

高等电路与电子分析

文/W·D·Gaster

V2.0: 修改部分图片大小, 增加门电路部分对特性曲线的分析。

V2.1: 调换上555定时器搭建单稳态电路和多谐振荡电路的波形图 (原波形图放反了)

电路

三相电路

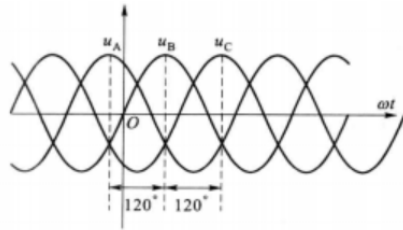


图 5.2 对称正弦三相电压波形

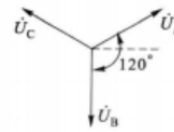


图 5.3 对称三相电压相量图

对称三相电压:

$$u_A = U_m \cos(\omega t + \psi), u_B = U_m \cos(\omega t + \psi - 120^\circ), u_C = U_m \cos(\omega t + \psi - 240^\circ) = U_m \cos(\omega t + \psi + 120^\circ)$$

$$\text{相量形式: } \dot{U}_A = U_m \angle \psi, \dot{U}_B = U_m \angle \psi - 120^\circ, \dot{U}_C = U_m \angle \psi - 240^\circ$$

相序: 正序: $A - B - C$; 逆序: $C - B - A$; 若 $u_A = u_B = u_C$, 则为零序

两种联结方式:

| 联结方式 | 星型联结 | 三角形联结 |
|------|--|--|
| 相量关系 | $\begin{aligned} \dot{U}_{AB} &= \dot{U}_{AN} - \dot{U}_{BN} = \sqrt{3}\dot{U}_{AN} \angle 30^\circ \\ \dot{U}_{BC} &= \dot{U}_{BN} - \dot{U}_{CN} = \sqrt{3}\dot{U}_{BN} \angle 30^\circ \\ \dot{U}_{CA} &= \dot{U}_{CN} - \dot{U}_{AN} = \sqrt{3}\dot{U}_{CN} \angle 30^\circ \end{aligned}$ | $\begin{aligned} \dot{I}_A &= \dot{I}_{BA} - \dot{I}_{AC} = \sqrt{3}\dot{I}_{BA} \angle -30^\circ \\ \dot{I}_B &= \dot{I}_{CB} - \dot{I}_{BA} = \sqrt{3}\dot{I}_{CB} \angle -30^\circ \\ \dot{I}_C &= \dot{I}_{AC} - \dot{I}_{CB} = \sqrt{3}\dot{I}_{AC} \angle -30^\circ \end{aligned}$ |
| 电压关系 | $U_L = \sqrt{3}U_P$, 且 U_L 相位超前先行 U_P 的相位 30° | $U_L = U_P$ |
| 电流关系 | $I_L = I_P$ | $I_L = \sqrt{3}I_P$, 且 I_L 相位落后于后续 I_P 相位 30° |

对称三相电路的计算

由于星型联结中性点之间电压 $U_{NN'} = 0$, 故对其中一相进行分析即可。对于三角形联结等效为星型联结后计算。

功率 φ 为电流滞后电压的相位差

$$\text{单相瞬时功率: } p_A = u_A i_A = 0.5U_m I_m \cos \varphi + 0.5U_m I_m \cos(2\omega t - \varphi)$$

$$\text{三相瞬时功率: } p = p_A + p_B + p_C = 1.5U_m I_m \cos \varphi$$

$$\text{平均功率: } P = 3U_P I_P \cos \varphi; \text{ 无功功率: } Q = 3U_P I_P \sin \varphi; \text{ 视在功率: } S = \sqrt{P^2 + Q^2} = 3U_P I_P$$

非正弦周期电路

$$\text{周期函数的傅里叶级数: } f(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega t) + b_k \sin(k\omega t)] = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_{mk} \cos(k\omega t + \psi_k)$$

其中

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt, a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(k\omega t) dt, b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(k\omega t) dt, A_{mk} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}, \psi_k = \arctan \frac{-b_k}{a_k}$$

A_0 为直流分量, $A_{m1} \cos(\omega t + \psi_1)$ 为基波, $A_{mk} \cos(k\omega t + \psi_k)$ 为 k 次谐波

$$\text{振幅: } A = \sqrt{A_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k^2}$$

$$\text{功率: } P = P_0 + \sum_{k=1}^{\infty} P_k = U_0 I_0 + \sum_{i=1}^{\infty} U_k I_k \cos \varphi_k$$

非正弦周期电流电路计算

$$X_{Lk} = k\omega L = kX_{L1}, X_{Ck} = \frac{1}{k\omega C} = \frac{1}{k}X_{C1}$$

利用叠加定理把各分量的响应进行叠加。注意：非同次谐波的相量不能直接相加减，因为频率不同。

频率响应

设 \dot{Y} 为电路网络中某一电压或某一电流， \dot{X} 为单一电源的源电压或源电流，根据齐性定理有 $H(j\omega) := \frac{\dot{Y}}{\dot{X}}$ ，称 $H(j\omega)$ 为网络函数

$|H(j\omega)|$ 称为幅频特性， $\arg[H(j\omega)]$ 称为相频特性，以对数坐标画出幅频曲线或相频曲线，称作波特图。

四种特性网络：低通，高通，带通，带阻，幅频下降到 $1/\sqrt{2}$ 所对应的频率称作截止频率。幅频大于 $1/\sqrt{2}$ 的频率称作通带。

串联谐振电路

谐振条件： $Im[Z] = (\omega L - 1/(\omega C)) = 0$ ，即 $\omega_0 L = 1/\omega_0 C$ ， ω_0 称为谐振角频率， $\rho = \omega_0 L = 1/\omega_0 C$ 称为特性阻抗， $Q = \frac{\rho}{R} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{R\omega_0 C} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ ，谐振时 $U_L = U_C = QU$

串联谐振电路对电阻电压为带通网络， $\Delta\omega = \omega_0/Q$ ；对电容电压为低通网络；对电感电压为高通网络

并联谐振电路

谐振条件： $Im[Y] = (\omega C - 1/(\omega L)) = 0$ ，即 $\omega_0 C = 1/\omega_0 L$ ， ω_0 称为谐振角频率，

$$Q = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{1}{G\omega_0 L} = \frac{1}{G} \sqrt{\frac{C}{L}}$$
，谐振时 $I_L = I_C = QI$

暂态分析

初值条件的确定

若换路期间电容电流 i_C 有界，则 $q(0_+) = q(0_-)$ ， $u_C(0_+) = u_C(0_-)$ ；若换路瞬间电感电压 u_L 有界，则 $\Psi(0_+) = \Psi(0_-)$ ， $i_L(0_+) = i_L(0_-)$

换路瞬间，电容相当于电压源，电感相当于电流源，替换后分析电路即可得到其他电压电流的初值。

一阶电路的响应

零输入响应

换路后无独立电源，仅由储能原件原始储能引起的响应。

$u_C = U_0 e^{-\frac{t}{RC}}$ ，($t \geq 0$)，其中 $\tau = RC$ 称为 RC 电路的时间常数，经过 $3\tau \sim 5\tau$ 时间基本可以认为放电结束

$i_L = I_0 e^{-\frac{t}{L/R}}$ ，($t \geq 0$)，其中 $\tau = \frac{L}{R}$ 称为 LC 电路的时间常数

零状态响应

电路中原始储能为0，仅由独立电源作用引起的响应。

阶跃响应

阶跃电压源: $u_S = U_S \varepsilon(t)$

$u_C = u_{Cp}(t) + u_{Ch}(t) = U_S - U_S e^{-\frac{t}{\tau}} = U_S(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})(t \geq 0)$, 引入阶跃函数后, $u_C = U_S(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})\varepsilon(t)$

单位阶跃特性: $s(t) = \frac{u_C(t)}{U_S} = (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})\varepsilon(t)$

冲激响应

冲激电压源: $u_S = \frac{\Psi}{R} \delta(t)$

$u_C = U e^{-\frac{t}{\tau}} \varepsilon(t), i_C = Q \delta(t) - \frac{U}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \varepsilon(t)$

单位冲激特性: $h(t) = \frac{ds(t)}{dt} = \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \varepsilon(t)$

正弦电源响应

正弦电压源: $u_S = U_m \cos(\omega t + \psi_u)$, 其中 ψ_u 称为接入相角, 为 $t = 0$ 时刻 u_S 的相位

特解可以为正弦稳态解, $i_p = \frac{U_m}{|Z|} \cos(\omega t + \psi_u - \varphi_Z)$

则解为 $i = \frac{U_m}{|Z|} \cos(\omega t + \psi_u - \varphi_Z) - \frac{U_m}{|Z|} \cos(\psi_u - \varphi_Z) e^{-\frac{t}{\tau}}$

全响应

全响应=零输入响应+零状态响应=强制分量+自由分量

三要素法: $f(t) = f_p(t) + (f(0_+) - f_p(0_+))e^{-\frac{t}{\tau}}$, 其中 $f_p(t)$ 为特解, τ 为时间常数, $f(0_+)$ 为初值

卷积积分法: $y(t) = x(t) * h(t)$

二阶电路的暂态过程

$R > 2\sqrt{L/C}$, 非振荡过程或过阻尼过程; $R < 2\sqrt{L/C}$, 振幅按指数规律衰减的正弦函数, 振荡过程或欠阻尼过程; $R = 2\sqrt{L/C}$, 临界状态, 非振荡。

状态变量分析

u_C, i_L 为电路的状态变量, 由状态变量及其一阶导数组成的一阶微分方程组称为状态方程。

$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{V}$, 其中

$\mathbf{X} = [u_{C1}, u_{C2}, \dots, i_{L1}, i_{L2}, \dots]^T, \dot{\mathbf{X}} = [\dot{u}_{C1}, \dot{u}_{C2}, \dots, \dot{i}_{L1}, \dot{i}_{L2}, \dots]^T, \mathbf{V} = [u_{S1}, u_{S2}, \dots, i_{S1}, i_{S2}, \dots]^T$, \mathbf{A}, \mathbf{B} 由电路参数决定。

输出方程: $\mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{D}\mathbf{V}$, 其中 $\mathbf{Y} = [u_1, u_2, \dots, i_1, i_2, \dots]^T$

复频域分析

拉氏变换和拉式逆变换

$\mathcal{L}\{1\} = 1/s, \mathcal{L}\{e^{at}\} = \frac{1}{s-a}, \mathcal{L}\{\delta(t)\} = 1, \mathcal{L}\{t^n\} = \frac{\Gamma(n+1)}{s^{n+1}}$

线性性质: $\mathcal{L}\{af(t) + bg(t)\} = a\mathcal{L}\{f(t)\} + b\mathcal{L}\{g(t)\}$

微分性质: $\mathcal{L}\left\{\frac{df(t)}{dt}\right\} = s\mathcal{L}\{f(t)\} - f(0_-)$

积分性质: $\mathcal{L}\left\{\int_{0_-}^t f(\xi)d\xi\right\} = \frac{1}{s}\mathcal{L}\{f(t)\}$

延迟性质: $\mathcal{L}\{f(t-t_0)\varepsilon(t-t_0)\} = e^{-st_0}\mathcal{L}\{f(t)\}$

位移性质: $\mathcal{L}\{e^{at}f(t)\} = F(s-a)$

初值定理: $f(0_+) = \lim_{t \rightarrow 0_+} f(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} sF(s)$

终值定理: $sF(s)$ 的所有奇点都在 s 的左半平面, $f(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sF(s)$

卷积定理: $\mathcal{L}\{f(t) * g(t)\} = \mathcal{L}\{f(t)\}\mathcal{L}\{g(t)\}$

拉式逆变换利用部分分式法将有理函数展成最简分式, 利用基本拉氏变换对变换

复频域的电路模型

基尔霍夫定律: $\sum I_k(s) = 0, \sum U_k(s) = 0$

元件方程: 电阻 $U(s) = RI(s)$; 电容 $U(s) = \frac{1}{sC}I(s) + \frac{u_C(0_-)}{s}$; 电感 $U(s) = sLI(s) - Li_L(0_-)$

二端口网络

参数矩阵和参数方程

导纳参数方程 (**Y**参数矩阵)

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix}$$

短路导纳参数: $Y_{11} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1}|_{\dot{U}_2=0}, Y_{21} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1}|_{\dot{U}_2=0}, Y_{12} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2}|_{\dot{U}_1=0}, Y_{22} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2}|_{\dot{U}_1=0}$

阻抗参数方程 (**Z**参数矩阵)

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix}$$

开路阻抗参数: $Z_{11} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1}|_{\dot{I}_2=0}, Z_{21} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1}|_{\dot{I}_2=0}, Z_{12} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2}|_{\dot{I}_1=0}, Z_{22} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2}|_{\dot{I}_1=0}$

传输参数方程 (**A**参数矩阵)

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_2 \\ -\dot{I}_2 \end{bmatrix}$$

传输参数: $A_{11} = -\frac{Y_{22}}{Y_{21}}, A_{12} = -\frac{1}{Y_{21}}, A_{21} = Y_{12} - \frac{Y_{11}Y_{22}}{Y_{21}}, A_{22} = -\frac{Y_{11}}{Y_{21}}$

