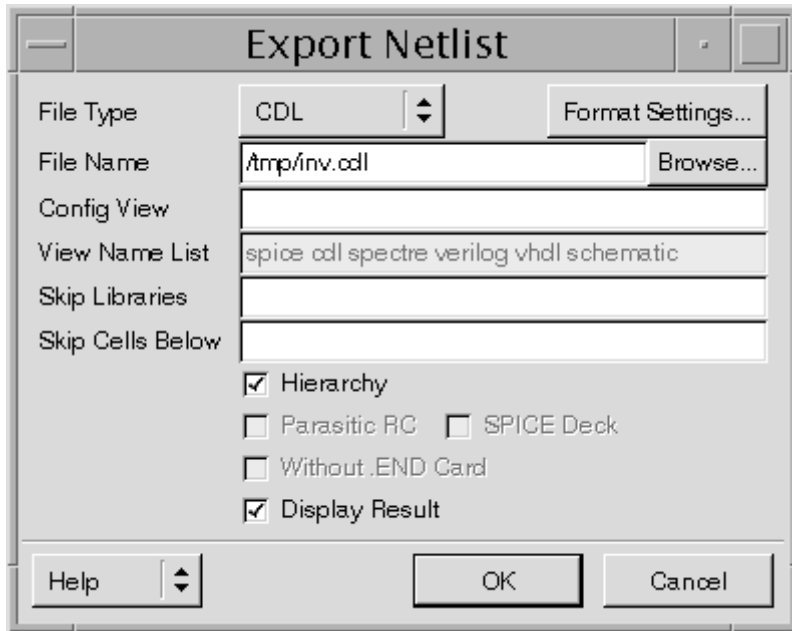


Step 6: 鼠标左击菜单 Options->Export Format->Netlist. 取消“Ground As 0”选项，选择“Global Net Support”. 取消“Flat Netlist”. 如下图所示。



Step 7: 点击“Ok”确认。

Step 8: 鼠标左击菜单 Tools->Export Netlist. 用下面的信息填写对话框，如下。



Step 9: 点击“Ok”确认，在文本编辑窗口中 cdl 网表被创建. 关闭窗口。

18.2.3 从用户界面运行 LVS

Step 10: 打开“INV1.inv.layout”版图单元。(如果版图已经打开则不需此步)

Step 11: 鼠标左击菜单 Options->Generic 命令，更改 Verify->Working Path 为 “/tmp” 或者使用 “Browse” 去设置你想要的路径。如下。



Step 12: 点击“Ok”确认。

Step 13: 鼠标左击菜单 Verify->Layout Verification, “Layout Verification” 窗口将出现。

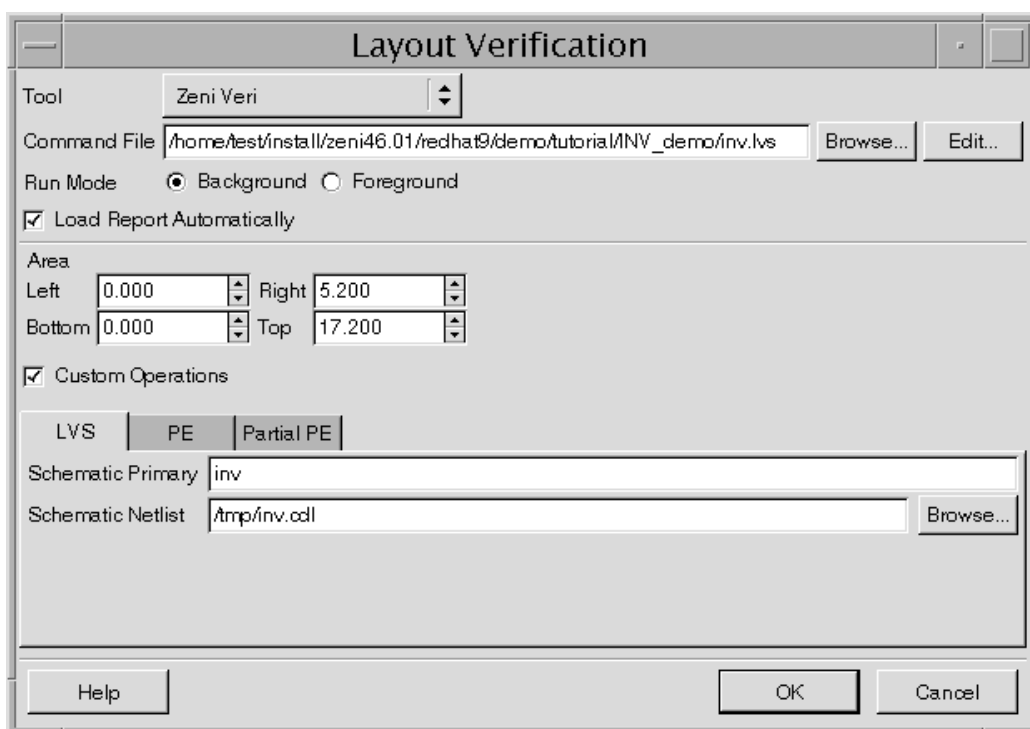
Step 14: 在“Tool” 中点击 “Zeni Veri” 按下。

Step 15: 填写命令文件如下“\$Zeni-install-path/demo/tutorial/INV_demo/inv.lvs”。
\$Zeni-install-path 是 Zeni 的安装路径。

Step 16: 你也可以点击 “Edit” 按钮去编辑命令文件。

Step 17: 选择“Custom Operations”。

Step 18: 在 LVS card 卡中分别键入 “inv” 和“/tmp/inv.cdl” 如下。



Step 19: 点击 “Ok” 确认。

Step 20: “Zterm-ldc” 窗口显示如下。


```

ZTerm - ldc
Working Dir: /home3/engine/yangjq/lib
Command: ldc /home/test/install/zeni46.01/redhat9/demo/tutorial/INV_demo/inv.lvs -z -library INV! -p
Start At: Mon Jun 12 15:58:19 2006

*****
***** LDC PROCEDURE BEGIN HERE *****
***** Date: Mon Jun 12 15:58:20 2006 *****
*****

=====

Compiling /home/test/install/zeni46.01/redhat9/demo/tutorial/INV_demo/inv.lvs ...

#line 23: SYSTEM          = ZENI2003
Note! SYSTEM has been specified to ZENI2003. Ignore current one.

#line 32: PRIMARY        = inv
Note! PRIMARY has been specified to inv. Ignore current one.

#line 33: PRIMARYVIEW    = layout
Note! PRIMARYVIEW has been specified to: layout. Ignore current one.

#line 34: library        = INV
Note! LIBRARY has been specified to: INV!. Ignore current one.

#line 36: SCH-NETLIST     = /tmp/inv.cdl
Note! SCH-NETLIST has been specified to: inv.cdl. Ignore current one.

#line 37: SCH-PRIMARY    = inv
Note! SCH-PRIMARY has been specified to: inv. Ignore current one.

Save Report File... Find... Interrupt... Close
Done

```

Step 21: 在窗口末端，你能发现现象如下的文本，意味着这两个网表一致。

```

.....

@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@
@@@@ The two netlists are isomorphic. @@@@
@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@

Loading schematic table ... done
Loading layout table ... done
Start parameter or substrate checking ...

@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@
@@@@ Device substrate is in consistence @@@
@@@@ Device subtype is in consistence @@@
@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@

=====

Outputting ...

done!

=====

```

Step 22: 关闭窗口。

如果时间允许，我建议你先按如下步骤故意产生错误。为了数据安全，我们将保存版图为另一个文件。

Step 23: 打开“INV1.inv.layout”版图单元。

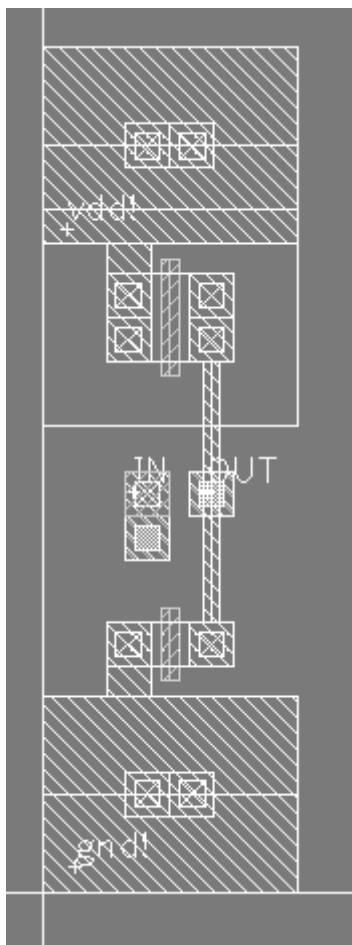
Step 24: 鼠标左击菜单 Design—>Save As.

Step 25: 用如下信息填写对话框。

Library: INV1

Cell: invlvsok

View: layout



Step 26: 点击“Ok”确认另存为对话框。

Step 27: 在“INV1.inv.layout”版图单元窗口中，点击“gpo.dwg”层，按下 Del 键删除此层，版图单元显示如下。

Step 28: 保存版图单元。

Step 29: 按上面的步骤运行 LVS。

Step 30: 点击“Ok”确认“Zterm-ldc”窗口。

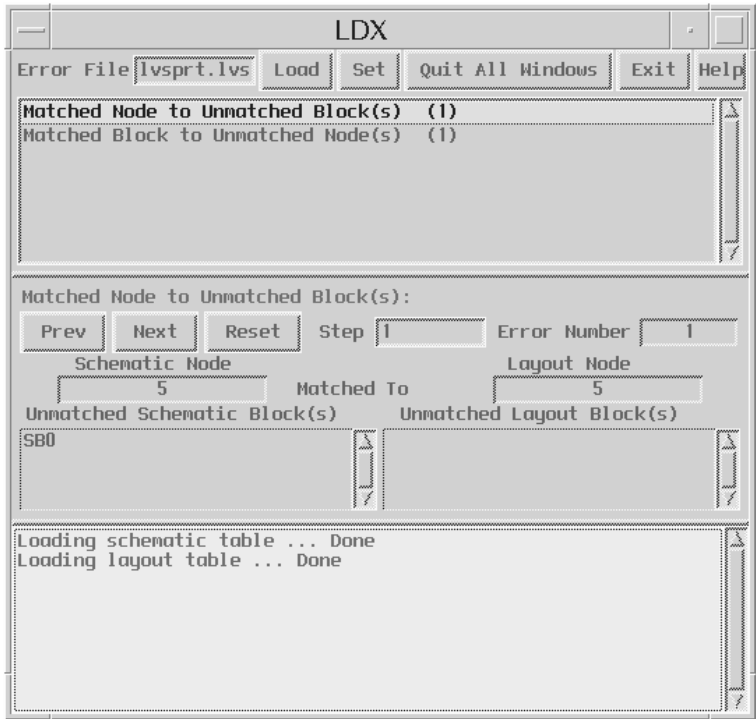
Step 31: 鼠标左击菜单 Verify->LVS Debugger. LDX 窗体显示如下。

Step 32: 键入“lvsprt.lvs”到错误文件中，前缀“lvsprt.lvs”在“inv.lvs”文件中定义的地方，正好是“PRINTFILE = lvsprt”. 你也能按你所要的设置。

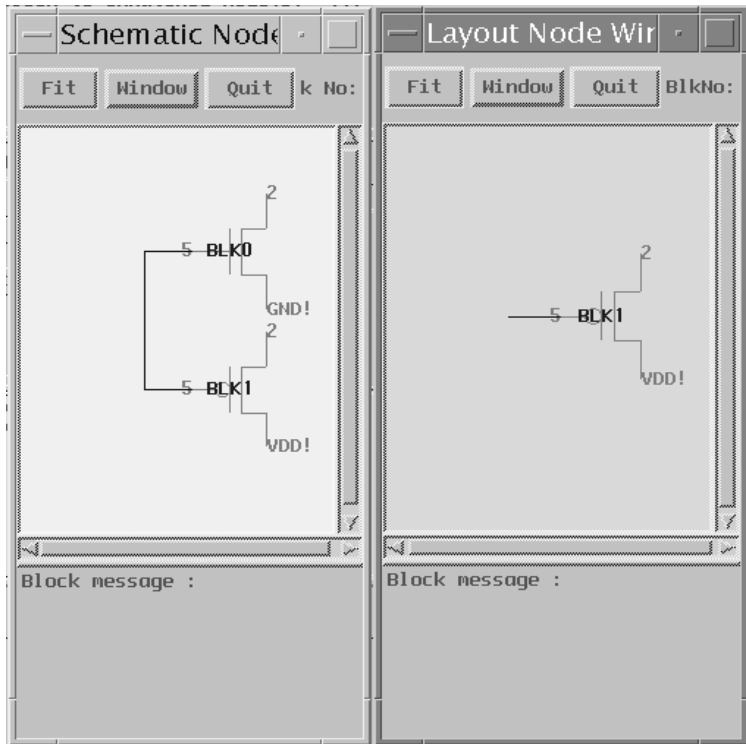
Step 33: 在 LDX 窗口中鼠标左击 Load button。

Step 34: 有 2 个不匹配的目标。

Step 35: 双击第一条。相关信息显示如下。

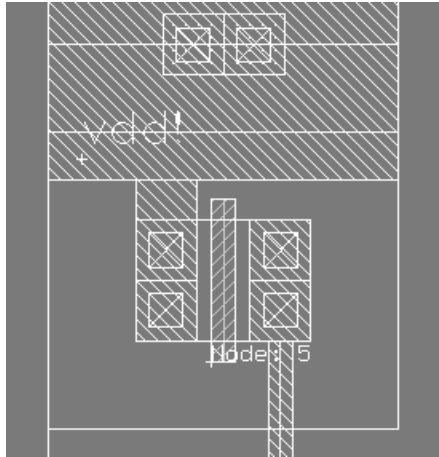


Step 36: 在“Schematic Node”和“Layout Node”中节点 “5”处单击鼠标中键 (Middle Mouse Button) ，菜单弹出。在菜单中选择“Show Node”，分别从电路图单元和版图单元中提取电路拓扑图如下。

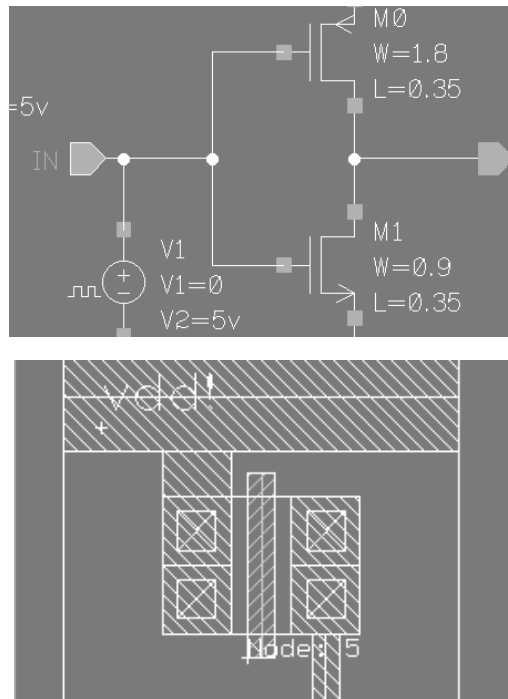


Step 37: 左边的电路拓扑图是从电路图单元中提取，右边的从版图单元中提取。比较这两个拓扑图，你能明显的看到右边的拓扑中 NMOS 丢失了，因为连接 PMOS 和 NOMS 栅极的连线丢失了。

同时，版图单元窗中顶层显示本版图单元中的错误标志。



Step 38: 在“Schematic Node”和“Layout Node”中鼠标中击节点“5”，从弹出菜单中选择“Show Error”电路图和版图单元自动打开，错误标记清晰的添加到每个单元中。



在这个部分，我们学会怎么以交互的模式运行 ZeniLVS. 在 LVS 的编译器—LDX 的帮助下，我们清楚的发现了版图的错误。

附录

0.6um 双阱 CMOS 工艺 BSIM3v3 模型参数 (2P2M)

```
*model = bsim3
*NewModel = 3
*Cadence Compatibility Mode
*These are BSIM3v3 Model Parameters
*LotName=LOT_NAME UserName=USER Date=04-22-2002

.Lib TT

.model CMOSN NMOS(
+Level= 49
* GENERAL PARAMETERS
+lmin=0.6e-6 lmax=20e-6 wmin=0.8e-6 wmax=20.0e-6
+Tnom=25.0 version = 3.1 Tox= 1.25000E-08 Xj= 2.5000000E-07
+Nch= 1.2721000E+17 llm= 1.0295000 lwn= 1.0000000
+wln= 0.9340000 wwn= 2.0000000 lint= 1.5200000E-07 ll= -3.5900000E-14
+wint= 2.0200001E-07 wl= -9.4300000E-14 ww= -5.1700000E-20
+Mobmod= 1 binunit= 2 Dwg= -2.2914280E-08 Dwb= 1.3746710E-08
* DIODE PARAMETERS
+ldif=0.00 hdif=6E-7 rsh= 0 rd= 0 rs= 0 rsc= 0 rdc= 0
* THRESHOLD VOLTAGE PARAMETERS
+Vth0= 0.7278545 K1= 0.7409649 K2= -1.5283380E-02 K3= 7.1778210
+Dvt0= 14.8549000 Dvt1= 1.0209540 Dvt2= -4.6828460E-02
+Dvt0w= -8.0227880E-02 Dvt1w= 8.8635700E+04 Dvt2w= 0.1900000
+Nlx= 0.00 W0= 1.3573220E-06 K3b= -4.7786870
* MOBILITY PARAMETERS
+Vsat= 7.7711460E+04 Ua= -7.4628200E-10 Ub= 2.6335220E-18
+Uc= 3.5986350E-11 Rdsw= 1.8026500E+03 Prwb= 1.9065101E-02
+Prwg= -3.4200580E-02 Wr= 0.9613520 U0= 4.2603870E-02 A0= 0.4940039
+Keta= -1.6965831E-02 A1= 0.00 A2= 0.9900000 Ags= 1.9959440E-02
+B0= 8.6096910E-08 B1= -4.3232750E-07
* SUBTHRESHOLD CURRENT PARAMETERS
+Voff= -9.6102280E-02 NFactor= 1.0989590 Cit= 2.3121500E-04
+Cdsc= 4.8599650E-03 Cdsb= 9.1149930E-04 Cdscd= 0.00
+Eta0= 6.2591110E-03 Etab= -1.1673500E-02 Dsub= 0.2718996
```

* ROUT PARAMETERS

+Pclm= 0.6415634 Pdiblc1= 9.6421800E-03 Pdiblc2= 1.5307820E-03
 +Pdiblc3= -0.1822976 Drout= 0.1000000 Pscbe1= 2.7371760E+08
 +Pscbe2= 4.6373430E-06 Pvag= 0.00 Delta= 1.0000000E-02
 +Alpha0= 0.00 Beta0= 30.0000000

* TEMPERATURE EFFECTS PARAMETERS

+kt1= -0.3333333 kt2= -2.6930001E-02 At= 1.2000000E+04
 +Ute= -1.6454999 Ua1= 1.1130000E-09 Ub1= -1.0460000E-18
 +Uc1= -6.6220000E-12 Kt11= 0.00 Prt= 8.4800000E+02

* CAPACITANCE PARAMETERS

+Cj= 4.350548E-04 Mj= .4223898 Pb= .9590048 Cjsw= 3.648853E-10
 +Mjsw= .1671139 Php= .5406927 Cta= 0 Ctp= 0 Pta= 0 Ptp= 0
 +JS=1.00E-14 JSW=0.00 N=1.0 Xti=3.0 Cgdo=2.0E-10 Cgso=2.0E-10
 +Cgbo=1.0E-13 Capmod= 2 NQSMOD= 0 Elm= 5 Xpart= 0
 +cgsl= 2.0000000E-10 cgdl= 2.0000000E-10 ckappa= 1.9920000
 +cf= 0.00 clc= 8.0259140E-09 cle= 2.0475841 Dlc= 1.5184E-07
 +Dwc= 2.015E-07)

.model CMOSF PMOS(

+Level= 49

* GENERAL PARAMETERS

+lmin=0.6e-6 lmax=20e-6 wmin=0.8e-6 wmax=20.0e-6
 +Tnom=25.0 version = 3.1 Tox= 1.30000E-08 Xj= 3.0000001E-07
 +Nch= 2.5099999E+16 llm= 0.2000000 lwn= 1.0000000
 +wlm= 1.0660000 wwn= 2.0000000
 +lint= -1.3000000E-09 ll= -1.3500000E-10 lwl= 1.4900000E-15
 +wint= 2.3999999E-07 wl= 5.5000000E-15 ww= -8.2200000E-20
 +Mobmod= 1 binunit= 2 Dwg= -2.9800001E-08 Dwb= 2.0800000E-08

* DIODE PARAMETERS

+ldif=0.00 hdif=6E-7 rsh= 0 rd= 0 rs= 0 rsc= 0 rdc= 0

* THRESHOLD VOLTAGE PARAMETERS

+Vth0= -1.0168999 K1= 0.4355000 K2= 1.2700000E-02 K3= 11.1944000
 +Dvt0= 6.4793000 Dvt1= 0.9395000 Dvt2= 8.7300000E-03 Dvt0w=
 3.7900000E-02
 +Dvt1w= 0.00 Dvt2w= 0.1900000 Nlx= 0.00 W0= 2.9399999E-07
 +K3b= -2.3515999

* MOBILITY PARAMETERS

+Vsat= 9.4300000E+04 Ua= 1.9199999E-09 Ub= 7.7500000E-19
 +Uc= -5.0000000E-11 Rdsw= 3.3300000E+03 Prwb= 9.9200000E-02

```

+Prwg= -3.7100000E-02 Wr= 0.9804000 U0= 1.9200001E-02 A0= 0.2612000
+Keta= -1.4800000E-02 A1= 0.00 A2= 0.4000000 Ags= 2.0000000E-02
+B0= 3.1600001E-07 B1= -3.0300001E-07
* SUBTHRESHOLD CURRENT PARAMETERS
+Voff= -0.1054000 NFactor= 0.8294000 Cit= 9.8500000E-04
+Cdsc= 1.0000000E-10 Cdscb= 0.00 Cdscd= 0.00 Eta0= 0.1185000
+Etab= -3.2900000E-03 Dsub= 0.5157000
* ROUT PARAMETERS
+Pclm= 2.9535999 Pdiblc1= 1.0000000E-05 Pdiblc2= 1.2900000E-03
+Pdiblc3= 0.1900000 Drout= 3.0000000 Pscbe1= 3.7000000E+08
+Pscbe2= 1.0000000E-10 Pvag= 1.0000000 Delta= 1.0000000E-02
+Alpha0= 0.00 Beta0= 30.0000000
* TEMPERATURE EFFECTS PARAMETERS
+kt1= -0.4763000 kt2= -2.9050000E-02 At= 1.0000000E+04 Ute= -1.0000000
+Ua1= 3.7500000E-09 Ub1= -7.1500000E-18 Uc1= -5.0833000E-11
+Kt11= 0.00 Prt= -8.8300000E+02
* CAPACITANCE PARAMETERS
+Cj= 8.208121E-04 Mj= .5198076 Pb= .9180865 Cjsw= 4.107676E-10
+Mjsw= .2586436 Php= .6054589 Cta= 0 Ctp= 0 Pta= 0 Ptp= 0 JS=1.00E-04
+JSW=0.00 N=1.0 Xti=3.0 Cgdo=1.0E-10 Cgso=1.0E-10 Cgbo=1.0E-13
+Capmod= 2 NQSMOD= 0 Elm= 5 Xpart= 0 cgsl= 1.0000000E-10
+cgdl= 9.9592000E-11 ckappa= 1.0000000 cf= 0.00 clc= 5.0018750E-08
+c1e= 0.8024064 Dlc= -1.421085E-14 Dwc= 2.304E-07)
*****
***** subcircuit *****
*****
.SUBCKT CMOSN D G S B PARAMS: L=0.6U W=0.8U
  MN1 D G S B CMOSN L=L W=W AD='W*1.8*1e-6' AS='W*1.8*1e-6'
PS='(W+1.8*1e-6)*2' PD='(W+1.8*1e-6)*2'
.ENDS
*
.SUBCKT CMOSP D G S B PARAMS: L=0.6U W=0.8U
  MP1 D G S B CMOSP L=L W=W AD='W*1.8*1e-6' AS='W*1.8*1e-6'
PS='(W+1.8*1e-6)*2' PD='(W+1.8*1e-6)*2'
.ends

*****
*****
.Endl TT

```

MOSIS Parametric Test Results

<http://www.mosis.org/>

RUN: T02D

VENDOR: TSMC

TECHNOLOGY: SCN025

FEATURE SIZE: 0.25 microns

INTRODUCTION: This report contains the lot average results obtained by MOSIS from measurements of MOSIS test structures on each wafer of this fabrication lot. SPICE parameters obtained from similar measurements on a selected wafer are also attached.

COMMENTS: TSMC 0251P5M.

TRANSISTOR PARAMETERS	W/L	N-CHANNEL	P-CHANNEL	UNITS
MINIMUM	0.36/0.24			
Vth		0.54	-0.50	volts
SHORT	20.0/0.24			
Idss		557	-256	uA/um
Vth		0.56	-0.56	volts
Vpt		7.6	-7.2	volts
WIDE	20.0/0.24			
Ids0		6.6	-1.5	pA/um
LARGE	50.0/50.0			
Vth		0.47	-0.60	volts
Vjbkd		5.8	-7.0	volts
Ijlk		-25.0	-1.1	pA
Gamma		0.44	0.61	V ^{0.5}
K' (Uo*Cox/2)		112.0	-23.0	uA/V ²

0.25μm BSIM3v3.1 NMOS Parameters

```
.MODEL CMOSN NMOS ( LEVEL = 49
+VERSION = 3.1 TNOM = 27 TOX = 5.7E-9
+XJ = 1E-7 NCH = 2.3549E17 VTH0 = 0.4273342
+K1 = 0.3922983 K2 = 0.0185825 K3 = 1E-3
+K3B = 2.0947677 W0 = 2.171779E-7 NLX = 1.919758E-7
+DVT0W = 0 DVT1W = 0 DVT2W = 0
+DVT0 = 7.137212E-3 DVT1 = 6.066487E-3 DVT2 = -0.3025397
+U0 = 403.1776038 UA = -3.60743E-12 UB = 1.323051E-18
+UC = 2.575123E-11 VSAT = 1.616298E5 A0 = 1.4626549
```


+AGS = 0.3136349 B0 = 3.080869E-8 B1 = -1E-7
 +KETA = 5.462411E-3 A1 = 4.653219E-4 A2 = 0.6191129
 +RDSW = 345.624986 PRWG = 0.3183394 PRWB = -0.1441065
 +WR = 1 WINT = 8.107812E-9 LINT = 3.375523E-9
 +XL = 3E-8 XW = 0 DWG = 6.420502E-10
 +DWB = 1.042094E-8 VOFF = -0.1083577 NFACTOR = 1.1884386
 +CIT = 0 CDSC = 2.4E-4 CDSCD = 0
 +CDSCB = 0 ETA0 = 4.914545E-3 ETAB = 4.215338E-4
 +DSUB = 0.0313287 PCLM = 1.2088426 PDIBLC1 = 0.7240447
 +PDIBLC2 = 5.120303E-3 PDIBLCB = -0.0443076 DROUT = 0.7752992
 +PSCBE1 = 4.451333E8 PSCBE2 = 5E-10 PVAG = 0.2068286
 +DELTA = 0.01 MOBMOD = 1 PRT = 0
 +UTE = -1.5 KT1 = -0.11 KT1L = 0
 +KT2 = 0.022 UA1 = 4.31E-9 UB1 = -7.61E-18
 +UC1 = -5.6E-11 AT = 3.3E4 WL = 0
 +WLN = 1 WW = -1.22182E-16 WWN = 1.2127
 +WWL = 0 LL = 0 LLN = 1
 +LW = 0 LWN = 1 LWL = 0
 +CAPMOD = 2 XPART = 0.4 CGDO = 6.33E-10
 +CGSO = 6.33E-10 CGBO = 1E-11 CJ = 1.766171E-3
 +PB = 0.9577677 MJ = 0.4579102 CJSW = 3.931544E-10
 +PBSW = 0.99 MJSW = 0.2722644 CF = 0
 +PVTH0 = -2.126483E-3 PRDSW = -24.2435379 PK2 = -4.788094E-4
 +WKETA = 1.430792E-3 LKETA = -6.548592E-3)

0.25μm BSIM3v3.1 PMOS Parameters

MODEL CMOSF PMOS (LEVEL = 49
 +VERSION = 3.1 TNOM = 27 TOX = 5.7E-9
 +XJ = 1E-7 NCH = 4.1589E17 VTH0 = -0.6193382
 +K1 = 0.5275326 K2 = 0.0281819 K3 = 0
 +K3B = 11.249555 W0 = 1E-6 NLX = 1E-9
 +DVT0W = 0 DVT1W = 0 DVT2W = 0
 +DVT0 = 3.1920483 DVT1 = 0.4901788 DVT2 = -0.0295257
 +U0 = 185.1288894 UA = 3.40616E-9 UB = 3.640498E-20
 +UC = -6.35238E-11 VSAT = 1.975064E5 A0 = 0.4156696
 +AGS = 0.0702036 B0 = 3.111154E-6 B1 = 5E-6
 +KETA = 0.0253118 A1 = 2.421043E-4 A2 = 0.6754231
 +RDSW = 866.896668 PRWG = 0.0362726 PRWB = -0.293946

+WR = 1 WINT = 6.519911E-9 LINT = 2.210804E-8
 +XL = 3E-8 XW = 0 DWG = -2.423118E-8
 +DWB = 3.052612E-8 VOFF = -0.1161062 NFACTOR = 1.2546896
 +CIT = 0 CDSC = 2.4E-4 CDSCD = 0
 +CDSCB = 0 ETA0 = 0.7241245 ETAB = -0.3675267
 +DSUB = 1.1734643 PCLM = 1.0837457 PDIBLC1 = 9.608442E-4
 +PDIBLC2 = 0.0176785 PDIBLCB = -9.605935E-4 DROUT = 0.0735541
 +PSCBE1 = 1.579442E10 PSCBE2 = 6.707105E-9 PVAG = 0.0409261
 +DELTA = 0.01 MOBMOD = 1 PRT = 0
 +UTE = -1.5 KT1 = -0.11 KT1L = 0
 +KT2 = 0.022 UA1 = 4.31E-9 UB1 = -7.61E-18
 +UC1 = -5.6E-11 AT = 3.3E4 WL = 0
 +WLN = 1 WW = 0 WWN = 1
 +WWL = 0 LL = 0 LLN = 1
 +LW = 0 LWN = 1 LWL = 0
 +CAPMOD = 2 XPART = 0.4 CGDO = 5.11E-10
 +CGSO = 5.11E-10 CGBO = 1E-11 CJ = 1.882953E-3
 +PB = 0.99 MJ = 0.4690946 CJSW = 3.018356E-10
 +PBSW = 0.8137064 MJSW = 0.3299497 CF = 0
 +PVTH0 = 5.268963E-3 PRDSW = -2.2622317 PK2 = 3.952008E-3
 +WKETA = -7.69819E-3 LKETA = -0.0119828)

应用电路百例丛书

射频集成电路芯片原理与应用电路设计

黄智伟 编著

電子工業出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京 • BEIJING

内 容 简 介

本书分为射频发射器芯片、射频接收器芯片、射频收发器芯片、无线通信射频前端芯片 4 个部分,介绍了最新的射频集成电路芯片的原理、结构、技术特性、应用电路和印制电路板设计。本书注重理论性与实用性的结合,注重新技术与工程性的结合,深入浅出,通俗易懂。

本书可作为从事数字视音频无线传输系统、无线遥控和遥测系统、无线数据采集系统、无线网络、无线安全防范系统等应用研究的工程技术人员,进行数字射频电路设计的参考书和工具书,也可供高等院校通信、电子等相关专业本科生和研究生参考或作为全国大学生电子设计竞赛的培训教材。

未经许可,不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。
版权所有,侵权必究。

图书在版编目(CIP)数据

射频集成电路芯片原理与应用电路设计/黄智伟编著. —北京: 电子工业出版社, 2004.3

ISBN 7-5053-9708-7

I. 射… II. 黄… III. ①射频电路: 集成电路—芯片—理论②射频电路: 集成电路—电路设计IV. TN710
中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2004) 第 014774 号

责任编辑: 竺南直

印 刷:

出版发行: 电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

经 销: 各地新华书店

开 本: 787×1 092 1/16 印张: 20 字数: 510 千字

印 次: 2004 年 3 月第 1 次印刷

印 数: 5 000 册 定价: 29.00 元

凡购买电子工业出版社的图书,如有缺损问题,请向购买书店调换。若书店售缺,请与本社发行部联系。
联系电话: (010) 68279077。质量投诉请发邮件至 zltz@phei.com.cn, 盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

前 言

迅速发展的射频集成电路，为从事无线数字音频、数字视频数据传输系统，无线遥控和遥测系统，无线数据采集系统，无线网络以及无线安全防范系统等设计的工程技术人员，解决无线应用的瓶颈提供最大的可能。但由于射频电路的设计要求设计者具有一定的实践经验和工程设计能力，一般性的、理论性的资料介绍无法满足实际工程设计的需要。本人根据多年从事计算机无线遥测和遥控技术的经验，搜集整理了大量的资料，从工程设计和实际应用出发，编写了本书。

本书具有如下特点：

1. “高”、“新”，本书中所介绍的射频发射器芯片、射频接收器芯片、射频收发器芯片、无线通信射频前端芯片，均是近年各公司推出的最新的、高集成度的射频集成电路芯片。
2. “系统”、“全面”，本书介绍了 14 种射频发射器芯片、7 种射频接收器芯片、11 种射频收发器芯片、7 种蓝牙等射频收发集成电路芯片。
3. “理论性强”，本书分门别类地介绍了射频发射器芯片、射频接收器芯片、射频收发器芯片、蓝牙、GPS、DBS、WCDMA 等射频收发芯片的不同结构及特点，进行了内部电路的分析。
4. “工程性好”，本书结合不同芯片，详细介绍了射频电路设计时应注意的一些问题，包括电路设计、印制板设计布局、元器件参数选择等。
5. “实用”，本书中所提供的大部分射频集成电路应用电路和印制板都可以直接拷贝，应用于所设计的产品中。

本书内容突出了先进性、工程性、实用性，可以作为从事数字视音频无线传输系统，无线遥控和遥测系统，无线数据采集系统，无线网络以及无线安全防范系统等应用研究、射频电路设计的工程技术人员的参考书和工具书，也可供高等院校通信、电子等相关专业本科生和研究生参考或作为全国大学生电子设计竞赛的培训教材。在参考文献中列出了大量的参考文献和各公司的网址，以便于读者参考使用。

黄智伟

2003 年 12 月 8 日

目 录

第 1 章 射频发射器芯片原理与应用电路设计.....	(1)
1.1 315 MHz ASK/FSK 发射器芯片 TDA5101 的原理与应用电路设计.....	(1)
1.1.1 概述	(1)
1.1.2 主要性能指标	(1)
1.1.3 芯片封装与引脚功能	(2)
1.1.4 内部结构与工作原理	(3)
1.1.5 应用电路设计	(5)
1.1.6 315 MHz ASK 发射器芯片 TDA5101A	(10)
1.2 800 MHz~1 GHz ASK 发射器芯片 MICRF103 的原理与应用电路设计	(13)
1.2.1 概述	(13)
1.2.2 主要性能指标	(13)
1.2.3 芯片封装及引脚功能	(14)
1.2.4 内部结构与工作原理	(14)
1.2.5 应用电路设计	(15)
1.3 内含KEELOQ® 滚动码编码器的UHF ASK/FSK发射器芯片rfHCS362G/362F的原理与应用电路设计	(16)
1.3.1 概述	(16)
1.3.2 主要性能指标	(16)
1.3.3 芯片封装与引脚功能	(17)
1.3.4 内部结构与工作原理	(18)
1.3.5 应用电路设计	(23)
1.4 230 MHz~930 MHz ASK/FSK 发射器芯片 rfPIC12F675F/K/H 的原理与应用电路设计	(26)
1.4.1 概述	(26)
1.4.2 芯片封装与引脚功能	(26)
1.4.3 内部结构与工作原理	(27)
1.4.4 应用电路设计	(30)
1.5 315 MHz~433 MHz FSK/FM/ASK 发射器芯片 TH7107 的原理与应用电路设计	(31)
1.5.1 概述	(31)
1.5.2 主要性能指标	(32)
1.5.3 芯片封装及引脚功能	(32)
1.5.4 内部结构与工作原理	(33)
1.5.5 应用电路设计	(34)
1.6 315/433MHz ASK 发射器芯片 TH71071 的原理与应用电路设计	(38)
1.6.1 概述	(38)
1.6.2 主要性能指标	(38)

1.6.3	芯片封装及引脚功能	(39)
1.6.4	内部结构与工作原理	(39)
1.6.5	应用电路设计	(40)
1.7	OOK/ASK 868.35 MHz 发射器芯片 TX6001 的原理与应用电路设计	(44)
1.7.1	概述	(44)
1.7.2	主要性能指标	(44)
1.7.3	芯片封装及引脚功能	(44)
1.7.4	芯片内部结构及工作原理	(45)
1.7.5	应用电路设计	(46)
1.8	433/868/915 MHz FM/FSK 发射器芯片 RF2512 的原理与应用电路设计	(48)
1.8.1	概述	(48)
1.8.2	主要技术指标	(48)
1.8.3	芯片封装与引脚功能	(49)
1.8.4	内部结构与工作原理	(50)
1.8.5	应用电路设计	(51)
1.9	868 MHz/915 MHz AM/ASK/OOK 发射器芯片 RF2514 的原理与应用电路设计	(57)
1.9.1	概述	(57)
1.9.2	主要技术指标	(57)
1.9.3	芯片封装与引脚功能	(57)
1.9.4	内部结构与工作原理	(59)
1.9.5	应用电路设计	(60)
1.10	315MHz 遥控无键进入系统发射器模块 DK1000T 的原理与应用电路设计	(68)
1.10.1	概述	(68)
1.10.2	主要技术指标	(68)
1.10.3	模块封装与引脚功能	(68)
1.10.4	内部结构与工作原理	(70)
1.10.5	应用电路设计	(71)
1.11	310MHz~440MHz ASK 发射器芯片 U2745 的原理与应用电路设计	(74)
1.11.1	概述	(74)
1.11.2	主要性能指标	(74)
1.11.3	芯片封装与引脚功能	(75)
1.11.4	内部结构与工作原理	(75)
1.11.5	应用电路设计	(76)
1.12	310MHz~330MHz ASK/FSK 发射器芯片 T5753 的原理与应用电路设计	(79)
1.12.1	概述	(79)
1.12.2	主要性能指标	(80)
1.12.3	芯片封装与引脚功能	(80)
1.12.4	内部结构与工作原理	(81)
1.12.5	应用电路设计	(83)

第 2 章 射频接收器芯片原理与应用电路设计	(85)
2.1 315MHz ASK/FSK 接收器芯片 TDA5211 的原理与应用电路设计	(85)
2.1.1 概述	(85)
2.1.2 主要性能指标	(85)
2.1.3 芯片封装与引脚功能	(86)
2.1.4 内部结构与工作原理	(87)
2.1.5 应用电路设计	(89)
2.2 800MHz~1GHz OOK 接收器芯片 MICRF005 的原理与应用电路设计	(95)
2.2.1 概述	(95)
2.2.2 主要性能指标	(95)
2.2.3 芯片封装与引脚功能	(96)
2.2.4 芯片内部结构及工作原理	(97)
2.2.5 应用电路	(102)
2.2.6 应用例子	(102)
2.3 315/433MHz FSK/FM/ASK 接收器芯片 TH71101 原理与应用电路设计	(105)
2.3.1 概述	(105)
2.3.2 主要性能指标	(106)
2.3.3 芯片封装与引脚功能	(106)
2.3.4 内部结构与工作原理	(107)
2.3.5 应用电路设计	(109)
2.4 868.35 MHz OOK 接收器芯片 RX6501 的原理与应用电路设计	(118)
2.4.1 概述	(118)
2.4.2 主要性能指标	(118)
2.4.3 芯片封装及引脚功能	(119)
2.4.4 内部结构与工作原理	(121)
2.4.5 应用电路设计	(124)
2.5 250MHz~450MHz ASK 接收器芯片 RX3310 的原理与应用电路设计	(125)
2.5.1 概述	(125)
2.5.2 主要性能指标	(125)
2.5.3 芯片封装与引脚功能	(126)
2.5.4 内部结构与工作原理	(127)
2.5.5 应用电路设计	(127)
2.6 315MHz 遥控无键进入系统接收器模块 DK1000R 的原理与应用电路设计	(129)
2.6.1 概述	(129)
2.6.2 主要技术指标	(129)
2.6.3 模块封装与引脚功能	(130)
2.6.4 内部结构与工作原理	(132)
2.6.5 应用电路设计	(133)
2.7 300MHz~450MHz ASK 接收器芯片 U3745BM 的原理与应用电路设计	(136)

2.7.1	概述	(136)
2.7.2	主要性能指标	(136)
2.7.3	芯片封装与引脚功能	(137)
2.7.4	内部结构与工作原理	(137)
2.7.5	应用电路设计	(144)
第3章	射频收发器芯片原理与应用电路设计	(153)
3.1	300MHz~500MHz 无线收发芯片 MICRF501 的原理与应用电路设计	(153)
3.1.1	概述	(153)
3.1.2	主要性能指标	(153)
3.1.3	芯片封装与引脚功能	(154)
3.1.4	内部结构与工作原理	(155)
3.1.5	应用电路设计	(156)
3.2	300MHz~930MHz FSK/FM/ASK 收发器芯片 TH7120 的原理与应用电路设计	(168)
3.2.1	概述	(168)
3.2.2	主要技术指标	(169)
3.2.3	芯片封装与引脚功能	(169)
3.2.4	内部结构与工作原理	(170)
3.2.5	应用电路设计	(175)
3.3	OOK/ASK 868.35 MHz 收发器芯片 TR1001 的原理与应用电路设计	(182)
3.3.1	概述	(182)
3.3.2	主要技术指标	(183)
3.3.3	芯片封装及引脚功能	(183)
3.3.4	芯片内部结构及工作原理	(186)
3.3.5	应用电路设计	(190)
3.3.6	DR3001 模块	(192)
3.4	868MHz ASK/FSK 无线收发器芯片 TDA 5250 的原理与应用电路设计	(194)
3.4.1	概述	(194)
3.4.2	主要技术指标	(194)
3.4.3	芯片封装与引脚功能	(195)
3.4.4	内部结构与工作原理	(197)
3.4.5	应用电路设计	(200)
3.5	433/870/915MH FSK 收发器芯片 XE1202 的原理与应用电路设计	(204)
3.5.1	概述	(204)
3.5.2	主要技术指标	(205)
3.5.3	芯片封装与引脚功能	(205)
3.5.4	内部结构与工作原理	(207)
3.5.5	应用电路设计	(212)
3.5.6	与微控制器的接口	(216)
3.6	433MHz FSK 收发器芯片 nRF0433 的原理与应用电路设计	(219)

3.6.1	概述	(219)
3.6.2	主要性能指标	(219)
3.6.3	芯片封装与引脚功能	(220)
3.6.4	内部结构与工作原理	(220)
3.6.5	应用电路设计	(222)
3.7	433/868/915MHz FSK/ASK/OOK 收发器芯片 RF2945 的原理与应用电路设计	(225)
3.7.1	概述	(225)
3.7.2	主要技术指标	(225)
3.7.3	芯片封装与引脚功能	(226)
3.7.4	内部结构与工作原理	(229)
3.7.5	应用电路设计	(229)
3.7.6	电路设计实例	(232)
3.8	315/433/868/915 MHz FSK 内嵌 8051 微控制器的收发器芯片 CC1010 的原理与应用电路设计	(235)
3.8.1	概述	(235)
3.8.2	主要性能指标	(235)
3.8.3	芯片封装及引脚功能	(236)
3.8.4	内部结构与工作原理	(238)
3.8.5	应用电路设计	(239)
3.9	315.00 MHz OOK 收发器模块 DR3101 的原理与应用电路设计	(245)
3.9.1	概述	(245)
3.9.2	主要技术指标	(245)
3.9.3	芯片封装及引脚功能	(245)
3.9.4	内部结构及工作原理	(248)
3.9.5	应用电路设计	(251)
3.10	2.4GHz DSSS 收发器芯片组 RFW302 原理与应用电路设计	(252)
3.10.1	概述	(252)
3.10.2	主要技术指标	(252)
3.10.3	芯片封装与引脚功能	(253)
3.10.4	内部结构与工作原理	(255)
3.10.5	应用电路设计	(256)
3.11	915MHz OOK 收发器模块 RD0300 的原理与应用电路设计	(259)
3.11.1	概述	(259)
3.11.2	主要性能指标	(259)
3.11.3	内部结构与引脚功能	(259)
3.11.4	模块内部电路	(262)
第 4 章	无线通信射频前端芯片的原理与应用电路设计	(265)
4.1	蓝牙无线收发器芯片 SiW1701 的原理与应用电路设计	(265)
4.1.1	概述	(265)
4.1.2	主要技术指标	(265)

4.1.3	芯片封装与引脚功能	(267)
4.1.4	内部结构与工作原理	(270)
4.1.5	应用电路设计	(271)
4.2	900MHz 无绳电话射频前端芯片 MAX2420/ 21/22/60/63 的原理与应用电路设计	(273)
4.2.1	概述	(273)
4.2.2	主要性能指标	(273)
4.2.3	芯片封装与引脚功能	(274)
4.2.4	内部结构与工作原理	(275)
4.2.5	应用电路设计	(275)
4.3	全球定位系统 GPS 接收机射频芯片 MAX2740 的原理与应用电路设计	(279)
4.3.1	概述	(279)
4.3.2	主要技术指标	(279)
4.3.3	芯片封装与引脚功能	(280)
4.3.4	内部结构与工作原理	(281)
4.3.5	应用电路设计	(282)
4.4	数字卫星接收机 (DBS) 变频调谐器芯片 MAX2102/MAX2105 的原理与应用电路设计	(286)
4.4.1	概述	(286)
4.4.2	主要性能指标	(286)
4.4.3	芯片封装与引脚功能	(286)
4.4.4	内部结构与工作原理	(287)
4.4.5	应用电路设计	(287)
4.5	WCDMA 与 GSM900 双频双模手机射频单元	(294)
4.5.1	概述	(294)
4.5.2	WCDMA/GSM 双频双模手机射频单元参考设计方案的关键芯片	(295)
4.5.3	WCDMA/GSM 双频双模手机射频单元参考设计方案	(300)
4.6	无线 USB 接口芯片 CY694X 的原理与应用电路设计	(302)
4.6.1	概述	(302)
4.6.2	CY694X 系列芯片内部结构	(302)
4.6.3	采用 CY6941 的无线 USB 光鼠标电路	(302)
4.6.4	采用 CY6942 的无线 USB 键盘电路	(303)
4.6.5	采用 CY6943 和 CY7C63723 的 USB 连接器	(303)
参考文献		(304)

第 1 章 射频发射器芯片原理与应用电路设计

1.1 315 MHz ASK/FSK 发射器芯片 TDA5101 的原理与应用电路设计

1.1.1 概述

单片 ASK/FSK 发射器芯片 TDA5101 的工作频段为 314MHz~316 MHz，芯片内集成了 PLL 频率合成器、VCO、高效的功率放大器和 ASK/FSK 调制电路，电源电压为 2.1 V~4 V，工作电流小于 7 mA，提供低功耗模式，可为微控制器提供时钟。该芯片可用于无钥匙进入系统、遥控系统、通信和安防系统等。

1.1.2 主要性能指标

TDA5101 的主要性能指标如表 1.1.1 所示。

表 1.1.1 TDA5101 的主要性能指标

参 数		最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
频率		314	315	316	MHz
输出功率 P_{PAOUT} ($f=315$ MHz)		3	5	7	dBm
电流消耗	待机模式			100	nA
	PLL 使能		3.3	4.2	mA
	发射使能		7	9	mA
功率下降模式开关 (V_{PDWN})	待机模式	0		0.7	V
	PLL 使能	1.5V		V_s	
	发射使能	1.5V		V_s	
ASK 调制 (V_{ASKDTA})	ASK 发射不使能	0		0.5	V
	ASK 发射使能	1.5V		V_s	
	ASK 数据速率			20	kHz
FSK 调制 (V_{FSKDTA})	FSK 开关导通			0.5	V
	FSK 开关断开	1.5V		V_s	
	FSK 数据速率			20	kHz
时钟驱动器输出	电流 (I_{CLKOUT})	1			mA

续表

参 数		最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
时钟驱动器控制 (V _{CLKDIV})	$f=f_{\text{CRSTL}}/2$ 或 $f=f_{\text{CRSTL}}/8$ 缓冲的时钟输出	0		0.2	V
	$f=f_{\text{CRSTL}}/4$ 或 $f=f_{\text{CRSTL}}/16$ 缓冲的时钟输出	1.5V		V_s	V
晶体振荡器输入	负载电容			5	pF
	晶振串联电阻($f=9.84$ MHz)			100	Ω
	COSC 端输入阻抗($f=9.84$ MHz)		12		μH
FSK 输出开关	导通电阻(R_{FSKOUT})			250	Ω
	导通电容(C_{FSKOUT})		1		pF
	截止电阻(R_{FSKOUT})	10			k Ω
	截止电容(C_{FSKOUT})		1.5		pF
电源电压		2.1		4.0	V
工作温度		-25		85	$^{\circ}\text{C}$

1.1.3 芯片封装与引脚功能

TDA5101 采用 P-TSSOP-16 封装，封装形式如图 1.1.1 所示。TDA5101 的引脚功能如表 1.1.2 所示。

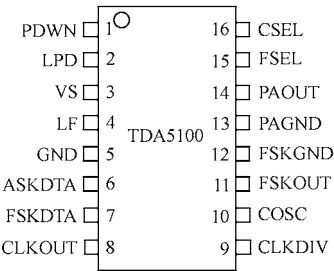


图 1.1.1 TDA5101 的引脚封装形式

表 1.1.2 TDA5101 的引脚功能

引脚	符号	功 能
1	PDWN	发射器电路使能控制端。当 $V_{\text{PDWN}} < 0.7\text{ V}$ 时，关闭所有发射器功能；当 $V_{\text{PDWN}} > 1.5\text{ V}$ 时，开启所有的发射功能。通过设置 FSKDTA 或 ASKDTA 为高电平可使 PDWN 的内部电流上升到 $40\text{ }\mu\text{A}$
2	LPD	电源电压 (V_s) 低电压状态指示。当 $V_s < 2.15\text{ V}$ 时，将使 LPD 为低电平状态
3	VS	电源电压。为发射器芯片提供直流电源，此脚应该直接连接一个射频旁路电容，并尽可能连接到地的距离变短
4	LF	回路滤波器。充电泵的输入和输出对压控振荡器进行控制；在芯片内为回路带宽为 150 kHz 的状态设计了回路滤波器，通过连接外部 RC 网络可使回路带宽减小
5	GND	接地端

续表

引脚	符号	功 能
6	ASKDTA	ASK 数据输入端。通过此脚可使数字调幅信号加到功率放大器。当 $V_{ASKDTA}>1.5\text{ V}$ 或开路时，能够传输；当 $V_{ASKDTA}<0.5\text{ V}$ 时，则不能传输
7	FSKDTA	FSK 数据输入端。通过此脚数字调频信号加到 XO 网络，压控振荡器根据基准振荡器的频率而变化。当 $V_{FSKDTA}<0.5\text{ V}$ 时闭合在 11 脚的 FSKDTA 开关，这时一个电容被转接到 XO 网络,XO 的频率改变使设计的 FSK 发生频偏。当 $V_{FSKDTA}>1.5\text{ V}$ 或开路时将设置 FSKOUT 开关为高阻状态
8	CLKOUT	时钟输出端。输出时钟给外部装置，根据外部装置的驱动需要加一个外部上拉电阻。当 CLKDIV（9 脚）输入为逻辑低电平时，CLKOUT 输出时钟频率为 $f=f_{CRSTL}/2$ 或 $f=f_{CRSTL}/8$ 缓冲的时钟输出。当 CLKDIV 输入为逻辑高电平时，CLKOUT 输出时钟频率为 $f=f_{CRSTL}/4$ 或 $f=f_{CRSTL}/16$ 缓冲的时钟输出
9	CLKDIV	时钟分频器控制端。此端用于选择对 CLKOUT 信号的分频。当 CLKDIV（9 脚）输入为逻辑低电平时，CLKOUT 输出时钟频率为 $f=f_{CRSTL}/2$ 或 $f=f_{CRSTL}/8$ 缓冲的时钟输出；当 CLKDIV 输入逻辑高电平时，CLKOUT 输出时钟频率为 $f=f_{CRSTL}/4$ 或 $f=f_{CRSTL}/16$ 缓冲的时钟输出
10	COSC	晶体振荡器输入端。连接基准振荡器电路
11	FSKOUT	FSK 输出端。此脚是一个在 7 脚的 FSKDTA 信号驱动的开关，当 FSKDTA 为低电平时，开关关闭；当 FSKDTA 为高电平或开路时，开关打开。从 FSKOUT 接一个附加电容到基准晶体振荡器网络，以改变振荡频率，得到发射器输出的 FSKDTAFSK 频偏
12	FSKGND	FSK 调制输出接地端
13	PAGND	功率放大器接地连接。所有功率放大器的射频地都接在这端
14	PAOUT	发射器的射频输出。到 VS 的直流通道通过天线的匹配网络提供
15	FSEL	短路到地
16	CSEL	开路

1.1.4 内部结构与工作原理

TDA5101 的内部结构框图如图 1.1.2 所示。芯片内包含发射功率放大器（PA）、晶体振荡器（OSC，简称晶振）、压控振荡器（VCO）、相位检波（PD）电路、分频器、回路滤波器（LF）、低电压传感器（LVS）、电源电路（PS）以及 FSK 开关（SW）等。

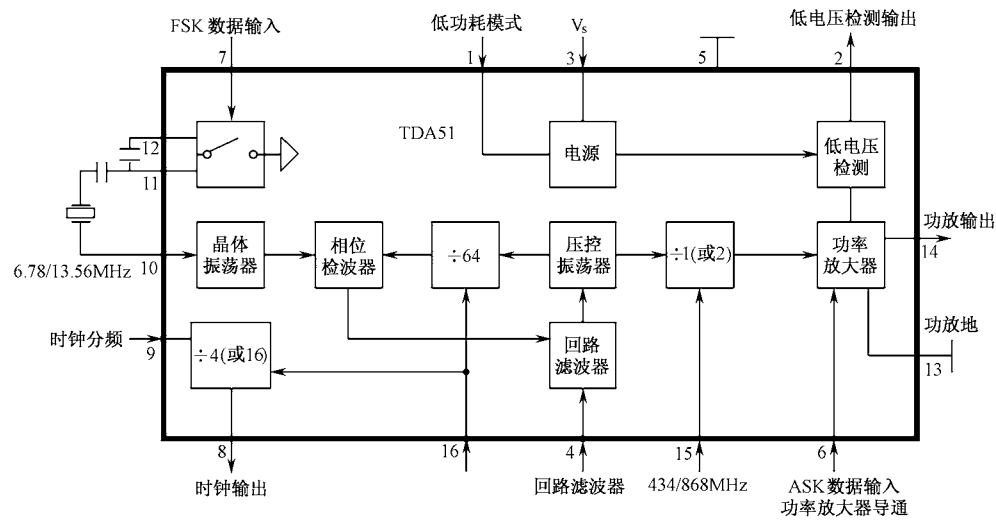


图 1.1.2 TDA5101 内部结构框图

锁相环（PLL）合成器由压控振荡器（VCO）、异步分频器、相位检波器、充电泵和回路滤波器（LF）等组成，完全集成在芯片上。VCO 的调谐电路由螺旋形电感和变容二极管组成，也集成在芯片上。VCO 的中心频率是 630 MHz，振荡器信号被送到合成器分频器和功率放大器。异步分频器的总分频比是 64。鉴相器是一个典型的带充电泵的 IV 鉴相器，无源环路滤波器在芯片上实现。在 315 MHz 应用时，CSEL 端开路。

晶体振荡器工作在 9.84 MHz、FSK 发射时，振荡器的频率可通过外接电容调节，由第 7 脚（FSKDAT）控制。FSKDTA 状态与 FSK 开关的关系见表 1.1.3。两个晶振频率（615 kHz 和 2.40 MHz）可作为时钟频率，其输出（CLKOUT）可作为微控制器的时钟输入，分频比由 CLKDIV 端控制（见表 1.1.4）。

表 1.1.3 FSKDTA 状态与 FSKOUT 开关的关系

FSKDTA 状态	FSKOUT 开关
开路	截止
短路到地	导通

表 1.1.4 CLKDIV 控制下的分频比

FSKDTA	分频比
开路	16
短路到地	4

在 FSK 发射时，功率放大器能用第 6 脚（ASKDAT）信号导通；ASK 发射时，ASKDAT 端用做数据输入。功率放大器的输出（PAOUT）是集电极开路形式，需通过外接的线圈提供电源偏置。调谐 LC 回路与外接的环形天线相匹配，可得到最好的特性，达到最大的功率放大器效率。在 PAOUT 引脚端的高频电压峰-峰值是电源电压的 2 倍。为了减少功率放大器耦合到其他电路而造成的影响，功率放大器有单独的接地端（PAGND）。在 315 MHz 应用时，引脚端 FSEL 连接到地。

低电压检测器可提供电压检测功能，如果电源电压低于 2.15 V，LPD 引脚将为低电平，最小的反向电流是 1 mA。这个特性的简单应用是通过控制引脚 6 关断功率放大器。

TDA5101 提供三种功率模式：功率下降模式（低功耗模式）、PLL 使能模式和发射模式，如表 1.1.5 所示。

表 1.1.5 TDA5101 的三种功率模式

PDWN	FSKDTA	ASKDTA	功率模式
L	L	L	低功耗模式
H	L; H	L	PLL 使能模式
悬空; H	H	L	PLL 使能模式
悬空; H	L; H	H	发射模式

功率模式控制的内部电路如图 1.1.3 所示。

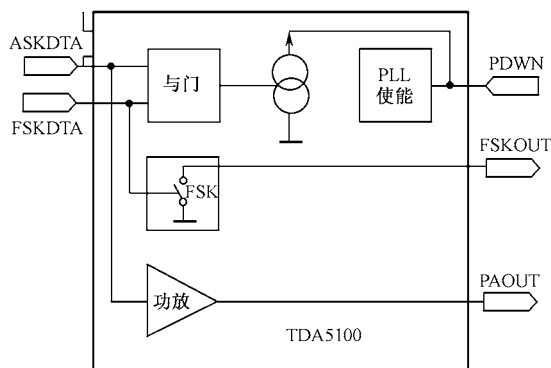


图 1.1.3 功率模式控制的内部电路

在低功耗模式下，消耗电流至少为 100 nA。为使 IC 工作在这种模式，引脚 PDWN、ASKDTA、FSKDTA 应置于低电平状态。

在 PLL 使能模式下，锁相环启动时间由晶振的启动时间决定，典型值为 1ms（依靠晶振本身）。在这段时间内，为了减少电流消耗和避免能量辐射，功率放大器是关断的，电流消耗为 3.5 mA。可以通过微控制器的两条数据线控制 IC，ASK 和 FSK 的数据输入通过逻辑或连接到内部的 PDWN 引脚端，在这种情况下，PDWN 引脚端不连接。

在发射使能模式下，功率放大器导通，电流消耗为 7mA。为进入这种状态，ASKDTA 输入应为高电平。在 PDWN 脚悬空的情况下，ASK 和 FSK 调制的时序分别如图 1.1.4 和图 1.1.5 所示。

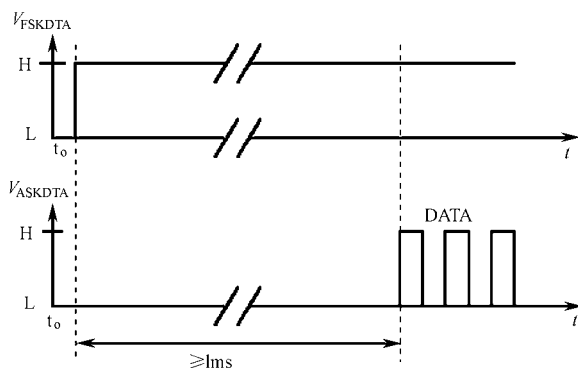


图 1.1.4 ASK 调制的时序

1.1.5 应用电路设计

TDA5101 采用 50Ω 天线输出的应用电路如图 1.1.6 所示，印制板图如图 1.1.7（a）和图 1.1.7（b）所示。应用电路中元器件参数如表 1.1.6 所示。

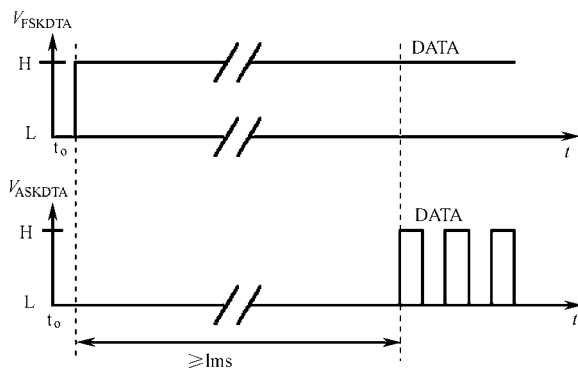


图 1.1.5 FSK 调制的时序

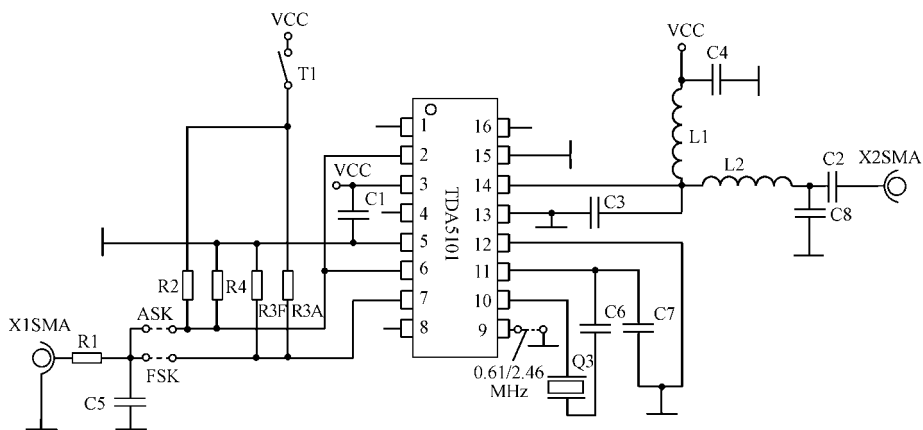


图 1.1.6 TDA5101 采用 50Ω 天线输出的应用电路

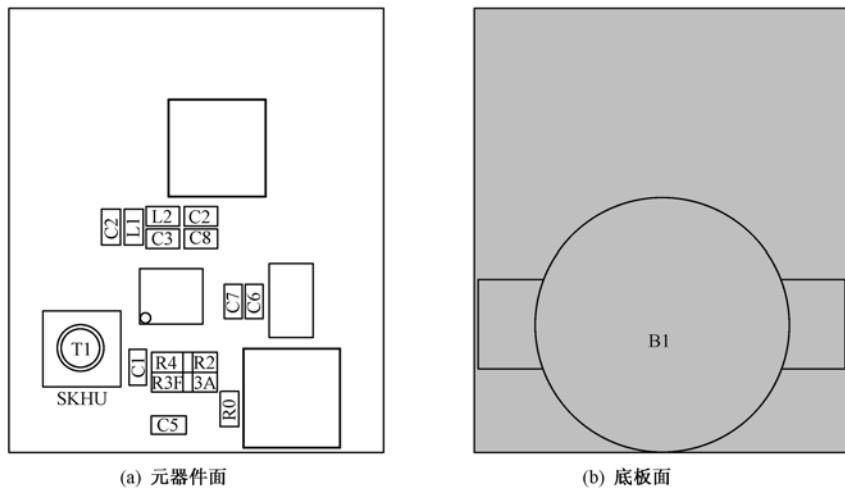


图 1.1.7 印制板图

表 1.1.6 TDA5101 应用电路元器件参数

符号	数值	315 MHz	ASK	FSK	特性参数
R1	4.7 kΩ				0805, ±5%
R2				12 kΩ	0805, ±5%
R3A			15 kΩ		0805, ±5%
R3F				15 kΩ	0805, ±5%
R4	Open				0805, ±5%
C1	47nF				0805, X7R, ±10%
C2		56 pF			0805, COG, ±5%
C3		5.6 pF			0805, COG, ±0.1pF
C4		330 pF			0805, COG, ±5%
C5	1nF				0805, X7R, ±10%
C6	8.2 pF				0805, COG, ±0.1pF
C7			0 Ω 跨接片	47 pF	0805, COG, ±5% 0805 0 Ω跨接片
C8		22 pF			0805, COG, ±5%
L1		220 nH			TOKOLL2012-J
L2		56 nH			TOKOLL2012-J
Q3	9.84375MHz, C _L =12 pF				Tokyo Denpa TSS-3B 9843, 75 kHz Spec.No.20-18905
IC1		TDA5101			
T1	Taster				
X1	SMA-S				直立式
X2	SMA-S				直立式

对于晶振的选用，应该注意的是晶振完成启动的时间小于 1 ms。为了达到这个值，在 TDA5101 应用电路中使用 NIC 晶体振荡器，这种晶体振荡器的特性是它的输入阻抗为一个电阻串联一个电感（见图 1.1.8）。因此，晶体振荡器的负载电容 C_L 可转换成电容 C_v 的形式，如：

$$C_v = \frac{1}{\frac{1}{C_L} + \omega^2 L} \tag{1.1.1}$$

式中， C_L 为标称频率的晶振负载电容， ω 为角频率， L 为晶体振荡器的电感。

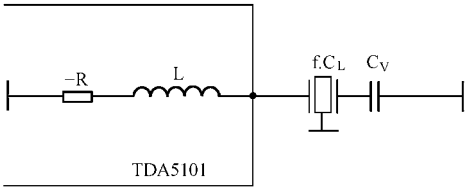


图 1.1.8 晶体振荡器的输入等效电路

当电路处于 ASK 模式时，C7 短接地。假设晶振频率为 9.84 MHz，晶振负载电容为 20 pF，

则电感 L 的电感量为 $11 \mu\text{H}$ ，因而 C_6 的电容为 8.2 pF 。

$$C_6 = \frac{1}{\frac{1}{C_L} + \omega^2 L} = C_v \quad (1.1.2)$$

当处于 FSK 模式时，FSK 调制是通过转换晶振的负载电容值来实现的。此时晶振的等效电路如图 1.1.9 所示。

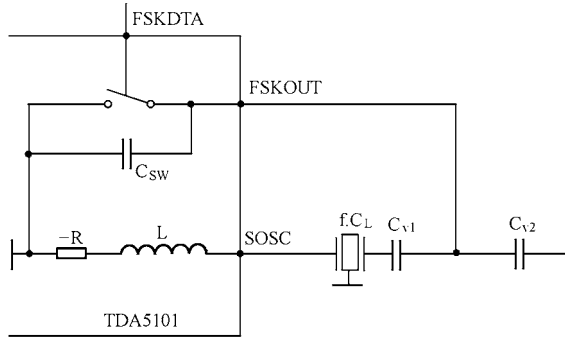


图 1.1.9 FSK 模式下晶体振荡器的等效电路

晶振的频率偏移量与锁相环的分频器系数 N 相乘之后输出到功率放大器。在频率偏移量较小时，所需的负载电容按下式计算：

$$C_{L\pm} = \frac{C_L \mu C_0 \frac{\Delta f}{N f_1} \left(1 + \frac{2(C_0 + C_L)}{C_1} \right)}{1 \pm \frac{\Delta f}{N f_1} \left(1 + \frac{2(C_0 + C_L)}{C_1} \right)} \quad (1.1.3)$$

式中， C_L 为标称频率下的晶体负载电容， C_0 为晶体的旁路电容， ω 为角频率， N 为 PLL 的分频系数， Δf 为峰频偏移量。

由于 TDA5101 电感部分的影响， C_L 的值必须由公式 (1.1.1) 进行修正，因而 $C_{v\pm}$ 计算如下：

$$C_{v\pm} = \frac{1}{\frac{1}{C_L} + \omega^2 L} \quad (1.1.4)$$

如果 FSK 开关关闭，则 $C_v = C_{v1}$ ；如果 FSK 开关打开，则 C_{v2} 计算如下：

$$C_{v2} = C_7 = \frac{C_{sw} \times C_{v1} - C_v + (C_{v1} + C_{sw})}{C_v - C_{v1}} \quad (1.1.5)$$

式中， C_{sw} 为 FSK 开关的平衡电容。

CLKOUT 引脚端是集电极开路输出，外接的上拉电阻 R_L 连接在这个引脚和电源之间， R_L 的数值取决于时钟频率和负载电容 C_{LD} （PCB 板加微控制器的输入电容）。 R_L 的计算公式如下：

$$R_L = \frac{1}{8 f_{CLKOUT} C_{LD}} \quad (1.1.6)$$

上拉电阻 R_2 和晶振负载电容 C_L 的参数关系见表 1.1.7。

表 1.1.7 R_L 与 C_L 的参数关系

C_L/pF	$R_L/\text{k}\Omega$	
	$f_{\text{CLKOUT}}=615\text{ kHz}$	$f_{\text{CLKOUT}}=2.40\text{ MHz}$
5	39	10
10	18	5.1
20	10	2.2

注：这些计算仅是近似值，具体值要根据具体电路板设计和根据具体应用电路来调节。

附加 HCS360 的应用电路（印制板天线）如图 1.1.10 所示，印制板图如图 1.1.11 所示，其元器件参数如表 1.1.8 所示。

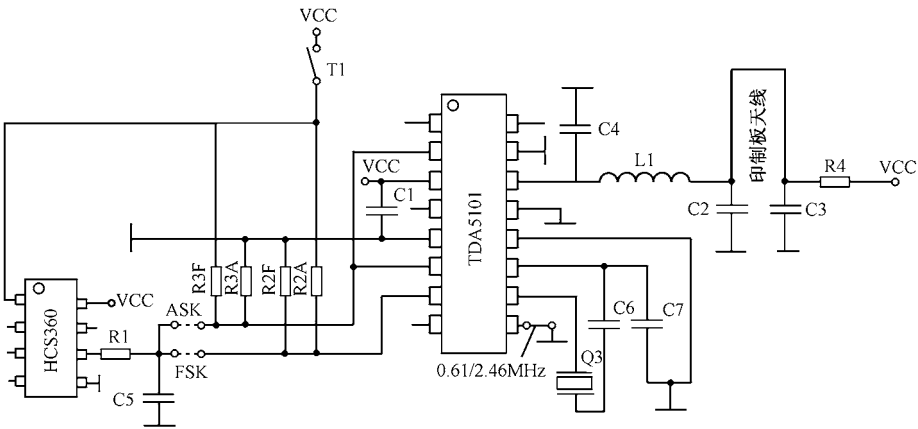


图 1.1.10 附加 HCS360 的应用电路（印制板天线）

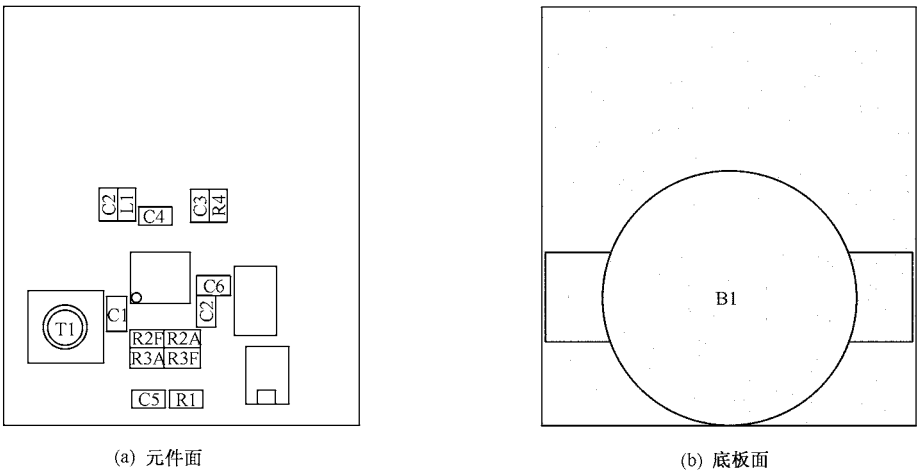


图 1.1.11 附加 HCS360 应用电路（印制板天线）的印制板图

表 1.1.8 附加 HCS360 应用电路的元器件参数

符号	数值	315 MHz	ASK	FSK	特性参数
R1	4.7 kΩ				0805, ±5%
R2A			15 kΩ		0805, ±5%
R2F				12 kΩ	0805, ±5%
R3A	15 kΩ				0805, ±5%
R3F				12 kΩ	0805, ±5%
R4	1 kΩ				0805, ±5%
C1	47 nF				0805, X7R, ±10%
C2	18 pF				0805, COG, ±1%
C3	330 pF				0805, COG, ±10%
C4	10 pF				0805, COG, ±1%
C5	4.7 nF				0805, X7R, ±10%
C6	8.2 pF				0805, X7R, ±0.1pF
C7			open	47 pF	0805, COG, ±10%
L1	39 nH				TOKO LL2012-J
Q3	9.84375 MHz CL=12 pF				Tokyo Denpa TSS-3B 9843.75 kHz Spec.No.20-18905
IC1	TDA5101				Infineon
IC2	HCS360				Microchip
B1	Batteriehalter				HU2031-1, RENATA
T1	Taster				STTSKHMPW, ALPS

1.1.6 315 MHz ASK 发射器芯片 TDA5101A

315 MHz ASK 发射器芯片 TDA5101A 是 TDA5101 的一个变形。TDA5101A 只有 ASK 发射功能，其内部电路结构和技术性能指标与 TDA5101 基本相同。

1. 芯片封装与引脚功能

TDA5101A 采用 P-TSSOP-10 封装（如图 1.1.12 所示），其引脚功能如表 1.1.9 所示。

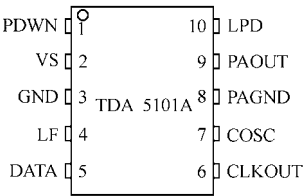


图 1.1.12 TDA5101A 引脚封装形式

表 1.1.9 TDA5101A 的引脚功能

引脚	符号	功 能
1	PDWN	发射器电路使能控制端。当 $V_{PDWN}<0.7\text{ V}$ 时，关闭所有发射器功能；当 $V_{PDWN}>1.5\text{ V}$ 时，开启所有的发射功能
2	VS	电源电压。为发射器芯片提供直流电源，此脚应该直接连接一个射频旁路电容，并尽可能连接到地的距离变短
3	GND	接地端
4	LF	环路滤波器。充电泵的输入和输出对压控振荡器进行控制。在芯片内为环路带宽为 150 kHz 的状态设计了环路滤波器，通过连接外部 RC 网络可使环路带宽减少
5	DATA	ASK 数据输入端。通过此脚可使数字调幅信号加到功率放大器 当 $V_{DATA}>1.5\text{ V}$ 或开路时，能够传输；当 $V_{DATA}<0.5\text{ V}$ 时，不能传输
6	CLKOUT	时钟输出端
7	COSC	晶体振荡器输入端。连接基准振荡器电路
8	PAGND	功率放大器接地连接。所有功率放大器的射频地都接在这端
9	PAOUT	发射器的射频输出。到 VS 的直流通道通过天线的匹配网络提供
10	LPD	电源电压 (V_S) 低电压状态指示。当 $V_S<2.15\text{ V}$ 时，将使 LPD 为低电平状态

2 . 内部结构与工作原理

TDA5101A 的内部结构框图如图 1.1.13 所示，其电路工作原理与 TDA5101 相同。

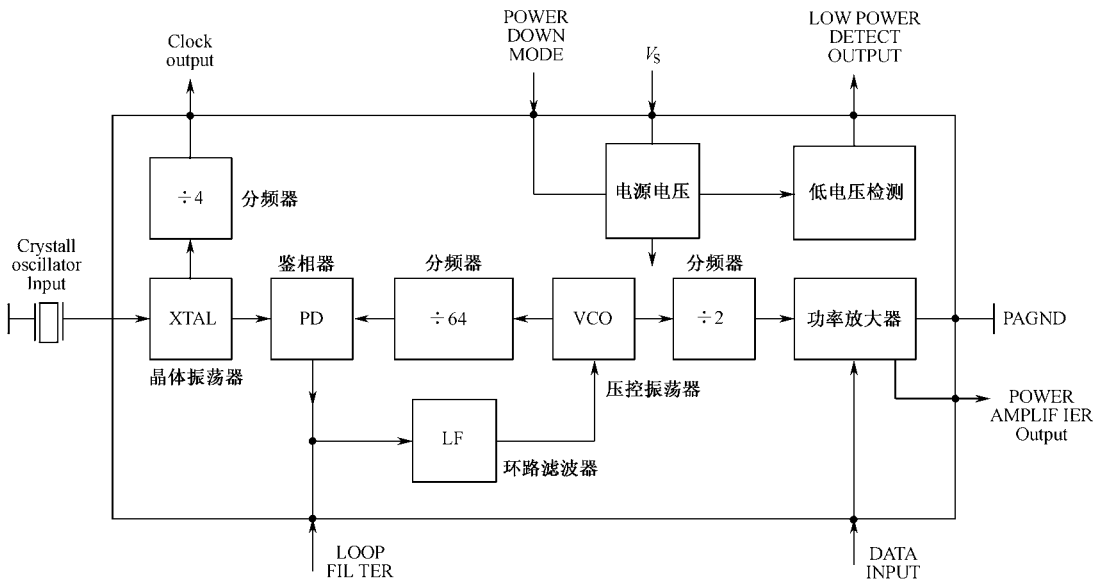


图 1.1.13 TDA5101A 内部结构框图

3 . 应用电路

TDA5101A 采用印制天线的应用电路如图 1.1.14 所示，其元器件参数如表 1.1.10 所示；

采用 50 Ω 天线的应用电路如图 1.1.15 所示，其元器件参数如表 1.1.11 所示。

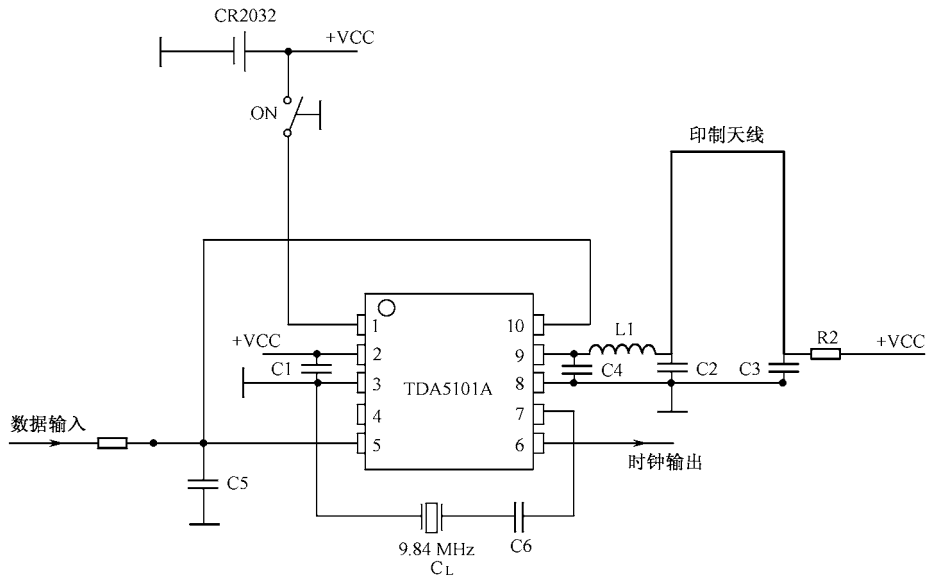


图 1.1.14 TDA5101A 采用印制天线的应用电路

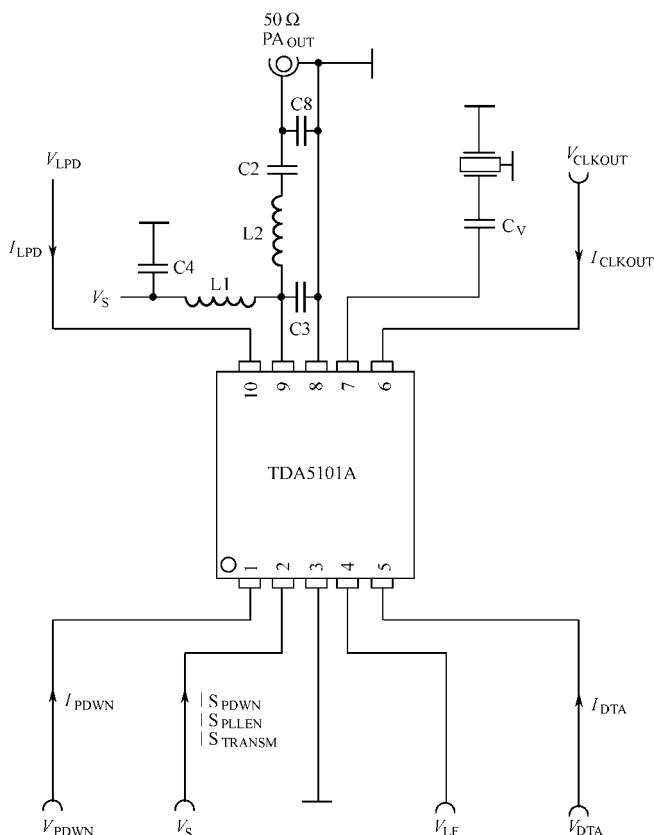
表 1.1.10 采用印制天线应用电路的元器件参数

元 件 符 号	数 值	注 释
R1 ^①	4.7 kΩ	
R2	1 kΩ	
C1	47 nF	
C2 ^②	18 pF	COG, ±0.1 pF
C3	330 pF	
C4 ^②	10 pF	COG, ±0.1 pF
C5 ^①	1 nF	
C6 ^③	15 pF	
L1 ^②	39 nH	

注：① 取决于数据速率；② 取决于天线和 PCB 板；③ 数值取决于所使用的晶振和它的封装电容（ C_L ）。

表 1.1.11 采用 50 Ω天线应用电路的元器件参数

符 号	数 值
L1	220 nH
L2	56 nH
C2	56 pF
C3	5.6 pF
C4	330 pF
C8	22 pF

图 1.1.15 TDA5101A 采用 50 Ω 天线的应用电路

1.2 800 MHz~1 GHz ASK 发射器芯片 MICRF103 的原理与应用电路设计

1.2.1 概述

MICRF103 是一种单片 UHF ASK 发射器芯片。该芯片使用 Micrel's QwikRadio™ 技术，可工作在 800~1000 MHz；芯片内集成了合成器、压控振荡器、功率放大器等电路，是一种真正的“数据输入、无线输出”的单片器件；采用 ASK/OOK 调制；电源电压为 4.5~5.5V，电流为 8 mA；提供低功耗模式，待机电流为 1.0 μ A；数据速率为 115 kb/s；天线自动调谐。MICRF103 芯片可用于自动遥控无钥匙进入系统（RKE）、遥控系统、数据通信和安防系统。

1.2.2 主要性能指标

MICRF103 主要性能指标如表 1.2.1 所示。

表 1.2.1 MICRF102 主要性能指标

参 数		最小值	典型值	最大值	单位
电源部分	电源电压	4.5		5.5	V
	待机电源电流		0.10		μA
	工作电流	14		27.5	mA
	最大输出功率		-3		dBm
	变容二极管调谐范围	2.6	3.0	3.3	pF
基准振荡器部分	基准振荡器输入阻抗			300	kΩ
	基准振荡器输入电压（峰-峰值）	0.2		1.0	V
数字控制部分	校准时间		20		ms
	从待机到发射器稳定时间	9		12	ms
	ASK 调制最大数据速率			115	kb/s
	ASK 输入高电平	0.8V _{DD}			
	ASK 输入低电平			0.1V _{DD}	

1.2.3 芯片封装及引脚功能

MICRF103 采用 8-pin SOP (M) 封装（如图 1.2.1 所示），其各引脚功能如表 1.2.2 所示。

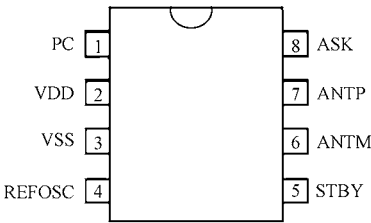


图 1.2.1 MICRF103 引脚封装形式

表 1.2.2 MICRF103 各引脚功能

引脚	符 号	功 能
1	PC	电源控制输入。正常工作时，该引脚的电压被设置在 0.1V~0.4 V 之间
2	VDD	电源电压正端
3	VSS	地。VDD 和 VSS 之间需外接旁路电容
4	REFOSC	基准振荡。连接晶振到地，或采用 AC 耦合方式输入 0.5 V（峰-峰值）时钟脉冲。基准振荡频率×64=发射频率
5	STBY	待机模式控制。接 VDD 为发射方式，接 VSS 为待机模式
6	ANTM	RF 功率输出负端。外接发射回路天线的高端
7	ANTP	RF 功率输出正端。外接发射回路天线的低端
8	ASK	幅移键控调制数据输入端

1.2.4 内部结构与工作原理

MICRF103 内部结构如图 1.2.2 所示。芯片内包含：由基准振荡器、相位检波器、分频器、带通滤波器、压控振荡器（VCO）构成的 UHF 合成器，发射偏置控制单元，RF 功率放大器，

天线调谐控制电路和变容二极管等。

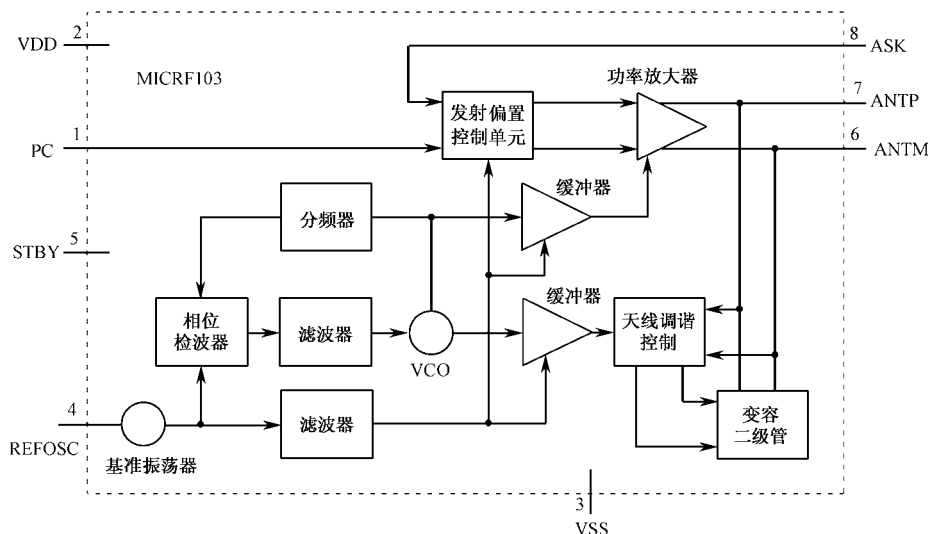


图 1.2.2 MICRF103 内部结构

UHF 合成器产生载频和正交信号输出。输入相位信号 (I) 用来驱动 RF 功率放大器。天线调谐正交信号 (Q) 用来比较天线信号相位。天线调谐控制部分检测在天线通道发射信号的相位和控制变容二极管的电容以调谐天线。功率放大器输出受发射偏置控制单元的控制。

1.2.5 应用电路设计

MICRF103 应用电路如图 1.2.3 所示。

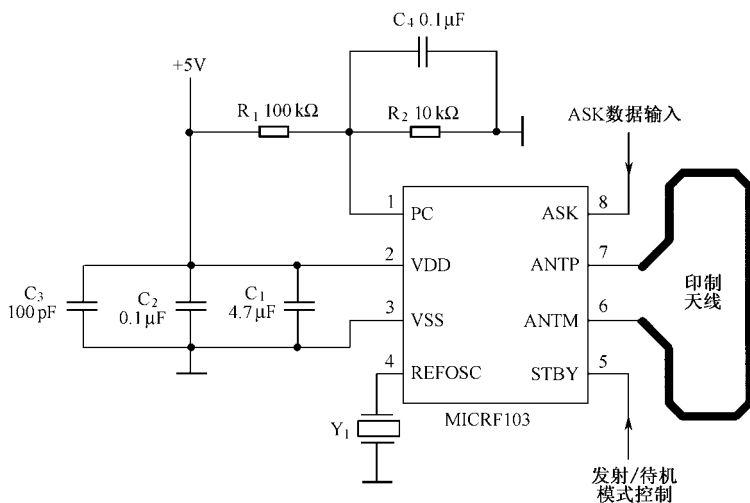


图 1.2.3 MICRF103 应用电路

应用中应注意以下问题。

(1) 发射频率是基准振荡器频率的 64 倍，即 $f_{TX}=64 \times f_{REFOSC}$ 。如果使用外接时钟信号，

需采用 AC 耦合方式，输入信号幅度（峰-峰值）为 200~1 000 mV。

（2）天线电感：MICRF103 使用差分输出去驱动天线负载。功率放大器输出级包含有一个变容二极管，它自动与天线的电感调谐，以保证谐振在发射频率上。典型的 PCB 导线天线的电感与回路的尺寸、天线导线的宽度、PCB 铜泊的厚度和接地板的位置有关。

（3）发射功率：功率放大器的输出功率与 PC 端（1 脚）的电压有关。PC 端的电压上升，输出功率加大，但如果 PC 端的电压超过 0.4 V，功率放大器被限流，输出功率不再增加。减少 PC 端的电压可降低电源功率消耗，同时也会降低 RF 输出功率。

（4）电源旁路电容：MICRF103 芯片对电源纹波敏感，正确的电源旁路是必需的，一般使用 4.7 μF 、0.1 μF 、100pF 三个电容并联在 VDD 和 VSS 之间。

1.3 内含 KEELOQ[®] 滚动码编码器的 UHF ASK/FSK 发射器芯片 rfHCS362G/362F 的原理与应用电路设计

1.3.1 概述

rfHCS362G/362F 是单片集成内嵌 KEELOQ[®]滚动码编码器的 UHF ASK/FSK 发射器芯片，其待机电流小于 200 nA，发射电流为 4.8~11.5 mA，工作电压为 2.5~5.5 V，编码速率为 417~3 334 b/s，采用 2 位 CRC 误码检测。可编程的 28/32 位序列号，两个可编程的 64 位编码键，32 位滚动码。

rfHCS362G/362F 的 UHF ASK/FSK 发射器，频率范围为 310~440 MHz，输出功率为 +2 dBm~-12 dBm 可调节，可以调整发射器电源消耗。ASK 数据发射速率为 0~40 kb/s，FSK 数据发射速率为 0~20 kb/s。RF 频率等于晶振频率的 32 倍。采用 PLL 锁相和集成的晶体振荡器（VCO），电路仅需少量的外部元件。符合 US FCC Part 15.231 和 European EN 300 220 的要求。

可用于遥控无键入口（RKE）发射器、车库门开门器、遥测（轮胎压力，水、电、气表，贵重物品跟踪）系统、无线安防系统和无线电遥控设备等。

1.3.2 主要性能指标

rfHCS362G/362F 的主要技术指标如表 1.3.1 和表 1.3.2 所示。

表 1.3.1 rfHCS362G/362F 编码器部分主要技术指标

参 数	最 小 值	典 型 值	最 大 值
电源电压/V	2.0		6.3
工作电流/mA		0.3	1.2
待机电流/ μA		0.1	1.0
高电平输入电压	$0.65V_{\text{DD}}$		$V_{\text{DD}}+0.3\text{V}$
低电平输入电压	-0.3V		$0.15V_{\text{DD}}$
高电平输出电压	$0.7V_{\text{DD}}$		$V_{\text{DD}}+0.3\text{V}$
低电平输出电压			$0.15V_{\text{DD}}$

续表

参 数	最 小 值	典 型 值	最 大 值
RFEN 端驱动电流/mA	0.5		5
S0-S3 下拉电阻/kΩ	40	60	80
PWM 下拉电阻/kΩ	80	120	160

表 1.3.2 rfHCS362G/362F 发射器部分主要技术指标

参 数	最 小 值	典 型 值	最 大 值
发射频率/MHz	310		440
晶振频率/MHz	9.69		15
CLKOUT 频率/MHz	2.42		3.75
发射输出功率/dBm	-12		+2
ASK 数据速率/kb/s			40
FSK 数据速率/kb/s			20
VCO 增益/(MHz/V)		100	
启动时间/ms		0.9	
电源电压/V	2.2		5.5
低功耗模式电流/μA			0.1
电源电流/mA	4		11.5

1.3.3 芯片封装与引脚功能

rfHCS362G 采用 SOIC-18 封装，rfHCS362F 采用 SSOP-20 封装，如图 1.3.1 所示。

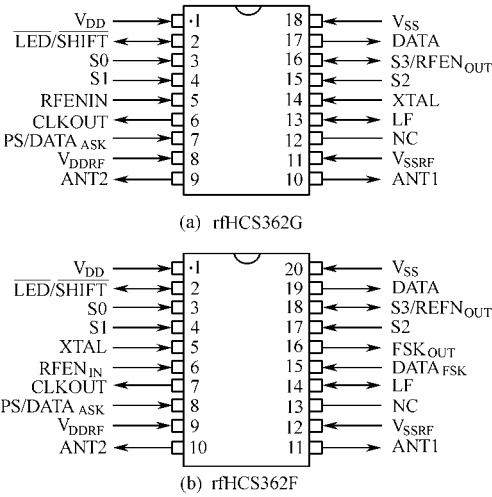


图 1.3.1 rfHCS362G/362F 引脚封装形式

rfHCS362G/362F 各引脚功能如表 1.3.3 所示。

表 1.3.3 rfHCS362G/362F 各引脚功能

符 号	SOIC 封装 (362G)	SSOP 封装 (362F)	引 脚 功 能
ANT1	10	11	差分功率放大器的输出端连接到天线，集电极开路输出
ANT2	9	10	差分功率放大器的输出端连接到天线，集电极开路输出
CLKOUT	6	7	时钟输出
DATA	17	19	编码数据输出或者串行编程
DATAFSK		15	FSK 数据输入
FSKOUT		16	FSK 晶振牵动输出
LED/SHIFT	2	2	电流限制的 LED 驱动器
LF	13	14	连接外部环路滤波器。VCO 转换输入和充电泵输出的共同点
PS/DATAASK	7	8	功率选择和 ASK 数据输入
REFNIN	5	6	发射器和 CLKOUT 使能
S0	3	3	开关输入 0，内部下拉
S1	4	4	开关输入 1，内部下拉
S2	15	17	开关输入 2，内部下拉
S3/RFEN	16	18	开关输入 3，内部下拉，RF 使能输出
VDD	1	1	编码器电源正端
VDDRF	8	9	发射器电源正端
VSS	18	20	编码器地
VSSRF	11	12	发射器地
XTAL	14	5	连接发射器用晶振

1.3.4 内部结构与工作原理

rfHCS362G/362F 内部结构包括一个完整的发射器电路和编码器，且发射器与编码器是相互独立的。以下主要介绍发射器电路部分，其方框图如图 1.3.2 所示。

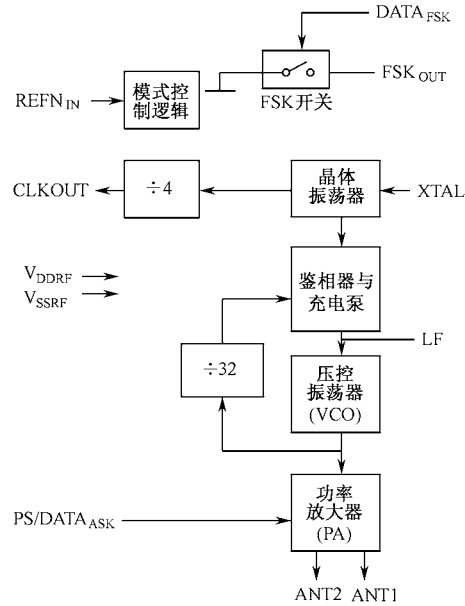


图 1.3.2 rfHCS362G/362F 发射器电路方框图

发射器是一个完整的集成 UHF ASK/FSK 发射电路，由石英晶体振荡器（Crystal Oscillator）、锁相环电路（Phase Locked Loop, PLL）、集电极开路差动输出的功率放大器（Power Amplifier, PA）和模式逻辑控制（Mode Control Logic）电路组成。外接元器件有旁路电容、晶振和 PLL 回路滤波器等。能实现 ASK 和 FSK 的操作。

引脚 VDDRF 和 VSSRF 分别是发射器电路的电源供给端和接地端。这些电源脚与编码器的电源引脚 VDD 和 VSS 是相互独立的。

发射器的晶体振荡器（本振）是一个 COLPITTS 振荡器，它提供 PLL 的基准频率，并且与 PIC micro 微处理器的振荡器是相互独立的。XTAL 脚上接外部振荡器或 AC 模拟基准信号。发射频率是由晶振频率确定的，公式如下：

$$f_{\text{transmit}} = f_{\text{XTAL}} \times 32$$

晶振的具体参数如表 1.3.4 所示。

表 1.3.4 晶振的具体参数

符 号	名 称	最 小 值	最 大 值	单 位	条 件
f_{XTAL}	晶振频率	9.69	15	MHz	并联谐振模式
C_L	充电电容	10	15	pF	
C_O	放电电容		7	pF	
ESR	等价于串联阻抗		60	Ω	

rfHCS362G/362F 晶体振荡器能够实现 ASK 操作，其一个 ASK 电路如图 1.3.3 所示。图中电容 C1 调电路的频率，不同的 C1 对应的频率见表 1.3.5。

表 1.3.5 不同的 C1 对应的频率（433 MHz）

C1/pF	晶振频率/MHz	发射频率（ $32 \times f_{\text{XTAL}}$ ）/ MHz
22	13.551 438	433.646
39	13.540 563	433.618
100	13.549 844	433.595
150	13.549 672	433.589 5
470	13.549 548	433.585 6
1000	13.549 344	433.579

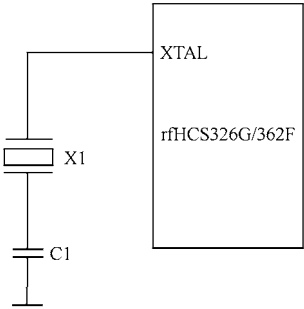


图 1.3.3 ASK 方式外接晶体振荡器与电容器

rfHCS362G/362F 通过控制石英晶体振荡器的振荡频率实现 FSK 操作，其电路图如图 1.3.4 所示。电容 C1 和 C2 实现 FSK 调制。当 DATAFSK=1 时，FSKOUT 为高阻抗状态，只有 C1 对晶振起作用，发射频率为 f_{\max} ；当 DATAFSK=0 时，FSKOUT 与 VSSRF 接地，电容 C1 和 C2 并联，发射频率为 f_{\min} 。

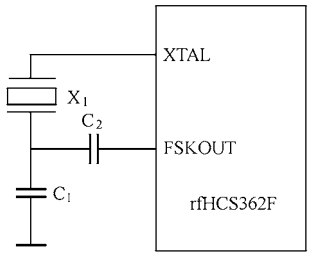


图 1.3.4 FSK 方式外接晶体振荡器的电路

选择一组理想的 C1 和 C2 值来确定中心频率和频率偏差（见表 1.3.6）。电容 C1 确定 f_{\max} 而电容 C1 和 C2 并联值确定了 f_{\min} 。负载电容与频率的关系见图 1.3.5。

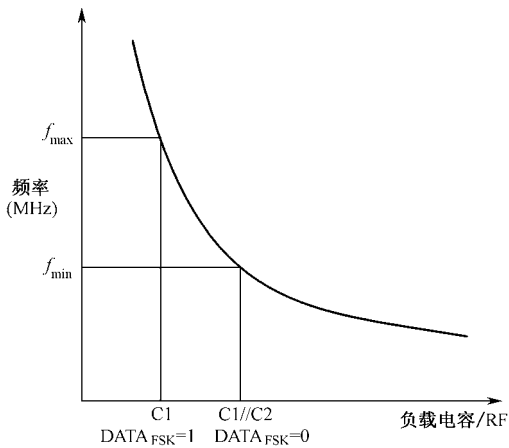


图 1.3.5 负载电容与频率的关系

发射器中心频率 (f_c) 确定如下：

$$f_c = (f_{\max} + f_{\min}) / 2$$

发射器的频率偏差确定如下：

$$\Delta f = (f_{\max} - f_{\min}) / 2$$

表 1.3.6 典型发射中心频率和频率偏差（FSK 模式）

C1/pF	C2=1 000 pF		C2=100 pF		C2=47 pF	
	频率/MHz	偏差/kHz	频率/MHz	偏差/kHz	频率/MHz	偏差/kHz
22	433.612	34	433.619	27	433.625	21
33	433.604	25	433.610	19	433.614	14
39	433.598	20	433.604	14	433.608	10
47	433.596	17	433.601	11.5	433.604	8
68	433.593	13	433.589	9	433.600	5.5
100	433.587	8	—	—	—	—

时钟输出（CLKOUT）信号可作为微控制器的输入或其他外围电路的稳定基准频率。石英晶体振荡器有一个四分频电路。在应用中需要稳定的基准频率时，把 CLKOUT 脚连接到 GP2/T0CK1 输入上，并且使用 TIMER0 模块。CLKOUT 的电压幅值由在 CLKOUT 脚上的充电电容决定（峰-峰值 2V，5pF）。

发射器采用充电泵 PLL。充电泵 PLL 电路比典型电压相位检波器有更多的优点，即具有无限制的引入范围和稳定的相位零点，并且允许使用低成本和低噪声的无源环路滤波器（见图 1.3.6）。

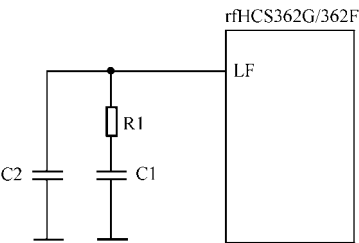


图 1.3.6 环路滤波器电路

在设计环路滤波器时应主要考虑环路的带宽、相位裕度和阻尼系数。选择一个窄的环路带宽可以得到较低的激励电平，但锁定时间较长。同理，选择一个宽的环路带宽可得到较短的锁定时间，但又会产生较高的激励电平。相位裕度是衡量 PLL 稳定性的标准。典型的环路滤波器的相位裕度应在 30° ~70° 之间。阻尼系数决定自然频率的包络线。

表 1.3.7 给出了一个环路滤波器的元件参数(晶振频率为 13.56 MHz，发射频率为 433.92 MHz)。

表 1.3.7 环路滤波器的元件参数

C1	C2/pF	R1/kΩ	环路带宽	自然频率/kHz	相位裕度（没有考虑 阻尼延迟）/（°）	阻尼系数	计算锁定时间/μs
0.01 pF	390	0.68	165 kHz	64	65	1.37	47
3 900	100	1.5	360 kHz	103	63	1.89	29
1 500 pF	47	2.7	610 kHz	166	55	2.10	18
1 000 pF	18	4.7	1.05 MHz	203	50	3.0	15

注意：（C1、C2 和 R1 为后面典型应用电路中的 C4、C5 和 R3）

表 1.3.8 回路滤波器的元件参数（315 MHz）

C1/pF	C2/pF	R1/Ω	回路带宽/kHz	FN（自然频率） /kHz	相位裕度（没有考 虑阻尼延迟）/（°）	阻尼系数	计算锁定 时间/μs
3 900	390	680	190	112	55d	0.94	27
3 900	680	680	175	112	47d	0.94	27
3 900	1 000	680	175	112	47d	0.94	27

PLL 的输出送至功率放大器（PA）。PA 的集电极开路的差动输出可直接驱动闭环天线（ANT1、ANT2），也可以经过一个阻抗匹配网络改变成单端输出。引脚 ANT1 和 ANT2 为

集电极开路输出，它们必须通过负载上拉到 V_{DDRF} 。PA 的差动输出应该匹配一个 $1\text{ k}\Omega$ 的负载电阻。当匹配不合理时，会导致过度的干扰和谐波辐射。发射输出电压可以通过改变 PS/DATAASK 脚的电压 (V_{PS}) 调节成 $+2\text{dBm}$ 到 -12dBm 中的 6 个等分值。ASK 如图 1.3.7 所示，FSK 功率选择电路如图 1.3.8 所示。在 FSK 的操作中，PS/DATAASK 脚只能作为电压选择脚 (PS) 使用。PA/DATAASK 脚的功能为开启或关断 PA。分压网络上的 $R1$ 和 $R2$ 用来确定 V_{PS} (功率选择电压)，以选择发射器的输出功率。假如想得到最大发射器输出功率，可以把引脚 V_{DDRF} 和 PA/DARAASK 直接连接起来。

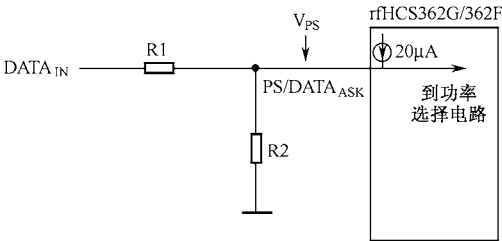


图 1.3.7 ASK 功率选择电路

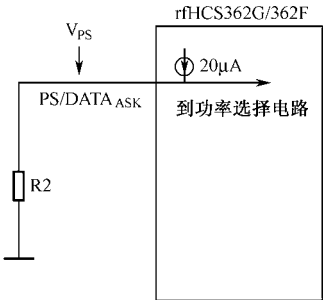


图 1.3.8 FSK 功率选择电路

表 1.3.9 列出了 $R1$ 和 $R2$ 在 ASK 和 FSK 模式下的典型值。

表 1.3.9 功率选择

发射器输出功率 /dBm	发射器操作电流 /mA	功率选择电压 V_{PS} /V	ASK		FSK
			$R1/\text{k}\Omega$	$R2/\text{k}\Omega$	$R2/\text{k}\Omega$
+2	11.5	≥ 2.0	2.4	4 700	≥ 75
-1	8.6	1.2	6.8	4 700	56
-4	7.3	0.9	11	4 700	47
-7	6.2	0.7	15	4 700	39
-10	5.3	0.5	2.4	4 700	27
-12	4.8	0.3	4.3	4 700	15
-60	<4.8	<0.1	开路	4 700	4.7

注：(1) V_{PS} 是 PS/DATAASK 引脚上的实际电压。
(2) 功率选择电路包含内部 $20\mu\text{A}$ 的电流源。为了确定当发射 DATAASK=0 (V_{SSRF}) 时的输出功率为最小，请选择 $R2$ 的值使在它上面的电压降小于 0.1V 。

为了实现 ASK 操作, PA/DATAASK 脚的功能是控制功率放大器 (PA) 导通或关断。分压网络上的 $R1$ 和 $R2$ 用以确定 V_{PS} , 以达到选择发射器的输出功率。假如想得到最大发射器输出功率, 可以把引脚 V_{DDRF} 和 PA/DARAASK 直接连接起来。

在 FSK 的操作中, PS/DATAASK 脚只能作为功率选择脚 (PS) 使用。一个 $20\ \mu\text{A}$ 的内部电流源输出电流流入 PS/DATAASK 脚, 通过电阻 $R2$ 产生一个电压降, 作为功率控制电压 (V_{PS}) 控制发射输出功率。 V_{PS} 控制 PA 的偏置电流, 较高的发射功率需要较大的偏置电流。

逻辑控制模式脚 RFENIN 控制着发射器的操作。当 RFENIN=1 时, 发射器和 CLKOUT 就能工作; 当 RFENIN=0 时, 发射器和 CLKOUT 进入待机模式。在待机模式下, 发射机消耗很小的电流。REFNIN 脚内部有一个下拉电阻。

1.3.5 应用电路设计

rfHCS362G/362F 的应用电路如图 1.3.9 (a) 和图 1.3.9 (b) 所示。

设计印制电路板时应注意, 需要提供一个低阻抗电源和最小噪声辐射的地线。要求使用双面 PCB 板, 并把地线平面放在底层, 以减少无线电波的辐射和串扰。旁路电容应尽量靠近相应的电源引脚 (VDD 和 $VDDRF$)。用一个单独的 PCB 通孔连接 VSS 和 $VSSRF$ 。千万不要把 PCB 通孔与复合地线相连。为减少电路中的分布电容, 应避免平行线路的出现。线路应越短越好。为防止相互耦合, 各组成部分应独立, 使用接地线使各信号隔离, 屏蔽时钟输出线, 隔离 CLKOUT 信号和减少耦合。环路滤波器的组成部分尽可能地放在离 LF 引脚近的地方, 并保持线路尽可能短。发射天线可印制在 PCB 上。



图 1.3.9 (a)

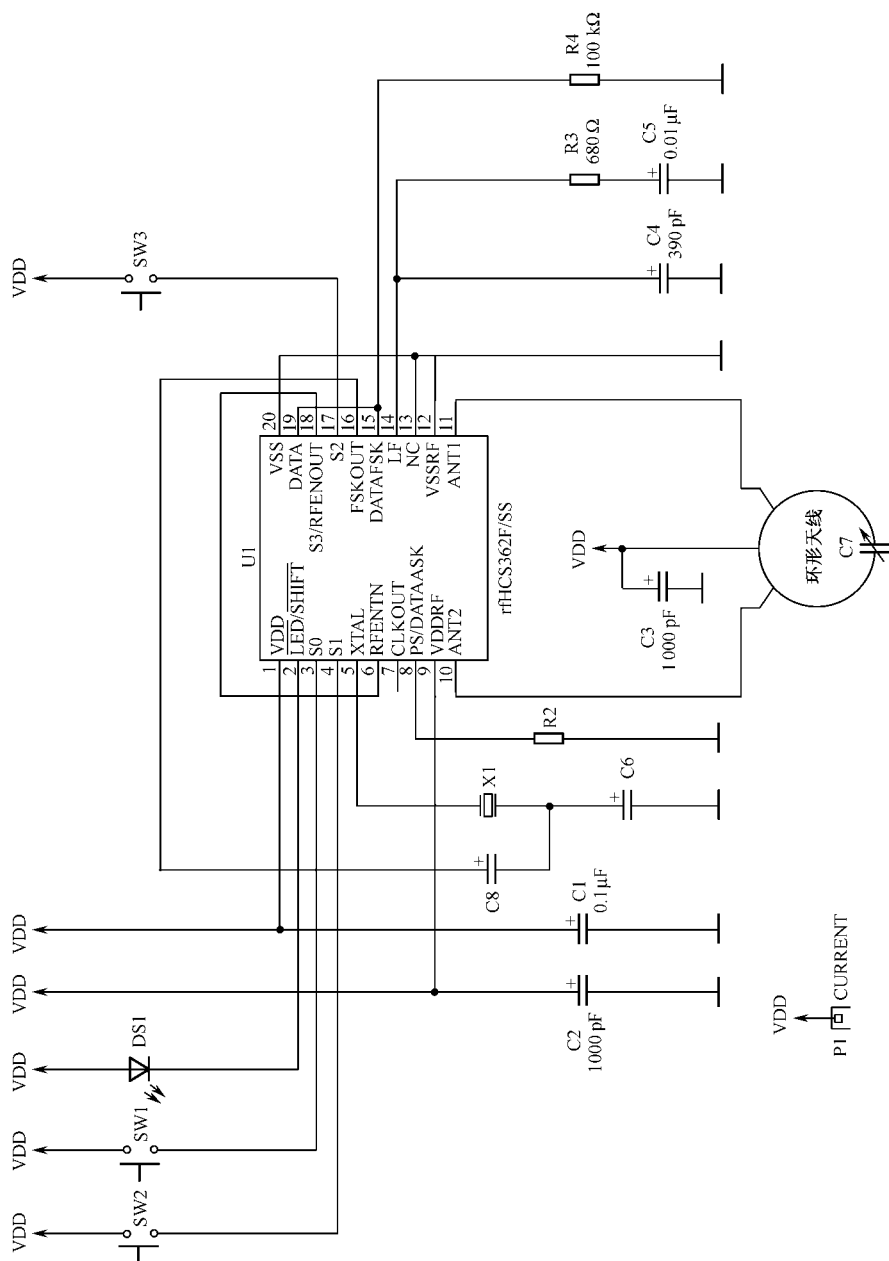


图 1.3.9 (b) rfHCS362G/362F 的应用电路
1.7-pF 微调电容

1.4 230 MHz~930 MHz ASK/FSK 发射器芯片 rfPIC12F675F/K/H 的原理与应用电路设计

1.4.1 概述

rfPIC12F675F/K/H 是单片集成内嵌 8 位 CMOS 微控制器的射频无线数据发射器, 芯片内嵌具有高性能的 RISC 中央处理器, 33 个 12 位字长的指令, 所有指令为单周期指令。8 位字长的数据, 内置 4 MHz 精确振荡器, 运行速度 $1\mu\text{s}$ 指令周期, 7 个特殊功能的硬件寄存器, 两级硬件堆栈, 直接、间接和相对寻址方式, 1024×12 字 FLASH 可编程存储器, 64×8 字节数据存储器 (SRAM), 128×8 字节 EEPROM 数据存储器, 16 个特殊功能的硬件寄存器。中断允许。在电路串行编程 (In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™)), 内部的 RC 振荡器的频率可编程校准 (独立于发射器的石英晶体振荡器基准), 8 位/16 位可编程定时/计数器, 4 通道模数转换器, 上电复位, 看门狗定时器, 低功耗睡眠模式, 可编程编码保护, 6 个通用 I/O 等功能。工作电压为 2.5V~5.5V, 低功耗睡眠模式电流为 $500\mu\text{A}$ 。

rfPIC12F675F/K/H 的 UHF ASK/FSK 发射器, 频率范围为 230 MHz~930 MHz (rfPIC12F675K 260~350 MHz, rfPIC12F675F 390~450 MHz, rfPIC12F675H 850~930 MHz), 输出功率 +6dBm~-15dBm, 分 4 挡可调节, 可以调整发射器电源消耗。ASK 数据发射速率为 0~40 kb/s, FSK 数据发射速率为 0~20 kb/s。RF 频率等于晶振频率乘 32。PLL 锁相, 集成的晶体振荡器和 VCO, 电路仅需少量的外部元件。符合 US FCC Part 15.231 和 European EN 300 220 规则要求。

可用于遥控无键入口 (RKE) 发射器、车库门开门器、遥测 (轮胎压力, 水、电、气表, 贵重物品跟踪)、无线安防系统、无线电遥控等领域。

1.4.2 芯片封装与引脚功能

rfPIC12F675F/K/H 采用 SSOP-20 封装, 引脚如图 1.4.1 所示。rfPIC12F675F/K/H 各引脚功能如表 1.4.1 所示。

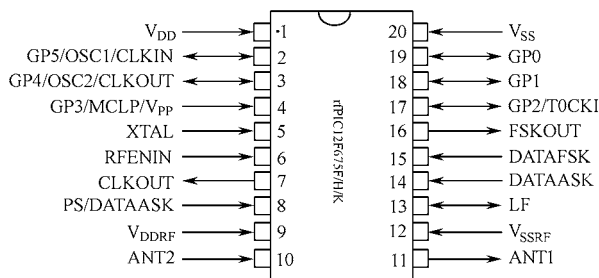


图 1.4.1 rfPIC12F675F/K/H 引脚封装形式

表 1.4.1 rfPIC12F675F/K/H 各引脚功能

引脚	符 号	功 能
1	VDD	逻辑电路和 I/O 脚的正电压端
2	GP5/OSC1/CLKIN	双向 I/O 端口/石英振荡器输入/外部时钟输入（GPIO 仅在内部 RC 模式，在其他振荡器模式下为 OSC1）。当作为 GPIO 时 TTL 输入，在外部 RC 振荡器模式时 ST 输入
3	GP4/OSC2/CLKOUT	双向 I/O 端口/石英晶体振荡器输出。在石英晶体振荡器模式时连接晶振或谐振器
4	GP3/MCLR/VPP	输入端口/用户清除（复位）输入/编程电压输入。当构成/MCLR 时，此脚是低电平有效，实现器件复位。在设备进入正常的运行和编程模式时/MCLR、VPP 上的电压不能超过 VDD。并且能够通过软件编程改变管脚状态来唤醒睡眠状态
5	XTAL	发射器晶振，连接到考比慈（COPITTS）型晶体振荡器上
6	RFENIN	发射器和时钟输出使能，内部下拉
7	CLKOUT	时钟输出
8	PS/DATAASK	功率选择和 ASK 数据输入
9	VDDRF	发射器正电压端
10	ANT2	差分功率放大器的输出端连接到天线，集电极开路输出
11	ANT1	差分功率放大器的输出端连接到天线，集电极开路输出
12	VSSRF	发射器接地参考端
13	LF	外接回路滤波器。VCO 转换输入和充电泵输出的共同点
14	DTTAASK	ASK 的数据输入
15	DATAFSK	FSK 的数据输入
16	FSKOUT	FSK 晶振的输出
17	GP2/T0CKI	双向 I/O 端口，能构成 T0CKI
18	GP1	双向 I/O 端口/串口编程时钟。能通过软件编程改变管脚状态来唤醒睡眠状态。这个缓冲器在串口编程模式下为施密特触发器输入
19	GP0	双向 I/O 端口/串口编程数据。能通过软件编程改变管脚状态来唤醒睡眠状态。这个缓冲器在串口编程模式下为施密特触发器输入
20	VSS	逻辑电路和 I/O 脚的参考地

1.4.3 内部结构与工作原理

rfPIC12F675F/K/H 内部结构包括一个完整的发射器电路和 8 位 CMOS 微控制器电路，发射器与 PICmicro® MCU 是相互独立的，使设计具有最大的灵活性。下面主要介绍发射器电路部分。发射器电路方框图如图 1.4.2 所示，从图可见 rfPIC12F675F/K/H 发射器电路内部结构与 rfHCS362G/362F 的发射器电路内部结构相同，工作原理部分参见 rfHCS362G/362F 的发射器电路部分。

发射器是一个完整的集成 UHF ASK/FSK 发射电路，由石英晶体振荡器（crystal oscillator），锁相环电路（phase locked loop, PLL），集电极开路的输出功率可变放大器（Power Amplifier, PA）和模式逻辑控制（mode control logic）所组成。外接元件有旁路电容，晶振和 PLL 回路滤波器。能实现 ASK 和 FSK 的操作。

引脚 VDDRF 和 VSSRF 分别是发射器电路的电源供给端和接地端。这些电源脚与微控制器的电源供给脚 VDD 和 VSS 是相互独立的。

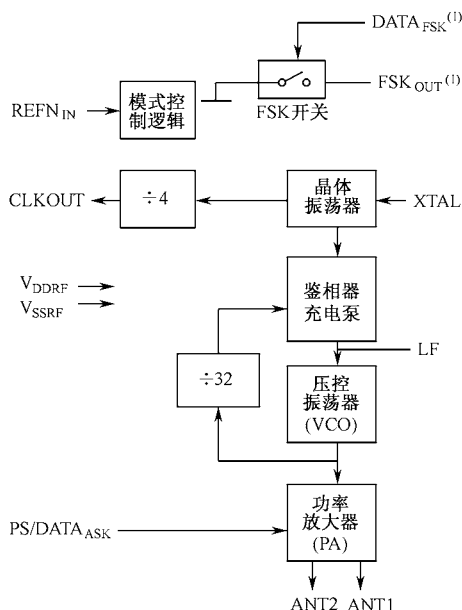


图 1.4.2 rfPIC12F675F/K/H 发射器电路方框图

发射器的晶体振荡器（本振）是一个 COLPITTS 振荡器，它提供 PLL 的基准频率，并且与 PICmicro 微处理器的振荡器是相互独立的。XTAL 脚上接外部振荡器或 AC 模拟基准信号。发射频率是由晶振频率确定的，公式如下：

$$f_{\text{transmit}} = f_{\text{XTAL}} \times 32$$

rfPIC12F675F/K/H 晶体振荡器能够实现 ASK 操作，ASK 方式外接晶体振荡器与电容器的电路如图 1.4.3 所示。电容器 C1 调节电路的容量，将晶振频率设置在设定的频率上。

rfPIC12F675F/K/H 通过控制石英晶体振荡器的振荡频率实现 FSK 操作，电路图如图 1.4.4 所示。电容 C1 和 C2 实现 FSK 调制。当 DATAFSK=1 时，FSKOUT 为高阻抗状态，只有 C1 对晶振起作用，发射频率为 f_{MAX} ；当 DATAFSK=0 时，FSKOUT 与 VSSRF 接地，电容 C1 和 C2 并联，发射频率为 f_{MIN} 。

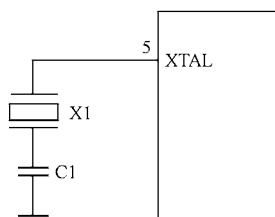


图 1.4.3 ASK 方式外接晶体振荡器与电容器

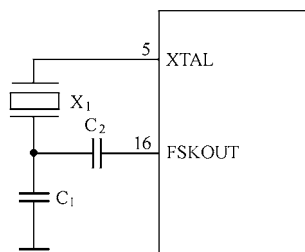


图 1.4.4 FSK 方式外接晶体振荡器与电容器

选择一组理想的 C1 和 C2 值来确定中心频率和频率偏差。电容 C1 确定 f_{MAX} 而电容 C1 和 C2 并联值确定了 f_{MIN} 。

发射器中心频率 (f_c) 确定如下：

$$f_c = (f_{\text{MAX}} + f_{\text{MIN}}) / 2$$

发射器的频率偏差确定如下：

$$\Delta f = (f_{\text{MAX}} - f_{\text{MIN}}) / 2$$

表 1.4.2 典型发射中心频率和频率偏差例（433 MHz，FSK 模式）

	C2=1 000 pF	C2=100pF	C2=47pF
C1（pF）	频率(MHz)/偏差(kHz)	频率(MHz)/偏差(kHz)	频率(MHz)/偏差(kHz)
22	433.612/34	433.619/27	433.625/21
33	433.604/25	433.610/19	433.614/14
39	433.598/20	433.604/14	433.608/10
47	433.596/17	433.601/11.5	433.604/8
68	433.593/13	433.589/9	433.600/5.5
100	433.587/8	——	——

时钟输出（CLKOUT）信号可作为微控制器的输入或其他外围电路的稳定基准频率。但不能把 CLKOUT 信号连接到 PICmicro 微处理器 OSC1 的输入，因为 PICmicro 微处理器当没有时钟信号时就不能工作，此时发射器的振荡器也不能工作。石英晶体振荡器有一个四分频电路，在应用中需要稳定的基准频率时，把 CLKOUT 脚连接到 GP2/T0CK1 端输入上，并且使用 TIMER0 模块。CLKOUT 的电压幅值由在 CLKOUT 脚上的充电电容决定（2V，5pF）。

发射器采用充电泵 PLL 电路，充电泵 PLL 电路比典型电压相位检波器有更多的优点：无限制的引入范围和稳定的相位零点，并且允许使用低成本和低噪声的无源回路滤波器。

在设计回路滤波器时应主要考虑回路的带宽，相位裕度和阻尼系数。选择一个窄的回路带宽可以得到较低的激励电平，但也会降低锁定时间。同理，选择一个宽的回路带宽可得到较快的锁定时间，但又会产生较高的激励电平。相位裕度它是衡量 PLL 稳定性的标准。典型的回路滤波器的相位裕度应在 30°～70° 之间。阻尼系数决定自然频率的包络线。

PLL 的输出给功率放大器（PA）。PA 的集电极开路的差动输出可直接驱动闭环天线（ANT1、ANT2），也可以经过一个阻抗匹配网络改变成单端输出。引脚 ANT1 和 ANT2 为集电极开路输出，它们必须通过负载上拉到 VDDRF。PA 的差动输出应该匹配一个 1 kΩ 的负载电阻。当匹配不合理时会导致过度的干扰和谐波辐射。发射输出电压可以通过改变 PS/DATAASK 脚的电压（V_{PS}）调节，可调节在 +2dBm 到 -12dBm 中的六个等分值之间。ASK 功率选择电路如图 1.4.5 所示，FSK 的功率选择电路如图 1.4.6 所示。在 FSK 的操作中，PS/DATAASK 脚只能作为电压选择脚（PS）使用。PA/DATAASK 脚的功能为开启或关断 PA。分压网络上的 R1 和 R2 是确定 V_{PS}（功率选择电压），以此达到选择发射器的输出功率。假如想得到最大发射器输出功率可以把引脚 GP0 和 PA/DARAASK 直接连接起来。表 1.4.3 列出了 R1 和 R2 在 ASK 和 FSK 模式下的典型值。

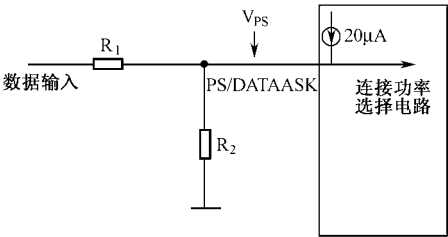


图 1.4.5 ASK 功率选择电路

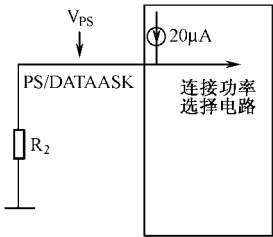


图 1.4.6 FSK 功率选择电路

表 1.4.3 功率选择

发射器输出功率 /dBm	发射器操作电流 /mA	功率选择电压 V_{PS}/V	ASK		FSK
			R1/k Ω	R2/k Ω	R2/k Ω
+2	11.5	≥ 2.0	2.4	4700	≥ 75
-1	8.6	1.2	6.8	4700	56
-4	7.3	0.9	11	4700	47
-7	6.2	0.7	15	4700	39
-10	5.3	0.5	2.4	4700	27
-12	4.8	0.3	4.3	4700	15

注意：1. V_{PS} 是 PS/DATAASK 脚上的实际电压。

2. 功率选择电路包含内部 $20\mu A$ 的电流源。为了确定当发射 DATAASK=0 ($VSSRF$) 时的输出功率为最小，请选择 R2 的值使在它上面的电压降小于 $0.1V$ 。

为了实现 ASK 操作，PA/DATAASK 脚的功能是控制功率放大器 PA 导通或关断。分压网络上的 R1 和 R2 是确定 V_{PS} ，以此达到选择发射器的输出功率。假如想得到最大发射器输出功率可以把引脚 GP0 和 PA/DARAASK 直接连接起来。

在 FSK 的操作中，PS/DATAASK 脚只能作为功率选择脚 (PS) 使用。一个 $20\mu A$ 的内部电流源输出电流流入 PS/DATAASK 脚，通过电阻 R2 产生一个电压降，作为功率控制电压 (V_{PS}) 控制发射输出功率。 V_{PS} 控制 PA 的偏置电流，高的发射功率需要较大的偏置电流。

逻辑控制模式脚 RFENIN 控制着发射器的操作。当 RFENIN=1 时，发射器和 CLKOUT 工作。当 RFENIN=0 时，发射器和 CLKOUT 进入待机模式。在待机模式时发射机只需很小的电流消耗。REFNIN 脚在内部有一个下拉电阻。

1.4.4 应用电路设计

一个 FSK 的应用电路如图 1.4.7 所示，工作频率 433.92 MHz，输出功率 +2 dBm。电路可根据控制输入信号来发射微控制器内的数据。

印制电路板设计时应注意：需要提供一个低阻抗电源和最小噪声辐射的地线。要求使用双面 PCB 板，并把地线平面放在底层以减少无线电的辐射和串扰。旁路电容应尽量靠近相应电源引脚 VDD 和 VDDRF。用一个单独的 PCB 通孔连接 VSS 和 VSSRF。千万不要把 PCB 通孔与复合地线相连。为减少电路中的分布电容，应避免平行线路的出现。线路应越短越好。防止耦合应独立其各组成部分。使用接地线使各信号隔离、屏蔽时钟输出线、隔离 CLKOUT 信号和减少耦合。回路滤波器的组成部分尽可能地放在离 LF 脚近的地方，并保持线路尽可能短。发射天线可印制在 PCB 上。

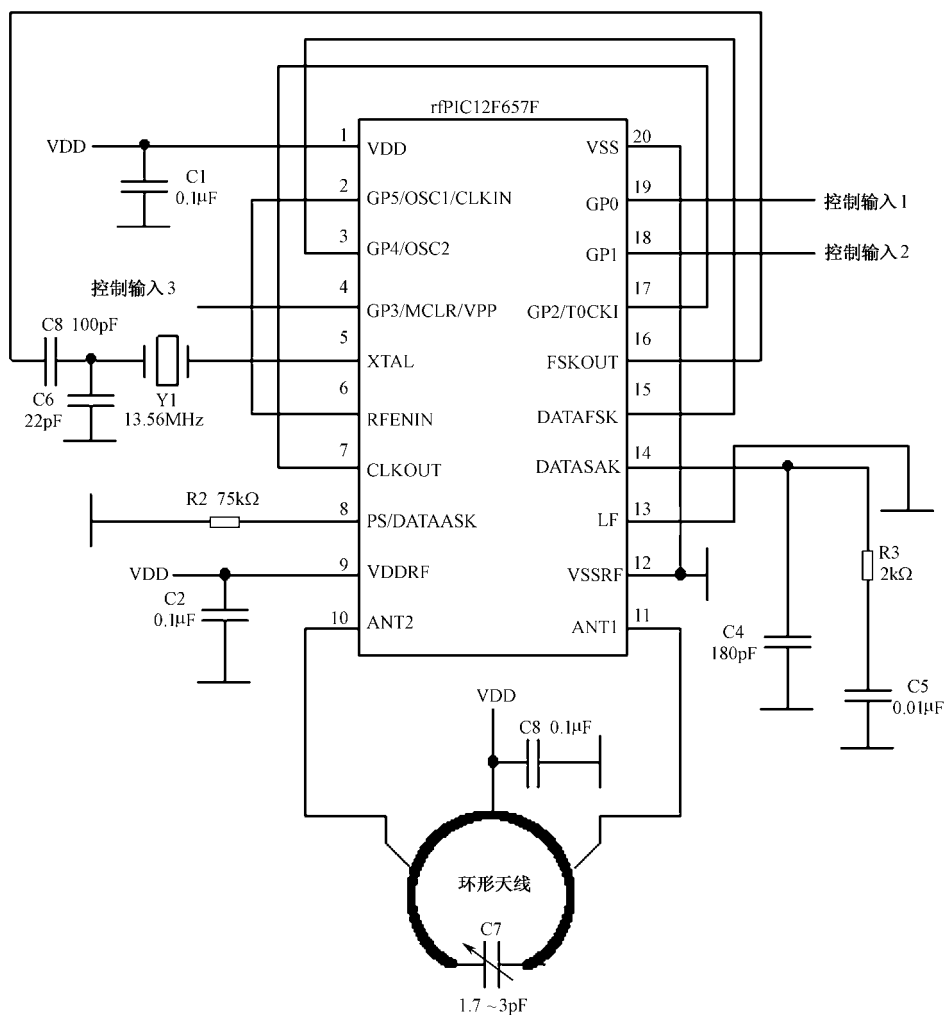


图 1.4.7 FSK 的应用电路

1.5 315 MHz~433 MHz FSK/FM/ASK 发射器芯片 TH7107 的原理与应用电路设计

1.5.1 概述

TH7107 是一个单片 FSK/FM/ASK 发射器芯片，可工作在 310 MHz~440 MHz 频段，芯片内集成了晶体振荡器、压控振荡器（VCO）、相频检波器、分频器、功率放大等电路。FSK/FM/ASK 调制，FSK 调制通过拉动晶振进行调制，（DC~20 kb/s），ASK 调制通过开/关内部的功率放大器完成，FM 调制利用外接的变容二极管。电源电压为 2.1~5.5V，电流为 4.8~11.5mA，提供低功耗模式，可为微控制器提供分频的时钟输出，输出功率为-12~+2 dBm，符合 EN 300 220 及类似标准。可用于无钥匙进入系统、遥控遥测系统、数据通信系统和安防系统等。

1.5.2 主要性能指标

TH7107 主要性能指标如表 1.5.1 所示。

表 1.5.1 TH7107 主要性能指标

参 数	最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
电源电压	2.2		5.5	V
工作温度	-40		+85	°C
XOSC 频率	9.7		13.75	MHz
VCO 频率	310		440	MHz
时钟频率	2.4		3.4	MHz
待机电流		0.05	0.1	μA
工作电流	6	9	12	mA
输入高电平	0.7V _{CC}		V _{CC} +0.3	V
输入低电平	-0.3		0.3V _{CC}	V
FSK 频偏	±5	±30	±100	kHz
FSK 数据速率		20		kb/s
FM 频偏		±6		kHz
ASK 数据速率		40		kb/s
VCO 增益		200		MHz/V
启动时间		1.2		ms

1.5.3 芯片封装及引脚功能

TH7107 采用 FC（QSOP16）封装，如图 1.5.1 所示。各引脚功能分别介绍如下。

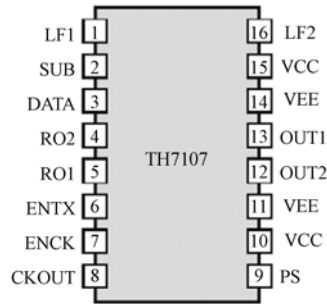


图 1.5.1 TH7107 的引脚封装形式

引脚 1: LF1, 充电泵输出, 连接到回路滤波器。

引脚 2: SUB, 地。

引脚 3: DATA, FSK 数据输入。

引脚 4: RO2, 晶体振荡器电路 FSK 引入端。

引脚 5: RO1, 晶体振荡器电路连接到晶体振荡器。

引脚 6: ENTX, 模式控制输入。

引脚 7: ENCK, 模式控制输入。

引脚 8: CKOUT, 时钟输出。

引脚 9: PS, 电源选择和 ASK 输入。

引脚 10: VCC, 电源。

引脚 11: VEE, 地。

引脚 12: OUT2, 差分功率放大器输出, 集电极开路。

引脚 13: OUT1, 差分功率放大器输出, 集电极开路。

引脚 14: VEE, 地。

引脚 15: VCC, 电源。

引脚 16: LF2, 压控振荡器调谐输入, 连接到回路滤波器。

1.5.4 内部结构与工作原理

TH7108 内部结构框图如图 1.5.2 所示。芯片内包含发射功率放大器 (PA)、晶体振荡器 (XOSC)、压控振荡器 (VCO)、相频检波器 (PFD)、分频器 ($\div 32$)、充电泵 (CP)、电源电路 (PS)、FSK 开关 (SW) 等电路。锁相环 (PLL) 合成器由压控振荡器 (VCO)、分频器、相频检波器、充电泵和回路滤波器 (LF) 组成, 在 LF 端外接的回路滤波器决定 PLL 的动态性能。VCO 的振荡器信号被馈送到分频器和功率放大器, 分频器的分频比是 32。晶体振荡器 (XOSC) 作为 PLL 合成器的基准振荡器。射频发射功率 P_o 从 $-12 \sim +2$ dBm 分 6 档, 可以通过改变电阻 R_{ps} 或者改变在 PS 引脚端的电压 V_{ps} 调节。集电极开路的差动输出 (OUT1, OUT2) 能被用来直接驱动环形天线或者通过平衡和不平衡变换器转换为单端输出。发射器的载波频率 f_c 是由晶体振荡器的基准频率 f_{ref} 决定的, 集成的 PLL 合成器利用 $f_{ref} = f_c/N$ ($N=32$, 分频器系数), 保证在 $310 \text{ MHz} \sim 440 \text{ MHz}$ 的频率范围内的每一个射频频点能够实现。

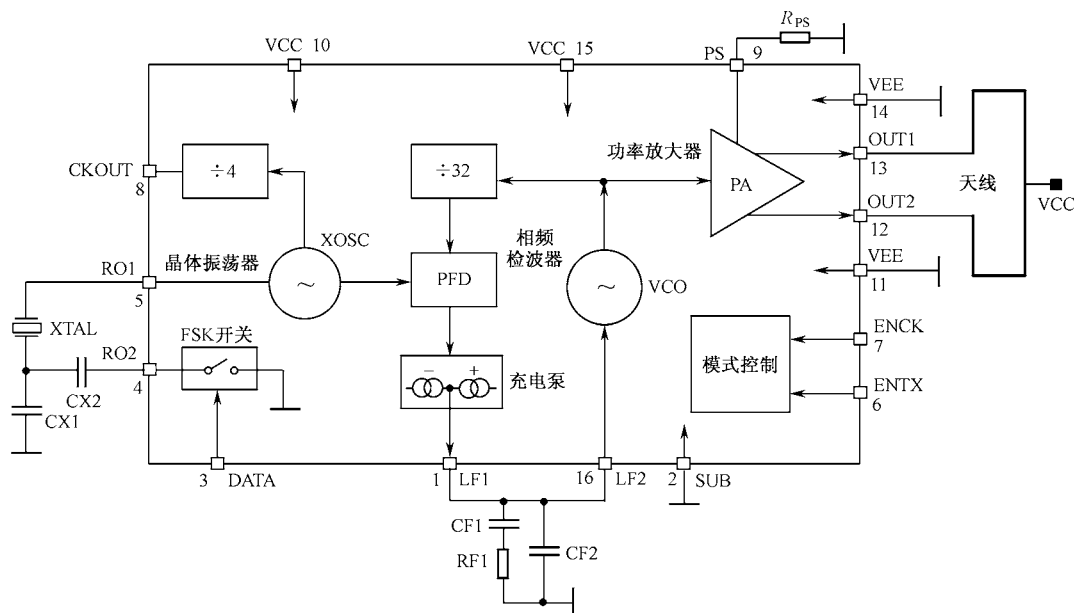


图 1.5.2 TH7107 的内部结构框图

晶体振荡器作为 PLL 的基准振荡器。FSK 调制通过拉动晶振的频率完成。FSK 调制时，数据流加到 DATA 端，在数据=“LOW”（低电平）时，外接的电容器 CX2 被芯片内开关连接到与 CX1 并联，晶体振荡器的频率被设置到振荡频率的低端 f_{\min} ；在数据=“HIGH”（高电平）时，外接的电容器 CX2 被芯片内开关断开与 CX1 的并联，晶体振荡器的频率被设置到振荡频率的高端 f_{\max} ，实现 FSK 调制。两个外接的电容器 CX1 和 CX2 允许独立的调节 FSK 的频偏和中心频率。FM 调制需要一个外接的变容二极管，作为一个电容被串接到晶体振荡器回路中，模拟信号通过一个串联电阻直接调制晶体振荡器。ASK 调制时，数据信号直接加 PS 端，利用数据信号控制功率放大器（PA）“导通”和“关断”，完成 ASK 调制。

功率放大器（PA）的输出功率可以通过改变 PS 端的外接电阻 R_{PS} 的数值或改变在 PS 端的电压 V_{PS} 完成。集电极开路的差分输出（OUT1,OUT2）能直接驱动一个环形天线，或者通过一个平衡到不平衡的变换器转换为单端输出。

TH7108 模式控制逻辑如表 1.5.2 所示，模式控制允许芯片工作在四个不同的模式。模式控制端 ENCK 和 ENTX 在芯片内部被下拉，以保证模式控制端 ENCK 和 ENTX 在浮置时，电路被关断。

时钟输出端（CKOUT）的输出时钟信号可用来驱动微控制器，其频率是基准振荡频率的 1/8。

表 1.5.2 TH7107 控制模式

ENCK	ENTX	模式	电路状态
0	0	低功耗模式	待机状态
0	1	仅有发射	仅有发射功能，时钟不可用
1	0	仅有时钟	发射在待机状态，仅有时钟可用
1	1	所有电路导通	发射和时钟可用，工作状态

1.5.5 应用电路设计

TH7107 使用 PCB 天线的应用电路如图 1.5.3 所示，其印制板元器件布局见图 1.5.4 所示，元器件参数值如表 1.5.3 所示。使用 50 Ω 天线的应用电路如图 1.5.5 所示，元器件参数如表 1.5.4 所示。

表 1.5.3 应用电路元器件参数表

符 号	尺 寸	315 MHz 数值	433.6 MHz 数值	误 差
CF1	0805	12 nF	10 nF	$\pm 10\%$
CF2	0805	15 pF	12 pF	$\pm 10\%$
CX1 _{FSK}	0603	39 pF	39 pF	$\pm 5\%$
CX1 _{ASK}	0603	68 pF	68 pF	$\pm 5\%$
CX2	0603	1 nF	1 nF	$\pm 10\%$
CX3	0603	1 nF	1 nF	$\pm 2\%$
C1	1206	3.9 pF	3.9 pF	$\pm 2\%$
C2	0805	3.9 pF	2.2 pF	$\pm 10\%$
C3	0603	330 pF	330 pF	$\pm 10\%$
C4	0603	330 pF	330 pF	$\pm 20\%$
C5	1206	220 pF	220 nF	$\pm 10\%$
L1	0603	220 pF	220 nH	$\pm 10\%$

续表

符 号	尺 寸	315 MHz 数值	433.6 MHz 数值	误 差
L2	0603	2.0 kΩ	2.0 kΩ	±10%
RF1	0805	4.3 kΩ	4.3 kΩ	±10%
RF2	0805	56 kΩ	56 kΩ	±10%
R_{PS}	0805	470 kΩ	470 kΩ	±10%
R1	0805	30 kΩ	30 kΩ	±10%
R2	0805	0 Ω	0 Ω	±10%
R3	0805	4.7 kΩ	4.7 kΩ	±10%
RX	0603	BB535		±10%
V1	SOD323	9.8438 MHz	13.5500 MHz	
XTAL	HC49/C	44 mm	44 mm	±30×10 ⁻⁶ 校准 ±30×10 ⁻⁶ 温度
PCB 天线	长边长度	20 mm	12 mm	
PCB 天线	短边长度	2 mm	2 mm	
PCB 天线	线宽			

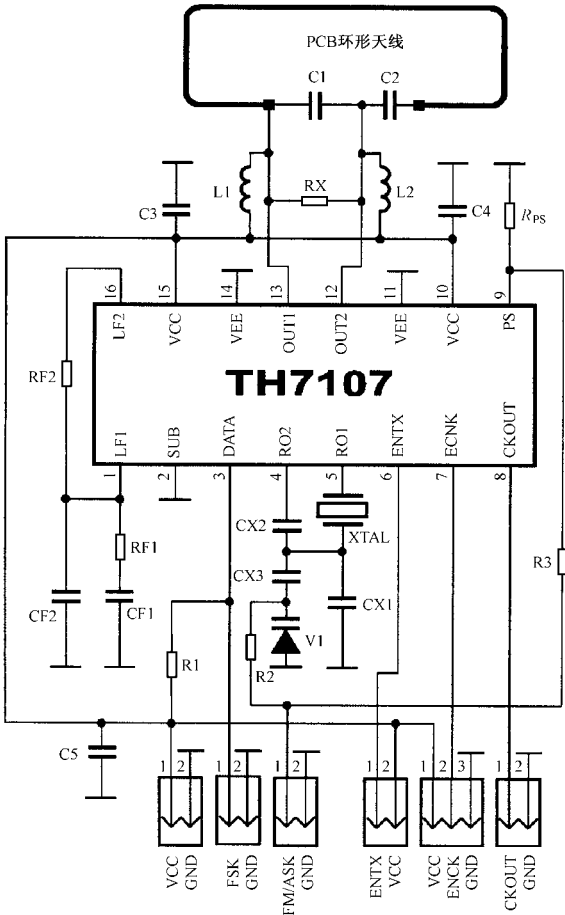


图 1.5.3 TH7107 使用 PCB 天线的应用电路图

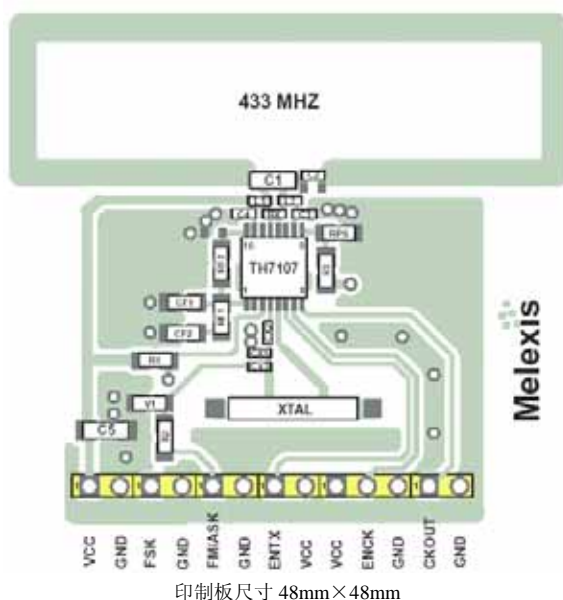


图 1.5.4 印制板元器件布局图

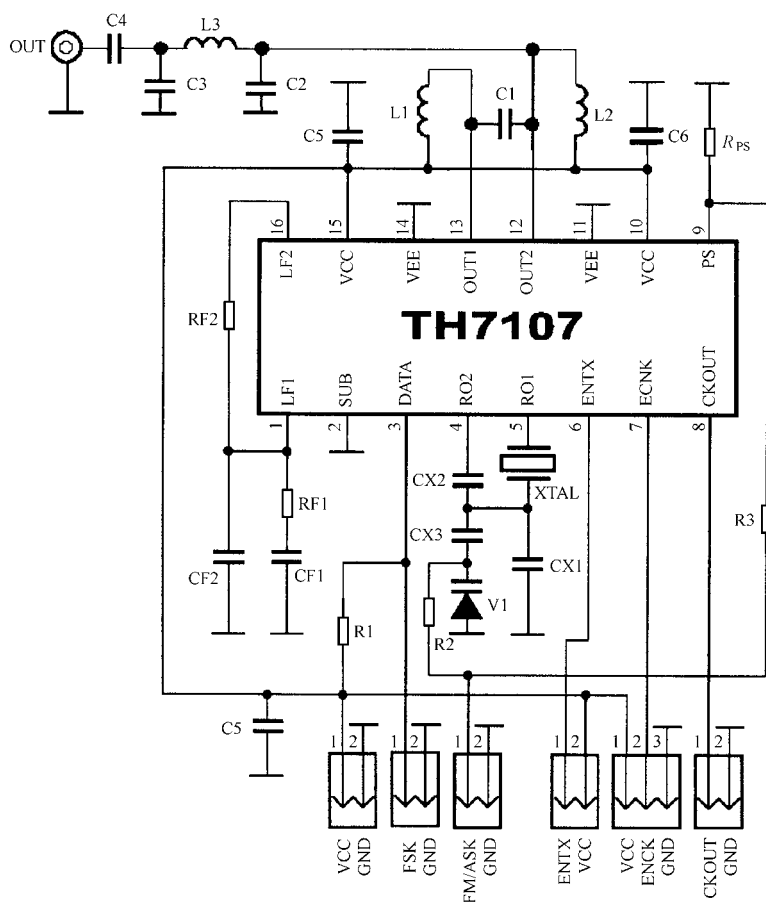


图 1.5.5 TH7107 采用 50Ω天线应用电路图

表 1.5.4 应用电路元器件参数表

符号	尺寸	数值	误差
CF1	0603	10 nF	±10%
CF2	0603	12 nF	±10%
CX1_FSK	0603	39 pF	±5%
CX1_ASK	0603	68 pF	±5%
CX2	0603	1 nF	±5%
CX3	0603	1 nF	±10%
C1	0603	2.7 pF	±5%
C2	0805	0.68 pF	±5%
C3	0805	3.9 pF	±5%
C4	0603	150 pF	±5%
C5	0603	330 pF	±10%
C6	0603	330 pF	±10%
C7	1206	220 nF	±20%
L1	0603	22 nH	±5%
L2	0603	22 nH	±5%
L3	0805	33 nH	±5%
RF1	0805	2.0 kΩ	±10%
RF2	0805	4.3 kΩ	±10%
RPS	0805	56 kΩ	±10%
R1	0805	470 kΩ	±10%
R2	0805	30 kΩ	±10%
R3	0805	0 Ω	±10%
V1	SOD323	BB535	
XTAL	HC49/S	13.55 MHz 基波	±30×10 ⁻⁶ 校准 ±30×10 ⁻⁶ 温度

输出功率可以通过改变电阻 R_{ps} 来选择，如表 1.5.5 所示。

表 1.5.5 输出功率可以通过改变电阻 R_{ps} 来选择

$R_{ps}/k\Omega$	≥68	56	47	39	27	15
V_{ps}/V	≥2	1.1	0.9	0.7	0.5	0.3
I_{cc}/mA	11.5	8.6	7.3	6.2	5.3	4.8
P_O/dBm	2	-1	-4	-7	-10	-12
P_{harm}	≤-40	≤-40	≤-40	≤-45	≤-45	≤-50

载波频率 f_c 、频偏 Δf_c 与 CX1 和 CX2 的关系，分别如表 1.5.6 和表 1.5.7 所示。

表 1.5.6 载波频率 f_c 与 CX1 和 CX2 的关系（晶振频率 13.55 MHz，负载电容 15 pF）

CX1/pF	f_c / MHz		
	CX2=1nF	CX2=100pF	CX2=47pF
22	433.612	433.619	433.625
32	433.604	433.610	433.614
40	433.598	433.604	433.608
49	433.596	433.601	433.604
61	433.593	433.598	433.600
104	433.587		

表 1.5.7 频偏 Δf_c 与 CX1 和 CX2 的关系（晶振频率 13.55 MHz，负载电容 15 pF）

CX1/pF	$\pm \Delta f_c$ / kHz		
	CX2=1nF	CX2=100 pF	CX2=47 pF
22	34	27	21
32	25	19	14
40	20	14	10
49	17	11.5	8
61	13	9	5.5
104	8		

1.6 315/433MHz ASK 发射器芯片 TH71071 的原理与应用电路设计

1.6.1 概述

TH71071 是一个单片 ASK 发射器芯片，可工作在 310 MHz~440 MHz 频段，ASK 调制通过开关内部的功率放大器完成，芯片内集成了晶体振荡器、压控振荡器（VCO）、相频检波器、分频器、功率放大器等电路。输出功率为-12 dBm~+2 dBm，可调差动输出适合环形天线，电源电压为 2.2V~5.5V，电流为 4.8 mA~11.5 mA，提供低功耗模式。符合 EN 300 220 以及类似标准。可用于无钥匙进入系统、遥控遥测系统、数据通信系统和安防系统等。

1.6.2 主要性能指标

TH71071 的主要性能指标如表 1.6.1 所示。

表 1.6.1 TH71071 主要性能指标

参 数	最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
电源电压	2.2		5.5	V
工作温度	-40		+85	°C
XOSC 频率	9.7		13.75	MHz
VCO 频率	310		440	MHz

续表

参 数	最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
时钟频率	2.4		3.4	MHz
待机电流		0.05	0.1	μA
工作电流	6	9	12	mA
输入高电平	$0.7V_{\text{CC}}$		$V_{\text{CC}}+0.3\text{ V}$	
输入低电平	-0.3		$0.3V_{\text{CC}}$	V
FM 频偏		± 6		kHz
ASK 数据速率		40		kb/s
VCO 增益		200		MHz/V
启动时间		1.2		ms

1.6.3 芯片封装及引脚功能

TH71071 采用 SOIC-8 封装，如图 1.6.1 所示。

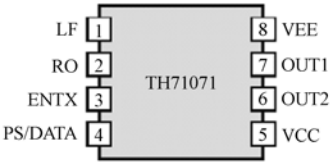


图 1.6.1 TH71071 的引脚封装形式

TH71071 各引脚功能如下。

- 引脚 1: LF，充电泵输出，连接到回路滤波器。
- 引脚 2: RO，晶体振荡器电路 FSK 引入端。
- 引脚 3: ENTX，模式控制输入。
- 引脚 4: PS / DATA，ASK 数据输入。
- 引脚 5: VCC，电源。
- 引脚 6: OUT2，差分功率放大器输出，集电极开路。
- 引脚 7: OUT1，差分功率放大器输出，集电极开路。
- 引脚 8: VEE，地。

1.6.4 内部结构与工作原理

TH71071 的内部结构框图如图 1.6.2 所示。芯片内包含发射功率放大器（PA）、晶体振荡器（XOSC）、压控振荡器（VCO）、相频检波器（PFD）、分频器（ $\div 32$ ）、充电泵（CP）、电源电路（PS）等电路。锁相环（PLL）合成器由压控振荡器（VCO）、分频器（ $\div 32$ ）、相频检波器（PFD）、充电泵和回路滤波器（LF）组成，在 LF 端外接的回路滤波器决定 PLL 的动态性能。VCO 的振荡器信号被馈送到分频器和功率放大器，分频器的分频比是 32。晶体振荡器（XOSC）作为 PLL 合成器的基准振荡器。发射器的载波频率 f_c 是由晶体振荡器的基准频率 f_{ref} 决定的，集成的 PLL 合成器利用 $f_{\text{ref}} = f_c / N$ ($N=32$ ，分频器系数)，保证在 310 MHz~440MHz 的频率范围内的每一个射频频点能够实现。

功率放大器 (PA) 的输出功率可以通过改变 PS 端的外接电阻 R_{PS} 的数值或改变在 PS 端的电压 V_{PS} 完成。集电极开路的差分输出 (OUT1, OUT2) 能直接驱动一个环形天线, 或者通过一个平衡到不平衡的变换器转换为单端输出。

TH71071 的模式控制通过控制 ENTX 端实现, 模式控制允许芯片工作在 2 个不同的模式。模式控制端 ENTX=0, 芯片处于待机状态; 模式控制端 ENTX=1, 芯片处于发射状态。

TH71071 直接将数据加到 PS 引脚端实现 ASK 调制, 调制数据控制 PA 功率放大器导通和截止。

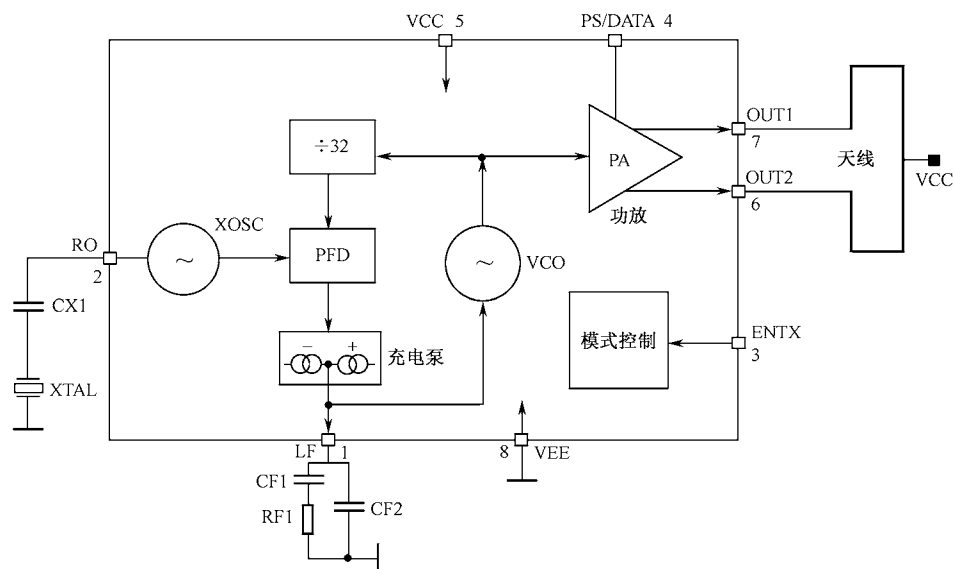


图 1.6.2 TH71071 的内部结构框图

1.6.5 应用电路设计

TH71071 采用 50Ω 天线的应用电路如图 1.6.3 所示, 电路中元器件参数如表 1.6.2 所示。

采用 PCB 天线的应用电路如图 1.6.4 所示, 电路中元器件参数如表 1.6.3 所示, 采用 PCB 天线应用电路的印刷板元器件布局如图 1.6.5 所示。

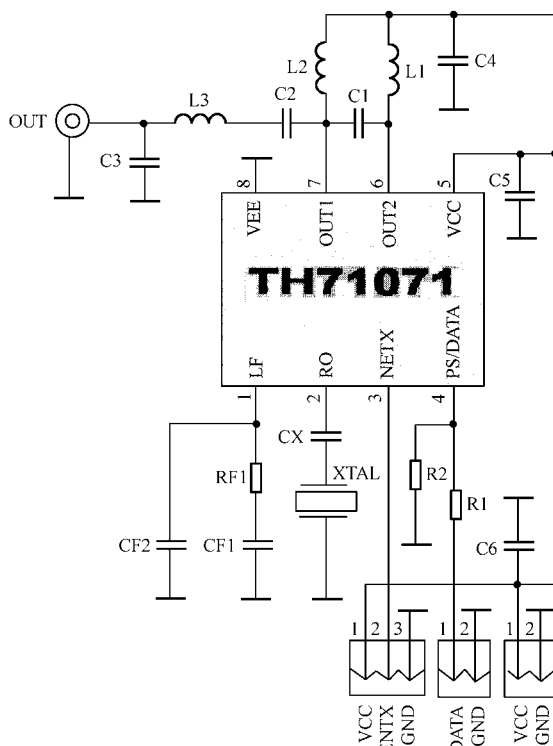


图 1.6.3 TH71071 采用 50Ω天线的电路

表 1.6.2 TH71071 的应用电路的元器件参数

符 号	尺 寸	数 值	误 差
CF1	0603	10 nF	±10%
CF2	0603	56 pF	±10%
CX	0603	68 pF	±10%
C1	0603	2.7 pF	±5%
C2	0805	100 pF	±5%
C3	0805	3.9pF	±10%
C4	0603	330 pF	±10%
C5	0603	330 pF	±10%
C6	0805	33 nF	±5%
L1	0603	22 nH	±5%
L2	0603	27 nH	±5%
L3	0603	33 nH	±10%
RF1	0603	1.5 kΩ	±10%
R1	0603	看输出功率选择表	±10%
R2	0603	看输出功率选择表	±10%
XTAL	HC49/S	13.55 MHz	±30×10 ⁻⁶ 校准 ±30×10 ⁻⁶ 温度

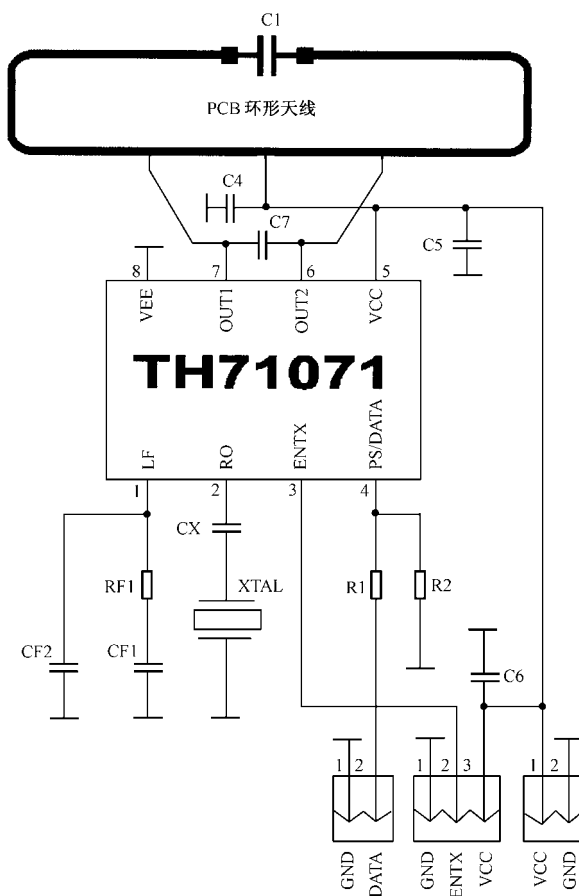


图 1.6.4 TH71071 采用 PCB 天线的应用电路



印制板尺寸 47mm×33mm

图 1.6.5 采用 PCB 天线的元器件布局图

表 1.6.3 元器件参数表

符 号	尺 寸	数值（315 MHz 时）	数值（433.6 MHz 时）	误 差
CF1	0805	10 nF	10 nF	±10%
CF2	0805	56 pF	56 pF	±10%
CX	0805	47 pF	47 pF	±5%
C1	0805	TBD (2.5~6 pF 微调电容)	1.8~2.2 pF (2.5~6 pF 微调电容)	±2%
C4	0805	330 pF	150 pF	±10%
C5	0805	330 pF	150 pF	±10%
C6	0805	220 nF	33 nF	±10%
C7	0603	TPD	4.7 pF	±5%
RF1	0805	1.5 kΩ	1.5 kΩ	±10%
R1	0805	24 kΩ	0Ω	±10%
R2	0805	4.7 kΩ	NIP	±10%
XTAL	HC49/S	9.8438 MHz	13.5500 MHz	±30×10 ⁻⁶ 校准 ±30×10 ⁻⁶ 温度
PCB 天线	长边长度	TBD	46 mm	
	短边长度	TBD	14 mm	
	线宽	2 mm	2 mm	

电路中输出功率的选择通过改变 R1 和 R2 的阻值实现，输出功率与 R1 和 R2 的关系如表 1.6.4 所示。

表 1.6.4 输出功率与 R1 和 R2 的关系

R1/kΩ	0	7.5	11	15	24	43
R2/kΩ	∞	4.7	4.7	4.7	4.7	4.7
V _{PS} /V	≥2	1.1	0.9	0.7	0.5	0.3
I _{CC} /mA	11.5	8.6	7.3	6.2	5.3	4.8
P _o /dBm	2	-1	-4	-7	-10	-12
P _{harm} /dBm	≤-40	≤-40	≤-40	≤-40	≤-40	≤-50

晶体振荡器的参数如表 1.6.5 所示。

表 1.6.5 晶体振荡器的参数

参 数	最 小	最 大	单 位
晶振频率	25	29	MHz
负载电容	10	15	pF
静态电容		7	pF
谐振电阻		40	Ω

1.7 OOK/ASK 868.35 MHz 发射器芯片 TX6001 的原理与应用电路设计

1.7.1 概述

TX6001 是一个单片 RF 发射器芯片，工作频率为 868.15 MHz~868.55 MHz，调制类型为 OOK/ASK，数据传输速率可达 115.2 kb/s，发射输出功率为 0.75 mW。电源电压为 2.7~3.5 V，发射模式工作电流为 12mA，睡眠模式电流为 0.75 μ A。工作温度范围为 -40℃~+85℃。符合 ETSI I-ETS 300 220 规范要求以及类似标准，适合高稳定、小尺寸、低功耗、低价格的短距离无线控制和数据传输应用。

1.7.2 主要性能指标

TX6001 的主要性能指标如表 1.7.1 所示。

表 1.7.1 TX6001 的主要性能指标

参 数		最 小	典 型	最 大	单 位
工作频率		868.15	868.35	868.55	MHz
调制类型		OOK/ASK			
数据速率				115.2	kb/s
发射器性能	峰值电流			12	mA
	峰值输出功率		0.75		mW
	导通/截止时间,OOK			40	μ s
	导通/截止时间,ASK			1	μ s
睡眠模式电流			0.75		μ A
睡眠到发射开关时间				46	μ s
发射到睡眠开关时间				40	μ s
电源电压		2.7		3.5	V
工作温度		-40		+85	℃

1.7.3 芯片封装及引脚功能

TX6001 采用 SM-20H 封装，如图 1.7.1 所示。各引脚功能分别介绍如下。

引脚 1: GND1, RF 地。GND2 与 GND3 应采用导线或低阻抗的印制板导线与之相连。

引脚 2: VCC1, 输出放大器和基带电路电源。通过一个 RF 去耦磁环与电源相连，其中去耦磁环接一个 RF 电容旁路。

引脚 3~7: NC，印刷电路板可接地或悬空。

引脚 8: TXMOD, 调制输入。在管脚内部有一类似于 1 只二极管和 1 个小电阻串联的结构。发射芯片的 RF 输出电压与此管脚的电流成比例。输出电压峰值用一串联电阻调节，其中电阻误差范围应在 $\pm 5\%$ 以内。最大饱和输出功率需 450 μ A 输入电流。在 ASK 模式，当此管脚的调制输入电流小于 10 μ A 时，有最小输出功率。在 OOK 模式，当振荡器停振时，

输入信号小于 220 mV。在 3V 电源电压下, 输出功率峰值 P_o 约为:

$$P_o = 4.8 (I_{TXM})^2$$

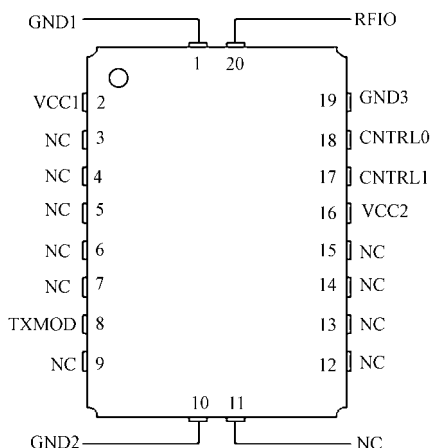


图 1.7.1 TX6001 的引脚封装形式

在 OOK 模式, 此脚通常由一逻辑电平数据输入(非尖脉冲)驱动。在实际应用中, 对于 200 μ s 或更宽的脉冲使用的是 OOK 调制。在 ASK 模式, 此管脚接收的是模拟调制信号(尖脉冲或非尖脉冲)。在实际应用中, ASK 调制脉冲宽度为 8.7 μ s 或更宽。在低功耗(休眠)模式, 此管脚驱动电阻必须很低。

引脚 9: NC, 印刷电路板可接地或悬空。

引脚 10: GND2, 芯片地。此引脚应采用导线或低阻抗的印制板导线与 GND1 相连。

引脚 11~15: NC, 印刷电路板可接地或悬空。

引脚 16: VCC2, 控制电路电源, 外接 RF 旁路电容。

引脚 17 (18): CNTRL1 (CNTRL0), 发射/休眠模式控制。CNTRL1 为高阻态输入(与 CMOS 兼容)。逻辑低电平为 0~300 mV, 逻辑高电平为 $V_{CC}-300$ mV 或更高, 但不应超过 $V_{CC}+200$ mV。逻辑高电平需 40 μ A 的电流, 逻辑低电平则需 25 μ A (休眠模式 1 μ A) 电流。此管脚必须维持在逻辑电平上, 不能悬空。

引脚 19: GND3, 芯片地。同 GND2。

引脚 20: RFIO, RF 输入输出。此脚与 SAW 滤波器变频器直接相连。天线阻抗为 35 Ω ~72 Ω 范围, 用一个串联的线圈可以满意的与引脚端匹配。为了 ESD 保护, RFIO 引脚端必需有一个 DC 通道到地。

1.7.4 芯片内部结构及工作原理

TX6001 内部结构框图如图示 1.7.2 所示。芯片内包含有: SAW 谐振器、SAW 滤波器、RF 放大器、调制和偏置控制等电路。RF 输出端 RFIO 阻抗范围为 35 Ω ~75 Ω , 外接一个天线串联匹配线圈和一个并联的 ESD 保护线圈。SAW 谐振器和放大器 1 (TXA1) 组成振荡器, 要发射的数字信号经 TXMOD 端输入, 调制后由发射放大器 2 放大, 经 SAW 滤波器滤波后输出。

