



中国科学技术大学
University of Science and Technology of China
信息科学技术学院

第七章 脉冲波形的 产生和整形

作业 pp.383-386

题7.1

题7.3

题7.5

题7.11

题7.13

题7.25

内容提要

本章主要介绍矩形波的产生和整形电路。在矩形波产生电路中介绍常用的多谐振荡电路——对称式和非对称多谐振荡电路、环形振荡电路以及用施密特触发电路和555定时器构成的多谐振荡电路等。

在整形电路中，介绍施密特触发电路和单稳态电路。

此外，介绍压控振荡电路。

本章最后讨论常用的555定时器及其所构成的施密特触发电路、单稳态电路及多谐振荡电路的电路及工作原理。

本章内容

- 7.1 概述
- 7.2 施密特触发电路
- 7.3 单稳态电路
- 7.4 多谐振荡电路
- 7.5 555定时器及其应用

7.1 概述

一、产生矩形脉冲的途径

1. 利用各种形式的多谐振荡电路;
2. 通过各种整形电路把已有的周期性变化波形变换成符合要求的矩形脉冲。

二、矩形脉冲特性的描述

通常的矩形脉冲波形如图7.1.1所示。

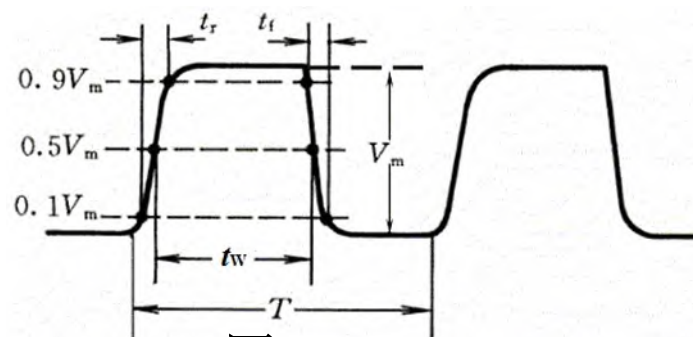


图7.1.1

其中：

脉冲周期 T ：周期性重复的脉冲序列中，两个相邻脉冲之间的时间间隔。有时也用频率 $f = 1/T$ 表示单位时间内脉冲重复的次数。

脉冲幅度 V_m ：脉冲电压的最大变化幅度。

脉冲宽度 t_w ：从脉冲前沿到达 $0.5V_m$ 起，到脉冲后沿到达 $0.5V_m$ 为止的一段时间。

上升时间 t_r ：脉冲上升沿从 $0.1V_m$ 上升到 $0.9V_m$ 所需要的时间。

下降时间 t_f ：脉冲下降沿从 $0.9V_m$ 下降到 $0.1V_m$ 所需要的时间。

占空比 q ：脉冲宽度与脉冲周期的比值，即
 $q = t_w / T$ 。

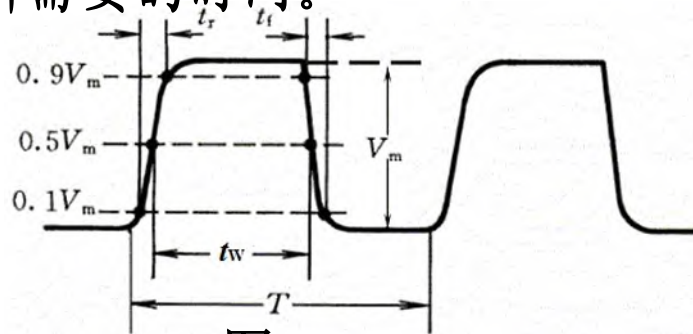


图7.1.1

7.2 施密特触发电路

施密特触发电路 (Schmitt Trigger) 为脉冲波形变换中经常使用的一种电路，具有下面两个性能特点：

第一 输入信号从低电平上升的过程中，电路状态转换时对应的输入电平，与输入信号从高电平下降过程中对应的输入转换电平不同；

第二 在电路状态转换时，通过电路内部的正反馈过程使输出电压波形的边沿变得很陡。

7.2.1 施密特触发电路的结构和工作原理

通过公共发射极电阻耦合的两级正反馈放大器，如图7.2.1所示。假定三极管发射结的导通压降为0.7V，那么当输入端的电压 v_I 为低电平时，必有

$$v_I - v_E = v_{BE1} < 0.7V$$

则 T_1 截止而 T_2 饱和导通。

若 v_I 逐渐升高并使 $v_{BE1} > 0.7V$ 时， T_1 进入导通状态，如下正反馈

$$v_I \uparrow \rightarrow i_{C1} \uparrow \rightarrow v_{C1} \downarrow \rightarrow i_{C2} \downarrow$$

$$\uparrow \qquad \qquad \downarrow$$

$$v_{BE1} \uparrow \qquad \leftarrow \qquad v_E \downarrow$$

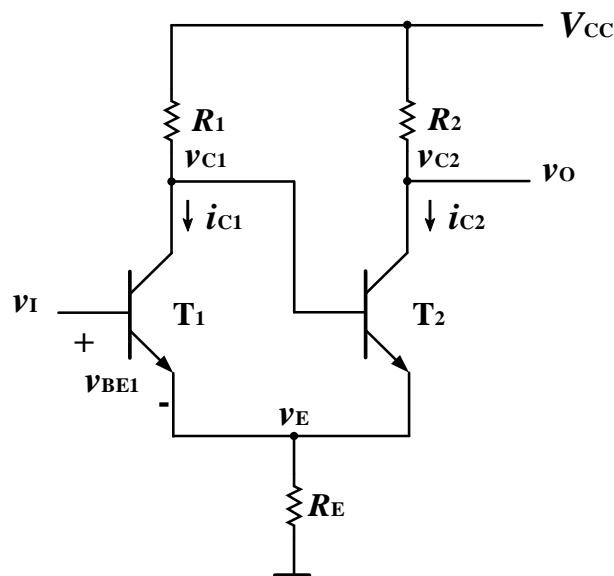


图7.2.1

从而使电路迅速转为 T_1 饱和导通、 T_2 截止状态。

若 v_I 从高电平逐渐下降，且降到 v_{BE1} 只有0.7V左右时， i_{C1} 开始减小，又产生如下正反馈

$$v_I \downarrow \rightarrow i_{C1} \downarrow \rightarrow v_{C1} \uparrow \rightarrow i_{C2} \uparrow$$

$$\uparrow \qquad \qquad \downarrow$$

$$v_{BE1} \downarrow \quad \leftarrow \quad v_E \uparrow$$

使电路迅速返回 T_1 截止、 T_2 饱和导通状态。

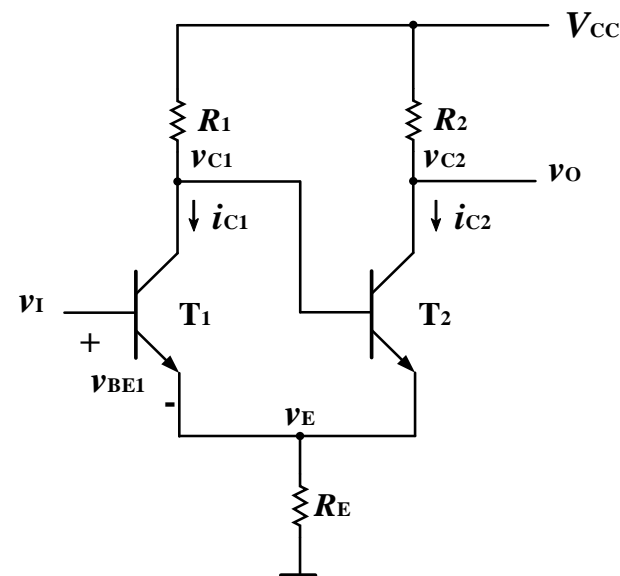


图7.2.1

无论导通变截止还是截止变导通都存在正反馈，使得输出端电压的上升沿、下降沿都很陡。

由于 $R_1 > R_2$ ，故 T_1 饱和导通时的 v_E 值必然低于 T_2 饱和导通时的 v_E 值。因此， T_1 由截止变为导通时的输入电压必然高于 T_1 由导通变为截止时的输入电压，如图7.2.2所示。

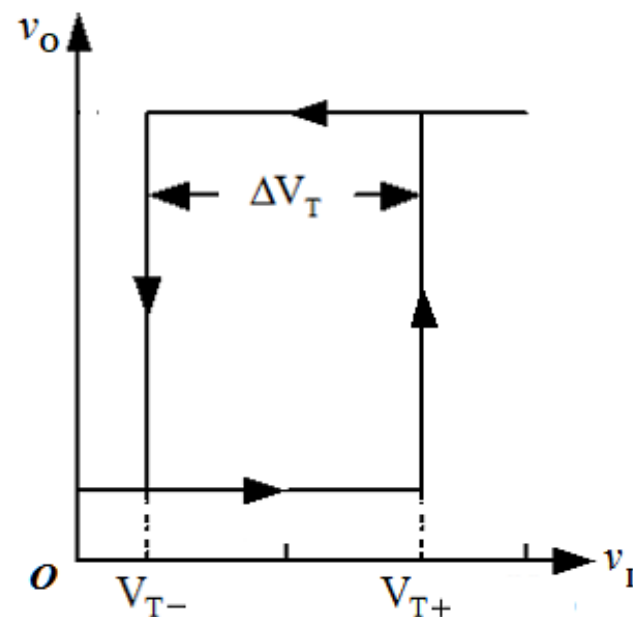


图7.2.2 电压传输特性

定义 V_{T+} 、 V_{T-} ，分别表示 v_I 上升时 T_1 由截止变为导通时的输入电压和 v_I 下降时 T_1 由导通变为截止时的输入电压。

将 V_{T+} 称为正向阈值电压， V_{T-} 称为负向阈值电压。

$|V_{T+} - V_{T-}| = \Delta V_T$ 称为回差电压。

注意： T_2 饱和导通时输出端 v_O 的低电平近似等于 $V_{CC} R_E / (R_2 + R_E)$ ，不是接近于0的逻辑低电平。需要附加电平变换电路。

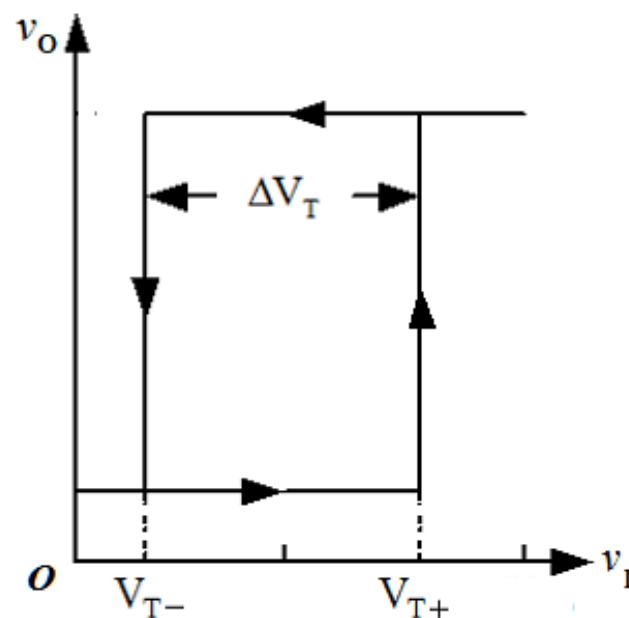


图7.2.2 电压传输特性

图7.2.3为TTL构成的7413施密特触发电路。

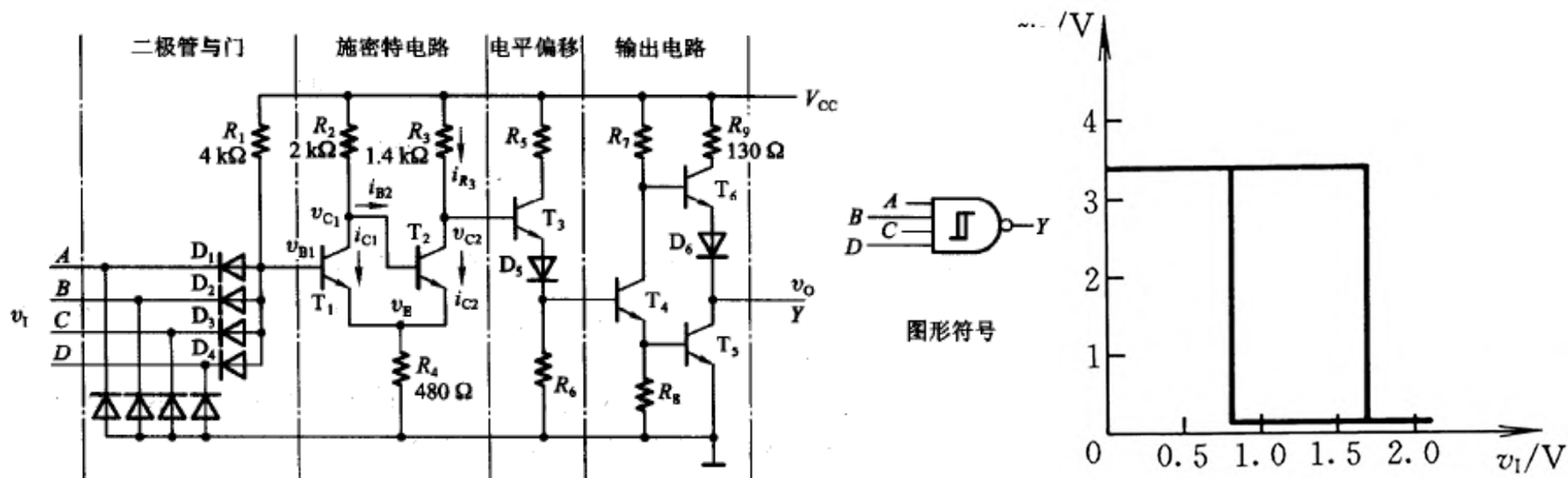


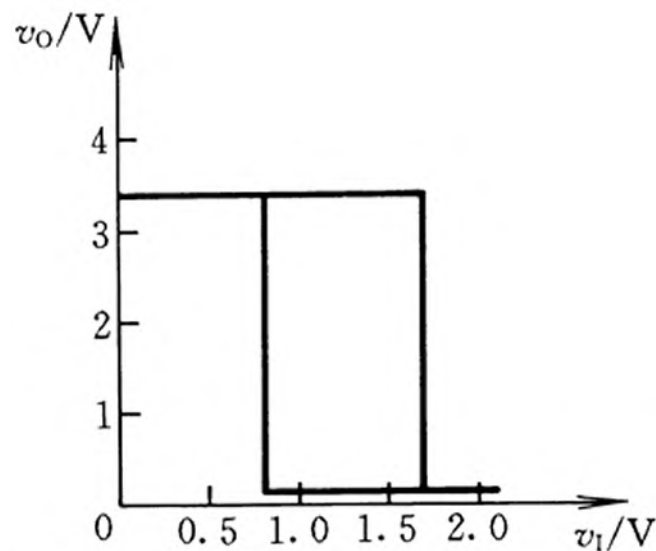
图7.2.3 带与非功能的TTL施密特触发电路

工作原理:

1) 当4个输入 A 、 B 、 C 、 D 均从低电平升高时，只有当这4个输入均上升到 1.7V 时，输出 Y 才为低电平。

2) 当 A 、 B 、 C 、 D 中有一个从高电平降到 0.8V 时，输出 Y 就为高电平。

3) 由于 v_O 随 v_I 的升高而下降，并随 v_I 的下降而上升，故为反相输出的施密特触发特性。



$$V_{T+} \approx 1.7\text{V}$$

$$V_{T-} \approx 0.8\text{V}$$

$$\Delta V_T = 1.7 - 0.8 = 0.9\text{V}$$

7.2.2 用门电路组成的施密特触发电路

CMOS施密特触发电路，
如图7.2.4所示。

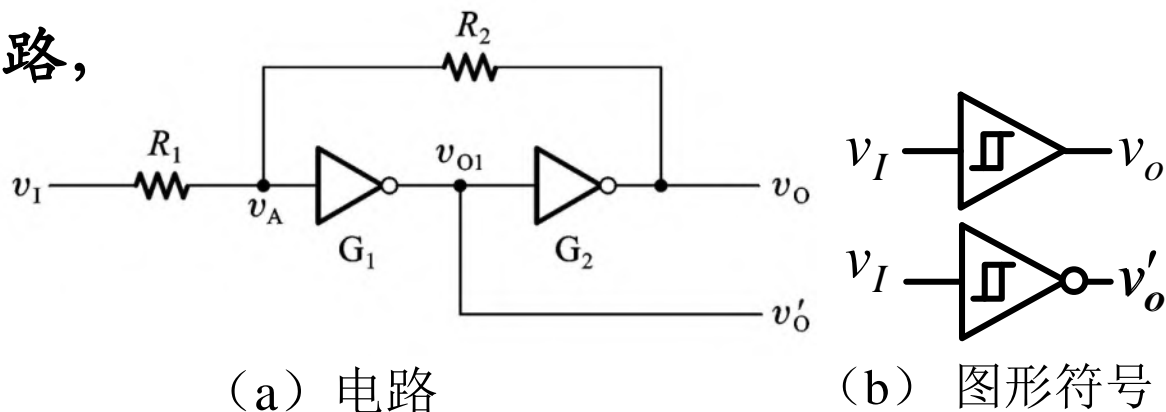
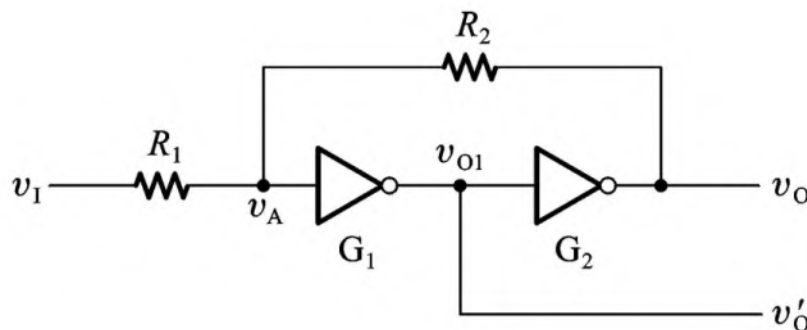


图7.2.4

设反相器 G_1 和 G_2 均为CMOS门，其阈值电压为 $V_{TH} = V_{DD}/2$ ，
输出高低电平分别为 $V_{OH} = V_{DD}$ ， $V_{OL} = 0$ ，且 $R_1 < R_2$ 。

1. 工作原理



① 当 $v_I = 0$ 时， $v_{o1} = V_{OH}$ ， $v_o = V_{OL} \approx 0$ ，此时 G_1 门的输入电压为

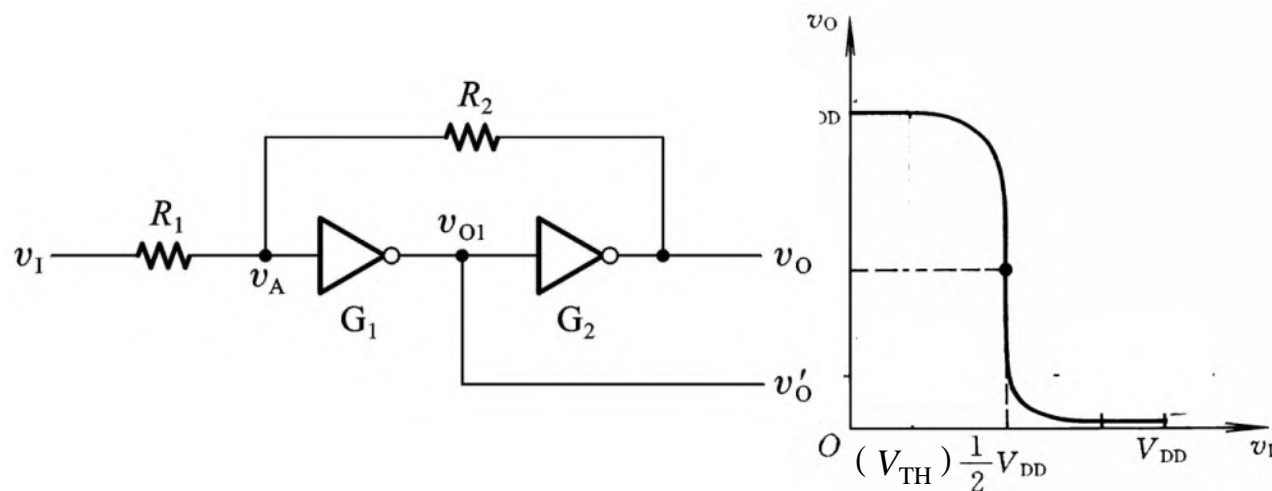
$$v_A = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_O \approx 0$$