$A_{11} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}|_{\dot{I}_2=0}, A_{21} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2}|_{\dot{I}_2=0}, A_{12} = \frac{\dot{U}_1}{-\dot{I}_2}|_{\dot{U}_2=0}, Y_{22} = \frac{\dot{I}_1}{-\dot{I}_2}|_{\dot{U}_2=0}$

逆传输参数方程 (**B**参数矩阵)

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ -\dot{I}_1 \end{bmatrix}$$

混合参数方程 (**H**参数矩阵)

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix}$$

混合参数: $H_{11} = \frac{1}{Y_{11}}, H_{12} = -\frac{Y_{12}}{Y_{11}}, H_{21} = \frac{Y_{21}}{Y_{11}}, H_{22} = \frac{Y_{11}Y_{22} - Y_{21}Y_{12}}{Y_{11}}$

$H_{11} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1}|_{\dot{U}_2=0}, H_{21} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1}|_{\dot{U}_2=0}, H_{12} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}|_{\dot{I}_1=0}, H_{22} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2}|_{\dot{I}_1=0}$

逆混合参数方程 (**G**参数矩阵)

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix}$$

二端口网络的等效电路

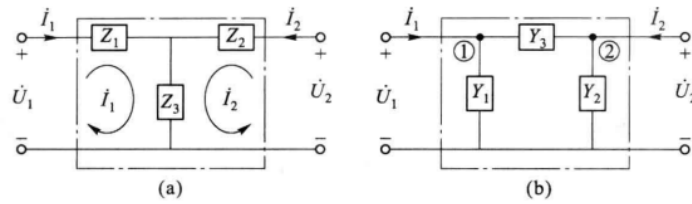


图 10.20 互易性二端口网络的 T 形和 Π 形等效电路

二端口网络与电源负载的连接

列出二端口方程、电源支路方程和负载支路方程联立求解。

$$\text{输入阻抗: } Z_i = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \frac{A_{11}Z_L + A_{12}}{A_{21}Z_L + A_{22}}$$

$$\text{开路电压: } \dot{U}_{oc} = \frac{\dot{U}_S}{A_{21}Z_S + A_{11}}$$

$$\text{输出阻抗: } Z_o = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} = \frac{A_{22}Z_S + A_{12}}{A_{21}Z_S + A_{11}}$$

特性阻抗: $Z_{c1} = \sqrt{\frac{A_{11}A_{12}}{A_{21}A_{22}}}$, $Z_{c2} = \sqrt{\frac{A_{22}A_{12}}{A_{11}A_{21}}}$, 当 $Z_S = Z_{c1}$, $Z_L = Z_{c2}$ 时, 二端口网络与电源和负载匹配

对于对称二端口网络, $A_{11} = A_{22}$, 则 $Z_{c1} = Z_{c2} = \sqrt{\frac{A_{12}}{A_{21}}} = A_c$

处于匹配连接时, $\dot{U}_1 = (A_{11} + \sqrt{A_{12}A_{21}})\dot{U}_2 = \dot{U}_2 e^\Gamma$, 其中 Γ 称为传输系数,

$\Gamma = \ln\left(\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}\right) = \ln\left(\frac{U_1}{U_2}\right) + j(\psi_{u1} - \psi_{u2}) = \alpha + j\beta$, 称 $\alpha = \ln\left(\frac{I_1}{I_2}\right) = \ln\left(\frac{I_1}{I_2}\right)$ 为衰减系数, 称 $\beta = \psi_{u1} - \psi_{u2} = \psi_{i1} - \psi_{i2}$ 为相位系数

二端口网络的连接

级联: $A = A_1 A_2$, 若每一级网络都是对称二端口网络且参数完全相同, 则 $\Gamma = n\Gamma_1$

串联: $Z = Z_1 + Z_2$; 并联: $Y = Y_1 + Y_2$; 串并联: $H = H_1 + H_2$; 并串联: $G = G_1 + G_2$

均匀传输线

原参数: $R_0(L_0)$, 两根均匀传输线 (往返) 每单位长度具有的电阻 (电感); $G_0(C_0)$, 两根均匀传输线之间每单位长度具有的电导 (电容)

电报方程

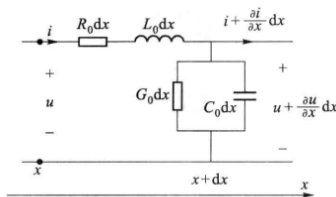


图 13.3 均匀线微段电路模型

设均匀传输线由无穷多微分段级联组成, 微段 dx 的电压电流方程为:

$$\begin{cases} u - (u + \frac{\partial u}{\partial x} dx) = (R_0 dx) i + (L_0 dx) \frac{\partial i}{\partial x} \\ i - (i + \frac{\partial i}{\partial x} dx) = G_0 dx (u + \frac{\partial u}{\partial x} dx) + C_0 dx \frac{\partial}{\partial x} (u + \frac{\partial u}{\partial x} dx) \end{cases}$$

整理得:

$$\begin{cases} -\frac{\partial u}{\partial x} = R_0 i + L_0 \frac{\partial i}{\partial x} \\ -\frac{\partial i}{\partial x} = G_0 u + C_0 \frac{\partial u}{\partial x} \end{cases}$$

正弦稳态分析

正弦激励的均匀传输线达到稳态时, $u(x, t) = \text{Re}[\sqrt{2}\dot{U}(x)e^{j\omega t}]$, $i(x, t) = \text{Re}[\sqrt{2}\dot{I}(x)e^{j\omega t}]$

则电报方程变形得:

$$\begin{cases} \frac{d^2 \dot{U}(x)}{dx^2} = Z_0 Y_0 \dot{U}(x) = \gamma^2 \dot{U}(x) \\ \frac{d^2 \dot{I}(x)}{dx^2} = Z_0 Y_0 \dot{I}(x) = \gamma^2 \dot{I}(x) \end{cases}$$

其中 $\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} = \alpha + j\beta$ 称为传播常数, α 称为衰减常数, β 称为相位常数

设 $Z_c = \frac{Z_0}{\gamma} = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$, 称为波阻抗或特性阻抗, 具有电阻的量纲

通解

$$\begin{cases} \dot{U}(x) = A_1 e^{-\gamma x} + A_2 e^{\gamma x} \\ \dot{I}(x) = \frac{A_1}{Z_c} e^{-\gamma x} - \frac{A_2}{Z_c} e^{\gamma x} \end{cases}$$

边界条件确定的特解

若始端 $\dot{U}(0) = \dot{U}_1, \dot{I}(0) = \dot{I}_1$, 则

$$\begin{cases} \dot{U}(x) = \dot{U}_1 \cosh \gamma x - \dot{I}_1 Z_c \sinh \gamma x \\ \dot{I}(x) = -\frac{\dot{U}_1}{Z_c} \sinh \gamma x + \dot{I}_1 \cosh \gamma x \end{cases}$$

若终端 $\dot{U}(l) = \dot{U}_2, \dot{I}(l) = \dot{I}_2$, 设 $x' = l - x$, 则

$$\begin{cases} \dot{U}(x') = \dot{U}_2 \cosh \gamma x' + \dot{I}_2 Z_c \sinh \gamma x' \\ \dot{I}(x') = \frac{\dot{U}_2}{Z_c} \sinh \gamma x' + \dot{I}_2 \cosh \gamma x' \end{cases}$$

行波

正弦稳态解的形式可以改写为

$$\begin{cases} \dot{U}(x) = \dot{U}^+(x) + \dot{U}^-(x) \\ \dot{I}(x) = \dot{I}^+(x) - \dot{I}^-(x) \end{cases}$$

通解的两项分别为正向行波和反向行波, 波速 $v_p = \frac{\omega}{\beta}$, 行波满足 $\frac{\dot{U}^+(x)}{\dot{I}^+(x)} = \frac{\dot{U}^-(x)}{\dot{I}^-(x)} = Z_c$

若通解中 $A_1 = U' e^{j\psi'}$, $A_2 = U'' e^{j\psi''}$, 则

$$\dot{U}(x) = \sqrt{2}U' e^{ax} \cos(\omega t - \beta x + \psi') + \sqrt{2}U'' e^{ax} \cos(\omega t + \beta x + \psi'')$$

对终端而言, $\frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} = \frac{\dot{U}_2^+ + \dot{U}_2^-}{\dot{I}_2^+ - \dot{I}_2^-} = \frac{Z_c \dot{I}_2^+ + Z_c \dot{I}_2^-}{\dot{I}_2^+ - \dot{I}_2^-} = Z_L$, 设 $\frac{\dot{I}_2^-}{\dot{I}_2^+} = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} = N_2$, 称为终端反射系数

若 $Z_L = Z_c$, 则不存在反向行波, 称负载与传输线匹配, 自然功率 $P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_c$, 传输效率 $\eta = \frac{P_2}{P_1} = e^{-2\alpha l}$

无损耗线

沿线分布电阻和线间分布电导均为0的均匀传输线称作无损耗线。在高频正弦交流作用下的均匀线，由于 $\omega L_0 \gg R_0, \omega C_0 \gg G_0$ ，近似认为是无损耗线。

$$\text{传播常数 } \gamma = j\omega\sqrt{L_0 C_0} = j\beta = j\frac{2\pi}{\lambda}, \text{ 波阻抗 } Z_c = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$$

$$\text{从距终端 } x' \text{ 处向终端视入的输入阻抗 } Z_i(x') = Z_c \frac{Z_L \cos \beta x' + jZ_c \sin \beta x'}{jZ_L \sin \beta x' + Z_c \cos \beta x'}$$

令 $x' = \frac{\lambda}{4}$ ，则 $\beta x' = \frac{\pi}{2}$ ， $Z_i = \frac{Z_c^2}{Z_L}$ ，利用四分之一波长无损线可实现阻抗变换。

三种驻波的形成

终端开路， $|Z_L| \rightarrow \infty, \dot{I}_2 = 0$

此时 x' 点的电压和电流及有效值为

$$\dot{U}(x') = \dot{U}_2 \cos \beta x', \dot{I}(x') = j\frac{\dot{U}_2}{Z_c} \sin \beta x', U(x') = U_2 |\cos \beta x'|, I(x') = \frac{U_2}{Z_c} |\sin \beta x'|$$

沿线 $x' = k\frac{\lambda}{2}$ 处，电压有效值最大为波腹，电流有效值为0，为波节； $x' = (2k+1)\frac{\lambda}{4}$ 处，电压有效值为0，为波节，电流有效值最大为波腹。

沿线向终端视入的等效阻抗 $Z_i(x') = -jZ_c \cot \beta x' = jX_i$

终端短路， $|Z_L| = 0, \dot{U}_2 = 0$

此时 x' 点的电压和电流及有效值为

$$\dot{U}(x') = jZ_c \dot{I}_2 \sin \beta x', \dot{I}(x') = \dot{I}_2 \cos \beta x', U(x') = Z_c I_2 |\sin \beta x'|, I(x') = I_2 |\cos \beta x'|$$

沿线向终端视入的等效阻抗 $Z_i(x') = jZ_c \tan \beta x' = jX_i$

可将终端短路用 $\lambda/4$ 的开路线等效，与终端开路的情况相差 $\lambda/4$

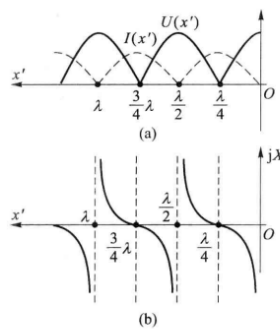


图 13.8 终端开路无损线的工作状态

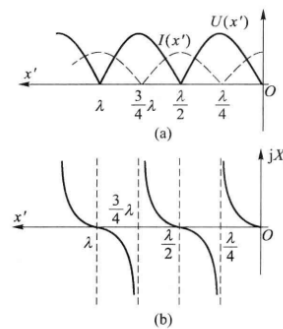


图 13.9 终端短路无损线的工作状态

终端接纯电抗负载， $Z_L = jX, \dot{U}_2 = jX\dot{I}_2$

终端反射系数 $N_2 = \frac{jX - Z_c}{jX + Z_c}$ ，此时 $|N_2| = 1$ ，可由 $Z_i(x') = jZ_c \tan \beta x'$ 将纯感抗负载用一段小于 $\lambda/4$ 的短路线等效

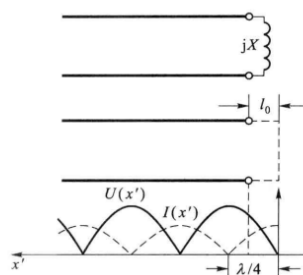


图 13.10 终端接纯电抗的无损线的等效分析

均匀传输线的集中参数等效电路

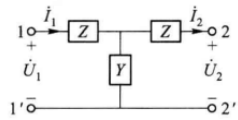


图 13.13 均匀线的 T 形等效电路

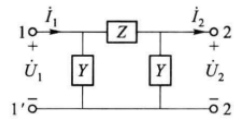


图 13.14 均匀线的 Π 形等效电路

$$T \text{型等效参数: } Z = \frac{\cosh \gamma l - 1}{\sinh \gamma l} Z_c, Y = \frac{1}{Z_c} \sinh \gamma l$$

$$\Pi \text{型等效参数: } Z = Z_c \sinh \gamma l, Y = \frac{\cosh \gamma l - 1}{Z_c \sinh \gamma l}$$