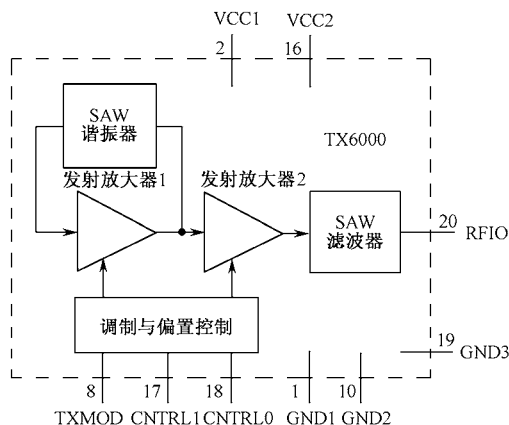


图 1.7.2 TX6001 内部结构框图

天线这个外部 RF 部件对于发射芯片是必要的，天线阻抗范围为 $35\ \Omega \sim 72\ \Omega$ ，外接一个串联匹配线圈和一个并联的 ESD 保护线圈（ESD 保护需一条从 RFIO 到地的直流通路），能对 RFIO（RF 输出）进行满意的匹配。对于某些阻抗来说天线则可能需要 2 至 3 个元件进行匹配，例如需要两个电感和一个电容。

发射电路中使用 SAW 耦合谐振器。

发射芯片操作支持两种调制模式，即 OOK 和 ASK 模式。OOK 模式时，“1”脉冲之间的信号将不被传输。ASK 模式时，“1”脉冲代表发射的电平能量较高，“0”脉冲则代表发射的电平能量较低。OOK 调制与第一代 ASH（amplifier-sequenced hybrid 时序放大器）技术兼容，同时能量损耗也很低。ASK 调制则必须用于高数据速率模式（数据脉冲宽度应小于 $200\ \mu\text{s}$ ），它减小了其他形式干扰的影响而且允许发射尖脉冲来控制调制带宽。

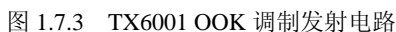
模式的选择由 CNTRL0 和 CNTRL1 模式控制端完成。在 OOK 模式时，如果 TXMOD 输入电压小于 $220\ \text{mV}$ ，谐振放大器 TXA1 和缓冲放大器 TXA2 就会停止工作，数据速率被谐振器的 $40\ \mu\text{s}$ 开关次数限制（谐振器周期的理想值为 $12\ \mu\text{s}$ 和 $6\ \mu\text{s}$ ）。在 ASK 模式，TXA1 被连续偏置为接通状态，TXA2 的输出由 TXMOD 输入电流调制。当调制驱动电路得到 TXMOD 的输出电流小于 $10\ \mu\text{A}$ 时，ASK 模式有最小输出功率。

发射芯片 RF 放大器的输出功率是与 TXMOD 的输入电流成比例的，其中用一个串联电阻调节芯片输入功率的峰值，产生最大饱和输出功率需要 $450\ \mu\text{A}$ 的输入电流。

芯片模式控制，芯片有三种模式——ASK 发射、OOK 发射和低功耗，它们由调制和偏置控制电路的 CNTRL1 和 CNTRL0 端控制。CNTRL1 为高电平，CNTRL0 为低电平时为 ASK 发射模式；CNTRL1 为低电平，CNTRL0 为高电平时为 OOK 发射模式；二者均为低电平时为低功耗（休眠）模式。CNTRL1 和 CNTRL0 输入与 CMOS 兼容，输入端必须维持在一个逻辑电平，不能悬空。另外，这些端口电压应随电源电压的接通而上升。

1.7.5 应用电路设计

TX6001 的应用电路如图 1.7.3、图 1.7.4 所示。所设计的 OOK 和 ASK 的应用电路的元器件参数值如表 1.7.2 所示。



符 号	OOK	OOK	ASK	单 位	注 释
DR _{NOM}	2.4	19.2	115.2	kb/s	
SP _{MIN}	416.67	52.08	8.68	μs	单个比特
SP _{MAX}	1666.68	208.32	34.72	μs	相同数值的 4 比特
R _{TXM}	8.2	8.2	8.2	kΩ	±10%，0.25 mW 输出
C _{DCB}	10	10	10	μF	钽电容

续表

符 号	OOK	OOK	ASK	单 位	注 释
C _{RFB1}	27	27	27	pF	±5%NPO
C _{RFB2}	100	100	100	pF	±5%NPO
L _{AT}	10	10	10	nH	50Ω天线
L _{ESD}	100	100	100	nH	50Ω天线

1.8 433/868/915 MHz FM/FSK 发射器芯片 RF2512 的原理与应用电路设计

1.8.1 概述

RF2512 是一个单片带有锁相环的 FM/FSK UHF 发射器芯片, 频率范围这 300 MHz~1 000 MHz, 采用 FM/FSK 调制, 芯片内含有集成压控振荡器、鉴相器、双模/双分频(128/129 或 64/65)分频器、基准晶体振荡器和锁相环回路, 两个基准振荡器能够支持两个通道应用。RF2512 的电源电压为 2.4V~5.0V, 具有低功耗模式, 能够对 50 Ω 的负载提供 15 mW 的输出功率。芯片能够应用于美国 915 MHz ISM 频段和欧洲 433 MHz、868 MHz ISM 频段, 进行无线数据 FSK 发射, 适于窄带和宽带 FM。

1.8.2 主要技术指标

RF2512 的主要性能指标如表 1.8.1 所示。

表 1.8.1 RF2512 的主要性能指标

参 数	规 格			单 位	条 件
	最小值	典型值	最大值		
频率范围	300		1000	MHz	
调制		FM/FSK			
调制频率			2	MHz	
最大 FM 偏移	200			kHz	
输出功率	+7	+12		dBm	50Ω负载
预定标器分频比		128/64			
VCO 增益	25		70	MHz/Hz	
PLL 相位噪声		-80		dBc/Hz	10 kHz 补偿, 5 kHz 锁相环带宽
谐波		-23		dBc	输出调谐
基准频率			17	MHz	50 kHz 锁相环带宽
晶振最大阻抗		50	100	Ω	
充电泵电流	-40		+40	μA	
开启时间		2	4	ms	晶振起振, 7.15MHz 晶振
电源电压	2.4	3.6	5.5	V	
电流消耗	8	10	28	mA	
低功耗模式电流			1	μA	睡眠模式

1.8.3 芯片封装与引脚功能

RF2512 采用 SSOP-24 封装，各引脚如图 1.8.1 所示。

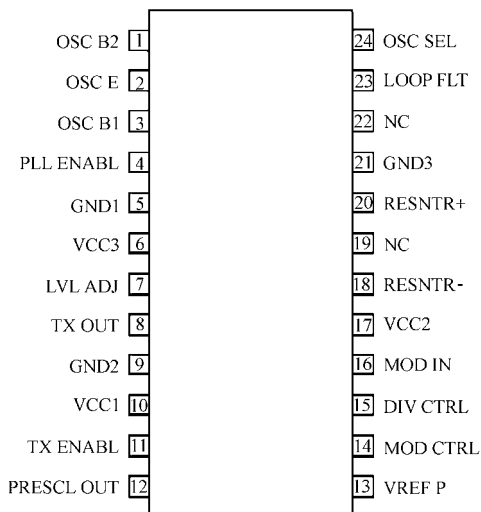


图 1.8.1 RF2512 的引脚封装形式

各个引脚功能分别介绍如下。

引脚 1: OSC B2, 直接连接在基准振荡器晶体管的基极, 基准振荡器的结构是 Colpitts 的改进型, 一个电容器被连接在引脚 1 与引脚 2 间。

引脚 2: OSC E, 直接连接在基准振荡器晶体管的发射级, 在这个引脚与地之间需连接一个电容器。

引脚 3: OSC B1, 直接连接在基准振荡器晶体管的基极, 基准振荡器的结构是 Colpitts 的改进型, 一个电容器被连接在引脚 3 与引脚 2 间。

引脚 4: PLL ENABL, 这个引脚端用来控制 VCO 和 PLL 电源加上和拉下。逻辑高电平 (PLL ENABL > 1.0V) 电源加上 VCO 和 PLL 电路; 逻辑低电平 (PLL ENABL < 1.0V) VCO 和 PLL 电源拉下。

引脚 5: GND1, 功率放大器 PA 输出缓冲放大器地。

引脚 6: VCC3, 功率放大器电源输入。一个射频旁路电容连接到地, 对于 915MHz 应用, 推荐使用 100pF 的电容, 对于 433MHz 应用, 推荐使用 220pF 的电容。

引脚 7: LVL ADJ, 这个引脚端用来改变发射器的输出功率。通过控制这个引脚端的模拟电压, 输出电平可调整范围大于 12dB。发射器功率放大器的 DC 电流消耗随输出功率的降低而减少。当发射器不使能时, 这个引脚端必须为低电平。

引脚 8: TX OUT, 发射器电路的 RF 输出端。当发射器使能时, TXOUT 输出阻抗是低阻抗状态。当发射器不使能时, TXOUT 输出阻抗是高阻抗状态。

引脚 9: GND2, 发射器功率放大器地。

引脚 10: VCC1, 功率放大器缓冲器 DC 电源输入。连接旁路电容到地, 对于 915MHz 应用, 推荐使用 100pF 的电容, 对于 433MHz 应用, 推荐使用 220pF 的电容。

引脚 11: TX ENABL, 使能发射器电路。TX ENABL>2.0V 电源加上发射器电路; TX ENABL<1.0V 除 PLL 电路外, 关断所有发射器电路。

引脚 12: PRESCL OUT, 双模/双分频 (128/129 或 64/65) 分频器输出。在频率编程时, 输出能够与外部的 PLL 电路连接, 得到附加的灵活的应用。

引脚 13: VREF P, 为旁路分频器和鉴相器偏置电压参考端。旁路电容将直接连接在这个引脚端, 提供基准晶振频率的滤波。

引脚 14: MOD CTRL, 这个引脚端用来选择分频器系数。逻辑高电平选择 64 或者 128 分频系数。逻辑低电平选择 65 或者 129 分频系数。

引脚 15: DIV CTRL, 这个引脚端用来选择想得到的分频器系数。逻辑高电平选择 64/65 分频系数。逻辑低电平选择 128/129 分频系数。

引脚 16: MOD IN, 信号通过这个引脚的输入, 可以把调频模拟信号或者数字调制信号加到 VCO 上。VCO 频率的变化与在这个引脚端的电压电平一致。

引脚 18: RESNTR-, 这个引脚端被用来为压控振荡器 (VCO) 提供直流电压, 同时也调节压控振荡器的中心频率。一个电感应连接在这个引脚端与引脚端 20 之间。

引脚 20: RESNTR+, 见引脚 18。

引脚 17: VCC2, 提供 VCO、分频器和 PLL DC 偏置。

引脚 21: GND3, VCO、分频器和 PLL 地。

引脚 22: NC, 空脚。

引脚 23: LOOP FLT, 充电泵的输出端。引脚 14 与地之间的 RC 回路用来控制锁相环的带宽。

引脚 24: OSC SEL, 逻辑高电平 (OSC SEL>2.0V) 加到这个引脚端基准振荡器 2 电源导通, 基准振荡器 1 电源下降。逻辑的电平 (OSC SEL<1.0V) 加到这个引脚端基准振荡器 1 电源导通, 基准振荡器 2 电源下降。

引脚 1、2、3、9、10、12~15、17、21、23 的接口电路中的二极管可以提供 3kV 的静电保护。

1.8.4 内部结构与工作原理

RF2512 是一个具有锁相环的 FM/FSK 发射器, 由功率放大器、集成压控振荡器、鉴相器、分频器等电路组成, 原理框图如图 1.8.2 所示。

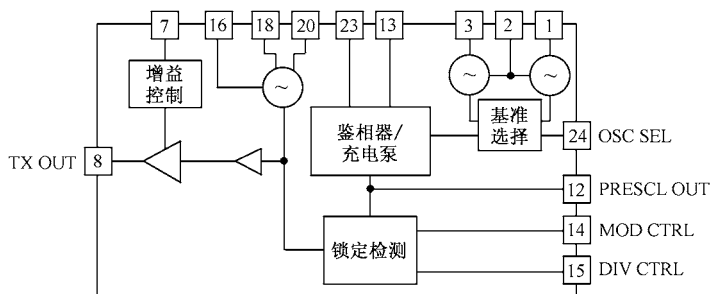


图 1.8.2 RF2512 内部结构方框图

RF2512 的锁相环包括 2 个基准振荡器, 鉴相器, 环路滤波器, VCO 及反馈通道中的一个可编程分频器, 只需要外接一个晶振和两个反馈电容。基准振荡器是一个 COLPITTS 型的振荡器, 引脚 1 (OSC B2)、引脚 2 (OSC E) 和引脚 3 (OSC B1) 与振荡器使用的晶体管连接。一个外部信号能被输入到晶体管的基极, 任一情况下, 驱动电平峰值应在 500mV 左右, 以防止过度驱动, 保持相位噪声最小。用户通过设置引脚端 24 (OSC SEL) 在高电平或者低电平选择振荡器。

分频器以 64/65 或 128/129 为基数对 VCO 进行分频, 根据引脚 MOD CTRL、DIV CTRL 所处逻辑电平的高低来确定分频系数。引脚 15 DIV CTRL 引脚端为逻辑高电平选择 64/65 分频系数, 为逻辑低电平选择 128/129 分频系数。引脚 14 MOD CTRL 为逻辑高电平选择 64 或者 128 分频系数, 为逻辑低电平选择 65 或者 129 分频系数。分频信号被输入到鉴相器, 在鉴相器中, 分频信号与基准信号频率相比较。分频器输出通过引脚端口 (PRESCOUT), 为外部的 PLL 集成电路使用。

RF2512 内含鉴相器和电荷泵。鉴相器用来比较基准振荡器的相位和 VCO 的相位, 其输出也连接到电荷泵, 当两个输入端信号相同时, 信号为锁频和锁相, 当两个信号不同时, 将提供信号给电荷泵, 来给环路滤波器充放电或进入高阻状态。这种类型检波器被锁时, 检波器通过相位来纠错, 未锁时通过频率来纠错。电荷泵由两个三极管, 一个可充电环路滤波器和其他放电环路滤波器组成, 其输入是相位检波器中触发器的输出, 用于环路滤波器的充放电控制, 环路滤波器的整合脉冲来自 VCO 中电荷泵产生的控制电压。

压控振荡器 (VCO) 是一个调谐的差分放大器, 集电极提供一个正反馈, 并且产生 360 度的相移, 调谐电路在集电极, 包含内部的可变电容和外接的一个电感, 为了得到设定的工作频率, 设计者必须选择合适的电感, 电感也为 VCO 提供直流偏压。VCO 的输出到预定标器, 在预定标器中信号频率将以 64/65 和 128/129 为基数进行分频, 与基准振荡频率相比较。

设置引脚端 4 (PLL ENABL) 为高电平, PLL 和 VCO 电路使能, 设置引脚 4 (PLL ENABL) 为低电平, PLL 和 VCO 电路不使能。

发射器由两级放大器组成, 它包括一个驱动器和一个集电极开路的末级, 当电源为 3.6V 电压时, 可提供 12dBm 的输出功率到 50Ω 的负载。输出功率可以通过引脚 7 (LVL ADJ) 调节。输出电平可调整范围大于 12dB。发射器功率放大器的 DC 电流消耗随输出功率的降低而减少。当发射器不使能时, 这个引脚端必须为低电平。另外发射器电路能够被引脚端 11 (TX ENABL) 控制。在 TX ENABL 加上 >2.0V 电源时, 发射器电路开通; TX ENABL <1.0V 时, 除 PLL 电路外, 关断所有发射器电路。

RF2512 内部包含一个能隙基准电源电路, 在温度和电源电压变化时能够给电路提供稳定的 DC 偏置。

1.8.5 应用电路设计

所设计的 915MHz、868MHz 和 433MHz 的应用电路、印制板元器件布局及印制板如图 1.8.3~图 1.8.7 所示。

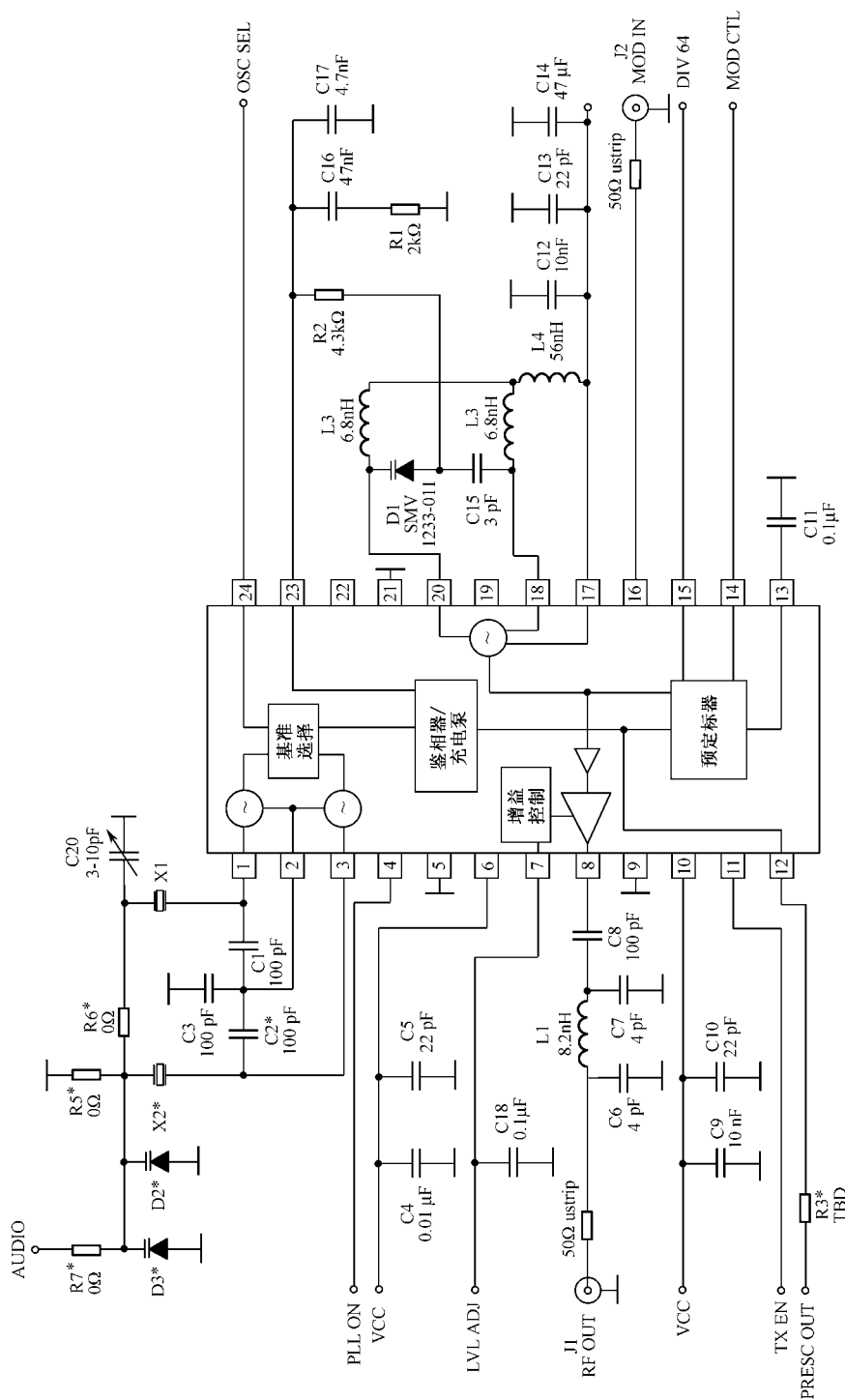
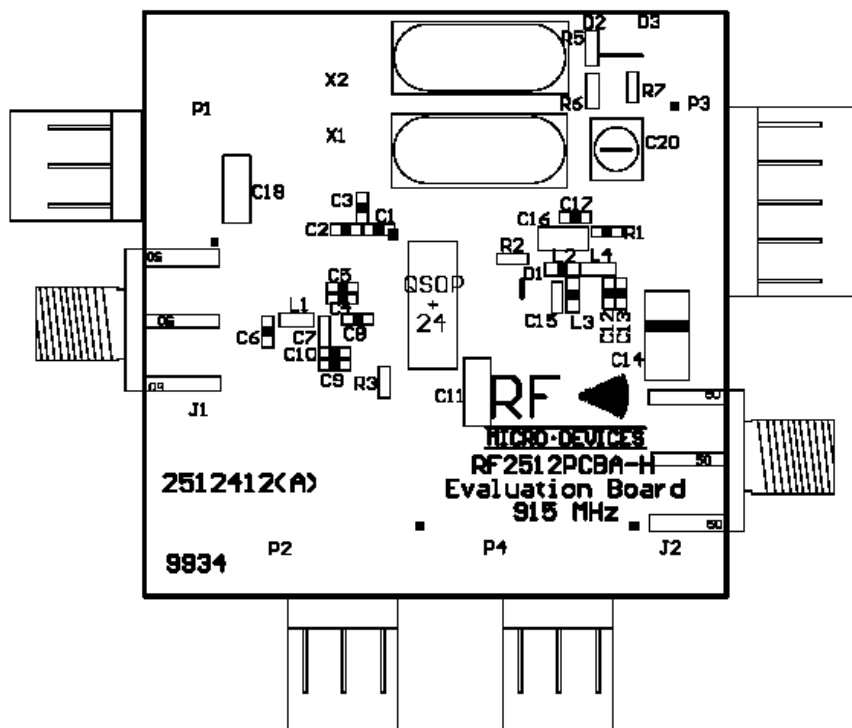
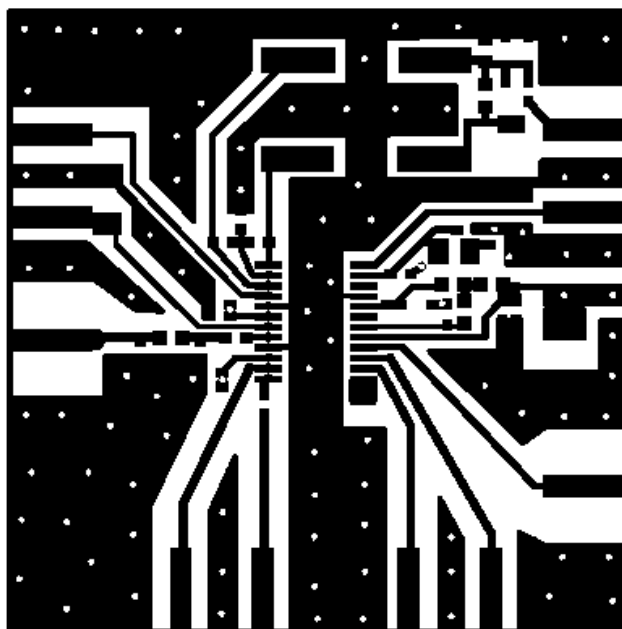


图 1.8.3 915 MHz/868 MHz 应用电路

Board	X1(MHz)	X2(MHz)	R1(kΩ)	L2(nH)	L3(nH)
M(868MHz)	13.57734	13.41015	1.2	6.8	6.8
H(915MHz)	7.15909	7.07549	2.2	4.7	4.7

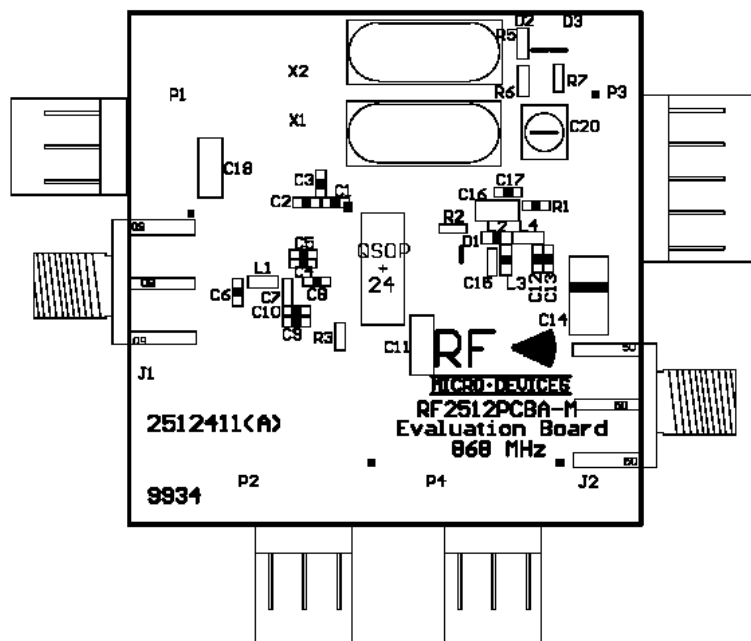


(a) 元器件安装图

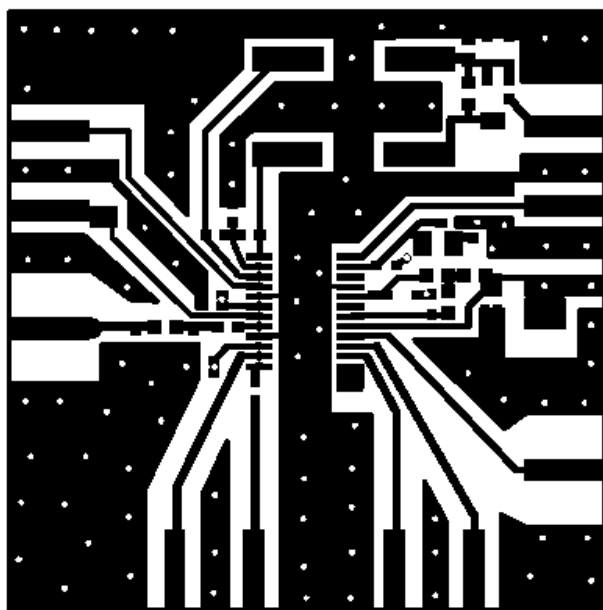


(b) 印制板元器件面

图 1.8.4 915 MHz 应用电路印制板图



(a) 元器件安装图



(b) 印制板元器件面

图 1.8.5 868 MHz 应用电路的印制板图

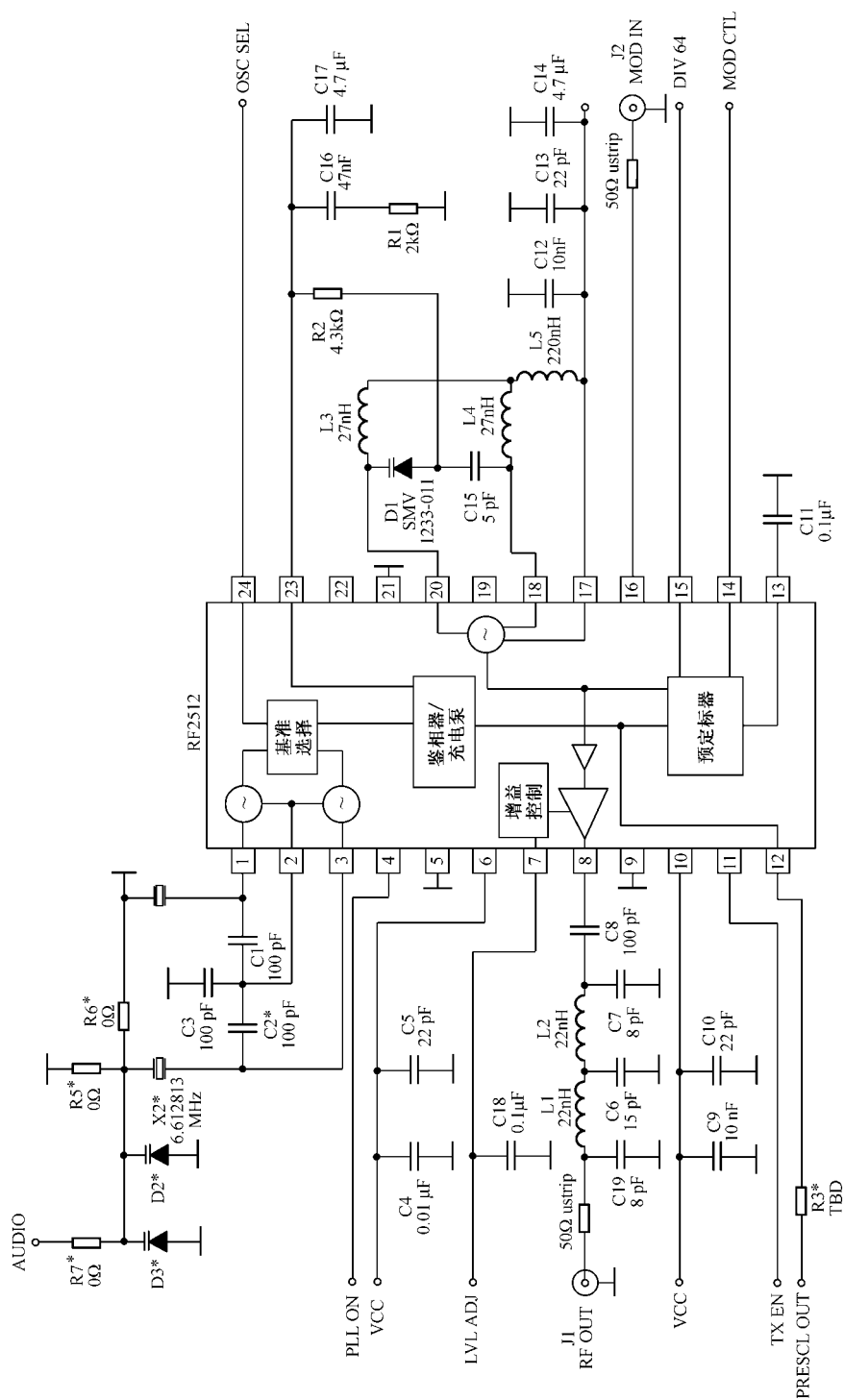
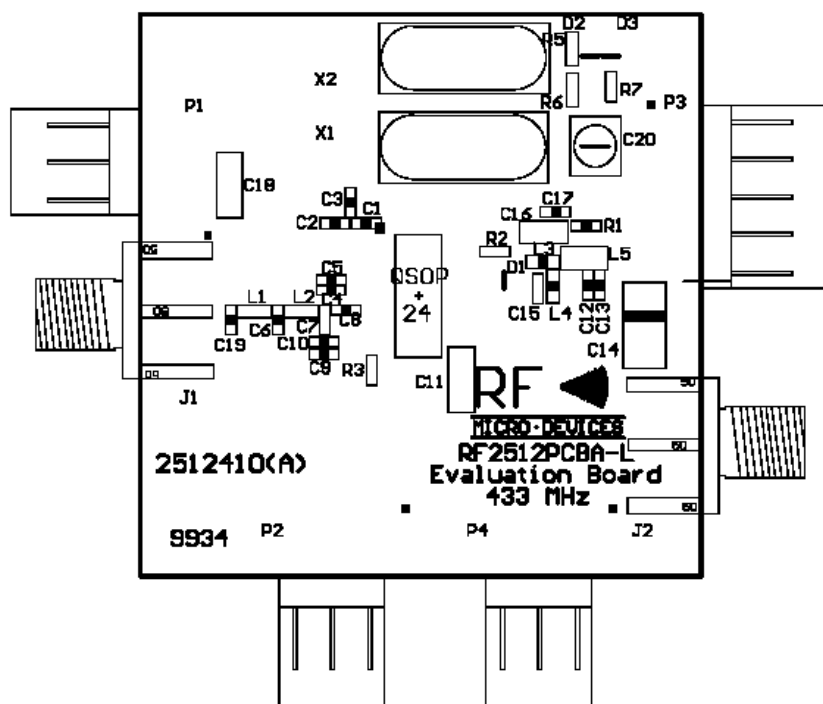
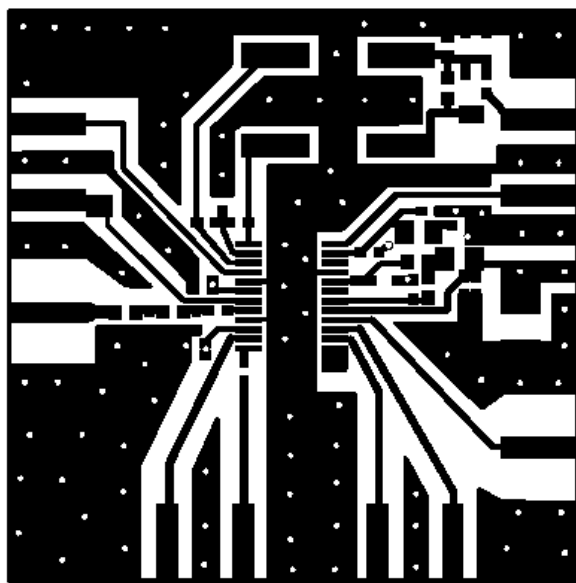


图1.8.6 433 MHz应用电路图



(a) 元器件安装图



(b) 印制板元器件面

图 1.8.7 433 MHz 应用电路的印制板图

1.9 868 MHz/915 MHz AM/ASK/OOK 发射器芯片 RF2514 的原理与应用电路设计

1.9.1 概述

RF2514 是一个集成的带有锁相环的 AM/ASK VHF/UHF 发射器芯片，工作在 100MHz~1000MHz 频带，AM/ASK 调制。芯片内含有集成压控振荡器、鉴相器、分频器、基准晶体振荡器和锁相环回路，能够发射数字信号。除了标准的低功耗模式外，芯片还有一个自动闭锁功能，当 PLL 失锁时，使发射器的输出无效。RF2516 电源电压为 2.25V~3.6V，该装置能够对 50Ω 的负载提供 +1dBm 的输出功率，具有体积小（4mm×4mm）、价格低、性能好等特点。适合美国和欧洲 VHF/UHF ISM 频段应用。

1.9.2 主要技术指标

RF2514 的主要性能指标如表 1.9.1 所示。

表 1.9.1 RF2514 的主要性能指标

参 数	最小值	典型值	最大值	单位	条 件
频率范围	100	868/915	1000	MHz	
调制方式		AM/ASK			
调制频率		0.4	0.1	MHz	
附带 FM			15	kHz	
输出功率		+1		dBm	50Ω负载
开关比率		52		dB	
分频器分频比		32/64			
VCO 增益		40		MHz/Hz	
PLL 相位噪声		-90		dBc/Hz	10kHz 补偿，100kHz 环路带宽
谐波		-25		dBc	输出调谐
基准频率		14.318	17	MHz	300kHz 锁相环带宽
晶振最大阻抗		10	50	Ω	
充电泵电流		100		μA	
开启时间		1	2	ms	晶振起振,14.318MHz
关闭时间		1	2	ms	
电源电压	2.5	3	3.6	V	
电流消耗	6	8		mA	
低功耗模式电流	0		1	μA	

1.9.3 芯片封装与引脚功能

RF2514 采用 LCC-16 封装，如图 1.9.1 所示。

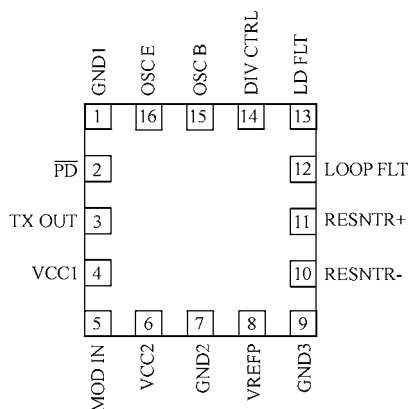


图 1.9.1 RF2514 的引脚封装形式

各个引脚功能分别介绍如下。

引脚 1: GND1, 模拟电路地, 包括发射缓冲器和功率放大器部分。内部连接到模架上。为获得最佳的性能, 使用短的印制板导线直接连接到接地板。

引脚 2: PD, 低功耗模式控制, 包括所有的电路。当 PD 引脚端是逻辑低电平时, 所有电路关断。当 PD 引脚端是逻辑高电平时, 所有电路导通工作。

引脚 3: TX OUT, 发射器输出。输出端是晶体管的集电极开路 (OC) 方式, 需要一个偏压 (或匹配) 的上拉电感和一个匹配电容。

引脚 4: VCC1, TX 缓冲放大器提供电源。

引脚 5: MOD IN, AM 模拟或者数字调制输入。信号通过这个引脚的输入, 可以把调幅信号或者数字调制信号加到载波上, 外接的一个电阻通过这个引脚被用来偏置输出放大器。在这个引脚的电压不能超过 1.1V, 更高的电压可能会烧坏这个芯片。

引脚 6: VCC2, 压控振荡器, 分频器, 晶体振荡器、鉴相器和充电泵电源。一个中频旁路电容需连接在引脚端与地之间。

引脚 7: GND2, 数字锁相环地。

引脚 8: VREFP, 偏置电压基准端, 为分频器和鉴相器提供旁路。应该选择合适的电容器来对基准频率进行滤波。电容连接在这个引脚与地之间。

引脚 9: GND3, 模拟电路地, 包括发射缓冲器和功率放大器部分。内部连接到模架上。为获得最佳的性能, 使用短的印制板导线直接连接到接地板。

引脚 10: RESNTR-, 这个引脚被用来为压控振荡器 (VCO) 提供直流电压, 同时也调节压控振荡器的中心频率。一个电感应连接在这个引脚端与引脚端 11 之间。

引脚 11: RESNTR+, 见引脚 10。

引脚 12: LOOP FLT, 充电泵的输出端。引脚 12 与地之间的 RC 回路用来控制锁相环的带宽。

引脚 13: LD FLT, 这个引脚是用来设定锁定检测电路的阈值。旁路电容器与芯片内部的阻值为 1k 的电阻用来设定 RC 时间常数, 这个时间常数大约是基准频率的 10 倍。

引脚 14: DIV CTRL, 分频控制。这个引脚的电平为高电平时, 选中 64 分频的分频器, 反之, 当这个引脚为低电平时, 选中 32 分频的分频器。

引脚 15: OSC B, 直接连接在基准振荡器晶体管的基极, 基准振荡器的结构是 Colpitts 的改进型, 一个 68pF 的电容被连接在引脚 15 与引脚 16 间。

引脚 16: OSC E, 直接连接在基准振荡器晶体管的发射级, 在这个引脚与地之间需连接一个 33pF 的电容。

引脚 1, 2, 4~9, 12~14 在接口电路中的二极管提供 3kV 的静电保护。

1.9.4 内部结构与工作原理

RF2514 是一个具有锁相环的 AM/ASK 甚高频/超高频发射器, 由功率放大器、集成压控振荡器、鉴相器、分频器、锁存器和直流偏压等电路组成, 原理框图如图 1.9.2 所示。

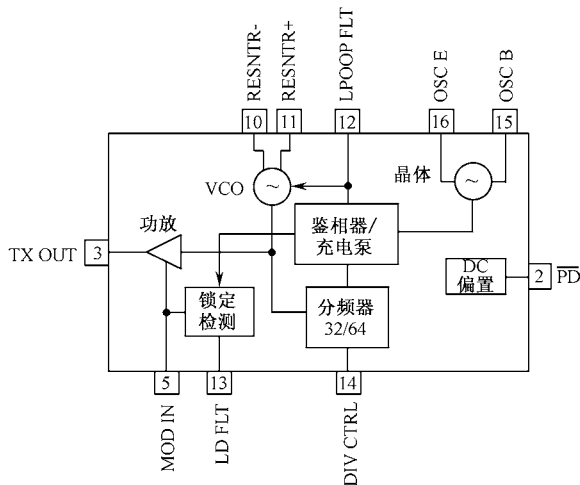


图 1.9.2 RF2514 内部结构方框图

RF2514 的锁相环包括一个基准振荡器, 鉴相器, 环路滤波器, VCO 及反馈通道中的一个可编程分频器, 只需要外接 1 个晶振和 2 个反馈电容。基准振荡器是一个 Colpitts 型的振荡器, 引脚 OSC B 和引脚 OSC E 与振荡器使用的晶体管连接。一个外部信号能被输入到晶体管的基级, 驱动电平峰值应在 500mV 左右, 以防止过度驱动, 保持相位噪声最小。

分频器以 64 或 32 为基数对 VCO 进行分频, 根据引脚 DIV CTRL 所处逻辑电平的高低来确定分频系数。引脚 DIV CTRL 为高电平用基数 64 来分频, 引脚 DIV CTRL 为低电平用基数 32 来分频, 分频信号被输入到鉴相器, 在鉴相器中, 分频信号与基准信号频率相比较。

RF2514 内含鉴相器和充电泵。鉴相器用来比较基准振荡器的相位和 VCO 的相位, 由数据相位/频率检波器和数据三态比较器组成, 电路包括两个 D 触发器, D 触发器的输出和与非门相结合来重置 D 触发器, 其输出也连接到电荷泵, 每个触发器的输出信号是一系列与触发器输入频率相关的脉冲, 当触发器的两个输入端信号相同时, 信号为锁频和锁相, 当两个信号不同时, 将提供信号给充电泵, 来给环路滤波器充放电或进入高阻状态。这种类型检波器被锁时, 检波器通过相位来纠错, 未锁时通过频率来纠错。充电泵由 2 个三极管, 1 个可充电环路滤波器和其他放电环路滤波器组成, 其输入是相位检波器中触发器的输出。检波器中触发器的不同状态用于环路滤波器的充放电控制, 环路滤波器的整合脉冲来自 VCO 中充电泵产生的控制电压。

压控振荡器 (VCO) 是一个调谐的微分放大器, 集电极提供一个正反馈, 并且产生 360° 的相移, 调谐电路在集电极, 包含内部的可变电容和外接的一个电感, 为了得到设定的工作频率, 设计者必须选择合适的电感, 电感也为 VCO 提供直流偏压。VCO 的输出到预分频器, 在分频器中信号频率将以 32 和 64 为基数进行分频, 与基准振荡频率相比较。

发射器是一个两级放大器, 它包括一个驱动器和一个集电极开路的晶体管末级放大器, 当电源为 3.6V 电压时, 可提供 5dBm 的输出功率到 50Ω 的负载。

锁定检测电路连接着鉴相器的输出, 当 VCO 没有锁住基准振荡器的相位时, 它能使发射器失去发射能力。导致 PLL 失锁有多方面的原因, 例如, 任何一个 VCO 的启动都有一个短时间的间隔, 此时, VCO 开始振荡, 基准振荡器也建立起完全振幅, 在这段时间里, 频率可能会出现在规定频段外, 典型的是 VCO 启动比基准振荡器快, 一旦 VCO 启动, 鉴相器就开始定位, VCO 来纠正频率偏差, 占用频带范围为 200MHz 的频谱, VCO 处在全功率辐射状态。

RF2514 中锁定保护电路, 当电源加到芯片中之后, 很快使鉴相器锁住, 振荡器锁定电路将会使管脚 MODIN 传输预设好的信号, 不再需要微处理机来检测锁定状态。锁定检测电路含有一个内部电阻器, 设计者可选择电容器确定 RC 时间常数。

RF2514 内部包含一个能隙基准电源电路, 在温度和电源电压变化时能够给电路提供稳定的 DC 偏置。

1.9.5 应用电路设计

所设计的 868MHz、915MHz 的应用电路及印制板如图 1.9.3~1.9.6 所示。

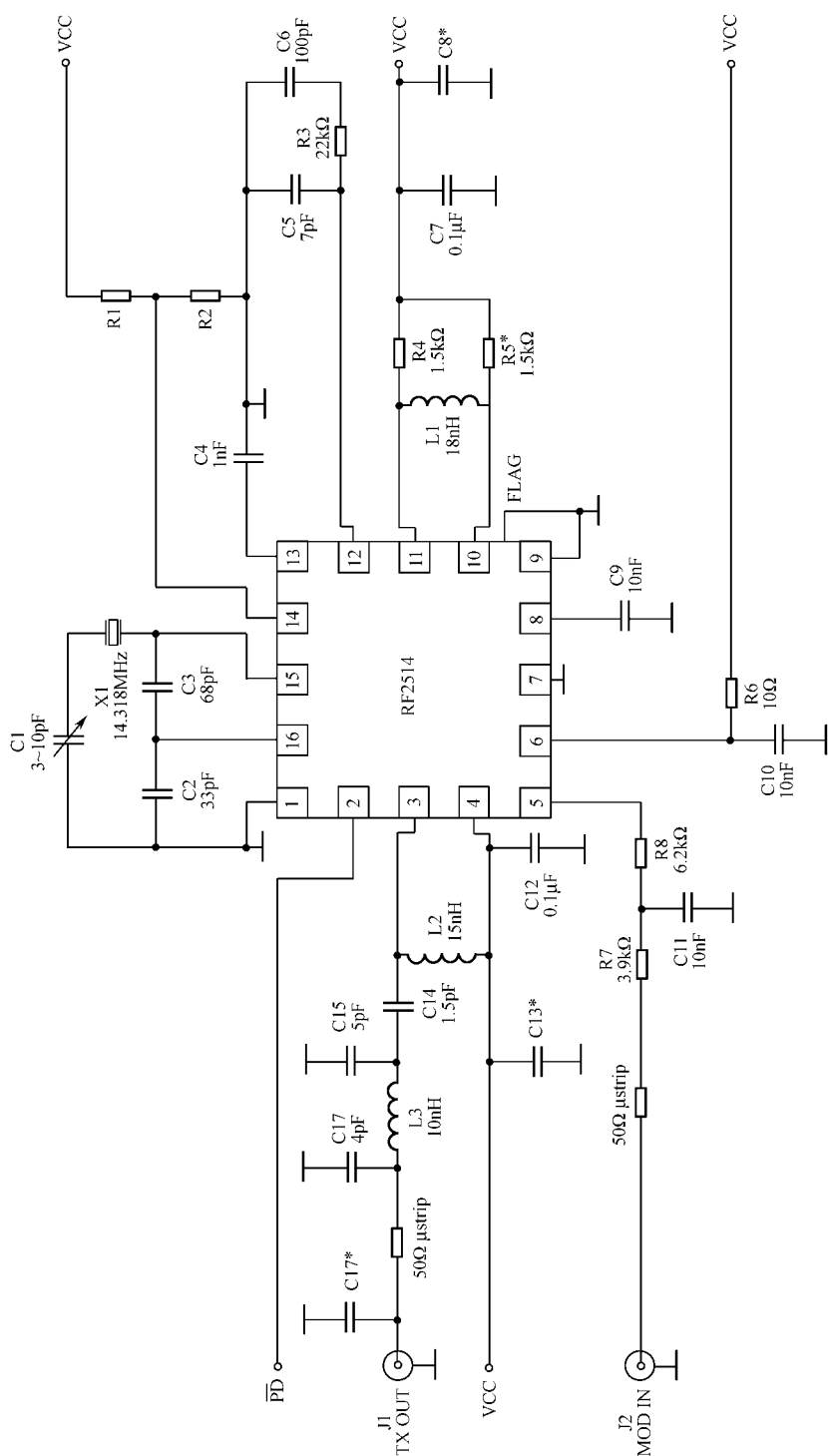
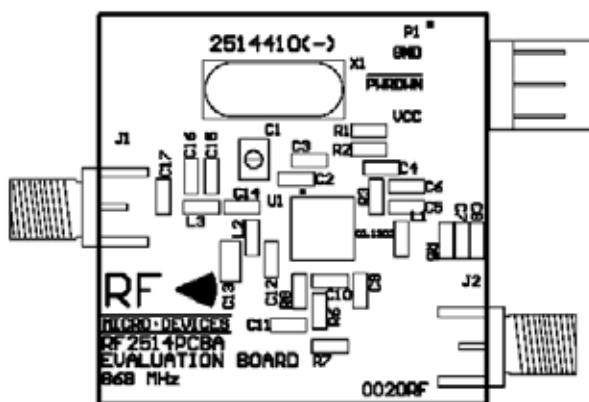
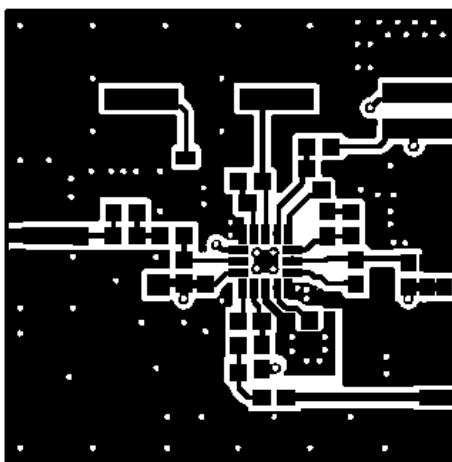


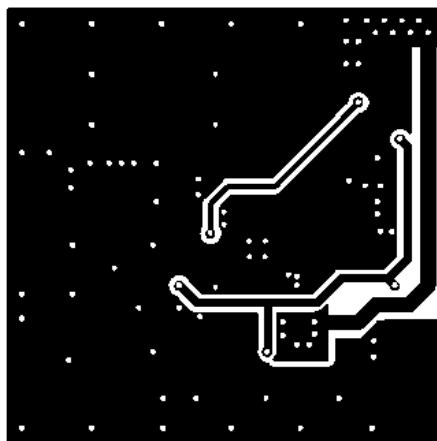
图1.9.4 915MHz应用电路



(a) 元器件布局图



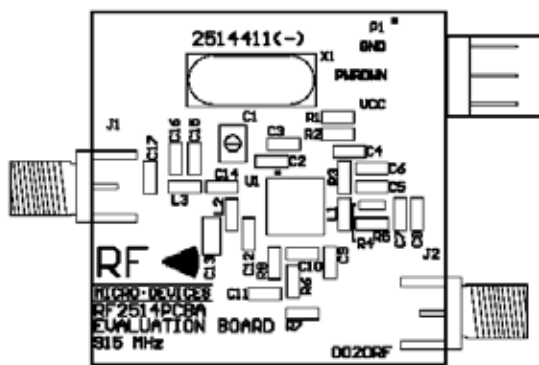
(b) 印制板元器件面



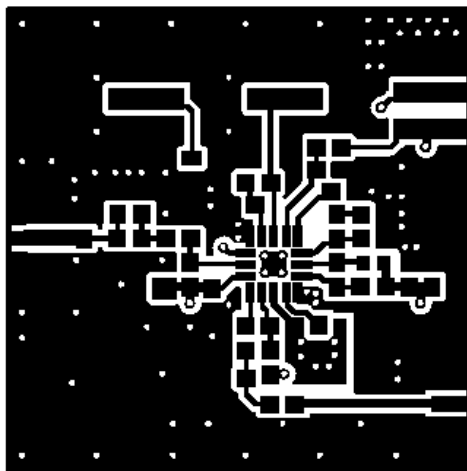
(c) 印制板底板面

(印制板尺寸 1.242" × 1.242", 板厚 0.062", 板材 FR-4)

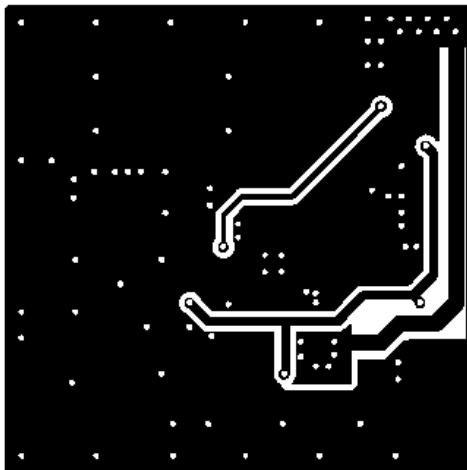
图 1.9.5 868MHz 应用电路的印制板图



(a) 元器件布局图



(b) 印制板元器件面



(c) 印制板底板面

(印制板尺寸 1.242"×1.242", 板厚 0.031", 板材 FR-4)

图 1.9.6 915MHz 应用电路的印制板图

1. 基准振荡器的设计

基准振荡器电路如图 1.9.7 所示。

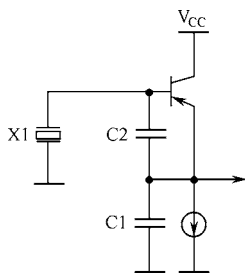


图 1.9.7 基准振荡器电路

基准振荡器是 Colpitts 结构，采用晶振基波型的一个并联谐振回路，晶体管放大器是一个射级跟随器，电压增益受阻抗变换器的影响，电容 C1 和 C2 的串联组合，与晶体管输入端的电容并联形成一个容性负载，与晶振并联。电容器的数值可用下面的两个公式计算：

$$C1 = \frac{60C_{\text{load}}}{f_r} \quad C2 = \frac{1}{\frac{1}{C_{\text{load}}} - \frac{1}{C_1}}$$

上式中的 C_{load} 负载电容通常取 32pF； f_r 是振荡器频率，以 MHz 为单位，这个频率既可以通过改变 C2 来调节，也可以通过设置一个可调节的与晶振串联的电容器来调节。例如，假设需要一个 14MHz 的频率和一个 32pF 的负载电容，则 $C1=137.1\text{pF}$ ， $C2=41.7\text{pF}$ 。振荡器能否起振，可通过观察引脚 2 的信号来检查，引脚 2 的电压（峰-峰值）应该为 500mV 左右，这可降低基准电压和信号失真时的噪声。如果这个电压（峰-峰值）高于 500mV，那么要增加电容器 C1 的值。这些电容器的值在设计期间常常都要改变。与晶体串联的可变电容器可以改变振荡器频率，但也将会改变振荡器的驱动电平。

2. 压控振荡器的设计

在整个发射电路的设计过程中，一个重要的环节就是压控振荡器（VCO）的设计。压控振荡器是差分放大器结构，VCO 由内部的变容二极管调谐。变容二极管是通过 4kΩ 电阻的环路滤波器的输出电压调谐。

电感和变容二极管对差分放大器进行调谐。为了调谐压控振荡器（VCO）的频率，需要计算连接在引脚 12 和 13 之间的电感的数值。电感器的数值计算可由下式决定：

$$L = \left(\frac{1}{2\pi f} \right)^2 \cdot \frac{1}{C}$$

式中， f 是要设计得到的工作频率； L 是电感器的数值； C 是变容器二极管和寄生电容数值，为了计算设电容为 1.5pF。根据 1.5pF 电容可计算每个引脚的电感。例如，假设需要一个 868MHz 的工作频率，则可计算出电感的值应为 22.4nH，可以取一个接近的值 22nH。

压控振荡器的调试如下：首先选择适当的电感器和电容器的值，使压控振荡器在设定的频率上运行，其中电容值包括变容二极管和寄生电容两部分。压控振荡器正常的运行在设定的频率上后，需要设定其灵敏度。灵敏度是由连接到控制电压输入端与地之间的电压决定的。

压控振荡器 (VCO) 的灵敏度用 Hz/V 来表示。当电容值减小的时候, 增加电感的值, 将会使灵敏度增强; 反之, 当电容值增大的时候, 减小电感器的值, 将会降低灵敏度。但是在增大或者减小元器件值的时候, 必须确保中心频率恒定不变为一常数。

3. 锁相环电路的设计

锁相环电路需要一个外接的环路滤波器来组成锁相环回路。环路滤波器把充电泵的输出电压转换成压控振荡器 (VCO) 的控制电压, 充电泵的输出端经过一个 $4\text{ k}\Omega$ 的电阻连接到压控振荡器, 环路滤波器连接在引脚 12 (LOOP FLT) 上, 这将形成由一个旁路电容和 RC 串联组成的二阶滤波器。环路滤波器的示意图如图 1.9.8 所示。

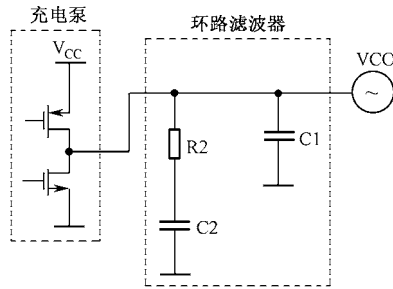


图 1.9.8 环路滤波器

传输系数为:

$$F(s) = R_2 \cdot \left[\frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_2(s\tau_1 + 1)} \right]$$

式中, 时间常数定义为:

$$\tau_2 = R_2 C_2, \quad \tau_1 = R_2 \cdot \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)$$

环路带宽为:

$$\omega_{\text{LBW}} = \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}}$$

如果相位参数和环路带宽 (ω_{LBW}) 是已知的, 就可以计算出时间常数:

$$\tau_1 = \frac{\sec(PM) - \tan(PM)}{\omega_{\text{LBW}}} \quad \text{和} \quad \tau_2 = \frac{1}{\omega_{\text{LBW}}^2 \tau_1}$$

计算出时间常数后, 就可以决定滤波器元部件的数值。

$$C_1 = \frac{\tau_1}{\tau_2} \cdot \frac{K_{\text{PD}} \cdot K_{\text{VCO}}}{\omega_{\text{LBW}}^2 \cdot N} \cdot \sqrt{\frac{1 + (\omega_{\text{LBW}} \cdot \tau_2)^2}{1 + (\omega_{\text{LBW}} \cdot \tau_1)^2}}$$

$$C_2 = C_1 \left(\frac{\tau_2}{\tau_1} - 1 \right), \quad R_2 = \frac{\tau_2}{C_2}$$

例如: 要实现一个 300 kHz 的环路带宽, 60° 的相位参数, 64 分频, $K_{\text{VCO}}=33\text{ MHz/V}$, $K_{\text{PD}}=0.01592\text{ mA}/2\pi\text{ rad}$ 的压控振荡器。可计算出时间常数 τ_1 是 142.15 ns , τ_2 是 1.92 ms , $C_1=3.9\text{ pF}$, $C_2=50.3\text{ pF}$, $R_2=39.4\text{ k}\Omega$ 。

要计算以上这些参数, 必须知道 K_{VCO} 和 K_{PD} 这两个变量的值, 对充电泵电流除 2π 可得

出 K_{PD} ，对于 RF2514，充电泵电流为 $100\mu A$ ， K_{VCO} 随着频率的改变而变化。

4. 控制连接

控制线路提供了一个接口连接微控制器或者其他类型的信号发生器。可以对引脚 5 (MOD IN)，引脚 14 (DIV CTRL) 和引脚 2 (PD) 进行电平设置，作为控制引脚使用。13 脚 (LD FLT) 的锁定检测电路输出电压可以被微控制器监测。引脚 13 (LD FLT) 被用来设置锁定检测电路的阈值。外接的电容与芯片上阻值为 $1\text{ k}\Omega$ 的电阻一起设定时间常数，时间常数大约是基准周期的 10 倍。

5. PCB 设计

对于线路板的布局，必须非常谨慎，材料和厚度必须根据射频线宽来选择。对于 315MHz 的射频发射器，印制板尺寸为：1.242 英寸 \times 1.242 英寸，板厚度 0.062 英寸 (1 英寸=2.54cm)，材料为 FR-4。当围绕 VCO 布线时，需要使引脚间的间隔相等。这也就意味着要使用等值电感，测试前的检测应在设计过程中完成，可以在 GTEM 单元或者测试工作点完成，为了在最后的检测中不出现意外情况，应预先完成这些检测。这样有利于成品的开发和缩短产品开发时间。GTEM 单元或者一个外部检测点能提供一种快速决定是否改变设计以适应产品的需求能力，因此设计中可以使用 GTEM 测试单元。在设计完成且通过检测后，还需要在整体上做些各自的调整，以达到布局合理美观，只有这样，产品才算最终完成。频率分别为 868MHz 与 915MHz 的射频发射器 RF2514 的印制板图分别如图 1.9.5 和图 1.9.6 所示。

表 1.9.2 所示参数是在 915MHz 电路板上获得的。测试条件： $V_{CC}=3.00V$ ， $R_{MOD_IN}=10\text{ k}\Omega$ ， $V_{MOD_IN}=V_{CC}$ 。

表 1.9.2 915MHz 电路板测试参数

引脚编号	引脚端符号	典型 DC 电压	电源断开时到地电阻
1	GND1	0.00	0
2	PD	3.00	$2.7\text{ M}\Omega$
3	TX OUT	3.00	$1.6\text{ M}\Omega$
4	VCC1	3.00	$1.6\text{ M}\Omega$
5	MOD IN	0.90	$1.1\text{ M}\Omega$
6	VCC2	2.96	$1.6\text{ M}\Omega$
7	GND2	0.00	0
8	VREF P	0.91	$1.1\text{ M}\Omega$
9	GND3	0.00	0
10	RESNTR-	2.63	$1.6\text{ M}\Omega$
11	RESNTR+	2.63	$1.6\text{ M}\Omega$
12	LOOPFLT	2.52*	$1.9\text{ M}\Omega$
13	LDFLT	2.77	$234\text{ k}\Omega$
14	DIV CTL	3.00	$1.6\text{ M}\Omega$
15	OSC B	2.83	$1.7\text{ M}\Omega$
16	OSC E	2.00	开路

1.10 315MHz 遥控无键进入系统发射器模块 DK1000T 的原理与应用电路设计

1.10.1 概述

DK1000T 是 315MHz 遥控无键进入系统的发射器模块,采用 RF2516 发射器芯片和滚动码编码器,是工作在 315MHz FCC 15.231 的典型器件,天线印制在印制板上,LED 指示,配套的接收器模块是 DK1000R.

RF2516 是一个带有锁相环的 AM/ASK VHF/UHF 发射芯片,工作在 100MHz~500MHz 频带,AM/ASK 调制.芯片内含有集成压控振荡器、鉴相器、预定标器、基准晶体振荡器和锁相环回路,能够发射数字信号.RF2516 的电源电压为 2.25~3.6V,该装置能够对 50Ω 的负载提供+10dBm 的输出功率,采用 QSOP-16 封装。

1.10.2 主要技术指标

DK1000T 的主要性能指标如表 1.10.1 所示。

表 1.10.1 DK1000T 的主要性能指标

参 数	规 格			单 位	条 件
	最小值	典型值	最大值		
频率范围		315		MHz	
调制		OOK			
调制频率		1		kHz	
附带 FM			15	kHz	
输出功率		70		DBμV/m	用 GTEM 测试线圈测量
开关比率		75		DB	
分频器分频比		32			
VCO 增益		20		MHz/Hz	
PLL 相位噪声		-97		DBc/Hz	10kHz 补偿,50kHz 环带宽
谐波		35		dBc	输出调谐
基准频率		9.83		MHz	50kHz 锁相环带宽
晶振最大阻抗		35	50	Ω	
充电泵电流		100		μA	
开启时间		1	2	ms	晶振起振,13.577 34 MHz
关闭时间		1	2	ms	
电源电压		3		V	
电流消耗	4	7	9	mA	

1.10.3 模块封装与引脚功能

DK1000T 由 RF2516 发射器芯片和 HCS300 滚动码编码器芯片组成,安装在 PCB 板上,

尺寸为 1.372 英寸×1.1244 英寸，其中 RF2516 采用 QSOP-16 封装，如图 1.10.1 所示。

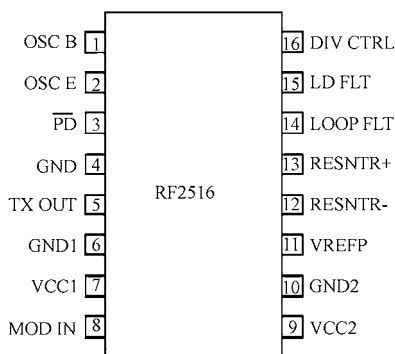


图 1.10.1 RF2516 的引脚封装形式

各个引脚功能分别介绍如下：

引脚 1: OSC B，直接连接在基准振荡器晶体管的基极，基准振荡器的结构是 Colpitts 的改进型，一个 68pF 的电容被连接在引脚 1 与 2 之间。

引脚 2: OSC E，直接连接在基准振荡器晶体管的发射级，在这个引脚与地之间需连接一个 33pF 的电容器。

引脚 3: $\overline{\text{PD}}$ ，低功耗模式控制。这个引脚控制所有的电路，当其为低电平时，所有的电路都被关断，当其为高电平时，所有的电路均正常工作，高电平电压为 VCC。在接口电路中的二极管提供 3kV 的静电保护。

引脚 4: GND，发射输出放大器地。必须保持好的接地相连，连接线要短。在接口电路中的二极管提供 3kV 的静电保护。

引脚 5: TX OUT，发射器输出。它是晶体管的集电极开路（OC）方式，需要提供一个偏压（或匹配）电感和一个匹配电容。

引脚 6: GND1，TX 输出缓冲放大器地。在接口电路中的二极管可以提供 3kV 的静电保护。

引脚 7: VCC1，TX 缓冲放大器提供电源，在接口电路中的二极管提供 5kV 的静电保护。

引脚 8: MOD IN，调制输入。信号通过这个引脚的输入，可以把调幅信号或者数字调制信号加到载波上，外接的一个电阻通过这个引脚被用来偏置输出放大器。在这个引脚的电压不能超过 1.1V，更高的电压可能会烧坏这个芯片，接口电路中的二极管提供了 3kV 的静电保护。

引脚 9: VCC2，压控振荡器，预定标器，鉴相器和充电泵电源。一个中频旁路电容需连接在引脚与地之间。接口电路中的二极管提供 3kV 的静电保护。

引脚 10: GND2，数字锁相环地。二极管在接口电路中提供 3kV 的静电保护。

引脚 11: VREFP，基准电压的旁路。应该选择合适的电容器来对基准频率进行滤波。电容连接在这个引脚与地之间。接口电路中的二极管提供 3kV 的静电保护。

引脚 12: RESNTR-，这个引脚被用来为压控振荡器（VCO）提供直流电压，同时也调节压控振荡器的中心频率。一个电感应连接在这个引脚与引脚 13 之间。

引脚 13: RESNTR+，见引脚 12。

引脚 14: LOOP FLT, 充电泵的输出端。引脚 14 与地之间的 RC 回路用来控制锁相环的带宽。接口电路中的二极管提供 3kV 的静电保护。

引脚 15: LD FLT, 这个引脚是用来设定锁定检测电路的阈值。旁路电容器与芯片内部的阻值为 1k 的电阻用来设定 RC 时间常数, 这个信号被用来钳位 MOD IN 电路, 这个时间常数大约是基准频率的 10 倍。接口电路中的二极管可以提供 3kV 的静电保护。

引脚 16: DIV CTRL, 分频控制。这个引脚的电平为高电平时, 选中 64 分频的预定标器, 反之, 当这个引脚为低电平时, 选中 32 分频的预定标器。在接口电路中的二极管提供 3kV 的静电保护。

1.10.4 内部结构与工作原理

DK1000T 的核心 RF2516 发射器芯片的原理框图如图 1.10.2 所示。

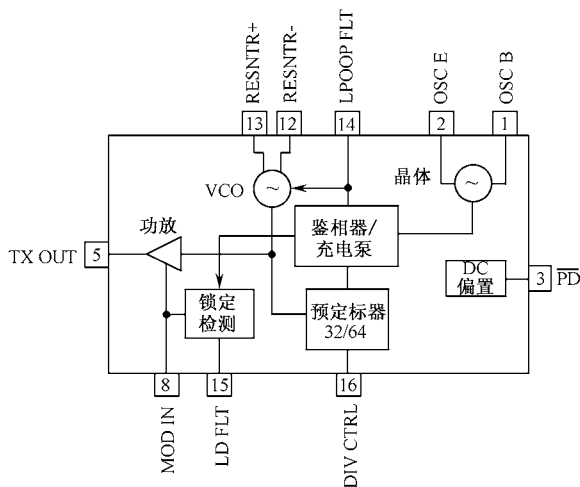


图 1.10.2 RF2516 原理框图

RF2516 的锁相环包括一个基准振荡器, 鉴相器, 环路滤波器, VCO 及反馈通道中的一个可编程分频器, 只需要外接一个晶振和两个反馈电容。基准振荡器是一个 COLPITTS 型的振荡器, 引脚 1 (OSC B) 和引脚 2 (OSC E) 与振荡器使用的晶体管连接。一个外部时钟信号能被输入到晶体管的基级, 任一情况下, 驱动电平峰值为 500mV 左右, 以防止过度驱动, 保持相位噪声最小。

分频器以 64 或 32 为基数对 VCO 进行分频, 根据引脚 DIV CTRL 的逻辑电平的高低来确定分频系数。引脚 DIV CTRL 为高电平用基数 64 来分频, 引脚 DIV CTRL 为低电平用基数 32 来分频, 分频信号被输入到鉴相器, 在鉴相器中, 分频信号与基准信号频率相比较。

RF2516 内含鉴相器和电荷泵。鉴相器用来比较基准振荡器的相位和 VCO 的相位, 由数据相位/频率检波器和数据三态比较器组成, 电路包括两个 D 触发器, D 触发器的输出和与非门相结合来, 其输出连接到电荷泵, 每个触发器的输出信号是一系列与触发器输入频率相关的脉冲, 当触发器的两个输入端信号相同时, 信号为锁频和锁相, 当两个信号不同时, 将提供信号给电荷泵, 使环路滤波器充放电或进入高阻状态。这种类型检波器被锁时, 检波器通过相位来纠错, 未锁时通过频率来纠错。电荷泵由 2 个三极管、1 个可充电环路滤波器和

其他放电环路滤波器组成，其输入是相位检波器中触发器的输出。检波器中两个触发器的不同状态，用于环路滤波器的充放电控制，环路滤波器的整合脉冲来自 VCO 中电荷泵产生的控制电压。

压控振荡器（VCO）是一个调谐的微分放大器，集电极提供一个正反馈，并且产生 360° 的相移，调谐电路在集电极，包含内部的可变电容和外接的一个电感，为了得到设定的工作频率，设计者必须选择合适的电感，电感也为 VCO 提供直流偏压。VCO 的输出到预定标器，在预定标器中信号频率将以 32 和 64 为基数进行分频，与基准振荡频率相比较。

发射器是一个两级放大器，它包括一个驱动器和一个集电极开路的晶体管，当电源为 3.6V 电压时，可提供 10dBm 的输出功率到 50Ω 的负载。

锁定检测电路连接着鉴相器的输出，当 VCO 没有锁住基准振荡器的相位时，它能使发射器失去发射能力。导致 PLL 失锁有多方面的原因，例如，任何一个 VCO 的启动都有一个短时间的间隔，此时，VCO 开始振荡，基准振荡器也建立起完全振幅，在这段时间里，频率可能会出现在规定频段外。典型的情况是 VCO 启动比基准振荡器快，一旦 VCO 启动，鉴相器就开始定位，VCO 来纠正频率偏差，占用频带范围为 200MHz 的频谱，VCO 处在全功率辐射状态。

RF2516 中锁定保护电路，当电源加到芯片中之后，很快使鉴相器锁住，振荡器锁定电路将会使管脚 MODIN 传输预设好的信号，不再需要微处理机来检测锁定状态。锁定检测电路含有一个内部电阻器，设计者可选择电容器确定 RC 时间常数。

1.10.5 应用电路设计

DK1000T 的应用电路及印制板如图 1.10.3 和图 1.10.4 所示。

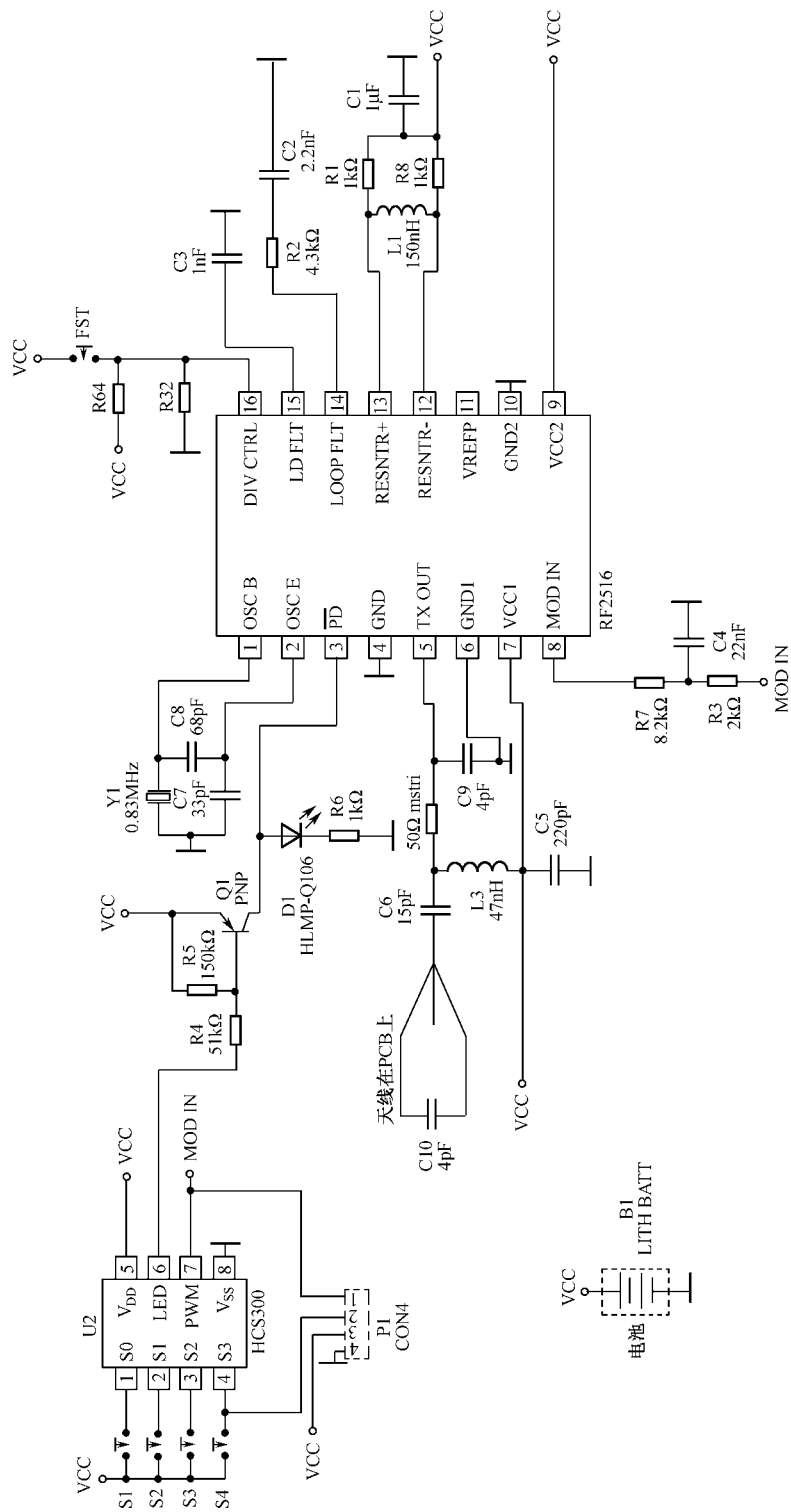
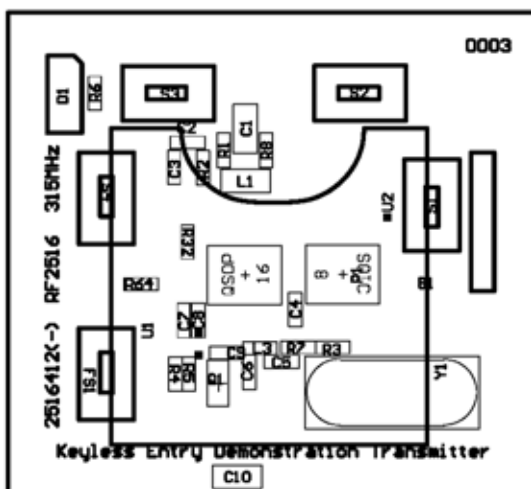
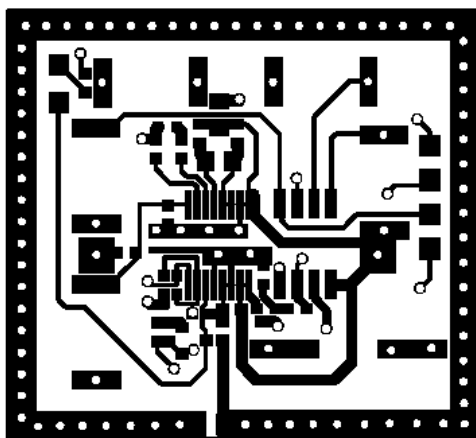


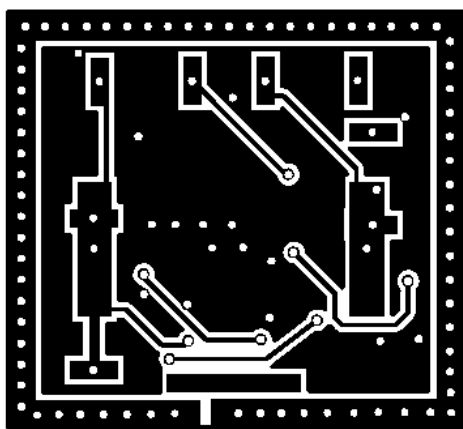
图1.10.3 DK1000T电路图



(a) 元器件布局图



(b) 印制板元器件面



(c) 印制板底面

(印制板尺寸 1.372" × 1.124 4", 板厚 0.031", 板材 FR-4)

图 1.10.4 DK1001T 的印制板图

1.11 310MHz~440MHz ASK 发射器芯片 U2745 的原理与应用电路设计

1.11.1 概述

U2 745B 是专门为满足低成本数据通信要求而开发的一个 PLL 发射机芯片。其数据率可达 20 kBaud，发射频率范围是 310MHz~440MHz，可用于 ASK 系统。U2745B 是只用几个外接元件的单片发射机解决方案；成本比通常用 SAW 和晶体管分立元件的方案更低；SO16 封装。电源电压为 2.0V~4V，温度范围为 -40℃~+85℃；“单端集电极开路”输出，可以使用分立元件方案中相同的天线，与磁性环状天线的适配更简单；晶体振荡器输出可用于给（微控制器） μC 提供时钟，与 M44C090/M44C890 等微控制器配套使用，可得到最优系统费效比；与 SAW 方案比较，发射频率准确度更高，允许接收机工作在比 SAW 谐振器可能做到的更窄的带宽上。配套用接收芯片 U3745。

1.11.2 主要性能指标

U2745 的主要性能指标如表 1.11.1 所示。

表 1.11.1 U2745 的主要性能指标

参 数		数 值			单 位
		最小	典型	最大	
频率范围		310		440	MHz
输出功率		1.5	3	5	dBm
数据速率			20		kBaud
ASK 频率调制率		0		20	kHz
晶振频率			13.56		MHz
晶振串联谐振电阻	$f_{\text{XTO}} = 13.56 \text{ MHz}$			80	Ω
	$f_{\text{XTO}} = 9.84 \text{ MHz}$			100	Ω
回路带宽			100		kHz
VCO 频率范围		310		44	MHz
输出时钟频率			$f_0/128 \text{ (MHz)}$		
ASK 输入低电平				0.3	V
ASK 输入高电平		1.7			V
电源电压		2.2		4	V
电流消耗		10		12.5	mA
低功耗电流			2	10	μA
工作温度		-40		85	℃

1.11.3 芯片封装与引脚功能

U2745 采用 SO16 封装，引脚封装形式如图 1.11.1 所示。引脚功能如表 1.11.2 所示。

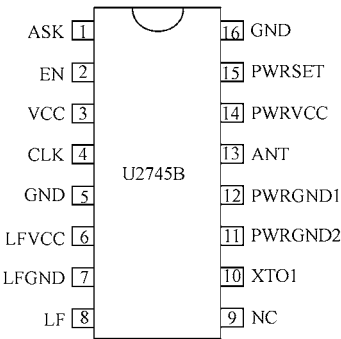


图 1.11.1 U2745 引脚封装形式

表 1.11.2 U2745 的引脚功能

引脚	符号	功 能	引脚	符号	功 能
1	ASK	ASK 调制输入	9	NC	空脚
2	EN	使能输入	10	XTO1	接晶振
3	VCC	电源电压	11	PWRGND2	电源地 2
4	CLK	时钟输出	12	PWRGND1	电源地 1
5	GND	地	13	ANT	射频输出
6	LFVCC	VCO 电源电压	14	PWRVCC	功率放大器电源
7	LFGND	VCO 地	15	PWRSET	VCC 控制
8	LF	PLL 回路	16	GND	地

1.11.4 内部结构与工作原理

U2745 内部结构框图如图 1.11.2 所示。芯片内包含射频功率放大器（PA）、晶体振荡器（XTO）、压控振荡器（VCO）、相频检波器（PFD）、分频器、充电泵（CP）、电源控制电路（Power up）等电路。锁相环（PLL）合成器由压控振荡器（VCO）、分频器、相频检波器、充电泵和回路滤波器等组成。

U2745 功率放大器单端集电极开路输出，不要求负载阻抗必须是平衡的，简化了与任何形式的磁性环状天线或 $\lambda/4$ 天线的适配。

VCO 和 XTO 的频率可选择 13.56MHz（美国是 9.844MHz）。可使用特小型的 13.56MHz SMD 晶体。晶体振荡器的建立时间很快（13.56MHz 时小于 1.5ms）。因此，发射机 IC 锁定需要 5ms~10ms 的等待时间。

当 EN = VS 时 U2745B 工作。V_{ASK} 必须保持 0V/5ms。输出功率被引脚端 ASK 调制。在发射期间编程 V_{EN} = VS。ASK 输入激活功率放大器和 PLL 电路。

晶体振荡器的时钟输出可以用做微控制器 μC 的时钟信号，时钟频率为 3.39MHz。

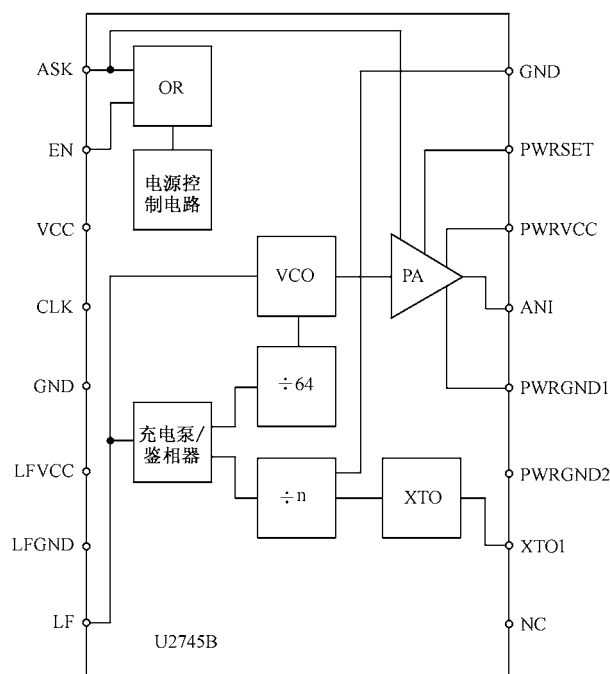


图 1.11.2 U2745 内部结构框图

1.11.5 应用电路设计

U2745 的典型应用电路如图 1.11.3 所示。

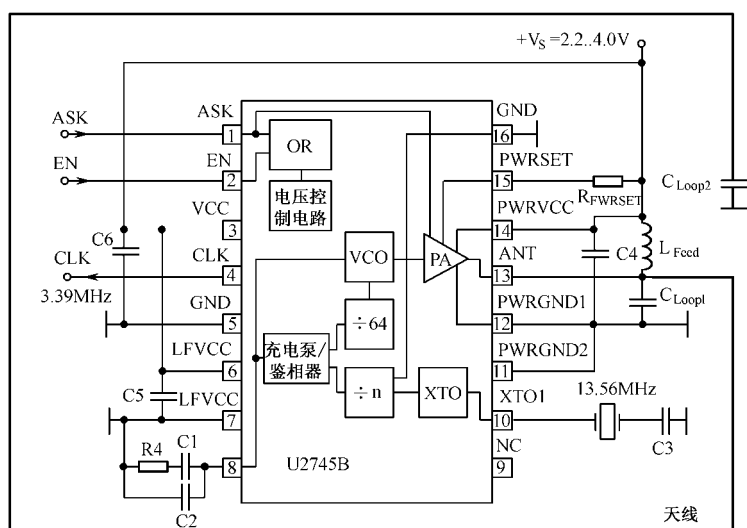


图 1.11.3 U2745 的典型应用电路

典型应用建议采用下述元件值：

C4、C5、C6 是隔直流电容，其值与印制板布局有关，一般取 C4=1nF，C5=1nF，C6=22nF。

选择 C_{LOOP1}，C_{LOOP2} 使天线振荡在谐振频率上，C_{LOOP1}，C_{LOOP2} 也起阻抗变换作用。

L_{Feed} 是为天线提供 DC 电源的电感，典型值 $L_{\text{Feed}} = 220\text{nH}$ 。 L_{Feed} 可以印制在 PCB 板上，也可用分立元件。

输出功率可以通过图 1.11.4 所示电路测量。图 1.11.4 中 L10、C10 的数值与 PCB 的排版有关。

L10、C10 将芯片的输出阻抗转换为 50Ω 的网络。对应 2mW 输出功率和 $R_{\text{PWRSET}} = 1.2\text{k}\Omega$ 时，L10、C10 的值如表 1.11.3 所示。

表 1.11.3 对应 2mW 输出功率和 $R_{\text{PWRSET}} = 1.2\text{k}\Omega$ 时 L10、C10 的值

f/MHz	C10/pF	L10/nH	$Z_{\text{load_opt}}/\Omega$
315	2.7	56	$260 + \text{j}330$
433.92	1.8	33	$185 + \text{j}268$

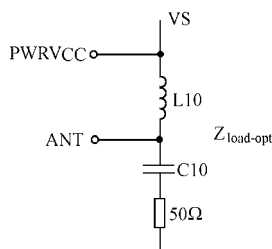


图 1.11.4 输出功率测量电路

使用 U2745B 时应注意：在有限的空间应用时，允许的天线长度 L 小于波长 λ ，建议采用磁性环形天线，以避免使用者手的影响辐射场。环形天线的主要参数就是要求一个强电流，以便在环内区域形成一个磁场。一些参数介绍如下：

天线的辐射电阻 R_{rad} 为：

$$R_{\text{rad}} = 31\text{k}\Omega \times \left(\frac{A}{\lambda^2} \right)^2$$

式中： A 为环形天线包围的面积， λ 为发射波长。

发射功率与 R_{rad} 的值有关，辐射功率是 I_{loop} 、 I_{loop}^2 和 R_{rad} 的乘积。

$$\eta = f \left(A^{\frac{3}{2}} \right)$$

式中： η 为天线效率； A 为环形天线包围的面积。

天线效率 η 是面积 A 的函数，意味着等效辐射功率和输出的驱动功率 $P_{\text{out IC}}$ 之间的有关系。

$$\text{ERP} = \eta \times P_{\text{out IC}}$$

式中：ERP 为有效发射功率； η 为效率。

环形结构的等效电路如图 1.11.5 所示。

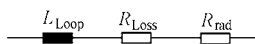


图 1.11.5 环形结构的等效电路

$$L_{\text{Loop}} \approx 8\text{nH/cm} \times l(w=1\text{mm}) \approx 30 \text{ to } 60 \text{ nH}$$

$$Q_L = \frac{\omega L_{\text{Loop}}}{R_{\text{Loss}}} \approx 30 \sim 50$$

式中： R_{Loss} 为损耗电阻； R_{rad} 为辐射电阻。

等效电路（见图 1.11.5）画出了在计算时必须考虑的部分，电感值范围与环的长度小于波长条件有关， R_{Loss} 取决于电感的损耗。

为获得最优性能，设计和布板时，天线环包围的面积尽可能大；愈靠近环的边沿，场密度愈高，因此，整个电路所必须保证环的边沿留有足够的空间；设计的形状应该近似于正方形。

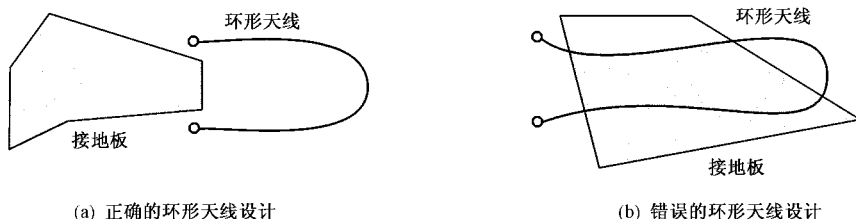


图 1.11.6 天线形状的设计

设计天线必须与驱动输出相匹配，以便获得最大电流，因此，输出驱动要调整，最佳负载阻抗约为 500Ω ，同时应考虑输出端的约 0.9pF 的输出电容，环形天线要与此值匹配。这个结果用 $Z_{\text{load opt}}$ 描述：

$$Z_{\text{load opt}}(433.92\text{MHz}) = 185 + j268$$

$$Z_{\text{load opt}}(315\text{MHz}) = 260 + j330$$

外部电路必须工作在并联谐振状态，并调谐到发射频率上，最终的阻抗与要求相适应。匹配电路如图 1.11.7 所示。

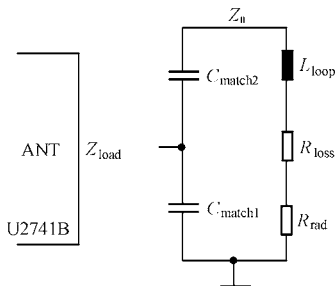


图 1.11.7 匹配电路

将 Z_{\parallel} （并联谐振阻抗）转换为 $Z_{\text{load}}=R_{\text{load opt}}$ ，电容 C_{match1} 和 C_{match2} ，按下面公式实现这个转换：

$$Z_{\parallel} = Q \times 2\pi f \times L_{\text{Loop}}$$

$$Z_{\parallel} = r^2 \times Z_{\text{out}}$$

$$C_{\parallel} = \frac{1}{\omega_0^2 \times L_{\text{Loop}}} = \frac{C_{\text{match1}} \times C_{\text{match2}}}{C_{\text{match1}} + C_{\text{match2}}}$$

$$r = \frac{C_{\text{match1}} + C_{\text{match2}}}{C_{\text{match2}}} \rightarrow C_{\text{match1}} = r \times C_{\parallel}$$

式中： r 为比例系数。

实例：天线环长度=5cm；天线面积=4.5cm²； $L_{\text{loop}}=40\text{nH}$ ； $Q=40$ （估算值）； $R_{\text{loss}}=2.7\Omega$ ； $R_{\text{rad}}=0.026\Omega$ ； $\eta=R_{\text{rad}}/R_{\text{loss}}=1\%$ ； $Z_{\parallel}=4.4\text{k}\Omega$ 。 $C_{\text{match1}}=6.8/8.2/10/12/15\text{pF}$ （2%）； $C_{\text{match2}}=2$ 到 6pF 微调电容。

印制板设计布局时还应考虑隔离，以便使电源上的波纹最小，还要注意如下事项：电池输入端口要跨接电容（100pF 陶瓷电容），以避免电压干扰及纹波；电源芯片输入端要跨接电容（10nF 陶瓷电容），以抑制波纹，一定要使每一种电压（VCC、LFVCC、PVCC），分别单独连接到电源输入端口，然后用电容旁路到各自的地（GND、LFGND、PGND）；应在印制板背面布一地平面，用过孔与之相连，以达到旁路目的。

在混合信号电路中，必须将数字电路和模拟电路分开，微控制器要与发射电路的 RF 部分分开设计；环路滤波器的接地部分要靠近 LFGND。

印制电感 $L1$ 是作为馈电电感用，印制电感的电感量用下式计算：

$$L \approx 49.2 \times N^2 \times r_{\text{av}} [\text{nH}]$$

式中： N 为圈数； r_{av} 为直径（平均），以 cm 为单位（使用面积约为 5mm）。

ASK：发射频率由晶体 $Q1$ 和电容 $C3$ 共同决定，晶体的允许偏差为 100×10^{-6} 。

ASK 发射时序如图 1.11.8 所示，发射芯片是由 $V_{\text{EN}}=V_{\text{S}}$ 激活的， V_{ASK} 保持 0V，然后芯片开始工作，XTO 和 PLL 工作。5ms 后，输出功率即可受 ASK 引脚端的调制。在发送信息期间， V_{EN} 保持= V_{S} 。要停止发射，置 $V_{\text{ASK}}=0\text{V}$ ，然后，使 $V_{\text{EN}}=0\text{V}$ ，发射机停止工作。

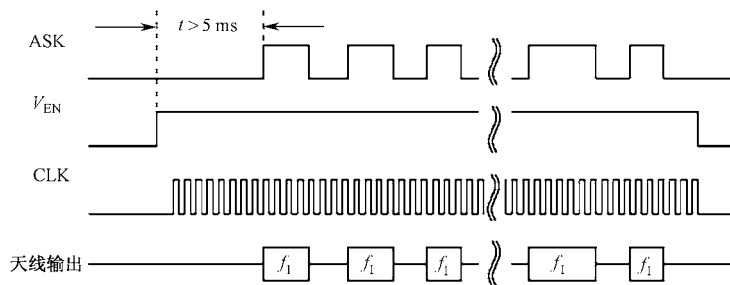


图 1.11.8 ASK 发射时序图

1.12 310MHz~330MHz ASK/FSK 发射器芯片 T5753 的原理与应用电路设计

1.12.1 概述

T5753 是 ATMEL 公司推出的采用 PLL（锁相环）结构的单片 UHF ASK/FSK 发射器，

是专门为满足低成本数据通讯的要求而开发的。其数据传输速率可达 32 kBaud，发射的频率范围从 310MHz~330MHz，ASK/FSK 调制。当工作电流 9mA 时输出功率 8dBm，单端天线输出，CLK 输出端能给微控制器提供时钟，电源电压 2.0V~4.0V，采用 TSSOP8L 封装。配套接收器芯片有 U3741B/U3745B/T5743/T5744。

1.12.2 主要性能指标

T5753 主要性能指标如表 1.12.1 所示。

表 1.12.1 T5753 主要性能指标

参 数		符 号	数 值			单 位
			最 小	典 型	最 大	
频率范围		f	310		330	MHz
输出功率		P	6	8	10.5	dBm
FSK 数据速率		R_{FSK}		32		kBaud
FSK 频率调制率			0		32	kHz
ASK 频率调制率			0		32	kHz
电源电压		V_{CC}	2.0		4	V
输出时钟频率				$f_0/128$		MHz
VCO 频率范围			310		330	MHz
PLL 回路带宽				250		kHz
控制信号	高电平		1.7			V
	低电平				0.25	V
电流消耗	待机模式	I_{s-off}			350	nA
	发射模式	I_s	3.7	8.5	11.6	mA
工作温度		T_A	-40		85	°C

1.12.3 芯片封装与引脚功能

T5753 采用 TSSOP8L 封装，封装形式如图 1.12.1 所示。各引脚功能如下。

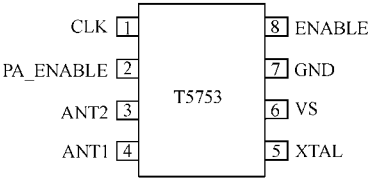


图 1.12.1 T5753 的封装形式

引脚 1: CLK，时钟信号输出，为微控制器提供时钟信号，输出频率为 $f_{XTAL}/4$ 。
引脚 2: PA_ENABLE，功率放大器导通开关（功率放大器使能控制），用于 ASK 调制。

引脚 3: ANT2, 天线输出级的发射极。

引脚 4: ANT1, 天线输出级的集电极 (OC)。

引脚 5: XTAL, 外接晶振。

引脚 6: VS, 电源电压。

引脚 7: GND, 地。

引脚 8: ENABLE, 使能控制输入。

1.12.4 内部结构与工作原理

T5753 内部结构框图如图 1.12.2 所示。芯片内包含射频功率放大器 (PA)、晶体振荡器 (XTO)、压控振荡器 (VCO)、相频检波器 (PFD)、分频器 ($f/4$ 、 $f/64$)、充电泵 (CP)、电源控制电路 (Power up/down) 等电路。锁相环 (PLL) 合成器由压控振荡器 (VCO)、分频器、相频检波器、充电泵和回路滤波器 (LF) 组成。

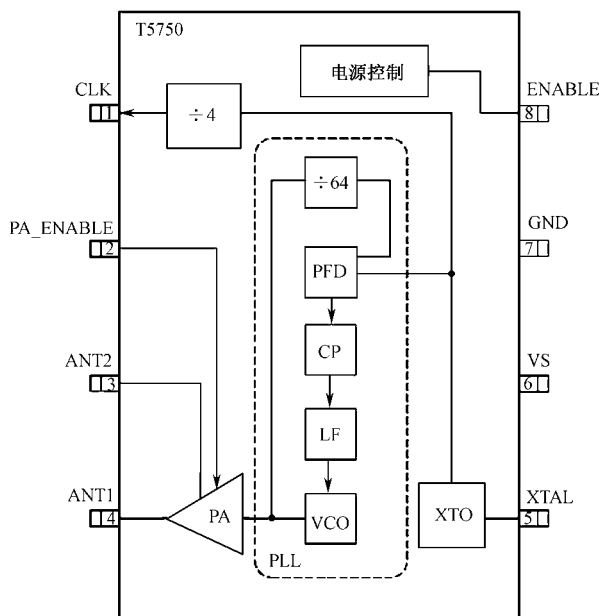


图 1.12.2 T5753 内部结构框图

压控振荡器 (VCO) 被锁定在 $32 \times f_{XTAL}$ ，频率为 315MHz 的发射器需要一个 9.8438MHz 的晶体振荡器，频率为 915MHz 的发射器需要一个 14.2969MHz 的晶体振荡器。锁相环 (PLL) 和压控振荡器 (VCO) 所有外围元件都是集成的。

XTO 是一个串联谐振的振荡器，外部元件只需要一个电容和一个晶振串联到地即可。

在锁相环被锁定和时钟输出稳定之前，晶体振荡器和锁相环需要小于 3ms 的稳定时间。而在 CLK 提供给微控制器时钟信号并且射频功率放大器 (PA) 被接通之前，必须有一段不小于 1ms 的等待时间。

射频功率放大器是集电极开路的输出，传送的是电流脉冲，而这个电流几乎完全取决于负载阻抗。因此发射输出功率是由负载阻抗来控制的。这种输出匹配方式使得发射器能简单

地匹配到任何天线或 50Ω 的负载。当用 3V 电源供电时, 在 315MHz 的最佳的负载阻抗即 $Z = (255 + j192)\Omega$ 时, 功率放大器可得到高的电源效率。

当 ENABLE 端和 PA-ENABLE 端都为低电平时, 电路处于待机状态, 此时只消耗很小的电流 (350 nA), 因此一个锂电池就能提供好几年的电源。当 ENABLE 端变为高电平, XTO、PLL 和 CLK 导通。如果 PA-ENABLE 端维持在低电平, PLL 和 XTO 工作, CLK 输出时钟信号, VCO 锁定在 32 倍的 XTO 频率上。

当 ENABLE 端和 PA-ENABLE 端变为高电平, PLL、XTO、CLK 和功率放大器导通工作。通过控制 PA-ENABLE 端, 功率放大器能接通和关断, 这可用来进行 ASK 调制。

ASK 发射: 当 ENABLE 端为高电平时, T5753 被激活, PA-ENABLE 端必须维持不小于 4ms 的低电平, 之后 CLK 端能给微控制器提供时钟, 输出功率就能通过 PA-ENABLE 端来调制。当发射完后 PA-ENABLE 端被切换到低电平, T5753 被转换回待机状态, ENABLE 端变为低电平。

FSK 发射: 当 ENABLE 为高电平时, T5753 被激活, PA-ENABLE 维持低电平不小于 4ms 之后, CLK 时钟信号能给微控制器提供时钟, 功率放大器导通且 PA-ENABLE 变为低电平, 芯片进入 FSK 调制状态, 利用微控制器控制在 XTAL 端的负载电容和接地电容的通断, 能改变锁相环的基准频率。开关闭合时的输出频率低于开关断开时的输出频率。发射完成后, PA-ENABLE 端切换到低电平, T5753 被转换回待机状态, ENABLE 端为低电平。如图 1.12.3 所示, 使用 $C_4 = 8.2\text{pF} \pm 2\%$ 、 $C_5 = 10\text{pF} \pm 5\%$, 开关两端的 $C_{\text{switch}} = 3\text{pF} \pm 10\%$, 在晶振两边的分布电容为 $C_{\text{STRAY1}} = C_{\text{STRAY2}} = 1\text{pF} \pm 10\%$, 晶振的并联电容为 $C_0 = 3.2\text{pF} \pm 10\%$, 晶振的容抗 $C_M = 13\text{pF} \pm 10\%$ 。FSK 频偏的典型值为 $\pm 21.5\text{kHz}$, 最大频偏为 $\pm 16.8\text{kHz} \sim \pm 28.0\text{kHz}$ 。

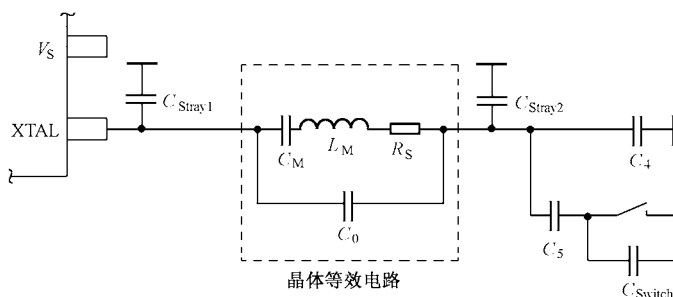


图 1.12.3 FSK 调制示意图

功率匹配和功率调节: 输出功率是由天线的负载阻抗决定的。当负载阻抗在 315MHz 时为 $Z = (255 + j192)\Omega$, 则得到最大功率输出。对于 V_S 必须有个低阻抗的通道来提供直流电流。

功率放大器上的 0.53pF 的输出电容是由输出阻抗来补偿, 功率放大器的传输电流脉冲为 7.7mA, 要得到最大的输出功率, 则最佳的负载电阻应为 $Z_{\text{LOAD}} = (255 + j192)\Omega$ 。这个负载阻抗为 T5753 的 ANT1、ANT2 端的匹配网络的阻抗。保持 192Ω 并联电阻的虚部不变, 降低其实部阻值, 就能降低输出功率。

功率的测量可以由图 1.12.4 所示的电路来完成。注意, 元件的值必须变化以补偿不同的印制板的寄生值, 直到 T5753 能得到合适的负载电阻值: $Z_{\text{LOAD}} = (255 + j192)\Omega$ 。同时用来测量输出功率的电缆线的阻抗也必须校准。

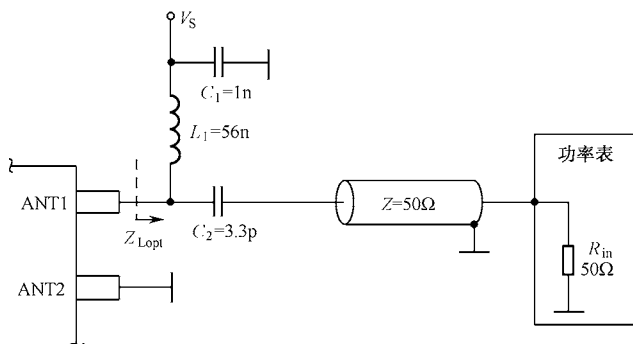


图 1.12.4 输出功率的测量

1.12.5 应用电路设计

T5753 应用电路如图 1.12.5 和图 1.12.6 所示。电源供应部分可用推荐的 $1 \sim 68\text{nF/XTR}$ 的滤波电容 C_3 , C_1 和 C_2 用来使环形天线与功率放大器匹配, 其中 C_1 的典型值为 22pF/NPO 。 C_2 的典型值为 10.8pF/NPO (对 C_2 来说, 两个电容串联可以达到一个更好的容限值, 并且有可能用标称的电容实现 Z_{LOAD})。

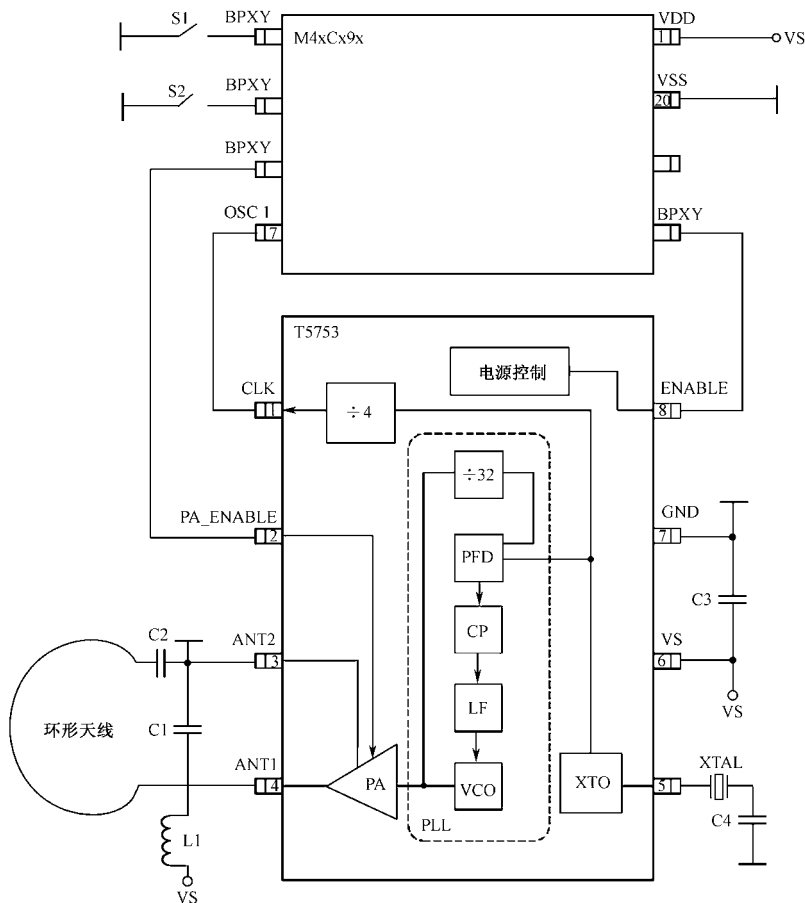


图 1.12.5 T5753 ASK 应用电路

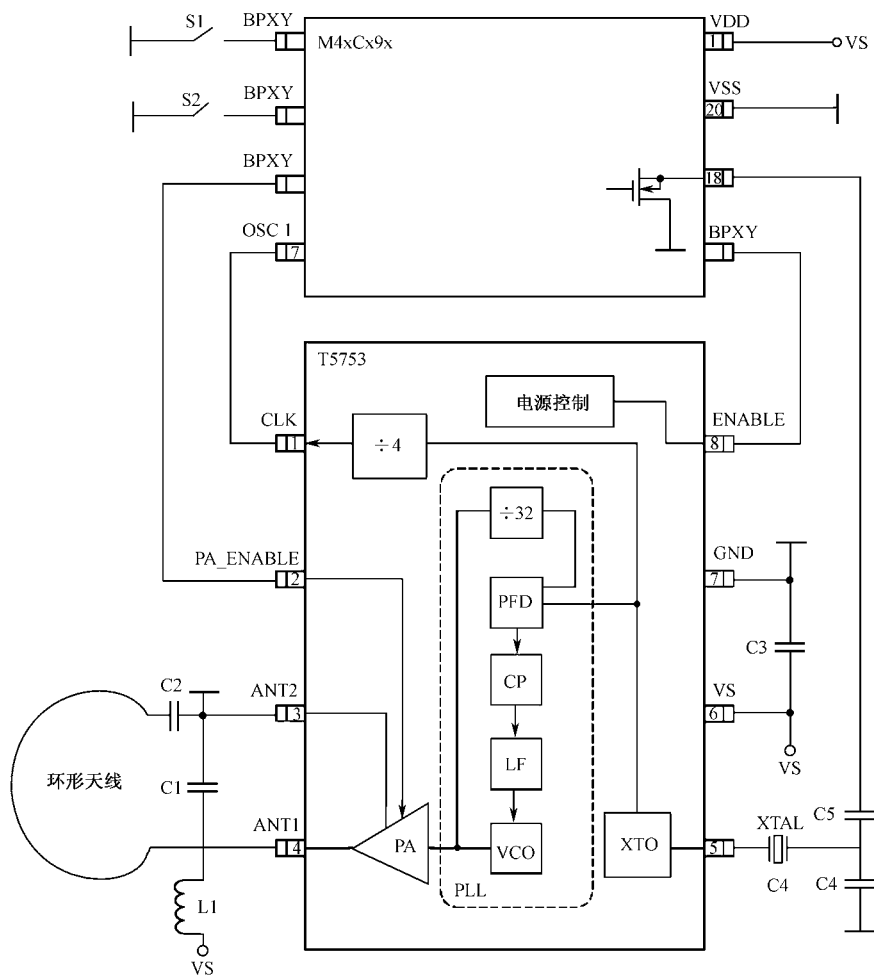


图 1.12.6 T5753 FSK 应用电路

C_1 和 T5753 的管脚以及 PCB 板上的导线组成一个串联环，抑制了一次谐波，因此 C_1 在 PCB 板中的位置是相当重要的。一般来说，要达到最好的抑制效果， C_1 离 ANT1，ANT2 脚的位置应尽量近。环形天线的宽度不应超过 1.5mm，否则环型天线的 Q 点就会很高。 L_1 （约为 50nH 到 100nH）可以印制在 PCB 板上， C_4 值的选择应保证 XTAL 在晶振的负载谐振频率下正常运行。通常，一个有 15pF 负载电容的晶振需一个 12pF 的电容（ C_4 ）。

第 2 章 射频接收器芯片原理 与应用电路设计

2.1 315MHz ASK/FSK 接收器芯片 TDA5211 的原理 与应用电路设计

2.1.1 概述

TDA5211 是低功耗的单片 FSK/ASK 超外差无线电接收器（SHR）芯片，其工作频段为 310MHz~350MHz，接收灵敏度为 110dBm。电源电压为 5V，电流消耗低（FSK 模式时为 5.7mA，ASK 模式时为 5mA），低功耗模式时电流消耗为 50nA。能接收数字 FSK/ASK 信号。适用于无钥匙进入系统、安防系统、遥控系统、低比特率通信系统等应用。

2.1.2 主要性能指标

TDA5211 的主要性能指标如表 2.1.1 所示。

表 2.1.1 TDA5211 的主要性能指标

参 数		最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
工作频率		310	315	350	MHz
电源电流	FSK 模式	3.9		7.5	mA
	ASK 模式	3.2		6.8	mA
接收输入电平	ASK		-110		dBm
	FSK，频偏±50kHz		-102		dBm
	LNA 输入频率	310		350	MHz
	混频器输入频率	310		350	MHz
3dB 中频频率	ASK 模式	5		23	MHz
	FSK 模式	10.4		11	MHz
低功耗模式控制	低功耗模式导通 PWDN _{ON}	0		0.8	V
	低功耗模式关断 PWDN _{OFF}	2		V _s	V
	增益控制电压 (LNA 高增益状态)	2.8		V _s	V

续表

参 数		最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
	增益控制电压 (LNA 低增益状态)	0		0.7	V
	混频器增益		+19		dB
晶体振荡器	工作频率	5		11	MHz
	输入阻抗 @ ~5MHz		-850 +j 625		Ω
	输入阻抗 @ ~10MHz		-700 +j 865		Ω
	输入电容 @ ~5MHz		9.7		pF
	输入电容 @ ~10MHz		7.2		pF
ASK/FSK 信号开关(MSEL 引脚信号) 电压	ASK 模式	1.4		4	V
	FSK 模式	0		0.2	V
FSK 解调	增益	85	140	225	$\mu\text{V/kHz}$
	中频带宽	10.2	10.7	11	MHz

2.1.3 芯片封装与引脚功能

TDA5211 采用 P-TSSOP-28-1 封装，其封装形式如图 2.1.1 所示。TDA5211 的引脚功能如表 2.1.2 所示。

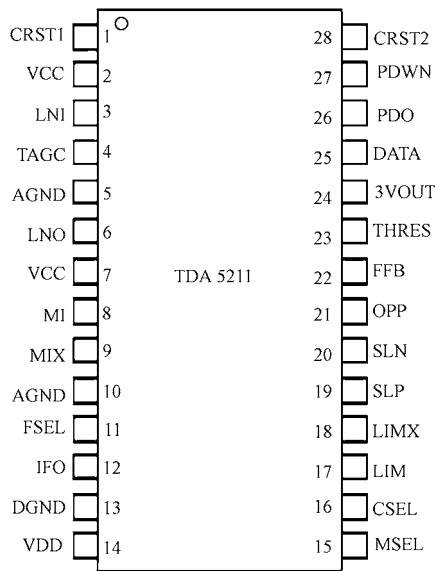


图 2.1.1 TDA5211 的封装形式

表 2.1.2 TDA5211 的引脚功能

引 脚	符 号	功 能	引 脚	符 号	功 能
1	CRST1	外接晶体	15	MSEL	ASK/FSK 模式选择
2	VCC	5V 电源	16	CSEL	6.XX、13.XXMHz 石英晶体选择
3	LNI	低噪声放大器输入	17	LIM	限幅器输入
4	TAGC	AGC 时间常数控制	18	LIMX	互补的限幅器输入
5	AGND	模拟地	19	SLP	数据限幅器正输入
6	LNO	低噪声放大器输出	20	SLN	数据限幅器负输入
7	VCC	5V 电源	21	OPP	运算放大器同相输入
8	MI	混频器输入	22	FFB	数字滤波器反馈端
9	MIX	互补的混频器输入	23	THRES	AGC 阈值输入
10	AGND	模拟地	24	3VOUT	3V 基准电压输出
11	FSEL	869/433MHz 工作频率选择	25	DATA	数据输出
12	IFO	10.7MHz IF 混频器输出	26	PDO	峰值检波器输出
13	DGND	数字地	27	PDWN	低功耗控制
14	VDD	5V 电源 (PLL 计数器电路)	28	CRST2	外接晶体

2.1.4 内部结构与工作原理

TDA5211 的内部结构框图如图 2.1.2 所示。芯片内包含低噪声放大器 (LNA)、双平衡混频器 (mixer)、压控振荡器 (VCO)、锁相环 FSK 解调器 (PLL FSK demodulator)、晶体振荡器 (crystal oscillator)、限幅器 (limiter)、数据滤波器 (data filter)、数据限幅器 (data slicer)、峰值检波器 (peak detector) 等电路。

LNA 是一个在芯片上的共发-共基放大器, 电压增益为 15~20dB, 其增益由 LNA 输出端 (LNO)、混频器输入端 (MI) 和 MIX 端外接的匹配网络决定。LNA 的噪声为 3.2dB, 消耗电流为 500 μ A, 增益能降到 18dB。在 THRES 引脚和 (23 脚) 的阈值电压决定了 AGC 动作的开关点, 此电压与限幅电路产生的 RSSI 电平相比较, 如果 RSSI 电平高于阈值电压, LNA 增益将会减少。阈值电压可由在 3VOUT 引脚端和 THRES 引脚端之间的电压分压器产生, 3VOUT 引脚端提供了一个由内部能隙电压产生的温度稳定的输出电压 (3V), 而 AGC 动作的时间常数由连接到 TAGC (4 脚) 的电容决定, 可以根据所要选择的工作场合和操作过程选择。

双重平衡的混频器将 310MHz~350MHz 范围内的输入 RF 频率, 变换成为 10.7MHz 的中频 (IF) 信号, 其电压增益为 21dB, 使用一个高端或低端抑制的本机振荡器。为了抑制 IF 输出端的 RF 信号, 片内设置了一个截止频率为 20MHz 的低通滤波器。IF 输出端采用射极跟随器, 源阻抗为 330 Ω , 在 IFO 端 (12 脚) 不用附加匹配电路, 可直接连接标准的 10.7MHz 陶瓷滤波器。

PLL 合成器由 VCO、异步分频器、使用充电泵的鉴相器、回路滤波器组成, 整个电路完全集成在芯片上。VCO 包括一个螺线形的电感和变容二极管, FSEL 端 (引脚 11) 开路。VCO 的调谐范围由接收频率范围 310MHz~350MHz 和使用一个高端或低端抑制的本机振荡器确定。振荡器的信号被馈送到合成器中的分频器, 除 2 后馈送到混频器。

晶体振荡器电路允许在 5MHz 或 10MHz 范围内选择晶体, PLL 的分频比可由 CSEL 引脚端的状态控制, 在 32 和 64 之间转换, 如表 2.1.3 所示。

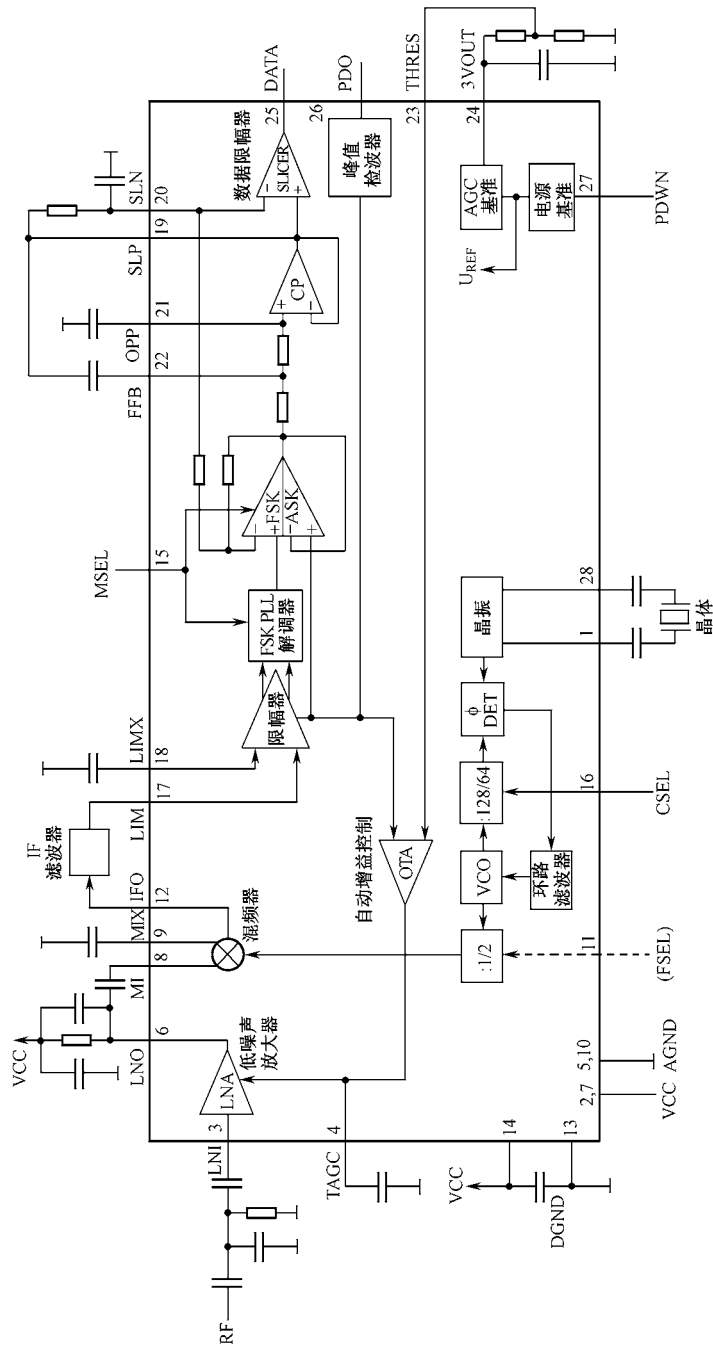


图 2.1.2 TDA5211的内部结构框图

表 2.1.3 CSEL 状态与晶振频率

CSEL 端	晶振频率
开路	5.xxMHz
短路到地	10.xxMHz

限幅器是一个多级 AC 耦合的放大器,其增益在带通特性中心频率 10.7MHz 处约为 80dB。输入阻抗为 330Ω,可直接与 10.7MHz 陶瓷滤波器连接。限幅器能产生像 RSSI 一样的直接与输入信号相对应的直流电压,用来解调在基带电路中的 ASK 接收信号。RSSI 的输出加到调制方式开关、峰值检波器和 AGC 电路。为了解调 ASK 信号, MSEL 引脚端必须开路。

为解调 FSK 信号,使用一个完全集成在芯片上的 PLL 电路。限幅器输出的差动信号馈送到线性鉴相器。解调器的增益典型值是 140μV/kHz。解调器解调方式转换由 MSEL 引脚端控制,其工作状态如表 2.1.4 所示。

表 2.1.4 MSEL 引脚端工作状态

MSEL	解调方式
开路	ASK
短路到地	FSK

数据滤波器由一个带宽大于 100kHz,作为电压跟随器的运算放大器和两个在片内的 100kΩ 的电阻组成。外接两个电容构成一个二阶低通滤波器。

数据限幅器是一个带宽为 100kHz 的快速比较器,允许最大接收数据速率为 100 kBaud。最大接收数据速率也与 IF 滤波器的带宽和本机振荡器的公差值有关。数据限幅器输出一个数字的数据信号(CMOS 电平)到后续电路。

峰值检波器产生一个与接收数据信号的幅值电压相符合的直流电压。峰值检波器需外接 RC 网络,其输出信号可作为信号强度的指标和数据脉冲限幅器的基准,最大输出电流为 950μA。

能隙基准电路为芯片提供了一个温度稳定的基准电压,在低功耗模式时,由 PDWN 引脚端信号控制关掉的所有支电路,此时电源电流值为 50nA。PDWN 端(引脚 27)开路或连接到地时,芯片工作在低功耗模式;PDWN 端连接到 VS 时,芯片工作在接收状态。

2.1.5 应用电路设计

根据 TDA5211 的引脚说明和对其芯片内部的了解,可以设计出无线数字接收电路,它的工作频段由其元器件参数决定,现在对其部分电路设计进行说明。

1. 选择 LNA 阈值电压和时间常数

LNA 自动增益控制的内部电路如图 2.1.3 所示,它包含一个跨导倒数放大器,用来比较由 RSSI 产生的接收信号和外部提供的阈限电压,阈限电压数值在 0.8V~2.8V 之间,在接收信号动态范围内提供一个转折控制点。

阈限电压 U_{thres} 加到 23 脚 THRES 端,其值由在 24 脚 3V OUT 端和 THRES 两引脚端之间外接电阻分压产生,在 24 脚 3VOUT 端提供一个由内部能隙电源产生的温度系数稳定的

3V 输出电压, 如果由限幅器产生的 RSSI 电平高于 U_{thres} , OTA 产生一个正电流 I_{load} , 在 THRES 引脚端产生电压上升, 否则 OTA 产生一个负电流, 这些电流具有不同值, 使 AGC 具有快速吸收和缓慢释放的功能, I_{load} 输出外接一个电容, 产生 LNA 增益控制电压。

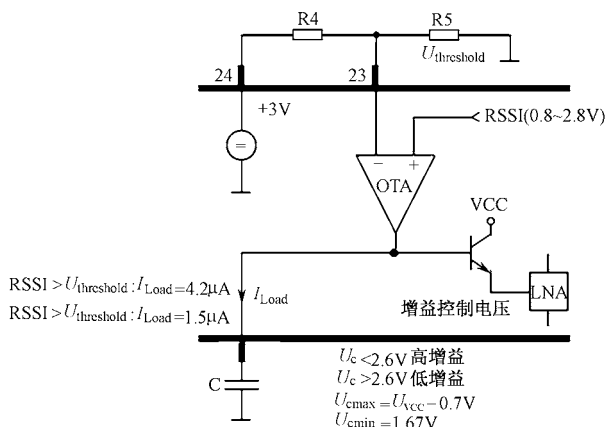


图 2.1.3 LNA 自动增益控制电路

设计中可根据需要来选择开关控制点, 一般选择 1.8V 的阈限电压。应强调的是, 在 24 脚 3V 输出端能够驱动的电流为 $50\mu\text{A}$, 但在 THRES 脚的输入电流仅为 40nA , 因为抑制在 24 脚 3V 输出端的电流输出与接收器的功耗直接相关, 外接电阻应该有较高的阻值, 一般选择 $R1$ 为 $240\text{k}\Omega$, $R2$ 为 $360\text{k}\Omega$, 此时在 24 脚 3V 输出端的输出电流为 $5\mu\text{A}$, 阈限电压 1.8V。

如上所述, TAGC 端外接一个电容, 根据 OTA 的充放电便可产生 LNA 增益控制电压, TAGC 端外接的电容将对 AGC 的时间常数发生影响, 当充放电不相等时, 便可得到两个不同的时间常数, 电容充电过程中的时间常数应该根据数据传输速率来选择, 根据西门子公司所测的数据可知, 电容值应该大于 47nF 。

2. 数字滤波器设计

数字滤波器的设计电路如图 2.1.4 所示。芯片中的电压跟随器和两个 $100\text{k}\Omega$ 的电阻, 再加上两个外接电容, 一个接在 22 脚和 19 脚之间。另一个接在 21 脚上, 它的另一端接地, 这样便组成了一个低通的数字滤波器。电容值的计算公式如下:

$$C1 = \frac{2Q}{R\omega_{3\text{dB}}} \quad (2.1.1)$$

$$C2 = \frac{1}{2Q R\omega_{3\text{dB}}} \quad (2.1.2)$$

$\omega_{3\text{dB}}$ 截止频率: 当为贝塞尔滤波器时, $Q=0.577$, $\zeta=1.762$; 当为巴特沃思滤波器时, $Q=0.71$, $\zeta=1.0$ 。例如, 频带为 5kHz 的巴特沃思滤波器, $R=100\text{k}\Omega$, $C1=450\text{pF}$, $C2=225\text{pF}$ 。

3. 晶体振荡器电路设计

晶体振荡电路的负阻抗部分决定晶体振荡器工作所需的频率, 晶振负载电容的值计算公式如下:

$$C_S = \frac{1}{\frac{1}{c_l} + 2\pi f x_l} \quad (2.1.3)$$

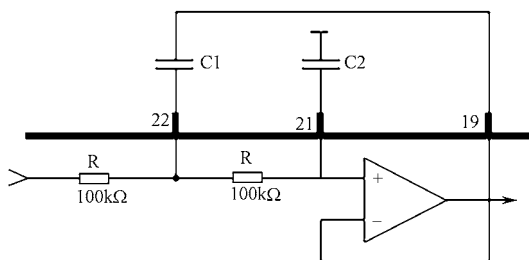


图 2.1.4 数字滤波器电路

例如，10.18MHz 时， $C_L=12\text{pF}$ ， $X_L=870\Omega$ ， $C_S=10.6\text{pF}$ 。

C_S 数值可以使用两个电容与晶振串联获得，在 5.1MHz 时为 18pF 和 22pF，在 10.2MHz 时为 18pF 和 12pF。

4. 数据限制器的阈值

数据限制器的阈值可通过两种方式产生，一是通过使用信号译码分解，如果信号译码分解没有直流分量例如曼彻斯特译码，阈值则由外部 RC 积分器产生，RC 积分器的截止频率应比数字信号的最低频率低，为了保证最小失真， R 最小值为 20 kΩ，如图 2.1.5 所示。

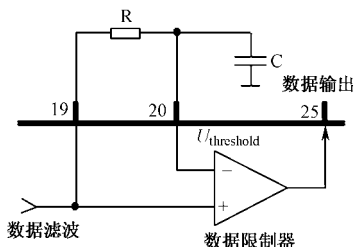


图 2.1.5 使用外部 RC 积分器的数据限制器

另一种产生阈值的方法是利用峰值检波器外接两个电阻和一个电容，元件值根据译码分解和协议规定而查得，如图 2.1.6 所示。

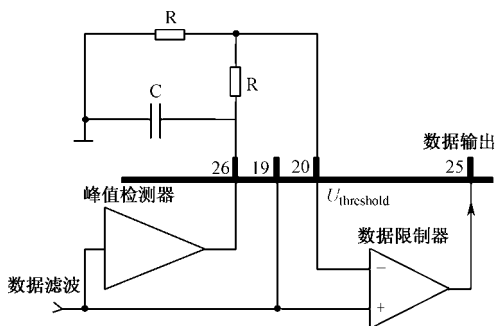


图 2.1.6 使用峰值检波器的数据限制器

附加 HCS512 集成电路的应用电路如图 2.1.7 所示，印制板图如图 2.1.8 所示。

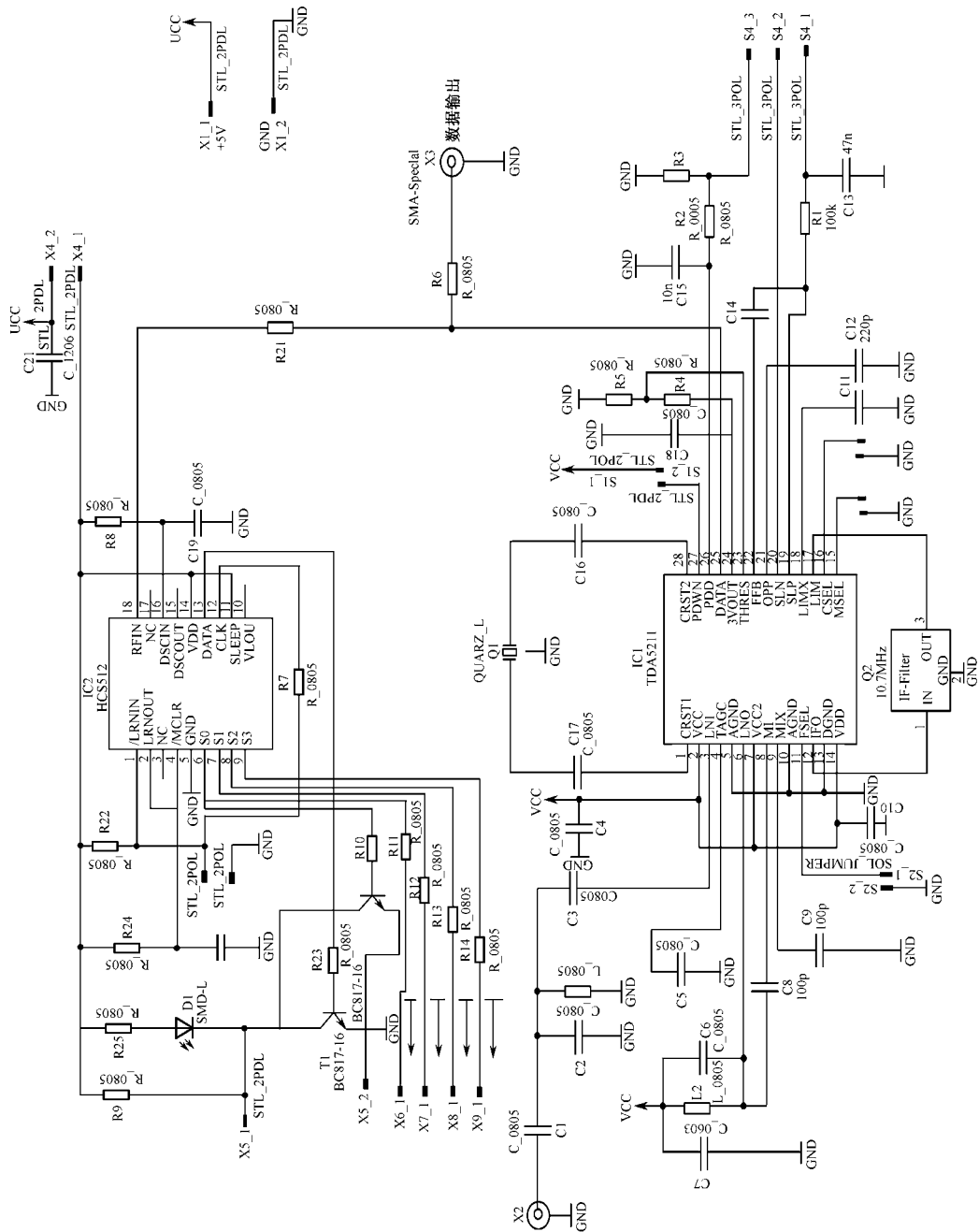
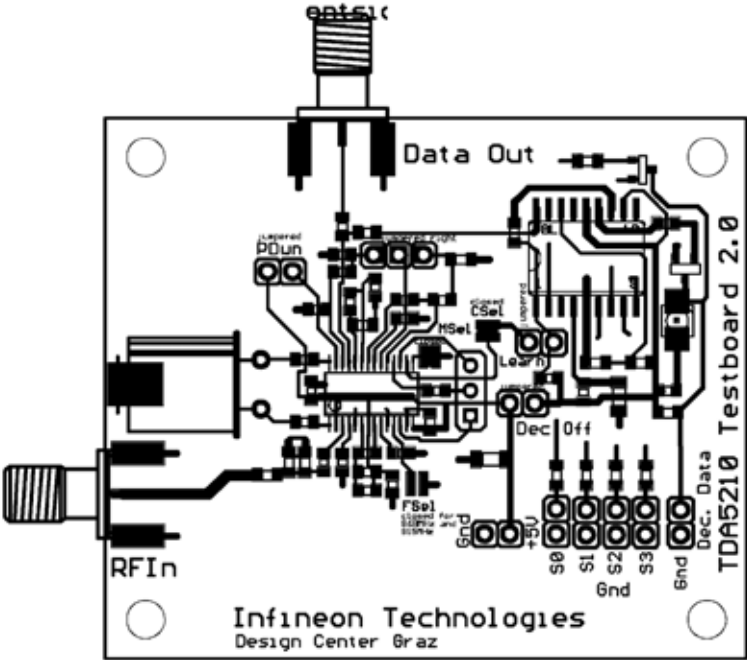
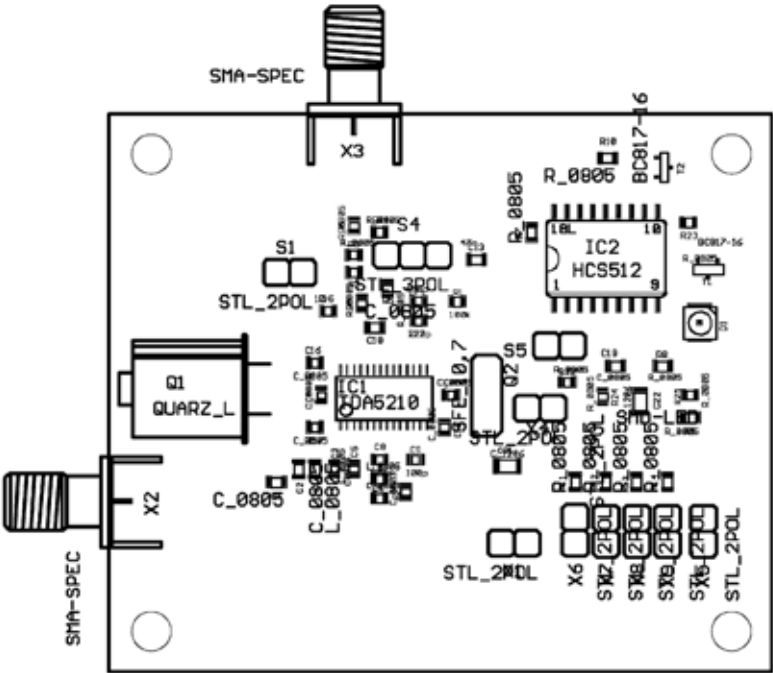


图 2.1.7 TDA5211的应用电路例



(a) 元器件面印制板图



(b) 元器件布局图

图 2.1.8 印制板及元器件布局图

所设计的应用电路的元器件参数值如表 2.1.5、表 2.1.6 所示。

表 2.1.5 所设计的应用电路的元器件参数值（没有使用 HCS512 解码器时所需元器件）

符 号	数 值	特 性
R1	100k Ω	0805, $\pm 5\%$
R2	100k Ω	0805, $\pm 5\%$
R3	820k Ω	0805, $\pm 5\%$
R4	240k Ω	0805, $\pm 5\%$
R5	360k Ω	0805, $\pm 5\%$
R6	10k Ω	0805, $\pm 5\%$
L1	15nH	Toko, PTL2012-F15N0G
L2	12pF	0805, COG, $\pm 2\%$
C1	3.3pF	0805, COG, $\pm 0.1\text{pF}$
C2	10pF	0805, COG, $\pm 0.1\text{pF}$
C3	6.8pF	0805, COG, $\pm 0.1\text{pF}$
C4	100pF	0805, COG, $\pm 5\%$
C5	47nF	1206, X7R, $\pm 10\%$
C6	15nH	Toko, PTL2012-F15N0G
C7	100pF	0805, COG, $\pm 5\%$
C8	33pF	0805, COG, $\pm 5\%$
C9	100pF	0805, COG, $\pm 5\%$
C10	10nF	0805, X7R, $\pm 10\%$
C11	10nF	0805, X7R, $\pm 10\%$
C12	220pF	0805, COG, $\pm 5\%$
C13	47nF	0805, X7R, $\pm 10\%$
C14	470pF	0805, COG, $\pm 5\%$
C15	47nF	0805, COG, $\pm 5\%$
C16	12pF	0805, COG, $\pm 1\%$
C17	18pF	0805, COG, $\pm 1\%$
C18	22nF	0805, X7R, $\pm 5\%$
Q1	(315+10.7MHZ)/32	HC49/U, 基波型, $C_L=12\text{pF}$, 例如:315MHZ:Jauch Q 10, 178130-S11-1017-12-10/20
Q2	SFE10.7MA5-A	Murata
X2 ,X3	142-0701-801	Johnson
S1-S3,S6 X1		2 端子连接器
S4		3 端子连接器
IC1	TDA 5211	Infineon

表 2.1.6 使用 HCS512 解码器时所需元器件

符 号	数 值	特 性
R7	100k Ω	0805, $\pm 5\%$
R8	10k Ω	0805, $\pm 5\%$
R9	100k Ω	0805, $\pm 5\%$
R10	22k Ω	0805, $\pm 5\%$
R11	100 Ω	0805, $\pm 5\%$
R12	100 Ω	0805, $\pm 5\%$
R13	100 Ω	0805, $\pm 5\%$
R14	100 Ω	0805, $\pm 5\%$
R21	22k Ω	0805, $\pm 5\%$

续表

符 号	数 值	特 性
R22	10kΩ	0805,±5%
R23	22kΩ	0805,±5%
R24	820kΩ	0805,±5%
R25	560Ω	0805,±5%
C19	10pF	0805,COG,±5%
C21	100nF	1206,X7R,±10%
C22	100nF	1206,X7R,±10%
IC2	HCS512	Microchip
S5,X4-X9		2 端子连接器
T1,T2	BC 847B	Infineon
D1	LS T670-JL	Infineon

2.2 800MHz~1GHz OOK 接收器芯片 MICRF005 的原理与应用电路设计

2.2.1 概述

MICRF005 是一个单片 OOK 接收器芯片，采用 Micrel 公司的 QwikRadio™ 技术，是个“无线输入—数据输出”单片器件，RF 和 IF 调谐都自动在芯片内完成，无需手工调谐。适合高可靠、低价格的无线应用。所有的 IF 和解调器数据滤波器都在 MICRF105 芯片上，不需要外接滤波器，滤波器的标准带宽是 300kHz，允许数据传输速率达到 115kb/s。频率范围 800MHz~1000MHz。适合无线遥控、安防系统、中等数据速率的调制解调器应用。

2.2.2 主要性能指标

MICRF005 的主要性能指标如表 2.2.1 所示。

表 2.2.1 MICRF005 的主要性能指标

参 数		符 号	最 小	典 型	最 大	单 位
工作电流		I_{OP}		10	18.5	mA
				1		mA
待机电流		I_{STBY}		11		μA
RF 部分, IF 部分	接收灵敏度			-81	-84	dBm
	中频频率	f_{IF}		2.496		MHz
	RF 输入范围	f_{ANT}	800		1 000	MHz
	接收调制占空因比		20		80	%
	最大接收输入				-10	dBm
	AGC 上升/衰减			0.1		
	AGC 泄露电流			200		nA
基准振荡器	基准振荡器稳定时间			1.2		ms
	基准振荡器输入阻抗	Z_{REFOSC}		300		k Ω
	基准振荡器输入范围		0.1		1.5	Vp-p

续表

参 数		符 号	最 小	典 型	最 大	单 位
解调器	CTH 源阻抗	Z_{CTH}		26		$k\Omega$
	CTH 源阻抗变化	ΔZ_{CTH}	-15		+15	%
	解调滤波器带宽			300		kHz
数字/控制部分	输入高电平	$V_{IN(high)}$	$V_{DD}-0.5$			V
	输入低电平	$V_{IN(low)}$			0.5	V
	输出电流	I_{OUT}		90		μA
	输出高电平	$V_{OUT(high)}$	0.9VDD			V
	输出低电平	$V_{OUT(low)}$			0.1VDD	V
	输出上升下降时间	t_R, t_F			10	μs

2.2.3 芯片封装与引脚功能

MICRF005 采用标准 14-Pin SOP (M) 封装，如图 2.2.1 所示；引脚功能如表 2.2.2 所示。

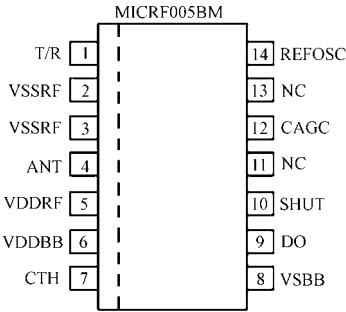


图 2.2.1 MICRF005 引脚封装形式

表 2.2.2 MICRF005 引脚功能

引脚	符号	功 能
1	T/R	发射/接收控制开关。拉低使能接收器功能
2, 3	VSSRF	IC 射频部分接地端。旁路电容连接在 VDDRF 和 VSSRF 之间，尽可能减短引线。为得到最好的性能，连接 VDDRF 和 VSSRF 到电源
4	ANT	接收器的射频输入，内部 AC 耦合。连接这个引脚端到天线。在高环境噪声情况下，固定数值的带通滤波器可以连接在 ANT 和 VSSRF 之间，提高接收器的灵敏度和输入过载保护
5	VDDRF	IC 射频部分的电源电压正端输入。VDDRF 和 VDDBB 将被一起直接连接在 IC 端
6	VDDBB	IC 基带部分的电源电压正端输入。VDDRF 和 VDDBB 将被一起直接连接在 IC 端
7	CTH	外接数据限幅阈值电容器，所接电容器上的解调波形的直流平均电压值为芯片内部数据限幅比较器的基准值
8	VDDBB	IC 基带部分的电源电压正端输入。VDDRF 和 VDDBB 将被一起直接连接在 IC 端
9	DO	数据输出，输出与 CMOS 电平兼容的数字输出信号
10	SHUT	关闭模式控制，下拉到低电平时接收器使能，在芯片内部上拉到 VDDRF 端
11	NC	空脚
12	CAGC	外接自动增益控制电容
13	NC	空脚
14	REFOSC	外接晶体振荡器，或者采用交流耦合方式输入 0.5VP-P 时钟脉冲

2.2.4 芯片内部结构及工作原理

MICRF005 芯片内部结构如图 2.2.2 所示。芯片内部含有三个部分：UHF 下变换器、OOK 解调器、基准和控制。MICRF005 必需在 CAGC 端和 CTH 端上接一外围电容元件、在 REFOSC 端上接一定时元件（通常为晶振）才能构成一个完整的 UHF 接收器（内部结构图中未画出）。芯片有控制输入端，即 SHUT 引脚端。SHUT 引脚用来使能芯片接收器。这些输入都与 CMOS 兼容，在芯片内部被上拉到高电平上。

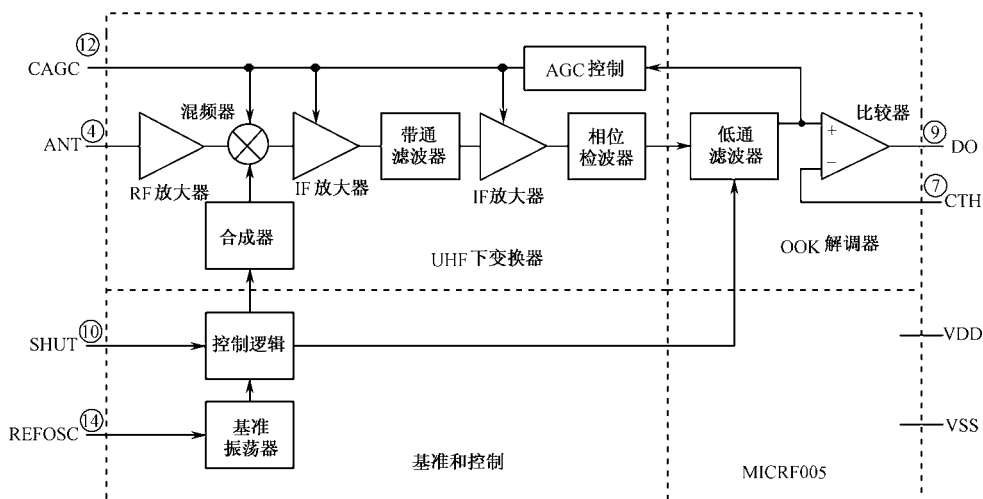


图 2.2.2 MICRF005 芯片内部结构

(1) 接收器操作

MICRF005 是个标准的超外差接收器，窄带接收器对 RF 干扰信号不敏感，允许数据传输速率达 115kb/s。典型方式是使用晶体振荡器做基准振荡器频率。MICRF005 中心频率由完全集成的 PLL/VCO 频率合成器控制，与晶振频率有关。

(2) 中频带通滤波器

滤波器为中频带通滤波器，当输入的中频频率在滤波器的带通范围内时，允许输入频率通过。否则，滤除掉输入频率。

(3) 基带解调滤波器

MICRF005 有一个完全集成的基带解调滤波器，滤波器有一个固定的 300kHz 带宽。此滤波器把接收器的原始数据传输速率限制在 115kb/s 上。

(4) 数据限幅电平

为了逻辑数据电平限幅在 CTH 端，使用外部电容和在芯片内的电阻 R_{SC} 来完成对解调信号直流电压值的提取， R_{SC} 有效值为 118k Ω 。限幅电平的时间常数会因解码类型、数据模式和数据传输率的不同而变化，其典型值范围为 5ms~50ms。

(5) 自动增益控制

信号通道使用 AGC 增加输入动态范围，外部电容 C_{AGC} 必须与器件的 C_{AGC} 端相连接。衰减/上升时间常数比率固定为 10:1，此比率不能被使用者改变。但是，上升时间常数可通

过选择外部电容 C_{AGC} 的值来设置。在片上要小心配置 AGC 控制电压，以使 MICRF005 的占空比超过 10:1，当器件设置为关闭模式时，AGC 电容就会自动补偿以维持此电压不变。假设在工作时，因为泄漏而使电容上的电压下降，此时一定要给它予以补充，并且建议在占空比操作中使用一泄漏相对低的电容。

为更加改善芯片的占空比操作，在器件脱离关闭模式后，AGC 的推拉电流会立即增加，这弥补了当芯片在关闭模式时 AGC 电容电压的下降，减少了恢复准确 AGC 电压的时间，并且扩展了最大可能获得的占空比率。推-拉电流将在固定时间内增加原来标准值的 45 倍，固定时间的长短依靠于基准振荡器频率 f_T ，对 $f_T=6.00\text{MHz}$ 而言，此时间为 10.9ms，随 f_T 的变化而成反比变化。

(6) 基准振荡器

所有 MICRF005 定时调谐操作都来源于内部基准振荡器，定时调谐通过 REFOSC 引脚控制，有两种方法：① 接晶体振荡器；② 用外部定时信号驱动此脚。

基准振荡器频率和内部本机振荡器间的乘积系数为 64，如， $f_T=f_{LO}=14.3359\text{MHz} \times 64=915\text{MHz}$ ，若系统存在精确基准信号，第二种方法可有效降低系统成本，例如，使用受晶振控制的微处理器的基准时钟。外部时钟输入信号应是交流耦合，其峰-峰值大约为 0.5V。具体所要求的基准频率的大小和系统发射频率有关。

(7) 关闭功能

关闭功能由 SHUT 引脚的输入逻辑级控制，当 V_{SHUT} 为高电平时，器件进入低功耗待机模式，消耗电流低于 $1\mu\text{A}$ ，此引脚在芯片内部被拉到高电压上。若要激活接收器，引脚在外部必须被拉到低电压上。

(8) I/O 端接口电路

MICRF005 不同的 I/O 端的接口电路如图 2.2.3~图 2.2.8 所示，在所有输入和输出脚上的 ESD 保护二极管都未画出来。

① ANT 引脚

如图 2.2.3，ANT 端在内部通过 3pF 电容交流耦合到 RF N 通道 MOSFET 管上，此端与 VSS 间的阻抗在低频时很高，随频率增加而减少。在 UHF 频率范围内，器件输入可被看做是把 $6.3\text{k}\Omega$ 的电阻与 2pF 的电容并联接到 VSSORF 上。

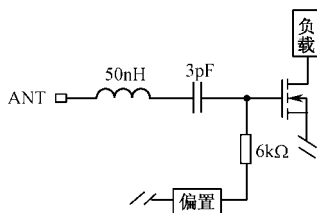


图 2.2.3 ANT 引脚

② CTH 引脚

CTH 引脚接口电路如图 2.2.4 所示，此 CTH 脚由大约偏置 $10\mu\text{A}$ 的 P 通道 MOSFET 源极电流驱动，门 TG1 和 TG2 把 6.9pF 电容隔离开，内部控制信号 PH11/PH12 在方式上相近，通过门的阻抗类似一个 $100\text{k}\Omega$ 的电阻。

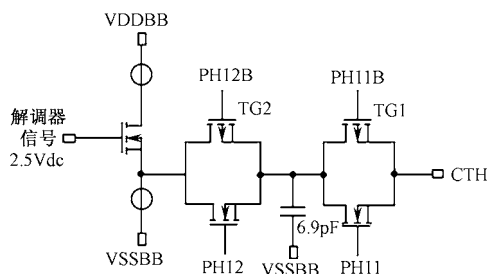


图 2.2.4 CTH 引脚

③ CAGC 引脚

图 2.2.5 是 CAGC 接口电路。CAGC 控制电压被认为是流入电容 CAGC 的集成电流。上升电流标准值为 $15\mu\text{A}$ ，衰减电流为 $1.5\mu\text{A}$ ，这使得上升/衰减时间常数固定为 10:1，芯片内 RF/IF 信号增益随 CAGC 电压的减少而消失，上升/衰减比率可通过增加 CAGC 端与 V_{DD} 间的电阻来修改。推拉电流源在关闭模式时无用，这可通过维持 C_{AGC} 的电压，提高占空比恢复时间。为了更加改善占空比恢复时间，在 SHUT 脚断开后，推拉电流增加 45 倍，其恢复时间约为 10ms。这使得在关闭模式时任何 C_{AGC} 上的电压下降可迅速恢复。

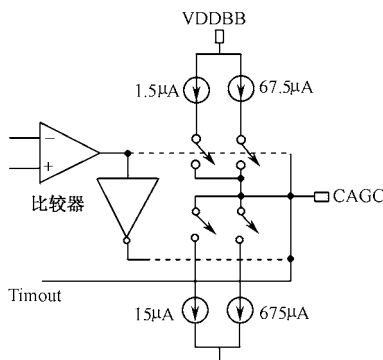


图 2.2.5 CAGC 引脚

④ DO 引脚

DO 引脚输出级如图 2.2.6 所示, 输出为 $10\mu\text{A}$ 推拉开关电流, 能驱动 CMOS 负载, 当驱动高电容负载时, 要使用外部缓冲驱动器。

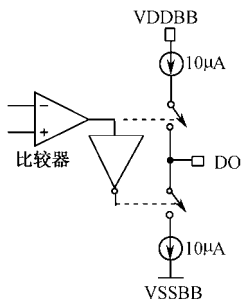


图 2.2.6 DO 引脚

⑤ REFOSC 引脚

REFOSC 引脚输入电路图如图 2.2.7 所示, 内部振荡器有 15PF 的电容, 此输入端用来和连接在此引脚与 VSS 引脚之间的标准陶瓷谐振器一起工作, 当需要更精确的频率时, 可使用晶振。此引脚的标准直流电压值为 1.4V。

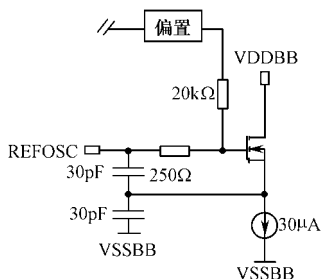


图 2.2.7 REFOSC 引脚

⑥ SHUT 引脚

控制输入电路如图 2.2.8 所示, 输入为一逻辑转换器, 转换器由两对称 MOSFET 管 (Q2, Q3) 构成。P 通道 MOSFET 管 Q1 通道长, 主要功能是减弱上拉到 VDD 的电流, 典型上拉电流为 5μA。在 VDD 间接阻抗为 1MΩ 的电阻。

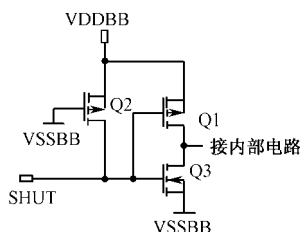


图 2.2.8 SHUT 引脚

(9) 发射器兼容性

通常与使用 SAW 或以晶振的发射器配套时, MICRF005 的性能是最好的, 接收器基准振荡器要求使用晶振。

(10) 旁路电容

接到 VDD 端的电源旁路电容 (见图 2.2.9) 的连线应尽可能短, 最好直接接到 VSS。

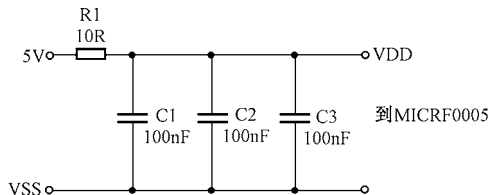


图 2.2.9 旁路电容器连接方式

(11) 数据抑制

在无信号时, 数据输出端随机变化, 一个简单的解决方法就是在 CTH 脚上采用一个小

的补偿或抑制电压以使噪声不触发内部比较器, 通常使用 20mV~30mV 的电压; 也可以根据需要的补偿级在 CTH 端与 VSS 端或 VDD 端接入几兆欧的电阻, 由于 MICRF005 有接收器 AGC, 在内部比较器输入端的噪音总是一样的被 AGC 控制。抑制补偿要求不随因位置不同而引起的本地噪声的改变而改变。

(12) AGC 构造

在 CAGC 端与 VDDDBB 端或 VSSBB 端加一电阻与 AGC 电容并联, 衰减-上升时间常数比值就会变大。这样调整的值必须根据具体的应用来估计, 通常设计为 10:1, 的值对大多数的应用已经足够了。

为使系统范围最大化, 要把 AGC 控制电压纹波保持在低状态下, 一旦控制电压达到静态值, 就选取低电压(峰-峰值)在 10mV 以下。一般, 电容值至少要为 0.47μF。

(13) 晶振选择

① 选择基准振荡器频率 f_T

对任何超外差接收器而言, 内部 LO (本机振荡器) 频率 f_{LO} 与接收的发射频率 f_{TX} 的差与 IF 中心频率一致, 可根据以下方程由给定的 f_{TX} 来算出大致的 f_{LO}

$$f_{LO} = f_{TX} \pm \left(2.496 \frac{f_{TX}}{915} \right) \quad (2.2.1)$$

f_{TX} 和 f_{LO} 单位为 MHz, 注意任意一给定的 f_{TX} , 有两个 f_{LO} 值存在, 其区别为“高端混频”和“低端混频”, 从可接受的 f_{LO} 两个值中选取一个后, 使用下面方程计算基准振荡频率 f_T :

$$f_T = \frac{f_{LO}}{64} \quad (2.2.2)$$

f_T 单位为 MHz, 在 MICRF005 REFOSC 端上接一频率为此 f_T 值的晶振即可。表 2.2.3 为一些通用频率的 f_T 。

表 2.2.3 常用发射器频率 f_{TX} 与基准振荡器频率 f_T 的关系

发射频率 f_{TX}	基准振荡器频率 f_T
868.35MHz	13.6050 MHz
915MHz	14.3359 MHz
916.5 MHz	14.3594 MHz

② 外部时钟信号

使用外部时钟信号时应采用交流耦合信号, 幅值必须限定在大约 0.5V_{pp} 上。

③ 电容选择

限幅电平电容 C_{TH} 和 AGC 电容的选择。

a) 选择电容 C_{TH}

第一步选择数据限幅电平时间常数, 与系统结构、系统译码反应时间、数据编码结构有关。

C_{TH} 脚的源阻抗由以下方程给定:

$$R_{SC} = 30\Omega \frac{14.3359}{f_T} \quad (2.2.3)$$

式中, f_T 的单位为 MHz, 假定限幅电平时间常数 τ 已经确定, 则电容 C_{TH} 可由下方方程算得:

$$C_{TH} = \frac{\tau}{R_{SC}} \quad (2.2.4)$$

b) 在连续模式中选择 C_{AGC} 电容

使用一足够大容量的电容控制在 AGC 电压上的纹波，由此来选择 C_{AGC} 。通常，此电容值在 $0.47\mu\text{F} \sim 4.7\mu\text{F}$ 之间。

C_{AGC} 决定从 AGC 控制电压到完全脱离释放条件所需的时间。AGC 从完全释放状态的设置时间由下面方程计算：

$$\Delta t = 1.333 C_{AGC} - 0.44 \quad (2.2.5)$$

式中， C_{AGC} 单位为 μF ， Δt 单位为秒。

c) 在占空比模式下选择电容 C_{AGC}

在关闭模式下，AGC 控制电压的损失在芯片通电后应尽可能得到补偿。芯片通电 10ms 后，AGC 推/拉电流应增加其标准值的 45 倍。为使电压的损失能在 10ms 内得到补偿，要选择合适的 C_{AGC} 电容值和关闭模式所需的时间。

损失电压的极性是未知的，即 AGC 电压可能上升，也可能下降。最坏情况是 AGC 电压下降，此时返回比较困难，因为 AGC 上拉电流是下拉电流的 1/10。下拉损失可由下方程来补偿：

$$\frac{L}{C_{AGC}} = \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (2.2.6)$$

式中， I 为 AGC 上拉电流， C_{AGC} 为 AGC 电容值， Δt 为损失补偿时间， ΔV 为损失电压。

例如：如果设计者需要 $\Delta t = 10\text{ms}$ ，选择 C_{AGC} 为 $4.7\mu\text{F}$ ，那么可允许的损失电压为 144mV。

2.2.5 应用电路

MICRF005 应用电路如图 2.2.10 所示。

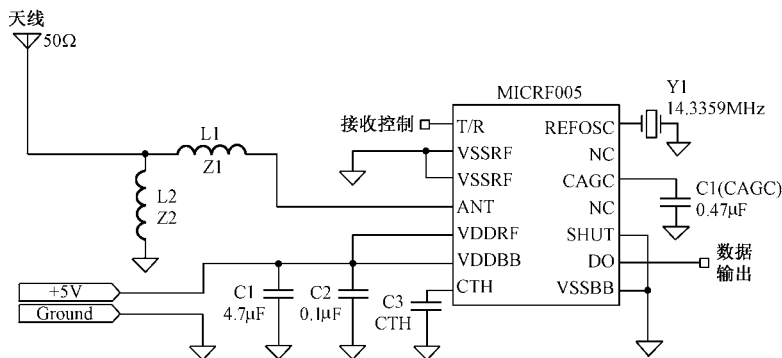


图 2.2.10 MICRF005 的应用电路

2.2.6 应用例子

例 1：无线遥控开关

所设计的无线遥控开关电路工作在 915MHz UHF 频段；地址和数据编码，ASK 调制和解调，抗干扰能力强，可在强电磁干扰环境中使用，适合工业控制应用。电路采用晶体振荡

器和 PLL 频率合成技术, 频率稳定性好; 接收灵敏度高达 -81dBm , 最大发射功率达 -3dBm ; 低工作电压 ($4.75\text{V}\sim 5.5\text{V}$); 功耗低, 接收时电流 18.5mA , 发射时电流 27.5mA , 发射待机状态仅为 $0.1\mu\text{A}$; 可方便地构成一个点对点、一点对多点的无线遥控开关, 在遥测遥控系统中应用。

(1) 无线遥控发射电路

所设计的无线遥控发射电路如图 2.2.11 所示, 电路以 PT2262 和 MICRF103 为核心。PT2262 是一个具有 6 根地址线和 6 根数据线的编码器芯片, 芯片内包含有: 基准振荡器、系统定时发生器、地址编码器、数据编码器、控制逻辑等电路, 能将地址编码状态和控制信号数据编码成串行脉冲输出。

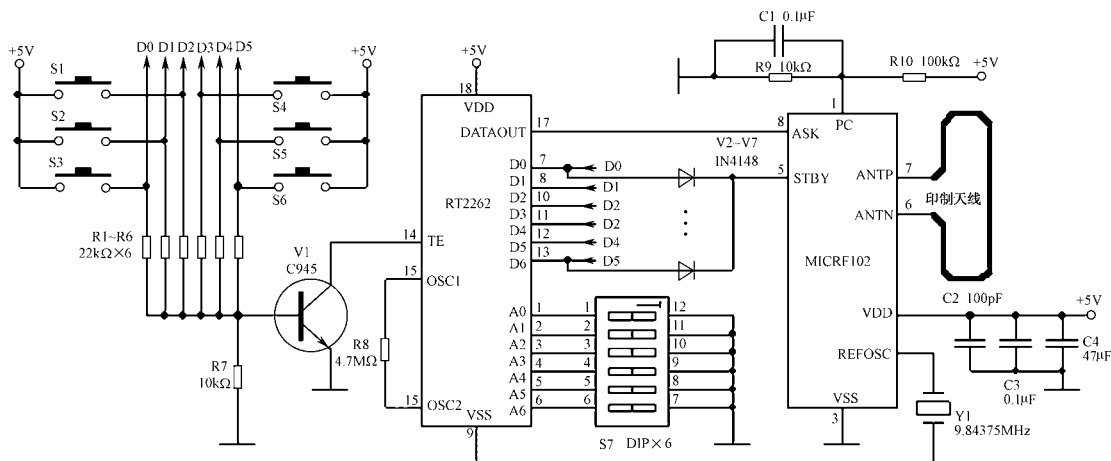


图 2.2.11 无线遥控发射电路

电路中: $S1\sim S6$ 、 $R1\sim R7$ 、 $V1\sim V7$ 构成按键开关电路, $S7$ DIP 开关用作地址编码, $V2\sim V7$ 控制 MICRF103 发射模式或低功耗模式, $R8$ 是 PT2262 基准振荡电阻, $Y1$ 是 MICRF102 基准振荡器的晶振, $R9$ 、 $R10$ 为发射功率控制, $C2\sim C4$ 为发射电路电源去耦电容, 发射天线制作在印制电路板上。当 $S1\sim S6$ 任一按键开关按下时, 晶体管 $V1$ 和与按键开关 ($S1\sim S6$) 所对应的二极管 ($V2\sim V7$ 中的任一个) 导通, 编码芯片 PT2262 和发射芯片 MICRF103 工作。PT2262 将 $A0\sim A5$ 6 根地址线的编码状态和 $S1\sim S6$ 6 个按键开关状态相对应的 $D0\sim D6$ 数据线状态, 转换成串行数字编码脉冲信号, 送入 MICRF103 无线发射电路, 经 MICRF103 调制, 产生 ASK 射频无线电信号, 并发射出去。

(2) 无线遥控接收电路

所设计的无线接收电路如图 2.2.12 所示, 电路以 PT2272 和 MICRF105 为核心。PT2272 是与 PT2262 配套的解码器芯片, 芯片内包含有: 基准振荡器、系统定时发生器、地址解码器、数据解码器、控制逻辑等电路, 能将所接收到的串行数字编码脉冲信号转换成并行信号 ($D0\sim D5$) 输出, 输出信号 $D0\sim D5$ 的状态与无线遥控发射电路中的 $D0\sim D5$ 相同, 作为开关控制信号控制开关电路动作。

电路中: $R1$ 是 PT2272 的基准振荡电阻, $S1$ DIP 开关用作地址编码, PT2272 的 $A0\sim A5$ 的编码状态必须与发射电路中的 PT2262 的 $A0\sim A5$ 的编码状态相同。遥控发射电路发射的

00K 射频无线电信号经 MICRF105 接收解调, 变换成串行数字编码脉冲信号, 经 PT2272 解码后输出, 作为开关控制信号控制开关电路动作, 输出信号 D0~D5 状态与无线遥控发射电路中的 D0~D5 相同。

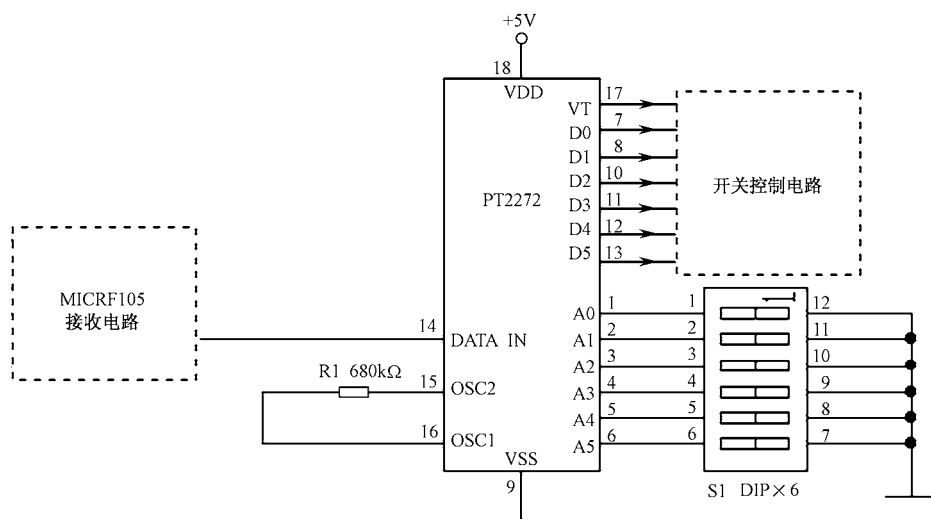


图 2.2.12 无线遥控接收电路

(3) 开关控制电路

所设计的开关控制电路如图 2.2.13 所示, 由 CD4013D 触发器、晶体管、继电器等组成。D 触发器受开关控制信号 D0~D5 控制。当遥控发射电路中任一按键 (S1~S6) 按下时, 与其所对应的无线遥控接收电路所输出的控制信号 D0~D5 中的一位产生一个从低电平到高电平的变化, 触发 CD4013 D 触发器翻转, 输出高电平或低电平, 控制晶体管导通或截止, 使继电器触点断开或者闭合, 实现遥控开关的目的。由于开关控制信号 D0~D5 是一个从低电平到高电平的变化状态, 开关控制电路也可根据不同的需要, 采用不同的电路。

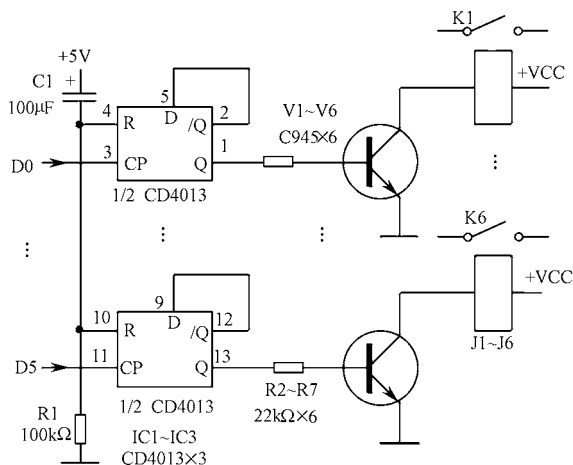


图 2.2.13 开关控制电路

例 2: 单片机串行接口电路

MICRF103/105 所设计的无线收发电路可以直接与常用的单片机如 8051、68HC05、PIC16C5X 等连接, 实现单片机与单片机之间的串行数据无线传输, 连接电路如图 2.2.14 所示。

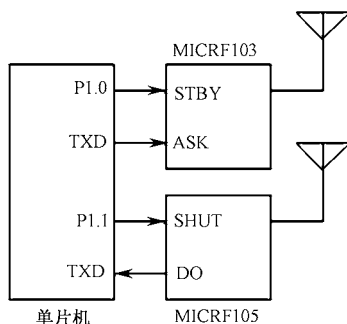


图 2.2.14 与单片机的接口电路

例 3: 与 PC 串行接口连接的电路

MICRF103/105 所设计的无线收发电路通过 MAX232 接口芯片与计算机测控系统的串行接口连接, 实现计算机测控系统之间的串行数据无线传输, 连接电路如图 2.2.15 所示。