注：

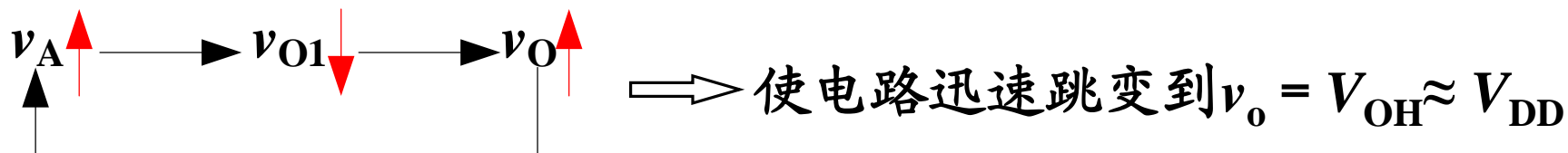
v_A 在这里是利用叠加原理得到的。

因为是CMOS器件，从 v_A 流入 G_1 的电流为0，则

$$v_A = v_O R_1 / (R_1 + R_2) + v_I R_2 / (R_1 + R_2)$$



②当 v_I 从0逐渐升高到使得 $v_A = V_{TH}$ 时，反相器进入电压传输特性的放大区（转折区）。故 v_A 的增加，引起下面的正反馈，即



由叠加原理得

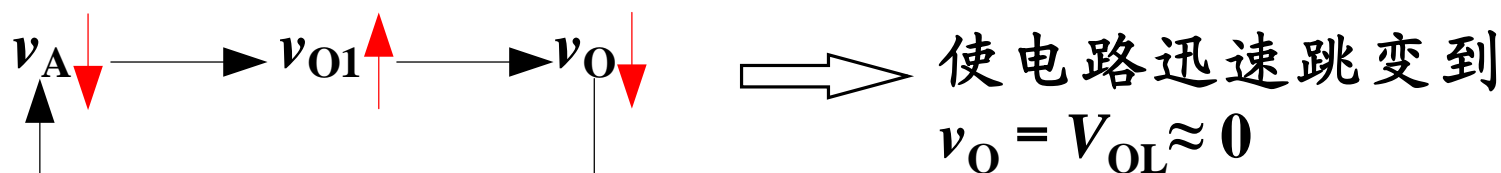
$$v_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_I + \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_O$$

设施密特触发电路在输入信号 v_I 正向增加时的门槛电压（阈值电压）为 V_{T+} （ $=v_I$ ），此时 $v_O = 0$ 。故， G_1 门的输入电压为

$$v_A = V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{T+} \quad \Longrightarrow \quad V_{T+} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{TH} \\ = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{TH}$$

当 $v_A > V_{TH}$ 时，电路状态维持在 $v_O = V_{OH} = V_{DD}$ 不变。

③ 当 v_I 从高电平 V_{DD} 逐渐下降到 $v_A = V_{TH}$ 时, 由于也存在正反馈, 即



此时施密特触发电路在 v_I 下降时对应输出电压由高电平转为低电平时的输入电压为 V_{T-} ($=v_I$), 此时 $v_O = V_{DD}$ 。故, G_1 门的输入电压为

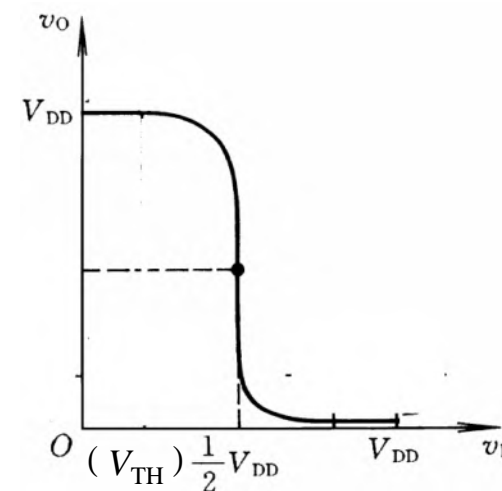
$$v_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_I + \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_O$$

$$\begin{aligned}
 v_A = V_{TH} &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_I + \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_O \\
 &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{T-} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{DD}
 \end{aligned}$$

由于 $V_{TH} = V_{DD} / 2$, 故

$$V_{T-} = \left(1 - \frac{R_1}{R_2}\right) V_{TH}$$

只要 $v_I < V_{T-}$, $v_O \approx 0$ 。



V_{T+} 和 V_{T-} 之间的差值为回差电压，即

$$v_I = V_{T+} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)V_{TH} \quad \Rightarrow \quad \Delta V_T = V_{T+} - V_{T-} = 2 \frac{R_1}{R_2} V_{TH}$$

$$v_I = V_{T-} = \left(1 - \frac{R_1}{R_2}\right)V_{TH}$$

则施密特触发电路的电压传输特性，如图7.2.5所示。

图7.2.6分别示出施密特触发电路的两个输出电压传输特性图。

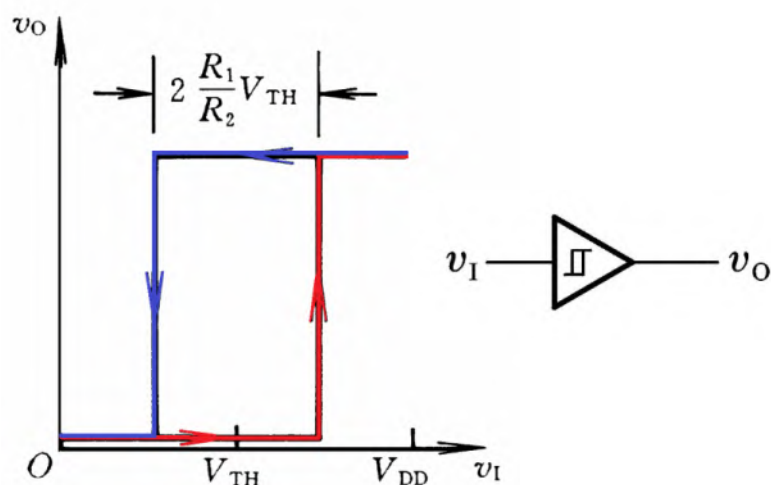


图7.2.5

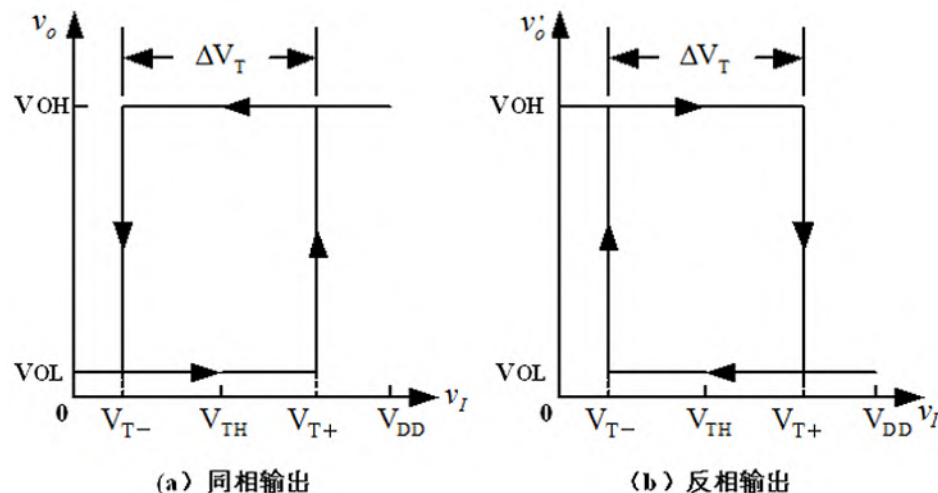


图7.2.6

2.施密特触发电路的主要特点

输入信号在上升和下降过程中，电路状态转换的输入电平不同。
电路状态转换是正反馈过程，使输出波形边沿变陡。

例7.2.1 由CMOS反相器构成的施密特触发电路如图7.2.7所示，设 $V_{TH} = 3V$ ， $V_{DD} = 6V$ ，输入电压为峰-峰值6V的三角波。试画出输出电压 v_O 的波形，注明 V_{T+} 和 V_{T-} 的大小，并求回差电压 ΔV_T 。

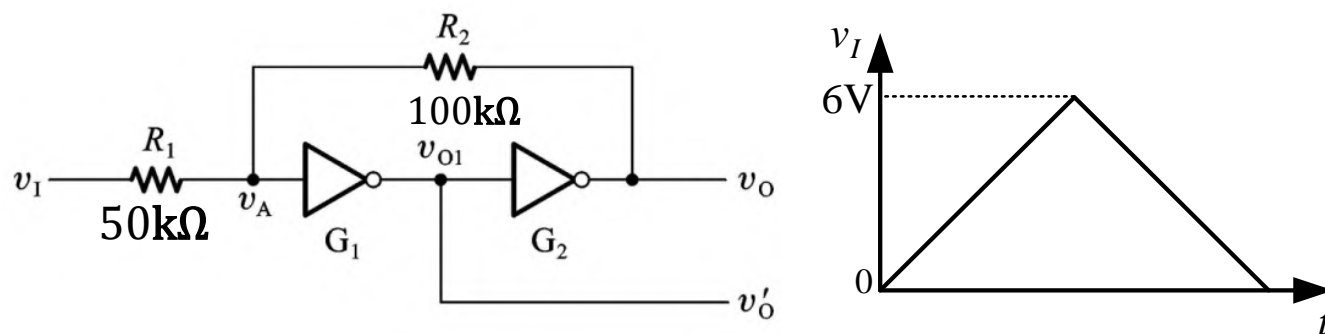


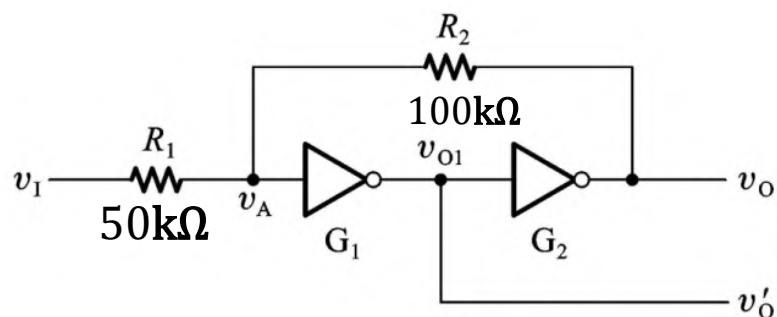
图7.2.7

解：阈值电压为

$$V_{T+} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)V_{TH} = \left(1 + \frac{50}{100}\right) \times 3 = 4.5V$$

$$V_{T-} = \left(1 - \frac{R_1}{R_2}\right)V_{TH} = \left(1 - \frac{50}{100}\right) \times 3 = 1.5V$$

其输出波形如图7.2.8所示。



回差电压为

$$\Delta V_T = V_{T+} - V_{T-} = 4.5 - 1.5 = 3V$$

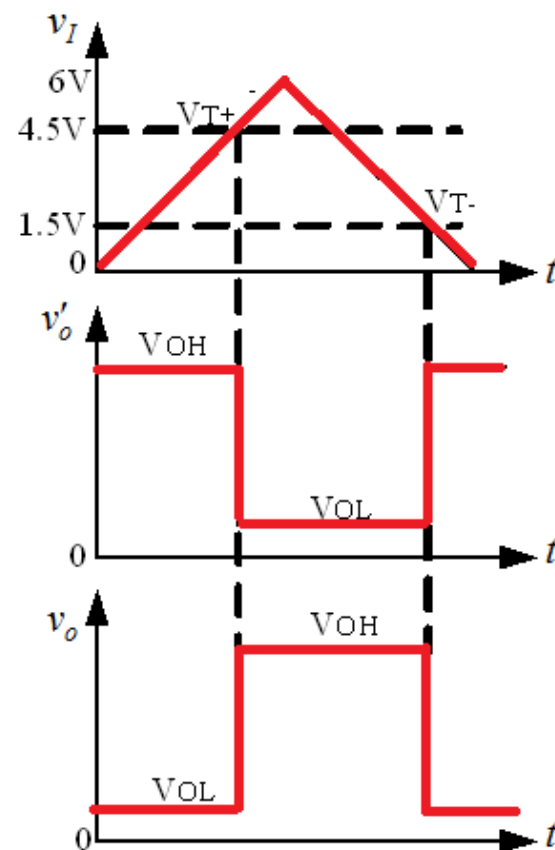
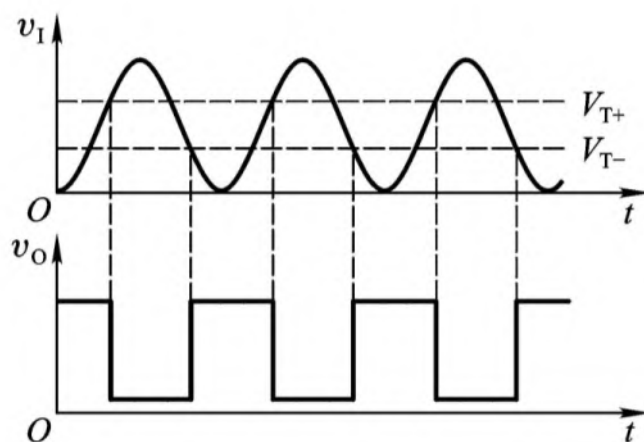
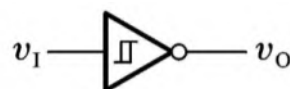


图7.2.8

7.2.3 施密特触发电路的应用

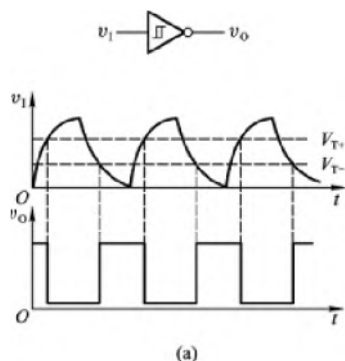
一、用于波形变换

利用施密特触发电路可以将边沿变化缓慢的周期性信号变换为边沿很陡的矩形脉冲。

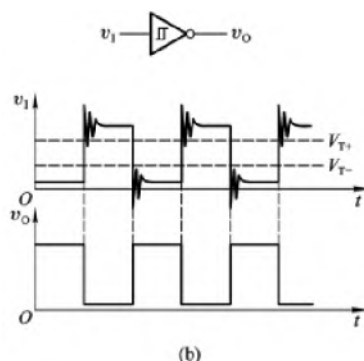


二、用于脉冲整形

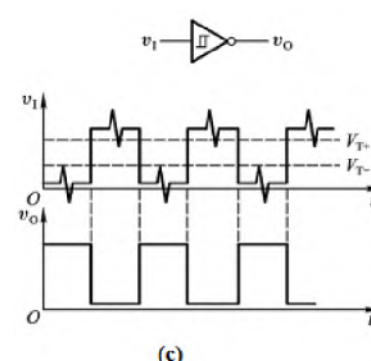
在数字系统中，经常出现干扰信号，使得信号波形变差，这样可通过施密特触发电路整型获得比较理想的波形。



(a) 传输线上存在较大电容；



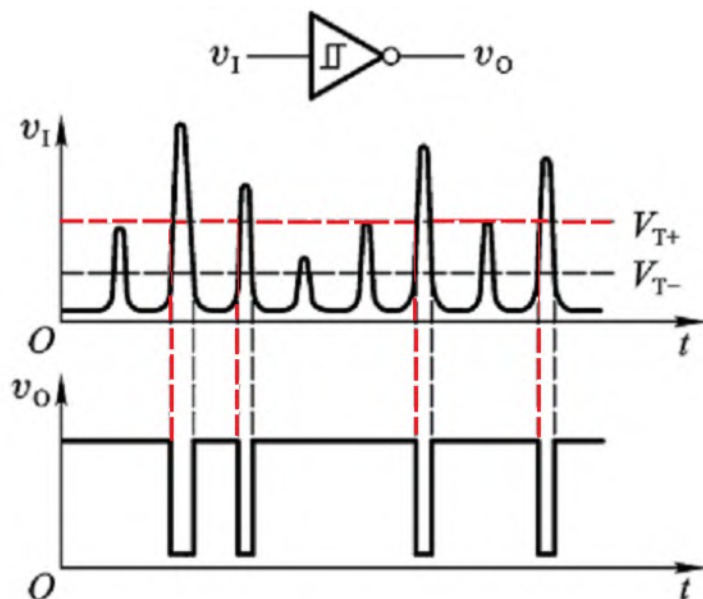
(b) 传输线较长，且存在接收端阻抗与传输线不匹配，造成上升沿、下降沿振荡；



(c) 脉冲信号通过导线分布电容或公共电源线叠加。

三、用于脉冲鉴幅

利用施密特触发电路将一系列幅度不同的脉冲信号，其中幅度大于正向阈值电压的幅度鉴别出来。



7.3 单稳态电路

特点:

- 第一、它只有稳态和暂稳态两个不同的工作状态;
- 第二、在外界触发脉冲的作用下, 能从稳态翻转到暂稳态。
在暂稳态维持一段时间以后, 再自动返回稳态;
- 第三、暂稳态维持时间的长短取决于电路本身的参数, 与触发脉冲的宽度和幅度无关;

应用:

脉冲整形、延时、定时等。

7.3.1 用门电路组成的单稳态电路

一、微分型单稳态电路

图7.3.1是由CMOS门电路 G_1 、 G_2 和 R_d 、 C_d 微分电路构成的单稳态电路。

设 $V_{OH} \approx V_{DD}$ ， $V_{OL} \approx 0$ ，且CMOS门的转折电压为 $V_{TH} \approx V_{DD} / 2$ 。