中距离输电线的近似等效模型

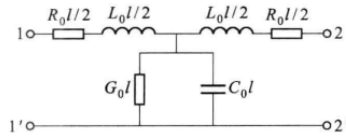


图 13.15 均匀线近似 T 形等效电路

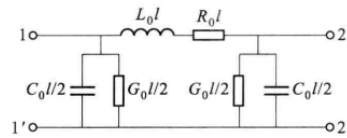


图 13.16 均匀线近似 Π 形等效电路

($|\gamma l|$ 较小, 利用双曲函数的泰勒展开)

$$T \text{型等效参数: } Z = \frac{1}{2} \gamma l Z_c, Y = \frac{\gamma l}{Z_c}$$

$$\Pi \text{型等效参数: } Z = \gamma l Z_c, Y = \frac{1}{2} \frac{\gamma l}{Z_c}$$

无损线零状态响应的暂态分析

对时间 t 取拉普拉斯变换, 得 $\mathcal{L}\{u(x, t)\} = U(x, s)$, $\mathcal{L}\{i(x, t)\} = I(x, s)$

则电报方程变形得:

$$\begin{cases} \frac{d^2 \dot{U}(x, s)}{dx^2} = s^2 L_0 C_0 \dot{U}(x, s) \\ \frac{d^2 \dot{I}(x, s)}{dx^2} = s^2 L_0 C_0 \dot{I}(x, s) \end{cases}$$

$$Z_c(s) = \sqrt{\frac{s L_0}{s C_0}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}, \gamma(s) = \sqrt{s^2 L_0 C_0} = s \sqrt{L_0 C_0} = \frac{s}{v}, v = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$$

复频域通解为

$$\begin{cases} U(x, s) = U'(s) e^{-s \frac{x}{v}} + U''(s) e^{s \frac{x}{v}} \\ I(x, s) = \frac{U'(s)}{Z_c} e^{-s \frac{x}{v}} - \frac{U''(s)}{Z_c} e^{s \frac{x}{v}} \end{cases}$$

时域通解为

$$\begin{cases} u(x, t) = u'(t - \frac{x}{v}) \varepsilon(t - \frac{x}{v}) + u''(t + \frac{x}{v}) \varepsilon(t + \frac{x}{v}) \\ i(x, t) = \frac{1}{Z_c} u'(t - \frac{x}{v}) \varepsilon(t - \frac{x}{v}) - \frac{1}{Z_c} u''(t + \frac{x}{v}) \varepsilon(t + \frac{x}{v}) \end{cases}$$

通解同样可以分为正向行波和反向行波, 波速 $v = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$, 正(反)向行波电压与电流之比为波阻抗。

波的发出

若始端接阶跃电压源, 则开始时线路上只有正向行波, $U(x, s) = U'(s) e^{-s \frac{x}{v}}$, 由边界条件得

$$U'(s) = U'(s) e^{-s \frac{x}{v}} |_{x=0} = \frac{U_S}{s}$$

$$\text{取拉普拉斯逆变换得沿线分布函数 } u(x, t) = U_S \varepsilon(t - \frac{x}{v}), i(x, t) = \frac{U_S}{Z_c} \varepsilon(t - \frac{x}{v})$$

也就是说，波从电源发出之际，无损线对电源来说相当于一个阻值为 Z_c 的纯电阻负载，此时电源的能量用来建立电场和磁场

波的反射

$$\text{终端反射系数 } N_2(s) = \frac{Z_L(s) - Z_c}{Z_L(s) + Z_c}$$

终端开路时， $Z_L(s) \rightarrow \infty$ ，此时 $N_2(s) = 1$ ，发生全反射， $U''(s)e^{s\frac{l}{v}} = U'(s)e^{-s\frac{l}{v}}$ ，即 $U''(s) = U'(s)e^{-s\frac{2l}{v}}$

若仍为阶跃电压源，则 $U^-(x, s) = U''(s)e^{s\frac{x}{v}} = \frac{U_S}{s} e^{s\frac{x-2l}{v}}$ ，得原函数 $u^-(x, t) = U_S \varepsilon(t + \frac{x-2l}{v})$

反射波所到之处，电压升高一倍。

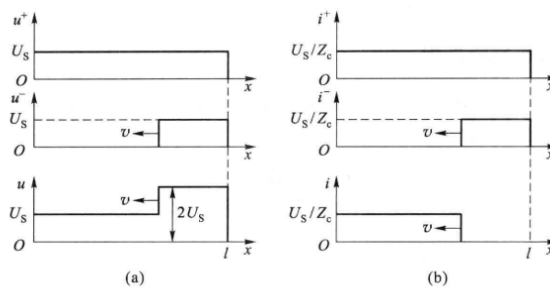


图 13.20 无损线终端开路时波的反射

终端短路时， $N_2(s) = -1$ ，发生负全反射，反射波与开路时相比相差一个符号

反射波所到之处，电流升高一倍。

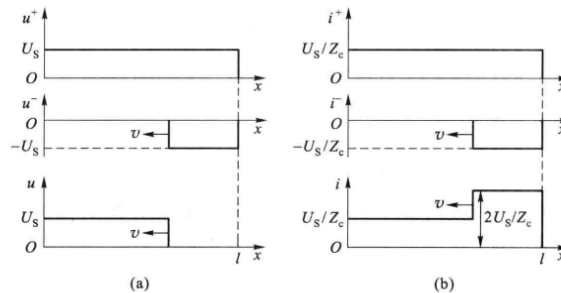


图 13.21 无损线终端短路时波的反射

终端匹配时， $Z_L = Z_c$ ， $N_2(s) = 0$ ，无反射，相当于无限长的均匀线。

波的多次反射

始端反射系数 $N_1 = \frac{R_1 - Z_c}{R_1 + Z_c}$ ，只要始端和终端都不匹配，反射过程会不停地进行下去。

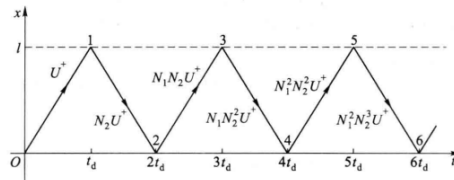


图 13.22 无损线上行波多次反射示意图

终端接一般负载时的反射计算

$$\begin{cases} u_2 = u_2^+ + u_2^- \\ i_2 = i_2^+ - i_2^- = \frac{u_2^+}{Z_c} - \frac{u_2^-}{Z_c} \end{cases}$$

解得 $u_2 = 2u_2^+ - Z_c i_2$ ，由此可得无损线终端的集中参数等效电路，这就是彼德生法则。

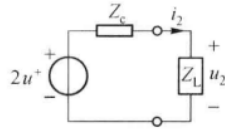


图 13.26 无损线终端的集中参数等效电路

模电

基本放大电路分析

放大电路性能指标

放大倍数: $\dot{A}_{uu} = \dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}, \dot{A}_{ii} = \dot{A}_i = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i}, \dot{A}_{ui} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_i} \dot{A}_{iu} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_i}$

输入电阻: $R_i = \frac{U_i}{I_i}$

输出电阻: $R_o = \frac{U_o}{I_o} |_{U_s=0}$

通频带: $f_{bw} = f_H - f_L$

非线性失真系数: $D = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (\frac{A_k}{A_1})^2}$

最大不失真输出电压: 当输出电压再增大就会产生非线性失真的输出电压

最大输出功率与效率: $P_{om}, \eta = \frac{P_{om}}{P_S}$

放大电路的组成原则

直流源提供合适的静态工作点保证发射结正偏、集电结反偏，工作在放大区，交流信号伏载在直流信号上，从而不会产生失真。直流源同时提供放大的能量。

输入信号能作用于输入回路，输出负载能被输出所作用。

饱和失真：进入饱和区从而导致底部失真；截止失真：进入截止区从而导致顶部失真。

放大电路的分析方法

通路

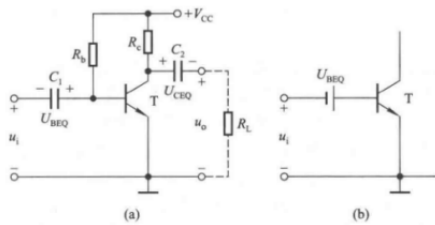


图 2.2.5 阻容耦合共射放大电路
(a) 电路 (b) 输入回路等效电路

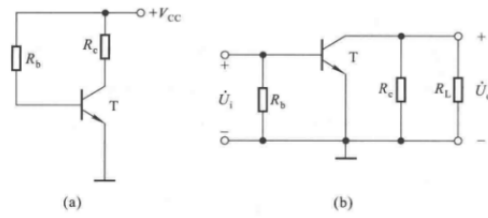


图 2.3.3 阻容耦合共射放大电路的直流通路和交流通路
(a) 直流通路 (b) 交流通路

直流通路：电容视为开路，电感视为短路，信号源置零

交流通路：电容视为短路，直流源置零

图解法

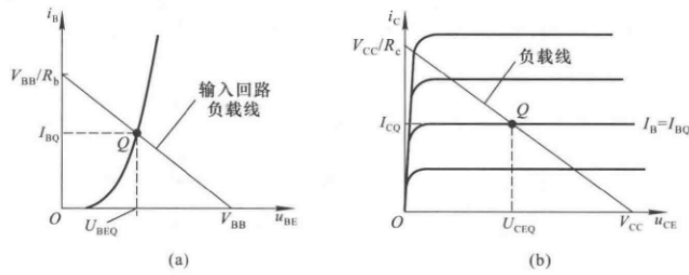


图 2.3.5 利用图解法求解静态工作点
(a) 输入回路的图解分析 (b) 输出回路的图解分析

在输入曲线上画出 $u_{BE} = V_{BB} - i_B R_b$ 所代表的直线，在输出曲线上画出 $u_{CE} = V_{CC} - i_C R_c$ 所代表的直线，交点即为工作点

对于阻容耦合放大电路，在输出曲线画负载线时，直流负载线为 $-1/R_c$ ，交流负载线为 $-1/(R_c // R_L)$ ，斜率不同

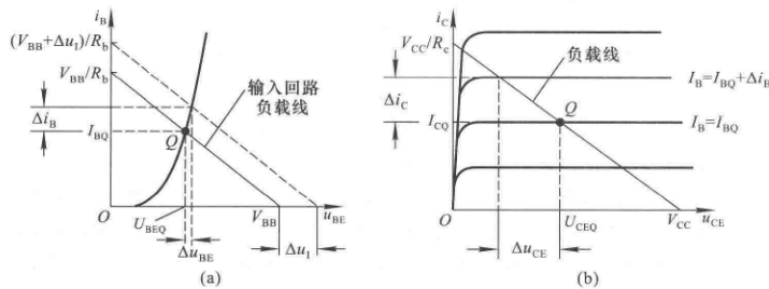


图 2.3.6 利用图解法求解电压放大倍数
(a) 从 Δu_i 得出 Δi_B (b) 从 Δi_B 得出 Δi_C 和 Δu_{CE} (Δu_o)

等效电路法

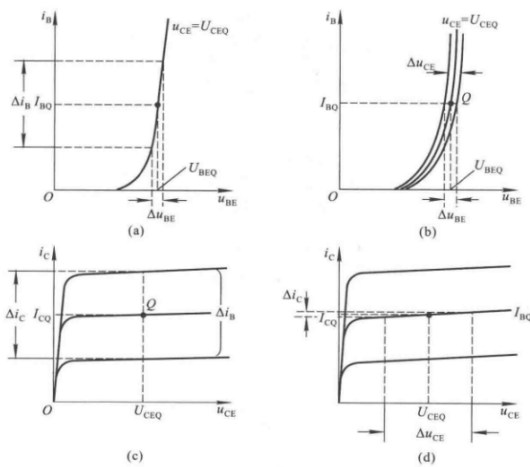


图 2.3.14 h 参数的物理意义及求解方法
(a) 求解 h_{11e} (b) 求解 h_{12e} (c) 求解 h_{21e} (d) 求解 h_{22e}

利用混合参数矩阵，其中 $h_{11} = \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} \right|_{U_{CE}}$, $h_{12} = \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_C} \right|_{I_B}$, $h_{21} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{U_{CE}}$, $h_{22} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} \right|_{I_B}$

$h_{11} = r_{be} \approx r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{CQ}}$ 为发射结的动态电阻， $U_T \approx 26mV$ ； h_{12} 反映输出电压对输入电压的影响，为内反馈系数，当 $U_{CE} \geq 1V$ 时内反馈系数很小；

$h_{21} = \beta$ 为三极管的电流放大系数； $h_{22} = \frac{1}{r_{ce}}$ 为输出曲线上在 $i_B = I_{BQ}$ 时放大区直线的斜率，值一般很小。