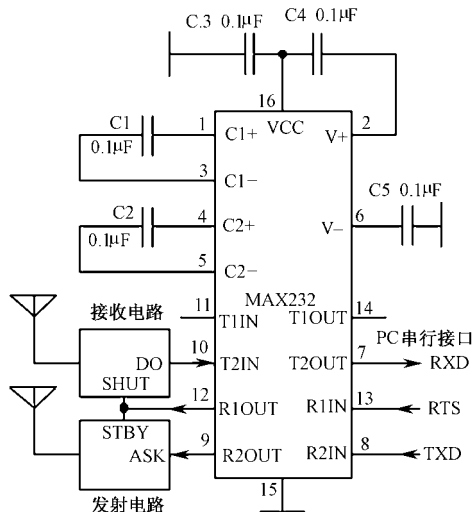


图 2.2.15 与 PC 接口的电路

2.3 315/433MHz FSK/FM/ASK 接收器芯片 TH71101 原理与应用电路设计

2.3.1 概述

TH71101 是双超外差式结构的无线电接收芯片, 包含一个低噪声放大器、双混频器、压

控振荡器、PLL 合成器、晶体振荡器等电路。工作在 300~450MHz ISM 频段，能与 TH7107 等芯片配套，实现 ISM 频段无线模拟和数字信号传输。能接收模拟和数字 FSK/FM/ASK 信号。FSK 数据传输速率可达 40kb/s，ASK 数据传输速率可达 80kb/s，FM 带宽 15kHz。接收灵敏度为-111dBm。电源电压为 2.5 V~5.5 V，工作电流为 8.2mA，待机电流< 100 nA。适用于 ISM（工业、科学和医学）频率范围内的各种应用，如无钥匙进入系统、安防系统、遥控遥测系统、数据通信系统等。

2.3.2 主要性能指标

TH71101 主要性能指标如表 2.3.1 所示。

表 2.3.1 TH71101 主要性能指标

参数	最小值	典型值	最大值	单位
电源电压	2.5		5.5	V
工作温度	-40		+85	℃
输入频率	300		450	MHz
频偏	±5		±120	kHz
FSK 数据速率			40	kb/s
FM 带宽			15	kHz
ASK 数据速率			80	kb/s
待机电流			100	nA
电源电流	5.0		10	mA
RSSI 电压	0.5		2.45	V
启动时间 FSK/FM			0.9	ms
启动时间 ASK			R3*C12+0.9	ms
输入灵敏度 FSK	104		111	dBm
输入灵敏度 ASK	106		109	dBm
镜像抑制		55		dB
VCO 增益		250		MHz/V
充电泵电流		60		μA

2.3.3 芯片封装与引脚功能

TH71101 采用 LQFP32 封装，如图 2.3.1 所示各引脚功能介绍如下。

引脚 1, 5, 10, 22, 25, 30: VEE，地。

引脚 2: GAIN-LNA，低噪声放大器（LNA）增益控制。

引脚 31: IN-LNA，LNA 输入，单端阻抗约为 26Ω。

引脚 3: OUT-LNA，LNA 输出，连接到外接的 LC 调谐回路。

引脚 4: IN-MAX1，混频器 1（MAX1）输入，单端阻抗约为 33Ω。

引脚 6: IF1P，中频 1（IF1）集电极开路输出，连接到第一级 IF 的外接 LC 回路。

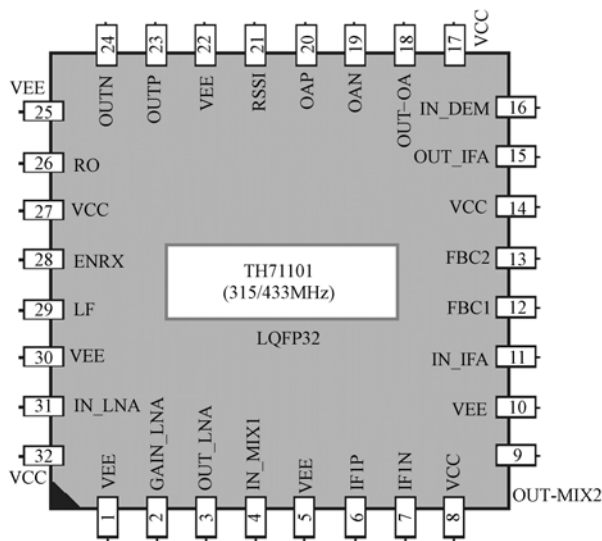


图 2.3.1 TH71101 的引脚封装形式

引脚 7: IF1N, 中频 1 (IF1) 集电极开路输出, 连接到第一级 IF 的外接 LC 回路。

引脚 8,14,17,27,32: VCC, 电源输入。

引脚 9: OUT-MIX2, 混频器 2 (MAX2) 输出, 输出阻抗约 330Ω 。

引脚 11: IN-IFA, 中频放大器 (IFA) 输入, 输入阻抗约 $2.2\text{ k}\Omega$ 。

引脚 12: FBC1, 连接外接的中频放大器反馈电容。

引脚 13: FBC2, 连接外接的中频放大器反馈电容。

引脚 15: OUT-IFA, 中频放大器输出。

引脚 16: IN-DEM, 解调器 (DEMOD) 的输入, 到混频器 3。

引脚 18: OUT-OA, 运算放大器 (OA) 输出。

引脚 19: OAN, 运算放大器 (OA) 负极输入。

引脚 20: OAP, 运算放大器 (OA) 正极输入。OAN 和 OAP 之间的输入电压限制在大约 $0.7V_{PP}$ 。

引脚 21: RSSI, RSSI 输出, 输出阻抗约 $36\text{ k}\Omega$ 。

引脚 23: OUTP, FSK/FM 正输出, 输出阻抗 $100\text{ k}\Omega\sim 300\text{ k}\Omega$ 。

引脚 24: OUTN, FSK/FM 正输出, 输出阻抗 $100\text{ k}\Omega\sim 300\text{ k}\Omega$ 。

引脚 26: RO, 基准振荡器输入, 外接晶体振荡器和电容。

引脚 28: ENRX, 模式控制输入。

引脚 29: LF, 充电泵输出和压控振荡器 1 (VCO1) 控制输入。

2.3.4 内部结构与工作原理

TH71101 内部结构框图如图 2.3.2 所示。芯片内包含低噪声放大器 (LNA)、两级混频器 (MIX1,MIX2)、锁相环合成器 (PLL Synthesizer)、基准晶体振荡器 (RO)、充电泵 (CP)、中频放大器 (IFA)、相频检波器 (PFD) 等电路。

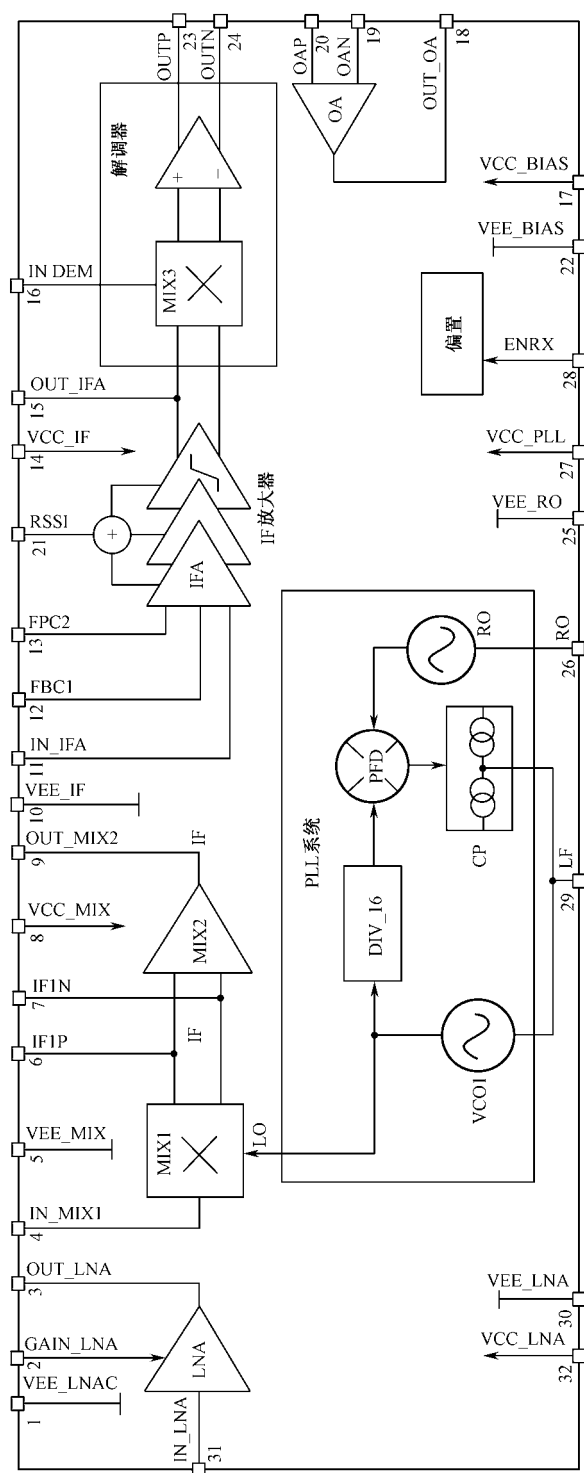


图 2.3.2 TH71101 内部结构方框图

低噪声放大器（LNA）是一个为高灵敏度的接收射频信号的共发-共基放大器。混频器 1（MIX1）将射频信号下变频到中频 1（IF1），混频器 2（MIX2）将中频信号 1 下变频到中频信号 2（IF2），中频放大器（IFA）放大中频信号 2 和限幅中频信号并产生 RSSI 信号。相位重合解调器和混频器 3 解调中频信号。运算放大器（OA）进行数据限幅、滤波和 ASK 检测。锁相环合成器（PLL Synthesizer）由压控振荡器（VCO1）、反馈式分频器（DIV16 和 DIV2）、基准晶体振荡器（RO）、相频检波器（PFD）、充电泵（CP）等电路组成，产生第 1 级和第 2 级本振信号 LO1 和 LO2。

使用 TH71101 接收器芯片可以组成不同的电路结构，以满足不同的需求。对于 FSK/FM 接收，在相位重合解调器中使用 IF 谐振回路，谐振回路可由陶瓷谐振器或者 LC 谐振回路组成。在 ASK 结构时，RSSI 信号馈送到 ASK 检波器，ASK 检波器由 OA 组成。

TH71101 采用两级下变频，MIX1 和 MIX2 由芯片内部的本振信号 LO1 和 LO2 驱动，与射频前端滤波器共同实现一个高的镜像抑制。有效的射频前端滤波是在 LNA 的前端使用 SAW、陶瓷或者 LC 滤波器；在 LNA 的输出使用 LC 滤波器。

基准频率 REF、本振频率 LD、中频 IF 与 RF 镜像抑制的关系如表 2.3.2 所示。

表 2.3.2 基准频率 REF、本振频率 LO、中频 IF 与 RF 镜像抑制的关系

注入类型	低端	高端
REF	$(RF-IF)/16$	$(RF+IF)/16$
LO	$16\times REF$	$16\times REF$
IF	$RF-LO$	$LO-RF$
RF 镜像	$RF-2IF$	$RE+2IF$

表 2.3.3 在 IF=10.7MHz 时，基准频率 REF、本振频率 LO 与 RF 镜像抑制的关系

参数	RF=315MHz	RF=315MHz	RF=433.6MHz	RF=433.6MHz
	低端	高端	低端	高端
REF/MHz	19.01875	20.35625	26.43125	27.76875
LO/MHz	304.3	325.7	422.9	444.3
RE 镜像/MHz	293.6	336.4	412.2	455.0

2.3.5 应用电路设计

TH71101 的应用电路包括 FSK, FM, ASK 接收电路。FSK 接收电路见图 2.3.3（a），其元器件布局与印制板图见图 2.3.3（b），其元器件参数见表 2.3.4；FM 接收电路见图 2.3.4（a），其元器件布局与印制板图见图 2.3.4（b），其元器件参数见表 2.3.5；ASK 接收电路见图 2.3.5（a），其元器件布局印制板图见图 2.3.5（b），其元器件参数见表 2.3.6。

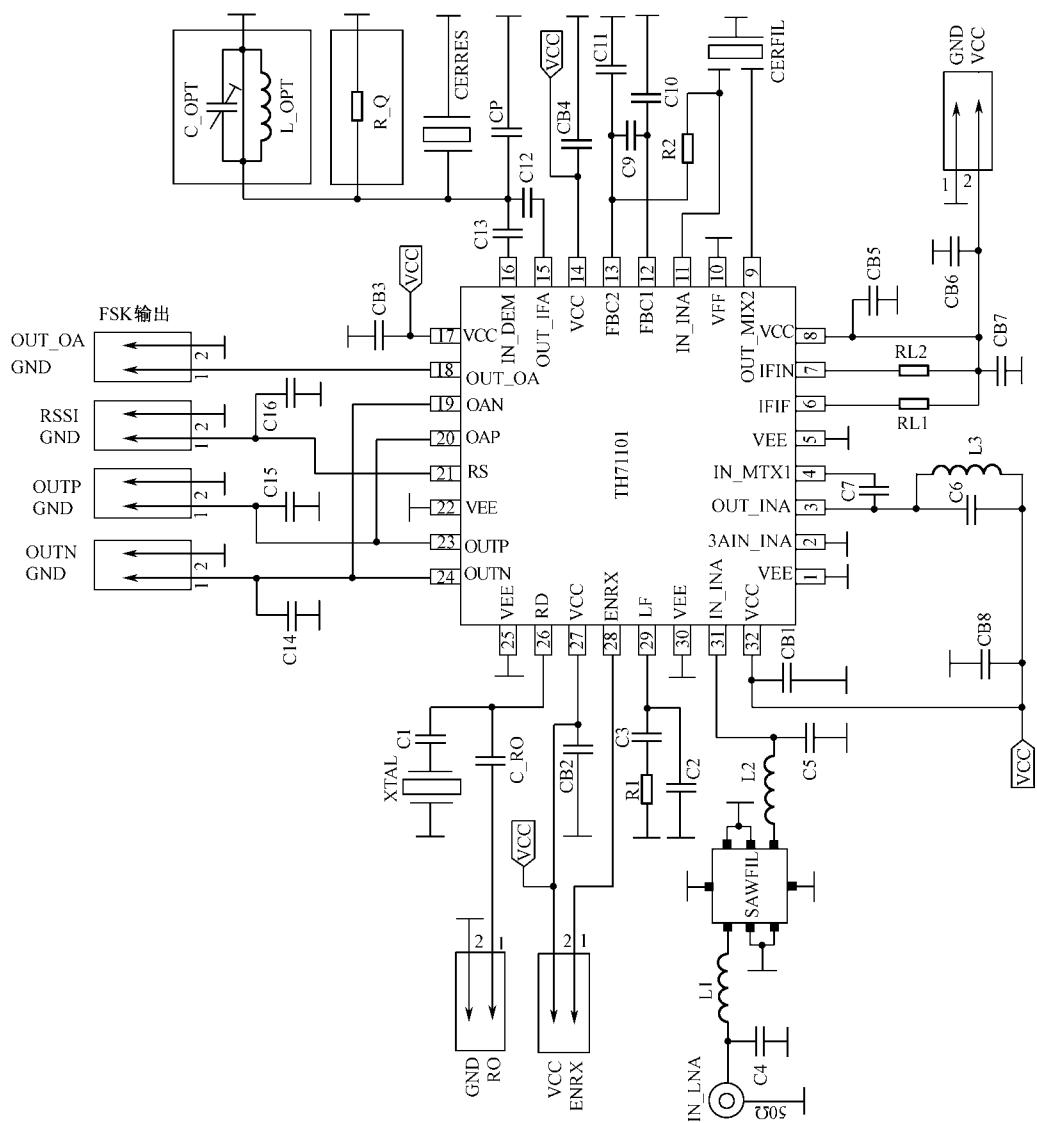


图 2.3.3 (a) FSK 接收电路

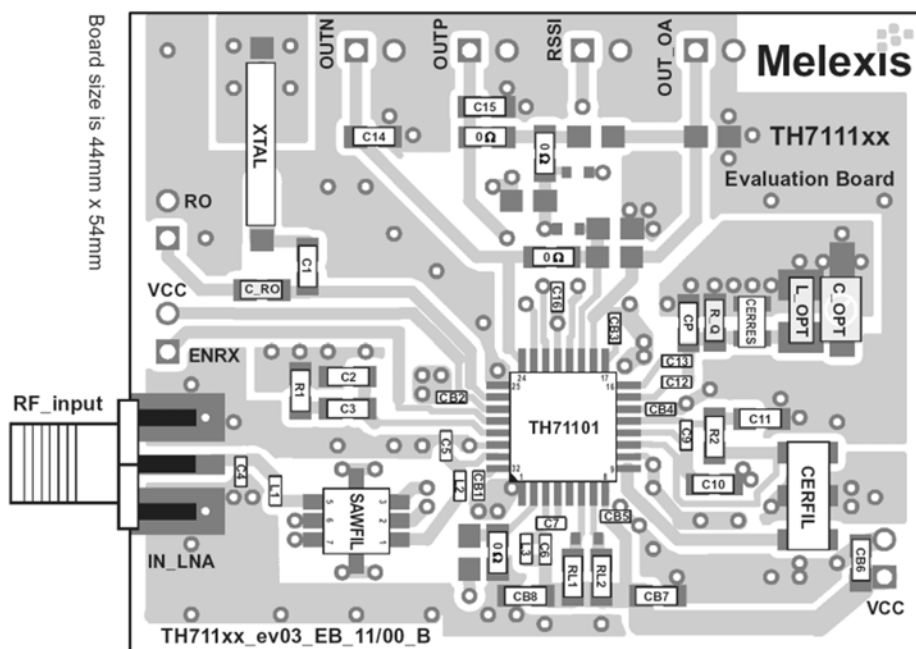


图 2.3.3 (b) FSK 元器件布局与印制板图

表 2.3.4 FSK 接收电感器元器件参数

符 号	尺 寸	数值 @315 MHz	数值 @433 MHz	误 差
C1	0805	15pF	15pF	±10%
C2	0805	NIP	NIP	±10%
C3	0805	1nF	1nF	±10%
C4	0603	NIP	3.3pF	±5%
C5	0603	NIP	3.3pF	±5%
C6	0603	5.6pF	4.7pF	±5%
C7	0603	4.7pF	2.2pF	±5%
C8	0603	NIP	NIP	±5%
C9	0805	33nF	33nF	±10%
C10	0603	1nF	1nF	±10%
C11	0603	1nF	1nF	±10%
C12	0603	1.5pF	1.5pF	±5%
C13	0603	680pF	680pF	±10%
CP	0805	10~12pF	10~12pF	±5%
C14	0805	10~47pF	10~47pF	±5%

续表

符 号	尺 寸	数值 @ 315 MHz	数值 @ 433 MHz	误 差
C15	0805	10~47pF	10~47pF	±5%
C16	0603	330pF	330pF	±10%
CB1 to CB5 CB7 to CB8	0603	330pF	330pF	±10%
CB6	0805	33nF	33nF	±10%
R1	0805	10kΩ	10kΩ	±10%
R2	0805	390Ω	390Ω	±5%
RL1	0805	470Ω	470Ω	±5%
RL2	0805	470Ω	470Ω	±5%
L1	0603	56nH	33nH	±5%
L2	0603	56nH	33nH	±5%
L3	0603	22nH	15nH	±5%
L_OPT	1006	NIP	NIP	±5%
C_OPT	3mm	NIP	NIP	±5%
R_O	0805	NIP	NIP	±5%
C_RO	0805	330pF	330pF	±5%
XTAL	HC49 SMD	20.35625 MHz @ RF=315MHz	26.43125MHz @ RF=433.6MHz	±25ppm 校准 ±30ppm 温度
SAWFIL	QCC8C		B3555 ($f_0=433.92\text{MHz}$)	±100kHz $B_{3\text{dB}}=860\text{kHz}$
		B3551 ($f_0=315.00\text{MHz}$)		±175kHz $B_{3\text{dB}}=900\text{kHz}$
CERFIL	Leaded Type	SFE10.7MFP @ $B_{\text{IF}2}=40\text{kHz}$	SFE10.7MFP @ $B_{\text{IF}2}=40\text{kHz}$	TBD
	SMD Type	SFECV10.7MJS-A @ $B_{\text{IF}2}=150\text{kHz}$	SFECV10.7MJS-A @ $B_{\text{IF}2}=150\text{kHz}$	±40 kHz
CERRES	SMD type	CDACV10.7MG18-A Murata	CDACV10.7MG18-A Murata	

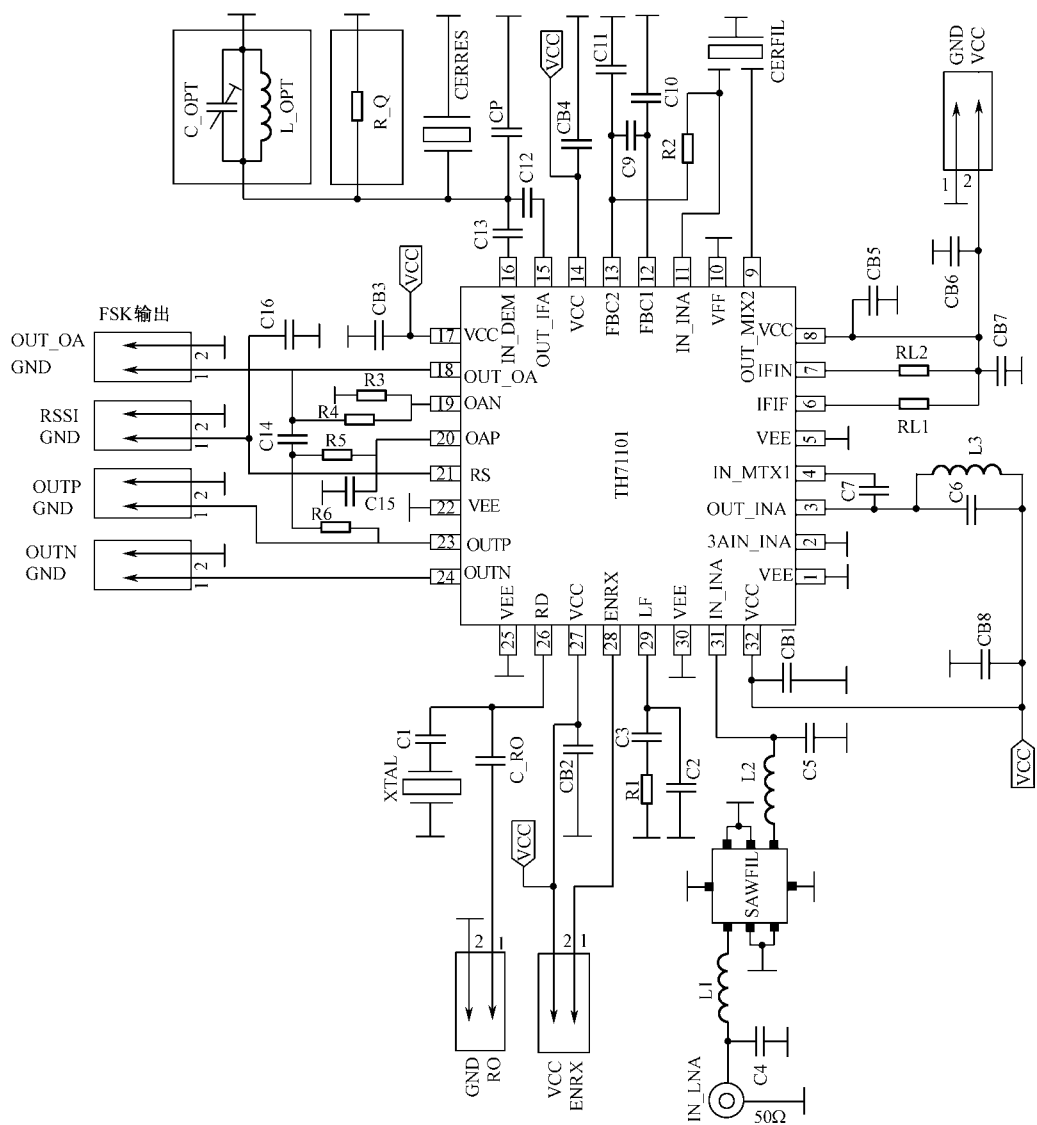


图 2.3.4 (a) FM 接收电路

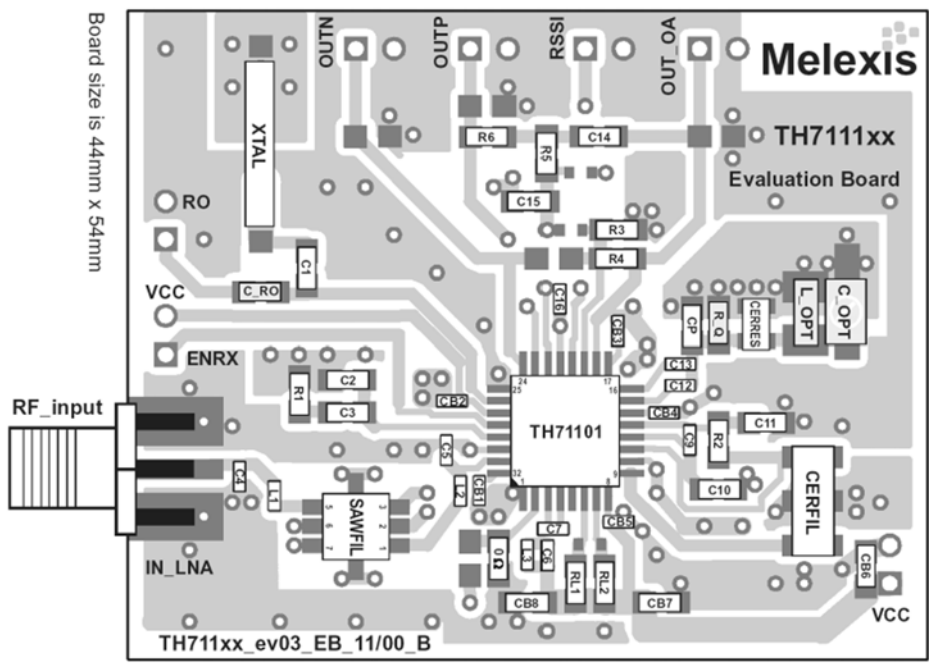


图 2.3.4 (b) FM 电路元器件布局与印制板图

表 2.3.5 FM 接收电路元器件参数

符号	尺寸	数值 @315MHz	数值 @433MHz	误差
C1	0805	15pF	15pF	± 10%
C2	0805	NIP	NIP	± 10%
C3	0805	1nf	1nF	± 10%
C4	0603	NIP	3.3pF	± 5%
C5	0603	NIP	3.3pF	± 5%
C6	0603	5.6pF	4.7pF	± 5%
C7	0603	4.7pF	2.2pF	± 5%
C8	0603	NIP	NIP	± 5%
C9	0805	33nF	33nF	± 10%
C10	0603	1nF	1nF	± 10%
C11	0603	1nF	1nF	± 10%
C12	0603	1.5pF	1.5pF	± 5%
C13	0603	680pF	680pF	± 10%
CP	0805	10~12pF	10~12pF	± 5%
C14	0805	100pF	100pF	± 5%
C15	0805	100pF	100pF	± 5%

续表

符号	尺寸	数值 @315MHz	数值 @433MHz	误差
C16	0603	330pF	330pF	± 10%
CB1 to CB5 CB7 to CB8	0603	330pF	330pF	± 10%
CB6	0805	33nF	33nF	± 10%
R1	0805	10kΩ	10kΩ	± 10%
R2	0805	390Ω	390Ω	± 5%
R3	0805	12kΩ	12kΩ	± 5%
R4	0805	6.8kΩ	6.8kΩ	± 5%
R5	0805	33kΩ	33kΩ	± 5%
R6	0805	33kΩ	33kΩ	± 5%
RL1	0805	470Ω	470Ω	± 5%
RL2	0805	470Ω	470Ω	± 5%
L1	0603	56nH	33nH	± 5%
L2	0603	56nH	33nH	± 5%
L3	0603	22nH	15nH	± 5%
L_OPT	1006	NIP	NIP	± 5%
C_OPT	3mm	NIP	NIP	± 5%
R_Q	0805	NIP	NIP	± 5%
C_RO	0805	330pF	330pF	± 5%
XTAL	HC49 SMD	20.35625 MHz @RF=315 MHz	26.43125MHz @RF=433.6MHz	± 25ppm 校准 ± 30ppm 温度
SAWFIL	QCC8C		B3555 ($f_0=433.92\text{MHz}$)	± 100kHz $B_{3\text{dB}}=860\text{kHz}$
		B3551 ($f_0=315.00\text{MHz}$)		± 175kHz $B_{3\text{dB}}=900\text{kHz}$
CERFIL	Leaded type	SFE10.7MFP @ $B_{\text{IF}2}=40\text{kHz}$	SFE10.7MFP @ $B_{\text{IF}2}=40\text{kHz}$	TBD
	SMD type	SFECV10.7MJS-A @ $B_{\text{IF}2}=150\text{kHz}$	SFECV10.7MJS-A @ $B_{\text{IF}2}=150\text{kHz}$	± 40kHz
CERRES	SMD type	CDACV10.7MG18-A Murata	CDACV10.7MG18-A Murata	

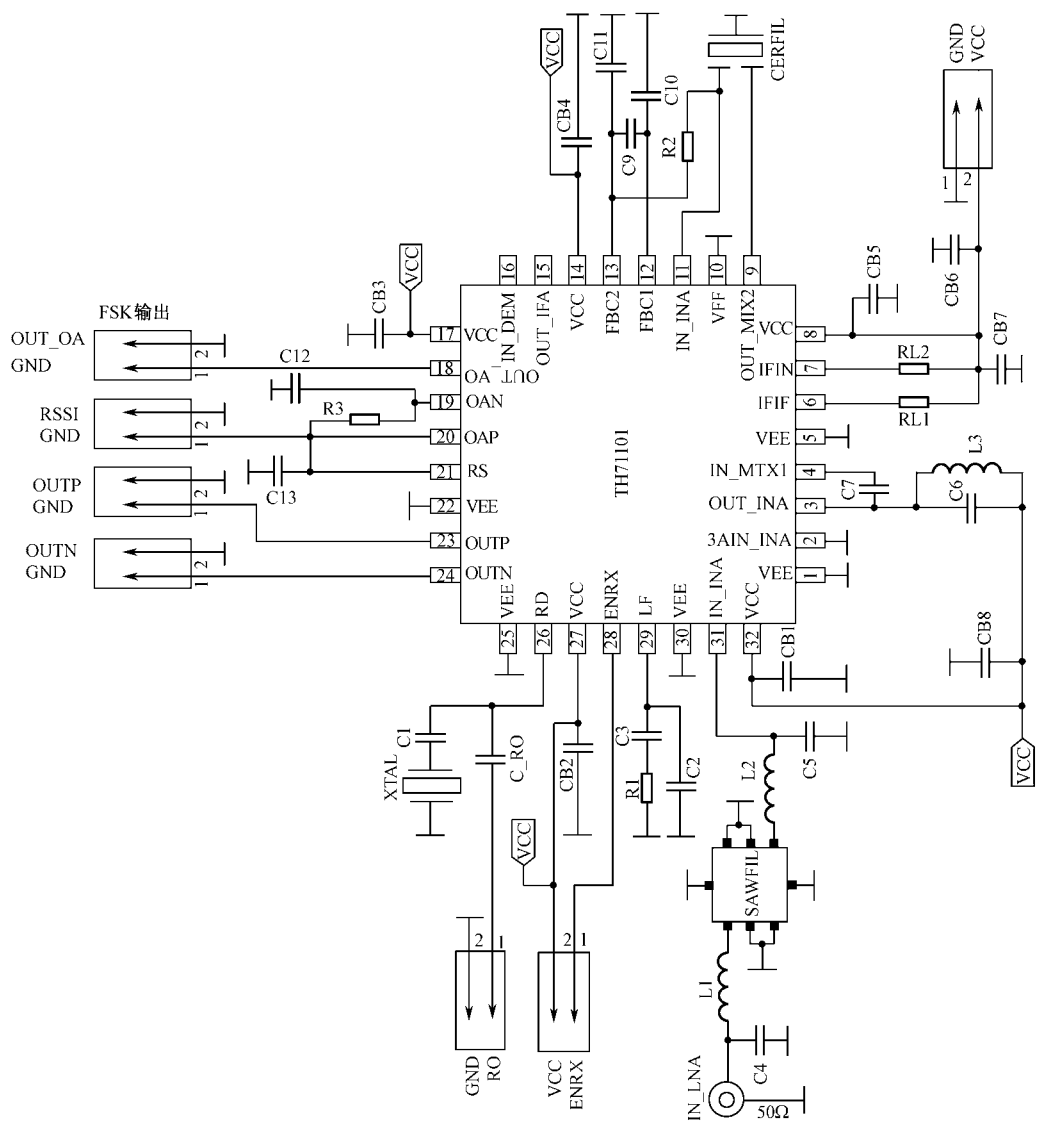


图 2.3.5 (a) ASK 接收电路

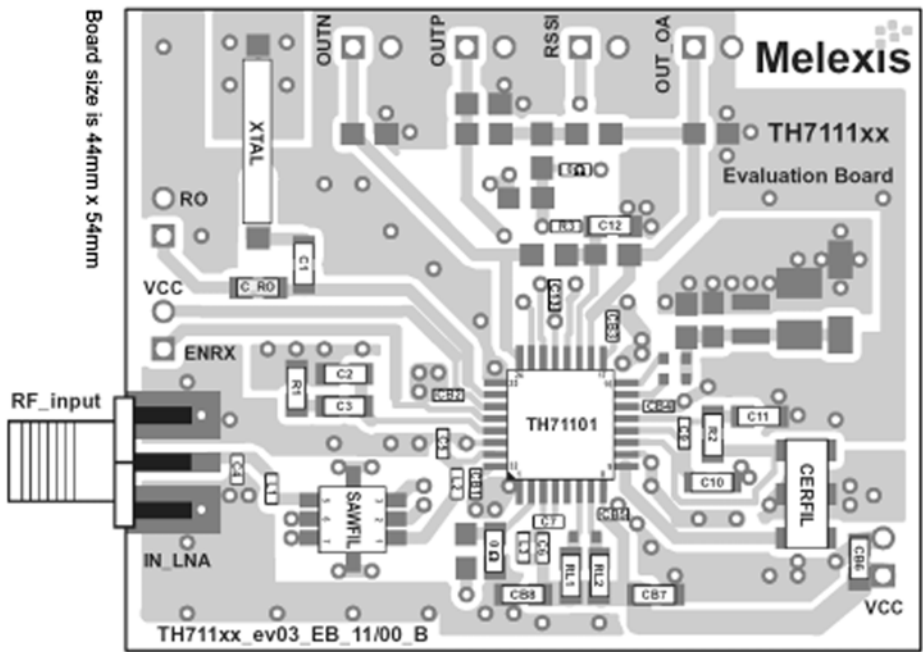


图 2.3.5 (b) ASK 电路元器件布局与印制板图

表 2.3.6 ASK 接收电路元器件参数

符 号	尺 寸	数 值	数 值	误 差
C1	0805	15pF	15pF	±10%
C2	0805	NIP	NIP	±10%
C3	0805	1nF	1nF	±10%
C4	0603	NIP	3.3pF	±5%
C5	0603	NIP	3.3pF	±5%
C6	0603	5.6pF	4.7pF	±5%
C7	0603	4.7pF	2.2pF	±5%
C8	0603	NIP	NIP	±5%
C9	0805	33nF	33nF	±10%
C10	0603	1nF	1nF	±10%
C11	0603	1nF	1nF	±10%
C12	0805	1nF~10nF	1nF~10nF	±10%
C13	0603	330pF	330pF	±10%
CB1 to CB5 CB7 to CB8	0603	330pF	330pF	±10%
CB6	0805	33nF	33nF	±10%

续表

符 号	尺 寸	数 值	数 值	误 差
R1	0805	10k Ω	10k Ω	$\pm 10\%$
R2	0805	390 Ω	390 Ω	$\pm 5\%$
R3	0603	100k Ω	100k Ω	$\pm 5\%$
RL1	0805	470 Ω	470 Ω	$\pm 5\%$
RL2	0805	470 Ω	470 Ω	$\pm 5\%$
L1	0603	56nH	33nH	$\pm 5\%$
L2	0603	56nH	33nH	$\pm 5\%$
L3	0603	22nH	15nH	$\pm 5\%$
C_RO	0805	330pF	330pF	$\pm 5\%$
XTAL	HC49 SMD	20.35625MHz @RF=315MHz	26.43125MHz @RF=433.6MHz	$\pm 25\text{pm}$ 校准 $\pm 30\text{ppm}$ 温度
SAWFIL	QCC8C		B3555 ($f_0=433.92\text{MHz}$)	$\pm 100\text{kHz}$ $B_{3\text{dB}}=860\text{kHz}$
		B3551 ($f_0=315.00\text{MHz}$)		$\pm 175\text{kHz}$ $B_{3\text{dB}}=900\text{kHz}$
CERFIL	Leaded type	SFE10.7MFP @ $B_{\text{IF}2}=40\text{kHz}$	SFE10.7MFP @ $B_{\text{IF}2}=40\text{kHz}$	TBD
	SMD type	SFECV10.7MJS-A @ $B_{\text{IF}2}=150\text{kHz}$	SFECV10.7MJS-A @ $B_{\text{IF}2}=150\text{kHz}$	$\pm 40\text{kHz}$

2.4 868.35 MHz OOK 接收器芯片 RX6501 的原理与应用电路设计

2.4.1 概述

RX6501 是一个单片接收器芯片,工作频率为 868.15MHz~868.55MHz,可接收数字 OOK 调制信号,数据传输速率可达 19.2kb/s,接收灵敏度为-98dBm,电源电压为 2.7~3.5V,接收模式工作电流为 4.25mA,睡眠模式电流为 0.75 μ A。工作温度范围为-40 $^{\circ}$ C~+85 $^{\circ}$ C。适合高稳定、小尺寸、低功耗、低价格的短距离无线控制和数据传输应用。符合 ETSI I-ETS 300 220 规范和类似标准要求。发射器配套芯片为 TX6001。

2.4.2 主要性能指标

RX6501 的主要性能指标如表 2.4.1 所示。

表 2.4.1 RX6501 的主要性能指标

参 数			最 小	典 型	最 大	单 位
工作频率			868.15		868.55	MHz
调制类型			OOK			
数据速率			1.2		19.2	kb/s
接 收 性 能	OOK 方式(1.2kb/s)	输入电流			1.65	mA
		灵敏度			-98	dBm
		睡眠模式开关时间			200	μs
	OOK 方式(2.4kb/s)	输入电流			1.65	mA
		灵敏度			-95	dBm
		睡眠模式开关时间	2		200	μs
	ASK 方式(19.2kb/s)	输入电流			4.25	mA
		灵敏度			-98	dBm
		睡眠模式开关时间		20		μs
睡眠模式电流					0.75	μA
电源电压			2.7		3.5	V
工作温度			-40		+85	℃

2.4.3 芯片封装及引脚功能

RX6501 采用 SM-20H 封装，如图 2.4.1 所示。各引脚功能分别介绍如下。

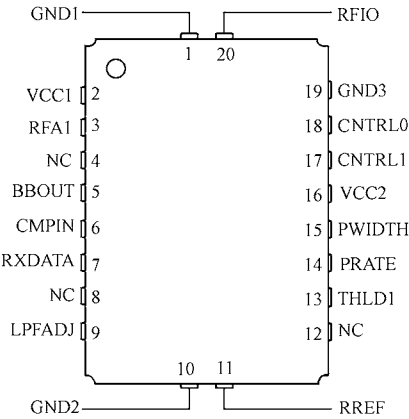


图 2.4.1 RX6501 的封装形式

引脚 1: GND1, RF 地。GND2 与 GND3 采用短的导线或低感应系数的印制板导线与之相连。

引脚 2: VCC1, 接收器基带电路电源正端。它常通过一 RF 去耦铁心与电源相连。电源必须采用 RF 旁路电容。

引脚 3: RFA1, 使能第 1 级 RF 放大器为高增益模式。这个引脚端通常连接到 VCC。

引脚 4: NC, 空脚。

引脚 5: BBOUT, 接收器基带输出端。在 BBOUT 与 CMPIN 间使用±10%陶瓷电容器，

通过一个为内部数据限幅器工作的耦合电容 C_{BBO} 来驱动 CMPIN 引脚端。时间常量为:

$$t_{\text{BBC}} = 0.064 C_{\text{BBO}}$$

t_{BBC} 的单位为 μs , C_{BBO} 的单位为 pF 。时间常量应随电源电压、温度等参数的变化而在 t_{BBC} 与 $1.8t_{\text{BBC}}$ 间变化。最佳时间常数取决于数据速率、数据长度和其他因素。在最大信号脉冲宽度 SP_{MAX} 内, 一般的标准应是在电压下降不超过 20% 时设置时间常量。由此有:

$$C_{\text{BBO}} = 70 \text{SP}_{\text{MAX}}$$

最大信号脉冲宽度 SP_{MAX} 的单位是 μs 。此引脚端的输出能驱动一个外部数据恢复处理器(DSP 等), 标称输出阻抗为 $1 \text{ k}\Omega$ 。当 RF 放大器工作占空比为 50% 时, BBOUT 信号变化为 10 mV/dB , 峰峰值电压超过 685 mV 。占空比降低时, mV/dB 斜率和峰峰值电压也会相应减小。BBOUT 信号电压值为 1.1 V , 在电源电压、温度等因素下有微小变化, 所以它应以耦合电容与外部负载相连。在并联的负载阻抗范围为 $50 \text{ k}\Omega \sim 500 \text{ k}\Omega$ 时和其并联的电容不应大于 10 pF 。当一个外部处理器用于 AGC 时, BBOUT 必须用分离的串联电容与外部数据恢复处理器和 CMPIN 耦合。AGC 的复位功能是由 CMPIN 信号驱动的。当收发机在低功耗(休眠)模式, 输出阻抗将会很高以保持耦合电容电荷。

引脚 6: CMPIN, 内部数据限幅器输入。通过一耦合电容由 BBOUT 输出信号驱动, 输入阻抗为 $70 \text{ k}\Omega \sim 100 \text{ k}\Omega$ 。

引脚 7: RXDATA, 接收器数据输出端, 可以驱动一个 10 pF 电容和一个 $500 \text{ k}\Omega$ 电阻的并联负载。此引脚端峰值电流随低通滤波器截至频率增加而增加。在低功耗或休眠模式, 引脚端成为高阻态。如果需要, 此管脚在高阻态时, 可用一个 $1000 \text{ k}\Omega$ 的上拉电阻或下拉电阻确定逻辑电平。如果使用上拉电阻, 将连接的电源正端, 电源电压应不高于 $\text{VCC} + 200 \text{ mV}$ 。

引脚 8: NC, 此脚应悬空或接地。

引脚 9: LPFADJ, 接收器低通滤波器带宽调节。低通滤波器带宽通过电阻 R_{LPF} 调节, 电阻 R_{LPF} 连接在此引脚端与接地之间, R_{LPF} 阻值范围为 $330 \text{ k}\Omega \sim 820 \Omega$, 滤波器 3 dB 带宽 f_{LPF} 为 $4.5 \text{ kHz} \sim 1.8 \text{ MHz}$, 其阻值由下式给出:

$$R_{\text{LPF}} = 1445 / f_{\text{LPF}}$$

阻值误差 $\pm 5\%$ 。电源电压、温度等因素变化时, 滤波器频带变化范围应为 $f_{\text{LPF}} \sim 1.3 f_{\text{LPF}}$ 。滤波器还提供一个 3 级, 0.05° 等纹响应。RXDATA 输出的电流峰值随滤波器带宽成比例增加。

引脚 10: GND2, 芯片地。应采用短的导线或低感应系数的印制板导线与 GND 相连。

引脚 11: RREF, 外接基准电阻。阻值为 $100 \text{ k}\Omega$ 的基准电阻连接在此引脚端与地之间, 误差范围应为 $\pm 1\%$ 。为维持电流源的稳定, 使地、VCC 与此节点间的总电容低于 5 pF 是很重要的。如果 THLD1 和/或 THLD2 通过一阻值小于 $1.5 \text{ k}\Omega$ 的电阻与 RREF 相连, 此节点的电容加上 RREF 节点电容不应大于 5 pF 。

引脚 12: NC, 此脚应悬空或接地。

引脚 13: THLD1, 数据限幅器 1 阈值设置。此管脚通过一接至 RREF 的电阻 R_{TH1} 设置标准数据限幅器 DS1 的阈值, 阈值随着电阻值的增加而增加, 如果直接将此管脚接至 RREF, 那么阈值为 0。如果 THLD2 未被使用, 电阻值为 $0 \sim 100 \text{ k}\Omega$, THLD1 电压范围 $0 \sim 90 \text{ mV}$ 。阻值大小由下式给出:

$$R_{\text{TH1}} = 1.11 V_{\text{TH}}$$

阻值误差为 $\pm 1\%$ 。

引脚 14: PRATE, 脉冲上下沿设置。电阻 R_{PR} 接地。 t_{PR1} 用 $51\text{k}\Omega \sim 2\,000\text{k}\Omega$ 的电阻设置在 $0.1 \sim 5\mu\text{s}$ 的范围。 R_{PR} 的阻值大小由下式给出:

$$R_{PR} = 404t_{PR1} + 10.5$$

阻值误差范围为 $\pm 5\%$, 当 PWIDTH 通过 $1\text{M}\Omega$ 电阻接至 VCC 时, RF 放大器工作占空比为 50%, 有利于以高数据速率工作。RFA1 周期 t_{PRC} 用一阻值范围为 $11\text{k}\Omega \sim 220\text{k}\Omega$ 的 PRATE 外接电阻设置在 $0.1 \sim 1.1\mu\text{s}$ 的范围。 R_{PR} 阻值大小由下式给出:

$$R_{PR} = 198t_{PRC} - 8.51$$

阻值误差为 $\pm 5\%$ 。为维持稳定, 使此管脚与 VCC、地间的总电容小于 5pF 是很重要的。

引脚 15: PWIDTH, 脉冲宽度设置。此管脚设置 RFA1 的接通脉冲宽度 t_{PW1} , 它是由一个接地电阻 R_{PW} 实现的 (RFA2 的接通脉冲宽度 t_{PW2} 为 $1.1t_{PW1}$)。 t_{PW1} 能用一电阻范围为 $200\text{k}\Omega \sim 390\text{k}\Omega$ 的电阻在 $0.55 \sim 1\mu\text{s}$ 的范围调节。 R_{PW} 由下式给出:

$$R_{PW} = 404t_{PW1} - 18.6$$

阻值范围为 $\pm 5\%$ 。当此管脚通过 $1\text{M}\Omega$ 电阻与 VCC 相连时, RF 放大器工作占空比为 50%, 有利于高数据速率工作。因此 RF 放大器接通时间是由 PRATE 电阻控制的。为维持稳定性, 应使管脚与 VCC、地之间电容小于 5pF 。当在休眠模式以高数据速率工作, 此管脚与 CNTRL1 (17 脚) 连接电阻应为 $1\text{M}\Omega$, 这样管脚电压才会较低。

引脚 16: VCC2, RF 部分电源。此脚必须接一旁路电容, 电容必须是 $1 \sim 10\mu\text{F}$ 的钽电容或电解电容。

引脚 17 (18): CNTRL1 (CNTRL0), 接收/休眠模式控制。CNTRL1 为高阻态输入 (与 CMOS 兼容)。逻辑低电平为 $0 \sim 300\text{mV}$, 逻辑高电平为 $\text{VCC} - 300\text{mV}$ 或更高, 但不应超过 $\text{VCC} - 200\text{mV}$ 。逻辑高电平需 $40\mu\text{A}$ 的电源, 逻辑低电平则需 $25\mu\text{A}$ (休眠模式 $1\mu\text{A}$)。此管脚必须维持在逻辑电平。在接通后, CNTRL1 与 CNTRL0 电压应随 VCC 上升直至 VCC 为 2.7V 。

引脚 19: GND3, 芯片地。同 GND2。

引脚 20: RFIO, RF 输入输出。此脚与 SAW 滤波器的传感器直接相连。

2.4.4 内部结构与工作原理

RX6501 的内部结构框图如图 2.4.2 所示。芯片内包含有: SAW 滤波器、SAW 延迟线、RF 放大器、检波器、数据限制器、低通滤波器等电路。RF 输出端 RFIO 阻抗范围为 $35 \sim 75\Omega$, 外接一个天线串联匹配线圈和一个并联的 ESD 保护线圈。RF 信号经 SAW 滤波器到达射频放大器 RFA1。RFA1 包括饱和启动检测 (AGC 设置), 在增益 35dB 和 5dB 之间的转换 (增益选择)。AGC 设置是输入到 AGC 控制电路, 增益选择是从 AGC 控制电路输出。RFA1 (和 RFA2) 的接通/断开控制是由脉冲发生器和 RF 放大器偏置电路产生。RFA1 的输出到 SAW 延迟线, SAW 延迟线有一标准的 $0.5\mu\text{s}$ 的延时。第 2 级射频放大器 RFA2 增益为 51dB 。检波器输出驱动回转滤波器、滤波器提供一个 3 极, 0.05 度等纹波低通滤波器响应。滤波器的 3dB 带宽能用一个外接电阻设置在 4.5kHz 到 1.8MHz 。滤波器的输出由基带放大器放大后到 BBOUT 端。当接收器 RF 放大器工作在 50% 占空比时, BBOUT 端信号变化大约是 10mV/dB , 峰峰值信号电平达到 685mV 。对于较低的占空比, mV/dB 斜率和峰值到峰值信号电平按比例减少。BBOUT 的输出信号通过串联的电容耦合到 CMPIN 输入端或者外接的数据恢复处理器 (DSP 等) 上。当接收器设置为低功耗 (睡眠) 模式时, BBOUT 端的输出阻抗为高阻状态。

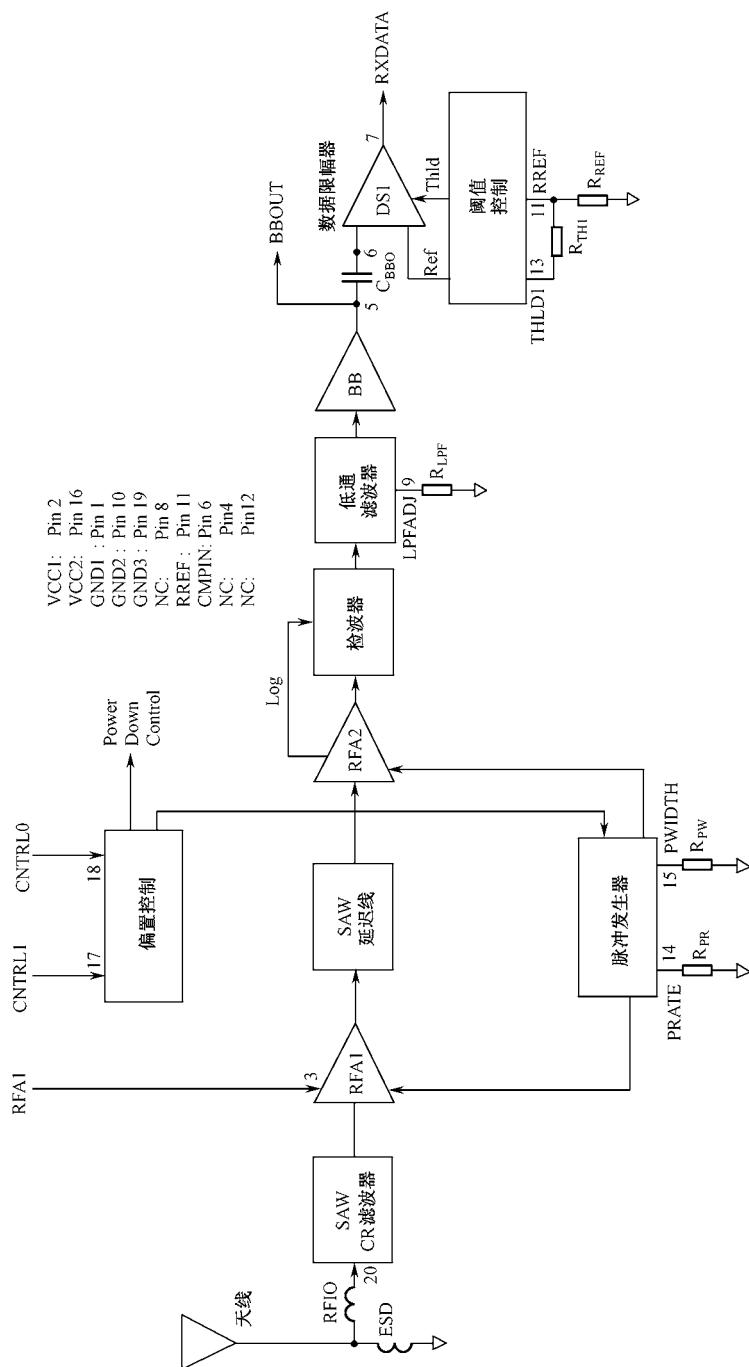


图 2.4.2 RX6501的内部结构框图

数据限幅器 DS1 是一个电容耦合可调阈值的比较器。比较器的限制电平从 0~90mV, 由在 RFEF 和 THLD1 端之间的电阻设置。阈值为零, 灵敏度最好。DS1 在 RXDATA 端输出数字信号。

接收器的放大器时序操作是由脉冲发生器和 RF 放大器偏置控制, 在运行中由 PRATE 和 PWIDTH 端外接电阻和来自偏置控制电路的低功耗(休眠)控制信号控制。

接收器有两种工作模式: 接收和低功耗(休眠), 由 CNTR1 和 CNTR0 端控制。CNTR1 和 CNTR0 为高时, 接收器工作在接收模式。CNTR1 和 CNTR0 为低时, 接收器工作在低功耗模式。

接收芯片的核心是时序放大器的接收部分, 它在不需任何屏蔽或去耦装置的情况下能为 RF 和检波器提供 100dB 以上的稳定增益, 稳定性的获得是以分散整个时间上的 RF 增益为代价的, 这与超外差接收电路以分散多个频率以获得增益形成对照。RF 放大器 RFA1 和 RFA2 的偏置是由一个脉冲波发生器控制的, 这两个放大器是由一根 SAW(表面声波)延迟线连接的, 这根延迟线有 0.5 μ s 的典型延时时间。

一个来 RF 信号首先经窄带 SAW 滤波器, 然后进入 RFA1。脉冲波发生器使 RFA1 工作 0.5 μ s, 而后放大器信号通过延迟线从 RFA1 进入 RFA2 输入端。此时 RFA1 关闭, RFA2 工作 0.55 μ s, 进一步放大 RF 信号。为了确保芯片极好的稳定性, RFA1 与 RFA2 并不同时工作。RFA2 的开启时间通常为 RFA1 的 1.1 倍, 这有点相当于通过展宽从 RFA1 来的脉冲信号来抵消由于 SAW 延迟线滤波带来的影响。窄带 SAW 滤波器消除了芯片通带以外的边带采样响应, 并且同延迟线一起工作, 从而提供给芯片非常高的抑制比。连续放大接收芯片的 RF 放大器几乎能不停地开关, 允许非常快速的低功耗(休眠)和唤醒转换。而且两个 RF 放大器能在工作时断开以去除芯片的噪声从而使平均电流损耗更低。噪声的影响在 RFA1 持续工作时。RFA1 前方设置了一个衰减值约为 10lgX 的衰减器, 占空比为 RFA1 接通时间的平均量(约 50%)。由于它本身是一个采样接收器, 它在 RFA1 两次接通之间应该至少对最窄的 RF 数据脉冲采样 10 次。另外检测数据脉冲时应加入边缘去抖动, 这也是很重要的。

天线参数对于接收芯片是很重要的, 天线阻抗范围为 35 Ω ~72 Ω , 它外接一个串联匹配线圈和一个并联的 ESD 保护线圈, 能对 RFIO 进行满意的匹配。对于某些阻抗的天线则可能需要 2 至 3 个元件进行匹配。例如, 需要两个电感和一个电容。

RF 接收信号经 SAW 滤波器到达放大器 RFA1。RFA1 包括饱和启动检测(AGC 设置)和增益选择(在增益 35dB~5dB 之间转换)。AGC 设置是 AGC 控制电路的输入信号, 而增益选择则是 AGC 控制电路的输出信号。RFA1(和 RFA2)的接通/断开控制是由 RF 放大器偏置电路和脉冲发生器产生的。RFA1 的输出驱动 SAW 延迟线。

第 2 级放大器 RFA2 在未饱和时增益为 51dB。RF 接收信号经放大器 RFA2 到达一阈值增益为 19dB 的全波滤波器。RFA2 的每一部分在饱和启动都可以检测和用对数来计算相应, 其结果加到全波检波器的输出端来将整个检波器低电平信号的平方律相应转换成高电平的对数响应, 这种结合有极好的阈值灵敏度和给检波器大于 70dB 的动态范围。在这种结合方式中, 当 RFA1 的 AGC 有 30dB 的增益时, 接收芯片将得到超过 100dB 的动态范围。

检波器输出驱动回转滤波器, 滤波器能用极好的时间延迟和最小脉冲阻尼振荡提供一个 3 级, 0.05 度等纹低通响应。一个外接电阻能将 3dB 带宽滤波器带宽设置在 4.5kHz~1.8MHz。

滤波器的输出信号由基带放大器放大后到 BBOUT 端。当 RF 放大器工作占空比为 50% 时, BBOUT 信号变化约 10mV/dB, 峰峰值达到 685mV。在较低的占空比, mV/dB 斜率和峰峰值是按比例减少的。被检测信号加在一个能隙电源电压、温度等参量改变的 1.1V 电平上。BBOUT 的输出信号通过一串联电容与 CMPIN 端或外接的数据恢复处理器(DSP 等)相耦合, 电容的值决定于数据传输速率和数据运行周期等因素。

当一个外接数据恢复处理器用于 AGC 时, BBOUT 必须通过一串联电容与 CMPIN 端或外接的数据恢复处理器(DSP 等)相耦合, AGC 的复位功能是由 CMPIN 信号驱动的。

当在低功耗模式时, BBOUT 的输出阻抗会非常高。这项特征可以保护耦合电容因最小化数据限制器稳定时间而带来的损耗。

CMPIN 端的输入信号驱动两个数据限制器, 而数据限制器的作用是将从 BBOUT 来的模拟信号转换成数字流, 最好的数据限制器选择由系统工作参数决定。数据限制器 DS1 是一个电容耦合、阈值可调的比较器, 它在低信噪比时提供最好的性能。比较器的限制电平从 0~90mV, 由在 RFEF 和 THLD 端之间的电阻设置。无信号时, 阈值允许用接收芯片的灵敏度和输出噪声密度来换取。阈值越低, 灵敏度越高。信号为 0 时, 噪声仍是连续输出的。

峰值检波器的输出同时也通过 AGC 比较器, 为 AGC 控制电路提供一个 AGC 复位信号。AGC 的作用是扩展芯片的动态工作范围, 使收发机能在 ASK 和/或高数据传输速率调制时同时工作。RFA1 输出级的饱和状态被检测后产生 AGC 控制电路的 AGC 置位信号, AGC 控制电路控制 RFA1 的增益为 5dB。当峰值检波器输出(乘 0.8)下降到 DS1 的阈值电压时, AGC 比较器将产生一个复位信号。

接收芯片的放大器时序操作是由脉冲发生器和 RF 放大器偏置电路控制, 在运行中由 PRATE 和 PWIDTH 输入端和来自偏置控制电路的待机(休眠)控制信号控制。

在低数据传输速率模式, 一个 RFA1 接通脉冲下降沿到下一个 RFA1 接通脉冲上升沿的时间 t_{PRL} 是由一个位于 PRATE 端和地之间的电阻设置的, 这个时间能够在 0.1~5 μ s 之间进行调节。在高数据传输速率模式(由 PWIDTH 端选择), RF 放大器工作时间占空比为 50%。这样 RFA1 接通脉冲周期 t_{PRC} 由 PRATE 外接电阻控制在 0.1~1.1 μ s 的范围内。

在低数据速率模式, PWIDTH 端通过一个接地电阻设置 RFA1 的接通脉冲 t_{PW} 宽度(在低数据速率模式 RFA2 的接通脉冲宽度 t_{PW2} 宽度设置为 1.1 t_{PW1}), 接通脉冲宽度 t_{PW1} 可以在 0.55 和 1 μ s 之间调节。但是当 PWIDTH 端由一个 1M Ω 电阻接至 VCC 时, RF 放大器工作时间占空比为 50%, 有利于高数据传输速率工作。也就是说, RF 放大器由 PRATE 电阻控制。此外 RFA1 和 RFA2 都是通过调用休眠模式的待机控制信号关断的。

接收芯片有两种工作模式: 接收模式和低功耗(休眠)模式, 模式控制是由偏置控制电路控制, 控制引脚 CNTRL1 和 CNTRL0 二者均为高电平时为接收模式, 二者均为低电平时为低功耗(休眠)模式。CNTRL1 和 CNTRL0 输入与 CMOS 兼容, 输入必须维持在一个逻辑电平, 它们不能悬空。

2.4.5 应用电路设计

RX6501 的应用电路如图 2.4.3 所示。所设计的应用电路的元器件参数值如表 2.4.2 所示。

表 2.5.1 RX3310 主要技术指标

参数	最小值	典型值	最大值	单位
电源电压	2.0	3	6	V
频率范围	250		450	MHz
接收灵敏度		-106	-100	dBm
接收器启动时间			10	ms
Disable 引脚端输入逻辑高电平	2.0	2.4		V
Disable 引脚端输入逻辑低电平			0.8	V
Data 引脚端输出高电平			V _{cc} -0.3V	
Data 引脚端输出低电平			0.3	V
数据速率		9.6	20	kb/s
电流消耗		2.5	2.6	mA
待机电流		25	45	μA
工作温度	-40		+85	℃

2.5.3 芯片封装与引脚功能

RX3310 采用 SOP—18 封装，如图 2.5.1 所示。各引脚功能如表 2.5.2 所示。

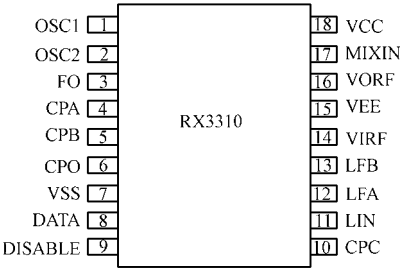


图 2.5.1 RX3100 引脚封装形式

表 2.5.2 RX3310 引脚功能

引 脚	符 号	功 能 描 述
1	OSC1	连接振荡器 LC 回路
2	OCS2	连接振荡器 LC 回路
3	FO	滤波器输出
4	CPA	比较器输入 A
5	CPB	比较器输入 B
6	CPO	比较器校准
7	VSS	地
8	DATA	数据输出
9	DISABLE	不使能输入
10	CPC	比较器输入 C

续表

引 脚	符 号	功 能 描 述
11	LIN	电压限幅器输入
12	LFA	电压限幅器反馈 A
13	LFB	电压限幅器反馈 B
14	VIRF	射频放大器输入
15	VEE	射频放大器地
16	VORF	射频放大器输出
17	MIXIN	混频器输入
18	VCC	电源

2.5.4 内部结构与工作原理

RX3310 的内部结构如图 2.5.2 所示。

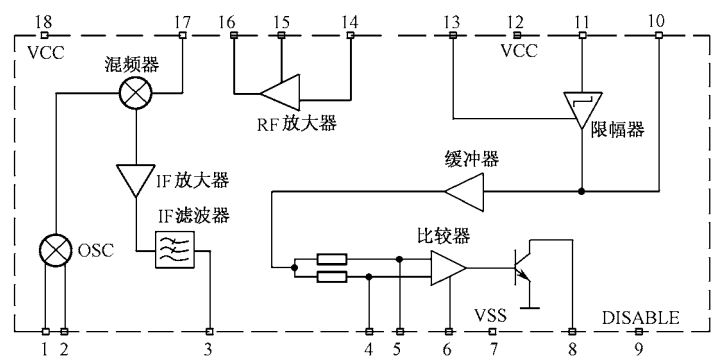
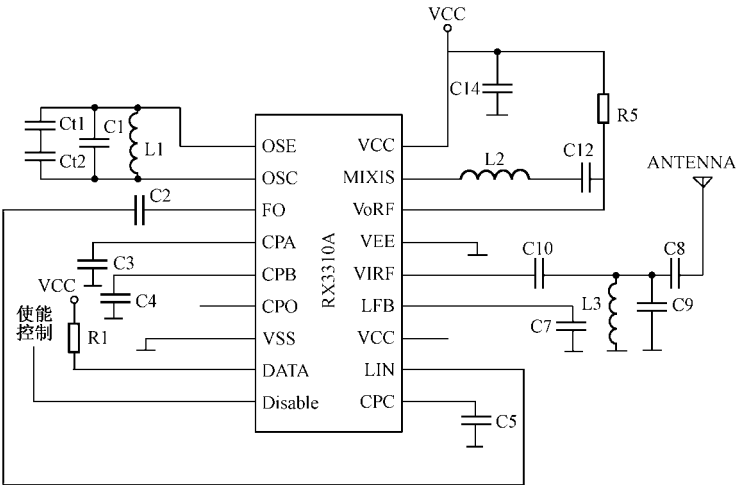


图 2.5.2 RX3310 的内部结构方框图

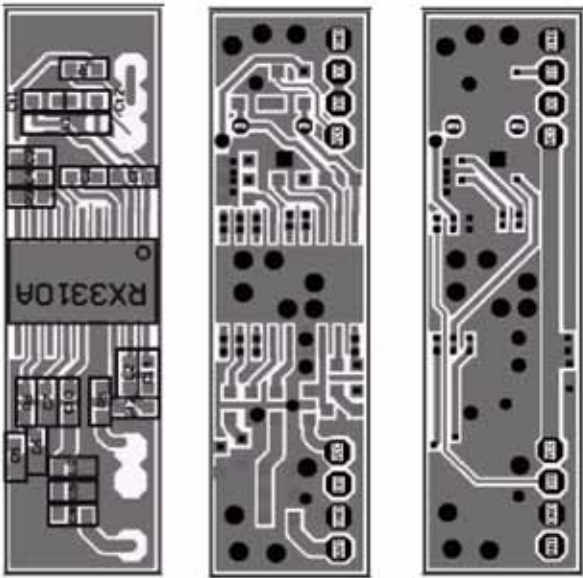
射频放大器采用低阻抗放大电路结构，使用单独的接地。放大器由内部电流驱动，采用 AC 耦合连接，集电极开路，可以通过外部电路调整增益。混频器采用 AC 耦合对外连接的对称平衡结构。振荡器通过引脚 OSC1 和 OSC2 连接 LC 谐振回路，振荡器频率可以通过调整 LC 来改变。IF 放大器采用双端输入单端输出的射极耦合电路，提供后级电路所需要的增益。滤波器集成在芯片内部，将频宽的范围减少，以求最佳的灵敏度。电压限幅器的增益为 60dB，信号经滤波器后分两路送入比较器，对于相同的信号取不同的低通滤波常数，经比较器后，可以解调 ASK 调制信号。参考电流源提供芯片工作所需电流，并且为芯片提供不使能功能。

2.5.5 应用电路设计

RX3310 的应用电路如图 2.5.3 所示。元器件参数如表 2.5.3 所示。



(a) 应用电路电原理图



(b) 印制板图

图 2.5.3 RX3310 应用电路

表 2.5.3 RX3310 应用电路的元件参数值

符 号	频 率 范 围				单 位	误 差	型 号
	303	315	418	434			
C1	6.8	6.8	6.8	5.6	pF	+/-0.5pF	TC=NPO
C2	68	68	68	68	pF	+/-5%	TC=NPO
C3	470	470	470	470	pF	+/-10%	TC=X7R

续表

符 号	频 率 范 围				单 位	误 差	型 号
	303	315	418	434			
C4	1	1	1	1	μF	+/-10%	TC=Y5V
C5	470	470	470	470	pF	+/-10%	TC=X7R
C7	10	10	10	10	nF	+/-10%	TC=X7R
C8	2.2	1.8	1.8	1.5	pF	+/-0.25pF	TC=NPO
C9	1.8	1.5	1.2	1.2	pF	+/-0.25pF	TC=NPO
C10	22	18	22	10	pF	+/-5%	TC=NPO
C12	82	82	82	82	pF	+/-5%	TC=NPO
C14	3	3	3	3	μF	+/-10%	TC=Y5V
Ct1	8.2	8.2	8.2	8.2	pF		GRM4DUJ030C50
Ct2	10	10	10	10	pF		TC=NPO
R1	100	100	100	100	kΩ	+/-5%	TC=+/-200ppm
R5	1	1	1	1	kΩ	+/-5%	TC=+/-200ppm
L1	2.5	2.5	1.5	1.5	T		
L2	100	100	100	82	nH		
L3	33	33	18	18	nH		

2.6 315MHz 遥控无键进入系统接收器模块 DK1000R 的原理与应用电路设计

2.6.1 概述

DK1000R 是 315MHz 遥控无键进入系统的接收器模块，采用 RF2519 接收器芯片和滚动码解码器，是工作在 315MHz FCC 15.231 的典型器件，天线印制在印制板上，LED 指示，配套的发射器模块是 DK1000T。

RF2919 是一个低成本 ASK/OOK 单片接收器集成电路，芯片内集成 VCO、64 分频器、基准振荡器等电路，仅需少数外部元件，即可组成锁相的接收器。电源电压为 2.7V~5.0V，频率范围 300MHz~1 000MHz，低功耗模式电流消耗 1μA。

2.6.2 主要技术指标

DK1000R 的主要性能指标如表 2.6.1 所示。

表 2.6.1 DK1000R 的主要性能指标

参 数		最 小 值	典 型	最 大 值	单 位
频率			315		MHz
VCO 和 PLL 部分	频率范围		300~1 000		MHz
	锁相时间		10		ms
	基准频率		4.748		MHz

续表

参 数	最 小 值	典 型	最 大 值	单 位
接收灵敏度	-100	-104		dBm
电源电压	3.3		9.0	V
电流消耗 (接收模式)	9	13	20	mA

2.6.3 模块封装与引脚功能

DK1000R 由 RF2919 和滚动码解码器组成，安装在印制板上，印制板尺寸 2.287"×2.361"，其中 RF2919 采用 LQFP-32 封装，封装形式如图 2.6.1 所示。

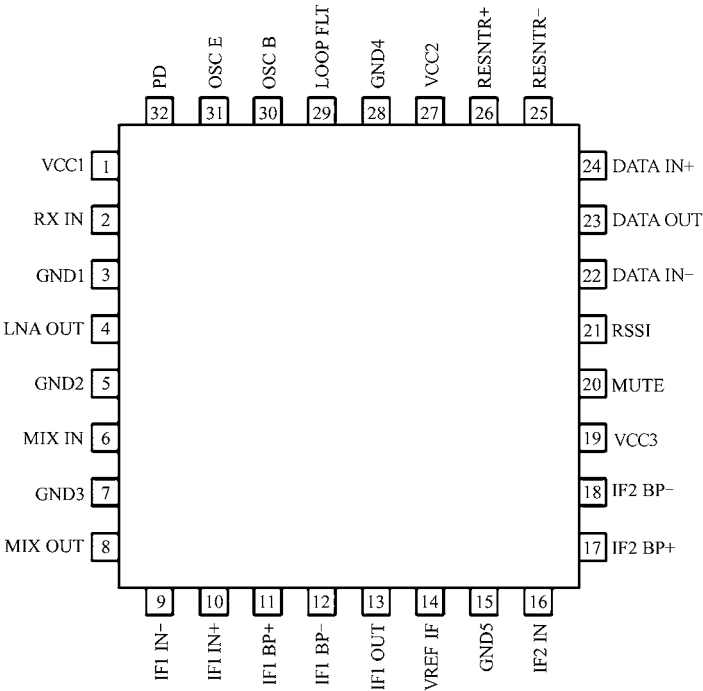


图 2.6.1 RF2919 的引脚封装形式

各引脚功能如下。

引脚 1: VCC1，芯片电源电压输入端。需要外接一个旁路电容到地。915MHz 外接 100pF 电容到地。433MHz 外接 220pF 电容到地。

引脚 2: RX IN，接收电路的射频输入端。

引脚 3: GND1，芯片接地端。印制板导线尽可能的短，并且保持与接地板好的连接。

引脚 4: LNA OUT，低噪声放大器（LNA）输出端，集电极开路形式。需要外接电感以提供直流偏置。

引脚 5: GND2，40dB 中频 IF 放大器接地端。印制板导线尽可能的短，并且保持与接地板好的连接。

引脚 6: MIX IN，混频器输入端。在低噪声放大器（LNA）输出端和混频器输入端之间

的 LC 网络将低噪声放大器 (LNA) 输出送入混频器。

引脚 7: GND3, 混频器接地端。印制板导线尽可能的短, 并且保持与接地板好的连接。

引脚 8: MIX OUT, 混频器 IF 输出端。直接连接 10.7MHz 的陶瓷滤波器, 外接的电感和电容呈现 330Ω 的阻抗到陶瓷滤波器。

引脚 9: IF1 IN-, 中频放大器 1-输入端。需要外接一个 10nF 的隔直电容。

引脚 10: IF1 IN+, 中频放大器 1+输入端。单端应用时, 需要外接一个 10nF 的电容到地。

引脚 11: IF1 BP+, 中频放大器 1 的直流反馈端。需要外接一个 100nF 的电容到地。

引脚 12: IF1 BP-, 中频放大器 1 的直流反馈端。需要外接一个 100nF 的电容到地。

引脚 13: IF1 OUT, 中频放大器 1 输出端。输出阻抗 330Ω, 可直接连接 10.7MHz 的陶瓷滤波器。

引脚 14: VREF IF, 中频放大器 1 的直流电压基准, 典型值 1.1V。需要外接一个 0.1μF 的电容到地。

引脚 15: GND5, 中频放大器 2 接地端。印制板导线尽可能的短, 并且保持与接地板好的连接。

引脚 16: IF2 IN, 中频放大器 2 输入端。需要外接一个 10nF 的隔直电容。输入阻抗 330Ω, 可直接连接 10.7MHz 的陶瓷滤波器。

引脚 17: IF2 BP+, 中频放大器 2 的直流反馈端。需要外接一个 10nF 的旁路电容到地。

引脚 18: IF2 BP-, 中频放大器 2 的直流反馈端。需要外接一个 10nF 的旁路电容到地。

引脚 19: VCC3, 中频放大器 2 的直流电源输入端。需要外接一个 10nF 的旁路电容到地。

引脚 20: MUTE, DATA OUT 端控制端。当 MUTE 端电压 > 2.0V 时, DATA OUT 端信号导通。当 MUTE 端电压 < 1.0V 时, DATA OUT 端信号关断。

引脚 21: RSSI, 输出与接收信号强度成比例的直流电压。输出电压随信号强度增加。

引脚 22: DATA IN-, 数据比较器的倒相输入端。RSSI 通过一个 50 kΩ 的电阻馈送到这个引脚端。输入信号大小根据数据滤波器的电容而变化。电容器的数值可由下式计算:

$$C = 1 / (2\pi f * 50k\Omega)。$$

引脚 23: DATA OUT, 解调数据输出。负载阻抗大于 1MΩ。

引脚 24: DATA IN+, 数据比较器的同相输入端。RSSI 通过一个 50 kΩ 的电阻馈送到这个引脚端。引脚端允许连接一个较大数值的滤波器电容, 滤波输出的信号作为比较器的 DC 基准信号。

引脚 25: RESNTR-, 提供一个直流电压到 VCO, 去调谐 VCO 的中心频率。等值的电感将被连接在这个引脚端和引脚 26。

引脚 26: RESNTR+, 提供一个直流电压到 VCO, 去调谐 VCO 的中心频率。等值的电感将被连接在这个引脚端和引脚 25。

引脚 27: VCC2, VCO、分频器和 PLL 电源电压。需要外接一个 10nF 的旁路电容到地。

引脚 28: GND4, VCO、分频器和 PLL 地。

引脚 29: LOOP FLT, 充电泵输出和 VCO 控制输入。一个 RC 网络从这个引脚端连接到地, 确定 PLL 的带宽。

引脚 30: OSC B, 基准振荡器晶体管的基极。芯片内的基准振荡器是一个 Colpitts 型振

荡器。一个 100pF 的电容连接在引脚 30 和引脚 31 之间。

引脚 31: OSC E, 基准振荡器晶体管的发射极。一个 100pF 的电容将被连接到地。

引脚 32: PD, 功率模式控制。当 PD 端为高电平时, 芯片工作。当 PD 端为低电平时, 芯片为低功耗模式(睡眠模式)。

2.6.4 内部结构与工作原理

DK1000R 的核心芯片 RF2919 的内部结构如图 2.6.2 所示。

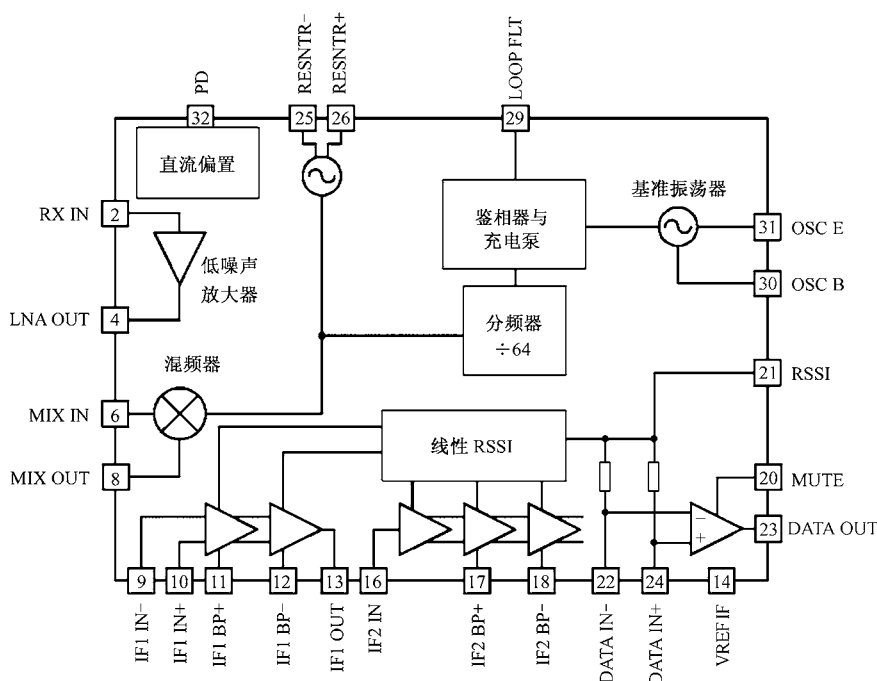


图 2.6.2 RF2919 的内部结构

RF2919 采用 15GHz 硅双极性工艺技术制造, 是一个高性能的 PLL 单片 ASK/OOK 接收器。芯片内集成了低噪声放大器、混频器、2 级中频放大器、压控振荡器 (VCO)、基准振荡器、RSSI、解调器等电路。仅需要外接基准晶振、陶瓷滤波器和少数几个元件, 即可构成工作在欧洲 433/868MHz ISM 频段和北美 915MHz ISM 频段的无线数据接收器。

低噪声放大器 LNA 的输入容易与前端滤波器或者天线匹配。接收器的本机振荡器 (LO) 由芯片内部的 VCO、PLL 和鉴相器与外接的晶振、回路滤波器和 VCO 谐振元件产生。接收器的中频 IF 部分的接口是优化的, 可与低价格的 10.7MHz 的陶瓷滤波器连接。允许带宽为 25MHz (-3dB)。

ASK/OOK 解调由在芯片内部的数据比较器完成。RSSI 的输出通过内部的两个 50kΩ 电阻提供给数据比较器的输入 (DATA IN+ 和 DATA IN-)。两个输入中的任一个都可以作为数据输入, 另一个输入用做基准输入端。数据输入端的并联电容可以提供对噪声和第 2 IF 谐波的滤波。滤波电容的数值可以由下式计算:

$$C = \frac{1}{2\pi f 16.7k\Omega}$$

式中, f 是带宽。

在基准输入端可以使用一个大的滤波电容, 为数据比较器提供稳定的基准。

DATA OUT 仅能驱动一个高的阻抗和小的电容, 电容将影响 DATA OUT 的带宽。对于一个 3pF 的负载, 带宽为 500kHz。

RSSI 的上升和下降时间受 IF 滤波器的带宽限制, 因此限制数据传输速率。RSSI 的输出信号是由电流源提供的需要一个电阻将它转换为电压。例如一个 24k Ω 的电阻, RSSI 的变化范围 0.4V~1.5V (3.6V 电源)。

RX IN 端是被 DC 偏置, 需要一个隔直电容。如果 RF 滤波器是有隔直特性如陶瓷滤波器, 则隔直电容可以不需要。当在低功耗模式, RX IN 端阻抗增加。因此, 在半双工应用中, RF2919 的 RF 滤波器要与发射器的滤波器特性匹配。

VCO 是一个很灵敏的部分, RF 信号反馈到 VCO, PLL 跟踪锁相。外接的电阻和可变电容二极管的布局是很重要的。外接的电容和可变电容二极管将以尽可能短的连接到 RF2919 的连接端。分布电感和引线电感会使电感的数值减少。在设计中可以使用印制电感。为得到最好的效果。印制板的布局尽可能的对称。当使用的回路带宽低于 5kHz 时, 较好的滤波器响应将减少 VCO 的相位噪声, 滤波器可以使用一个 100 Ω ~200 Ω 和 1 μ F 电容组成。

在低噪声放大器 LNA 和混频器之间接口, 需要连接一个耦合电容, 和一个偏置电感, 电感的值可能被引线电感所改变。LNA 的输出阻抗是几 k Ω , 匹配到 50 Ω 是困难的。如果使用镜像滤波器, 推荐使用高阻抗滤波器。对于有高增益的 IF 放大器级的电路混频器的输入可以不需要好的连接匹配。事实上, 在低噪声放大器 LNA 和混频器之间的匹配不影响灵敏度, 但影响系统的 IIP3 和 IF 的不稳定性。

陶瓷鉴频器的温度系数要求 $+50 \times 10^{-6} (^\circ\text{C})^{-1}$ 。FM OUT 端的 DC 电平反馈到在基准晶体振荡器连接的变容二极管上, 用于自动频率控制回路。在 DEMOD IN 端有一个 DC 偏置, 必须要隔直。

RF2919 芯片上有一个 PLL 回路。VCO 的输出被分频器分频后, 与基准振荡器频率进行比较。鉴相器的输出对应被调制脉冲的宽度, 用一个积分脉冲序列的回路滤波器, 产生 VCO 的控制电压去锁定相位。PLL 的锁定时间与回路瞬时响应时间、鉴相器输出电流设置的回转率、回路滤波器的电容有关。

一个较好的 RF2919 的 PLL 的锁定时间如下:

$$t_{\text{Lock}} = \frac{D}{F_C} + 35\,000 C dV$$

式中, D 是回路阻尼系数, F_C 是回路截止频率, C 是回路的所有的电容, dV 是在瞬时频率变化所需要的控制电压。 $D=2$ 时, 回路相差 $30^\circ \sim 40^\circ$, $D=1$ 时, 回路相差 $50^\circ \sim 60^\circ$ 。需要锁定时间短, 电容要小。

2.6.5 应用电路设计

DK1000R 的典型应用电路如图 2.6.3 所示, 印制板图如图 2.6.4 所示。

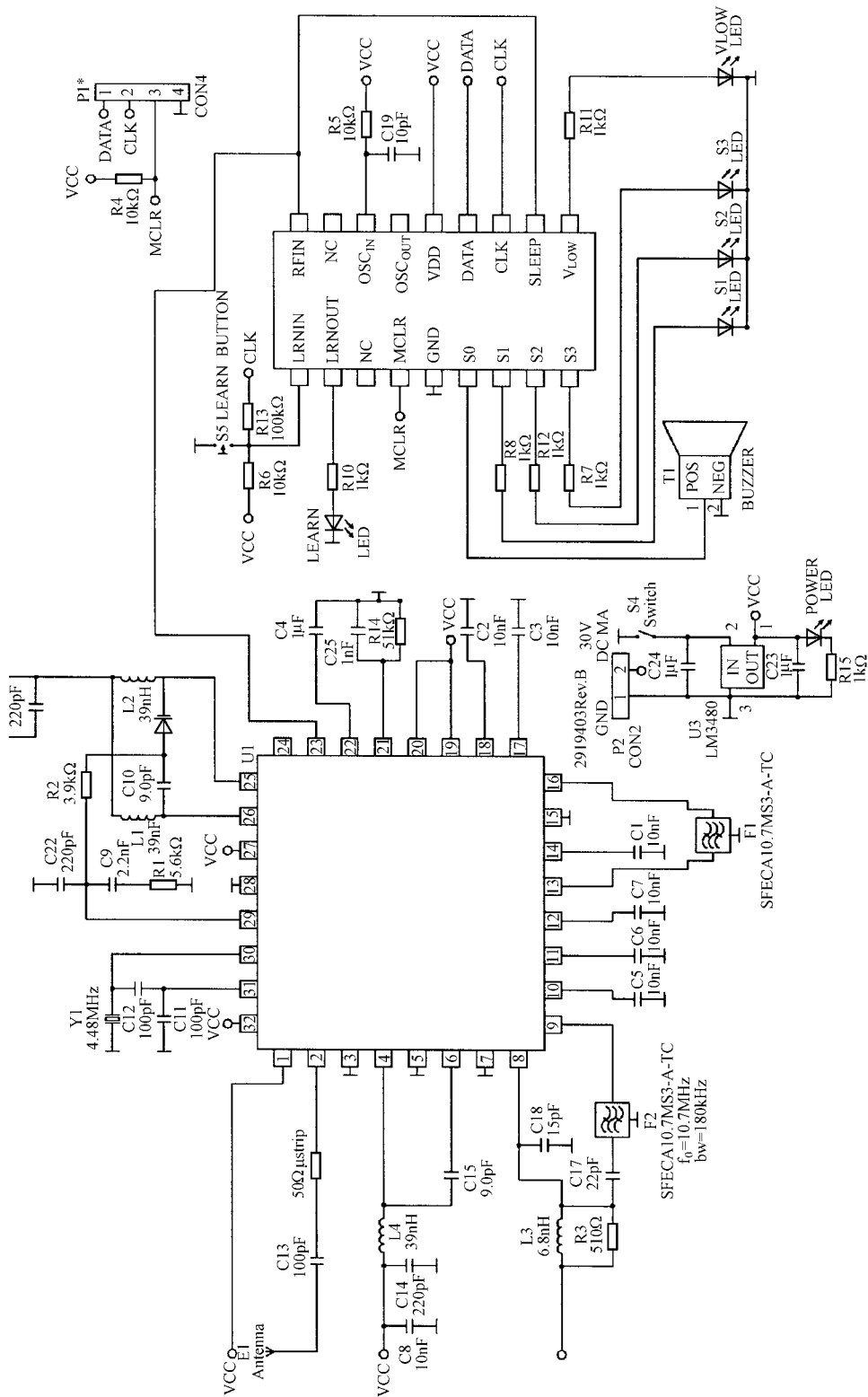
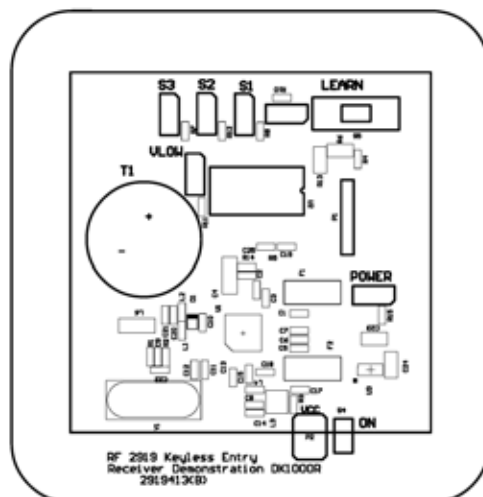
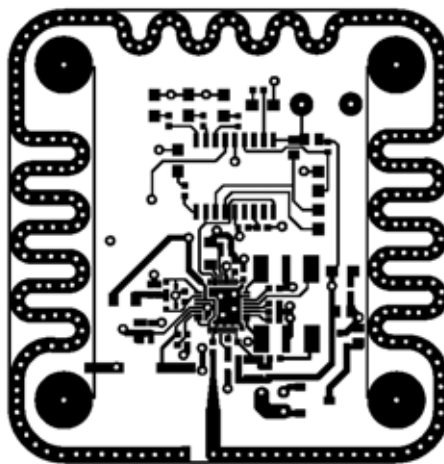


图2.6.3 DK1000R的典型应用电路图



(a) 元器件布局图



(b) 印制板元器件面



(c) 印制板底板面

尺寸: 2.287"×2.361", 板厚 0.062", 材料 FR-4。

图 2.6.4 DK1000R 印制板和元器件图

2.7 300MHz~450MHz ASK 接收器芯片 U3745BM 的原理与应用电路设计

2.7.1 概述

U3745BM 是一个单片 PLL 接收器器件, 采用 SO20 封装。它是为满足低数据率、低成本 RF 数据传输系统的要求而开发出来的。其数据率为 1~10 kBaud。编码方式为曼切斯特或双相位方式。可用于接收频率范围为 300MHz~450MHz (433.92MHz 和 315MHz) 的 ASK 数据传输。高灵敏度 (尤其在低数据率时), 全集成 VCO, 可实现低功耗功能。电源电压 4.5V~5.5V。单端 RF 输出容易与 $\lambda/4$ 天线或 PCB 板的印制天线相适配。U3745BM 除天线适配电路外, 只需很少外围电路, PCB 板上没有其他 RF 元件。符合美军标 MIL-STD883 的 ESD 保护规范 (4kV HBM), 但 POUT 引脚除外 (2kV HBM)。由于采用 1MHz 中频 (IF) 与前端 SAW 滤波器相配合实现了高镜像抑制, 如使用新型 SAW 器件, 可达到 40 dB 抑制。可选用两种不同的 IF 带宽 (300kHz 和 600kHz)。能用简单的双向数据线实现与微控制器 μC 的通信, 利用单独引脚经微控制器 μC 可以实现电源管理。工作温度范围 $-40^{\circ}\text{C}\sim+105^{\circ}\text{C}$ 。适合与 PLL RF 发射机 U2745B 配合使用, 可在遥测、保安技术和无键输入系统等领域应用。

2.7.2 主要性能指标

U3745BM 的主要性能指标如 2.7.1 所示。

表 2.7.1 U3745BM 的主要性能指标

参数		最小	典型	最大	单位
工作频率		300		450	MHz
调制类型		ASK			
数据速率		1		10	kbaud
ASK 方式灵敏度		-106	-110	-113.5	dBm
XTO 工作频率			6.764 375		MHz
			4.90 625		MHz
晶振串联谐振电阻	$f_{\text{XTO}} = 6.764 \text{ MHz}$		150		Ω
	4.906 MHz		220		Ω
XTO 引脚端的静态电容				6.5	PF
ASK 输入高电平		$0.8 \times V_{\text{S}}$			
数字控制信号	高电平	$0.8 \times V_{\text{S}}$			
	低电平			$0.2 \times V_{\text{S}}$	
睡眠模式电流			190	350	μA
工作电流			7.0	8.6	mA
电源电压		4.5	5	5.5	V
工作温度		-40		+85	$^{\circ}\text{C}$

2.7.3 芯片封装与引脚功能

U3745BM 采用 SO20 封装，如图 2.7.1 所示。各引脚功能如表 2.7.2 所示。

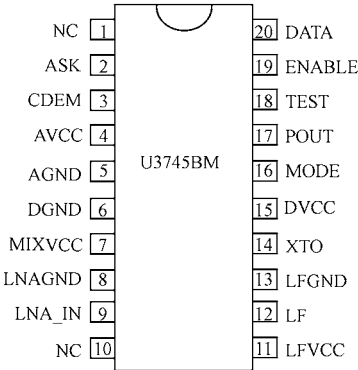


图 2.7.1 U3745BM 的引脚封装形式

表 2.7.2 U3745BM 引脚功能

管 脚	符 号	功 能
1	NC	空脚
2	ASK	ASK 高电平
3	CDEM	低频数据滤波器
4	AVCC	模拟电源输入
5	AGND	模拟地
6	DGND	数字地
7	MIXVCC	混频器电源
8	LNAGND	LNA 和混频器地
9	LNA-IN	射频输入
10	NC	空脚
11	LFBVCC	VCO 电源
12	LF	回路滤波器
13	LFGND	VCO 地
14	XTO	晶体振荡器
15	DVCC	数字电源
16	MODE	433.92MHz/315MHz 选择。L: 4.90625MHz (USA); H: 6.76438MHz (Europe)
17	POUT	可编程输出口
18	TEST	测试脚，工作时接地
19	ENABLE	查询模式使能，L: 查询模式关断（睡眠模式）； H: 查询模式导通（激活模式）
20	DATA	数据输出/结构设置输入

2.7.4 内部结构与工作原理

U3745BM 的内部结构如图 2.7.2 所示。

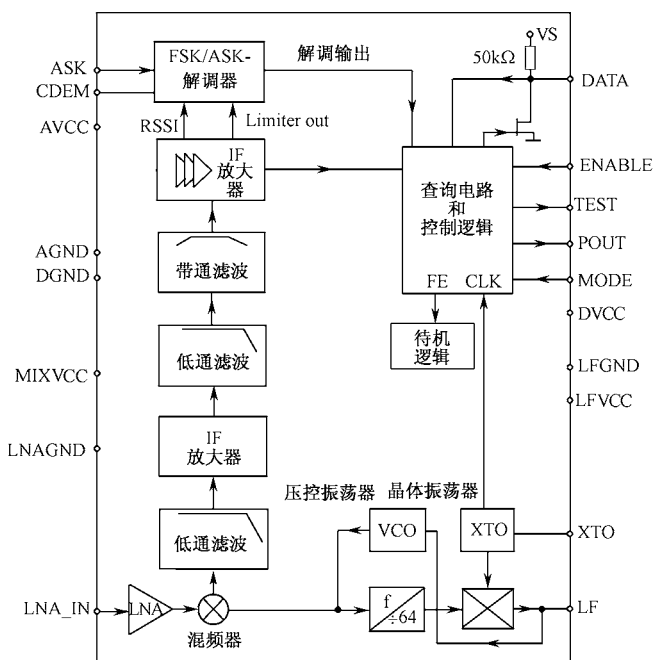


图 2.7.2 U3745BM 的内部结构

U3745BM 的 RF 前端是一个超外差结构，将射频输入信号变换成 1MHz IF 信号。RF 前端由 LNA（低噪声放大器）、LO（本地振荡器）、混频器和 RF 放大器组成。LO 是由一个 PLL 合成器产生的载波频率，供混频器使用。XTO（晶体振荡器）产生参考频率 f_{XTO} 。VCO（压控振荡器）为混频器产生驱动电压频率 f_{LO} 。 f_{LO} 是由 LF 脚的电压决定的。 f_{LO} 经 64 次分频后在鉴频鉴相器中与 f_{XTO} 相比较，输出电流连接到一个无源环路滤波器得到控制电压 V_{LF} 送 VCO。如果 f_{LO} 是确定的，则 f_{XTO} 可用下式求出：

$$f_{XTO} = f_{LO} / 64$$

XTO 是一个单引脚振荡器，工作在石英晶体的串联谐振频率上。晶体应经电容 C_L 接地，如图 2.7.3 所示。这个电容的大小采用由晶体供应商提供的建议值。 C_L 的值应按不同的 PCB 板进行优化，以获得 f_{XTO} 的精确值。从而也得到 f_{LO} 精确值。在设计系统的接收带宽时，必须要考虑石英晶体的精确度。

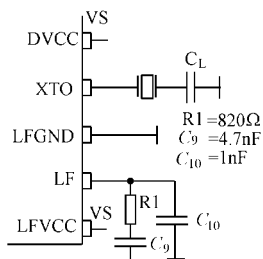


图 2.7.3 PLL 外接电路

接在 LF 脚上的无源环路滤波器的设计带宽 BLOOP 为 100kHz 时，LO 的噪声特性最好，图 2.7.3 给出了相应的环路滤波器元件值。如果要改变滤波器元件的值，一定要注意 LF 脚的

最大容性负载是有限制的。如果容性负载超过限定值，位检测无效，原因是在位检测对进来的数据串开始检测前 f_{LO} 不能建立起来，在这种情况下，自查询也同样无法工作。

f_{LO} 由 RF 输入频率 f_{RF} 和 IF 中频频率 f_{IF} 决定， $f_{LO}=f_{RF}-f_{IF}$ 。

为确定 f_{LO} 必须考虑 IF 滤波器的结构。通常 IF 频率是 1MHz，为达到较高精度的滤波器中心频率，滤波器受晶体频率 f_{XTO} 调谐。在 f_{IF} 和 f_{LO} 之间有一固定的关系，这一关系由 MODE 脚上的逻辑电平决定，可由下式表示：

$$f_{IF} = \frac{f_{LO}}{314}$$
$$f_{IF} = \frac{f_{LO}}{432.92}$$

MODE=0（美国）

MODE=1（欧洲）

为了得到 $f_{IF}=1\text{MHz}$ 的标称中频频率，对于 $f_{RF}=315\text{MHz}$ 的应用情况，MODE 引脚端必须设置为“0”；在 $f_{RF}=433.92\text{MHz}$ 情况，MODE 必须设置为“1”。对其他的 RF 频率 f_{RF} ， f_{IF} 不等于 1MHz。因此 f_{LO} 取决于 MODE 脚的逻辑电平和 f_{RF} 。表 2.7.3 归纳了这些不同的情况。

表 2.7.3 LO 和 IF 频率的计算

条件	本地振荡频率	中频频率
$f_{RF}=315\text{ MHz}, \text{MODE}=0$	$f_{LO}=314\text{MHz}$	$f_{IF}=1\text{MHz}$
$f_{RF}=433.92\text{ MHz}, \text{MODE}=1$	$f_{LO}=432.92\text{ MHz}$	$f_{IF}=1\text{MHz}$
$300\text{ MHz} < f_{RF} < 365\text{ MHz}, \text{MODE}=0$	$f_{LO}=f_{RF}/(1+(1/314))$	$f_{IF}=f_{RF}/314$
$365\text{MHz} < f_{RF} < 450\text{MHz}, \text{MODE}=1$	$f_{LO}=f_{RF}/(1+(1/432.92))$	$f_{IF}=f_{RF}/432.92$

RF 信号经 RF 输入脚 LNA-IN 输入。这个引脚的输入阻抗在 315MHz 时为 1.3kΩ/1.0pF，在 433.92MHz 时为 1.0kΩ/1.56pF。印制板的分布电感电容也影响输入端的匹配。U3741 BM 当 LNA 在高信噪比时灵敏度最高。因此在设计输入网络时应首选噪声匹配，适当调整元件值以达最高的灵敏度。如果在输入网络中使用一个 SAW 器件，则能达到 ΔPRef=40dB 的镜像抑制。同时还希望 SAW 器件在 Δf=2MHz 处有陷波特性。使用 SAW 器件，接收机的选择性也得到改善。

图 2.7.4 所示为一典型的使用一个 SAW 的输入匹配网络。图 2.7.5 是按 50Ω输入匹配没有 SAW 的情况。图 2.7.5 所示的输入匹配网络是针对电特性中给出的参数设计的参考网络。

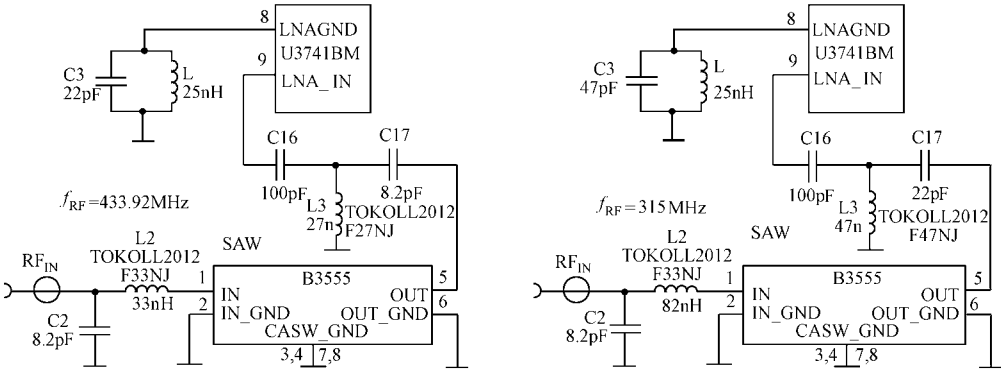


图 2.7.4 使用 SAW 的输入匹配网络

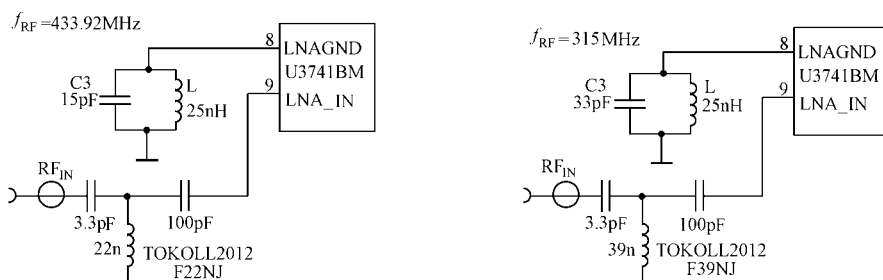


图 2.7.5 按 50Ω 输入匹配, 没使用 SAW 的输入匹配网络

请注意: 对所有的耦合状态 (见图 2.7.4 和图 2.7.5), LNA 地的接线电感都已补偿。C3 与接线一起形成串联谐振电路。 $L=25\text{nH}$ 是馈电电感, 以建立供电 DC 通路。 L 的值必须足够大, 以免使串联谐振电路失谐, 为降低成本, 可以将 L 印制在 PCB 板上。这样设置可使接收电路的灵敏度提高 1 到 2dB。

从 RF 前端来的信号经全集成 4 阶 IF 滤波器滤波, 对于 $f_{\text{RF}}=315\text{MHz}$ 和 $f_{\text{RF}}=433.92\text{MHz}$ 应用, 中频的中心频率 $f_{\text{IF}}=1\text{MHz}$ 。对其他 RF 输入频率可参考表 2.7.3 确定中心频率。

U3745 BM 可使用 $B_{\text{IF}}=300\text{kHz}$ 和 $B_{\text{IF}}=600\text{kHz}$ 两种不同的 IF 带宽, 与 U2745B 配套使用, 工作在 ASK 方式, 允许接收机和 PLL 发射机晶体有较大的制造公差。SAW 发射机与 PLL 发射机相比, 发射频率允许误差要大些。通常与这种发射机配套使用时, 必须使用 $B_{\text{IF}}=600\text{kHz}$ 。

RSSI 放大器将 IF 放大器的输出送去解调之前进一步放大。放大器的动态范围 $\text{DR}_{\text{RSSI}}=60\text{dB}$ 。如果 RSSI 放大器工作在其线性范围内, 则在 ASK 工作方式能保持最佳信噪比。如果发射机信号超出了动态范围, 则信噪比定义为 RSSI 最大输出电压与由于干扰影响 RSSI 输出电压之比。如果 RF 输入信号比在最高灵敏度时 RF 输入信号高 60dB, 则超过 RSSI 放大器动态范围。

RSSI 放大器的输出电压在内部与门限电压 $V_{\text{TH-RED}}$ 比较。 $V_{\text{TH-RED}}$ 由一个外接电阻 R_{SENSE} 决定。 R_{SENSE} 是接在 R_{SENSE} 引脚和地或 V_{S} 之间。比较器的输出送入数字控制逻辑。用这种法可以使接收电路工作在较低灵敏度上。

如果 R_{SENSE} 接到 V_{S} 。则接收机工作在一个较低灵敏度上, 减少的灵敏度由 R_{SENSE} 阻值及 LAN 输入信噪比决定的最大灵敏度来决定。减少的灵敏度还与 RSSI 放大器输出端的信号强度有关。因为 RF 输入网络的不同, 会使按特定输入匹配情况下在电气特性中给出的 LNA 增益和灵敏度值也各有差别。图 2.7.5 给出各种匹配方法, 以达到最大可能的灵敏度。

R_{SENSE} 还可以由微控制器 μC 或 U3745BM 的数字输出口 POUT 接到 V_{S} 或 GND。接收电路在任何时间都可以从全灵敏度切换到减少灵敏度方式, 反之也一样。在查询方式, 如果 RF 输入信号没有超过所选灵敏度, 则接收机不会被唤醒。如果接收机已经处于工作状态, 当输入信号低于规定的灵敏度时, 则 DATA 脚的数据中会消失。在 DATA 脚上产生的取代数据串的信号如图 2.7.6 所示, 该信号表示接收机仍处在工作状态。

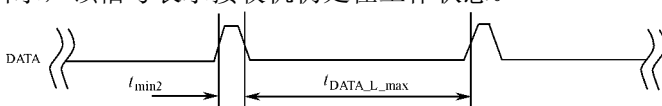


图 2.7.6 限制在稳定低 (L) 状态 DATA 引脚端输出波形

从 RSSI 放大器来的信号被 ASK 解调器转换成原始数据信号。

在 ASK 方式使用了自动门限控制电路, 它将检测参考电压设置在一个能获得好信噪比的适当值上。这个电路也能有效抑制任何类型的带内噪声信号或竞争发射。如果 S/N 超过 10 dB 即能很好检测出数据信号。

解调器的输出信号, 经数字滤波器滤波后送到数字信号处理电路。数字滤波器的通带与数据信号的特性相匹配, 可改善 S/N 比。数字滤波器由 1 阶高通和 1 阶低通滤波器组成。

高通滤波器的截止频率由下式决定:

$$f_{\text{cu_DF}} = \frac{1}{2 \times \pi \times 30\text{k}\Omega \times \text{CDEM}}$$

在自查询方式, 数字滤波器的建立时间必须非常短以保持低电流消耗。因此, 如使用自查询方式, CDEM 不能为一个很高的值。另一方面, CDEM 又必须足够高以满足对数据信号的滤波要求。在电气特性中已给出了 CDEM 的推荐值。ASK 和 FSK 的 CDEM 值略有不同。

低通滤波器的截止频率由所选波特率范围 (BR-Range) 决定。BR-Range 在 OPMODE 寄存器中设定。BR-Range 的设置必须与波特率相适应。

U3745BM 是设计工作在数据信号的 DC 电平为 50% 的数据编码条件下, 曼切斯特编码和双相位编码满足这个条件。如果使用其他编码电路, 则要求 DC 电平总处在 $V_{\text{DC-min}}=33\%$ 和 $V_{\text{DC-max}}=66\%$ 之间, 在这种情况下, 灵敏度可能会降低 1.5dB。

每个 BR-Range 也可由最小和最大沿到沿时间来定义 ($t_{\text{ee-sig}}$)。这些限制已在电气特性中规定, 为保持接收电路的灵敏度, 不应超过这些限制。

U3745BM 可用一个 SAW 前端滤波器, 也可不用。图 2.7.7 所示为用与没用 SAW 前端滤波器的选择性特性, 图示例是 ASK 方式 300kHz 带宽时的特性。从图可以看出镜像频率减低了 40dB。图示曲线是对最大灵敏度而言的, 如果使用 SAW 滤波器, 则必须考虑加入 4dB 的插入损耗。

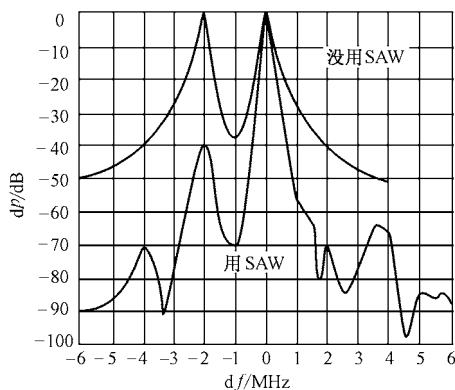


图 2.7.7 接收频率响应

当以接收带宽设计系统时, 必须考虑到本振 (LO) 偏移, 因为它同样影响 IF 的中心频率。总 LO 频偏是晶体的频偏和 U3745BM 的 XTO 频偏之和。由于 XTO 电路原因, U3745BM 的 XTO 频偏规定为 $\pm 30 \times 10^{-6}$ 。如果使用 $\pm 100 \times 10^{-6}$ 的晶体, 总频偏是 $\pm 130 \times 10^{-6}$ 。要注意, 在 ASK 方式接收机带宽和 IF 滤波器带宽是一样的, 但对 FSK 方式二者不同。

查询电路周期性地使信号通道工作一段时间。在此期间, 位检测逻辑鉴别是否出现有效发射信号。当检测到有效信号时接收电路保持工作状态, 并将数据传送到相连的微控制器 μC 。如果没有检测到有效信号则接收电路大部分处在低电流消耗的睡眠状态。这种状态称为查询方式。在查询时间, 所接 μC 是不使能的。

查询逻辑的所有相关参数都可以由相连接的 μC 设置。这一灵活性使用户能得到需要的电流消耗, 系统响应时间, 数据率等参数。与 μC 连接的接线方法, 可以采用单一的双向线以节省连接 μC 的端口, 也可采用三条单向线端口。

数字电路和模拟滤波器的全部定时都是来自一个时钟, 如图 2.7.8 所示。这一时钟周期 T_{Clk} 是从晶体振荡器经分频器得到的, 分频次数由 **MODE** 引脚端的逻辑状态控制。**MODE=L**, 美国 ($\div 10$); **MODE=H**, 欧洲 ($\div 14$)。晶体振荡器的频率是由 **RF** 输入信号决定的, 它也同时决定了本地振荡器的频率 (f_{LO})。

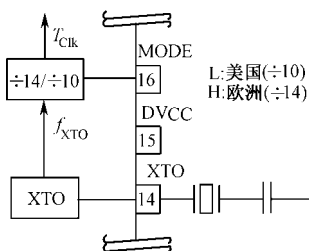


图 2.7.8 基本时钟周期的产生

时钟周期 T_{Clk} 控制了下述有关应用参数: 位检测查询电路的定时; 模拟和数字信号处理的定时; 寄存器编程的定时; 复位时标的频率; **IF** 滤波器的中心频率。

应用最多的两个发射频率: $f_{\text{send}}=315\text{MHz}$ 主要在美国用, $f_{\text{send}}=433.92\text{MHz}$ 用在欧洲。为方便使用电气特性中与 T_{clk} 有关的所有参数, 对每个参数给出三个条件。

在美国使用:

$$f_{\text{XTO}} = 4.906\,25\text{MHz}, \text{MODE} = \text{L}, T_{\text{Clk}} = 2.038\,3\mu\text{s}$$

在欧洲使用:

$$f_{\text{XTO}} = 6.764\,38\text{MHz}, \text{MODE} = \text{H}, T_{\text{Clk}} = 2.069\,7\mu\text{s}$$

其他应用:

T_{clk} 取决于 f_{XTO} 和 **MODE** 引脚端的逻辑状态, 电气特性是 T_{clk} 的函数

一些功能块的时钟周期与所选择的波特率范围 (**BR-Range**) 有关, 波特率范围在 **OPMODE** 寄存器中定义, 时钟周期 T_{XCLK} 由下述公式定义。

$$\text{BR_Range}=\text{BR_Range0: } T_{\text{XCLK}}=8\times T_{\text{Clk}}$$

$$\text{BR_Range1: } T_{\text{XCLK}}=4\times T_{\text{Clk}}$$

$$\text{BR_Range2: } T_{\text{XCLK}}=2\times T_{\text{Clk}}$$

$$\text{BR_Range3: } T_{\text{XCLK}}=1\times T_{\text{Clk}}$$

接收电路以三种不同方式的连续地周期地停留在查询方式上。在睡眠方式, 信号处理电路, 被停止工作一个 T_{sleep} 时间周期, 此时仅消耗电流 $I_{\text{S}}=I_{\text{Soff}}$ 。在启动周期 T_{startup} 所有信号处理被启动并进入稳定工作状态。此后的位检测方式, 将进入的数据串对照有效发射信号逐位分析。如果没有出现有效信号, 则经过周期 T_{Bitcheck} 后接收电路返回睡眠状态。这一周期时间,

随不同的检测而变化。因为它是一个统计的过程。 T_{Bitcheck} 的平均值在电气特性中给出。在 T_{Startup} 和 T_{Bitcheck} 期间电流消耗是 $I_S=I_{\text{Soff}}$,在查询方式中的平均电流消耗取决于工作方式中工作周期,可由下式计算:

$$I_{\text{Spoll}} = \frac{I_{\text{Soff}} \times T_{\text{Sleep}} + I_{\text{Son}} \times (T_{\text{Startup}} + T_{\text{Bitcheck}})}{T_{\text{Sleep}} + T_{\text{Startup}} + T_{\text{Bitcheck}}}$$

在 T_{Sleep} 和 T_{Startup} 期间接收电路不响应发射信号。为保证对发射的命令的接收。发射机必须在发射电报码开始前先发射一个合适的前置脉冲。前置脉冲的长度取决于查询参数 T_{Sleep} 、 T_{Startup} 、 T_{Bitcheck} 及所接 μC 的启动时间 $T_{\text{start-}\mu\text{C}}$ 。因此 T_{Bitcheck} 也就与实际的比特率和被检测的位长 N_{Bitcheck} 有关。

前置脉冲长度:

$$T_{\text{Preburst}} \geq T_{\text{Startup}} + T_{\text{Bitcheck}} + T_{\text{Start-}\mu\text{C}}$$

T_{Sleep} 周期长度由OPMODE寄存器中的5位Sleep字,按规定的扩展系数 X_{Sleep} 以及基本时钟周期 T_{Clk} 定义,可计算如下:

$$T_{\text{Sleep}} = \text{Sleep} \times X_{\text{Sleep}} \times 1024 \times T_{\text{Clk}}$$

在美国和欧洲应用中,如果 X_{Sleep} 置为1, T_{Sleep} 的最大值仅为60ms。在这种情况下,时间分辨率为2ms。通过设置 X_{Sleep} 为8可使Sleep时间扩展到0.5s。通过对 X_{Sleepstd} 位或对 $X_{\text{Sleeptemp}}$ 位的设置, X_{Sleep} 可设置为8,其结果是作用在不同的模式,如下所述:

$X_{\text{Sleepstd}}=1$ 为标准扩展系数,睡眠时间总是被扩展。

$X_{\text{Sleeptemp}}=1$ 为暂时扩展系数,只要每个检测都正确,将使用扩展睡眠时间。如果位检测发现有错,这一位就被自动置回为0,为常规的睡眠时间。这样当出现与预期的发射信号相似的干扰调制时仍能使用,以节省电流。在这种情况下, μC 也很少被启动,如果干扰消失,接收电路转换回常规查询,只对适当的发射信号敏感。

可设置寄存器的值,置接收电路处于永久睡眠状态。接收电路保持在该状态直到另一个状态被编程存入OPMODE寄存器,当有几个器件共享一条数据线时这一功能是很有用的。

U3745BM工作状态是由OPMODE和LIMIT的两个12位RAM寄存器进行设置的。寄存器可由双向DATA口编程。如果寄存器内容由于掉电而改变,这一状态由一个称为复位标识(RM)的输出表示出来。在这种情况下,接收电路必须重新编程。在加电复位(POR)后,寄存器被置为默认模式。如果接收机工作默认模式,不需对寄存器编程。寄存器的结构、各设置字的定义见器件手册。

寄存器的编程是通过双向数据线,按图2.7.9和图2.7.10串行编程的。

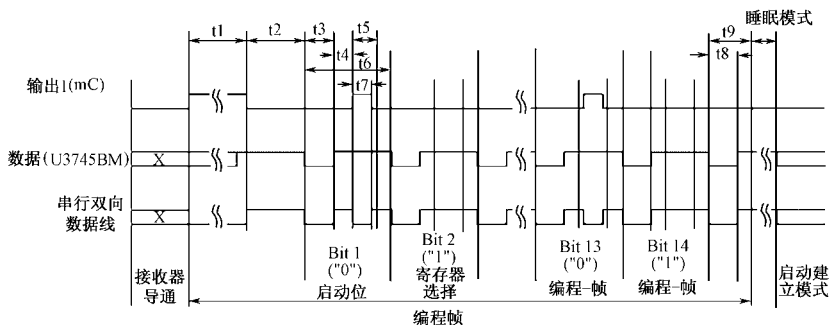


图 2.7.9 寄存器的编程时序关系

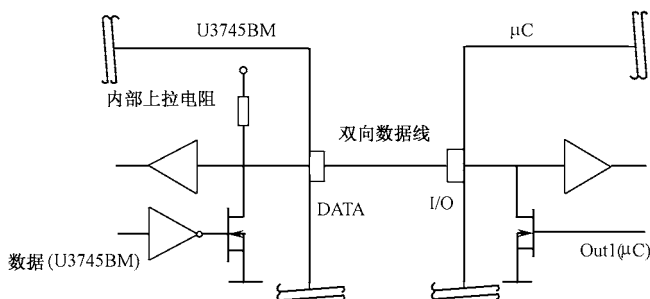


图 2.7.10 单线连接到微控制器

编程启动，串行数据线 DATA 被 μC 下拉到“低”，并保持 t_1 时间。当 DATA 放开后，U3745BM 变为主控器件。当编程延迟周期 t_2 消失后，它发出 14 个序列同步脉冲，脉冲宽度为 t_3 。编程窗出现在每个脉冲之后，编程窗开始之前的延迟由 t_4 确定。持续时间由 t_5 定义。在编程窗中每一位都被设定。如果 μC 在 t_5 周期将 DATA 拉低 t_7 时间，则相应位置为“0”。如果没有编程脉冲即发出 t_7 ，这一位被设置为“1”。全部 14 位都是这样顺序编程的。编程一位的时间由 t_6 定义。

第 14 位跟随着等效时间窗 t_9 ，在此窗口期间如果刚刚编程的方式字与已经存储在寄存器中的方式字相同，就出现等效证实脉冲 t_8 (E-ACK)，E-ACK 用于验证方式字已经正确地传送给寄存器。在这种情况下，寄存器必须编程两次。

接收电路在休眠状态或在工作模式都可以对寄存器编程。在编程期间，LNA、LO、低通滤波器，IF 放大器和 ASK 曼切斯特解码器不工作。

编程开始脉冲 t_1 启动寄存器的编程。如果第 1 位置为“1”表示是 OFF 指令，同时将接收机设置回查询方式。对编程开始脉冲 t_1 的长度，应注意下面的变换：

$$t_1(\min) < t_1 < 1535 \times T_{\text{Clk}}$$

$t_1(\min)$ 是相关的 BR-Range 最小规定值。

如果接收电路不是在复位方式，就会启动相应的 OFF 指令编程。如果接收机处在复位方式，相应的 OFF 指令编程不会被启动。在 DATA 脚上仍呈现复位标志。

t_1 的这一期间通常是用于将接收机转换为查询方式。在复位状态，RM 不会被偶然地取消。

$$T_1 > 5632 \times T_{\text{Clk}}$$

在任何情况下，都能启动相应 OFF 指令编程。如果出现这种情况，RM 被取消。

如果所接 μC 检测到 RM，就可使用这一时间段。如果对设置寄存器编程，通常利用 t_1 的这一时间段。

注意：DATA 脚的容性负载是有限制的，最终时间常数及可选外部上拉电阻值不应超过规定值，以保证正常工作。

2.7.5 应用电路设计

U3745BM 接收器芯片的应用电路见图 2.7.11～图 2.7.16。

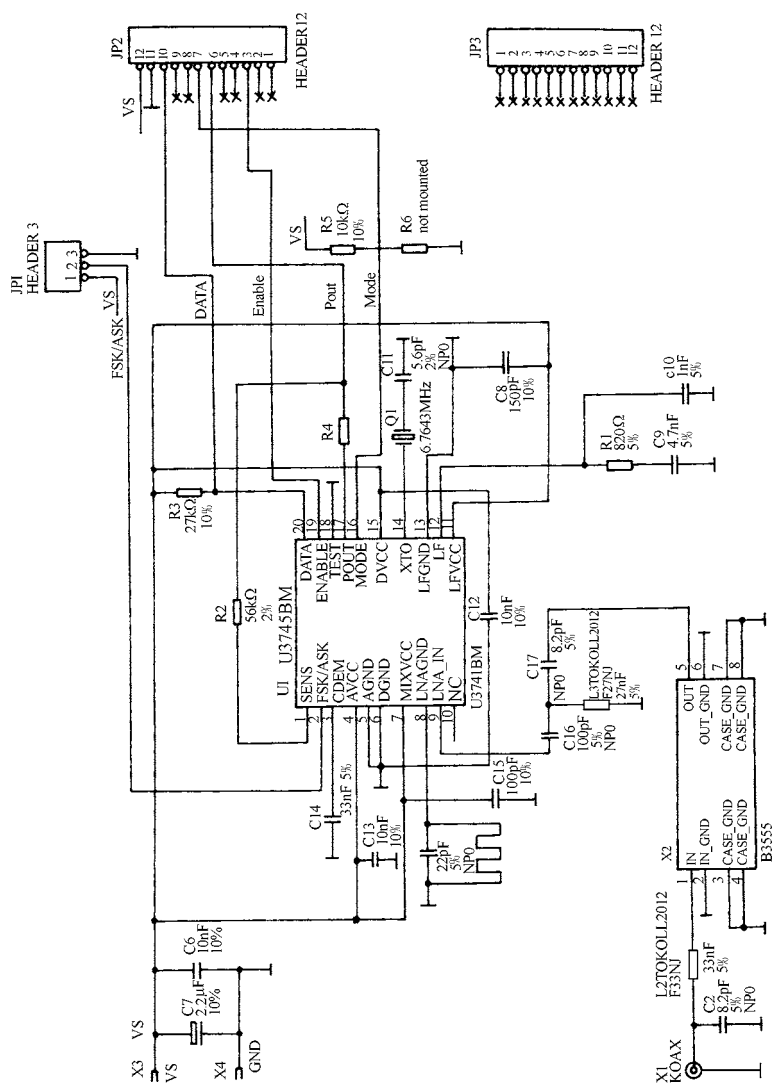


图 2.7.11 U3745BM 应用电路 (使用 SAW)
(433.92MHz/300kHz/有 SAW;
433.92MHz/600kHz/有 SAW)



图 2.7.12 U3745BM 应用电路 (使用 SAW)
(315MHz/300kHz/有SAW;
315MHz/600kHz/有SAW)

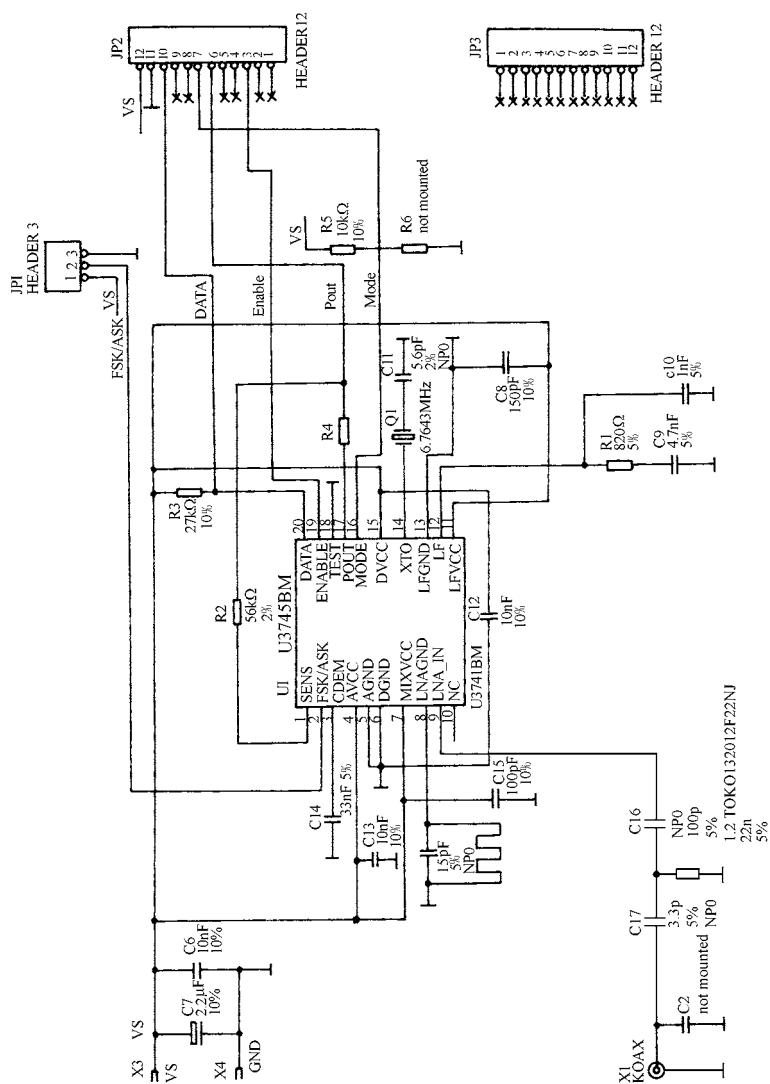
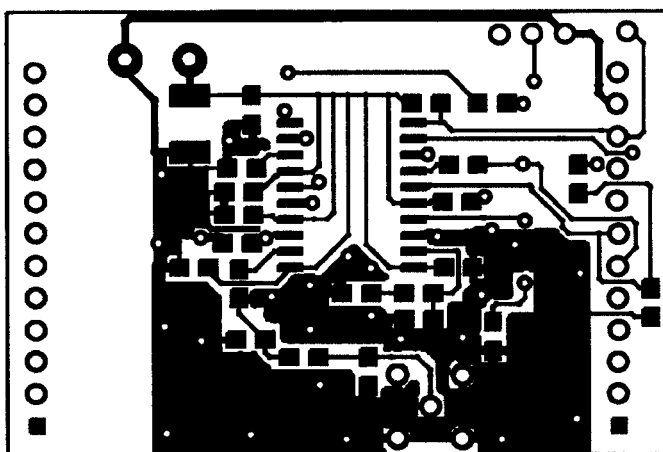


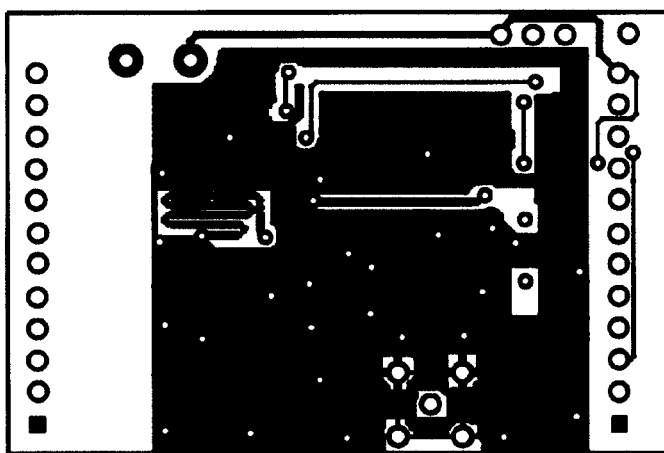
图 2.7.13 U3745BM 应用电路 (使用 50Ω 匹配网络)
(433.92MHz/300kHz/无 SAW;
433.92MHz/600kHz/无 SAW)



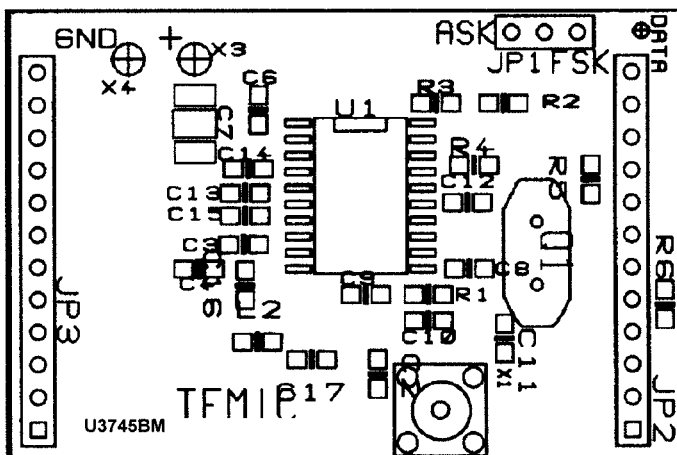
图 2.7.14



(a) 元件面



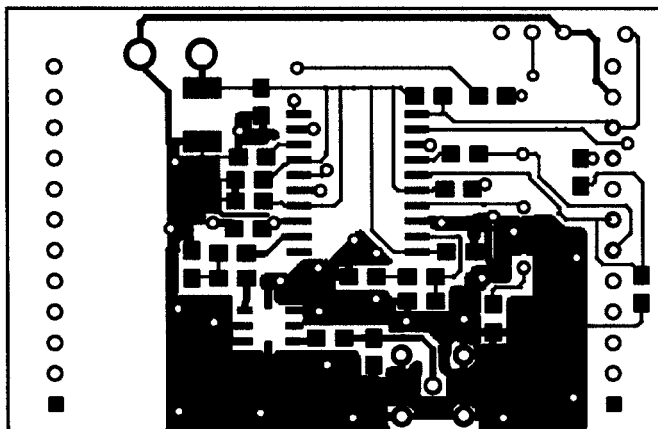
(b) 底板面



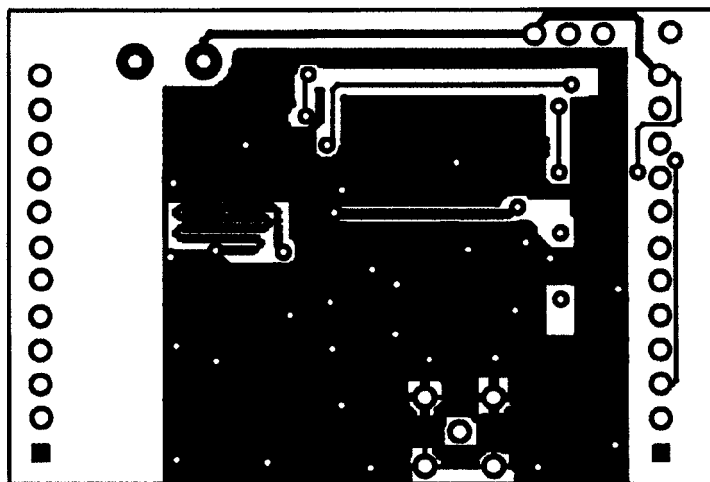
(c) 元器件布局图

(433.92MHz/300kHz/无 SAW; 433.92MHz/600kHz/无 SAW; 315MHz/300kHz/无 SAW; 315MHz/600kHz/无 SAW)

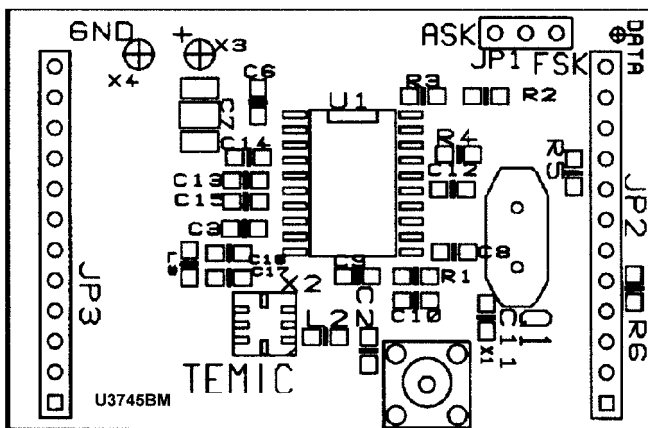
图 2.7.15 U3745BM 应用电路 (使用 50Ω 匹配网络)



(a) 元件面



(b) 底板面



(c) 元器件布局图

(433.92MHz/300kHz/有 SAW; 433.92MHz/600kHz/有 SAW; 315MHz/300kHz/有 SAW; 315MHz/600kHz/有 SAW)

图 2.7.16 U3745BM 应用电路 (使用 SAW 印制板图)

设计时要注意以下事项：电源输入端口：应跨接电容（约 $2.2\ \mu\text{F}/10\text{nF}$ 陶瓷电容），以防止电压干扰及纹波；电源芯片输入端，跨接电容（约 10nF 陶瓷电容），以抑制纹波，一定要使每一种电源电压（ Avcc ， LFVcc ， DVcc ， MIXVcc ）分别单独连接到电源输入端，然后，用电容旁路到各自的地（ AGND ， LFGND ， DGND ）；应力图在背面布一地平面，用过孔与之相连，以达到旁路目的。

在混合信号电路中，必须将数字电路和模拟电路分开，要将 DATA 信号与 RF 部分如 XTO 和环路滤波器分隔开来，在计算时，也必须包括微控制器晶体频率的谐波分量；

环路滤波器，在设计版面时，将滤波器的接地部份靠近 LFGND ；

LNA_{GND} 导线框和线孔对 LNA 地的电感由 C3 补偿，这个电容与这些电感一起形成串联谐振电路。 $L=25\text{nH}$ 的电感是馈电电感，构成直流电路，其值要求必须是足够大，以避免使串联谐振电路失谐。为降低成本，这个电感可以印制在 PCB 板上，这样的安排可使接收机灵敏度提高 1dB 到 2dB 。

晶体电路是得到稳定和准确频率的基本电路，负载电容 CL 与晶体连接决定实际频率，因为寄生电容会引起本地振荡频率偏离其标称值，造成的误差范围可达 100ppm 或更大。。

用 SAW 和不用 SAW 的输入匹配，在考虑灵敏度时，严格匹配 LNA 输入与 SAW 滤波器/天线输入会得到好的效果，可改变 $L3$ 和电容 C17 校正设计的印制板。

要想使用 U3745 BM 获得最佳性能，数据编码应使用曼切斯特或双相位编码，这些编码信号的工作周期（ DC ）是 0.5 （ 50% ），这样有利于在数据滤波器中使用一个高通滤波器，以消除信号的直流分量。如果用其他形式的编码，则信号定时会受到某些限制，对接收机灵敏度也有些影响。

高低时间（ t_{H} 和 t_{L} ）的最小持续时间是由数据滤波器的高端截止频率决定的。如果脉冲宽度低于推荐值，灵敏度会降低，另外，最小时间受限于数字电路。对降低灵敏度而言，编码的 t_{L} ， t_{H} 的最小时间不可以小于表 2.7.4 给出的时间。

表 2.7.4 对 ASK 定时要求

ASK	推荐的 CDEM	为得到最高灵敏度沿到沿时间（ t_{H} ， t_{L} ）		减少灵敏度=3dB 扩展的沿到沿时间（ t_{H} ， t_{L} ）	
		最小/ μs	最大/ μs	最小/ μs	最大/ μs
波特率范围 0	39nF	270	1000	200	1250
波特率范围 1	22nF	156	560	100	700
波特率范围 2	12nF	89	320	60	400
波特率范围 3	8.2nF	50	180	30	250

脉冲可持续的最大时间取决于高通滤波器，由 CDEM 电容设定的截止频率。为缩短查询过程的设定时间，对每个波特率都有 CDEM 限制值，使用推荐的 CDEM 电容值，则定时应在表 2.7.4 所示的范围之内，扩展的限制值是针对灵敏度降低 3dB 而言的值。 CDEM 电容的允许偏差应是 $\pm 5\%$ 。如果编码信号超过最大时限，则接收机输出变得不确定，这可能是随机开关信号。

非曼切斯特/双相位编码即 PWM 编码数字信号的工作周期即脉冲宽度（高电平）和整个高-低周期时间的比值，在工作周期接近 50% 时，能达到最高灵敏度。在下述条件下能接收到

的不同工作周期的信号，如表 2.7.5 所示。

表 2.7.5 不同周期信号的工作条件

工作周期	33%~66%	25%~75%	15%~85%
ASK	损失灵敏度≈2dB	损失灵敏度≈6dB	损失灵敏度≈10dB

可设置电路为自查询模式，以保证电路的低功耗工作。也可以利用微控制器通过 **ENABLE** 引脚端直接控制查询。只要 **ENABLE** 保持“L”电平，电路就始终维持在睡眠状态。设置 **ENABLE** 为“H”电平，在睡眠时间 T_{sleep} 之后，信号处理电路开始工作，位检测逻辑开始对接收的数据串进行分析。

U3745BM 的编程见相关的资料。

第3章 射频收发器芯片原理与应用电路设计

3.1 300MHz~500MHz 无线收发芯片 MICRF501 的原理与应用电路设计

3.1.1 概述

MICRF501 是用于 ISM（工业、科学和医药）和 SRDC（短距离设备）传输的专用发射和接收芯片，频率范围为 300MHz~500MHz，调制方式为 FSK（频移键控），数据速率达 128 kBaud（千波特），RF 输出功率为 10dBm，灵敏度（19.2kb/s, BER=10⁻³）是-105dBm。可以应用在遥测、远距离测试仪表、无线控制、无线数据中继、无线控制系统、无线调制解调器、无线安全系统中。

3.1.2 主要性能指标

芯片绝对最大额定值：最大供给电压（V_{DD}）为+7V；最大 NPN 反偏基-射极电压为+2.5V；储存温度范围（T_s）为-55℃~+150℃。

工作额定值：电源电压(V_{IN}), +2.5V~+3.4V；环境温度（T_A），-40℃~+85℃；封装热阻 YQFP（θ_{JA}），多层板为 46.3℃/W。

表 3.1.1 主要性能指标

参 数		最小值	典型值	最大值	单位
通用部分	工作频率	300	434	500	MHz
	低功耗模式电流			2	μA
	输入高电平，V _{IH}	70%			V _{DD}
	输入低电平，V _{IL}			30%	V _{DD}
	DATAIXO，输出高电平，V _{OH}	V _{DD} -0.3V			V
	DATAIXO，输出低电平，V _{OL}			0.3	V
	锁定检测，输出高电平，V _{OH}	V _{DD} -0.25V			V
	锁定检测，输出低电平，V _{OL}			0.25	V
	时钟/数据频率			10	MHz
	时钟/数据占空比	25		75	%
	时钟设置（上升沿）	25			ns
VCO 和 PLL 部分	预置比例分频比		32/33		
	基准频比			40	MHz
	PLL 锁定时间（内调制）		1		ms
	PLL 锁定时间（外调制）		4		ms
	RX（TX 和 PA 开启状态）开关时间		2		ms
	充电泵电流	±95		±620	mA

续表

参 数		最小值	典型值	最大值	单位
发射部分	输出功率		12		dBm
	传输数据速率（内调制）		19.2	128	kBaud
	传输数据速率（外调制）			2.4	kBaud
	频偏到调制率	1.0	1.5		
	发射模式电流消耗		50		mA
接收部分	接收灵敏度		-105		dBm
	输入 1dB 压缩水平		-34		dBm
	输入 IP3		-24		dBm
	输入阻抗		26-j77		Ω
	RSSI 动态范围		60		dB
	RSSI 输出电压	0.7		2.1	V
	抗邻信道干扰	27		45	dB
	模块抗干扰性	57		63	dB
	最大接收带宽			175	kHz
	接收设置时间		1		ms
	接收模式电流消耗		12		mA
	XCO 电流消耗		300		μ A

- 注意：（1）超过绝对的最大值可能会损坏器件。
- （2）器件工作速率以外的功能得不到保证。
- （3）器件对静电敏感（ESD），推荐采取处理措施。人体模型，1.5K 级需 100pF 的电容。
- （4）调制被加到 VCO，因此调制不能有任何直流成分，一些译码器需确保调制无直流成分。例如：曼彻斯特码或 3B4B 码。曼彻斯特位率是波特率的一半，3B4B 码的位率是波特率的 3/4。
- （5）位率与波特率相同。
- （6）在 19.2kHz 波段和频偏为 ± 25 kHz（外部调制）测量，接收数据不稳定性小于 45%。

3.1.3 芯片封装与引脚功能

MICRF501 采用 44-LQFP（BLQ）封装，如图 3.1.1 所示。各引脚功能如表 3.1.2 所示。

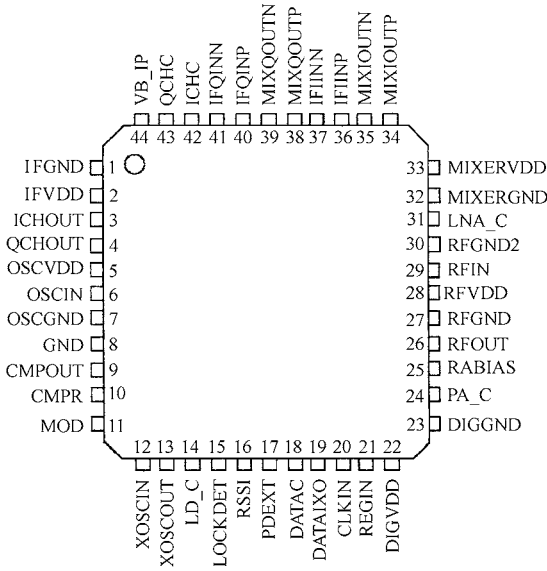


图 3.1.1 MICRF501 引脚封装形式

表 3.1.2 引脚功能

引脚号	引脚名	引脚功能	引脚号	引脚名	引脚功能
1	IFGND	IF 地	23	DIGGND	数字电路地
2	IFVDD	IF 电源	24	PA_C	减缓 PA 上升/下降沿斜率的电容
3	ICHOUT	I 信道输出	25	PABIAS	功率放大器外偏置电阻
4	QCHOUT	Q 信道输出	26	RFOUT	功率放大器输出
5	OSCVDD	Colpitts 振荡器电源	27	RFGND	LAN、PA 和底板地
6	OSCIN	Colpitts 振荡器输入	28	RFVDD	LAN、PA 电源
7	OSCGND	Colpitts 振荡器和底板地	29	RFIN	低噪声射频放大器输入
8	GND	底板地	30	RFGND2	LAN 第一级地
9	CMPOUT	充电泵输出	31	LNA_C	外接的 LAN 电容
10	CMPR	充电泵输入电阻	32	MIXERGND	混频器地
11	MOD	VCO 调制输出	33	MIXERVDD	混频器电源
12	XOSCIN	晶振输入	34	MIXIOUTP	I 信道混频器正输出
13	XOSCOUT	晶振输出	35	MIXIOUTN	I 信道混频器负输出
14	LD_C	锁定检测器外接电容	36	IFIINP	I 信道中频放大器正输入
15	LOCKDET	锁定检测器输出	37	IFIINN	I 信道中频放大器负输入
16	RSSI	接收信号强度显示输出	38	MIXQOUTP	Q 信道混频器正输出
17	PDEXT	省电模式输入	39	MIXQOUTN	Q 信道混频器负输出
18	DATA_C	数据滤波器电容	40	IFQINP	Q 信道中频放大器正输入
19	DATAIXO	数据输入/输出	41	IFQINN	Q 信道中频放大器负输入
20	CLKIN	编程时钟输入	42	ICH_C	I 信道放大器电容
21	REGIN	编程数据输入	43	QCH_C	Q 信道放大器电容
22	DIGVDD	数字电路电源	44	VB_IP	滤波器电阻

3.1.4 内部结构与工作原理

MICRF501 的内部结构如图 3.1.2 所示。芯片内部包含有：接收部分、发射部分和控制接口（Control Interface）部分。接收部分包含有低噪声放大器（LNA）、混频器、RC 滤波器（RC Filters）、解调器（Demod）、RSSI 等电路。发射部分包含有功率放大器（PA）、预置比例分频器（Prescaler）、A 计数器（A counter）、N 计数器（N counter）、M 计数器（M counter）、压控振荡器（VCO）、相位检波器（Phase Detector）、充电泵（Charge Pump）、晶体振荡器（XCO）等电路。

发射器由 PLL 频率合成器和功放组成。频率合成器由压控振荡器（VCO）、晶体振荡器、双模前置比例器、可编程分频器和相位检波器组成。环路滤波器由外部电路组成。VCO 是一个需要外接谐振器和可变电抗器的 Colpitts 振荡器，FSK 调制到 VCO。合成器含有三个不同分频系数的 N、M 和 A 分频器。FSK 调制通过两种分频器之间的切换来实现。N、M 和 A 寄存器的长度分别为 12、10 和 6 位。FSK 调制的数据从 DATAIXO 引脚端输入。功放的输出功率可通过编程分成 8 级。当 PLL 锁定时，锁定检测电路工作。

在接收模式，PLL 合成器产生本振振荡（LO）信号。N、M 和 A 的值给出的本振振荡频率被分别存储在 NO、MO 和 AO 寄存器中。接收器是零中频结构，以便能使用低功耗的集成低通滤波器作为通道滤波器。接收装置的低噪声放大器（LNA）驱动正交混频器。混频器输

出馈送至两路相同的相位积分信道。每条信道包括前置放大器、三阶 Sallen-Key RC 低通滤波器和限幅器。主要的信道滤波器总电容最小时必须要能满足电路的选择性和动态范围。Sallen-Key RC 滤波器能通过编程划分成四个不同的截止频率：10kHz、30kHz、60kHz 和 200kHz。外围电阻可以调整滤波器的截止频率。解调器解调 I 和 Q 信道的输出，并产生一个数字信号输出。检测 I 和 Q 信道信号的相对相位，如果 I 信道落后于 Q 信道，FSK 调制频率位于本振振荡频率之上（数据“1”）。如果 I 信道信号超前 Q 信道，FSK 调制频率刚位于本振振荡频率之下（数据“0”）。接收器的输出从 DATAIXO 脚输出。RSSI（接收信号强度指示器）电路显示收到的信号强度级别。两端串行接口用于编程电路。外围元件是 RF 输入输出阻抗匹配和功率衰减所必需的。外围元件有：VCO 谐振电路、晶体、反馈电容和 VCO 的 FSK 的调制元件、回路滤波器、功放和滤波器的偏置电阻。TX/RX 转换则通过二极管实现。

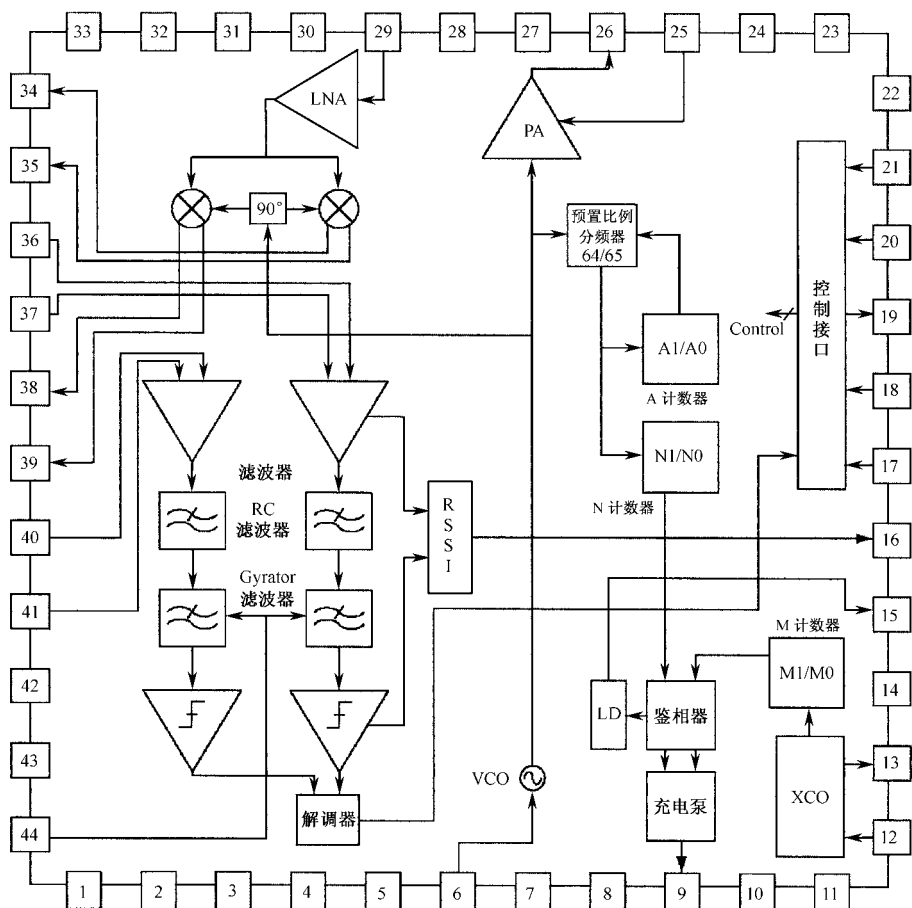


图 3.1.2 MICRF501 的内部结构

3.1.5 应用电路设计

MICRF501 的应用电路例如图 3.1.3 所示，电路工作频率为 434MHz。电路中收发器调制加到 VCO，VCO 和外围元件工作于 434MHz，电感和电容必须有好的高频特性。MA4ST-350-1141 是 MACON 制造的一个专用变容二极管，二极管 BAR63 是西门子公司产品。应用电路的元器件参数如表 3.1.3 所示。

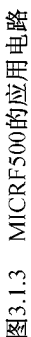


图3.1.3 MICRF500的应用电路

表 3.1.3 电路中元器件参数

符号	数值	符号	数值	符号	数值
R1	10Ω	C6	100pF	C25	470pF
R2	10Ω	C7	4.7nF	C26	10nF
R3	10Ω	C8	4.7nF	C27	22pF
R4	10Ω	C9	1nF	C28	8.2pF
R5	10Ω	C10	1nF	C29	18pF
R6	8.2kΩ	C11	1nF	C30	100pF
R7	3.6kΩ	C12	1nF	C31	18pF
R8	47kΩ	C13	5.6pF	C32	5.6pF
R9	6.2kΩ	C14	3pF~10pF	C33	6.8pF
R10	8.2kΩ	C15	6.8nF	C34	100pF
R11	150kΩ	C16	100nF	L1	39nH
R12	1.5kΩ	C17	470pF	L2	15nH
R13	270kΩ	C18	100nF	L3	39nH
R14	1.5kΩ	C19	470pF	L4	39nH
R15	3.6kΩ	C20	3pF~10pF	L5	100nH
C1	1nF	C21	8.2pF	D1	MA4ST-350-1141
C2	100pF	C22	22pF	D2	BAR63
C4	100pF	C23	1nF	D3	BAR63
C5	100pF	C24	1nF	晶体	10MHz

VCO 和 PLL 部分：频率合成器包含一个 VCO、晶体振荡器、双模计数器、分频器、相位检波器电路、充电泵、锁定检测电路和一个外部回路滤波器。双模预置比例分频器把 VCO 频率分为 32/33。这个模式被 A 分频器控制，有 M、N 两种设置。在发射模式时，FSK 能够通过开关在这两种设置之间选择。相位检波器是一个最小相位噪声的频率/相位检波器。

压控振荡器(VCO)的电路原理图和外围元件如图 3.1.4 所示。VCO 是一个基本的 Colpitts 振荡器，含有一个外部谐振器和一个可变电感，谐振器由一个电感 L1、电容 C13 和 C14，以及芯片内部电容和变容二极管的可变电容串联组成。变容二极管(D1)的可变电容随着输入电压的增加而减少。VCO 频率将随着输入电压的增加而增加。VCO 呈正增加(MHz/V)。VCO 频率随着电容 C14 的改变而变化，如果电容 C13 的值变得太小，VCO 的信号振幅将减少，从而导致输出功率的降低。VCO 的印制板布局设计是非常关键的，外围元件要尽可能靠近输入引脚(6 脚)。地线通孔应靠近元件焊盘。

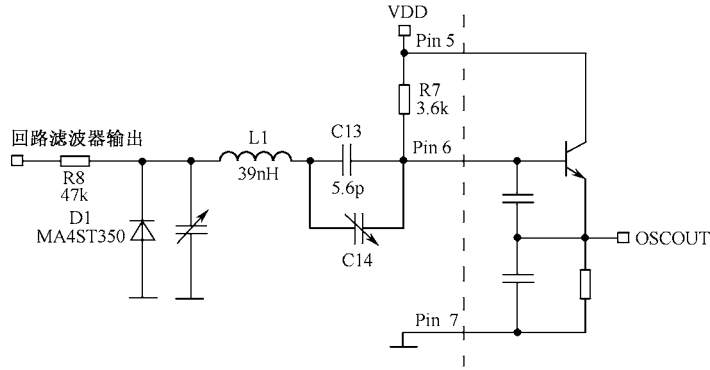


图 3.1.4 压控振荡器 (VCO) 电路

晶体振荡器的晶振是 RF 输出频率的基准, 就像接收器中的本机振荡 (LO) 频率一样。晶振是一个非常关键的部分, 要求具有很好的相位和频率稳定性。晶体振荡器电路的原理图如图 3.1.5 所示。

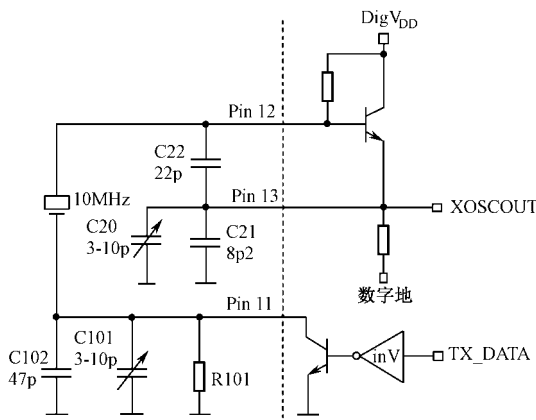


图 3.1.5 晶体振荡器电路

晶体振荡器通过调节可变电容 C20 改变谐振频率。RF 频率漂移与晶振的频率漂移一致, 为 10^{-6} 级。调谐的射频频率与频率漂移两者差用 Δf (10^{-6}) 表示:

$$\Delta f(10^{-6}) = S_T \times \Delta T + n \times \Delta t$$

式中, S_T 是振荡频率的总温度系数 (晶体和元件) (单位: $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$); ΔT 是晶体谐振时的相对室温的变化量; n 是老化系数 (单位: $10^{-6}/\text{年}$); Δt 是收发器自上次调谐以来经过的时间。

当 $\Delta f(\text{Hz}) = \Delta f(10^{-6}) \times f_{\text{RF}}$ 比 FSK 频偏大时, 解调器将不能译码数据。要获得小的频偏, 晶体要预老化且要有小的温度系数。电路中采用 10MHz 晶振, 其他频率的晶振也可以使用。

无源元件 C101、C102 和 R101 与内部的 MOSFET 并联, 对于 FSK 调制是必需的, 可以改变晶振的频率。如果发射逻辑 1, MOSFET 截止, 振荡器电路将振荡在高的频率 (C101、C102 与 C20~C22 串联)。发射逻辑 0, MOSFET 导通, 振荡器电路将振荡在低的频率 (C101、C102 接地)。

晶体振荡器的启动时间是毫秒级。为了降低功耗, MICRF501 电路设计 XCO 电路在其他电路模块开启之前启动。XCO 振幅达到足够的高度后去触发 M 计数器, 在 M 计数器计数并输出两个脉冲后, 其余的电路启动。在准备启动期间电路的电流消耗大约为 $300\mu\text{A}$ 。

MICR501 芯片中有一个锁定检测部分以指示 PLL 是否锁定, 引脚端 15 (LOCKDET) 呈逻辑高电平时表示 PLL 锁定。

相位检测输出被转换成电压, 经连接在 14 脚 (LDC) 的外接电容 C23 滤波, 产生的直流电压与位 Ref0 - Ref5 设置相比较的基准窗口。Ref0 - Ref5=1 基准窗口在 0V, Ref0 - Ref5=0 基准窗口的直流电压最大, 基准窗口能在两者之间线性步进上升或下降。窗口的大小等效为 2 个 (Ref6=1) 基准台阶或 4 个 (Ref6=0) 基准台阶。

随着环境温度的变化, 带来回路滤波器和可变电容器参数的微小变化, 将影响通信锁定位置的改变。锁定检测电路需要通过软件定期校准以得到正确且锁定的位置设置, 利用 Ref0 - Ref5 位的组合来实现。根据基准窗口的大小, 有若干位将显示锁定状态。例如, 一个

大的基准窗口，差不多要 5 位组合才能使锁定检测器显示锁定状态，如存在最大的干扰，第三设置位应被选择。

充电泵能被编程用两种电流 ($\pm 125\mu\text{A}$ 和 $\pm 500\mu\text{A}$) 工作于四种不同的状态。在控制字的 70 位和 71 位 (cpmp1 和 cpmp0) 实现编程控制。四种模式如下：

- cpmp1=0, cpmp0=0 电流为恒量 $\pm 125\mu\text{A}$ ，应用于不重要的场合。
- cpmp1=0, cpmp0=1 电流为恒量 $\pm 500\mu\text{A}$ ，应用于重要的场合。例如：内部调制器，见“内部调制 PLL 部分”。
- cpmp1=1, cpmp0=0 当 PLL 未锁时电流为 $\pm 500\mu\text{A}$ ；当 PLL 锁定时电流为 $\pm 125\mu\text{A}$ ，通过 LOCKDET (15 脚) 控制，锁定时间减半。见“外 PLL 调制”。
- cpmp1=1, cpmp0=1 与 TX 一样，当使用双回路滤波器时，RX 的电流是 $\pm 500\mu\text{A}$ 。见“外调制 PLL 双回路滤波器”部分。

VCO 和 XCO 两个电路部分需要调谐。VCO 调谐：调节 VCO 中的微调电容直到 PLL 锁定且充电泵输出电压（回路滤波电压）在电源电压的中间点。

当使用 VCO 调制时，VCO 的增益特性曲线是非线性的，并且曲线随着回路电压而变化，这意味着 FSK 频偏也是随着回路电压而变化。

当使用内部调制时，只要 VCO 提供足够大范围允许 PLL 去处理过程参数和温度在未锁定时变化，VCO 调谐就可以省略。

XCO 调谐：可调整晶体振荡器电路中的微调电容，使振荡器频率调到需要的精确接收频率。调谐不可能调节覆盖很大的频率范围。为获得非常接近精确频率的 RF 频率所对应的值，N、M 和 A 必须认真选择。

FSK 调制：电路分频器有 A0、N0、M0 和 A1、N1、M1 两组设置，分频器通过控制字编程控制。A0、N0、M0 编程接收频率和用于接收模式。实现 FSK 调制有三种方法：

方法一，使用 VCO 实现 FSK 调制，对应的发射频率将被编程在分频器 A1、N1 和 M1 中，在 TX 模式，DATAIXO 端保持在三态，直到开始发射数据。

方法二，FSK 调制通过开关在 A、N 和 M 分频器两组之间实现，A、N 和 M 值对应到接收频率和两发射频率。发射数据“0”时将编程分频器 A0、N0 和 M0；发射数据“1”时将编程分频器 A1、N1 和 M1。

方法三，FSK 调制通过加/减 1 到分频器 A1，频偏将与比较频率相等，发射频率的校准通过编程 A1、N1 和 M1 实现。

所有类型的 FSK 调制，数据都从引脚端 DATAIXO 进入。

设计回路滤波器时，选用器件对优化参数是很重要的，如调制速率、PLL 锁定时间、带宽和相位噪声。低位率允许调制在 PLL 内，回路将锁定在不同的频率上，这能通过开关分频器 (M、N 和 A) 实现。高调制率（超过 2400b/s）靠 PLL 外调制来实现。直接加到 VCO 实现。回路滤波器的值能通过软件编程。

PLL 内部调制：快速的 PLL 要求回路滤波器有一个高的带宽。选用二阶回路滤波器，不能使比较频率有足够的衰减。一般选用三阶回路滤波器。例如：

射频频率 f_{RF} 为 434MHz，比较频率 f_c 为 100kHz，回路带宽 BW 为 4.3kHz，VCO 增益 K_o 为 28MHz/V，相位比较器增益 K_d 为 500 $\mu\text{A}/\text{rad}$ ，相位极限 j 为 62°，抑制比 A 为 20dB。回路滤波器电路如图 3.1.6 所示，使用这个回路滤波器，内部调制速率可以一直到 2400b/s，PLL

锁定时间从省电模式到 RX 需要约 1ms 时间。

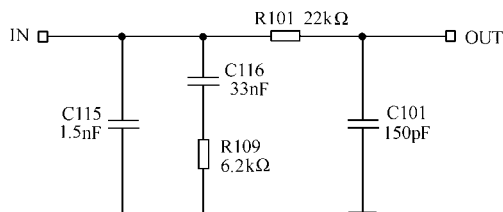


图 3.1.6 三阶回路滤波器

PLL 外部调制：当调制被加到 PLL 外部电路时，意味着 PLL 将不能跟踪调制信号在回路中的变化，因此一个相对较低带宽的回路滤波器是必需的。要求的带宽取决于实际的调制率。因为回路带宽将比比较频率显著地低，二阶环滤波器通常能获得比较频率足够的衰减。通过二阶环滤波器也能获得需要的衰减。例如：

射频频率 f_{RF} 为 434MHz，比较频率 f_C 为 140kHz，回路带宽 BW 为 1.03kHz，VCO 增益 K_o 为 28MHz/V，相位比较器增益 K_d 为 125 μ A/rad，相位极限 j 为 62°。回路滤波器电路如图 3.1.7 所示。

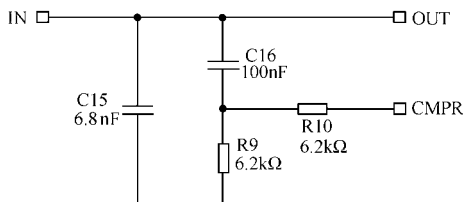


图 3.1.7 二阶回路滤波器

图 3.1.7 回路滤波器在数据传输速率超过 19200 波特（包括曼彻斯特码）时使用，PLL 锁定时间约为 4ms。

希望较快的 PLL 锁定时间，充电泵可以制作成每单位相位差释放 500 μ A 的电流，芯片上 NMOS 管漏极开路（引脚端 10）接到两阻尼电阻（R10, R9）到地，如图 3.1.8 所示，一旦锁定在正确的频率上，PLL 自动返回到标准低噪声操作（充电泵电流：125 μ A/rad）。如果校准设置在控制字中反映出来（cpmp1=1, cpmp0=0），快速锁定特征是有效的，通过在回路中的参数来减少 PLL 锁定时间。

如果 FSK 调制加到 VCO，元件 C17、C18、C19、R11、R12 和 R13（见应用电路图）是必须的。当是一个电流输出时，数据在 DATAIXO 脚输入，然后反馈到 MOD 脚（11 脚）。当逻辑“1”输入在 DATAIXO 引脚端和逻辑“0”进入漏极时，该引脚端为一个 50 μ A 的电流源。电容 C17 为滤波基带信号而设置，如是电容大，将获得一个慢上升沿的基带滤波信号；如果电容小，将获得高速上升沿信号，也能得到更宽广的频谱，电阻 R11 和 R12 决定频偏。如果 C18 比 C17 大则频偏将大，R13 较大用于消除回路滤波器的影响。在 TX 模式，直到开始发送数据时，引脚端 DATAIXO 必须保持三态。

PLL 外部调制需要一个相对调制率而言较低带宽的回路滤波器。这将导致一个相对长的回路锁定时间。在实际应用中，这种调制被加到 VCO，实现从节能模式到接收模式，需要在短的时间里启动双回路滤波器。

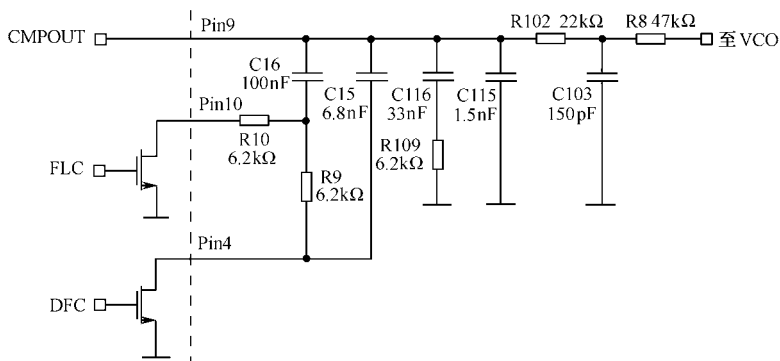


图 3.1.18 双回路滤波器

工作于发射模式回路滤波器由 C15、C16、R9 和 R10 组成。包括快锁特性。（快锁特性可控制 NMOS），这个滤波器是通过引脚端（QCHOUT）的内部 NMOS 自动开关控制输入输出的。它被 DFC（双滤波器控制）控制。位 OutS2、OutS1、OutS0 必须设置为 110。当 QCHOUT 使用开关将 TX 回路滤波器接地时，QCHOUT 和 ICHOUT 都不能被作为测试脚使用到不同的接收器。接收模式的回路滤波器包括 C15、C16、R109、R101 和 C101。

PLL 外部调制模式，充电泵输出状态有三态。回路是开环的因此不能跟踪调制。意味着回路滤波器有高的带宽、短的开关时间。由于漏电流、回路电压将减少，发射时间将受限于滤波器的带宽，当发射时间更短时，高带宽要求低电容量的电容，回路电压下降得更快。回路在 PLL 锁定在需要的频率上和功放器被打开时构成闭环。当调制开始时，回路迅速打开，此时回路不能跟踪调制，在调制网络中采用 AC 耦合无 DC 成分。

发射功率放大器是基本的 AB 类，最后一级是开集电极（OC）电路。因此外接一负载电感（L2）是必不可少的，放大器的直流电流通过外接偏置电阻 R14 调整。当偏置电阻值为 $1.5\text{k}\Omega$ 时，偏置电流为 $50\mu\text{A}$ 。最后一级电路的偏置电流大约为 15mA 。

阻抗匹配电路取决于天线使用的类型，但将被设计成最大输出功率。对最大的功率输出，功率放大器必须接一约为 100Ω 的阻抗。输出功率能通过编程分成 8 级，每级大约相差 3dB，通过控制字 Pa2~Pa0 控制。

为了预防干扰信号干扰功放，功放缓慢的导通和截止，通过外接电容 C25 连接到 24 脚，允许偏置电流在被限定范围上升或下降。上升/下降电流典型值为 $1.1\mu\text{A}$ ，当电源为 3V 时开关速率为 $2.6\mu\text{s/pF}$ 。转换功放开关会影响 PLL，所以开关速率必须与 PLL 带宽相对应。

缓冲放大器连接 VCO 和功率放大器之间。功率放大器的输入信号将放大到期望的输出功率。通过设置位 Gc 为“0”，缓冲级可以被旁路。

RF 接收器的低干扰放大器利用提升输入信号来优化频率转变过程。最主要是为了预防混频器干扰。LAN 是一个两级放大器，正常时在 434MHz 处能获得 23dB 增益，LAN 有一直流外反馈环，为 LAN 提供偏置。外接电容 C26 对所有的直流反馈环路起退耦和稳定作用，有一个大的低频环路增益。为获得高的接收灵敏度，LAN 的输入阻抗、输入匹配是非常重要的。

LAN 能通过设置 ByLAN 位为“1”而被旁路，这对强输入信号是非常有用的。

混频器在 434MHz 有 12dB 增益，微分输出在引脚端 34、35 和引脚端 38、39 时，每一路混频器的输出阻抗约为 $15\text{k}\Omega$ 。