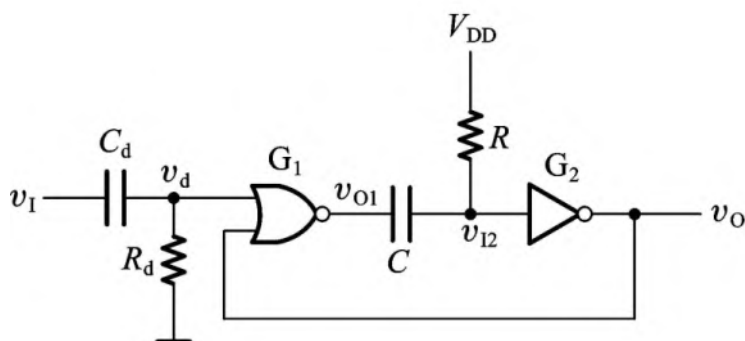


图7.3.1

a. 无触发信号时，电路处于稳态， $v_O=0$

在稳态下 $v_I=0$ ， $v_d=0$ ， $v_{I2}=V_{DD}$ ，故 $v_O=0$ ， $v_{O1}=V_{DD}$ ；

则 v_{O1} 、 v_{I2} 两端电压相等，电容 C 两端无电压，即 $v_C=0$ 。

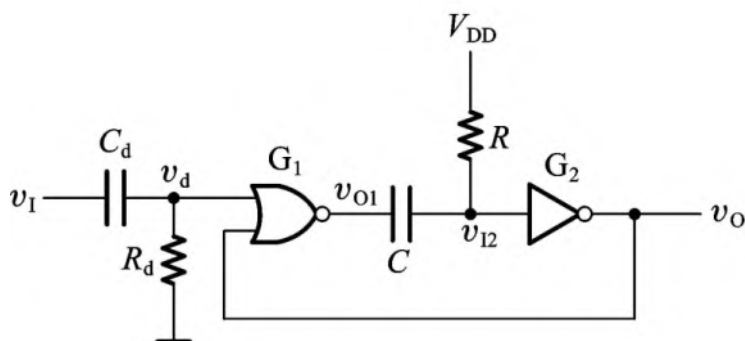


图7.3.1

b.外加触发信号时，电路由稳态翻转到暂稳态

当加触发脉冲输入信号 v_I 时，

在 R_d 、 C_d 组成的微分电路输出端得到很窄的正、负脉冲 v_d ，如图7.3.2波形所示。

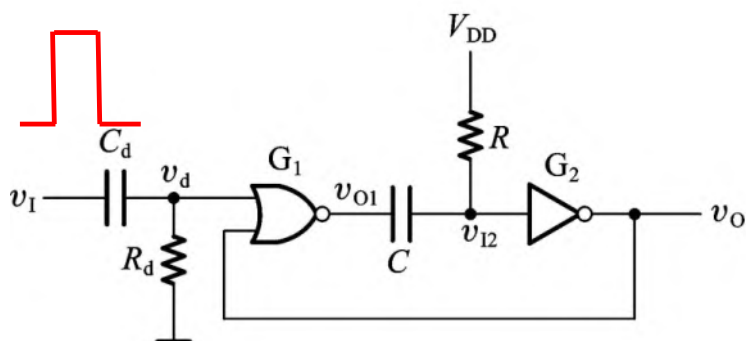
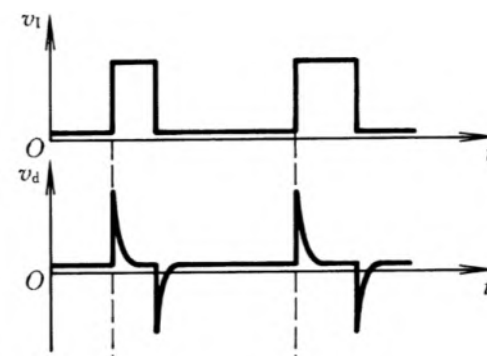
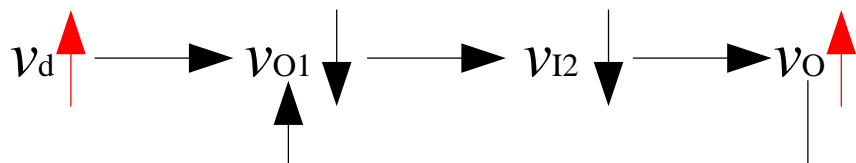


图7.3.1

图7.3.2

当 v_I 上升， v_d 也随之上升，当上升到 V_{TH} 后，此时存在下列正反馈：



则 v_{O1} 迅速跳变为低电平，由于电容电压不能跃变，故 v_{I2} 同时为低电平，使得输出 v_O 翻转为高电平。

此时电路进入暂稳态，电容 C 随后开始充电。

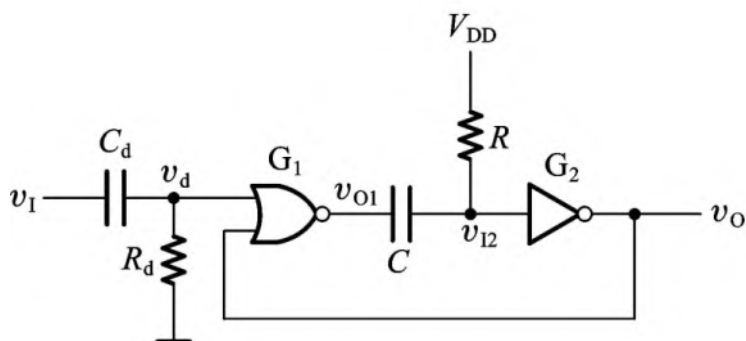


图7.3.1

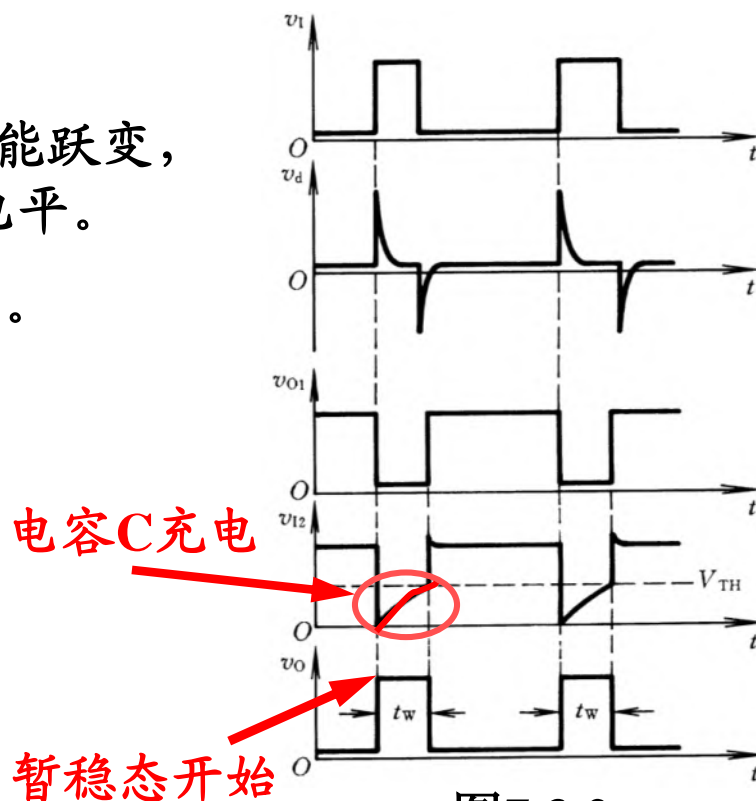
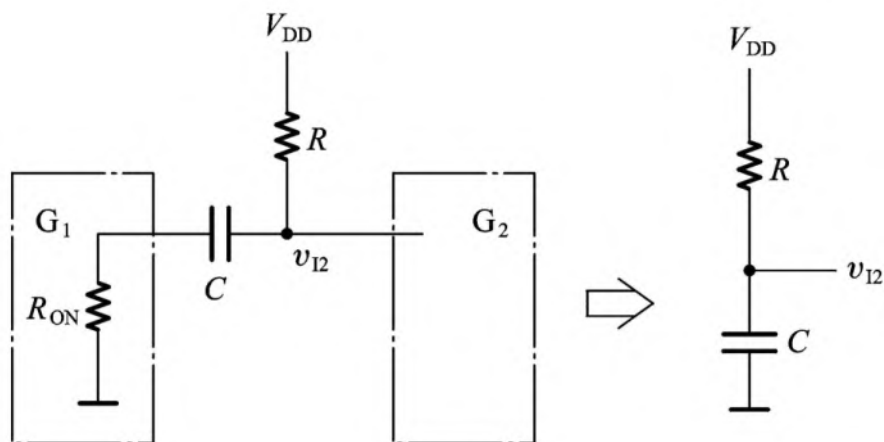


图7.3.2

c. 电容充电，电路由暂稳态自动返回至稳态

电源 V_{DD} 通过 R 和 G_1 门的输出电路给电容 C 充电。

v_{I2} 从低电平开始充电，则其电平会逐渐上升。



C充电电路

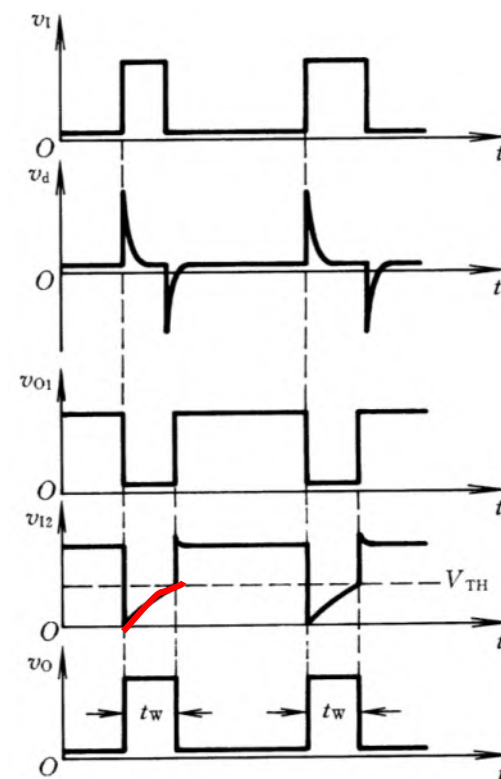
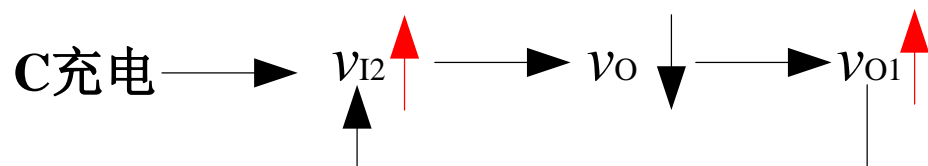


图7.3.2

随着 v_{I2} 的增加，到 $v_{I2}=V_{TH}$ 时，产生另一正反馈，即



此时 (v_d 已变低)，则 v_{O1} 和 v_{I2} 迅速跳变为高电平，电路马上翻为稳态，即 $v_O = 0$

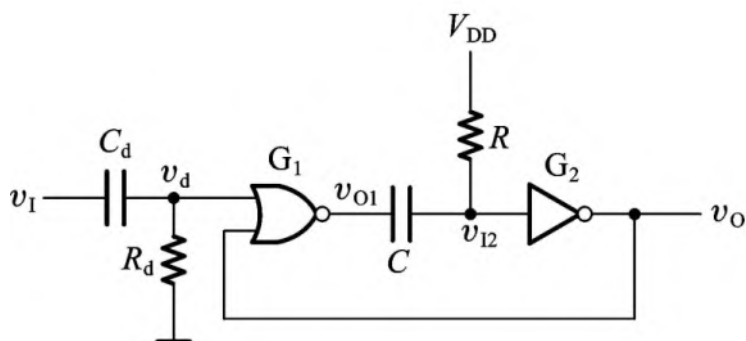
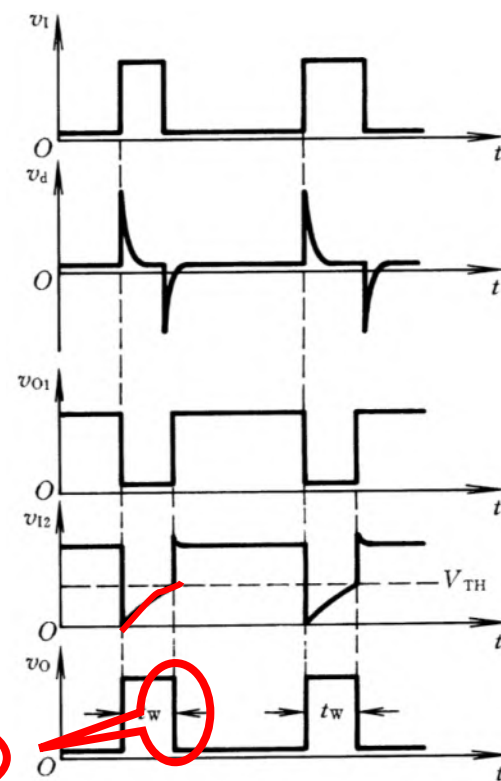


图7.3.1



$v_O = 0$

图7.3.2

电容 C 通过 R 和 G_2 门的输入保护电路(D_1)向 V_{DD} 很快放电,直到电容两端电压相等,即 v_C 为0,电路恢复到稳态。

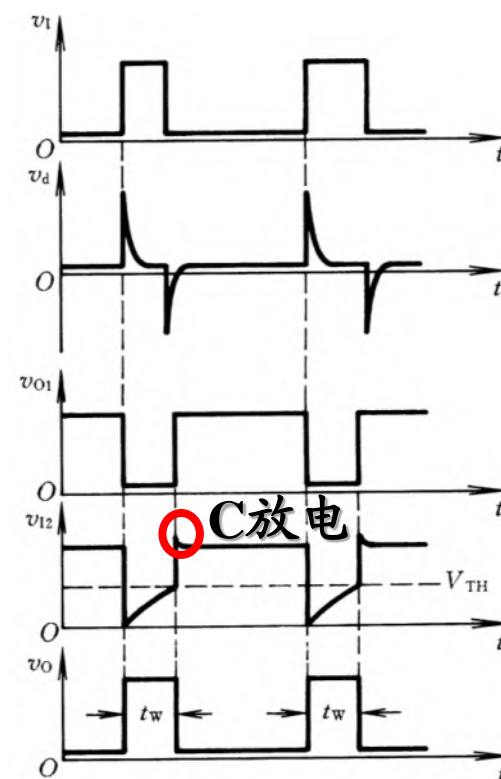
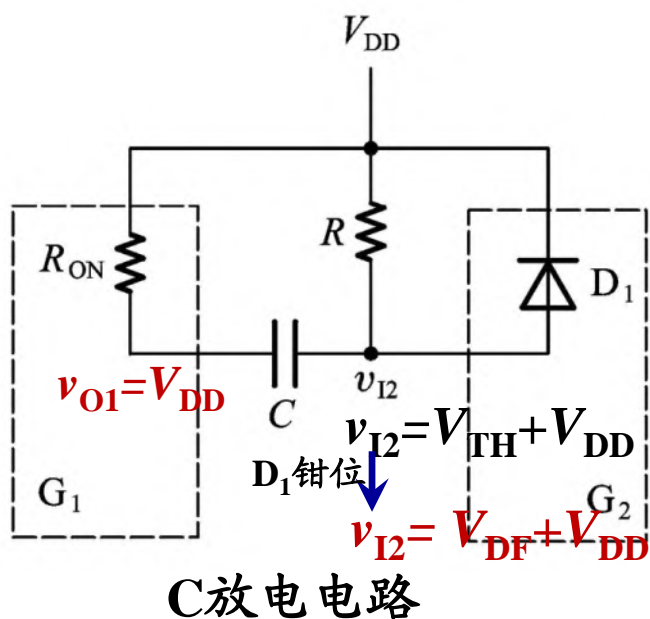


图7.3.2

单稳态电路的性能参数:

输出脉冲宽度（暂稳态时间）： t_w ;

输出脉冲幅度： V_m ;

恢复时间： t_{re} ;

分辨时间（触发脉冲最小间隔时间）：

$$t_d \geq t_w + t_{re};$$

电容C两端的充放电电压 v_C ，从充、放电初始到 V_{TH} 的时间 t ，可用下式计算，为

$$t = RC \ln \frac{v_{C(\infty)} - v_{C(0)}}{v_{C(\infty)} - V_{TH}}$$

当 $v_C(0) = 0$, $v_C(\infty) = V_{DD}$ 时, 代入上式, 则输出的脉冲宽度 t_w 为

$$\begin{aligned}
 t_w &= RC \ln \frac{V_{DD} - 0}{V_{DD} - V_{TH}} \\
 &= RC \ln 2 \\
 &= 0.69 RC
 \end{aligned}$$

输出脉冲幅度 V_m 为

$$V_m = V_{OH} - V_{OL} \approx V_{DD}$$

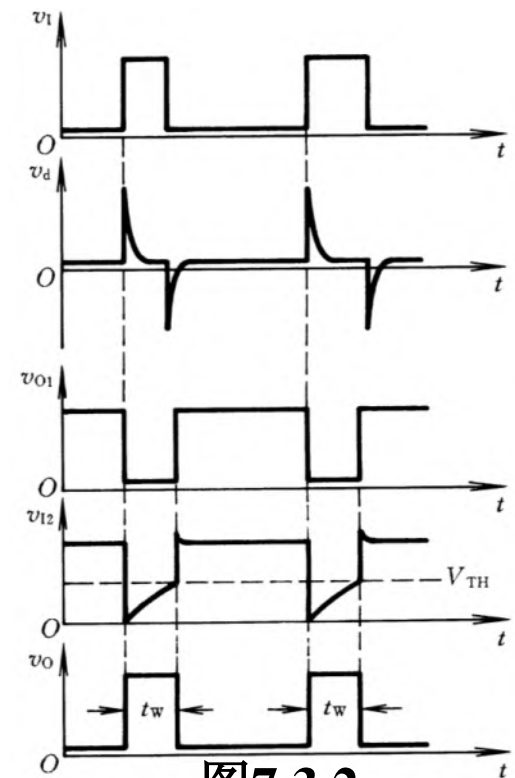


图7.3.2

恢复时间 t_{re} 为

$$t_{re} = (3 \sim 5)R_{ON}C$$

分辨时间 t_d 为

$$t_d = t_w + t_{re}$$

分辨时间 t_d 是指在保证电路能正常工作的
前提下，允许两个相邻触发脉冲之间的
最小时间间隔。

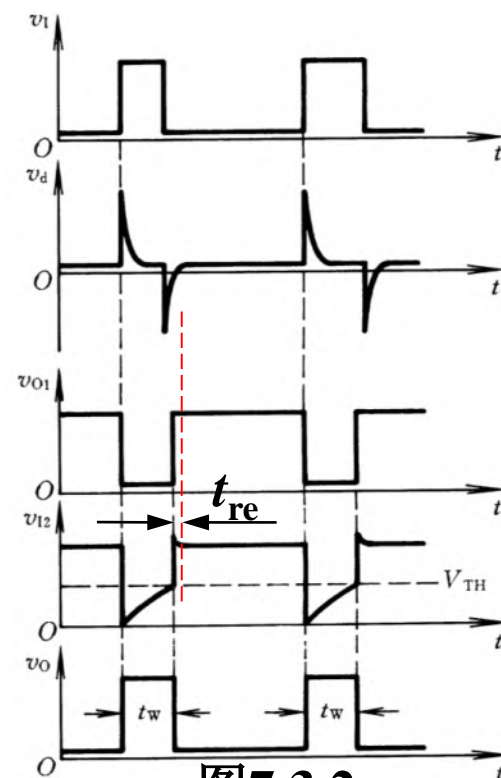


图7.3.2

二、积分型单稳态电路

图7.3.3为由**TTL**与非门、反相器及RC积分电路构成的积分型单稳态电路。用于正脉冲触发。

a. 无触发信号时，电路处于**稳态**

当 $v_I = 0$ 时，输出电压 $v_O = V_{OH}$ 为高电平， $v_{O1} = V_{OH}$ ， v_{O1} 通过 **R 快速**给电容 **C 充电**到 $v_A = V_{OH}$ （ R 值比较小）

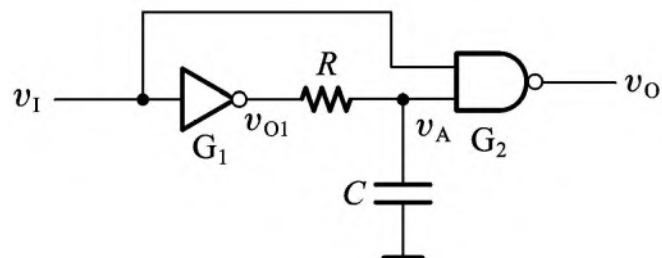


图7.3.3

b. 当有正脉冲输入后，电路进入暂稳态

当 v_I 由低电平转为高电平时， G_1 输出电平 $v_{O1} = V_{OL}$ 。

由于电容电压不能突变， v_A 仍保持高电平，使得输出 $v_O = V_{OL}$ 为低电平。

电路进入低电平的暂态过程，同时电容 C 放电。

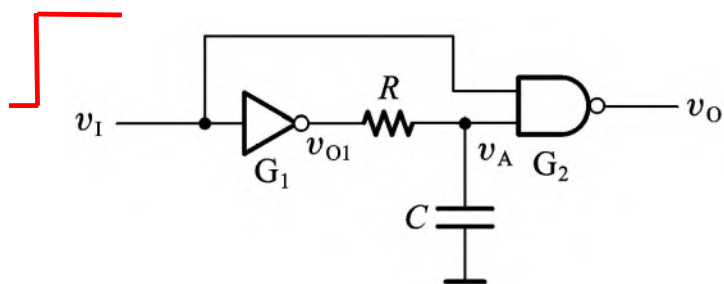
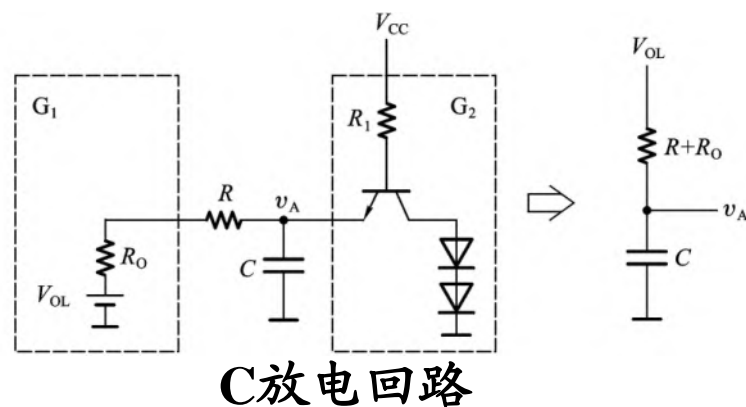