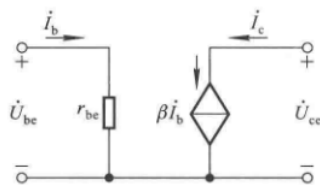


图 2.3.15 简化的 h 参数等效模型

简化 h 参数模型：在 be 间接上 r_{be} ，在 ce 间接上受控电流源 $\dot{I}_c = \beta \dot{I}_b$

稳定静态工作点的措施

引入直流电阻负反馈或者阻容耦合负反馈：

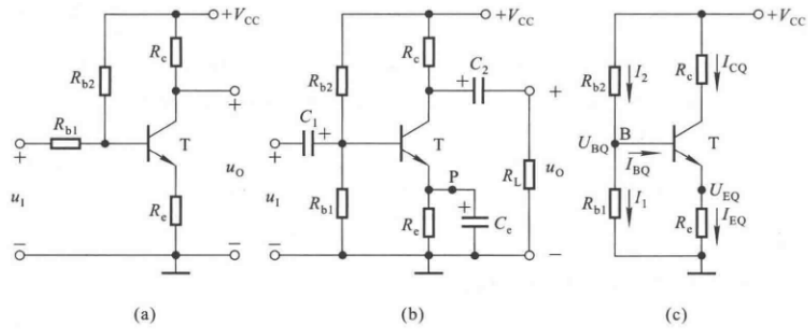


图 2.4.2 静态工作点稳定电路

(a) 直接耦合电路 (b) 阻容耦合电路 (c) 图(a)、(b)所示电路的直流通路

引入温敏器件实现负反馈：

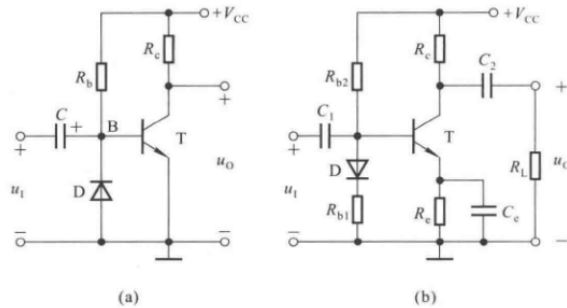


图 2.4.6 稳定静态工作点的措施

(a) 利用二极管的反向特性进行温度补偿 (b) 利用二极管的正向特性进行温度补偿

三极管单管放大电路的三种基本组态

共集放大电路

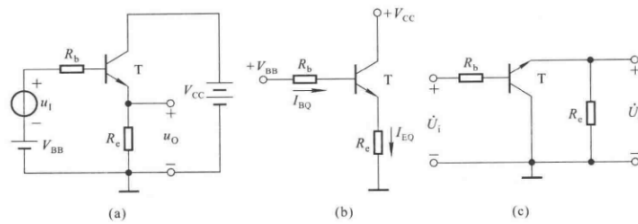


图 2.5.1 基本共集放大电路

(a) 电路 (b) 直流通路 (c) 交流通路

共基放大电路

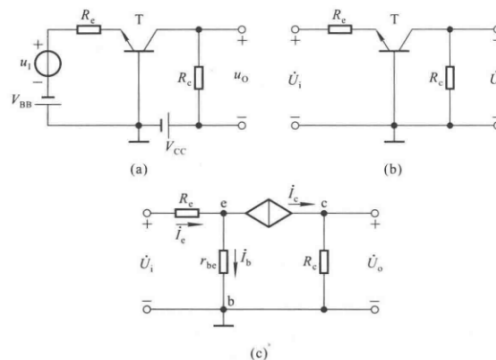


图 2.5.4 基本共基放大电路

(a) 电路 (b) 交流通路 (c) 交流等效电路

三种组态的对比

| 组态 | 共射放大电路 | 共集放大电路 | 共基放大电路 |
|------|---|--|---|
| 电压增益 | $\dot{A}_u = -\frac{\beta R_c}{R_b + r_{be}}$ | $\dot{A}_u = \frac{(1 + \beta)R_e}{R_b + r_{be} + (1 + \beta)R_e} < 1$ | $\dot{A}_u = \frac{\beta R_c}{r_{be} + (1 + \beta)R_e}$ |
| 输入电阻 | $R_i = R_b + r_{be}$ | $R_i = R_b + r_{be} + (1 + \beta)R_e$, 大 | $R_i = R_e + \frac{r_{be}}{1 + \beta}$ |
| 输出电阻 | $R_o = R_c$ | $R_o = R_e // \frac{R_b + r_{be}}{1 + \beta}$, 小 | $R_o = R_c$ |
| 通频带 | 窄 | 中等 | 宽 |
| 特点 | 反相输出 | 电压跟随, 射极输出器 | 电流跟随 |
| 作用 | 低频放大电路的单元电路 | 放大电路的输入级和输出级 | 宽频带放大电路 |

多级放大电路

常见的耦合方式

直接耦合：前一级的输出端直接和后一级的输入端相连，低频特性良好，易于集成，但是静态工作点相互影响，存在零点漂移现象。

阻容耦合：前一级的输出端通过电容接入后一级的输入端，低频特性差，不利于集成，但是各级静态工作点独立，分析设计容易。

变压器耦合：前级输出端通过变压器接到后级的输入端或者负载电阻，各级静态工作点独立，低频特性更差，更不利于集成，但是可以进行阻抗变换。

光电耦合：以光信号为媒介实现电信号的耦合和传递，抗干扰能力强。

多级放大电路的性能指标

$$\text{电压增益: } \dot{A}_u = \prod_{k=1}^N \dot{A}_{uk}$$

$$\text{输入阻抗: } R_i = R_{i1}$$

$$\text{输出阻抗: } R_o = R_{o1}$$

集成运算放大器简述

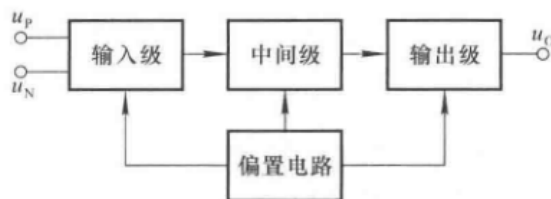


图 3.2.1 集成运放电路方框图

输入级采用差分放大电路抑制温漂；中间级采用直接耦合的共射放大电路；输出级采用互补输出级；偏置电路采用电流源电路。

差分放大电路

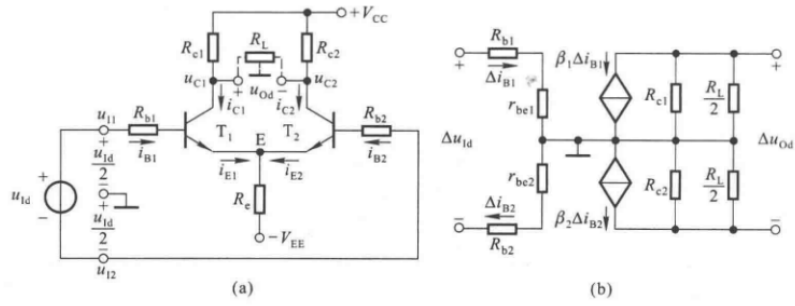


图 3.3.5 差放大电路加差模信号
(a) 电路 (b) 交流等效电路

静态分析

$I_{R_c} = I_{EQ1} + I_{EQ2} = 2I_{EQ}$, 基极回路方程 $I_{BQ}R_b + U_{BEQ} + 2I_{EQ}R_e = V_{EE}$, 解得 $I_{EQ} \approx \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{2R_e}$

动态分析

由于 R_e 的负反馈作用, 共模信号被抑制 (理想情况下完全抑制), 对差模信号起放大作用。

$$A_c = 0, A_d = -\frac{\beta(R_e // \frac{R_L}{2})}{R_b + r_{be}}, R_i = 2(R_b + r_{be}), R_o = 2R_e$$

差分放大电路的四种接法

双入单出的差放电路的分析:

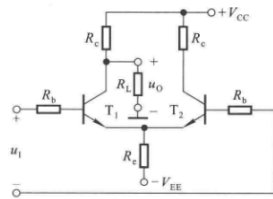


图 3.3.7 双端输入、单端输出差分放大电路

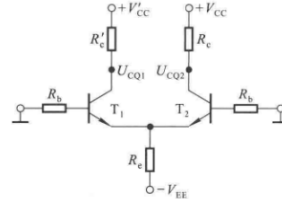


图 3.3.8 图 3.3.7 所示电路的直流通路

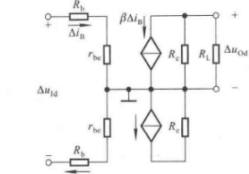


图 3.3.9 图 3.3.7 所示电路对差模信号的等效电路

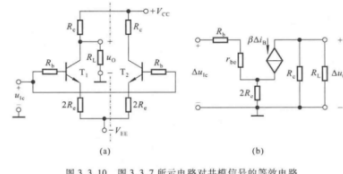


图 3.3.10 图 3.3.7 所示电路对共模信号的等效电路
(a) 等效变换 (b) 等效电路

四种接法总结

输入电阻均为 $2(R_b + r_{be})$

双端输出时, $A_d = -\frac{\beta(R_e // \frac{R_L}{2})}{R_b + r_{be}}, A_c = 0, R_o = 2R_e$; 单端输出时,

$$A_d = -\frac{\beta(R_e // R_L)}{2(R_b + r_{be})}, A_c = -\frac{\beta(R_e // R_L)}{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_e}, R_o = R_e$$

单端输入时, 差模信号的输入总是伴随着共模信号的输入。 $\Delta u_{Id} = \Delta u_I, \Delta u_{Ic} = \frac{\Delta u_I}{2}$,

$$\Delta u_o = A_d \Delta u_I + A_c \frac{\Delta u_I}{2}$$

电流源电路

为各级放大电路提供合适的静态电流, 作为有源负载取代高阻值电阻提高放大电路的放大能力。

镜像电流源

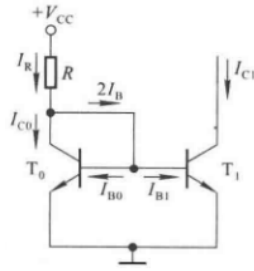


图 3.3.16 镜像电流源

由于 $U_{CE0} = U_{BE0}$, 两个管子工作在放大状态, 基极电流 $I_{B0} = I_{B1} = I_B$, 集电极电流 $I_{C0} = I_{C1} = \beta I_B$

$$I_R = I_C + 2I_B, I_C = \frac{\beta}{\beta + 2} I_R \approx I_R = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R}$$

比例电流源

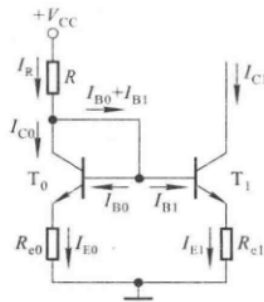


图 3.3.17 比例电流源

由电路得: $U_{BE0} + I_{E0}R_{e0} = U_{BE1} + I_{E1}R_{e1}$, 又有 $U_{BE0} - U_{BE1} \approx U_T \ln \frac{I_{E0}}{I_{E1}}$, 代入得

$$I_{E0}R_{e0} = I_{E1}R_{e1} + U_T \ln \frac{I_{E0}}{I_{E1}}$$

在 $\beta \gg 2$ 时, $I_{C0} \approx I_{E0} \approx I_R, I_{C1} \approx I_{E1}$, 则 $I_{C1} \approx \frac{R_{e0}}{R_{e1}} I_R + \frac{U_T}{R_{e1}} \ln \frac{I_R}{I_{C1}}$, 忽略对数项得:

$$I_{C1} = \frac{R_{e0}}{R_{e1}} I_R \approx \frac{R_{e0}}{R_{e1}} \frac{V_{CC} - U_{BE0}}{R + R_{e0}}$$

微电流源

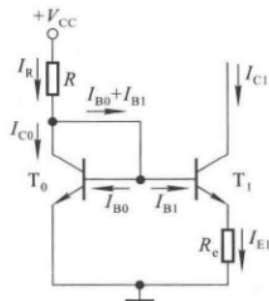


图 3.3.18 微电流源

由比例电流源得 $I_{C1} \approx \frac{U_T}{R_e} \ln \frac{I_R}{I_{C1}}$, 其中 $I_R \approx \frac{V_{CC} - U_{BE0}}{R}$

多路电流源

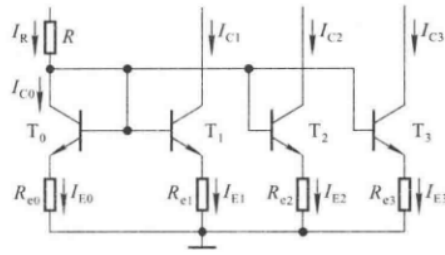
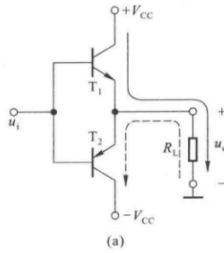


图 3.3.21 基于比例电流源的多路电流源

直接耦合互补输出级



利用特性对称、参数相同的 NPN 型管 T_1 和 PNP 型管 T_2 构成互补输出级，电路实现双向跟随，但是当 $u_i < U_{on}$ 时，两管都处于截止状态，产生交越失真。