每个通道包括前置放大器和前置滤波器，前置滤波器是一个衰减 20dB 的三阶椭圆 Sallen-Key 低通滤波器，可以阻止回转滤波器受邻频道强信号的干扰。前置放大器在 $G_c=0$ 时有 20dB 和 $G_c=1$ 时有 30dB 的增益。输出电压（峰-峰值）分别为 200mV（30dB 时）和 1V（20dB 时）。

三阶 Sallen-Key 低通滤波器可以用程序控制成四种不同的截止频率，如表 3.1.4 所示。

表 3.1.4 不同 F_{c1} 、 F_{c0} 值时的截止频率和信道间隔

F_{c1}	F_{c0}	截止频率/kHz	推荐信道间隔
0	0	10 ± 2.5	25
0	1	30 ± 7.5	100
0	0	60 ± 15	200
0	1	200 ± 50	700

对 10kHz 的截止频率，第一级电路必须与每个混频器的输出端之间接一个 820pF 的电容，对 30kHz 的截止频率则需要接一个 67pF 的电容。

由于回转滤波器的截止频率可通过外接可变电阻来改变。最佳信道间隔将依赖于 Sallen-Key 滤波器的截止频率。表 3.1.4 给出了推荐的不同位设置时的信道间隔。

主要信道滤波器是七阶椭圆低通滤波器的回转电容来实现的。椭圆滤波器为获得选择性和动态范围必须将电容减到最少。回转滤波器的截止频率通过外接电阻调整。表 3.1.5 表示出了不同的偏置电阻对应的不同的截止频率。

表 3.1.5 不同的偏置电阻对应的不同截止频率

偏置电阻/k Ω	截止频率/kHz
6.8	70
8.2	55
15	30
30	14
47	8

回转滤波器的截止频率选择与 Sallen-Key 滤波器的截止频率一样。回转滤波器的最大截止频率为 175kHz。截止频率必须足够高，以通过接收信号（频偏+调制）。最低截止频率为：

$$f_{c(\min)} = f_{DEV} + \text{Baudrate}/2$$

在频偏 $f_{DEV}=30\text{kHz}$ 和波特率为 20 kBaud 时，最低截止频率是 40kHz。设置位 $F_{c1}=1$ 和 $F_{c0}=0$ ，截止频率为 $60\text{kHz} \pm 15\text{kHz}$ 将是最佳的选择。回转滤波器偏置电阻为 7.5k Ω 或 8.2k Ω 时回转滤波器截止频率约为 60kHz。

当选择接收宽带时，晶体误差也必须考虑进去，如果晶体温度偏离整个温度范围 $\pm 10 \times 10^{-6}$ ，输入的 RF 信号和 LO 信号理论上会互相偏离 20×10^{-6} 。

解调器解调出来的信号的频偏必须永远比频漂大，最小的频偏（ $f_{DEV\min}$ ）等于波特率。频偏至少等于波特率加上频漂。

频偏可以在最小频偏到最小频偏加两个时段的最大频漂之间变化。当考虑晶体误差时，

最低截止频率是：

$$f_{c(\min)} = \Delta f \times 2f_{\text{DEVmin}} + \text{Baudrate}/2$$

其中 Δf 是考虑晶体误差时，LO 信号和输入 RF 信号之间的最大频漂。

据此，信号在 434MHz 处的频漂为 8680Hz。对于在 20kBaud 的波特率，频偏必须比 28.68kHz 更高。当 RF 信号比 LO 信号低 20×10^{-6} 时，频偏能从 20kHz 变化，当 RF 信号比 LO 信号高 20×10^{-6} 时，频偏可以到 37.36kHz，最低截止频率为 47.36kHz。

限幅器是一个零点检波器，限幅器输出是与 I-Q 相位差相对应的值，输出的是边缘陡峭的方波。

解调器解调 I 和 Q 信道输出，并产生数字量输出。解调器检测 I 和 Q 信道信号之间的相位差。对于 I 信道限幅器输出的每一个边沿（上升沿和下降沿），Q 信道限幅器输出的振幅被采样。并且反之亦然。解调器的输出在 DATAIXO 引脚端。数据输出被 IF 信号每周期四次更新。这也意味着输出数据的最大抖动为 $1/(4 \times \Delta f)$ （仅仅对零偏有效）。如果 I 信道信号滞后于 Q 信道，FSK 调制频率位于 LO 频率上方（数据“1”），如果 I 信道超前 Q 信道，则 FSK 调制频率位于 LO 频率下方（数据“0”）。

解调器的输入和输出通过一阶 RC 低通滤波器滤波并经过斯密特触发器放大产生方波。

建议在低位率时，增加电容连接于引脚端 18 的 (DataC)，以减少 RX 数据信号滤波器的带宽。滤波器的带宽必须根据位率而调整，这个功能通过 RXFilt 位来控制。

RSSI（接收信号强度指示）电路输出对应于 RF 输入信号强弱的直流电压。典型 RSSI 响应曲线图如图 3.1.9 所示 ($f_{\text{DEV}}=30\text{kHz}$, $G_c=1$)，图中超过 70dB 的 RF 输入范围对应于 0.7V~2.05V。

当接收到的 RF 输入信号使 RSSI 输出增加时，RSSI 能作为信号有无指示器，用于唤醒电路。无信号时，电路可以处于睡眠模式以延长电池寿命。

另一个应用是能测定发射功率是否可以在系统中减少一些，如果 RSSI 检测到一强信号，将可告诉发射器减少发射功率以减少电流消耗。

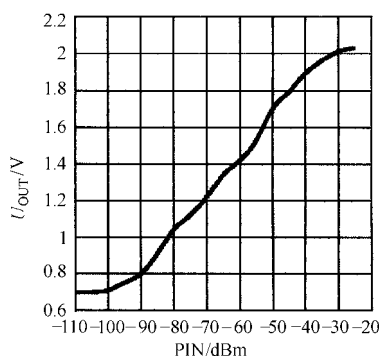


图 3.1.9 典型 RSSI 响应曲线图

编程：两线（CLKIN 和 REGIN）式总线用来编程电路，两线串行总线接口可以控制分频器、选择 TX 的功率和 RX 和合成器电路功能块。接口由一个 80 位编程寄存器组成。数据和第一有效位从 REGIN 线进入，第一位是输入 P1，最后一位是输入 P80。程序寄存器中的位安排如表 3.1.6 所示。位功能描述如表 3.1.7 所示。

表 3.1.6 程序寄存器中的位分配表

p1~p6	p7~p12	p13~p24	p25~p36	p37~p46	p47~p56	p57	p58
A1	A0	N1	N0	M1	M0	RxFilt	Pa2
p59	p60	p61	p62	p63	p64	p65	p66
Pa1	Pa0	Gc	ByLNA	Ref6	Ref5	Ref4	Ref3
p67	p68	p69	p70	p71	p72	p73	p74
Ref2	Ref1	Ref0	Cmp1	Cmp0	Fc1	Fc0	OutS2
p75	p76	p77	p78	p79	p80	—	—
OutS1	OutS0	Mod1	Mod0	RT	Pu	—	—

表 3.1.7 位功能描述

名称	描 述
A1	分频器 A1, 6 位
A0	分频器 A0, 6 位
N1	分频器 N1, 12 位
N0	分频器 N0, 12 位
M1	分频器 M1, 10 位
M0	分频器 M0, 10 位
RxFilt	1=为 RX 数据信号的滤波外接电容
Pa2	功率放大器增益设置
Pa1	pa2, pa1, pa0 = 0 : 较低功率输出
Pa0	pa2, pa1, pa0 = 1 : 较高功率输出
Gc	功率放大器缓冲器增益控制: 1=高增益 接收器前置放大器增益控制: 1=高增益
ByLNA	1 = LNA 被旁路
Ref6	设置锁定检测器基准
Ref5	全为 0: 较高基准
Ref4	全为 1: 较低基准
Ref3	
Ref2	
Ref1	
Ref0	
Cmp1	充电泵设置:
Cmp0	Cmp1=0, Cmp0=0: $\pm 125\mu\text{A}$ Cmp1=0, Cmp0=1: $\pm 500\mu\text{A}$ Cmp1=1, Cmp0=0: 由 LockDet (LD)控制 LD=0: $\pm 500\mu\text{A}$; LD=1: $\pm 125\mu\text{A}$ Cmp1=1, Cmp0=1: 与发射方式相同, 在接收发射电流是 $\pm 500\mu\text{A}$
Fc1	有源 RC 滤波器设置
Fc0	Fc1=0, Fc0=0: 10kHz Fc1=1, Fc0=0: 60kHz Fc1=0, Fc0=1: 30kHz Fc1=1, Fc0=1: 200kHz

续表

名称	描 述									
OutS2	I-和 Q-通道 OutS2 OutS1 OutS0 IchOut QchOut OutS2 OutS1 OutS0 IchOut QchOut									
OutS1	输出选择	0	0	0	高阻	高阻	1	0	0	lim_qch gm_qch
OutS0		0	0	1	sk_ich	sk_qch	1	0	1	gm_ich lim_ich
		0	1	0	gm_ich	gm_qch	1	1	0	高阻 双 LF
		0	1	1	lim_ich	lim_qch	1	1	1	N_分频 M_分频
sk_*: Sallen-Key 滤波器输出; gm_*:gyrator 滤波器输出; lim_*:限幅器输出										
Mod1	Mod1 = 0, Mod0 = 0: FSK 调制加到 VCO									
Mod0	Mod1 = 0, Mod0 = 1: FSK 调制加到 VCO: 开环调制									
	Mod1 = 1, Mod0 = 0: FSK 调制利用在分频器的两个设置之间转换实现									
	Mod1 = 1, Mod0 = 1: FSK 调制利用分频器 A1 加/减 1 实现									
RT	0 =接收模式 1 =发射模式									
Pu	1 = 电源加上, 0 =低功耗模式									

当 FSK 调制加到 VCO 时, PLL 使用分配器 A1、N1 和 M1。当 Mod1=1、Mod0=0 时会不同的分频器中切换, 当 DATAIX00=0 时, PLL 使用分频器 A1、N1 和 M1, 在不同的分频器间切换来实现 FSK 调制。

N、M 和 A 的值可用下列公式计算得到:

$$f_c = \frac{f_{XCO}}{M} = \frac{f_{RF}}{32 \times N + A}$$

其中 f_c 是相对频率。

当 CLKIN 信号为高电平时, 80 位控制字首先读入移位寄存器, 然后通过 REGIN 信号(正的或负的)装入并行寄存器。电路直接指定模式(如接收、发射等)。

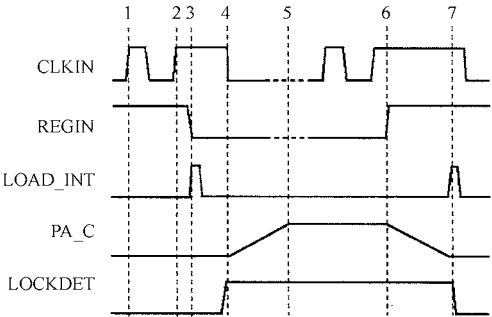


图 3.1.10 CLKIN、REGIN、内部 LOAD_INT 和 PA_C 信号时序图

图中, 时序 1: 倒数第二位数据被时钟信号装入移位寄存器(‘1’)。

时序 2: 最后一位数据被时钟信号装入移位寄存器(‘1’)。

时序 3: REGIN 信号转换产生一内部装入脉冲, 将控制字装入并行寄存器, 电路进入新的模式(TX 模式), 并稳定在这种新模式。

时序 4: 当时钟信号变低时, 功放慢慢开启使 RF 输出信号最小。PA 开启前, PLL 是可靠地锁定状态。LOCKDET 被设置后, PA 将开启。

时序 5: 功率放大器是满负荷开启。

时序 6: 一个新的控制字进入移位寄存器。当 CLKIN 为高时, 一个 REGIN 信号跳变, 关闭功率放大器。

时序 7: 当功放关闭时产生内部装入脉冲。新控制字装入并行寄存器, 电路进入一个新的模式 (节电模式)。CLKIN 必须在产生内部装入脉冲后变低。

当 CLKIN 是高时, REGIN 上的跳变是可避免的, 新控制字能在任何时间不影响收发器的操作的情况下按时进入移位寄存器。

控制字设置例: $f_{RF}=434.245\text{MHz}$, 频偏为 $\pm 10\text{kHz}$, $f_{XCO}=10\text{MHz}$ 。FSK 调制通过二分频器切换实现。控制字设置如表 3.1.8 所示。FSK 调制时, 通过切换不同的分配器 A、N 和 M 的值去对应接收频率和两个发射频率来实现。

表 3.1.8 控制字设置

	A1	A0	N1	N0	M1	M0
Tx	18	11	127	115	94	85
Rx	27	27	143	143	106	106
	RxFilt	Pa2	Pa1	Pa0	Gc	ByLNA
Tx	0	1	1	1	1	0
Rx	0	1	1	1	1	0
	Ref6	Ref5	Ref4	Ref3	Ref2	Ref1
Tx	0	0	0	0	0	0
Rx	0	0	0	0	0	0
	Ref0	Cmp1	Cmp0	Fc1	Fc0	OutS2
Tx	0	1	0	0	1	0
Rx	0	1	0	0	1	0
	OutS1	OutS0	Mod1	Mod0	RT	Pu
Tx	0	0	1	0	1	1
Rx	0	0	1	0	0	1

控制字的二进制形式如下: (MSB 在左边)

```

Tx: 010010 001011 00000 1111111
    000001110011 0001011110 0001010101
    0111100000000 10010001011
Rx: 01011 011011 000010001111
    000010001111 0001101010 0001101010
    011110000000010010001001
  
```

$f_{RF}=434.245\text{MHz}$, $f_{XCO}=10\text{MHz}$, FSK 调制加到 VCO, 控制字设置如表 3.1.9 所示。FSK 调制加到 VCO, A、N 和 M 的值对应于接收频率和发射频率。A、N 和 M 值的设置与所有模式一样。

表 3.1.9 控制字设置

	A1	A0	N1	N0	M1	M0
Tx	27	27	143	143	106	106
Rx	27	27	143	143	106	106
	RxFilt	Pa2	Pa1	Pa0	Gc	ByLNA
Tx	0	1	1	1	1	0
Rx	0	1	1	1	1	0
	Ref6	Ref5	Ref4	Ref3	Ref2	Ref1
Tx	0	0	0	0	0	0
Rx	0	0	0	0	0	0
	Ref0	Cmp1	Cmp0	Fc1	Fc0	OutS2
Tx	0	0	1	1	0	0
Rx	0	0	1	1	0	0
	OutS1	OutS0	Mod1	Mod0	RT	Pu
Tx	0	0	0	0	1	1
Rx	0	0	1	0	0	1

控制字的二进制形式如下：（MSB 在左边）

Tx: 011011 011011 000010001111
000010001111 0001101010 0001101010
011110000000001 100000011
Rx: 011011 011011 000010001111
000010001111 0001101010 0001101010
011110000000001 100000001

3.2 300MHz~930MHz FSK/FM/ASK 收发器芯片 TH7120 的原理与应用电路设计

3.2.1 概述

TH7120 是一个单片集成的 FSK/ FM /ASK 收发器芯片，可工作在固定的频率收发器模式，也可以编程工作在多通道收发器模式，PLL 锁定的 RF VCO 采用内部可变电容二极管，FSK/ASK 调制，FSK/FM 调制适合数字数据和模拟信号应用，LNA 增益可以转换以适用于大的动态范围，在 PLL 锁定后功率放大器自动导通，工作频率范围为 300MHz ~ 930MHz，电源电压为 2.2V~5.5V，工作电流为 12mA，待机电流为 50nA，工作温度为 -40℃~+85℃，接收灵敏度为 -105 dBm，数据传输速率（FSK 和 ASK）为 40 kb/s，可调整的发射功率为 -15 dBm~+6 dBm，采用 LQFP32 封装。适用于 ISM（工业、科学和医学）频率范围内的各种应用，如无钥匙进入系统、安防系统、遥控遥测系统、数据通信系统等。

3.2.2 主要技术指标

TH7120 的主要技术指标如表 3.2.1 所示。

表 3.2.1 TH7120 主要技术指标

参数	最小值	典型值	最大值	单位
电源电压	2.2		5.5	V
输入低电平			0.3V _{cc}	V
输入高电平	0.7V _{cc}			V
发射和接收频率范围	300		930	MHz
VCO 频率	300		930	MHz
中频 IF 范围	0.4		22	MHz
频偏	±2.5		±80	kHz
FSK/ASK 数据速率			40	kb/s
FM 带宽			10	kHz
VCO 增益	14		55	MHz/V
待机电流		50	100	nA
工作电流			27.6	mA
ASK 接收灵敏度	-96		105	dBm
FSK 接收灵敏度	-87		103	dBm
ASK 启动时间		2	5	ms
FSK 启动时间		2.5	3	ms
输出功率	-14		8	dBm
FSK 频偏	±5	±25	±80	kHz
FM 频偏		±6		kHz
从待机模式到发射模式启动时间		2	5	ms

3.2.3 芯片封装与引脚功能

TH7120 采用 LQFP32 封装，如图 3.2.1 所示。各引脚功能如下所示。

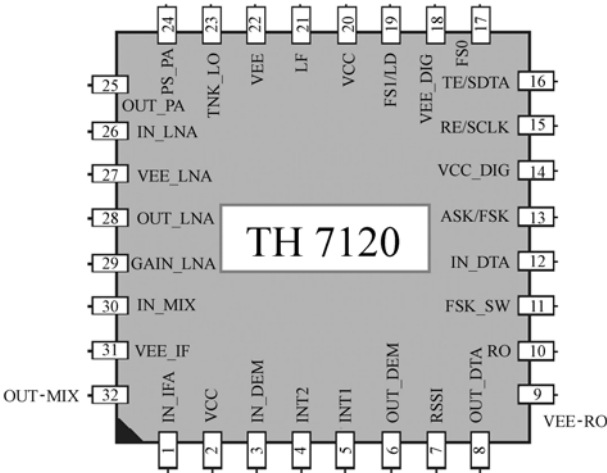


图 3.2.1 TH7120 引脚封装形式

- 引脚 1: IN-IFA, IF 放大器输入。
- 引脚 2: VCC, 电源正端。
- 引脚 3: IN-DEM, IF 放大器输出和解调器输入, 外接陶瓷滤波器。
- 引脚 4: INT2, OA2 输出
- 引脚 5: INT1, OA1 和 OA2 反向输入
- 引脚 6: OUT-DEM, 解调输出和 OA1 同相输出
- 引脚 7: RSSI, RSSI 输出。
- 引脚 8: OUT-DTA, OA1 输出
- 引脚 9: VEE-RO, RO 地。
- 引脚 10: RO, RO 输入。
- 引脚 11: FSK-SW, FSK 拉动端, 开关到地或者开路。
- 引脚 12: IN-DTA, ASK/FSK 调制数据输入。
- 引脚 13: ASK/FSK, ASK/FSK 调制选择输入。
- 引脚 14: VCC-DIG, 电源正端, 串行通道和控制逻辑部分电源。
- 引脚 15: RE/SCLK, 接收器使能输入/移位寄存器时钟输入。
- 引脚 16: TE/SDTA, 发射使能输入/串行数据输入。
- 引脚 17: FS0/SDEN, 频率选择输入/串行数据使能输入。
- 引脚 18: VEE-DIG, 串行通道和控制逻辑部分地。
- 引脚 19: FS1/LD, 频率选择输入/锁定检波器输出。
- 引脚 21: LF, 充电泵输出, 连接外部的回路滤波器。
- 引脚 23: TNK-LO, VCO 集电极开路输出, 连接到外部的 LC 谐振回路。
- 引脚 24: PS-PA, 功率设置输入。
- 引脚 25: OUT-PA, 功率放大器输出, 集电极开路。
- 引脚 26: IN-LNA, LNA 输入, 单端大约 50Ω 。
- 引脚 27: VEE-LNA, LNA 和 PA 地
- 引脚 28: OUT-LNA, LNA 输出, 集电极开路, 外接 LC 谐振回路。
- 引脚 29: GAIN-LNA, LNA 增益控制, 低增益连接到 Vcc, 高增益连接到地。
- 引脚 30: IN-MIX, 混频器输入, 单端大约为 200Ω 。
- 引脚 31: VEE-IF, IFA、解调器、OA1 和 OA2 地。
- 引脚 32: OUT-MIX, 混频器输出, 单端大约为 330Ω 。

3.2.4 内部结构与工作原理

TH7120 的内部结构如图 3.2.2 所示。芯片内包含低噪声放大器 (LNA)、两级混频器 (MIX1, MIX2)、锁相环合成器 (PLL Synthesizer)、基准晶体振荡器 (RO)、充电泵 (CP)、中频放大器 (IFA)、相频检波器 (PFD)、功率放大器 (PA)、控制逻辑电路、串行接口 (SIC) 等电路。

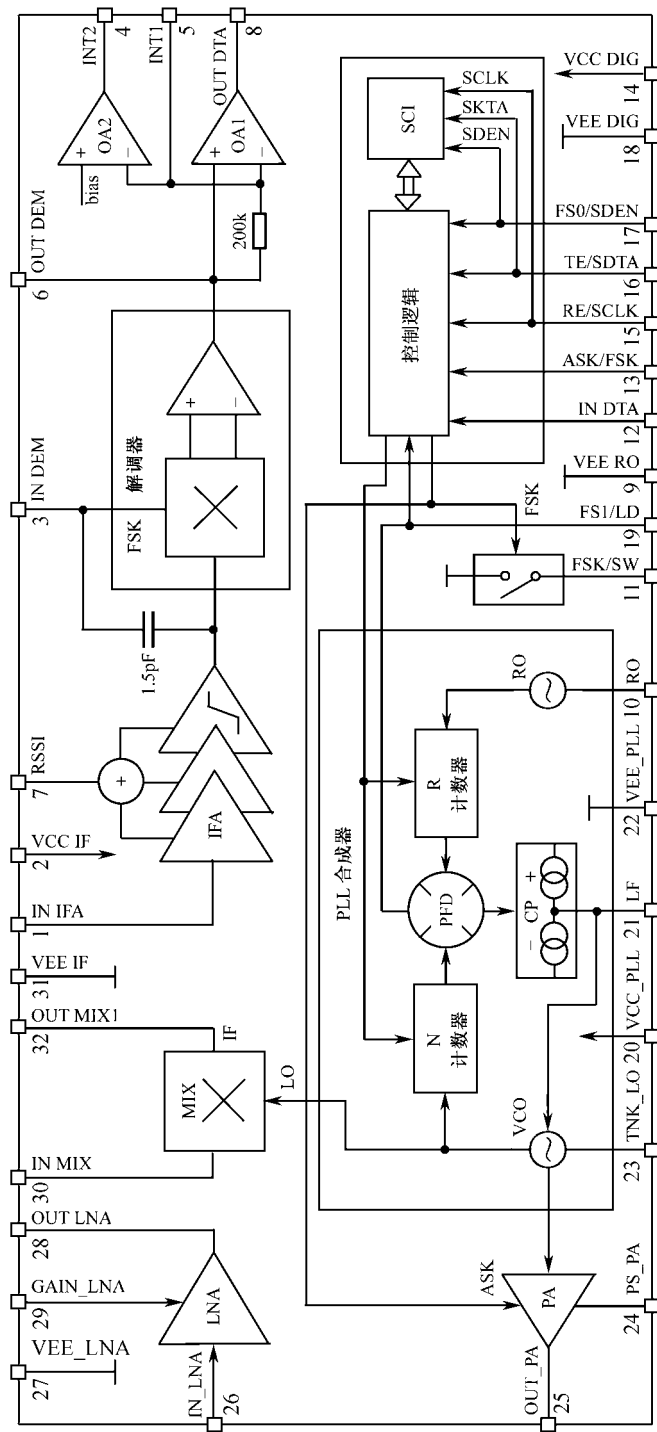


图 3.2.2 TH7120 内部结构方框图

固定频率工作模式：在电源加上以后，收发器设置在固定频率工作模式。在这个模式，为得到希望的工作频率，引脚端 FS0/SDEN 和 FS1/LD 必须连接到 VEE 或者 VCC。在电源加上以后，在引脚端 FS0/SDEN 和 FS1/LD 逻辑电平不能改变，以保证工作在这个模式。在固定频率工作模式控制字位的默认设置如表 3.2.2 所示。

表 3.2.2 频率选择

通 道 频 率	433.92 MHz	868.30 MHz	315.00 MHz	915.00 MHz
FS0/SDEN	1	0	1	0
FS1/LD	0	0	1	1
基准振荡器频率	7.1505 MHz			
在 RX 模式 R 计数器比率	16	16	18	30
在 RX 模式 PFD 频率	446.91 kHz	446.91 kHz	397.25 kHz	238.35 kHz
在 RX 模式 N/A 计数器比率	947	1919	766	3794
在 RX 模式 VCO 频率	423.22 MHz	857.60 MHz	304.30 MHz	904.30 MHz
接收频率	433.92 MHz	868.30 MHz	315.00 MHz	915.00 MHz
在 TX 模式 R 计数器比率	16	16	18	30
在 TX 模式 PFD 频率	446.91 kHz	446.91 kHz	397.25 kHz	238.35 kHz
在 TX 模式 N/A 计数器比率	971	1943	793	3839
在 TX 模式 VCO 频率	433.92 MHz	868.30 MHz	315.00 MHz	915.00 MHz
发射频率	433.92 MHz	868.30 MHz	315.00 MHz	915.00 MHz
在 RX 模式 IF 频率	10.7 MHz			

在固定频率工作模式，能够通过控制引脚端 RE/SCLK 和 TE/SDTA 的状态设置收发器工作在待机模式、发射模式、接收模式和空闲模式（仅 PLL 合成器工作），如表 3.2.3 所示。

表 3.2.3 工作模式控制

工 作 模 式	待 机 模 式	接 收 模 式	发 射 模 式	空 闲 模 式
RE/SCLK	0	1	0	1
TE/SDTA	0	0	1	1

在固定频率工作模式，通过引脚端 ASK/FSK 的状态选择调制类型，ASK/FSK=0，为 ASK 调制，ASK/FSK=1，为 FSK 调制。

可编程多通道工作模式：在多通道模式收发器通过 3 线（SCLK, SDTA, SDEN）串行接口（SIC）编程。在每个 SCLK 信号的上升沿，将 SDTA 引脚端的逻辑数值被写入 24 位的移位寄存器。在 SDEN 的上升沿，把移位寄存器中的储存的数据装入 4 个锁存器中所对应的一个锁存器中。控制字的长度是 24 位，2 个地址位，22 个数据位。最初的两位是锁存器地址位（bit23、bit22）。最初引入的是最高有效位（MSB）。为编程收发器在多通道工作，4 个 24 位的控制字需要设置：A 字、B 字、C 字、D 字。串行数据输入时序和控制字结构如图 3.2.4 和表 3.2.4 所示。在电源加上后默认的各寄存器设置值如表 3.2.5 所示。

表 3.2.4 串行接口控制字

A 字:

MSB																						LSB	
23	22	21	20	19	18	17	16	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
0	0	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
ADDR		not used	DL_MODE	MODUL	HighCur	LOCK_MODE	PA_AUTO	Pow1	Pow0	MIXG	LNAG	TE	RE	RR9	RR8	RR7	RR6	RR5	RR4	RR3	RR2	RR1	RR0

B 字:

MSB																						LSB	
23	22	21	20	19	18	17	16	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
0	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
ADDR		not used	not used	EnDelPLL	LNAHYST	EnAdj	EnFm	Max2	Max1	Max0	Min2	Min1	Min0	RT9	RT8	RT7	RT6	RT5	RT4	RT3	RT2	RT1	RT0

C 字:

MSB																						LSB	
23	22	21	20	19	18	17	16	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
1	0	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
ADDR		LNAGLE	POLAR	High2	High1	UP	NR16	NR15	NR14	NR13	NR12	NR11	NR10	NR9	NR8	NR7	NR6	NR5	NR4	NR3	NR2	NR1	NR0

D 字:

MSB																						LSB	
23	22	21	20	19	18	17	16	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
1	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
ADDR		MODUL_CTR	LD_TM1	LD_TM0	ER_TM1	ER_TM0	NT16	NT15	NT14	NT13	NT12	NT11	NT10	NT9	NT8	NT7	NT6	NT5	NT4	NT3	NT2	NT1	NT0

表 3.2.5 在电源加上后默认的寄存器设置

位	A 字符号	通道 '00' 868.3MHz	通道 '01' 433.92MHz	通道 '10' 915.0MHz	通道 '11' 315.0MHz	B 字符号	通道 '00' 868.3MHz	通道 '01' 433.92MHz	通道 '10' 915.0MHz	通道 '11' 315.0MHz
21	not used	0				not used	0			
20	DL_MODE	0				not used	0			
19	MODUL	0				EnDelPLL	1			
18	HighCur	0				LNAHYST	1			
17	LOCK_MODE	0				EnAdj	0			
16	PR_AUTO	0				EnFM	0			
15	Pow1	1				Max2	1			
14	Pow0	1				Max1	1			
13	MIXG	1				Max0	1			

续表

位	A 字符号	通道 ‘00’ 868.3MHz	通道 ‘01’ 433.92MHz	通道 ‘10’ 915.0MHz	通道 ‘11’ 315.0MHz	B 字符号	通道 ‘00’ 868.3MHz	通道 ‘01’ 433.92MHz	通道 ‘10’ 915.0MHz	通道 ‘11’ 315.0MHz
12	LNAG	1				Min2	0			
11	TE	0				Min1	1			
10	RE	0				Min0	1			
9	RR9	0	0	0	0	RT9	0	0	0	0
8	RR8	0	0	0	0	RT8	0	0	0	0
7	RR7	0	0	0	0	RT7	0	0	0	0
6	RR6	0	0	0	0	RT6	0	0	0	0
5	RR5	0	0	0	0	RT5	0	0	0	0
4	RR4	1	1	1	1	RT4	1	1	1	1
3	RR3	0	0	1	0	RT3	0	0	1	0
2	RR2	0	0	1	0	RT2	0	0	1	0
1	RR1	0	0	1	1	RT1	0	0	1	1
0	RR0	0	0	0	0	RT0	0	0	0	0
位	C 字符号	通道 ‘00’ 868.3MHz	通道 ‘01’ 433.92MHz	通道 ‘10’ 915.0MHz	通道 ‘11’ 315.0MHz	D 字符号	通道 ‘00’ 868.3MHz	通道 ‘01’ 433.92MHz	通道 ‘10’ 915.0MHz	通道 ‘11’ 315.0MHz
21	LNAGI_E	0				MODUL_CTR	0			
20	POLAR	0				LD_TM1	1			
19	High2	0	0	0	0	LD_TM0	0			
18	High1	1	1	1	1	ER_TM1	0			
17	UP	1	0	1	0	ER_TM0	0			
16	NR16	0	0	0	0	NT16	0	0	0	0
15	NR15	0	0	0	0	NT15	0	0	0	0
14	NR14	0	0	0	0	NT14	0	0	0	0
13	NR13	0	0	0	0	NT13	0	0	0	0
12	NR12	0	0	0	0	NT12	0	0	0	0
11	NR11	0	0	1	0	NT11	0	0	0	0
10	NR10	1	0	1	0	NT10	1	0	1	0
9	NR9	1	1	1	1	NT9	1	1	1	1
8	NR8	1	1	0	0	NT8	1	1	0	1
7	NR7	0	1	1	1	NT7	1	1	1	0
6	NR6	1	0	1	1	NT6	0	1	1	0
5	NR5	1	1	0	1	NT5	0	0	1	0
4	NR4	1	1	1	1	NT4	1	0	1	1
3	NR3	1	0	0	1	NT3	0	1	1	1
2	NR2	1	0	0	1	NT2	1	0	1	0
1	NR1	1	1	1	1	NT1	1	1	1	0
0	NR0	1	1	0	0	NT0	1	1	1	1

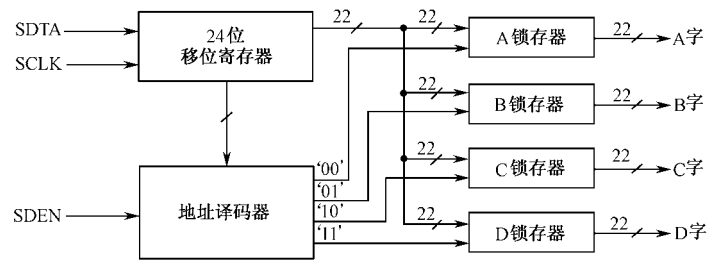


图 3.2.3 串行接口方框图

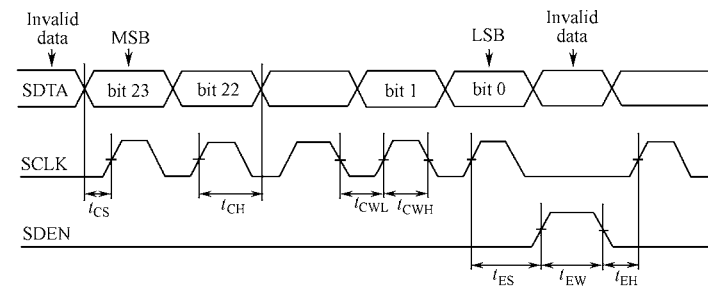


图 3.2.4 串行接口时序图

各控制字定义与功能参见厂家使用手册。

3.2.5 应用电路设计

TH7120 芯片的 FSK 应用电路如图 3.2.5 (a) 所示，其元件布局与印制板图如图 3.2.5 (b) 所示，其元器件参数如表 3.2.6 所示。ASK 应用电路如图 3.2.6 (a) 所示，其元器件布局 and 印刷板图如图 3.2.6 (b) 所示，其元器件参数如表 3.2.7 所示。图 3.2.7 所示是 TX 和 PX 耦合网络，其元器件参数如表 3.2.8 所示。

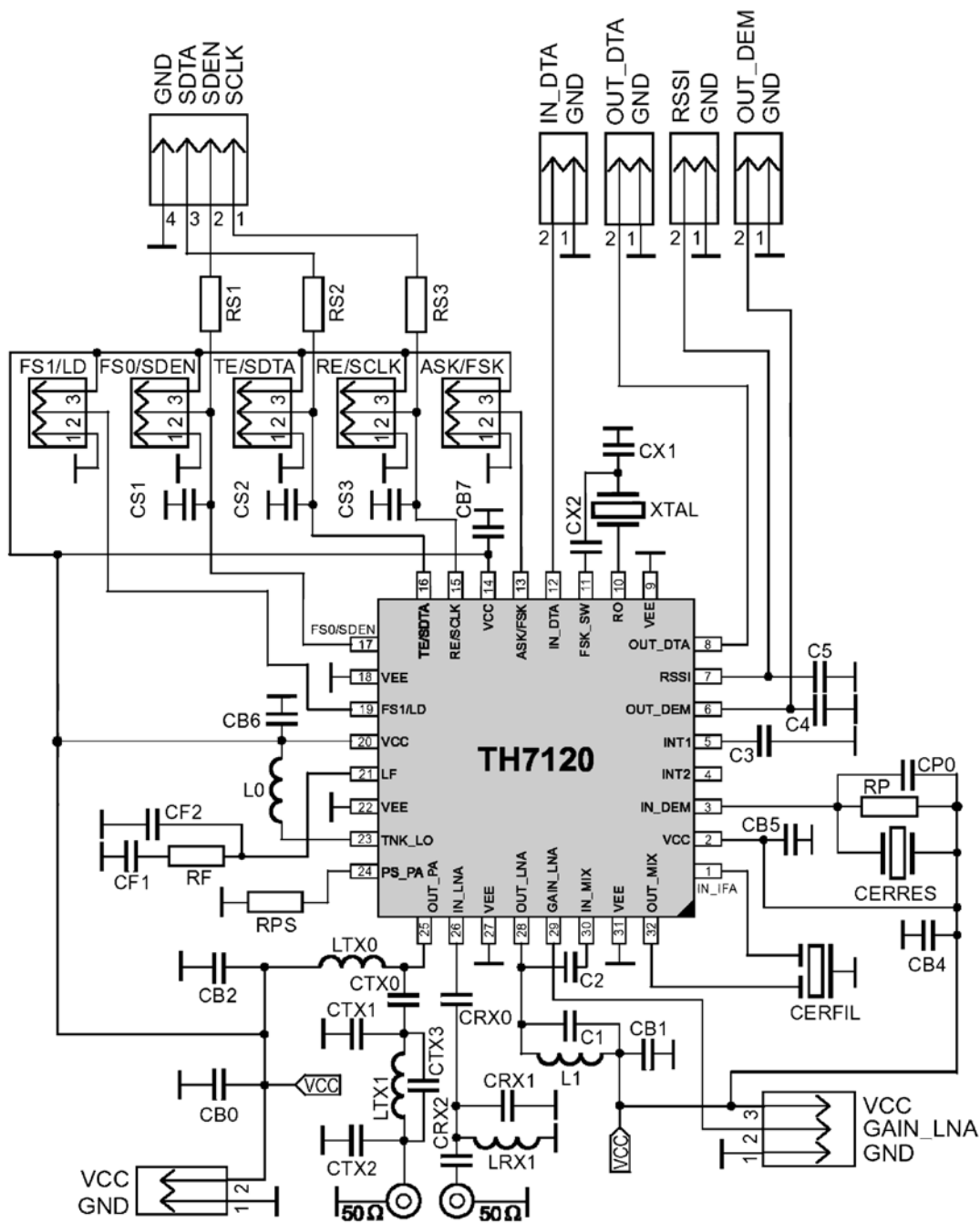


图 3.2.5 (a) FSK 应用电路

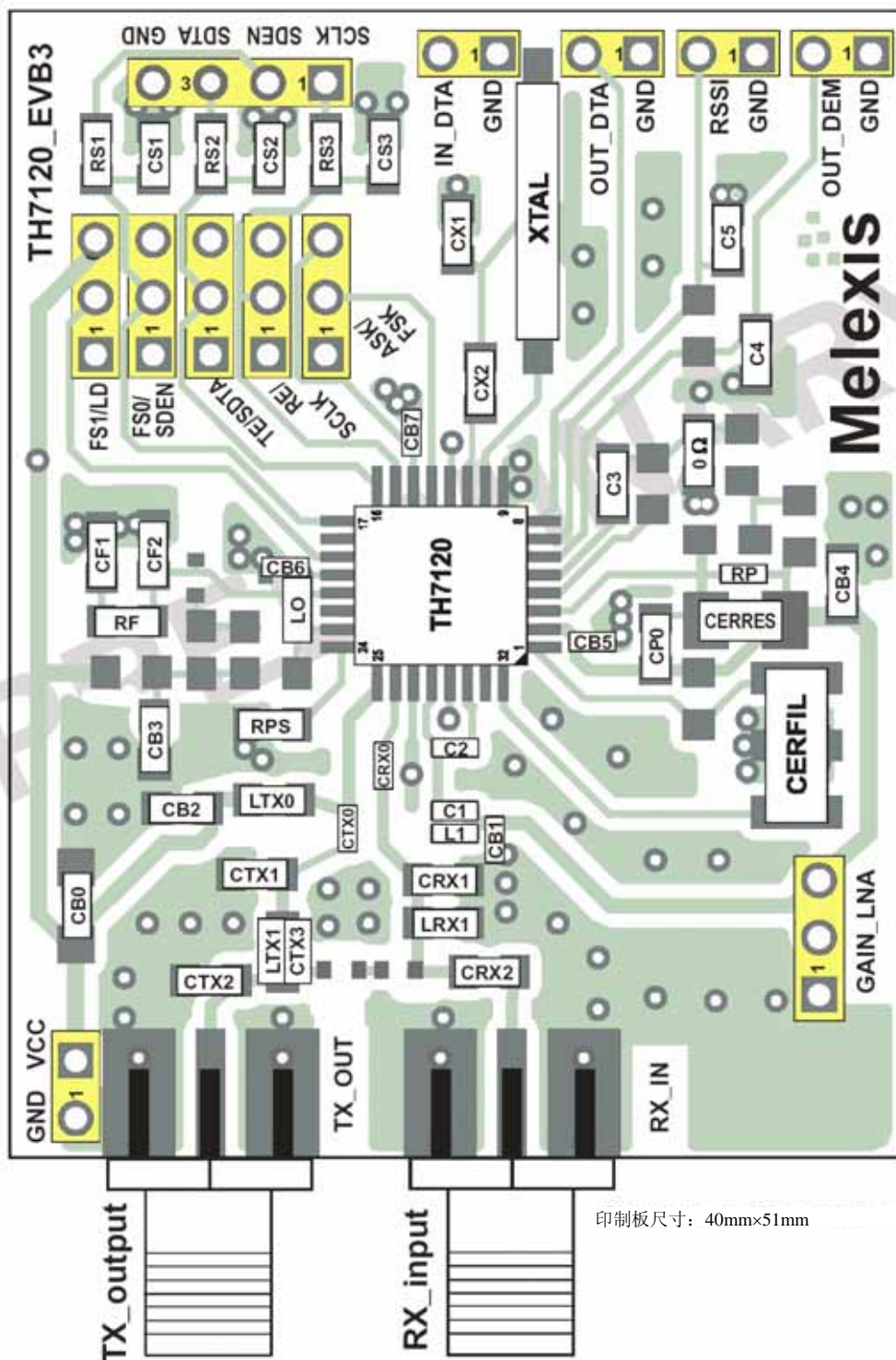


图 3.2.5 (b) FSK 应用电路元器件布局与印制板图

表 3.2.6 FSK 应用电路元器件参数

符号	尺寸	数值 @433.92MHz	数值 @868.3MHz	误差
C1	0603	5.6pF	NIP	±5%
C2	0603	1pF	1.5pF	±5%
C3	0805	10nF	10nF	±10%
C4	0805	330pF	330pF	±10%
C5	0805	330pF	330pF	±10%
CB0	0805	100nF	100nF	±10%
CB1	0803	330pF	330pF	±10%
CB2	0805	330pF	330pF	±10%
CB4	0805	330pF	330pF	±10%
CB5	0603	330pF	330pF	±10%
CB6	0603	330pF	47pF	±10%
CB7	0603	330pF	330pF	±10%
CF1	0805	330pF	330pF	±5%
CF2	0805	68pF	150pF	±5%
CX1	0805	18pF	22pF	±5%
CX2	0805	68pF	27pF	±5%
CP0	0805	12-15pF	12-15pF	±5%
CRX0	0603	100pF	100pF	±5%
CRX1	0805	NIP	NIP	±5%
CRX2	0805	8.0pF	3.3pF	±5%
CTX0	0603	3.3pF	2.2pF	±5%
CTX1	0805	1pF	NIP	±5%
CTX2	0805	4.7pF	4.7pF	±5%
CTX3	0805	NIP	0.47pF	±5%
CS1 to CS3	0805	22pF	22pF	±10%
RP	0603	3.9k Ω	3.9k Ω	±5%
RF	0805	62k Ω	56k Ω	±5%
RPS	0805	33k Ω	33k Ω	±5%
RS1 to RS3	0805	10k Ω	10k Ω	±10%
L0	0805	22nH	2.7nH	±5%
L1	0603	15nH	10nH	±5%
LRX	0805	18nH	8.2nH	±5%
LTX0	0805	220nH	82nH	±5%
LTX1	0805	56nH	12nH	±5%
XTAL	HC49 SMD	7.1505MHz	7.1505MHz	±30ppm 校准 ±30ppm 温度
CERFIL	Leaded 型	SFE10.7MFP@ B _{IF2} =40kHz	SFE10.7MFP@ B _{IF2} =40kHz	TBD
	SMD 型	SFECV10.7MJS-A @B _{IF2} =150kHz	SFECV10.7MJS-A @B _{IF2} =150kHz	±40kHz
CERRES	SMD 型	CDACV10.7MG18-A	CDACV10.7MG18-A	

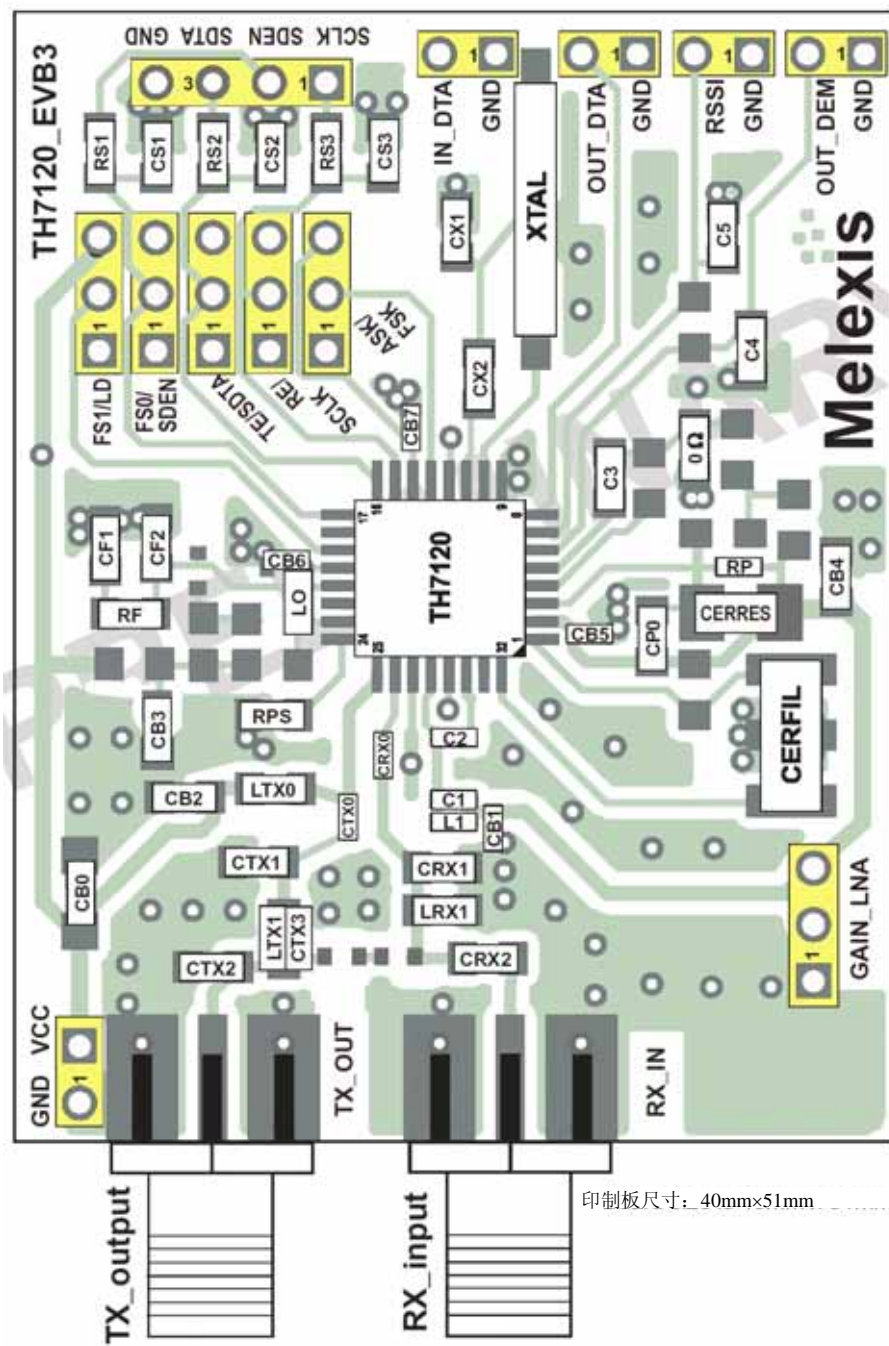


图 3.2.6 (b) 元器件布局和印制板图

表 3.2.7 ASK 应用电路元器件参数

符号	尺寸	数值 @433.92MHz	数值 @868.3MHz	误差
C1	0603	5.6pF	NIP	±5%
C2	0603	1pF	1.5pF	±5%
C3	0805	10nF	10nF	±10%
C5	0805	330pF	330pF	±10%
CB0	0805	100nF	100nF	±10%
CB1	0803	330pF	330pF	±10%
CB2	0805	330pF	330pF	±10%
CB5	0603	330pF	330pF	±10%
CB6	0603	330pF	47pF	±10%
CB7	0603	330pF	330pF	±10%
CF1	0805	330pF	330pF	±5%
CF2	0805	68pF	82pF	±5%
CX1	0805	15pF	15pF	±5%
CRX0	0603	100pF	100pF	±5%
CRX1	0805	NIP	NIP	±5%
CRX2	0805	8.2pF	3.3pF	±5%
CTX0	0603	3.3pF	2.2pF	±5%
CTX1	0805	1pF	NIP	±5%
CTX2	0805	4.7pF	4.7pF	±5%
CTX3	0805	NIP	0.47pF	±5%
CS1 to CS3	0805	22pF	22pF	±10%
RF	0805	62 k Ω	56k Ω	±5%
RPS	0805	33 k Ω	33k Ω	±5%
RS1 to RS3	0805	10 k Ω	10k Ω	±10%
L0	0805	22nH	2.7nH	±5%
L1	0603	15nH	10nH	±5%
LRX1	0805	18nH	8.2nH	±5%
LTX0	0805	220nH	82nH	±5%
LTX1	0805	56nH	12nH	±5%
XTAL	HC49 SMD	7.1505MHz	7.1505MHz	±30ppm 校准 ±30ppm 温度
CERFIL	Leaded 型	SFE10.7MFP@ B _{IF2} =40kHz	SFE10.7MFP@ B _{IF2} =40kHz	TBD
	SMD 型	SFECV10.7MJS-A @B _{IF2} =150kHz	SFECV10.7MJS-A @B _{IF2} =150kHz	±40kHz

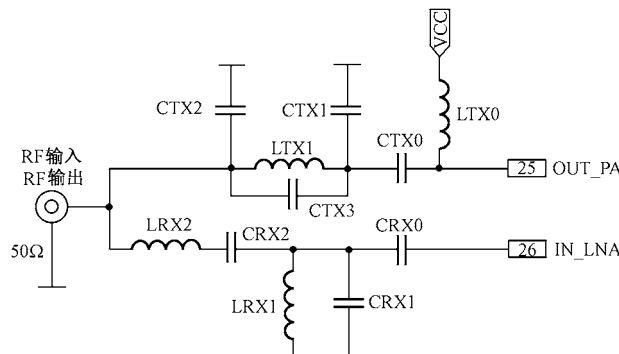


图 3.2.7 TX 和 RX 耦合网络

表 3.2.8 TX 和 RX 耦合网络元器件参数

符号	尺寸	数值 @315.0MHz	数值 @433.92MHz	数值 @868.3MHz	数值 @915MHz
CTX0	0603	10pF	10pF	10pF	10pF
CTX1	0805	10pF	NIP	NIP	NIP
CTX2	0805	18pF	2.2pF	3.9pF	TBD
CTX3	0805	TBD	1.0pF	TBD	TBD
CRX0	0603	100pF	100pF	100pF	100pF
CRX1	0805	NIP	NIP	NIP	NIP
CRX2	0805	TBD	3.3pF	TBD	TBD
LTX0	0805	150nH	150nH	82nH	TBD
LTX1	0805	TBD	33nH	TBD	TBD
LRX1	0805	27nH	18nH	8.2nH	TBD
LRX2	0805	TBD	10nH	TBD	TBD

3.3 OOK/ASK 868.35 MHz 收发器芯片 TR1001 的原理与应用电路设计

3.3.1 概述

TR1001 是一个单片 OOK/ASK 收发器芯片，工作频率为 868.15MHz~868.55MHz，可接收和发射数字 OOK/ASK 信号，OOK 数据传输速率可达 19.2kb/s，ASK 数据传输速率可达 115.2kb/s，接收灵敏度为-95dBm。电源电压为 2.7V~3.5V，接收模式工作电流为 1.8mA，发射模式输出功率为 1.25mW，工作电流为 12mA，睡眠模式电流为 5μA，睡眠模式转换到接收模式时间为 20μs，发射模式转换到接收模式时间为 20μs，接收模式转换到发射模式时间为 12μs，工作温度范围为-40℃~+85℃。符合 ETSI I-ETS 300 220 规范要求以及类似标准，适合高稳定、小尺寸、低功耗、低价格的短距离无线数据通信和无线控制应用。

3.3.2 主要技术指标

TR1001 的主要技术指标如表 3.3.1 所示。

表 3.3.1 TR1001 的主要技术指标

参数		最小值	典型值	最大值	单位
工作频率		868.15	868.35	868.55	MHz
调制类型		OOK/ASK			
数据速率	OOK			19.2	kb/s
	ASK			115.2	kb/s
接收器性能	接收灵敏度	-85		-95	dBm
	抑制±30MHz		55		dB
	输入电流（3V）	1.8		4.8	mA
发射器性能	输出功率		0.75		mW
	输入电流（3V）			12	mA
	OOK 导通/关断时间			12/6	μs
	ASK 输出上升/下降时间			1.1/1.1	μs
发射到接收开关时间			200		μs
接收到发射开关时间				12	μs
电源电压		2.7		3.5	V
睡眠模式电流消耗				5	μA
工作温度		-40		+85	℃

3.3.3 芯片封装及引脚功能

TR1001 采用 SM-20H 封装，如图 3.3.1 所示。各引脚功能介绍如下。

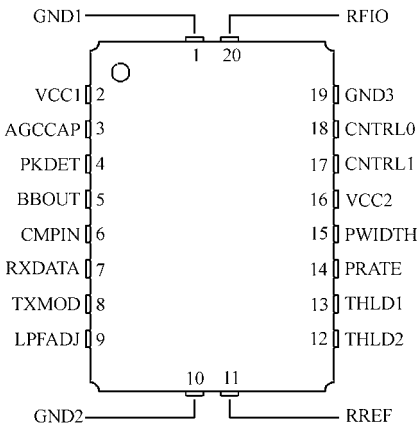


图 3.3.1 TR1001 引脚封装形式

引脚 1: GND1, RF 地。GND2 与 GND3 采用短的、低阻抗的导线相连接到 GND1。

引脚 2: VCC1, 发射机输出放大器和接收机基带电路电源。通过 RF 铁氧体磁芯与电源相连，电源端连接一个旁路电容。

引脚 3: AGCCAP, 这个引脚端控制 AGC 复位操作。连接 AGC 复位电容到地设置 AGC 的最小控制时间。电容使用误差在 ±10% 范围的陶瓷电容器。电容是为了防止 AGC “颤动”

设置, 其值为:

$$C_{AGC} = 19.1t_{AGC}$$

式中, t_{AGC} 的单位是 μs , C_{AGC} 的单位是 pF 。由上式给出的 C_{AGC} 值可以使抑制时间控制在 $t_{AGC} \sim 2.65t_{AGC}$ 之间, 取决于工作电压和温度等因素。AGC 抑制时间会远大于峰值检波器时间。但是 AGC 的抑制时间不应太长, 否则 AGC 遇到噪声或干扰信号时接收机回到最高灵敏度会很慢。当用至少 $30\mu s$ 的数据脉冲进行 OOK 调制时, AGC 的使用具有选择性。AGC 的操作可由连接至 VCC 而停止工作。激活或停止 AGC 操作则需要少于 $30\mu s$ 数据脉冲的 ASK 调制。如用一个 $150k\Omega$ 接地电阻取代此电容, AGC 将停止工作。AGC 操作需峰值滤波器起作用。在接收机的低功耗 (睡眠状态) 和发射模式, AGC 峰值滤波器电容会进行放电。

引脚 4: PKDET, 峰值检波器电容。此处应使用误差在 $\pm 10\%$ 范围内的陶瓷电容器。这个接地电容以 1:1000 的速率设置峰值检波器冲击和衰减时间。在大多数应用中, 这些时间常量应与基带时间常量一致。给定一个基带电容 C_{BBO} , 峰值检波器电容值为:

$$C_{PKD} = 0.33C_{BBO} \text{ (pF)}$$

时间常量随电源电压、温度等因素的变化在 $t_{PKA} \sim 1.5t_{PKA}$ 之间变化。电容由 200Ω 的阻抗冲击, 通过 $200k\Omega$ 的负载衰减。峰值检波器驱动数据峰值限制器和 AGC 释放功能。AGC 的抑制时间在 AGC 电容作用下可以大于峰值滤波器的衰减时间。在低数据速率和 OOK 调制, 可以选择数据峰值限制器和 AGC。PKDET 和 THLD2 可以不连接, AGC 脚接至 VCC 以减少外部元件的数量。峰值滤波器电容在接收机低功耗 (睡眠状态) 和发射状态是放电的。

引脚 5: BBOUT, 基带输出。使用陶瓷电容器接在 BBOUT 与 CMPIN 间。这个引脚通过一个为内部数据限制器工作的耦合电容 C_{BBO} 来驱动 CMPIN。时间常量为:

$$t_{BBC} = 0.064C_{BBO}$$

时间常量随电源电压、温度等参数的变化而在 t_{BBC} 与 $1.8t_{BBC}$ 之间变化。在最大信号脉冲宽度 SP_{MAX} 内, 一般的标准是在电压下降不超过 20% 时设置时间常量。由此有:

$$C_{BBO} = 70SP_{MAX}$$

此管脚的输出能驱动一个外部数据恢复处理器 (DSP 等), 输出阻抗为 $1k\Omega$ 。当接收机 RF 放大器工作占空比为 50% 时, BBOUT 信号变化为 $10mV/dB$, 峰峰值电压超过 $685mV$ 。占空比降低, mV/dB 斜率和峰峰值电压也会相应减小。BBOUT 信号电压值为 $1.1V$ (受电源电压、温度等因素影响), 采用耦合电容与外部负载相连。并联的负载阻抗范围为 $50k\Omega \sim 500k\Omega$ 时其并联的电容不应大于 $10pF$ 。当一个外部处理器用于 AGC 时, BBOUT 必须用串联电容与外部数据恢复处理器和 CMPIN 耦合。AGC 的复位功能是由 CMPIN 信号驱动的。当收发机在低功耗 (睡眠) 或发射模式, 输出阻抗将会很高以维持耦合电容电压。

引脚 6: CMPIN, 内部数据限制器输入。输入阻抗为 $70k\Omega \sim 100k\Omega$, 由 BBOUT 输出信号通过一个耦合电容驱动。

引脚 7: RXDATA, 接收芯片数据输出。可驱动一个 $10pF$ 电容和一个 $500k\Omega$ 电阻的并联负载。此管脚峰值电流随接收机低通滤波器截止频率增加而增加。在睡眠或发送模式, 管脚成高阻态。此管脚在高阻态时, 可用一 $1000k\Omega$ 的上拉电阻或下拉电阻确定逻辑电平。如果使用上拉电阻, 电源电压应不高于 $VCC + 200mV$ 。

引脚 8: TXMOD, 发射机调制输入。在管脚内部有一类似于一只二极管和一小电阻的串联结构。发射机的 RF 输出电压与此管脚的电流成比例。发射机输出电压峰值用一个串联电

阻调节,电阻误差范围在 $\pm 5\%$ 以内。最大饱和输出功率需 $300\mu\text{A}$ 输入电流。在 ASK 模式,当此管脚的调制输入电流小于 $10\mu\text{A}$ 时,有最小输出功率。在 OOK 模式,当发射机振荡器停振时,输入信号应小于 220mV 。在 3V 电源电压下,发射机输出功率峰值 P_o 约为:

$$P_o = 24 (I_{\text{TXM}})^2$$

在 OOK 模式,此引脚通常由一逻辑电平数据输入(非尖脉冲)驱动。实际应用中,对于 $30\mu\text{s}$ 或更长的脉冲使用的是 OOK 调制。在 ASK 模式,此引脚接收的是模拟调制信号。在实际应用中,ASK 调制脉冲宽度为 $8.7\mu\text{s}$ 或更长。在低功耗(睡眠)和接收模式,此引脚电阻驱动必须很低。

引脚 9: LPFADJ,接收机低通滤波器带宽调节。用接地电阻 R_{LPF} 调节接收机低通滤波器带宽, R_{LPF} 阻值范围为 $330\text{k}\Omega \sim 820\text{k}\Omega$,可使 3dB 带宽滤波器频带 f_{LPF} 为 $4.5\text{kHz} \sim 1.8\text{MHz}$,其阻值由下式给出:

$$R_{\text{LPF}} = 1445 / f_{\text{LPF}}$$

阻值误差为 $\pm 5\%$ 。在电源电压、温度等因素变化时,滤波器频带变化范围应为 $f_{\text{LPF}} \sim 1.3f_{\text{LPF}}$ 。滤波器还提供一个 3 级, 0.05° 等效响应。RXDATA 输出电流峰值随滤波器带宽成比例变化。

引脚 10: GND2,芯片地。应与 GND1 以短的、低阻抗的导线连接。

引脚 11: RREF,外接基准电阻。此管脚与地间应接一个阻值为 $100\text{k}\Omega$ 的基准电阻,误差范围为 $\pm 1\%$ 。为维持电流源的稳定,使地、VCC 与此节点间的总电容低于 5pF 是很重要的。如果 THLD1 或 THLD2 通过一个阻值小于 $1.5\text{k}\Omega$ 的电阻与 RREF 相连,此节点的电容加上 RREF 节点电容不应大于 5pF 。

引脚 12: THLD2,数据限制器 2 阈值调节。阈值由一个与 RREF 相连的电阻设置,电阻阻值范围为 $0 \sim 200\text{k}\Omega$ 。在峰值检波器电压为 $0 \sim 120\text{mV}$ 时,电阻值增加,阈值减小。在大多数情况下,阈值设置在低于峰值 6dB 处或 RF 放大器占空比为 50% 时低于 60mV 。THLD2 电阻由下式决定:

$$R_{\text{TH2}} = 1.67 V_{\text{TH}} \quad (V_{\text{TH}} \text{ 为阈值电压})$$

阻值误差在 $\pm 1\%$ 范围,将此脚悬空将使峰值限制器不能工作。

引脚 13: THLD1,数据限制器 1 阈值调节。此管脚通过一个接至 RREF 的电阻 R_{TH1} 设置标准数据限制器 DS1 的阈值,阈值随着电阻值的增加而增加。直接将此管脚接至 RREF,阈值为 0。如果 THLD2 未被使用,电阻值为 $0 \sim 100\text{k}\Omega$,THLD1 电压范围为 $0 \sim 90\text{mV}$ 。阻值大小由下式给出:

$$R_{\text{TH1}} = 1.11 V_{\text{TH}}$$

如果 THLD2 在使用,电阻值为 $0 \sim 200\text{k}\Omega$,THLD1 电压范围为 $0 \sim 90\text{mV}$ 。阻值大小由下式给出:

$$R_{\text{TH1}} = 2.22 V_{\text{TH}}$$

阻值误差为 $\pm 1\%$ 。注意:DS1 的非 0 阈值需要 AGC 工作。

引脚 14: PRATE,脉冲上下沿设置。电阻 R_{PR} 接地。 t_{PR1} 能用 $51\text{k}\Omega \sim 2000\text{k}\Omega$ 的电阻设置在 $0.1 \sim 5\mu\text{s}$ 的范围。 R_{PR} 的阻值大小由下式给出:

$$R_{\text{PR}} = 404 t_{\text{PR1}} + 10.5$$

阻值误差范围为 $\pm 5\%$,当 PWIDTH 通过 $1\text{M}\Omega$ 电阻接至 VCC 时,RF 放大器工作占空

比为 50%，有利于以高数据速率工作。RFA1 周期 t_{PRC} 用一个阻值范围为 $11k\Omega \sim 220k\Omega$ 的 PRATE 外接电阻设置在 $0.1 \sim 1.1\mu s$ 的范围。 R_{PR} 阻值大小由下式给出：

$$R_{PR} = 198t_{PRC} - 8.51$$

阻值误差为 $\pm 5\%$ 。为维持稳定，使此管脚与 VCC、地间的总电容小于 $5pF$ 是很重要的。

引脚 15: PWIDTH，脉冲宽度设置。此引脚端设置 RFA1 的接通脉冲宽度 t_{PW1} ，由一个接地电阻 R_{PW} 实现（RFA2 的接通脉冲宽度 t_{PW2} 为 $1.1t_{PW1}$ ）。 t_{PW1} 能用一个电阻范围为 $200k\Omega \sim 390k\Omega$ 的电阻在 $0.55 \sim 1\mu s$ 的范围调节。 R_{PW} 由下式给出：

$$R_{PW} = 404t_{PW1} - 18.6$$

阻值范围为 $\pm 5\%$ 。当此引脚端通过 $1M$ 电阻与 VCC 相连时，RF 放大器工作占空比为 50%，有利于高数据速率工作。RF 放大器接通时间是由 PRATE 电阻控制的。为保持稳定性，应使引脚端与 VCC、地之间电容小于 $5pF$ 。当以高数据速率工作时，在此引脚端与 CNTRL1（17 脚）之间连接 $1M\Omega$ 电阻。在睡眠模式，此引脚端为低电平。

引脚 16: VCC2，接收机 RF 部分与发射机振荡器电源。此引脚端必须接一旁路电容到地，电容必须是 $1 \sim 10\mu F$ 的钽电容或电解电容。

引脚 17 (18): CNTRL1 (CNTRL0)，接收/发射/睡眠模式控制。CNTRL1 为高阻态输入（与 CMOS 兼容）。逻辑低电平为 $0 \sim 300mV$ ，逻辑高电平为 $V_{CC} - 300mV$ 或更高，但不应超过 $V_{CC} 200mV$ 。逻辑高电平需 $40\mu A$ 的电源，逻辑低电平则需 $25\mu A$ （睡眠模式 $1\mu A$ ）。此管脚必须维持在逻辑电平。在接通后，CNTRL1 与 CNTRL0 电压应随 VCC 上升直至 VCC 为 $2.7V$ （接收模式电压）。

引脚 19: GND3，芯片地。同 GND2。

引脚 20: RFIO，RF 输入输出。此引脚端与 SAW 滤波器直接相连。

3.3.4 芯片内部结构及工作原理

TR1001 内部结构框图如图示 3.3.2 所示。芯片内包含有：SAW 滤波器、SAW 延迟线、射频接收放大器、射频发射放大器、检波器、数据限制器、低通滤波器等电路。

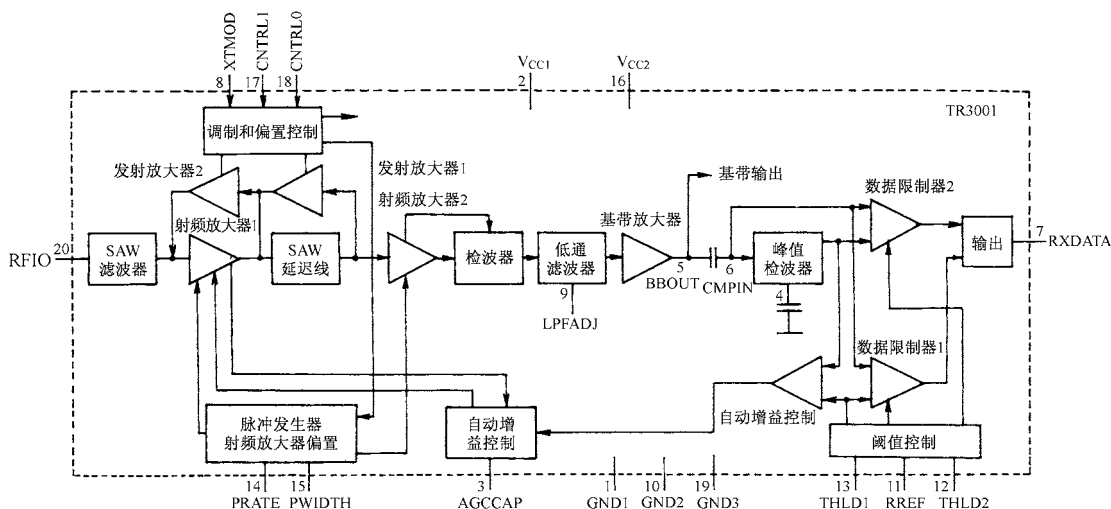


图 3.3.2 TR1001 内部结构框图

射频输入/输出端 RFIO 阻抗范围为 $35\Omega \sim 75\Omega$, 外接一个天线串联匹配线圈 L1 和一个并联的 ESD 保护线圈 L2。射频接收信号经 SAW 滤波器到达射频放大器 RFA1。RFA1 包括饱和和启动检测 (AGC 设置), 在增益 35dB 和 5dB 之间的转换 (增益选择)。AGC 设置输入到 AGC 控制电路, 增益选择是从 AGC 控制电路输出。RFA1 (和 RFA2) 的接通/断开控制由脉冲发生器和 RF 放大器偏置电路产生。RFA1 的输出到 SAW 延迟线, SAW 延迟线有一标准的 $0.5\mu\text{s}$ 的延时。第 2 级射频放大器 RFA2 增益为 51dB。检波器输出驱动回转滤波器、滤波器提供一个 3 级, 0.05° 等纹波低通滤波器响应。滤波器的 3dB 带宽能用一个外接电阻设置在 $4.5\text{kHz} \sim 1.8\text{MHz}$ 。滤波器的输出由基带放大器放大后到 BBOUT 端。当接收器 RF 放大器是工作在 50% 占空比时, BBOUT 端信号变化大约是 10mV/dB , 峰值到峰值信号电平达到 685mV。对于较低的占空比, mV/dB 斜率和峰值到峰值信号电平是按比例减少。BBOUT 的输出信号通过串联的电容耦合到 CMPIN 输入端或者外接的数据恢复处理器 (DSP 等)。当接收器设置为低功耗 (睡眠) 模式时, BBOUT 端的输出阻抗为高阻状态。

CMPIN 端的输入信号加到两个数据限制器, 转换从 BBOUT 来的模拟信号成为数据流, 数据限制器 DS1 是一个电容耦合可调阈值的比较器。比较器的限制电平为 $0\text{mV} \sim 90\text{mV}$, 由在 RFEF 和 THLD1 端之间的电阻设置。阈值为零, 灵敏度最好。数据限制器 DS2 限制触发点能被在 RREF 和 THLD2 之间的电阻设置为 $0\text{mV} \sim 120\text{mV}$ 。通常设置为 60mV。DS1 和 DS2 通过与门在 RXDATA 端输出数字信号。

峰值检波器的输出通过 AGC 比较器也提供一个 AGC 复位信号到 AGC 控制电路。AGC 控制电路保证接收器的动态工作范围。

接收器的放大器时序操作是由脉冲发生器和 RF 放大器偏置控制, 在运行中由 PRATE 和 PWIDTH 端外接电阻和来自偏置控制电路的低功耗 (睡眠) 控制信号控制。

射频发射放大器 1 (TXA1) 和 SAW 谐振器 (延迟线) 组成振荡器, 要发射的数字信号经 TXMOD 端输入, 调制后由射频发射放大器 2 放大, 经 SAW 滤波器滤波后输出。

接收器的核心是时序放大接收部分, 时序放大接收部分在不需任何屏蔽或去耦装置的情况下能为 RF 和检波器提供 100dB 以上的稳定增益, 稳定性的获得是以分散整个时间上的 RF 增益为代价的, 这与超外差接收电路以分散多个频率以获得增益形成对比。图 3.3.3 为一个连续放大接收芯片的框图和时序图。其中 RF 放大器 RFA1 和 RFA2 的偏置是由一个脉冲波发生器控制的, 这两个放大器是由一根 SAW 延迟线连接的, 这根延迟线有 $0.5\mu\text{s}$ 的延时时间。

一个来 RF 信号首先经窄带 SAW 滤波器, 然后进入 RFA1。脉冲波发生器使 RFA1 工作 $0.5\mu\text{s}$, 而后放大器信号通过延迟线从 RFA1 进入 RFA2 输入端。此时 RFA1 关闭, RFA2 工作 $0.55\mu\text{s}$, 进一步放大 RF 信号。为了确保芯片极好的稳定性, RFA1 与 RFA2 并不同时工作。RFA2 的开启时间通常为 RFA1 的 1.1 倍, 这相当于通过展宽从 RFA1 来的脉冲信号来抵消由于 SAW 延迟线滤波带来的影响。窄带 SAW 滤波器消除了芯片通带以外的边带采样响应, 并且同延迟线一起工作, 从而给芯片以非常高的抑制。

在接收器连续工作中, RF 放大器几乎不停地开关, 允许快速的在低功耗和唤醒工作方式间转换, 而且两个 RF 放大器能在工作时断开以去除芯片的噪声从而使平均电流损耗更低。噪声的影响好像 RFA1 持续工作的情形, RFA1 前方放置了一个衰减值约为 $10\lg$ (RFA1 的占空比) 的衰减器, 占空比为 RFA1 接通时间的平均量 (约 50%)。由于本身是一个采样接收器, 在 RFA1 两次接通之间应该至少对最窄的 RF 数据脉冲采样 10 次。另外检测数据脉冲时应加

入边缘抖动。

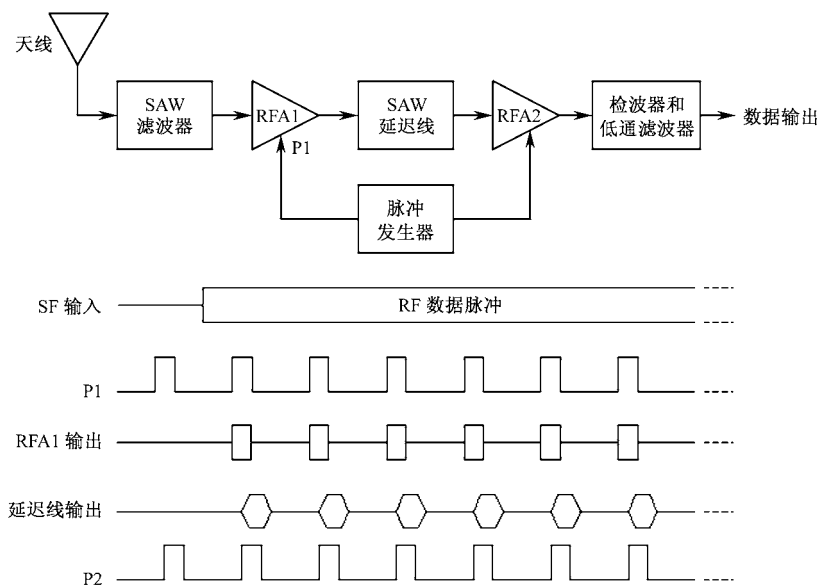


图 3.3.3 TR1001 接收器结构框图及时序图

RF 接收信号经 SAW 滤波器到达放大器 RFA1。RFA1 包括饱和启动检测（AGC 设置）和增益选择（在增益 35dB~5dB 之间转换）。AGC 设置是 AGC 控制电路的输入信号，而增益选择则是 AGC 控制电路的输出信号。RFA1（和 RFA2）的接通/断开控制是由 RF 放大器偏置电路和脉冲发生器提供的。RFA1 的输出驱动 SAW 延迟线。

第 2 级放大器 RFA2 在未饱和时增益为 51dB。RF 接收信号经放大器 RFA2 到达一阈值增益为 19dB 的全波检波器。RFA2 的输出在饱和启动时都可以检测和用对数来计算相应结果，其结果加到全波检波器的输入端来将整个检波器低电平信号的平方律相应转换成高电平的对数响应，这种结合有极好的阈值灵敏度和给检波器大于 70dB 的动态范围。在这种结合方式中，如果 RFA1 的 AGC 有 30dB 的增益，接收芯片将得到超过 100dB 的动态范围。

检波器输出驱动回转滤波器，滤波器能用极好的群时延平直度和最小脉冲阻尼振荡提供一个 3 级，0.05° 等纹低通响应。一个外接电阻能将 3dB 带宽滤波器带宽设置在 4.5kHz~1.8MHz。

滤波器的输出信号由基带放大器放大后到 BBOUT 端。当 RF 放大器工作占空比为 50% 时，BBOUT 信号变化约 10mV/dB，峰峰值达到 685mV。在较低的占空比，mV/dB 斜率和峰峰值是按比例减少的。被检测信号加在一个能隙电源电压、温度等参量改变的 1.1V 电平上。BBOUT 的输出信号通过一串联电容与 CMPIN 端或外接的数据恢复处理器（DSP 等）相耦合，电容的值决定于数据传输速率和数据运行周期等因素。

当一个外接数据恢复处理器用于 AGC 时，BBOUT 必须通过一串联电容与 CMPIN 端或外接的数据恢复处理器（DSP 等）相耦合，AGC 的复位功能是由 CMPIN 信号驱动的。

在低功耗模式，BBOUT 的输出阻抗会非常高。这项特征可以保护耦合电容因最小化数据限制器稳定时间而带来的损耗。

天线这个外部 RF 部件对于发射器是必要的，天线与发射器要求匹配。天线阻抗范围为 35Ω~72Ω，外接一个串联匹配线圈和一个并联的 ESD 保护线圈，能对 RFIO 进行满意的匹配。

CMPIN 端的输入信号驱动两个数据限幅器,数据限幅器的作用是将 BBOUT 来的模拟信号转换成数字流,最好的数据限幅器选择由系统工作参数决定。数据限幅器 DS1 是一个电容耦合、阈值可调的比较器,在低信噪比时提供最好的性能。比较器的限制电平从 0~90mV,由在 RFEF 和 THLD 端之间的电阻设置。无信号时,阈值允许用接收芯片的灵敏度和输出噪声密度来换取。阈值越低,灵敏度越高。信号为 0 时,噪声仍是连续输出的,需要 RXDATA 驱动一个能够处理连续的噪声(和信号)的电路。

如果 RXDATA 驱动一个为节能需睡眠的电路,或者一个使处理器错误中断减到最少的电路,会有问题的。噪声随着上升的阈值电平而减小,但这是以牺牲灵敏度为代价的,滤波器的最佳 3dB 带宽也会因 DS1 的阈值电平而受到影响。阈值上升,带宽必须增加。

一旦信号电平升高使数据限幅器 DS2 工作时,便能克服这种情况。峰值检波器能迅速改变每个数据脉冲的峰值,并且能使其以 1:1000 的速率衰减。DS2 的触发点由在 RREF 和 THLD2 之间的电阻设置在 0~120mV,通常设置为 60mV。当 RFA1 和 RFA2 都工作在 50% 的占空比时等效于低于峰值 6dB。低于峰值 6dB 的限制点用数据脉冲宽度变化减小了信号幅度,DS2 还允许使用更低的 3dB 带宽滤波器来提高灵敏度。DS2 在以尖脉冲、以最小化信号带宽的 ASK 调制时应用中是最好的。但是,DS2 被大噪声脉冲暂时“置盲”,这可能导致突发的数据错误。值得一提的是,DS2 工作时 DS1 也是激活的,DS1 和 DS2 的输出端是通过与门在 RXDATA 端连在一起。THLD2 悬空时 DS2 是失效的,DS1 阈值非 0 时则需要 AGC 正常工作。

AGC 控制电路,峰值检波器的输出同时也通过 AGC 比较器为 AGC 控制电路提供一个 AGC 复位信号。AGC 的作用是扩展芯片的动态工作范围。RFA1 输出级的饱和启动被检测后产生 AGC 控制电路的 AGC 置位信号,AGC 控制电路为 RFA1 选择 5dB 的增益。当峰值检波器输出(乘 0.8)下降到 DS1 的阈值电压时,AGC 比较器将产生一个复位信号。

信号在低通滤波器传递和峰值检波器放电所耗的时间段为了避免 AGC 发生“颤动”,AGCCAP 端接入了一只电容。AGC 电容允许抑制时间比峰值滤波器衰减时间设置得更长以防止接收的数据流全为“0”时引起的颤动。值得一提的是,AGC 工作时需要峰值检波器工作,即使 DS2 未工作。将 AGCCAP 端接至 VCC 可使 AGCCAP 中止工作。AGCCAP 与地之间用一只 150k Ω 电阻代替电容,AGC 将锁定在接通状态。

脉冲发生器和 RF 放大器偏置电路,接收芯片的放大器时序操作是由脉冲发生器和 RF 放大器偏置电路控制,在运行中由 PRATE 和 PWIDTH 输入端和来自偏置控制电路的待机(睡眠)控制信号控制。

在低数据传输速率模式时,一个 RFA1 接通脉冲下降沿到下一个 RFA1 接通脉冲上升沿的时间 t_{PRL} 是由一个位于 PRATE 端和地之间的电阻设置的,这个时间能够在 0.1~5 μ s 之间进行调节。在高数据传输速率模式时,实际上 RF 放大器工作时占空比为 50%。这样 RFA1 接通脉冲周期 t_{PRC} 由 PRATE 外接电阻控制在 0.1 μ s~1.1 μ s 的范围。

在低数据传输速率模式,PWIDTH 端通过一个接地电阻设置 RFA1 的接通脉冲 t_{PW} 宽度(在低数据速率模式 RFA2 的接通脉冲宽度 t_{PW2} 宽度设置为 1.1 t_{PW1}),接通脉冲宽度 t_{PW1} 可以在 0.55 μ s 和 1 μ s 之间调节。但是当 PWIDTH 端由一个 1M Ω 电阻接至 VCC 时,RF 放大器工作占空比为 50%,有利于高数据传输速率工作。RF 放大器由 PRATE 电阻控制。RFA1 和 RFA2 通过调用睡眠模式的待机控制信号关断。

发射部分由一个调制缓冲放大器后接 SAW 延迟线(谐振器)构成。SAW 滤波器抑制发

射器和天线的谐振，在接收器使用的 SAW 器件在发射模式再次使用。

发射器部分操作支持两种调制模式，即 OOK 和 ASK 模式。OOK 模式时，“1”脉冲之间的信号将不被传输。ASK 模式时，“1”脉冲代表发射的电平能量较高，“0”脉冲则代表发射的电平能量较低。OOK 调制与第一代 ASK 技术兼容，同时能量损耗也很低。ASK 调制则用于高数据速率模式（数据脉冲宽度应小于 $30\mu\text{s}$ ），它减小了其他形式干扰的影响而且允许发射尖脉冲来控制调制带宽。

模式的选择由 CNTRL0 和 CNTRL1 模式控制端完成。当其中的一种模式被选中时，接收机射频放大器就会关闭。在 OOK 模式时，如果 TXMOD 输入电压小于 220mV ，延迟线（谐振器）放大器 TXA1 和缓冲放大器 TXA2 就会停止工作，数据速率被延迟线的开关次数限制（谐振器周期的理想值为 $12\mu\text{s}$ 和 $6\mu\text{s}$ ）。在 ASK 模式，TXA1 被连续偏置为接通状态，TXA2 的输出由 TXMOD 输入电流调制。当调制驱动电路得到 TXMOD 的输出电流小于 $10\mu\text{A}$ 时，ASK 模式有最小输出功率。

发射机射频放大器的输出功率是与 TXMOD 的输入电流成比例的，其中用一个串联电阻调节发射机输入功率的峰值，产生最大饱和输出功率需要 $300\mu\text{A}$ 的输入电流。

收发机有四种工作模式：接收模式、ASK 发射模式、OOK 发射模式、低功耗（睡眠）模式，模式控制是由调制和偏置控制电路提供的，由 CNTRL1 和 CNTRL0 选择控制。二者均为高电平时为接收模式；CNTRL1 为高电平，CNTRL0 为低电平时为 ASK 发射模式；CNTRL1 为低电平，CNTRL0 为高电平时为 OOK 发射模式；二者均为低电平时为低功耗（休眠）模式。在接收和低功耗模式，驱动 TXMOD 的电阻必须较小。在低功耗模式中 PWIDTH 电阻必须较小以使电流最小。CNTRL1 和 CNTRL0 输入与 CMOS 兼容，输入必须维持在一个逻辑电平，不能悬空。另外，这些端口电压应随电源电压的接通而上升。

3.3.5 应用电路设计

TR1001 的应用电路如图 3.3.4 和图 3.3.5 所示，其元器件参数如表 3.3.2 所示。

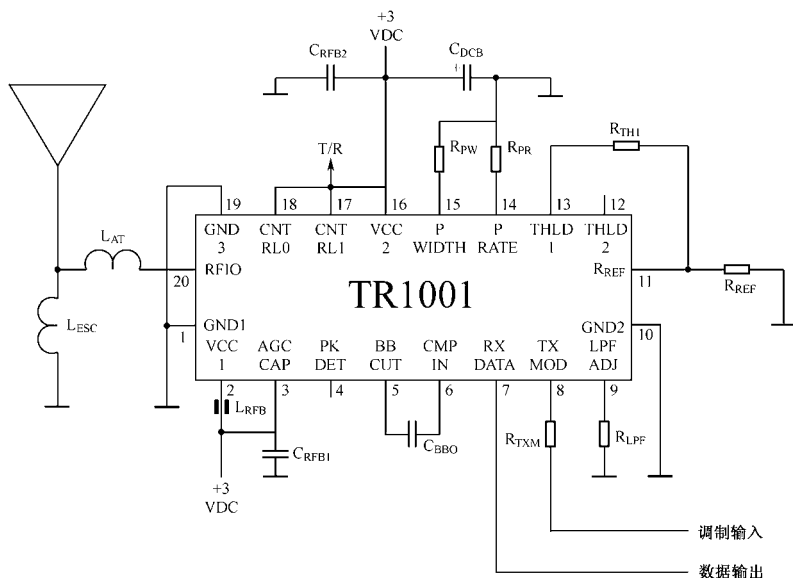


图 3.3.4 OOK 收发电路

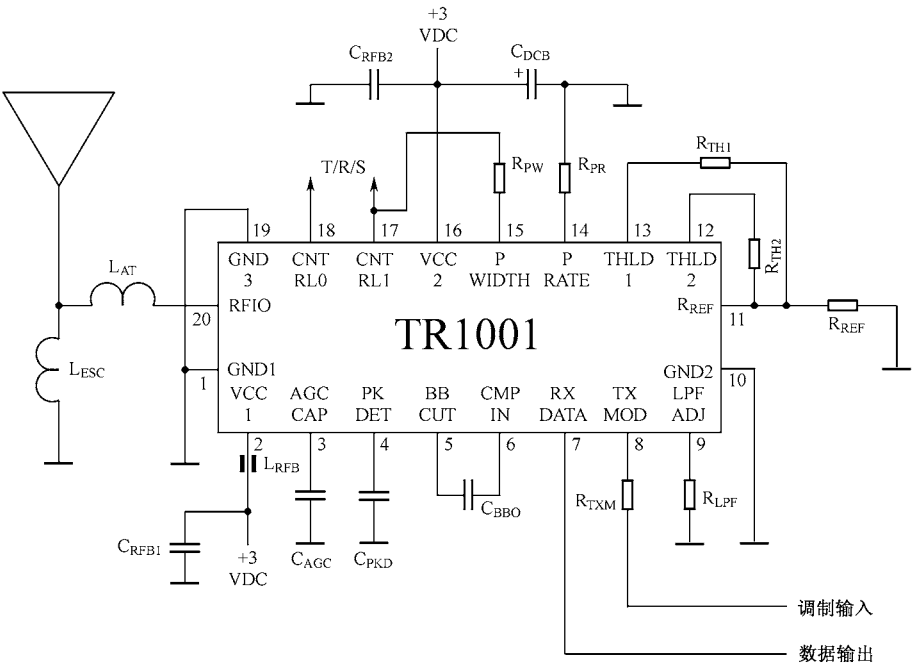


图 3.3.5 ASK 收发电路

表 3.3.2 TR001 应用电路元器件参数

符号	OOK	OOK	ASK	单位	注释
DR _{NOM}	2.4	19.2	115.2	kb/s	
SP _{MIN}	416.67	52.08	8.68	μs	单个 bit
SP _{MAX}	1666.68	208.32	34.72	μs	相同数值的 4bit
C _{AGC}	-	-	2200	pF	±10%陶瓷电容
C _{PKD}	-	-	0.001	μF	±10%陶瓷电容
C _{BBO}	0.1	0.015	0.0027	μF	±10%陶瓷电容
R _{TXM}	8.2	8.2	8.2	kΩ	±5%
R _{LPF}	240	30	12	kΩ	±5%
R _{REF}	100	100	100	kΩ	±1%
R _{TH2}	-	-	100	kΩ	±1%
R _{TH1}	10	27	100	kΩ	±1%典型值
R _{PR}	1100	330	160	kΩ	±5%
R _{PW}	270 到 GND	270 到 GND	1000 到 V _{CC}	kΩ	±5%
C _{DCB}	10	10	10	μF	钽电容
C _{RFB1}	27	27	27	pF	±5% NPO
C _{RFB2}	100	100	100	pF	±5% NPO
L _{RFB}	Fair-Rite	Fair-Rite	Fair-Rite	vendor	2506033017YO
L _{AT}	10	10	10	nH	50Ω天线
L _{ESD}	100	100	100	nH	50Ω天线

3.3.6 DR3001 模块

DR3001 是利用 RF Monolithics 公司的单片 OOK/ASK 收发器芯片 TR1001 组成的, 工作频率为 868.35.00MHz, 可接收和发射数字 OOK 信号, OOK 数据传输速率可达 19.2kb/s, 接收灵敏度为-100dBm。电源电压为 2.7~3.5V, 接收模式工作电流为 1.8mA, 发射模式输出功率为 0.75mW, 工作电流为 12mA, 睡眠模式电流为 5 μ A, 睡眠模式转换到接收模式时间为 20 μ s, 发射模式转换到接收模式时间为 20 μ s, 接收模式转换到发射模式时间为 12 μ s, 工作温度范围为-40℃~+85℃。符合 FCC Part 15 规范。适合高稳定、小尺寸、低功耗、低价格的短距离无线数据通信和无线控制应用。

1. 芯片封装及引脚功能

DR3001 采用模块形式封装, 如图 3.3.6 所示。各引脚功能介绍如下。

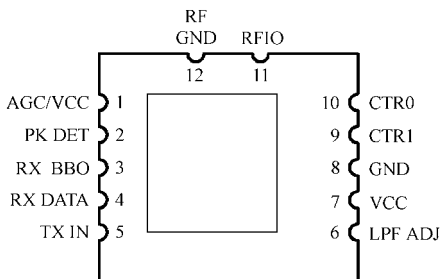


图 3.3.6 DR3001 的引脚封装形式

引脚 1: AGC/VCC, 这个引脚端直接连接在收发器芯片 TR1001 的 AGCCAP 引脚端, 这个引脚端控制 AGC 操作。不使能 AGC 操作, 连接这个引脚端到电源电压 VCC。使能 AGC 操作, 连接 AGC 复位电容到地。

引脚 2: PK DET, 这个引脚端直接连接在收发器芯片 TR1001 的 PKDET 引脚端, 这个引脚端控制峰值检波器操作。一个峰值检波器电容连接在此引脚端和地之间。

引脚 3: RX BBO, 这个引脚端直接连接在收发器芯片 TR1001 的 BBOUT 引脚端, BBOUT 引脚端为基带输出。

引脚 4: RX DATA, 这个引脚端直接连接在收发器芯片 TR1001 的 RX DATA 引脚端, RX DATA 引脚端为接收芯片数据输出。

引脚 5: TX IN, 这个引脚端通过一个 4.7k Ω 地电阻连接在收发器芯片 TR1001 的 TXMOD 引脚端, TXMOD 引脚端为发射机调制输入。

引脚 6: LPF ADJ, 这个引脚端直接连接在收发器芯片 TR1001 的 LPFADJ 引脚端, LPFADJ 引脚端为接收机低通滤波器带宽调节。

引脚 7: VCC, 模块的电源电压, 电压范围为 2.7V~3.5V。

引脚 8: GND, 电源地。

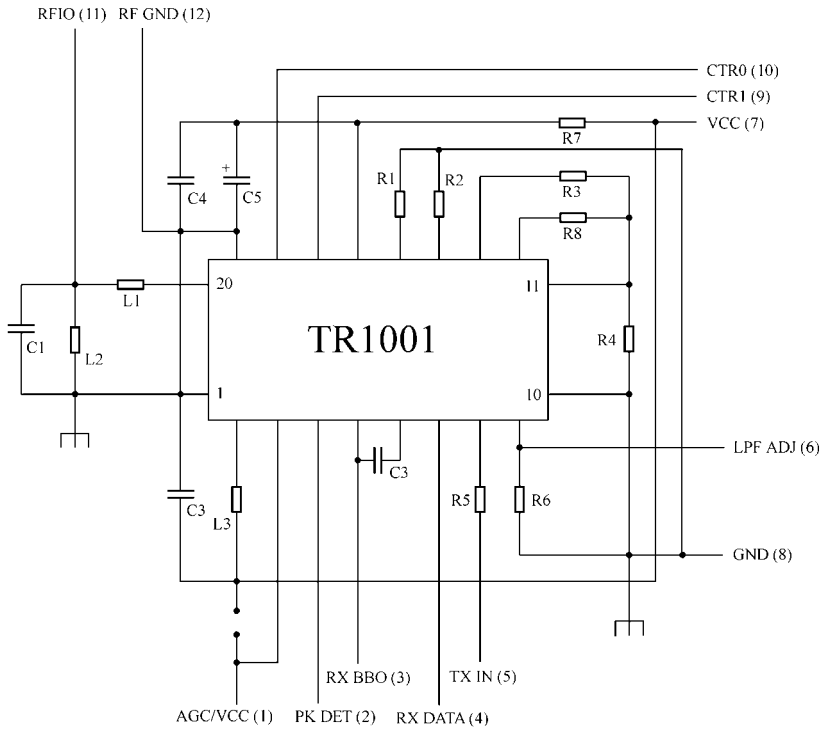
引脚 9 (10): CTR1 (CTR0), 这个引脚端直接连接在收发器芯片 TR3001 的 CNTRL1 和 CNTRL0 引脚端, CNTRL1 和 CNTRL0 引脚端为接收/发射/睡眠模式控制。

引脚 11: RFIO, RF 输入输出。一个 50 Ω 的天线匹配网络连接在此引脚端与发射器 SAW 滤波器之间。

引脚 12: RF GND, RF 地。

2 . 内部结构

DR3001 的电路结构如图 3.3.7 所示, 电路以 TR1001 收发器芯片为核心。



(a) 电原理图

编 号	符 号	型 号	参 数	数 量
1	IC1	TR1001 ASH 收发器	868.35MHz	1
2	C1	Not Used	N/A	0
3	C2, C4	电容 SMT0603	100pF ±10%	2
4	C3	电容 SMT0603	0.1μF ±10%	1
5	C5	电容 E1A-B0805	4.7μF ±10%	1
6	R1, R2	电阻 0603	270 kΩ ±5%	2
7	R3	电阻 0603	10 kΩ ±1%	1
8	R4	电阻 0603	100 kΩ ±1%	1
9	R5	电阻 0603	4.7 kΩ ±5%	1
10	R6	电阻 0603	330 kΩ ±5%	1
11	R7	电阻 0603	0Ω跨接片	1
12	R8		N/A	0
13	L1	电感 0805CS	10nH ±5%	1
14	L2	电感 0805CS	100nH ±10%	1
15	L3	电感 0805CS	铁氧体小珠	1
16	PCB	印制电路板	FR4	1

(b) 元器件参数

图 3.3.7 DR3001 的电路结构

3. 应用电路设计

DR3001 的应用电路如图 3.3.8、图 3.3.9 所示。

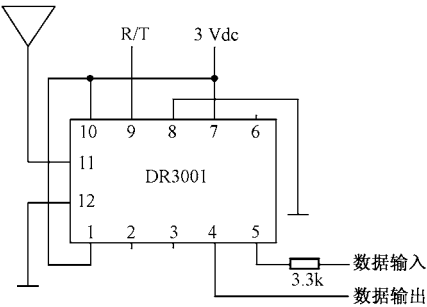


图 3.3.8 2.4kb/s 收发电路

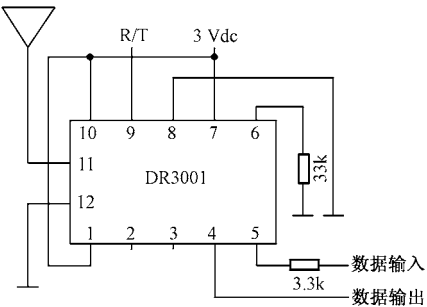


图 3.3.9 19.2kb/s 收发电路

3.4 868MHz ASK/FSK 无线收发器芯片 TDA 5250 的原理与应用电路设计

3.4.1 概述

TDA5250 是一个低功率的单片 FSK/ASK 收发器芯片，适合在 868MHz~870MHz 半双工低数据速率通信应用。芯片具有很高的集成度，仅需要外接几个元器件。芯片内部包含有功率放大器、低噪声放大器、AGC 控制电路、双平衡混频器、合成的转换器、I/Q 限幅器、RRSI 发生器、FSK 解调器、完全集成的 VCO 和 PLL 合成器、可调的晶体振荡器、数据滤波器、数据比较器、正负峰值检波器、数据速率检测电路和 I²C/3 线总线接口。提供低功耗模式。低电流消耗(接收模式电流 9mA，发射模式电流 12mA)，电源电压为 2.1V~5V，FSK/ASK 调制和解调，I²C/3 微控制器接口，芯片内部低通通道选择滤波器和数据滤波器可以调节带宽。数据限幅器自调节阈值。FSK 接收灵敏度为-109dBm，发射功率为+13dBm，数据速率为 64kb/s。采用 P-TSSOP-38-1 封装。可以应用在低数据速率通信系统、无键进入系统、遥控系统、报警系统、遥测系统、家庭自动化系统等中。

3.4.2 主要技术指标

TDA5250 的主要技术指标如表 3.4.1 所示。

表 3.4.1 TDA5250 主要技术指标

参数	最小值	典型值	最大值	单位
电源电压	2.1		5.5	V
工作温度	-40		+85	℃
接收频率	868		870	MHz
发射频率	868		870	MHz

续表

参数		最小值	典型值	最大值	单位
接收器部分	RX FSK 电源电流	9		9.5	mA
	RX ASK 电源电流	8.6		9.1	mA
	接收灵敏度		-109		dBm
	低功耗模式电流		5		nA
	系统设置时间	4	8	12	ms
	时钟输出建立时间		0.5		ms
	接收器启动时间	1.54	2.2	2.86	ms
	数据检测建立时间	1.82	2.6	3.38	ms
	RSSI 稳定时间	1.82	2.6	3.38	ms
发射器部分	TX FSK 电源电流	9.4	11.9	14.6	mA
	输出功率	6	9	13	dBm
	低功耗模式电流		5		nA
	时钟输出建立时间		0.5		ms
	发射器建立时间	0.77	1.1	1.43	ms
	32kHz 振荡器频率	24	32	40	kHz
	XTAL 建立时间		0.5		ms
	负载电容		5		pF
	晶振串联电阻			100	Ω
	XOUT 输入电感		2.7		μH
	FSK 调制增益		2.4		mV/kHz
	RSSI		14		mV/dB
	IQ 滤波器带宽	115	150	185	kHz
	数据滤波器带宽	5.3	7	8.7	kHz

3.4.3 芯片封装与引脚功能

TDA5250 采用 P-TSSOP-38-1 封装，如图 3.4.1 所示。各引脚功能如下。

- 引脚 1: VCC，模拟电源。
- 引脚 2: BUSMODE，总线模式选择。
- 引脚 3: LF，回路滤波器和 VCO 控制电压
- 引脚 4: ASK/FSK，FSK/ASK 模式转换输入。
- 引脚 5: RX/TX，RX/TX 模式转换输入、输出。
- 引脚 6: LNI，射频输入到差动低噪声放大器 LNA。
- 引脚 7: LNIx，射频输入到差动低噪声放大器 LNA。
- 引脚 8: GND1，LNA 和功率放大器驱动器级地。
- 引脚 9: GNDPA，功率放大器输出级地。

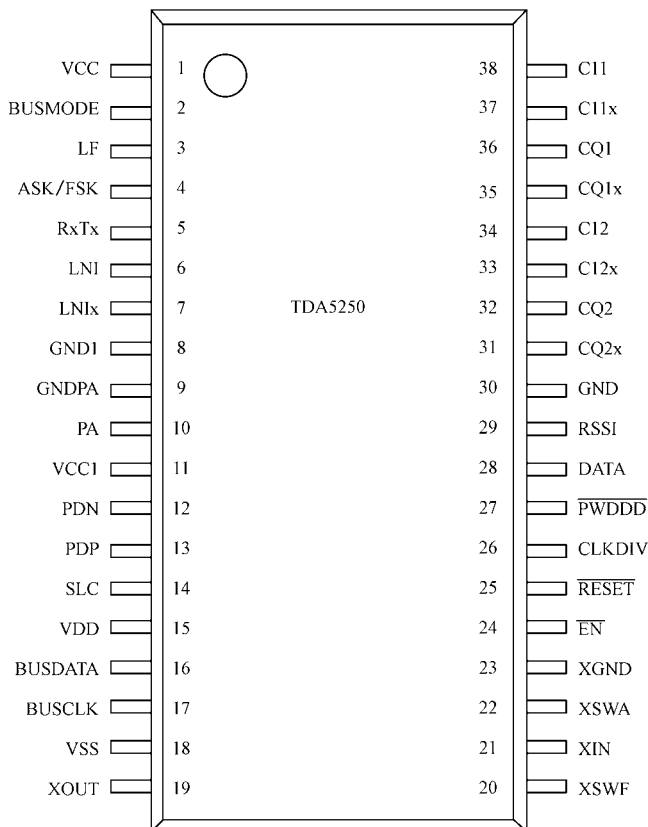


图 3.4.1 TDA5250 引脚封装形式

引脚 10: PA,功率放大器输出级。

引脚 11: VCC1, PA 和 LNA 电源。

引脚 12: PND, 负的峰值检波器输出。

引脚 13: PDP, 负的峰值检波器输出。

引脚 14: SLC, 数据限幅器限幅电平。

引脚 15: VDD, 数字部分电源。

引脚 16: BUSDATA, 总线数据/输入输出。

引脚 17: BUSCLK, 总线时钟输入。

引脚 18: VSS, 数字部分地。见第 8 脚。

引脚 19: XOUT, 晶体振荡器输出, 也能够作为外部基准频率输入。

引脚 20: XSWF, FSK 调制开关。

引脚 21: XIN, 见引脚 20。

引脚 22: XSWA, ASK 调制/FSK 中心频率。

引脚 23: XGND, 见引脚 22, 晶体振荡器地。

引脚 24: EN, 3 线使能输入。

引脚 25: RESET, 整个系统复位(到默认值), 低电平有效。

引脚 26: CLKDIV, 时钟输出。

- 引脚 27: $\overline{\text{PWDDD}}$, 低功耗控制输入 (高电平有效), 数据检测输出 (低电平有效)。
- 引脚 28: DATA, 发射数据输入, 接收数据输出 (接收低功耗模式, 引脚端 28 接地)。
- 引脚 29: RSSI, RSSI 输出。
- 引脚 30: GND, 见引脚 8, 模拟地。
- 引脚 31: CQ2x, 外接电容端, Q 通道, 2 级。
- 引脚 32: CQ2, Q 通道, 2 级。
- 引脚 33: CI2x, I 通道, 2 级。
- 引脚 34: CI2, I 通道, 2 级。
- 引脚 35: CQ1x, Q 通道, 1 级。
- 引脚 36: CQ1, Q 通道, 1 级。
- 引脚 37: CI1x, I 通道, 1 级。
- 引脚 38: CI1, I 通道, 1 级。

3.4.4 内部结构与工作原理

TDA5250 内部结构如图 3.4.2 所示。TDA5250 内部包含有 3 部分电路: 控制逻辑部分、发射电路部分和接收电路部分。具体有控制接口、基准电源、ADC、数据限幅器、数据滤波器、I/Q 正交相关器、PLL 回路、混频器、LNA、功率放大器等电路。

功率放大器 PA 是工作在受控 C 模式, 能够工作在低的和高的功率放大模式。使用相同的匹配网络, 在高功率模式, 发射功率大约是+13dBm (电源电压 5V, 天线 50Ω; 在 2.1V 电源电压时为+4dBm)。在低功率模式, 发射功率大约是-7dBm (电源电压 5V, 天线 50Ω; 在 2.1V 电源电压时为-32dBm)。

发射功率通过 CONFIG 寄存器的 D0 位控制, 如表 3.4.2 所示。默认的输出功率模式是高功率模式。

表 3.4.2 发射功率通过 CONFIG 寄存器的 D0 位控制

位	功能	描述	默认值
DO	PA_PWR	0=低发射功率, 1=高发射功率	1

在 ASK 调制模式, 功率放大器由发射的基带数据控制完全导通或者关断, 100% OOK 方式。

低噪声放大器 (LNA) 是共发-共基放大器, 电压增益为 15~20dB, 对称输入。通过逻辑控制可以减少到 0dB。表 3.4.3 描述了 LNA 受 D4 控制的情况。

表 3.4.3 LNA 增益通过 CONFIG 寄存器的 D4 位控制

位	功能	描述	默认值
D4	LNA_GAIN	0=低增益, 1=高增益	1

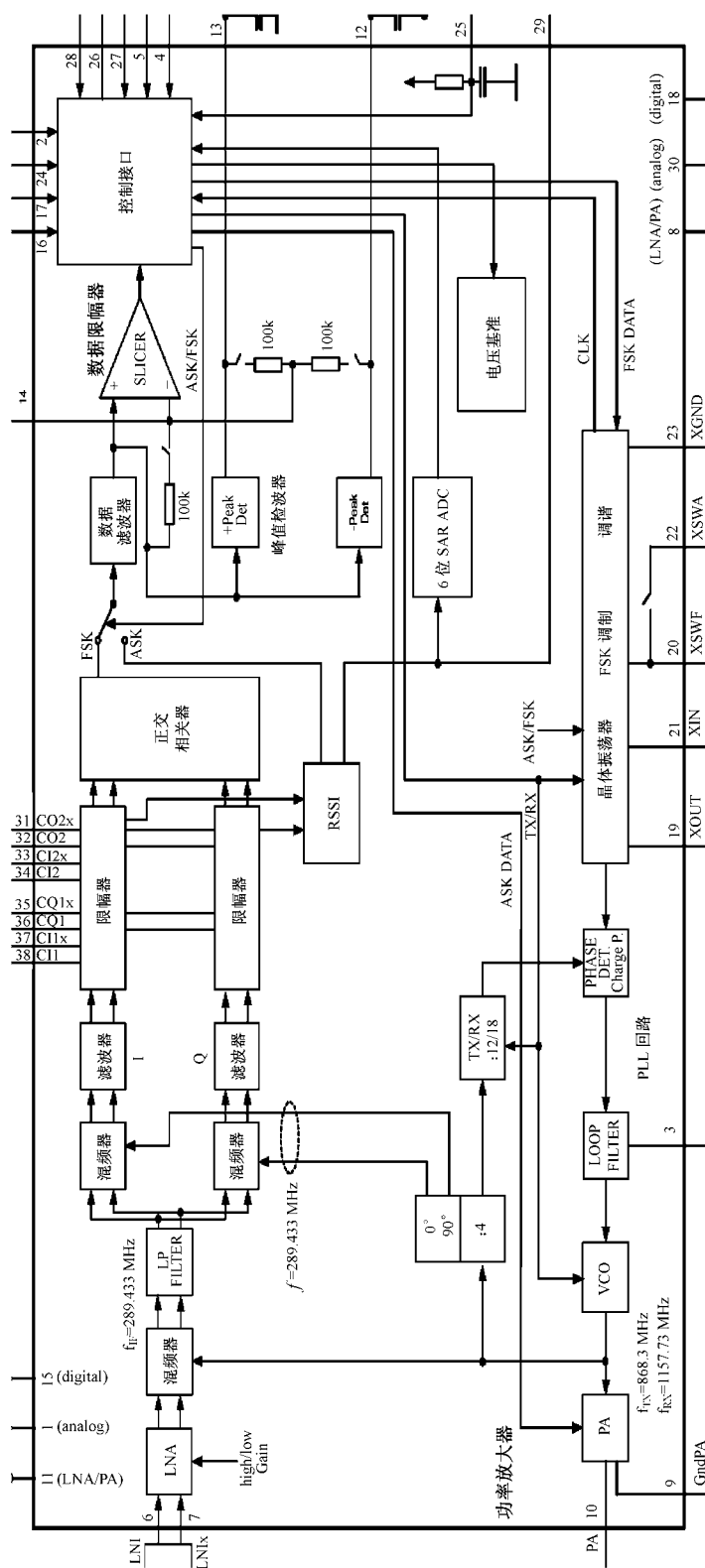


图 3.4.2 TDA5250 内部结构

第1级下变换器: 双平衡混频器输入频率范围为 868 MHz~870 MHz, 转换为中频 290MHz。本机振荡器频率由 PLL 合成器产生。PLL 合成器完全集成在芯片上。在接收模式, 本振工作频率是 1157MHz, 中频 IF 为 290MHz。混频器后接截止频率为 350MHz 的低通滤波器。

第2级下变换器: 低通滤波器输出到 I/Q 混频器, I/Q 混频器转换 289MHz IF 信号到零中频。两个混频器的驱动信号由本机振荡器信号除 4 后产生, 等于 IF 频率。

PLL 合成器由两个 VCO (发射和接收 VCO)、4 分频器、鉴相器、回路滤波器等组成, 完全集成在芯片上。VCO 包含螺旋电感和变容二极管。发射 VCO 的中心频率是 868MHz, 接收 VCO 的中心频率是 1 156 MHz。在接收模式, 本机振荡器频率与接收器的射频 RF 频率 f_{RF} 和 IF 频率 f_{IF} 相关, 加到 I/Q 混频器的频率由下式决定:

$$f_{osc} = 4/3f_{RF} = 4f_{IF}$$

标准的晶体振荡器频率是 18.083MHz。分频率由引脚端 RX/TX 和 CONFIG 寄存器的 D10 位控制。

I/Q 滤波器: I/Q IF 到 0 IF HPQ 跟随 6 阶基带低通滤波器, 用于 RF 通道滤波。滤波器的带宽由滤波器寄存器的数值设置, 能够在 50kHz~350kHz 按 50kHz 进行调节, 调节通过 LPF 寄存器的 D1~D3 设置完成。I/Q 滤波器结构如图 3.4.3 所示。

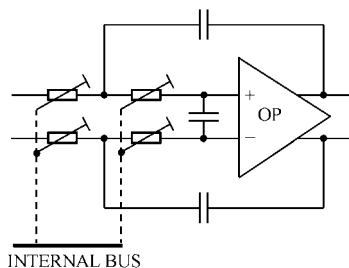


图 3.4.3 I/Q 滤波器结构

I/Q 限幅器是 DC 耦合的多级放大器, 增益为 80dB, 频率范围为 100Hz~350kHz。RSSI 包含在两个限幅器中, RSSI 产生与接收信号电平成比例的 DC 电压。I 通道和 Q 通道的 RSSI 信号合成为总的 RSSI 信号。

FSK 解调器: I/Q 限幅器的输出差动信号馈送到正交相关器电路解调 FSK 信号。解调器增益 2.4mV/kHz。最大频偏为 ± 300 kHz。解调出的信号加到 ASK/FSK 模式开关, 连接到数据滤波器的输入。开关能够由 ASK/FSK 引脚端和在 CONFIG 寄存器中的 D11 位控制。

2 级数据滤波器是 Sallen-Key 结构 (见图 3.4.4), 完全集成在芯片上。带宽能够通过 LPF 寄存器的 D4~D7 位, 在 5kHz~102kHz 之间调节。

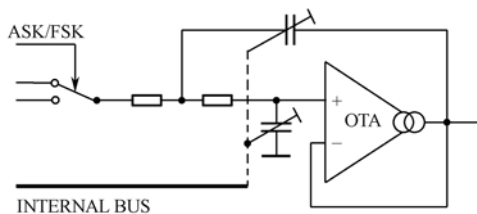


图 3.4.4 数据滤波器结构

数据限幅器是一个带宽为 100kHz 的快速比较器。通过 CONFIG 的 D15 控制，自调节阈值由 RC 网络（LPF）产生或者取决于峰值检波器在基带编码上的形式。D15=0 选择低通滤波器，D15=1 选择峰值检波器。

电路使用两个峰值检波器。产生与数据信号相适应的正、负峰值电压，时间常数由外接的 RC 网络决定。

晶体振荡器是 NIC (Negative Impedance Converter) 振荡器，晶振工作在串联谐振状态。标准工作频率是 18.083MHz。对于 FSK 调制可以通过外接的 3 个电容调节。通过微控制器和总线接口芯片内部的电容可以用来调节标准频率和 FSK 调制频率。晶体振荡器的调整可以消除晶振或者元器件引起的误差。

能隙基准电路为器件提供一个温度稳定的 1.2V 基准电压。低功耗模式可以关断所有附加电路，低功耗模式通过引脚端 PwdDD 控制，PwdDD=VDD，器件工作在低功耗模式；PwdDD=地/VSS，器件工作。低功耗模式电源电流是 100nA。

定时和数据控制单元包含一个唤醒逻辑电路、I²C/3 线微控制器接口、数据有效检测、寄存器结构设置等电路。I²C/3 线总线接口给微控制器提供完整的控制能力，通过在唤醒逻辑单元中的状态，可以设置器件工作在 3 个不同的模式：被动模式、自检测模式和定时器模式。详细的描述见厂家的用户手册。

TDA5250 提供 I²C 总线协议和 3 线总线协议，可以通过 BusMode 引脚端选择，见表 3.4.4。所有的总线引脚端（BusData, BusCLK, EN, BusMode）都有一个施密特整形输入电路。BusData 引脚端是双向的，输出是漏极开路形式。

表 3.4.4 总线接口形式

功 能	BusMode	$\overline{\text{EN}}$	BusCLK	BusData
I ² C 模式	0	“0”有效； “1”无效	时钟输入	数据输入/输出
3 线模式	1			

I²C 总线和 3 线总线数据格式的详细描述见厂家的用户手册。

3.4.5 应用电路设计

所设计的应用电路如图 3.4.5 和图 3.4.6 所示，其元器件参数如表 3.4.5 所示。

表 3.4.5 TDA5250 应用电路元器件参数

符 号	参 数	型 号	误 差
R1	4.7kΩ	0603	±5%
R2	10Ω	0603	±5%
R3	—	0603	±5%
R4	1MΩ	0603	±5%
R5	4.7kΩ	0603	±5%
R6	4.7kΩ	0603	±5%
R7	4.7kΩ	0603	±5%

续表

符 号	参 数	型 号	误 差
R8	6.8kΩ	0603	±5%
R9	180Ω	0603	±5%
R10	180Ω	0603	±5%
R11	270Ω	0603	±5%
R12	15kΩ	0603	±5%
R13	10kΩ	0603	±5%
R14	180Ω	0603	±5%
R15	180Ω	0603	±5%
R16	1MΩ	0603	±5%
R17	1MΩ	0603	±5%
R18	1MΩ	0603	±5%
R19	560Ω	0603	±5%
R20	1kΩ	0603	±5%
R21	10Ω	0603	±5%
R22	0	0603	±5%
R23	10Ω	0603	±5%
C1	22pF	0603	±1%
C2	1pF	0603	±0.1pF
C3	5.6pF	0603	±0.1pF
C4	2.2pF	0603	±0.1pF
C5	1nF	0603	±5%
C6	1nF	0603	±5%
C7	15pF	0603	±1%
C8	—	0603	±0.1pF
C9	47pF	0603	±1%
C10	22pF	0603	±1%
C11	—	0603	±5%
C12	10nF	0603	±10%
C13	10nF	0603	±10%
C14	10nF	0603	±10%
C15	4.7pF	0603	±0.1pF
C16	1.8pF	0603	±0.1pF
C17	12pF	0603	±1%
C18	10nF	0603	±10%
C19	2.2nF	0603	±10%

续表

符 号	参 数	型 号	误 差
C20	47nF	0603	±10%
C21	47nF	0603	±10%
C22	47nF	0603	±10%
C23	47nF	0603	±10%
C24	100nF	0603	±10%
C25	100nF	0603	±10%
C26	—	0603	±10%
C27	100nF	0603	±10%
C28	100nF	0603	±10%
C29	100nF	0603	±10%
C30	—	0603	±10%
L1	68nH	SIMID 0603-C (EPCOS)	±2%
L2	12nH	SIMID 0603-C (EPCOS)	±2%
L3	8.2nH	SIMID 0603-C (EPCOS)	±0.2nH
IC1	TDA5250 D2	PTSSOP38	
IC2	ILQ74		
IC3	SFH6186		
Q1	18.0898MHz	Telcona: C0=2,1pF	C1=8pF,C _L =12pF
S1	1-pol.		
T1	BC847B	SOT-23(Infineon)	
D1,D2	BAR63-02W	SCD-80(Infineon)	
X1,X2	SMA-socket		
X5	SubD 25p		

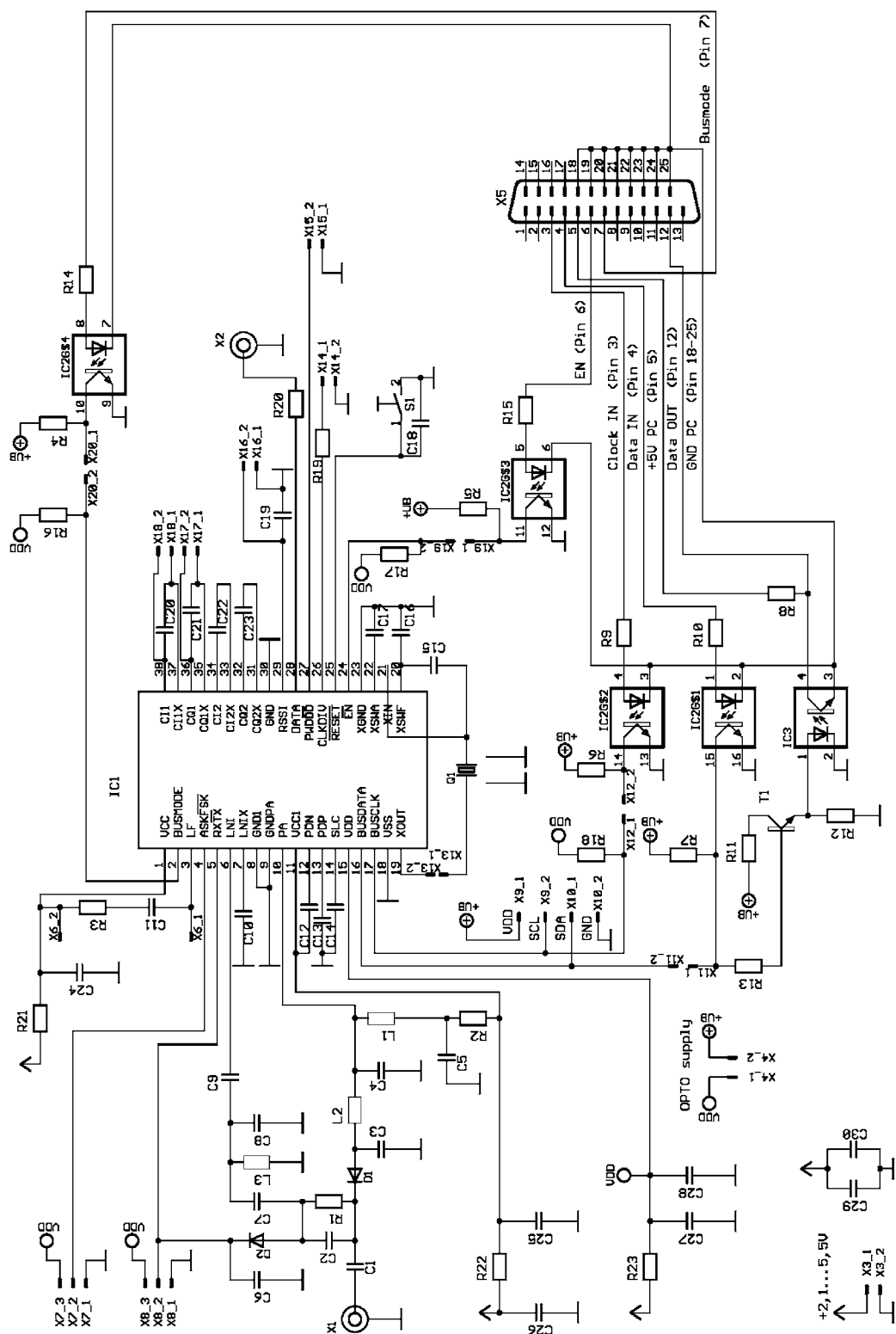


图3.4.5 TDA5250应用电路

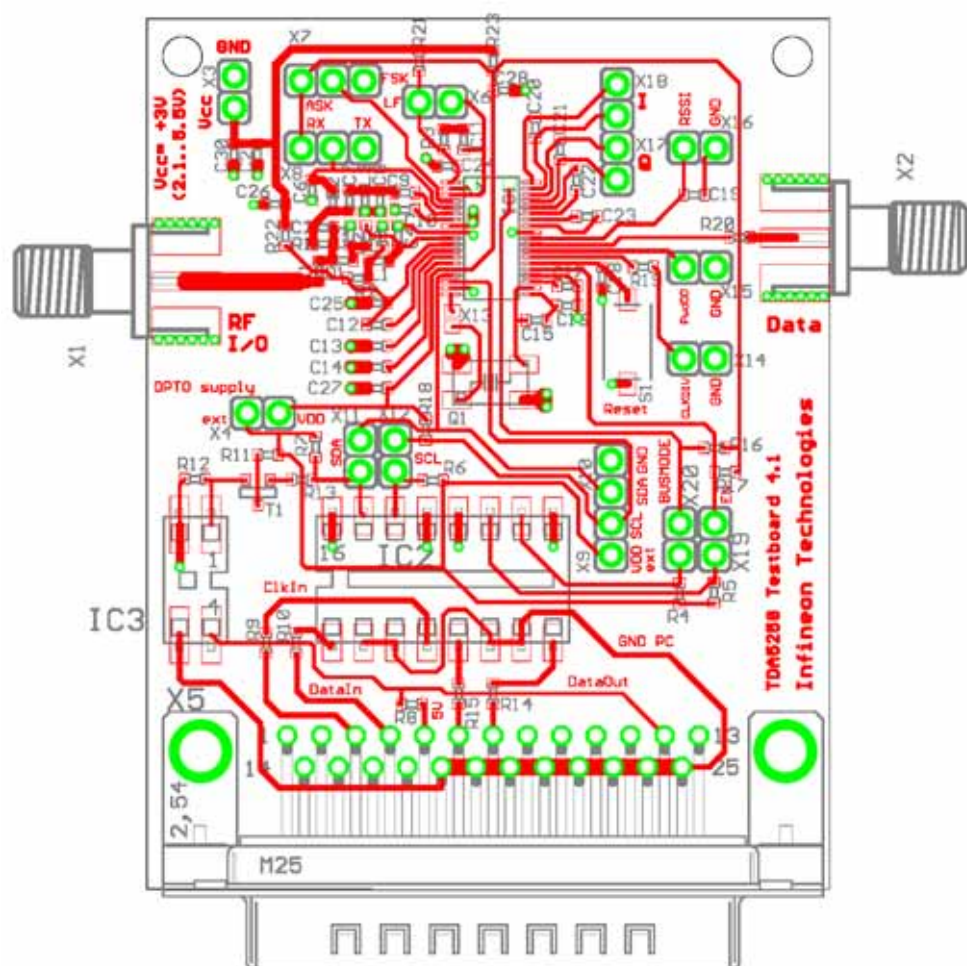


图 3.4.6 元器件布局与印制板图

3.5 433/870/915MH FSK 收发器芯片 XE1202 的原理与应用电路设计

3.5.1 概述

XE1202 是将无线发射与接收功能集成在单一芯片上的射频收发芯片，芯片内集成了射频发射、射频接收、PLL 合成、FSK 调制等电路，具有高速率、超低功耗等功能。可工作在 433MHz、870MHz 和 915MHz ISM 频带，其数据传输速率可达 76.8kb/s。XE1202 采用连续相位的 2 级移频键控 (CPFSK) 方式。XE1202 的接收部分集成有低噪声放大器 (LNA) 和下变频器，采用直接变频方式，具有滤波通道和接收用的解调器，微控制器接口可直接对数据进行处理，并可以产生同步数据时钟 (CLKD)。XE1202 的发射部分可提供一个完整的通道，完成从数据到天线的传送，该部分带有一个可对频偏进行编程的直接上变频器，并可对

RF 输出功率进行控制。芯片具有 3 线总线接口，可通过 3 线总线以及外部引脚来设置传输状态，仅需极少的外部元件（天线匹配网络、振荡电路、SAW 振荡器）即可完成接收和发射的双重功能。发射功率也可以通过总线来控制。XE1202 符合 I-ETS300-220 标准。

3.5.2 主要技术指标

XE1202 的主要技术指标如表 3.5.1 所示。

表 3.5.1 XE1202 的主要技术指标

参数	最小值	典型值	最大值	单位
电源电压	2.7	3.3	3.6	V
接收电源电流	12		13.5	mA
发射电源电流	33		48	mA
待机电流	0.2		1	μA
频率范围	300		500	MHz
发射输出功率	0		15	dBm
射频灵敏度	-99		-113	dBm
射频输入阻抗		1/4		kΩ/pF
射频输出阻抗		2.4		pF
最大接收输入电平			-20	dBm
基带滤波器带宽	250	330	410	kHz
晶振频率		39		MHz
本机振荡器漂移		-4		ppm/℃
通过 3 线总线可编程的频偏	±4		±200	kHz
通过 3 线总线可编程的数据速率	4		64	kb/s
数字输入/输出低电平	0		0.25VDD	V
数字输入/输出高电平	0.75VDD			
时钟唤醒时间		2	3.5	ms
接收器唤醒时间		100	150	μs
发射器唤醒时间		100	150	μs
数据设置时间	125			ns
接收到发射转换时间		15	25	μs
发射到接收转换时间		60	75	μs
SC 总线时钟上升时间			50	ns
SC 总线时钟下降时间			50	ns
SC 总线时钟频率			4	MHz

3.5.3 芯片封装与引脚功能

XE1202 采用 TQFP-44 封装，如图 3.5.1 所示，各引脚功能如表 3.5.2 所示。

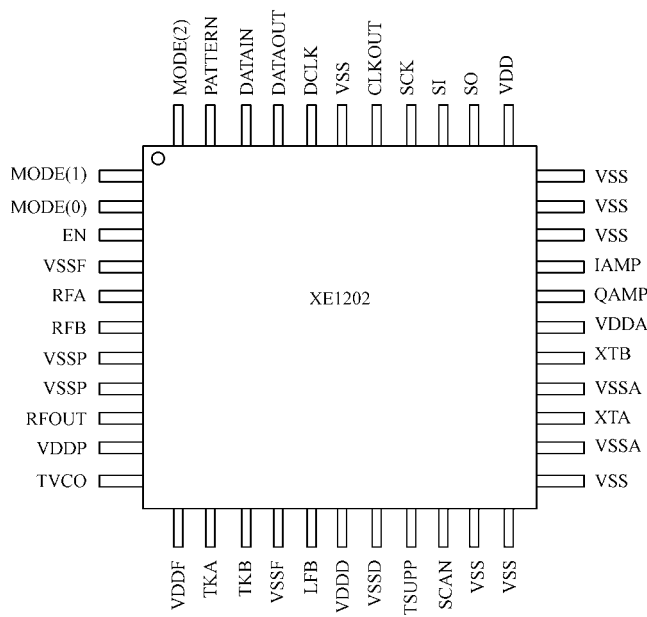


图 3.5.1 XE1202 引脚封装形式

表 3.5.2 XE1202 引脚功能

引脚	符号	功 能
1	MODE(1)	发射/接收/待机/睡眠模式选择
2	MODE(0)	发射/接收/待机/睡眠模式选择
3	EN	使能
4	VSSF	模拟地
5	RFA	射频输入
6	RFB	射频输入
7	VSSP	功率放大器地
8	VSSP	功率放大器地
9	RFOUT	射频输出
10	VDDP	功率放大器电源
11	TVCO	测试输入（正常工作时连接到 VSS）
12	VDDF	模拟电源电压
13	TKA	VCO 谐振回路
14	TKB	VCO 谐振回路
15	VSSF	模拟地
16	LFB	PLL 回路滤波器
17	VDDD	数字电源电压
18	VSSD	数字地
19	TSUPP	测试电路电源电压（正常工作时连接到 VSS）
20	SCAN	扫描测试输入（正常工作时连接到 VSS）

续表

引脚	符号	功 能
21	OPT	(正常工作时连接到 VSS)
22	TMOD[0]	(正常工作时连接到 VSS)
23	TMOD[1]	(正常工作时连接到 VSS)
24	VSSA	回路滤波器地
25	XTA	晶振/外部时钟输入
26	VSSA	回路滤波器地
27	XTB	基准晶振
28	VDDA	回路滤波器电源电压
29	QAMP	Q 低通滤波器输出
30	IAMP	I 低通滤波器输出
31	TMOD[2]	(正常工作时连接到 VSS)
32	TMOD[3]	(正常工作时连接到 VSS)
33	TIBIAS	(正常工作时连接到 VSS)
34	VDD	回路滤波器数字电源电压
35	SO	配置寄存器串行输出
36	SI	配置寄存器串行输入
37	SCK	配置寄存器串行时钟
38	CLKOUT	在基准频率上的时钟输出 (分频比 4、8、16、32)
39	VSS	回路滤波器数字地
40	DCLK	恢复接收数据时钟
41	DATAOUT	接收数据
42	DATAIN	发射数据
43	PATTERN	模式识别输出
44	MODE(2)	发射/接收/待机/睡眠模式选择

3.5.4 内部结构与工作原理

XE1202 的内部结构方框图如图 3.5.2 所示。

由图 3.5.2 可见，XE1202 主要由接收、发射、本振以及 3 线总线接口等四个部分组成。XE1202 的接收部分由低噪声放大器 (LNA)、下变频器、自激消除模块、基带滤波器以及位同步器等部分组成。LNA 提供的低噪声增益可通过外部电路 (分立元件) 进行调节，该外部电路由输出 LC 谐振回路和 RF 输入 LC 匹配网络组成；下变频器具有 90° 相移电路和 2 个合成器及通道 (I/Q)，完成零中频接收器的直接下变频；自激消除模块则对 DC 和低频输出信号进行 50dB 衰减，避免本振上的自激振荡；基带滤波器由两个级连的 Sallen&key 低通滤波器组成，每级有 10dB 的增益，可实现具有 30kHz 截止频率的 Butterworth 低通滤波，AC 耦合 (截止频率为 64kHz) 可以避免偏移量的增加，并可衰减 1/f 的噪声；位同步器是一个可被 ALU 控制的数字 PLL，为系统提供同步数据时钟。为了提高性能，可根据所需的数据速率，通过 3 线总线对位同步器进行编程设计。

XE1202 的发射部分由 DDS 调制器、单边带上变频器及功率放大器组成。FSK 偏频可直接通过数字合成器 (DDS) 来实现, 所以 XE1202 的 FSK 偏频相当精确, 并可以通过 3 线总线进行调节。I 和 Q 基带可经过抗干扰滤波器后, 直接上变频到 UHF 频段。DDS 调制器由数字和模拟两个模块构成。在数字模块中, 内部时钟设在 2MHz, 由 DDS 将数据位流转换成正、余弦信号。当相位累加位为 7 位时, 频偏最小的步进频率 (每位) 为 3.9kHz, 偏频差 (FSK) 的可编程调节范围为 0~127 (7 位), 因此, 理论上频偏的范围为 295kHz。开机时, 频偏值为 32 (125kHz)。当 Data 为 0 时, $f = f_{Lo} - f_{dev}$; Data 为 1 时, $f = f_{Lo} + f_{dev}$ 。另外, 也可以对调解器的频率偏移进行调节, f_{dev} 必须满足: Filter BW (滤波器带宽) $> f_{dev} >$ Data rate。DDS 模块中的模拟模块 (DDSA) 的任务是将正、余弦信号从 DDS 转换成模拟的 I 和 Q 信号, 该转换通常由 2 个 8 位 DAC 来完成。单边带上变频器用于完成从基带 FSK 信号到 UHF 频率的频率转换。功率放大器为天线发射 FR 信号提供驱动, 功率放大器不能直接驱动天线, 需要外部匹配网络。功率放大器的输出功率也是可编程的 (4 级)。

XE1202 最主要的特点是可通过 3 线总线接口来对 FSK 频偏、时钟使能、RF 输出功率和数据速率及其他辅助功能等进行设计编程。并可通过此接口和相关引脚来设置其接收、发射和待机状态。3 线总线数据接口电路可在 SC 的上升沿采集数据位。内部电路通过 SC 的上升沿采集数据位, 内部电路通过对 SC 的上升沿进行计数来检测输入数据的有效性。

发射电路中调制通过一个直接数字合成器实现, I 和 Q 基带信号在数字模拟转换之前用数字方法产生。通过直接数字合成的方法, FSK 的频偏是非常精确的。直接数字合成调制器结构中包含一个数字时钟和一个模拟时钟, 如图 3.5.3 所示。

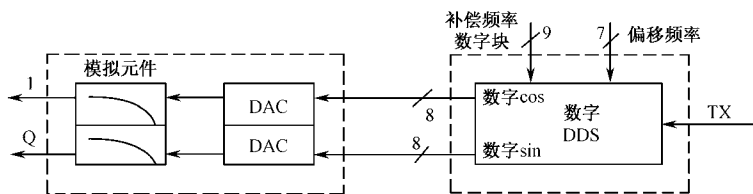


图 3.5.3 直接数字合成调制器

直接数据合成器将比特数字流合成转换为正弦和余弦信号。系统内部时钟设定为 2MHz。频偏的最小步进为: $2.106/29=3.9\text{kHz}$ 。

频偏 (移频键控) 是可编程的, 可在 0~127 (7 位) 之间进行调整, 每一步相当于 3.9kHz。理论范围是 0~295kHz。在加电之后, 偏移值等于 32 (125kHz)。如果 Data = 0 则频率为 $f_{lo} - f_{dev}$; 如果 Data = 1 则频率为 $f_{lo} + f_{dev}$, 这 7 比特是用来校正解调器的频率偏差的, $f_{dev} = 3906.25 \times n [\text{Hz}]$, 其中 n 是 7 比特字节中未定义的十进制常数。频率偏差必须比数据速率大, 比接收器滤波器带宽小: $f_{dev} >$ Data rate; $f_{dev} <$ Filter BW。在频率补偿的条件下, 通过 3 线总线, 本机振荡器的偏差可以被补偿。偏移频率的默认设置是 0。默认覆盖 $\pm 265\text{kHz}$, 每步 3.9kHz。默认数值在 -64 到 63 之间 (在两者间补充 7 比特)。正的频率偏差 (见图 3.5.4): f_o = 本机振荡器的频率 (与锯齿谐振器初始准确度有关), DFC = 正偏移。

负频率偏差 (见图 3.5.5): f_o = 本机振荡器的频率 (与锯齿谐振器初始准确度有关), DFC = 负偏移, 通过公式可计算频率偏差: $\text{DFC} = 3906.25 \times n [\text{Hz}]$, 式中: n 是给定值的十进制常数。

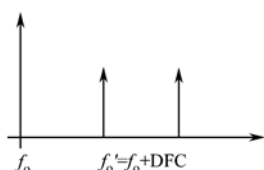


图 3.5.4 正频率偏差

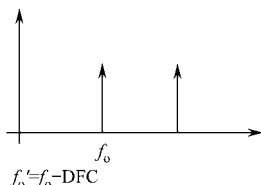


图 3.5.5 负频率偏差

DDS 部件（见图 3.5.6）转换从 DDS 到模拟 I 和 Q 信号的正弦和余弦数据，是两个 8 比特 DA 变换器，带有 160kHz 的标称截止频率，用来消除在 $f_s \pm f_0$ 的混叠。 f_s 是 2MHz 的抽样频率， f_0 是典型的 125kHz 输出频率。

单边带上变频器（见图 3.5.7）完成从基带移频键控信号到超高频的上变频。单边带调制器是通过 I/Q 基带信号和本振频率来激励的。输出是一个射频单边带信号。单边带调制器的基本原理是在 $FRF+FBB$ 发生一个单边带和滤去在 $FRF-FBB$ 的映像。此部分需要一个外部的（离散的）LC 调谐回路。

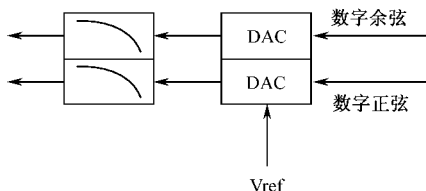


图 3.5.6 DDS 部件

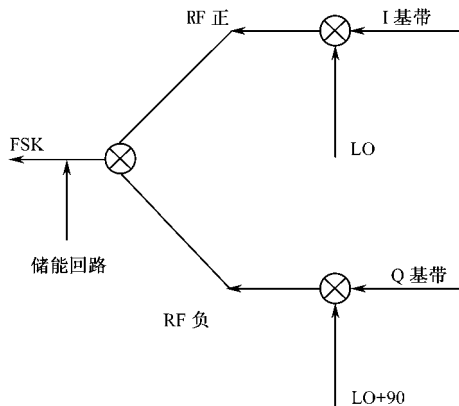


图 3.5.7 单边带上变频器

功率放大器为发射天线提供射频信号，输入连接到上变频输出信号。功率放大器不能直接激励天线，需要一个外部网络，输出功率是可编程的（4 级），输出是电流源形式。功率放大器需要一个正电压偏置。

接收电路中 LNA（低噪声放大器）提供一个低噪声系数的放大增益，此电路在天线匹配网络和混频器之间。LNA 通过两个外部 LC 回路来调谐：一个是连接到输出的 LC 谐振回路，另一个是连接到射频输入的 LC 匹配网络。

正交下变频部分包括一个 90° 移相器和两个混频器，每个信道一个 I/Q。正交下变频部分是完成一个 O-IF（零中频）接收器（ $f_{LO}=f_{RF}$ ）的直接下变频。输入连接到低噪声放大器输出。基带 I/Q 输出时直接连接到基带模拟滤波电路。在 IFP（如果为正）和 IFN（如果为负）节点之间提供了一个有源阻抗。基带滤波器提供接收信道中所有的基带滤波功能，可以提供 20dB 的电压增益。交流耦合（截止频率=6kHz）避免频移的发生，衰减 $1/f$ 噪声。此回路包含两个级连滤波器，每级提供了大约 10dB 的增益。同时，提供了一个有 330kHz 截止频率的 4 级低通滤波器。一个温度校正电阻减少转移函数对温度的依赖性。I/Q 模拟输出元件是用来把一个模拟差动信号转换为一个单边带的信号。模拟输出（I 和 Q）是用于测试或用来作为

内部的解调器之前的另一个解调器的输入。

基带放大器回路为基带滤波器输出信号提供 50dB 的电压增益，可提供足够的信号电平去激励序列限频器。限频器电路将模拟差动转变成数字信号。FSK 解调器在放大器输出端提供一个数字解调器，将 I 和 Q 信号解调成一个比特数字信号（RXD 接收数据），如图 3.5.8 所示。如果没有使用比特同步时钟，则不必设定数据速率接收器。解调器的性能取决于指数调制系数 (β)。

比特（位）同步电路中（见图 3.5.8），比特（位）同步操作是通过相关的可积分输入数据流的计数器实现的。位流（比特流）和 RXD 和时钟 CLKD 是同步的。为了提供一个同步数字时钟，比特（位）同步电路的结构是一个被一个运算器控制的数字锁相环。

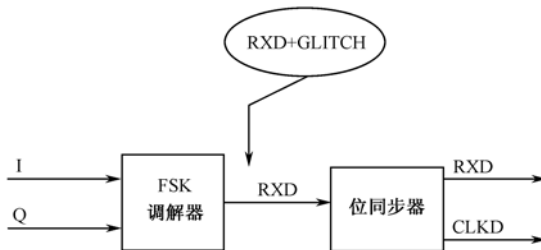


图 3.5.8 FSK 解调器与比特（位）同步电路

比特（位）同步电路必须根据数据输入率由 3 线总线编程。为了确定要求的数据率（单位为 Hz），使用者必须通过下面的公式计算：

$$n = \text{round}\{-8 \times \lg(61 \times \text{Dr}/f_{\text{XTAL}})/\lg 2\}$$

式中， n 是一个对应于 6 位的无符号整数，Dr 以 Hz 为单位的输入数据率。比特同步电路可以以 5% 的精度操作。位速率的值可以影响接收器的灵敏度，灵敏度取决于 β 调制指数和频移，其参数可以通过下列公式定义：

$$\beta = f_{\text{dev}}/\text{Datarate} \text{ 或 } \text{Datarate} = f_{\text{dev}}/\beta$$

参数 β 作为调制指数， f_{dev} 是频移。这个公式反映了调制指数、频移和数据速率之间的关系。灵敏度取决于数据速率。

收发器可以通过 3 线接口设置成多种配置模式。接口由一个位移寄存器、采样 SC（serial CLK 串行时钟脉冲）的上升沿的电路组成。XE1202 的主要特性可以通过软件或者由 3 线接口和内寄存器来设定。移频键控频移、时钟使能、射频输出功率和数据速率可以像其他的辅助函数一样被编程。

XE1202 的配置寄存器的大小有 1、2、3、或者 4 个字节，地址位为 5 位 A[4:0]。各寄存器功能如表 3.5.3 所示。

表 3.5.3 寄存器功能

寄存器名称	字节	地址	功能
RTPParam	2×8 bit	00000	接收和发射参数寄存器
		00001	
FSPParam	3×8 bit	00010	频率参数寄存器
		00011	
		00100	

续表

寄存器名称	字节	地址	功能
DataOut	1×8 bit	00101	收发器数据寄存器
ADParam	2×8 bit	00110 00 111	附加参数寄存器
Pattern	4×8 bit	01000 01001 01010 01011	基本模式功能设置

各寄存器内部参数的定义参考厂家手册。

寄存器的读写时序如图 3.5.9 所示。

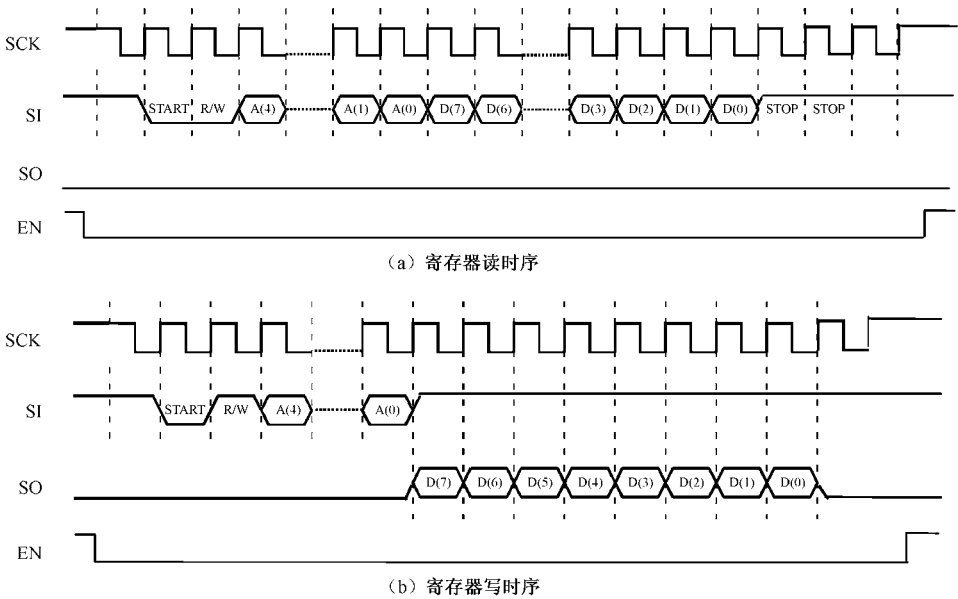


图 3.5.9 寄存器的读写时序

3.5.5 应用电路设计

所设计的天线匹配网络的天线被匹配和调谐到接收器和发射器时，必须体现出良好的频率特性。天线匹配网络包括：射频输出匹配网络，射频输入匹配网络和转换器。

射频输入匹配网络是为获得最佳的接收性能而设置的，接收器匹配电路如图 3.5.10 所示，元器件参数如表 3.5.4 所示。

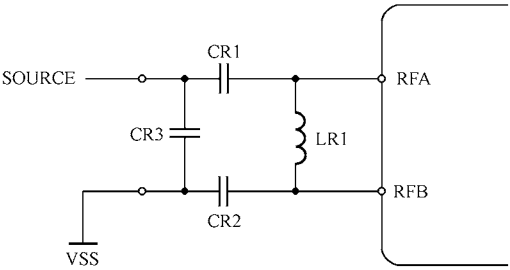


图 3.5.10 接收器匹配网络

表 3.5.4 接收器匹配网络元器件参数

名 称	最小数值	典型数值	最小 Q 值	误 差
CR1	0.8 pF		200	±2 %
CR2	0.8 pF		200	±2 %
CR3 (可选择)				
LR1	8 nH		30	±5 %

射频输出匹配网络是用来将射频输出的最大功率输出到天线上去的。射频输出必须通过电感线圈一个连接到正电压 VDD。阻抗变频器实现 600Ω与 50Ω的变换，最大功率可被传送到 50Ω的天线上。发射器匹配网络如图 3.5.11 所示，其元器件参数如表 3.5.5 所示。

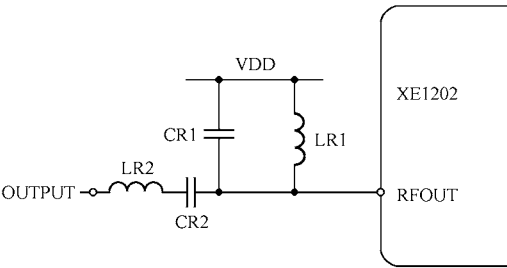


图 3.5.11 发射器的匹配网络

表 3.5.5 发射器匹配网络的元器件参数

名 称	最小数值	典型数值	最小 Q 值	误 差
CR1	0.8 pF		200	±2 %
CR2	0.8 pF		200	±2 %
LR1	8 nH		30	±5 %
LR2 (可选择)				

发射范围显然取决于天线的性能。在自由空间中，在距离为 d 、波长为 λ 时，接收功率 P_r 的理论公式是：

$$P_r = \frac{P_t \times G_t \times G_r}{(4\pi d / \lambda)^2}$$

式中， P_t 是发射功率，功率随天线增益 G_t 的增加而增加。接收功率（ P_r ）取决于接收天线增益 G_r 。通常的允许模式是：在 1 米以内，模型为 1/d²。

$$P_r(\text{dB}) = P_t(\text{dB}) + G_t(\text{dB}) + G_r(\text{dB}) - 20\lg(4\pi d / \lambda)$$

在 1 米以外，模型为 1/d⁴。

$$P_r(\text{dB}) = P_t(\text{dB}) + G_t(\text{dB}) + G_r(\text{dB}) - 25(\text{dB}) - 40\lg(d / 1\text{m})$$

如图 3.5.12 所示。

计算举例：一个 10⁻² 比特误码率接收功率需要-109dBm。没有外部功率放大器（ P_A ）时，发射功率是-5dBm，有外部功率放大器时是+10dBm。假设 $\lambda/4$ 天线增益为-10dBi，范围是：在自由空间（以 1/d² 衰减模式）没有外部 P_A 时， $d=870\text{m}$ ，有外部 P_A 时， $d=4900\text{m}$ ；在建筑

物内（以 1/d4 衰减模式）没有外部 P_A 时， $d=30\text{m}$ ，有外部 P_A 时， $d=70\text{m}$ 。

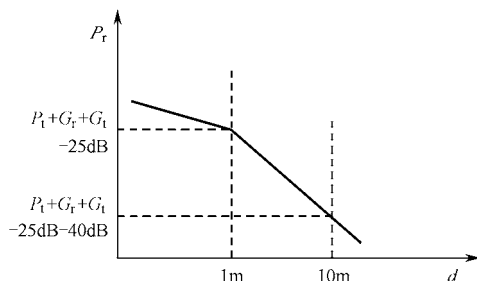


图 3.5.12 功率与天线关系

鞭状天线：鞭式天线是最简单的。在平面图上，鞭状天线是四分之一波长的导线，如图 3.5.13 所示。

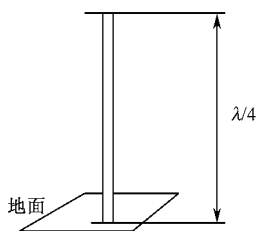


图 3.5.13 鞭状天线

长度：

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f_0}$$

式中， f_0 是载波频率， λ 是波长， c 是光速。在工业频带使用时， $f_0=433.92\text{MHz}$

$$l = \frac{3 \times 10^8}{4 \times 433.92 \times 10^6} = 17.2\text{cm}$$

鞭状天线增益在 $-10\text{dBi} \sim 0\text{dBi}$ 之间。

小矩形天线：回路天线可以是一个小的细导线、印刷板上的导线或别的材料组成，如图 3.5.14 所示。回路天线优点是手不会影响天线的调谐。回路天线简单、低价格，在便携式方式中被普遍应用。回路天线的缺点是天线增益差（ $-20\text{dB} \sim -5\text{dB}$ ）而且带宽很窄，需要调谐，调谐需要增加一个可调电容。如果回路较大，可以使用非可调电容。

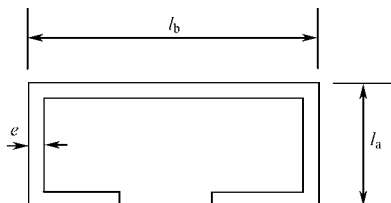


图 3.5.14 回路天线

回路天线的系统增益 G (G 或 G_t) 与频率的关系如图 3.5.15 所示，回路面积 A 定义为：

$$A = l_a \times l_b$$

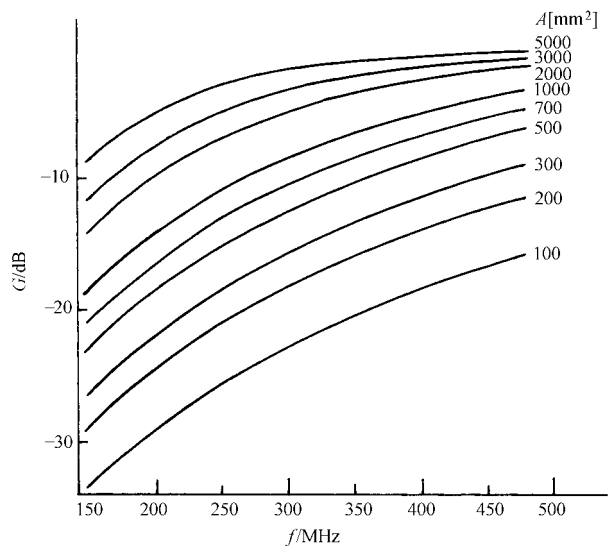


图 3.5.15 回路天线的系统增益 G 与频率的关系

VCO 谐振回路采用一个电感与一个电容并联，元器件参数如表 3.5.6 所示。

表 3.5.6 VCO 谐振回路元器件参数

名 称	最 小 数 值	典 型 数 值	最 小 Q 值	误 差
CV1	0.8 pF		200	±2 %
LV1	8 nH		30	±5 %

频率合成器的回路滤波器电路如图 3.5.16 所示，图中各元器件参数如表 3.5.7 所示。

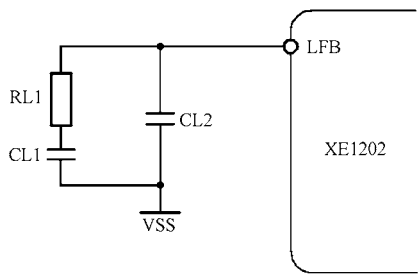


图 3.5.16 频率合成器的回路滤波器电路

表 3.5.7 频率合成器的回路滤波器元器件参数

名 称	最 小 数 值	典 型 数 值	最 小 Q 值	误 差
CL1	0.8 pF		200	±2 %
CL2	0.8 pF		200	±2 %
RL1	1 kΩ		—	±2 %

表 3.5.8 频率合成器基准频率用晶振特性

名 称	功 能	最 小 值	典 型 值	最 大 值
Fs	标准频率	—	39.0 MHz	—
CL	fs 负载电容 (在芯片上)	—	8 pF	—
Rm	动态电阻	—	—	40 Ω
Cm	动态电容	—	—	30 pF
C0	并联电容	—	—	7 pF
Δfs(0)	在 25℃校准公差	—	—	10×10^{-6}
Δfs(ΔT)	温度稳定型(−40℃~85℃)	—	—	10×10^{-6}
Δfs(Δt)	在第 1 个 5 年内老化误差	—	—	5×10^{-6}

在 VDD 和 VSS 之间连接去耦电容，电容数值为 100 nF。

为了延长电池的寿命，所有的接收设备在无传输任务时都应处于待机模式。XE1202 从待机状态转到接收状态的响应时间最多为 1s。芯片的接收与前端信息、方式信息段及 ID 号有关（如 I=1、2、3），前端信息用于同步时钟，方式信息段则用于识别传输是否开始，而 ID 号则用于识别接收器。

在接收模式下，如果微处理器接收不到或者识别不出该模式，那么开关将一直处于待机模式，若识别出，则继续接收后面的内容。同时还为微处理器提供同步时钟（由内部的位同步器产生），在这种情况下，接收器需要满足以下两个条件：第一是能够全部解读前端信息以产生同步时钟；第二是射频输入与射频输出的转换电路必须为识别提供一个完整的模式帧。此二者若有一项不能够完全满足，系统将不能够接收，同时其开关电路也将回到待机模式。为了消除这种情况，协议帧必须分别对模式和前端信息进行设置。并且接收模式的时间应比前 2 个模式的帧时间更长，即： $T_{r2} (T_{preamble} + T_{pattern})$ ，其中 T_{rm} 为接收的最短时间， $T_{preamble}$ 为处理前端信息的时间， $T_{pattern}$ 为模式设置时间。此时，若进行信息的传输，接收器可不必切换到待机状态。

由于发送器要传递信息给指定的接收器，因此每个接收器都必须有一个用于识别自身的 ID 号。对 ID 号的处理是由微控制器来完成的，若 ID 号正确，则可通过微控制器使系统处于接收模式，若 ID 号错误，则将切换到待机模式。

一个适当的输出需要得到最佳的回路性能。所有的储能回路元件、匹配网络和退耦都是射频元件，需要能够尽量简单和紧密的靠近 XE1202。

XE1202 应用电路如图 3.5.17 所示。

3.5.6 与微控制器的接口

通过 3 线总线，微控制器可对 XE1202 进行控制，完成 XE1202 的收、发和待机模式设置和控制，如图 3.5.18 所示。

XE1202 是经由 3 线串行总线通过一个微控制器来控制的。芯片使能和 RxTx 模式是通过硬件经由微控制器来设定的。与微控制器连接有 4 根输入线，7 根输出线。

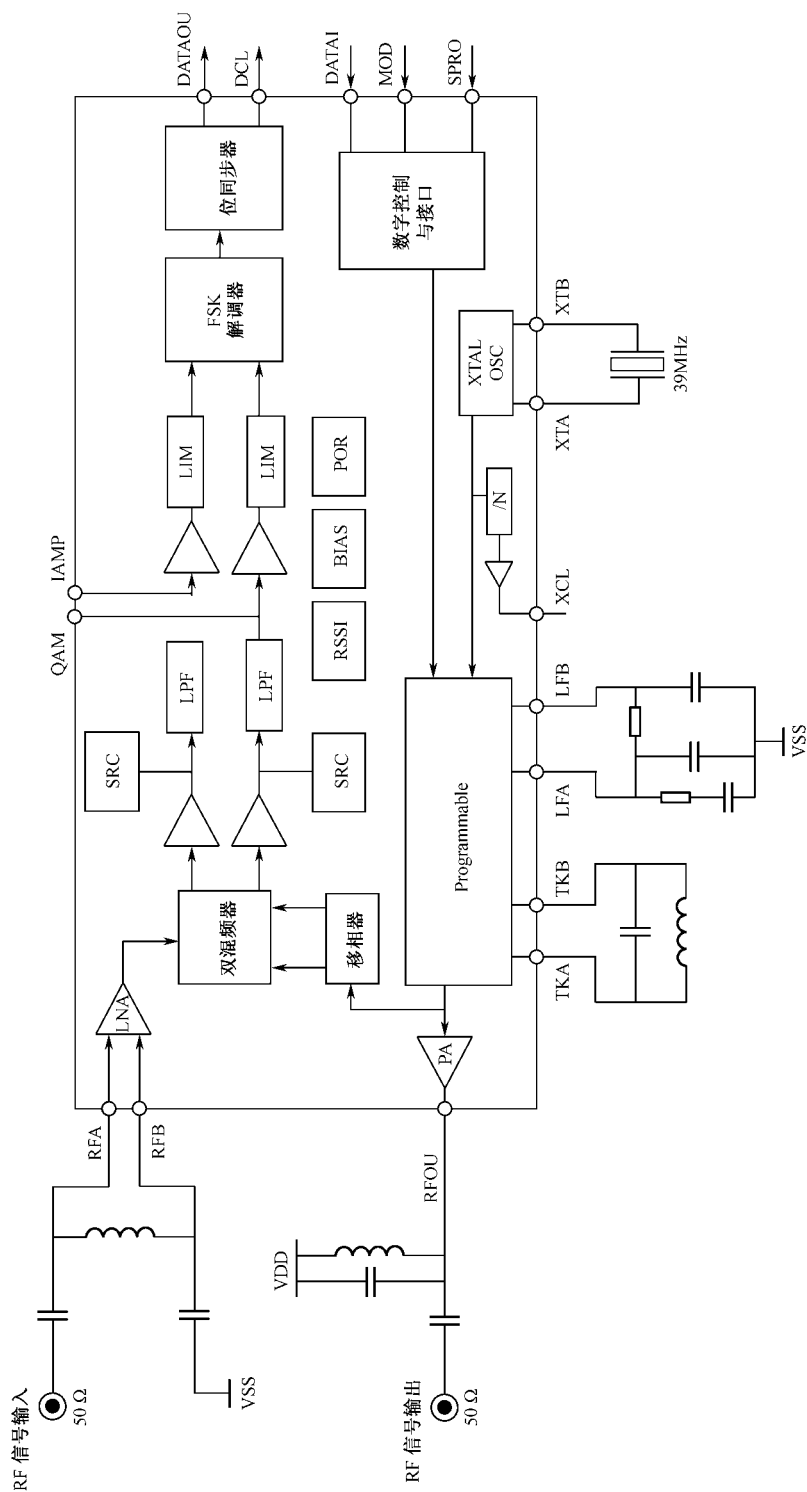


图 3.5.17 XE1202 应用电路

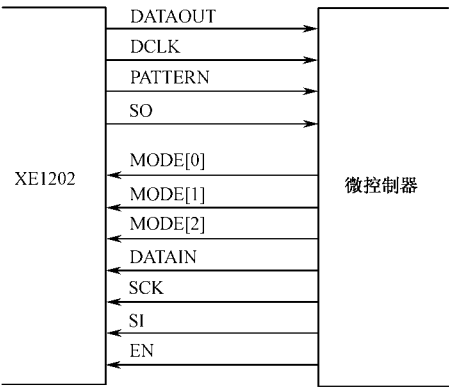


图 3.5.18 XE1202 与微控制器的接口

为减少微控制器的 I/O 线，也可以采用如图 3.5.19 所示的电路连接。

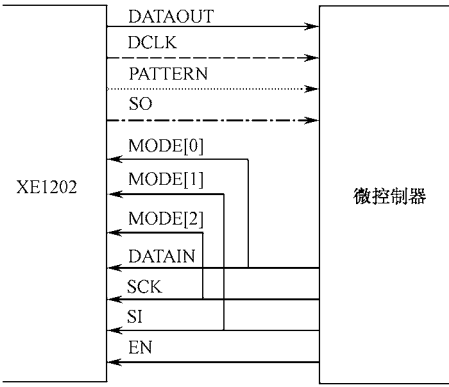


图 3.5.19 XE1202 与微控制器的接口（减少 I/O 线的方式）

标准工作模式：在睡眠、接收、发射模式，EN、SI = MODE[1]，和 SCK = MODE[2]保持“高”。

在发射模式，DATAIN = MODE[0]将根据发射的位流变化，可以是高或者低，如图 3.5.20 所示。

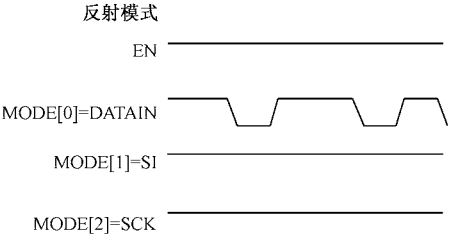


图 3.5.20 发射模式时序

写/读（到/从）参数寄存器的时序如图 3.5.21 所示。收发转换控制电路如图 3.5.22 所示。

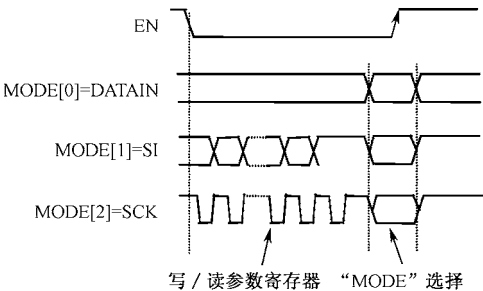


图 3.5.21 写/读（到/从）参数寄存器时序

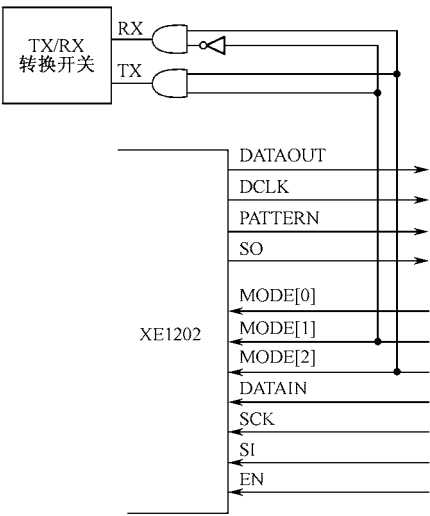


图 3.5.22 收发转换控制电路

3.6 433MHz FSK 收发器芯片 nRF0433 的原理与应用电路设计

3.6.1 概述

nRF0433 是一个单片 RF 收发芯片，工作在 433MHz ISM 频段，FSK 调制和解调，数据传输速率为 9 600b/s，采用 PLL 频率合成技术，频率稳定性好；灵敏度高达-105dBm，最大发射功率达 10mW，工作电压 5V，可直接与微控制器接口，仅需外接一个晶体和几个阻容、电感元件，即可构成一个完整的射频收发器，电路模块尺寸为 30mm×22mm×6mm，可方便地嵌入到各种测量和控制系统中，在仪器仪表数据采集系统、无线抄表系统、无线数据通信系统、计算机遥测遥控系统中应用。

3.6.2 主要性能指标

nRF0433 主要性能指标如表 3.6.1 所示。

表 3.6.1 nRF0433 主要性能指标

参 数	数 值	单 位
频率	433.936	MHz
调制	FSK	
频偏	±15	kHz
最大 RF 输出功率	10	dBm
接收灵敏度	-105	dBm
最大数据速率	9600	b/s
电源电压	2.7~5.25	V
接收时电源电流	23	μA
发射时电源电流	33	mA

3.6.3 芯片封装与引脚功能

nRF0433 采用 20 脚 SSOIC 封装，如图 3.6.1 所示，各引脚功能如表 3.6.2 所示。

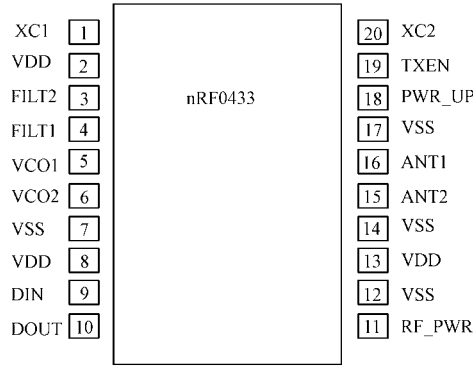


图 3.6.1 nRF0433 引脚封装形式

表 3.6.2 引脚功能

引 脚	名 称	引脚功能描述	引 脚	名 称	引脚功能描述
1	XC1	晶振输入	11	RF_PWR	发射功率设置
2	VDD	电源(+5V DC)	12	VSS	地 (0V)
3	FILT2	回路滤波器	13	VDD	电源(+5V DC)
4	FILT1	回路滤波器	14	VSS	地 (0V)
5	VCO1	VCO 外接电感	15	ANT2	天线端
6	VCO2	VCO 外接电感	16	ANT1	天线端
7	VSS	地 (0V)	17	VSS	地 (0V)
8	VDD	电源(+5V DC)	18	PWR_UP	电源开关
9	DIN	数据输入	19	TXEN	发射/接收控制
10	DOUT	数据输出	20	XC2	晶振输出

注：9 脚及 10 脚：DIN 输入数字信号和 DOUT 输出数字信号均为标准的逻辑电平信号，需要发射的数字信号通过 DIN 输入，解调出来的信号经过 DOUT 输出；18 脚电源开关：PWR_UP=“1”为工作模式，PWR_UP=“0”为待机模式；19 脚发射允许：TXEN=“1”为发射模式；TXEN=“0”为接收模式。

3.6.4 内部结构与工作原理

nRF0433 内部结构框图如图 3.6.2 所示。芯片内包含有发射功率放大器 (PA)，低噪声接收放大器 (LNA)，晶体振荡器 (OSC)，锁相环 (PLL)，压控振荡器 (VCO)，混频器 (MIXER) 等电路。在接收模式中，RF 输入信号被低噪声放大器 (LNA) 放大，经由混频器 (MIXER) 变换，这个被变换的信号在送入解调器 (DEM) 之前被放大和滤波，经解调器解调，解调后的数字信号在 DOUT 端输出。在发射模式中，压控振荡器 (VCO) 的输出信号是直接送入到功率放大器 (PA)，DIN 端输入的数字信号被频移键控后馈送到功率放大器输出。由于采用了晶体振荡和 PLL 合成技术，频率稳定性极好。

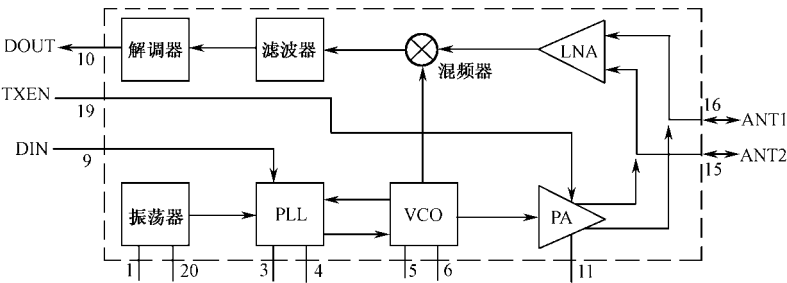


图 3.6.2 nRF0433 方框图

天线输入/输出，当 nRF0433 是接收模式时，ANT1 和 ANT2 引脚端提供射频输入到低噪声放大器 LNA；当 nRF0433 为发射模式时，从功率放大器提供射频输出到天线。天线连接到 nRF0433 是差分形式，在天线通道推荐的负载阻抗是 400Ω 。功率放大器输出级由差动结构的 2 个集电极开路的晶体管组成，电源 VDD 到功率放大器必须通过集电极负载供电。当连接差动回路天线到 ANT1/ANT2 引脚端，电源 VDD 将通过回路天线的中心供电。

单端天线连接到 nRF0433 时，使用差动到单端匹配网络，如图 3.6.3 所示。单端天线也可以使用 8:1 射频变压器连接到 nRF0433，工作在 433MHz。射频变压器的源边必须有一个中心抽头，用于电源 VDD 供电。