图7.3.3



c. 电容放电，电路回到稳态

输出波形如图7.3.4所示。

随着电容C的放电， v_A 下降到 G_2 门的开启电压 V_{TH} 时，输出翻转为高电平，回到稳定状态（“1”）。

当 v_I 回到低电平后， v_{o1} 重新为高电平，并向电容C充电。

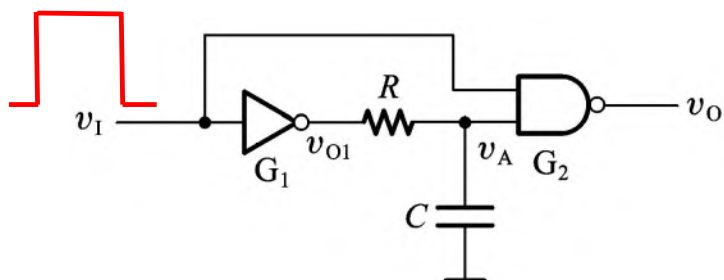


图7.3.3

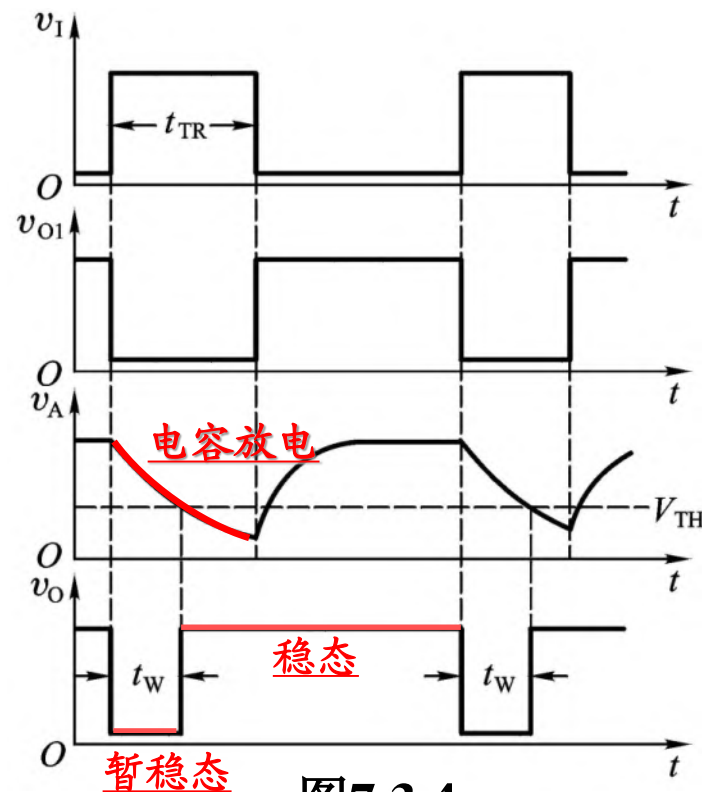
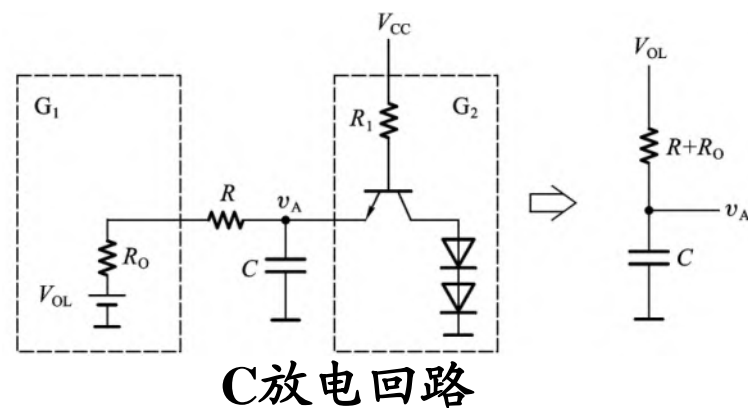
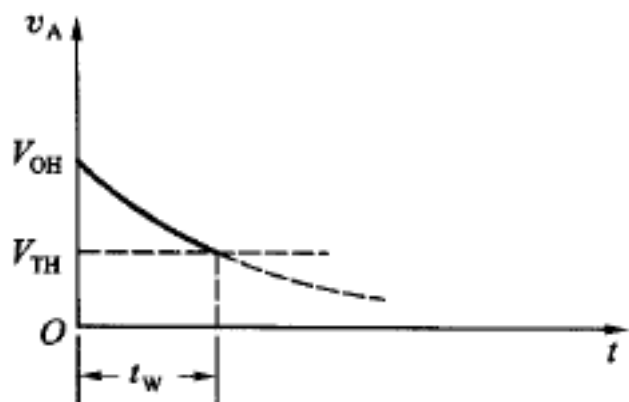


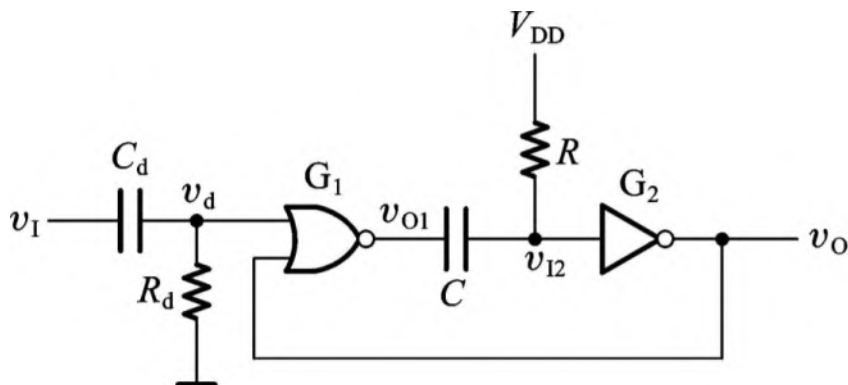
图7.3.4

输出的脉冲宽度为

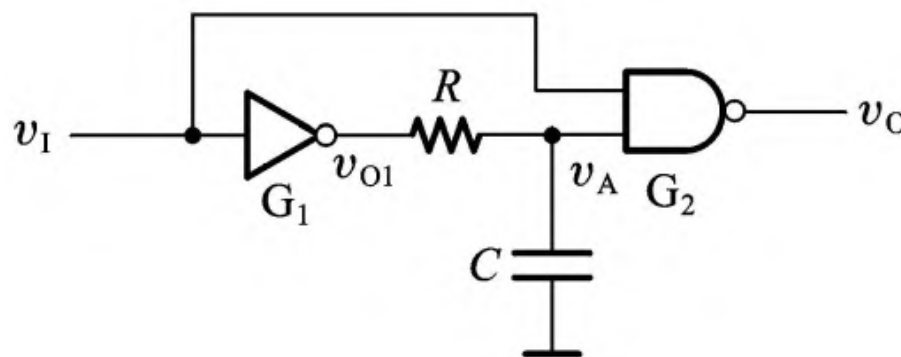
$$t_W = (R + R_0)C \ln \frac{V_{OL} - V_{OH}}{V_{OL} - V_{TH}}$$



两种单稳态电路的比较:



微分型单稳态电路



积分型单稳态电路

微分型单稳态电路输出波形比较理想，前后沿比较陡，因为有正反馈存在，抗干扰能力差。

积分型单稳态电路抗干扰能力强，但输出波形边沿比较差，而且要求输入触发脉冲的宽度要大于输出脉冲宽度。

7.3.2 集成单稳态电路

一、集成单稳态电路74121

是在普通微分型单稳态电路的基础上，附加了输入控制电路和输出缓冲电路，是TTL逻辑电路。

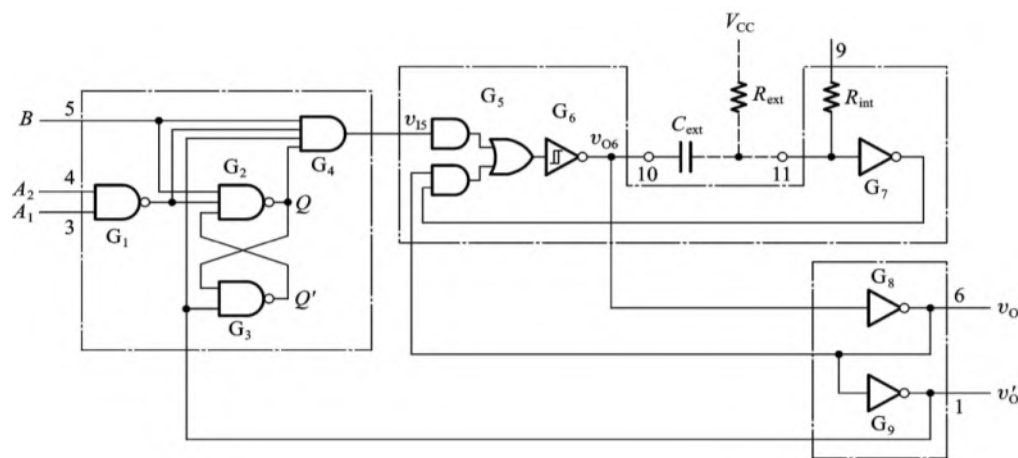


图7.3.5

其图形符号如图7.3.6，功能表如表7.3.1所示。

A_1 和 A_2 为下降沿触发端，此时 $B = 1$ ；

B 为上升沿触发端，此时 A_1 和 A_2 当中至少要有一个接低电平。

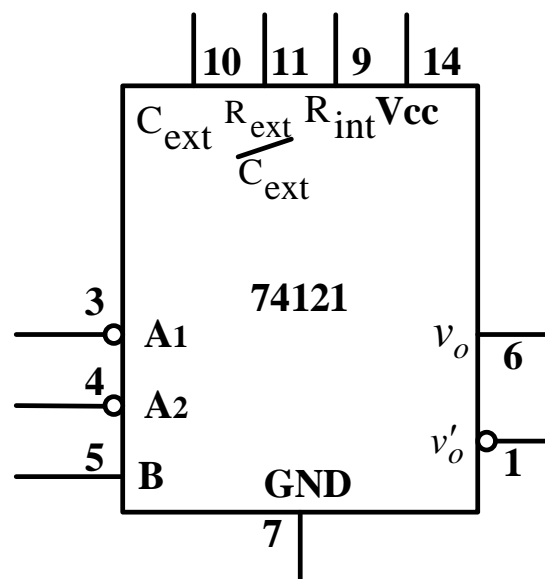


表7.3.1 功能表

输 入			输 出	
A_1	A_2	B	v_o	v'_o
0	×	1	0	1
×	0	1	0	1
×	×	0	0	1
1	1	×	0	1
1	↓	1	⌊	⌋
↓	1	1	⌊	⌋
↓	↓	1	⌊	⌋
0	×	↑	⌊	⌋
×	0	↑	⌊	⌋

图7.3.6 集成单稳态触发器
74121的图形符号

C_{ext} 和 R_{ext} 为外接电容和
外接电阻;

通常 R_{ext} 取值在 2K -
 $30\text{K}\Omega$ 之间;

C_{ext} 的取值在 10pF - $10\mu\text{F}$
之间;

得到的脉冲宽度 t_w 范围
为 20ns - 200ms 。

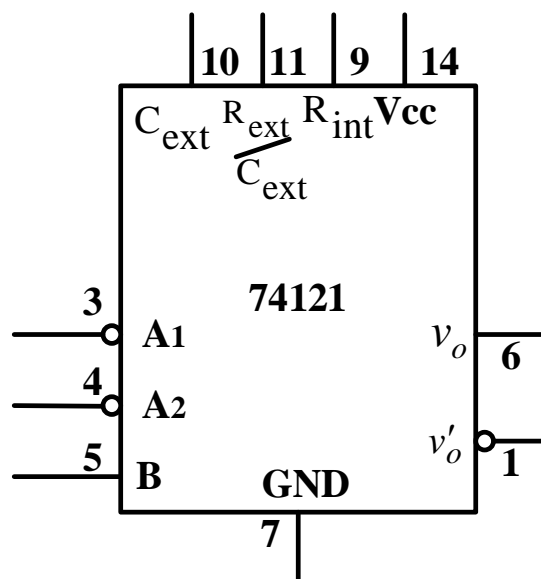


图7.3.6 集成单稳态触发器
74121的图形符号

表7.3.1 功能表

输 入			输 出	
A_1	A_2	B	v_o	v'_o
0	×	1	0	1
×	0	1	0	1
×	×	0	0	1
1	1	×	0	1
1	↓	1	⌊	⌋
↓	1	1	⌊	⌋
↓	↓	1	⌊	⌋
0	×	↑	⌊	⌋
×	0	↑	⌊	⌋

输出脉冲宽度可由下面公式计算：

$$t_w = 0.69 R_{\text{ext}} C_{\text{ext}}$$

R_{int} 为内置电阻，可以代替外接电阻，但阻值不大，约为 $2\text{K}\Omega$ 。

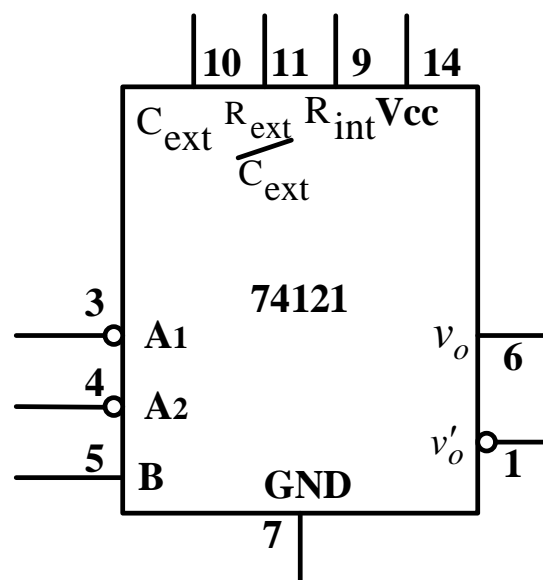


图7.3.6 集成单稳态触发器
74121的图形符号

表7.3.1 功能表

输 入			输 出	
A_1	A_2	B	v_o	v'_o
0	×	1	0	1
×	0	1	0	1
×	×	0	0	1
1	1	×	0	1
1	↓	1	⌊	⌋
↓	1	1	⌊	⌋
↓	↓	1	⌊	⌋
0	×	↑	⌊	⌋
×	0	↑	⌊	⌋

其典型外部连线方式如图7.3.7所示。

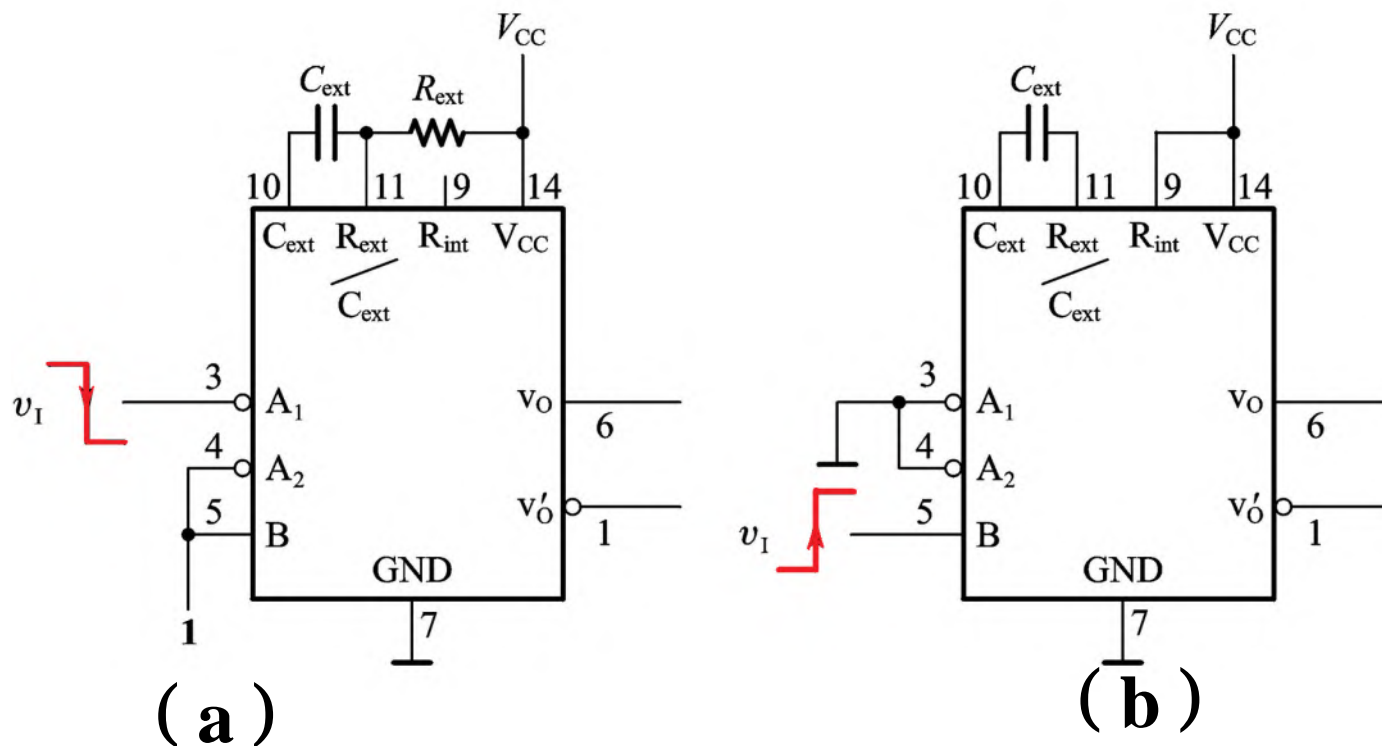


图7.3.7 集成单稳态电路74121的典型外部连接方法

(a) 使用外接电阻（下降沿触发） (b) 使用内部电阻（上升沿触发）

图7.3.8为74121在触发脉冲作用下的波形图

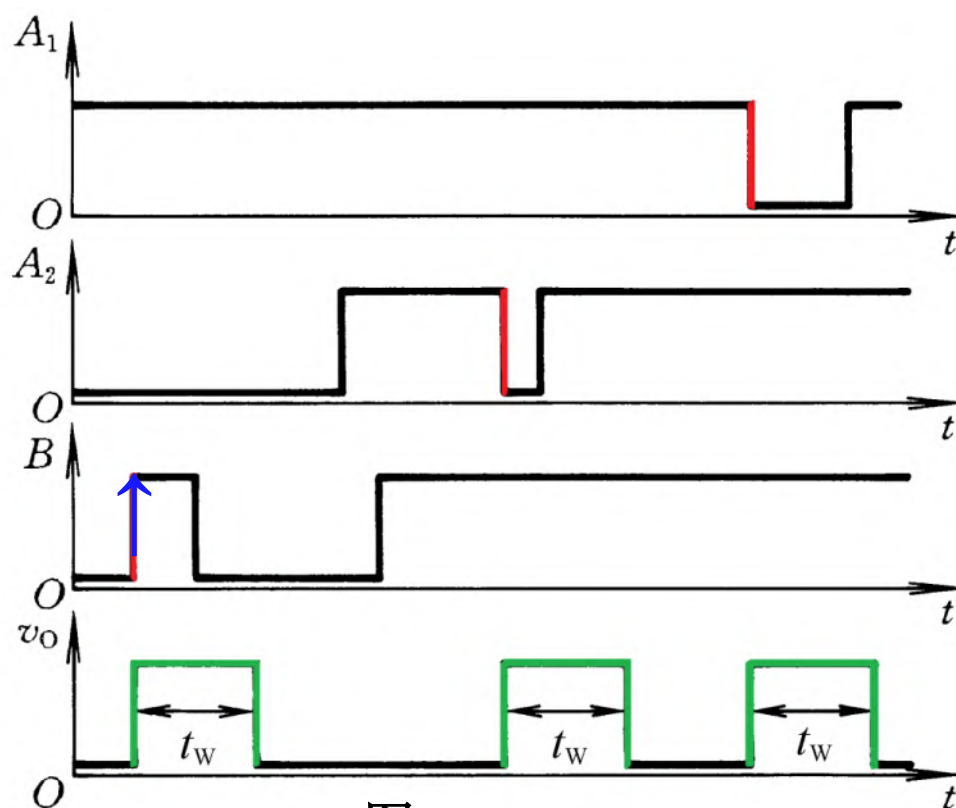
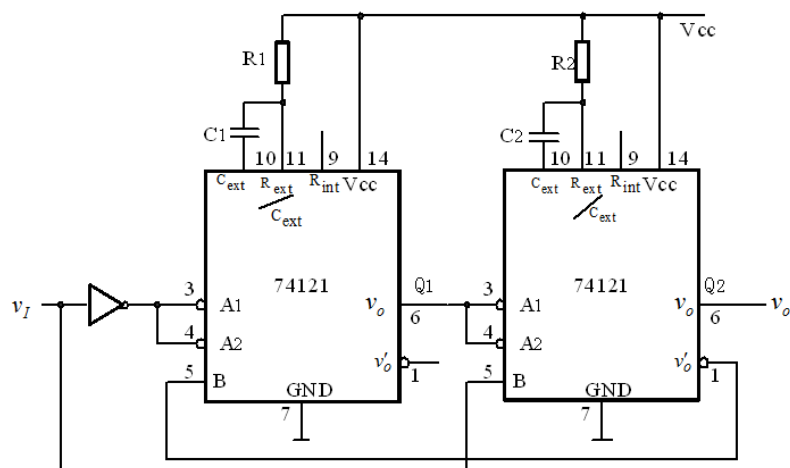