消除交越失真的电路

利用二极管电路钳位三极管电压或者利用倍增电路电阻分压实现输出电压控制。

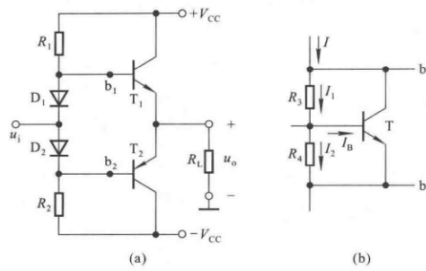


图 3.3.28 消交越失真的互补输出级
(a) 用二极管电路 (b) 用 U_{BE} 倍增电路

准互补输出级

利用复合管实现更好的放大效果。

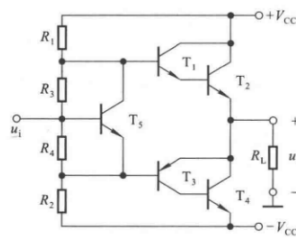


图 3.3.29 采用复合的互补输出级

直流电源

整流电路

单相半波整流电路

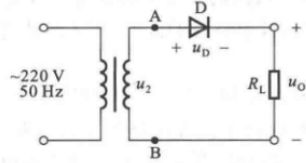


图 9.2.1 单相半波整流电路

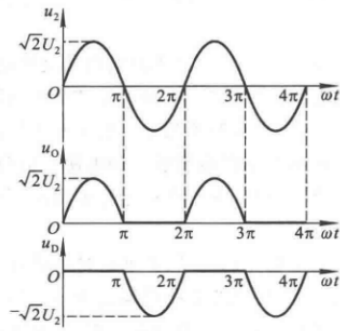


图 9.2.2 半波整流电路的波形图

正半周二极管加正向电压导通, $u_o = u_i$; 负半周二极管承受反压截止, $u_o = 0$

主要参数

$$\text{输出电压平均值: } U_{O(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \approx 0.45U_2$$

$$\text{负载电流平均值: } I_{O(AV)} = \frac{U_{O(AV)}}{R_L} \approx \frac{0.45U_2}{R_L}$$

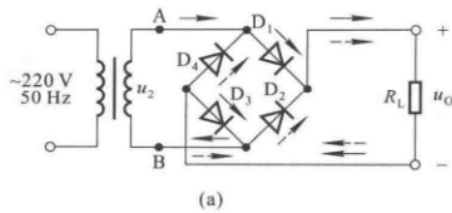
$$\text{脉动系数: } S = \frac{U_{O1M}}{U_{O(AV)}} = \frac{U_2/\sqrt{2}}{\sqrt{2}U_2/\pi} = \frac{\pi}{2} \approx 1.57$$

二极管的选择

$$\text{正向平均电流: } I_{D(AV)} = I_{O(AV)} \approx \frac{0.45U_2}{R_L}; \text{ 最大反向电压: } U_{Rmax} = \sqrt{2}U_2$$

$$\text{考虑电网有10\%的波动, 则 } I_F > 1.1I_{O(AV)} = 1.1 \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi R_L}, U_{RM} > 1.1\sqrt{2}U_2$$

单相桥式整流电路 (全波整流)



正半周 D_1, D_3 导通, 负半周 D_2, D_4 导通, 从而 $u_o = |u_2|$

主要参数

$$\text{输出电压平均值: } U_{O(AV)} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \approx 0.9U_2$$

$$\text{负载电流平均值: } I_{O(AV)} = \frac{U_{O(AV)}}{R_L} \approx \frac{0.9U_2}{R_L}$$

$$\text{脉动系数: } S = \frac{U_{O1M}}{U_{O(AV)}} = \frac{4\sqrt{2}U_2/3\pi}{2\sqrt{2}U_2/\pi} = \frac{2}{3} \approx 0.67$$

二极管的选择

$$\text{正向平均电流: } I_{D(AV)} = \frac{1}{2}I_{O(AV)} \approx \frac{0.45U_2}{R_L}; \text{ 最大反向电压: } U_{Rmax} = \sqrt{2}U_2$$

$$\text{考虑电网有10\%的波动, 则 } I_F > 1.1I_{O(AV)} = 1.1 \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi R_L}, U_{RM} > 1.1\sqrt{2}U_2$$

滤波电路

电容滤波电路

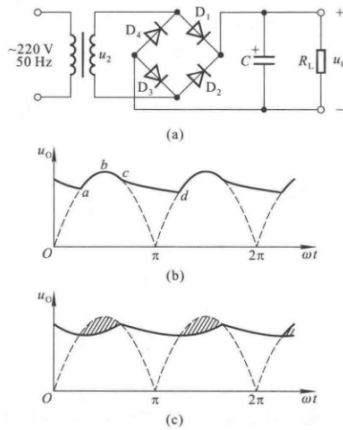


图 9.3.1 单相桥式整流电容滤波电路及稳态时的波形分析
(a) 电路 (b) 理想情况下的波形 (c) 考虑整流电路内阻时的波形

当输入电压处于正半周且大于电容两端电压时， D_1, D_3 导通，电流流经负载且对电容 C 充电，当输入电压下降时，电容通过负载放电， u_C 下降，当下降一定数值后， u_C 下降速度小于输入电压的下降速度， D_1, D_3 截止，电容继续放电下降到输入电压处于负半周且大于电容电压时，再次充电，重复上述过程。

$$\text{由于 } \frac{U_{Omax} - U_{Omin}}{U_{Omax}} = \frac{T/2}{R_L C'}$$

$$U_{O(AV)} = \frac{U_{Omax} + U_{Omin}}{2} = U_{Omax} \left(1 - \frac{T}{4R_L C}\right) = \sqrt{2}U_2 \left(1 - \frac{T}{4R_L C}\right)$$

实际电路中选择电容满足 $R_L C = (3 \sim 5)T/2$ 的条件，此时 $U_{O(AV)} \approx 1.2U_2$

$$S = \frac{\frac{T}{4R_L C} U_{Omax}}{U_{Omax} \left(1 - \frac{T}{4R_L C}\right)} = \frac{T}{4R_L C - T}$$

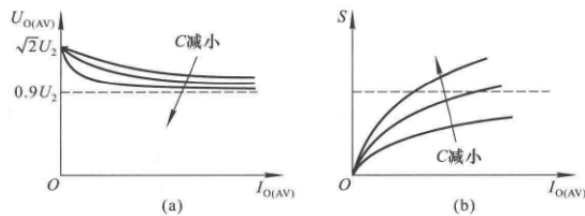


图 9.3.5 电容滤波电路的输出特性和滤波特性
(a) 输出特性 (b) 滤波特性

加入电容滤波后，二极管导通角变小，而平均电流增加，则二极管在短暂的时间内会通过一个很大的冲击电流，因此需要选择较大容量的整流二极管。

电感滤波电路

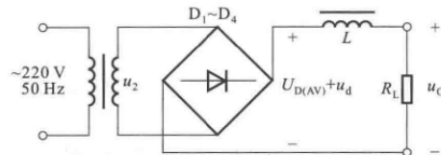


图 9.3.8 单相桥式整流电感滤波电路

当电流增大时，自感电动势阻止电流增加，将部分能量存储起来，当电流减小时，自感电动势阻止电流减少，释放存储的能量。因此电感滤波增大电流的平均值同时增大了二极管的导通角。

$$U_{O(AV)} = \frac{R_L}{R + R_L} U_{D(AV)} \approx \frac{R_L}{R + R_L} 0.9U_2$$

$$u_o \approx \frac{R_L}{\sqrt{(\omega L)^2 + R_L^2}} u_d \approx \frac{R_L}{\omega L} u_d$$

其他形式的滤波电路

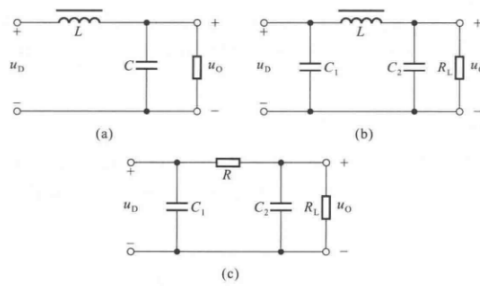


图 9.3.9 复式滤波电路
(a) LC 滤波电路 (b) LC π 型滤波电路 (c) RC π 型滤波电路

| 类型 | 电容滤波 | 电感滤波 | LC 滤波 | RC 或 LC π 型滤波 |
|-----------------|-------|-------|-------|-------------------|
| $U_{O(AV)}/U_2$ | 1.2 | 0.9 | 0.9 | 1.2 |
| θ | 小 | 大 | 大 | 小 |
| 适用场合 | 小电流负载 | 大电流负载 | 适应性较强 | 小电流负载 |

倍压整流电路

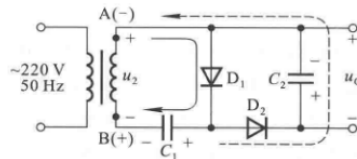


图 9.3.6 二倍压整流电路

正半周时, D_1 导通且 D_2 截止, C_1 充电至 $\sqrt{2}U_2$; 负半周时, D_1 截止且 D_2 导通, C_1 和输入电压一起对 C_2 充电, 可达 $2\sqrt{2}U_2$.

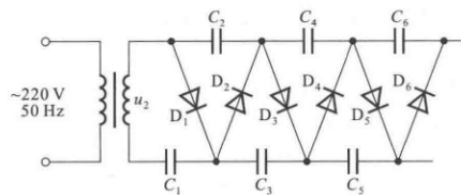


图 9.3.7 多倍压整流电路

稳压电路

稳压管稳压电路

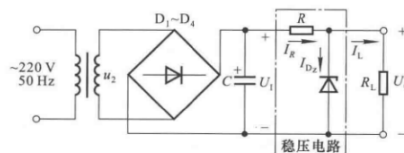


图 9.4.1 稳压二极管组成的稳压电路

基本关系式: $U_I = U_R + U_O, I_R = I_{Dz} + I_L$

性能指标

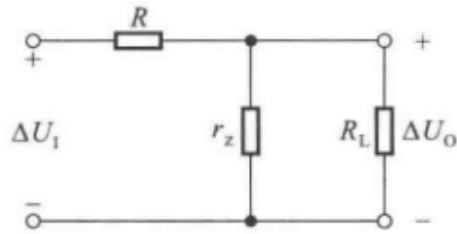


图 9.4.3 稳压管稳压电路的交流等效电路

$$\text{稳压系数: } S_r = \frac{\Delta U_O / U_O}{\Delta U_I / U_I} \Big|_{R_L} = \frac{U_I}{U_O} \frac{\Delta U_O}{\Delta U_I} \Big|_{R_L} \approx \frac{r_Z}{R} \frac{U_I}{U_Z}$$

$$\text{输出电阻: } R_o = \frac{\Delta U_O}{\Delta I_O} \Big|_{U_I} = R // r_Z \approx r_Z$$

稳压管的选择

$$\begin{cases} U_Z = U_O \\ I_{Zmax} - I_{Zmin} > I_{Lmax} - I_{Lmin} \\ I_{ZM} \geq I_{Lmax} + I_{Zmin} \end{cases}$$

限流电阻的选择

$$\text{要求 } I_{Zmin} \leq I_{DZ} \leq I_{Zmax}$$

$$\text{电路有 } I_R = \frac{U_I - U_Z}{R}, I_{DZ} = I_R - I_L$$

$$\begin{cases} I_{DZmax} = I_{Rmax} - I_{Lmin} = \frac{U_{Imax} - U_Z}{R} - I_{Lmin} \leq I_{ZM} \\ I_{DZmin} = I_{Rmin} - I_{Lmax} = \frac{U_{Imin} - U_Z}{R} - I_{Lmax} \geq I_Z \end{cases}$$

$$\text{解得 } \frac{U_{Imax} - U_Z}{I_{ZM} + I_{Lmin}} \leq R \leq \frac{U_{Imin} - U_Z}{I_Z + I_{Lmax}}, \text{ 其中 } I_{Lmin} = \frac{U_Z}{R_{Lmax}}$$

串联型稳压电路

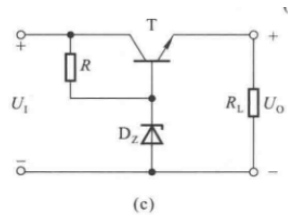


图 9.5.1 基本调整管稳压电路

U_O 的增大导致发射极电位 U_E 的升高，而稳压管端电压不变，则基极电位 U_B 基本不变，故晶体管的 U_{BE} 减小，导致 I_B 减小，从而使 U_O 减小，保持 U_O 基本不变。

当 U_O 减小时变化方向相反，同样使 U_O 保持基本不变。

具有放大环节的串联型稳压电路

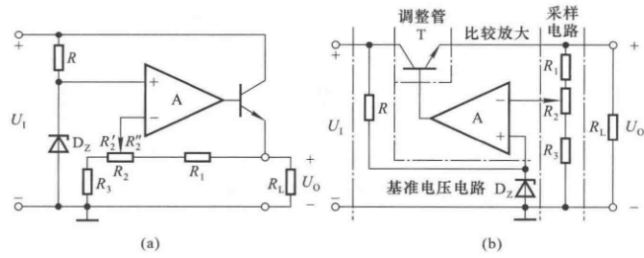


图 9.5.2 具有放大环节的串联型稳压电路
(a) 原理电路 (b) 常见画法

$$U_O = (1 + \frac{R_1 + R_2''}{R_2' + R_3})U_Z, \text{ 通过采样电路的分压, 实现输出电压的可调节.}$$