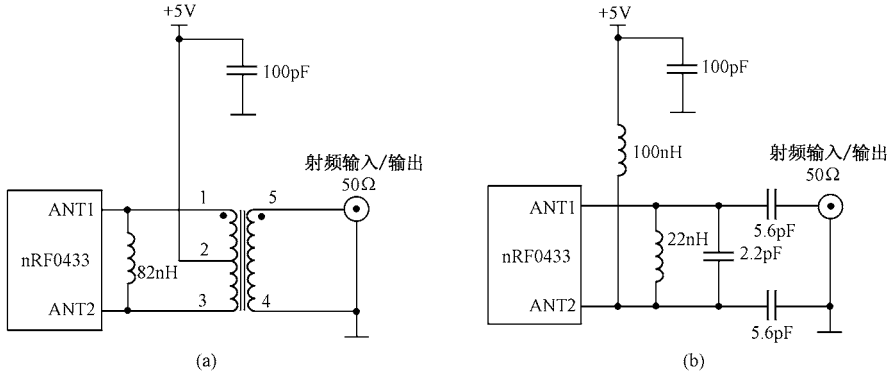


图 3.6.3 差动到单端匹配网络

连接在 RF-PWR 端（11 脚）和+5V 之间的电阻 R3 设置输出功率。射频输出功率可以设置到+10dBm。输出功率、芯片消耗电流与电阻 R3 的关系（负载阻抗 400Ω ）如表 3.6.3 所示。

表 3.6.3 输出功率、芯片消耗电流与电阻 R3 的关系

R3/kΩ	RF 输出功率/dBm	电源电流/mA
1000/开路	10	46
150	4	37
100	-2	33
68	-12	31

PLL 回路滤波器是外接的单端 2 阶滤波器，滤波器元件推荐值是： $C1 = 270\text{ pF}$ ， $C2 = 5.6\text{ nF}$ ， $R1 = 27\text{ k}\Omega$ ，如应用电路图中（图 3.6.6）所示。

对于 VCO 电路外接 22nH (433MHz) 电感在 VCO1 引脚端和 VCO2 引脚端之间是必须的。电感使用高质量的片式电感, $Q > 45$ (在 433 MHz/315 MHz), 最大误差 $\pm 3\%$ 。

晶体振荡器需要外接晶振, 晶振的特性要求是: 并联谐振频率 $f = 4.000\text{MHz}$, 并联等效电容 $C_0 = 5\text{ pF}$, 晶振等效串联电阻 $\text{ESR} = 150\Omega$, 全部负载电容, 包括印制板电容 $C_L = 14\text{ pF}$ 。如图 3.6.4 所示, 负载电容 C_L 如下式所示:

$$C_L = \frac{C_1' \times C_2'}{C_1' + C_2'}$$

式中: $C_1' = C_1 + C_{\text{PCB1}}$ 和 $C_2' = C_2 + C_{\text{PCB2}}$ 。 C_1 和 C_2 使用 0603 SMD 电容, C_{PCB1} 和 C_{PCB2} 是电路板的寄生电容。

nRF0433 可以使用微控制器的晶体振荡器, 连接电路如图 3.6.5 所示。

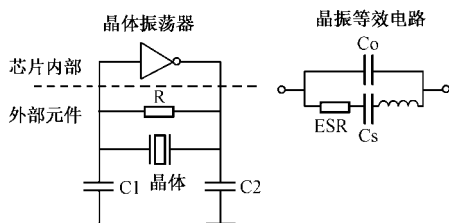


图 3.6.4 晶体振荡器和晶振等效电路

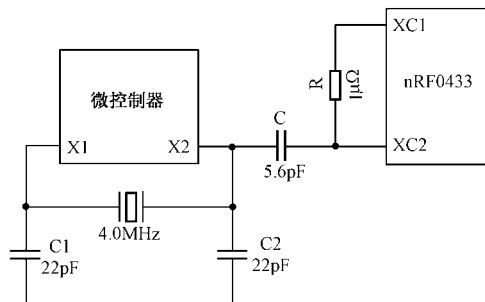


图 3.6.5 nRF0433 使用微控制器的晶体振荡器连接图

发射/接收模式选择: 引脚端 TXEN=“1”选择发射模式, 引脚端 TXEN=“0”选择接收模式。

D_{IN} (数据输入) 引脚端输入数字信号到发射器的调制器, 输入信号是标准的 CMOS 逻辑电平, 数据速率为 9 600b/s。 $D_{\text{IN}} = “1”$, $f = f_0 + \Delta f$; $D_{\text{IN}} = “0”$, $f = f_0 - \Delta f$ 。

解调的数字输出数据以标准的 CMOS 逻辑电平呈现在 D_{OUT} (数据输出) 引脚端, $f = f_0 + \Delta f$, $D_{\text{OUT}} = “1”$, $f = f_0 - \Delta f$, $D_{\text{OUT}} = “0”$ 。

引脚端 PER-UP 控制电路工作在正常的工作模式或者关断模式。 $\text{PWR_UP} = “1”$ 选择正常工作模式, $\text{PWR_UP} = “0”$ 选择关断模式。

3.6.5 应用电路设计

nRF0433 的应用电路如图 3.6.6 所示, 印制电路板图如图 3.6.7 所示。

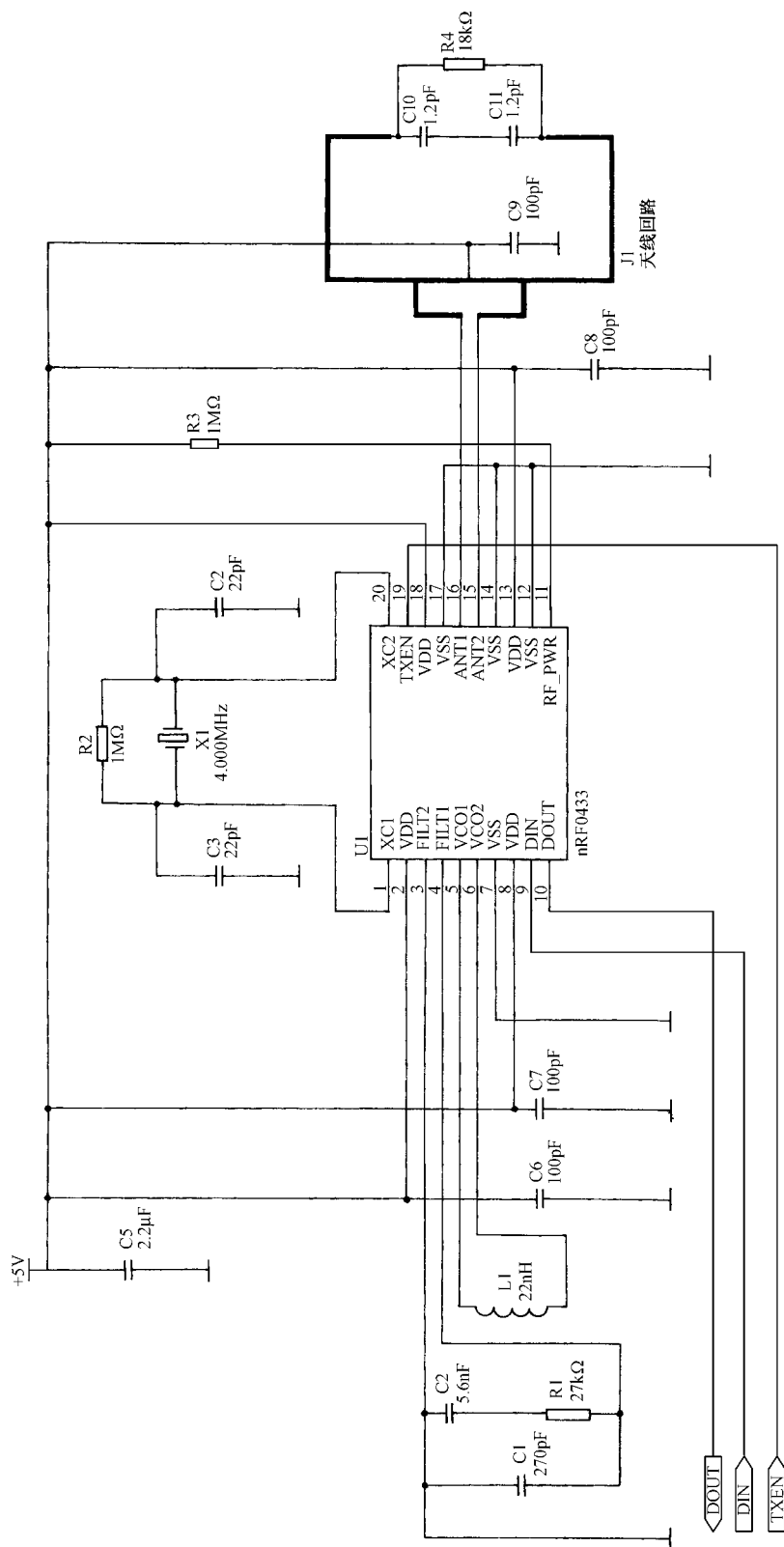


图3.6.6 nRF0433的应用电路图

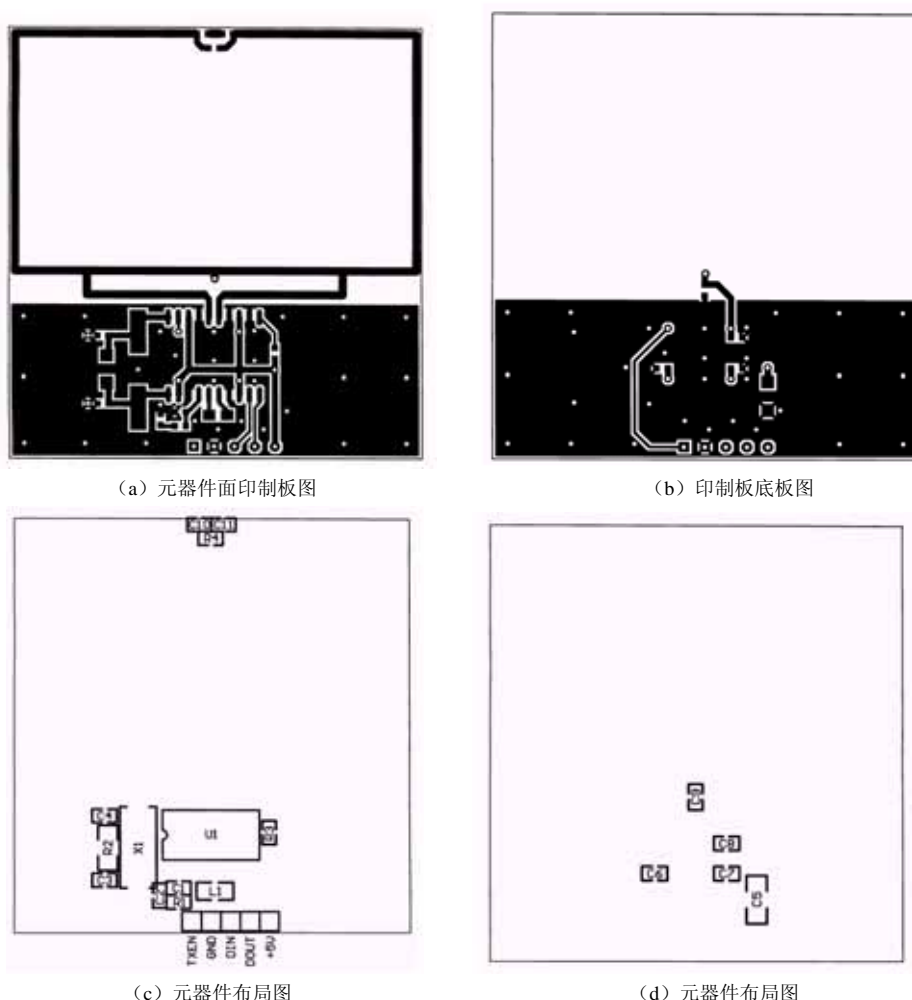


图 3.6.7 433MHz 应用电路印制电路板图

印制电路板 (PCB) 设计的设计直接关系到射频性能, PCB 使用 1.6mm 厚的 FR-4 双面板, 分元件面和底面。PCB 的底面有一个连续的接地面, 射频电路的元件面以 nRF0433 为中心, 各元器件紧靠其周围, 尽可能减少分布参数的影响。元件面的接地面保证元件充分的接地, 大量的通孔连接元件面的接地面到底面的接地面。nRF0433 采用 PCB 天线, 在天线的下面没有接地面。射频电路的电源使用高性能的射频电容去耦, 去耦电容尽可能地靠近 nRF0433 的 VDD 端, 一般还在较大容量的表面安装的电容旁并联一个小数值的电容。射频电路的电源与接口电路的电源分离, nRF0433 的 VSS 端直接连接到接地面。注意不能将数字信号或控制信号引入到 PLL 回路滤波器元件上。

由此芯片构成的无线收发电路结构简单, 工作可靠, 模块尺寸仅为 30mm×22mm×6mm, 可以直接与常用的单片机如 8051、68HC05、PIC16C5X、MSP430 等连接, 实现单片机与单片机、单片机与计算机之间的数据无线传输; 通过 MAX232A 等接口芯片可以与计算机串行接口连接, 实现计算机与计算机之间的数据无线传输; 可方便地嵌入仪器仪表和自动控制系统中, 构成一个点对点 (一点对多点) 的双向无线串行数据传输通道。

3.7 433/868/915MHz FSK/ASK/OOK 收发器芯片 RF2945 的原理与应用电路设计

3.7.1 概述

RF2945 是一个单片 RF 收发器芯片，工作在 433/868/915MHz ISM 频段，具有 FSK/ASK/OOK 调制和解调能力，采用 PLL 频率合成技术，灵敏度高达-96dBm，最大发射功率达+8.5dBm；可直接与微控制器接口，低工作电压（2.4V~5.0V），低功耗模式待机状态仅为 1μA，LQFP-32 封装，仅需外接少数的元器件，即可构成一个完整的射频收发器，可方便地嵌入到各种测量和控制系统中；在仪器仪表数据采集系统、无线抄表系统、无线数据通信系统、计算机遥测遥控系统中应用。

3.7.2 主要技术指标

RF2945 的主要技术指标如表 3.7.1 所示。

表 3.7.1 RF2945 的主要技术指标

参 数		最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
射频频率范围		300		1000	MHz
VCO 和 PLL 部分	VCO 频率范围	300		1000	MHz
	VCO 输出阻抗		50		Ω
	VCO 输出电平		-20		dBm
	VCO/PLL 相位噪声	-72		-96	dBc/Hz
发射部分	最大调制频率	2			MHz
	最小调制频率	由回路滤波器带宽设置			
	最大功率电平（433MHz）	+7	+8.5		dBm
	最大功率电平（915MHz）	0	3	6	dBm
	功率控制范围	12			dB
	最大频偏	200			kHz
	天线通道阻抗		50		Ω
	调制输入阻抗	4			kΩ
接收部分	频率范围	300		1000	MHz
	级联电压增益	23		35	dB
	接收灵敏度	-95	-99		dBm
	本机振荡泄漏		-55		dBm
	RSSI DC 输出范围	0.5		2.5	V
	RSSI 灵敏度		22.5		mV/dB
	RSSI 动态范围	70	80		dB

续表

参 数		最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
LNA 部分	电压增益	16		23	dB
	天线通道阻抗 输出阻抗	集电极开路形式	50		Ω
	混频器部分： 转换电压增益	7	8		dB
第 1 级中频（IF） 部分	IF1 频率范围	0.1	10.7	25	MHz
	电压增益		34		dB
	IF1 输入阻抗		330		Ω
	IF1 输出阻抗		330		Ω
第 2 级中频（IF） 部分	IF2 频率范围	1	10.7	25	MHz
	电压增益		60		dB
	IF2 输入阻抗		330		Ω
	IF2 输出阻抗		1000		Ω
	解调输入阻抗		10		M Ω
	数据输出阻抗		1000		Ω
	数据输出带宽	500			kHz
	数据输出电平	0.3		$V_{cc}-0.3$	V
低功耗控制	逻辑控制“导通 ON”	0			V
	逻辑控制“关断 OFF”			0	V
	控制输入阻抗	25			k Ω
	导通时间			1	ms
	关断时间			1	ms
	发射到接收/接收到发射时间			100	μ s
电源部分	电压	2.7	3.6	5	V
	电流消耗				
	发射模式	4.8		27.4	mA
	接收模式	4.4	5.6	6.8	mA
	低功耗模式			1	μ A
	仅 PLL 工作模式		3.6		mA

3.7.3 芯片封装与引脚功能

RF2945 采用 32 脚 LQFP 封装，如图 3.7.1 所示，各引脚功能如下所示。

引脚 1: TX ENABL，发射电路使能控制端，TX ENABL>2.0V 时接通所有发射电路功能，TX ENABL<1.0V，关断除 PLL 之外的所有发射电路功能。

引脚 2: TX OUT，发射电路的射频输出端，当发射电路工作时，TX OUT 输出低阻抗；当发射电路不工作时，TX OUT 输出高阻抗。

引脚 3: GND2，40dB IF（中频）限制放大器和 TX PA（功率放大器）的接地端，应使引线尽量短并直接连接到地，以求最佳的工作性能。

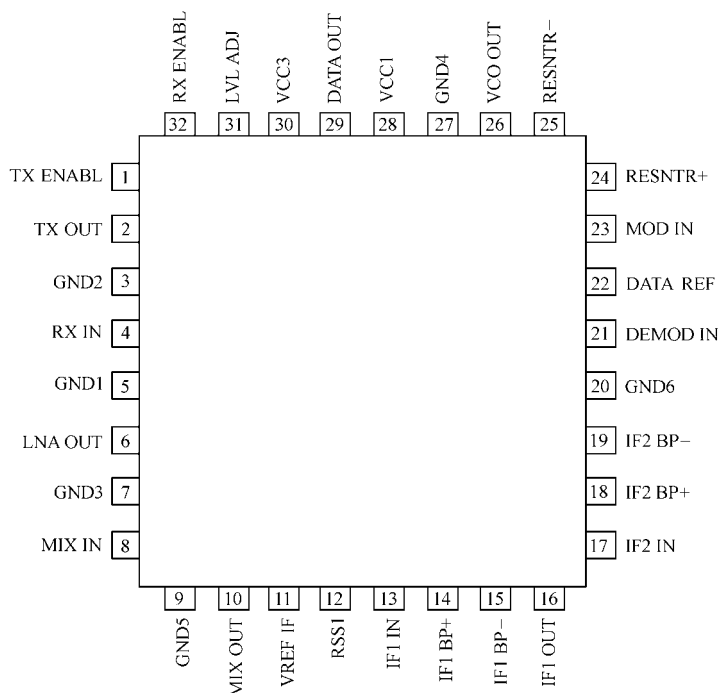


图 3.7.1 RF2945 引脚封装形式

引脚 4: RX IN, 接收电路的 RF (射频) 输入脚, 当接收电路工作时, RX IN 输入阻抗为低阻抗; 当接收电路不工作时, RX IN 输入阻抗为高阻抗。

引脚 5: GND1, RF 电路的接地端。应使引线尽量短并直接连接到地, 以求最佳的工作性能。

引脚 6: LNA OUT, 接收电路 RF 低噪声放大器 (LNA) 的输出端。这个引脚是开集电极输出, 需要外接一个上拉线圈来提供偏置和调节 LNA 输出。与这个引脚串接的电容器可用以使 LNA 和阻抗为 50Ω 的镜像滤波器匹配。

引脚 7: GND3, 与引脚 3 相同。

引脚 8: MIX IN, RF 混频器 (MIX) 的射频输入。在不使用镜像滤波器的应用中, 在 LNA OUT 和 MIX IN 之间可用一个 LC 匹配网络来把 LNA 输出接到 RF 混频器的输入端。

引脚 9: GND5, GND5 是发射功率放大器输入级和接收机 RF 混频器的公共地。

引脚 10: MIX OUT, RF 混频器 (MIX) 的中频输出。如在应用电路中所示可直接接到 10.7MHz 的陶瓷中频滤波器。使用一个上拉电感和串联匹配电容来提供一个 330Ω 阻抗与陶瓷滤波器的终端阻抗匹配。另外也可用一个中频振荡回路使中频频率和带宽满足和适应一些特定应用的需要。

引脚 11: VREF IF, 中频放大器的参考电压, 从这个引脚需要连接一个 10nF 的电容器连接到地。

引脚 12: RSSI, 从这个引脚输出一个对应于接收信号强度的直流电压, 输出电压范围从 0.5V 到 2.3V, 输出电压随着接收信号强度的增加而增加。

引脚 13: IF1 IN, 40dB 中频放大器 (IF1) 的中频输入。这个输入端需要连接一个 10nF

的隔直电容。

引脚 14: IF1 BP+, 40dB 中频放大器 (IF1) 的直流反馈节点, 这个引脚需要连接一个 10nF 的旁路电容连接到地。

引脚 15: IF1 BP-, 与引脚 14 相同。

引脚 16: IF1 OUT, 40dB 中频放大器 (IF1) 的中频输出, IF1 OUT 输出提供一个标称值 330Ω 的输出阻抗, 并可与 10.7MHz 陶瓷滤波器直接接口。

引脚 17: IF2 IN, 60dB 中频放大器 (IF2) 的中频输入。在这个输入端要一个 10nF 的隔直电容。IF2 IN 输入端提供一个标称值 330Ω 的输出阻抗, 并和 10.7MHz 陶瓷滤波器直接连接。

引脚 18: IF2 BP+, 60dB 中频放大器 (IF2) 的直流反馈节点, 这个引脚需要连接一个 10nF 的旁路电容连接到地。

引脚 19: IF2 BP-, 与引脚 18 相同。

引脚 20: GND6, 60dB 中频放大器 (IF2) 的接地端, 应使引线尽量短并直接连接到地, 以求最佳的工作性能。

引脚 21: DEMOD IN, FM 解调器的输入端。这个引脚端是非 AC 耦合的, 因此, 这个引脚上需一个隔直电容来避免解调器的输入与 LC 振荡回路短路。这个引脚连接一个陶瓷鉴相器或中频 LC 隔直谐振回路。

引脚 22: DATA REF, 设置数据限幅器基准电平。

引脚 23: MOD IN, FM 模拟或数字调制可通过这个引脚传给 VCO, VCO 频率随出现在这个引脚的电压而变化。要把偏差设置到预定的水平, 建议使用一个相对于 VCC 的分压电路。这个偏差同时也取决于外部谐振电路的总容抗。

引脚 24: RESNTR+, 这个端口用来给 VCO 提供直流电压, 以及调节 VCO 的中心频率, 引脚 24 和 25 应该接等值的电感。电感的微小不平衡可以用来调节 VCO 在适当的频率范围内。

引脚 25: RESNTR-, 见引脚 24 的描述。

引脚 26: VCO OUT, 这个引脚用来给 PLL 芯片 (如 LMX2316 PLL IC) 提供缓冲的 VCO 输出, 这个脚有直流偏置, 需要交流耦合。

引脚 27: GND4, GND4 是 VCO、PLL 等的共同地。

引脚 28: VCC1, 这个引脚用来给 LNA、混频器、第一级中频放大器提供直流偏置。应从这个引脚连接一个 RF 旁路电容到地。在 915MHz 应用时, 建议使用 22pF 的电容; 在 433MHz 应用时, 建议使用 68pF 的电容。

引脚 29: DATA OUT, 解调器的解调数据输出, 这个引脚的输出电平与 TTL/CMOS 兼容。负载电阻的大小要求为 1MΩ 或更大。

引脚 30: VCC3, 这个脚用来提供直流偏置和给发射电路的功率放大器 (PA) 提供集电极电流。它同时给第二级中频放大器、解调器和数据限幅器提供电压。这个脚应直接接一个旁路电容到地。在 915MHz 应用时, 建议使用 22pF 的电容; 在 433MHz 应用时, 建议使用 68pF 的电容。

引脚 31: LVL ADJ, 这个引脚被用来改变发射器的输出功率。通过对这个脚的模拟电压控制, 可对输出功率进行调整, 输出功率的调整范围大于 12dB。发射电路的功率放大器的直

流电流随输出功率降低而减少。注意：当不使用发射电路时，这个端子必须为低电平。

引脚 32: RX ENABL, 接收机电路使能端。RX ENABL $>2.0V$ 时接通所有接收电路功能, RX ENABL $<1.0V$, 关断除 PLL 和 RF 混频器电路之外的所有接收电路功能。

3.7.4 内部结构与工作原理

RF2945 内部结构框图如图 3.7.2 所示。芯片内包含有发射功率放大器 (PA)、低噪声接收放大器 (LNA)、压控振荡器 (VCO)、混频器 (MIXER)、中频放大器、使能控制逻辑 (Control Logic) 等电路。在接收模式中, RF 输入信号被低噪声放大器 (LNA) 放大, 经由混频器 (MIXER) 变换, 这个被变换的信号在送入解调器 (DEMOM) 之前被两级中频放大 (IF1 和 IF2) 和滤波, 经解调器解调, 解调后的数字信号在 DATA OUT 端输出。在发射模式中, 压控振荡器 (VCO) 的输出信号是直接送入到功率放大器 (PA), MOD IN 端输入的数字信号被频移键控后馈送到功率放大器输出。由于采用了 PLL 合成技术, 频率稳定性极好。

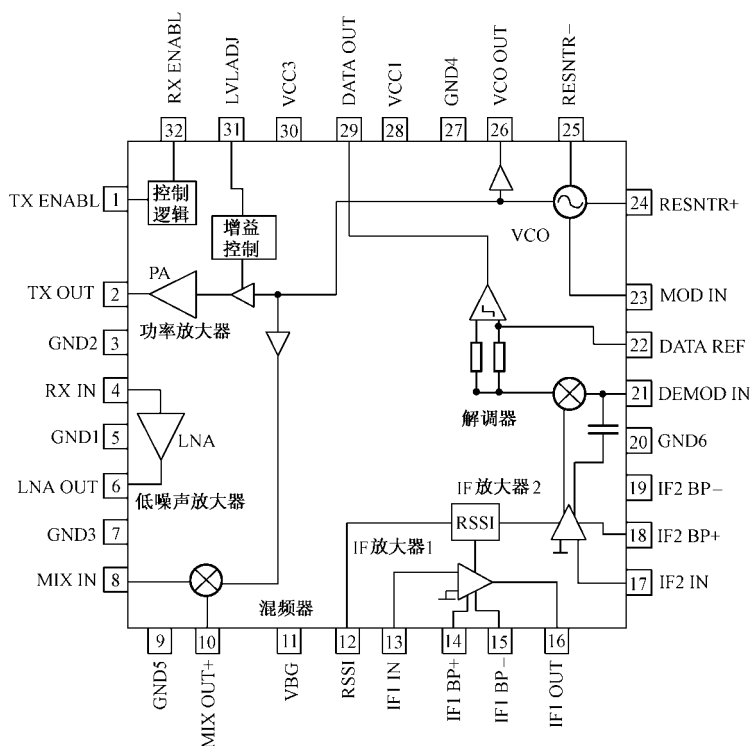
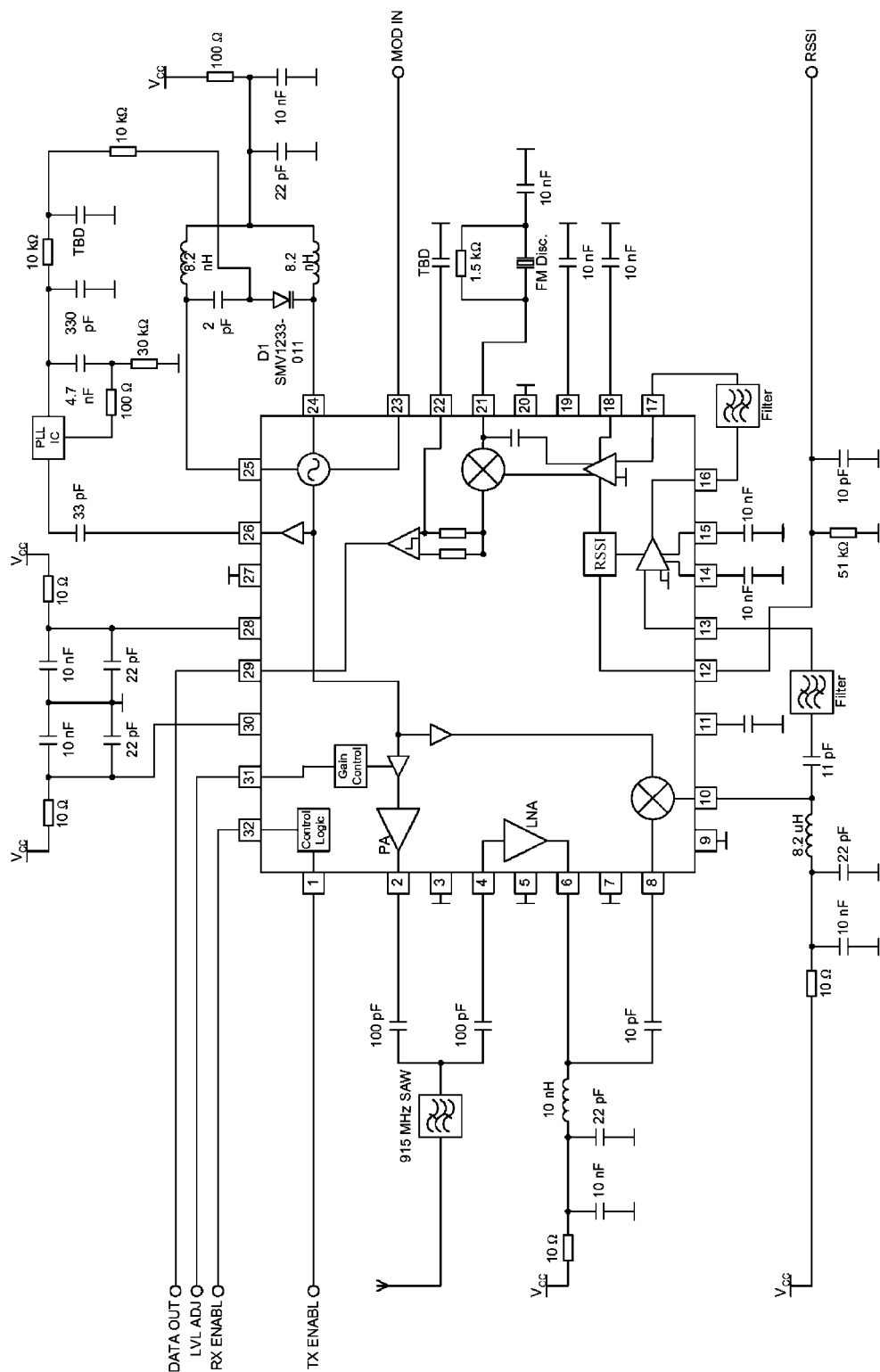


图 3.7.2 RF2945 的内部结构框图

3.7.5 应用电路设计

RF2945 的应用电路设计实例 (915MHz) 如图 3.7.3 所示。



PA 的输出和 LNA 输入通过隔直电容连接在一起。在发射模式中, PA 的阻抗为 50Ω , LNA 的阻抗为高阻状态。在接收模式中, LNA 的阻抗为 50Ω , 而 PA 呈现出高阻抗状态, 这样可不需要 TX/RX 转换开关, 并允许使用单个的 RF 滤波器工作在发射和接收模式。对 PA 和 LNA 端, 可接一些外部元件如高功率 PA、低 NF LNA、上转换器和下转换器等, 来满足各种应用需要。

MOD IN 脚驱动一个内部的变容二极管来进行 VCO 调制, 这个引脚可用一个电压来驱动, 产生希望的频偏。

在接收模式, DATA OUT 脚提供逻辑电平输出。DATA OUT 脚有能力驱动很高的阻抗和低电容状态。电容值可以决定 DATA 输出的带宽。对一个 3pF 的负载电容, 其带宽超过 500kHz 。数据输出同样受到中频滤波器的频率偏差和带宽限制。在给定数据率的 RF2945 进行应用范围评估时, 选择正确的中频带宽和相应数据率的频偏很重要。

直接对 VCO 进行调制时首先考虑的问题是对应 PLL 带宽的数据率。锁相环可能超出调制带宽允许的范围, 从而使调制数据失真。因此应使调制数据频率的低频率成分为锁相环带宽的 $5\sim 10$ 倍, 以使失真最小。

系统从发射模式转换到接收模式时, 需要 VCO 转换到另一个频率。这个转换的速度是和环路带宽相对应的。环路带宽越宽, 转换的时间越快。VCO 的相位噪声是影响转换速度的另外一个因素。相位噪声如果在频带之外, 则是由于 VCO 本身的原因产生, 而不是晶振基准产生。设计系统时, 必须在可容许的相位噪声的 PLL 带宽、转换参数、以及最小的调制数失真度之间折中选择。

RF2945 的发射电路有一个输出功率等级调节端 (LVDL ADJ), 对于幅度调制, 可用它来给提供大约 18dB 的功率控制。对 ASK 应用, 18dB 范围内的输出功率等级调节不能产生足够的 RSSI 摆动电压来保证可靠的通信。建议使用开关键控方式 (OOK) 来保证可靠通信。要实现这一点, LVL ADJ 和 TX ENABL 引脚端需要一起控制 (请注意, 在 TX ENABL 为低电平时, LVL ADJ 必须维持在高电平), 这将会获得大于 50dB 的开/关比。

接收电路的 RSSI 输出来自一个电流源, 需要一个电阻将之转换为电压。一个 $51\text{k}\Omega$ 的电阻负载一般有 $0.7\text{V}\sim 2.5\text{V}$ 的电压输出。建议使用并联电容来限制电压信号输出。

对于 ASK/OOK 接收电路的解调, 需要一个外部的数据限幅器。RSSI 输出用来提供数据滤波器和低通滤波器的直流参考电平给数据限幅器。因为较低频率的低通滤波器有比较大的时间常数, 所以可能需要一个较长的前置时间来使直流参考电平达到稳定状态。与 FSK 方式一样, 数据形式同样影响直流参考电平和接收数据的可靠性。使用曼切斯特编码方案可提高数据的完整性。

在系统中, VCO 是非常敏感的部分, 通过引线的辐射或耦合反馈到 VCO 的射频信号可以引起 PLL 失控。可调变容二极管的正极的连线应保持较短。谐振器和变容二极管的布线是相当重要的。电容和变容二极管应该靠近 RF2945 的管脚, 并且引线的长度应尽可能的短。电感线圈应放得远一些, 可减少电感线圈的值来补偿引线电感。也可使用经过精心设计的印制电感。当使用的回路带宽小于 5kHz , 对谐振器的 VCC 的进行好的滤波将有助于减少 VCO 的相位噪声, 滤波电路可使用一个 $100\Omega\sim 200\Omega$ 的电阻和一个 $1\mu\text{F}$ 或更大的电容组成。

对低噪声放大器/混频器之间的连接来说, 耦合电容应尽可能接近 RF2945 的管脚, 并且应远离偏置电感。电感的值应该可以调节以补偿线路的感抗。LNA 的输出阻抗在正常的情况

下是几 $k\Omega$ ，这使得它很难与 50Ω 的负载匹配。如果使用镜像滤波器，则建议使用高阻抗的滤波器。

鉴相（频）器的回路可以使用陶瓷鉴相器，陶瓷滤波器的温度系数正常时为 $+50\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。能用 LC 回路代替陶瓷鉴相器，它在高数据速率时能提供更有效的宽带鉴相（频）。

RF2945 的 PLL 集成电路可采用国家半导体公司的 LMX2315 PLL 芯片，这个 PLL 芯片可由国家半导体公司提供的软件来编程（安装代码在 www.national.com/appinfo/wireless/）。PLL 芯片需外部基准振荡器来提供不同参考频率。国家半导体公司的软件同时还提供一个计算器来计算环路带宽的 R 和 C 的元件值。

RF2945 的收发模式由 RX ENABL 和 TX ENABL 来控制。RX ENABL 和 TX ENABL 都为“0”时，电路处于睡眠模式；TX ENABL=“1”和 RX ENABL=“0”发射模式；TX ENABL=“0”和 RX ENABL=“1”接收模式；TX ENABL=“1”和 RX ENABL=“1”PLL 锁定模式。发射模式转换到接收模式或者接收模式转换到发射模式，时间是 $100\mu\text{s}$ 。

3.7.6 电路设计实例

915MHz 应用电路设计实例如图 3.7.4 和图 3.7.5 所示。

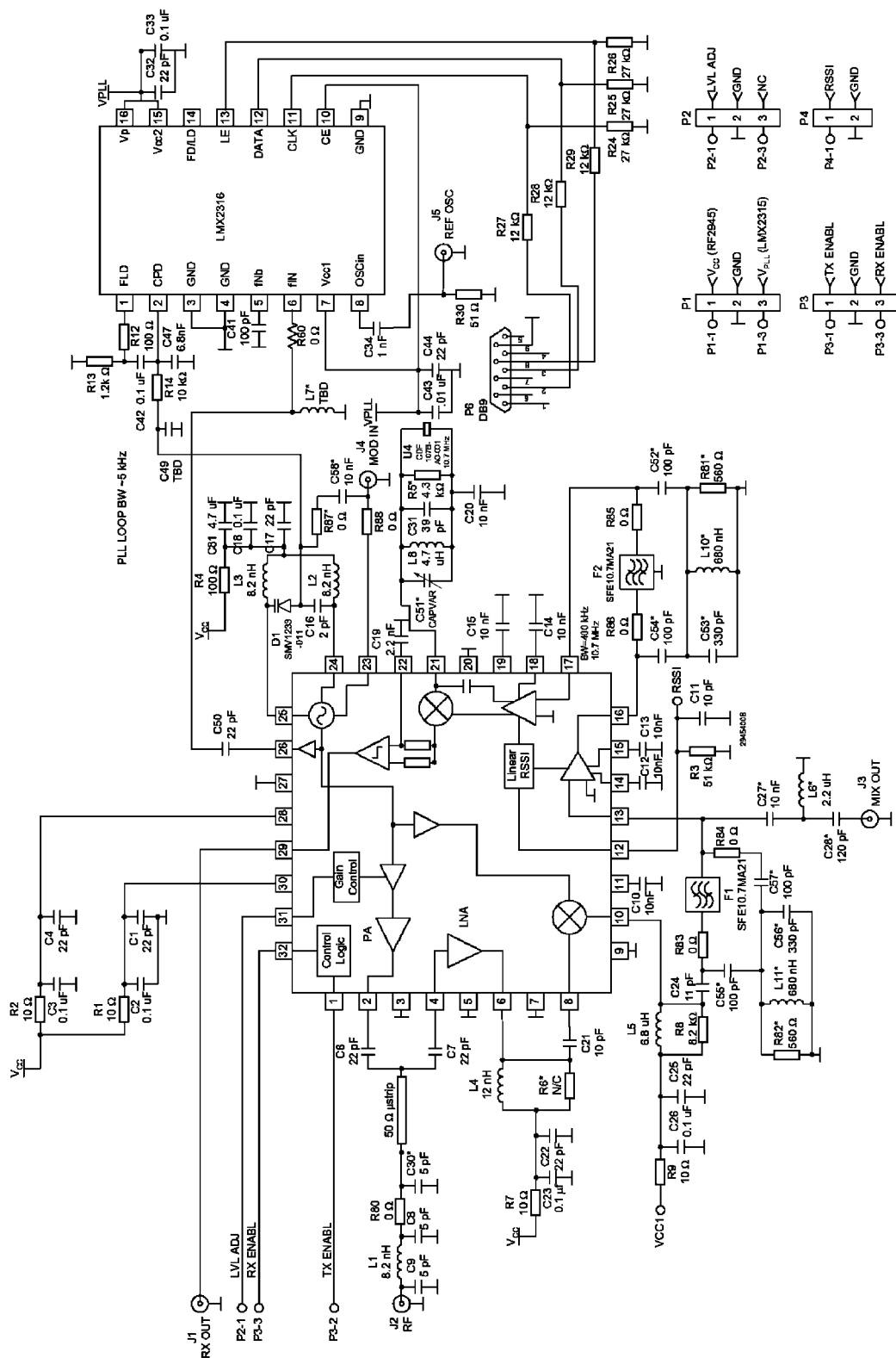
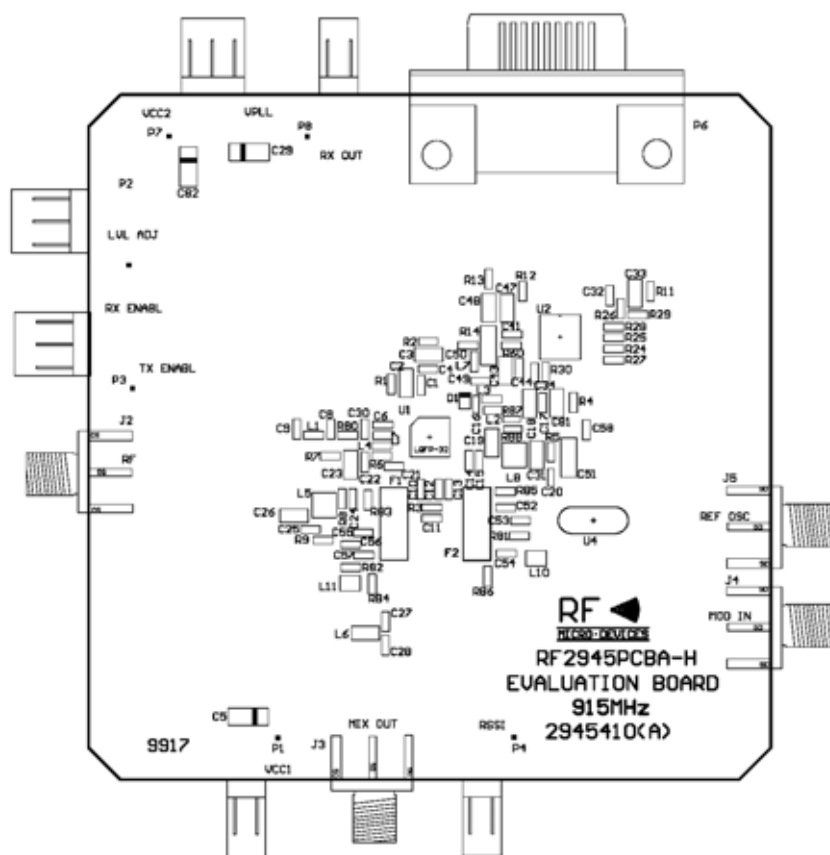


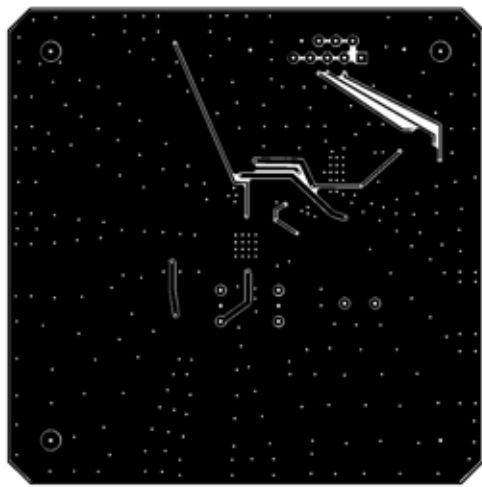
图3.7.4 915MHz应用电路原理图



(a) 元器件布局图



(a) 印制板图 (元器件面)



(b) 印制板图 (底板面)

(印制板尺寸: 3.050" × 3.050", 印制板厚度: 0.031", 印制板材料: FR-4)

图 3.7.5 915MHz 应用电路印制板图

3.8 315 / 433 / 868/ 915 MHz FSK 内嵌 8051 微控制器的收发器芯片 CC1010 的原理与应用电路设计

3.8.1 概述

CC1010 是基于 Chipcon's Smart RF 技术的单片可编程 UHF 收发器芯片,电路工作在 315/433 / 868/915 MHz ISM 频段 (300MHz~1 000MHz)。在典型的应用中,仅需要少数几个外接元件。灵敏度为-109dBm,可编程输出功率为-20dBm~10dBm,FSK 调制,数据传输速率可达 76.8 kb/s,2.7~3.6V 低电源工作。符合 EN 300 220 和 FCC CFR47 part 15 规范。芯片内嵌与 8051 兼容的微控制器、32 KB Flash、2048 + 128 Byte SRAM、3 通道 10 bit ADC、4 个定时器/2 个 PWMs、2 个 UARTs、RTC、看门狗、SPI、DES 编码,26 个通用 I/O。TQFP-64 封装。适合计算机遥测遥控、安防、家庭自动化、汽车仪表数据读取等无线数据发射/接收系统中使用。

3.8.2 主要性能指标

CC1010 主要性能指标如表 3.8.1 所示。

表 3.8.1 CC1010 主要性能指标 (收发器部分)

参 数		最小	典型	最大	单位
RF 频率范围		300		1000	MHz
数据速率		0.6		76.8	kb/s
二进制 FSK 频偏		0	64	65	kHz
发射功率		-20		10	dBm
RF 输出阻抗			140/80		Ω
接收灵敏度			-108		dBm
输入阻抗	315 MHz		90-j13		Ω
	433 MHz		68-j24		
	868 MHz		36-j11		
	915 MHz		36-j13		
IF 频率			10.7		MHz
IF 带宽			175		kHz
电流消耗		5.3		26.6	mA
低功耗电流			0.2	1	μ A
RSSI 动态范围		-106		-60	dBm
晶振频率		3		24	MHz
RTC 振荡器频率			32768		Hz
电源电压		2.7	3.0	3.6	V
逻辑输入 0 电平		0		0.3VDD	V
逻辑输入 1 电平		0.7VDD		VDD	V
逻辑输出 0 电平		0		0.4	V
逻辑输出 1 电平		2.5		VDD	V

3.8.3 芯片封装及引脚功能

CC1010 采用 TQFP-64 封装，如图 3.8.1 所示。各引脚功能如表 3.8.2 所示。

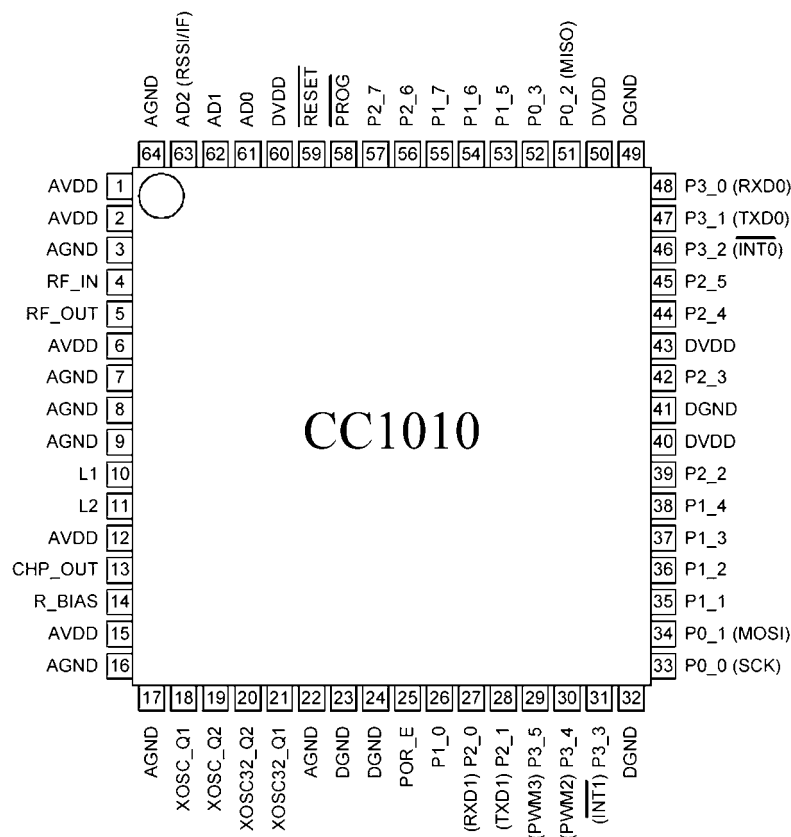


图 3.8.1 CC1010 引脚封装形式

表 3.8.2 CC1010 引脚功能

引 脚	符 号	功 能
1	AVDD	ADC 电源
2	AVDD	混频器和 IF 电源
3	AGND	混频器和 IF 地
4	RF_IN	射频信号输入（AC 耦合）
5	RF_OUT	射频信号输出到天线
6	AVDD	LNA 和 PA 电源
7	AGND	LNA 和 PA 地
8	AGND	PA 地
9	AGND	VCO 和分频器地
10	L1	VCO 谐振回路

续表

引 脚	符 号	功 能
11	L2	VCO 谐振回路
12	AVDD	VCO 和分频器电源
13	CHP_OUT	充电泵电流输出到回路滤波器
14	R_BIAS	接偏置电阻(82 k Ω , $\pm 1\%$)
15	AVDD	模拟电路电源
16	AGND	模拟电路地
17	AGND	模拟电路地
18	XOSC_Q1	3-24 MHz 晶振输入
19	XOSC_Q2	3-24 MHz 晶振输出
20	XOSC32_Q2	32 kHz 晶振输出
21	XOSC32_Q1	32 kHz 晶振输入
22	AGND	模拟地
23	DGND	数字地
24	DGND	数字地
25	POR_E	电源导通, 复位使能: 0: 不使能电源, 导通复位 1: 使能电源, 导通复位
26	P1_0	8051 I/O
27	P2_0	8051 I/O RXD1(O)
28	P2_1	8051 I/O TXD1(O)
29	P3_5	8051 I/O PWM3 T1 (I)
30	P3_4	8051 I/O PWM2 (O) T0 (I)
31	P3_3	8051 I/O INT1 (I)
32	DGND	数字地
33	P0_0	8051 I/O SCK (O)
34	P0_1	8051 I/O MO (O)SI (I)
35	P1_1	8051 I/O
36	P1_2	8051 I/O
37	P1_3	8051 I/O
38	P1_4	8051 I/O
39	P2_2	8051 I/O
40	DVDD	数字电源
41	DGND	数字地
42	P2_3	8051 I/O
43	DVDD	数字电源

续表

引 脚	符 号	功 能
44	P2_4	8051 I/O
45	P2_5	8051 I/O
46	P3_2	8051 I/O INT0 (I)
47	P3_1	8051 I/O TXD0 (O)
48	P3_0	8051 I/O RXD0 (I)
49	DGND	数字地
50	DVDD	数字电源
51	P0_2	8051 I/O MI (I) SO (O)
52	P0_3	8051 I/O
53	P1_5	8051 I/O
54	P1_6	8051 I/O
55	P1_7	8051 I/O
56	P2_6	8051 I/O
57	P2_7	8051 I/O
58	$\overline{\text{PEOG}}$	8051 I/O
59	$\overline{\text{RESET}}$	8051 I/O
60	DVDD	8051 I/O
61	AD0	8051ADC 输入 0
62	AD1	8051ADC 输入 1
63	AD2	8051ADC 输入 2, RSSI (O) IF (O)
64	AGND	模拟地

3.8.4 内部结构与工作原理

CC1010 内部结构框图如图 3.8.2 所示。芯片内部包含由微控制器和收发器电路。微控制器部分见有关参考书籍。

收发器部分包含有：接收器部分和发射器部分。接收器部分由低噪声放大器（LNA）、混频器（MIXER）、中频放大器（IF）、解调器（MODEM）、解码器（CODEC）组成。发射器部分由功率放大器（PA）、PLL（VCO、充电泵、分频器）等电路组成。

在接收模式中，CC1010 是被配置成超外差式接收机。RF 输入信号被低噪声放大器放大，经由混频器转换成中频（IF）。在中频级，这个被变换的信号在送入解调器之前被放大和滤波。经过解调器后输出的数字数据送入微控制器处理。

在发射模式中，压控振荡器（VCO）的输出信号是直接送入到功率放大器，RF 输出是由微控制器的数字比特流频移键控。

频率合成器产生的本振信号在接收模式时被送到混频器（MIXER），在发射模式时馈送到功率放大器。频率合成器是由晶体振荡器、相位检波器、充电泵、VCO 和分频器组成。外接晶体必须连接到 XOSC 端。对于 VCO 需要外接一个电感 L3。

CC1010 芯片工作状态设置由芯片内微控制器完成。

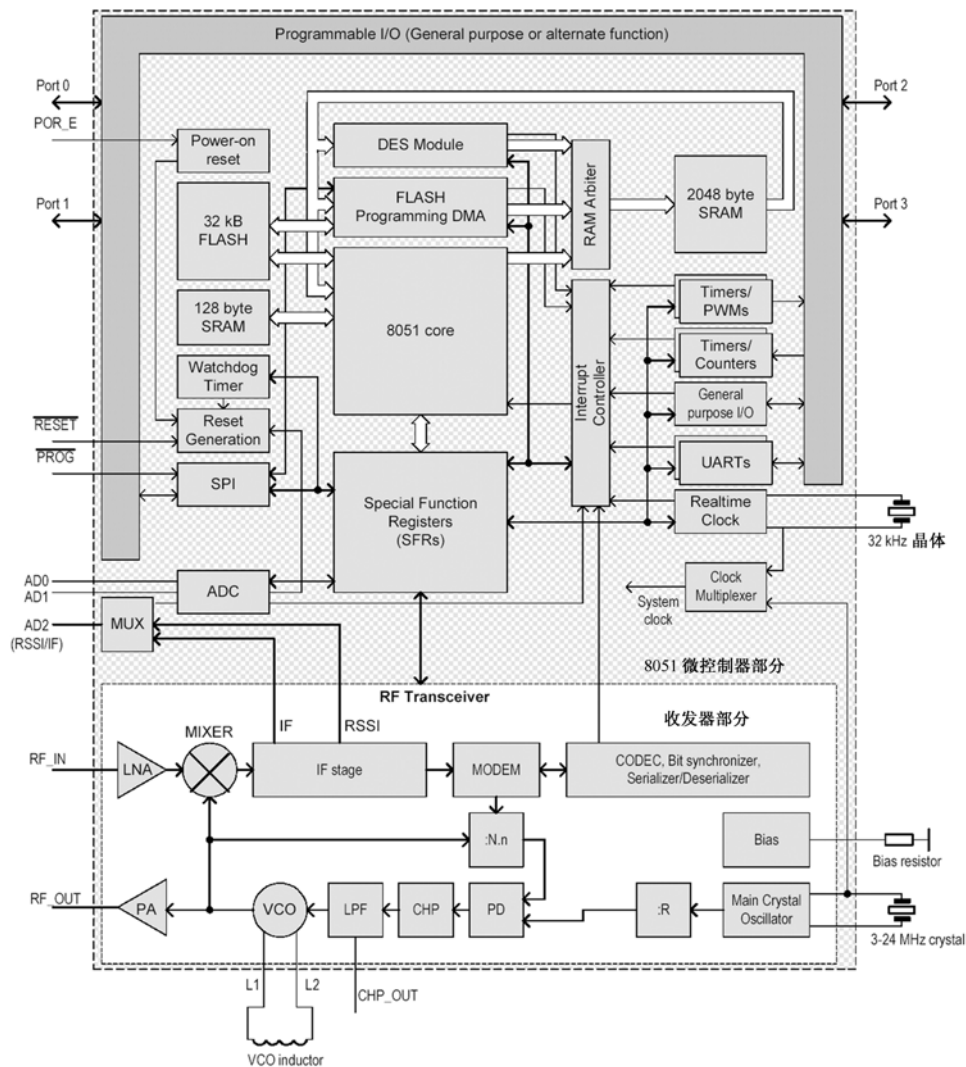


图 3.8.2 CC1010 内部结构框图

3.8.5 应用电路设计

一个典型的应用电路如图 3.8.3 所示，不同工作频率的元器件参数值如表 3.8.3 所示。

表 3.8.3 不同工作频率的元器件参数值

项目	315MHz	433MHz	868MHz	915MHz
C31	TBD pF,5%,C0G,0603	10pF,5%,C0G,0603	8.2pF,5%,C0G,0603	8.2pF,5%,C0G,0603
C41	TBD pF,5%,C0G,0603	6.8pF,5%,C0G,0603	—	—
C42	TBD pF,5%,C0G,0603	8.2pF,5%,C0G,0603	10pF,5%,C0G,0603	10pF,5%,C0G,0603
C171	18 pF,5%,C0G,0603	18pF,5%,C0G,0603	18pF,5%,C0G,0603	18pF,5%,C0G,0603
C181	18 pF,5%,C0G,0603	18pF,5%,C0G,0603	18pF,5%,C0G,0603	18pF,5%,C0G,0603

续表

项目	315MHz	433MHz	868MHz	915MHz
L32	TBD nH,10%,0805	68nH,10%,0805 (线圈形式 0805CS-680XKBC)	12nH,10%,0805 (线圈形式 0805HQ-2N5XKBC)	12nH,10%,0805 (线圈形式 0805CS-120XKBC)
L41	TBD nH,10%,0805	6.2nH,10%,0805 (线圈形式 0805HQ-6N2XKBC)	2.5nH,10%,0805 (线圈形式 0805HQ-2N5XKBC)	2.5nH,10%,0805 (线圈形式 0805HQ-2N5XKBC)
L101	TBD nH,5%,0805	27nH,5%,0805 (Koa KL732ATE27NJ)	3.3nH,5%,0805 (koa KL732ATE3N3C)	3.3nH,5%,0805 (koa KL732ATE3N3C)
R131	82k Ω ,1%,0603	82k Ω ,1%,0603	82k Ω ,1%,0603	82k Ω ,1%,0603
XTAL	14.7456MHz 晶振, 16pF 负载	14.7456MHz 晶振 16pF 负载	14.7456MHz 晶振 16pF 负载	14.7456MHz 晶振 16pF 负载

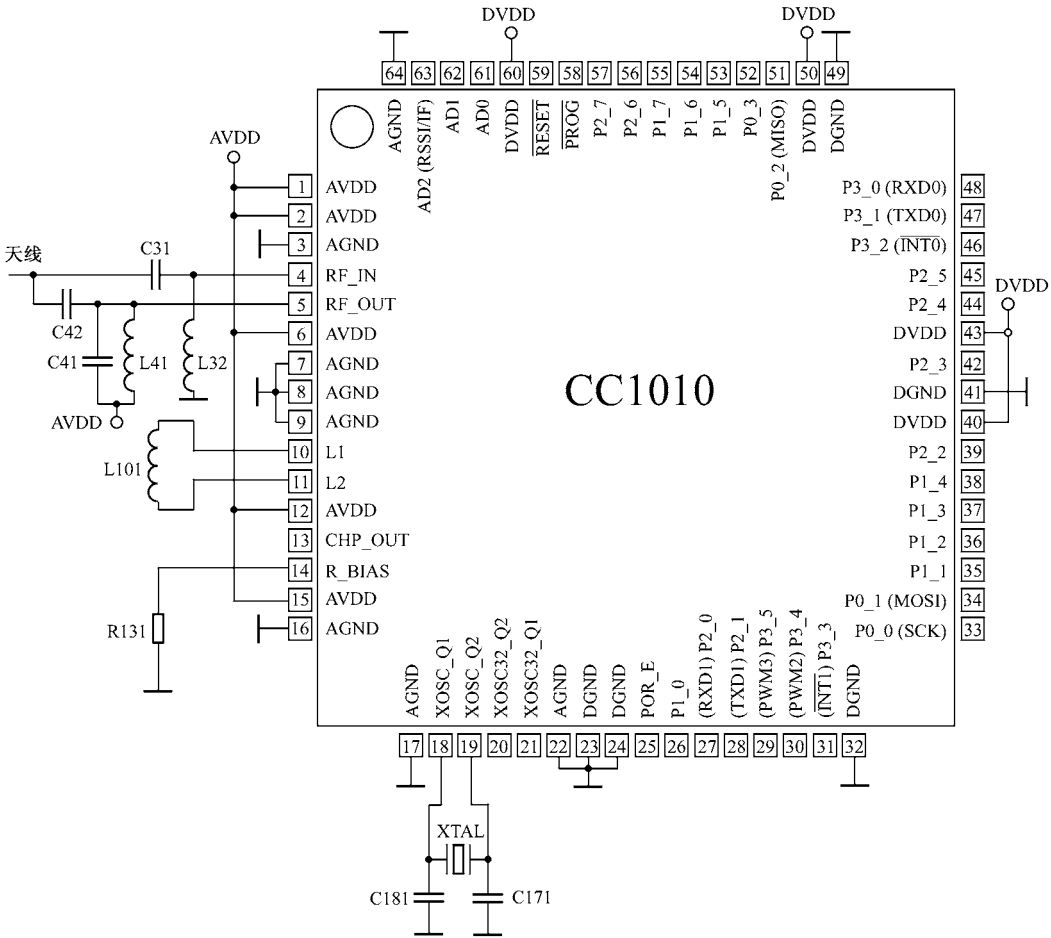


图 3.8.3 CC1010 应用电路图

为使用户在不同应用中得到最好的性能，可以通过设置可编程的组态寄存器的状态来实

现。在可编程的组态寄存器中，下面所示的一些关键参数能够被编程：

- 接收和发射模式；
- RF 输出功率电平；
- 频率合成关键参数（RF 输出频率，FSK 调制频率分离偏差，晶振基准频率）；
- 低功耗模式；
- 基准振荡器在低功耗模式中启动或关闭；
- 数据速率和数据形式选择等等。

Chipcon Components 公司提供给 CC1010 用户一个 Smart RF Studio（Windows 界面）的软件，Smart RF Studio 将根据用户的不同选择，产生设置 CC1010 工作状态所需的数据。这些数据必须输入到微控制器中，通过编程输入到 CC1010 的可编程的组态寄存器中，完成对 CC1010 工作状态的设置。另外 Smart RF Studio 将提供给用户 PLL 回路和输入/输出匹配电路所需的元件参数。Smart RF Studio（Windows 界面）的编程界面如图 3.8.4 所示。

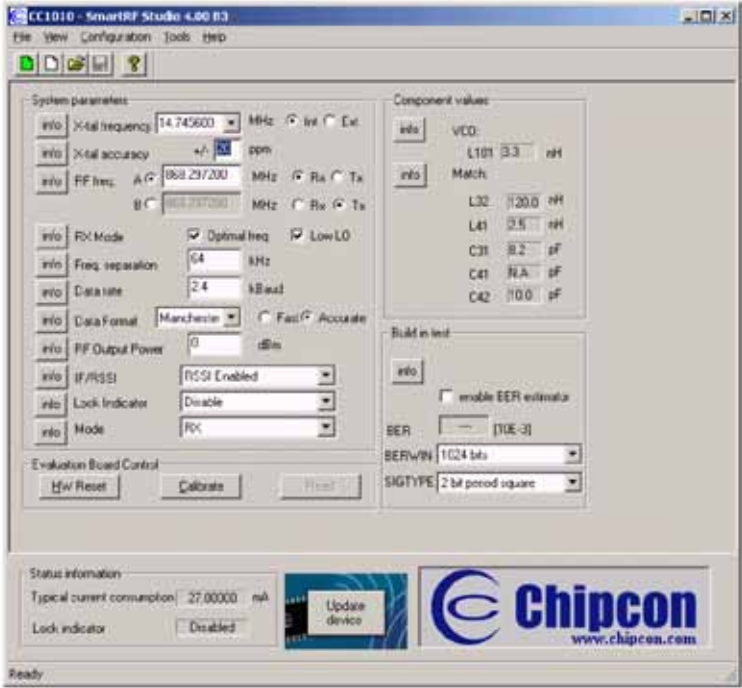


图 3.8.4 Smart RF Studio 的编程界面

射频输入/输出匹配网络图如图 3.8.5 所示。不同频率范围的参数值如表 3.8.4 所示。

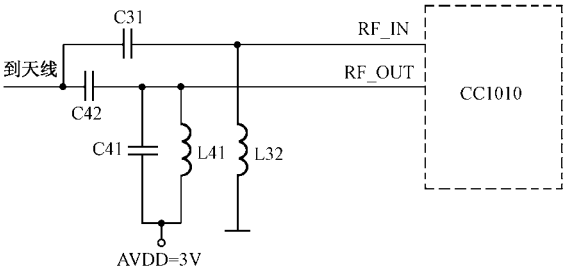


图 3.8.5 射频输入/输出匹配网络图

表 3.8.4 射频输入/输出匹配网络参数值

项目	315MHz	433Mhz	868MHz	915MHz
C31	TBDpF,5%,C0G,0603	15pF,5%,C0G,0603	10pF,5%,C0G,0603	TBDpF,5%,C0G,0603
C41	TBDpF,5%,C0G,0603	8.2pF,5%,C0G,0603	—	—
C42	TBDpF,5%,C0G,0603	5.6pF,5%,C0G,0603	4.7pF,5%,C0G,0603	TBDpF,5% C0G,0603
L32	TBDnH,10%,0805	68nH,10%,0805 (线圈形式 0805CS-680XKBC)	120nH,10%,0805 (线圈形式 0805CS-121XKBC)	TBDnH,10%,0805
L41	TBDnH,10%,0805	6.2nH,10%,0805 (线圈形式 0805HQ-6N2XKBC)	2.5nH,10%,0805 (线圈形式 0805HQ-2N5XKBC)	TBDnH,10%,0805

RSSI 电路如图 3.8.6 所示，图中电阻 R281 取值 27k Ω ，电容 C281 取值 1nF，RSSI 电压范围为 0~1.2V。

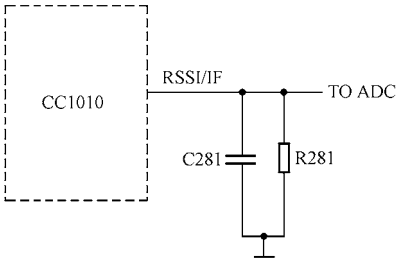


图 3.8.6 RSSI 电路

晶体振荡器电路如图 3.8.7 所示，元件参数如表 3.8.5 所示。

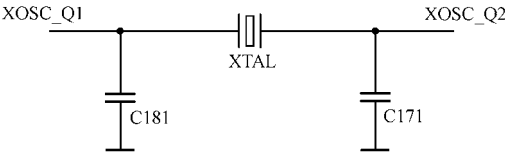


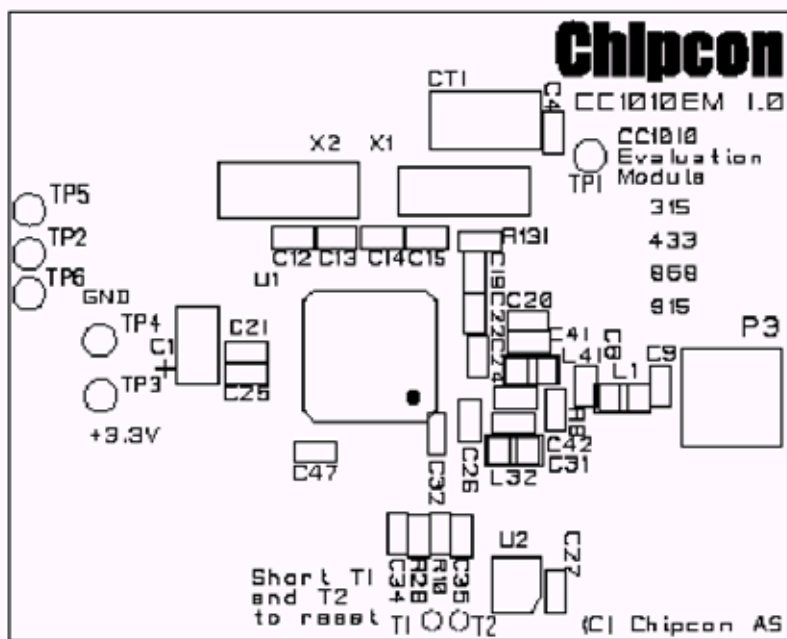
图 3.8.7 晶体振荡器电路

表 3.8.5 晶体振荡器电路元件参数

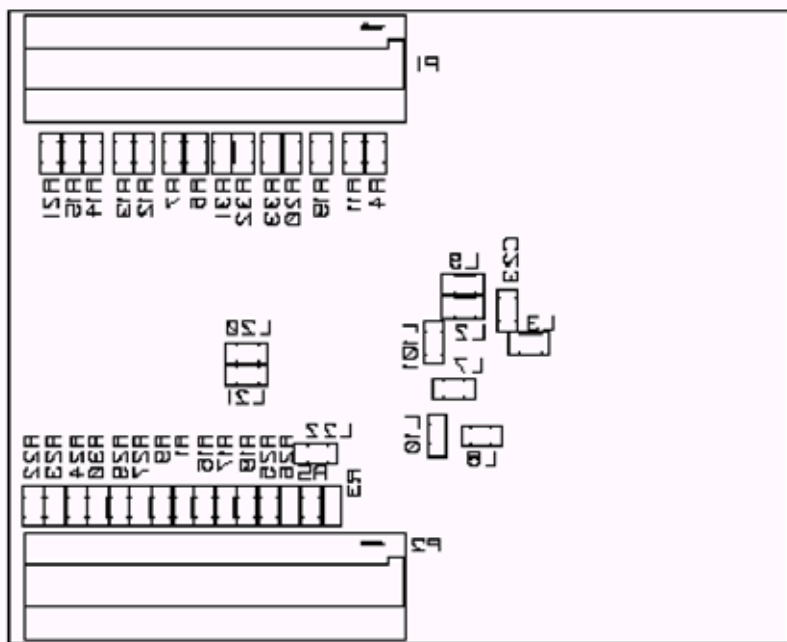
项 目	$C_L=12\text{pF}$	$C_L=16\text{pF}$	$C_L=22\text{pF}$
C171	6.8pF	15pF	27pF
C181	6.8pF	15pF	27pF

CC1010 的评估模块如图 3.8.8 所示。RF 电路工作在高的频率，对 PCB 的版面设计是敏感的。Chipcon 小心谨慎地设计了 CC1010EM 评估板的 PCB 版面，推荐用户拷贝它运用于自己的 PCB 设计中。PCB 采用 4 层板。材料 FR-4。PCB 厚 1.6mm，第 1 层是顶部，2 和 3 层是在内部，4 层在底部。第 1 层和第 4 层用来布局电路导线，2 层是接地板，3 层是电源布线板。所有没有用做布线的面积，用铜填满，连接到地，提供 RF 屏蔽。地板通过通孔与所有

的层连接在一起。CC1010 的去耦电容和 VCO 电感 (L101) 是放在底板面, 其他元器件放在第 1 层。评估板的印制板图如图 3.8.9 所示。

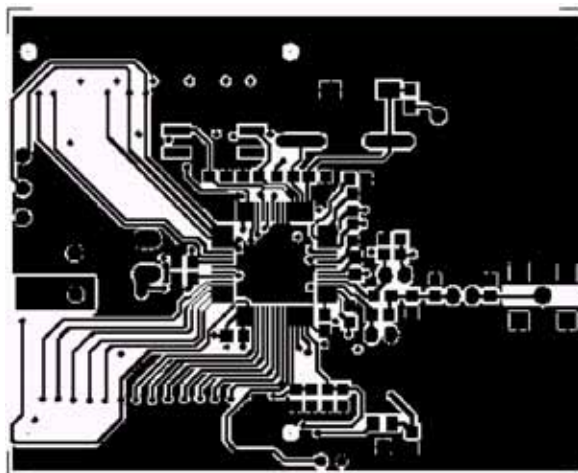


(a) 第 1 层元器件布局

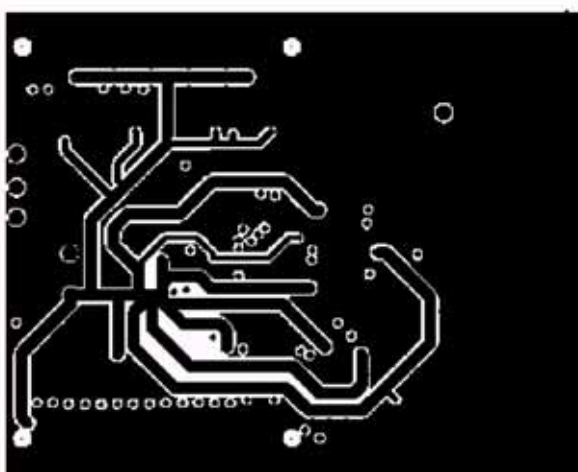


(b) 底板元器件布局

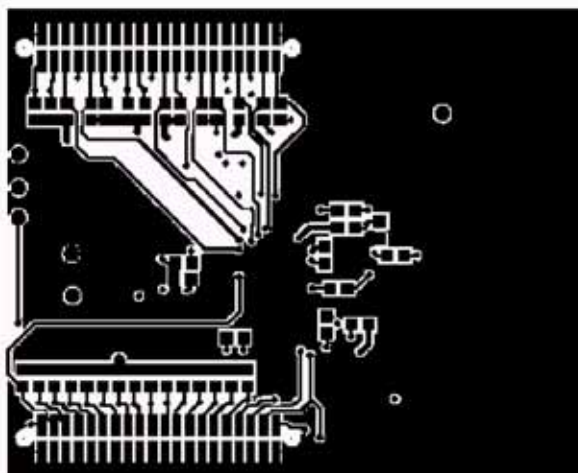
图 3.8.8 CC1010 的评估模块



(a) 印制板第 1 层



(b) 印制板第 3 层



(c) 印制板第 4 层

图 3.8.9 评估板印制板图

3.9 315.00 MHz OOK 收发器模块 DR3101 的原理与应用电路设计

3.9.1 概述

DR3101 是利用 RF Monolithics 公司的单片 OOK/ASK 收发器芯片 TR3001 组成的,工作频率为 315.00MHz,可接收和发射数字 OOK 信号,OOK 数据传输速率可达 19.2kb/s,接收灵敏度为-100dBm。电源电压为 2.7V~3.5V,接收模式工作电流为 1.8mA,发射模式输出功率为 0.75mW,工作电流为 12mA,睡眠模式电流为 5μA,睡眠模式转换到接收模式时间为 20μs,发射模式转换到接收模式时间为 20μs,接收模式转换到发射模式时间为 12μs,工作温度范围为-40℃~+85℃。符合 FCC Part 15 规范。适合高稳定、小尺寸、低功耗、低价格的短距离无线数据通信和无线控制应用。

3.9.2 主要技术指标

DR3101 的主要技术指标如表 3.9.1 所示。

表 3.9.1 DR3101 的主要技术指标

参 数		最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
工作频率		314.80		315.20	MHz
调制类型		OOK			
数据速率, OOK				19.2	kb/s
接收器性能	接收灵敏度	-85		-100	dBm
	抑制±30MHz		55		dB
	输入电流(3V)	1.8		4.5	mA
发射器性能	输出功率		0.75		mW
	输入电流(3V)			12	mA
	OOK 导通/关断时间			12/6	μs
	ASK 输出上升/下降时间			1.1/1.1	μs
发射到接收开关时间			200		μs
接收到发射开关时间				12	μs
电源电压		2.7		3.5	V
睡眠模式电流消耗				5	μA
工作温度		-40		+85	℃

3.9.3 芯片封装及引脚功能

DR3101 采用模块形式封装,如图 3.9.1 所示。各引脚功能介绍如下。

引脚 1: AGC/VCC, 这个引脚端直接连接在收发器芯片 TR3001 的 AGCCAP 引脚端,这个引脚端控制 AGC 操作。不使能 AGC 操作时,连接这个引脚端到电源电压 VCC。使能 AGC 操作时,连接 AGC 复位电容到地,用来设置 AGC 的最小控制时间。电容使用误差在

± 10% 范围的陶瓷电容器。电容是为了防止 AGC “颤动” 设置，其值为：

$$C_{AGC} = 19.1t_{AGH}$$

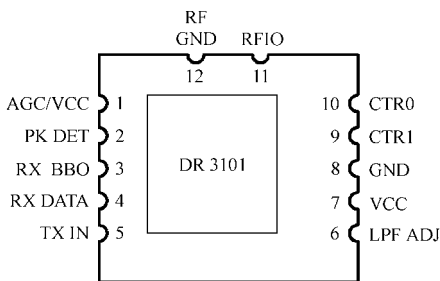


图 3.9.1 DR3101 引脚封装形式

式中， t_{AGC} 单位是 μs ， C_{AGC} 是 pF 。由上式给出的 C_{AGC} 值可以使抑制时间控制在 $t_{AGC} \sim 2.65t_{AGC}$ 之间，其值取决于工作电压和温度等因素。AGC 抑制时间应远大于峰值检波器时间。但是 AGC 的抑制时间不应太长，否则 AGC 遇到噪声或干扰信号时接收机恢复到最高灵敏度的时间会变得很慢。当用小于 $30\mu s$ 的数据脉冲进行 OOK 调制时，AGC 的使用具有选择性。AGC 可连接至 VCC 而停止工作。AGC 操作需峰值滤波器起作用，在接收机的低功耗（睡眠状态）和发射模式，峰值滤波器的电容会放电。

引脚 2: PK DET，这个引脚端直接连接在收发器芯片 TR3001 的 PKDET 引脚端，这个引脚端控制峰值检波器操作。一个峰值检波器电容连接在此引脚端和地之间。峰值检波器电容应使用误差在 ± 10% 范围内的陶瓷电容器，这个接地电容以 1:1000 的速率设置峰值检波器冲击和衰减时间。在大多数应用中，这些时间常量应与基带时间常量一致。给定一个基带电容 C_{BBO} ，峰值检波器电容值为：

$$C_{PKD} = 0.33C_{BBO} \text{ (pF)}$$

时间常量随电源电压、温度等因素的变化在 $t_{PKA} \sim 1.5t_{PKA}$ 之间变化。峰值检波器驱动数据峰值限幅器工作并激活 AGC 释放功能。AGC 的抑制时间在 AGC 电容作用下可以大于峰值滤波器的衰减时间。在低数据速率和 OOK 调制，可以选择数据峰值限幅器和 AGC。PKDET 和 THLD2 可以不连接，AGC 脚接至 VCC 以减少外部元件的数量。峰值滤波器电容在接收机低功耗（睡眠状态）和发射状态是会放电的。

引脚 3: RX BBO，这个引脚端直接连接在收发器芯片 TR3001 的 BBOUT 引脚端，BBOUT 引脚端为基带输出。使用陶瓷电容器接在 BBOUT 与 CMPIN 间。这个引脚通过一个为内部数据限幅器工作的耦合电容 C_{BBO} 来驱动 CMPIN。时间常量为：

$$t_{BBC} = 0.064C_{BBO}$$

时间常量随电源电压、温度等参数的变化而在 $t_{BBC} \sim 1.8t_{BBC}$ 之间变化。在最大信号脉冲宽度 SP_{MAX} 内，一般的标准是在电压下降不超过 20% 时设置时间常量。由此有：

$$C_{BBO} = 70SP_{MAX}$$

此管脚的输出能驱动一个外部数据恢复处理器（DSP 等），输出阻抗为 $1k\Omega$ 。当接收机 RF 放大器工作占空比为 50% 时，BBOUT 信号变化为 $10mV/dB$ ，峰-峰值电压超过 $685mV$ 。占空比降低， mV/dB 斜率和峰峰值电压也会相应减小。BBOUT 信号电压值为 $1.1V$ （受电源电压、温度等因素影响），采用耦合电容与外部负载相连。并联的负载阻抗范围为 $50k\Omega \sim 500k\Omega$ 时

其并联的电容不应大于 10pF。当一个外部处理器用于 AGC 时, BBOUT 必须用串联电容与外部数据恢复处理器和 CMPIN 耦合。AGC 的复位功能是由 CMPIN 信号驱动的。当收发机在低功耗(睡眠)或发射模式, 输出阻抗将会很高以维持耦合电容上的电压。

引脚 4: RX DATA, 这个引脚端直接连接在收发器芯片 TR3001 的 RX DATA 引脚端, RX DATA 引脚端为接收芯片数据输出。可驱动一个 10pF 电容和一个 500k Ω 电阻的并联负载。此管脚峰值电流随接收机低通滤波器截止频率增加而增加。在睡眠或发送模式, 管脚成高阻态。此管脚在高阻态时, 可用一个 1000k Ω 的上拉电阻或下拉电阻确定逻辑电平。如果使用上拉电阻, 电源电压应不高于 $V_{CC}+200\text{mV}$ 。

引脚 5: TX IN, 这个引脚端通过一个 4.7k Ω 的地电阻连接在收发器芯片 TR3001 的 TXMOD 引脚端, TXMOD 引脚端为发射机调制输入。在管脚内部有一类似于一只二极管和一小电阻的串联结构。发射机的 RF 输出电压与此管脚的电流成比例。发射机输出电压峰值用一个串联电阻调节, 电阻误差范围在 $\pm 5\%$ 以内。最大饱和输出功率需 300 μA 输入电流。在 ASK 模式, 当此管脚的调制输入电流小于 10 μA 时, 有最小输出功率。在 OOK 模式, 当发射机振荡器停振时, 输入信号应小于 220mV。在 3V 电源电压下, 发射机输出功率峰值 P_o 约为:

$$P_o = 24 (I_{\text{TXM}})^2$$

在 OOK 模式, 此引脚通常由一逻辑电平数据输入(非尖脉冲)驱动。实际应用中, 对于 30 μs 或更长的脉冲使用的是 OOK 调制。在 ASK 模式, 此引脚接收的是模拟调制信号。在实际应用中, ASK 调制脉冲宽度为 8.7 μs 或更宽。在低功耗(睡眠)和接收模式, 此引脚驱动电阻必须很低。

引脚 6: LPF ADJ, 这个引脚端直接连接在收发器芯片 TR3001 的 LPFADJ 引脚端, LPFADJ 引脚端为接收机低通滤波器带宽调节。用接地电阻 R_{LPF} 调节接收机低通滤波器带宽, R_{LPF} 阻值范围为 330k $\Omega \sim 820\text{k}\Omega$, 可使 3dB 带宽滤波器频带 f_{LPF} 为 4.5kHz $\sim 1.8\text{MHz}$, 其阻值由下式给出:

$$R_{\text{LPF}} = 1445/f_{\text{LPF}}$$

阻值误差为 $\pm 5\%$ 。在电源电压、温度等因素变化时, 滤波器频带变化范围应为 $f_{\text{LPF}} \sim 1.3f_{\text{LPF}}$ 。滤波器还提供一个 3 级, 0.05 度等纹响应。RXDATA 输出电流峰值随滤波器带宽成比例变化。

引脚 7: VCC, 模块的电源电压 V_{CC} , 电压范围为 2.7V $\sim 3.5\text{V}$ 。通过 RF 铁氧体磁芯与电源相连, 电源端连接一个旁路电容。

引脚 8: GND, 电源地。

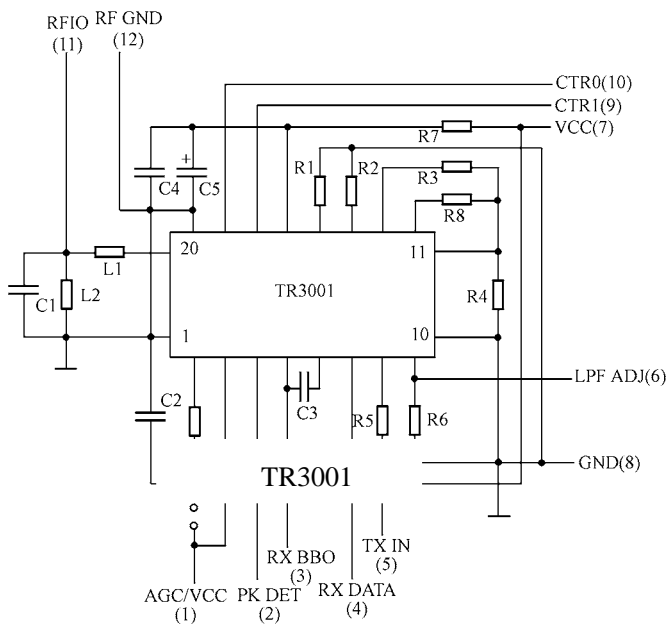
引脚 9 (10): CTRL1 (CTRL0), 这个引脚端直接连接在收发器芯片 TR3001 的 CTRL1 和 CTRL0 引脚端, CTRL1 和 CTRL0 引脚端为接收/发射/睡眠模式控制。CTRL1 为高阻态输入(与 CMOS 兼容)。逻辑低电平为 0 $\sim 300\text{mV}$, 逻辑高电平为 $V_{CC}-300\text{mV}$ 或更高, 但不应超过 $V_{CC}+200\text{mV}$ 。逻辑高电平需 40 μA 的电流, 逻辑低电平则需 25 μA (睡眠模式 1 μA)。此管脚必须维持在逻辑电平上。在电源接通后, CTRL1 与 CTRL0 电压应随 V_{CC} 上升直至 V_{CC} 为 2.7V(接收模式电压)。

引脚 11: RFIO, RF 输入输出。一个 50 Ω 的天线匹配网络连接在此引脚端与发射器 SAW 滤波器之间。

引脚 12: RF GND, RF 地。

3.9.4 内部结构及工作原理

DR3101 内部结构如图 3.9.2 所示, 电路以 TR3001 收发器芯片为核心。



(a) 电原理图

编号	符号	型号	参数	数量
1	IC1	TR3001 ASH 收发器	315.00MHz	1
2	C1	—	N/A	0
3	C2, C4	电容 SMT 0603	100pF±10%	2
4	C3	电容 SMT 0603	0.1μF±10%	1
5	C5	电容 E1A-B 0805	4.7μF±10%	1
6	R1, R2	电阻 0603	270 kΩ±5%	2
7	R3	电阻 0603	10 kΩ±1%	1
8	R4	电阻 0603	100 kΩ±1%	1
9	R5	电阻 0603	4.7 kΩ±5%	1
10	R6	电阻 0603	330 kΩ±5%	1
11	R7	电阻 0603	0Ω的跨接片	1
12	R8		N/A	0
13	L1	电感 0805CS	82nH±5%	1
14	L2	电感 0805CS	33nH±10%	1
15	L3	电感 0805CS	铁氧体小珠	1
16	PCB	印制电路板	FR4	1

(b) 元器件参数

图 3.9.2 DR3101 内部结构电路

TR3001 收发器的内部结构框图如图 3.9.3 所示。芯片内包含有：SAW 滤波器、SAW 延迟线、射频接收放大器、射频发射放大器、检波器、数据限制器、低通滤波器等电路。

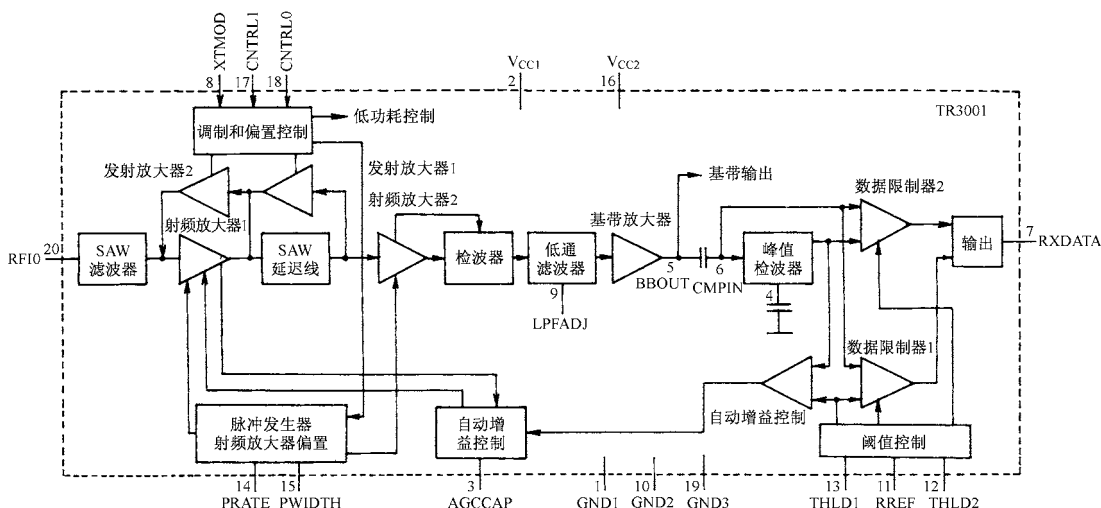


图 3.9.3 TR3001 内部结构框图

射频输入/输出端 RFIO 阻抗范围为 $35\Omega \sim 75\Omega$ ，外接一个天线串联匹配线圈 L1 和一个并联的 ESD 保护线圈 L2。

接收器的核心是时序放大接收部分，时序放大接收部分在不需任何屏蔽或去耦装置的情况下能为 RF 和检波器提供 100dB 以上的稳定增益，稳定性的获得是以分散整个时间上的 RF 增益为代价的，这与超外差接收电路以分散多个频率以获得增益形成对比。RF 放大器 RFA1 和 RFA2 的偏置是由一个脉冲波发生器控制的，这两个放大器是由一根 SAW 延迟线连接的，这根延迟线有 $0.5\mu\text{s}$ 的延时时间。

RF 接收信号首先经窄带 SAW 滤波器，然后进入 RFA1。脉冲波发生器使 RFA1 工作 $0.5\mu\text{s}$ ，而后放大器信号通过延迟线从 RFA1 进入 RFA2 输入端。此时 RFA1 关闭，RFA2 工作 $0.55\mu\text{s}$ ，进一步放大 RF 信号。为了确保芯片极好的稳定性，RFA1 与 RFA2 并不同时工作。RFA2 的开启时间通常为 RFA1 的 1.1 倍，这相当于通过展宽从 RFA1 来的脉冲信号来抵消由于 SAW 延迟线滤波带来的影响。窄带 SAW 滤波器消除了芯片通带以外的边带采样响应，并且同延迟线一起工作，从而给芯片以非常高的抑制。

在连续放大接收器中，RF 放大器几乎能不停地开关，允许快速的在低功耗和唤醒间转换，而且两个 RF 放大器能在工作时断开以去除芯片的噪声从而使平均电流损耗更低。噪声的影响好像 RFA1 持续工作的情形，RFA1 前方放置了一个衰减值约为 $10\lg(\text{RFA1 的占空比})$ 的衰减器，占空比为 RFA1 接通时间的平均量（约 50%）。由于本身是一个采样接收器，在 RFA1 两次接通之间应该至少对最窄的 RF 数据脉冲采样 10 次。另外检测数据脉冲时应加入边缘抖动。

RF 接收信号经 SAW 滤波器到达放大器 RFA1。RFA1 包括饱和和启动检测（AGC 设置）和增益选择（在增益 35dB~5dB 之间转换）。AGC 设置是 AGC 控制电路的输入信号，而增益选择则是 AGC 控制电路的输出信号。RFA1（和 RFA2）的接通/断开控制是由 RF 放大器偏置电路和脉冲发生器产生的。RFA1 的输出驱动 SAW 延迟线。

第2级放大器 RFA2 在未饱和时增益为 51dB。RF 接收信号经放大器 RFA2 到达一阈值增益为 19dB 的全波滤波器。RFA2 的每一部分在饱和启动都可以检测和用对数来计算相应结果,其结果加到全波检波器的输出端来将整个检波器低电平信号的平方律相应转换成高电平的对数响应,这种结合有极好的阈值灵敏度和给检波器大于 70dB 的动态范围。在这种结合方式中,如果 RFA1 的 AGC 有 30dB 的增益,接收芯片将得到超过 100dB 的动态范围。

检波器输出驱动回转滤波器,滤波器能用极好的群时延平直度和最小脉冲阻尼振荡提供一个 3 级,0.05 度等纹低通响应。一个外接电阻能将 3dB 带宽滤波器带宽设置在 4.5kHz~1.8MHz。

滤波器的输出信号由基带放大器放大后到 BBOUT 端。当 RF 放大器工作占空比为 50% 时, BBOUT 信号变化约 10mV/dB,峰峰值达到 685mV。在较低的占空比, mV/dB 斜率和峰峰值是按比例减少的。被检测信号加在一个能随电源电压、温度等参量改变的 1.1V 电平上。BBOUT 的输出信号通过一串联电容与 CMPIN 端或外接的数据恢复处理器(DSP 等)相耦合,电容的值决定于数据速率和数据运行周期等因素。

CMPIN 端的输入信号加到两个数据限幅器,转换从 BBOUT 来的模拟信号成为数据流,数据限幅器 DS1 是一个电容耦合可调阈值的比较器。比较器的限制电平从 0~90mV,由在 RFEF 和 THLD1 端之间的电阻设置。阈值为零,灵敏度最好。数据限幅器 DS2 限制触发点能被在 RREF 和 THLD2 之间的电阻设置为 0~120mV。通常设置为 60mV。DS1 和 DS2 通过与门在 RXDATA 端输出数字信号。

当一个外接数据恢复处理器用于 AGC 时, BBOUT 必须通过一串联电容与 CMPIN 端或外接的数据恢复处理器(DSP 等)相耦合,AGC 的复位功能是由 CMPIN 信号驱动的。

在低功耗模式, BBOUT 的输出阻抗会非常高。这项特征可以保护耦合电容因最小化数据限幅器稳定时间而带来的损耗。

天线这个外部 RF 部件对于发射器是必要的,天线与发射器要求匹配。天线阻抗范围为 35~72 Ω ,外接一个串联匹配线圈和一个并联的 ESD 保护线圈,能对 RFIO 进行满意的匹配。

峰值检波器的输出同时也通过 AGC 比较器为 AGC 控制电路提供一个 AGC 复位信号。AGC 的作用是扩展芯片的动态工作范围。RFA1 输出级的饱和启动被检测后产生 AGC 控制电路的 AGC 置位信号,AGC 控制电路为 RFA1 选择 5dB 的增益。当峰值检波器输出(乘 0.8)下降到 DS1 的阈值电压时,AGC 比较器将产生一个复位信号。

信号在低通滤波器传递和峰值检波器放电所耗的时间段为了避免 AGC 发生“颤动”,AGCCAP 端接入了一只电容。AGC 电容允许抑制时间比峰值滤波器衰减时间设置得更长以防止接收的数据流全为“0”时引起的颤动。值得一提的是,AGC 工作时需要峰值检波器工作,即使 DS2 未工作。将 AGCCAP 端接至 VCC 可使 AGCCAP 中止工作。AGCCAP 与地之间用一只 150k Ω 电阻代替电容,AGC 将锁定在接通状态。

脉冲发生器和 RF 放大器偏置电路,接收芯片的放大器时序操作是由脉冲发生器和 RF 放大器偏置电路控制,在运行中由 PRATE 和 PWIDTH 输入端和来自偏置控制电路的待机(睡眠)控制信号控制。

在低数据传输速率模式,一个 RFA1 接通脉冲下降沿到下一个 RFA1 接通脉冲上升沿的时间 t_{PRL} 是由一个位于 PRATE 端和地之间的电阻设置的,这个时间能够在 0.1 μ s~5 μ s 之间进行调节。在高数据传输速率模式,实际上 RF 放大器工作时占空比为 50%。这样 RFA1 接通脉冲周期 t_{PRC} 由 PRATE 外接电阻控制在 0.1 μ s~1.1 μ s 的范围。

在低数据传输速率模式，PWIDTH 端通过一个接地电阻设置 RFA1 的接通脉冲 t_{PW} 宽度（在低数据传输速率模式 RFA2 的接通脉冲宽度 t_{PW2} 宽度设置为 $1.1t_{PW1}$ ），接通脉冲宽度 t_{PW1} 可以在 $0.55\mu s$ 和 $1\mu s$ 之间调节。但是当 PWIDTH 端由一个 $1M\Omega$ 电阻接至 VCC 时，RF 放大器工作占空比为 50%，有利于高数据传输速率工作。RF 放大器由 PRATE 电阻控制。RFA1 和 RFA2 通过调用睡眠模式的待机控制信号关断。

发射部分由一个调制缓冲放大器后接 SAW 延迟线（谐振器）构成。SAW 滤波器抑制发射器和天线的谐振，在接收器使用的 SAW 器件在发射模式再次使用。

发射器部分操作支持两种调制模式，即 OOK 和 ASK 模式。OOK 模式时，“1”脉冲之间的信号将不被传输。ASK 模式时，“1”脉冲代表发射的电平能量较高，“0”脉冲则代表发射的电平能量较低。OOK 调制与第一代 ASH 技术兼容，同时能量损耗也很低。ASK 调制则用于高数据传输速率模式（数据脉冲宽度应小于 $30\mu s$ ），它减小了其他形式干扰的影响而且允许发射尖脉冲来控制调制带宽。

模式的选择由 CNTRL0 和 CNTRL1 模式控制端完成。当其中的一种模式被选中时，接收机射频放大器就会关闭。在 OOK 模式时，如果 TXMOD 输入电压小于 $220mV$ ，延迟线（谐振器）放大器 TXA1 和缓冲放大器 TXA2 就会停止工作，数据传输速率被延迟线的开关次数限制（谐振器周期的理想值为 $12\mu s$ 和 $6\mu s$ ）。在 ASK 模式，TXA1 被连续偏置为接通状态，TXA2 的输出由 TXMOD 输入电流调制。当调制驱动电路得到 TXMOD 的输出电流小于 $10\mu A$ 时，ASK 模式有最小输出功率。

发射机射频放大器的输出功率是与 TXMOD 的输入电流成比例的，其中用一个串联电阻调节发射机输入功率的峰值，产生最大饱和输出功率需要 $300\mu A$ 的输入电流。

收发机有四种工作模式：接收模式、ASK 发射模式、OOK 发射模式、低功耗（睡眠）模式，模式控制是由调制和偏置控制电路的控制，由 CNTRL1 和 CNTRL0 选择控制。二者均为高电平时为接收模式；CNTRL1 为高电平，CNTRL0 为低电平时为 ASK 发射模式；CNTRL1 为低电平，CNTRL0 为高电平时为 OOK 发射模式；二者均为低电平时为低功耗（休眠）模式。在接收和低功耗模式，驱动 TXMOD 的电阻必须较小。在低功耗模式中 PWIDTH 电阻必须较小以使电流最小。CNTRL1 和 CNTRL0 输入与 CMOS 兼容，输入必须维持在一个逻辑电平，不能悬空。另外，这些端口电压应随电源电压的接通而上升。

3.9.5 应用电路设计

DR3101 的应用电路如图 3.9.4 与图 3.9.5 所示。

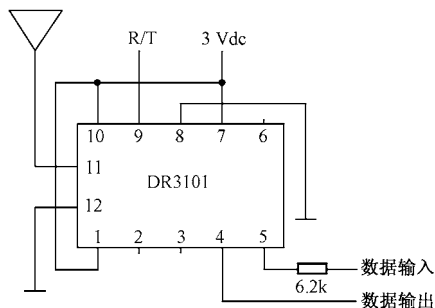


图 3.9.4 2.4kb/s 收发电路

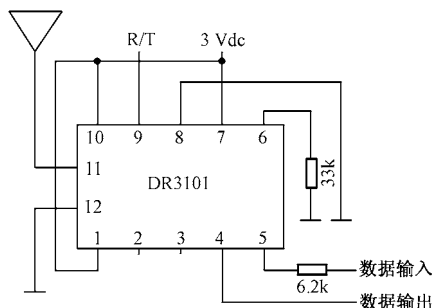


图 3.9.5 19.2kb/s 收发电路

3.10 2.4GHz DSSS 收发器芯片组 RFW302 原理与应用电路设计

3.10.1 概述

RFW302 是 RFWaves 公司推出的一种半双工、采用直接序列扩频技术 (DSSS) 无线收发器芯片组, 工作在 2400~2483.5MHz 工业、科学和医学 (ISM) 频段。该收发器芯片组包含三块芯片, 只需要外接电感和电容等无源元件。该芯片组符合美国联邦通信委员会 (FCC) (part 15.247) 和欧洲电信标准协会 (ETSI) (300 328) 的技术规范。该芯片组适用于 2.4GHz 的短程无线通信应用, 数据转输速率最高可达 3.2Mb/s, 其功耗较低, 适于电池驱动。输出功率达 0dBm (峰值), 接收灵敏度为-77dBm, 电源电压为 2.7V~3.6V, 电流消耗在 3.2Mb/s 时为 43mA, 在 1kb/s 时为 28μA, 待机电流为 6μA, 室内有效距离约为 20m, 3 线串行接口能与 8 位微控制器协同工作。该芯片组的典型应用有无线游戏键盘、鼠标、无线手机、数字音乐 (MP3) 耳机、家庭自动化和安防产品、工业自动化应用、遥控和遥测应用等等。

3.10.2 主要技术指标

RFW302 的主要的性能指标如表 3.10.1 所示。

表 3.10.1 RFW302 的主要的性能指标

参 数		最小值	典型值	最大值	单位
电源电压		2.7	3.3	3.6	V
工作温度范围		0°	25°	50°	℃
唤醒时间			20	35	μS
在待机模式下的电流消耗			6	9	μA
在唤醒时间内的电流消耗			7.5	9	mA
引脚 TXD/RXD,ACT,RX/TX	上升时间	8		1 000	ns
	下降时间	8		1 000	ns
	输入电容			1	pF
	逻辑高电平	V _{CC} -0.8V		V _{CC}	
	逻辑低电平	GND		0.8	V
发射到接收转换时间				1.5	μs
接收到发射转换时间				1.5	μs
天线负载		240\\69i	300\\73i	375\\77i	Ω
比特率		0.01		3.2	Mb/s
峰值输出功率		-5	2	5	dBm
发射电流消耗		15	21	50	mA
接收电流消耗		30	38	48	mA
接收灵敏度			-77		dBm
镜像抑制比			30		dB

3.10.3 芯片封装与引脚功能

RFW302 芯片组由 RFW24、RFW488C、RFW488R 三块芯片构成，如图 3.10.1、图 3.10.2 和图 3.10.3 所示。引脚功能分别如表 3.10.2、表 3.10.3 和表 3.10.4 所示。

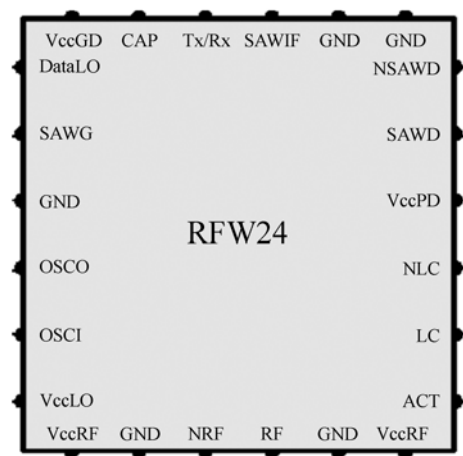


图 3.10.1 RFW24 的引脚封装形式

表 3.10.2 RFW24 芯片的引脚功能

引 脚	符 号	功 能
1	VccRF	RF 部分的电源电压
2	GND	地
3	NRF	连接到天线
4	RF	连接到天线
5	GND	地
6	VccRF	功放部分的电源电压
7	ACT	启动控制，L 时为待机模式，H 时启动模式
8	LC	连接到 22nH 电感
9	NLC	连接到 22nH 电感
10	VccPD	峰值检测器部分的电源电压
11	SAWD	从 RFW488C-A(D)到峰值检测器的输入
12	NSAWD	地
13	GND	地
14	GND	地
15	SAWIF	从/到 RFW488C-A(IF)的中频输入/输出
16	Tx/Rx	发射/接收控制，接 Vcc 是 Tx 模式,接 GND 是 Rx 模式
17	CAP	外部电容连接到此脚，最佳值为 2.2nF
18	VccGD	到状态机和脉冲发生器部分的供给电压
19	DataIO (TxD/RxD)	数据输入/输出
20	SAWG	当输入到 RFW488C-A(G)时的发射脉冲输出

续表

引 脚	符 号	功 能
21	GND	地
22	OSCO	连接到谐振器
23	OSCI	连接到谐振器
24	VccLO	振荡器部分的电源电压
Puddle	GND	地



图 3.10.2 RFW488C-A 相关器芯片的引脚封装形式

表 3.10.3 RFW488C 相关器芯片的引脚功能

引 脚	符 号	功 能
1	GND	地
2	GND	地
3	GND	地
4	SAWD	输出到峰值检测器，在 488MHz 时的特征阻抗为 5-122j
5	NSAWD	地
6	GND	地
7	IF	从/到 IF 到 SAW 的输入/输出，在 488MHz 时的特征阻抗为 3-13j
8	GND	地
9	NSAWG	地
10	SAWG	输入到 SAW 的发射脉冲，在 488MHz 时的特征阻抗为 3-13j



图 3.10.3 RFW488R-A 谐振器芯片的引脚封装形式

表 3.10.4 RFW488R 谐振器芯片的引脚功能

引 脚	符 号	功 能
1	GND	地
2	OSCI	在这个引脚与 5 脚之间串联谐振
3	GND	地

续表

引 脚	符 号	功 能
4	GND	地
5	OSCO	在这个引脚与 5 脚之间的串联谐振
6	GND	地

3.10.4 内部结构与工作原理

芯片组 RFW302 的内部结构如图 3.10.4 所示。RFW24 芯片是系统的有源部分，具有定时、放大、开关、发射和接收的功能。RFW488C 是一个在晶振的基础上实现的 4 脚 SAW 相关器，芯片是一个无源的、用作直接序列扩频器件，作用是提供一个 13 位的 BPSK 巴克码相关器（一个匹配滤波器）。RFW488R 是一个单端口的 SAW 谐振器，谐振频率为 488MHz，作为系统振荡器源。由三块芯片组成的收发器模块包含有 SAW 相关器、频率发生器、脉冲发生器、RF 前端、低噪声块、峰值检测器和状态机等。

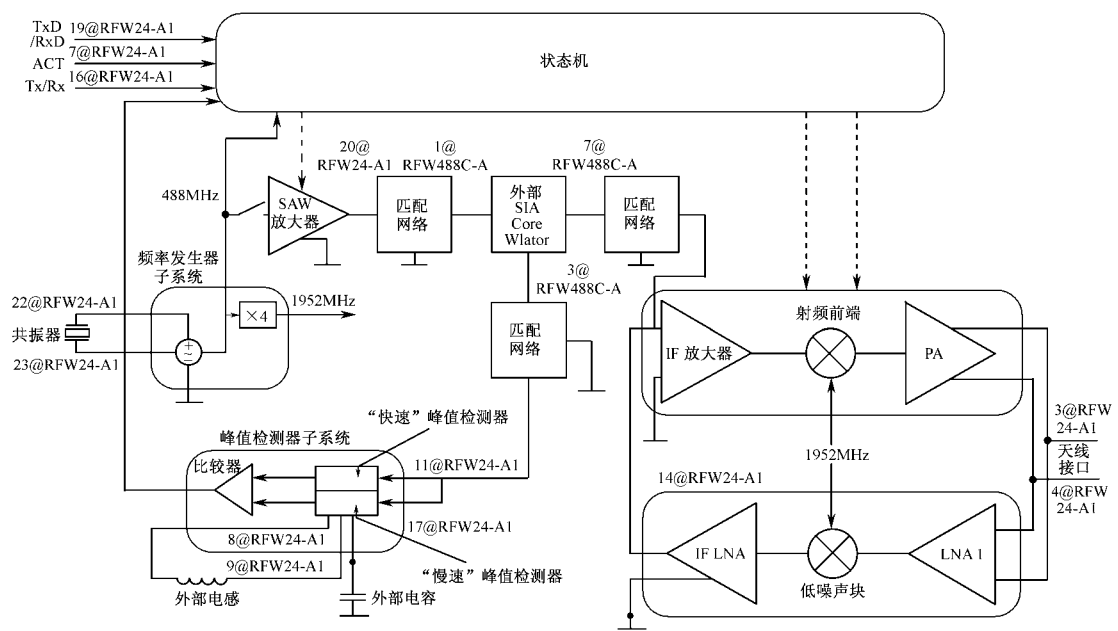


图 3.10.4 RFW102 芯片组的内部结构框图

SAW 相关器是一个线性的无源 3 端口器件，一条连续的延时线，连接在带通滤波器和反相器之间，电流 SAW 相关器是一个匹配滤波器，与一个 13 位的 BPSK 调制巴克码相匹配。SAW 相关器的 3 个端口和外部无源部件匹配电阻为 200Ω，工作中心频率为 488MHz。

在系统中，频率发生器电路是一个通用元件，是系统在发射和接收模式下都处于工作的惟一部件。功能是为状态机提供基准时钟。此电路由一基于晶体振荡器的 SAW-谐振器组成。谐振器的频率乘以 4 就能得到想要的上变频频率。电路的一个非常重要特点是苏醒时间很快（从待机模式到稳定状态所需时间小于 20μs）。

脉冲发生器产生一大约 76ns IF 脉冲, 此脉冲输入到 SAW 相关器。状态机对相关的模拟单元进行开关控制。输出级是一个非差分形式的功率放大器, 在匹配状态下能使最大功率输出到 200Ω SAW 输入端上。

RF 前端包含放大和上变频级, 其输入端是 13 位 BPSK 信号 (为 488MHz 中频里相关器的输出信号), 其输出是被放大到 31dB 和上变频到 2440MHz 的信号。第一级放大在 IF, 第二级放大在 RF。混频器是个镜像抑制混合器, 抑制率至少 35dB。

低噪部件 LNA 的输入来自天线, 输出连到 SAW 上。由于在天线和 LNA1 间没有 RF 滤波器, 需要很宽的动态发射/接受范围, 高频端块的特点是动态范围非常高。在此部件后是 SAW 相关器, 功能是作为一滤波器抑制频带外信号和抑制频带内的干扰。主要性能参数如下: 增益为 25dB, 天线电阻是 50Ω (差分形式), 负载 (SAW 相关器) 为 200Ω, 输入 IP1>-18dBm, 输入 IP3>-5dBm, 噪声值 NF<10dB, 镜像抑制>35dB。

峰值检测器位于 SAW 相关器的下一级, 其功能是检测信号的包络, 直接把中频 IF 移到基带上。峰值检测器位于在 ASK 接收器的第一级, 由于输入可能有一非常高的输入信号范围, 所以要求动态范围非常高。一个“快速”峰值检测器和一个“慢速”峰值检测器, 两个峰值检测器并联使用, 两者之间的区别是它们的输出带宽。“快速”峰值检测器的带宽是 10MHz; “慢速”峰值检测器的带宽由一外接的电容器决定, 电容器连接在第 13 引脚端和系统 GND 之间。

为了保持的高动态范围, 需要使用对数峰值检测器。这个可以通过使 $V_{OUT} = \alpha * P_{IN}$ 实现, 其中, P_{IN} 的单位是 dBm (对数), V_{OUT} 的单位是伏特 (线性)。噪声底线是 P_{min} , 饱和点是 P_{max} , 在这两点之间, 峰值检测器作用如下: α 为斜率, $\alpha = 10(\text{mV/dB})$; $P_{max} - P_{min}$ 是动态范围, $P_{min} < -82\text{dBm}$, $P_{max} > 5\text{dBm}$; 斜率线性度: 在动态范围内, 斜率 α 有 $\pm 1\text{dB}$ 的线性偏差; 工作的中心频率为 $488\text{MHz} \pm 5\text{MHz}$ 。外部电感是带通滤波器的一部分, 定义峰值检测器带宽, 电感与外部电容相并联, 连接在芯片 RFIC 的 8 脚与 9 脚之间。输入阻抗为 200Ω。

状态机是芯片数字电路部分, 主要完成定时、控制和数字流程等功能。信号输入: (1) DATA I/O, 在发射模式下的高阻抗输入脚。(2) Tx/Rx, H=Tx I=Rx。(3) ACT, LH 时元件被关掉, 电流消耗最低, HL 时芯片工作。(4) Clk (5) comp out (从模拟比较器的输出的内部信号)。信号输出: (1) DATA I/O, 在接收模式下的低阻抗输入脚。(2) 脉冲正逻辑信号。(3) SW cont (到脉冲发生器的内部信号), 高电平时是脉冲发生器的电压输出到放大器。(4) Acont 高电平时电压输出到功率放大器。(5) Rxcont 高电平时接收链路工作。具体状态控制过程如图 3.10.5 所示。

调制解调器建立在 SAW 相关器的基础上, SAW 相关器是一个 3 端口的无源器件。与 SAW 相关器连接的还有两个器件, 一个是 488MHz 的单端口 SAW 谐振器, 为系统提供频率源; 还有一个是 RFIC, RFIC 是系统的有源部件, 即 RF 收发器, 中频频率为 488MHz, 本振频率为 1952MHz, 由 SAW 谐振器产生。

接收电路输出是数字脉冲。

3.10.5 应用电路设计

RFW302 芯片组的典型应用电路如图 3.10.6 所示。

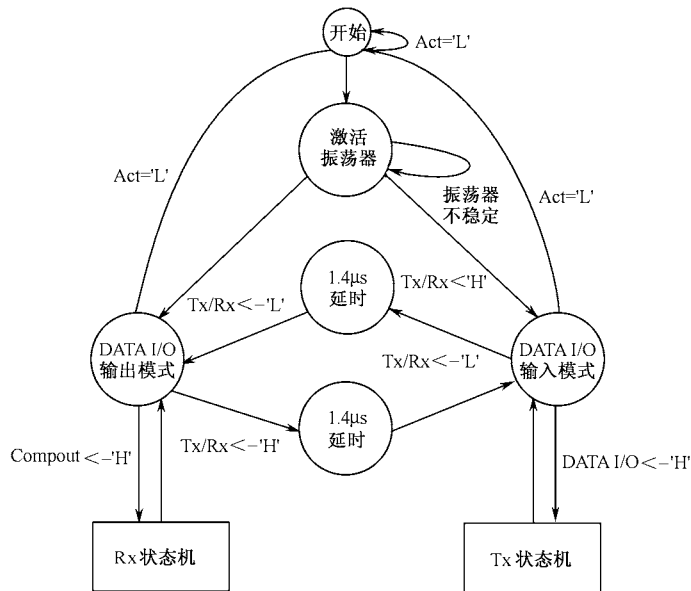


图 3.10.5 状态机的状态图

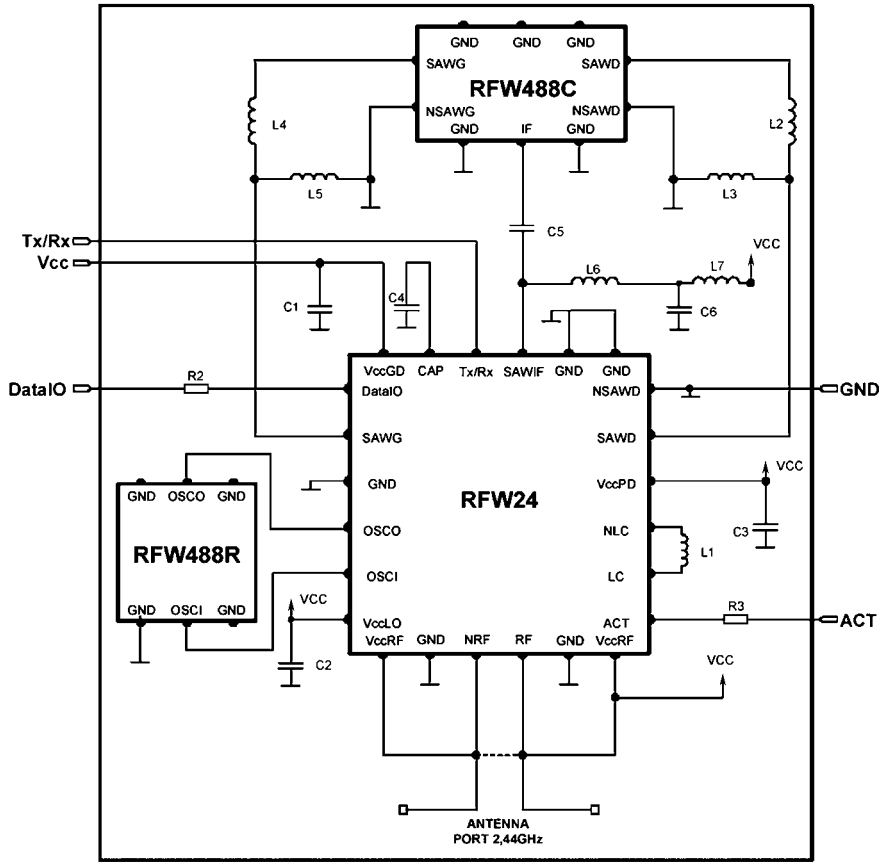


图 3.10.6 RFW302 芯片组的应用电路

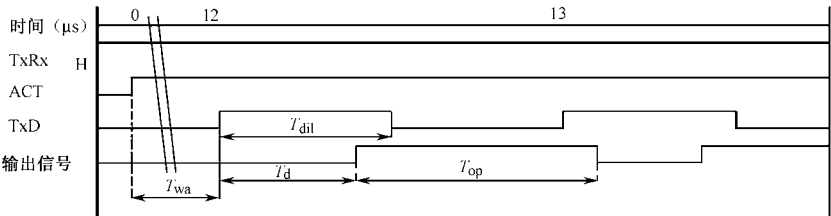
通过这 3 块芯片组合而成的收发器的接口如表 3.10.5 所示。

表 3.10.5 RFW302 的接口说明

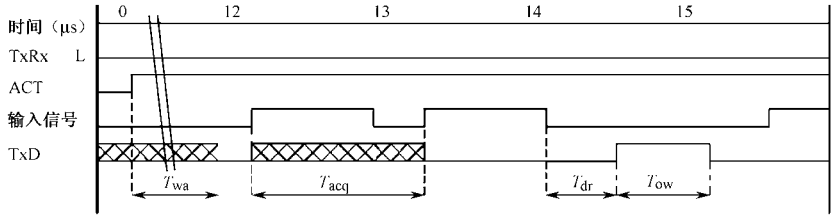
名称	特 征
Vcc	芯片电源供给输入端，需要一个 2.7~5V 的可调电源
GND	地，所有接地端连接到此引脚
Tx/Rx	模式选择输入，输入 Vcc 时为发射模式，输入 0V 时为接收模式
ACT	输入 0V 时为待机模式，输入 Vcc 时启动模块。唤醒为完全工作模式的典型时间需要花 10μs 的时间。CMOS 电平
TxD/RxD	在 Tx 模式下这是输入脚，为正沿触发，每次 TxD 从地到 Vcc，位数据将会被发射。在 Rx 模式下这是输出脚。CMOS 电平脚

RFW302 工作时序图如图 3.10.7 所示。

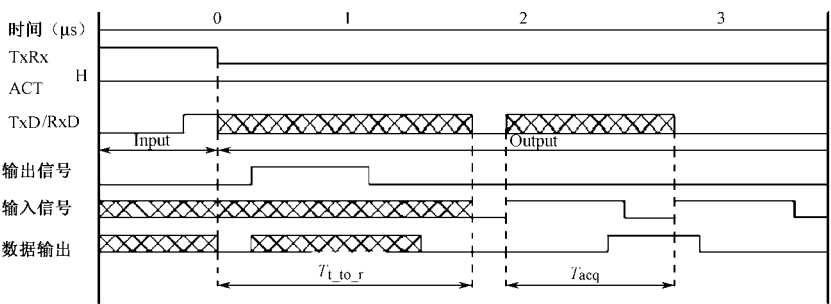
发射时序：



接收时序：



发射到接收的时序：



接收到发射的时序：

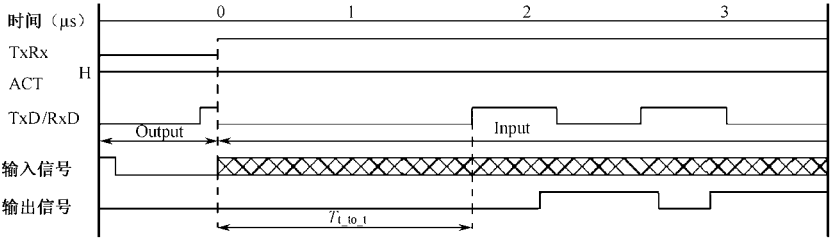


图 3.10.7 RFW302 工作时序图

虽然应用电路由 3 块芯片组合而成，但具体的 PCB 板却很小，尺寸为 12mm×16mm。

3.11 915MHz OOK 收发器模块 RD0300 的原理与应用电路设计

3.11.1 概述

RD0300 是基于射频收发器集成电路 RF2905 设计的低价格的 OOK 收发器模块。可以直接与微控制器等电路接口。工作频率 915MHz，数据速率 128kb/s，电源电压 2.7~5.0V。符合 Parts 15.231 或者 15.249 规范要求。适用于 ISM（工业、科学和医学）频率范围内的各种应用，如无钥匙进入系统、安防系统、遥控遥测系统、数据通信系统等。

3.11.2 主要性能指标

RD0300 的主要性能指标如表 3.11.1 所示。

表 3.11.1 RD0300 的主要性能指标

参数	最小值	典型值	最大值	单位
频率范围		916		MHz
射频输入/输出阻抗		50		Ω
发射模式		OOK		
最大输出功率		2		dBm
接收灵敏度		-90		dBm
RSSI DC 输出电压	1.6		3.2	V
数据输出带宽	200			kHz
数据输出电平	0.3		$V_{cc}-0.3V$	V
电源电压	2.7	3.6	5.0	V
电流消耗		9		mA
待机电流		10		μA

3.11.3 内部结构与引脚功能

RD0300 的内部结构如图 3.11.1 所示，各引脚功能简介如下。

引脚 1, 3, 7, 9, 10, 14, 15: GND，地。

引脚 2: RF IN/OUT，天线输入接口，50Ω。

引脚 4: TX DATA，发射数据输入。

引脚 5: \overline{PD} ，逻辑输入，使能或者不使能 PLL 部分。

引脚 6: VCC1，功率放大器部分电源。

引脚 8: RX/TX，接收/发射模式选择。

引脚 11: VCC3，IF 放大器部分电源。

引脚 12: RSSI，RSSI 输出。

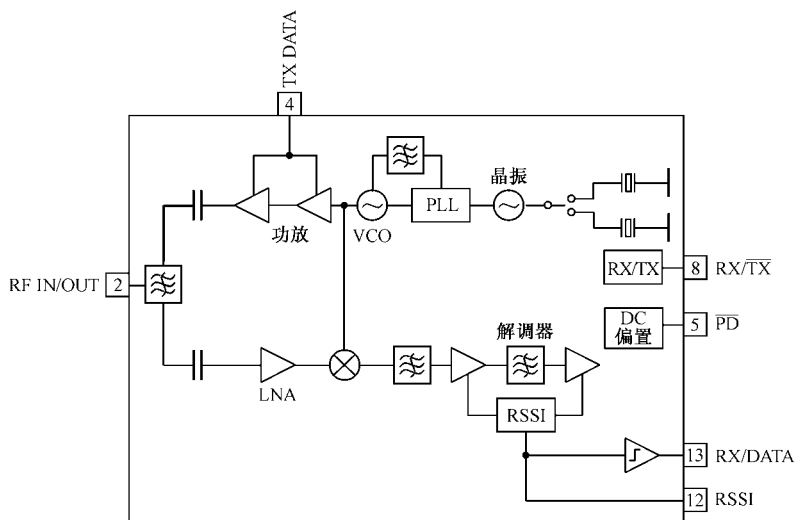


图 3.11.1 RD0300 的内部结构

引脚 13: RX DATA, 接收数据输出。

引脚 16: VCC2, LNA 和混频器电源。

RD0300 是基于射频收发器集成电路 RF2905 设计的低价格的 OOK 收发器模块。

RF2905 是低功耗单片收发器芯片, 频率范围为 300MHz ~ 1000 MHz, 工作电压为 2.7V ~ 5.0V, 窄带和宽带 FM/FSK, 在 433 MHz 时输出功率为 10 mW, 工作在 433/868MHz 的欧洲 ISM 频段和 915MHz 的北美 ISM 频段。

RF2905 的内部结构如图 3.11.2 所示, 各引脚功能简介如下。

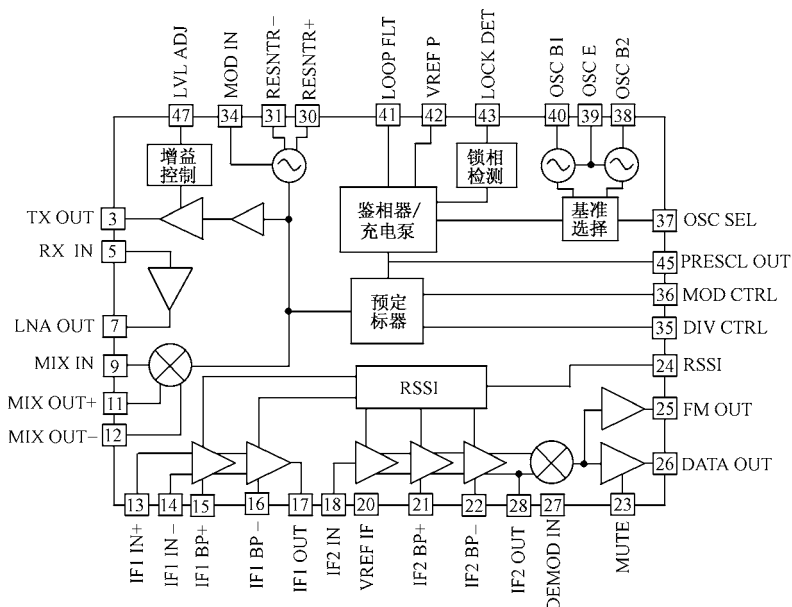


图 3.11.2 RF2905 的引脚封装形式

引脚 1: RX ENABL, 接收电路启动, 在所有启动装置启动电压大于 2.0V, 若小于 1.0V 时, 除了 PLL 装置和 RE 混频器外, 关闭所接收装置。

引脚 2: TX ENABL, 发射电路启动, 启动电压大于 2.0 时打开所有发射电路, 启动电压小于 1.0 时除了 PLL 装置外关闭发射电路。

引脚 3: TX OUT, 发射电路射频输出, 当发射器启动时, TX OUT 输出阻抗是低阻抗, 当发射器停用时, 输出阻抗为高阻抗。

引脚 4: GND2, 40dB 中频放大器和 TX PA 装置的接地端。

引脚 5: RX IN, 接收电路的射频输入, 当接收器启动时 RX IN 输入阻抗为低阻抗, 当接收器停用时, RX IN 为高阻抗。

引脚 6: GND1, 射频接收装置的接地端。

引脚 7: LNA OUT, 接收射频信号低噪声放大器输出, 这个管脚为集电极开路形式, 需要一个外部线圈提供偏移和调整 LNA 输出。

引脚 8: GND, 地, 同管脚 4。

引脚 9: MIX IN, 射频混频器的射频输入端, 在 LNA OUT 和 MIX IN 之间有 LC 匹配网络, 用来连接 LNA 输出到 RF 混频器输入, 不需要滤波器。

引脚 10: GND5, 发射器的功率放大器和接收 RF 混频的接地端。

引脚 11: MIX OUT+, 混频器中频输出, 直接到 10.7MHz 陶瓷中频滤波器的端口。

引脚 12: MIX OUT-, 混频器中频输出。

引脚 13: IF1 N+, 40 分贝限制放大器的中频输入, 这个输入需要一个 10nF 的隔直电容。

引脚 14: IF1 N- 功能和 13 脚类似, 只是放大器输出端的相反外, 输出端需要一个 10nF 的旁路电容直接接地。

引脚 15: IF1 BP+, 40 分贝限制放大器的直流反馈点, 它需要一个 10nF 的旁路电容接地。

引脚 16: IF1 BP-, 与引脚 15 相似。

引脚 17: IF1 OUT, 40dB 限制放大器的输出, IF1 OUT 的输出提供一个 60dB 限制放大器的中频输入标称值 330Ω 的输出阻抗, 可以与 10.7MHz 的陶瓷滤波器的直接接口。

引脚 18: IF2 IN, 60dB 限制放大器的中频输入。这个输入需要一个 10nF 的隔直电容, IF2 IN 的输入提供一个标称值 330Ω 的输出阻抗和 10.7MHz 的陶瓷滤波器的直接接地。

引脚 19: GND6 40dB 限制放大器的接地端, 应使引线尽量短以求达到最佳的工作性能。

引脚 20: VREFIF, IF 放大器的基准电流, 需要一个 10nF 的电容接地。

引脚 21: IF2 BP+, 60dB 限制放大器的直流反馈点, 需要一个 10nF 的旁路电容接地。

引脚 22: IF1 BP-, 与引脚 21 相似。

引脚 23: MUTE, 用于减弱数据输出。MUTE 2.0V 或 MUTE 1.0V 转向 DATA OUT 信号端。这个 MUTE 信号在睡眠模式中应是低逻辑电平。

引脚 24: RSSI, 输出一个对应于接收信号强度的直流电压, 输出范围从 0.5V 到 2.3V, 并随着信号强度的增加而增加。

引脚 25: FM OUT, FM 解调器的线性输出端。在模拟应用中, 它的信号保真度是很重要的。当 LO 为低输入时, 输出倒置; 当 LO 为高输入时, 输出不变。

引脚 26: DATA OUT 解调器的解调数据输出。这个脚的输出电平是 TLL/MOS 兼容的。负载电阻的大小被设计为 1M 或更大。

引脚 27: DEMOD IN, 调频解调器输入。

引脚 28: IF2 OUT, 中频输出。

引脚 29: VCC6, 用于提供直流偏压对第二个中频放大器,解调器和数据限幅器, 一个中频旁路电容应与管脚直接相连并接地, 10.7MHz 中频使用一个 10nF 电容。

引脚 30: RESNTR+, 用于提供直流电压对压控振荡器, 也调谐压控振荡器的频率中心, 等值的电感应该与管脚 31 相连。

引脚 31: RESNTR-, 见引脚 30。

引脚 32: VCC2, 用于对压控振荡器, 预定标器, 锁相环提供直流偏压, 一个射频旁路电容应直接连接该管脚或接地。

引脚 33: GND4, 压控振荡器, 预定标器, 锁相环地。

引脚 34: MOD IN, 调制输入。

引脚 35: DIV CTRL, 用于选择设计的预定标器的分频系数, 一个逻辑高选择为 64/65 除数, 一个逻辑底选择为 128/129 的除数。

引脚 36: MOD CTRL, 用来选择调制预定标器, 一个逻辑高预定标器除数选择为 64 或 128, 一个逻辑低预定标器选择为 65 或 129。

引脚 37: OSC SEL 这个管脚的逻辑高电平, 接通基准振荡器 2 和关闭基准振荡器 1, 逻辑低电平用于接通基准振荡器 1 和关闭基准振荡器 2。

引脚 38: OSC B2, 直接连接基准晶体振荡器 2。

引脚 39: OSC E, 直接连接基准振荡器晶体管的发射极。

引脚 40: OSC B1, 直接连接基准振荡器晶体管的基极。

引脚 41: LOOP FLT 充电泵的输出, 输出控制压控振荡器的电压, 一个接地的阻容网络可以用于设置锁相环的带宽。

引脚 42: VREF P, 对预定标器的基准电压, 连接一个 33μF 的电容器接地。

引脚 43: LOCK DET, 输出指示锁相环的锁相状态。

引脚 44: VCC1, LNA 混频器提供直流偏压, 一个旁路射频电容接地, 对 915MHz 应用需要一个 22pF 的电容, 433MHz 应用需要 68pF 的电容。

引脚 45: PRESCL OUT, 双模双分预定标器的输出。

引脚 46: VCC3, 用来提供功率放大器直流偏压, 一个 RF 旁路电容应该直接的与地相连, 915MHZ 的应用需要 22pF 的电容, 433MHz 的应用需要一个 68pF 的电容。

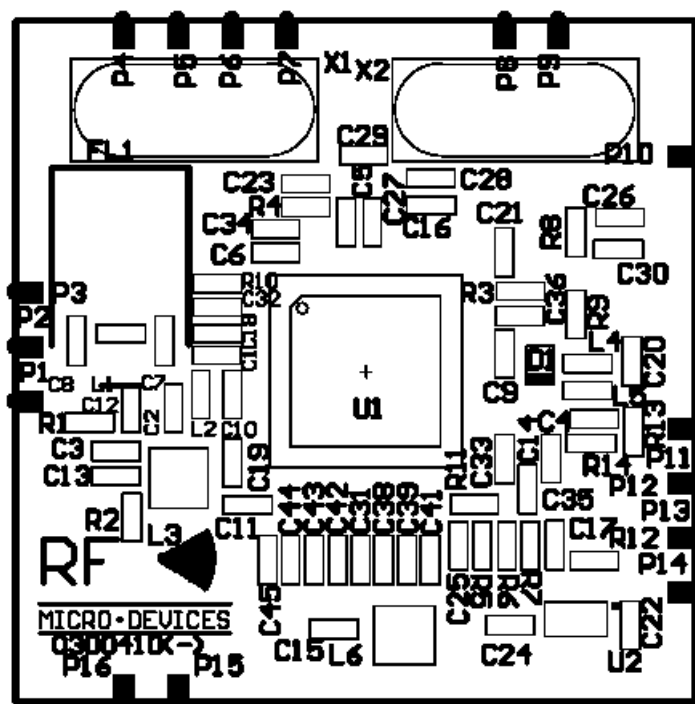
引脚 47: LVL ADJ, 用于改变收发器输出功率。

引脚 48: PLL ENABL, PLL 使能控制。

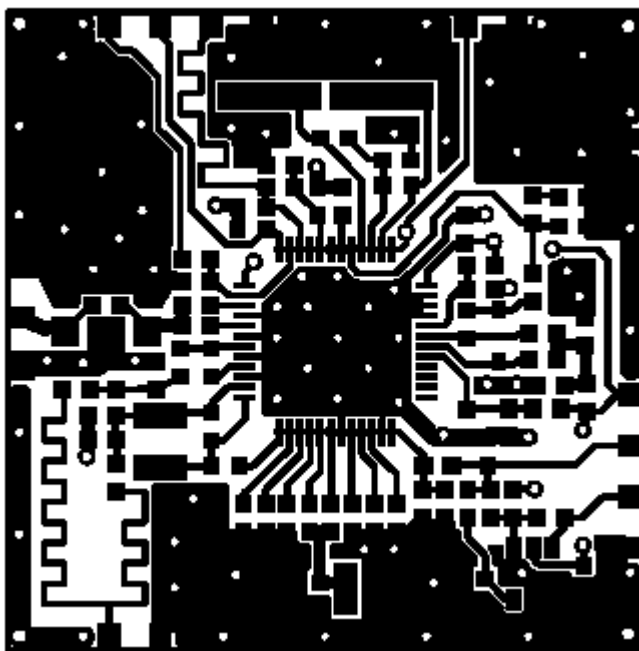
芯片工作原理参见 RF2945。

3.11.4 模块内部电路

RD0300 模块内部电路如图 3.11.3 所示, 印制版图如图 3.11.4 所示。



(a) 元器件布局图



(b) 印制板元器件面

图 3.11.4 DR0300 模块印制板图

第 4 章 无线通信射频前端芯片的原理与应用电路设计

4.1 蓝牙无线收发器芯片 SiW1701 的原理与应用电路设计

4.1.1 概述

SiW1701 无线电调制解调器是 Silicon Wave's Odyssey™公司推出的用来解决蓝牙 Bluetooth™无线通信的专用 IC。SiW1701 IC 包含有一个符合蓝牙规格的 2.4GHz 无线电收发器、GFSK 调制解调器和数字控制功能电路。SiW1701 可用来与 SiliconWave's Odyssey™公司 SiW1750/1760 Link Controller（链接控制器）IC 或者其他兼容的 IC 组合构成蓝牙无线通信产品。SiW1701 完全符合蓝牙 1.1 规格，适合 2 级或 3 级发射功率分类，或者有外部电路的一级功率分类。直接转换的无线电结构与集成的 VCO 和频率合成器只需要很少的外部组件。频率范围为 2 400MHz~2 800MHz，接收机灵敏度为-80dBm~-85 dBm，射频输出发射功率为-4~+4dBm。集成的模拟/数字转换电路转换在无线电和 GFSK 调制解调器之间的 I/O 信号。GFSK 调制解调器包含有数字调制器、信道滤波器、AFC（自动频率控制）、码元时限校正和比特限制器。集成的 0dBm 发射激励器（末级前置放大器），有 8 个输出功率等级控制。通过数字接口可与蓝牙控制器 IC 直接接口。对功耗进行了优化设计，睡眠模式电流消耗为 7μA~90μA。工作温度为-40℃~+85℃。

SiW1701 无线电解调器适合所有需要一个无线电连接的应用，它是应用于蓝牙无线技术、低功率和高性价比的方案。可应用于手持移动电话、办公电脑、笔记本电脑和打印机，PDA（个人数字助理）、个人备忘录本和多媒体设备，数字相机和游戏手柄，遥控车锁等系统中。

4.1.2 主要技术指标

SiW1701 的主要技术指标如表 4.1.1~表 4.1.8 所示。

表 4.1.1 SiW1701 芯片使用极值

参 数	说 明	最 小	最 大	单 位
VCC,VDD	电源电压 注释：除 VCC_BATT 外	-0.5	3.6	V
ESD	ESD 保护-模拟/射频引脚	500		V
	ESD 保护-数字引脚		2 000	V
TST	存储温度	-55	+125	℃
Tj	焊接温度		125	℃

表 4.1.2 推荐使用环境

参 数	说 明	最 小	最 大	单 位
TOP	工作温度	-40	+85	°C
VCC	VCC 模拟电源电压	2.7	3.3	V
VDD	VDD 数字电源电压	2.7	3.3	V
VCC_BATT	内置电压稳压器电源	2.7	3.6	V

表 4.1.3 电特性 DC 规格 (Top = 25°C ; VDD = 3.0 V)

参数	说明	最小	典型	最大	单位
VIL	输入低电压	GND-0.1		0.3-VDD	V
VIH	输入高电压	0.7-VDD		VDD	V
VOL	输出低电压	GND		0.2-VDD	V
VOH	输出高电压	0.8-VDD		VDD	V
IOH	输出高电流			1.2	mA
IOL	输出低电流			1.2	mA
IDD (发射)	发射期间电流消耗		36	55	mA
IDD (接收)	接收期间电流消耗		42	65	mA
休眠电流	在 VCC 和 VDD 断开连接时 从 VCC_BATT 的电流		7	90	μA

表 4.1.4 无线电规格

参 数	最 小	典 型	最 大	单 位
频率工作范围	VCO 工作范围	2400	2480	MHz
射频输入阻抗 RX 导通		60 Ω/ 1.3 pF		Ω/pF
射频输入阻抗 RX 关断		300 Ω/ 0.9 pF		Ω/pF
射频输出阻抗 TX 导通和 TX 关断		600 Ω/ 0.4 pF		Ω/pF

表 4.1.5 接收机规格 (在芯片输入射频 ; Top = 25°C; VCC = 3.0 V)

参 数	说 明	最 小	典 型	最 大	单 位
接收机灵敏度	BER<0.1		-85	-80	dBm
最大无效信号		-10	0		dBm
C/I co-信道 (0.1%BER)	Co 信道选择性		10	11	dB
C/I 1MHz (0.1%BER)	相邻的选择性		-4	-3	dB
C/I 2MHz (0.1%BER)	第 2 信道选择性		-41	-33	dB
C/I ≥3MHz (0.1%BER)	第 3 信道选择性		-44	-40	dB
交叉调制	3MHz, 6MHz 补偿		-26		dBm
接收机杂散发射	30MHz~1GHz			-57	dBm
	1GHz~12.75GHz			-47	dBm

表 4.1.6 发射机规格（在射频芯片输出；TOP=25℃；VCC=3.0V）

参 数	说 明	最 小	典 型	最 大	单 位
射频输出发射功率	设置在最大输出功率	-3	0	+4	dBm
内部载波频率准确性		-75		+75	kHz
载波频率漂移		-25		+40	kHz

表 4.1.7 VCO 和 PLL

参 数	说 明	典 型	最 大	单 位
PLL 锁定时间		85	140	μs
充电器输出	充电器输出电流	0.25		mA
VCO 频率		2402	2480	MHz
VCO 增益	VCO 电压增益	60		MHz/V

表 4.1.8 32 MHz 晶振规格

参 数	说 明	典 型	单 位
f_0	中心频率	32	MHz
频率容差	所有操作条件中的最坏情况	±20	PPM
ESR	有效串联电阻	150	Ω

4.1.3 芯片封装与引脚功能

SiW1701 引脚封装形式如图 4.1.1 所示。各引脚功能分 6 个部分介绍如下。

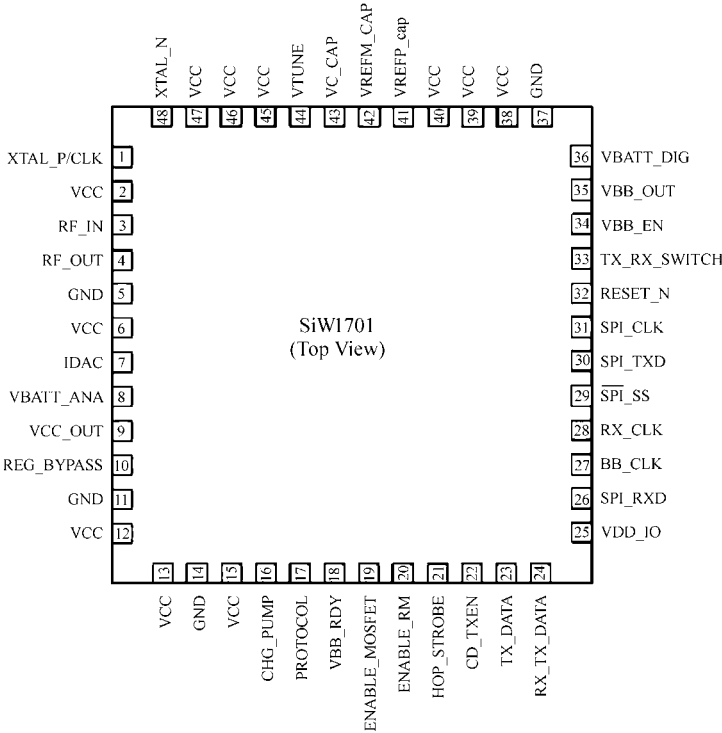


图 4.1.1 SiW1701 引脚封装形式

(1) 无线电接口

无线电接口允许一个通过外部线路与发射和接收蓝牙无线电信号的天线连接。可以使用外部发射/接收转换和功率放大器的控制信号。需要外部阻抗匹配和不平衡变压器回路来完成接到天线的接口。其引脚及功能描述如表 4.1.9 所示。

表 4.1.9 信号描述

引脚	名称	方向	说明
4	RF_OUT	I/O	发射器射频输出
3	RF_IN	I/O	射频输入到接收器
7	IDAC	O	外部功率放大器的功率控制。此输出提供一个可变的电流源用来控制外部功率放大器
33	TX-RX-SWITCH	O	输出信号指示无线电的电流等级。极性是可以编程，默认设置在：高电平时不发射模式，低电平时发射模式

(2) 调制解调器接口

调制解调器接口在 SiW1701 和外部控制器 IC 之间传输蓝牙数据。SiW1701 上的可编程接口可以被设置成多种操作模式。接口的编程是通过内置寄存器来实现的。调制解调器接口信号说明如表 4.1.10 所示。

表 4.1.10 调制解调器接口信号说明

引脚	名称	方向	说明
23	TX_DATA	I	发射数据
24	RX_TX_DATA	I/O	接收数据或者发射数据（当设置为双向 I/O 时）
22	CD-TXEN	I/O	具有载波检波和发射启动双重功能。此双向信号可以通过内置寄存器激活。在发射期间，此引脚可以被用来作为一个输入信号来指示正确的发射数据（TXEN）。在接收期间，此引脚可以被用来作为输出信号来指示载波检波（CD）
28	RX_CLK	O	接收时钟输出，为蓝牙分组数据恢复时 1MHz 的定时。可按需要禁止输出
20	ENABLE_RM	I	使能 SiW1701 工作
21	HOP_STROBE	I	由链路控制器产生的信号，用来指示 TX 或 RX 上升沿的开始
27	BB_CLK	O	时钟输出，输出到基带回路。时钟频率可编程为 32MHz 输入时钟的 1/1、1/2、1/3 或 1/4
32	RESET_N	I	仅用于数字电路复位。状态机构和内置寄存器复位到默认状态。此信号应具有 10 μ s 的最小脉冲宽度 注意：当 RESET_RM 被激活，BB_CLK 将被禁止
17	PROTOCOL	I	设置设置接口协议，“0” 标准模式

(3) 时钟信号

32MHz 时钟是用来作为射频电路的基准，也为大部分内部数字电路提供时钟信号，和为外部处理器提供定时信号。

表 4.1.11 时钟信号

引脚	名称	方向	说明
1	XTAL-P/CLK	I	系统时钟晶体振荡器正输入或者基准时钟输入
48	XTAL-N	I	系统时钟晶体振荡器负输入或者基准时钟输入时此引脚端不连接
27	BB_CLK	O	时钟输出, 输出到基带电路。可以提供 4 个时钟频率 12、13、16、32MHz

(4) 串行编程接口 (SPI)

通过串行编程接口来访问 SiW1701 IC 的内部寄存器。SPI 是一个可以由时钟控制加速到 4 MHz 的同步串行接口。SPI 通信使用 4 种信号, 如表 4.1.12 所示。

表 4.1.12 SPI 可编程接口

引脚	名称	方向	说明
26	SPI_RXD	I	SPI 接收端口, 写/输入
30	SPI_TXD	O	SPI 发射端口, 读/输出
31	SPI_CLK	I	在 SPI 总线的同步数据发射使用的时钟输入
29	$\overline{\text{SPI_SS}}$	I	从属选择输入。选择 SiW1502 IC 作为一个发射的目标

(5) 其他 I/O

表 4.1.13 所列引脚由无线电调制解调器的各种模拟和数据电路使用。

表 4.1.13 其他 I/O

引脚	名称	方向	描述
41	VREFP_CAP	I	内置 A/D 转换器基准电压的退耦电容。建议值=100nF
42	VREFM_CAP	I	内置 A/D 转换器基准电压的退耦电容。建议值=100nF
43	VC_CAP	I	内置 A/D 转换所依据的电压的退耦电容。建议值=100nF
44	VTUNE	I	VCO 调谐控制输入
16	CHRG_PUMP	I	PLL 充电泵输出, 到外部环路滤波器电路

(6) 电源和接地

SiW1701 的数字和模拟电路建议使用单独的 3V 电源。

表 4.1.14 电源和接地引脚

引脚	名称	方向	说明
6	VCC	I	模拟 3V 电源输入
36	VBATT_DIG	I	数字 3V 电源输入
8	VBATT_ANA	I	此输入用来提供芯片内低功率调节器电源
9	VCC_OUT	O	芯片内低功率稳定器的输出 (模拟部分)
35	VBB_OUT	O	芯片内低功率稳定器的输出 (数字部分)
25	VDD-IO	I	电源电压到芯片接口
5, 14, 37	GND	I	接地引脚 (总共 3 个)。另外, 此插件在插件的中心有一个可提供更好的接地功能的接地脚
10	REG_BYPASS	O	接电源旁路电容
19	ENABLE_MOSFET	O	控制外部的电源电压开关

另外，芯片的中心有一个可提供更好接地功能的接地脚。

4.1.4 内部结构与工作原理

SiW1701 内部结构方框图如图 4.1.2 所示。在接收过程中，无线电信号取自一对平衡的射频 I/O 引脚，它输入到低噪声放大器（LNA），经过直接 I/Q 降频变换和片内滤波器后通过 GFSK 解调器解调，将 I/Q 数据传送到模拟/数字转换器。在解调器内，使用数据检测和定时恢复回路来转换数据。发射过程控制以相反的顺序进行。用一个编程接口，允许无线电调制解调器控制和一个柔性的接口一起连接到外置蓝牙链接控制器芯片上。为了有效的进行功率控制，此无线电的每个部分都可以在不用时被关闭。主时钟基准和低功率时钟被用来提供时钟信号到外部设备和 SiW1701。发射的信号是被 GFSK 调制过的数据，在芯片产生一个+4dBm 的无线电输出。并可以提供给外置放大器一个功率控制信号。

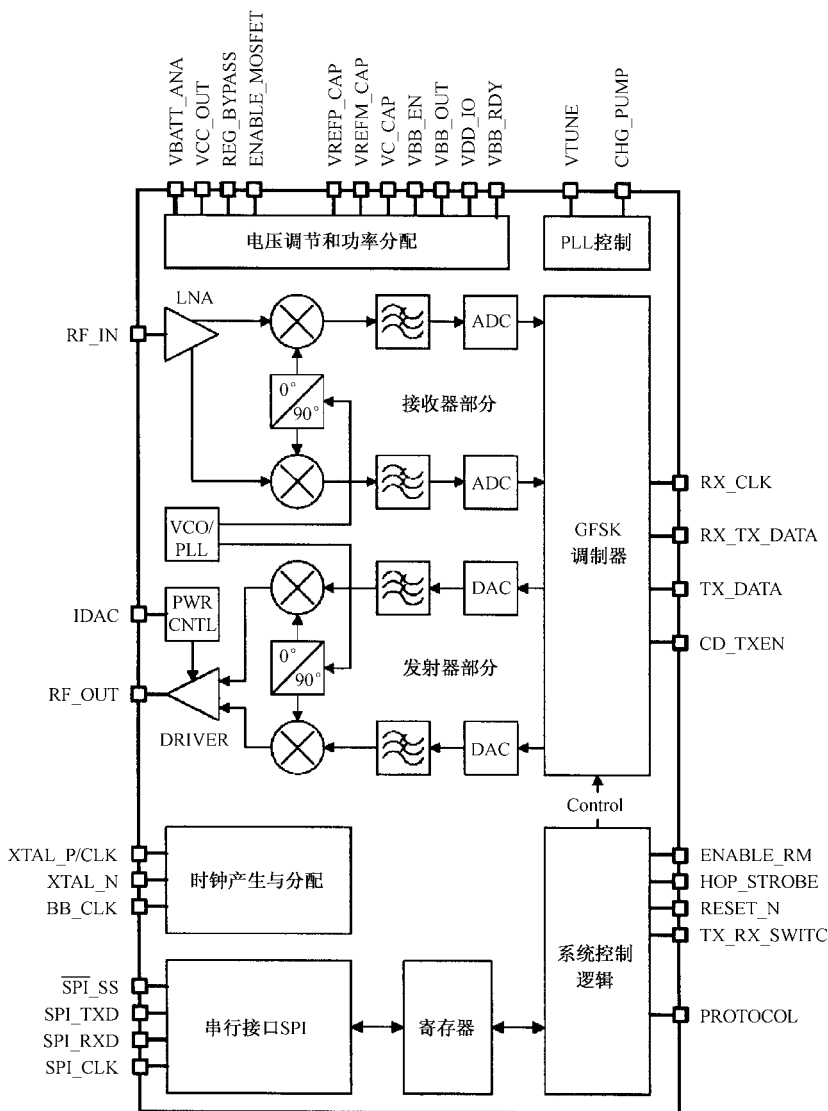


图 4.1.2 SiW1701 内部结构方框图

操作中, 需要 SiW1701 芯片的无线电和调制解调器接口、串行编程接口 (SPI) 和两个时钟输入。无线电接口允许通过一个外部电路与发射和接收蓝牙无线电信号的天线连接。可以使用外部发射/接收转换和功率放大器的控制信号。需要外部阻抗匹配和不平衡变压器回路来完成接到天线的接口。调制解调器接口在 SiW1701 和基带控制器芯片之间传输外部控制的蓝牙数据。SiW1701 上的可编程接口可以根据需要设置成多种操作模式。接口的编程是通过内置寄存器来实现的。32MHz 时钟作为射频电路的时钟基准, 为大部分内部数字电路提供时钟信号, 也为外部处理器提供定时信号。串行编程接口用来访问 SiW1701 芯片的内部寄存器。SPI 是一个可以由时钟控制加速到 4MHz 的同步串行接口。SPI 通信使用 4 种信号。SPI_SS, 低电平有效, 它改变 SiW1701 选择。注意在每次数据发射后, 串行时钟不必终止。此接口的方框图如图 4.1.3 所示。

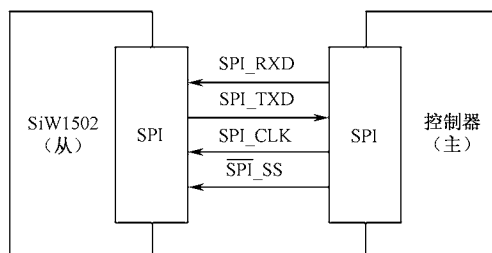


图 4.1.3 SPI 接口

本器件对静电敏感。它应该在反静电包装中储存和运输, 并且依照 MIL-STD-1686 标准手册。设备和人员接触此元件时需要接地。要用有接地的导电板覆盖的工作台。

4.1.5 应用电路设计

SiW1701 的应用电路如图 4.1.4 所示。

SiW1701 与基带控制器的连接电路如图 4.1.5 所示。

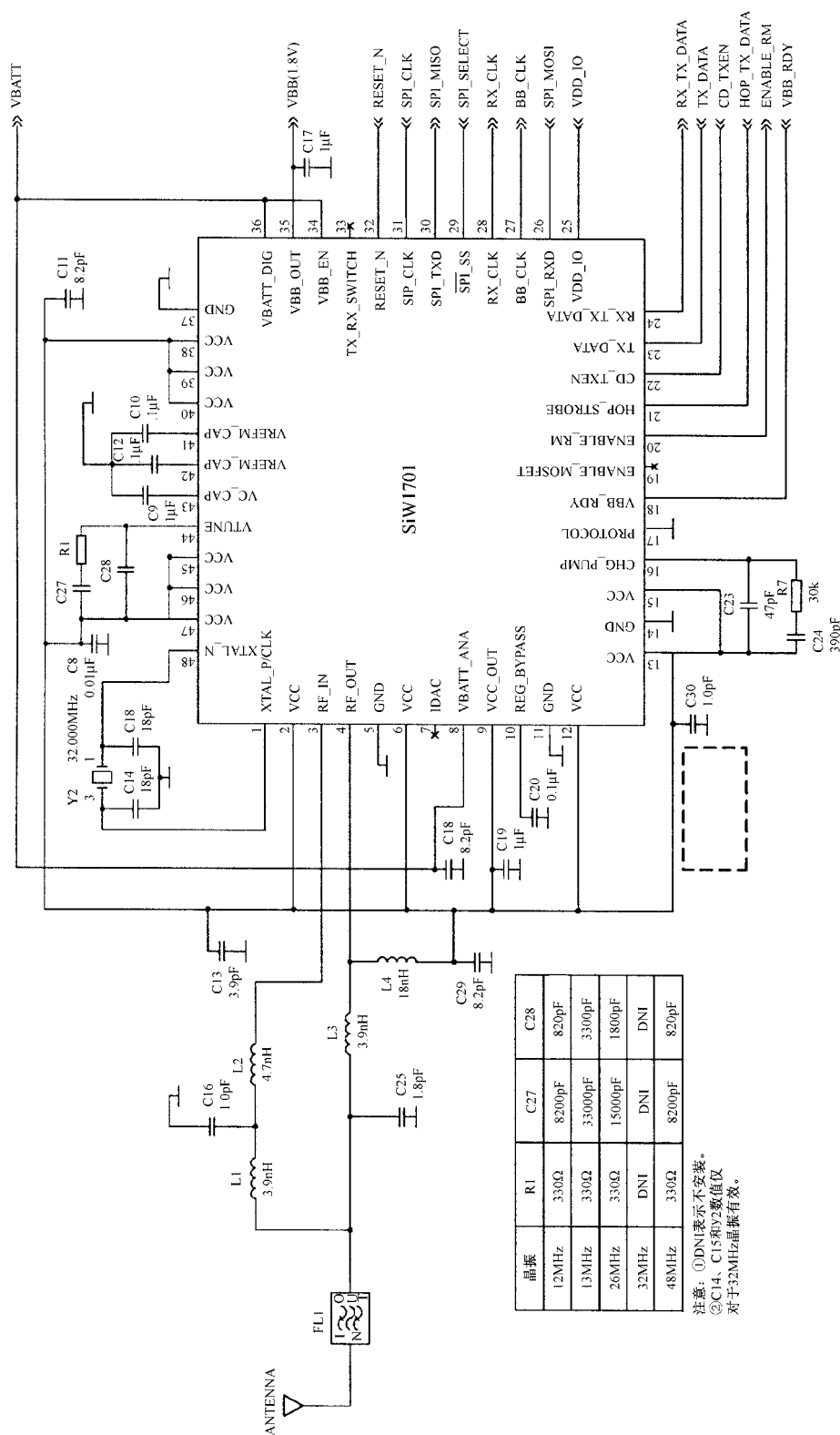


图4.1.4 SiW1701应用电路

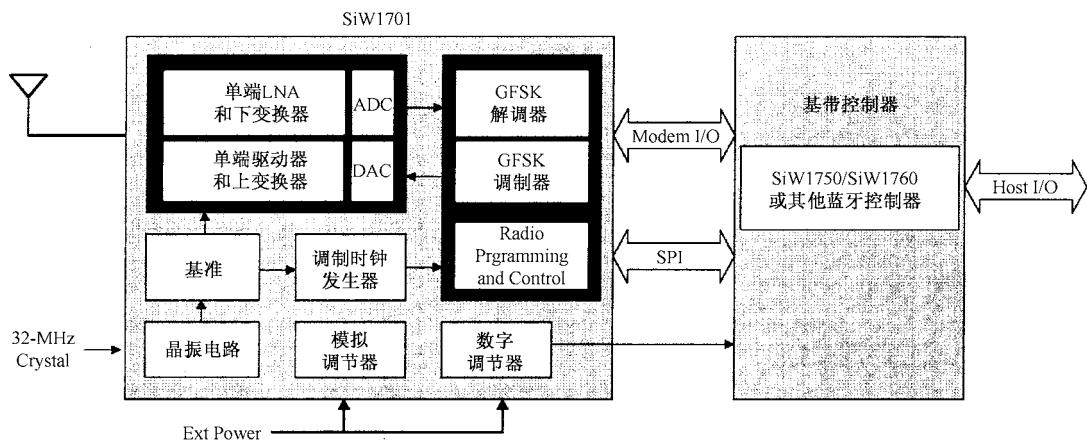


图 4.1.5 SiW1701 与基带控制器的连接示意图

4.2 900MHz 无绳电话射频前端芯片 MAX2420/21/22/60/63 的原理与应用电路设计

4.2.1 概述

MAX2420/ MAX2421/ MAX2422/ MAX2460/ MAX2463 是一个高性能的无绳电话 RF 前端 IC 芯片，为无绳电话和 ISM 频带无线电应用提供一个低价格的解决方案，工作频率在 900MHz。所有的发射和接收镜像抑制混频器元器件都集成在芯片上，可以减少滤波器成本。电源电压为 2.7V~4.8V，可以采用电池供电。接收通道包含一个可调增益的 LNA 和镜像抑制下的变频器，镜像抑制比 35dB。发射器由可变增益的中频 IF 放大器（增益控制范围为 35dB）、镜像抑制上变频器（镜像抑制为 35dB）、功率放大器（输出功率为 +2dBm）（功率放大器在一些应用中作为末级功率放大器的驱动级）组成。本机振荡器仅需要外接变容二极管和 LC 谐振回路即可工作。集成 64/65 分频器。低功耗模式电流消耗仅为 0.5μA。可用于 FSK、BPSK 和 QPSK 调制。

4.2.2 主要性能指标

MAX2420/ MAX2421/ MAX2422/ MAX2460/ MAX2463 的主要性能指标如表 4.2.1 和表 4.2.2 所示。

表 4.2.1 MAX2420/MAX2421/MAX2422/MAX2460/MAX2463 的主要性能指标

参 数	最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
电源电压	2.7		4.8	V
接收器电流		23	36	mA
发射器电流		26	42	mA
低功耗电流		0.5	10	μA
数字输入高电平	2.4			V

续表

参 数	最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
数字输入低电平			0.45	V
频率范围	800		1000	MHz
IF 频率范围	见表 4.2.2			
镜像频率抑制		35		dB

表 4.2.2 IF 频率范围

型 号	IF FREQ /MHz	抑 制 类 型	LO FREQ
MAX2420	10.7	高端	$f_{RF}+10.7\text{MHz}$
MAX2421	46	高端	$f_{RF}+46\text{MHz}$
MAX2422	70	高端	$f_{RF}+70\text{MHz}$
MAX2460	10.7	低端	$f_{RF}-10.7\text{MHz}$
MAX2463	110	低端	$f_{RF}-110\text{MHz}$

4.2.3 芯片封装与引脚功能

MAX2420/MAX2421/MAX2422/MAX2460/MAX2463 采用 SSOP-28 封装，如图 4.2.1 所示。各引脚功能如下。

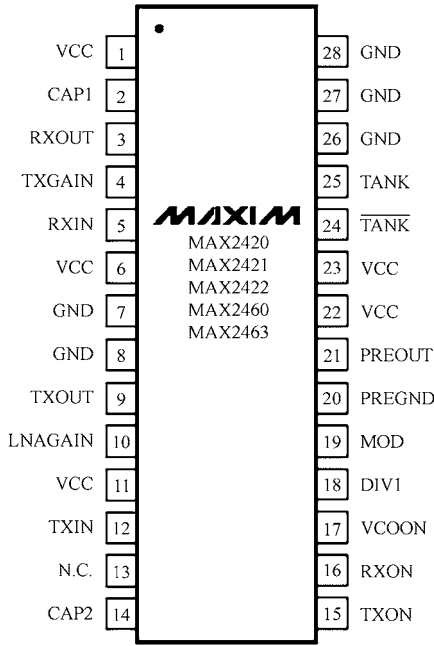


图 4.2.1 芯片引脚封装形式

引脚 1: VCC, 电源电压输入。连接 47pF 和 0.1μF 的电容到 GND。

引脚 2: CAP1, 接收偏置补偿。连接 47pF 和 0.01μF 的电容到 GND。

引脚 3: RXOUT, 单端, 330ΩIF 输出, AC 耦合到这个引脚端。

引脚 4: TXGAIN, 发射器增益控制输入。

引脚 5: RXIN, 接收器射频输入。

引脚 6: VCC, 接收器 LNA 电源电压输入。连接 47pF 的电容到 GND。

引脚 7: GND, 地。

引脚 8: GND, 地。

引脚 9: TXOUT, 功率放大器驱动级输出。

引脚 10: LNAGAIN, LNA 增益控制输入。

引脚 11: VCC, 电源电压。

引脚 12: TXIN, 发射器 IF 输入, 330Ω, 单端, AC 耦合。

引脚 13: N.C., 空脚。

引脚 14: CAP2, 发射器偏置补偿电容。连接 47pF 和 0.01μF 的电容到 GND。

引脚 15: TXON, 发射电路部分使能。逻辑高电平有效。

引脚 16: RXON, 接收电路部分使能。逻辑高电平有效。

引脚 17: VCOON, VCO 电路部分使能。逻辑高电平有效。

引脚 18: DIV1, 分频器电路部分使能。逻辑低电平有效。

引脚 19: MOD, 分频系数控制, 逻辑高电平 64 分频。逻辑低电平 65 分频。

引脚 20: PREGND, 分频器地。

引脚 21: PREOUT, 分频器/振荡器输出。

引脚 22: VCC, 分频器电源电压

引脚 23: VCC, VCO 电源电压。

引脚 24: $\overline{\text{TANK}}$, 振荡器谐振回路。

引脚 25: TANK, 振荡器谐振回路。

引脚 26: GND, VCO 地。

引脚 27: GND, 地。

引脚 28: GND, 地。

4.2.4 内部结构与工作原理

MAX2420/ MAX2421/ MAX2422/ MAX2460/ MAX2463 的内部结构如图 4.2.2 所示。芯片内部包含有接收电路、发射电路、移相器、VCO、LNA、功率放大器等电路。射频信号从 RXIN 输入, 经过下变频器变频后输出。发射信号经过上变频器变频后, 通过功率放大器输出射频信号。