图7.3.8

表7.3.1 功能表

输 入			输 出	
A_1	A_2	B	v_O	v'_O
0	×	1	0	1
×	0	1	0	1
×	×	0	0	1
1	1	×	0	1
1	↓	1	⌊	⌋
↓	1	1	⌊	⌋
↓	↓	1	⌊	⌋
0	×	↑	⌊	⌋
×	0	↑	⌊	⌋

例7.3.1 由集成单稳态电路74121组成的电路如图7.3.10所示，
 试定性画出输出端 Q_1 和 Q_2 的波形，并说明电路的功能。

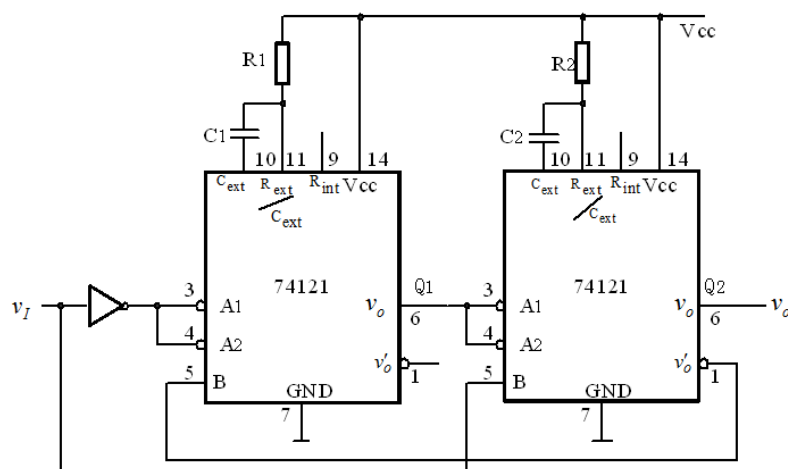


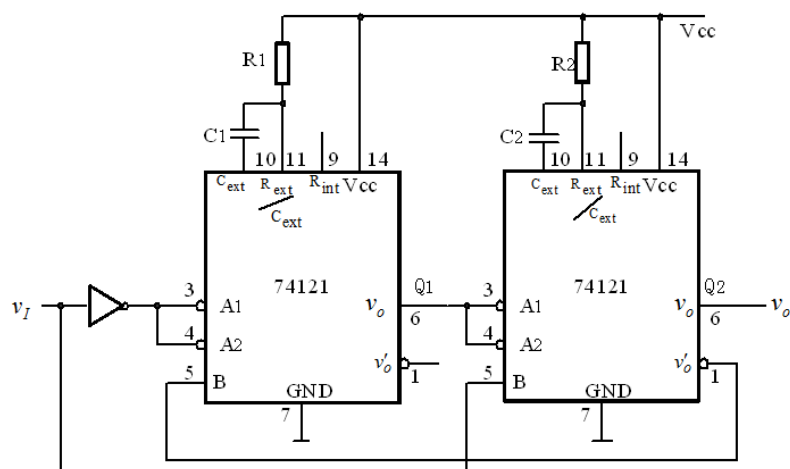
解：分析连接特点。

连接形式：

第一片的 $A_1 = A_2 = v'_I$, $B = Q'_2$,

第二片的 $A_1 = A_2 = Q_1$, $B = v_I$





输 入			输 出	
A_1	A_2	B	v_o	v'_o
0	×	1	0	1
×	0	1	0	1
×	×	0	0	1
1	1	×	0	1
1	↓	1	⌊	⌋
↓	1	1	⌊	⌋
↓	↓	1	⌊	⌋
0	×	↑	⌊	⌋
×	0	↑	⌊	⌋

当 $v_I = 0$ 时，

第一片 $A_1 = A_2 = 1$ ，其输出 $Q_1 = 0$ ；

第二片的 $B = v_I = 0$ ， $A_1 = A_2 = Q_1 = 0$ ，其输出 $Q_2 = 0$ ， $Q'_2 = 1$

当 v_I 跳变为高电平时，如图7.3.11所示，则第一片的 A_1 、 A_2 出现下降沿，而 $B = Q'_2 = 1$ ，故在 Q_1 端输出一个正脉冲。

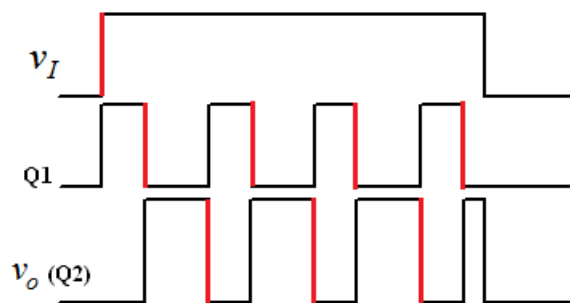
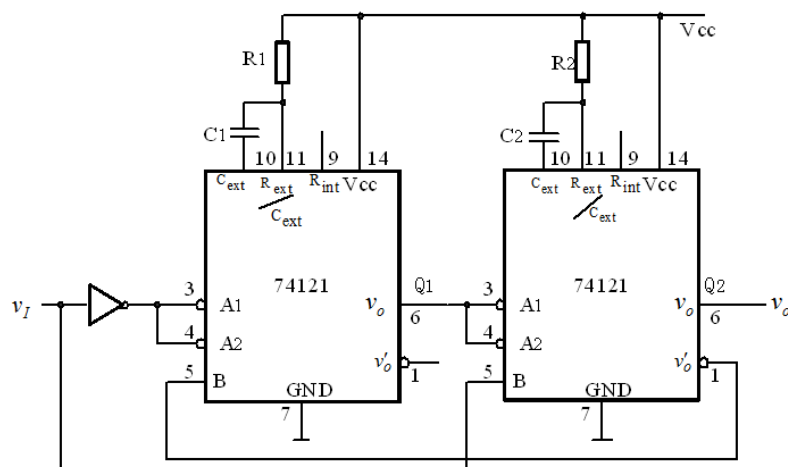


图7.3.11

输 入			输 出	
A_1	A_2	B	v_o	v'_o
0	×	1	0	1
×	0	1	0	1
×	×	0	0	1
1	1	×	0	1
1	↓	1	⌊	⌋
↓	1	1	⌊	⌋
↓	↓	1	⌊	⌋
0	×	↑	⌊	⌋
×	0	↑	⌊	⌋

第二片 $B = v_I = 1$ ， $A_1 = A_2 = Q_1$ ，则在 Q_1 的下降沿， Q_2 输出正脉冲。而第一片的 $B = Q'_2$ ，且 $A_1 = A_2 = 0$ ，则在 Q'_2 (B) 上升沿 (Q_2 处于下降沿) 的作用下， Q_1 输出一个正脉冲。

在 v_I 高电平期间， Q_1 、 Q_2 形成连续的脉冲信号输出，直至 $v_I = 0$ ，则第一片的 A_1 、 $A_2 = 1$ ，第二片的 $B = 0$ ，对照功能表，知每片的 $v_o = 0$ 。

不可重复触发的单稳态电路

一旦被触发进入暂稳态后，再加入触发脉冲也不会影响电路的工作过程，必须在暂稳态结束后，它才能接受下一个触发脉冲而转入暂稳态。

如图7.3.9 (a) 所示。

74121、74221、74LS221都属于不可重复触发的单稳态电路。

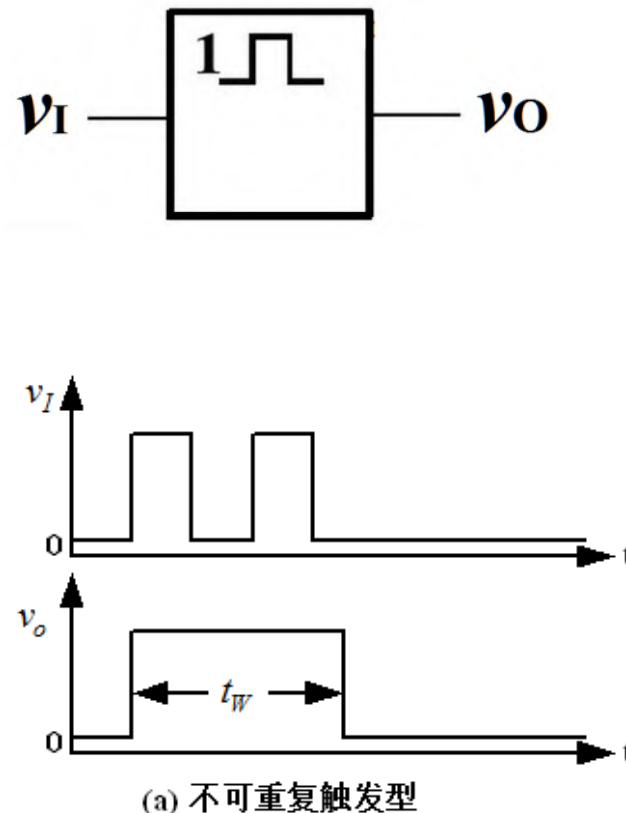
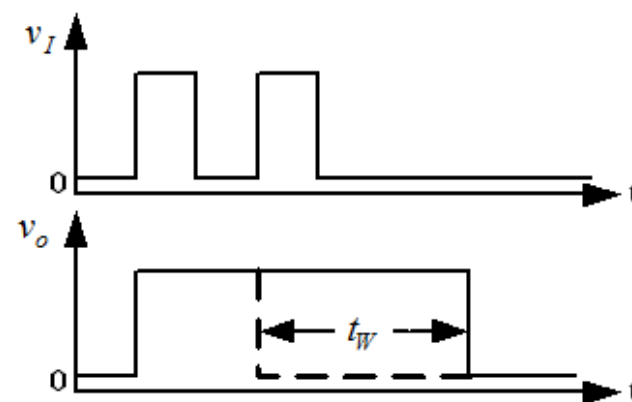
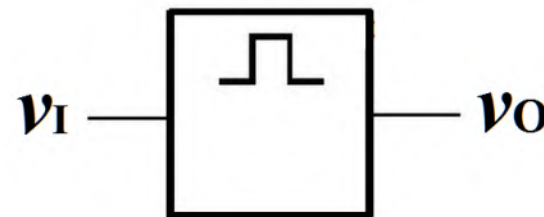


图7.3.9 不可重复触发和可重复触发单稳态电路

可重复触发的单稳态电路

在电路被触发进入暂稳态后，若再次加入触发脉冲，电路将重新被触发。

74122、74LS122、74123、74LS123等都属于可重复触发的单稳态电路；有些还设有复位端，如74221、74122、74123等。



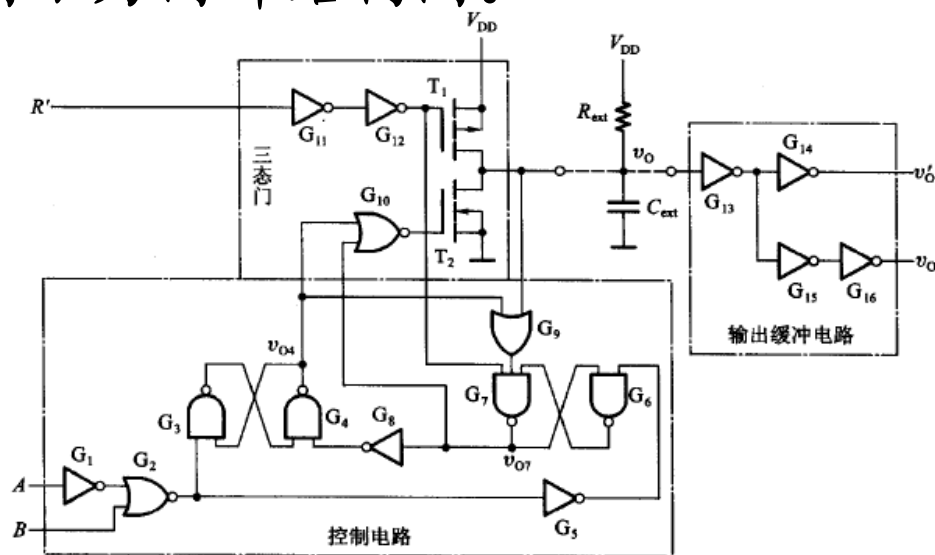
(b) 可重复触发型

图7.3.9 不可重复触发和可重复触发单稳态电路

*二、CMOS集成单稳态电路

CC14528为积分型单稳态电路，图示为内部结构图。

触发信号由A输入时，属 \downarrow 触发，此时B应为1，若 $B=0$ ，则输出端状态保持，无正脉冲输出；而在B端加触发信号时，属 \uparrow 触发，此时要求 $A=0$ ，若 $A=1$ ，则输出端状态保持，没有单脉冲输出。



7.4 多谐振荡电路

多谐振荡电路是一种自激振荡电路。在接通电源后，不需要外加触发信号，便能自动产生矩形波形。

由于矩形波中含有高次谐波分量，故把矩形波振荡电路叫做多谐振荡电路。

7.4.1 对称式多谐振荡电路

1. 构成

由两个反相器 G_1 、 G_2 经耦合电容 C_1 、 C_2 连接起来的正反馈电路。

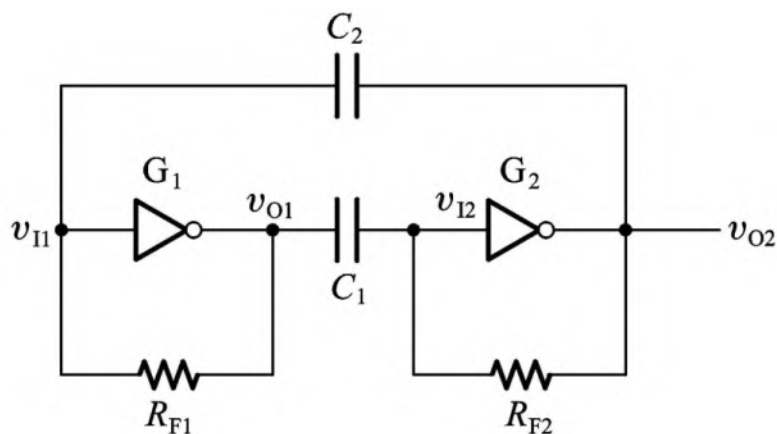


图7.4.1

2.产生自激振荡的条件

为了产生自激振荡，电路**不能有稳定状态**，即静态（未振荡）时应是不稳定的。

由图7.4.2所示TTL反相器电压传输特性可知，若静态时 G_1 和 G_2 工作在转折区或线性区，它们即工作在放大状态，其电压放大倍数为

$$A_v = \frac{|\Delta v_o|}{|\Delta v_i|} > 1$$

此时只要输入电压有微小的波动，就会被正反馈回路放大而引起振荡。

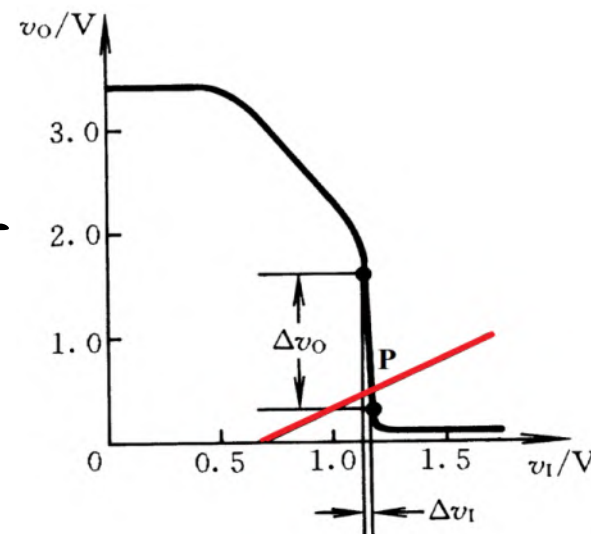


图7.4.2

故为了使反相器工作在放大状态，则要给它们设置适当的偏置电压，其数值在高、低电平之间。这个偏置电压可以由 R_F 来设定。

由反相器的输入电路（图7.4.3）和叠加原理可得

$$v_I = \frac{R_{F1}}{R_1 + R_{F1}} (V_{CC} - V_{BE}) + \frac{R_1}{R_1 + R_{F1}} v_O$$

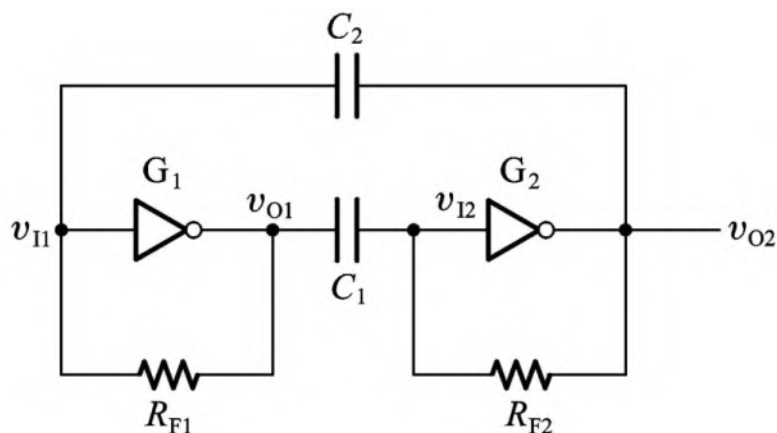


图7.4.1

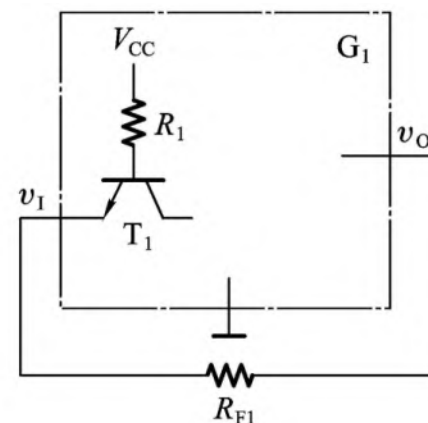


图7.4.3

此式是输出与输入的线性关系方程。

$$v_I = \frac{R_{F1}}{R_1 + R_{F1}} (V_{CC} - V_{BE}) + \frac{R_1}{R_1 + R_{F1}} v_O$$