调整管的选择

由于 $I_E = I_{R_1} + I_L$, 且一般 I_{R_1} 可以忽略, 所以最大集电极电流 $I_{Cmax} \approx I_{Lmax}$, 最大管压降 $U_{CEmax} = U_{Imax} - U_{Omin}$, 集电极电流最大且管压降最大时功耗最大, 此时 $P_{Cmax} = I_{Cmax}U_{CEmax}$

$$\begin{cases} I_{CM} > I_{Lmax} \\ U_{(BR)CEO} > U_{Imax} - U_{Omin} \\ P_{CM} > I_{Lmax}(U_{Imax} - U_{Omin}) \end{cases}$$

集成稳压器电路

W7800系列输出电压有5V, 6V, 9V, 12V, 15V, 18V, 24V, 由后两位数值确定。W7800, W78M00, W78L00 的输出电流为1.5A, 0.5A, 0.1A

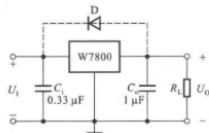


图 9.5.16 W7800 的基本应用电路

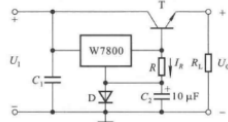


图 9.5.17 一种输出电流扩展电路

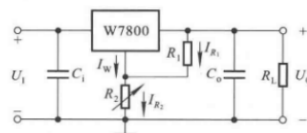


图 9.5.18 一种输出电压可调的稳压电路

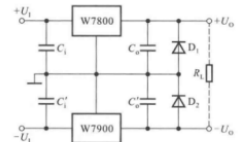


图 9.5.20 正、负输出稳压电路

电流扩展电路: $I_{Lmax} = (1 + \beta)(I_{Omax} - I_R)$

输出电压可调的电路: $U_O = (1 + \frac{R_2}{R_1})U'_O + I_W R_2$

正负输出稳压电路: W7900稳定负压, 功能和W7800对称。

W117参考电压 $U_{REF} = 1.25V$, W117, W117M, W117L的输出电流为1.5A, 0.5A, 0.1A

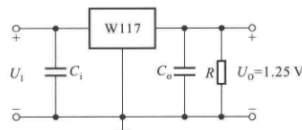


图 9.5.21 基准电压源电路

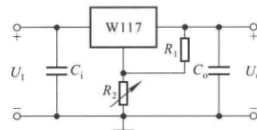


图 9.5.22 典型应用电路

输出电压可调电路: $U_O = (1 + \frac{R_2}{R_1}) \times 1.25V$

数电

门电路

二极管门电路

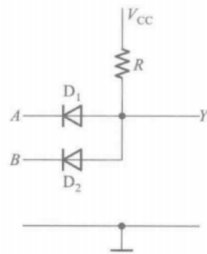


图 3.2.5 二极管与门

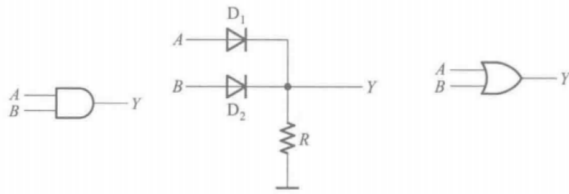


图 3.2.6 二极管或门

CMOS门电路

CMOS反相器

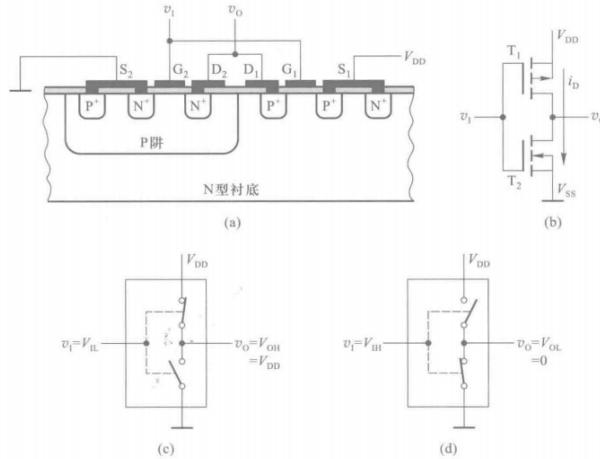


图 3.3.11 CMOS反相器

(a) 结构示意图 (b) 电路图 (c) 输入低电平时近似的等效电路 (d) 输入高电平时近似的等效电路

CMOS反相器由两只特性完全对称的NPN和PNP型MOS管组成，栅极为输入电压，因此当输入高低电平时，必然有且仅有一个管子导通。

电压传输特性

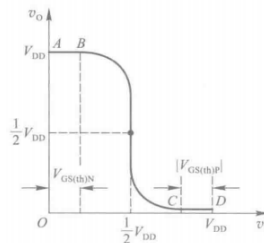


图 3.3.12 CMOS反相器的电压传输特性

AB段：输入低电平，上管导通，下管截止，输出高电平；CD段：输入高电平，上管截止，下管导通，输出低电平。

BC段：两管同时导通，但是电阻不同，两管内阻分压决定输出，当 $v_I = \frac{1}{2}V_{DD}$ 时，两管内阻相等， $v_O = \frac{1}{2}V_{DD}$

电流传输特性

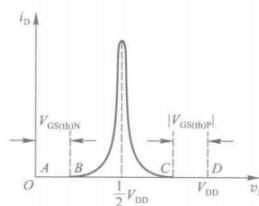


图 3.3.13 CMOS反相器的电流传输特性

当两管同时导通时才有电流通过两管，因此BC段有电流流过，且当 $v_I = V_{DD}$ 时，电阻最小，电流最大。

噪声容限

$$V_{NH} = V_{OH(min)} - V_{IH(min)}, V_{NL} = V_{IL(max)} - V_{OL(max)}$$

前级最低质量输出和后级最低质量输入的差值即为容许噪声值。

输入特性

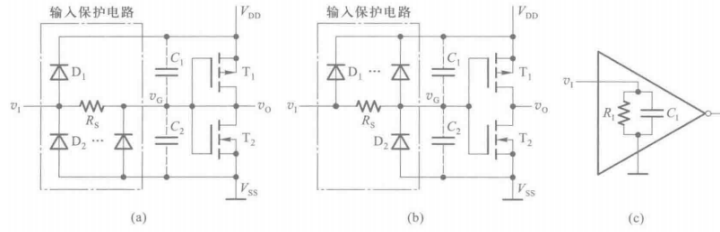


图 3.3.16 CMOS 反相器的输入保护电路
(a) 74HC 系列的输入保护电路 (b) 4000 系列的输入保护电路
(c) 正常工作范围内 CMOS 反相器的输入等效电路

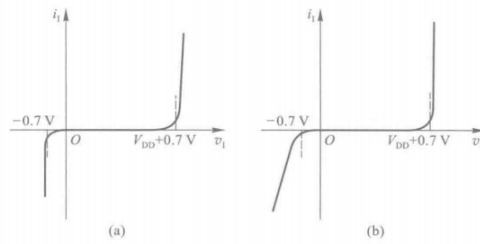


图 3.3.17 CMOS 反相器的输入特性
(a) 图 3.3.16(a) 电路的输入特性 (b) 图 3.3.16(b) 电路的输入特性

CMOS 反相器的输入特性完全由外接二极管决定，即输入特性为二极管的伏安特性。

输出特性

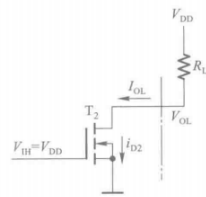


图 3.3.18 $v_o = V_{OL}$ 时 CMOS 反相器的工作状态

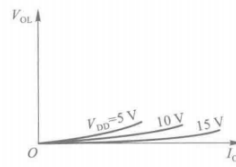


图 3.3.19 CMOS 反相器的低电平输出特性

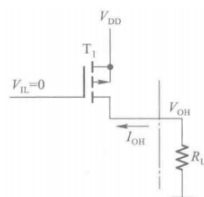


图 3.3.20 $v_i = V_{OH}$ 时 CMOS 反相器的工作状态

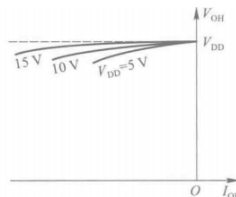


图 3.3.21 CMOS 反相器的高电平输出特性

均为 MOS 管输出特性的一部分，输出电压随输出电流的增大而增大。

动态特性

传输延迟时间 t_{PHL} 和 t_{PLH} ，分别为波形上升和下降所需的时间，平均值为 t_{pd}

交流噪声容限：

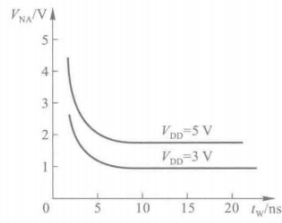


图 3.3.23 CMOS 反相器的交流噪声容限

动态功耗: $P_D = (C_L + C_{PD})fV_{DD}^2$

扇出: 表示一个电路输出端能够驱动同类型负载电路输入端的数目。

CMOS与非门和或非门

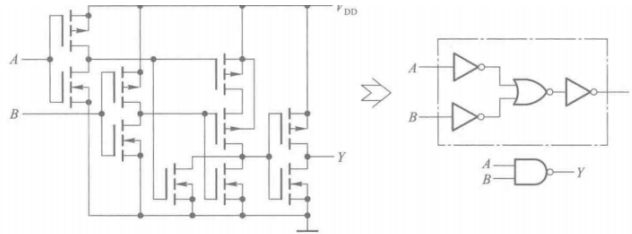


图 3.3.30 带缓冲级的 CMOS 与非门电路

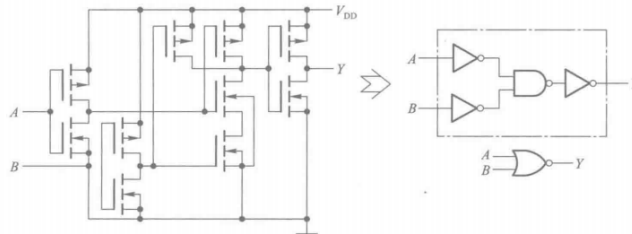


图 3.3.31 带缓冲级的 CMOS 或非门电路

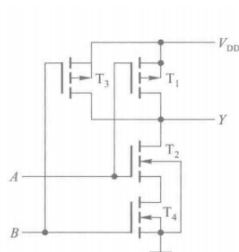


图 3.3.28 CMOS 与非门

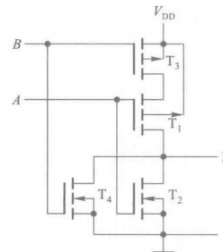


图 3.3.29 CMOS 或非门

漏极开路输出电路 (OD门)

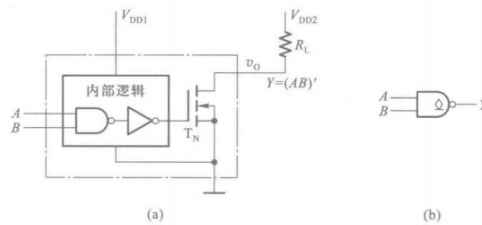


图 3.3.32 OD 输出的与非门 (a) 电路结构 (b) 逻辑符号

通过上拉电阻 R_L 接到电源才可以正常工作。可以实现电平标准的转换和通过直接将输出端相连实现线与与逻辑。

上拉电阻的计算

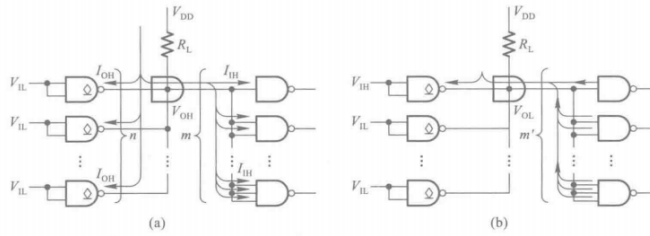


图 3.3.34 OD 门外接上拉电阻的计算
(a) R_L 最大值的计算 (b) R_L 最小值的计算

高电平时：保证输出电平大于最小高电平， $V_{DD} - (nI_{OH} + mI_{IH})R_L \geq V_{OH}$

低电平时：保证一个门的灌电流不超过最大输出电流， $(V_{DD} - V_{OL})/R_L + m'I_{IL} \leq I_{OL(max)}$

解得：
$$\frac{V_{DD} - V_{OL}}{I_{OL(max)} - m'I_{IL}} \leq R_L \leq \frac{V_{DD} - V_{OH}}{nI_{OH} + mI_{IH}}$$