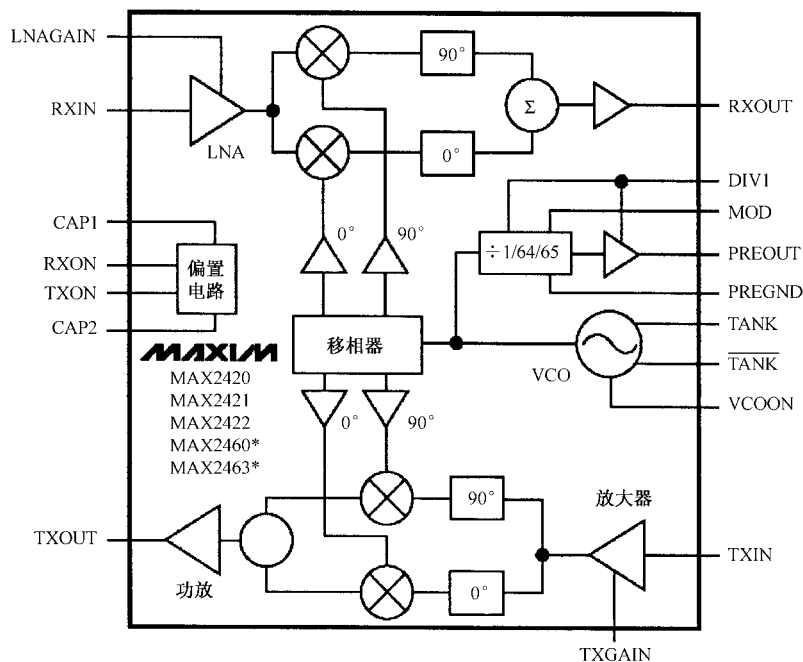


图 4.2.2 芯片内部结构方框图

4.2.5 应用电路设计

MAX2420/ MAX2421/ MAX2422/ MAX2460/ MAX2463 的应用电路如图 4.2.3 所示, 对

应的印制版图如图 4.2.4 所示。

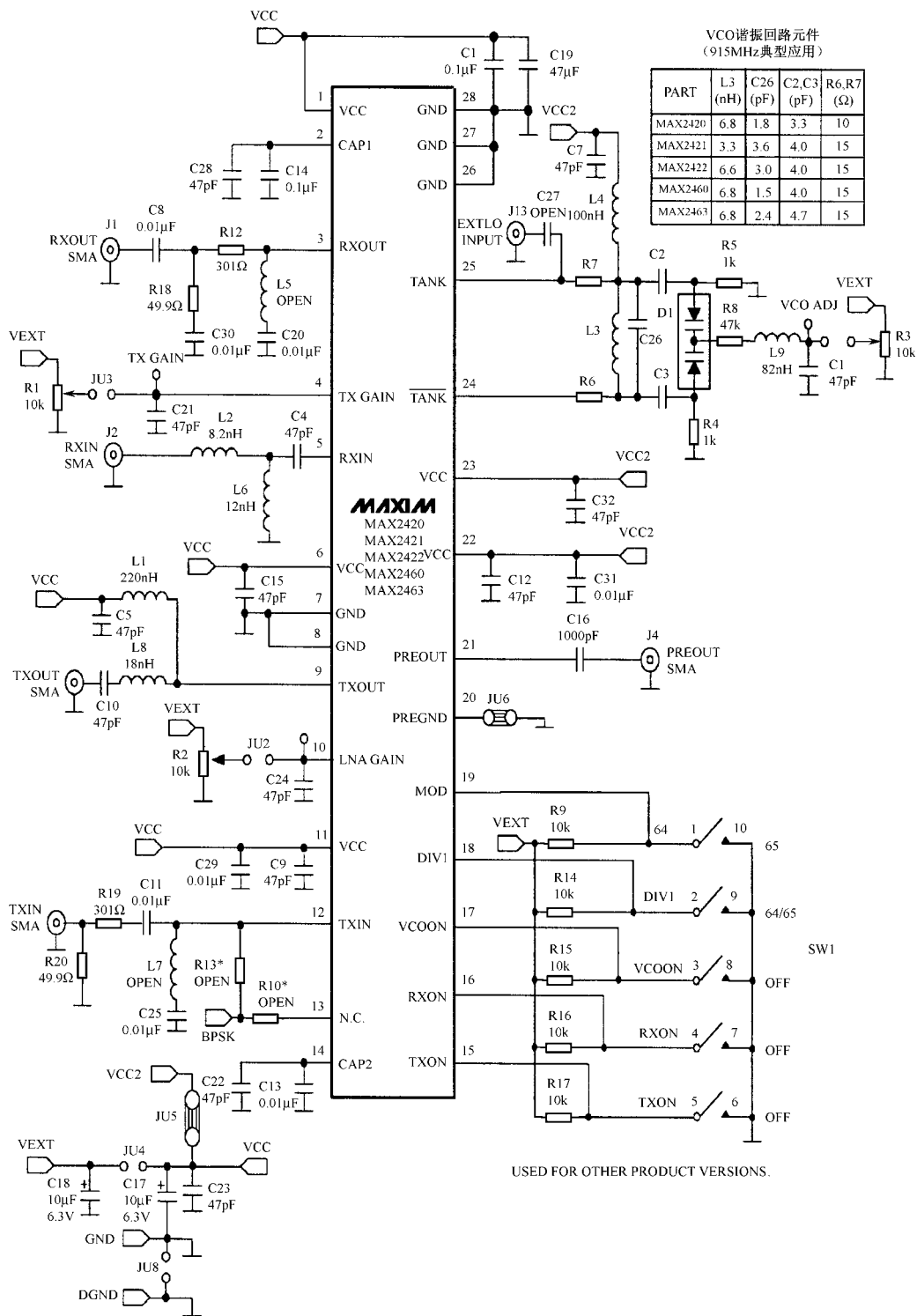
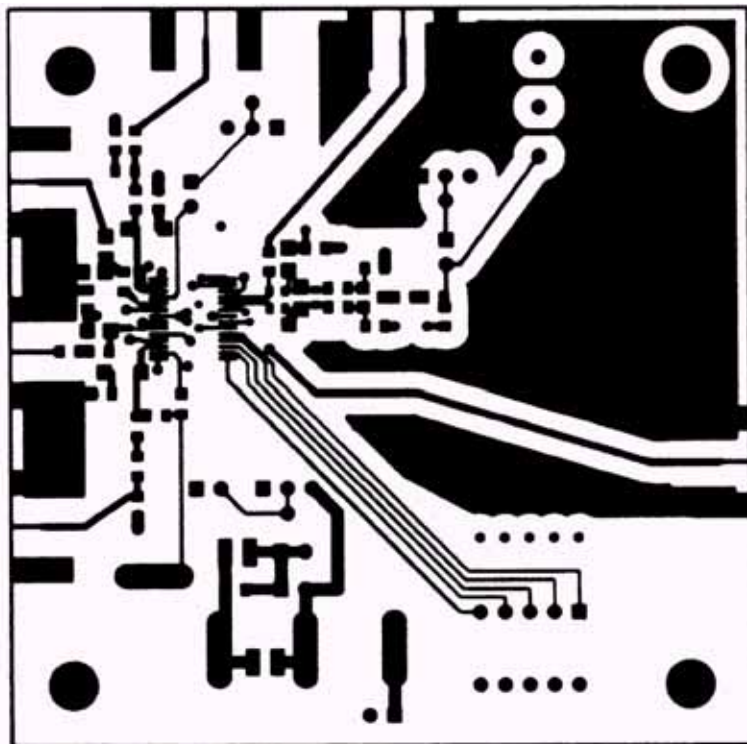
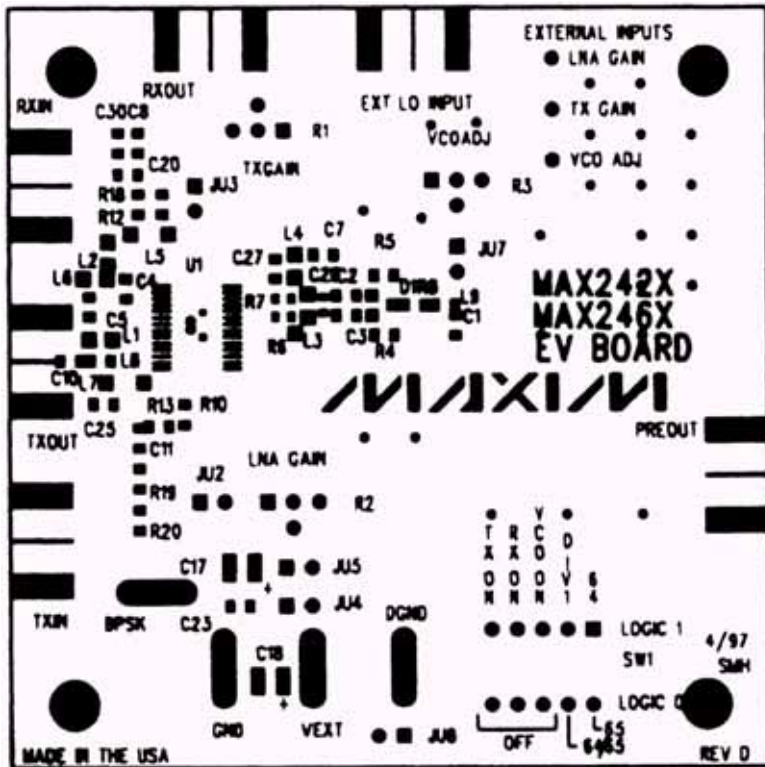
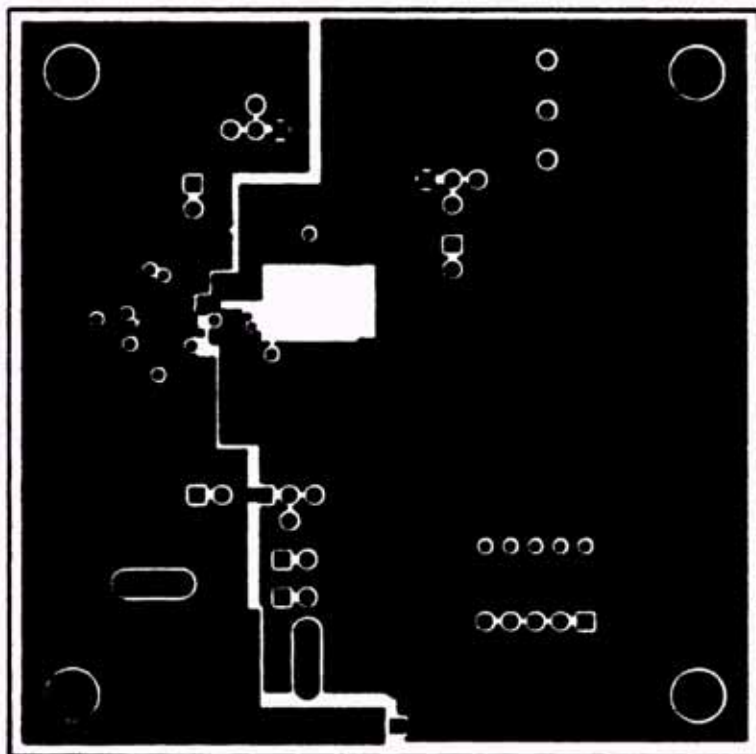
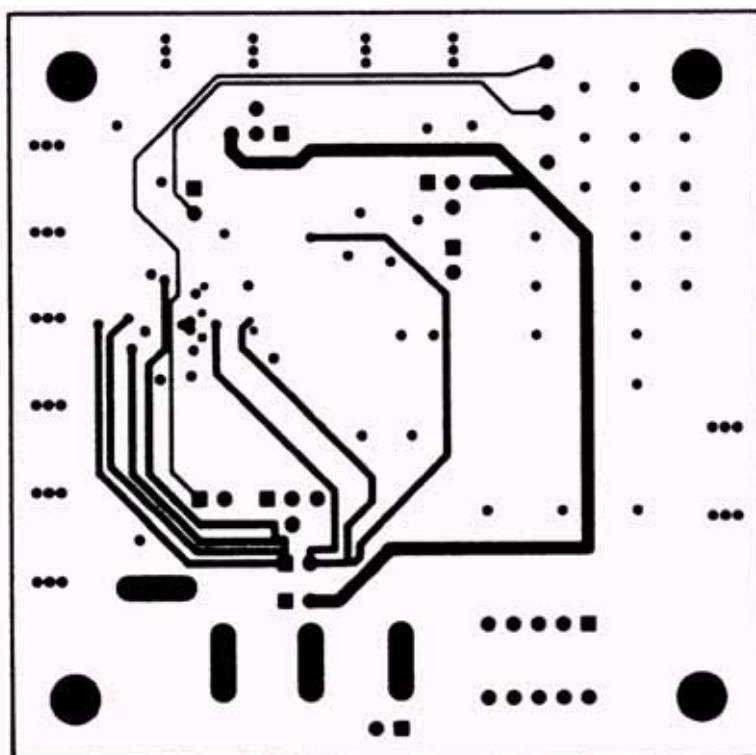


图 4.2.3 芯片应用电路

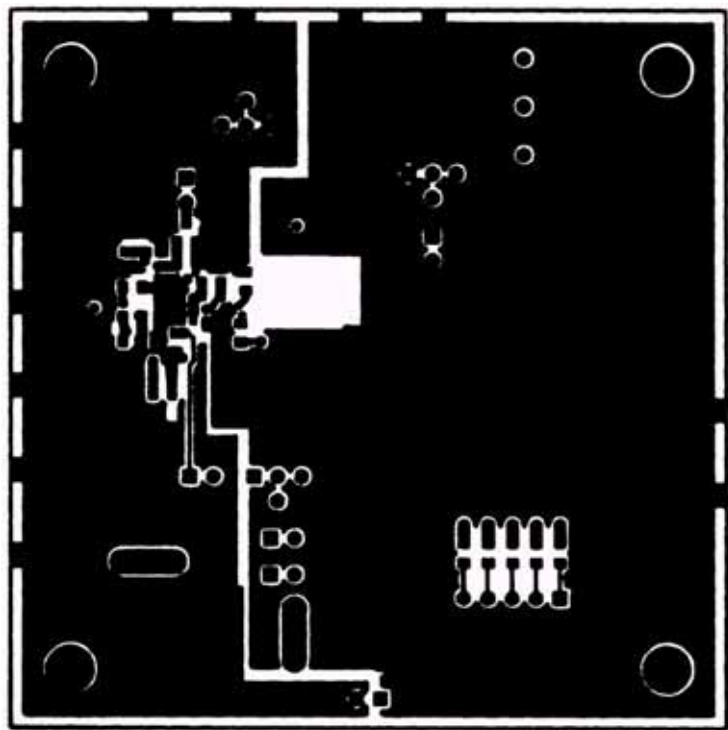




(c) 印制板接地面



(d) 印制板电源板面



(e) 印制板焊接面

图 4.2.4 应用电路印制板图

4.3 全球定位系统 GPS 接收机射频芯片 MAX2740 的原理与应用电路设计

4.3.1 概述

全球定位系统（GPS Global Positioning System）是基于无线电的、具有全球性、全天候连续的精密三维导航与定位能力的新一代卫星导航与定位系统，主要由空间星座、地面监控和用户设备三部分组成。地面监测网连续跟踪观测卫星，计算编制卫星星历和卫星钟差等参数，并将其注入到卫星的存储器中。卫星连续发射双频无线电信号和导航电文，用户设备利用接收到的卫星信号测定用户至卫星的距离，或多普勒频移等观测量。根据接收的导航电文，计算所观测时刻的卫星位置和速度，根据观测量和卫星位置、速度，解算出用户的位置和速度。用户设备的核心是 GPS 接收机，由 RF 部分、扩谱相关器及数据解调部分、定位解算及显示部分组成。接收机设计的关键及成本主要取决于 RF 前端。GPS 接收机射频芯片 MAX2740 提供了从天线到数字化输入之间完备的 GPS 接收方案，信号通道包括低噪声放大器 LNA、两级下变频器、可变增益/固定增益放大器、VCO、频率合成器等。

4.3.2 主要技术指标

MAX2740 的主要技术指标如表 4.3.1 所示。

表 4.3.1 MAX2740 主要技术指标

参 数	最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
电源电压	2.7		3.3	V
电源电流		55.1	84.3	mA
AGC 电压范围	0.5		2.5	V
AGC 电流	-50		+50	mA
LNA 增益	13.1	16.0	17.2	dB
RF 混频器转换增益		22.6		dBm
IF 混频器转换增益		36.3		dBm
可变增益放大器增益	-54.7		15.1	dB
固定增益放大器增益		39.8		dB
合成器 VCO 相位噪声		-91.5		dBc/Hz
外接 GLONASS 调谐器 输出频率		90		MHz
PFD 摆动幅度		250		mV

4.3.3 芯片封装与引脚功能

MAX2740 采用 TQFP-EP-48 封装，如图 4.3.1 所示，各引脚功能介绍如下。

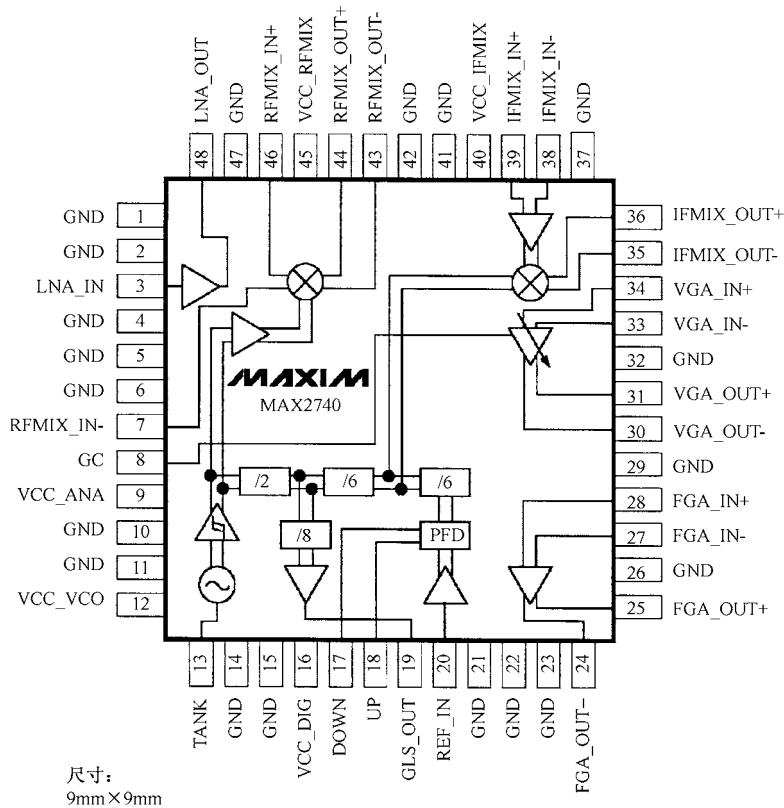


图 4.3.1 MAX2740 引脚封装形式

- 引脚 1, 2, 4, 5, 6, 10, 11, 14, 15, 21, 22, 23, 26, 29, 32, 37, 41, 42, 47: GND, 地, 连接到地。
- 引脚 3: LNA_IN, LNA 电路输入。需要匹配网络和隔直电容。
- 引脚 7: RFMIX_IN-, RF 输入到混频器, 交流耦合, 耦合电容 100pF。
- 引脚 8: GC, 直流控制电压, 设置 VGA 的增益, 高输入阻抗, 电压范围 0.5~2.5V。
- 引脚 9: VCC_ANA, 模拟电路电源电压, 这个引脚端连接一个 0.01 μ F 的电容到地。
- 引脚 12: VCC_VCO, VCO 电路电源电压, 这个引脚端连接一个 1000pF 的电容到地。
- 引脚 13: TANK, 连接一个 VCO 谐振器。
- 引脚 16: VCC_DIG, 芯片数字电路电源电压, 这个引脚端连接一个 0.01 μ F 的电容到地。
- 引脚 17: DOWN, 相频检波器输出, VCO 的相位超前基准相位, 输出为高电平。
- 引脚 18: UP, 相频检波器输出, VCO 的相位迟后基准相位, 输出为高电平。
- 引脚 19: GLS_OUT, 90MHz 时钟输出, 需要外接隔直电容。
- 引脚 20: REF_IN, 合成器基准输入。
- 引脚 24: FGA_OUT-, FGA 反相输出, 需要隔直电容。
- 引脚 25: FGA_OUT+, FGA 同相输出, 需要隔直电容。
- 引脚 27: FGA_IN-, FGA 反相输入, 需要隔直电容。
- 引脚 28: FGA_IN+, FGA 同相输入, 需要隔直电容。
- 引脚 30: VGA_OUT-, VGA 反相输出, 需要隔直电容。
- 引脚 31: VGA_OUT+, VGA 同相输出, 需要隔直电容。
- 引脚 33: VGA_IN-, VGA 反相输入, 需要隔直电容。
- 引脚 34: VGA_IN+, VGA 同相输入, 需要隔直电容。
- 引脚 35: IFMIX_OUT-, IF 混频器反相输出, 需要隔直电容。
- 引脚 36: IFMIX_OUT+, IF 混频器同相输出, 需要隔直电容。
- 引脚 38: IFMIX_IN-, IF 混频器反相输入, 需要隔直电容。
- 引脚 39: IFMIX_IN+, IF 混频器同相输入, 需要隔直电容。
- 引脚 40: VCC_IFMIX, IF 下变换器电源电压, 这个引脚端连接一个 1000pF 的电容到地。
- 引脚 43: RFMIX_OUT-, RF 下变换器输出 (同 RFMIX_OUT+)
- 引脚 44: RFMIX_OUT+, RF 下变换器的发射极开路输出, 需要外接 1.2k Ω 的下拉电阻, 需要隔直电容。
- 引脚 45: VCC_RFMIX, RF 下变换器电源电压, 这个引脚端连接一个 100pF 的电容到地。
- 引脚 46: RFMIX_IN+, RF 混频器输入, 需要隔直电容。可以利用匹配网络中的电容。
- 引脚 48: LNA_OUT, LNA 输出, 需要上拉电感和隔直电容。可以是匹配网络结构。

4.3.4 内部结构与工作原理

如图 4.3.1 所示, MAX2740 内部采用两级变频结构: 第一级下变频 RF 混频器将载波 1.57542 GHz 的 GPS 输入信号下变频至 135.42MHz 的第一中频; 第二级下变频器 IF 混频器将信号混频至最终的 15.42MHz 中频。RF 混频器输入端由外部提供匹配, 50 Ω RF 声表面波滤波器用于抑制镜频信号, 中频输出通过低输出阻抗的射极跟随器提供, 便于直接驱动阻抗为 400 Ω 的 135MHz 中频 SAW。中频混频器在保证足够的 IIP3 和噪声系数要求的前提下可提

供较高的转换增益，射极跟随器输出直接驱动外部由分立元件组成的高阻、差分、三阶低通滤波器。IF 混频器输出信号被送入一个增益控制范围达 50dB 的 AGC 放大器，总的接收器增益大于 100dB。采用两级下变频结构，第一中频 SAW 所提供的高选择性，可使系统获得优异的抗干扰能力。MAX2740 的输出信号为差分方式，使后续的重自适应数字化具有很高的接收灵敏度和抑制带内干扰信号的能力。内置集成频率合成器从 20MHz 外部基准产生两级下变频所需要的本振信号：120MHz 和 1.44GHz。外接电感或陶瓷谐振器组成的 VCO 谐振网络具有极低的相位噪声，使本振抖动降至最小，这使 MAX2740 对于采用载波相位技术，要求亚厘米精度的产品如高精度遥测来说也非常理想。

4.3.5 应用电路设计

图 4.3.2 为利用 MAX2740 构成的 GPS 射频前端电路，该电路元器件参数如表 4.3.2 所示。由天线接口、MAX2740、AGC 控制环路、频率合成器控制环路和适当的外部元件组成。外部元器件包括：用于镜频抑制和频道选择的滤波器、环路控制放大器、谐振腔及 VCO 调谐器。信号由天线进入片内 LNA 之前首先进行外部滤波，以便抑制镜频干扰。LNA 匹配电路输入端采用一串联电容，输出端采用一个连接至 V_{cc} 的并联电感和一个串联电容。集成化的低噪声放大器具有 2.2dB (50Ω 源阻抗) 的典型噪声系数。MAX2740 能够提供足够的低噪声射频增益，以弥补因声表面波 SAW 滤波器的高选择性所造成的严重信号损失，保证不降低接收灵敏度。

应用电路的印制板图如图 4.3.3 所示。

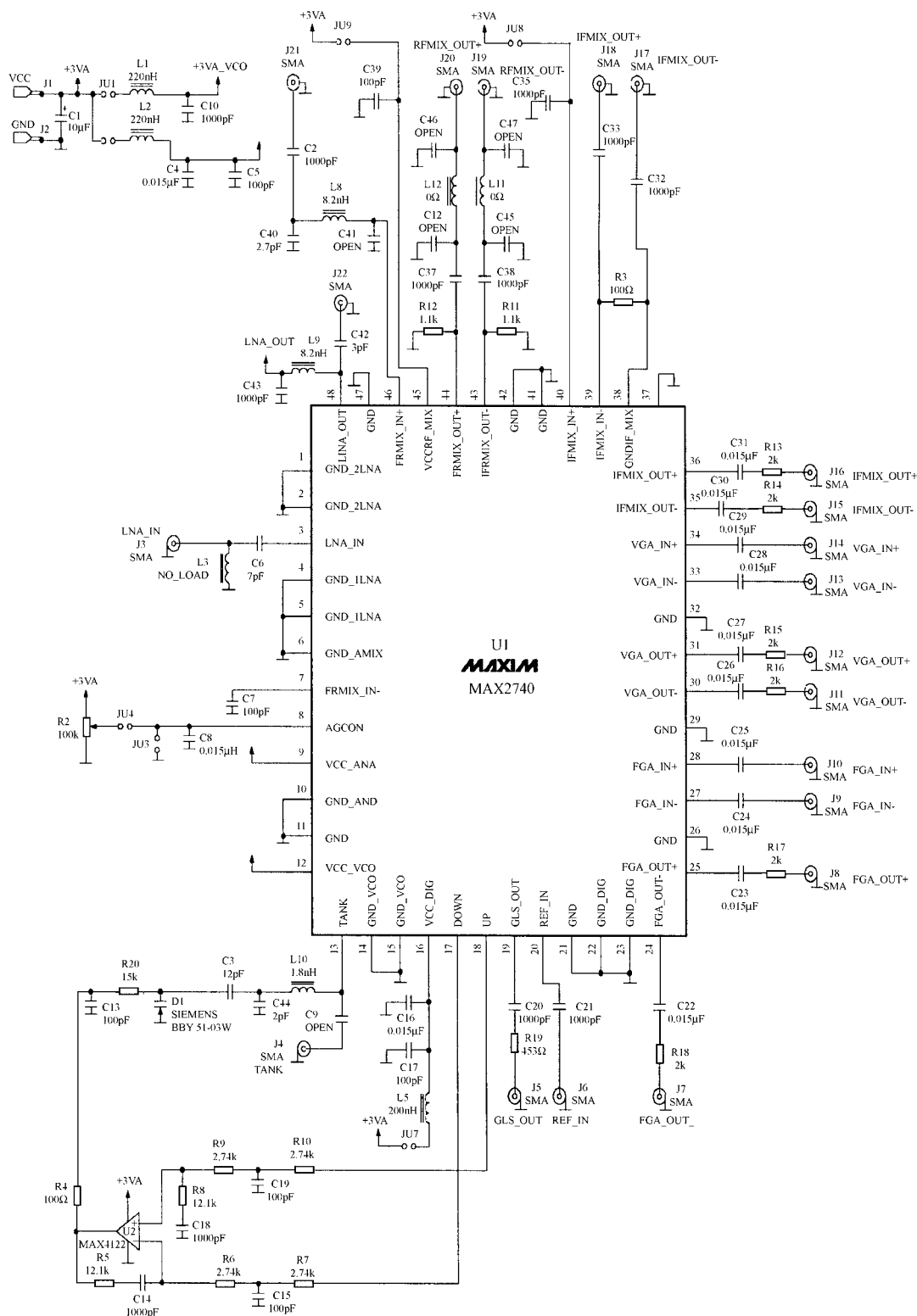
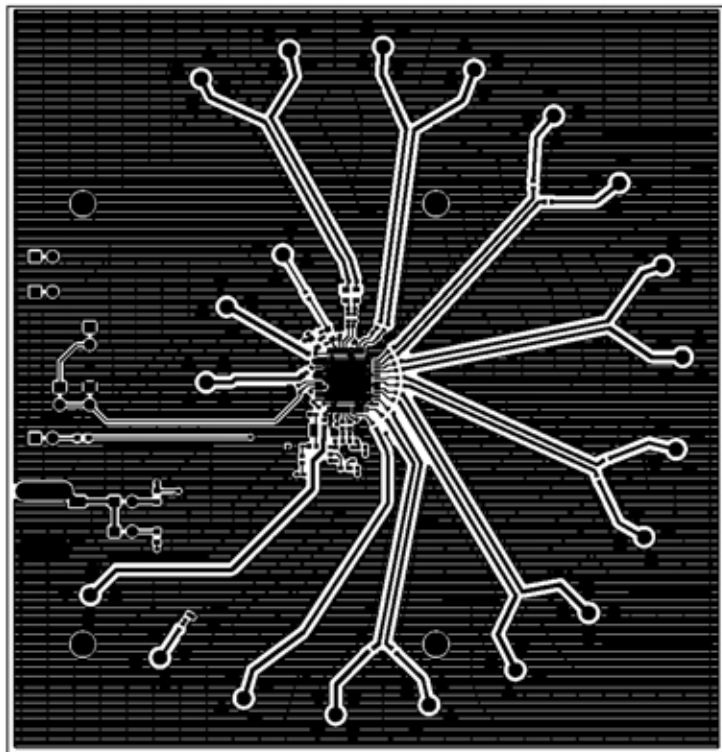


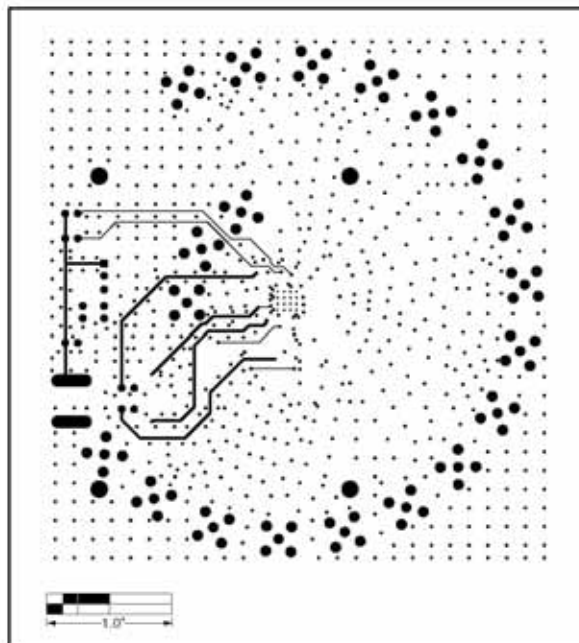
图 4.3.2 利用 MAX2740 构成的 GPS 射频前端电路

表 4.3.2 电路元器件参数

符 号	数 量	参 数
C1	1	10 μ F \pm 10% 钽电容 AVX TAJC106K016R
C2, C10, C14, C18, C20, C21, C32, C33, C35, C36, C37, C38, C43	12	1000pF \pm 10% 陶瓷电容 (0402) Murata GRM36 \times 7R102K050A
C3	1	12pF \pm 5% 陶瓷电容 (0402) Murata GRM36COG120J050A
C4, C8, C16, C22-C31	13	0.15 μ F \pm % 陶瓷电容 (0402) Murata GRMX5R153K016A
C5, C7, C13, C15, C17, C19, C39	7	100pF \pm 5% 陶瓷电容 (0402) Murata GRM36COG101J050A
C6	1	7pF \pm 0.1pF 陶瓷电容 (0402) Murata GRM36COG070B050A
C9, C12, C41, C45, C46, C47	6	可忽略
C40	1	2.7pF \pm 0.1pF 陶瓷电容 (0402) Murata GRM36COG2R7B050A
C42	1	3pF \pm 0.1pF 陶瓷电容 (0402) Murata GRM36COG030B050A
C44	1	2pF \pm 0.1pF 陶瓷电容 (0402) Murata GRM36COG020B050A
D1	1	BBY51-03W Siemens 变容二极管
R2	1	100 Ω 可变电阻 Bourns 3796W Digi-Key
R3, R4	2	100 Ω \pm 5% 电阻 (0402)
R5, R8	2	12.1k Ω \pm 1% 电阻 (0402)
R6, R7, R9, R10	4	2.74k Ω \pm 1% 电阻 (0402)
R11, R12	2	1.2k Ω \pm 1% 电阻 (0402)
R13~R18	6	2k Ω \pm 1% 电阻 (0402)
R19	1	453 Ω \pm 1% 电阻 (0402)
R20	1	15k Ω \pm 1% 电阻 (0402)
L1, L2, L5	3	220nH 电感 Toko LL 1608-FSR22J
L8, L9	2	8.2nH 电感 Toko LL 1608-FH8N2K
L3	1	可忽略
L10	1	1.8nH 可忽略 Murata IQP10A1N8B00
L11, L12	2	0 Ω 电阻 (0603)



(a) 印制板元器件面



(b) 印制板电源板面

图 4.3.3 应用电路印制板图

4.4 数字卫星接收机 (DBS) 变频调谐器芯片 MAX2102/MAX2105 的原理与应用电路设计

4.4.1 概述

数字卫星通信具有通信稳定、噪声低、失真小、覆盖区域广、传输距离长等特点。数字卫星接收机系统按分布位置不同,分为室外单元(接收天线、低噪声放大及下变频模块——LNB)和室内单元(DVB-S 机顶盒),室外单元的主要作用是把来自卫星的微弱信号(C 波段或 Ku 波段)进行宽带低噪声放大,并下变频至 950MHz~2150MHz 的 L 波段,通过电缆送至室内单元——数字卫星机顶盒。其中 TUNER(调谐器)完成把 L 波段信号变换到一组正交输出的 I/Q 基带信号,是数字卫星机顶盒的一个关键部件,它关系到整机性能指标的优劣。

MAX2102/MAX2105 是一种廉价的直接变换型调谐器 IC,专为数字直接广播卫星(DBS)接收机设计,采用宽带 I/Q 下变频,直接将信号从 L 波段调谐至基带。由于省去了中频本振、中频混频和声表面波滤波器,大大降低了系统成本,并有效节省了线路板尺寸。MAX2102 工作频率范围为 950MHz~2150MHz,自动增益控制(AGC)动态范围可调,最大动态范围 50dB,对应的射频输入功率为-69dBm~-19dBm。噪声系数典型值为 13.2dB,射频输入为 1450MHz 时,三阶互调干扰(IP3)为 6.5dBm。

4.4.2 主要性能指标

MAX2102/ MAX2105 的主要性能指标如表 4.4.1 所示。

表 4.4.1 MAX2102/ MAX2105 的主要性能指标

参 数	最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
电源电压	4.75		5.25	V
电流消耗		150	195	mA
逻辑输入低电平			0.8	V
逻辑输入高电平	2.0			V
RF 频率范围	950		2150	MHz
AGC 范围	41		50	dB
噪声图	11.2		15.7	dB
LO 输入频率范围	950		2150	MHz
分频系数	64		65	

4.4.3 芯片封装与引脚功能

MAX2102/MAX2105 采用 SO-28 封装,各引脚功能如下。

引脚 1: VCC, 基带+5V 电源,连接 0.1μF 和 10pF 电容到地。

引脚 2: IOUT, I 通道基带输出。

引脚 3, 12 GND, 基带地。

引脚 4, 6, 20, 23: VCC, RF+5V 电源, 连接 22pF 电容到地。

引脚 5: GND, 地。

引脚 7: RFIN, RF 同相输入, 通过一个 22pF 电容连接到 50Ω 信号源。

引脚 8: $\overline{\text{RFIN}}$, RF 反相输入, 通过一个 22pF 电容连接到 50Ω 信号源。

引脚 9, 11, 19, 24: GND, RF 地。

引脚 10: AGC, AGC 控制电压, 连接一个 1 000pF 的电容到地。

引脚 13: QOUT, Q 通道基带输出。

引脚 14: VCC, 基带+5V 电源, 连接 0.1μF 和 10pF 电容到地。

引脚 15: QDC, Q 通道漂移补偿同相输入, 连接一个 0.22μF 的电容在 QDC 和 $\overline{\text{QDC}}$ 之间。

引脚 16: $\overline{\text{QDC}}$, Q 通道漂移补偿反相输入, 连接一个 0.22μF 的电容在 QDC 和 $\overline{\text{QDC}}$ 之间。

引脚 17: $\overline{\text{IDC}}$, I 通道漂移补偿反相输入, 连接一个 0.22μF 的电容在 IDC 和 $\overline{\text{IDC}}$ 之间。

引脚 18: IDC, I 通道漂移补偿同相输入, 连接一个 0.22μF 的电容在 IDC 和 $\overline{\text{IDC}}$ 之间。

引脚 21: $\overline{\text{LO}}$, 本机振荡器输入。

引脚 22: LO, 本机振荡器输入。

引脚 25: PSGND, 分频器地。

引脚 26: PSOUT, 分频器输出。

引脚 27: MOD, 分频器模式控制。

引脚 28: VCC, 分频器电源。

4.4.4 内部结构与工作原理

MAX2102/ MAX2105 的内部结构如图 4.4.1 所示。

MAX2102/MAX2105 内部电路包括: 带有自动增益控制 (AGC) 的低噪声放大器、I/Q 下变频混频器、本振缓冲器、90° 正交发生器、预标定器和基带放大器等, 本振信号通过 LO、 $\overline{\text{LO}}$ 引脚接入本振缓冲器, 本振输入功率需大于-15dBm、小于-5dBm, 通过 MAX2102 内部电路, 保持片内本振信号电平稳定。射频输入经 AGC 放大驱动, 分别送入两路混频器输入端, 与混频器本振口提供的相位差为 90° 本振信号混频, 产生的 I/Q 基带信号分别由 I、Q 通道基带放大器放大后输出, 输出信号可驱动特征阻抗为 100Ω 的低通滤波器。基带-3dB 输出带宽大于 90MHz。

4.4.5 应用电路设计

MAX2102/ MAX2105 的典型应用电路如图 4.4.2 所示, 印制板图如图 4.4.3 所示, 电路元器件参数如表 4.4.2 所示。

图 4.4.4 所示电路为 MAX2102/ MAX2105 与外部振荡器、PLL 合成器 (TSA5055) 共同构成的 DBS 调谐器。数字卫星的服务信息由转发器发送, 采用 C 波段 (3.6GHz~4.2GHz) 或 Ku 波段 (11GHz~12GHz), 经卫星蝶型天线上的低噪声功能块 (LNB) 下变频后, 信号的频率范围大约为 1GHz~2GHz, 通过匹配网络送入 75Ω 电缆的 F 连接器。为改善系统的噪声特性, 在 F 连接器与射频输入前需加预放大器或 PIN 二极管衰减器, 也可选用双门极 GaS FET。PIN 衰减器与 MAX2102/MAX2105 的 AGC 控制器采用同一控制电压, 这样, 就可以用基带信号处理器产生的 AGC 控制信号控制整个调谐器。MAX2102 振荡器输入端口 (LO、

$\overline{\text{LO}}$) 有两种输入模式: 单端输入与差模输入, 采用差模输入可降低本振信号在射频输入端的泄漏, 混频输出在 2 倍本振频率处有较小的伪信号电平。差模输入时应注意保证 LO 与 $\overline{\text{LO}}$ 通道完全对称, 本振信号幅度要满足规格书的要求, LO 幅度过小会影响正交特性; LO 幅度过高会在射频输入端产生较大的本振泄漏。由于 MAX2102/ MAX2105 为直接变换型接收器, 外部本振信号的振荡频率必须与所选择的射频输入频率保持一致。

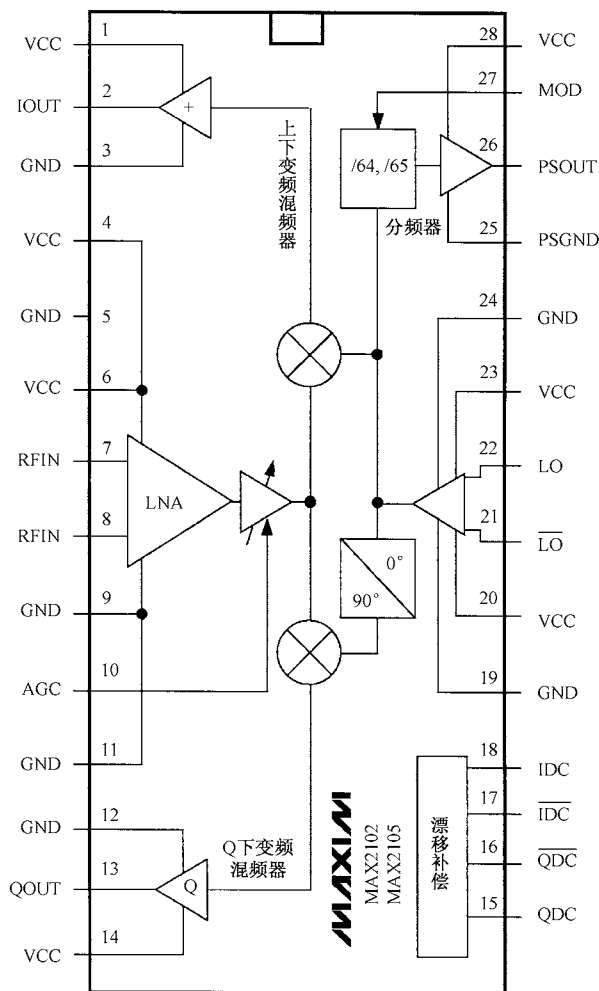


图 4.4.1 MAX2102/ MAX2105 的内部结构

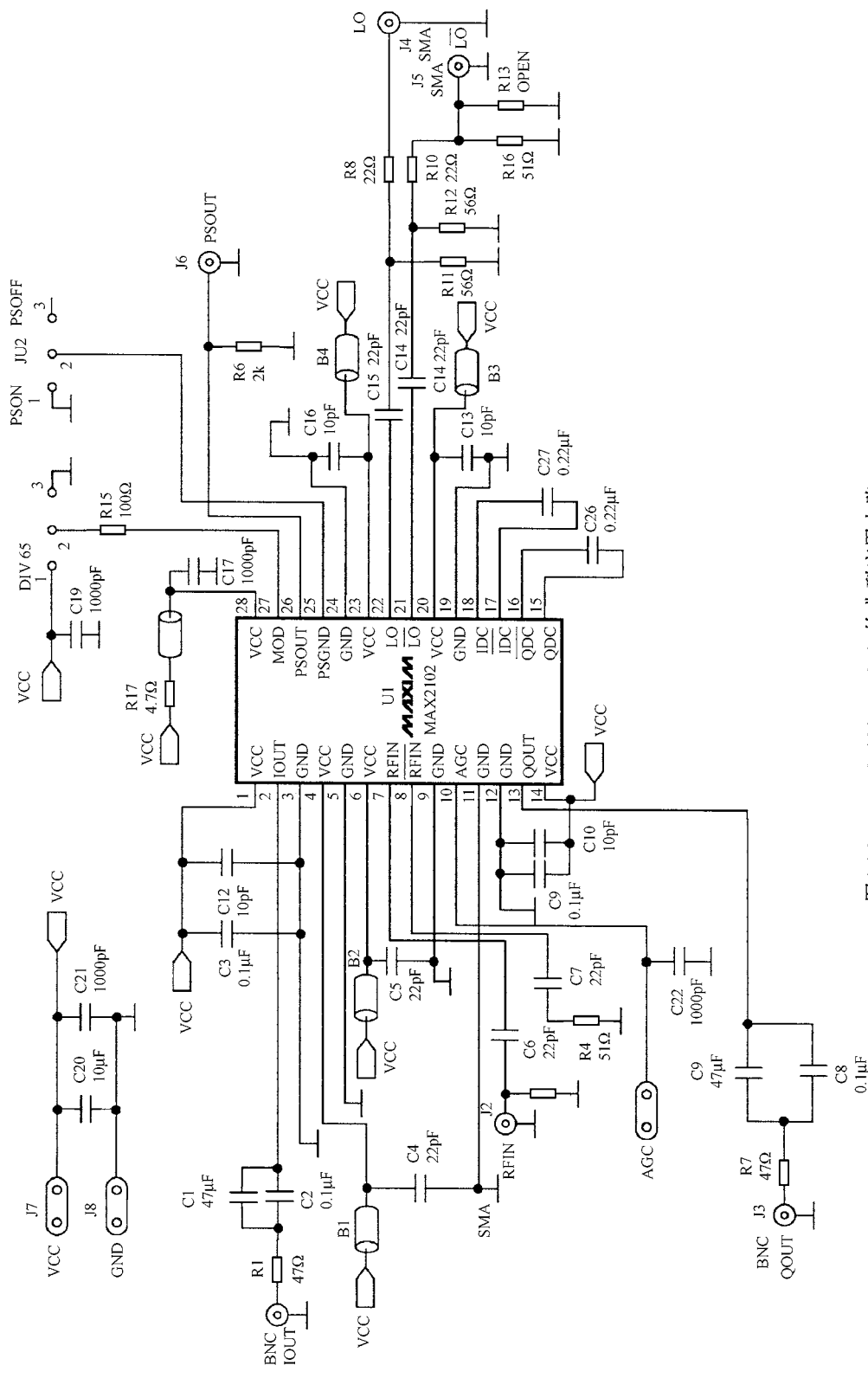
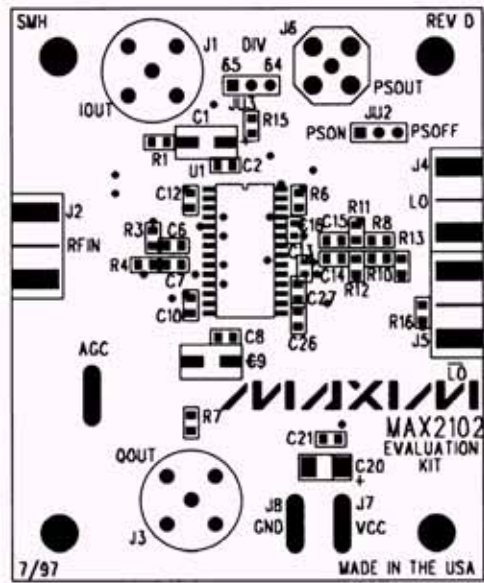


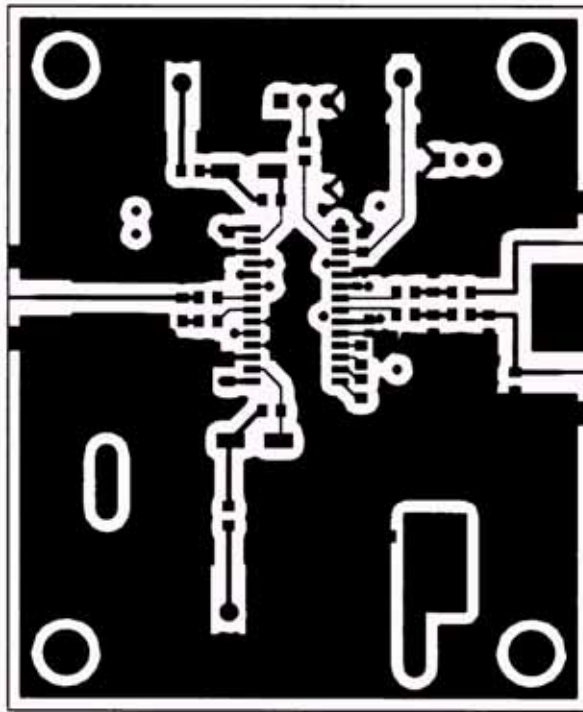
图4.4.2 MAX2102/MAX2105的典型应用电路

表 4.4.2 MAX2102/ MAX2105 的典型应用电路元器件参数

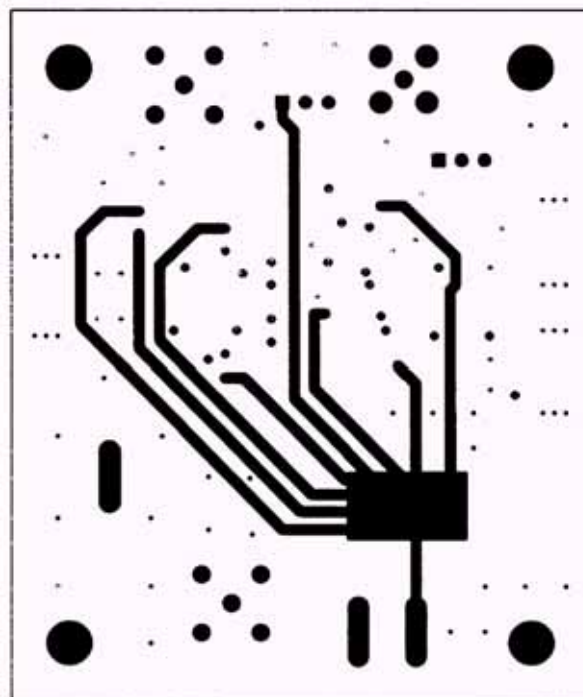
符号	数量	参数
B1~B5	5	表面安装式磁芯 Panasonic EXC-CL3216U
C1, C9	2	47μF, 10V, ±20%电解电容 Panasonic ECE-V1AA47OP
C2, C3, C8, C11	4	0.1μF, 50V(min), 10%陶瓷电容
C4~C7, C14, C15	6	22pF, 50V(min), 10%陶瓷电容
C10, C12	2	10pF, 50V(min), 10%陶瓷电容
C13, C16	2	10pF, 50V(min), 10%陶瓷电容
C17, C19, C21, C22	4	100pF, 50V(min), 10%陶瓷电容
C20	1	10μF, 16V, 20%钽电容 AVX TUJC106M106
C26, C27	2	0.22μF, 50V(min), 10%陶瓷电容
J1, J3	2	BNC 连接器
JW, J4, J5	3	边端 SMA 连接器
J6	1	探针式连接器
JU2, JU3	2	3 端子连接器
		分流器
R1, R7	2	47Ω, 5%电阻
R3, R13	2	开路
R4, R16	2	51Ω, 5%电阻
R6	1	2kΩ, 5%电阻
R8, R10	2	22Ω, 5%电阻
R11, R12	2	56Ω, 5%电阻
R15	1	100Ω, 5%电阻
R17	1	4.7Ω, 5%电阻
U1	1	Maxim MAX2102CWI(28-pin SO)
None	1	MAX2102 电路板
None	1	MAX2102 数据手册



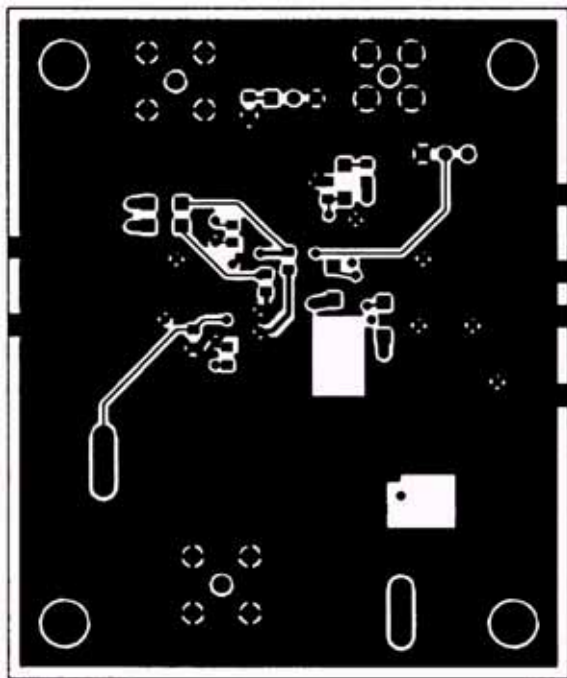
(a) 印制板元器件布局图



(b) 印制板元器件焊接面



(c) 印制板电源板面



(d) 印制板底板面

图 4.4.3 应用电路印制板图

当频率合成器带有预标定器时, 通过将 MAX2102/ MAX2105 的 PSGND 引脚浮空, 关闭 MAX2102/ MAX2105 内部预标定器。需要采用 MAX2102/ MAX2105 的预标定器时, 将 PSGND 接地。也可以用 MOS FET 开关控制 PSGND 引脚, 打开或关闭预标定器, 选用 MOS FET 的吸取电流要能达到 15mA。预标定器输出 PSOUT 需外接 2k Ω 下拉电阻, 可驱动典型 CMOS 负载 (10 k Ω 并联 5pF)。MAX2102/ MAX2105 的 I、Q 通道输出基带信号摆幅大于 2V, 能够驱动 100 Ω 负载。在直接变换型调谐器中, 由于采用宽带 I/Q 下变频器, 系统需对下变频后的信号做滤波处理, 以消除 A/D 转换器的混叠失真, IOOUT、QOUT 与 5 阶或 7 阶低通滤波器采用交流耦合方式连接, 低通滤波器的电感、电容可参考手册的推荐值 (见表 4.4.3) 进行选择。一般滤波后的信号在送入 A/D 转换器前还需进行放大, 可选用双视频放大器 (如 MAX4216) 放大 I、Q 基带信号; 另外, Maxim 公司的 A/D 转换器 MAX1002/ MAX1005 内部带有前置放大器, 最小转换信号幅度 (峰-峰值) 为 125mV, 比较适合此类应用。

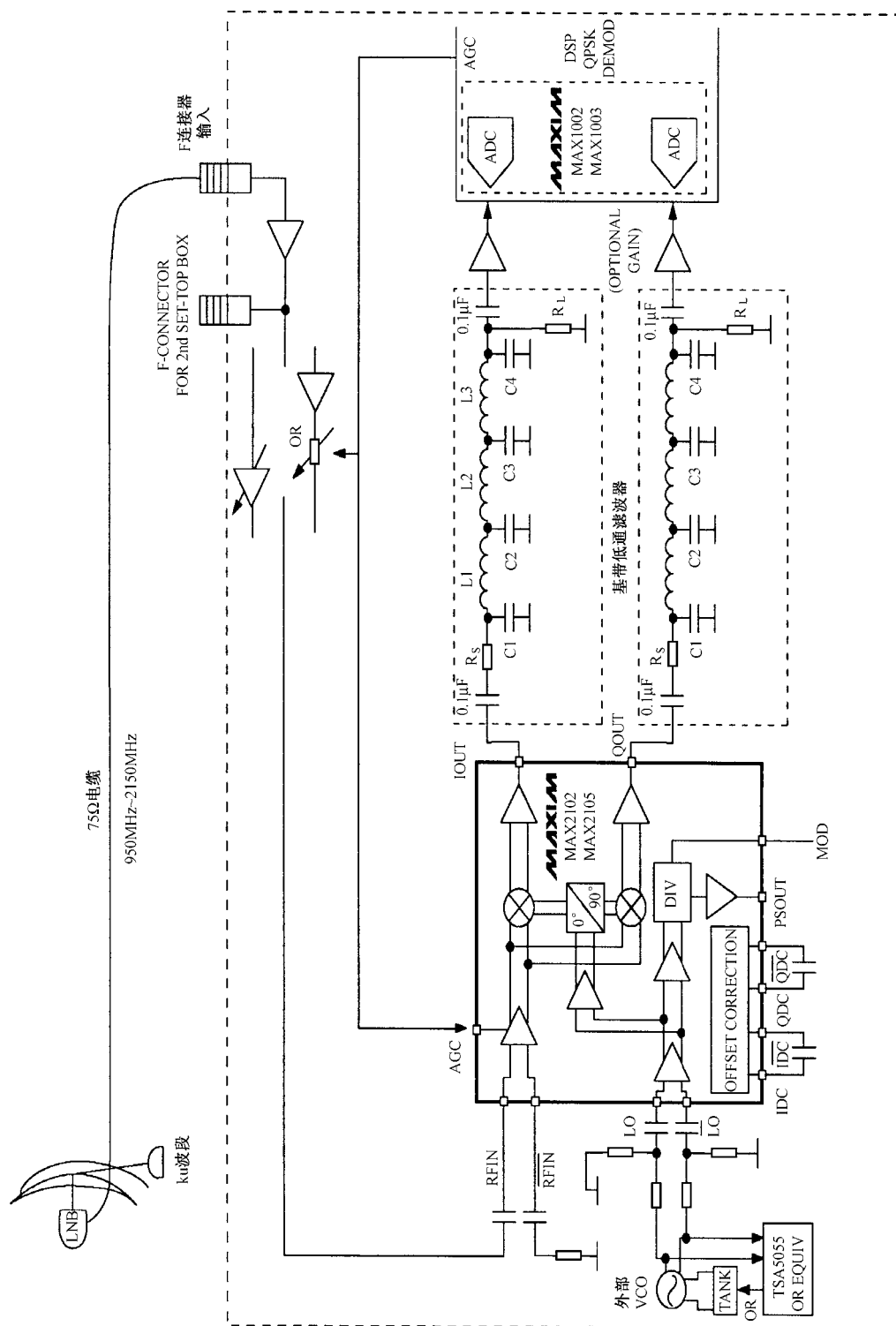


图4.4.4 MAX2102/MAX2105与外部振荡器、PLL合成器共同构成的DBS调谐器

表 4.4.3 低通滤波器元件值选择表

ADC 采样 速率 Msps	滤波器类型	RS /Ω	C1 /pF	L1 /nH	C2 /pF	L2 /nH	C3 /pF	L3 /nH	C4 /PF	RL /kΩ
40	0.1dB Chebyshev, $f_c=20\text{MHz}$	100	39	910	120	1500	150	1500	120	10
60	0.1dB Chebyshev, $f_c=30\text{MHz}$	100	22	620	82	910	100	1000	82	10
90	0.1dB Chebyshev, $f_c=45\text{MHz}$	100	18	390	56	620	68	680	56	10

4.5 WCDMA 与 GSM900 双频双模手机射频单元

4.5.1 概述

1 . WCDMA 手机收发通道基本指标

WCDMA 手机发射通道基本指标与要求是：频段 1 920MHz~1 980MHz；最大发射功率根据等级 1、2、3、4，分别为 33dBm、27dBm、24dBm、21dBm；最小可控输出功率应低于-50dBm；根据手机功率等级和最小输出功率可以确定发射通道的 AGC 动态，对于 3 类和 4 类手机，AGC 动态可考虑为 80dB；邻道功率泄漏为 33dB（邻道）或 43dB（隔一信道）。针对 3 类和 4 类终端的杂散指标是：输出频谱应符合频谱模板要求；误差矢量 EVM 应小于 17.5%；峰值码域误差分量要求比平均功率低 15dB。

WCDMA 手机接收通道基本指标与要求是：频段 2 110MHz~2 170MHz；参考接收灵敏度 DPCH_Ec = -117dBm/ 3.84MHz；最大输入信号电平 DPCH_Ec = -44dBm，此时接收总功率为-25dBm；接收机通道 AGC 动态可考虑为 80dB；邻道选择性（ACS）优于 33dB（针对 3 类和 4 类终端）；阻塞指标：杂散响应指标-44dBm（干扰功率）；抗双音阻塞指标：干扰分别为-46dBm，点频，偏离信号 10MHz；-46dBm，已调干扰，偏离信号 20MHz；杂散辐射。

2 . WCDMA 手机关键射频指标

峰值系数：峰值系数是指信号的峰值功率与平均功率之比，通常用单位 1 减去累积分布来表示，即 CCDF。常用上行信号包络的 CCDF 分布图和下行信号包络的 CCDF 分布图表示。

邻道泄漏——ACLR：ACLR 主要是一反映通道线性的一个指标，WCDMA 协议 3G TS 25.101 V3.2.2 给出了其定义。WCDMA 要求 ACLR 邻道<-33dBc。

EVM 指标：WCDMA 协议 3G TS 25.101 V3.2.2 给出了 EVM 的定义，根据定义可以知道 EVM 是一个统计结果，在一个时间片内共有 2560 个测试点，在每个象限内为 640 个测试点，这些点因通道中各种因素的影响将形成一个分布图。

接收机噪声系数估算：协议给出最小灵敏度电平为-117dBm/ 3.84MHz。

最大输入信号电平对系统的要求：协议规定最大输入电平为-25dBm，此时 DPCH 信道功率为-44dBm，系统满足误码率 0.1%的要求。

杂散响应指标对系统的要求：WCDMA 终端协议提到杂散响应点电平为-44dBm，此时信号电平抬高 3dB 以保持误码指标，也就是说此时杂散的 2-2 阶响应产生的功率恰好等于热

噪声, 即 $-108(n)+9(NF)=-99\text{dBm}$ 。

接收前端低噪声+混频对 IP3 的要求: 协议中有两个指标对射频前端 IP3 提出要求, 一是抗双音阻塞指标, 该指标对 LNA+MIXER 一起提出要求; 另一个是 ACS 指标, 该指标对 LNA 的线性提出要求。

抗双音阻塞指标, 干扰分别为 -46dBm , 点频, 偏离信号 10MHz -46dBm ; 已调干扰, 偏离信号 20MHz 。

ACS 指标: 偏离信号 5MHz 存在一调制干扰, 电平 -52dBm , 导致信号抬高到 -103dBm , 比参考灵敏度高出 14dB , 以满足误码要求。

4.5.2 WCDMA/GSM 双频双模手机射频单元参考设计方案的关键芯片

WCDMA/GSM 双频双模手机射频单元参考设计方案中的关键芯片有: MAX2360 单片覆盖整个发射通道; MAX2321 双通道 LNA 加混频; MAX2310 双通道收中频处理芯片; MAX4473 GSM 功放功率控制。

1. 双平衡正交发射器芯片 MAX2360

MAX2360 包含的功能模块有: I/Q 正交调制器, 中频 VGA, SSB 上变频器, 射频 VAG, 中频/射频锁相环, 中频 VCO。其特点是芯片有很多功能可通过编程控制, 如: SSB 混频取哪个边带; 中频与射频增益均衡, 以提高线性指标; 中频有 2 个, 射频有 3 个, 如何选取; 选用哪个中频 VCO 等。关键指标: ACPR $-54\text{dBc}@+7\text{dBm}$ 输出时; 100dB 增益动态; $2.7\text{V}\sim 5.5\text{V}$ 供电电压; 级联 EVM 值小于 3%。芯片功能方框图和引脚如图 4.5.1 所示, 典型应用电路如图 4.5.2 所示。

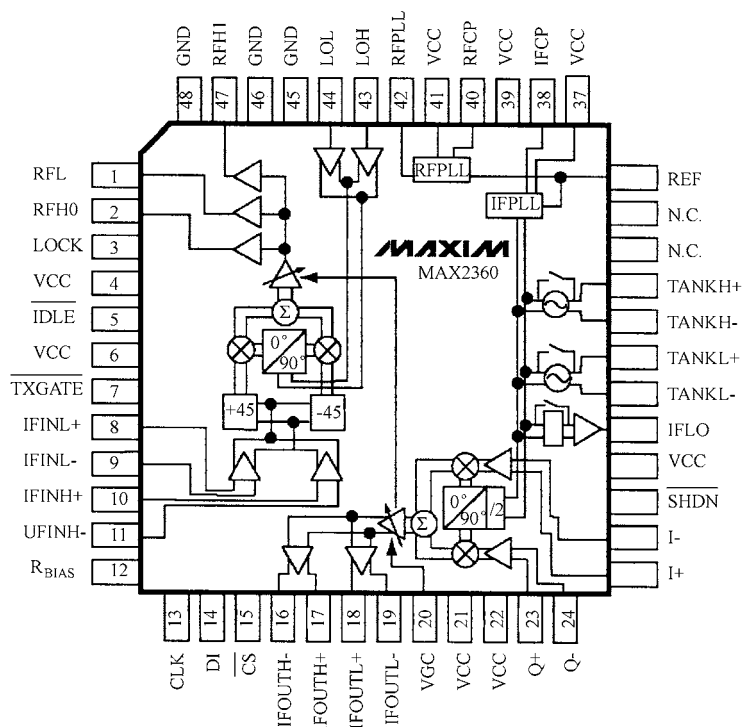


图 4.5.1 MAX2360 芯片功能方框图和引脚

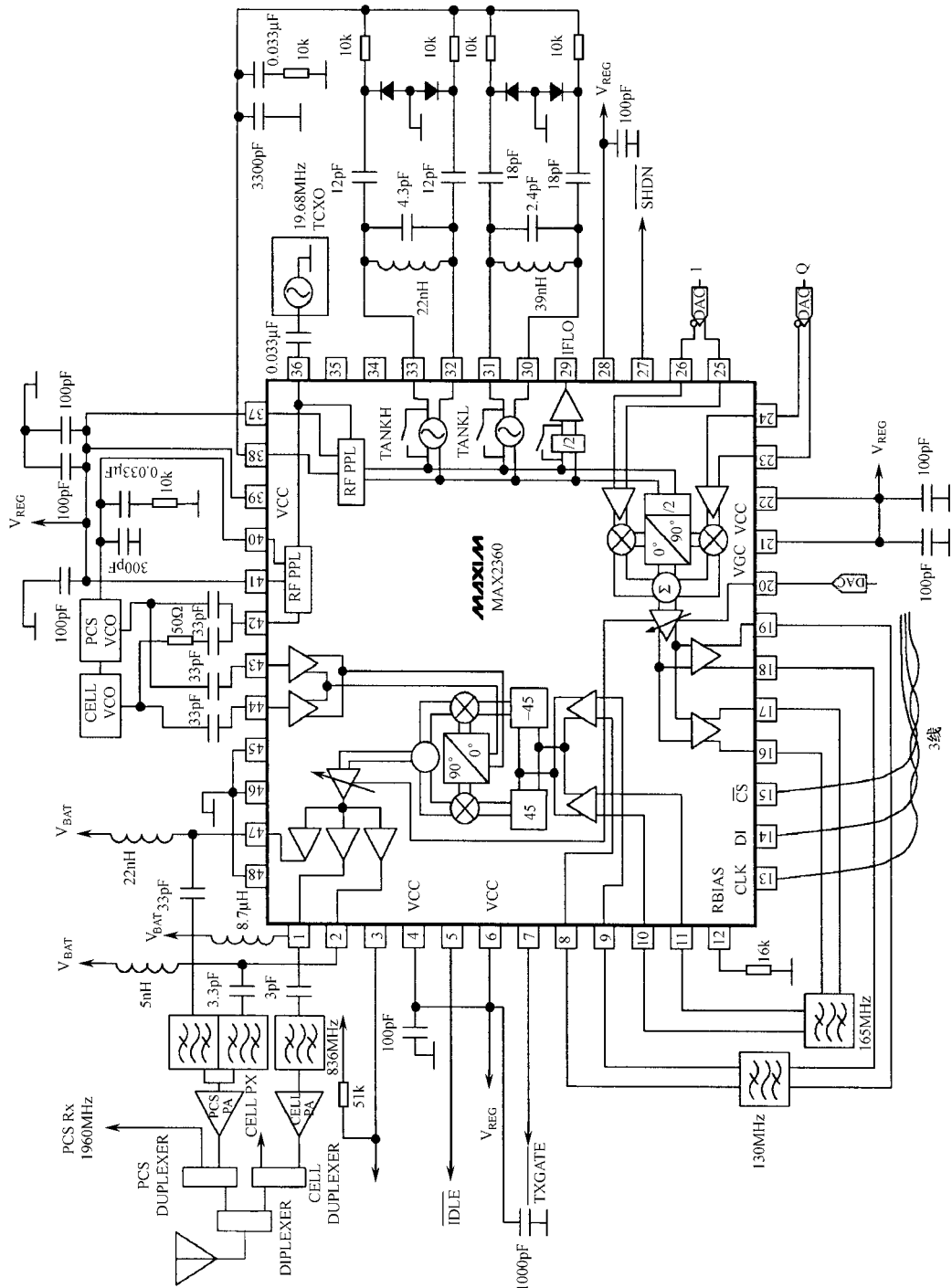


图 4.5.2 MAX2360 典型应用电路

2. 可调节高线性双平衡 LNA/混频器芯片 MAX2321

MAX2321 包含的功能模块有：两个低噪声放大器，三个混频器，一个倍频器，用于本振信号倍频。关键指标：2.7V~3.6V 供电电压；低噪声放大器分三种模式；混频器分两种模式；LNA 指标：15dB Gain, 1.6dB NF@ PCS, 1.4dB NF@Cellular; +7dBm IIP3____HGHL Mode。0dB Gain, 5dB NF @PCS, 4dB NF @Cellular, +14 dBm IIP3 @PCS, +16dBm IIP3@Cellular____LGHL Mode。混频器指标：11dB Gain, 11dB NF, 4dBm IIP3, 1dBm P1dBout, @PCS band and HGHL/LG Mode。11dB Gain, 11dB NF, 2dBm IIP3, 0dBm P1dBout, @PCS band and HGLL Mode。芯片功能方框图和引脚如图 4.5.3 所示，MAX2321 典型应用电路如图 4.5.4 所示。

3. IF 接收器芯片 MAX2310

MAX2310 包括的功能模块有：VGA、正交解调器、锁相环、2 个 VCO。其特点是：该器件的很多功能可通过编程进行控制，如选择哪个 VCO 工作，选择哪一个通道 FM，采用何种方式解调，本振是采用内部锁相环还是外部注入等。关键指标：VGA 增益动态超过 110dB；中频频率范围 40MHz~300MHz；IP1dB -6.4dBm @-35dB Gain CDMA Mode；IP1dB -38.3dBm @+35dB Gain CDMA Mode。芯片功能方框图和引脚如图 4.5.5 所示，MAX2310 典型应用电路如图 4.5.6 所示。

MAX2470 是 10MHz~500MHz VCO 缓冲放大器，差分输出，MAX2470 典型应用电路如图 4.5.7 所示。

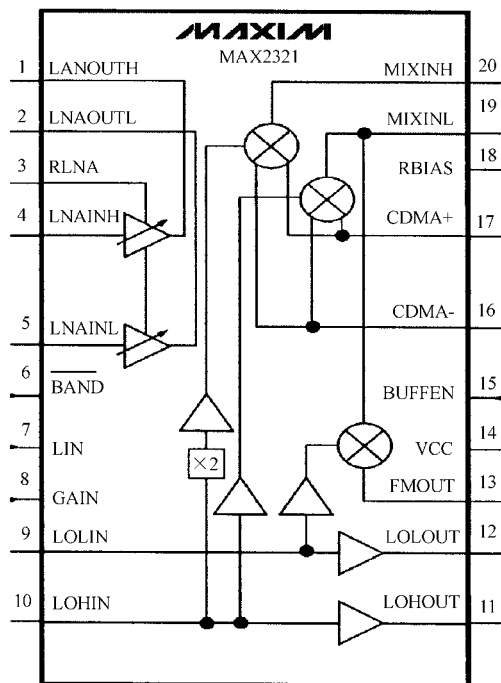


图 4.5.3 MAX2321 芯片功能方框图和引脚

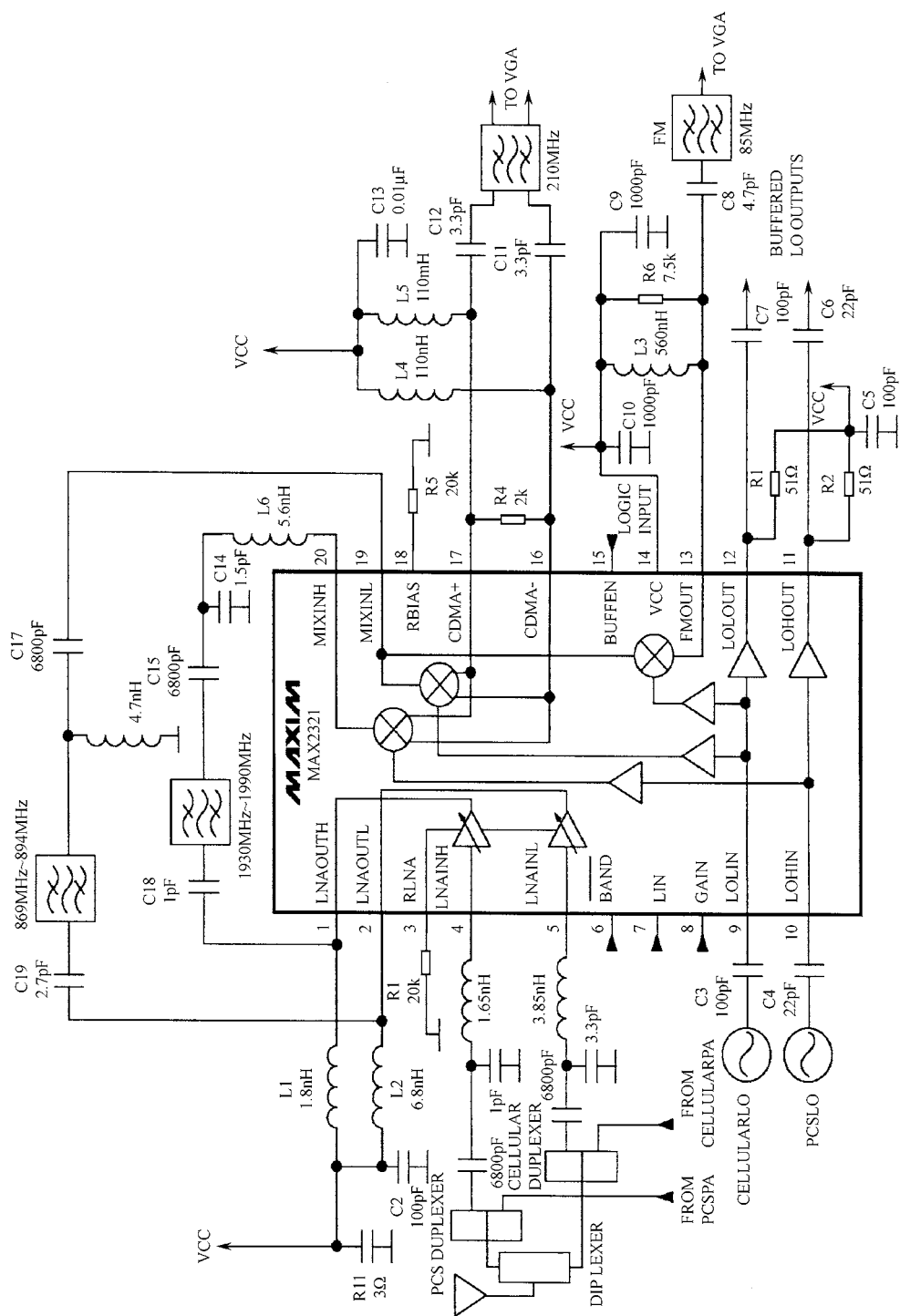


图4.5.4 MAX2321典型应用电路

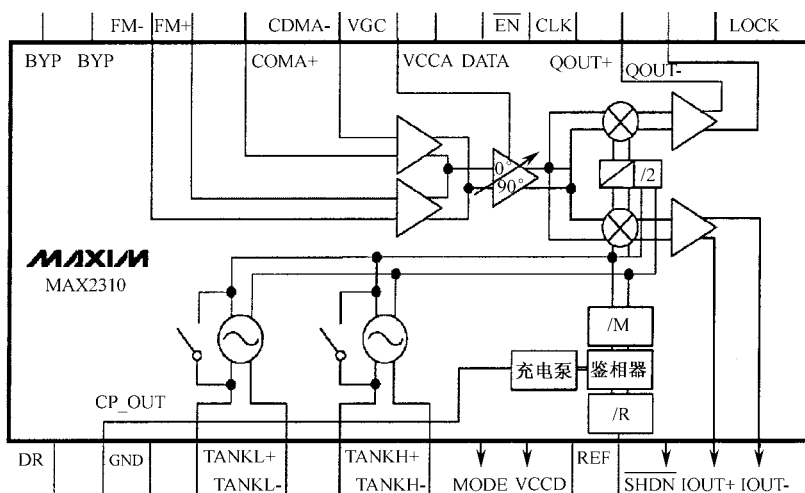


图 4.5.5 MAX2310 芯片功能方框图和引脚

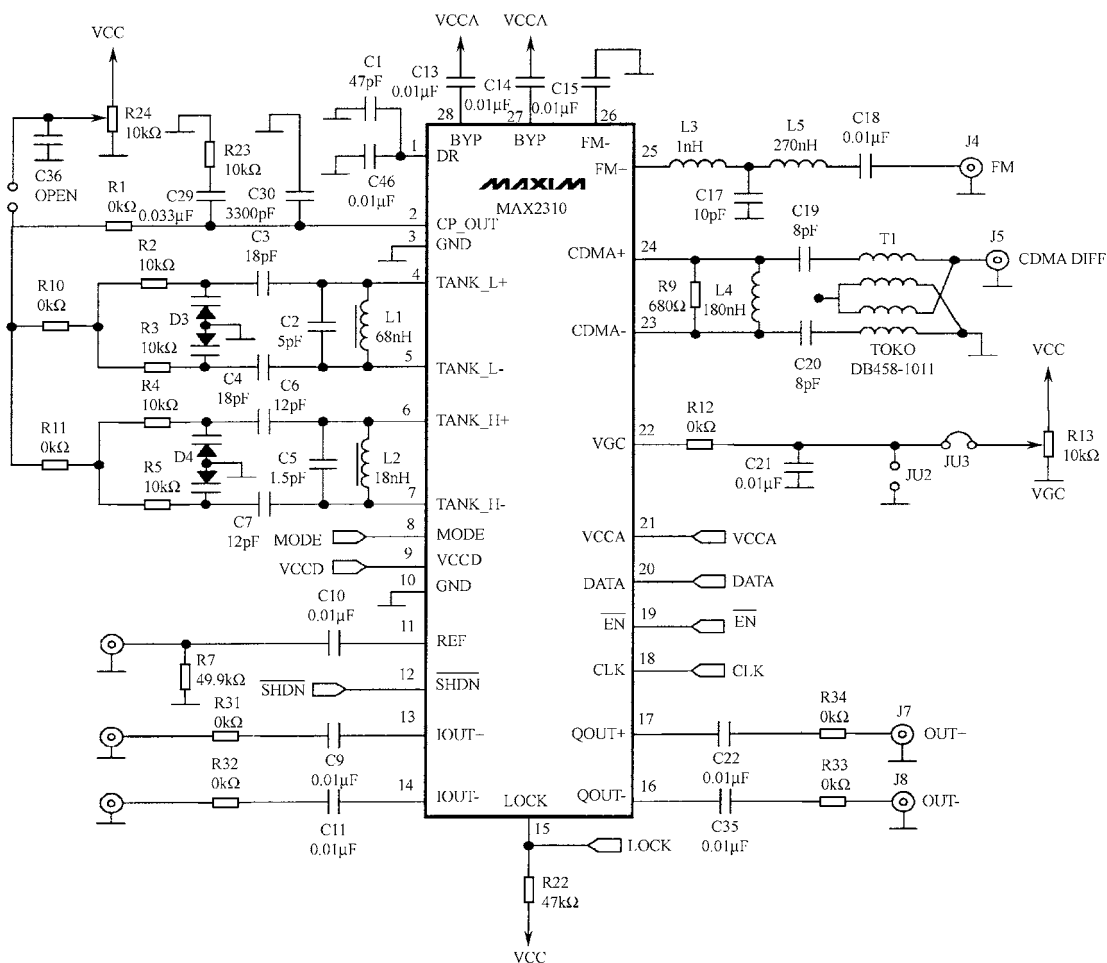


图 4.5.6 MAX2310 典型应用电路

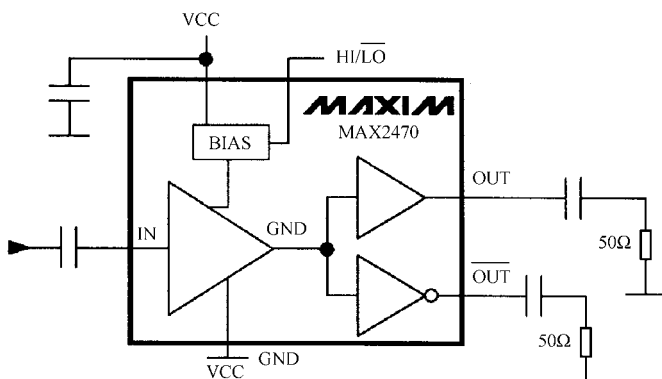


图 4.5.7 MAX2470 典型应用电路

4.5.3 WCDMA/GSM 双频双模手机射频单元参考设计方案

GSM+WCDMA 手机射频详细功能框图如图 4.5.8 所示。

电路中参考设计的频率关系：WCDMA 的接收中频为 150MHz，WCDMA 的发射中频为 300MHz，GSM 收发中频均采用 200MHz，WCDMA 发射频本振为 1 620MHz~1 680MHz，WCDMA 接收射频本振为 2 260MHz~2 320MHz，GSM 发射频本振为 1 080MHz~1 115MHz，GSM 收射频本振为 1 125MHz~1 160MHz。

电路中：GSM 收、发中频本振共用，采用 MAX2360 自带锁相环。WCDMA 收发中频本振共用采用 MAX2360。自带锁相环 MAX2360 中频本振输出端分频后提供给接收通道。GSM 射频本振采用独立锁相环及高性能 VCO。WCDMA 发射频本振采用 MAX2360 提供的 RF 锁相环，外接 VCO。WCDMA 接收射频本振与 GSM 射频本振共用，MAX2321 芯片内有一个 2 倍频器将输入的本振信号倍频到所需频段。

该电路中本振多处共用从而节约成本，频率关系简单从而降低了内部组合干扰，GSM 收发采用相同中频从而减少 SAM 的种类从而节约成本，WCDMA 收中频较低，对半中频杂散响应不利（此处可以满足要求）。

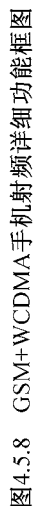


图4.5.8 GSM+WCDMA手机射频详细功能框图

4.6 无线USB接口芯片CY694X的原理与应用电路设计

4.6.1 概述

无线USB接口采用 Cypress Semiconductor Corp 的 CY694X 系列芯片, 用于解决短距离输入设备无线连接的问题, 能无线连接至 PC、便携式计算机或其他 USB 接口设备。无线USB系统担当 USB HID 驱动, 无线连接在操作系统层对设计者来说是透明的 (无需驱动程序)。

CY694X 系列芯片工作频率为 2.4GHz ISM 频段 (2 400MHz~2 483MHz), 频率展开采用跳频方式, 最大通道数为 79 个, 发射功率为 -20dB~+4dB, 接收灵敏度为 -78dB (10^{-3} BER), 最大节点数为 7, 采用 CDMA, 外接 13MHz 晶体 (20ppm), 10/15 加重平衡前向纠错, 双工、半双工连接, 最远距离为 10m, 128 位密码, 工作温度为 0~+70℃, 工作电压为 2.7V~3.6V, 待机电流小于 10μA, 10×10×1.2mm FBGA 或者 64&81 球形封装。无外部电感或变压器, 直接支持光鼠标 (ADNS-2031), 6KB 缓冲包, 可接多达 6 套外围设备, 内建 FEC/CRC/ARQ 机制, 低响应时间 (小于 30 ms @ 4 节点)。可以应用于键盘、游戏杆、光电、机械鼠标、模拟、数字游戏垫、异步 UART 和 SPI 等。

4.6.2 CY694X 系列芯片内部结构

CY694X 系列芯片内部结构如图 4.6.1 所示。芯片内部包含有两个部分: 基带控制器部分和无线收发器部分。无线收发器由基准电路、接收电路、发射电路组成。基准电路由晶体振荡器、频率合成器组成, 产生电路所需要的基准频率。接收电路由低噪声放大器、混频器、带通滤波器、解调器组成, 接收和解调无线数字信号。发射电路由数字信号调制电路、功率放大器组成, 将数字信号调制后发射出去。

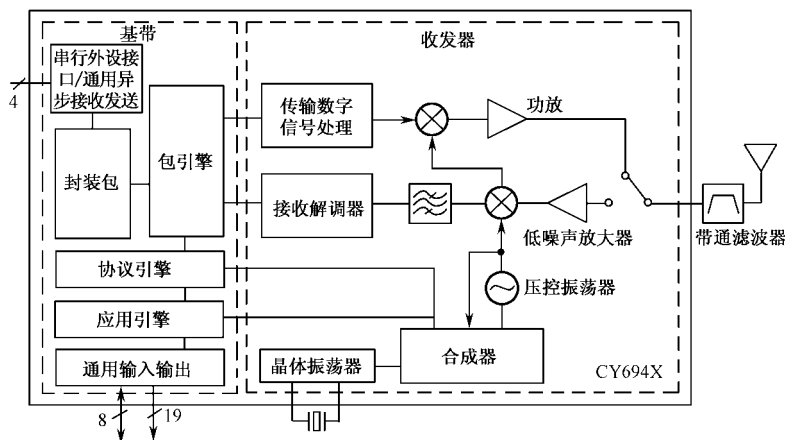


图 4.6.1 CY694X 内部结构方框图

4.6.3 采用 CY6941 的无线 USB 光鼠标电路

所设计的无线USB光鼠标应用电路如图 4.6.2 所示。电路采用电池 (2.7V~3.6V) 供电, 电池寿命 3~6 个月, 支持 Agilent Optics (SPI) 接口, 可接 6 个按键, PCB 带状天线, 直接连接按键, 可编程固定函数。

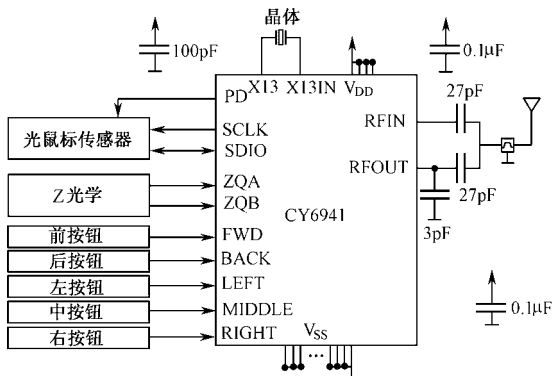


图 4.6.2 采用 CY6941 的无线 USB 鼠标电路

4.6.4 采用 CY6942 的无线 USB 键盘电路

所设计的无线 USB 键盘应用电路如图 4.6.3 所示。电路采用电池 (2.7V~3.6V)，电池寿命为 3~6 个月，键数目为 8 行×18 列，支持通过硬件连接，不需要二极管，PCB 带状天线直接连接按键，可编程固定函数。

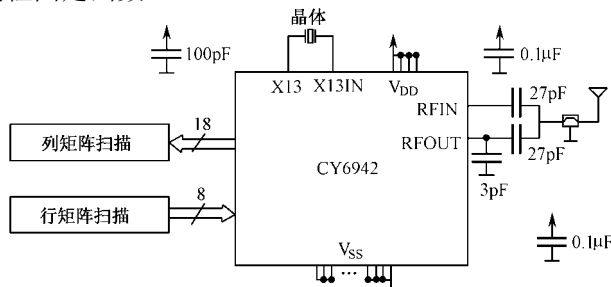


图 4.6.3 采用 CY6942 的无线 USB 键盘电路

4.6.5 采用 CY6943 和 CY7C63723 的 USB 连接器

采用 CY6943 和 CY7C63723 的 USB 连接器电路如图 4.6.4 所示。电路通过 USB 总线供电，符合 USB 1.1 接口标准，USB HID 兼容驱动，引导支持 Legacy 和支持 OHCI（开放主控制器接口）模式，PCB 天线，直接连接按键，32 位 FIFO（先入先出），可编程固定函数。

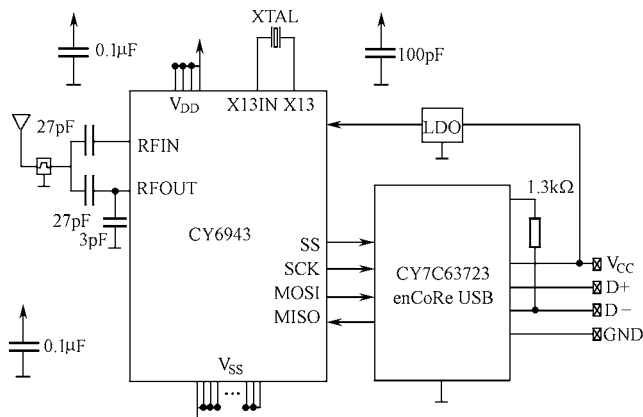


图 4.6.4 采用 CY6943 和 CY7C63723 的 USB 连接器电路

参 考 文 献

- 1 infineon technologies Inc. ASK/FSK Transmitter 315 MHz TDA 5101 Version 13[Z].www.infineon.com. 2000
- 2 infineon technologies Inc. ASK Transmitter 315 MHz TDA 5101A V 0.2 [Z].www. infineon.com. 2000
- 3 Micrel Inc. QwikRadioTM UHF ASK Transmitter MICRF103 [Z]. www.micrel.com. 2001,8
- 4 Microchip Technology Inc. KEELOQ® Code Hopping Encoder with UHF ASK/FSK Transmitter rfHCS362G/362F[Z] <http://www.microchip.com>. 2002,11
- 5 Microchip Technology Inc. FLASH-Based Microcontroller with ASK/FSK Transmitter rfPIC12F675 [Z] <http://www.microchip.com>. 2002,11
- 6 Microelectronic Integrated Systems Inc. TH7107 315/433 MHz FSK/FM/ASK Transmitter[Z]. www.melexis.com. 2002,8
- 7 Microelectronic Integrated Systems Inc. EVB7107 315/433MHz Transmitter Evaluation Board Description [Z]. www.melexis.com. 2002,8
- 8 melexis Inc. TH71071 315/433MHz ASK Transmitter / LO Source [Z].www.melexis. com. 2002, 8
- 9 melexis Inc. EVB71071 315/433MHz Transmitter Evaluation Board Description[Z]. www.melexis.com. 2002,8
- 10 RF Monolithics INC.868.35MHz Hybrid Transmitter TX6001[Z]. www.rfm.com. 2002,9
- 11 RF Micro Devices. UHF TRANSMITTER RF2512[DB/OL]. www.rfmd.com. 2002,9
- 12 RF Micro Devices.VHF/UHF TRANSMITTER RF2514[DB/OL]. www.rfmd.com.2002,9
- 13 RF Micro Devices. DK1000T 315MHz remote keyless entry system transmitter [DB/OL]. www.rfmd.com.2001,2
- 14 Atmel Inc. UHF ASK Transmitter U2745[Z]. www.atmel.com. 2000,10
- 15 Atmel Inc. UHF ASK/FSK Transmitter T5753[Z]. www.atmel.com 2002,8
- 16 Infineon inc.ASK/FSK Single Conversion Receiver TDA 5211 Version 2.0 Specification May 2001 [Z]. www.infineon.com. 2001
- 17 Micrel Inc. MICRF005 115kbps, 800MHz - 1GHz UHF Receiver [Z]. www.micrel.com. 2001,10
- 18 Princeton Technology Corp. Remote Control Encoder PT2262 [Z]. www.princeton.com.tw 2001,8
- 19 Princeton Technology Corp. Remote Control Decoder PT2272 [Z]. www.princeton.com .tw 2001,8
- 20 Microelectronic Integrated Systems Inc. TH71101 315/433MHz FSK/FM/ASK Receiver [Z]. www.melexis.com. 2002,8

- 21 Microelectronic Integrated Systems Inc. EVB71101 315/433MHz Receiver Evaluation Board Description [Z]. www.melexis.com. 2002,8
- 22 RF Monolithics INC. RX6501 868.35 MHz Hybrid Receiver[Z]. www.rfm.com. 2002,9
- 23 HiMARK inc.RX3310/A 超外差无线接收器[Z].www.himark.com.tw. 2002,10
- 24 RF Micro Devices, Inc. DK1000R 315MHZ REMOTE KEYLESS ENTRY RECEIVER [Z]
<http://www.rfmd.com>. 2001
- 25 Atmel Inc. UHF ASK Receiver U3745[Z]. www.atmel.com. 2000,10
- 26 MICREL, INC. MICRF501 Single Chip Transceiver, 300MHz to 500MHz Final [Z].<http://www.micrel.com>
- 27 Microelectronic Integrated Systems Inc. TH7120 300 to 930MHz FSK/FM/ASK Transceiver [Z]. www.melexis.com. 2002,8
- 28 Microelectronic Integrated Systems Inc. EVB7120 300 to 930MHz Transceiver Evaluation Board Description [Z]. www.melexis.com. 2002,8
- 29 RF Monolithics INC. 868.35 MHz Hybrid Transceiver TR1001 [Z]. www.rfm.com. 2002,9
- 30 RF Monolithics INC. DR3001 868.35 MHz Transceiver Module [Z]. www.rfm.com. 2002,9
- 31 Infineon Technologies inc.ASK/FSK 868MHz Wireless Transceiver TDA 5250 Version 1.6[Z].WWW. Infineon . 2002,7
- 32 Xemics inc. XE1202 433MHz / 868MHz / 915MHz Low-power, integrated UHF transceiver Data Sheet [Z].WWW.xemics.com. 2002,11
- 33 Xemics inc. Interfacing the XE1202 to a Microcontroller [Z].WWW.xemics.com. 2002,5
- 34 Nordic VLSI ASA Inc. 433MHz Single Chip RF Transceiver nRF0433 Datasheet [DB/OL].
<http://www.nvlsi.no>. 2001,7
- 35 RF Micro Devices, Inc.433/868/915MHZ FSK/ASK/OOK TRANSCEIVER RF2945 [Z].
<http://www.rfmd.com>. 2002,1
- 36 Chipcon Components . CC1010 Single Chip Very Low Power RF Transceiver with 8051-Compatible Microcontroller [Z]. www.Chipcon.com. 2002,9
- 37 Chipcon Components . User Manual Rev. 1.01 SmartRF® CC1010DK Development Kit [Z].
www.Chipcon.com. 2002,9
- 38 RF Monolithics INC. DR3101 315.00 MHz Transceiver Module [Z]. www.rfm.com. 2002,9.
- 39 RF Monolithics INC.315.00MHz Hybrid Transceiver TR3001[Z]. www.rfm.com. 2002,9.
- 40 RFWaves LTD. RFW302 ISM Transceiver Chipset Datasheet October 2002[Z].
www.rfwaves.com. 2002,10
- 41 RF Micro Devices, Inc. RD0300 915MHZ OOK TRANSCEIVER REFERENCE DESIGN [Z].
<http://www.rfmd.com>. 2002,1
- 42 Silicon Wave, Inc. Bluetooth™ Solutions SiW1701 Radio Modem Data Sheet [Z].
www.siliconwave.com. 2002,7
- 43 MAXIM INC.900MHz Image-Reject Transceivers MAX2420/MAX2421/MAX2422/MAX2460/
MAX2463[Z].WWW.maxim.com. 2002,9
- 44 MAXIM INC. MAX2420/MAX2421/MAX2422MAX2460/MAX2463 Evaluation

- Kits [Z].WWW.maxim.com. 2002,9
- 45 MAXIM INC.MAX2740 Integrated GPS Receiver and Synthesizer [Z].www.maxim-ic.com, 2000,10
- 46 MAXIM INC. MAX2740 Evaluation Kit[Z].www.maxim-ic.com. 2000,10
- 47 MAXIM INC. MAX2102/MAX2105 Direct-Conversion Tuner ICs for Digital DBS Applications[Z].www.maxim-ic.com. 2000, 10
- 48 MAXIM INC. MAX2102 Evaluation Kit[Z].www.maxim-ic.com. 2000,10
- 49 王险峰.WCDMA 手机关键射频指标分析[Z]. <http://www.maxim-ic.com>. 2002,3
- 50 Maxim Inc. Adjustable, High-Linearity, SiGe Dual-Band LNA/Mixer ICs MAX2321[Z]. <http://www.maxim-ic.com>. 2002,3
- 51 Maxim Inc. dual-band, triple-mode complete transmitter MAX2360[Z]. <http://www.maxim-ic.com>. 2002,3
- 52 Maxim Inc. MAX2310 IF receivers.[Z]. <http://www.maxim-ic.com>. 2002, 3
- 53 Maxim Inc. MAX2470/MAX2471 10MHz to 500MHz VCO Buffer Amplifiers with Differential Outputs [Z]. <http://www.maxim-ic.com>. 2002,3
- 54 Cypress Semiconductor Corp. A 2.4-GHz Solution for Input DevicesCY6940 series of WirelessUSB. www.cypress.com. 2002,12
- 55 黄智伟.无线串行接口电路设计[J].电测与仪表, 2001, 37 (7): 30~33
- 56 黄智伟.PC 机无线串行接口电路及程序设计[J].电子质量, 2002, 15 (3): 106~109
- 57 黄智伟. 无线数字温度传感器的设计[J].传感器技术, 2002 年第 9 期 (总 127 期): 31~33
- 58 黄智伟. 数字信号 FSK 无线收发电路设计[J]. 半导体技术, 2002 年第 12 期 (总第 172 期): 30~33
- 59 黄智伟. UHF ASK/FSK 发射器 T5750 的原理及应用[J]. 国外电子元器件, 2002 年 11 期 (总 109 期): 45~46
- 60 黄智伟. 蓝牙收发芯片 RF2968 的原理及应用[J]. 单片机与嵌入式系统应用, 2002 年 11 期 (总 23 期): 38~42
- 61 黄智伟. FSK/ASK/OOK 无线电收发器 RF2915 的原理及应用[J]. 电子元器件应用, 2002 年第 11 期 (总 39 期): 9~12
- 62 黄智伟. 内嵌 UHFASK/FSK 发射器的 8 位微控制器[J]. 单片机与嵌入式系统应用, 2002 年第 10 期(总 22 期): 40~42
- 63 黄智伟. 基于射频收发芯片 nRF903 的无线数传模块设计[J]. 电子产品世界, 2002 年第 7 期 (总 119 期): 46~48
- 64 黄智伟. 数字信号 OOK/ASK 无线收发电路设计[J].单片机与嵌入式系统应用, 2002 年第 8 期 (总 20 期): 54~55
- 65 黄智伟. 无线遥控开关[J].电工技术杂志, 2002 年第 7 期 (总 169 期): 44~46
- 66 黄智伟. 基于射频收发芯片 nRF401 的计算机接口电路设计[J]. 微电子学与计算机, 2002. 年第 5 期 (总 215 期): 39~41
- 67 黄智伟. UHF FM/FSK 无线电收发电路设计[J]. 电子工程师, 2002 年第 3 期 (第 28 卷 总第 128 期): 56~58

- 68 黄智伟. 计算机无线通信接口电路及程序设计[J]. 计算机测量与控制, 2002 年第 10 卷第 5 期 (总第 44 期): 339~341
- 69 黄智伟. 可编程 RF 收发器芯片 C1000 的原理及应用[J]. 国外电子元器件, 2002 年第 6 期 (总第 104 期): 71~73
- 70 黄智伟. 无线数据收发芯片 TR3001 的特性及应用[J]. 国外电子元器件, 2002 年第 7 期 (总第 105 期): 60~61
- 71 黄智伟. 315/433MHz 单片 RF 收发器 nRF403 的原理与应用[J]. 力源电子工程, 2002 年第 1 期 (总第 10 期): 49~50
- 72 黄智伟. 蓝牙无线电收发器 PBA31301 的特性及应用[J]. 世界电子元器件, 2002 年第 2 期 (总第 81 期): 46~47
- 73 黄智伟. 基于射频收发芯片 nRF403 的无线接口电路设计[J]. 电子技术, 2002 年第 4 期第 29 卷 (总第 319 期): 59~62
- 74 黄智伟. FSK/ASK/FM 接收电路[J]. 今日电子, 2002 年第 2 期 (总第 102 期): 19
- 75 黄智伟. UHF ASK 接收器 MICRF007 原理及应用[J]. 电子世界, 2002 年第 2 期总第 269 期: 40
- 76 黄智伟. 单片机无线串行接口电路设计[J]. 单片机与嵌入式系统应用, 2002 年第 2 (总第 15 期): 31~32
- 77 黄智伟. 半双工 FSK 收发器 XE1201 的特性及应用[J]. 力源电子工程, 2002 年第 2 期 (总第 11 期): 54~55
- 78 黄智伟. 内嵌微控制器的无线数据发射器的特性及应用[J]. 单片机与嵌入式系统应用, 2001 年第 11 期 (总第 11 期): 39~41
- 79 黄智伟. PC 机与单片机无线数据收发电路设计[J]. 2001 年第 3 期 (总第 9 期): 12~13
- 80 黄智伟. 单片 VHF/UHF 发射器 TX4915 原理及应用[J]. 集成电路应用, 2001 年第 6 期 (总第 105 期): 50~51
- 81 黄智伟. TR6900 单片射频收发器的原理及应用[J]. 国外电子元器件, 2001 年第 12 期 (总第 98 期): 6~8
- 82 黄智伟. UHF FM/FSK 无线接收芯片 CMX018 的原理及应用[J]. 国外电子元器件, 2001 年第 8 期 (总第 94 期): 36~37
- 83 黄智伟. 单片可编程 RF 收发芯片 CC400 的原理及应用[J]. 国外电子元器件, 2001 年第 5 期 (总第 91 期): 32~33
- 84 黄智伟. ASK/FSK 发射器 TDA5100 的原理及应用[J]. 电子世界, 2001 年第 9 期 (总第 264 期): 42
- 85 黄智伟. 433MHz 单片射频 nRF401 收发芯片[J]. 世界电子元器件, 2001 年第 2 期 (总第 69 期): 26~28
- 86 黄智伟. 通用无线数据传输电路设计[J]. 仪表技术, 2001 年第 5 期 (总第 180 期): 45~46
- 87 黄智伟. AT86RF211 单片 FSK 收发器原理及应用[J]. 电子质量, 2001 年第 6 期 (总第 171 期): 10~11
- 88 黄智伟. ASK/FSK 接收器 TDA5200 的原理及应用[J]. 电子世界, 2001 年第 11 期 (总第 266 期): 36

-
- 89 黄智伟. 915MHz 射频无线收发电路[J]. 21 世纪元器件, 2001 年第 12 期: 47~49
 - 90 黄智伟. ASK 无线电接收芯片 RX3400 的特性及应用[J]. 世界电子元器件, 2001 年第 11 期 (总第 78 期): 41
 - 91 黄智伟. 蓝牙技术特性分析[J]. 通信世界, 2001 年第 1 期 (总第 25 期): 23
 - 92 黄智伟. 蓝牙技术特点及应用[J]. 中国数据通讯网络, 2000 年第 11 期第 2 卷: 33~35
 - 93 蓝牙模块技术动向[J]. 世界电子元器件, 2000 年第 11 期 (总第 66 期): 33~34
 - 94 黄智伟. 直流电机正反转无线遥控电路[J]. 电子制作, 1999 年第 5 期 (总第 62 期): 20~21
 - 95 黄智伟. Keelooq 滚动码无线发射器[J]. 电子制作, 1999 年的 10 期 (总第 67 期): 21
 - 96 黄智伟. 跳码无线遥控器[J]. 电子制作, 1998 年第 6 期 (总第 51 期): 14~15
 - 97 黄智伟. 6 路遥控开关板[J]. 家庭电子, 1997 年第 12 期 (总第 48 期): 12
 - 98 黄智伟. 一种适合开关量无线传送的收发电路[J]. 自动化与仪表, 1997 年第 5 期第 12 卷 (总第 55 期): 20~21
 - 99 黄智伟. 一种适合无线防盗产品使用的收发电路[J]. 中国安防产品信息, 1997 年第 6 期 (总第 25 期): 18

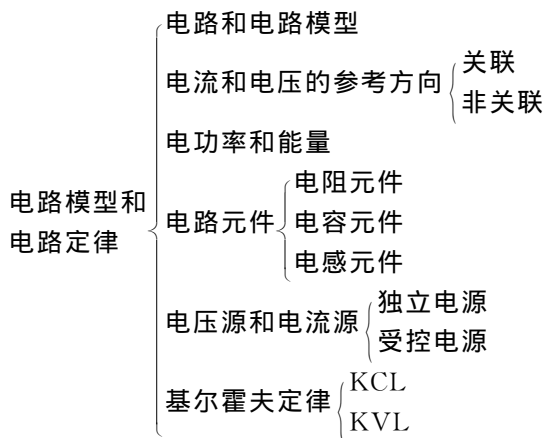
第一章

电路模型和电路定律

学习要求

1. 了解电路模型的概念和电路的基本变量。
2. 理解电压、电流的参考方向与实际方向的关系,电压与电流的关联参考方向的概念。
3. 掌握功率的计算、功率的吸收与发出。
4. 掌握电阻、电容、电感、独立电源和受控源的定义及伏安关系。
5. 掌握基尔霍夫定律:KCL 和 KVL。

知识网络图





课后习题全解

○ 1-1 说明题 1-1 图(a)、(b) 中:

(1) u 、 i 的参考方向是否关联?

(2) u 、 i 乘积表示什么功率?

(3) 如果在题 1-1 图(a) 中 $u > 0, i < 0$; 图(b) 中 $u > 0, i > 0$, 元件实际发出还是吸收功率?



题 1-1 图

解 (1) 当流过元件的电流的参考方向, 从该元件的标示电压正极性的一端指向负极性的一端, 即电流的参考方向与元件两端电压降落的方向一致, 称电压和电流的参考方向关联, 所以(a) 图中 u 、 i 的参考方向是关联的; (b) 图中 u 、 i 的参考方向是非关联的。

(2) 当取元件的 u 、 i 参考方向为关联参考方向时, 定义 $p = ui$ 为元件吸收的功率; 当取元件的 u 、 i 参考方向为非关联时, 定义 $p = ui$ 为元件发出的功率。所以(a) 图中的 ui 表示元件吸收的功率; (b) 图中的 ui 表示元件发出的功率。

(3) 在电压、电流参考方向关联的条件下, 代入 u 、 i 数值, 经计算, 若 $p = ui > 0$, 表示元件实际吸收了功率; 若 $p < 0$, 表示元件吸收负功率, 实际是发出功率。(a) 图中, 若 $u > 0, i < 0$, 则 $p = ui < 0$, 表示元件吸收了负功率, 实际发出功率。在电压、电流参考方向非关联的条件下, 代入 u 、 i 数值, 经计算, 若 $p = ui > 0$, 为正值, 表示元件实际是发出功率; 若 $p < 0$, 为负值, 表示元件发出负功率, 实际是吸收功率。所以(b) 图中, 当 $u > 0, i > 0$, 则 $p = ui > 0$, 表示元件实际发出功率。

○1-2 若某元件端子上的电压和电流取关联参考方向, 而 $u = 170\cos(100\pi t)\text{V}$, $i = 7\sin(100\pi t)\text{A}$ 。求:

(1) 该元件吸收功率的最大值;

(2) 该元件发出功率的最大值。

解

$$\begin{aligned}
 p(t) &= u(t)i(t) \\
 &= 170\cos(100\pi t) \times 7\sin(100\pi t) \\
 &= 595\sin(200\pi t) \text{ W}
 \end{aligned}$$

(1) 当 $\sin(200\pi t) > 0$ 时, $p(t) > 0$, 元件实际吸收功率; 当 $\sin(200\pi t) = 1$ 时, 元件吸收最大功率:

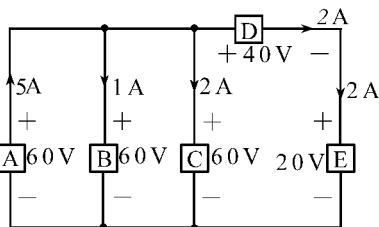


$$p_{\max} = 595 \text{ W}$$

(2) 当 $\sin(200\pi t) < 0$ 时, $p(t) < 0$, 元件实际发出功率; 当 $\sin(200\pi t) = -1$ 时, 元件发出最大功率:

$$p_{\max} = 595 \text{ W}$$

- 1-3 试校核题 1-3 图中电路所得解答是否满足功率平衡。(提示: 求解电路以后, 校核所得结果的方法之一是核对电路中所有元件的功率平衡, 即元件发出的总功率应等于其它元件吸收的总功率)。



题 1-3 图

解 由题 1-3 图可知, 元件 A 的电压、电流为非关联参考方向, 其余元件的电压、电流均为关联参考方向。所以各元件的功率分别为:

$$p_A = 60 \times (-5) = -300 \text{ W} < 0, \text{ 为发出功率}$$

$$p_B = 60 \times 1 = 60 \text{ W} > 0, \text{ 为吸收功率}$$

$$p_C = 60 \times 2 = 120 \text{ W} > 0, \text{ 为吸收功率}$$

$$p_D = 40 \times 2 = 80 \text{ W} > 0, \text{ 为吸收功率}$$

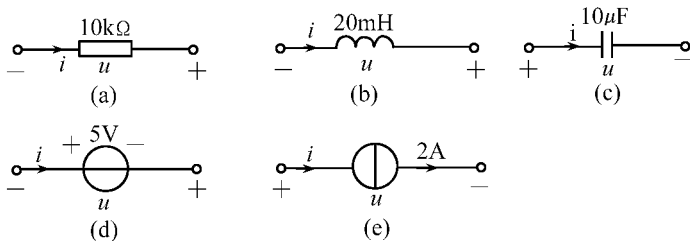
$$p_E = 20 \times 2 = 40 \text{ W} > 0, \text{ 为吸收功率}$$

电路吸收的总功率为

$$p = p_B + p_C + p_D + p_E = 60 + 120 + 80 + 40 = 300 \text{ W}$$

即, 元件 A 发出的总功率等于其余元件吸收的总功率, 满足功率平衡。

- 1-4 在指定的电压 u 和电流 i 参考方向下, 写出各元件 u 和 i 的约束方程(元件的组成关系)。



题 1-4 图

解 (a) 图为线性电阻元件, 其电压、电流关系满足欧姆定律。(a) 图电阻元件 u 和 i 的约束方程为:

$$u = -Ri = -10 \times 10^3 i$$

(b) 图为线性电感元件。(b) 图电感元件 u 和 i 的约束方程为:

$$u = -20 \times 10^{-3} \frac{di}{dt}$$



(c) 图为线性电容元件。(c) 图电容元件 u 和 i 的约束方程为:

$$i = 10 \times 10^{-6} \frac{du}{dt} = 10^{-5} \frac{du}{dt}$$

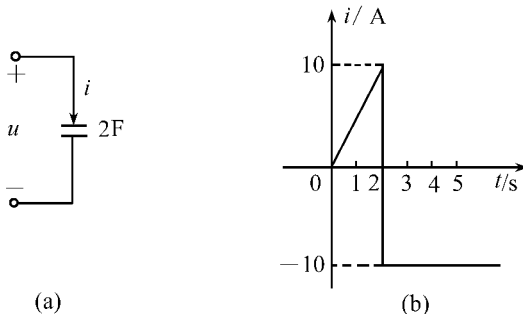
(d) 图是理想电压源。(d) 图的约束方程为:

$$u = -5\text{V}$$

(e) 图是理想电流源。(e) 图的约束方程为:

$$i = 2\text{A}$$

◎ 1-5 题 1-5 图(a) 电容中电流 i 的波形如题 1-5 图(b) 所示, 现已知 $u(0) = 0$, 试求 $t = 1\text{s}$, $t = 2\text{s}$ 和 $t = 4\text{s}$ 时的电容电压 u 。



题 1-5 图

分析 电容两端电压、电流的关系为 $i(t) = C \frac{du(t)}{dt}$, $u(t) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^{t_0} i(\xi) d\xi +$

$\frac{1}{C} \int_{t_0}^t i(\xi) d\xi$, 根据公式求解即可。

解 已知电容的电流 $i(t)$, 求电压 $u(t)$ 时, 有

$$u(t) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^{t_0} i(\xi) d\xi + \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i(\xi) d\xi = u(t_0) - \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i(\xi) d\xi$$

式中, $u(t_0)$ 为电容电压的初始值。

本题中电容电流 $i(t)$ 的函数表示式为

$$i(t) = \begin{cases} 0 & t \leq 0 \\ 5t & 0 < t \leq 2\text{s} \\ -10 & t > 2\text{s} \end{cases}$$

根据 u, i 积分关系, 有

$t = 1\text{s}$ 时,

$$u(1) = u(0) + \frac{1}{C} \int_0^1 i(t) dt = 0 + \frac{1}{2} \int_0^1 5t dt = \frac{1}{2} \times \left(\frac{5}{2} t^2 \right) \Big|_0^1 = 1.25\text{V}$$

$t = 2\text{s}$ 时,

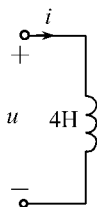


$$\begin{aligned}
 u(2) &= u(0) + \frac{1}{C} \int_0^2 i(t) dt \\
 &= 0 + \frac{1}{2} \int_0^2 5t dt = \frac{1}{2} \times \left(\frac{5}{2} t^2 \right) \Big|_0^2 = 5 \text{ V}
 \end{aligned}$$

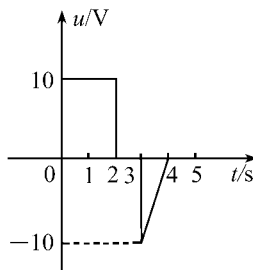
$t = 4 \text{ s}$ 时,

$$\begin{aligned}
 u(4) &= u(2) + \frac{1}{C} \int_2^4 i(t) dt \\
 &= 5 + \frac{1}{2} \int_2^4 (-10) dt = 5 + \frac{1}{2} \times (-10t) \Big|_2^4 = -5 \text{ V}
 \end{aligned}$$

- 1-6 题 1-6 图(a) 中 $L = 4 \text{ H}$, 且 $i(0) = 0$, 电压的波形如题 1-6 图(b) 所示。试求当 $t = 1 \text{ s}$, $t = 2 \text{ s}$, $t = 3 \text{ s}$ 和 $t = 4 \text{ s}$ 时的电感电流 i 。



(a)



(b)

题 1-6 图

解 电感元件 u, i 关系的积分形式为

$$i(t) = i(t_0) + \frac{1}{L} \int_{t_0}^t u(\xi) d\xi$$

本题中电感电压的函数表示式为

$$u(t) = \begin{cases} 0 & t \leq 0 \\ 10 & 0 < t \leq 2 \text{ s} \\ 0 & 2 < t \leq 3 \text{ s} \\ 10t - 40 & 3 < t \leq 4 \text{ s} \\ 0 & t > 4 \end{cases}$$

应用 u, i 积分关系式, 有

$t = 1 \text{ s}$ 时,

$$\begin{aligned}
 i(1) &= i(0) + \frac{1}{L} \int_0^1 u(t) dt \\
 &= 0 + \frac{1}{4} \int_0^1 10 dt = \frac{1}{4} \times (10t) \Big|_0^1 = 2.5 \text{ A}
 \end{aligned}$$

$t = 2 \text{ s}$ 时,



$$\begin{aligned}
 i(2) &= i(1) + \frac{1}{L} \int_1^2 u(t) dt \\
 &= 2.5 + \frac{1}{4} \int_1^2 10 dt = 2.5 + \frac{1}{4} \times (10t) \Big|_1^2 = 5\text{A}
 \end{aligned}$$

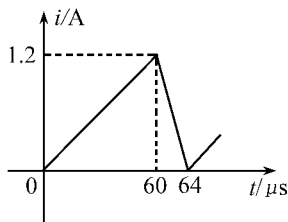
$t = 3\text{s}$ 时,

$$\begin{aligned}
 i(3) &= i(2) + \frac{1}{L} \int_2^3 u(t) dt \\
 &= 5 + \frac{1}{4} \int_2^3 0 dt = 5\text{A}
 \end{aligned}$$

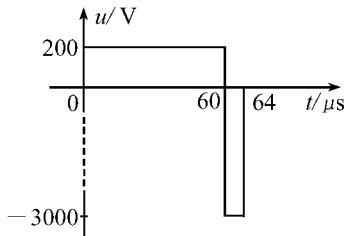
$t = 4\text{s}$ 时,

$$\begin{aligned}
 i(4) &= i(3) + \frac{1}{L} \int_3^4 u(t) dt \\
 &= 5 + \frac{1}{4} \int_3^4 (10t - 40) dt = 5 + \frac{1}{4} \times (5t^2 - 40t) \Big|_3^4 = 3.75\text{A}
 \end{aligned}$$

◎ 1-7 若已知显像管行偏转圈中的周期性扫描电流如题 1-7 图所示, 现已知线圈电感为 0.01H , 电阻略而不计, 试求电感线圈所加电压的波形。



题 1-7 图



题解 1-7 图

分析 根据图示可写出 $i(t)$ 的表达式, 由 $u_L(t) = L \frac{di(t)}{dt}$ 即可求解。

解 电流 $i(t)$ 的函数表示式为

$$i(t) = \begin{cases} \frac{1.2}{60} \times 10^6 t & 0 \leq t \leq 60 \mu\text{s} \\ 3 \times 10^5 (64 \times 10^{-6} - t) & 60 < t \leq 64 \mu\text{s} \end{cases}$$

根据电感元件 u, i 的微分关系, 得电压的函数表示式为

$$u(t) = 0.01 \frac{di(t)}{dt} = \begin{cases} 2 \times 10^2 & 0 \leq t \leq 60 \mu\text{s} \\ -3 \times 10^3 & 60 < t \leq 64 \mu\text{s} \end{cases}$$

$u(t)$ 的波形如题解 1-7 图, 说明电感的电压可以是时间的间断函数。

◎ 1-8

$2\mu\text{F}$ 的电容上所加电压 u 的波形如题 1-8 图所示。求:

(1) 电容电流 i ;

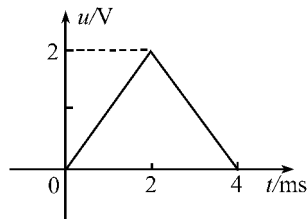


(2) 电容电荷 q ;

(3) 电容吸收的功率 p 。

解 (1) 电压 $u(t)$ 的函数表示式为

$$u(t) = \begin{cases} 0 & t \leq 0 \\ 10^3 t & 0 < t \leq 2\text{ms} \\ 4 - 10^3 t & 2 < t \leq 4\text{ms} \\ 0 & t > 4\text{ms} \end{cases}$$



题 1-8 图

根据电容元件 u, i 的微分关系, 得电流 $i(t)$ 的函数表示式为:

$$i(t) = 2 \times 10^{-6} \frac{du(t)}{dt} = \begin{cases} 0 & t \leq 0 \\ 2 \times 10^{-3} & 0 < t \leq 2\text{ms} \\ -2 \times 10^{-3} & 2 < t \leq 4\text{ms} \\ 0 & t > 4\text{ms} \end{cases}$$

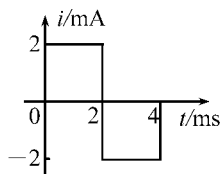
(2) 因为 $C = \frac{q}{u}$, 所以有

$$q(t) = Cu(t) = \begin{cases} 0 & t \leq 0 \\ 2 \times 10^{-3} t & 0 < t \leq 2\text{ms} \\ 2 \times 10^{-6} (4 - 10^3 t) & 2 < t \leq 4\text{ms} \\ 0 & t > 4\text{ms} \end{cases}$$

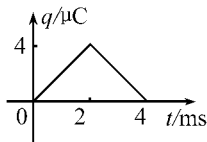
(3) 在电容元件上电压、电流参考方向关联时, 电容元件吸收的功率为

$$p(t) = u(t)i(t) = \begin{cases} 0 & t \leq 0 \\ 2t & 0 < t \leq 2\text{ms} \\ -2 \times 10^{-3} (4 - 10^3 t) & 2 < t \leq 4\text{ms} \\ 0 & t > 4\text{ms} \end{cases}$$

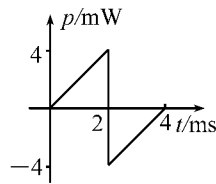
$i(t), q(t), p(t)$ 波形如题解 1-8 图所示。



(a)



(b)



(c)

题解 1-8 图

◎ 1-9 电路如题 1-9 图所示, 其中 $R = 2\Omega, L = 1\text{H}, C = 0.01\text{F}, u_C(0) = 0$, 若电路的输入电流为:

(1) $i = 2\sin(2t + \frac{\pi}{3})\text{A};$



$$(2) i = e^{-t} \text{ A}.$$

试求两种情况下,当 $t > 0$ 时的 u_R 、 u_L 和 u_C 值。

分析 电阻两端的电压与电流关系为 $u_R = iR$, 电感端电

压为 $u_L = L \frac{di}{dt}$, 电容端电压为 $u_C = u_C(0) + \frac{1}{C}$

$\int_0^t i(\xi) d\xi$, 根据公式求解即可。

解 根据 R 、 L 和 C 的 u 、 i 关系有

(1) 若 $i = 2\sin(2t + \frac{\pi}{3}) \text{ A}$, 则有

$$u_R(t) = Ri(t) = 2 \times 2\sin(2t + \frac{\pi}{3})$$

$$= 4\sin(2t + \frac{\pi}{3}) \text{ V}$$

$$u_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} = 1 \times 2[\cos(2t + \frac{\pi}{3})] \times 2$$

$$= 4\cos(2t + \frac{\pi}{3}) \text{ V}$$

$$u_C(t) = u_C(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i(\xi) d\xi$$

$$= 0 + \frac{1}{0.01} \int_0^t 2\sin(2\xi + \frac{\pi}{3}) d\xi$$

$$= 50 - 100\cos(2t + \frac{\pi}{3}) \text{ V}$$

(2) 若 $i = e^{-t} \text{ A}$, 则有

$$u_R(t) = Ri(t) = 2 \times e^{-t} \text{ V}$$

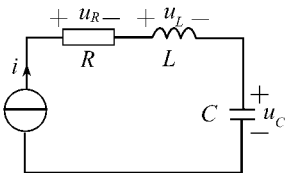
$$u_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} = 1 \times (-e^{-t}) = -e^{-t} \text{ V}$$

$$u_C(t) = u_C(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i(\xi) d\xi$$

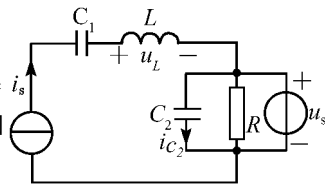
$$= \frac{1}{0.01} \int_0^t e^{-\xi} d\xi = 100(1 - e^{-t}) \text{ V}$$

○ 1-10 电路如题 1-10 题图所示, 设 $u_S(t) = U_m \cos(\omega t)$, $i_S(t) = Ie^{-\omega t}$, 试求 $u_L(t)$ 和 $i_{C_2}(t)$ 。

解 可以看出, 流过电感的电流等于电流源的电流 i_S , 电容 C_2 上的电压为 u_S , 故由 L 、 C 元件的 u 、 i 约束方程可得



题 1-9 图



题 1-10 图



$$u_L(t) = L \frac{di_S(t)}{dt} = LIe^{-\alpha t} \times (-\alpha) = -LI\alpha e^{-\alpha t} \text{ V}$$

$$\begin{aligned} i_{C_2}(t) &= C_2 \frac{du_S(t)}{dt} = C_2 U_m [-\sin(\omega t)] \omega \\ &= -\omega C_2 U_m \sin(\omega t) \text{ V} \end{aligned}$$

○ 1-11 电路如题 1-11 图所示, 其中 $i_S = 2\text{A}$, $u_S = 10\text{V}$ 。

(1) 求 2A 电流源和 10V 电压源的功率;

(2) 如果要求 2A 电流源的功率为零, 在 AB 线段内应插入何种元件? 分析此时各元件的功率;

(3) 如果要求 10V 电压源的功率为零, 则应在 BC 间并联何种元件? 分析此时各元件的功率。

解 (1) 电流源发出的功率

$$p = u_S i_S = 10 \times 2 = 20\text{W}$$

电压源吸收的功率

$$p = u_S i_S = 10 \times 2 = 20\text{W}$$

(2) 若要 2A 电流源的功率为零, 则需使其端电压为零。在 AB 间插入 $u'_S = 10\text{V}$ 电压源, 极性如题解 1-11 图(a) 所示。此时, 电流源的功率为 $p = 0 \times i_S =$

0W 。插入的电压源发出功率 20W , 原来的电压源吸收功率 20W 。

(3) 若要 10V 电压源的功率为零, 则需使流过电压源的电流为零。可以采取在 BC 间并联 $i'_S = 2\text{A}$ 的电流源, 如题解 1-11 图(b) 所示, 或并联 $R = u_S / i_S = 10/2 = 5\Omega$ 的电阻, 如题解 1-11 图(c) 所示。

题解 1-11 图(b) 中, 因 $i_S = i'_S$, 由 KCL 可知, 流经 u_S 的电流为零。所以 u_S 的功率为零。原电流源发出功率为

$$p = u_S i_S = 10 \times 2 = 20\text{W}$$

并入电流源吸收功率为

$$p = u_S i'_S = 10 \times 2 = 20\text{W}$$

题解 1-11 图(c) 中, 流经电阻的电流为

$$i_R = \frac{u_S}{R} = \frac{10}{5} = 2\text{A}$$

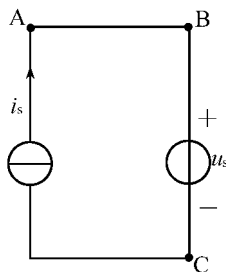
由 KCL 可知, 流经 u_S 的电流为零, 因此, u_S 的功率为零。此时, 电流源发出功率

$$p = u_S i_S = 10 \times 2 = 20\text{W}$$

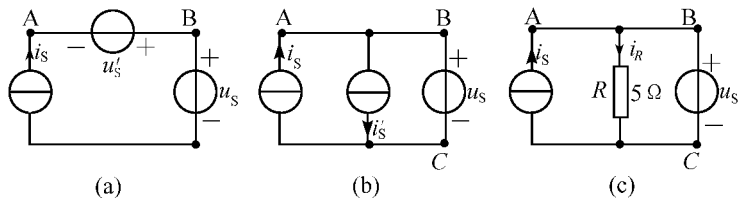
电阻消耗功率

$$p = \frac{u_S^2}{R} = \frac{10^2}{5} = 20\text{W}$$

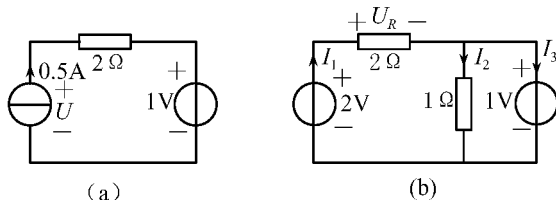
◎ 1-12 试求题 1-12 图所示电路中每个元件的功率。



题 1-11 图



题解 1-11 图



题 1-12 图

分析 电阻消耗的功率 $P = I^2 R$, 电压源吸收的功率 $P = U_S I_S$, 电流源发出的功率 $P = I_S U$, 根据公式求解即可。

解 (a) 图中, 由于流经电阻和电压源的电流为 0.5A , 所以电阻消耗功率

$$P_R = RI^2 = 2 \times 0.5^2 = 0.5\text{W}$$

电压源吸收功率

$$P_U = U_S I_S = 1 \times 0.5 = 0.5\text{W}$$

由于电阻电压

$$U_R = RI = 2 \times 0.5 = 1\text{V}$$

得电流源端电压

$$U = U_R + U_S = 1 + 1 = 2\text{V}$$

电流源发出功率

$$P_1 = I_S U = 0.5 \times 2 = 1\text{W}$$

(b) 图中 2Ω 电阻的电压

$$U_R = 2 - 1 = 1\text{V}$$

所以有

$$I_1 = \frac{U_R}{2} = \frac{1}{2} = 0.5\text{A}$$

$$I_2 = \frac{1}{1} = 1\text{A}$$

由 KCL 得

$$I_3 = I_1 - I_2 = 0.5 - 1 = -0.5\text{A}$$

故 2V 电压源发出功率

$$P = 2 \times I_1 = 2 \times 0.5 = 1\text{W}$$



1V 电压源发出功率

$$P = 1 \times (-I_3) = 1 \times 0.5 = 0.5 \text{ W}$$

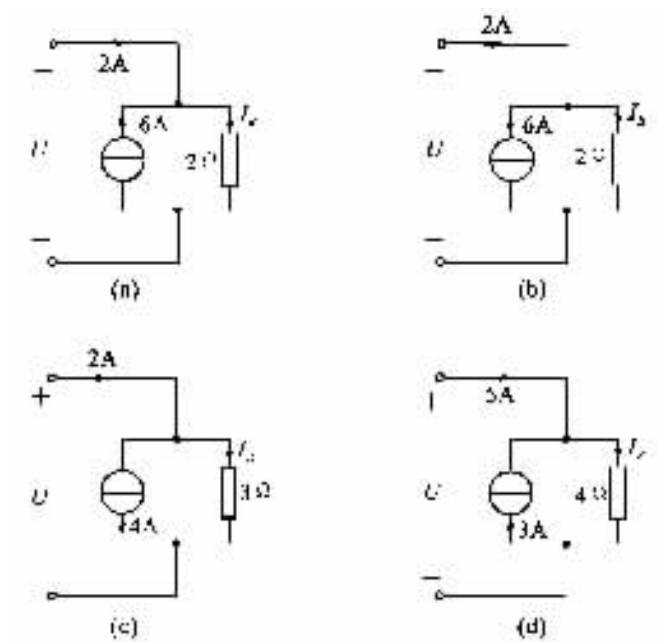
2Ω 电阻消耗功率

$$P = 2 \times I_1^2 = 2 \times 0.5^2 = 0.5 \text{ W}$$

1Ω 电阻消耗功率

$$P = 1 \times I_2^2 = 1 \times 1^2 = 1 \text{ W}$$

○ 1-13 试求题 1-13 图中各电路的电压 U , 并讨论其功率平衡。



题 1-13 图

解 应用 KCL 先计算电阻电流 I_R , 再根据欧姆定律计算电阻电压 U_R , 从而得出端电压 U , 最后计算功率。

(a) 图中

$$I_R = 2 + 6 = 8 \text{ A}$$

$$U = U_R = 2 \times I_R = 2 \times 8 = 16 \text{ V}$$

所以输入电路的功率为

$$P = U \times 2 = 16 \times 2 = 32 \text{ W}$$

电流源发出功率

$$P_1 = 6 \times U = 6 \times 16 = 96 \text{ W}$$

电阻消耗功率

$$P_R = 2 \times I_R^2 = 2 \times 8^2 = 128 \text{ W}$$



显然 $P + P_1 = P_R$, 即输入电路的功率和电源发出的功率都被电阻消耗了。

(b) 图中

$$I_R = 6 - 2 = 4\text{A}$$

$$U = U_R = 2 \times I_R = 2 \times 4 = 8\text{V}$$

所以输入电路的功率为

$$P = -U \times 2 = -8 \times 2 = -16\text{W}$$

电流源发出功率

$$P_1 = 6 \times U = 6 \times 8 = 48\text{W}$$

电阻消耗功率

$$P_R = 2 \times I_R^2 = 2 \times 4^2 = 32\text{W}$$

显然仍满足

$$P + P_1 = P_R$$

实际上电流源发出的功率被电阻消耗了 32W, 还有 16W 输送给了外电路。

(c) 图中

$$I_R = 2 - 4 = -2\text{A}$$

$$U = U_R = 3 \times I_R = 3 \times (-2) = -6\text{V}$$

所以输入电路的功率为

$$P = U \times 2 = -6 \times 2 = -12\text{W}$$

电流源发出功率

$$P_1 = 4 \times 6 = 24\text{W}$$

电阻消耗功率

$$P_R = 3 \times I_R^2 = 3 \times (-2)^2 = 12\text{W}$$

显然仍满足

$$P + P_1 = P_R$$

(d) 图中

$$I_R = 5 - 3 = 2\text{A}$$

$$U = U_R = 4 \times I_R = 4 \times 2 = 8\text{V}$$

所以输入电路的功率为

$$P = U \times 5 = 8 \times 5 = 40\text{W}$$

电流源发出功率

$$P_1 = -3 \times U = -3 \times 8 = -24\text{W}$$

电阻消耗功率

$$P_R = 4 \times I_R^2 = 4 \times (-2)^2 = 16\text{W}$$

显然仍满足

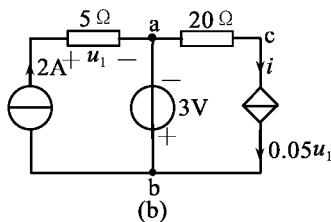
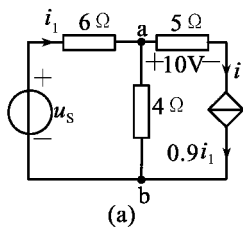
$$P + P_1 = P_R$$

○ 1-14 电路如题 1-14 图所示, 试求:



(1) 电流 i_1 和 u_{ab} [图(a)];

(2) 电压 u_{cb} [图(b)]。



题 1-14 图

解 (1) 受控电流源的电流为

$$0.9i_1 = i = \frac{10}{5} = 2\text{A}$$

所以

$$i_1 = \frac{2}{0.9} \approx 2.222\text{A}$$

$$\begin{aligned} u_{ab} &= 4 \times i_{ab} = 4 \times (i_1 - i) = 4 \times (i_1 - 0.9i_1) = 4 \times 0.1i_1 \\ &= 4 \times 0.1 \times \frac{20}{9} \approx 0.889\text{V} \end{aligned}$$

(2) 因为 $u_1 = 2 \times 5 = 10\text{V}$, 所以受控电流源的电流为

$$i = 0.05u_1 = 0.05 \times 10 = 0.5\text{A}$$

$$u_{ac} = 20 \times i = 20 \times 0.5 = 10\text{V}$$

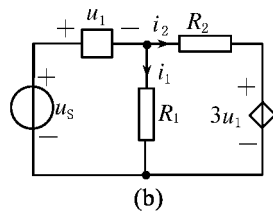
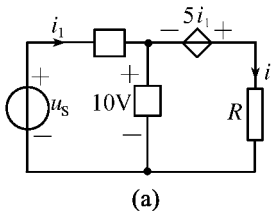
因为

$$u_{ab} = -3\text{V}$$

所以

$$u_{cb} = -u_{ac} + u_{ab} = -10 - 3 = -13\text{V}$$

● 1-15 对题 1-15 图示电路:



题 1-15 图

(1) 已知图(a)中, $R = 2\Omega$, $i_1 = 1\text{A}$, 求电流 i ;

(2) 已知图(b)中, $u_s = 10\text{V}$, $i_1 = 2\text{A}$, $R_1 = 4.5\Omega$, $R_2 = 1\Omega$, 求 i_2 。

分析 根据图(a)右边回路的 KVL 方程即可求解 i , 由图(b)左边回路 KVL 方程即可求出 u_1 。

解 (1) 对图(a)中右边的回路列 KVL 方程(顺时针方向绕行)有



$$Ri - 10 - 5i_1 = 0$$

所以
$$i = \frac{10 + 5i_1}{R} = \frac{10 + 5 \times 1}{2} = 7.5 \text{ A}$$

(2) 图(b) 中, 电路 R_1 两端的电压为

$$u_{R_1} = R_1 i_1 = 4.5 \times 2 = 9 \text{ V}$$

对左边回路列 KVL 方程顺时针方向绕行有

$$u_{R_1} - u_s + u_1 = 0$$

所以

$$u_1 = u_s - u_{R_1} = 10 - 2 \times 4.5 = 10 - 9 = 1 \text{ V}$$

从图(b) 中右边回路的 KVL 方程顺时针方向绕行得

$$R_2 i_2 + 3u_1 - u_{R_1} = 0$$

所以

$$i_2 = \frac{u_{R_1} - 3u_1}{R_2} = \frac{2 \times 4.5 - 3 \times 1}{1} = 6 \text{ A}$$

小结 掌握回路的 KVL 方程是本题的解题关键。

○ 1-16 (1) $i_4 = 1 \text{ A}, i_5 = 13 \text{ A};$

$$(2) i_1 = \frac{10}{3} \text{ A}, i_2 = \frac{1}{3} \text{ A}, i_3 = -\frac{11}{3} \text{ A}, i_4 = 1 \text{ A}, i_5 = 13 \text{ A}.$$

◎ 1-17 在题 1-17 图所示电路中, 已知 $u_{12} = 2 \text{ V}, u_{23} = 3 \text{ V}, u_{25} = 5 \text{ V}, u_{37} = 3 \text{ V}, u_{67} = 1 \text{ V}$, 尽可能多地确定其它各元件的电压。

分析 求解各元件的电压只需根据各个回路的 KVL 方程即可求解。

解 已知 $u_b = u_{12} = 2 \text{ V}, u_d = u_{23} = 3 \text{ V}, u_c = u_{25} = 5 \text{ V}, u_j = u_{67} = 1 \text{ V}$, 选取回路列 KVL 方程。

对回路(①②⑤①)有

$$u_a = u_{15} = u_{12} + u_{25} = 2 + 5 = 7 \text{ V}$$

对回路(①②③①)有

$$u_k = u_{13} = u_{12} + u_{23} = 2 + 3 = 5 \text{ V}$$

对回路(②③④⑦⑥⑤②)有

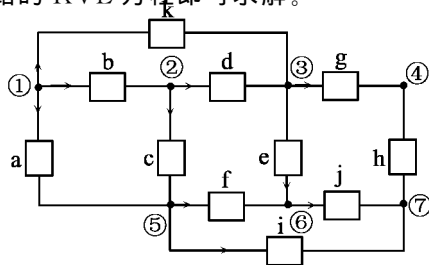
$$u_{23} + u_{37} - u_{67} - u_{56} - u_{25} = 0$$

所以

$$\begin{aligned} u_f &= u_{56} = u_{23} + u_{37} - u_{67} - u_{25} \\ &= 3 + 3 - 1 - 5 = 0 \end{aligned}$$

对回路(③④⑦⑥③)有

$$u_e = u_{36} = u_{37} - u_{67} = 3 - 1 = 2 \text{ V}$$



题 1-17 图



对回路(⑤⑥⑦⑤)有

$$u_i = u_{57} = u_{56} + u_{67} = 0 + 1 = 1\text{V}$$

- 1-18 对上题所示电路,指定各支路电流的参考方向,然后列出所有结点处的 KCL 方程,并说明这些方程中有几个是独立的。

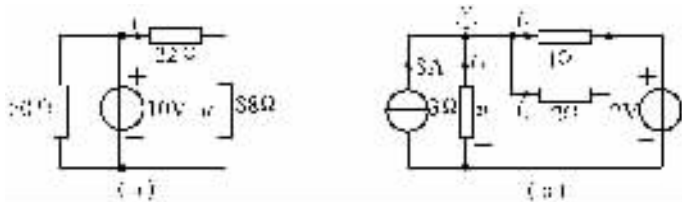
解 支路电流的参考方向如题 1-17 图所示,各结点的 KCL 方程分别为(以流出结点的电流为正)

$$\begin{aligned} \textcircled{1} \quad i_a + i_b + i_k &= 0 & \textcircled{2} \quad -i_b + i_c + i_d &= 0 \\ \textcircled{3} \quad -i_d + i_e + i_g - i_k &= 0 & \textcircled{5} \quad -i_a - i_c + i_f + i_i &= 0 \\ \textcircled{6} \quad -i_e - i_f + i_j &= 0 & \textcircled{7} \quad -i_j - i_i - i_g &= 0 \end{aligned}$$

把以上 6 个方程相加,得到 $0 = 0$ 的结果,说明这 6 个方程不是相互独立的,但其中任意 5 个方程是相互独立的。

- 1-19 略

- 1-20 利用 KCL 和 KVL 求解题 1-20 图示电路中的电压 u 。



题 1-20 图

解 在(a)图中,设电流 i ,右边网孔的 KVL 方程为

$$22i + 88i = 10$$

解得

$$i = \frac{10}{110} \approx 0.091\text{A}$$

所以

$$u = 88i = 88 \times \frac{10}{110} = 8\text{V}$$

在(b)图中,设电流 i_1, i_2, i_3 , ①号结点上的 KCL 方程为

$$i_1 + i_2 + i_3 = 8$$

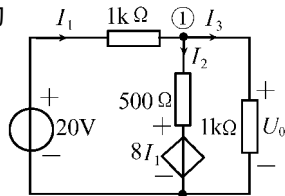
对右边大孔和其中的小孔分别按顺时针列出的 KVL 方程为

$$i_1 + 2 - 3i_3 = 0, \quad i_1 - 2i_2 = 0$$

由以上三个方程解得

$$i_3 = 2\text{A}$$

所以



题 1-21 图



$$u = 3i_3 = 3 \times 2 = 6\text{V}$$

●1-21 试求题 1-21 图示电路中控制量 I_1 及 U_0 。

分析 根据图示电路列出结点的 KCL 及回路的 KVL 方程即可求解。

解 设电流 I_1, I_2, I_3 。对结点 ① 和两个网孔列 KCL (电流流入为正, 流出为负) 和 KVL 方程, 有

$$\begin{cases} I_1 - I_2 - I_3 = 0 \\ 1000I_1 + 500I_2 + 8I_3 = 20 \\ 8I_1 + 500I_2 - 1000I_3 = 0 \end{cases}$$

应用行列式求解以上方程组, 有

$$\Delta = \begin{vmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 1008 & 500 & 0 \\ 8 & 500 & -1000 \end{vmatrix} = -2008 \times 10^3$$

$$\Delta_1 = \begin{vmatrix} 0 & -1 & -1 \\ 20 & 500 & 0 \\ 0 & 500 & -1000 \end{vmatrix} = -30 \times 10^3$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 1008 & 500 & 20 \\ 8 & 500 & 0 \end{vmatrix} = -10160$$

则

$$I_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta} = \frac{-30 \times 10^3}{-2008 \times 10^3} = 14.94\text{mA}$$

$$I_3 = \frac{\Delta_3}{\Delta} = \frac{-10160}{-2008 \times 10^3} = 5.06\text{mA}$$

所以

$$U_0 = 1000 \times I_3 = 1000 \times \frac{10160}{2008 \times 10^3} = 5.06\text{V}$$

小结 求解电路中的变量, 利用 KCL、KVL 方程是最基本的方法。

○1-22 $u_1 = 20\text{V}, u = 200\text{V}$

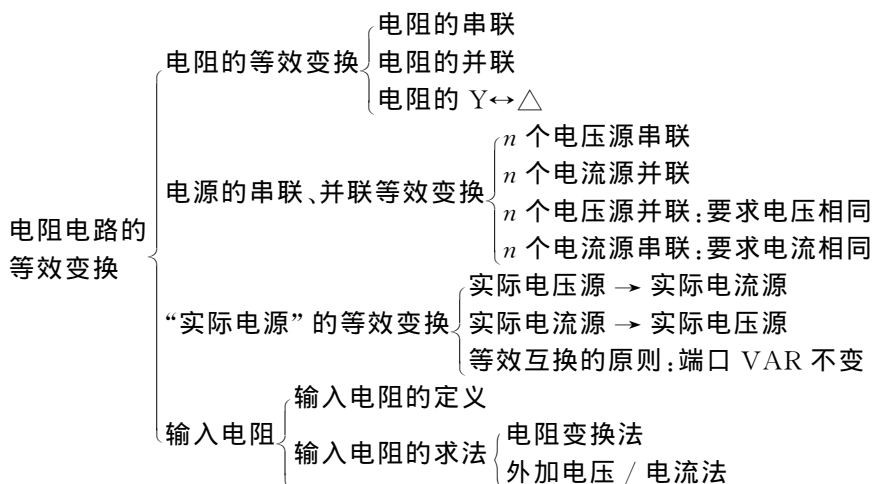
第二章

电阻电路的等效变换

学习要求

1. 理解等效变换的概念,利用等效变换分析电路。
2. 掌握电阻的等效变换:串并混联、 $Y \leftrightarrow \Delta$ 的等效变换。
3. 理解、掌握两种电源的等效变换。
4. 深刻理解单口电路输入电阻 R_{in} 的定义,并会计算。
5. 理解二端电阻电路等效电阻的定义,熟练掌握求等效电阻的方法。

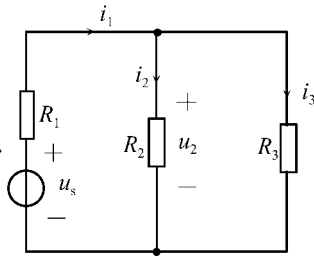
知识网络图





课后习题全解

- 2-1 电路如题 2-1 图所示, 已知 $u_s = 100\text{V}$, $R_1 = 2\text{k}\Omega$, $R_2 = 8\text{k}\Omega$ 。若: (1) $R_3 = 8\text{k}\Omega$; (2) $R_3 = \infty$ (R_3 处开路); (3) $R_3 = 0$ (R_3 处短路)。试求以上 3 种情况下电压 u_2 和电流 i_2, i_3 。



题 2-1 图

解 (1) R_2 和 R_3 为并联且相等, 其等效电阻 $R = \frac{8}{2} = 4\text{k}\Omega$, 则

$$i_1 = \frac{u_s}{R_1 + R} = \frac{100}{2 + 4} = \frac{50}{3}\text{mA}$$

$$i_2 = i_3 = \frac{i_1}{2} = \frac{50}{6} = 8.333\text{mA}$$

$$u_2 = R_2 i_2 = 8 \times \frac{50}{6} = 66.667\text{V}$$

(2) 因 $R_3 = \infty$, 则有 $i_3 = 0$

$$i_2 = \frac{u_s}{R_1 + R_2} = \frac{100}{2 + 8} = 10\text{mA}$$

$$u_2 = R_2 i_2 = 8 \times 10 = 80\text{V}$$

(3) 因 $R_3 = 0$, 则有 $i_2 = 0$, 得 $u_2 = 0$,

$$i_3 = \frac{u_s}{R_1} = \frac{100}{2} = 50\text{mA}$$

- 2-2 电路如题 2-2 图所示, 其中电阻、电压源和电流源均为已知, 且为正值。求: (1) 电压 u_2 和电流 i_2 ; (2) 若电阻 R_1 增大, 对哪些元件的电压、电流有影响? 影响如何?

解 (1) 因为 R_2 和 R_3 为并联, 且该并联部分的总电流为电流源的电流 i_s , 根据分流公式, 有

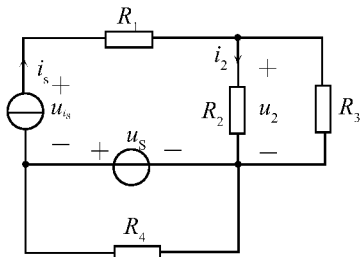
$$i_2 = \frac{R_3}{R_2 + R_3} i_s$$

$$u_2 = R_2 i_2 = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} i_s$$

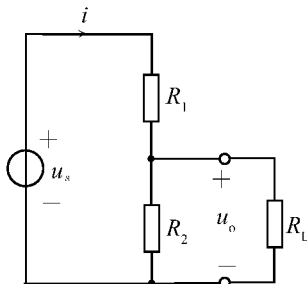
(2) 由于 R_1 和电流源串接支路对其余电路来说可以等效为一个电流源。因此当 R_1 增大, 对 R_2, R_3, R_4 及 u_s 的电流和端电压都没有影响。但 R_1 增大, R_1 上的电压增大, 将影响电流源两端的电压, 即

$$u_{i_s} = R_1 i_s + u_2 - u_s$$

显然, u_{i_s} 随 R_1 的增大而增大。



题 2-2 图



题 2-3 图

◎ 2-3

电路如题 2-3 图所示。(1) 求 $\frac{u_o}{u_s}$; (2) 当 $R_L \gg R_1 \parallel R_2 (= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2})$ 时, $\frac{u_o}{u_s}$

可近似为 $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$, 此时引起的相对误差为

$$\frac{\frac{u_o}{u_s} - \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{\frac{u_o}{u_s}} \times 100\%$$

当 R_L 为 $(R_1 \parallel R_2)$ 的 100 倍、10 倍时, 分别计算此相对误差。

分析 R_2 与 R_L 并联, 然后与 R_1 串联, 则 $\frac{u_o}{u_s} = \frac{R_2 \parallel R_L}{R_2 \parallel R_L + R_1}$ 。

解 (1)

$$R = \frac{R_2 \times R_L}{R_2 + R_L}$$

$$i = \frac{u_s}{R_1 + R}$$

$$u_o = Ri = \frac{u_s R}{R_1 + R}$$

所以

$$\frac{u_o}{u_s} = \frac{R}{R_1 + R} = \frac{R_2 R_L}{R_1 R_2 + R_1 R_L + R_2 R_L}$$

(2) 设 $R_L = K \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$, 代入上述 $\frac{u_o}{u_s}$ 式子中, 可得

$$\frac{u_o}{u_s} = \frac{R_2 \times K \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}{R_1 R_2 + (R_1 + R_2) \times K \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{K}{(1 + K)} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

相对误差为

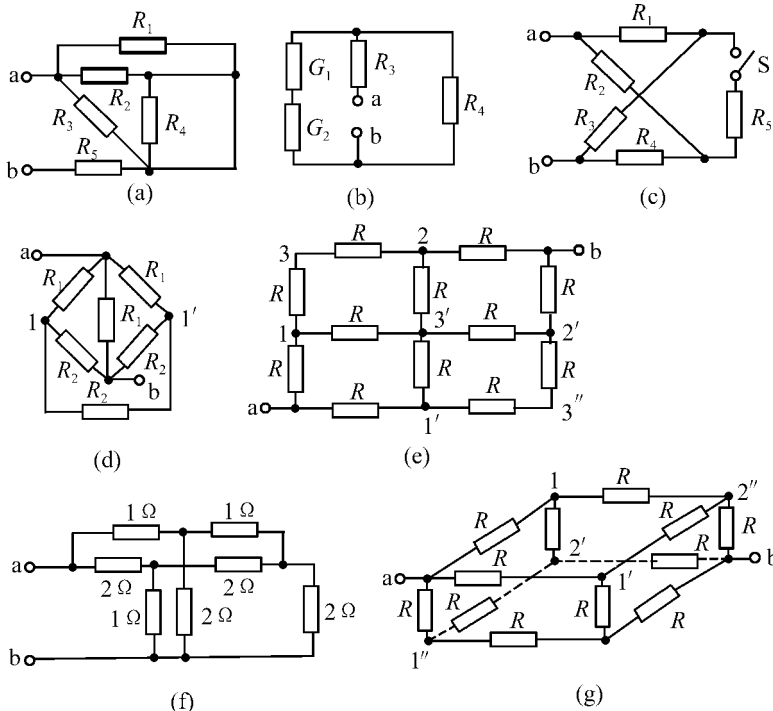
$$\eta = \frac{(\frac{u_o}{u_s} - \frac{R_2}{R_1 + R_2}) \times 100\%}{\frac{u_o}{u_s}} = \frac{\frac{K}{1 + K} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{\frac{K}{1 + K} \frac{R_2}{R_1 + R_2}} \times 100\%$$



$$= \frac{\frac{K}{1+K} - 1}{\frac{K}{1+K}} \times 100\% = -\frac{1}{K} \times 100\%$$

当 $K = 100$ 时, $\eta = -1\%$; $K = 10$ 时, $\eta = -10\%$ 。

◎ 2-4 求题 2-4 图示各电路的等效电阻 R_{ab} , 其中 $R_1 = R_2 = 1\Omega$, $R_3 = R_4 = 2\Omega$, $R_5 = 4\Omega$, $G_1 = G_2 = 1S$, $R = 2\Omega$ 。



题 2-4 图

分析 根据串联、并联, $Y \leftrightarrow \Delta$ 变换等电阻电路的等效方法即可求解。

解 图(a) 中将短路线缩为点后, 可知 R_4 被短路, R_1, R_2 和 R_3 为并联, 于是有

$$R_{ab} = [R_1 // R_2 // R_3] + R_5 = [1 // 1 // 2] + 4 = 4.4\Omega$$

图(b) 中 G_1 和 G_2 所在支路的电阻

$$R = \frac{1}{G_1} + \frac{1}{G_2} = 2\Omega$$

所以 $R_{ab} = [R // R_4] + R_3 = [2 // 2] + 2 = 3\Omega$

图(c) 改画后可知, 这是一个电桥电路, 由于 $R_1 = R_2, R_3 = R_4$ 处于电桥平衡, 故开关闭合与打开时的等效电阻相等。即

$$R_{ab} = (R_1 + R_3) // (R_2 + R_4) = (1 + 2) // (1 + 2) = 1.5\Omega$$

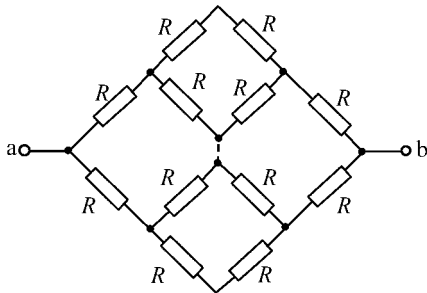


图(d)中结点 $1, 1'$ 同电位(电桥平衡), 所以 $1-1'$ 间跨接电阻 R_2 可以拿去(也可以用短路线替代), 故

$$\begin{aligned} R_{ab} &= (R_1 + R_2) // (R_1 + R_2) // R_1 \\ &= (1 + 1) // (1 + 1) // 1 = 0.5 \Omega \end{aligned}$$

图(e)为非串联电路, 其具有某种对称结构, 称之为平衡对称网络。

因为该电路为对称电路, 因此可将电路从中心点断开(因断开点间的连线没有电流)如题解2-4图(a)所示。

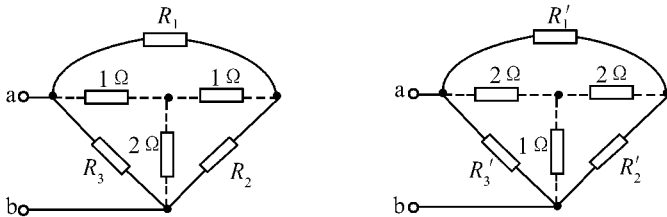


题解2-4图(a)

则

$$R_{ab} = \frac{2R + (2R // 2R)}{2} = \frac{3}{2}R = 3\Omega$$

图(f)中 $(1\Omega, 1\Omega, 2\Omega)$ 和 $(2\Omega, 2\Omega, 1\Omega)$ 构成两个Y形连接, 分别将两个Y形转化成等值的三角形连接, 如题解2-4图(b)所示。等值三角形的电阻分别为



题解2-4图(b)

$$R_1 = (1 + 1 + \frac{1 \times 1}{2}) = 2.5 \Omega$$

$$R_2 = (1 + 2 + \frac{1 \times 2}{1}) = 5 \Omega$$

$$R_3 = R_2 = 5 \Omega$$

$$R'_1 = 2 + 2 + \frac{2 \times 2}{1} = 8 \Omega$$

$$R'_2 = 1 + 2 + \frac{1 \times 2}{2} = 4 \Omega$$



$$R'_3 = R'_2 = 4\Omega$$

并接两个三角形,最后得题解 2-4 图(c) 所示的等效电路,所以

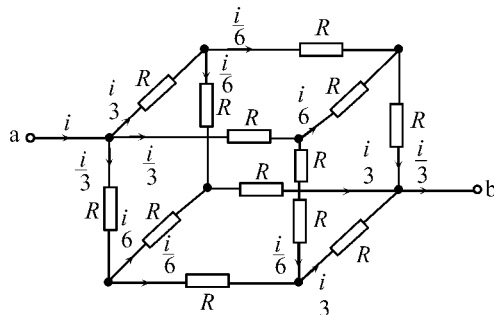
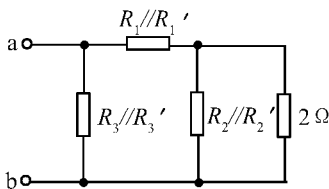
$$\begin{aligned} R_{ab} &= [2 \parallel (R_2 \parallel R'_2) + (R_1 \parallel R'_1)] \parallel (R_3 \parallel R'_3) \\ &= [2 \parallel (5 \parallel 4) + (2.5 \parallel 8)] \parallel (5 \parallel 4) \\ &= \left[\frac{20}{19} + \frac{40}{21} \right] \parallel \frac{20}{9} = 1.269\Omega \end{aligned}$$

图(g) 也是一个对称电路。根据电路的结构特点,设 i 从 a 流入,则与 a 相连的 3 个电阻 R 中流过的电流均为 $\frac{i}{3}$ 。同理,从 $1'$ 点分流的支路 R 对称,故支流为 $\frac{i}{6}$,得各支路电流的分布如题解 2-4 图(d) 所示。由此得端口电压

$$u_{ab} = \frac{1}{3}i \times R + \frac{1}{6}i \times R + \frac{1}{3}i \times R = \frac{5}{6}i \times R$$

所以

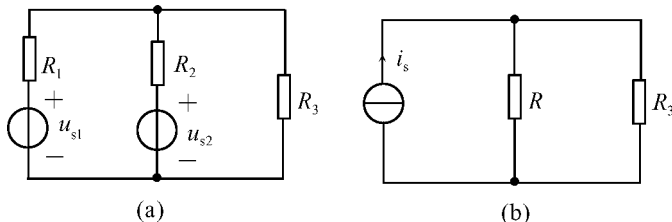
$$R_{ab} = \frac{u_{ab}}{i} = \frac{5}{6}R = 1.667\Omega$$



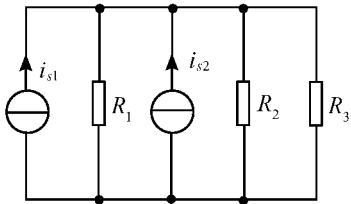
题解 2-4 图(c)

题解 2-4 图(d)

- 2-5 在题 2-5 图(a) 电路中, $u_{s1} = 24V$, $u_{s2} = 6V$, $R_1 = 12\Omega$, $R_2 = 6\Omega$, $R_3 = 2\Omega$ 。图(b) 为经电源变换后的等效电路。(1) 求等效电路的 i_s 和 R ; (2) 根据等效电路求 R_3 中电流和消耗功率; (3) 分别在图(a), (b) 中求出 R_1 , R_2 及 R 消耗的功率; (4) 试问 u_{s1} , u_{s2} 发出的功率是否等于 i_s 发出的功率? R_1 , R_2 消耗的功率是否等于 R 消耗的功率? 为什么?



题 2-5 图



题解 2-5 图

解 (1) 利用电源的等效变换, 图(a) 中电阻与电压源的串联可以用电阻与电流源的并联来等效。等效后的电路如题解 2-5 图所示, 其中

$$i_{s1} = \frac{u_{s1}}{R_1} = \frac{24}{12} = 2\text{A}$$

$$i_{s2} = \frac{u_{s2}}{R_2} = \frac{6}{6} = 1\text{A}$$

对题解 2-5 图电路进一步简化为题 2-5 图(b) 所示电路, 故

$$i_s = i_{s1} + i_{s2} = 2 + 1 = 3\text{A}$$

$$R = R_1 // R_2 = \frac{12 \times 6}{12 + 6} = 4\Omega$$

(2) 由图(b) 可解得三条并联支路的端电压

$$u = (R // R_3) \times i_s = \frac{4 \times 2}{4 + 2} \times 3 = 4\text{V}$$

所以 R_3 的电流和消耗的功率分别为

$$i_3 = \frac{u}{R_3} = \frac{4}{2} = 2\text{A}$$

$$P_3 = R_3 i_3^2 = 2 \times 2^2 = 8\text{W}$$

(3) 根据 KVL, 图(a) 电路中 R_1, R_2 两端的电压分别为

$$u_1 = u_{s1} - u = 24 - 4 = 20\text{V}$$

$$u_2 = u_{s2} - u = 6 - 4 = 2\text{V}$$

则 R_1, R_2 消耗的功率分别为

$$P_1 = \frac{u_1^2}{R_1} = \frac{(20)^2}{12} = \frac{100}{3} = 33.33\text{W}$$

$$P_2 = \frac{u_2^2}{R_2} = \frac{2^2}{6} = \frac{2}{3}\text{W}$$

图(b) 中 R 消耗的功率

$$P = \frac{u^2}{R} = \frac{4^2}{4} = 4\text{W}$$

(4) 图(a) 中 u_{s1} 和 u_{s2} 发出的功率分别为



$$P_{u_{s1}} = u_{s1} \times \frac{u_1}{R_1} = 24 \times \frac{20}{12} = 40 \text{ W}$$

$$P_{u_{s2}} = u_{s2} \times \frac{u_2}{R_2} = 6 \times \frac{2}{6} = 2 \text{ W}$$

图(b) 图中 i_s 发出的功率

$$P_{i_s} = u i_s = 4 \times 3 = 12 \text{ W}$$

显然

$$P_{i_s} \neq P_{u_{s1}} + P_{u_{s2}}$$

由(3) 的解可知

$$P \neq P_1 + P_2$$

以上结果表明, 等效电源发出的功率一般并不等于电路中所有电源发出的功率之和; 等效电阻消耗的功率一般也并不等于原电路中所有电阻消耗的功率之和。这充分说明, 电路的“等效”概念仅仅指对外电路等效, 对内部电路(变换的电路) 则不等效。

- 2-6 对题 2-6 图所示电桥电路, 应用 Y-三角形等效变换求: (1) 对角线电压 U ; (2) 电压 U_{ab} 。

解 把 $(10\Omega, 10\Omega, 5\Omega)$ 构成的三角形等效变换为 Y 形, 如题解 2-6 图所示。由于两条并联支路的电阻相等, 因此得电流

$$I_1 = I_2 = \frac{5}{2} = 2.5 \text{ A}$$

应用 KVL 得电压

$$U = 6 \times 2.5 - 4 \times 2.5 = 5 \text{ V}$$

又因输入电阻

$$R_{ab} = (4 + 4) // (6 + 2) + 2 + 24 = 30 \Omega$$

所以

$$U_{ab} = 5 \times R_{ab} = 5 \times 30 = 150 \text{ V}$$

- ◎ 2-7 题 2-7 图为由桥 T 电路构成的衰减器。

(1) 试证明当 $R_2 = R_1 = R_L$ 时, $R_{ab} = R_L$, 且有 $\frac{u_o}{u_{in}} = 0.5$;

(2) 试证明当 $R_2 = \frac{2R_1 R_L^2}{3R_1^2 - R_L^2}$ 时, $R_{ab} = R_L$, 并求此时电压比 $\frac{u_o}{u_{in}}$ 。

分析 平衡电桥等位点间的电阻可省去。

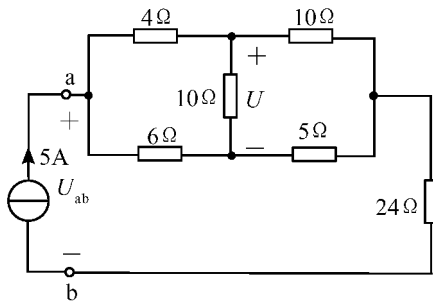
证明 (1) 当 $R_1 = R_2 = R_L$ 时, 此电路为一平衡电桥, c, d 两点为等位点, 故可将连于这两点之间的 R_1 支路断开, 从而得到一串并联电路, 则

$$R_{ab} = (R_1 + R_1) // (R_2 + R_L) = R_L$$

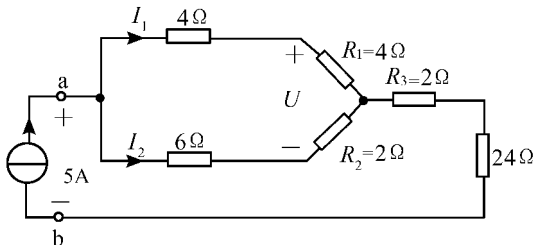
$$u_o = \frac{1}{2} u_{in}$$

即

$$\frac{u_o}{u_{in}} = \frac{1}{2} = 0.5$$



题 2-6 图



题解 2-6 图

(2) 把由 3 个 R_1 构成的 Y 形电路等效变换为三角形电路, 则原电路等效为

题解 2-7 图所示, 其中 $R = 3R_1$ 。根据题意, 即 $R_2 = \frac{2R_1 R_L^2}{3R_1^2 - R_L^2}$ 时, 不难得出电路的等效电阻 R_{ab} 为

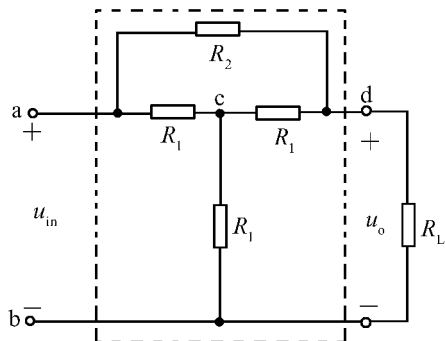
$$R_{ab} = \frac{\frac{3R_1 R_L}{3R_1 - R_L} 3R_1}{\frac{3R_1 R_L}{3R_1 - R_L} + 3R_1} = \frac{9R_1^2 R_L}{9R_1^2} = R_L$$

$$u_o = \frac{\frac{3R_1 R_L}{3R_1 + R_L}}{\frac{3R_1 R_2}{3R_1 + R_2} + \frac{3R_1 R_L}{3R_1 + R_L}} u_{in} = \frac{3R_1 - R_L}{3R_1 + R_L} u_{in}$$

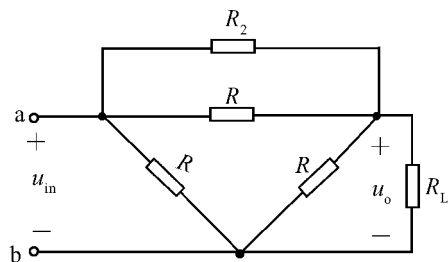
$$\frac{u_o}{u_{in}} = \frac{3R_1 - R_L}{3R_1 + R_L}$$

- 2-8 在题 2-8 图(a) 中, $u_{s1} = 45V, u_{s2} = 20V, u_{s4} = 20V, u_{s5} = 50V; R_1 = R_3 = 15\Omega, R_2 = 20\Omega, R_4 = 50\Omega, R_5 = 8\Omega$; 在图(b) 中, $u_{s1} = 20V, u_{s5} = 30V, i_{s2} = 8A, i_{s4} = 17A, R_1 = 5\Omega, R_3 = 10\Omega, R_5 = 10\Omega$ 。利用电源的等效变换求图(a) 和图(b) 中电压 u_{ab} 。

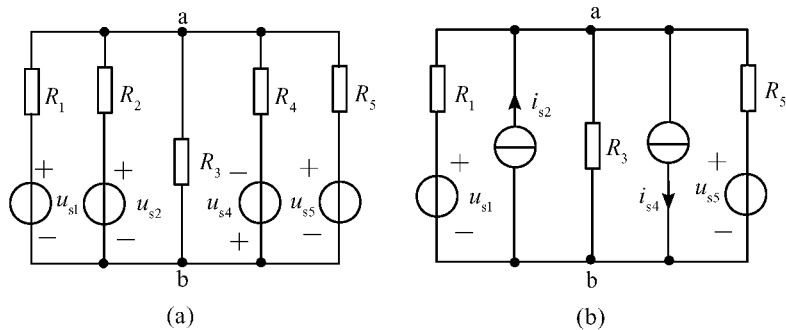
解 图(a) 利用电源的等效变换, 将图(a) 中的电压源等效为电流源, 得题解 2-8 所示。



题 2-7 图



题解 2-7 图



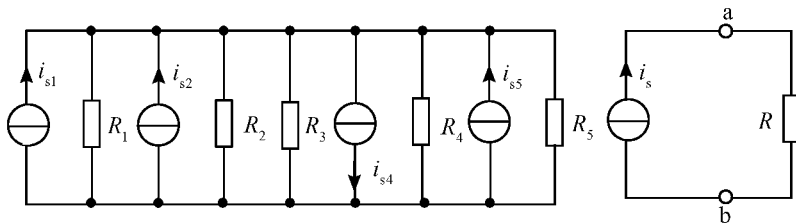
题 2-8 图

$$i_{s1} = \frac{u_{s1}}{R_1} = \frac{45}{15} = 3\text{A}$$

$$i_{s2} = \frac{u_{s2}}{R_2} = \frac{20}{20} = 1\text{A}$$

$$i_{s4} = \frac{u_{s4}}{R_4} = \frac{20}{50} = 0.4\text{A}$$

$$i_{s5} = \frac{u_{s5}}{R_5} = \frac{50}{8} = 6.25\text{A}$$



题解 2-8 图

把所有电源流合并,得

$$i_s = i_{s1} + i_{s2} - i_{s4} + i_{s5} = 3 + 1 - 0.4 + 6.25 = 9.85 \text{ A}$$

把所有电阻并联,有

$$\begin{aligned} R &= R_1 // R_2 // R_3 // R_4 // R_5 \\ &= 15 // 20 // 15 // 50 // 8 = \frac{600}{197} \Omega \end{aligned}$$

所以

$$u_{ab} = i_s R = 9.85 \times \frac{600}{197} = 30 \text{ V}$$

图(b)的求解方法同图(a),可得 $u_{ab} = -5 \text{ V}$ 。

○2-9 $i = \frac{1}{8} \text{ A}$

○2-10 利用电源的等效变换,求题2-10图所示电路中电压比 $\frac{u_o}{u_s}$ 。已知 $R_1 = R_2 =$

$$2\Omega, R_3 = R_4 = 1\Omega。$$

解 因为受控电流源的电流为 $2u_3 = 2i_3 R_3 = 2i_3 \times 1$,即受控电流源的控制量可以改为 i_3 ,则

$$u_o = R_4 i_4 = R_4 (i_3 + 2i_3) = 3i_3$$

即

$$i_3 = \frac{u_o}{3}$$

又因

$$i_3 = \frac{1}{4} u_s - \frac{u_o}{2}$$

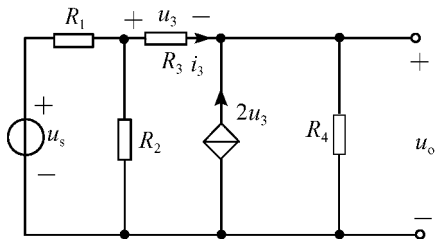
即

$$\frac{u_o}{3} = \frac{1}{4} u_s - \frac{u_o}{2}$$

所以

$$\frac{u_o}{u_s} = 0.3$$

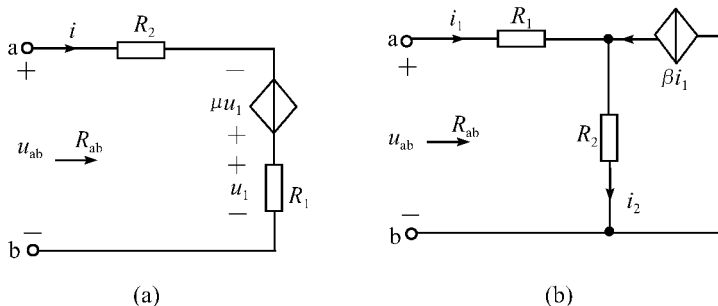
○2-11 $u_{10} = 0.75 u_s$



题 2-10 图

● 2-12

试求题 2-12 图(a) 和(b) 的输入电阻 R_{ab} 。



题 2-12 图

分析 输入电阻 $R_{in} = \frac{u}{i}$, u, i 分别为端口电压和端口电流, 由公式求解即可。

解 (1) 在图(a) 中, 设端口电流 i 的参考方向如图所示, 因 $u_1 = R_1 i$, 根据 KVL, 有

$$u_{ab} = R_2 i - \mu u_1 + R_1 i = R_2 i - \mu(R_1 i) + R_1 i = (R_1 + R_2 - \mu R_1) i$$

故得 a, b 端的输入电阻

$$R_{ab} = \frac{u_{ab}}{i} = R_1 + R_2 - \mu R_1$$

(2) 在图(b) 中, 设电阻 R_2 中的电流 i_2 的参考方向如图所示, 由 KVL 和 KCL 可得电压

$$u_{ab} = R_1 i_1 + R_2 i_2 = R_1 i_1 + R_2 (i_1 + \beta i_1)$$

所以 a, b 端的输入电阻

$$R_{ab} = \frac{u_{ab}}{i_1} = R_1 + R_2 (1 + \beta)$$

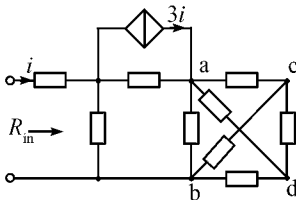
小结 若求解纯电阻电路的输入电阻可利用等效变换求解。电路中若出现有受控

源, 则常用 $R_{in} = \frac{u_{\text{端口}}}{i_{\text{端口}}}$ 求解。

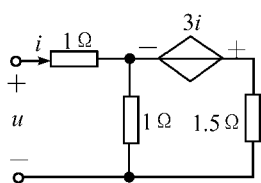


$$\bigcirc 2-13 \quad R_{\text{in}} = \frac{R_1 R_3}{(1-\mu)R_3 + R_1}$$

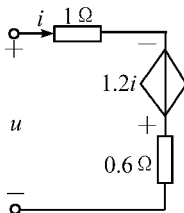
● 2-14 题 2-14 图所示电路中全部电阻均为 1Ω , 求输入电阻 R_{in} 。



题 2-14 图



(a)



(b)

题解 2-14 图

分析 对电阻电路进行等效变换,即可容易求解。

解 a, b 端右边的电阻电路是一平衡电桥,故可拿去 c, d 间连接的电阻,然后利用电阻的串、并联对电路进行简化并进行受控源的等效变换,得题解 2-14 图(a)所示电路,再进行简化得题解 2-14 图(b)所示电路,图解 2-14 图(b)电路的 KVL 方程为

$$u = 1.6i - 1.2i = 0.4i$$

$$R_{\text{in}} = \frac{u}{i} = 0.4\Omega$$

小结 平衡电桥是一种特殊的电路, c、d 间连接的电阻可拿去,特殊的电路用特殊的求解方式。

第三章

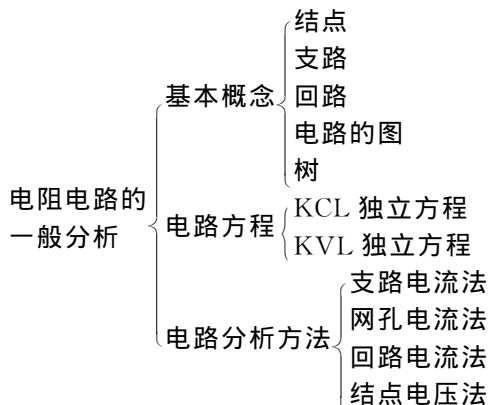
电阻电路的一般分析

学习要求

1. 要求会用手写法列出电路方程。
2. 了解图的基本概念,掌握独立结点、独立回路的数目及选取,KCL 和 KVL 的独立方程数。
3. 掌握支路电流法、回路电流法、结点电压法。

线性电阻电路方程建立的方法及电压、电流的求解,是全书的重点内容之一,是考试考研的必考内容。

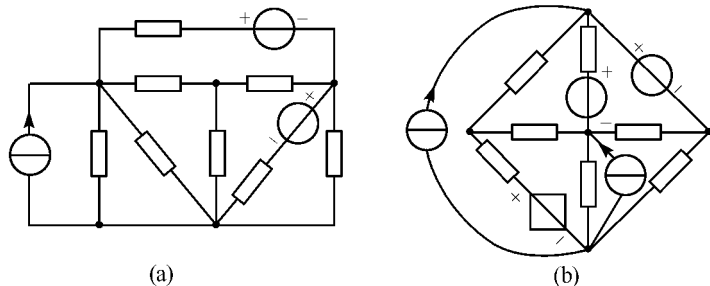
知识网络图





课后习题全解

- 3-1 在以下两种情况下,画出题 3-1 图所示电路的图,并说明其结点数和支路数:(1) 每个元件作为一条支路处理;(2) 电压源(独立或受控)和电阻的串联组合,电流源和电阻的并联组合作为一条支路处理。



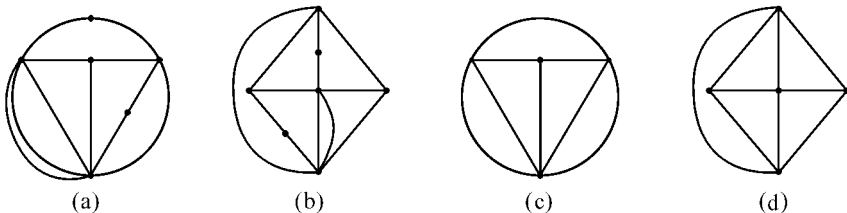
题 3-1 图

解 (1) 题 3-1 图(a) 和题 3-1 图(b) 电路的拓扑图分别如题解 3-1 图(a) 和题解 3-1 图(b) 所示。

(2) 题 3-1 图(a) 和题 3-1 图(b) 电路的拓扑图分别如题解 3-1 图(c) 和题解 3-1 图(d) 所示。

题解 3-1 图(a) 中结点数 $n = 6$, 支路数 $b = 11$; 题解 3-1 图(b) 中结点数 $n = 7$, 支路数 $b = 12$ 。

题解 3-1 图(c) 中结点数 $n = 4$, 支路数 $b = 8$; 题解 3-1 图(d) 中结点数 $n = 5$, 支路数 $b = 9$ 。



题解 3-1 图

- ◎ 3-2 指出题 3-1 中两种情况下, KCL、KVL 独立方程各为多少?