在反相器的电压传输特性上作出此方程的直线，交点P即为反相器的静态工作点

对于74系列的门电路而言， R_{F1} 的阻值应取： $0.5K\Omega \sim 1.9K\Omega$ 。

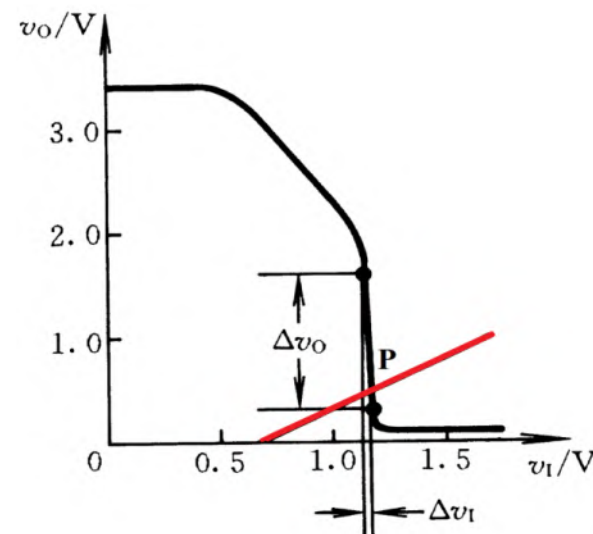
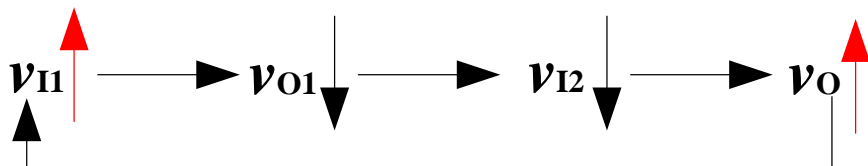


图7.4.2

3. 工作情况分析

假使当电路接通电源后，由于电冲击，使得输入有微小的正跳变，则由于下列正反馈：



此正反馈使得 v_{O1} 迅速跳变为低电平， v_{O2} 翻转成高电平，电路进入第一个暂稳态。同时 C_1 充电，而 C_2 放电。

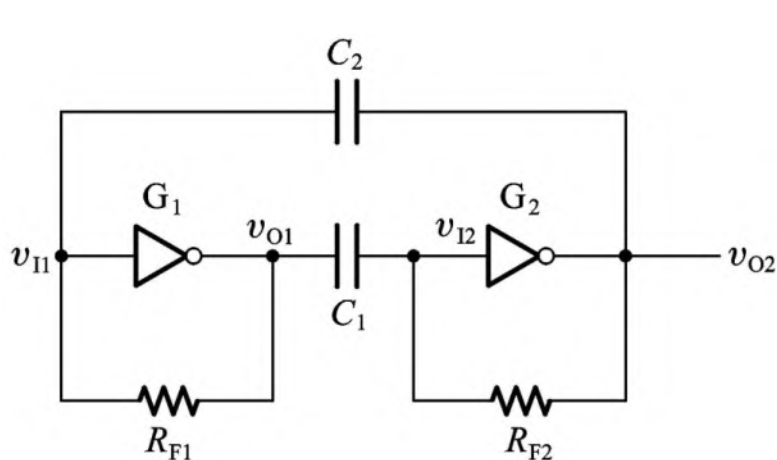
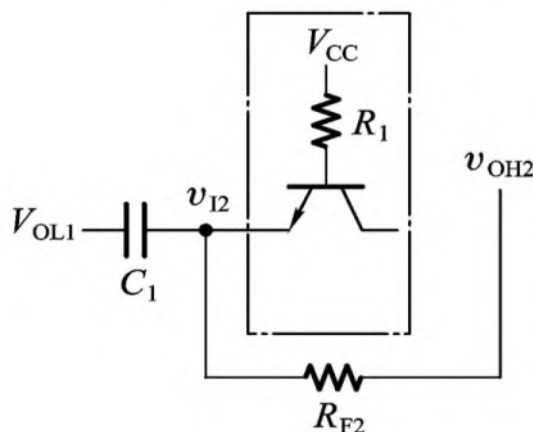
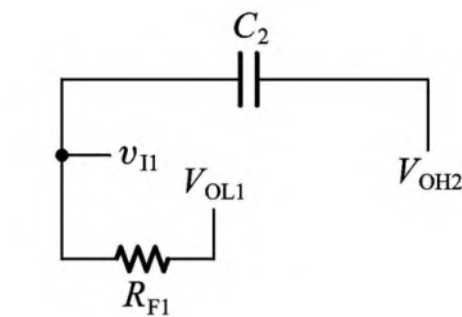


图7.4.1

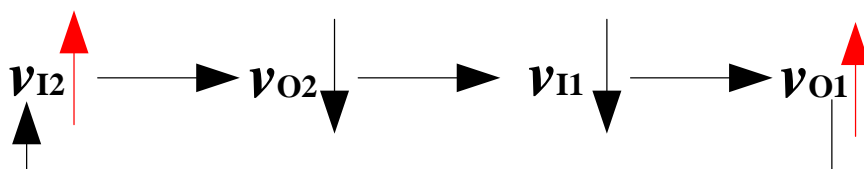


C1充电回路



C2放电回路

由于充电的速度比放电速度快，故 v_{I2} 首先达到 G_2 的阈值电压 V_{TH} ，并有下面的正反馈：



v_{O2} 迅速跳变为低电平，而 v_{O1} 跳变为高电平，电路进入第二个暂稳态，同时 C_1 放电， C_2 充电。

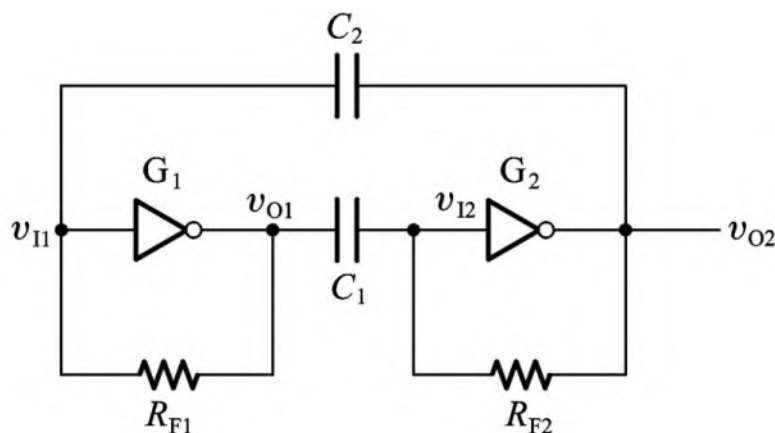


图7.4.1

由于电路对称，过程与前相似。 C_2 充电的速度比 C_1 放电快，很快 v_{I1} 首先达到阈值电压 V_{TH} ，使得 v_{O1} 迅速跳变为低电平，而 v_{O2} 跳变为高电平，又回到第一暂稳态。

电路中各处的电压波形如图7.4.4所示。

若取 $R_{F1}=R_{F2}=R_F$, $C_1=C_2=C$,
则振荡周期为

$$T=2R_EC\ln\frac{V_E-V_{IK}}{V_E-V_{TH}}$$

其中

$$V_E = V_{OH} + (V_{CC} - V_{BE} - V_{OH}) \frac{R_{F2}}{R_1 + R_{F2}}$$

$$R_E = R_1 // R_{F2}$$

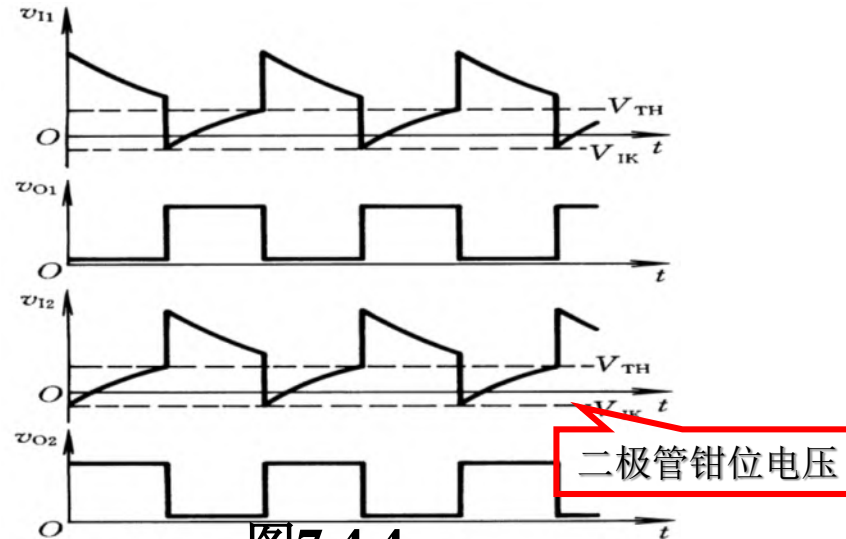


图7.4.4

钳位电压- V_{IK} :

因为当输入端由高电平 V_{CC} 下降到 V_{TH} 阈值电压时，输出由 V_{CC} 跳到低电平（如果低电平为0）则输出端即 $V_{CC}-V_{CC}$ 。由于电容电压不能跃变，所以输入端变为 $V_{TH}-V_{CC}$ 。显然，输入为负。但是TTL有输入保护二极管，具有负电压钳位作用。所以，它的负电压不会小于 $-V_{IK}$ 。

7.4.2 非对称式多谐振荡电路

非对称式多谐振荡电路，其电路如图7.4.5所示，反相器为CMOS门。

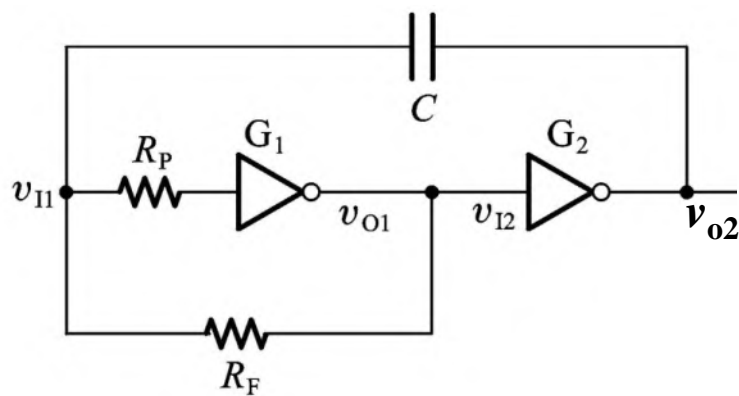


图7.4.5

1. 自激振荡的条件

若反相器为CMOS反相器，则为了使电路静态不稳定，工作点仍在电压传输特性的转折区，且工作点恰好在转折区的中点，对 R_F 的选择没有严格限制。

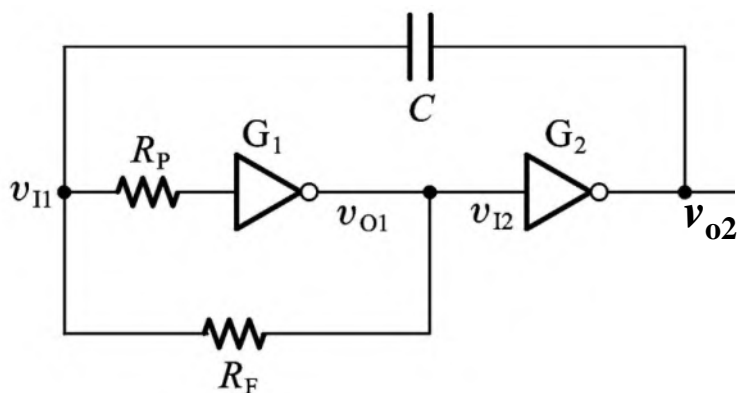
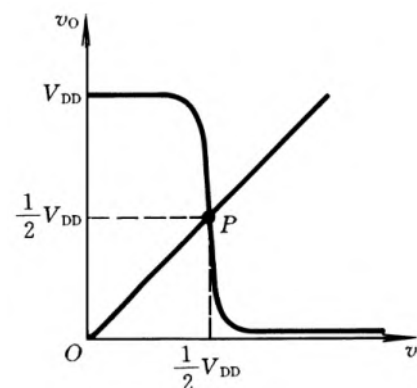
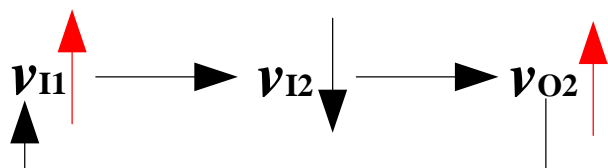


图7.4.5



2.工作情况分析

当 v_{I1} 由于某种原因产生正跳变时，存在下面的正反馈：



这样使得 v_{O1} (v_{I2}) 迅速跳变为低电平， v_{O2} 跳变为高电平，电路进入第一暂稳态，同时电容放电。

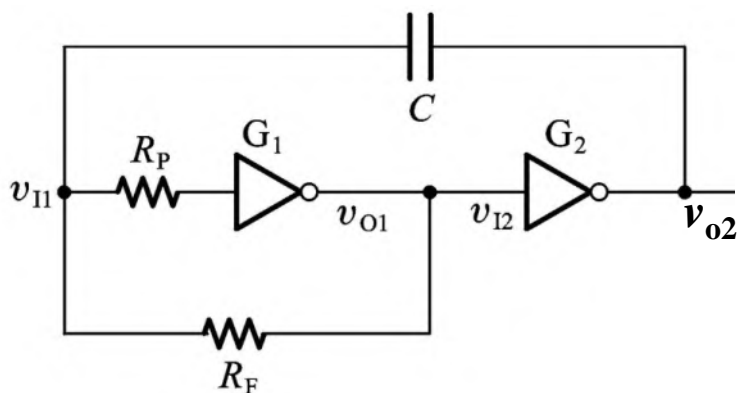
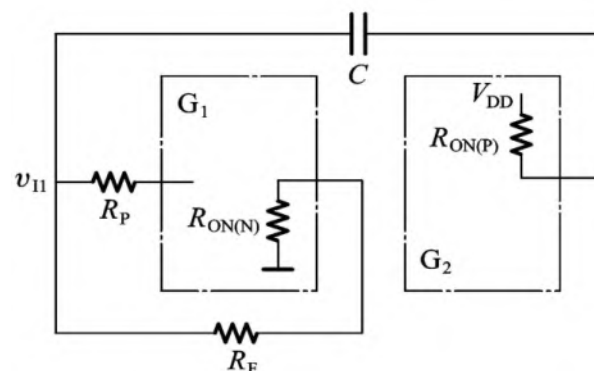
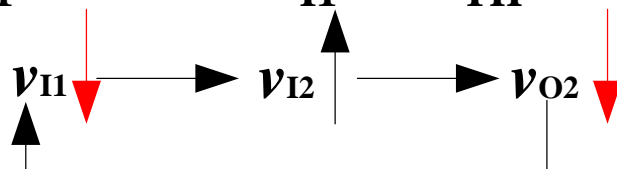


图7.4.5



电容放电电路

随着C放电， v_{I1} 下降，当 $v_{I1} = V_{TH}$ 时，产生下面正反馈



这样使得 v_{O1} 迅速跳变为高电平， v_{O2} 跳变为低电平，电路进入第二暂稳态，同时电容充电。

随着充电， v_{I1} 增加，当升到阈值电压 V_{TH} 时，电路又迅速跳到第一暂稳态。

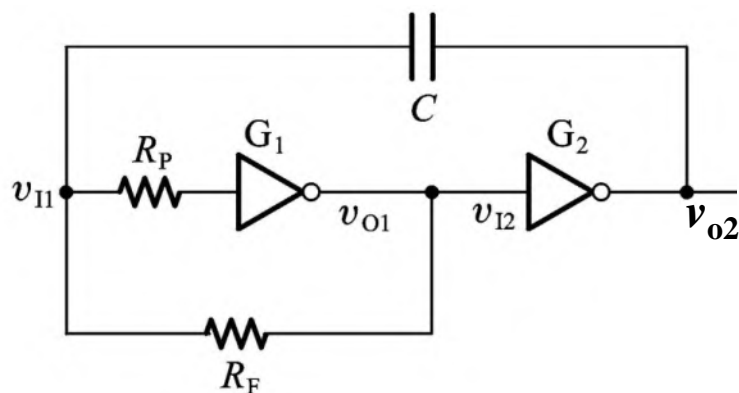
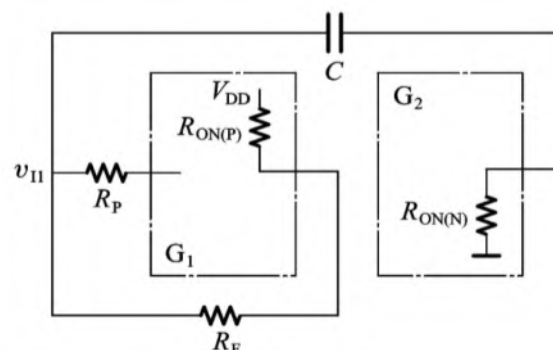


图7.4.5



电容充电电路

其波形如图7.4.6所示。

振荡周期为

$$\begin{aligned}
 T &= T_1 + T_2 \\
 &\approx 2R_F C \ln 3 \\
 &= 2.2R_F C
 \end{aligned}$$