CMOS传输门

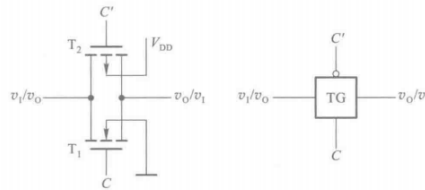


图 3.3.36 CMOS 传输门的电路结构和逻辑符号

$C = 0$ 时，两管截止，呈现高阻态； $C = 1$ 时，两管至少一个导通， $u_o = u_i$

三态输出的CMOS门电路

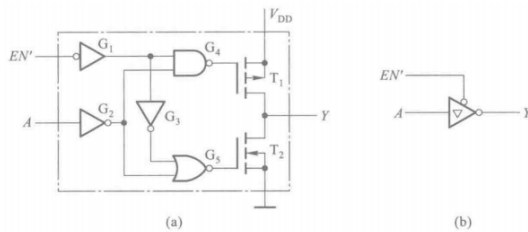


图 3.3.41 三态输出的 CMOS 反相器
(a) 电路结构 (b) 逻辑符号

$EN' = 1$ 时，输出高阻态 $Y = Z$ ； $EN' = 0$ 时， $Y = A'$

利用三态门可以接成总线结构和实现数据双向传输，常接在输出级做缓冲。

TTL门电路

三极管反相器

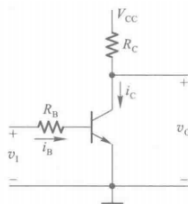


图 3.4.3 双极型三极管的基本开关电路

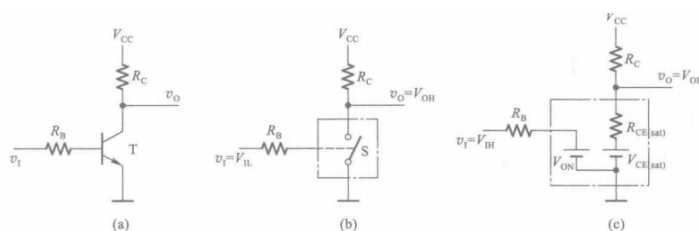


图 3.4.6 双极型三极管反相器的等效电路
(a) 反相器电路 (b) 输入低电平时的等效电路
(c) 输入高电平时的等效电路

输出高电平时为放大状态, $v_o = V_{CC} - \beta i_B R_C$

输出低电平时处于深度饱和状态, $I_{BS} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{\beta(R_C + R_{CE(sat)})} \approx \frac{V_{CC}}{\beta R_C}$

TTL反相器

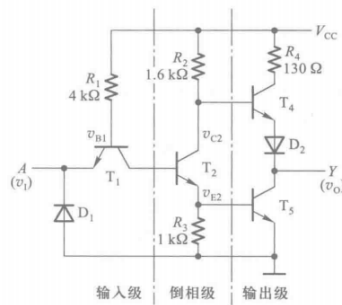


图 3.4.9 TTL 反相器的典型电路

$v_I = V_{IL}$ 时, T_1 发射结导通, 基极钳位在 $v_{B1} = V_{IL} + V_{ON} = 0.9V$, T_2 发射结不导通, T_1 由于集电极回路电阻非常大处于深度饱和状态, 这时 T_1 集电极电流可以忽略不计。 T_2 截止后 v_{c2} 为高电平, v_{E2} 为低电平, 则 T_4 导通 T_5 截止, 输出高电平。

$v_I = V_{IH}$ 时, 不考虑 T_2 存在的时候有 $v_{B1} = V_{IH} + V_{ON} = 4.1V$, 则 T_2, T_5 必然导通, 而导通就会将 v_{B1} 钳位在 $2.1V$, T_2 导通使得 T_4 截止而 T_5 导通, 输出低电平。

T_2 输入和输出变化方向相反, 所以称为倒相级; T_4, T_5 一个导通一个截止, 推拉式输出 (也叫图腾柱输出), 降低静态功耗, 提高驱动负载能力。

电压传输特性

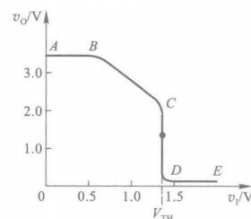


图 3.4.10 TTL 反相器的电压传输特性

AB段: 输入低电平, 上管导通, 下管截止, 输出高电平; DE段: 输入高电平, 上管截止, 下管导通, 输出低电平。

BC段: $v_I > 0.7V$ 且 $v_I < 1.3V$, T_2 导通的同时 T_5 截止, T_2 工作在放大区 v_o 随 v_I 的增大线性下降。

CD段, $v_I = 1.4V$ 时, $v_{B1} = 2.1V$, T_2, T_5 同时导通, 输出点位急剧下降

输入特性

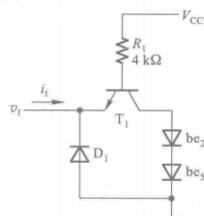


图 3.4.11 TTL 反相器的输入端等效电路

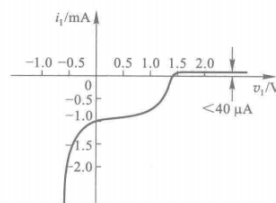


图 3.4.12 TTL 反相器的输入特性

输入低电平时, $I_{IL} = -\frac{V_{CC} - v_{BE1} - V_{IL}}{R_1} \approx -1mA$

输入高电平时, T_1 管子的集电极和发射极互换使用, 处于倒置状态, 此时放大倍数 β 极小, 因此输入电流很小。

输出特性

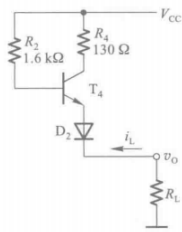


图 3.4.13 TTL 反相器高电平输出等效电路

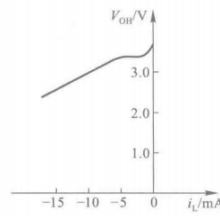


图 3.4.14 TTL 反相器高电平输出特性

输出高电平时, T_4 工作在发射极放大状态, 电路输出电阻很小, 负载电流较小时, 影响较小

随着负载电流的增加, R_4 上的压降也随之增大, 将使得 T_4 管集电结正偏饱和导通, 此时失去射级跟随功能, 输出电压随电流线性下降。

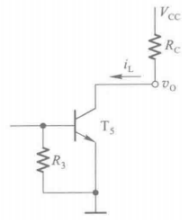


图 3.4.15 TTL 反相器低电平输出等效电路

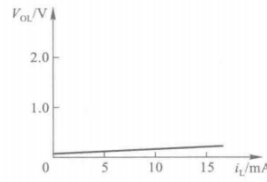


图 3.4.16 TTL 反相器低电平输出特性

输出低电平时, 由于 T_5 饱和压降低, 故输出电压几乎不随输出电流的改变而改变, 仅略有线性增加。

输入端负载特性

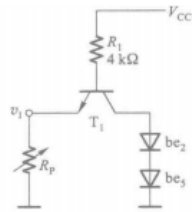


图 3.4.18 TTL 反相器输入端经电阻接地时的等效电路

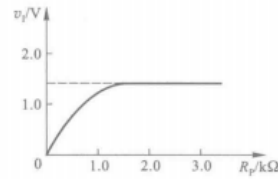


图 3.4.19 TTL 反相器输入端负载特性

$v_I = \frac{R_P}{R_1 + R_P}(V_{CC} - v_{BE1})$, 一般当 $R_P \leq 0.7k\Omega$ 时, 构成低电平输入; $R_P \geq 1.5k\Omega$ 时, 构成高电平输入

TTL与非门、或非门和异或门

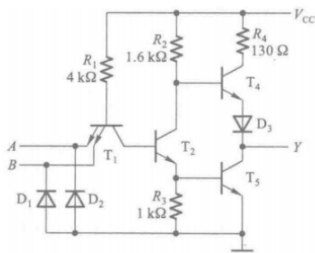


图 3.4.27 TTL 与非门电路

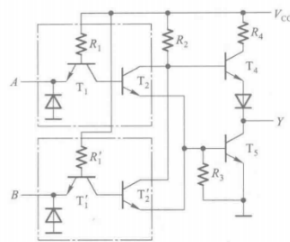


图 3.4.29 TTL 或非门电路

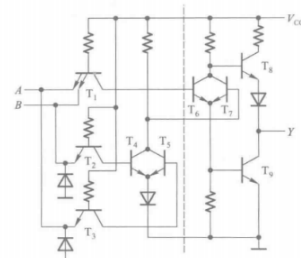


图 3.4.31 TTL 异或门

和CMOS不同的是, TTL与非门采用多发射极结构, 故在输入低电平时只有一份输入电流, 上拉电阻和扇出的计算都不同。

对于TTL异或门, T_1 管实现 AB , T_2, T_3 管和 T_4, T_5 管实现 $(A + B)' = A'B'$, T_6, T_7 实现或非, 即 $Y = (AB + A'B) = AB' + A'B$

集电极开路输出的门电路 (OC门)

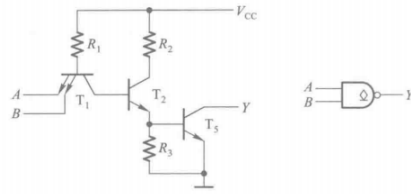


图 3.4.33 集电极开路输出 TTL 与非门的电路和图形符号

功能和上拉电阻的计算与 *OD* 门类似，只需要注意 *TTL* 与非门低电平时输入电流只有一份。

三态输出门电路 (TS门)

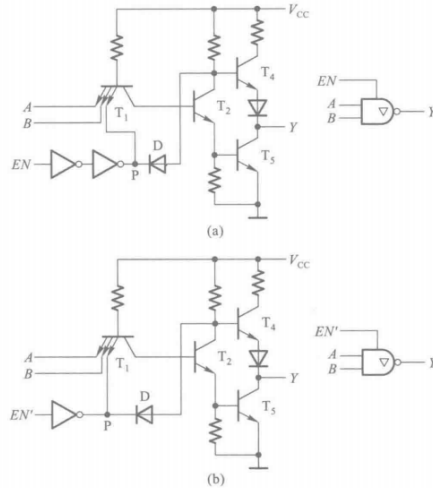


图 3.4.38 三态输出门的电路图和图形符号
(a) 控制端高电平有效 (b) 控制端低电平有效

对于三态输出与非门，控制端无效时， $Y = Z$ ；控制端有效时， $Y = (AB)'$

波形发生电路和整流电路

555定时器

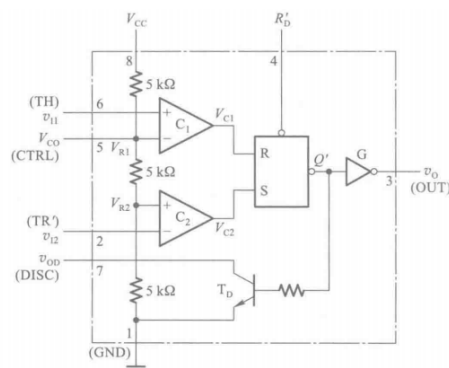


图 7.5.1 555 定时器的电路结构图

利用 *SR* 锁存器的锁存功能实现滞回特性，利用比较器实现电压数据的二值化，利用放电二极管实现反馈回路的构建。

在控制电压输入端 V_{CO} 悬空时， $V_{R1} = \frac{2}{3}V_{CC}$ ， $V_{R2} = \frac{1}{3}V_{CC}$ ；若外接电压 V_{CO} ，则 $V_{R1} = V_{CO}$ ， $V_{R2} = \frac{1}{2}V_{CO}$

功能表如下：

表 7.5.1 555 定时器的功能表

| 输入 | | | 输出 | |
|--------|-----------------------|-----------------------|-------|----------|
| R'_D | $v_{II}(\text{TH})$ | $v_{II}(\text{TR}')$ | v_o | T_D 状态 |
| 0 | × | × | 低 | 导通 |
| 1 | $> \frac{2}{3}V_{CC}$ | $> \frac{1}{3}V_{CC}$ | 低 | 导通 |
| 1 | $< \frac{2}{3}V_{CC}$ | $> \frac{1}{3}V_{CC}$ | 不变 | 不变 |
| 1 | $< \frac{2}{3}V_{CC}$ | $< \frac{1}{3}V_{CC}$ | 高 | 截止 |
| 1 | $> \frac{2}{3}V_{CC}$ | $< \frac{1}{3}V_{CC}$ | 高 | 截止 |

施密特触发电路

用门电路接成的施密特触发电路

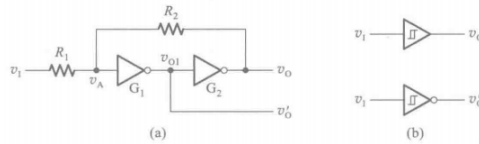


图 7.2.5 用 CMOS 反相器构成的施密特触发电路
(a) 电路图 (b) 图形符号

当 $v_A = V_{TH}$ 时, 门电路进入电压传输特性的放大区, 正反馈使得电路状态迅速转变为另一状态。

阈值电压: $V_{T+} = (1 + \frac{R_1}{R_2})V_{TH}, V_{T-} = (1 - \frac{R_1}{R_2})V_{TH}$; 回差电压: $\Delta V_T = V_{T+} - V_{T-} = 2\frac{R_1}{R_2}V_{TH}$