分析 独立的 KCL 方程个数为 $n-1$, 独立的 KVL 方程个数为 $b-n+1$, 根据公式求解即可。

解 电路题 3-1 图(a) 对应题解 3-1 图(a) 和题解 3-1 图(c) 两种情况。

题解 3-1 图(a) 中, 独立的 KCL 方程个数为 $n-1 = 6-1 = 5$

独立的 KVL 方程个数为 $b-n+1 = 11-6+1 = 6$



题解 3-1 图(c) 中, 独立的 KCL 方程个数为 $n-1=4-1=3$

独立的 KVL 方程个数为 $b-n+1=8-4+1=5$

题 3-1 图(b) 对应题解 3-1 图(b) 和题解 3-1 图(d) 两种情况。

题解 3-1 图(b) 中, 独立的 KCL 方程个数为 $n-1=7-1=6$

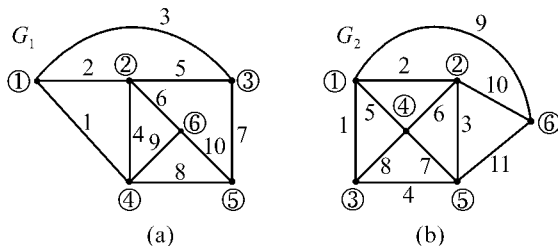
独立的 KVL 方程个数为 $b-n+1=12-7+1=6$

题解 3-1 图(d) 中, 独立 KCL 方程个数为 $n-1=5-1=4$

独立的 KVL 方程个数为 $b-n+1=9-5+1=5$

◎3-3

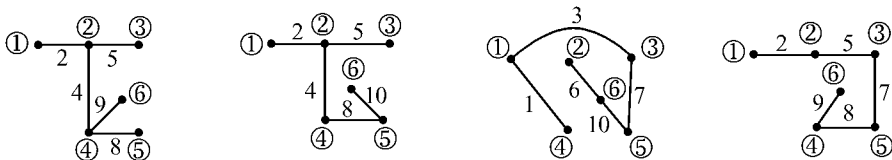
对题 3-3 图(a) 和题 3-3 图(b) 所示 G_1 和 G_2 , 各画出 4 个不同的树, 树枝数各为多少?



题 3-3 图

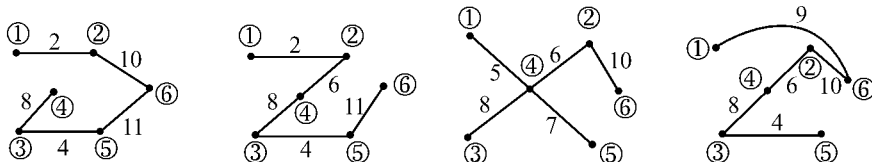
分析 遍后历所有顶点且支路数最少即构成树。

解 题 3-3 图(a) 的 4 个不同的树如题解 3-3 图(a) 所示。



题解 3-3 图(a)

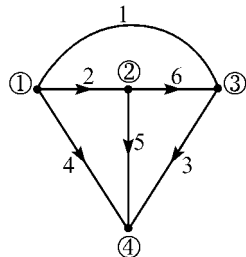
题 3-3 图(b) 的 4 个不同的树如题解 3-3 图(b) 所示。



题解 3-3 图(b)



- 3-4 题3-4图所示桥形电路共可画出16个不同的树,试一一列出(由于结点数4,故树支数为3,可按支路号递增的方法列出所有可能的组合,如123,124,...126,134,135...等,从中选出树)。



题3-4图

解 16个不同的树的支路组合为

(123), (124), (125), (135), (136), (145), (146), (156)

(234), (235), (236), (246), (256), (345), (346), (456)

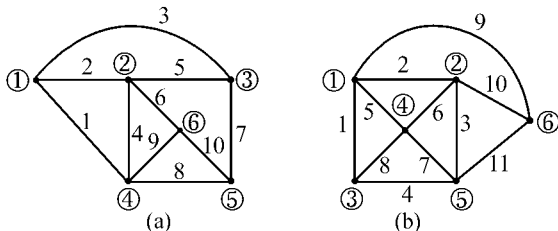
- 3-5 对题3-3图所示的 G_1 和 G_2 ,任选一树并确定其基本回路组,同时指出独立回路数和网孔数各为多少?

解 如题3-3图所示。独立回路数 = 网孔数 = 连支数。

对题3-3图(a)以如题解3-5(a)图所选树(2,5,7,8,9)为例,其基本回路组即单连支回路组为(2,3,5), (8,9,10), (5,6,7,8,9), (1,2,5,7,8), (4,5,7,8)(划线数字为连支)。

对题3-3图(b)以如题解3-5图(b)所选树(4,6,8,9,10)为例,其基本回路组即单连支回路组为

(2,9,10), (3,4,6,8), (4,6,8,10,11), (4,7,8), (1,6,8,9,10), (5,6,9,10)。



题解3-5图

- 3-6 对题3-6图所示非平面图,设:(1)选择支路(1,2,3,4)为树;(2)选择支路(5,6,7,8)为树。问独立回路各有多少?求其基本回路组。

解 $n = 5, b = 10$

独立回路数 $l = b - n + 1 = 10 - 5 + 1 = 6$

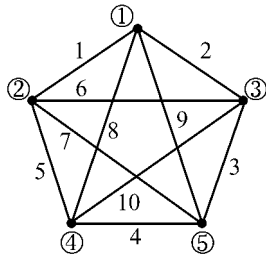
(1) 以(1,2,3,4)为树,对应的基本回路组为

(1,2,3,7), (1,2,3,4,5), (1,2,6), (2,3,9), (3,4,10),

(2,3,4,8)。

(2) 以(5,6,7,8)为树,对应的基本回路组为

(1,5,8), (3,6,7), (4,5,7), (2,5,6,8), (5,7,8,9), (5,6,10)。

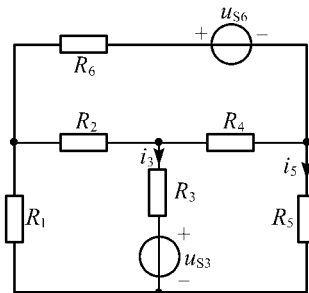


题3-6图

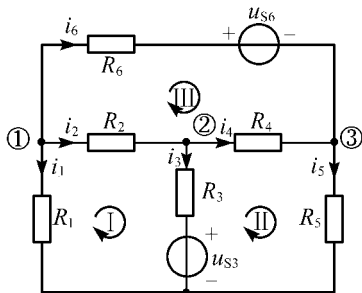


- 3-7 题 3-7 图所示电路中 $R_1 = R_2 = 10\Omega$, $R_3 = 4\Omega$, $R_4 = R_5 = 8\Omega$, $R_6 = 2\Omega$, $u_{S3} = 20\text{V}$, $u_{S6} = 40\text{V}$, 用支路电流法求解电流 i_5 。

解 各支路电流的参考方向如题解 3-7 图所示。



题 3-7 图



题解 3-7 图

列支路电流方程

$$\text{结点 ①} \quad i_1 + i_2 + i_6 = 0$$

$$\text{结点 ②} \quad -i_2 + i_3 + i_4 = 0$$

$$\text{结点 ③} \quad -i_4 + i_5 - i_6 = 0$$

$$\text{回路 I} \quad i_2 R_2 + i_3 R_3 - i_1 R_1 = -u_{S3}$$

$$\text{回路 II} \quad i_4 R_4 + i_5 R_5 - i_3 R_3 = u_{S3}$$

$$\text{回路 III} \quad -i_2 R_2 - i_4 R_4 + i_6 R_6 = -u_{S6}$$

代入数据, 整理得

$$\begin{cases} -10i_1 + 10i_2 + 4i_3 = -20 \\ -4i_3 + 8i_4 + 8i_5 = 20 \\ -10i_2 - 8i_4 + 2i_6 = -40 \end{cases}$$

联立求解以上方程组, 得 $i_5 = -0.956\text{A}$

- 3-8 用网孔电流法求解题 3-7 图中电流 i_5 。

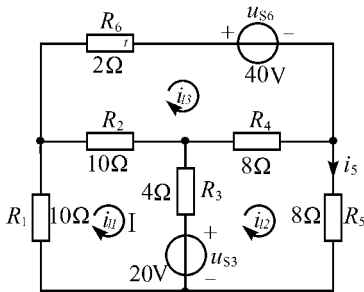
解 设网孔电流为 i_{l1}, i_{l2}, i_{l3} , 绕行方向如题解 3-8 图所示, 列网孔电流方程为

$$\begin{cases} (R_1 + R_2 + R_3)i_{l1} - R_3 i_{l2} - R_2 i_{l3} = -u_{S3} \\ -R_3 i_{l1} + (R_3 + R_4 + R_5)i_{l2} - R_4 i_{l3} = u_{S3} \\ -R_2 i_{l1} - R_4 i_{l2} + (R_2 + R_4 + R_6)i_{l3} = -u_{S6} \end{cases}$$

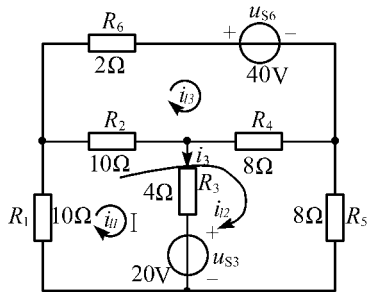
代入数据整理, 得

$$\begin{cases} 24i_{l1} - 4i_{l2} - 10i_{l3} = -20 \\ -4i_{l1} + 20i_{l2} - 8i_{l3} = 20 \\ -10i_{l1} - 8i_{l2} + 20i_{l3} = -40 \end{cases}$$

解方程, 得 $i_{l2} = i_5 = -0.956\text{A}$



题解 3-8 图



题解 3-9 图

○ 3-9 用回路电流法求解题 3-7 图中电流 i_3 。

解 取回路电流如题解 3-9 图所示, 仅让 i_{l1} 流经 i_3 所在支路, 那么 $i_3 = i_{l1}$ 。

列回路电流方程

$$\begin{cases} (R_1 + R_2 + R_3)i_{l1} + (R_1 + R_2)i_{l2} - R_2i_{l3} = -u_{S3} \\ (R_1 + R_2)i_{l1} + (R_1 + R_2 + R_4 + R_5)i_{l2} - (R_2 + R_4)i_{l3} = 0 \\ -R_2i_{l1} - (R_2 + R_4)i_{l2} + (R_2 + R_4 + R_6)i_{l3} = -u_{S6} \end{cases}$$

代入数据整理, 得

$$\begin{cases} 24i_{l1} + 20i_{l2} - 10i_{l3} = -20 \\ 20i_{l1} + 36i_{l2} - 18i_{l3} = 0 \\ -10i_{l1} - 18i_{l2} + 20i_{l3} = -40 \end{cases}$$

求解方程得 $i_{l1} = -1.552\text{A}$

所以 $i_3 = i_{l1} = -1.552\text{A}$

◎ 3-10 用回路电流法求解题 3-10 图中 5Ω 电阻中的电流 i 。

分析 根据回路电流法的求解准则求解即可。

解 回路电流的参考方向如题解 3-10 图所示, $i = i_{l3}$ 。

$$\text{列回路电流方程} \quad \begin{cases} (2 + 4 + 6)i_{l1} - 6i_{l2} = 32 - 48 + 16 \\ -6i_{l1} + (6 + 3 + 8)i_{l2} - 8i_{l3} = 48 \\ -8i_{l2} + (8 + 5 + 3)i_{l3} = 0 \end{cases}$$

整理得

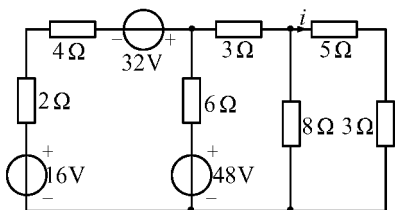
$$\begin{cases} 12i_{l1} - 6i_{l2} = 0 \\ -6i_{l1} + 17i_{l2} - 8i_{l3} = 48 \\ -8i_{l2} + 16i_{l3} = 0 \end{cases}$$

求解方程组, 得

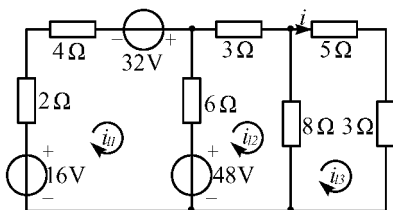
$$i_{l3} = 2.4\text{A}$$

所以

$$i = i_{l3} = 2.4\text{A}$$



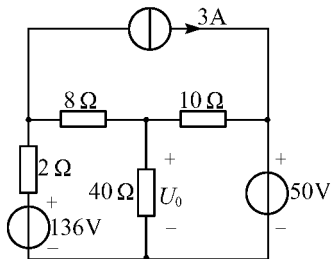
题 3-10 图



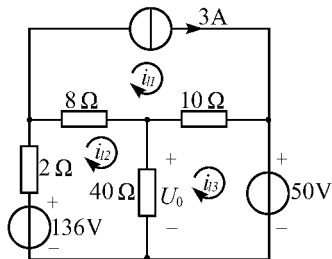
题解 3-10 图

○ 3-11 用回路电流法求解题 3-11 图所示电路中电压 U_0 。

解 设回路电流的参考方向如题解 3-11 图所示, $U_0 = 40(i_{l2} - i_{l3})$ 。



题 3-11 图



题解 3-11 图

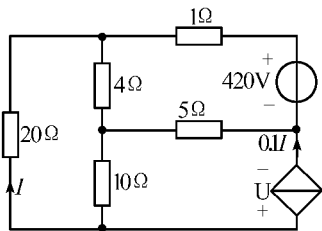
$$\begin{cases} i_{l1} = 3A \\ -8i_{l1} + (2 + 8 + 40)i_{l2} - 40i_{l3} = 136 \\ -10i_{l1} - 40i_{l2} + (40 + 10)i_{l3} = -50 \end{cases}$$

$$\begin{cases} 50i_{l2} - 40i_{l3} = 160 \\ -40i_{l2} + 50i_{l3} = -20 \end{cases}$$

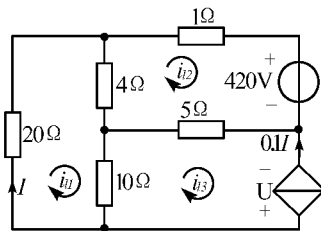
$$\begin{cases} i_{l2} = 8A \\ i_{l3} = 6A \end{cases}$$

$$\text{所以 } U_0 = 40 \times (8 - 6) = 80V$$

○ 3-12 用回路电流法求解题 3-12 图所示电路中电压 U 。



题 3-12 图



题解 3-12 图



解 设回路电流的参考方向如题解 3-12 图所示。

$$\text{列回路电流方程} \quad \begin{cases} (20 + 4 + 10)i_{l1} - 4i_{l2} - 10i_{l3} = 0 \\ -4i_{l1} + (4 + 1 + 5)i_{l2} - 5i_{l3} = -420 \\ i_{l3} = -0.1I \end{cases}$$

补充方程: $I = i_{l1}$

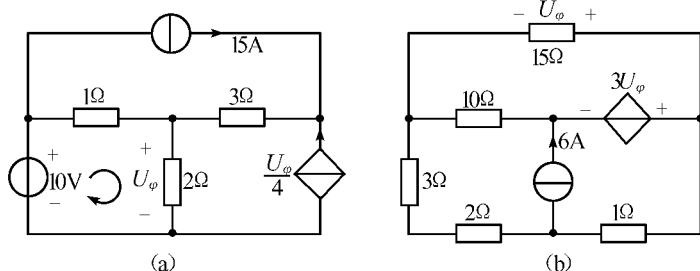
$$\text{整理得} \quad \begin{cases} 35i_{l1} - 4i_{l2} = 0 \\ -3.5i_{l1} + 10i_{l2} = -420 \end{cases}$$

$$\text{解得} \quad \begin{cases} i_{l1} = -5\text{A} \\ i_{l2} = -43.75\text{A} \\ i_{l3} = -0.1i_{l1} = +0.5\text{A} \end{cases}$$

选最外层回路,列 KVL 方程 $20i_{l1} + 1 \times i_{l2} + 420 - U = 0$

得 $U = 276.25\text{V}$

- 3-13 用回路电流法求解题 3-13 图(a) 和题 3-13 图(b) 两电路中每个元件的功率,并作功率平衡检验。



题 3-13 图

解 (a) 回路电流的参考方向如题解 3-13 图(a) 所示。

列回路电流方程

$$\begin{cases} i_{l1} = 15 \\ -1 \times i_{l1} + (1 + 2)i_{l2} + 2i_{l3} = 10 \\ i_{l3} = \frac{U_\varphi}{4} \end{cases}$$

补充方程: $U_\varphi = 2 \times (i_{l2} + i_{l3})$

$$\text{整理,得} \quad \begin{cases} 3i_{l2} + 2i_{l3} = 25 \\ i_{l2} = i_{l3} \end{cases}$$

$$\text{求解,得} \quad i_{l2} = i_{l3} = 5\text{A}$$

各元件的功率分别为

$$P_{10\text{V}} = -10i_{l2} = -50\text{W, 发出功率}$$



$$\begin{aligned}
 P_{15A} &= -15 \times [3 \times (i_{l1} + i_{l3}) + 1 \times (i_{l1} - i_{l2})] \\
 &= -15 \times [3 \times 20 + 1 \times 10] \\
 &= -1050 \text{ W, 发出功率}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 P_{U_{\frac{5}{4}}} &= -\frac{1}{4} U_{\varphi} \times [3 \times (i_{l1} + i_{l3}) + U_{\varphi}] = -5 \times \\
 &[3 \times 20 + 20] = -400 \text{ W, 发出功率}
 \end{aligned}$$

$$P_{1\Omega} = 1 \times (i_{l1} - i_{l2})^2 = 100 \text{ W}$$

$$P_{2\Omega} = \frac{U_{\varphi}^2}{2} = \frac{(4 \times 5)^2}{2} = 200 \text{ W}$$

$$P_{3\Omega} = 3 \times (i_{l1} + i_{l3})^2 = 3 \times 20^2 = 1200 \text{ W}$$

$$P_{\text{发}} = 50 + 1050 + 400 = 1500 \text{ W}$$

$$P_{\text{吸}} = 100 + 200 + 1200 = 1500 \text{ W}$$

满足 $P_{\text{发}} = P_{\text{吸}}$, 功率守恒。

(b) 回路电流的参考方向如图题解 3-13(b) 图所示。

列回路电流方程

$$\begin{cases} (10 + 15)i_{l1} - 10i_{l2} - 10i_{l3} = 3U_{\varphi} \\ i_{l2} = 6 \text{ A} \\ -10i_{l1} + (10 + 3 + 2)i_{l2} + (10 + 3 + 2 + 1)i_{l3} = -3U_{\varphi} \end{cases}$$

补充方程: $U_{\varphi} = 15i_{l1}$

整理, 得

$$\begin{cases} -20i_{l1} - 10i_{l3} = 60 \\ 35i_{l1} + 16i_{l3} = -90 \end{cases} \quad \text{即} \quad \begin{cases} 2i_{l1} + i_{l3} = -6 \\ 35i_{l1} + 16i_{l3} = -90 \end{cases}$$

解方程, 得

$$\begin{cases} i_{l1} = 2 \text{ A} \\ i_{l2} = 6 \text{ A} \\ i_{l3} = -10 \text{ A} \end{cases}$$

各元件的功率分别为

$$P_{15\Omega} = 15 \times i_{l1}^2 = 60 \text{ W}$$

$$P_{10\Omega} = 10 \times (i_{l1} - i_{l3} - i_{l2})^2 = 360 \text{ W}$$

$$P_{3\Omega} = 3 \times (i_{l2} + i_{l3})^2 = 48 \text{ W}$$

$$P_{2\Omega} = 2 \times (i_{l2} + i_{l3})^2 = 32 \text{ W}$$

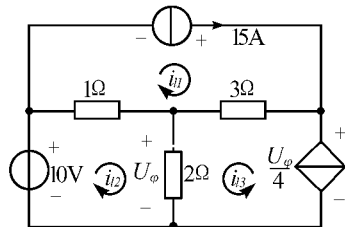
$$P_{1\Omega} = 1 \times i_{l3}^2 = 100 \text{ W}$$

$$P_{6A} = -6U = -6 \times (-3U_{\varphi} - 1 \times i_{l3}) = 480 \text{ W}$$

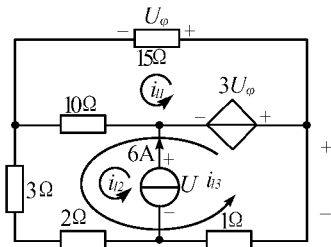
$$P_{3U_{\varphi}} = 3U_{\varphi} \times (i_{l3} - i_{l1}) = 3 \times 15 \times 2 \times (-10 - 2) = -1080 \text{ W 发出功率}$$

$$P_{\text{吸}} = 60 + 360 + 48 + 32 + 100 + 480 = 1080 \text{ W}$$

$$P_{\text{发}} = 1080 \text{ W}$$



题解 3-13 图(a)

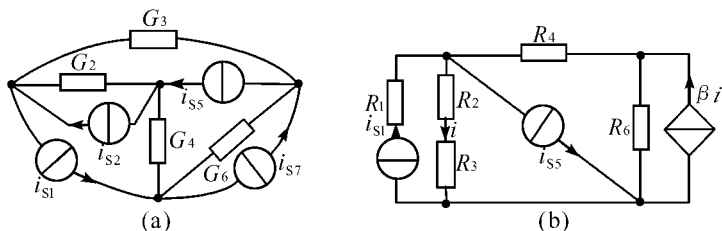


题解 3-13 图(b)



$P_{\text{吸}} = P_{\text{发}}$, 功率守恒。

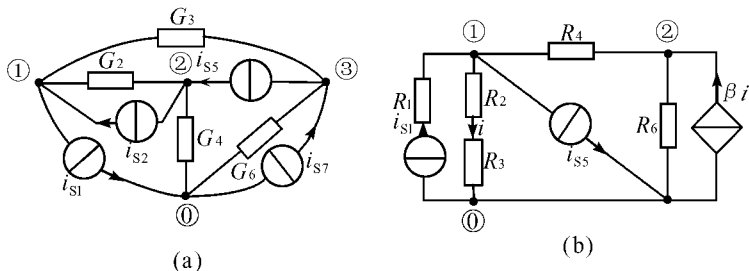
◎ 3-14 列出题 3-14 图中电路的结点电压方程。



题 3-14 图

分析 选取参考结点, 列写结点电压方程求解即可。

解 (a) 结点的选取和编号如题解 3-14 图(a) 所示。



题解 3-14 图

设结点电压为 u_{n1}, u_{n2}, u_{n3} 。

$$\text{列结点电压方程} \quad \begin{cases} (G_2 + G_3)u_{n1} - G_2u_{n2} - G_3u_{n3} = i_{S2} - i_{S1} \\ -G_2u_{n1} + (G_2 + G_4)u_{n2} = i_{S5} - i_{S2} \\ -G_3u_{n1} + (G_3 + G_6)u_{n3} = i_{S7} - i_{S5} \end{cases}$$

(b) 所选结点和编号如题解 3-14 图(b) 所示。

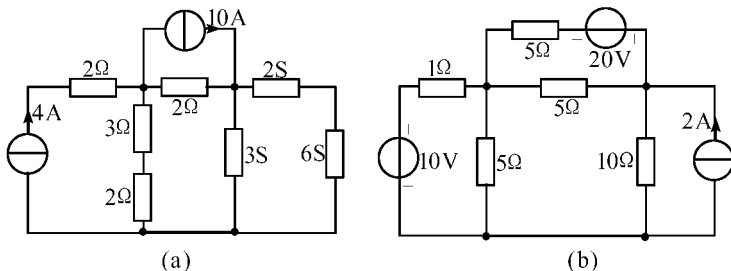
$$\text{列结点电压方程} \quad \begin{cases} \left(\frac{1}{R_2 + R_3} + \frac{1}{R_4}\right)u_{n1} - \frac{1}{R_4}u_{n2} = i_{S1} - i_{S5} \\ -\frac{1}{R_4}u_{n1} + \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_6}\right)u_{n2} = \beta i \end{cases}$$

补充方程:

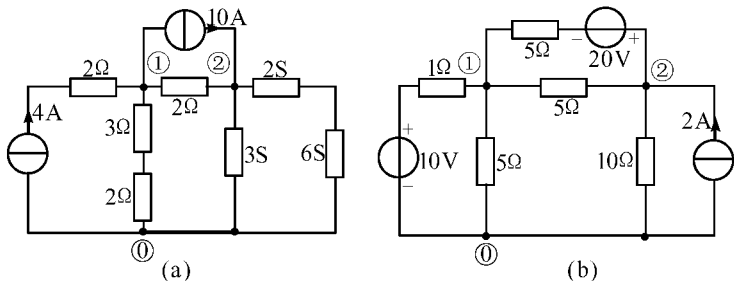
$$i = \frac{u_{n1}}{R_2 + R_3}$$



○ 3-15 列出题 3-15 图中电路的结点电压方程。



题 3-15 图



题解 3-15 图

解 (a) 所选结点如题解 3-15 图(a) 所示。

$$\text{列结点电压方程} \begin{cases} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2+3}\right)u_{n1} - \frac{1}{2}u_{n2} = 4 - 10 \\ -\frac{1}{2}u_{n1} + \left(\frac{1}{2} + 3 + \frac{1}{\frac{1}{2} + \frac{1}{6}}\right)u_{n2} = 10 \end{cases}$$

$$\text{整理方程组, 得} \begin{cases} 0.7u_{n1} - 0.5u_{n2} = -6 \\ -0.5u_{n1} + 5u_{n2} = 10 \end{cases}$$

(b) 所选结点如题解 3-15 图(b) 所示。

$$\text{列结点电压方程} \begin{cases} \left(1 + \frac{1}{5} + \frac{1}{5} + \frac{1}{5}\right)u_{n1} - \left(\frac{1}{5} + \frac{1}{5}\right)u_{n2} = \frac{10}{1} - \frac{20}{5} \\ -\left(\frac{1}{5} + \frac{1}{5}\right)u_{n1} + \left(\frac{1}{5} + \frac{1}{5} + \frac{1}{10}\right)u_{n2} = \frac{20}{5} + 2 \end{cases}$$

$$\text{整理, 得} \begin{cases} 1.6u_{n1} - 0.4u_{n2} = 6 \\ -0.4u_{n1} + 0.5u_{n2} = 6 \end{cases}$$

○ 3-16 题 3-16 图所示为由电压源和电阻组成的一个独立结点的电路, 用结点电压法证明其结点电压为

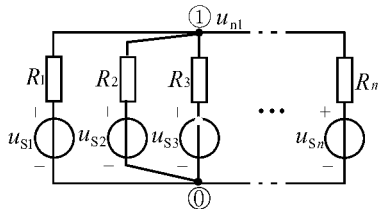


$$u_{n1} = \frac{\sum G_k u_{Sk}}{\sum G_k}$$

此式又称弥尔曼定理。

分析 列写结点电压方程, 求出 u_{n1} 即可证明之。

证明 因为只有一个独立结点, 所以不存在互导。



题 3-16 图

$$G_{11} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \cdots + \frac{1}{R_n}$$

$$= G_1 + G_2 + \cdots + G_n = \sum_{k=1}^n G_k$$

$$i_{S11} = \frac{u_{S1}}{R_1} + \frac{u_{S2}}{R_2} + \cdots + \frac{u_{Sn}}{R_n} = u_{S1} G_1 + u_{S2} G_2 + \cdots + u_{Sn} G_n$$

$$= \sum_{k=1}^n G_k u_{Sk}$$

结点电压方程为

$$G_{11} u_{n1} = i_{S11}$$

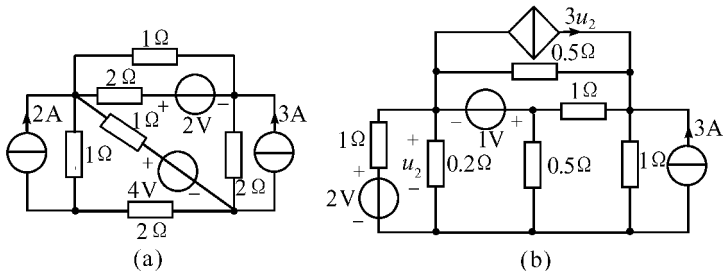
即

$$\sum_{k=1}^n G_k u_{n1} = \sum_{k=1}^n G_k u_{Sk}$$

所以

$$u_{n1} = \frac{\sum_{k=1}^n G_k u_{Sk}}{\sum_{k=1}^n G_k}$$

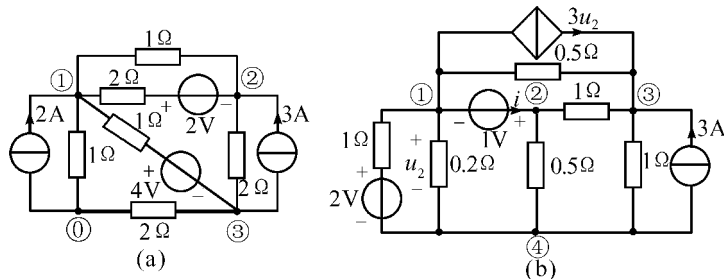
○ 3-17 列出题 3-17 图电路的结点电压方程。



题 3-17 图

解 (a) 结点编号如题解 3-17 图(a) 所示, 列结点电压方程。

$$\begin{cases} (1 + 1 + 1 + \frac{1}{2})u_{n1} - (1 + \frac{1}{2})u_{n2} - u_{n3} = 2 + \frac{4}{1} + \frac{2}{2} \\ -(1 + \frac{1}{2})u_{n1} + (1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{2})u_{n2} - \frac{1}{2}u_{n3} = 3 - \frac{2}{2} \\ -u_{n1} - \frac{1}{2}u_{n2} + (\frac{1}{2} + \frac{1}{2} + 1)u_{n3} = -\frac{4}{1} - 3 \end{cases}$$



题解 3-17 图

整理, 得

$$\begin{cases} 3.5u_{n1} - 1.5u_{n2} - u_{n3} = 7 \\ -1.5u_{n1} + 2u_{n2} - 0.5u_{n3} = 2 \\ -u_{n1} - 0.5u_{n2} + 2u_{n3} = -7 \end{cases}$$

(b) 结点编号如题解 3-17 图(b) 所示。

取结点 ④ 为参考点, 将无伴电压源 1V 看做是电流为 i 的电流源。列结点电压方程

$$\begin{cases} (1 + \frac{1}{0.2} + \frac{1}{0.5})u_{n1} - \frac{1}{0.5}u_{n3} = \frac{2}{1} - 3u_2 - i \\ (1 + \frac{1}{0.5})u_{n2} - u_{n3} = i \\ -\frac{1}{0.5}u_{n1} - u_{n2} + (1 + 1 + \frac{1}{0.5})u_{n3} = 3 + 3u_2 \end{cases}$$

补充方程:

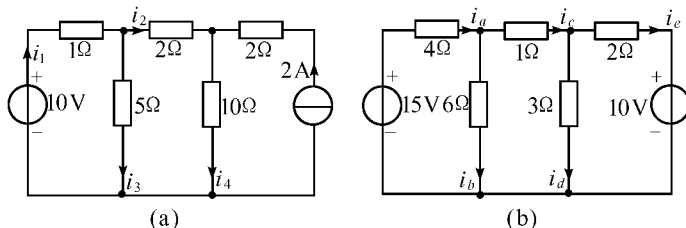
$$\begin{cases} u_2 = u_{n1} \\ u_{n2} - u_{n1} = 1 \end{cases}$$

整理方程组, 得

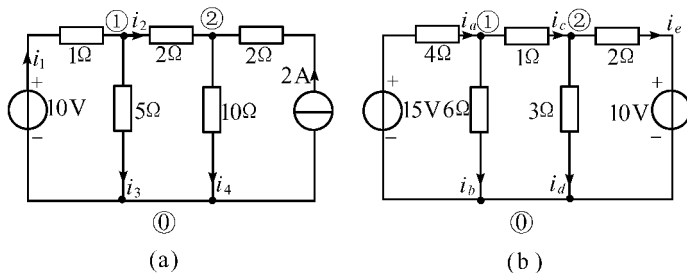
$$\begin{cases} 11u_{n1} - 2u_{n3} = 2 - i \\ 3u_{n2} - u_{n3} = i \\ -5u_{n1} - u_{n2} + 4u_{n3} = 3 \\ u_{n2} - u_{n1} = 1 \end{cases}$$

◎ 3-18

用结点电压法求解题 3-18 图所示电路中各支路电流。



题 3-18 图



题解 3-18 图

解 (a) 如题解 3-18 图(a) 所示, 列结点电压方程

$$\begin{cases} (1 + \frac{1}{5} + \frac{1}{2})u_{n1} - \frac{1}{2}u_{n2} = \frac{10}{1} \\ -\frac{1}{2}u_{n1} + (\frac{1}{2} + \frac{1}{10})u_{n2} = 2 \end{cases}$$

整理, 得

$$\begin{cases} 1.7u_{n1} - 0.5u_{n2} = 10 \\ -0.5u_{n1} + 0.6u_{n2} = 2 \end{cases}$$

解得

$$\begin{cases} u_{n1} = 9.091\text{V} \\ u_{n2} = 10.909\text{V} \end{cases}$$

各支路电流

$$i_1 = \frac{10 - u_{n1}}{1} = 0.909\text{A}, \quad i_2 = \frac{u_{n1} - u_{n2}}{2} = -0.909\text{A}$$

$$i_3 = \frac{u_{n1}}{5} = 1.818\text{A}, \quad i_4 = \frac{u_{n2}}{10} = 1.091\text{A}$$

(b) 如题解 3-18 图(b) 所示, 列结点电压方程

$$\begin{cases} (\frac{1}{4} + \frac{1}{6} + 1)u_{n1} - u_{n2} = \frac{15}{4} \\ -u_{n1} + (1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{3})u_{n2} = \frac{10}{2} \end{cases}$$

整理, 得

$$\begin{cases} 17u_{n1} - 12u_{n2} = 45 \\ -6u_{n1} + 11u_{n2} = 30 \end{cases}$$

解得

$$\begin{cases} u_{n1} = 7.435\text{V} \\ u_{n2} = 6.783\text{V} \end{cases}$$

各支路电流

$$i_a = \frac{15 - u_{n1}}{4} = 1.891\text{A}, \quad i_b = \frac{u_{n1}}{6} = 1.239\text{A}$$

$$i_c = \frac{u_{n1} - u_{n2}}{1} = 0.652\text{A}, \quad i_d = \frac{u_{n2}}{3} = 2.261\text{A}, \quad i_e = \frac{u_{n2} - 10}{2} = -1.609\text{A}$$

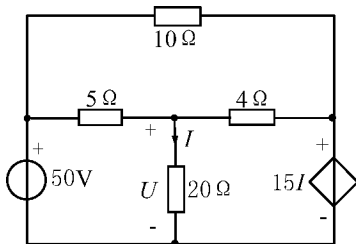


○ 3-19 $I_s = 9\text{A}$, $I_0 = -3\text{A}$ 。

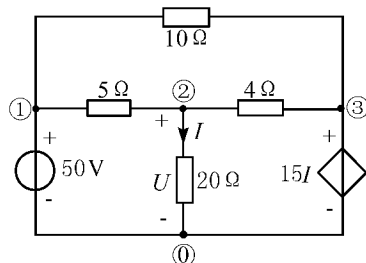
● 3-20 用结点电压法求解题 3-20 图所示电路中电压 U 。

分析 选取参照结点,列写结点电压方程求解即可。

解 如题解 3-20 图所示,列结点电压方程



题 3-20 图



题解 3-20 图

$$\begin{cases} u_{n1} = 50 \\ -\frac{1}{5}u_{n1} + (\frac{1}{5} + \frac{1}{4} + \frac{1}{20})u_{n2} - \frac{1}{4}u_{n3} = 0 \\ u_{n3} = 15I \end{cases}$$

补充方程:

$$I = \frac{u_{n2}}{20}$$

整理,得

$$0.5u_{n2} - \frac{1}{4} \times 15 \times \frac{u_{n2}}{20} = \frac{50}{5}$$

求得

$$u_{n2} = 32\text{V}$$

所以

$$U = u_{n2} = 32\text{V}$$

小结 结点电压方程不够的话,就要增加补充方程,补充方程一般为元件的伏安特性。

○ 3-21 略

● 3-22 用结点电压法求解题 3-22 图所示电路中 u_{n1} 和 u_{n2} 。你对此题有什么看法?

分析 列写结点电压方程求解即可。

解 如题 3-22 图所示,列结点电压方程

$$\begin{cases} (1+2)u_{n1} - u_{n2} = 2 \\ -u_{n1} + (1+1)u_{n2} = 5u_1 \end{cases}$$

补充方程:

$$u_1 = u_{n1}$$

整理,得

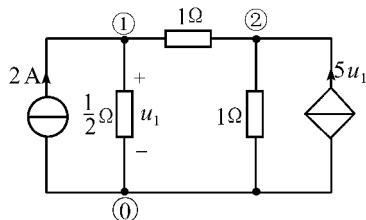
$$\begin{cases} 3u_{n1} - u_{n2} = 2 \\ -6u_{n1} + 2u_{n2} = 0 \end{cases}$$

可见该方程无解。只能说明该电路模型不切实际。

小结 方程无解,表明电路不合理。

○ 3-23 略

○ 3-24 略



题 3-22 图

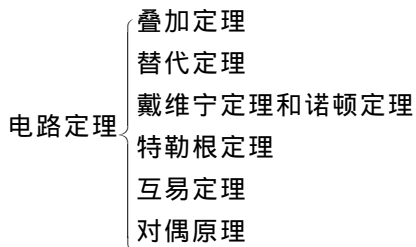
第四章

电 路 定 理

学习要求

1. 掌握叠加定理、替代定理的基本内容、适用范围及条件,较熟练地应用这些定理分析电路。
2. 熟练掌握戴维宁定理、诺顿定理,熟练使用之求解电路问题。
3. 了解特勒根定理、互易定理的基本内容、适用范围及条件,会使用之求解某些类型的电路问题。
4. 逐步掌握多个定理、多种解法结合求解电路问题。

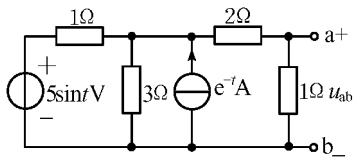
知识网络图





课后习题全解

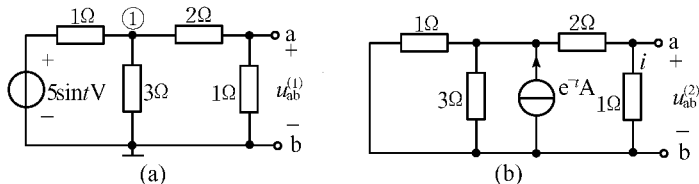
◎ 4-1

应用叠加定理求题 4-1 图所示电路中电压 u_{ab} 。

题 4-1 图

分析 先让 $5\sin t \text{ V}$ 单独作用求解 $u_{ab}^{(1)}$, 再让 e^{-t} 单独作用求解 $u_{ab}^{(2)}$, $u_{ab} = u_{ab}^{(1)} + u_{ab}^{(2)}$ 。

解 首先画出两个电源单独作用时的分电路如题解 4-1 图(a) 和图(b) 所示。



题解 4-1 图

对题解 4-1 图(a) 应用结点电压法可得:

$$\left(1 + \frac{1}{3} + \frac{1}{2+1}\right)u_{n1} = \frac{5\sin t}{1}$$

解得

$$u_{n1} = \frac{5\sin t}{\frac{5}{3}} = 3\sin t \text{ V}$$

$$u_{ab}^{(1)} = \frac{u_{n1}}{2+1} \times 1 = \frac{1}{3}u_{n1} = \frac{1}{3} \times 3\sin t = \sin t \text{ V}$$

对题解 4-1 图(b), 应用电阻的分流公式有:

$$i = \frac{e^{-t}}{\frac{1}{3} + \frac{1}{2+1} + 1} \times \frac{1}{3} = \frac{1}{5}e^{-t} \text{ A}$$

所以

$$u_{ab}^{(2)} = 1 \times i = \frac{1}{5}e^{-t} = 0.2e^{-t} \text{ V}$$

故由叠加定理得

$$u_{ab} = u_{ab}^{(1)} + u_{ab}^{(2)} = \sin t + 0.2e^{-t} \text{ V}$$

◎ 4-2 应用叠加定理求题 4-2 图示电路中电压 u 。



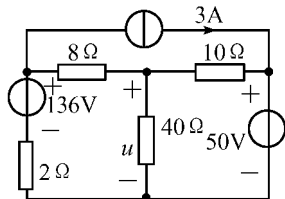
解 画出电源分别作用的分电路如题解 4-2 图(a) 和(b) 所示。

对题解图 4-2(a) 应用结点电压法有

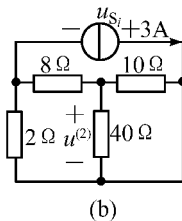
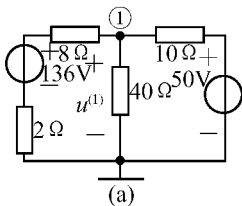
$$\left(\frac{1}{8+2} + \frac{1}{40} + \frac{1}{10}\right)u_{n1} = \frac{136}{8+2} + \frac{50}{10}$$

解得

$$\begin{aligned} u^{(1)} = u_{n1} &= \frac{13.6 + 5}{0.1 + 0.025 + 0.1} \\ &= \frac{18.6}{0.225} \\ &= \frac{248}{3} = 82.667\text{V} \end{aligned}$$



题 4-2 图



题解 4-2 图

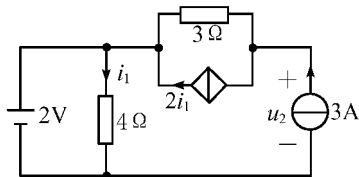
对题解 4-2 图(b), 应用电阻串并联化简方法, 可求得

$$\begin{aligned} u_{Si} &= 3 \times \frac{2 \times \left(8 + \frac{10 \times 40}{10 + 40}\right)}{\left(8 + \frac{10 \times 40}{10 + 40}\right) + 2} = 3 \times \frac{32}{18} = \frac{16}{3}\text{V} \\ u^{(2)} &= \frac{-u_{Si}}{2} = -\frac{16}{3} \times \frac{1}{2} = -\frac{8}{3}\text{V} \end{aligned}$$

所以, 由叠加定理得原电路的 u 为

$$u = u^{(1)} + u^{(2)} = \frac{248}{3} - \frac{8}{3} = \frac{240}{3} = 80\text{V}$$

○ 4-3 应用叠加定理求题 4-3 图所示电路中电压 u_2 。



题 4-3 图

解 根据叠加定理, 作出 2V 电压源和 3A 电流源单独作用时的分电路如题解 4-3 图(a) 和(b) 所示, 受控源均保留在分电路中。



题解 4-3 图(a) 中

$$i_1^{(1)} = \frac{2}{4} = 0.5 \text{ A}$$

所以根据 KVL 有

$$u_2^{(1)} = -3 \times 2i_1^{(1)} + 2 = -3 \times 2 \times 0.5 + 2 = -1 \text{ V}$$

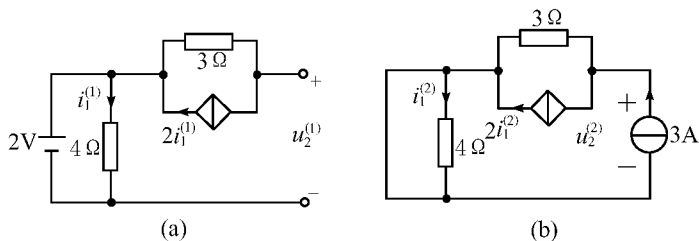
由题解 4-3 图(b), 得

$$i_1^{(2)} = 0$$

$$u_2^{(2)} = 3 \times 3 = 9 \text{ V}$$

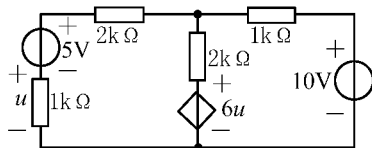
故原电路中的电压

$$u_2 = u_2^{(1)} + u_2^{(2)} = -1 + 9 = 8 \text{ V}$$

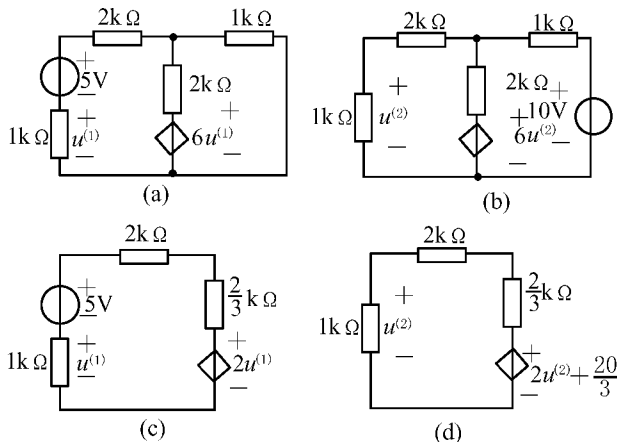


题解 4-3 图

○ 4-4 应用叠加定理求题 4-4 图所示电路中电压 u_o 。



题 4-4 图



题解 4-4 图



解 按叠加原理,作出5V和10V电压源单独作用时的分电路如题解4-4图(a)和(b)所示,受控电压源均保留在分电路中。

应用电源等效变换把题解4-4图(a)等效为题解4-4图(c),题解4-4图(b)等效为题解4-4图(d)。由题解4-4图(c),得

$$u^{(1)} = \frac{2u^{(1)} - 5}{1 + 2 + \frac{2}{3}} \times 1 = \frac{2u^{(1)} - 5}{\frac{11}{3}}$$

从中解得

$$u^{(1)} = -3\text{V}$$

由题解4-4图(d)得

$$u^{(2)} = \frac{2u^{(2)} + \frac{20}{3}}{2 + \frac{2}{3} + 1} \times 1 = \frac{2u^{(2)} + \frac{20}{3}}{\frac{11}{3}}$$

从中解得

$$u^{(2)} = \frac{\frac{20}{3}}{\frac{11}{3} - 2} = 4\text{V}$$

故原电路的电压

$$u = u^{(1)} + u^{(2)} = -3 + 4 = 1\text{V}$$

○ 4-5 试求题4-5图所示梯形电路中各支路电流,结点电压和 $\frac{u_o}{u_s}$ 。其中 $u_s = 10\text{V}$ 。

解 由齐性定理可知,当电路中只有一个独立源时,其任意电路的响应与该独立源成正比。用齐性定理分析本题的梯形电路特别有效。现设支路电流如图所示,若给定

$$i_5 = i'_5 = 1\text{A}$$

则可计算出各支路电压电流分别为

$$u_o = u'_o = i'_5 \times 20 = 20\text{V}$$

$$u_{n2} = u'_{n2} = i'_5 \times (4 + 20) = 1 \times 24 = 24\text{V}$$

$$i_4 = i'_4 = u'_{n2} / 12 = 24 / 12 = 2\text{A}$$

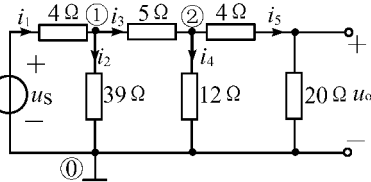
$$i_3 = i'_3 = i'_4 + i'_5 = 2 + 1 = 3\text{A}$$

$$u_{n1} = u'_{n1} = i'_3 \times 5 + u'_{n2} = 3 \times 5 + 24 = 39\text{V}$$

$$i_2 = i'_2 = u_{n1} / 39 = 39 / 39 = 1\text{A}$$

$$i_1 = i'_1 = i'_2 + i'_3 = 1 + 3 = 4\text{A}$$

$$u_s = u'_s = i'_1 \times 4 + u'_{n1} = 4 \times 4 + 39 = 55\text{V}$$



题4-5图



即当激励 $u_s = u'_s = 55\text{V}$ 时, 各电压、电流如以上计算数值, 现给定 $u_s = 10\text{V}$, 相当于将以上激励 u'_s 变为原来的 $\frac{10}{55}$ 倍, 即 $K = \frac{10}{55} = \frac{2}{11}$ 。

故电路各支路的电流和结点电压应同时变为原来的 $2/11$ 倍, 有

$$i_1 = Ki'_1 = \frac{2}{11} \times 4 = 0.727\text{A}$$

$$i_2 = Ki'_2 = \frac{2}{11} \times 1 = \frac{2}{11}\text{A}$$

$$i_3 = Ki'_3 = \frac{2}{11} \times 3 = \frac{6}{11}\text{A}$$

$$i_4 = Ki'_4 = \frac{2}{11} \times 2 = \frac{4}{11}\text{A}$$

$$i_5 = Ki'_5 = \frac{2}{11} \times 1 = \frac{2}{11}\text{A}$$

$$u_{n1} = Ku'_{n1} = \frac{2}{11} \times 39 = \frac{78}{11}\text{V}$$

$$u_{n2} = Ku'_{n2} = \frac{2}{11} \times 24 = \frac{48}{11}\text{V}$$

$$u_o = Ku'_o = \frac{2}{11} \times 20 = \frac{40}{11}\text{V}$$

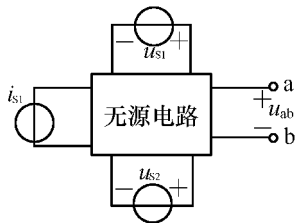
输出电压和激励的比值为

$$\frac{u_o}{u_s} = \frac{\frac{40}{11}}{10} = \frac{4}{11} = 0.364$$

- ◎ 4-6 题4-6图所示电路中, 当电流源 i_{S1} 和电压源 u_{S1} 反方向时 (u_{S2} 不变), 电压 u_{ab} 是原来的 0.5 倍; 当 i_{S1} 和 u_{S2} 反向时 (u_{S1} 不变), 电压 u_{ab} 是原来的 0.3 倍。问: 仅 i_{S1} 反向 (u_{S1}, u_{S2} 均不变), 电压 u_{ab} 应为原来的几倍?

分析 利用叠加定理求解即可。

解 根据叠加定理, 设响应



题 4-6 图

$$u_{ab} = K_1 i_{S1} + K_2 u_{S1} + K_3 u_{S2} \quad (1)$$

式中 K_1, K_2, K_3 为未知的比例常数, 将已知条件代入上式, 得

$$0.5u_{ab} = -K_1 i_{S1} - K_2 u_{S1} + K_3 u_{S2} \quad (2)$$

$$0.3u_{ab} = -K_1 i_{S1} + K_2 u_{S1} - K_3 u_{S2} \quad (3)$$

$$xu_{ab} = -K_1 i_{S1} + K_2 u_{S1} + K_3 u_{S2} \quad (4)$$

将 (1), (2), (3) 式相加, 得

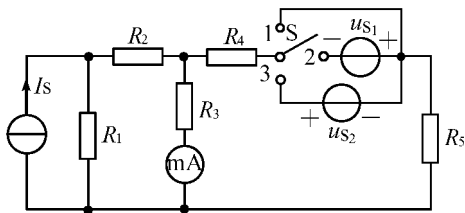


$$1.8u_{ab} = -K_1 i_{S1} + K_2 u_{S1} + K_3 u_{S2} \quad (5)$$

显然 ⑤ 式等号右边的式子恰等于 ④ 式等号右边的式子。因此得所求倍数

$$x = 1.8$$

- ◎ 4-7 题 4-7 图示电路中 $u_{S1} = 10\text{V}$, $u_{S2} = 15\text{V}$, 当开关 S 在位置 1 时, 毫安表的读数为 $I' = 40\text{mA}$; 当开关 S 合向位置 2 时, 毫安表的读数为 $I'' = -60\text{mA}$ 。如果把开关 S 合向位置 3, 毫安表的读数为多少?



题 4-7 图

分析 当开关 S 在位置 1 时, 电路中仅有电流源作用; 当 S 在位置 2 时, I_S 与 u_{S1} 同时作用; 当 S 在位置 3 时, I_S 与 u_{S2} 同时作用。利用叠加定理求解即可。

解 设流过电流表的电流为 I , 根据叠加定理

$$I = K_1 I_S + K_2 u_S$$

当开关 S 在位置 1 时, 相当于 $u_S = 0$, 当开关 S 在位置 2 时, 相当于 $u_S = u_{S1}$, 当开关 S 在位置 3 时, 相当于 $u_S = -u_{S2}$, 把上述条件代入以上方程式中, 可得关系式

$$40 = K_1 I_S$$

$$-60 = K_1 I_S + K_2 u_{S1} = 40 + K_2 \times 10$$

$$\text{从中解出} \quad K_2 = \frac{-100}{10} = -10$$

所以当 S 在位置 3 时, 有

$$\begin{aligned} I &= K_1 I_S + K_2 u_{S2} = 40 + (-10) \times (-15) \\ &= 190\text{mA} \end{aligned}$$

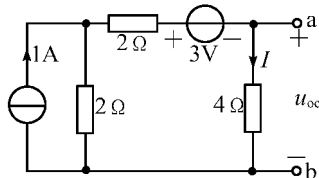
- 4-8 求题 4-8 图示电路的戴维宁和诺顿等效电路。

解 求开路电压 u_{oc} 。设 u_{oc} 参考方向如题 4-8 图所示, 由 KVL 列方程

$$(2+4)I + 3 + 2(I-1) = 0$$

$$\text{解得} \quad I = -\frac{1}{8}\text{A}$$

$$u_{oc} = 4 \times I = 4 \times \left(-\frac{1}{8}\right) = -0.5\text{V}$$



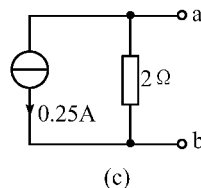
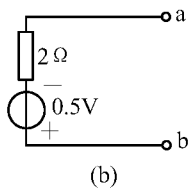
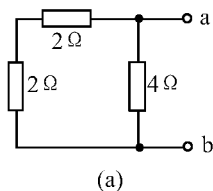
题 4-8 图

求等效电阻 R_{eq} 。将原图中电压源短路, 电流源开路, 电路变为题解 4-8 图(a), 应用电阻串并联等



效,求得

$$R_{\text{eq}} = (2 + 2) // 4 = 2\Omega$$



题解 4-8 图

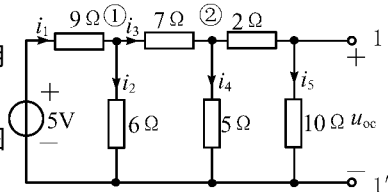
画出戴维宁等效电路如题解 4-8 图(b) 所示,应用电源等效变换得诺顿等效电路如题解 4-8 图(c) 所示。其中

$$I_{\text{sc}} = \frac{u_{\text{oc}}}{R_{\text{eq}}} = \frac{-0.5}{2} = -0.25\text{A}$$

○ 4-9 求题 4-9 图示电路的戴维宁等效电路。

解 本题电路为梯形电路,根据齐性定理,应用“倒退法”求开路电压 u_{oc} 。

设 $u_{\text{oc}} = u'_{\text{oc}} = 10\text{V}$,各支路电流如题 4-9 图所示,计算得



题 4-9 图

$$i_5 = i'_5 = \frac{10}{10} = 1\text{A}$$

$$u_{\text{n}2} = u'_{\text{n}2} = (2 + 10) \times 1 = 12\text{V}$$

$$i_4 = i'_4 = \frac{u'_{\text{n}2}}{5} = \frac{12}{5} = 2.4\text{A}$$

$$i_3 = i'_3 = i'_4 + i'_5 = 2.4 + 1 = 3.4\text{A}$$

$$u_{\text{n}1} = u'_{\text{n}1} = 7 \times i'_3 + u'_{\text{n}2} = 7 \times 3.4 + 12 = 35.8\text{V}$$

$$i_2 = i'_2 = \frac{u'_{\text{n}1}}{6} = \frac{35.8}{6} = 5.967\text{A}$$

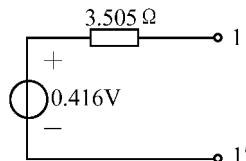
$$i_1 = i'_2 + i'_3 = 5.967 + 3.4 = 9.367\text{A}$$

$$u_{\text{S}} = u'_{\text{S}} = 9 \times i'_1 + u_{\text{n}1} = 9 \times 9.367 + 35.8 =$$

120.1V

故当 $u_{\text{S}} = 5\text{V}$ 时,开路电压 u_{oc} 为

$$u_{\text{oc}} = Ku'_{\text{oc}} = \frac{5}{120.1} \times 10 = 0.416\text{V}$$



题解 4-9 图

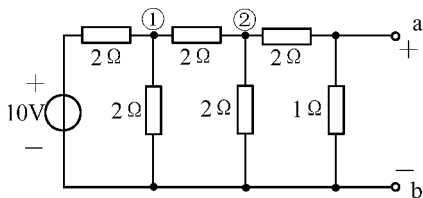
将电路中的电压源路短,应用电阻串并联等效,求得等效电阻 R_{eq} 为

$$R_{\text{eq}} = [(9 // 6 + 7) // 5 + 2] // 10 = 3.505\Omega$$

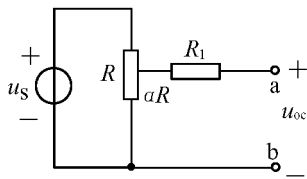
画出戴维宁等效电路如题解 4-9 图所示。



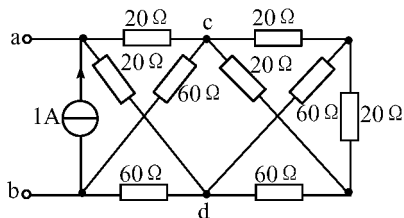
○ 4-10 求题 4-10 图中各电路在 ab 端口的戴维宁等效电路或诺顿等效电路。



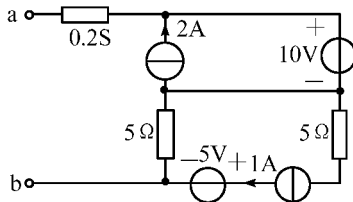
(a)



(b)



(c)



(d)

题 4-10 图

解 (a) 先求开路电压 u_{oc} 。应用结点电压法, 结点编号如题 4-10 图(a) 所示。
结点方程

$$\begin{cases} (\frac{1}{2} + \frac{1}{2} + \frac{1}{2})u_{n1} - \frac{1}{2}u_{n2} = \frac{10}{2} \\ -\frac{1}{2}u_{n1} + (\frac{1}{2} + \frac{1}{2} + \frac{1}{3})u_{n2} = 0 \end{cases}$$

把以上方程加以整理有

$$\begin{cases} 3u_{n1} - u_{n2} = 10 \\ -3u_{n1} + 8u_{n2} = 0 \end{cases}$$

应用消去法, 解得

$$u_{n2} = \frac{10}{7}\text{V}$$

故开路电压

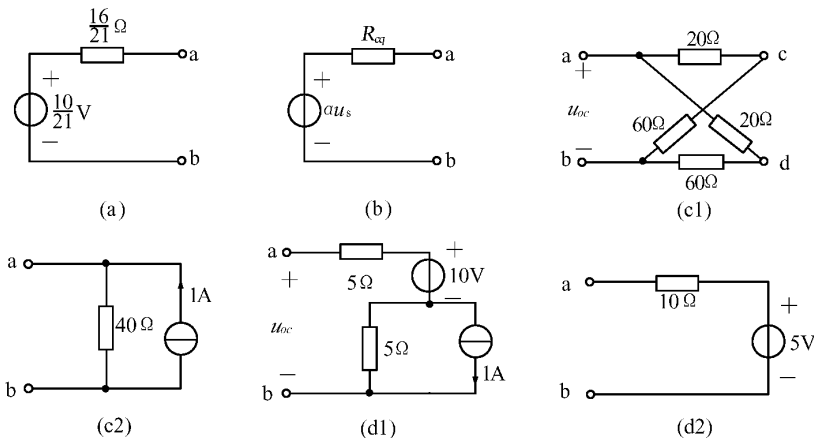
$$u_{oc} = \frac{u_{n2}}{2+1} \times 1 = \frac{10}{21}\text{V}$$

再把电压源短路应用电阻串并联求等效内阻 R_{eq}

$$R_{eq} = [(2 \parallel 2 + 2) \parallel 2 + 2] \parallel 1 = \frac{16}{21}\Omega$$

画出戴维宁等效电路如题解 4-10 图(a) 所示。

(b) 应用电阻分压求得开路电压 u_{oc} 为:



题解 4-10 图

$$u_{oc} = \frac{u_s}{R} \times \alpha R = \alpha u_s$$

把电压源短路,可求得等效电阻为 $R_{eq} = [(R - \alpha R) \parallel \alpha R] + R_1 = \alpha(1 - \alpha)R + R_1$ 等效电路如题解 4-10 图(b) 所示。

(c) 这个问题用诺顿定理求解比较方便。把 ab 端口短路,显然短路电流等于电流源的电流,即 $I_{sc} = I_{ab} = 1A$ 。

把电流源开路求等效电阻 R_{eq} 。由于电路是一平衡电桥,可以把 cd 右侧电阻电路断去如题解 4-10 图(c1) 所示,则

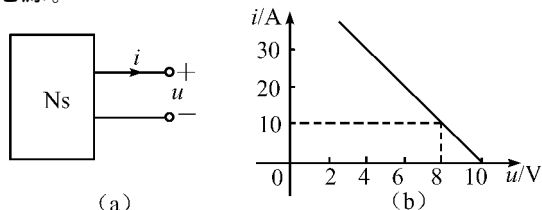
$$R_{eq} = (20 + 60) \parallel (20 + 60) = 40\Omega$$

画出诺顿等效电路如题解 4-10 图(c2) 所示。

(d) 应用替代定理,题 4-10 图(d) 可以等效变换为题解 4-10 图(d1) 所示的电路。则开路电压为 $u_{oc} = 10 - 5 \times 1 = 5V$

把题解 4-10 图(d1) 中的电压源短路,电流源开路,等效电阻 $R_{eq} = 5 + 5 = 10\Omega$ 画出戴维宁等效电路如题解 4-10 图(d2) 所示。

- 4-11 题 4-11 图(a) 所示含源一端口的特性曲线画于题 4-11 图(b) 中,求其等效电源。



题 4-11 图



解 根据戴维宁定理可知,图示含源一端口电路可以等效为题解 4-11 图所示的电源电路,其端口电压 u 和电流 i 满足关系式:

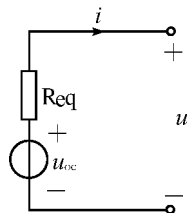
$$u = u_{oc} - R_{eq} i$$

题 4-11 图(b) 所示的含源一端口的外特性曲线方程为

$$u = 10 - \frac{1}{5} i$$

比较以上两个方程式,可得等效电源电路的参数

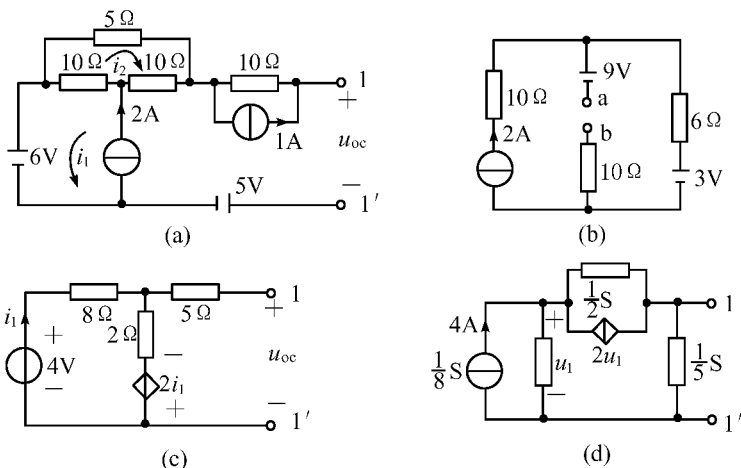
$$u_{oc} = 10\text{V}, R_{eq} = \frac{1}{5} = 0.2\Omega$$



题解 4-11 图

● 4-12

求题 4-12 图示各电路的等效戴维宁电路或诺顿电路。



题 4-12 图

分析 利用各种电路等效变换可求解 u_{oc} 、 R_{eq} 、 i_{sc} ,即可求其等效戴维宁电路或诺顿电路。

解 (a) 先求开路电压 u_{oc} 。应用网孔电流法,设网孔电流 i_1, i_2 ,其绕行方向如题 4-12 图(a) 所示。列网孔电流方程为

$$\begin{cases} i_1 = 2 \\ 10i_1 + (10 + 10 + 5)i_2 = 0 \end{cases}$$

联立求解以上方程,可得

$$i_2 = \frac{-20}{25} = -0.8\text{A}$$

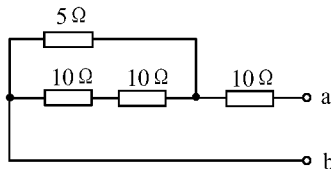
故开路电压为

$$u_{oc} = 10 \times 1 - 5i_2 + 6 - 5 = 11 + 5 \times 0.8 = 15\text{V}$$

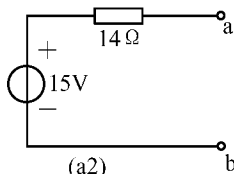
将电压源短接,电流源断开,得题解 4-12 图(a1) 所示电路,应用电阻串、并联



等效求得等效电阻



(a1)



(a2)

题解 4-12 图

$$R_{eq} = 5 // (10 + 10) + 10 = 14\Omega$$

戴维宁等效电路如题解 4-12 图(a2) 所示。

(b) 根据 KVL 求开路电压 u_{ab} 为

$$u_{ab} = -9 + 6 \times 2 + 3 = 6V$$

把 3V 电压源短路, 2A 电流源断开, 可以看出等效电阻为

$$R_{eq} = 10 + 6 = 16\Omega$$

戴维宁等效电路见图解 4-12 图(b)。

题解 4-12 图(b)

(c) 设开路电压参考方向如图解 4-12 图(c) 所示。显然 u_{oc} 等于受控源所在支路的电压, 即

$$u_{oc} = 2i_1 - 2i_1 = 0$$

由于电路中有受控源, 求等效电阻时不能用电阻串、并联等效的方法, 现采用求输入电阻的外加电源法。将题 4-12 图(c) 中 4V 独立电压源短路, 在 ab 端子间加电压源 u 如图解 4-12 图(c1) 所示。根据 KVL 列方程。

$$\begin{cases} u = 5i - 8i_1 \\ 8i_1 + 2(i + i_1) - 2i_1 = 0 \end{cases}$$

从第二个方程中解出

$$i_1 = -\frac{2}{8}i = -\frac{1}{4}i$$

把 i_1 代入第一个方程中, 可得

$$u = 5i - 8 \times \left(-\frac{1}{4}i\right) = 7i$$

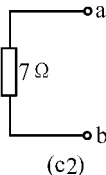
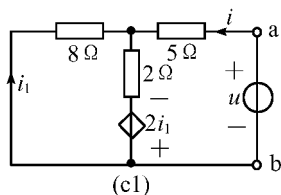
故等效电阻为

$$R_{eq} = \frac{u}{i} = 7\Omega$$

画出戴维宁等效电路如图解 4-12 图(c2) 所示。

(d) 先求开路电压 u_{oc} 。把题 4-12 图(d) 中受控电流源与电阻的并接支路等效变换为受控电压源与电阻的串接支路如图解 4-12 图(d1) 所示。由 KVL 得

$$(2 + 5)i_1 + 4u_1 - u_1 = 0$$



题解 4-12 图

把 $u_1 = (4 - i_1) \times 8$ 代入上式中,解得

$$i_1 = \frac{96}{17} = 5.647 \text{ A}$$

故开路电压

$$u_{oc} = 5 \times i_1 = 5 \times 5.647 = 28.235 \text{ V}$$

把题解 4-12 图(d1) 中的 1—1' 端子短接如题

解 4-12 图(d2) 所示。由 KVL 得

$$2i_{sc} + 4u_1 - u_1 = 0$$

即

$$i_{sc} = -\frac{3}{2}u_1$$

把 $u_1 = 8 \times (4 - i_{sc})$ 代入上式中,有

$$i_{sc} = -\frac{3}{2} \times 8 \times (4 - i_{sc})$$

解得

$$i_{sc} = \frac{48}{11} = 4.364 \text{ A}$$

则等效电阻

$$R_{eq} = \frac{u_{oc}}{i_{sc}} = \frac{28.235}{4.364} = 6.471 \Omega$$

戴维宁等效电路如题解 4-12 图(d3) 所示。

小结 求戴维宁电路时,要求 u_{oc} 和 R_{eq} ,求诺顿电路时,要求 i_{sc} 和 R_{eq} 。

○ 4-13 求题 4-13 图示两个一端口的戴维宁或诺顿等效电路,并解释所得结果。

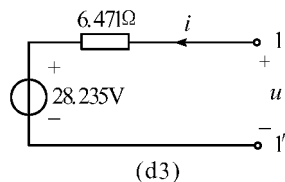
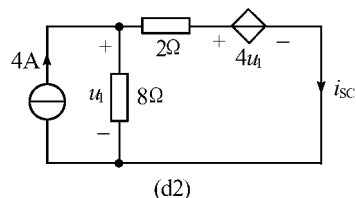
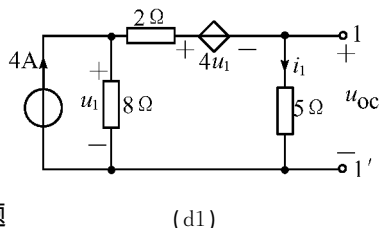
解 (a) 因为端口开路,端口电流 $i = 0$,故受控电流源的电流为零,可将其断开,从而得开路电压

$$u_{oc} = \frac{10}{4 + 2 + 6} \times 6 = 5 \text{ V}$$

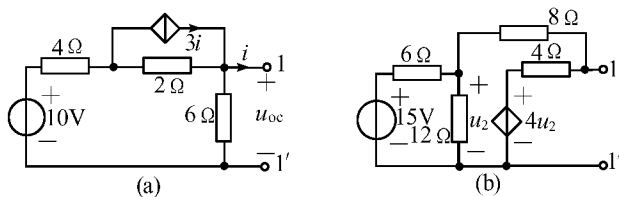
把端口短路,电路变为题解 4-13 图(a1) 所示电路。由 KVL 可得

$$(4 + 2)i_{sc} - 2 \times 3i_{sc} = 10$$

从中解出



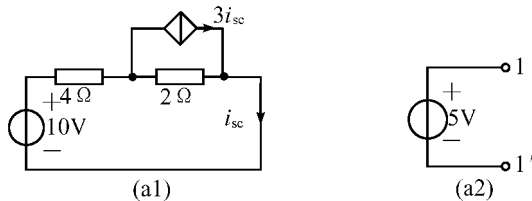
题解 4-12 图



题 4-13 图

$$i_{sc} = \frac{10}{4 + 2 - 2 \times 3} = \infty$$

这说明该电路的等效电阻 $R_{eq} = \frac{u_{oc}}{i_{sc}} = 0$, 故等效电路为题解 4-13 图(a2) 所示的 5V 理想电压源。显然其诺顿等效电路是不存在的。



题解 4-13 图

(b) 把端子 1—1' 短路。电路如题解 4-13 图(b1) 所示。由题 4-13 图(b) 可知 12Ω 电阻和 8Ω 电阻并联, 则电压

$$u_2 = \frac{15}{6 + \frac{12 \times 8}{12 + 8}} \times \frac{12 \times 8}{12 + 8} = \frac{20}{3} \text{ V}$$

电流 i_{sc} 为

$$i_{sc} = i_1 + i_2 = \frac{u_2}{8} + \frac{4u_2}{4} = \frac{9}{8}u_2 = \frac{9}{8} \times \frac{20}{3} = 7.5 \text{ A}$$

把 15V 电压源短路, 应用外加电源法求等效电阻 R_{eq} , 由题解 4-13 图(b2), 可得

$$u_2 = \frac{u}{8 + \frac{6 \times 12}{6 + 12}} \times \frac{6 \times 12}{6 + 12} = \frac{u}{8 + 4} \times 4 = \frac{u}{3}$$

$$i = \frac{u - 4u_2}{4} + \frac{u_2}{6 \parallel 12} = \frac{u}{4} - \frac{3}{4}u_2 = \frac{u}{4} - \frac{3}{4} \times \frac{u}{3} = 0$$

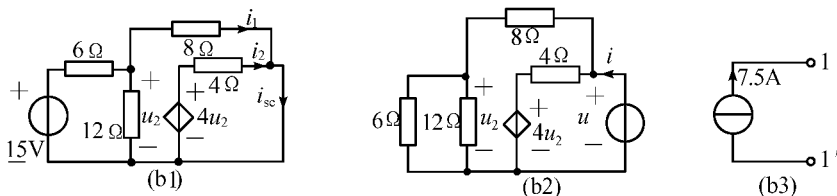
说明该电路的等效电阻

$$R_{eq} = \frac{u}{i} = \frac{1}{0} = \infty$$

故等效电路为一电流为 7.5A 的理想电流源, 即该电路只有诺顿等效电路, 如

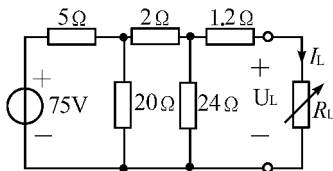


题解 4-13 图(b3) 所示,而不存在戴维宁等效电路模型。



题解 4-13 图

- ◎ 4-14 在题 4-14 图所示电路中,当 R_L 取 0, 2, 4, 6, 10, 18, 24, 42, 90 和 186 Ω 时,求 R_L 的电压 U_L 、电流 I_L 和 R_L 消耗的功率(可列表表示各结果)。



题 4-14 图

分析 将左边电路等效为戴维宁电路,即可容易求解。

解 先把 R_L 支路断开如题解 4-14 图(a) 所示。应用电源等效互换得一端口电路的戴维宁等效电路的电压和电阻为

$$u_{oc} = 48\text{V}, \quad R_{eq} = 6\Omega$$

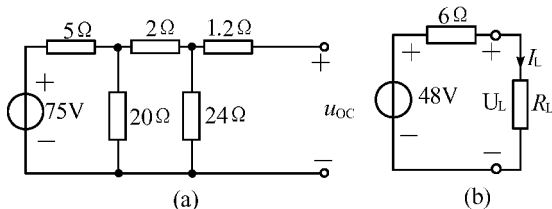
接上 R_L 支路,如题解 4-14 图

(b) 所示,则

$$I_L = \frac{48}{6 + R_L}$$

$$U_L = R_L I_L$$

$$P_L = R_L I_L^2$$



题解 4-14 图

把 R_L 的各个值代入,计算得 U_L 、 I_L 、 P_L 的值如下表所示。

$R_L (\Omega)$	0	2	4	6	10	18	24	42	90	186
$I_L (\text{A})$	8	6	4.8	4	3	2	1.6	1	0.5	0.25
$U_L (\text{V})$	0	12	19.2	24	30	36	38.4	42	45	46.5
$P_L (\text{W})$	0	72	92.16	96	90	72	61.44	42	22.5	11.625

- ◎ 4-15 在题 4-15 图示电路中,试问:

(1) R 为多大时,它吸收的功率最大?求此最大功率。



(2) 若 $R = 80\Omega$, 欲使 R 中电流为零, 则 a, b 间应并接什么元件, 其参数为多少? 画出电路图。

分析 先将电路等效为戴维宁电路, 然后由最大功率传输定理, 即 $R = R_{eq}$ 时, P 最

大, $P_{\max} = \frac{u_{oc}^2}{4R_{eq}}$, 即可求解。

解 (1) 自 a, b 断开 R 所在支路, 应用电阻串、并联及电源等效互换将原图变为题解 4-15 图(a), 由题解 4-15 图(a) 易求得开路电压

$$u_{oc} = \frac{50 - 25}{10 + 10 + 20} \times (10 + 10) + 25 = 37.5V$$

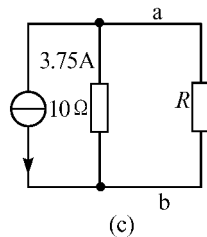
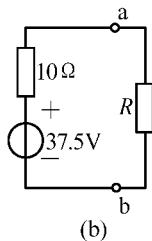
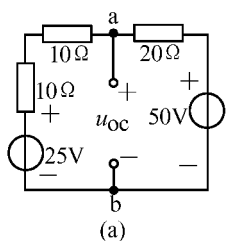
将题解 4-15 图(a) 中电压源短路, 求等效电阻

$$R_{eq} = (10 + 10) // 20 = 10\Omega$$

最后得等效电路如题解 4-15 图(b) 所示, 由最大功率传输定理可知, 当 $R = R_{eq} = 10\Omega$ 时, 其上可获得最大功率, 此时

$$P_{\max} = \frac{u_{oc}^2}{4R_{eq}} = \frac{37.5^2}{4 \times 10} = 35.156W$$

(2) 利用电源等效互换, 题解 4-15 图(b) 电路可以变化为题解 4-15 图(c), 由 KCL 可知, 在 a, b 间并接一个理想电流源, 其值 $i_s = 3.75A$, 方向由 a 指向 b , 这样 R 中的电流将为零。

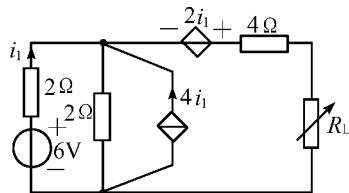


题解 4-15 图

- 4-16 题 4-16 图示电路的负载电阻 R_L 可变, 试问 R_L 等于何值时可吸收最大功率? 求此功率。

解 首先求出 R_L 以左部分的等效电路。断开 R_L , 设 u_{oc} 如题解 4-16 图(a) 所示, 并把受控电流源等效为受控电压源。由 KVL 可得

$$(2 + 2)i_1 + 8i_1 = 6$$



题 4-16 图



$$i_1 = \frac{6}{12} = 0.5 \text{ A}$$

故开路电压

$$u_{oc} = 2i_1 + 2i_1 + 8i_1 = 12i_1 = 12 \times 0.5 = 6 \text{ V}$$

把端口短路,如题解 4-16 图(b)所示应用网孔电流法求短路电流 i_{sc} ,网孔方程为

$$\begin{cases} (2+2)i_1 - 2i_{sc} + 8i_1 = 6 \\ -2i_1 + (2+4)i_{sc} - (2+8)i_1 = 0 \end{cases}$$

解得

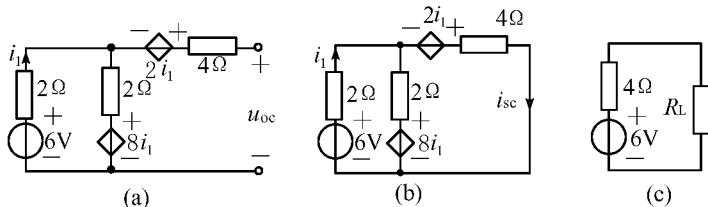
$$i_{sc} = \frac{6}{4} = \frac{3}{2} \text{ A}$$

故一端口电路的等效电阻

$$R_{eq} = \frac{u_{oc}}{i_{sc}} = \frac{6}{3/2} = 4 \Omega$$

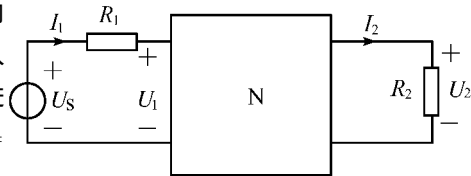
画出戴维宁等效电路,接上待求支路 R_L ,如题解 4-16 图(c)所示。由最大功率传输定理知 $R_L = R_{eq} = 4 \Omega$ 时其上获得最大功率。 R_L 获得的最大功率为

$$P_{\max} = \frac{u_{oc}^2}{4R_{eq}} = \frac{6^2}{4 \times 4} = \frac{36}{16} = 2.25 \text{ W}$$



题解 4-16 图

- 4-17 题 4-17 图所示电路中 N(方框内部) 仅由电阻组成。对不同的输入直流电压 U_S 及不同的 R_1, R_2 值进行了两次测量,得下列数据: $R_1 = R_2 = 2 \Omega$ 时, $U_S = 8 \text{ V}, I_1 = 2 \text{ A}, U_2 = 2 \text{ V}$; $R_1 = 1.4 \Omega, R_2 = 0.8 \Omega$ 时, $U_S = 9 \text{ V}, I_1 = 3 \text{ A}$, 求 U_2 的值。



题 4-17 图

解 设 N 网络两个端口的电压为 U_1, U_2 如图所示。由题意可知: 第一次测量,有

$$U_1 = U_S - R_1 I_1 = 8 - 2 \times 2 = 4 \text{ V}$$

$$U_2 = 2 \text{ V}, I_1 = 2 \text{ A}$$



$$I_2 = \frac{U_2}{R_2} = \frac{2}{2} = 1\text{A}$$

第二次测量,有

$$U_1 = U_s - R_1 I_1 = 9 - 1.4 \times 3$$

$$= 9 - 4.2 = 4.8\text{V}$$

$$I_1 = 3\text{A}$$

$$I_2 = \frac{U_2}{R_2} = \frac{U_2}{0.8}$$

根据特勒根定理 2,应满足

$$U_1(-I_1) + U_2 I_2 = U_1(-I_1) + U_2 I_2$$

代入数据,有

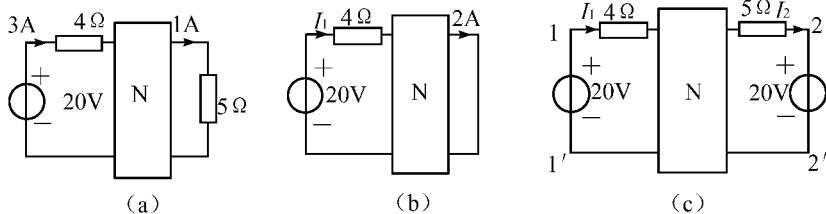
$$4 \times (-3) + 2 \times \frac{U_2}{0.8} = 4.8 \times (-2) + U_2 \times 1$$

从中解得

$$U_2 = \frac{12 - 9.6}{\frac{6}{4}} = \frac{4}{6} \times 2.4 = 1.6\text{V}$$

○ 4-18 $U'_1 = 3\text{V}$

● 4-19 题 4-19 图中网络 N 仅由电阻组成。根据图(a)和图(b)的已知情况,求图(c)中电流 I_1 和 I_2 。



题 4-19 图

分析 图(a)、(b)、(c) 有多处相似处,可利用叠加定理、互易定理、特勒根定理求解。

解 首先求电流 I_1 。

对图(c)应用叠加定理。两个电源单独作用的分电路为题 4-19 图(a)和题解 4-19 图。由题 4-19 图(a)知

$$I_1^{(1)} = 3\text{A}, \quad I_2^{(1)} = 1\text{A}$$

题解 4-19 图相当于把题 4-19 图(a)中的激励和响应互换,因此根据互易定理可得

$$I_1^{(2)} = -I_2^{(1)} = -1\text{A}$$



故题 4-19 图(c) 中的电流 I_1 为

$$I_1 = I_1^{(1)} + I_2^{(1)} = 3 - 1 = 2\text{A}$$

下面求电流 I_2 。

对题 4-19 图(a) 和(b) 应用特勒根定理 2, 可得

$$20 \times (-I_1) + 1 \times 5 \times 2 = (-3) \times 20 + 1 \times 0$$

$$I_1 = \frac{70}{20} = 3.5\text{A}$$

再对题 4-19 图(b) 和(c) 应用特勒根定理 2, 并把前面求得的 $I_1 = 2\text{A}$ 和 $I_1 = -3.5\text{A}$ 代入, 有

$$20 \times (-I_1) + (5I_2 + 20) \times 2 = 20 \times (-I_1) + 0 \times I_2$$

即

$$20 \times (-3.5) + 10I_2 + 40 = 20 \times (-2)$$

故解得

$$I_2 = \frac{-40 - 40 + 70}{10} = -1\text{A}$$

小结 一般情况下, 电路中带有未知网络的, 先观察电阻电路的特点, 再综合利用各电路定理求解即可。

○4-20 $U_1 = 7.2\text{V}$

○4-21 题 4-21 图所示电路中 N 仅由电阻组成。已知图(a) 中电压 $U_1 = 1\text{V}$, 电流 $I_2 = 0.5\text{A}$, 求图(b) 中 I_1 。

解 对图(a) 和(b) 应用特勒根定理:

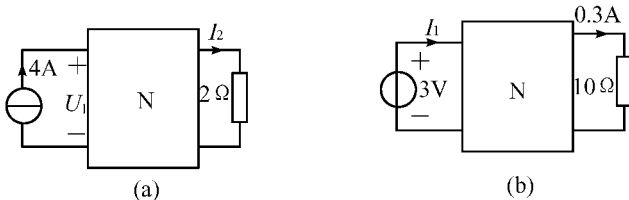
$$U_1 \times (-I_1) + 2 \times I_2 \times 0.3 = (-4) \times 3 + I_2 \times 0.3 \times 10$$

把 $U_1 = 1\text{V}$, $I_2 = 0.5\text{A}$ 代入上式中, 有

$$-I_1 + 0.3 = -12 + 1.5$$

故解得

$$I_1 = 10.8\text{A}$$



题 4-21 图

○4-22 略

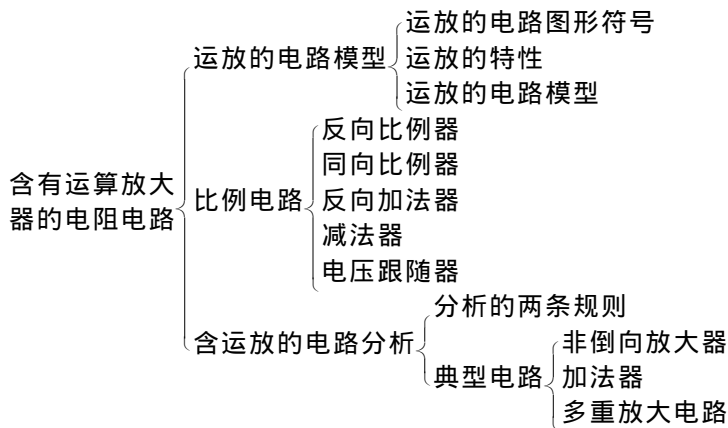
第五章

含有运算放大器的电阻电路

学习要求

1. 理解运算放大器的电路模型:实际运算放大器、理想运算放大器。
2. 掌握含理想运算放大器电阻电路的分析方法。

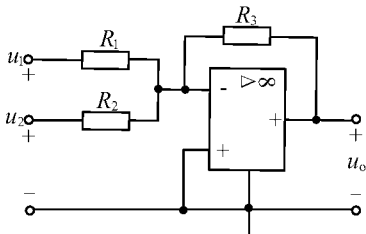
知识网络图



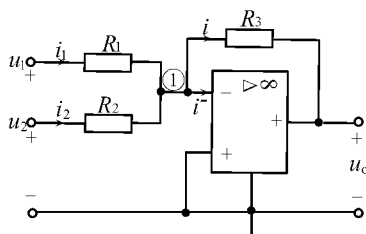


课后习题全解

- 5-1 设题 5-1 图所示电路的输出 u_o 为 $-u_o = 3u_1 + 0.2u_2$, 已知 $R_3 = 10\text{k}\Omega$, 求 R_1 和 R_2 。



题 5-1 图



题解 5-1 图

解 如题解 5-1 图所示运算放大器是理想运算放大器, 所以应遵循两条规则。

由规则 1 $i^- = 0$, 知 $i = i_1 + i_2$

$$\text{即} \quad \frac{u_1 - u_{nl}}{R_1} + \frac{u_2 - u_{nl}}{R_2} = \frac{u_{nl} - u_o}{R_3}$$

$$\text{由规则 2} \quad u_{nl} = u^+ = 0 \text{ 代入上式得} \quad \frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} = \frac{-u_o}{R_3}$$

$$\text{所以} \quad -u_o = R_3 \left(\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} \right)$$

与已知条件 $-u_o = 3u_1 + 0.2u_2$ 比较, 有

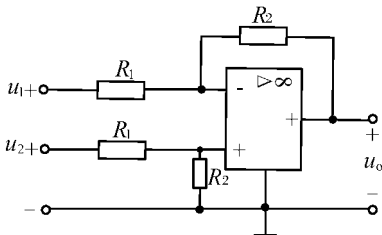
$$\frac{R_3}{R_1} = 3, \quad \frac{R_3}{R_2} = 0.2$$

又有

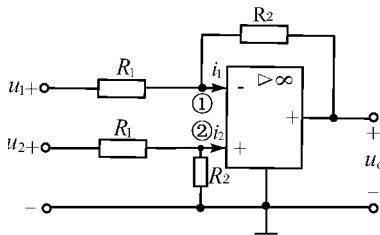
$$R_3 = 10\text{k}\Omega$$

$$\text{所以} \quad R_1 = \frac{R_3}{3} = 3.33\text{k}\Omega, \quad R_2 = \frac{R_3}{0.2} = 50\text{k}\Omega$$

- ◎ 5-2 题 5-2 图所示电路起减法作用, 求输出电压 u_o 和输入电压 u_1 、 u_2 之间的关系。



题 5-2 图



题解 5-2 图



分析 利用虚短、虚断的规则即可求解。

解 由题解 5-2 图知,理想运算放大器遵循两个规则。

由规则 1 知 $i_1 = i_2 = 0$

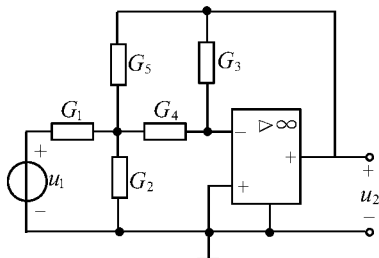
由规则 2 知 $u_{n1} = u_{n2}$

$$\text{列结点电压方程} \quad \begin{cases} (\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2})u_{n1} - \frac{1}{R_2}u_o = \frac{u_1}{R_1} & \text{①} \\ (\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2})u_{n2} = \frac{u_2}{R_1} & \text{②} \end{cases}$$

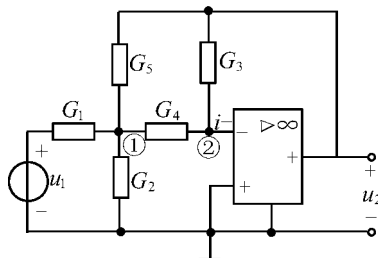
将 $u_{n1} = u_{n2}$ 代入式 ②,联立式 ①、式 ② 得

$$u_o = \frac{R_2}{R_1}(u_2 + u_1)$$

○ 5-3 求题 5-3 图所示电路的输出电压与输入电压之比 $\frac{u_2}{u_1}$ 。



题 5-3 图



题解 5-3 图

解 由题解 5-3 图列结点电压方程,并注意到规则 1, $i^- = 0$

$$\begin{cases} (G_1 + G_2 + G_4 + G_5)u_{n1} - G_4u_{n2} - G_5u_2 = G_1u_1 \\ -G_4u_{n1} + (G_3 + G_4)u_{n2} - G_3u_2 = 0 \end{cases}$$

应用规则 2 知, $u_{n2} = 0$

$$\text{所以,以上两式变为} \quad \begin{cases} (G_1 + G_2 + G_4 + G_5)u_{n1} - G_5u_2 = G_1u_1 \\ u_{n1} = -\frac{G_3}{G_4}u_2 \end{cases}$$

$$\text{从而得} \quad \frac{u_2}{u_1} = -\frac{G_1G_4}{(G_1 + G_2 + G_4 + G_5)G_3 + G_4G_5}$$

○ 5-4 求题 5-4 图所示电路的电压比值 $\frac{u_o}{u_1}$ 。

解 由题解 5-4 图列结点电压方程,并注意到 $i_1^- = 0, i_2^- = 0$, 有

$$\begin{cases} (\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3})u_{n1} - \frac{1}{R_2}u_{o1} - \frac{1}{R_3}u_o = \frac{u_1}{R_1} & \text{①} \\ (\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5})u_{n2} - \frac{1}{R_5}u_o = 0 & \text{②} \end{cases}$$



由规则 2, 知

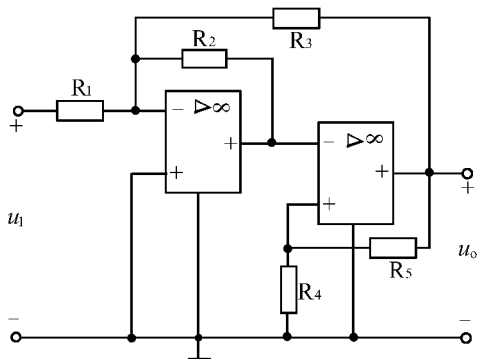
$$u_{n1} = 0, \quad u_{o1} = u_{n2}$$

又由式 ② 得

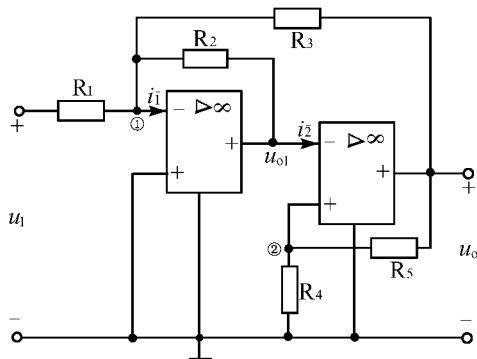
$$u_{n2} = \frac{R_4}{R_4 + R_5} u_o$$

将以上关系式均代入式 ① 从而得到

$$\frac{u_o}{u_1} = -\frac{R_2 R_3 (R_4 + R_5)}{R_1 (R_2 R_4 + R_2 R_5 + R_3 R_4)}$$



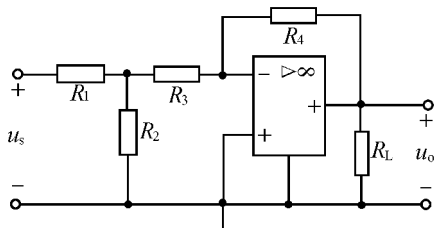
题 5-4 图



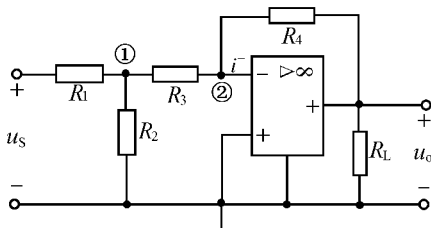
题解 5-4 图

◎ 5-5

求题 5-5 图所示电路的电压比 $\frac{u_o}{u_s}$ 。



题 5-5 图



题解 5-5 图

分析 利用虚短、虚断规则, 列写结点电压方程求解即可。

解 由题解 5-5 图列结点电压方程, 并注意到 $i^- = 0$, 有

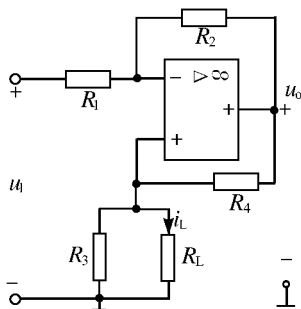
$$\begin{cases} (\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3})u_{n1} - \frac{1}{R_3}u_{n2} = \frac{u_s}{R_1} & \text{①} \\ -\frac{1}{R_3}u_{n1} + (\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4})u_{n2} - \frac{1}{R_4}u_o = 0 & \text{②} \end{cases}$$

利用规则 2 知, $u_{n2} = 0$ 代入上述方程中, 从而得到

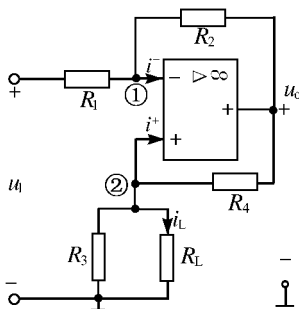
$$\frac{u_o}{u_s} = -\frac{R_2 R_4}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1}$$



- 5-6 试证明题 5-6 图所示电路若满足 $R_1 R_4 = R_2 R_3$, 则电流 i_L 仅决定于 u_1 而与负载电阻 R_L 无关。



题 5-6 图



题解 5-6 图

证明 由题解 5-6 图列结点电压方程, 并注意到 $i^- = i^+ = 0$, 有

$$\begin{cases} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)u_{n1} - \frac{1}{R_2}u_o = \frac{u_1}{R_1} & \text{①} \\ \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_L}\right)u_{n2} - \frac{1}{R_4}u_o = 0 & \text{②} \end{cases}$$

应用规则 2 知,

$$u_{n1} = u_{n2}$$

由式 ② 得, $u_o = R_4 \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_L}\right)u_{n2}$ 代入式 ①, 并整理, 得

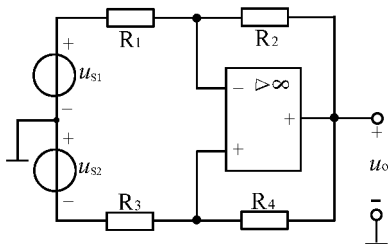
$$u_{n2} = \frac{R_2 R_3 R_L}{(R_2 R_3 - R_1 R_4) R_L - R_1 R_3 R_4} u_1$$

从而有
$$i_L = \frac{u_{n2}}{R_L} = \frac{R_2 R_3}{(R_2 R_3 - R_1 R_4) R_L - R_1 R_3 R_4} u_1$$

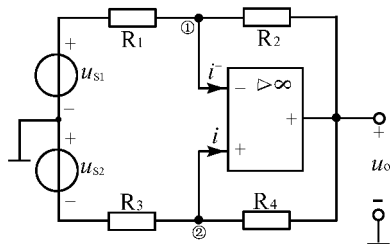
当 $R_1 R_4 = R_2 R_3$ 时, $i_L = \frac{R_2 R_3}{-R_1 R_3 R_4} u_1 = -\frac{R_2}{R_1 R_4} u_1$

可见 i_L 仅仅决定于 u_1 而与负载电阻 R_L 无关。

- 5-7 求题 5-7 图所示电路的 u_o 与 u_{S1} 、 u_{S2} 之间的关系。



题 5-7 图



题解 5-7 图

解 由题解 5-7 图, 列结点电压方程, 并注意到 $i^- = i^+ = 0$, 有



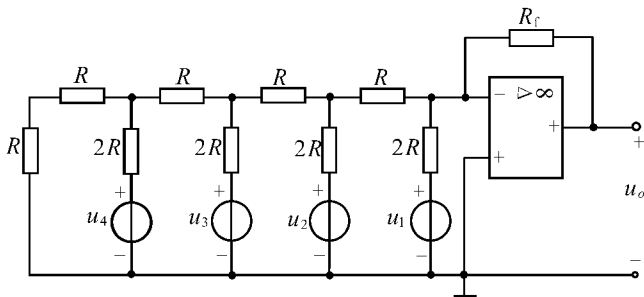
$$\begin{cases} (\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2})u_{n1} - \frac{1}{R_2}u_o = \frac{1}{R_1}u_{S1} \\ (\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4})u_{n2} - \frac{1}{R_4}u_o = -\frac{1}{R_3}u_{S2} \end{cases}$$

应用规则 2 有 $u_{n1} = u_{n2}$ 代入上式,解得

$$u_o = \frac{R_2(R_3 + R_4)u_{S1} + R_4(R_1 + R_2)u_{S2}}{R_2R_3 - R_1R_4}$$

○ 5-8 略

- 5-9 电路如题 5-9 图所示,设 $R_f = 16R$,验证该电路的输出 u_o 与输入 $u_1 \sim u_4$ 之间的关系为 $u_o = -(8u_1 + 4u_2 + 2u_3 + u_4)$ 。[注:该电路为一 4 位数字—模拟转换器,常用在信息处理和自动控制领域。该电路可将 4 位二进制数字信号转换成模拟信号,例如当数字信号为 1101 时,令 $u_1 = u_2 = u_4 = 1, u_3 = 0$,则由关系式 $u_o = -(8u_1 + 4u_2 + 2u_3 + u_4)$ 得模拟信号 $u_o = -(8 + 4 + 0 + 1) = -13$ 。]



题 5-9 图

分析 将左边的复杂电路等效为简单的戴维宁等效电路求解即可。

解 将理想运算放大器左端电路做等效变换(戴维宁等效),等效电路如题解 5-9 图所示。

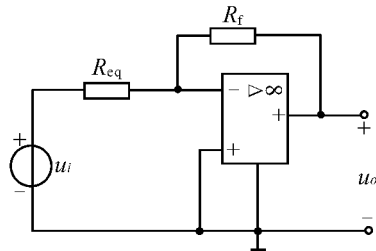
其中: $R_{eq} = R$

$$u_i = \frac{u_4}{16} + \frac{u_3}{8} + \frac{u_2}{4} + \frac{u_1}{2}$$

这是一个反向比例器,且已知 $R_f = 16R$,

$$\text{所以 } u_o = -\frac{R_f}{R_{eq}}u_i = -16u_i$$

$$= -(8u_1 + 4u_2 + 2u_3 + u_4)$$



题解 5-9 图

小结 此电路为数字—模拟转换器, u_1, u_2, u_3, u_4 取不同的值,可以得到不同的模拟电压值。

第六章

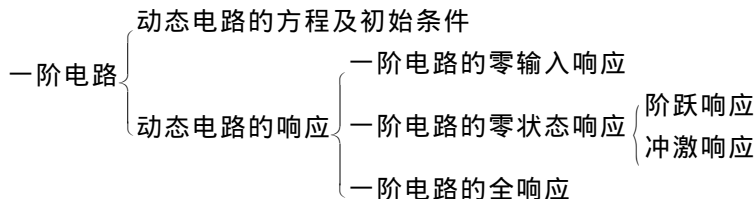
一 阶 电 路

学习要求

1. 了解本课程中所用电信号的时间函数表达式及时域特性, 并会应用, 特别是单位阶跃信号 $\epsilon(t)$ 的“切除”作用与“开关”作用, 单位冲激信号 $\delta(t)$ 的抽样性。
2. 能写出电容元件与电感元件的伏安关系, 包括微分关系与积分关系; 深刻理解电容元件与电感元件初始状态 $u_C(0^-)$, $i_L(0^-)$ 的物理意义。
3. 深刻理解和掌握一阶电路零输入响应、零状态响应、全响应的定义、产生原因, 并会用列写和求解一阶电路微分方程的方法求解; 深刻理解电路时间常数 τ 的物理意义, 并会求解。
4. 深刻理解和掌握一阶电路全响应三种分解方式的物理意义, 并会进行分解。
5. 深刻理解和掌握求解一阶电路在阶跃激励下全响应的三要素公式及此公式成立的条件, 并会应用此公式求解一阶电路的全响应, 会画响应的波形。
6. 深刻理解和掌握一阶电路的单位冲激响应, 并会求解。
7. 了解一阶电路的正弦响应, 并会求解。

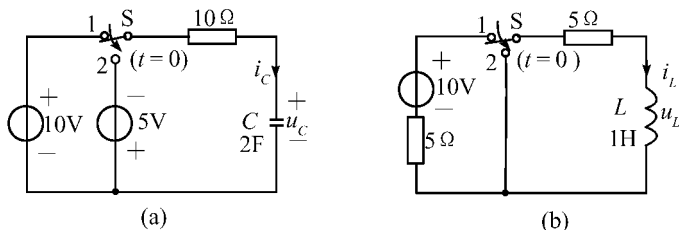


知识网络图



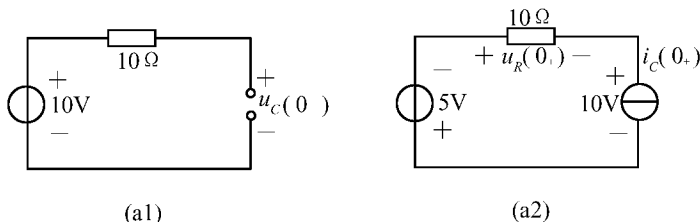
课后习题全解

- 6-1 题 6-1 图(a)、(b) 所示电路开关 S 在 $t = 0$ 时动作, 试求电路在 $t = 0_+$ 时刻电压、电流的初始值。



题 6-1 图

解 (a) 第一步 求 $t < 0$ 时, 即开关 S 动作前的电容电压 $u_C(0_-)$ 。由于开关动作前, 电路处于稳定状态, 对直流电路有 $\frac{du_C}{dt} = 0$, 故 $i_C = 0$, 电容看作开路, $t = 0_-$ 时的电路如题解 6-1 图(a1) 所示, 可得 $u_C(0_-) = 10\text{V}$ 。



题解 6-1 图

第二步 根据换路时, 电容电压 u_C 不会跃变, 所以有

$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = 10\text{V}$$

应用替代定理, 用电压等于 $u_C(0_+) = 10\text{V}$ 的电压源代替电容元件, 画出 0_+ 时刻的等效电路如题解 6-1 图(a2) 所示。

第三步 由 0_+ 时刻的等效电路, 计算得



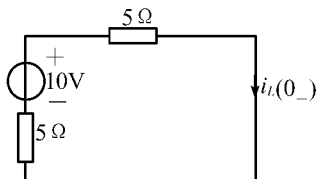
$$i_C(0_+) = -\frac{10+5}{10} = -1.5\text{A}$$

$$u_R(0_+) = 10 \times i_C(0_+) = 10 \times (-1.5) = -15\text{V}$$

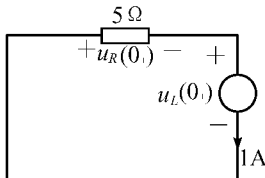
换路后, i_C 和 u_R 发生了跃变。

(b) 第一步 由 $t < 0$ 时的电路, 求 $i_L(0_-)$ 值。由于 $t < 0$ 时电路处于稳定状态, 电感电流 i_L 为常量, 故 $\frac{di_L}{dt} = 0$, 即 $u_L = 0$, 电感可以看作短路。 $t = 0_-$ 时的电路如题解 6-1 图(b1) 所示, 由图可知

$$i_L(0_-) = \frac{10}{5+5} = 1\text{A}$$



(b1)



(b2)

题解 6-1 图

第二步 根据换路时, 电感电流 i_L 不会跃变, 所以有

$$i_L(0_+) = i_L(0_-) = 1\text{A}$$

应用替代定理, 用电流等于 $i_L(0_+) = 1\text{A}$ 的电流源替代电感元件, 画出 0_+ 时刻的等效电路如题解 6-1 图(b2) 所示。

第三步 由 0_+ 时刻的等效电路, 计算得初始值。

$$u_R(0_+) = -u_L(0_+) = 5 \times i_L(0_+) = 5 \times 1 = 5\text{V}$$

$$i_R(0_+) = i_L(0_+) = 1\text{A}$$

显然电路换路后, 电感电压 u_L 发生了跃变。

例 6-2

题 6-2 图所示电路中开关 S 在 $t = 0$ 时动作, 试求各电路在 $t = 0_+$ 时刻的

电压、电流。已知图(d) 中的 $e(t) = 100\sin(\omega t + \frac{\pi}{3})\text{V}$, $u_C(0_-) = 20\text{V}$ 。

解 (a) 在 $t < 0$ 时, 电路处于稳定状态, 电容看作断路, 电路如题解 6-2 图(a1) 所示。电容上的电压分别为

$$u_{C1}(0_-) = \frac{20}{3+6+3} \times 6 = 10\text{V}$$

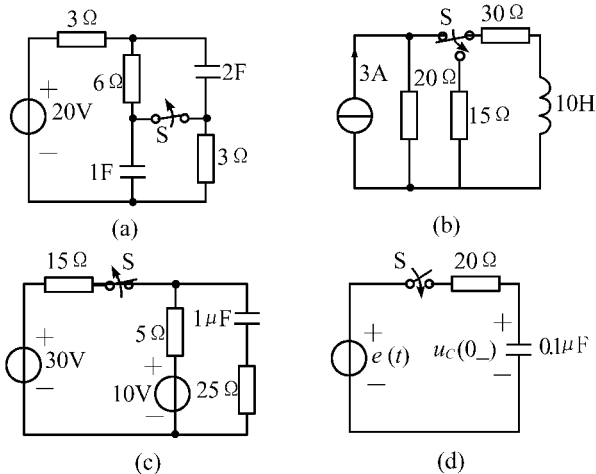
$$u_{C2}(0_-) = \frac{20}{3+6+3} \times 3 = 5\text{V}$$

根据换路时电容电压不能跃变, 得

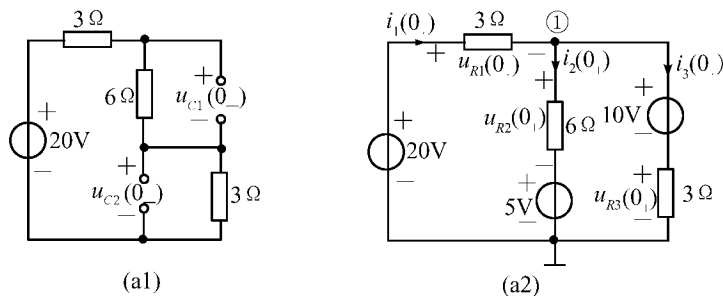
$$u_{C1}(0_+) = u_{C1}(0_-) = 10\text{V}$$



$$u_{C2}(0_+) = u_{C2}(0_-) = 5V$$



题 6-2 图



题解 6-2 图

画出 0_+ 时刻的等效电路如题解 6-2 图(a2) 所示。由图可得结点电压 $u_{n1}(0_+)$ 为

$$\left(\frac{1}{3} + \frac{1}{6} + \frac{1}{3}\right)u_{n1}(0_+) = \frac{20}{3} + \frac{10}{3} + \frac{5}{6}$$

$$u_{n1}(0_+) = \frac{10 + \frac{5}{6}}{\frac{5}{6}} = 13V$$

故各支路电流为

$$i_1(0_+) = \frac{20 - u_{n1}(0_+)}{3} = \frac{20 - 13}{3} = \frac{7}{3}A$$

$$i_2(0_+) = \frac{u_{n1}(0_+) - 5}{6} = \frac{13 - 5}{6} = \frac{8}{6} = \frac{4}{3}A$$



$$i_3(0_+) = \frac{u_{n1}(0_+) - 10}{3} = \frac{13 - 10}{3} = 1\text{A}$$

电阻上的电压为

$$u_{R1}(0_+) = 3 \times i_1(0_+) = 3 \times \frac{7}{3} = 7\text{V}$$

$$u_{R2}(0_+) = 6 \times i_2(0_+) = 6 \times \frac{4}{3} = 8\text{V}$$

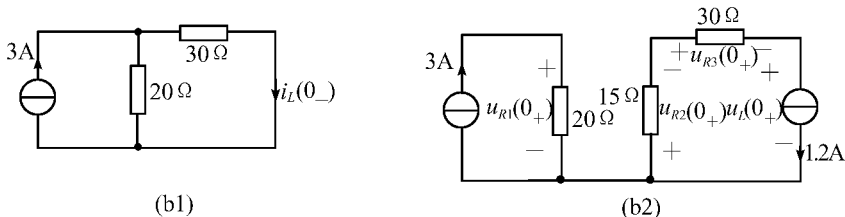
$$u_{R3}(0_+) = 3 \times i_3(0_+) = 3 \times 1 = 3\text{V}$$

(b) 在 $t < 0$ 时, 电路处于稳定状态, 电感看作短路, 电路如题解 6-2 图(b1) 所示。根据分流关系有

$$i_L(0_-) = \frac{3 \times 20}{20 + 30} = 1.2\text{A}$$

根据换路时, 电感电流不能跃变, 得

$$i_L(0_+) = i_L(0_-) = 1.2\text{A}$$



题解 6-2 图

$t = 0_+$ 时的等效电路如题解 6-2 图(b2) 所示, 由图可知

$$u_{R1}(0_+) = 20 \times 3 = 60\text{V}$$

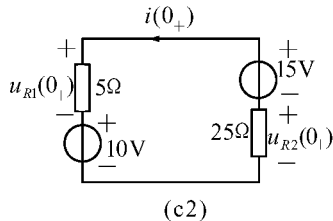
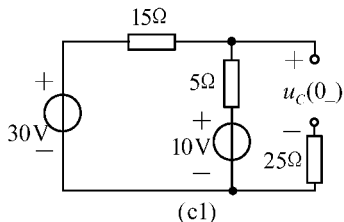
$$u_{R2}(0_+) = 1.2 \times 15 = 18\text{V}$$

$$u_{R3}(0_+) = 30 \times 1.2 = 36\text{V}$$

$$u_L(0_+) = -u_{R2}(0_+) - u_{R3}(0_+) = -(18 + 36) = -54\text{V}$$

(c) $t < 0$ 时, 电路处于稳定状态, 电容看作开路, 电路如题解 6-2 图(c1) 所示。电容上的电压为

$$u_C(0_-) = \frac{30 - 10}{15 + 5} \times 5 + 10 = 15\text{V}$$



题解 6-2 图

根据 $u_C(0_+) = u_C(0_-) = 15\text{V}$, 画出 $t = 0_+$ 时的等效电路如题解 6-2 图(c2) 所示。由图可得

$$i(0_+) = \frac{15 - 10}{25 + 5} = \frac{5}{30} = \frac{1}{6} \text{ A}$$

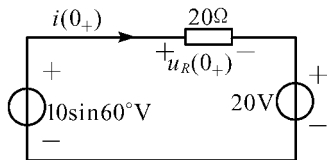
$$u_{R1}(0_+) = 5 \times i(0_+) = 5 \times \frac{1}{6} = \frac{5}{6} \text{ V}$$

$$u_{R2}(0_+) = -25 \times i(0_+) = -25 \times \frac{1}{6} = -\frac{25}{6} \text{ V}$$

(d) 由题意知 $u_C(0_+) = u_C(0_-) = 20\text{V}$, $t = 0_+$ 时的等效电路如题解 6-2 图(d) 所示。由图可知

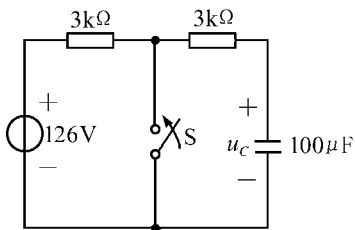
$$i(0_+) = \frac{100\sin 60^\circ - 20}{20} = \frac{50\sqrt{3} - 20}{20} = 3.33 \text{ A}$$

$$u_R(0_+) = 20 \times i(0_+) = 66.6 \text{ V}$$

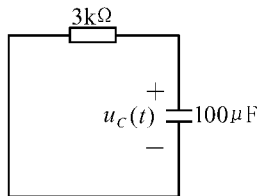


题解 6-2 图(d)

◎ 6-3 题 6-3 图示电路在 $t = 0$ 时开关 S 闭合, 求 $u_C(t)$ 。



题 6-3 图



题解 6-3 图

分析 开关 S 断开时, 电容两端电压为 126V, 则当开关 S 闭合时, $u_C(0_+)$ 为 126V, 电压源被短路, $t \geq 0$ 后为一 RC 电路, 根据公式求解即可。

解 先求初始值 $u_C(0_+)$ 。由图可知 $t = 0_-$ 时, $u_C(0_-) = 126\text{V}$, 根据换路时电容电压连续, 可得

$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = 126\text{V}$$



$t \geq 0$ 后的电路如题解 6-3 图所示。这是一个一阶 RC 电路的零输入响应问题, 应有

$$u_C(t) = u_C(0_+)e^{-\frac{t}{\tau}}$$

由题解 6-3 图可知时间常数

$$\tau = RC = 3 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-6} = 0.3 \text{ s}$$

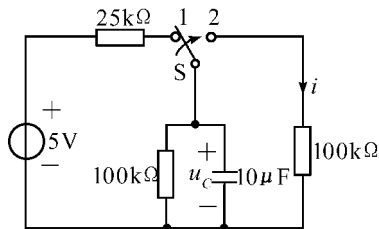
故 $t \geq 0$ 后的 $u_C(t)$ 为 $u_C(t) = 126e^{-\frac{10}{3}t} \text{ V}$

◎ 6-4 如题 6-4 图所示, 开关 S 原在位置 1 已久, $t = 0$ 时合向位置 2, 求 $u_C(t)$ 和 $i(t)$ 。

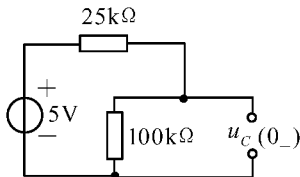
分析 S 位于位置 1 时, 电容两端电压为电阻 $100 \text{ k}\Omega$ 两端的电压, S 位于位置 2 时, 电容同两个 $100 \text{ k}\Omega$ 电阻并联, 可容易求解。

解 $t < 0$ 时的电路如题解 6-4 图(a) 所示。由题解 6-4 图(a) 可知

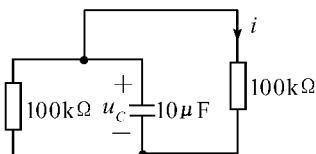
$$u_C(0_-) = \frac{5}{100 + 25} \times 100 = 4 \text{ V}$$



题 6-4 图



(a)



(b)

题解 6-4 图

故可得电容电压的初始值

$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = 4 \text{ V}$$

$t > 0$ 后的电路如题解 6-4 图(b) 所示, 这是一个一阶 RC 电路的零输入电路。

由于从电容两端看去的等效电阻为 $R_0 = 100 \parallel 100 = 50 \text{ k}\Omega$, 故有时间常数

$$\tau = R_0 C = 50 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-6} = \frac{1}{2} \text{ s}$$

电容电压



$$u_C(t) = u_C(0_+)e^{-\frac{t}{\tau}} = 4e^{-2t} \text{ V}$$

电流

$$i(t) = \frac{u_C(t)}{100} = 0.04e^{-2t} \text{ mA}$$

- 6-5 题 6-5 图中开关 S 在位置 1 已久, $t = 0$ 时合向位置 2, 求换路后的 $i(t)$ 和 $u_L(t)$ 。

解 $t < 0$ 时的电路如题解 6-5 图(a) 所示。由题解 6-5 图(a) 可知

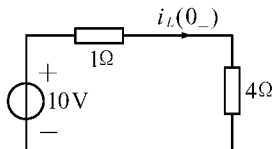
$$i_L(0_-) = \frac{10}{1+4} = 2 \text{ A}$$

根据换路时 i_L 不能跃变, 有

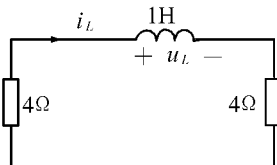
$$i_L(0_+) = i_L(0_-) = 2 \text{ A}$$

$t > 0$ 后的电路如题解 6-5 图(b) 所示。这是一个一阶 RL 零输入电路, 其时间常数为

$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{1}{4+4} = \frac{1}{8} \text{ s}$$



(a)



(b)

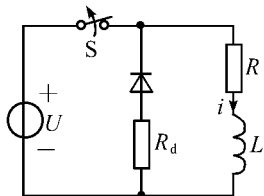
题解 6-5 图

故电感电流和电压分别为

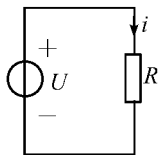
$$i(t) = i_L(t) = i_L(0_+)e^{-\frac{t}{\tau}} = 2e^{-8t} \text{ A}$$

$$u_L(t) = L \frac{di_L}{dt} = 1 \times 2e^{-8t} \times (-8) = -16e^{-8t} \text{ V}$$

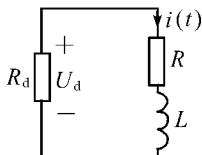
- 6-6 题 6-6 图示电路为发电机的励磁电路, 励磁绕组的参数为 $R = 40\Omega$, $L = 1.5\text{H}$, 接在 $U = 120\text{V}$ 的直流电源上。当打开开关 S 时, 要求绕组两端电压不超过正常工作电压的 2.5 倍, 并使电流在 0.05 s 内衰减到初值的 5%, 试求并联放电电阻 R_d 为多大? (图中二极管的作用是, 当开关 S 闭合时, 放电电阻 R_d 中无电流, 当 S 打开后, 绕组电流将通过 R_d 衰减到零, 此时二极管如同短路。)



题 6-6 图



(a)



(b)

题解 6-6 图

解 $t < 0$ 时, 电路处于稳定状态, 此时二极管反向偏置不导通, R_d 中无电流, 电路如题解 6-6 图(a) 所示。故

$$i(0_-) = i_L(0_-) = \frac{U}{R} = \frac{120}{40} = 3\text{A}$$

开关 S 打开, 电感电流不能跃变, 因此有

$$i(0_+) = i_L(0_+) = i(0_-) = 3\text{A}$$

$t > 0$ 后, 二极管处于导通状态, 电路如题解 6-6 图(b) 所示。由图知, 绕组两端的最大电压 $U_d(0_+)$ 为

$$U_d(0_+) = -R_d \times i(0_+) = -R_d \times 3 = -3R_d$$

因为要求

$$|U_d(0_+)| = 3R_d < 120 \times 2.5 = 300\text{V}$$

故有 $R_d < 100\Omega$ 。

又因为, 要求在 0.05s 内, $i(t)$ 衰减至初值的 5% , 所以有

$$i(0.05) = i_L(0_+)e^{-\frac{0.05}{\tau}} = i_L(0_+) \times 5\%$$

把 $\tau = \frac{L}{R_0} = \frac{1.5}{R_d + 40}$ 代入上式中, 有

$$e^{-\frac{R_d + 40}{1.5} \times 0.05} = \frac{5}{100}$$

解得

$$R_d = 30 \ln 20 - 40 = 49.87 \approx 50\Omega$$

考虑到以上两个要求, R_d 的值应取

$$R_d = 50\Omega$$

○ 6-7 一个高压电容器原先已充电, 其电压为 10kV , 从电路中断开以后, 经过 15min 它的电压降低为 3.2kV , 问:

- (1) 再经过 15min 电压将降为多少?
- (2) 如果电容 $C = 15\mu\text{F}$, 那么它的绝缘电阻为多少?
- (3) 需经过多少时间, 可使电压降至 30V 以下?
- (4) 如果以一根电阻为 0.2Ω 的导线将电容接地放电, 最大放电电流是多少? 若认为在 5τ 时间内放电完毕, 那么放电的平均功率是多少?



(5) 如果以 $100\text{k}\Omega$ 的电阻将其放电, 应放电多少时间? 并重答(4)。

解 根据题意, 这个高压电容器为非理想电容, 其电路模型如题解 6-7 图所示, 且有

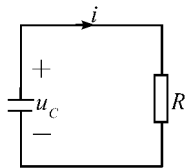
$$u_C(0_+) = 10\text{kV}$$

$$t > 0 \text{ 时, } u_C(t) = u_C(0_+)e^{-\frac{t}{\tau}} = 10e^{-\frac{t}{\tau}}\text{kV}$$

由于经过 $t = 15\text{min}$, $u_C(t) = 3.2\text{kV}$, 所以有

$$3.2 = 10e^{-\frac{15 \times 60}{\tau}}$$

$$\text{从中可解得 } \tau = RC = \frac{15 \times 60}{\ln \frac{100}{32}} = 789.866\text{s}$$



题解 6-7 图

(1) 再过 15min , 即 $t = (15 + 15) \times 60\text{s}$ 时

$$u_C(t) = 10e^{-\frac{t}{\tau}} = 10 \times e^{-\frac{30 \times 60}{789.866}} = 1.024\text{kV}$$

(2) 根据 $\tau = RC$, 可得绝缘电阻

$$R = \frac{\tau}{C} = \frac{789.866}{15 \times 10^{-6}} = 52.658\text{M}\Omega$$

(3) 当 u_C 降至 30V 时, 有 $30 = 10 \times 10^3 e^{-\frac{t}{789.866}}$ 从中解得放电时间 t 为

$$t = \tau \ln \frac{1000}{3} = 789.866 \times \ln \frac{1000}{3} = 4588.44\text{s} = 76.474\text{min}$$

(4) 用电阻为 0.2Ω 的导线将电容接地放电, 这时电路的等效电阻为绝缘电阻和导线电阻的并接, 即

$$R_0 = R // 0.2 = 52.658 \times 10^6 // 0.2 \approx 0.2\Omega$$

因为 $t = 0_+$ 时放电电流最大, 所以

$$I_{\max} = \frac{u_C(0_+)}{R_0} = \frac{10 \times 10^3}{0.2} = 50\text{kA}$$

时间常数

$$\tau = R_0 C = 0.2 \times 15 \times 10^{-6} = 3 \times 10^{-6} = 3\mu\text{s}$$

在 5τ 时间内, 电容若放电完毕, 放出的总能量为

$$W_C = \frac{1}{2} C u_C^2(0_+) = \frac{1}{2} \times 15 \times 10^{-6} \times (10 \times 10^3)^2 = 750\text{J}$$

则放电的平均功率为

$$\bar{P} = \frac{W_C}{5\tau} = \frac{750}{5 \times 3 \times 10^{-6}} = 50\text{MW}$$

(5) 如果以 $100\text{k}\Omega$ 电阻将其放电, 这时电路的放电电阻为

$$R_0 = 100 \times 10^3 // 52.658 \times 10^6 \approx 100 \times 10^3 \Omega$$

最大放电电流为



$$I_{\max} = \frac{u_C(0_+)}{R_0} = \frac{10 \times 10^3}{100 \times 10^3} = 0.1 \text{ A}$$

电路的时间常数

$$\tau = R_0 C = 100 \times 10^3 \times 15 \times 10^{-6} = 1.5 \text{ s}$$

放电时间为

$$t = 5\tau = 5 \times 1.5 = 7.5 \text{ s}$$

所以放电的平均功率为

$$\bar{P} = \frac{W_C}{5\tau} = \frac{750}{7.5} = 100 \text{ W}$$

◎ 6-8 题 6-8 图示电路中,若 $t = 0$ 时开关 S 闭合,求电流 i 。

分析 电路处于稳定状态时,电感相当于短路,电容相当于开路。

解 $t = 0_-$ 时,电路处于稳定状态,电容看作开路,电感相当于短路。电路如题解 6-8 图(a)所示,可得

$$i_L(0_-) = \frac{60}{100 + 150} = 0.24 \text{ A}$$

$$u_C(0_-) = 100 \times i_L(0_-) = 100 \times 0.24 = 24 \text{ V}$$

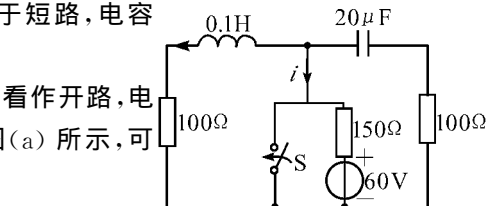
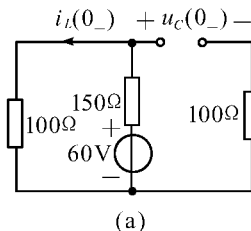
换路时,由于电容电压和电感电流不能跃变,所以有

$$i_L(0_+) = i_L(0_-) = 0.24 \text{ A}$$

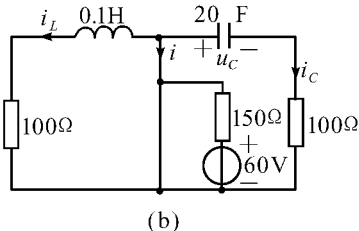
$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = 24 \text{ V}$$

$t > 0$ 后的电路如题解 6-8 图(b)所示,短路线把电路分成了三个相互独立的回路。由 R 、 L 串联回路可得

$$i_L(t) = i_L(0_+)e^{-\frac{t}{\tau}} = 0.24e^{-\frac{100}{0.1}t} = 0.24e^{-1000t} \text{ A}$$



题 6-8 图



题解 6-8 图

由 R 、 C 串联回路可得

$$u_C(t) = u_C(0_+)e^{-\frac{t}{RC}} = 24e^{-\frac{t}{20 \times 10^{-6} \times 100}} = 24e^{-500t} \text{ V}$$

$$i_C = -\frac{u_C(t)}{100} = -\frac{24e^{-500t}}{100} = -0.24e^{-500t}$$



故根据 KCL, 电流 $i(t)$ 为

$$i(t) = -[i_L(t) + i_C(t)] = 0.24[e^{-500t} - e^{-1000t}] \text{ A}, \quad t > 0$$

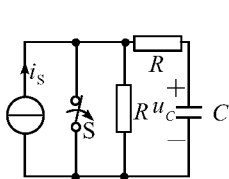
○ 6-9 题 6-9 图所示电路中, 若 $t = 0$ 时开关 S 打开, 求 u_C 和电流源发出的功率。

解 $t < 0$ 时, 由于电流源被短路, 所以可得电容 C 的初始电压值为

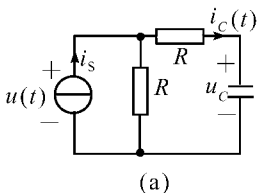
$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = 0$$

$t > 0$ 后的电路如题解 6-9 图(a) 所示。故这是一个求零状态响应问题。一阶 RC 零状态电路的响应为

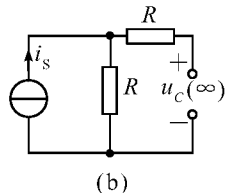
$$u_C(t) = u_C(\infty)[1 - e^{-\frac{t}{\tau}}]$$



题 6-9 图



(a)



(b)

题解 6-9 图

式中, $u_C(\infty)$ 是 $t \rightarrow \infty$ 时, 电路达到稳定状态, 电容上的电压, τ 为电路的时间常数。当 $t \rightarrow \infty$ 时, 电容相当于开路, 如题解 6-9 图(b) 所示, 则

$$u_C(\infty) = Ri_s$$

时间常数 τ 为

$$\tau = R_0 C = (R + R)C = 2RC$$

所以有

$$u_C(t) = Ri_s(1 - e^{-\frac{t}{2RC}}) \text{ V}, \quad t > 0$$

$$i_C(t) = C \frac{du_C(t)}{dt} = C(-Ri_s e^{-\frac{t}{2RC}})(-\frac{1}{2RC}) = \frac{1}{2}i_s e^{-\frac{t}{2RC}} \text{ A}, \quad t > 0$$

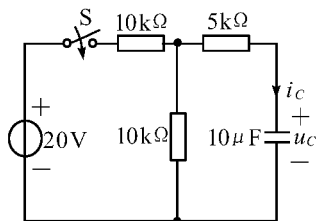
电流源两端的电压为

$$\begin{aligned} u(t) &= Ri_C(t) + u_C(t) = R \times \frac{1}{2}i_s e^{-\frac{t}{2RC}} + Ri_s(1 - e^{-\frac{t}{2RC}}) \\ &= Ri_s(1 - \frac{1}{2}e^{-\frac{t}{2RC}}) \text{ V}, \quad t > 0 \end{aligned}$$

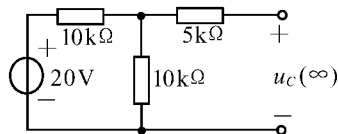
则电流源发出的功率为

$$P = i_s u(t) = Ri_s^2(1 - \frac{1}{2}e^{-\frac{t}{2RC}}) \text{ W}, \quad t > 0$$

○ 6-10 题 6-10 图所示电路中开关 S 闭合前, 电容电压 u_C 为零。在 $t = 0$ 时 S 闭合, 求 $t > 0$ 时的 $u_C(t)$ 和 $i_C(t)$ 。



题 6-10 图



题解 6-10 图

解 由题意可知: $u_C(0_+) = u_C(0_-) = 0$, 这是一个求零状态响应的问题。

在 $t \rightarrow \infty$ 时电路如题解 6-10 图所示, 由题解 6-10 图可得

$$u_C(\infty) = \frac{20}{10+10} \times 10 = 10\text{V}$$

等效电阻

$$R_0 = [(10 // 10) + 5] = 10\text{k}\Omega$$

所以时间常数

$$\tau = R_0 C = 10 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-6} = \frac{1}{10}\text{s}$$

则 $t > 0$ 时, 电容电压

$$u_C(t) = u_C(\infty)(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = 10(1 - e^{-10t})\text{V}$$

电容电流为

$$i_C(t) = C \frac{du_C}{dt} = e^{-10t}\text{mA}, \quad t > 0$$

- 6-11 题 6-11 图所示电路中开关 S 打开前已处稳定状态。 $t = 0$ 开关 S 打开, 求 $t \geq 0$ 时的 $i_L(t)$ 和电压源发出的功率。

解 由题 6-11 图可知, $t < 0$ 时, 电感支路被短路, 故有 $i_L(0_+) = i_L(0_-) = 0$, 这是一个求零状态响应问题。当 $t \rightarrow \infty$ 时, 电感看作短路, 电路如题解 6-11 图所示。应用叠加定理求得 $i_L(\infty)$ 为

$$i_L(\infty) = \frac{10}{2+3+5} + \frac{2 \times 2}{2+3+5} = 1.4\text{A}$$

从电感两端向电路看去的等效电阻为

$$R_0 = 2 + 3 + 5 = 10\Omega$$

则时间常数

$$\tau = \frac{L}{R_0} = \frac{0.2}{10} = \frac{1}{50}\text{s}$$

故 $t > 0$ 后的电感电流为

$$i_L(t) = i_L(\infty)(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = 1.4(1 - e^{-50t})\text{A}$$



电感电压

$$u_L(t) = L \frac{di_L}{dt} = 14e^{-50t} \text{ V}, \quad t > 0$$

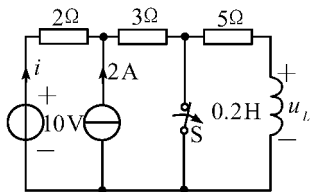
10V 电压源中的电流 i 为

$$i = i_L - 2 = -0.6 - 1.4e^{-50t} \text{ A}, \quad t > 0$$

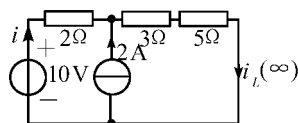
电压源发出的功率为:

$$P = 10 \times i = -6 - 14e^{-50t} \text{ W}, \quad t > 0$$

即,电压源实际的吸收功率。

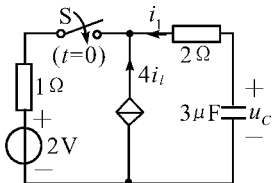


题 6-11 图

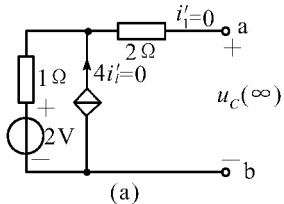


题解 6-11 图

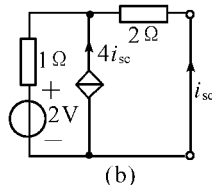
- 6-12 题 6-12 图所示电路中开关闭合前电容无初始储能, $t = 0$ 时开关 S 闭合, 求 $t \geq 0$ 时的电容电压 $u_C(t)$ 。



题 6-12 图



(a)



(b)

题解 6-12 图

解 由题意知 $u_C(0_+) = u_C(0_-) = 0$, 这是一个求零状态响应的问题。当 $t \rightarrow \infty$ 时, 电容看作开路, 受控电流源的电流为零, 亦看作开路, 电路如题解 6-12 图(a) 所示。故有

$$u_C(\infty) = 2\text{V}$$

求 a、b 端口的等效电阻。用开路短路法。题解 6-12 图(b) 所示电路中

$$(4i_{sc} + i_{sc}) \times 1 + 2i_{sc} = 2$$

解得

$$i_{sc} = \frac{2}{7} \text{ A}$$

则等效电阻



$$R_0 = \frac{u_{oc}}{i_{sc}} = \frac{u_C(\infty)}{i_{sc}} = \frac{2}{\frac{2}{7}} = 7\Omega$$

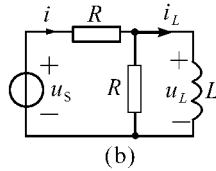
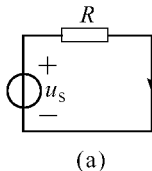
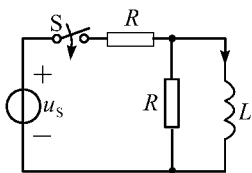
故时间常数

$$\tau = R_0 C = 7 \times 3 \times 10^{-6} = 21 \times 10^{-6} \text{ s}$$

所以 $t > 0$ 后, 电容电压

$$u_C(t) = u_C(\infty)(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = 2(1 - e^{-\frac{10^6 t}{21}}) \text{ V}$$

○ 6-13 题 6-13 图所示电路中 $t = 0$ 时开关 S 闭合, 求 i_L 和电源发出的功率。



题 6-13 图

题解 6-13 图

解 显然 $t < 0$ 时, 由于开关是打开的, 电感中无电流, 即

$$i_L(0_+) = i_L(0_-) = 0$$

这是一个求零状态响应的问题。由 $t \rightarrow \infty$ 时的稳态电路如题解 6-13 图(a) 可得

$$i_L(\infty) = \frac{u_s}{R}$$

由 $t > 0$ 后的电路如题解 6-13 图(b) 可知, 从电感两端向电路看去的等效电阻为

$$R_0 = R // R = \frac{R}{2}$$

从而有时间常数

$$\tau = \frac{L}{R_0} = \frac{2L}{R} \text{ s}$$

则 $t > 0$ 后, 电感电流

$$i_L(t) = i_L(\infty)(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = \frac{u_s}{R}(1 - e^{-\frac{Rt}{2L}}) \text{ A}$$

电感电压 u_L 为

$$u_L = L \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{u_s}{2} e^{-\frac{Rt}{2L}} \text{ V}, \quad t > 0$$

由题解 6-13 图(b) 可知, 电压源发出的功率

$$P = u_s i = u_s \times (i_L + \frac{u_L}{R}) = \frac{u_s^2}{R} (1 - \frac{1}{2} e^{-\frac{Rt}{2L}}) \text{ W}, \quad t > 0$$



● 6-14

题 6-14 图所示电路中 $e(t) = \sqrt{2} \times 220 \cos(314t + 30^\circ) \text{ V}$, $t = 0$ 时合上

开关 S, 求: (1) u_C ; (2) U_0 为何值时, 瞬态分量为零。

分析 电源电压为交流电压, 由 KVL 列写电路的微分方程求解即可。

解 由题意可知, 电容电压的初始值为

$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = U_0$$

(1) $t > 0$ 时, 由 KVL 得电路的微分方程为

$$RC \frac{du_C}{dt} + u_C = e(t)$$

题 6-14 图

其通解为 $u_C = u'_C + u''_C$

u'_C 为对应齐次方程的通解, 即

$$u'_C = ke^{-\frac{t}{\tau}} = ke^{-\frac{t}{RC}}$$

把 $\tau = RC = 200 \times 100 \times 10^{-6} = 0.02 \text{ s}$ 代入上式中, 有 $u'_C = ke^{-50t}$ 。

u''_C 为非齐次方程的特解, 设 $u''_C = U_m \cos(\omega t + \theta)$ 并代入微分方程中, 有

$$U_m \cos(\omega t + \theta) - \omega RC U_m \sin(\omega t + \theta) = \sqrt{2} \times 220 \cos(314t + 30^\circ)$$

用待定系数法确定 U_m 和 θ 。引入 $\tan \varphi = \omega CR$, 有

$$\sin \varphi = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}}, \quad \cos \varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}}$$

再令 $|Z| = \sqrt{1 + (\omega CR)^2}$, 则上面等式变为

$$\begin{aligned} U_m [\cos(\omega t + \theta) - \omega RC \sin(\omega t + \theta)] &= U_m |Z| [\cos(\omega t + \theta) \cos \varphi - \sin(\omega t + \theta) \sin \varphi] \\ &= U_m |Z| \cos(\omega t + \theta + \varphi) \end{aligned}$$

于是, 得

$$U_m |Z| \cos(\omega t + \theta + \varphi) = \sqrt{2} \times 220 \times \cos(314t + 30^\circ)$$

比较等式两边, 可求得各待定系数为

$$\begin{aligned} U_m &= \frac{\sqrt{2} \times 220}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} = \frac{\sqrt{2} \times 220}{\sqrt{1 + (200 \times 314 \times 100 \times 10^{-6})^2}} = 34.6 \sqrt{2} \text{ V} \\ \omega &= 314 \text{ rad/s} \end{aligned}$$

$$\theta = 30^\circ - \varphi = 30^\circ - \arctan(\omega RC) = 30^\circ - 80.95^\circ = -50.95^\circ \text{ V}$$

所以, 特解

$$u''_C = 34.6 \sqrt{2} \cos(314t - 50.95^\circ) \text{ V}$$

方程的通解为

$$u_C(t) = u'_C + u''_C = ke^{-50t} + 34.6 \sqrt{2} \cos(314t - 50.95^\circ) \text{ V}$$



代入初条件 $u_C(0_+) = U_0$, 得常数

$$k = U_0 - 34.6\sqrt{2}\cos(-50.95^\circ) = U_0 - 30.825$$

因而电压 u_C 为

$$u_C(t) = (U_0 - 30.825)e^{-50t} + 34.6\sqrt{2}\cos(314t - 50.95^\circ)\text{V}, \quad t > 0$$

(2) 由 $u_C(t)$ 可知, 当 $U_0 = 30.825\text{V}$ 时,

$$u_C(t) = 34.6\sqrt{2}\cos(314t - 50.95^\circ)\text{V}$$

无暂态分量。

小结 本题分析较为简单, 求解方程特解时要选定正确的方法, 利用特定系数法较为容易。

- 6-15 题 6-15 图所示电路中 $i_S = 6\text{A}$, $R = 2\Omega$, $C = 1\text{F}$, $t = 0$ 时闭合开关 S, 在下列两种情况下, 求 u_C , i_C 以及电流源发出的功率: (1) $u_C(0_-) = 3\text{V}$; (2) $u_C(0_-) = 15\text{V}$ 。

解 由题意知: $u_C(0_+) = u_C(0_-) \neq 0$, $t > 0$ 后, 电路有外加激励电源的作用, 即本问题为一阶电路的全响应问题。对线性电路而言, 其全响应等于零输入响应与零状态响应之和, 即

$$u_C(t) = u_C(0_+)e^{-\frac{t}{\tau}} + u_C(\infty)(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

由图可知 $t \rightarrow \infty$ 时,

$$u_C(\infty) = Ri_S = 2 \times 6 = 12\text{V}$$

时间常数

$$\tau = RC = 2 \times 1 = 2\text{s}$$

(1) 当 $u_C(0_-) = 3\text{V}$ 时

$$u_C(t) = 3e^{-\frac{t}{2}} + 12(1 - e^{-\frac{t}{2}}) = 12 - 9e^{-\frac{t}{2}}\text{V}, \quad t > 0$$

$$i_C(t) = C \frac{du_C}{dt} = 1 \times (-9)e^{-\frac{t}{2}} \times \left(-\frac{1}{2}\right)$$

$$= 4.5e^{-\frac{t}{2}}\text{A}, \quad t > 0$$

由于电流源的端电压等于 $u_C(t)$, 故电流源发出的功率为

$$P_{(i)} = i_S u_C(t) = 6 \times (12 - 9e^{-\frac{t}{2}}) = 72 - 54e^{-\frac{t}{2}}\text{W}, \quad t > 0$$

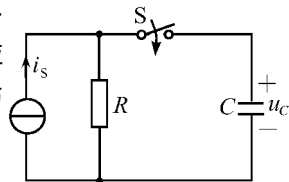
(2) 当 $u_C(0_-) = 15\text{V}$ 时, 零输入响应为

$$u_{C1}(t) = 15e^{-\frac{t}{2}}$$

零状态响应仍为

$$u_{C2}(t) = 12(1 - e^{-\frac{t}{2}})$$

所以电容电压的全响应为



题 6-15 图



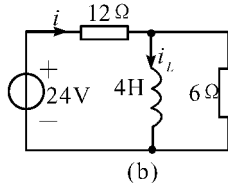
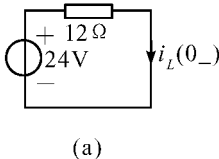
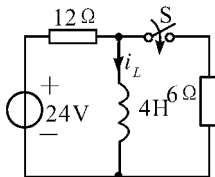
$$u_C(t) = u_{C1}(t) + u_{C2}(t) = 12 + 3e^{-0.5t} \text{ V}, \quad t > 0$$

则

$$i_C(t) = C \frac{du_C}{dt} = 1 \times 3e^{-0.5t} \times (-0.5) = -1.5e^{-0.5t} \text{ A}, \quad t > 0$$

$$P(t) = i_S u_C(t) = 6 \times (12 + 3e^{-0.5t}) = 72 + 18e^{-0.5t} \text{ W}, \quad t > 0$$

- 6-16 题 6-16 图所示电路中直流电压源的电压为 24V, 且电路原已达稳定, $t = 0$ 时合上开关 S, 求: (1) 电感电流 i_L ; (2) 直流电压源发出的功率。



题 6-16 图

题解 6-16 图

解 (1) 计算初始值。 $t < 0$ 时, 电路如题解 6-16 图(a) 所示, 因此, 有

$$i_L(0_+) = i_L(0_-) = \frac{24}{12} = 2 \text{ A}$$

$t > 0$ 的电路如题解 6-16 图(b) 所示, 可知

$$i_L(\infty) = \frac{24}{12} = 2 \text{ A}$$

时间常数为

$$\tau = \frac{L}{R_0} = \frac{4}{12 // 6} = \frac{4}{4} = 1 \text{ s}$$

利用三要素公式得

$$i_L(t) = 2 + (2 - 2)e^{-t} = 2 \text{ A}$$

以上结果说明, 当电路的 $f(\infty) = f(0_+)$ 时, 过渡时间为零, 电路直接进入稳态状态。

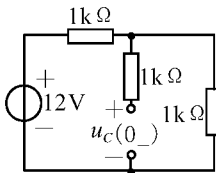
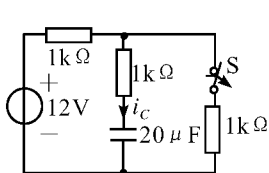
(2) 由题解 6-16 图(b) 所示电路可得

$$i(t) = \frac{24 + 6i_L(t)}{12 + 6} = 2 \text{ A}$$

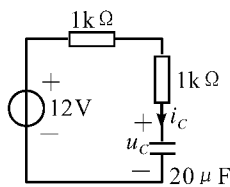
所以电压源发出的功率

$$P = 24 \times i = 24 \times 2 = 48 \text{ W}$$

- 6-17 题 6-17 图所示电路中, 开关 S 打开以前已达稳定, $t = 0$ 时, 开关 S 打开。求 $t \geq 0$ 时的 $i_C(t)$, 并求 $t = 2 \text{ ms}$ 时电容的能量。



(a)



(b)

题 6-17 图

题解 6-17 图

解 $t < 0$ 时的电路,如题解 6-17 图(a)所示,则

$$u_C(0_-) = \frac{12 \times 1}{1 + 1} = 6\text{V}$$

所以初始值

$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = 6\text{V}$$

$t > 0$ 后的电路如题解 6-17 图(b)所示。当 $t \rightarrow \infty$ 时,电容看作断路,有

$$u_C(\infty) = 12\text{V}$$

时间常数

$$\tau = R_0 C = (1 + 1) \times 10^3 \times 20 \times 10^{-6} = 0.04\text{s}$$

利用三要素公式,得

$$u_C(t) = 12 + (6 - 12)e^{-\frac{t}{0.04}} = 12 - 6e^{-25t}\text{V}, \quad t > 0$$

电容电流

$$i_C(t) = C \frac{du_C}{dt} = 3 \times e^{-25t}\text{mA}, \quad t > 0$$

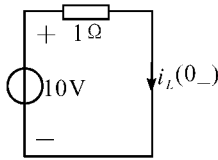
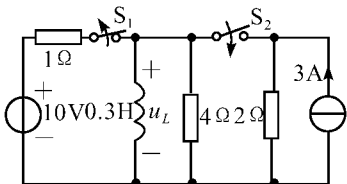
$t = 2\text{ms}$ 时,

$$u_C(2\text{ms}) = 12 - 6e^{-25 \times 2 \times 10^{-3}} = 12 - 6e^{-0.05} = 6.293\text{V}$$

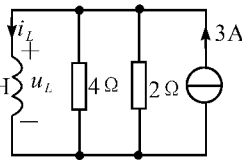
电容的储能为

$$W_C(2\text{ms}) = \frac{1}{2} C u_C^2(2\text{ms}) = \frac{1}{2} \times 20 \times 10^{-6} \times 6.293^2 = 396 \times 10^{-6}\text{J}$$

- 6-18 题 6-18 图所示电路中 $t = 0$ 时开关 S_1 打开, S_2 闭合,在开关动作前,电路已达稳态。试求 $t \geq 0$ 时的 $u_L(t)$ 、 $i_L(t)$ 。



(a)



(b)

题 6-18 图

题解 6-18 图



分析 $t < 0$ 时,电感相当于短路, $t \geq 0$ 时,电路为一阶 RL 并联电路。

解 $t < 0$ 时,电路处于稳态,电路如题解 6-18 图(a) 所示,则

$$i_L(0_-) = \frac{10}{1} = 10\text{A}$$

故电感电流的初值为

$$i_L(0_+) = i_L(0_-) = 10\text{A}$$

$t > 0$ 后的电路如题解 6-18 图(b) 所示。当 $t \rightarrow \infty$ 时,电感看作短路,因此

$$i_L(\infty) = 3\text{A}$$

时间常数

$$\tau = \frac{L}{R_o} = \frac{0.3}{4 // 2} = \frac{9}{40}\text{s}$$

根据三要素公式,有

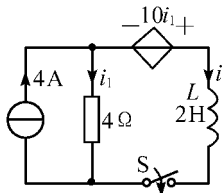
$$i_L(t) = 3 + (10 - 3)e^{-\frac{t}{\tau}} = 3 + 7e^{-\frac{40t}{9}}\text{A}, \quad t > 0$$

则电感电压

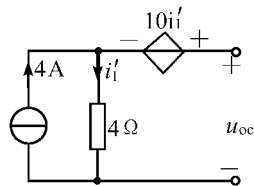
$$u_L(t) = L \frac{di_L}{dt} = 0.3 \times 7e^{-\frac{40t}{9}} \times \left(-\frac{40}{9}\right) = -\frac{28}{3}e^{-\frac{40t}{9}}\text{V}, \quad t > 0$$

小结 含有开关的电路,关键分析开头状态变动时刻,此刻电容两端电压不变,流过电感的电流不变。

◎ 6-19 题 6-19 图所示电路中,开关原打开, $t = 0$ 时将开关 S 闭合,已知 $i_L(0_-) = 0$,求 $t > 0$ 时的电流 $i(t)$ 。



题 6-19 图



题解 6-19 图

分析 $t < 0$ 时,电感两端没有电流通过, S 闭合后, $i_L(0_+) = 0$ 。

解 由题意知: $i_L(0_+) = i_L(0_-) = 0$, $t \rightarrow \infty$ 时, L 看作短路,由 KVL 得

$$10i_1(\infty) + 4i_1(\infty) = 0$$

解得 $i_1(\infty) = 0$,所以 i_L 的稳态值为电流源的电流,即 $i_L(\infty) = 4\text{A}$

把电感断开,电路如题解 6-19 图所示。由题解 6-19 图知,开路电压

$$u_{oc} = 10i_1' + 4i_1' = 14i_1' = 14 \times 4 = 56\text{V}$$

由开路、短路法可求得等效电阻 $R_o = \frac{u_{oc}}{i_{sc}} = \frac{u_{oc}}{i_L(\infty)} = \frac{56}{4} = 14\Omega$



$$\text{故电路的电时间常数 } \tau = \frac{L}{R_0} = \frac{2}{14} = \frac{1}{7} \text{ s}$$

利用三要素公式, 可得

$$i_L(t) = 4 + (0 - 4)e^{-7t} = 4(1 - e^{-7t}) \text{ A}, \quad t > 0$$

- 6-20 题 6-20 图所示电路中, 已知 $u_C(0_-) = 6 \text{ V}$, $t = 0$ 时将开关 S 闭合, 求 $t > 0$ 时的电流 i 。

解 由题意知电容电压的初始值为

$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = 6 \text{ V}$$

$t \rightarrow \infty$ 时, 由于电路中无独立电源, 故必有

$$u_C(\infty) = 0$$

把电容断开, 外加电压源, 如题解 6-20 图所示, 由

KVL 得

$$\begin{aligned} u' &= -2 \times 10^3 i' + 6 \times 10^3 (i' - \frac{u'}{2 \times 10^3}) \\ &= 4 \times 10^3 i' - 3u' \end{aligned}$$

从中解出

$$u' = 10^3 i'$$

故电路的等效电阻

$$R_0 = \frac{u'}{i'} = 10^3 \Omega$$

电路的时间常数

$$\tau = R_0 C = 10^3 \times 0.25 \times 10^{-6} = 0.25 \times 10^{-3} \text{ s}$$

由三要素公式, 可得电容电压

$$u_C(t) = 6e^{-\frac{10^3}{0.25}t} = 6e^{-4 \times 10^3 t} \text{ V}, \quad t > 0$$

所以电容电流

$$i(t) = C \frac{du_C}{dt} = -6 \times 10^{-3} e^{-4 \times 10^3 t} \text{ A} = -6e^{-4000t} \text{ mA}, \quad t > 0$$

- 6-21 题 6-21 图所示电路中, 已知 $i_s = 10\varepsilon(t) \text{ A}$, $R_1 = 1\Omega$, $R_2 = 2\Omega$, $C = 1\mu\text{F}$, $u_C(0_-) = 2 \text{ V}$, $g = 0.25 \text{ S}$ 。求全响应 $i_1(t)$, $i_C(t)$, $u_C(t)$ 。

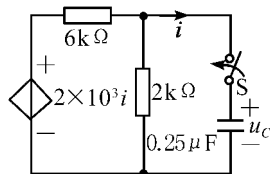
解 把电容断开, 如题解 6-21 图(a) 所示, 先求 $t > 0$ 时一端口电路的戴维宁等效电路。由 KVL, 得

$$u_{oc} = u_1' - R_2 g u_1'$$

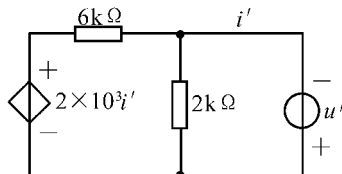
由 KCL 得

$$\frac{u_1'}{R_1} + g u_1' = i_s$$

联立求解以上两个方程, 解得



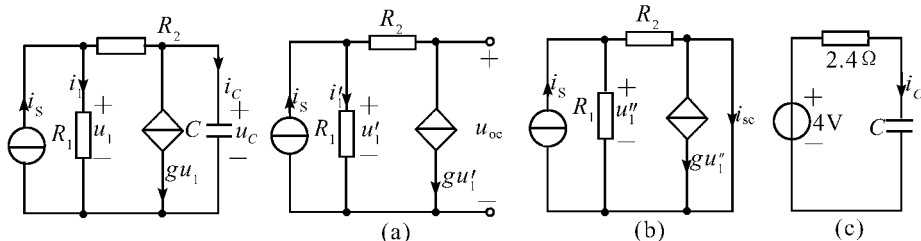
题 6-20 图



题解 6-20 图



$$u_{oc} = (1 - R_2 g) \frac{i_s R_1}{1 + R_1 g} = (1 - 2 \times 0.25) \times \frac{10 \times 1}{1 + 1 \times 0.25} = 4 \text{ V}$$



题 6-21 图

题解 6-21 图

把端口短路,如题解 6-21 图(b)所示,得短路电流

$$i_{sc} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} i_s - g u_1'' = \frac{R_1 i_s}{R_1 + R_2} (1 - g R_2) = \frac{1 \times 10}{1 + 2} \times (1 - 0.25 \times 2) = \frac{5}{3} \text{ A}$$

故等效电阻

$$R_0 = \frac{u_{oc}}{i_{sc}} = \frac{4}{\frac{5}{3}} = \frac{12}{5} = 2.4 \Omega$$

等效电路如题解 6-21 图(c)所示。显然

$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = 2 \text{ V}$$

$$u_C(\infty) = u_{oc} = 4 \text{ V}$$

$$\tau = R_0 C = 2.4 \times 1 \times 10^{-6} = 2.4 \times 10^{-6} \text{ s}$$

代入三要素公式中,得电容电压

$$u_C(t) = 4 + (2 - 4)e^{-\frac{10^6}{2.4}t} = 4 - 2e^{-4.17 \times 10^5 t} \text{ V}, \quad t > 0$$

电容电流为

$$i_C(t) = C \frac{du_C}{dt} = 0.833e^{-4.17 \times 10^5 t} \text{ A}, \quad t > 0$$

在原电路中,应用 KCL,有

$$i_1 + g u_1 + i_C = i_s$$

把 $u_1 = R_1 i_1$ 代入,解得电流

$$i_1(t) = \frac{i_s - i_C}{1 + R_1 g} = \frac{10 - 0.833e^{-4.17 \times 10^5 t}}{1 + 0.25} = 8 - 0.667e^{-4.17 \times 10^5 t} \text{ A}, \quad t > 0$$

- 6-22 题 6-22 图(a)所示电路中的电压 $u(t)$ 的波形如题 6-22 图(b)所示,试求电流 $i(t)$ 。

解 将电路的工作过程分段。

在 $0 \leq t \leq 1$ 区间,为电路的零状态的响应,



$$\tau = \frac{L}{R_0} = \frac{1}{2 // 3} = \frac{5}{6} \text{ s}$$

稳态值为

$$i_L = \frac{2}{2} = 1 \text{ A}$$

故电流

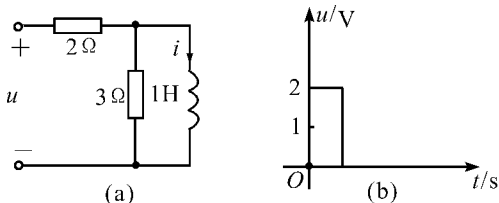
$$i(t) = (1 - e^{-\frac{6}{5}t}) \text{ A}, \quad 0 \leq t \leq 1$$

在 $1 \leq t < \infty$ 区间, 为电路的零输入响应, 此时的初值为

$$i_L(1) = (1 - e^{-\frac{6}{5}}) = 0.699 \text{ A}$$

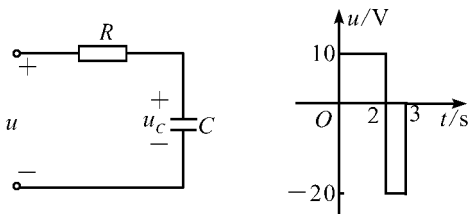
故有

$$i(t) = i_L(t) = 0.699e^{-\frac{6}{5}(t-1)} \text{ A}, \quad t > 1 \text{ s}$$



题 6-22 图

- ◎ 6-23 RC 电路中, 电容 C 原未充电, 所加 $u(t)$ 的波形如题 6-23 图所示, 其中 $R = 1000\Omega$, $C = 10\mu\text{F}$ 。求: (1) 电容电压 u_C ; (2) 用分段形式写出 u_C ; (3) 用一个表达式写出 u_C 。



题 6-23 图

分析 电源电压是分段的, 对电路分段求解即可。

解 (1) 分段求解。在 $0 \leq t < 2$ 区间, RC 电路的零状态响应为

$$u_C(t) = 10(1 - e^{-100t}) \text{ V}$$

$t = 2 \text{ s}$ 时,

$$u_C(2) = 10(1 - e^{-100 \times 2}) \approx 10 \text{ V}$$

在 $2 \leq t < 3$ 区间, RC 的全响应为



$$u_C(t) = -20 + [10 - (-20)]e^{-100(t-2)} = -20 + 30e^{-100(t-2)} \text{ V}$$

$t = 3\text{ s}$ 时,

$$u_C(3) = -20 + 30e^{-100(3-2)} \approx -20 \text{ V}$$

在 $3 \leq t < \infty$ 区间, RC 的零输入响应为

$$u_C(t) = u_C(3)e^{-100(t-3)} = -20e^{-100(t-3)} \text{ V}$$

(2) 分段形成的 u_C :

$$u_C(t) = \begin{cases} 10(1 - e^{-100t}) \text{ V}, & 0 \leq t < 2\text{ s} \\ -20 + 30e^{-100(t-2)} \text{ V}, & 2 \leq t < 3\text{ s} \\ -20e^{-100(t-3)} \text{ V}, & 3 \leq t < \infty \end{cases}$$

(3) 用阶跃函数表示激励, 有

$$u(t) = 10\varepsilon(t) - 30\varepsilon(t-2) + 20\varepsilon(t-3) \text{ V}$$

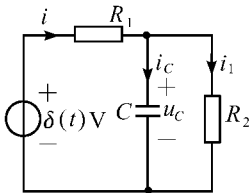
而 RC 串联电路的单位阶跃响应为

$$s(t) = (1 - e^{-\frac{t}{RC}})\varepsilon(t) = (1 - e^{-100t})\varepsilon(t) \text{ V}$$

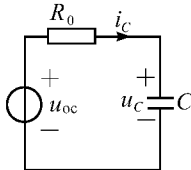
根据电路的线性时不变特性, 有

$$\begin{aligned} u_C(t) &= 10s(t) - 30s(t-2) + 20s(t-3) \\ &= 10(1 - e^{-100t})\varepsilon(t) - 30(1 - e^{-100(t-2)})\varepsilon(t-2) + 20(1 - e^{-100(t-3)})\varepsilon(t-3) \text{ V} \end{aligned}$$

- 6-24 题 6-24 图所示电路中, $u_C(0_-) = 0$, $R_1 = 3\text{ k}\Omega$, $R_2 = 6\text{ k}\Omega$, $C = 2.5\mu\text{F}$, 试求电路的冲激响应 i_C , i_1 和 u_C 。



题 6-24 图



题解 6-24 图

解 应用戴维宁定理把原电路变化为题解 6-24 图所示的电路。其中

$$u_{oc} = \frac{R_2 \delta(t)}{R_1 + R_2} = \frac{2}{3} \delta(t) \text{ V}$$

$$R_0 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 2\text{ k}\Omega$$

$$\begin{aligned} i_C(t) &= C \frac{du_C(t)}{dt} = C \frac{d}{dt} \left[\frac{400}{3} e^{-200t} \varepsilon(t) \right] \\ &= 2.5 \times 10^{-6} \times \left[\frac{400}{3} \delta(t) + \frac{400}{3} e^{-200t} \varepsilon(t) \times (-200) \varepsilon(t) \right] \\ &= 0.333 \delta(t) - 66.66 e^{(-200)t} \text{ mA} \end{aligned}$$

回到题 6-24 图所示原电路求 $i_1(t)$:



$$\begin{aligned}
 i_1(t) &= \frac{u_C(t)}{R_2} \\
 &= \frac{\frac{400}{3} \cdot e^{-200t} \cdot \epsilon(t)}{6 \times 10^3} \\
 &= 22.22e^{-200t} \cdot \epsilon(t)
 \end{aligned}$$

利用阶跃响应求冲激响应。

由于阶跃函数 $\epsilon(t)$ 和冲激函数 $\delta(t)$ 之间满足关系

$$\frac{d\epsilon(t)}{dt} = \delta(t)$$

因此线性电路中阶跃响应 $s(t)$ 与冲激响应 $h(t)$ 之间满足

$$h(t) = \frac{ds(t)}{dt}$$

设题解 6-24 图中电路的电压源 $u_{oc} = \frac{2}{3}\epsilon(t)$ 。其阶跃响应为

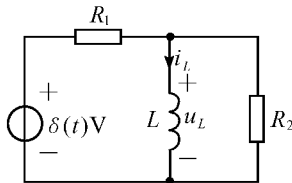
$$s_{u_C}(t) = \frac{2}{3}(1 - e^{-\frac{t}{R_0C}})\epsilon(t) = \frac{2}{3}(1 - e^{-200t})\epsilon(t) \text{ V}$$

则冲激响应为

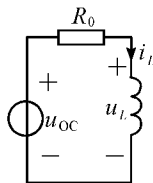
$$u_C(t) = \frac{ds_{u_C}(t)}{dt} = -\frac{2}{3}e^{-200t} \times (-200)\epsilon(t) = \frac{400}{3}e^{-200t}\epsilon(t) \text{ V}$$

◎ 6-25

题 6-25 图所示电路中, $i_L(0_-) = 0$, $R_1 = 60\Omega$, $R_2 = 40\Omega$, $L = 100\text{mH}$, 试求冲激响应 i_L, u_L 。



题 6-25 图



题解 6-25 图

分析 先将电路等效为戴维宁电路即可容易求解。

解 应用戴维宁定理把原电路变为题解 6-25 图所示的等效电路。其中

$$u_{oc} = \frac{R_2 \delta(t)}{R_1 + R_2} = \frac{40\delta(t)}{60 + 40} = 0.4\delta(t) \text{ V}$$

$$R_0 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{60 \times 40}{60 + 40} = 24\Omega$$

应用 KVL, 可得电路方程

$$R_0 i_L + u_L = u_{oc}$$



即

$$R_0 i_L + L \frac{di_L}{dt} = 0.4\delta(t), \quad t > 0_-$$

把上式在 0_- 与 0_+ 时间域积分, 得

$$\int_{0_-}^{0_+} R_0 i_L dt + \int_{0_-}^{0_+} L \frac{di_L}{dt} = \int_{0_-}^{0_+} 0.4\delta(t) dt = 0.4$$

考虑到 $i_L(t)$ 不是冲激函数, 有 $\int_{0_-}^{0_+} R_0 i_L dt = 0$, 上式积分为

$$L[i_L(0_+) - i_L(0_-)] = 0.4$$

因 $i_L(0_-) = 0$, 所以有

$$i_L(0_+) = \frac{0.4}{L} = \frac{0.4}{100 \times 10^{-3}} = 4A$$

则电路的冲激响应为

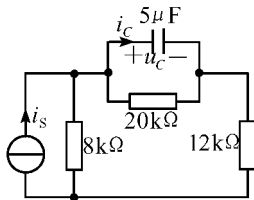
$$i_L(t) = i_L(0_+)e^{-\frac{t}{\tau}}\epsilon(t) = 4e^{-240t}\epsilon(t)A$$

$$u_L(t) = L \frac{di_L}{dt} = 100 \times 10^{-3} \times [4\delta(t) + 4e^{-240t} \times (-240)\epsilon(t)]$$

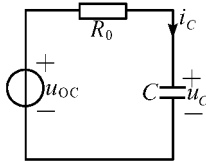
$$= 0.4\delta(t) - 96e^{-240t}\epsilon(t)V, \quad t > 0_-$$

● 6-26 题 6-26 图所示电路中, 电容原来充电, 求当 i_S 给定下列情况时的 u_C 和 i_C :

(1) $i_S = 25\epsilon(t)\text{mA}$; (2) $i_S = \delta(t)\text{mA}$.