其振荡频率为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2.2R_F C}$$

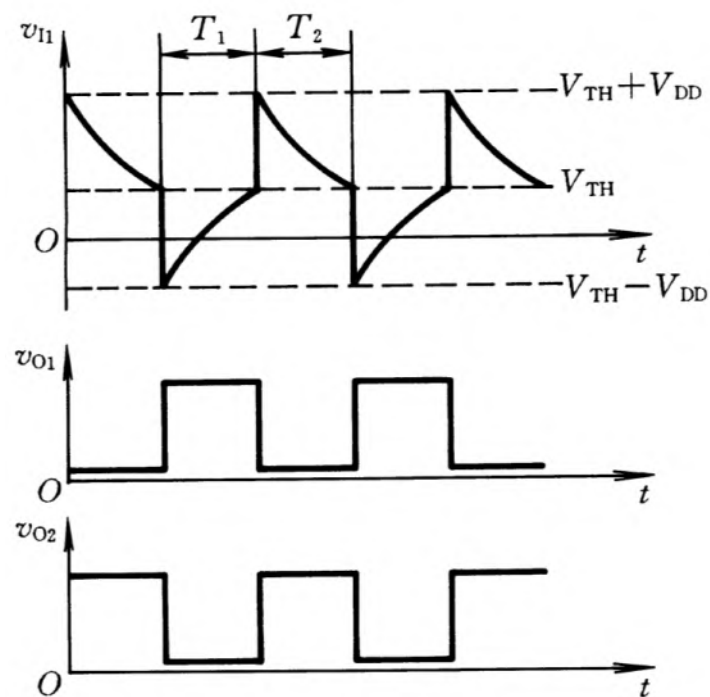


图7.4.6

7.4.3 环形振荡电路

利用闭合回路中的正反馈作用可以产生自激振荡，而利用闭合回路中的延迟负反馈作用也可以产生自激振荡，但需要负反馈信号足够强。

环形振荡电路就是利用延迟负反馈产生振荡。

利用门电路的传输延迟时间，**奇数**个反相器首尾相接。

1.最简单的环形振荡电路

电路如图7.4.7所示。

工作原理

v_{I1} 由于某种原因产生一微小正跳变，则经过 G_1 门的传输时间 t_{pd} 后， v_{I2} 产生幅度增大的负跳变；

再经过 G_2 门的传输时间 t_{pd} 后， v_{I3} 产生幅度增大的正跳变；

再经过 G_3 门的传输时间 t_{pd} 后， v_o (v_{I1}) 产生幅度更大的负跳变。

经过 $3t_{pd}$ 后 v_{I1} 跳变为低电平。

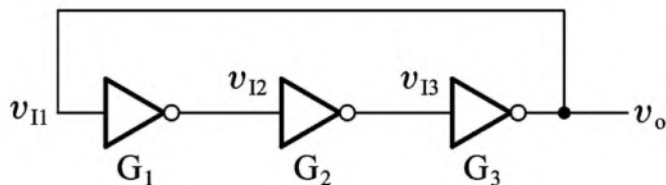


图7.4.7

同理，经过 $3t_{pd}$ 后 v_{I1} 跳变为高电平。

周而复始，产生振荡。

振荡周期为 $T = 6t_{pd}$

其中 t_{pd} 为反相器的传输延迟时间。

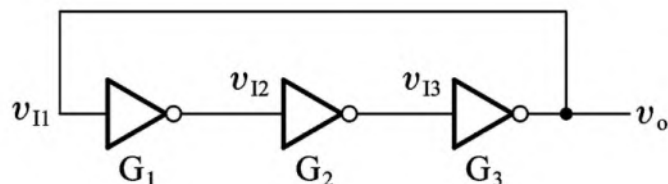


图7.4.7

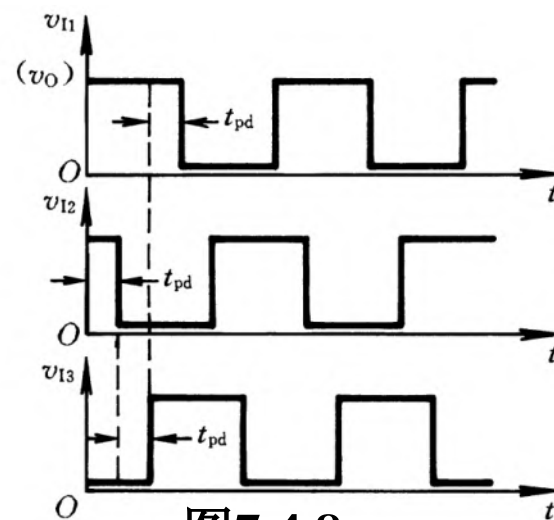


图7.4.8

若将任何大于、等于3，奇数个反相器首尾相联成环形电路，都能产生自激振荡，且周期为

$$T = 2nt_{pd}$$

其中 n 为串联反相器的个数。

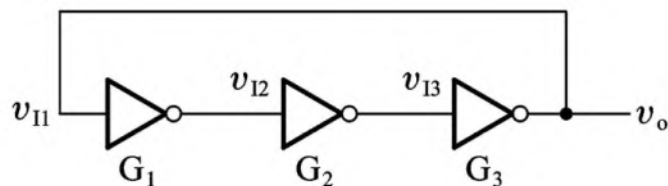


图7.4.7

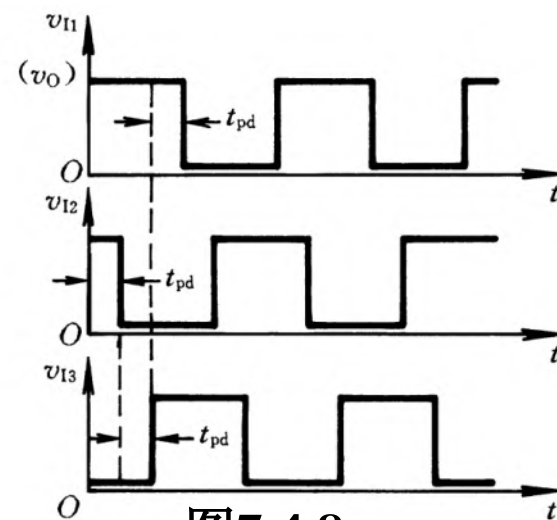


图7.4.8

2. 实用的环形振荡电路

图7.4.7所示的环形振荡电路电路虽然简单，但由于门电路的传输时间很小，故振荡频率很高，频率很难调节。

改进电路如图7.4.9所示，其中增加了 RC 积分环节，加大了第二节的延迟时间。

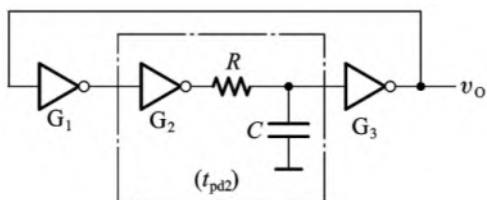


图7.4.9

但 RC 电路的充、放电的持续时间很短，为了获取更大的延迟，将 C 的接地端改到 G_1 的输出端，如图7.4.10所示。

其中 R_s 为保护电阻。

得到波形如图7.4.11所示。

其振荡周期可由下式估算：

$$T \approx 2.2RC$$

注：若使上式成立，应满足条件：

$$R_1 + R_s \gg R, \quad V_{OL} \approx 0$$

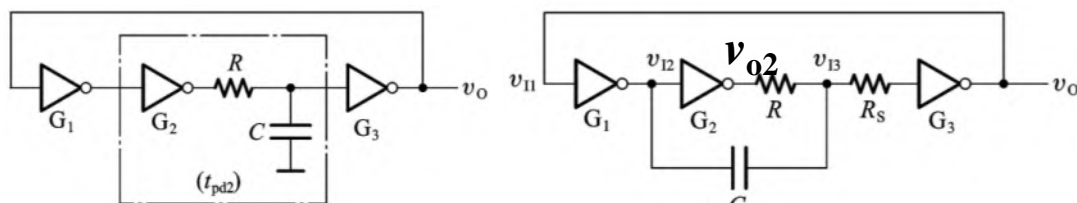


图7.4.9

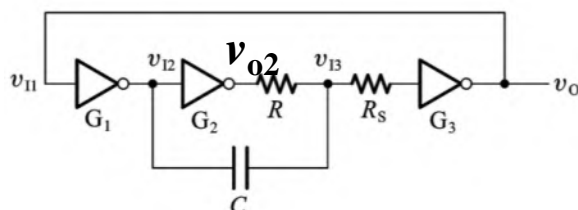


图7.4.10

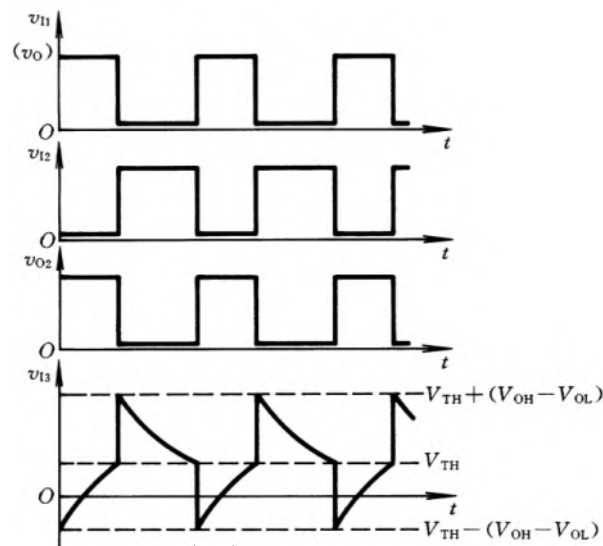


图7.4.11

7.4.4 用施密特触发电路构成的多谐振荡电路

利用施密特触发电路构成的多谐振荡电路如图7.4.12所示。

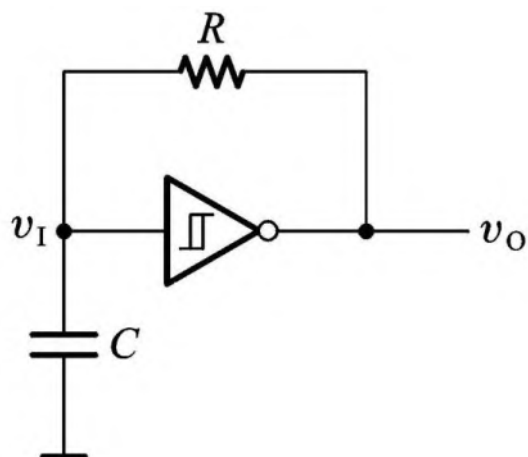
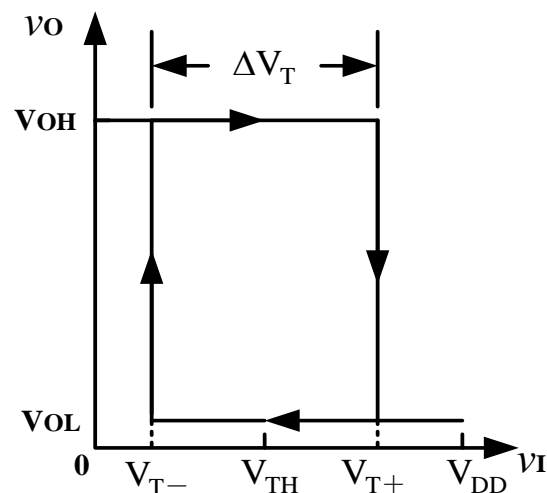


图7.4.12



其工作原理

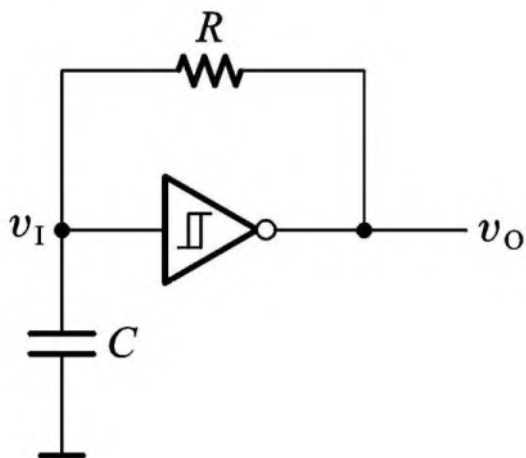
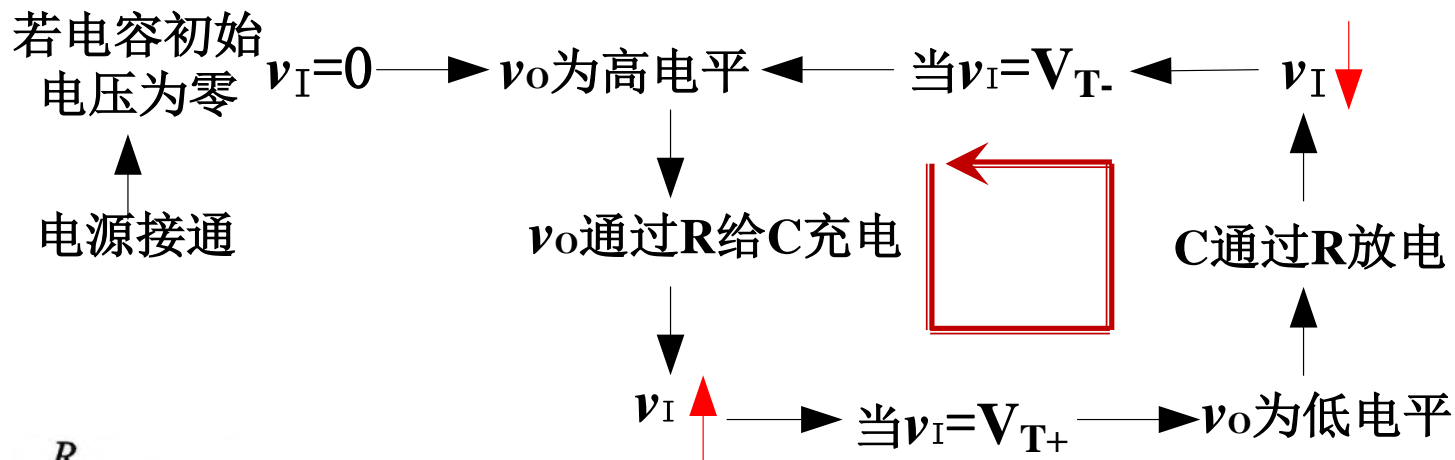
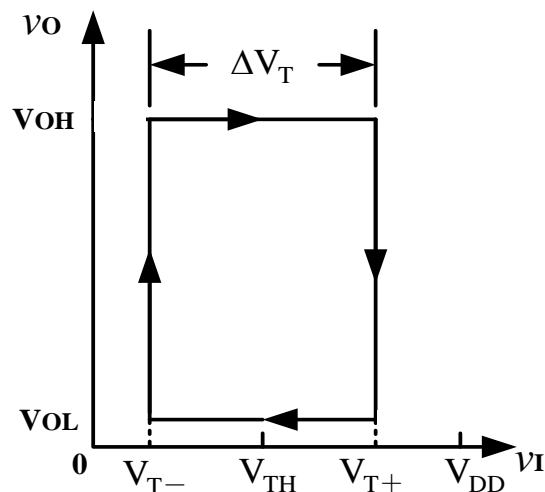


图7.4.12



其输出波形如图7.4.13所示。

其振荡周期的计算公式为

$$\begin{aligned}
 T &= T_1 + T_2 \\
 &= RC \ln \frac{V_{DD} - V_{T-}}{V_{DD} - V_{T+}} + RC \ln \frac{V_{T+}}{V_{T-}} \\
 &= RC \ln \left(\frac{V_{DD} - V_{T-}}{V_{DD} - V_{T+}} \cdot \frac{V_{T+}}{V_{T-}} \right)
 \end{aligned}$$

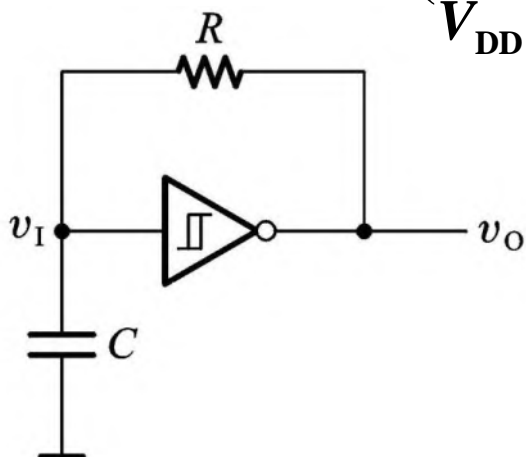


图7.4.12

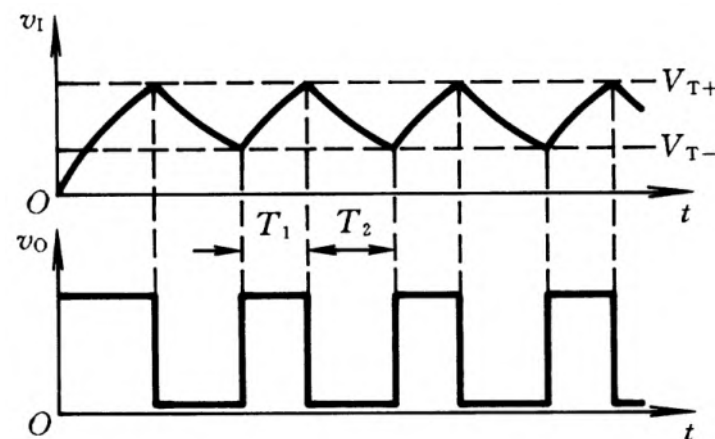


图7.4.13

调节占空比的电路

$$T = T_1 + T_2$$

$$\approx R_2 C \ln \frac{V_{DD} - V_{T-}}{V_{DD} - V_{T+}} + R_1 C \ln \frac{V_{DD} - V_{T+}}{V_{DD} - V_{T-}}$$

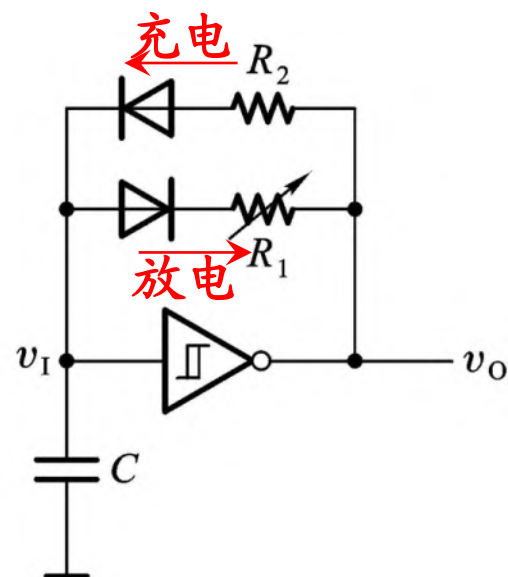


图7.4.14

7.4.5 石英晶体多谐振荡电路

在许多数字系统中，要求时钟脉冲的重复频率，十分稳定。例如在数字钟表里，计数脉冲频率的稳定性，直接决定计时的精度。

前面介绍的多谐振荡电路的振荡周期或频率不仅与时间常数 RC 有关，而且还取决于门电路的阈值电压 V_{TH} 。 V_{TH} 容易受温度、电源电压及干扰的影响，故频率的稳定性很差，不能适应对频率稳定性要求较高的场合。

为了提高振荡频率的稳定性，目前普遍采用的一种稳频方法，在多谐振荡电路中，接入石英晶体，组成石英晶体多谐振荡电路。

1922年美国卡第提出用石英压电效应调制电磁振荡的频率。巴黎广播电台首先用严济慈制作的石英振荡片实现了无线电播音中的稳频，随后各国相继采用，使无线广播振荡电磁回路稳频成为压电晶体的最重要应用之一。

图7.4.15给出了石英晶体的外形、符号和电抗频率特性。
 当外加电压频率为 f_0 时，其阻抗最小，此频率的信号最易通过，
 其他频率被衰减，故振荡电路工作在频率 f_0 处。

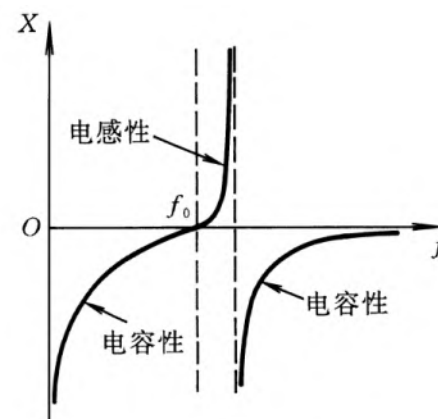


图7.4.15

图7.4.16为对称式石英晶体多谐振荡电路。

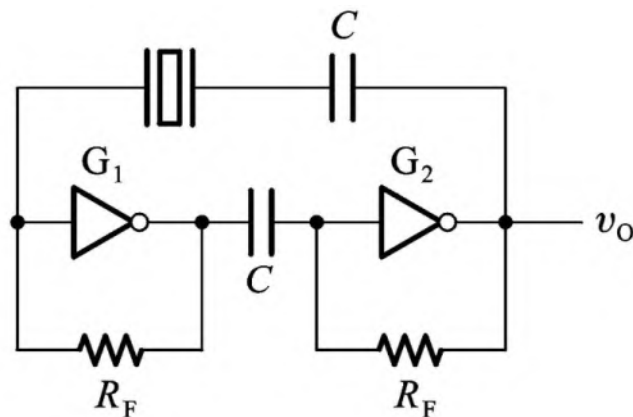


图7.4.16

特点：

石英晶体多谐振荡电路的振荡频率取决于石英晶体的固有谐振频率 f_0 ，而与外接电阻、电容无关。

石英晶体具有很好的选频特性，频率稳定度 $\Delta f/f_0$ 高。

7.5 555定时器

7.5.1 555定时器的电路结构与功能

555定时器是一种多用途的数字 - 模拟混合集成电路。它可以很方便地构成施密特触发电路、单稳态电路和多谐振荡电路。

555定时器为双极型产品，7555为CMOS型产品。

为了实际需求，又出现了双定时器，如，双极型556、CMOS型7556。

尽管厂家不同，但各种类型的555定时器功能及外部引脚排列相同。

注：

555定时器是由Hans R. Camenzind为美国Signetics公司于1972年研制的用于取代机械式定时器的中规模集成电路，因输入端设计有三个 $5k\Omega$ 的电阻而得名。