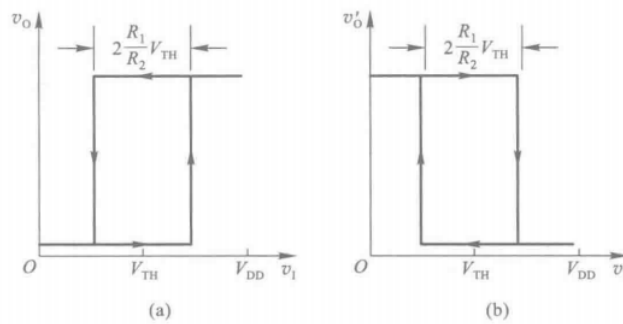


图 7.2.6 图 7.2.5 电路的电压传输特性
(a) 同相输出 (b) 反相输出

用555定时器接成的施密特触发电路

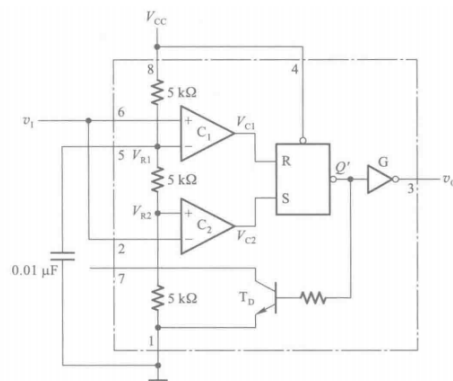


图 7.5.2 用 555 定时器接成的施密特触发电路

将2脚和6脚接到一起作为外加触发脉冲的输入端。

如果没有外接电压, 则阈值电压: $V_{T+} = \frac{2}{3}V_{CC}, V_{T-} = \frac{1}{3}V_{CC}$; 回差电压: $\Delta V_T = V_{T+} - V_{T-} = \frac{1}{3}V_{CC}$

如果外接控制电压 V_{CO} , 则阈值电压: $V_{T+} = V_{CO}, V_{T-} = \frac{1}{2}V_{CO}$; 回差电压: $\Delta V_T = V_{T+} - V_{T-} = \frac{1}{2}V_{CO}$

单稳态电路

具有稳态和暂稳态两个不同的工作状态；在外界脉冲作用下，能从稳态翻转到暂稳态，在暂稳态维持一段时间后自动返回稳态；暂稳态维持时间取决于电路本身的参数，与触发脉冲的宽度和幅度无关。

用555定时器接成的单稳态电路

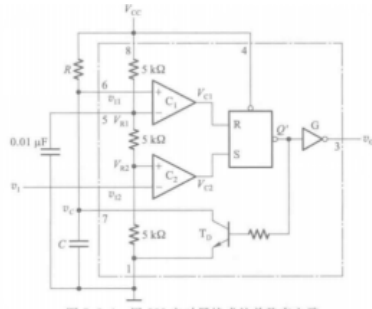


图 7.5.4 用 555 定时器接成的单稳态电路

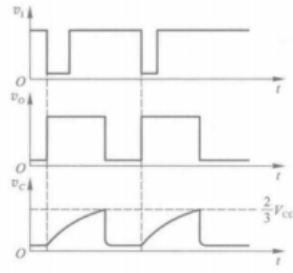


图 7.5.5 图 7.5.4 电路的电压波形图

将2脚作为外加触发脉冲的输入端，6脚通过上拉电阻拉至 V_{CC} ，7脚通过电容和地相连，并直接与6脚相连。

电容 C 通过 R 进行充电，并通过 T_D 进行迅速放电。

$$t_w = RC \ln \frac{V_{CC} - 0}{V_{CC} - \frac{2}{3}V_{CC}} = RC \ln 3 \approx 1.1RC$$

多谐振荡电路

自激振荡电路，在接通电源后，不需要外加触发信号便能自动地产生矩形脉冲。

用施密特触发器构成的多谐振荡电路

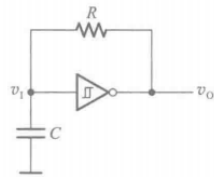


图 7.4.15 用施密特触发器构成的多谐振荡电路

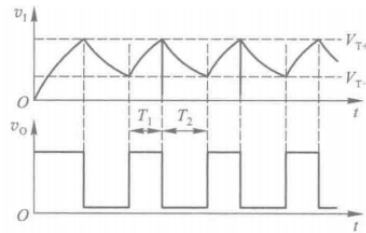
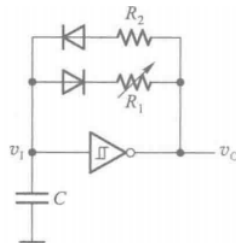


图 7.4.16 图 7.4.15 电路的电压波形图

由于电容的充放电，施密特触发器的电压在 V_{T+} 和 V_{T-} 之间反复跳变。

$$T = T_1 + T_2 = RC \ln \frac{V_{DD} - V_{T-}}{V_{DD} - V_{T+}} + RC \ln \frac{V_{T+}}{V_{T-}} = RC \ln \left(\frac{V_{DD} - V_{T-}}{V_{DD} - V_{T+}} \frac{V_{T+}}{V_{T-}} \right)$$

改变充放电回路即可改变占空比



用555定时器构成的多谐振荡电路

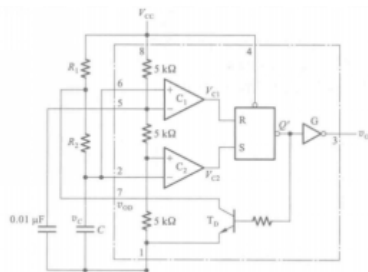


图 7.5.6 用 555 定时器接成的多谐振荡电路

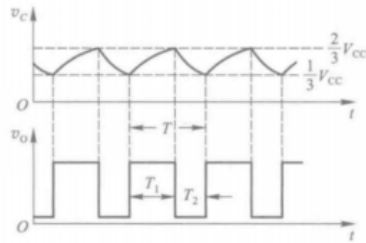


图 7.5.7 图 7.5.6 电路的电压波形图

将 2 脚和 6 脚接到一起，并通过 R_1 和 R_2 两个电阻上拉到 V_{CC} ，7 脚通过 R_1 与 V_{CC} 相连，电容接在 R_2 和地之间。由 V_{CC} 经 R_1, R_2 对电容充电，电容经过 T_D 和 R_2 进行放电。

$$T = T_1 + T_2 = (R_1 + R_2)C \ln \frac{V_{CC} - V_{T-}}{V_{CC} - V_{T+}} + R_2 C \ln \frac{0 - V_{T+}}{0 - V_{T-}} = (R_1 + 2R_2)C \ln 2$$

$$q = \frac{T_1}{T} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2}$$

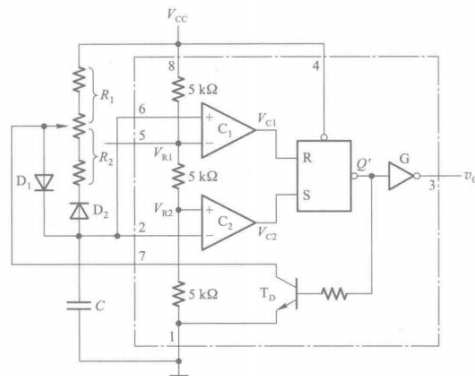


图 7.5.8 用 555 定时器组成的占空比可调多谐振荡电路

$$\text{振荡周期 } T = (R_1 + R_2)C \ln 2, \text{ 占空比 } q = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

存储器

由于半导体存储器存储单元及其庞大而引脚数目有限，因此在存储器中给每个单元编了一个地址，只有被输入地址代码指定的存储单元才能与公共的输入、输出引脚连通进行数据的读出或写入。

存储器分为随机存储器 (RAM) 和只读存储器 (ROM) 两类。随机存储器正常工作状态下就可以写入或读出数据，而只读存储器在正常工作状态下只能读出数据，但是断电后数据不会丢失。

多位数据并行输出的存储器中，将并行输出的一组数据叫做一个字，存储器每个地址存放一个字，通常存储器容量用存储单元的数量表示，写成 (字数) × (位数) 的形式。

静态随机存储器 SRAM

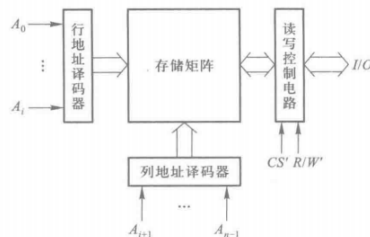


图 5.5.1 SRAM 的结构框图

读写线 $R/W' = 1$ 时，执行读操作； $R/W' = 0$ 时，执行写操作。

片选输入端 $CS' = 0$ 时正常工作； $CS' = 1$ 时输入输出端均处于高阻态，不能进行读写操作。

只读存储器ROM

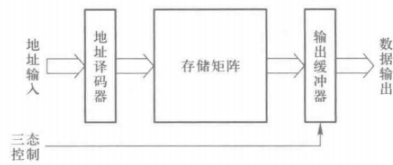


图 5.5.6 ROM 的电路结构框图

输出缓冲器能提高存储器的带负载能力，实现对输出的三态控制以便和总线连接。

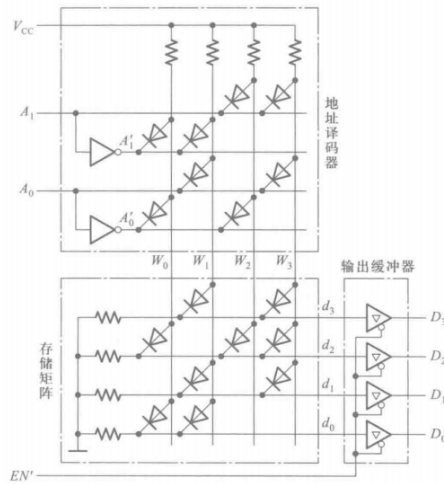


图 5.5.7 二极管 ROM 的电路结构图

地址译码器由二极管与门构成，存储矩阵是由二极管或门组成的编码器。 W 为字线， d 为位线，每个字线和位线的每个交叉点都是一个存储单元。

ROM的分类

掩模只读存储器 (Mask ROM)：存储数据由制作过程中的掩模板决定。

可编程只读存储器 (PROM)：存储单元为三极管和发射极串联的能快速熔断的熔丝组成。写数据只需要熔断熔丝即可。只能写入一次。

电信号擦除的可编程只读存储器——闪存 (Flash Memory)：利用浮栅MOS管中浮置栅极存储电荷来决定MOS管的导通从而实现存储二值代码的目的。充电时加高电压，利用雪崩击穿注入电子充电；放电时利用隧道效应形成电流。

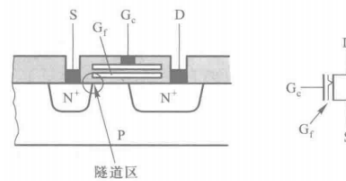


图 5.5.11 闪存中的浮栅 MOS 管

存储器容量的扩展

位扩展方式

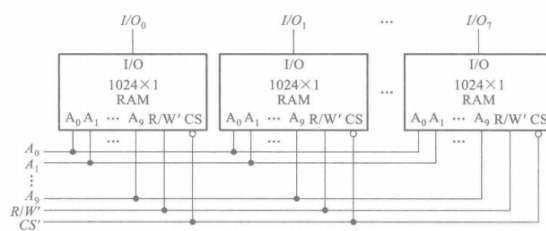
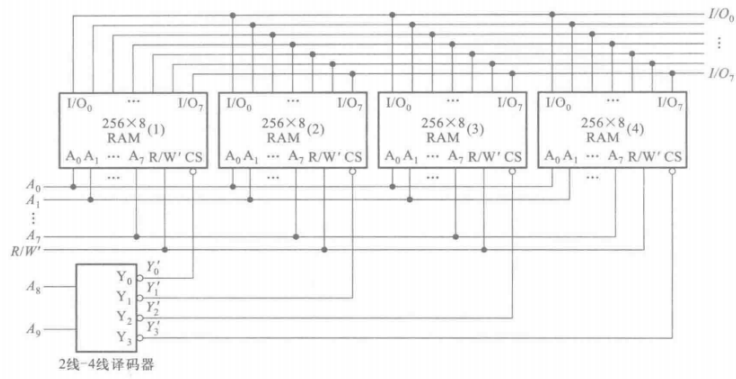


图 5.5.13 RAM 的位扩展接法

地址数不变，增加输出位数

字扩展方式



增加地址数，输出位数不变

用存储器实现逻辑函数

将逻辑函数写成最小项之和的形式，在对应的存储单元上写上1即可实现。

【例 5.5.2】 试用 ROM 产生如下的一组多输出逻辑函数。

$$\begin{cases} Y_1 = A'BC + A'B'C \\ Y_2 = AB'CD' + BCD' + A'BCD \\ Y_3 = ABCD' + A'BC'D' \\ Y_4 = A'B'CD' + ABCD \end{cases} \quad (5.5.2)$$

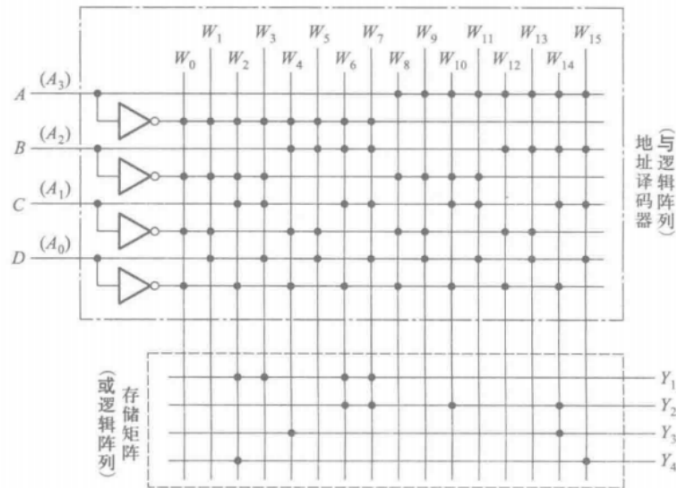


图 5.5.16 例 5.5.2 的 ROM 点阵图