题 6-26 图



题解 6-26 图

分析 先将电路等效为戴维宁电路, 再进行求解即可。

解 题 6-26 图所示电路的戴维宁等效电路如题解 6-26 图所示, 其中

$$u_{oc} = \frac{8 \times i_S}{8 + 20 + 12} \times 20 \times 10^3 = \frac{160 \times 10^3 i_S}{40} = 40 \times 10^3 i_S$$

$$R_0 = \frac{20 \times (8 + 12)}{8 + 12 + 20} = \frac{20 \times 20}{40} = 10\text{k}\Omega$$

(1) 当 $i_S = 25\epsilon(t)\text{mA}$ 时, $u_{oc} = 4 \times 10^3 \times 25 \times 10^{-3}\epsilon(t) = 100\epsilon(t)V$

时间常数

$$\tau = R_0 C = 10 \times 10^3 \times 5 \times 10^{-6} = 5 \times 10^{-2}\text{s}$$

所以电容电压为



$$u_C(t) = u_{oc}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = 100(1 - e^{-20t})\epsilon(t) \text{ V}$$

$$i_C = C \frac{du_C}{dt} = 10e^{-20t}\epsilon(t) \text{ mA}$$

(2) 当 $i_S = \epsilon(t) \text{ mA}$ 时, 根据线性电路的齐性定理, (1) 中电路的单位阶跃响应为

$$Su_C(t) = \frac{100}{25}(1 - e^{-20t})\epsilon(t) = 4(1 - e^{-20t})\epsilon(t) \text{ V}$$

所以单位冲激响应为

$$u_C(t) = \frac{dSu_C(t)}{dt} = -4e^{-20t} \times (-20)\epsilon(t) = 80e^{-20t}\epsilon(t) \text{ V}$$

$$i_C(t) = C \frac{du_C(t)}{dt} = 0.4\delta(t) - 8e^{-20t}\epsilon(t) \text{ mA}, \quad t > 0_-$$

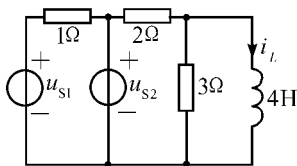
小结 单位冲激响应 $h(t)$ 同单位阶跃响应的关系为 $h(t) = \frac{ds(t)}{dt}$, $S(t) = \int h(\xi) d\xi$ 。

○ 6-27 (1) $u_C(t) = \frac{10^6}{9}e^{-\frac{10^3}{9}t}\epsilon(t) \text{ V}$

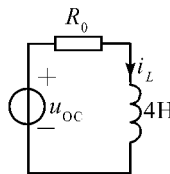
(2) $u_C(t) = [\frac{10^6}{9}e^{-\frac{10^3}{9}t} + 2e^{-\frac{10^3}{9}t}] \epsilon(t) \text{ V}$

(3) $u_C(t) = [\frac{10^6}{9}e^{-\frac{10^3}{9}(t-2)}] \epsilon(t-2) + 2e^{-\frac{10^3}{9}t} \epsilon(t) \text{ V}$

◎ 6-28 题 6-28 图所示电路中, $u_{S1} = \epsilon(t) \text{ V}$, $u_{S2} = 5\epsilon(t) \text{ V}$, 试求电路响应 $i_L(t)$ 。



题 6-28 图



题解 6-28 图

分析 将左边复杂电路等效为戴维宁电路即可容易求解。

解 原电路的戴维宁等效电路如题解 6-28 图所示, 由于 u_{S1} 所在支路对电感电流没有影响, 可以断开, 所以有

$$u_{oc} = \frac{u_{S2} \times 3}{2 + 3} = 0.6u_{S2} = 3\epsilon(t)$$

$$R_0 = 2 // 3 = 1.2\Omega$$

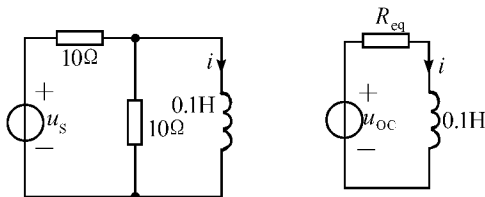
$$\text{电路的时间常数 } \tau = \frac{L}{R_0} = \frac{4}{1.2} = \frac{10}{3} \text{ s}$$



故电感电流为 $i_L(t) = \frac{u_{oc}}{R_0}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = 2.5(1 - e^{-0.3t})\epsilon(t) \text{ A}$

○6-29

题 6-29 图所示电路中电源 $u_s = [50\epsilon(t) + 2\delta(t)] \text{ V}$, 求 $t > 0$ 时电感支路的电流 $i(t)$ 。



题 6-29 图

题解 6-29 图

解 原图可以等效为题解 6-29 图所示的电路, 其中

$$u_{oc} = \frac{1}{2}u_s = 25\epsilon(t) + \delta(t) \text{ V}$$

$$R_{eq} = 10 // 10 = 5 \Omega$$

电路的时间常数有

$$\tau = \frac{L}{R_0} = \frac{0.1}{5} = \frac{1}{50} \text{ s}$$

因此电路的单位阶跃响应为

$$s_i(t) = \frac{1}{R_0}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})\epsilon(t) = 0.2(1 - e^{-50t})\epsilon(t) \text{ A}$$

根据线性电路的叠加性和齐次性, 把 u_{oc} 看成是两个激励源之和, 因此当 $25\epsilon(t)$ 作用时, 有

$$i'(t) = 25s_i(t) = 5(1 - e^{-50t})\epsilon(t) \text{ A}$$

当 $\delta(t)$ 作用时,

$$i''(t) = \frac{ds_i(t)}{dt} = -0.2e^{-50t} \times (-50)\epsilon(t) = 10e^{-50t}\epsilon(t) \text{ A}$$

所以当两部分激励共同作用时, 响应 $i(t)$ 为

$$\begin{aligned} i(t) &= i'(t) + i''(t) \\ &= [5(1 - e^{-50t}) + 10e^{-50t}]\epsilon(t) \\ &= (5 + 5e^{-50t})\epsilon(t) \text{ A} \end{aligned}$$

○6-30 $u_2(t) = \frac{5}{8} - \frac{1}{8}e^{-t} \text{ V}$

○6-31 略

○6-32 题 6-32 图所示电路中含有理想运算放大器, 试求零状态响应 $u_C(t)$, 已知 $u_{in} = 5\epsilon(t) \text{ V}$ 。



解 先求从电容两端看进去的一端口电路的戴维宁等效电路。把电容断开,根据理想运算放大器的性质可知

$$i_1 = i_2 = \frac{u_{in}}{1 \times 10^3} = \frac{5\varepsilon(t)}{1 \times 10^3} = 5\varepsilon(t) \text{ mA}$$

$$u_{oc} = -2 \times 10^3 \times i_2 = -10\varepsilon(t) \text{ V}$$

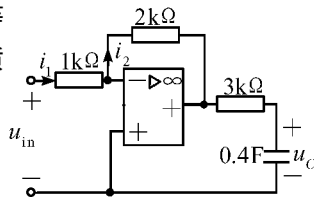
外加电压源如题解 6-32 图(a) 所示,求等效电阻。由题解 6-32 图(a) 可知

$$i_1 = i_2 = 0, \quad u = 3 \times 10^3 i$$

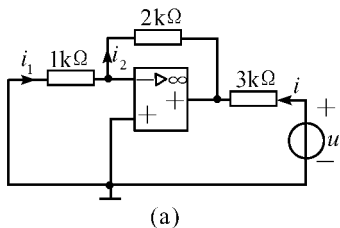
所以等效电阻为 $R_0 = \frac{u}{i} = 3 \times 10^3 \Omega$

等效电路如题解 6-32 图(b) 所示。因此有

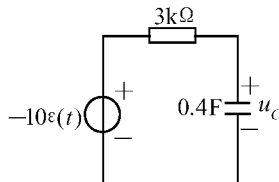
$$\begin{aligned} u_C(t) &= u_{oc}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = -10(1 - e^{-\frac{t}{R_0 C}})\varepsilon(t) \\ &= -10(1 - e^{-\frac{10^{-2}}{12}t})\varepsilon(t) \text{ V} \end{aligned}$$



题 6-32 图



(a)



(b)

题解 6-32 图

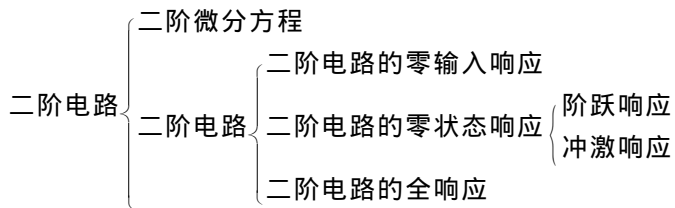
第七章

二阶电路

学习要求

1. 了解二阶电路的定义,会从电路结构直观判断二阶电路。
2. 会列写简单二阶电路的微分方程。
3. 了解二阶电路零输入响应、阶跃响应、冲激响应的定义与求解方法。
4. 深刻理解和掌握二阶电路零输入响应的 4 种性质与电路参数的关系。
5. 深刻掌握二阶非齐次方程的求解。

知识网络图





课后习题全解

○7-1 电路如题 7-1 图所示, 开关未动作前电路已达稳态, $t=0$ 时开关 S 打开。

求 $u_C(0_+)$ 、 $i_L(0_+)$ 、 $\left.\frac{du_C}{dt}\right|_{0_+}$ 、 $\left.\frac{di_L}{dt}\right|_{0_+}$ 、 $\left.\frac{di_R}{dt}\right|_{0_+}$ 。

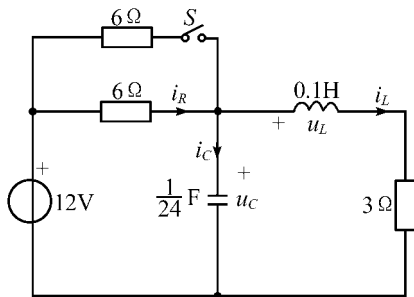


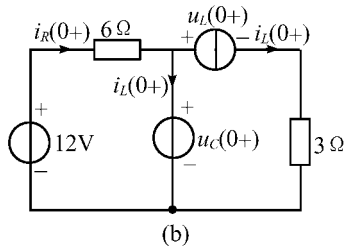
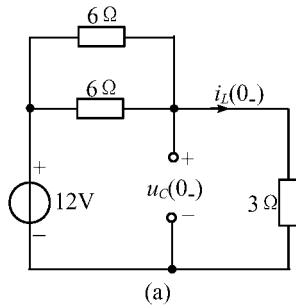
图 7-1

解 ① $t < 0$ 时, 电路处于稳态, 如题解 7-1 图(a)所示, 求 $u_C(0_-)$ 、 $i_L(0_-)$ 。

由题解图 7-1 图(a)知 $i_L(0_-) = \frac{12}{6//6+3} = 2\text{A}$, $u_C(0_-) = 3 \times i_L(0_-) = 6\text{V}$

根据换路定律, 得

$$i_L(0_+) = i_L(0_-) = 2\text{A}, u_C(0_+) = u_C(0_-) = 6\text{V}$$



题解 7-1 图

② 画 0_+ 时刻的电路图如题解 7-1 图(b)所示。

$$i_R(0_+) = \frac{12 - u_C(0_+)}{6} = 1\text{A}$$

$$C \left. \frac{du_C}{dt} \right|_{0_+} = i_C(0_+) = i_R(0_+) - i_L(0_+) = -1\text{A}$$

所以



$$\left. \frac{du_C}{dt} \right|_{0_+} = \frac{1}{C} i_C(0_+) = -24 \text{ V/s}$$

而

$$L \left. \frac{di_L}{dt} \right|_{0_+} = u_L(0_+) = u_C(0_+) - 3i_L(0_+) = 0$$

所以

$$\left. \frac{di_L}{dt} \right|_{0_+} = 0$$

$$\left. \frac{di_R}{dt} \right|_{0_+} = \frac{d}{dt} \left(\frac{12 - u_C(0_+)}{6} \right) \Big|_{0_+} = -\frac{1}{6} \left. \frac{du_C}{dt} \right|_{0_+} = -\frac{1}{6} \times (-24) = 4 \text{ A/s}$$

◎7-2

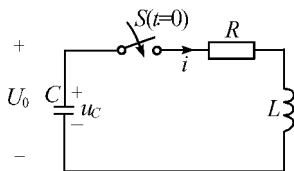
题 7-2 图所示电路中, 电容原先已充电, $u_C(0_-) = U_0 = 6 \text{ V}$, $R = 2.5 \Omega$, $L = 0.25 \text{ H}$, $C = 0.25 \text{ F}$ 。试求:

(1) 开关闭合后的 $u_C(t)$ 、 $i(t)$;

(2) 使电路在临界阻尼下放电, 当 L 和 C 不变时, 电阻 R 应为何值?

分析 此为 RLC 串联电路, 列写微分方程求解即可。

解 (1) 开关闭合后如题解 7-2 图所示, 电路的微分方程为



题 7-2 图

$$LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + RC \frac{du_C}{dt} + u_C = 0$$

初始条件为

$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = 6 \text{ V}$$

$$i_L(0_+) = i_L(0_-) = -C \left. \frac{du_C}{dt} \right|_{0_+} = 0$$

该微分方程对应的特征方程为 $LCp^2 + RCp + 1 = 0$

将已知条件 $L = 0.25 \text{ H}$, $C = 0.25 \text{ F}$, $R = 2.5 \Omega$ 代入得

$$0.0625p^2 + 0.625p + 1 = 0$$

即

$$p^2 + 10p + 16 = 0$$

解得

$$p_1 = -8, \quad p_2 = -2$$

电路处于过阻尼状态, 设微分方程的通解为

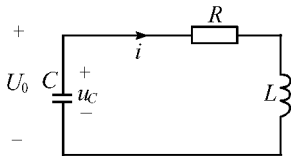
$$u_C(t) = A_1 e^{-8t} + A_2 e^{-2t}$$

代入初始值 $u_C(0_+) = 6 \text{ V}$, $\left. \frac{du_C}{dt} \right|_{0_+} = 0$, 得

$$A_1 + A_2 = 6, \quad -8A_1 - 2A_2 = 0$$

解得

$$A_1 = -2, \quad A_2 = 8$$



题解 7-2 图



所以

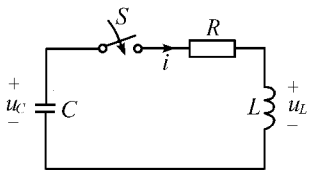
$$u_C(t) = 8e^{-2t} - 2e^{-8t} \text{ V}, \quad i(t) = -C \frac{du_C}{dt} = 4 \times (e^{-2t} - e^{-8t}) \text{ A}$$

(2) 要使电路在临界阻尼下放电, 应满足

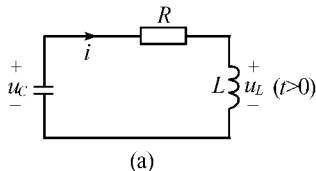
$$\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC} = 0$$

$$R = 2\sqrt{\frac{L}{C}} = 2\sqrt{\frac{0.25}{0.25}} = 2\Omega$$

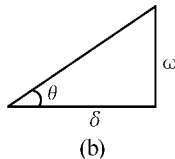
- 7-3 已知题 7-3 图所示电路中 $R=1\text{k}\Omega$, $C=2\mu\text{F}$, $L=2.5\text{H}$ 。设电容原先已充电且 $u_C(0_-)=10\text{V}$ 。在 $t=0$ 时开关 S 闭合。试求 $u_C(t)$ 、 $i(t)$ 、 $u_L(t)$ 以及 S 闭合后的 i_{\max} 。



题 7-3 图



题解 7-3 图



解 $t>0$ 电路如题解 7-3 图(a)所示, 电路的微分方程为

$$LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + RC \frac{du_C}{dt} + u_C = 0$$

方程的特征根为

$$p_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

代入已知条件:

$$R=1000\Omega, C=2\mu\text{F}=2 \times 10^{-6}\text{F}, L=2.5\text{H}$$

解得

$$p_1 = -200 + j400, \quad p_2 = -200 - j400$$

因 p_1 和 p_2 为一对共轭复根, 故电路处于欠阻尼状态。

微分方程的通解为

$$u_C(t) = Ae^{-\delta t} \sin(\omega t + \theta) \epsilon(t)$$

式中

$$\omega = 400, \quad \delta = 200$$

将初始条件

$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = 10\text{V}, C \frac{du_C}{dt} \Big|_{0_+} = -i_L(0_+) = 0$$



代入,得

$$A \sin \theta = u_C(0_+) = 10 \text{ V}, -\delta A \sin \theta + \omega A \cos \theta = \left. \frac{du_C}{dt} \right|_{0_+} = 0$$

解得 $\theta = \arctan \frac{\omega}{\delta} = \arctan 2 = 63.4^\circ, A = \frac{u_C(0_+)}{\sin \theta} = 11.18$

故 $u_C(t) = 11.18 e^{-200t} \sin(400t + 63.4^\circ) \text{ V}$

$$\begin{aligned} i(t) &= -C \frac{du_C}{dt} = -CA[-\delta e^{-\delta t} \sin(\omega t + \theta) + e^{-\delta t} \cos(\omega t + \theta) \cdot \omega] \\ &= CA e^{-\delta t} \sqrt{\omega^2 + \delta^2} \sin(\omega t + \theta - \arctan \frac{\omega}{\delta}) \end{aligned}$$

如题解 7-3 图(b), 因为 $\theta = \arctan \frac{\omega}{\delta}, A = \frac{u_C(0_+)}{\sin \theta}, \sin \theta = \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + \delta^2}}$ 于是

$$i(t) = CA e^{-\delta t} \sqrt{\omega^2 + \delta^2} \sin \omega t = C \frac{u_C(0_+)}{\omega} (\omega^2 + \delta^2) e^{-\delta t} \sin \omega t = 10 e^{-200t} \sin 400t$$

mA

$u_C(t)$ 与 $u_L(t)$ 方向相反, 故其相位之和为 0, 幅值大小一致, 因此

$$u_L = -A e^{-\delta t} \sin(\omega t - \theta) = -11.18 e^{-200t} \sin(400t - 63.4^\circ) \text{ V}$$

当 $\frac{di(t)}{dt} = 0$, 即 $\frac{u_L(t)}{L} = 0$ 时, $400t - 63.4^\circ = 0$

解得

$$t = \frac{63.4 \times \pi}{400 \times 180} = 2.768 \times 10^{-3} \text{ s}$$

电流达最大值, $i_{\max} = 10 e^{-200 \times 2.768 \times 10^{-3}} \sin(400 \times 2.768 \times 10^{-3}) = 5.142 \text{ mA}$

○7-4 题 7-4 图所示电路中开关 S 闭合已久, t

$= 0$ 时, S 打开。求 u_C, i_L 。

解 $t > 0$, 电路的微分方程为

$$LC \frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{L}{R} \frac{di_L}{dt} + i_L = 0$$

特征方程为

$$LCp^2 + \frac{L}{R}p + 1 = 0$$

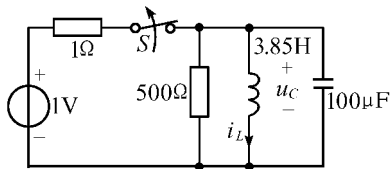
将已知条件: $L = 3.85 \text{ H}, R = 500 \Omega, C = 100 \times 10^{-6} \text{ F}$ 代入, 解得

$$p_1 = -10 + j49.97, p_2 = -10 - j49.97$$

设方程的通解为

$$i_L(t) = A e^{-\delta t} \sin(\omega t + \theta) \text{ 式中 } \delta = 10, \omega = 49.97$$

将初始条件: $i_L(0_+) = i_L(0_-) = \frac{1}{1} = 1 \text{ A}, u_C(0_+) = L \left. \frac{di_L}{dt} \right|_{0_+} = 0$



题 7-4 图

代入可得

$$\begin{cases} A\sin\theta=1 \\ -A\delta\sin\theta+A\omega\cos\theta=0 \end{cases}$$

解得

$$\theta=\arctan\frac{\omega}{\delta}=\arctan\frac{49.97}{10}=78.68^\circ, \quad A=\frac{1}{\sin\theta}=1.02$$

故

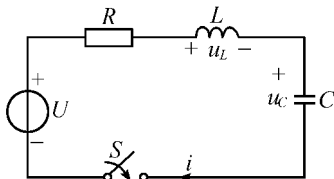
$$i_L(t)=1.02e^{-10t}\sin(49.97t+78.68^\circ)\text{A}$$

$$u_C(t)=u_L(t)=L\frac{di_L}{dt}=-LA\sqrt{\delta^2+\omega^2}e^{-\delta t}\sin\omega t=-200.1e^{-10t}\sin 49.97t\text{V}$$

◎7-5

 电路如题 7-5 图所示, $t=0$ 时开关 S 闭合,

设 $u_C(0_-)=0, i(0_-)=0, L=1\text{H}, C=1\mu\text{F}, U=100\text{V}$ 。若: (1) 电阻 $R=3\text{k}\Omega$; (2) $R=2\text{k}\Omega$; (3) $R=200\Omega$ 。试分别求在上述电阻值时电路中的电流 i 和电压 u_C 。



题 7-5 图

分析 电路为 RLC 串联电路, 列写微分方程求解即可。

解 $t>0$ 电路如题解 7-5 图所示, 电路的微分方程为

$$LC\frac{d^2u_C}{dt^2}+RC\frac{du_C}{dt}+u_C=U$$

设 $u_C(t)$ 的解为 $u_C=u'_C+u''_C$

其中 u'_C 为方程的特解, $u'_C=U=100\text{V}$

u''_C 为对应的齐次方程的通解。

根据特征方程

$$LCp^2+RCp+1=0$$

$$\text{可得 } p_{1,2}=-\frac{R}{2L}\pm\sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2-\frac{1}{LC}}$$

①

(1) 当 $R=3000\Omega$ 时, 将已知条件代入式①,

$$p_1=-381.97, \quad p_2=-2618.03$$

可见电路处于过阻尼状态, 设 $u''_C=A_1e^{-381.97t}+A_2e^{-2618.03t}$

所以

$$u_C(t)=100+A_1e^{-381.97t}+A_2e^{-2618.03t}$$

利用初始条件 $u_C(0_+)=u_C(0_-)=0$

$$i(0_+)=C\left.\frac{du_C}{dt}\right|_{0_+}=i(0_-)=0$$

可得

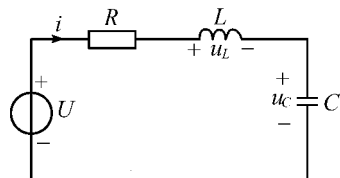
$$100+A_1+A_2=0$$

$$-381.97A_1-2618.03A_2=0$$

解得

$$A_1=-117, \quad A_2=17$$

所以 $u_C(t)=100-117e^{-381.97t}+17e^{-2618.03t}\text{V}$



题解 7-5 图



$$i(t) = C \frac{du_C(t)}{dt} = 44.69e^{-381.97t} - 44.51e^{-2618.03t} \text{ mA}$$

(2) 当 $R=2000\Omega$ 时, 将已知条件代入①, 得

$$p_1 = p_2 = -1000$$

即电路处于临界阻尼状态。设 $u''_C = (A_1 + A_2 t)e^{-1000t}$,

$$\text{利用初始条件: } u_C(0_+) = 0, \quad i(0_+) = C \left. \frac{du_C}{dt} \right|_{0_+} = 0$$

可得

$$A_1 = -100, \quad A_2 = -10^5$$

所以

$$u_C(t) = 100 - (100 + 10^5 t)e^{-1000t} \text{ V}$$

$$i(t) = C \frac{du_C}{dt} = 100te^{-1000t} \text{ A}$$

(3) 当 $R=200\Omega$ 时, 将已知条件代入式①, 得

$$p_1 = -100 + j995, \quad p_2 = -100 - j995$$

可见电路处于欠阻尼状态, 设 u''_C 的形式为 $u'' = Ae^{-\delta t} \sin(\omega t + \theta)$

其中

$$\delta = 100, \quad \omega = 995$$

$$\text{利用初始条件: } u_C(0_+) = 0, \quad i(0_+) = C \left. \frac{du_C}{dt} \right|_{0_+} = 0$$

可得

$$\begin{cases} 100 + A \sin \theta = 0 \\ -\delta A \sin \theta + \omega A \cos \theta = 0 \end{cases}$$

$$\text{解得 } \theta = \arctan \frac{\omega}{\delta} = \arctan \frac{995}{100} = 84.26^\circ, \quad A = -\frac{100}{\sin \theta} = -\frac{100}{\sin 84.26^\circ} = -100.5$$

所以

$$u_C(t) = 100 - 100.5e^{-100t} \sin(995t + 84.26^\circ) \text{ V}$$

$$i(t) = C \frac{du_C}{dt} = 0.01e^{-100t} [\sin(995t + 84.3^\circ) - \cos(995t + 84.3^\circ)] \text{ A}$$

○7-6 题 7-6 图所示电路中 $R=3\Omega$, $L=6\text{mH}$, $C=1\mu\text{F}$, $U_0=12\text{V}$, 电路已处稳态。

设开关 S 在 $t=0$ 时打开, 试求 $u_L(t)$ 。

解 由题意可知电路的初始条件为

$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = 0$$

$$i_L(0_+) = i_L(0_-) = C \left. \frac{du_C}{dt} \right|_{0_+} = \frac{U_0}{R} = \frac{12}{3} = 4 \text{ A}$$

$t > 0$, 电路的微分方程为

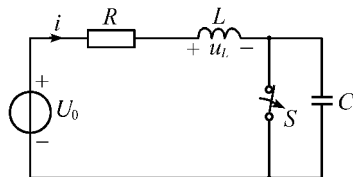
$$LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + RC \frac{du_C}{dt} + u_C = U_0$$

设

$$u_C = u'_C + u''_C$$

其中 u'_C 为方程的特解, $u'_C = U_0 = 12\text{V}$; u''_C 为

对应的齐次方程的解, 先求特征根。



题 7-6 图



$$p_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} = -250 \pm j12.91 \times 10^3$$

即 $p_1 = -250 + j12.91 \times 10^3, p_2 = -250 - j12.91 \times 10^3$

有 $u''_C = A e^{-\delta t} \sin(\omega t + \theta)$

式中 $\delta = 250, \omega = 12.91 \times 10^3$

利用初始条件,有
$$\begin{cases} 12 + A \sin \theta = 0 \\ C[-\delta A \sin \theta + \omega A \cos \theta] = 4 \end{cases}$$

解得
$$\theta = \arctan \frac{\omega}{\delta - \frac{4}{12C}} = \arctan(-0.039) = -2.22^\circ$$

$$A = -\frac{12}{\sin \theta} = 309.84$$

所以 $u_C(t) = 12 + 309.84 e^{-250t} \sin(12.91 \times 10^3 t - 2.22^\circ) \text{ V}$

$$i(t) = C \frac{du_C}{dt} = -CA \sqrt{\delta^2 + \omega^2} e^{-\delta t} \sin \omega t = -4 e^{-250t} \sin(12.91 \times 10^3 t) \text{ A}$$

电感电压:
$$u_L(t) = L \frac{di}{dt} = 4L \sqrt{\delta^2 + \omega^2} e^{-\delta t} \sin(\omega t - \theta)$$

$$= 309.84 e^{-250t} \sin(12.91 \times 10^3 t + 2.22^\circ) \text{ V}$$

◎7-7 题 7-7 图所示电路在开关 S 打开之前已达稳态; $t=0$ 时, 开关 S 打开, 求 $t > 0$ 时的 u_C 。

分析 $t < 0$ 时, 电感相当于短路, 电容相当于开路, S 打开后, 即 $t \geq 0$ 时, 电路为一 RLC 串联电路, 再列写微分方程求解即可。

解 ① 确定初始值

$t < 0$ 时, 如题解 7-7 图(a)所示。

$$i_L(0_-) = \frac{50}{5+5} = 5 \text{ A}, \quad u_C(0_-) = 5i_L(0_-) = 25 \text{ V}$$

由换路定律, 知电路的初始值为

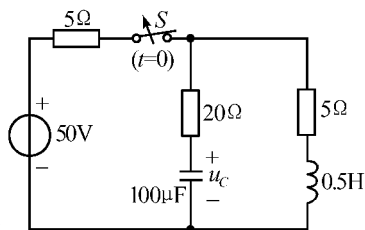
$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = 25 \text{ V}$$

$$i_L(0_+) = -C \left. \frac{du_C}{dt} \right|_{0_+} = i_L(0_-) = 5 \text{ A}$$

② $t > 0$ 后, 如题解 7-7 图(b), 电路的微分方程为

$$LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + (R_1 + R_2)C \frac{du_C}{dt} + u_C = 0$$

即 $0.5 \times 100 \times 10^{-6} \frac{d^2 u_C}{dt^2} + (20 + 5) \times 100 \times 10^{-6} \frac{du_C}{dt} + u_C = 0$



题 7-7 图



整理,得
$$5 \frac{d^2 u_C}{dt^2} + 250 \frac{du_C}{dt} + 10^5 u_C = 0$$

对应的特征方程为
$$5p^2 + 250p + 10^5 = 0$$

解得
$$p_1 = -25 + j139.19, \quad p_2 = -25 - j139.19$$

从而
$$u_C(t) = Ae^{-25t} \sin(139.19t + \theta)$$

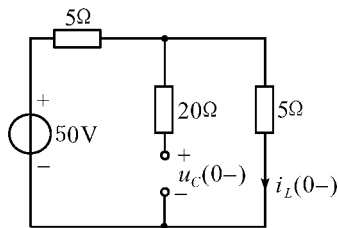
应用初始条件:
$$\begin{cases} u_C(0_+) = 25 \\ -C \frac{du_C}{dt} \Big|_{0_+} = 5 \end{cases}$$

得到
$$\begin{cases} A \sin \theta = 25 \\ -C \times (-25A \sin \theta + 139.19A \cos \theta) = 5 \end{cases}$$

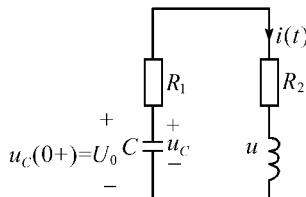
解得
$$\theta = \arctan \frac{139.19}{25 - \frac{1}{5C}} = \arctan(-0.07) = -4.03^\circ$$

$$A = \frac{25}{\sin \theta} = \frac{25}{\sin(-4.03^\circ)} = -355.61$$

所以
$$u_C(t) = -355.61 e^{-25t} \sin(139.19t - 4.03^\circ) \text{ V}$$



(a)

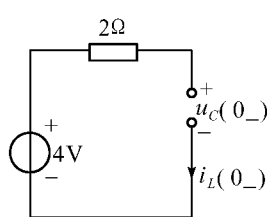
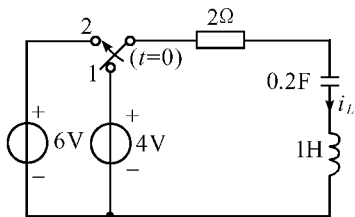


(b)

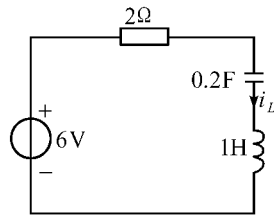
题解 7-7 图

○7-8 题 7-8 图所示电路在开关 S 动作前已达稳态; $t=0$ 时 S 由 1 接至 2, 求 $t>0$ 时的 i_L 。

解 ① 确定初始值, $t<0$ 时, 如题解 7-8 图(a)。



(a)



(b)

题 7-8 图

题解 7-8 图



$$u_C(0_-) = 4\text{V}, \quad i_L(0_-) = 0$$

由换路定律知电路的初始值为

$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = 4\text{V}, \quad i_L(0_+) = -C \left. \frac{du_C}{dt} \right|_{0_+} = i_L(0_-) = 0$$

② $t > 0$, 如题 7-8 图(b)。

电路的微分方程为 $LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + RC \frac{du_C}{dt} + u_C = 6$

设 $u_C(t) = u'_C + u''_C$

其中, $u'_C = 6\text{V}$, u''_C 为对应的齐次方程的通解。

特征方程为 $LCp^2 + RCp + 1 = 0$

将已知条件代入, $L = 1\text{H}$, $C = 0.2\text{F}$, $R = 2\Omega$, 有 $0.2p^2 + 0.4p + 1 = 0$

解得 $p_1 = -1 + j2$, $p_2 = -1 - j2$

可见, 电路处于欠阻尼状态, 那么 $u''_C = Ae^{-\delta t} \sin(\omega t + \theta)$ (其中 $\delta = 1$, $\omega = 2$)

利用初始条件: $u_C(0_+) = 4\text{V}$, $C \left. \frac{du_C}{dt} \right|_{0_+} = 0$

得 $\theta = \arctan 2 = 63.43^\circ$, $A = \frac{4-6}{\sin \theta} = -2.236$

所以 $u_C(t) = u'_C + u''_C = 6 - 2.236e^{-t} \sin(2t + 63.43^\circ)\text{V}$

$$i_L(t) = C \frac{du_C}{dt} = -CA \sqrt{\delta^2 + \omega^2} e^{-t} \sin \omega t = e^{-t} \sin 2t \text{A}$$

○7-9 题 7-9 图所示 GLC 并联电路中, 已知 $u_C(0_+) = 1\text{V}$, $i_L(0_+) = 2\text{A}$ 。求 $t > 0$ 时的 i_L 。

解 由题意知, 电路的初始值为

$$u_C(0_+) = 1\text{V}, \quad i_L(0_+) = 2\text{A}$$

电路的微分方程为 $LC \frac{d^2 i_L}{dt^2} + GL \frac{di_L}{dt} + i_L = 0$

对应的特征方程为 $LCp^2 + GLp + 1 = 0$

代入已知条件: $0.5p^2 + 1.5p + 1 = 0$

解得 $p_1 = -1$, $p_2 = -2$, 可见电路处于过阻尼状态,

令 $i_L = A_1 e^{-t} + A_2 e^{-2t}$

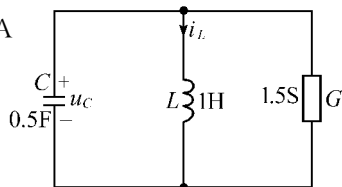
代入初始条件, 得 $A_1 + A_2 = 2$

$$L \left. \frac{di_L}{dt} \right|_{0_+} = L \times (-A_1 - 2A_2) = 1$$

解得 $A_1 = 5$, $A_2 = -3$

故电感电流为 $i_L(t) = 5e^{-t} - 3e^{-2t} \text{A}$

○7-10 题 7-10 图所示电路中 $G = 5\text{S}$, $L = 0.25\text{H}$, $C = 1\text{F}$ 。求: (1) $i_S(t) = \epsilon(t) \text{A}$



题 7-9 图



时, 电路的阶跃响应 $i_L(t)$; (2) $i_S(t) = \delta(t)A$ 时, 电路的冲激响应 $u_C(t)$ 。

解 (1) $i_S(t) = \epsilon(t)A$ 时,

电路的初始值为 $u_C(0_+) = 0, i_L(0_+) = 0$

$t > 0$, 电路的微分方程为

$$LC \frac{d^2 i_L}{dt^2} + GL \frac{di_L}{dt} + i_L = i_S$$

设 $i_L = i'_L + i''_L$

其中 $i'_L = i_S = \epsilon(t)$, i''_L 为对应的齐次方程的通

解

特征方程为

$$LCp^2 + GLp + 1 = 0$$

代入已知条件

$$0.25p^2 + 1.25p + 1 = 0$$

解得

$$p_1 = -1, \quad p_2 = -4$$

那么

$$i''_L = A_1 e^{-t} + A_2 e^{-4t}$$

代入初始条件, 有

$$\begin{cases} 1 + A_1 + A_2 = 0 \\ L \left. \frac{di_C}{dt} \right|_{0_+} = 0.25 \times (-A_1 - 4A_2) = 0 \end{cases}$$

解得

$$A_1 = -\frac{4}{3}, \quad A_2 = \frac{1}{3}$$

所以

$$i_L(t) = (1 - \frac{4}{3}e^{-t} + \frac{1}{3}e^{-4t})\epsilon(t)A$$

(2) 当 $i_S = \delta(t)$ 时, 利用冲激响应和阶跃响应的关系, 对(1)中结果求导, 得

$$i_L(t) = \frac{4}{3}e^{-t} - \frac{4}{3}e^{-4t}A$$

$$u_C(t) = u_L(t) = L \frac{di_L}{dt} = 0.25 \left[-\frac{4}{3}e^{-t} + \frac{16}{3}e^{-4t} \right] = -\frac{1}{3}e^{-t} + \frac{4}{3}e^{-4t}V$$

○7-11 当 $u_S(t)$ 为下列情况时, 求题 7-11 图所示电路的响应 u_C :

(1) $u_S(t) = 10\epsilon(t)V$; (2) $u_S(t) = 10\delta(t)V$ 。

解 (1) 当 $u_S(t) = 10\epsilon(t)V$ 时, 电路的初始条件为

$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = 0$$

$$i_L(0_+) = i_L(0_-) = 0$$

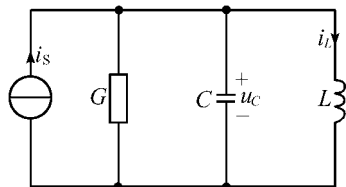
$t > 0$ 电路的微分方程为

$$LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + \frac{L}{R} \frac{du_C}{dt} + u_C = u_S$$

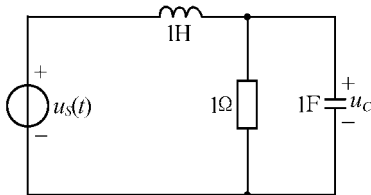
设 $u_C = u'_C + u''_C$

其中, $u'_C = u_S = 10\epsilon(t)$, u''_C 为对应的齐次方程的

通解。



题 7-10 图



题 7-11 图



特征方程为

$$LCp^2 + \frac{L}{R}p + 1 = 0$$

代入已知条件有

$$p^2 + p + 1 = 0$$

解得

$$p_1 = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}, \quad p_2 = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

可见电路处于欠阻尼状态, $u''_C = Ae^{-\delta t} \sin(\omega t + \theta)$ 式中, $\delta = \frac{1}{2}$, $\omega = \frac{\sqrt{3}}{2}$, 利用初始条件确定 A, θ 。由初始条件 $u_C(0_+) = 0$, $C \frac{du_C}{dt} \Big|_{0_+} = 0$, 有

$$\begin{cases} 10 + A \sin \theta = 0 \\ C \times (-\delta A \sin \theta + \omega A \cos \theta) = 0 \end{cases}$$

解得

$$\theta = \arctan \frac{\omega}{\delta} = \arctan \sqrt{3} = 60^\circ, \quad A = -\frac{10}{\sin \theta} = -\frac{20}{\sqrt{3}}$$

所以

$$u_C(t) = 10 - \frac{20}{\sqrt{3}} e^{-\frac{t}{2}} \sin\left(\frac{\sqrt{3}}{2}t + 60^\circ\right) \text{ V}$$

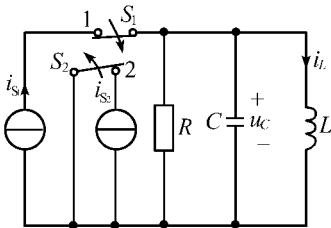
(2) 当 $u_S(t) = 10\delta(t)$ V 时, 利用冲激响应和阶跃响应的关系, 对(1)中 $u_C(t)$ 求导, 即为所求的 $i_C(t)$ 。

所以

$$u_C(t) = -Ae^{-\delta t} \sqrt{\delta^2 + \omega^2} \sin \omega t = \frac{20}{\sqrt{3}} e^{-\frac{t}{2}} \sin\left(\frac{\sqrt{3}}{2}t\right) \text{ V}$$

●7-12 题 7-12 图所示并联电路中, 在 $t=0$ 时开关 S_1 由位置 1 接至位置 2, S_2 由位置 2 接至位置 1。已知 $i_{S_1} = 1\text{ A}$, $i_{S_2} = 5\text{ A}$, $R = 5\Omega$, $C = 0.1\text{ F}$, $L = 2\text{ H}$ 。求 $t \geq 0$ 时的 $i_L(t)$ 。

分析 $t < 0$ 时, S_1 处于位置 1, S_2 处于位置 2, 电感相当于短路, 电容相当于开路, $t \geq 0$ 后, 开关状态改变, 电容电压与电感电流不变。



题 7-12 图



解 $t < 0$ 时, 如题解 7-12 图(a)知:

$$i_L(0_-) = i_S = 1\text{A}, \quad u_C(0_-) = 0$$

由换路定律确定初始值为

$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = 0, \quad i_L(0_+) = i_L(0_-) = 1\text{A}$$

$t \geq 0$ 时, 如题解 7-12 图(b), 列电路的微分程为

$$LC \frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{L}{R} \frac{di_L}{dt} + i_L = i_{S2}$$

设 $i_L = i'_L + i''_L$

其中, $i'_L = i_{S2} = 5\text{A}$, i''_L 为对应的齐次方程的通解。

对应的特征方程为 $LCp^2 + \frac{L}{R}p + 1 = 0$

代入已知条件, 得 $0.2p^2 + 0.4p + 1 = 0$

解得 $p_1 = -1 + j2, \quad p_2 = -1 - j2$

说明电路处于欠阻尼状态

$i''_C = Ae^{-\delta t} \sin(\omega t + \theta)$, 式中 $\delta = 1, \omega = 2$

利用初始条件 $\begin{cases} u_C(0_+) = L \left. \frac{di_L}{dt} \right|_{0_+} = 0 \\ i_L(0_+) = 1 \end{cases}$

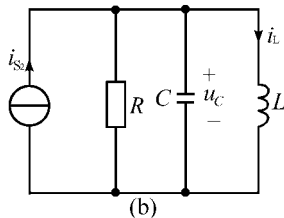
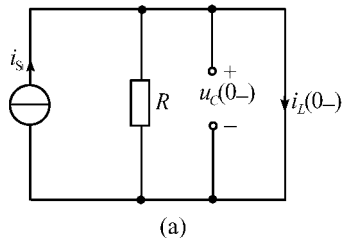
得 $\begin{cases} L \times (-\delta A \sin \theta + \omega A \cos \theta) = 0 \\ 5 + A \sin \theta = 1 \end{cases}$

解得 $\theta = \arctan \frac{\omega}{\delta} = \arctan 2 = 63.43^\circ$

$$A = \frac{1-5}{\sin \theta} = -4.472$$

所以 $i_L(t) = 5 - 4.472e^{-t} \sin(2t + 63.43^\circ)\text{A}$

小结 列写微分方程再进行求解是解一般 RLC 串联, RLC 并联二阶电路的基本方法。



题解 7-12 图

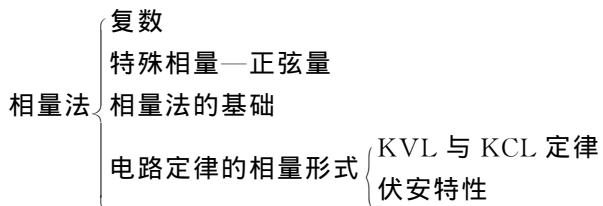
第八章

相 量 法

学习要求

1. 熟悉正弦量的振幅(最大值)、角频率、相位和初相位。
2. 熟练掌握正弦量的瞬时值、有效值和相位差。
3. 熟悉正弦量的波形。
4. 熟练掌握正弦量的相量和相量图。
5. 熟练掌握基尔霍夫定律和电路元件电压、电流关系的相量形式。

知识网络图



课后习题全解

○8-1 将下列复数化为极坐标形式:

$$\begin{array}{lll} (1) F_1 = -5 - j5; & (2) F_2 = -4 + j3; & (3) F_3 = 20 + j40; \\ (4) F_4 = j10; & (5) F_5 = -3; & (6) F_6 = 2.78 + j9.20. \end{array}$$

解 (1) $F_1 = -5 - j5 = \alpha \angle \theta$



$$\alpha = \sqrt{(-5)^2 + (-5)^2} = 5\sqrt{2}$$

$$\theta = \arctan \frac{-5}{-5} = -135^\circ \quad (F_1 \text{ 在第三象限})$$

故 F_1 的极坐标形式为

$$F_1 = 5\sqrt{2} \angle -135^\circ$$

$$\begin{aligned} (2) F_2 &= -4 + j3 = \sqrt{(-4)^2 + 3^2} \angle \arctan(3/-4) \\ &= 5 \angle 143.13^\circ \quad (F_2 \text{ 在第二象限}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (3) F_3 &= 20 + j40 = \sqrt{20^2 + 40^2} \angle \arctan(40/20) \\ &= 44.72 \angle 63.43^\circ \quad (F_3 \text{ 在第一象限}) \end{aligned}$$

$$(4) F_4 = 10j = 10 \angle 90^\circ \quad (F_4 \text{ 在虚轴上})$$

$$(5) F_5 = -3 = 3 \angle 180^\circ \quad (F_5 \text{ 在实轴上})$$

$$\begin{aligned} (6) F_6 &= 2.78 + j9.20 = \sqrt{2.78^2 + 9.20^2} \angle \arctan(9.20/2.78) \\ &= 9.61 \angle 73.19^\circ \quad (F_6 \text{ 在第一象限}) \end{aligned}$$

○8-2 将下列复数化为代数形式:

$$(1) F_1 = 10 \angle -73^\circ; \quad (2) F_2 = 15 \angle 112.6^\circ; \quad (3) F_3 = 1.2 \angle 152^\circ;$$

$$(4) F_4 = 10 \angle -90^\circ; \quad (5) F_5 = 5 \angle -180^\circ; \quad (6) F_6 = 10 \angle -135^\circ.$$

解 (1) $F_1 = 10 \angle -73^\circ = 10\cos(-73^\circ) + j10\sin(-73^\circ) = 2.92 - j9.56$

$$(2) F_2 = 15 \angle 112.6^\circ = 15\cos 112.6^\circ + j15\sin 112.6^\circ = -5.76 + j13.85$$

$$(3) F_3 = 1.2 \angle 152^\circ = 1.2\cos 152^\circ + j1.2\sin 152^\circ = -1.06 + j0.56$$

$$(4) F_4 = 10 \angle -90^\circ = -j10$$

$$(5) F_5 = 5 \angle -180^\circ = -5$$

$$(6) F_6 = 10 \angle -135^\circ = 10\cos(-135^\circ) + j10\sin(-135^\circ) = -7.07 - j7.07$$

○8-3 若 $100 \angle 0^\circ + A \angle 60^\circ = 175 \angle \psi$, 求 A 和 ψ 。

解 原式 $= 100 + A\cos 60^\circ + jA\sin 60^\circ = 175\cos\psi + j175\sin\psi$

根据复数相等的定义, 应有实部和实部相等, 即

$$A\cos 60^\circ + 100 = 175\cos\psi$$

虚部和虚部相等, 即

$$A\sin 60^\circ = 175\sin\psi$$

把以上两式平方相加, 得

$$A^2 + 100A - 20625 = 0$$

解得

$$A = \frac{-100 \pm \sqrt{100^2 + 4 \times 20625}}{2} = \begin{cases} 102.07 \\ -202.069 \text{ (舍去)} \end{cases}$$



所以

$$\sin\phi = \frac{A\sin 60^\circ}{175} = \frac{102.07 \times \frac{\sqrt{3}}{2}}{175} = 0.505$$

$$\phi = 30.34^\circ$$

◎8-4 求 8-1 题中的 $F_2 \cdot F_6$ 和 F_2/F_6 。

分析 两个相量相乘将其模值相乘,幅角相加即可,两个相量相除将其模值相除,幅角相减即可。

$$\begin{aligned}\text{解 } F_2 \times F_6 &= (-4 + j3) \times (2.78 + j9.20) = 5 \angle 143.13^\circ \times 9.61 \angle 73.19^\circ \\ &= 48.05 \angle 216.32^\circ = 48.05 \angle -143.68^\circ\end{aligned}$$

$$F_2/F_6 = \frac{-4 + j3}{2.78 + j9.20} = \frac{5 \angle 143.13^\circ}{9.61 \angle 73.19^\circ} = 0.52 \angle 69.94^\circ$$

◎8-5 求 8-2 题中的 $F_1 + F_5$ 和 F_1/F_5 。

$$\begin{aligned}\text{解 } F_1 + F_5 &= 10 \angle -73^\circ + 5 \angle -180^\circ \\ &= 10\cos(-73^\circ) + j10\sin(-73^\circ) - 5 \\ &= -2.08 - j9.56 = 9.78 \angle -102.27^\circ\end{aligned}$$

$$F_1/F_5 = \frac{10 \angle -73^\circ}{5 \angle -180^\circ} = 2 \angle -73^\circ + 180^\circ = 2 \angle -107^\circ$$

◎8-6 若已知 $i_1 = -5\cos(314t + 60^\circ)\text{A}$, $i_2 = 10\sin(314t + 60^\circ)\text{A}$, $i_3 = 4\cos(314t + 60^\circ)\text{A}$ 。(1)写出上述电流的相量,并绘出它们的相量图;(2) i_1 与 i_2 和 i_1 与 i_3 的相位差;(3)绘出 i_1 的波形图;(4)若将 i_1 表达式中的负号去掉将意味着什么?(5)求 i_1 的周期 T 和频率 f 。

$$\begin{aligned}\text{解 } (1) \quad i_1 &= -5\cos(314t + 60^\circ) = 5\cos(314t + 60^\circ - 180^\circ) \\ &= 5\cos(314t - 120^\circ) \\ i_2 &= 10\sin(314t + 60^\circ) = 10\cos(314t - 30^\circ)\end{aligned}$$

故 i_1, i_2 和 i_3 的相量表示式为

$$\dot{I}_1 = \frac{5}{\sqrt{2}} \angle -120^\circ \text{ A}, \quad \dot{I}_2 = \frac{10}{\sqrt{2}} \angle -30^\circ \text{ A}, \quad \dot{I}_3 = \frac{4}{\sqrt{2}} \angle 60^\circ \text{ A}$$

其向量图如题解 8-6 图(a)所示。

$$\begin{aligned}(2) \quad \varphi_{12} &= \varphi_1 - \varphi_2 = -120^\circ - (-30^\circ) = -90^\circ \\ \varphi_{13} &= \varphi_1 - \varphi_3 = -120^\circ - 60^\circ = -180^\circ\end{aligned}$$

(3) $i_1(t)$ 的波形图见题解 8-6 图(b)所示。

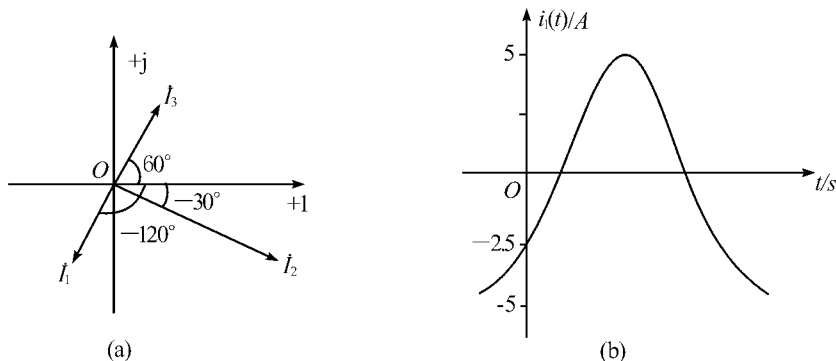
(4)若将 $i_1(t)$ 中的负号去掉,意味着 i_1 的初相位超前了 180° ,即 i_1 的参考方向反向。

(5) $i_1(t)$ 的周期和频率分别为



$$T = \frac{2\pi}{\omega} = \frac{2\pi}{314} = 0.02s = 20ms$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{0.02} = 50Hz$$



题解 8-6 图

○8-7 若已知两个同频正弦电压的相量分别为

$$\dot{U}_1 = 50 \angle 30^\circ \text{ V}, \quad \dot{U}_2 = -100 \angle -150^\circ \text{ V}$$

其频率 $f=100\text{Hz}$ 。求：

(1) 写出 u_1, u_2 的时域形式；

(2) u_1 与 u_2 的相位差。

解 (1) $u_1(t) = 50\sqrt{2}\cos(2\pi ft + 30^\circ) = 50\sqrt{2}\cos(628t + 30^\circ) \text{ V}$

$$\begin{aligned} u_2(t) &= -100\sqrt{2}\cos(2\pi ft - 150^\circ) \\ &= 100\sqrt{2}\cos(628t - 150^\circ + 180^\circ) \\ &= 100\sqrt{2}\cos(628t + 30^\circ) \text{ V} \end{aligned}$$

(2) 因为

$$\dot{U}_1 = 50 \angle 30^\circ \text{ V}, \quad \dot{U}_2 = -100 \angle -150^\circ \text{ V} = 100 \angle 30^\circ \text{ V}$$

故相位差为 $\varphi = 30^\circ - 30^\circ = 0^\circ$, 即 u_1 与 u_2 同相位。

○8-8 已知：

$$u_1 = 220\sqrt{2}\cos(314t - 120^\circ) \text{ V}, \quad u_2 = 220\sqrt{2}\cos(314t + 30^\circ) \text{ V}$$

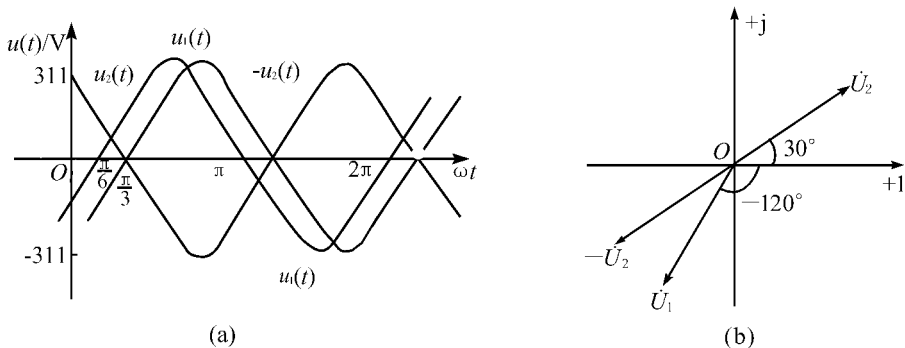
(1) 画出它们的波形图, 求出它们的有效值、频率 f 和周期 T ;

(2) 写出它们的相量并画出其相量图, 求出它们的相位差;

(3) 如果把电压 u_2 的参考方向反向, 重新回答(1)、(2)。

解 (1) 波形图如题解 8-8 图(a)所示。

有效值为



题解 8-8 图

$$u_1 = u_2 = 220 \text{ V}$$

频率

$$f_1 = f_2 = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{314}{2\pi} = 50 \text{ Hz}$$

周期

$$T_1 = T_2 = \frac{1}{f} = \frac{1}{50} = 0.02 \text{ s}$$

(2) u_1 和 u_2 的相量形式为

$$\dot{U}_1 = 220 \angle -120^\circ, \quad \dot{U}_2 = 220 \angle 30^\circ$$

故相位差为

$$\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = -120^\circ - 30^\circ = -150^\circ$$

相量图见题解 8-8 图(b)所示。

(3) u_2 的参考方向反向, $u_2(t)$ 变为 $-u_2(t)$, 有效值、频率和周期均不变, $-u_2(t)$ 的相量为

$$\dot{U}_2 = 220 \angle 30^\circ - 180^\circ = 220 \angle -150^\circ \text{ V}$$

故 u_1 和 u_2 的相位差为

$$\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = -120^\circ - (-150^\circ) = 30^\circ$$

波形图和相量图见题解 8-8 图(a)和(b)。

○8-9 已知一段电路的电压、电流为: $u = 10\sin(10^3t - 20^\circ) \text{ V}$, $i = 2\cos(10^3t - 50^\circ) \text{ A}$ 。

(1) 画出它们的波形图和相量图;

(2) 求它们的相位差。

解 (1) $u = 10\sin(10^3t - 20^\circ) = 10\cos(10^3t - 110^\circ) \text{ V}$

故 u 和 i 的相量分别为



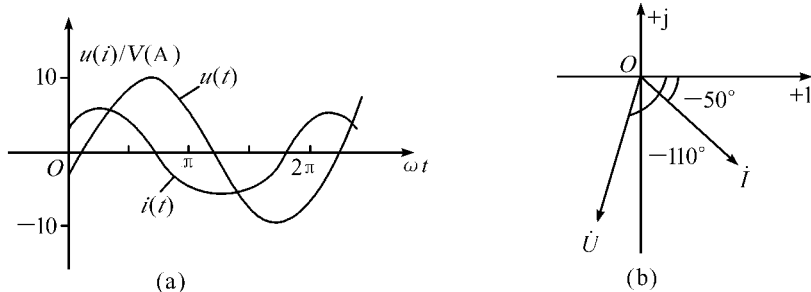
$$\dot{U} = \frac{10}{\sqrt{2}} \angle -110^\circ \text{ V}, \quad \dot{I} = \frac{2}{\sqrt{2}} \angle -50^\circ \text{ A}$$

其波形图和相量图见图图解 8-9(a) 和 (b) 所示。

(2) 相位差

$$\varphi = \varphi_u - \varphi_i = -110^\circ - (-50^\circ) = -60^\circ$$

电压落后于电流 60° 。



题解 8-9 图

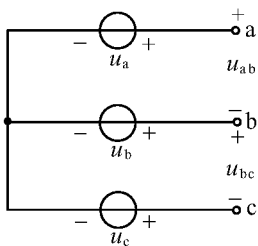
● 8-10 已知题 8-10 图, 示三个电压源的电压分别为:

$$u_a = 220\sqrt{2}\cos(\omega t + 10^\circ) \text{ V}$$

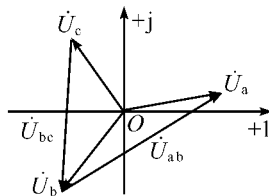
$$u_b = 220\sqrt{2}\cos(\omega t - 110^\circ) \text{ V}$$

$$u_c = 220\sqrt{2}\cos(\omega t + 130^\circ) \text{ V}$$

求 (1) 3 个电压的和; (2) u_{ab} , u_{bc} ; (3) 画出它们的相量图。



题 8-10 图



题解 8-10 图

分析 求解电压和利用相量法求解即可。

解 u_a , u_b , u_c 的相量为

$$\dot{U}_a = 220 \angle 10^\circ \text{ V}$$

$$\dot{U}_b = 220 \angle -110^\circ \text{ V}$$

$$\dot{U}_c = 220 \angle 130^\circ \text{ V}$$



(1) 应用相量法有

$$\dot{U}_a + \dot{U}_b + \dot{U}_c = 220 \angle 10^\circ + 220 \angle -110^\circ + 220 \angle 130^\circ = 0$$

三个电压的和为零,即

$$u_a(t) + u_b(t) + u_c(t) = 0$$

$$(2) \quad \dot{U}_{ab} = \dot{U}_a - \dot{U}_b = 220 \angle 10^\circ - 220 \angle -110^\circ = 220\sqrt{3} \angle 40^\circ \text{ V}$$

$$\dot{U}_{bc} = \dot{U}_b - \dot{U}_c = 220 \angle -110^\circ - 220 \angle 130^\circ = 220\sqrt{3} \angle -80^\circ \text{ V}$$

所以

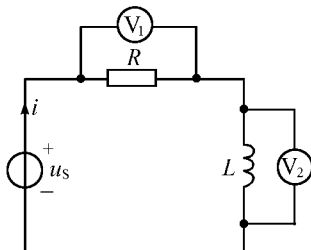
$$u_{ab} = 220\sqrt{6} \cos(\omega t + 40^\circ) \text{ V}$$

$$u_{bc} = 220\sqrt{6} \cos(\omega t - 80^\circ) \text{ V}$$

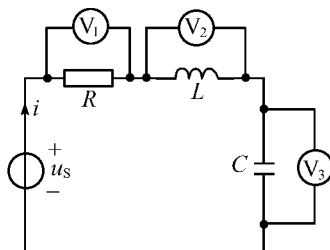
(3) 相量图如题解 8-10 图所示。

小结 确定各电压之间的相位,模值关系即可容易画出相量图,画出正确的相量图对解决相量类问题至关重要。

◎8-11 已知题 8-11 图(a)中电压表读数 $V_1: 30\text{V}; V_2: 60\text{V}$; 题 8-11 图(b)中的 $V_1: 15\text{V}; V_2: 80\text{V}; V_3: 100\text{V}$ 。(电压表的读数为正弦电压的有效值。)求图中电压 U_S 。

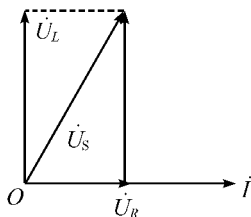


(a)

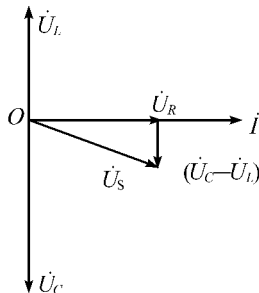


(b)

题 8-11 图



(a)



(b)

题解 8-11 图

分析 根据各相量之间的相位关系,画出相量图,求解即可。



解 利用相量图求解。设电流 $\dot{I} = I \angle 0^\circ$ A 为参考向量, 电阻电压 \dot{U}_R 与 \dot{I} 同相位, 电感电压 \dot{U}_L 超前 \dot{I} 90° 电容电压 \dot{U}_C 要滞后 \dot{I} 90° , 总电压 \dot{U}_S 与各元件电压相量构成一直角三角形。题解 8-11 图(a)和(b)为对应题 8-11 图(a)和(b)的相量图。由题解 8-11 图(a)可得

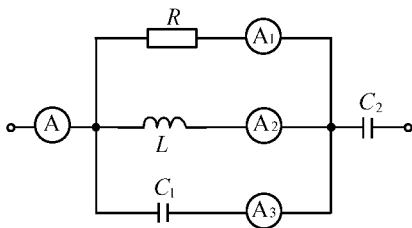
$$U_S = \sqrt{U_R^2 + U_L^2} = \sqrt{30^2 + 60^2} = 67.08 \text{ V}$$

由题解 8-11 图(b)可得

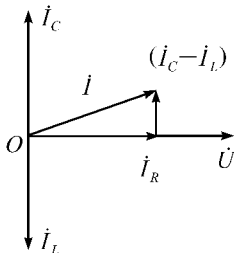
$$U_S = \sqrt{U_R^2 + (U_C - U_L)^2} = \sqrt{15^2 + (100 - 80)^2} = 25 \text{ V}$$

○8-12 已知题 8-12 图, 图示正弦电流电路中, 电流表的读数分别为 $A_1: 5 \text{ A}; A_2: 20 \text{ A}; A_3: 25 \text{ A}$ 。

求: (1) 图中电流表 A 的读数; (2) 如果维持 A_1 的读数不变, 而把电源的频率提高一倍, 再求电流表 A 的读数。



题 8-12 图



题解 8-12 图

解 利用相量图求解。设以 $\dot{U} = U \angle 0^\circ = \dot{U}_R = \dot{U}_L = \dot{U}_C$ 为参考向量, 根据元件电压、电流的相位关系知, \dot{I}_R 和 \dot{U} 同相位, \dot{I}_C 超前 \dot{U} 90° , \dot{I}_L 滞后 \dot{U} 90° , 相量图如题解 8-12 图所示, 总电流 \dot{I} 与 \dot{I}_R , \dot{I}_C 和 \dot{I}_L 组成一个直角三角形。故电流表的读数为

$$A = \sqrt{I_R^2 + (I_C - I_L)^2} \text{ A}$$

即

$$(1) \quad A = \sqrt{5^2 + (25 - 20)^2} = 7.07 \text{ A}$$

$$(2) \quad A = \sqrt{5^2 + (50 - 10)^2} = 40.31 \text{ A}$$

○8-13 $R = 30 \Omega, L = 127.4 \text{ mH}$

◎8-14

某一元件的电压、电流(关联参考方向)分别为下述 4 种情况时, 它可能是什么元件?

$$(1) \begin{cases} u = 10 \cos(10t + 45^\circ) \text{ V} \\ i = 2 \sin(10t + 135^\circ) \text{ A} \end{cases}; \quad (2) \begin{cases} u = 10 \sin(100t) \text{ V} \\ i = 2 \cos(100t) \text{ A} \end{cases};$$



$$(3) \begin{cases} u = -10\cos t \text{ V} \\ i = -\sin t \text{ A} \end{cases}; \quad (4) \begin{cases} u = 10\cos(314t + 45^\circ) \text{ V} \\ i = 2\cos(314t) \text{ A} \end{cases}.$$

分析 根电压、电流之间的相位关系,即可确定元件为何种元件。

解 (1)把电流变为余弦形式有

$$i = 2\cos(10t + 135^\circ - 90^\circ) = 2\cos(10t + 45^\circ) \text{ A}$$

u 和 i 的相量为

$$\dot{U} = \frac{10}{\sqrt{2}} \angle 45^\circ \text{ V}, \quad \dot{I} = \frac{2}{\sqrt{2}} \angle 45^\circ \text{ A}$$

$$\text{则} \quad \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = 5 \angle 0^\circ \Omega$$

即电压、电流同相位,根据元件电压、电流相位关系可知,这是一个 5Ω 的电阻元件。

(2)把电压变为余弦形式有

$$u = 10\cos(100t - 90^\circ) \text{ V}$$

u 和 i 的相量为

$$\dot{U} = \frac{10}{\sqrt{2}} \angle -90^\circ \text{ V}, \quad \dot{I} = \frac{2}{\sqrt{2}} \angle 0^\circ \text{ A}$$

$$\text{则} \quad \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = 5 \angle -90^\circ \Omega$$

即 \dot{U} 滞后于 $\dot{I} 90^\circ$,根据元件电压、电流相位关系可知,这是一个 $X_C = 5\Omega$ 的电容元件,其参数 C 为

$$C = \frac{1}{\omega X_C} = \frac{1}{100 \times 5} = 2 \times 10^{-3} \text{ F}$$

(3)把电流用余弦表示为

$$i = -\cos(t - 90^\circ) \text{ A}$$

u 和 i 的相量为

$$\dot{U} = \frac{-10}{\sqrt{2}} \angle 0^\circ \text{ V}, \quad \dot{I} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \angle -90^\circ \text{ A}$$

则

$$\frac{\dot{U}}{\dot{I}} = \frac{-10 \angle 0^\circ}{-1 \angle -90^\circ} = 10 \angle 90^\circ \Omega$$

即 \dot{U} 超前 $\dot{I} 90^\circ$,根据元件电压、电流相位可知,这是一个 $X_L = 10\Omega$ 的电感。其参数 L 为



$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{10}{1} = 10 \text{ H}$$

(4) u 和 i 的相量为

$$\dot{U} = \frac{10}{\sqrt{2}} \angle 45^\circ \text{ V}, \quad \dot{I} = \frac{2}{\sqrt{2}} \angle 0^\circ \text{ A}$$

则

$$\frac{\dot{U}}{\dot{I}} = 5 \angle 45^\circ = \frac{5}{\sqrt{2}}(1 + j) = R + jX_L$$

即这是一个 $R = \frac{5}{\sqrt{2}} \Omega$ 的电阻和 $X_L = \frac{5}{\sqrt{2}} \Omega$ 的电感的串联组合。其参数 L 为

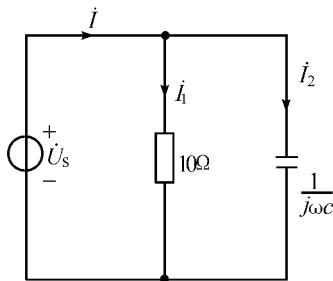
$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{5/\sqrt{2}}{314} = 11.3 \text{ mH}$$

○8-15 $R = 66.144 \Omega, i(t) = \sqrt{2} \cos(10^3 t - 20.7^\circ) \text{ A}$

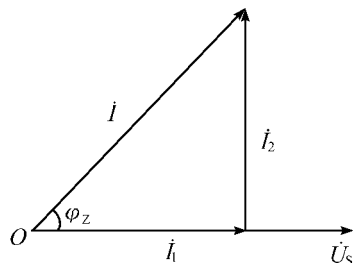
●8-16 已知题 8-16 图, 图示电路中 $I_1 = I_2 = 10 \text{ A}$ 。求 \dot{I} 和 \dot{U}_s 。

分析 画出相量图, 根据各相位关系求解即可。

解 设 \dot{U}_s 为参考相量。 \dot{I}_1 与 \dot{U}_s 同相位, \dot{I}_2 超前 $\dot{U}_s 90^\circ$, 相量图如题解 8-16 图所示。由相量图可知



题 8-16 图



题解 8-16 图

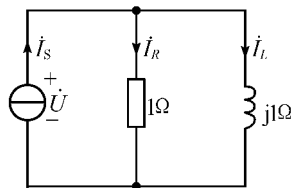
$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2} = \sqrt{10^2 + 10^2} = 10\sqrt{2} \text{ A}$$

$$\varphi_z = \arctan \frac{I_2}{I_1} = \arctan 1 = 45^\circ$$

由电路图知

$$U_s = R I_1 = 10 \times 10 = 100 \text{ V}$$

故 \dot{U}_s 和 \dot{I} 分别为



题 8-17 图



$$\dot{U}_s = 100 \angle 0^\circ \text{ V}$$

$$\dot{I} = I \angle \varphi_z = 10\sqrt{2} \angle 45^\circ \text{ A}$$

小结 选取合适的参考相量,画正确的相量图是解本题的关键。

○8-17 $\dot{U} = \sqrt{2} \angle 45^\circ \text{ V}$

第九章

正弦稳态电路的分析

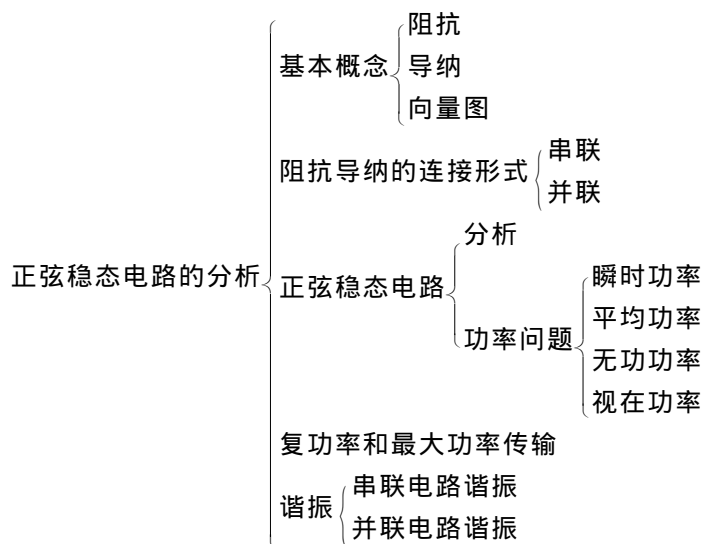


学习要求

1. 深刻理解和掌握阻抗 Z 与导纳 Y 的定义及其物理意义,并会计算;能对阻抗 Z 与导纳 Y 进行相互等效变换;会求解单口电路的输入阻抗 Z 。
2. 会画简单电路的相量图,并会应用相量图对电路进行定性或定量的分析计算。
3. 会用相量法对正弦稳态电路进行分析计算;包括阻抗的串联与并联,叠加定理法,网孔法,回路法,结点法,等效电源定理法,各种等效变换原理,互易定理,特勒根定理的应用等。
4. 会计算正弦稳态电路中的功率,包括平均功率,无功功率,视在功率,复功率。
5. 深刻理解和掌握最大功率传输定理的内容与意义,并会求解与应用。
6. 了解电路谐振的定义、条件、固有谐振频率以及谐振时电路的性质,并会应用。

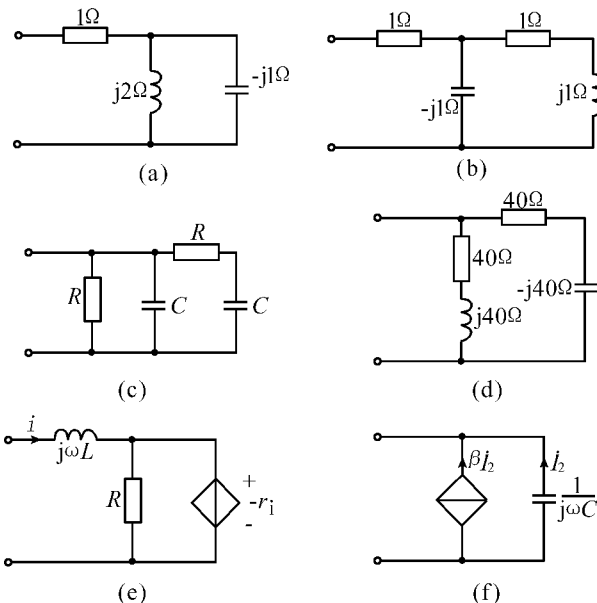


知识网络图



课后习题全解

○9-1 试求题 9-1 图所示各电路的输入阻抗 Z 和导纳 Y 。



题 9-1 图



解 (a) $Z = 1 + \frac{j2(-j1)}{j2 + (-j1)} = 1 - j2\Omega$

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{1-j2} = \frac{1}{5} + j\frac{2}{5} = 0.2 + j0.4\text{S}$$

(b) $Z = 1 + \frac{(-j1)(1+j)}{-j1+1+j1} = 2 - j\Omega$

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{2-j} = \frac{2}{5} + j\frac{1}{5} = 0.4 + j0.2\text{S}$$

(c) $Y = \frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{R} + j\omega C + \frac{j\omega C}{1 + j\omega RC}\text{S}$

$$Z = \frac{1}{Y} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C + \frac{j\omega C}{1 + j\omega RC}} = \frac{R - j\frac{1}{\omega C}}{3 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})}\Omega$$

(d) $Z = \frac{(40 + j40)(40 - j40)}{40 + j40 + 40 - j40} = 40\Omega$

$$Y = \frac{1}{Z} = 0.025\text{S}$$

(e) 用外施激励法, 如题解 9-1 图(a)所示。

列 KVL 方程 $\dot{I}j\omega L + (-r\dot{I}) = \dot{U}$ 即 $(j\omega L - r)\dot{I} = \dot{U}$

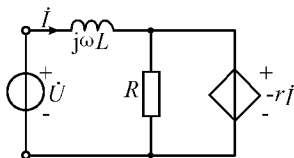
所以 $Z = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = (j\omega L - r)\Omega$, $Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{j\omega L - r} = \frac{-j\omega L - r}{r^2 + (\omega L)^2}\text{S}$

(f) 用外施激励法, 如题解 9-1 图(b)所示。

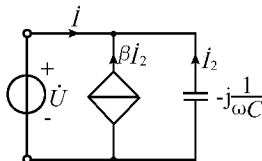
列 KCL 方程 $\dot{I} = -\beta\dot{I}_2 - \dot{I}_2$ 得 $\dot{I}_2 = \frac{1}{-(1+\beta)}\dot{I}$

所以 $\dot{U} = -\dot{I}_2 \cdot (-j\frac{1}{\omega C}) = \frac{1}{1+\beta} \cdot (-j\frac{1}{\omega C})\dot{I} = \frac{-j}{\omega C(1+\beta)}\dot{I}$

即有 $Z = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = -\frac{j}{\omega C(1+\beta)}\Omega$, $Y = \frac{1}{Z} = j\omega C(1+\beta)\text{S}$



(a)



(b)

题解 9-1 图



- 9-2 已知题 9-2 图所示电路中 $u=50\sin(10t+\pi/4)\text{V}$, $i=400\cos(10t+\pi/6)\text{A}$ 。
A。试求电路中合适的元件值(等效)。

解 由已知条件,知

$$\dot{U} = \frac{50}{\sqrt{2}}(\angle 45^\circ - \angle 90^\circ) = \frac{50}{\sqrt{2}}\angle -45^\circ \text{ V}, \quad \dot{I} = \frac{400}{\sqrt{2}}\angle 30^\circ \text{ A}$$

$$Y_{\text{in}} = \frac{\dot{I}}{\dot{U}} = 8\angle 75^\circ = 2.07 + j7.73 \text{ S} = G + jX_C$$

即题 9-2 图所示的两并联元件为电导和电容,其参数为

$$G = 2.07 \text{ S}, \quad X_C = 7.73 = \frac{1}{\omega C}$$

所以

$$C = \frac{7.73}{\omega} = 0.773 \text{ F}$$

- 9-3 题 9-3 图中 N 为不含独立源的一端口,端口电压 u 、电流 i 分别如下列各式所示。试求每一种情况下的输入阻抗 Z 和导纳 Y ,并给出等效电路图(包括元件的参数值)。

$$(1) \begin{cases} u = 200\cos(314t)\text{V} \\ i = 10\cos(314t)\text{A} \end{cases};$$

$$(2) \begin{cases} u = 10\cos(10t+45^\circ)\text{V} \\ i = 2\cos(10t-90^\circ)\text{A} \end{cases};$$

$$(3) \begin{cases} u = 100\cos(2t+60^\circ)\text{V} \\ i = 5\cos(2t-30^\circ)\text{A} \end{cases};$$

$$(4) \begin{cases} u = 40\cos(100t+17^\circ)\text{V} \\ i = 8\sin(100t+\pi/2)\text{A} \end{cases}$$

解 (1) $\dot{U} = 200/\sqrt{2}\angle 0^\circ$, $\dot{I} = 10/\sqrt{2}\angle 0^\circ \text{ A}$

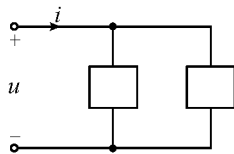
$$\frac{\dot{U}}{\dot{I}} = 20\Omega = Z_{\text{in}}, \quad Y_{\text{in}} = \frac{1}{Z_{\text{in}}} = 0.05 \text{ S}$$

即等效电路为 20Ω 的电阻,如题解 9-3 图(a)所示。

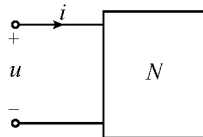
$$(2) \dot{U} = \frac{10}{\sqrt{2}}\angle 45^\circ, \quad \dot{I} = \frac{2}{\sqrt{2}}\angle -90^\circ \text{ A}$$

$$Z_{\text{in}} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = 5\angle 135^\circ = -3.536 + j3.536\Omega$$

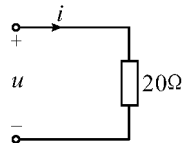
$$Y_{\text{in}} = \frac{1}{Z_{\text{in}}} = \frac{1}{5}\angle -135^\circ = -0.141 - j0.141 \text{ S}$$



题 9-2 图



题 9-3 图



题解 9-3 图(a)



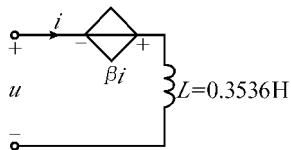
因为 Z_{in} 的实部为负值, 不可能为电阻, 只由受控源所致。

等效电路如题解 9-3 图(b)所示。

$$\text{其中 } \beta = 3.536, \quad L = \frac{3.536}{\omega} = 0.3536 \text{ H}$$

$$(3) \dot{U} = \frac{100}{\sqrt{2}} \angle 60^\circ \text{ V}, \quad \dot{I} = \frac{5}{\sqrt{2}} \angle -30^\circ \text{ A}$$

$$Z_{in} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = 20 \angle 90^\circ = j20 \Omega, \quad Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = -j0.05 \text{ S}$$



题解 9-3 图(b)

等效电路为一电感, $L = \frac{20}{\omega} = \frac{20}{2} = 10 \text{ H}$, 如题解 9-3 图(c)所示。

$$(4) \dot{U} = \frac{40}{\sqrt{2}} \angle 17^\circ, \quad \dot{I} = \frac{8}{\sqrt{2}} (\angle 90^\circ - \angle 90^\circ) = \frac{8}{\sqrt{2}} \angle 0^\circ \text{ A}$$

$$Z_{in} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = 5 \angle 17^\circ = 4.78 + j1.46 \Omega$$

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{5} \angle -17^\circ = 0.191 - j0.0585 \text{ S}$$

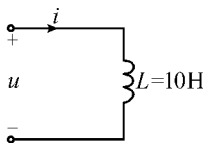
等效电路为 $R = 4.78 \Omega$ 的电阻和 $X_L = 1.46 \Omega$ 的电感串联, 如题解 9-3 图(d1)所示。

$$L = \frac{1.46}{\omega} = \frac{1.46}{100} = 14.6 \text{ mH}$$

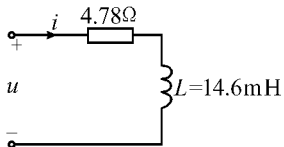
也可看做是由 $G = 0.191 \text{ S}$ 和一电感并联等效, 如题解 9-3 图(d2)所示。

即

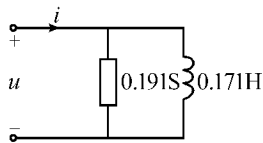
$$\frac{1}{\omega L} = 0.0585, \quad L = \frac{1}{100 \times 0.0585} = 0.171 \text{ H}$$



(c)



(d1)

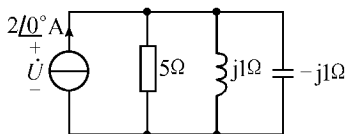


(d2)

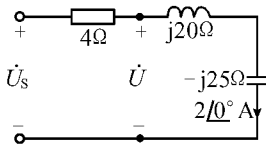
题解 9-3 图



○9-4

求题 9-4 图中的电压 \dot{U} , 并画出电路的相量图。

(a)



(b)

题 9-4 图

解 (a) $Y = \frac{1}{5} + \frac{1}{j1} + \frac{1}{-j1} = 0.2S$

所以

$$\dot{U} = \frac{\dot{I}}{Y} = \frac{2\angle 0^\circ}{0.2} = 10V$$

以 $\dot{U} = U\angle 0^\circ$ 为参考方向,由 KCL 方程 $\dot{I}_S = \dot{I}_R + \dot{I}_L + \dot{I}_C$

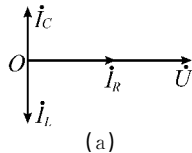
作相量图如题解 9-4 图(a)所示。

(b) 由 KVL 得

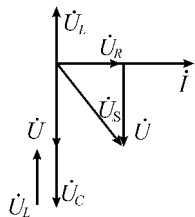
$$\dot{U} = 2\angle 0^\circ \times (j20 - j25) = -j10V$$

以 $\dot{I} = 2\angle 0^\circ A$ 为参考方向,由 KVL 方程 $\dot{U}_S = \dot{U}_R + \dot{U}_L + \dot{U}_C$ 或 $\dot{U}_S = \dot{U}_R + \dot{U}$

作相量图如题解 9-4 图(b)所示。



(a)



(b)

题解 9-4 图

○9-5 已知题 9-5 图所示电路图 $\dot{I} = 2\angle 0^\circ A$, 求电压 \dot{U}_S , 并作电路的相量图。分析 $\dot{U}_R = \dot{I}R$, $\dot{U}_L = j\dot{I}X_L$, $\dot{U}_C = -j\dot{I}X_C$, 根据公式求解即可。解 由 KVL 得 $\dot{U}_S = \dot{U}_R + \dot{U}_L + \dot{U}_C = \dot{I}(R + jX_L - jX_C)$

$$= 2\angle 0^\circ \times (4 + j3 - j5) = 2\angle 0^\circ \times (4 - j2)$$

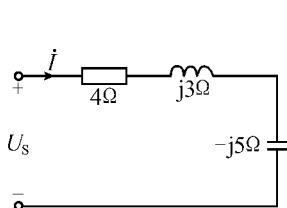
$$= 2\angle 0^\circ \times 4.47\angle -26.565^\circ = 8.94\angle -26.565^\circ V$$

以 $\dot{I} = 2\angle 0^\circ$ 为参考向量, 作相量图如题解 9-5 图所示。○9-6 题 9-6 图电路中, $I_2 = 10A$, $U_S = \frac{10}{\sqrt{2}}V$, 求电流 \dot{I} 和电压 \dot{U}_S , 并画出电路的

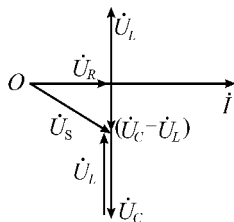
相量图。

分析 根据相位关系, 应用相量法求解即可。

解 如题解 9-6 图(a)所示,



题 9-5 图



题解 9-5 图

设

$$\dot{U} = U \angle 0^\circ \text{ V} = 10 \times 1 \angle 0^\circ = 10 \angle 0^\circ \text{ V}$$

则

$$\dot{I}_2 = 10 \angle 90^\circ \text{ A}, \quad \dot{I}_1 = \frac{\dot{U}}{1} = 10 \angle 0^\circ \text{ A}$$

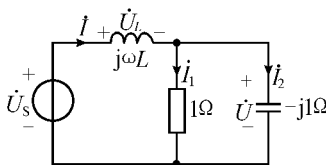
相量图如题解 9-6 图(b)所示。

$$\dot{I} = \sqrt{10^2 + 10^2} \angle 45^\circ = 10\sqrt{2} \angle 45^\circ \text{ A}$$

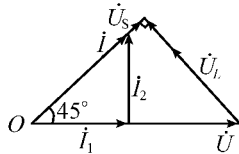
又

$$U_L = \sqrt{U^2 - U_s^2} = \sqrt{10^2 - \frac{10^2}{2}} = \frac{10}{\sqrt{2}} \text{ V} = U_s$$

可见 \dot{U}_s 与 \dot{I} 同相位, 所以 $\dot{U}_s = \frac{10}{\sqrt{2}} \angle 45^\circ \text{ V}$ 。



(a)

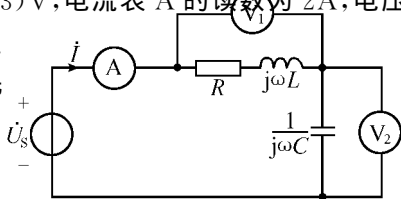


(b)

题解 9-6 图

◎9-7 题 9-7 图中已知 $u_s = 200\sqrt{2}\cos(314 + \pi/3)\text{ V}$, 电流表 A 的读数为 2A, 电压表 V_1 、 V_2 的读数均为 200V。求参数 R 、 L 、 C , 并作出该电路的相量图(提示: 可先作相量图辅助计算)。

分析 电流表、电压表的读数均为有效值 $\dot{U}_s = \dot{U}_1 + \dot{U}_2$, 根据向量关系求解即可。



题 9-7 图

解 以 \dot{I} 为参考向量作相量图如题解 9-7 图所示。



$$U_1 = U_2 = U_s = 200\text{V}$$

所以由 $\dot{U}_s = \dot{U}_1 + \dot{U}_2$ 组成的向量三角形为等边三角形。

可见 $U_R = U_1 \cos 30^\circ = 200 \cos 30^\circ = 100\sqrt{3}\text{V}$

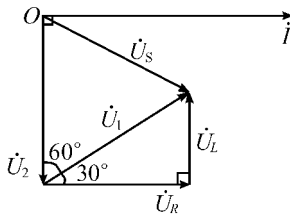
$$R = \frac{U_R}{I} = \frac{100\sqrt{3}}{2} = 86.6\Omega$$

$$X_L = \frac{U_L}{I} = \frac{U_1 \cos 30^\circ}{2} = 50\Omega$$

$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{50}{314} = 0.159\text{H}$$

$$X_C = \frac{U_2}{I} = \frac{200}{2} = 100\Omega$$

$$C = \frac{1}{\omega X_C} = \frac{1}{314 \times 100} = 31.85\mu\text{F}$$



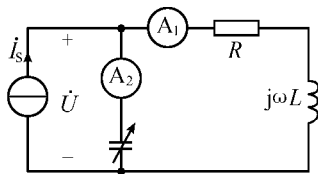
题解 9-7 图

- 9-8 题 9-8 图中 $i_s = 14\sqrt{2}\cos(\omega t + \psi)\text{mA}$, 调节电容, 使电压 $\dot{U} = U \angle \psi$, 电流表 A_1 的读数 50mA 。求电流表 A_2 的读数。

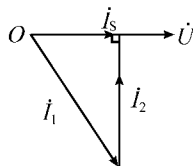
解 相量图如题解 9-8 图所示(由题意, \dot{U} 与 \dot{I}_s 同相位)

$$I_2 = \sqrt{I_1^2 - I_s^2} = \sqrt{50^2 - 14^2} = 48\text{mA}$$

即 A_2 的读数为 48mA 。

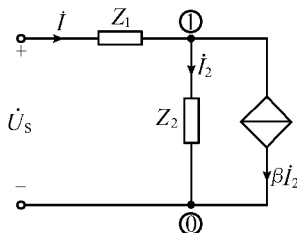


题 9-8 图

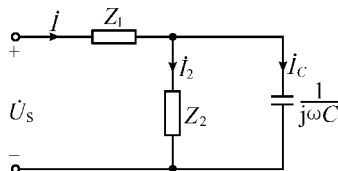


题解 9-8 图

- 9-9 题 9-9 图中 $Z_1 = (10 + j50)\Omega$, $Z_2 = (400 + j1000)\Omega$, 如果要使 \dot{I}_2 和 \dot{U}_s 的相位差为 90° (正交), β 应等于多少? 如果把图中 CCCS 换为可变电容 C , 求 ωC 。



题 9-9 图



题解 9-9 图



解 由 KCL, 可得

$$\dot{I} = \dot{I}_2 + \beta \dot{I}_2 = (1 + \beta) \dot{I}_2$$

由 KVL, 可得

$$\begin{aligned} \dot{U}_s &= Z_1 \dot{I} + Z_2 \dot{I}_2 = Z_1 (1 + \beta) \dot{I}_2 + Z_2 \dot{I}_2 = [Z_1 (1 + \beta) + Z_2] \dot{I}_2 \\ &= \{10(1 + \beta) + 400 + j[50(1 + \beta) + 1000]\} \dot{I}_2 \end{aligned}$$

要使 \dot{I}_2 和 \dot{U}_s 的相位差为 90° , 则 $10(1 + \beta) + 400 = 0$

$$\beta = -41$$

此时

$$\dot{U}_s = -j1000 \dot{I}_2$$

如果把 CCCS 换成可变电容, 如题解 9-9 图所示。

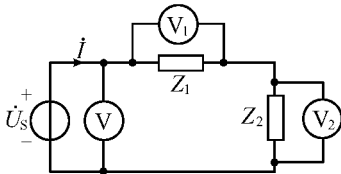
$$\begin{aligned} \dot{I} &= \dot{I}_2 + \dot{I}_C = \dot{I}_2 + (\dot{I}_2 Z_2) j\omega C = (1 + j\omega C Z_2) \dot{I}_2 \\ \dot{U}_s &= Z_1 \dot{I} + Z_2 \dot{I}_2 = Z_1 (1 + j\omega C Z_2) \dot{I}_2 + Z_2 \dot{I}_2 = (Z_1 + Z_2 + j\omega C Z_1 Z_2) \dot{I}_2 \\ &= [410 - 3 \times 10^4 \omega C + j(1050 - 46 \times 10^3 \omega C)] \dot{I}_2 \end{aligned}$$

要使 \dot{I}_2 和 \dot{U}_s 的相位差为 90° , 则 $410 - 3 \times 10^4 \omega C = 0$

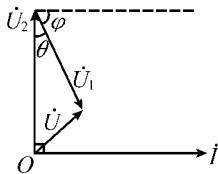
得

$$\omega C = \frac{410}{3 \times 10^4} = 1.37 \times 10^{-2} \text{ S}$$

○9-10 已知题 9-10 图电路中 $Z_2 = j60\Omega$, 各交流电表的读数分别为 $V: 100\text{V}; V_1: 171\text{V}; V_2: 240\text{V}$ 。求阻抗 Z_1 。



题 9-10 图



题解 9-10 图

解 以 \dot{I} 为参考向量, 由 KVL 方程 $\dot{U}_s = \dot{U}_1 + \dot{U}_2$ 即 $\dot{U} = \dot{U}_1 + \dot{U}_2$, 作相量图如题解 9-10 图所示。

根据余弦定理:

$$\begin{aligned} U^2 &= U_1^2 + U_2^2 - 2U_1 U_2 \cos\theta \\ \cos\theta &= \frac{U_1^2 + U_2^2 - U^2}{2U_1 U_2} = \frac{171^2 + 240^2 - 100^2}{2 \times 171 \times 240} = 0.936 \\ \theta &= \arccos(0.936) = 20.58^\circ, \quad \varphi = 90^\circ - \theta = 69.42^\circ \end{aligned}$$

所以

$$\dot{U}_1 = 171 \angle -69.42^\circ \text{ V}$$

又

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_2}{Z_2} = \frac{j240}{j60} = 4 \angle 0^\circ \text{ A}$$

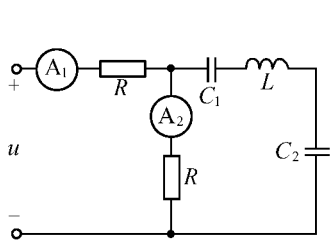


所以

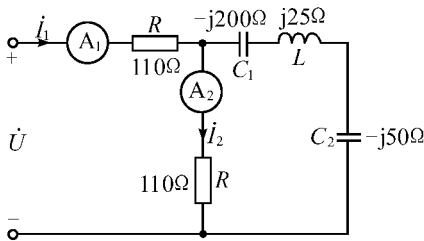
$$Z_1 = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}} = \frac{171 \angle -69.42^\circ}{4 \angle 0^\circ} = 42.75 \angle -69.42^\circ = 15.03 - j40.02 \Omega$$

● 9-11

已知题 9-11 图电路中, $u = 220 \sqrt{2} \cos(250t + 20^\circ) \text{ V}$, $R = 110 \Omega$, $C_1 = 20 \mu\text{F}$, $C_2 = 80 \mu\text{F}$, $L = 1 \text{ H}$ 。求电路中各电流表的读数和电路的输入阻抗, 画出电路的相量图。



题 9-11 图



题解 9-11 图(a)

分析 根据各元件的伏安特性求解即可。

解 $X_{C1} = \frac{1}{\omega C_1} = 200 \Omega$, $X_L = \omega L = 250 \Omega$, $X_{C2} = \frac{1}{\omega C_2} = 50 \Omega$

由题解 9-11 图(a)可见, LC 串联支路 $Z_{LC} = -j200 + j250 - j50 = 0$

所以 LC 支路相当于短路, 那么有 $I_2 = 0$, 即 (A_2) 的读数为 0。

$$I_1 = \frac{U}{R} = \frac{220}{110} = 2 \text{ A}, \text{ 即 } (A_1) \text{ 的读数为 } 2 \text{ A}.$$

$$Z_{in} = R = 110 \Omega$$

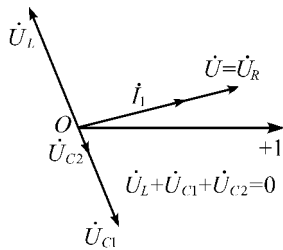
各向量为 $\dot{U} = 220 \angle 20^\circ \text{ V}$, $\dot{I}_1 = 2 \angle 20^\circ \text{ A}$

$$\dot{U}_{C1} = -j200 \times \dot{I}_1 = 400 \angle -17^\circ \text{ V}$$

$$\dot{U}_{C2} = -j50 \times \dot{I}_1 = 100 \angle -17^\circ \text{ V}$$

$$\dot{U}_L = j250 \times \dot{I}_1 = 500 \angle 110^\circ \text{ V}$$

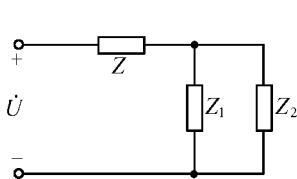
相量图如题解 9-11 图(b)所示。



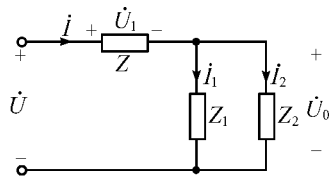
题解 9-11 图(b)

小结 $X_C = \frac{1}{\omega C}$, $X_L = \omega L$ 分别为电容、电感的阻抗, 电路中各电流表的读数均为有效值。

○ 9-12 已知题 9-12 图电路中 $U = 8 \text{ V}$, $Z = (1 - j0.5) \Omega$, $Z_1 = (1 + j1) \Omega$, $Z_2 = (3 - j1) \Omega$ 。求各支路的电流和电路输入导纳, 画出电路的相量图。



题 9-12 图



题解 9-12 图(a)

解 设电路电压、电流的参考方向如题解 9-12 图(a)所示。

$$Z_{12} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{(1+j)(3-j)}{1+j+3-j} = 1+j0.5\Omega$$

$$Z_{in} = Z + Z_{12} = 1-j0.5 + 1+j0.5 = 2\Omega, \quad Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = 0.5S$$

$$\text{设 } \dot{U} = 8 \angle 0^\circ \text{ V} \quad \text{则 } \dot{I} = \frac{\dot{U}}{Z_{in}} = 4 \angle 0^\circ \text{ A}$$

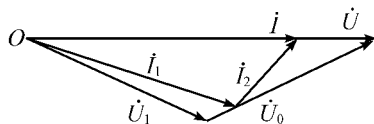
$$\dot{I}_1 = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \dot{I} = \sqrt{10} \angle -18.435^\circ \text{ A (分流公式)}$$

$$\dot{I}_2 = \dot{I} - \dot{I}_1 = 4 \angle 0^\circ - \sqrt{10} \angle -18.435^\circ = \sqrt{2} \angle 45^\circ \text{ A}$$

$$\dot{U}_0 = \dot{I} Z_{12} = 4 \angle 0^\circ \times (1+j0.5) = 4.47 \angle 26.565^\circ \text{ V}$$

$$\dot{U}_1 = \dot{I} Z = 4 \angle 0^\circ \times (1-j0.5) = 4.47 \angle -26.565^\circ \text{ V}$$

相量图如题解 9-12 图(b)所示。



题解 9-12 图(b)

- 9-13 已知题 9-13 图电路中, $U=100\text{V}$, $U_C=100\sqrt{3}\text{V}$, X_C
 $= -100\sqrt{3}\Omega$, 阻抗 Z_x 的阻抗角 $|\varphi_x| = 60^\circ$ 。求 Z_x 和
 电路的输入阻抗。

解 设以电流 \dot{I} 作为参考向量, 且有

$$\dot{I} = \frac{U_C}{|X_C|} \angle 0^\circ = 1 \angle 0^\circ \text{ A}$$

又因为 $\dot{U} = \dot{U}_C + \dot{U}_x$, 且知 $U=100 < U_C=100\sqrt{3}$

所以, 可知 Z_x 应为电感性阻抗, 即有 $\varphi_x = 60^\circ$

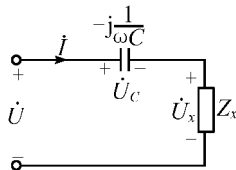
作相量图如题解 9-13 图所示。

根据余弦定理, 有 $U^2 = U_C^2 + U_x^2 - 2U_C U_x \cos 30^\circ$

即

$$100^2 = (100\sqrt{3})^2 + U_x^2 - 2 \times 100\sqrt{3} U_x \times \frac{\sqrt{3}}{2}$$

整理, 得



题 9-13 图



$$U_x^2 - 300U_x + 20\,000 = 0$$

解得

$$U_{x1} = 200\text{V}, \quad U_{x2} = 100\text{V}$$

即有

$$200 \angle 60^\circ = Z_{x1} \cdot \dot{I} = Z_x \cdot 1 \angle 0^\circ$$

得

$$Z_{x1} = 200 \angle 60^\circ = 100 + j100\sqrt{3}\Omega$$

同理

$$100 \angle 60^\circ = Z_x \cdot 1 \angle 0^\circ$$

得

$$Z_{x2} = 100 \angle 60^\circ = 50 + j50\sqrt{3}\Omega$$

电路的输入阻抗为

$$Z_{in1} = -jX_C + Z_{x1} = -j100\sqrt{3} + 200 \angle 60^\circ = 100\Omega$$

$$Z_{in2} = -jX_C + Z_{x2} = -j100\sqrt{3} + 100 \angle 60^\circ = 50 - j50\sqrt{3}\Omega$$

○9-14 题 9-14 图电路中,当 S 闭合时,各表读数如下:

V 为 220V、A 为 10A、W 为 1000W;当 S 打开时,各表读数依次为 220V、12A 和 1600W。求阻抗 Z_1 和 Z_2 ,设 Z_1 为感性。

解 开关闭合时,由 $P = UI \cos \varphi$,得

$$\cos \varphi = \frac{P}{UI} = \frac{1000}{220 \times 10} = \frac{5}{11} = 0.4545$$

$$\varphi = \arccos 0.4545 = \pm 62.964^\circ$$

φ 为 Z_2 的阻抗角(φ 为 \dot{U} 和 \dot{I} 的相位差角)

所以

$$Z_2 = \frac{U}{I} \angle \varphi = \frac{220}{10} \angle \pm 62.964^\circ = 10 \pm j19.596\Omega$$

当开关 S 打开后,有

$$\cos \varphi' = \frac{P}{UI} = \frac{1600}{220 \times 12} = 0.606$$

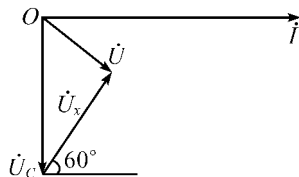
$$\varphi' = \pm 52.695^\circ$$

即总阻抗

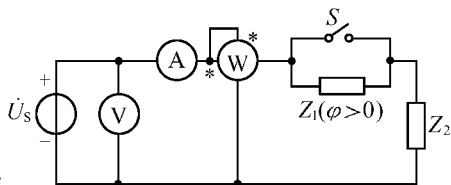
$$Z = Z_1 + Z_2 = \frac{U}{I} \angle \varphi = \frac{220}{12} \angle \pm 52.695^\circ = 11.11 \pm j14.58\Omega$$

所以,有

$$Z_1 = Z - Z_2$$



题解 9-13 图



题 9-14 图



又因 Z_1 为感性, 即

$$Z_1 = R_1 + jX_1, \quad X_1 > 0$$

所以 Z_2 只能取

$$Z_2 = 10 - j19.596 \Omega$$

因此

$$Z_1 = 11.11 \pm j14.58 - (10 - j19.596)$$

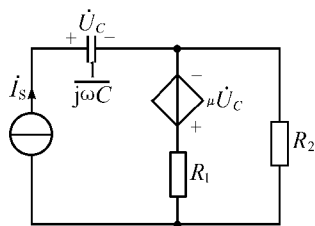
即

$$Z_1 = 1.11 + j5.016 = 5.137 \angle 77.52^\circ \Omega$$

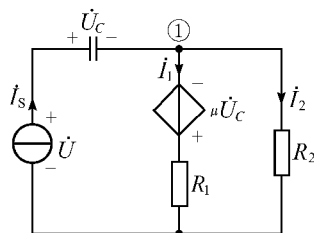
或

$$Z_1 = 1.11 + j34.176 = 34.194 \angle 88.14^\circ \Omega$$

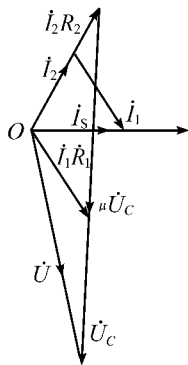
○9-15 已知题 9-15 图电路中, $I_s = 10 \text{ A}$, $\omega = 5000 \text{ rad/s}$, $R_1 = R_2 = 10 \Omega$, $C = 10 \mu\text{F}$, $\mu = 0.5$ 。求各支路电流并作出电路的相量图。



题 9-15 图



(a)



(b)

题解 9-15 图

解 应用结点电压法如题解 9-15 图(a)所示, 列结点电压方程如下: (设 $\dot{I}_s = 10 \angle 0^\circ \text{ A}$)

$$\begin{cases} (\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}) \dot{U}_{n1} = \dot{I}_s - \frac{\mu \dot{U}_C}{R_1} \\ \dot{U}_C = -j \frac{1}{\omega C} \dot{I}_s \end{cases}$$

解得

$$\dot{U}_{n1} = \frac{(j \frac{\mu}{R_1} \cdot \frac{1}{\omega C} + 1) \dot{I}_s}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

代入已知条件, 得
各支路电流为

$$\dot{U}_{n1} = 50 + j50 = 50\sqrt{2} \angle 45^\circ \text{ V}$$



$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_{n1}}{R_2} = 5 + j5 \text{ A}, \quad \dot{I}_1 = \dot{I}_s - \dot{I}_2 = 5 - j5 \text{ A}$$

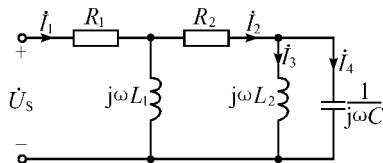
电路的相量图如题解 9-15 图(b)所示。

- 9-16 已知题 9-16 图电路中, $R_1 = 100 \Omega$, $L_1 = 1 \text{ H}$, $R_2 = 200 \Omega$, $L_2 = 1 \text{ H}$, 电压 $U_s = 100\sqrt{2} \text{ V}$, $\omega = 100 \text{ rad/s}$, $I_2 = 0$ 。求其他各支路电流。

解 $X_{L1} = \omega L_1 = 100 \Omega$, $X_{L2} = \omega L_2 = 100 \Omega$

令 $\dot{U}_s = 100\sqrt{2} \angle 0^\circ \text{ V}$

由 $I_2 = 0$, 知 $U_{R2} = 0$, 那么 R_2 可看做短接线
(也可看做开路), 故有



题 9-16 图

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_s}{R_1 + jX_{L1}} = \frac{100\sqrt{2} \angle 0^\circ}{100 + j100} = 1 \angle -45^\circ \text{ A}$$

$$\dot{U}_{L1} = \dot{U}_{L2} = jX_{L1} \dot{I}_1 = j100 \times 1 \angle -45^\circ = 100 \angle 45^\circ \text{ V}$$

$$\dot{I}_3 = \frac{\dot{U}_{L2}}{jX_{L2}} = \frac{100 \angle 45^\circ}{j100} = 1 \angle -45^\circ \text{ A}$$

$$\dot{I}_4 = -\dot{I}_3 = -1 \angle -45^\circ = 1 \angle -45^\circ \text{ A}$$

- 9-17 如果题 9-17 图所示电路中 R 改变时电流 I 保持不变, L 、 C 应满足什么条件?

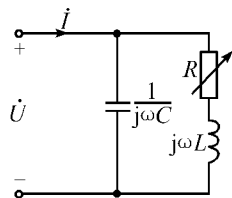
解 输入导纳为

$$\begin{aligned} Y_{in} &= j\omega C + \frac{1}{R + j\omega L} = \frac{1 + j\omega CR - \omega^2 LC}{R + j\omega L} \\ &= \frac{j\omega C(R - j\frac{1}{\omega C} + j\omega L)}{R + j\omega L} = j\omega C \cdot \frac{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})}{R + j\omega L} \end{aligned}$$

$\dot{I} = Y_{in} \dot{U}$, 要使 \dot{I} 不随 R 改变, 则 Y_{in} 不随 R 改变

所以有 $j(\omega L - \frac{1}{\omega C}) = j\omega L$

即 $\omega L - \frac{1}{\omega C} = \omega L$, 从而 $LC = \frac{1}{2\omega^2}$, 此时 $Y_{in} = j\omega C$ 。

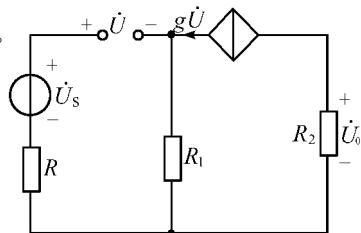


题 9-17 图

- 9-18 求题 9-18 图电路电阻 R_2 的端电压 \dot{U}_o 。

解 如题 9-18 图由 KVL 知, $\dot{U} + g\dot{U}_{R1} = \dot{U}_s$

得
$$\dot{U} = \frac{\dot{U}_s}{1 + R_1 g}$$



题 9-18 图



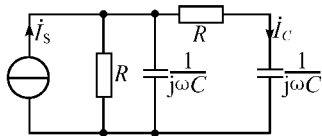
$$\dot{U}_o = -g\dot{U} \cdot R_2 = -\frac{R_2 g \dot{U}_s}{1 + R_1 g}$$

● 9-19

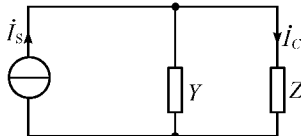
题 9-19 图所示电路中, 已知 $I_s = 60\text{mA}$, $R = 1\text{k}\Omega$, $C = 1\mu\text{F}$ 。如果电流源的角频率可变, 问在什么频率时, 流经最右端电容 C 的电流 \dot{I}_C 为最大? 求此电流。

分析 要使电容 C 的电流 \dot{I}_C 最大, 先求出 \dot{I}_C 的函数表达式, 再进行分析。

解 题 9-19 图等效如题解 9-19 图所示电路。



题 9-19 图



题解 9-19 图

Y 为 RC 并联支路的导纳即 $Y = \frac{1}{R} + j\omega C$

Z 为 RC 串联支路的阻抗即 $Z = R - j\frac{1}{\omega C}$

$$\dot{I}_C = \frac{\frac{1}{Y}}{\frac{1}{Y} + Z} \dot{I}_s = \frac{\dot{I}_s}{1 + YZ} \quad (\text{分流公式})$$

要使 \dot{I}_C 有效值最大, 需使 $1 + YZ$ 的模值最小, 而

$$1 + YZ = 1 + \left(\frac{1}{R} + j\omega C\right)(R - j\frac{1}{\omega C}) = 1 + 1 + 1 + j(\omega CR - \frac{1}{\omega CR})$$

显然, 当 $\omega CR - \frac{1}{\omega CR} = 0$ 时 $|1 + YZ|$ 最小, 此时 $\omega = \frac{1}{RC}$

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 10^3 \times 10^{-6}} = 159.155\text{Hz}$$

$$I_{C\max} = \frac{1}{3} I_s = \frac{1}{3} \times 60 = 20\text{mA}$$

小结 一般复杂电路先进行等效化简, 可容易求解。

○ 9-20 已知题 9-20 图电路中的电压源为正弦量, $L = 1\text{mH}$, $R_0 = 1\text{k}\Omega$, $Z = (3 + j5)\Omega$ 。试求: (1) 当 $I_0 = 0$ 时, C 值为多少? (2) 当条件(1)满足时, 试证明输入阻抗为 R_0 。

解 (1) 题 9-20 图为电桥电路, 当 $\dot{I}_0 = 0$ 时电桥处于平衡状态。

此时

$$R_0^2 = j\omega L \times \frac{1}{j\omega C} = \frac{L}{C}$$

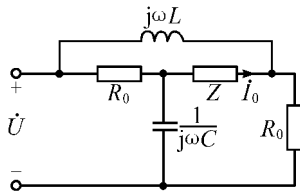
$$C = \frac{L}{R_0^2} = \frac{1 \times 10^{-3}}{(10^3)^2} = 10^{-9} \text{ F} = 1000 \text{ pF}$$

(2) 当 $\dot{I}_0 = 0$ 时, 可以看做开路 (或把 Z 看做短接线),

输入阻抗为 $Z_{\text{in}} = (R_0 - j \frac{1}{\omega C}) // (R_0 + j\omega L)$

$$= \frac{R_0^2 + R_0 j(\omega L - \frac{1}{\omega C}) + \frac{L}{C}}{2R_0 + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})}$$

把 $\frac{L}{C} = R_0^2$ 代入上式, 得 $Z_{\text{in}} = R_0 \cdot \frac{2R_0 + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})}{2R_0 + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} = R_0$



题 9-20 图

○9-21 在题 9-21 图电路中, 已知 $U = 100 \text{ V}$, $R_2 = 6.5 \Omega$, $R = 20 \Omega$, 当调节触点 C 使 $R_{\text{ac}} = 4 \Omega$ 时, 电压表的读数最小, 其值为 30 V 。求阻抗 Z 。

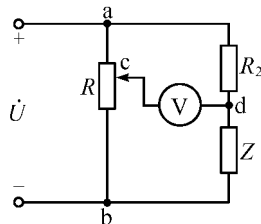
解 列 KVL 方程 $\dot{U}_{\text{cd}} = \dot{U}_{\text{ad}} - \dot{U}_{\text{ac}} = \frac{\dot{U}}{R_2 + Z} R_2 - \frac{\dot{U}}{R} \cdot R_{\text{ac}}$

设 $\dot{U} = 100 \angle 0^\circ \text{ V}$, 当调节触点 C , 只改变 R_{ac} , 对 \dot{U}_{cd} 而言, 只改变实部, 虚部不变, 因此当 \dot{U}_{cd} 的实部为零时, 电压表的读数最小, 即

$$\pm j30 = \frac{100 \angle 0^\circ}{6.5 + Z} \times 6.5 - \frac{100 \angle 0^\circ}{20} \times 4$$

解得

$$Z = \frac{650}{20 \pm j30} - 6.5 = 10 \mp j15 - 6.5 = 3.5 \mp j15 \Omega$$



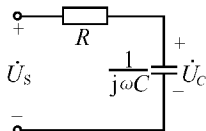
题 9-21 图

●9-22 题 9-22 图(a)和(b)电路是阻容移相装置。

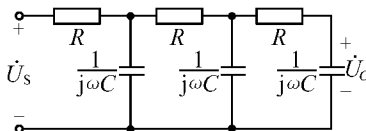
(1) 如果要求图(a)中 \dot{U}_C 滞后电压 \dot{U}_S 的角度为 $\pi/3$, 参数 R 、 C 应如何选择?

(2) 如果要求图(b)中 \dot{U}_C 滞后 \dot{U}_S 的角度为 π , 即反相, R 、 C 应如何选择。

(3) 如果图(b)中 R 和 C 的位置互换, 又如何选择 R 、 C ?



(a)



(b)

题 9-22 图



分析 根据相量图求解图(a)即可。对于图(b),运用倒退法求解即可。

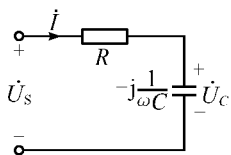
解 (1)如题解 9-22 图(a)所示。

以 \dot{I} 为参考向量,作相量图如题解 9-22 图(b)所示。

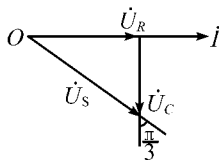
$$\tan \frac{\pi}{3} = \frac{U_R}{U_C} = \frac{R}{\frac{1}{\omega C}} = \omega RC$$

$$\omega RC = \sqrt{3}$$

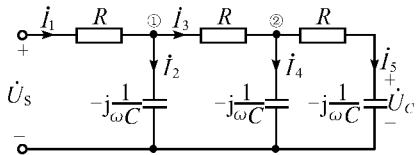
所以



(a)



(b)



(c)

题解 9-22 图

(2)各支路电流参考方向如题解 9-22 图(c)所示,用倒退法计算。

为计算方便设 $\dot{U}_C = 1 \angle 0^\circ$ V, 则

$$\dot{I}_5 = j\omega C \dot{U}_C = j\omega C$$

$$\dot{U}_{n2} = R\dot{I}_5 + \dot{U}_C = j\omega RC + 1$$

$$\dot{I}_4 = j\omega C \cdot \dot{U}_{n2} = j\omega C(1 + j\omega RC) = j\omega C - \omega^2 C^2 R$$

$$\dot{I}_3 = \dot{I}_4 + \dot{I}_5 = 2j\omega C - \omega^2 C^2 R$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_{n1} &= \dot{I}_3 R + \dot{U}_{n2} = 2j\omega RC - \omega^2 C^2 R^2 + j\omega RC + 1 \\ &= 3j\omega RC - \omega^2 C^2 R^2 + 1 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_2 &= j\omega C \dot{U}_{n1} = j\omega C(3j\omega RC - \omega^2 C^2 R^2 + 1) \\ &= -3\omega^2 C^2 R - j\omega^3 C^3 R^2 + j\omega C \end{aligned}$$

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2 + \dot{I}_3 = -4\omega^2 C^2 R - j\omega^3 C^3 R^2 + 3j\omega C$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_s &= \dot{I}_1 R + \dot{U}_{n1} = -jR^3 \omega^3 C^3 - 5R^2 \omega^2 C^2 + j6R\omega C + 1 \\ &= (1 - 5R^2 \omega^2 C^2) + j[6R\omega C - (R\omega C)^3] \end{aligned}$$

若使 \dot{U}_C 滞后 \dot{U}_s 的角度 π , 则上式中的虚部为零, 实部为负值, 则 \dot{U}_s 超前 \dot{U}_C 的角度为 π , 故

$$6R\omega C - (R\omega C)^3 = 0$$

解得

$$\begin{cases} \omega RC = 0 \\ \omega RC = \sqrt{6} \end{cases}$$



当 $\omega RC=0$ 时, 有 $\dot{U}_s=1$ 不合题意, 舍去;

当 $\omega RC=\sqrt{6}$ 时, 有 $\dot{U}_s=-29$ 满足要求。

所以

$$\omega RC=\sqrt{6}$$

(3) 若(2)中 R 和 C 互换位置, 采用与(2)同样的方法, 得到

$$\dot{U}_s=1-\frac{5}{(\omega RC)^2}+j\left[\left(\frac{1}{\omega RC}\right)^3-\frac{6}{\omega RC}\right]$$

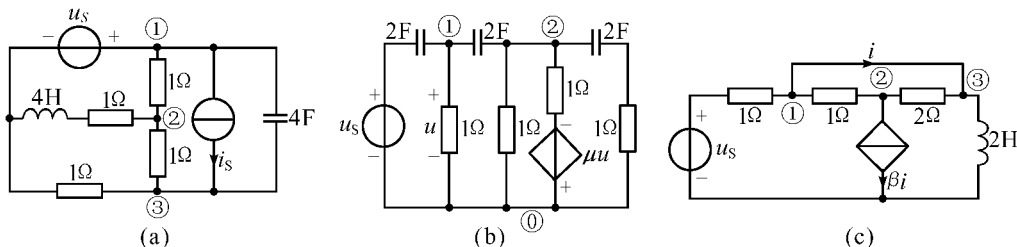
令虚部为零, 解得

$$\begin{cases} \omega RC \rightarrow \infty \text{ 舍去} \\ \omega RC = \frac{1}{\sqrt{6}} \end{cases}$$

当 $\omega RC=\frac{1}{\sqrt{6}}$ 时, $\dot{U}_s=-29$ 满足要求。

小结 求解相位关系问题, 只要尽量列出二者之间的函数表达式之间的关系, 再进行分析即可。

- 9-23 列出题 9-23 图所示电路的回路电流方程和结点电压方程。已知 $u_s = 14.14\cos(2t)\text{V}$, $i_s = 1.414\cos(2t+30^\circ)\text{A}$ 。



题 9-23 图

解 (a) $\dot{U}_s = 10 \angle 0^\circ \text{V}$, $\dot{I}_s = 1 \angle 30^\circ \text{A}$

题 9-23 图(a)对应的相量模型如题解 9-23 图(a)所示, 结点编号如题解 9-23 图(a)所示。结点电压方程为

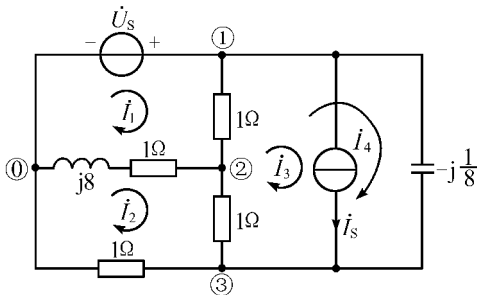
$$\begin{cases} \dot{U}_{n1} = \dot{U}_s = 10 \angle 0^\circ \text{V} \\ -\dot{U}_{n1} + \left(\frac{1}{1+j8} + 1 + 1\right)\dot{U}_{n2} - \dot{U}_{n3} = 0 \\ -j8\dot{U}_{n1} - \dot{U}_{n2} + (1 + 1 + j8)\dot{U}_{n3} = 1 \angle 30^\circ \end{cases}$$

整理, 得



$$\begin{cases} \dot{U}_{n1} = 10 \angle 0^\circ \\ \left(2 + \frac{1}{1+j8}\right) \dot{U}_{n2} - \dot{U}_{n3} = 10 \angle 0^\circ \\ -\dot{U}_{n2} + (2+j8) \dot{U}_{n3} = 1 \angle 30^\circ + j80(80 \angle 90^\circ) \end{cases}$$

回路电流方程为(回路电流的参考方向如题解 9-23 图(a)所示)



题解 9-23 图(a)

$$\begin{cases} (2+j8)\dot{I}_1 - (1+j8)\dot{I}_2 - \dot{I}_3 - \dot{I}_4 = \dot{U}_s = 10 \angle 0^\circ \\ -(1+j8)\dot{I}_1 + (3+j8)\dot{I}_2 - \dot{I}_3 - \dot{I}_4 = 0 \\ \dot{I}_3 = \dot{I}_s = 1 \angle 30^\circ \\ -\dot{I}_1 - \dot{I}_2 + 2\dot{I}_3 + (2-j\frac{1}{8})\dot{I}_4 = 0 \end{cases}$$

整理,得

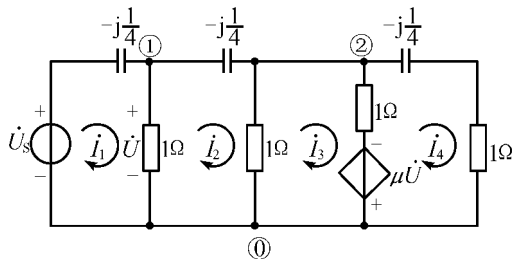
$$\begin{cases} (2+j8)\dot{I}_1 - (1+j8)\dot{I}_2 - \dot{I}_4 = 10 \angle 0^\circ + 1 \angle 30^\circ \\ -(1+j8)\dot{I}_1 + (3+j8)\dot{I}_2 - \dot{I}_4 = 1 \angle 30^\circ \\ \dot{I}_3 = 1 \angle 30^\circ \\ -\dot{I}_1 - \dot{I}_2 + (2-j\frac{1}{8})\dot{I}_4 = -2 \angle 30^\circ \end{cases}$$

(b)

$$\dot{U}_s = 10 \angle 0^\circ \text{ V}$$

题 9-23 图(b)对应的相量模型如题解 9-23 图(b)所示,结点编号和回路电流的参考方向如题解 9-23 图(b)所示。

$$\text{回路电流方程为} \begin{cases} (1-j0.25)\dot{I}_1 - \dot{I}_2 = \dot{U}_s = 10 \angle 0^\circ \\ -\dot{I}_1 + (2-j0.25)\dot{I}_2 - \dot{I}_3 = 0 \\ -\dot{I}_2 + 2\dot{I}_3 - \dot{I}_4 = \mu \dot{U} \\ -\dot{I}_3 + (2-j0.25)\dot{I}_4 = -\mu \dot{U} \end{cases}$$



题解 9-23 图(b)

补充方程

$$\dot{U} = 1 \times (\dot{I}_1 - \dot{I}_2)$$

结点电压方程为

$$\begin{cases} (1+j8)\dot{U}_{n1} - j4\dot{U}_{n2} = j4\dot{U}_s = 40 \angle 90^\circ \\ -j4\dot{U}_{n1} + \left(2+j4 + \frac{1}{1-j0.25}\right)\dot{U}_{n2} = -\mu \dot{U} \end{cases}$$

补充方程

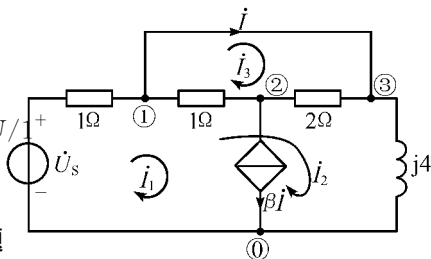
$$\dot{U} = \dot{U}_{n1}$$

(c) 题 9-23 图(c)对应的相量模型如题

解 9-23 图(c)所示,回路电流的参考方向

和结点编号如题解 9-23 图(c)所示。回

路电流方程为



题解 9-23 图(c)

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = \beta \dot{I} \\ 2\dot{I}_1 + (4+j4)\dot{I}_2 - 3\dot{I}_3 = \dot{U}_s = 10 \angle 0^\circ \\ -\dot{I}_1 - 3\dot{I}_2 + 3\dot{I}_3 = 0 \end{cases}$$

补充方程

$$\dot{I} = \dot{I}_3$$

结点电压方程为

$$\begin{cases} 2\dot{U}_{n1} - \dot{U}_{n2} = \frac{\dot{U}_s}{1} - \dot{I} = 10 \angle 0^\circ - \dot{I} \\ -\dot{U}_{n1} + 1.5\dot{U}_{n2} - 0.5\dot{U}_{n3} = \beta \dot{I} \\ -0.5\dot{U}_{n2} + (0.5-j0.25)\dot{U}_{n3} = \dot{I} \end{cases}$$

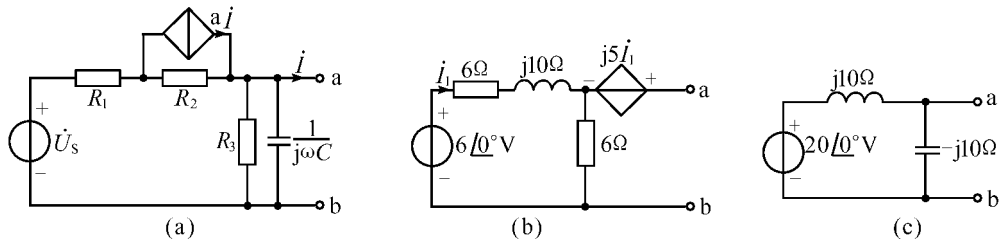
补充方程

$$\dot{U}_{n1} - \dot{U}_{n3} = 0$$

○9-24 求题 9-24 图所示一端口的戴维宁(或诺顿)等效电路。

解 (a)将题 9-24 图(a)作等效变换,如题解 9-24 图(a1)所示。

$$Z = R_3 // \frac{1}{j\omega C} = \frac{R_3 \times \frac{1}{j\omega C}}{R_3 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_3}{j\omega C R_3 + 1}$$



题 9-24 图

① 求 \dot{U}_{oc} 因为 $\dot{i} = 0$ 所以 $\alpha R_2 \dot{i} = 0$, $\dot{U}_{oc} = \frac{\dot{U}_s}{R_1 + R_2 + Z} \cdot Z$ 所以 $\dot{U}_{oc} = \frac{\dot{U}_s R_3}{R_1 + R_2 + R_3 + j\omega C R_3 (R_1 + R_2)}$ ② 求短路电流 \dot{i}_{sc} 如题解 9-24 图(a2)所示。

列 KVL 方程

$$(R_1 + R_2) \dot{i}_{sc} - \alpha R_2 \dot{i}_{sc} = \dot{U}_s$$

$$\dot{i}_{sc} = \frac{\dot{U}_s}{R_1 + R_2 - \alpha R_2}$$

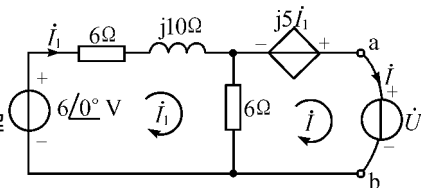
③ 求 Z_{eq} , 并画出等效电路如题解 9-24 图(a3)所示。

题解 9-24 图(a3)

$$Z_{eq} = \frac{\dot{U}_{oc}}{\dot{i}_{sc}} = \frac{R_3 (R_1 + R_2 - \alpha R_2)}{R_1 + R_2 + R_3 + j\omega C R_3 (R_1 + R_2)}$$

(b) 通过 \dot{U} 与 \dot{i} 的关系求 \dot{U}_{oc} 和 Z_{eq} , 如题解 9-24 图(b1)所示。

列回路电流方程



题解 9-24 图(b1)

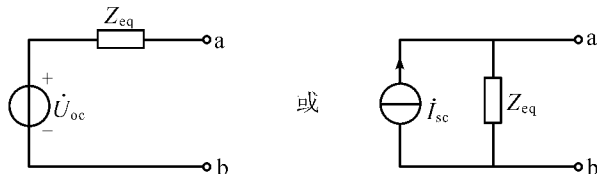


$$\begin{cases} (12+j10)\dot{I}_1 - 6\dot{I} = 6\angle 0^\circ \text{ V} \\ -6\dot{I}_1 + 6\dot{I} = j5\dot{I}_1 - \dot{U} \end{cases}$$

整理方程,得 $\dot{U} = 3\angle 0^\circ - 3\dot{I}$

可见 $\dot{U}_{oc} = 3\angle 0^\circ \text{ V}$, $Z_{eq} = 3\Omega$

等效电路图如题解 9-24 图(b2)所示。



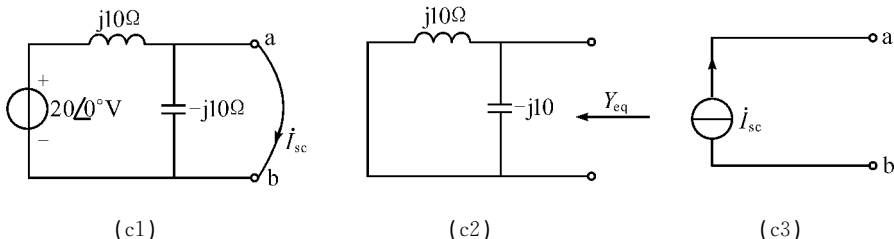
题解 9-24 图(b2)

(c)①求 \dot{I}_{sc} 如题解 9-24 图(c1)所示。 $\dot{I}_{sc} = \frac{20\angle 0^\circ}{j10} = -j2\text{ A}$

②求 Y_{eq} , 如题解 9-24 图(c2)所示。

$$Y_{eq} = \frac{1}{j10} + \frac{1}{-j10} = 0$$

可见该电路的等效电路为理想的电流源, 如题解 9-24 图(c3)所示。



题解 9-24 图

◎9-25 设 $R_1 = R_2 = 1\text{ k}\Omega$, $C_1 = 1\mu\text{F}$, $C_2 = 0.01\mu\text{F}$ 。求题 9-25 图所示电路的 \dot{U}_2 / \dot{U}_1 。

分析 根据理想运放虚短、虚断的规则求解即可。

$$\text{解 令 } Z_1 = \frac{R_1 \cdot \frac{1}{j\omega C_1}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{R_1}{1 + j\omega C_1 R_1}$$

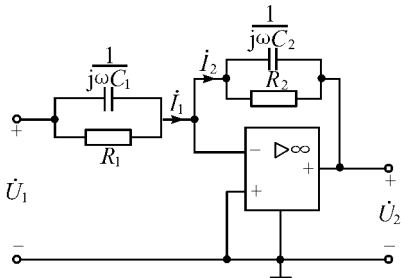
$$Z_2 = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}$$



利用理想运放的规则 1, 2, 有

$$\frac{\dot{U}_1}{Z_1} = -\frac{\dot{U}_2}{Z_2} (\dot{I}_1 = \dot{I}_2)$$

则 $\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{R_2(1+j\omega C_1 R_1)}{R_1(1+j\omega C_2 R_2)}$ 代入已知条件, 得 $\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = -\frac{10^5 + j100\omega}{10^5 + j\omega}$



题 9-25 图

○9-26 求题 9-26 图所示电路的 \dot{U}_2/\dot{U}_1 。

解 为了书写方便, R_1, R_2, R_3 用电导 G_1, G_2, G_3 替代 ($G_1 = \frac{1}{R_1}, G_2 = \frac{1}{R_2}, G_3 = \frac{1}{R_3}$)。

由题 9-26 图列结点电压方程, 并注意到理想运算的规则 1, 有

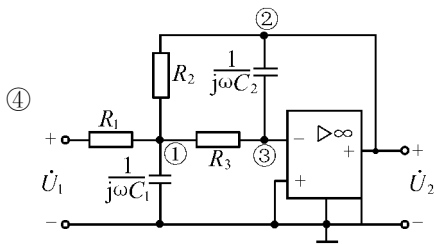
$$\begin{cases} (G_1 + G_2 + G_3 + j\omega C_1)\dot{U}_{n1} - G_2\dot{U}_{n2} - G_3\dot{U}_{n3} = G_1\dot{U}_1 & \text{①} \\ \dot{U}_{n2} = \dot{U}_2 & \text{②} \\ -G_3\dot{U}_{n1} - j\omega C_2\dot{U}_{n2} + (G_3 + j\omega C_2)\dot{U}_{n3} = 0 & \text{③} \end{cases}$$

利用规则 2, $\dot{U}_{n3} = 0$, 代入式 ③, 得

$$\dot{U}_{n1} = -\frac{j\omega C_2}{G_3}\dot{U}_{n2}$$

将 ②④ 代入 ①, 并整理, 得

$$\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{-G_1 G_3}{G_2 G_3 - \omega^2 C_1 C_2 + j\omega C_2 (G_1 + G_2 + G_3)}$$



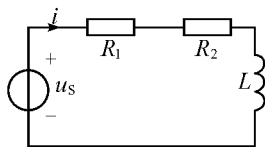
题 9-26 图

◎9-27 题 9-27 图所示电路中 $u_s = 141.4\cos$

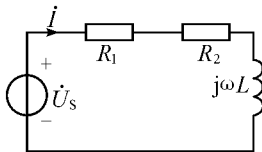
$(314t - 30^\circ)\text{V}$, $R_1 = 3\Omega$, $R_2 = 2\Omega$, $L = 9.55\text{mH}$ 。试求各元件的端电压并作电路的相量图, 计算电源发出的复功率。

分析 电源发出的复功率 $\bar{S} = \dot{U}_s \cdot \dot{I}^*$, 进行求解即可。

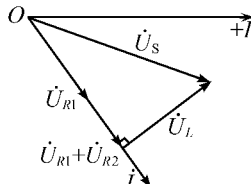
解 原电路图对应的相量模型如题解 9-27 图(a)所示。



题 9-27 图



(a)



(b)

题 9-27 图

$$\omega L = 314 \times 9.55 \times 10^{-3} \approx 3 \Omega$$

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_s}{R_1 + R_2 + j\omega L} = \frac{100 \angle -30^\circ}{3 + 2 + j3} = 17.15 \angle -60.96^\circ \text{ A}$$

各元件的端电压为

$$\dot{U}_{R1} = R_1 \dot{I} = 3 \times 17.15 \angle -60.96^\circ = 51.45 \angle -60.96^\circ \text{ V}$$

$$\dot{U}_{R2} = R_2 \dot{I} = 2 \times 17.15 \angle -60.96^\circ = 34.3 \angle -60.96^\circ \text{ V}$$

$$\dot{U}_L = j\omega L \dot{I} = j3 \times 17.15 \angle -60.96^\circ = 51.45 \angle 29.04^\circ \text{ V}$$

相量图如题解 9-27 图(b)所示。

电源发出的复功率为

$$\bar{S} = \dot{U}_s \cdot \dot{I}^* = 100 \angle -30^\circ \times 17.15 \angle 60.96^\circ = 1470.66 + j882.26 \text{ V} \cdot \text{A}$$

○9-28 题 9-28 图电路中 $i_s = \sqrt{2} \cos(10^4 t) \text{ A}$, $Z_1 = (10 + j50) \Omega$, $Z_2 = -j50 \Omega$ 。求

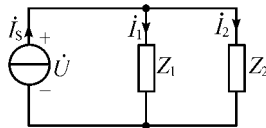
Z_1 、 Z_2 吸收的复功率,并验证整个电路复功率守恒,即有 $\sum \bar{S} = 0$ 。

解 用分流公式

$$\dot{I}_1 = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \dot{I}_s = \frac{-j50}{10 + j50 - j50} \times 1 \angle 0^\circ$$

$$= -j5 \text{ A} (\dot{I}_s = 1 \angle 0^\circ \text{ A})$$

$$\dot{I}_2 = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \dot{I}_s = \frac{10 + j50}{10 + j50 - j50} = 1 + j5 = \sqrt{26} \angle 87.69^\circ$$



题 9-28 图

A

Z_1 、 Z_2 吸收的复功率为

$$\bar{S}_1 = I_1^2 Z_1 = 25 \times (10 + j50) = 250 + j1250 \text{ V} \cdot \text{A}$$

$$\bar{S}_2 = I_2^2 Z_2 = 26 \times (-j50) = -j1300 \text{ V} \cdot \text{A}$$

电流源发出的复功率为

$$\bar{S} = \dot{U} \dot{I}_s^* = (\dot{I} Z_1) \cdot \dot{I}_s^* = [-j5 \times (10 + j50)] \times 1 \angle 0^\circ = 250 - j50 \text{ V} \cdot \text{A}$$

显然

$$\bar{S}_1 + \bar{S}_2 = \bar{S}, \text{复功率守恒。}$$

○9-29 题 9-29 图所示电路中 $I_s = 10 \text{ A}$, $\omega = 1000 \text{ rad/s}$, $R_1 = 10 \Omega$, $j\omega L_1 = j25 \Omega$, R_2



$=5\Omega, -j\frac{1}{\omega C_2} = -j15\Omega$ 。求各支路吸收的复功率和电路的功率因数。

解

$$\dot{I}_s = 10 \angle 0^\circ \text{ A}$$

令

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 = 10 + j25\Omega$$

$$Z_2 = R_2 - j\frac{1}{\omega C_2} = 5 - j15\Omega$$

应用分流公式

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \dot{I}_s = \frac{5 - j15}{10 + j25 + 5 - j15} \times 10 \\ &= 8.77 \angle -105.25^\circ \text{ A} \end{aligned}$$

$$\dot{I}_2 = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \dot{I}_s = \frac{10 + j25}{10 + j25 + 5 - j15} \times 10 = 14.936 \angle 34.51^\circ \text{ A}$$

各支路吸收的复功率为

$$\overline{S}_1 = Z_1 I_1^2 = (10 + j25) \times 8.77^2 = 769.13 + j1922.82 \text{ V} \cdot \text{A}$$

$$\overline{S}_2 = Z_2 I_2^2 = (5 - j15) \times 14.936^2 = 1115.42 - j3346.26 \text{ V} \cdot \text{A}$$

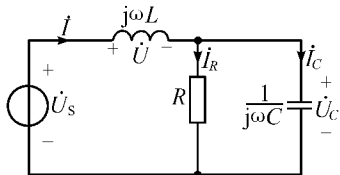
电流源发出的复功率为

$$\overline{S} = \overline{S}_1 + \overline{S}_2 = 1884.55 - j1423.42 = 2361.7 \angle -37.064^\circ \text{ V} \cdot \text{A}$$

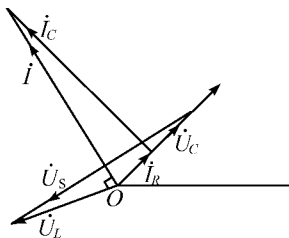
电路的功率因数为

$$\cos\varphi = \cos(-37.064^\circ) = 0.798$$

- 9-30 题 9-30 图所示电路中 $R=2\Omega, \omega L=3\Omega, \omega C=2\text{S}, \dot{U}_C=10 \angle 45^\circ \text{ V}$ 。求各元件的电压、电流和电源发出的复功率。



题 9-30 图



题解 9-30 图

解 相量示意图如题解 9-30 图所示。

$$\dot{I}_C = j\omega \dot{C} \dot{U}_C = j2 \times 10 \angle 45^\circ = 20 \angle 135^\circ \text{ A}$$

$$\dot{I}_R = \frac{\dot{U}_C}{R} = \frac{10 \angle 45^\circ}{2} = 5 \angle 45^\circ \text{ A}$$

$$\dot{I} = \dot{I}_R + \dot{I}_C = 5 \angle 45^\circ + 20 \angle 135^\circ = 20.62 \angle 120.96^\circ \text{ A}$$



$$\dot{U}_L = j\omega \dot{L} I = j3 \times 20.62 \angle 120.96^\circ = 61.86 \angle -149.04^\circ \text{ V}$$

$$\dot{U}_S = \dot{U}_L + \dot{U}_C = 61.86 \angle -149.04^\circ + 10 \angle 45^\circ = 52.217 \angle -151.7^\circ \text{ V}$$

电源发出的复功率为

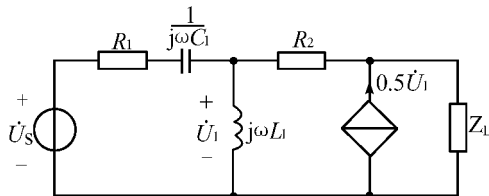
$$\begin{aligned}\bar{S} &= \dot{U}_S \cdot \dot{I}^* = 52.217 \angle -151.7^\circ \times 20.62 \angle -120.96^\circ \\ &= 1076.71 \angle 87.34^\circ = 49.97 + j1075.55 \text{ V} \cdot \text{A}\end{aligned}$$

$$\textcircled{O} 9-31 \quad \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_S} = 0.283 \angle -98.13^\circ$$

$$\bar{S} = 120 + j160 \text{ V} \cdot \text{A}$$

● 9-32

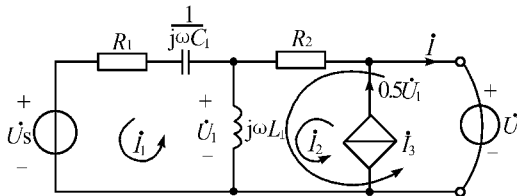
题 9-32 图所示电路中 $R_1 = 1\Omega$, $C_1 = 10^3 \mu\text{F}$; $L_1 = 0.4\text{mH}$, $R_2 = 2\Omega$, $\dot{U}_S = 10 \angle -45^\circ \text{ V}$, $\omega = 10^3 \text{ rad/s}$ 。求 Z_L (可任意变动) 能获得的最大功率。



题 9-32 图

分析 先求电路的戴维宁等效电路, 然后即可容易求解。

解 先求戴维宁等效电路, 如题解 9-32 图(a) 所示。



题解 9-32 图(a)

$$\frac{1}{j\omega C_1} = -j\Omega, \quad j\omega L_1 = j0.4\Omega, \quad R_1 = 1\Omega, \quad R_2 = 2\Omega, \quad \dot{U}_S = 10 \angle -45^\circ \text{ V}$$

利用 \dot{U} 与 \dot{I} 的关系确定 \dot{U}_{oc} 和 Z_{eq} 。

$$\text{列回路电流方程} \quad \begin{cases} (1 - j + j0.4)\dot{I}_1 - j0.4\dot{I}_2 - j0.4\dot{I}_3 = -10 \angle -45^\circ \\ \dot{I}_2 = 0.5\dot{U}_1 \\ -j0.4\dot{I}_1 + (2 + j0.4)\dot{I}_2 + (2 + j0.4)\dot{I}_3 = \dot{U} \end{cases}$$

补充方程



$$\dot{U}_1 = j0.4(\dot{I}_2 + \dot{I}_3 - \dot{I}_1)$$

$$\dot{I}_3 = -\dot{I}$$

代入上式,并整理,得

$$\dot{U} = -(2+j)\dot{I} + 5\sqrt{2}j$$

从而

$$\dot{U}_{oc} = 5\sqrt{2}j = 5\sqrt{2} \angle -90^\circ \text{ V}, Z_{eq} = 2+j\Omega$$

等效电路如题解 9-32 图(b)所示。

根据正弦交流电路的最大功率传输定理可知,当 $Z_L = Z_{eq}^*$ 时,获最大功率。

从而有

$$Z_L = 2-j\Omega$$

且

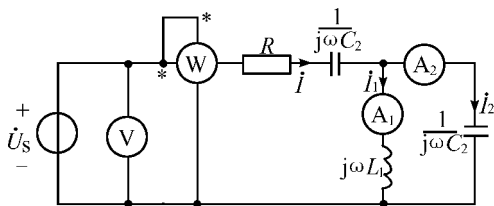
$$P_{\max} = \frac{U_{oc}^2}{4 \times R_{eq}} = \frac{(5\sqrt{2})^2}{4 \times 2} = 6.25 \text{ W}$$

小结 正弦交流电路的最大功率传输定理为 $Z_L = Z_{eq}^*$ 时,获得最大功率, $P_{\max} =$

$$\frac{u_{oc}^2}{4R_{eq}}.$$

○9-33 $P_{\max} = 12.5 \text{ W}$

○9-34 题 9-34 图电路中已知: $\frac{1}{\omega C_2} = 1.5\omega L_1$, $R = 1\Omega$, $\omega = 10^4 \text{ rad/s}$, 电压表的读数为 10V , 电流表 A_1 的读数为 30A 。求图中电流表 A_2 、功率表 W 的读数和电路的输入阻抗 Z_{in} 。



题 9-34 图

解 令 $\dot{I}_1 = 30 \angle 0^\circ \text{ A}$

由图知 $j\omega L_1 \cdot \dot{I}_1 = \frac{1}{j\omega C_2} \cdot \dot{I}_2$ 又 $\frac{1}{\omega C_2} = 1.5\omega L_1$ (已知)

所以 $\dot{I}_2 = -\frac{\dot{I}_1}{1.5} = -20 \angle 0^\circ \text{ A}$, 即表 A_2 的读数为 20A 。

总电流 $\dot{I} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 = 30 \angle 0^\circ - 20 \angle 0^\circ = 10 \angle 0^\circ \text{ A}$



所以功率表的读数为 $P = I^2 R = 10^2 \times 1 = 100 \text{ W}$

又 $U = 10 \text{ V}$, $P = UI \cos \varphi$

得 $\cos \varphi = \frac{100}{10 \times 10} = 1$

从而 $\varphi = 0$, 说明 \dot{U}_s 和 \dot{I} 同相位, 则输入阻抗为

$$Z_{\text{in}} = \frac{\dot{U}_s}{\dot{I}} = \frac{10 \angle 0^\circ}{10 \angle 0^\circ} = 1 \Omega$$

- ◎9-35 题 9-35 图中的独立电源为同频正弦量, 当 S 打开时, 电压表的读数为 25 V 。电路中的阻抗为 $Z_1 = (6 + j12) \Omega$, $Z_2 = 2Z_1$ 。求 S 闭合后电压表的读数。

分析 先将电路等效为戴维宁电路即可, 电压表的读数为有效值。

解 将 S 打开的状态作戴维宁等效。

① 当 S 打开时, 电压表的读数是实际开路电压 U_{oc} , 设

$$\dot{U}_{\text{oc}} = 25 \angle 0^\circ \text{ V}$$

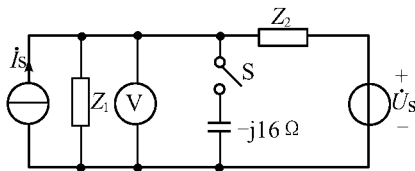
② 求 Z_{eq} (将独立源置零)

$$Z_{\text{eq}} = Z_1 // Z_2 = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{2}{3} Z_1 = \frac{2}{3} (6 + j12 \Omega) = 4 + j8 \Omega$$

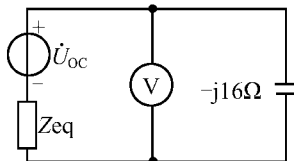
③ 开关 S 闭合后的等效电路如题解 9-35 图所示。

$$\dot{U} = \frac{\dot{U}_{\text{oc}}}{Z_{\text{eq}} - j16} \times (-j16) = \frac{25 \angle 0^\circ}{4 + j8 - j16} \times (-j16) = 44.72 \angle -26.5650^\circ \text{ V}$$

即电压表的读数为 44.72 V 。

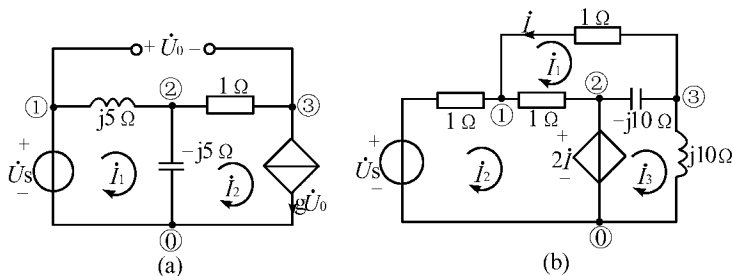


题 9-35 图



题解 9-35 图

- 9-36 列出题 9-36 图电路的结点电压方程和网孔电流(顺时针)方程。



题 9-36 图

解 结点的编号和网孔电流的参考方向如题 9-36 图所示。

$$(a) \text{ 结点电压方程 } \begin{cases} \dot{U}_{n1} = \dot{U}_s \\ -\frac{1}{j5}\dot{U}_{n1} + (\frac{1}{j5} + j\frac{1}{5} + 1)\dot{U}_{n2} - \dot{U}_{n3} = 0 \\ -\dot{U}_{n2} + \dot{U}_{n3} = -g\dot{U}_0 \end{cases}$$

$$\text{补充方程} \quad \dot{U}_0 = \dot{U}_{n1} - \dot{U}_{n3}$$

$$\text{网孔电流方程} \quad \begin{cases} j5\dot{I}_2 = \dot{U}_s \\ \dot{I}_2 = g\dot{U}_0 \end{cases}$$

$$\text{补充方程} \quad \dot{U}_0 = j5\dot{I}_1 + \dot{I}_2$$

$$(b) \text{ 结点电压方程 } \begin{cases} 3\dot{U}_{n1} - \dot{U}_{n2} - \dot{U}_{n3} = \dot{U}_s \\ \dot{U}_{n2} = 2\dot{I} \\ -\dot{U}_{n1} - j0.1\dot{U}_{n2} + \dot{U}_{n3} = 0 \end{cases}$$

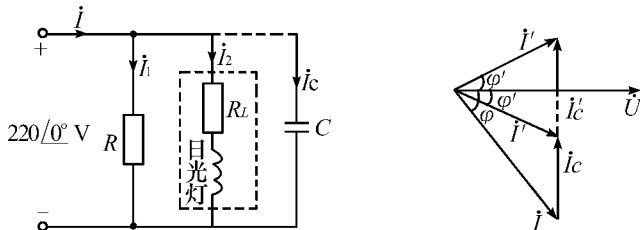
$$\text{补充方程} \quad \dot{I} = \frac{\dot{U}_{n3} - \dot{U}_{n1}}{1} = \dot{U}_{n3} - \dot{U}_{n1}$$

$$\text{网孔电流方程} \quad \begin{cases} (2 - j10)\dot{I}_1 - \dot{I}_2 + j10\dot{I}_3 = 0 \\ -\dot{I}_1 + 2\dot{I}_2 = \dot{U}_s - 2\dot{I} \\ j10\dot{I}_1 = 2\dot{I} \end{cases}$$

$$\text{补充方程} \quad \dot{I} = -\dot{I}_1$$

$$\text{○}9-37 \quad \dot{I} = 91.79 \angle -11.31^\circ \text{ A}, \quad \cos\varphi = 0.981$$

◎9-38 如题 9-38 图所示,功率为 60W,功率因数为 0.5 的日光灯(感性)负载与功率为 100W 的白炽灯各 50 只并联在 220V 的正弦电源上($f=50\text{Hz}$)。如果要把电路的功率因数提高到 0.92,应并联多大电容?



题 9-38 图

题解 9-38 图

分析 功率因数 $\lambda = \cos\varphi$, 根据元件的伏安特性及功率定义求解即可。

解 由题解 9-38 图可知, 当 \dot{I}' 超前 \dot{U} 时, 电路呈容性, 而此时电容 C 也较大, 一般从经济的角度选 C 较小值 (指达到同样的功率因数时)。即 $\cos\varphi' = 0.92$

$$\text{取 } \varphi' = -23.07^\circ$$

从题解 9-38 图的几何关系知

$$I_c = I \sin\varphi - I' \sin\varphi' = \omega C U$$

又 $I = \frac{P}{U \cos\varphi}$, $I' = \frac{P}{U \cos\varphi'}$ (并电容前后有功功率 P 不变), 代入上式, 得

$$C = \frac{P}{\omega U^2} (\tan\varphi - \tan\varphi')$$

$$\begin{aligned} \text{并电容前: } \tan\varphi &= \frac{Q}{P} = \frac{50 \times 60 \tan\varphi_1}{50 \times (60 + 100)} (\cos\varphi_1 \\ &= 0.5) = \frac{50 \times 60 \times \tan 60^\circ}{50 \times (60 + 100)} = 0.6495 \end{aligned}$$

$$\text{并电容后: } \tan\varphi' = \tan 23.07^\circ = 0.4259$$

$\omega = 2\pi f = 314 \text{ rad/s}$, $U = 220 \text{ V}$, 代入上式, 得

$$C = \frac{50 \times (60 + 100)}{314 \times 220^2} (0.6495 - 0.4259) = 117.7 \times 10^{-6} \text{ F} = 117.7 \mu\text{F}$$

- 9-39 已知题 9-39 图电路 $I_1 = 10 \text{ A}$, $I_2 = 20 \text{ A}$, 其功率因数分别为 $\lambda_1 = \cos\varphi_1 = 0.8$ ($\varphi_1 < 0$), $\lambda_2 = \cos\varphi_2 = 0.5$ ($\varphi_2 > 0$), 端电压 $U = 100 \text{ V}$, $\omega = 1000 \text{ rad/s}$ 。
- (1) 求图中电流表、功率表的读数和电路的功率因数; (2) 若电源的额定电流为 30 A , 那么还能并联多大的电阻? 求并联该电阻后功率表的读数和电路的功率因数; (3) 如使原电路的功率提高到 $\lambda = 0.9$, 需要并联多大电容?

解 (1) 令 $\dot{U} = 100 \angle 0^\circ \text{ V}$

由已知条件, 知: $\varphi_1 = \arccos(0.8) = -36.87^\circ$ (容性)

$\varphi_2 = \arccos(0.5) = 60^\circ$ (感性)

则 $\dot{I}_1 = 10 \angle 36.87^\circ \text{ A}$, $\dot{I}_2 = 20 \angle -60^\circ \text{ A}$

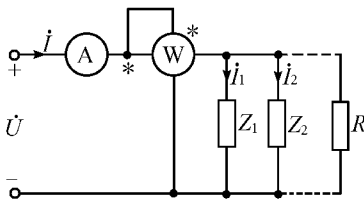


$$\begin{aligned} \text{KCL: } \dot{I} &= \dot{I}_1 + \dot{I}_2 = 10 \angle 36.87^\circ + 20 \angle -60^\circ \\ &= 21.264 \angle -32.166^\circ \text{ A} \end{aligned}$$

即电流表的读数为 21.264 A;

电路的功率因数 $\lambda = \cos -32.166^\circ = 0.847$;

功率表的读数为 $P = 100 \times 21.264 \times 0.847 \approx 1800 \text{ W}$ 。



题 9-39 图

(2) 并联电阻 R 后

$$\dot{I} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_R = 10 \angle 36.87^\circ + 20 \angle -60^\circ + \frac{100}{R} = 18 + \frac{100}{R} - j11.32$$

当 $I = 30 \text{ A}$ 时, $30^2 = \left(18 + \frac{100}{R}\right)^2 + 11.32^2$

解得 $R = 10.22 \Omega$

即电源的额定电流为 30 A, 还能并联 10.22Ω 的电阻。

则 $\dot{I} = 18 + \frac{100}{10.22} - j11.32 = 30 \angle -22.167^\circ \text{ A}$

功率因数 $\lambda = \cos(-22.167^\circ) = 0.926$

此时功率表的读数为 $P = 100 \times 30 \times 0.926 = 2778 \text{ W}$

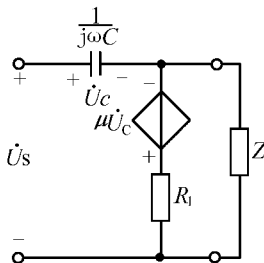
(3) 原电路 $\cos \varphi = 0.847$, 即 $\tan \varphi = 0.627$

现 $\cos \varphi' = 0.9$, 即 $\tan \varphi' = 0.484$

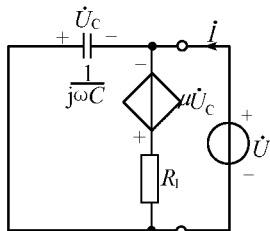
需并电容 C 为

$$C = \frac{P}{\omega U^2} (\tan \varphi - \tan \varphi') = \frac{1800}{10^3 \times 100^2} \times (0.627 - 0.484) = 25.8 \mu\text{F}$$

◎9-40 求题 9-40 图电路中 Z 的最佳匹配值。



题 9-40 图



题解 9-40 图

分析 最佳匹配时, $Z = Z_{\text{eq}}^*$, 利用此公式求解即可。

解 求 Z 的最佳匹配值, 实际上是求将 Z 支路断开后的等效阻抗值, 最佳匹配时

$$Z = Z_{\text{eq}}^*$$

用外施激励法求 Z_{eq} (Z 支路断开, 独立源置零, 外加激励), 如题解 9-40 图所



示。

$$\dot{I} = j\omega \dot{C}U + \frac{\dot{U} + \mu \dot{U}_C}{R_1} = (j\omega C + \frac{1-\mu}{R_1})\dot{U} \quad (\dot{U}_C = -\dot{U})$$

$$\text{所以 } Z_{\text{eq}} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = \frac{1}{j\omega C + \frac{1-\mu}{R_1}} = \frac{R_1}{1-\mu + j\omega CR_1} = \frac{R_1(1-\mu - j\omega CR_1)}{(1-\mu)^2 + (\omega CR_1)^2}$$

$$\text{故 } Z \text{ 的最佳匹配值为 } Z = Z_{\text{eq}}^* = \frac{R_1(1-\mu + j\omega CR_1)}{(1-\mu)^2 + (\omega CR_1)^2}$$

$$\textcircled{9-41} \quad C = \frac{1}{(5 \times 10^3)^2 \times 400 \times 10^{-3}} = 0.1 \mu\text{F}$$

$$i = 0.2\sqrt{2}\cos(5000t) \text{ A}, u_R = \sqrt{2}\cos(5000t) \text{ V}$$

$$u_L = 400\sqrt{2}\cos(5000t + 90^\circ) \text{ V}, u_C = 400\sqrt{2}\cos(5000t - 90^\circ) \text{ V}$$

○9-42 RLC 串联电路的端电压 $u = 10\sqrt{2}\cos(2500t + 10^\circ) \text{ V}$, 当 $C = 8\mu\text{F}$ 时, 电路中吸收的功率为最大, $P_{\text{max}} = 100 \text{ W}$ 。(1) 求电感 L 和 Q 值; (2) 作出电路的相量图。

解 由题意知, 电路吸收的最大功率为 $P_{\text{max}} = UI$ 即 $\cos\varphi = 1$, 此时电路发生了串联谐振。

(1) 根据谐振的条件 $\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$ 得 $L = \frac{1}{\omega_0^2 C}$, 代入已知条件, 得

$$L = \frac{1}{(2500)^2 \times 8 \times 10^{-6}} = 0.02 \text{ H}$$

$$\text{又 } P_{\text{max}} = I^2 R = \frac{U^2}{R} = 100 \text{ W}$$

$$\text{得 } R = \frac{U^2}{100} = \frac{10^2}{100} = 1 \Omega \quad (\text{谐振时 } U_R = U = 10 \text{ V})$$

$$\text{则电路的品质因数 } Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{2500 \times 0.02}{1} = 50$$

(2) 各元件的电压和电路的电流为

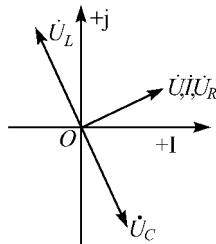
$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{R} = 10 \angle 10^\circ \text{ A} \quad (\dot{U} = 10 \angle 10^\circ \text{ V})$$

$$\dot{U}_R = \dot{U} = 10 \angle 10^\circ \text{ V}$$

$$\dot{U}_L = jQ\dot{U} = j50 \times 10 \angle 10^\circ = 500 \angle 100^\circ \text{ V}$$

$$\dot{U}_C = -\dot{U}_L = 500 \angle -80^\circ \text{ V}$$

电路的相量图如题解 9-42 图所示。



题解 9-42 图

$$\textcircled{9-43} \quad \dot{I} = 10 \angle 0^\circ \text{ A}, \quad \dot{I}_C = 0.318 \angle -90^\circ \text{ A}, \quad \dot{I}_L = 0.318$$



$\angle 90^\circ$ A

◎9-44 题 9-44 图电路中, $I_s=1$ A, 当 $\omega_0=1\,000$ rad/s 时电路发生谐振, $R_1=R_2=100\,\Omega$, $L=0.2$ H。求 C 值和电流源端电压 \dot{U} 。

分析 先求解电路的输入阻抗 Z_{in} , 电路谐振时 Z_{in} 的虚部为 0, 求解即可。

解 电路的输入端阻抗为

$$\begin{aligned} Z_{in} &= R_1 - j \frac{1}{\omega C} + \frac{R_2 \cdot j\omega L}{R_2 + j\omega L} \\ &= [R_1 + \frac{(\omega L)^2 R_2}{R_2^2 + (\omega L)^2}] + j[\frac{\omega L R_2^2}{R_2^2 + (\omega L)^2} - \frac{1}{\omega C}] \end{aligned}$$

当电路发生谐振时, Z_{in} 的虚部为零, 即

$$\frac{\omega_0 L R_2^2}{R_2^2 + (\omega_0 L)^2} - \frac{1}{\omega_0 C} = 0$$

得 $C = \frac{R_2^2 + (\omega_0 L)^2}{\omega_0^2 L R_2^2}$, 将已知条件代入, 得

$$C = \frac{100^2 + (10^3 \times 0.2)^2}{(10^3)^2 \times 0.2 \times 100^2} = 25 \times 10^{-6} = 25\,\mu\text{F}$$

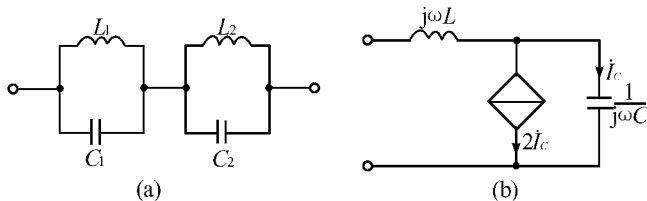
$$\text{则 } Z_{in} = R_1 + \frac{(\omega_0 L)^2 R_2}{R_2^2 + (\omega_0 L)^2} = 100 + \frac{(10^3 \times 0.2)^2 \times 100}{100^2 + (10^3 \times 0.2)^2} = 180\,\Omega$$

$$\text{从而 } \dot{U} = \dot{I}_s \times 180$$

$$\text{设 } \dot{I}_s = 1 \angle 0^\circ \text{ A 则 } \dot{U} = 180 \angle 0^\circ \text{ V}$$

○9-45 略

●9-46 求题 9-46 图电路的谐振频率。



题 9-46 图

分析 根据谐振定义求解即可。

解 由题 9-46 图(a)可知,

$$\text{当 } Y_1 = j(\omega C_1 - \frac{1}{\omega L_1}) = 0, Y_2 = j(\omega C_2 - \frac{1}{\omega L_2}) = 0$$



即 $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}, \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$ 时, 电路发生并联谐振。

$$\text{电路的总阻抗为 } Z = \frac{1}{Y_1} + \frac{1}{Y_2} = \frac{Y_1 + Y_2}{Y_1 Y_2} = \frac{j\left[\omega(C_1 + C_2) - \frac{1}{\omega L_1} - \frac{1}{\omega L_2}\right]}{-(\omega C_1 - \frac{1}{\omega L_1})(\omega C_2 - \frac{1}{\omega L_2})}$$

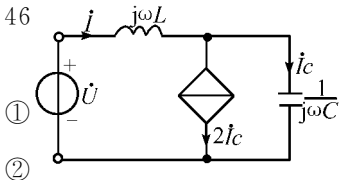
即当 $\omega(C_1 + C_2) - \frac{1}{\omega L_1} - \frac{1}{\omega L_2} = 0, Z = 0$, 电路发生串联谐振,

$$\text{此时} \quad \omega = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{(C_1 + C_2)L_1 L_2}}$$

(b) 用外施激励法, 先求输入阻抗 Z_{in} , 如题解 9-46 图所示。

由 KCL, 知 $\dot{I} = 2\dot{I}_c + \dot{I}_c = 3\dot{I}_c$

由 KVL, 知 $j\omega L \dot{I} + \frac{1}{j\omega C} \dot{I}_c = \dot{U}$



题解 9-46 图

式①代入式②并整理, 得 $\dot{U} = j(\omega L - \frac{1}{3\omega C}) \dot{I}$

$$\text{所以} \quad Z_{in} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = j(\omega L - \frac{1}{3\omega C})$$

当电路发生谐振时, 有 $\omega L - \frac{1}{3\omega C} = 0$

$$\text{所以} \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{3LC}}$$

小结 LC 并联发生谐振时, $\omega C = \frac{1}{\omega L}$ 。电路发生谐振时, 输入阻抗 Z_{in} 的虚部为 0。