一、电路结构

分压器:

3个 $5\text{k}\Omega$ 电阻分压为:

$$\frac{2}{3} V_{CC} \quad (V_{R1}) ;$$

$$\frac{1}{3} V_{CC} \quad (V_{R2}) 。$$

比较器 C_1 、 C_2 :

$V_+ > V_-$, 输出为 1;

$V_+ < V_-$, 输出为 0。

基本S-R触发器:

$$C_1 : TH > V_{R1}, v_{C1} = R' = 0$$

$$TH < V_{R1}, v_{C1} = R' = 1$$

$$C_2 : TR' < V_{R2}, v_{C2} = S' = 0$$

$$TR' > V_{R2}, v_{C2} = S' = 1$$

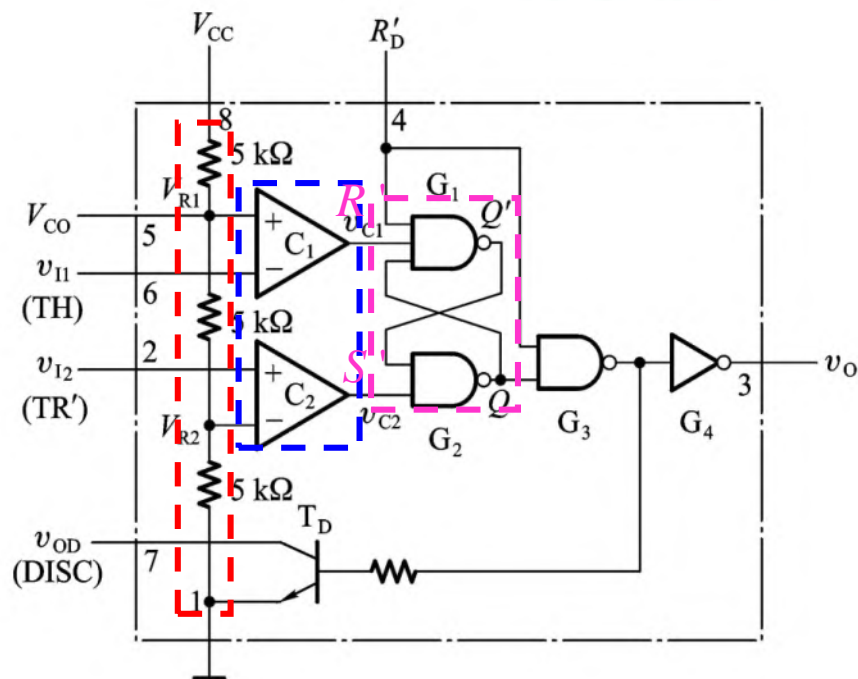


图7.5.1

图7.5.1

T_D 为放电管，当晶体管 T_D 导通时，将给接于脚7的电容器提供低阻放电通路。

图7.5.2、表7.5.1所示分别为图形符号和功能表。

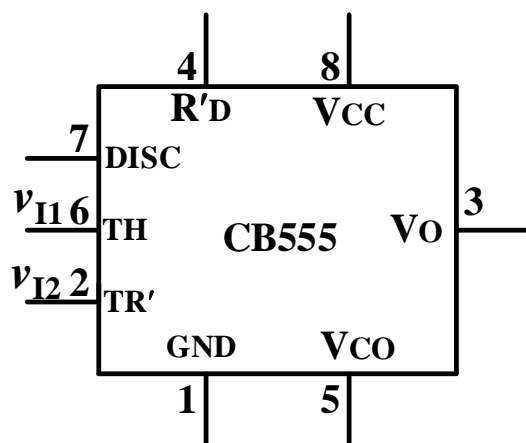


图10.5.2 CB555的图形符号

表7.5.1功能表

输 入			输 出	
R'_D	v_{I1}	v_{I2}	v_O	T_D
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	锁存不变
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	禁止截止

2.各管脚的名称和功能

1 - 接地端GND

2 - 低电平触发端TR'

触发端 (TR') 可看成是置位端 S', 低电平有效。

3 - 输出端 v_O

输出电流达200mA, 可直接驱动继电器、发光二极管、扬声器、指示灯等, 输出电压约低于电源电压1 - 3V。

4 - 复位端 R'_D

若此端输入低电平, 而使触发器直接复位。正常工作, 加高电平。

5 - 电压控制端 V_{CO}

此端可外加一电压以改变比较器的参考电压, 不用时可悬空或通过 $0.01\mu\text{F}$ 的电容接地。

通过施密特触发电路加RC反馈电路, 可以构成多谐振荡电路, 其频率可以通过不同的 V_{CO} 端电压调整。从而形成电压-频率转换的压控振荡电路。

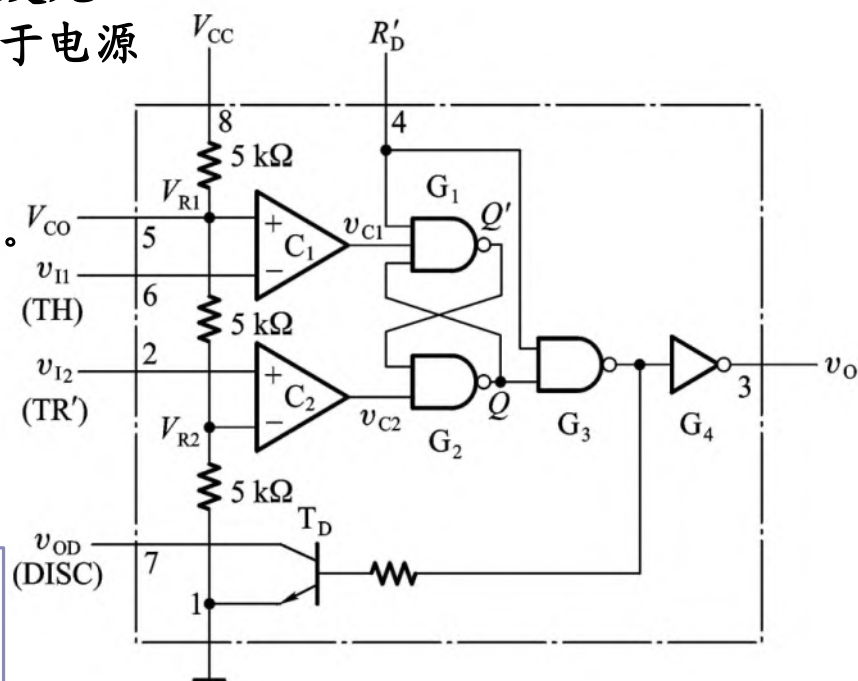


图7.5.1

6—高电平触发端TH

阈值端（TH）可看成是置零端 R ，要求高电平有效。

2脚只对低电平起作用，高电平不起作用，即电压小于 $1V_{CC}/3$ ，此时3脚输出高电平。

6脚为阈值端，只对高电平起作用，低电平不起作用，即输入电压大于 $2V_{CC}/3$ ，称高触发端。

7—放电端 v_{OD}

当触发器的 $Q = 0$ 时， T_D 导通，外接电容 C 过此管放电。

8—电源端 V_{CC}

可在 $5 - 18V$ 范围内使用。

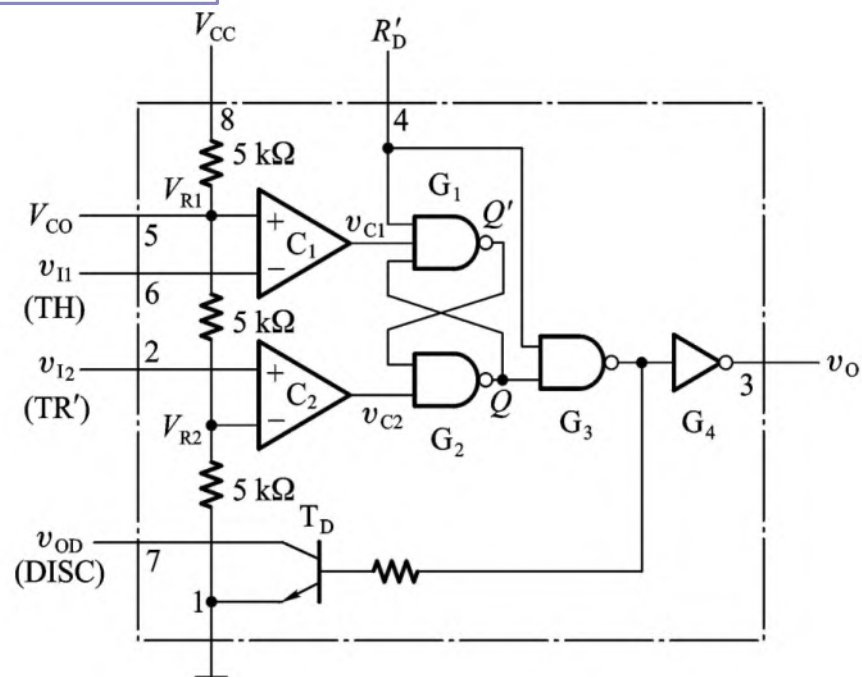


图7.5.1

7.5.2 用555定时器接成的施密特触发电路

电路接法，如图7.5.3所示；

将TH、TR'引脚与 v_I 接在一起， R'_D 接 V_{CC} ，不用的 V_{CO} （5脚）通过 $0.01\mu F$ 电容接地，防止外界干扰。

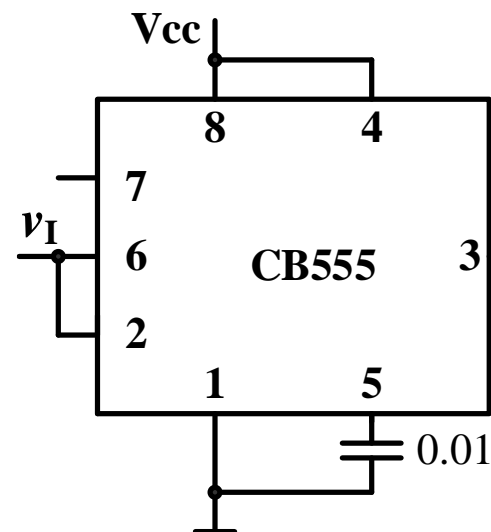
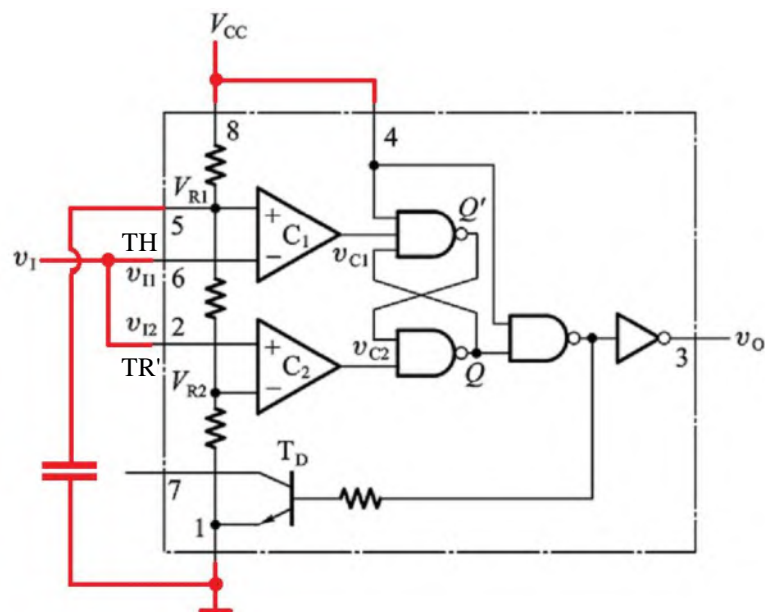


图7.5.3 用555定时器接成的施密特触发器

其电压传输特性如图7.5.4所示。由图可知，这是个典型的反相输出的施密特触发电路。

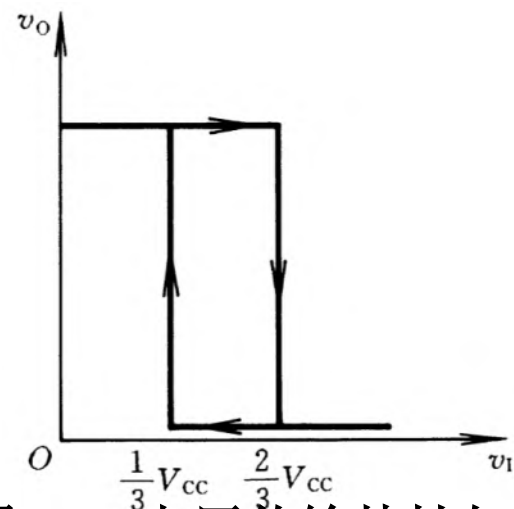
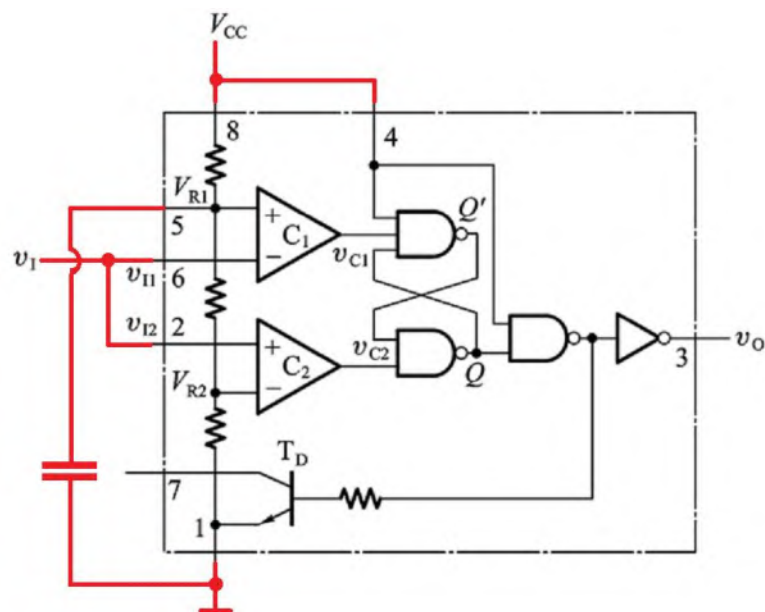


图7.5.4 电压传输特性如

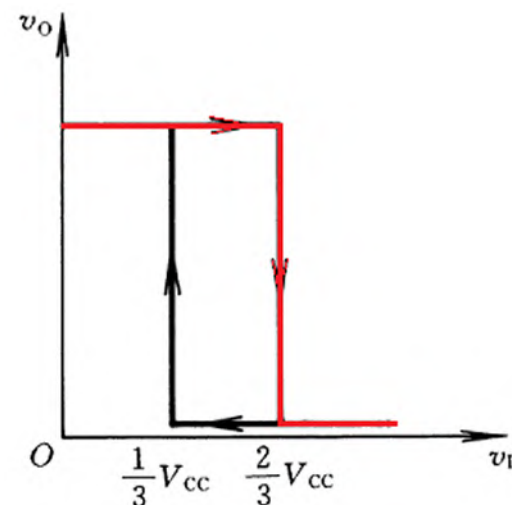
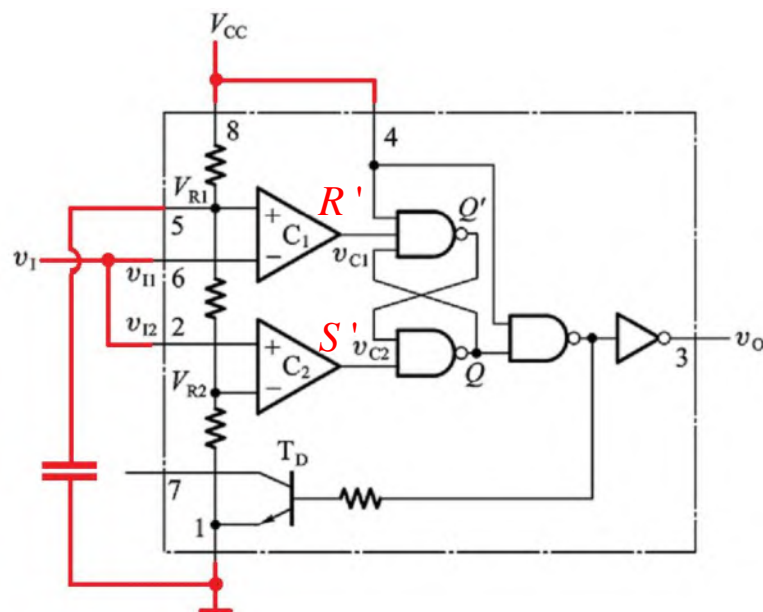
工作原理

(1) 正向过程

当 $v_I < V_{CC}/3$, 则 $Q=1$ ($v_o = V_{OH}$), $Q'=0$;

当 v_I 增加时, $V_{CC}/3 < v_I < 2V_{CC}/3$, $Q=1$, $Q'=0$, 触发器保持原态;

当 $v_I > 2V_{CC}/3$ 时, $Q=0$ ($v_o = V_{OL}$), $Q'=1$ 。

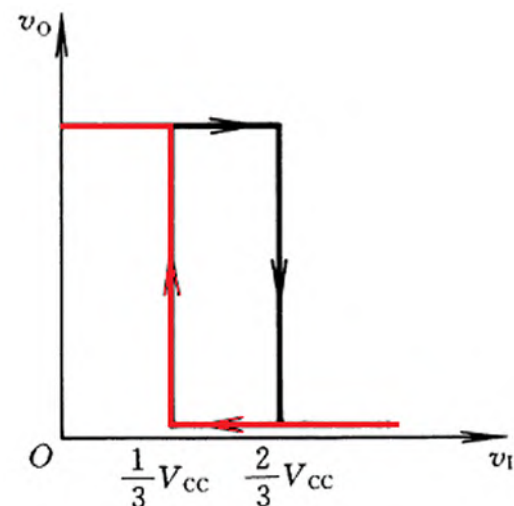
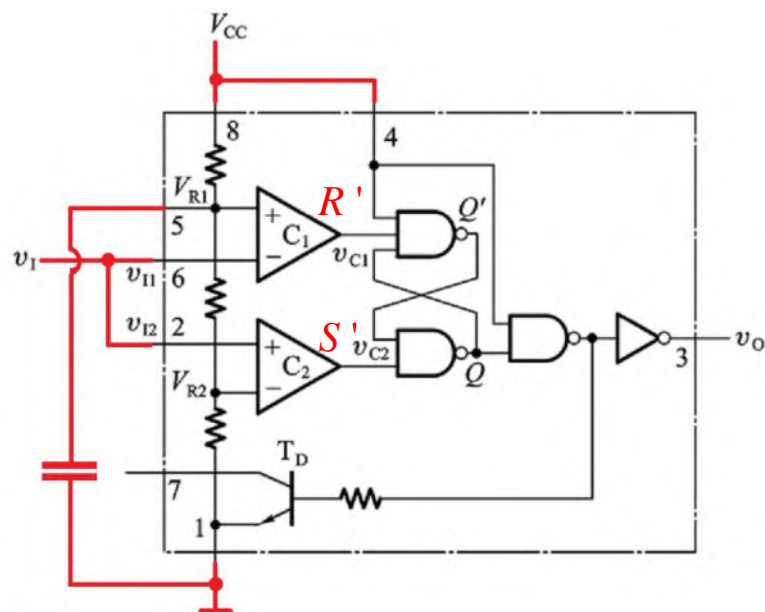


(2) 负向过程

当 $v_I > 2V_{CC}/3$ 时, $Q=0$ ($v_o = V_{OL}$), $Q'=1$;

当 v_I 减小时, $2V_{CC}/3 > v_I > V_{CC}/3$, $Q=0$, $Q'=1$, 触发器保持原态;

当 v_I 减小到 $v_I < V_{CC}/3$, $Q=1$ ($v_o = V_{OH}$), $Q'=0$ 。



从上述过程，可以看到：

其正向阈值电压为 $V_{T+} = 2V_{CC}/3$ ，负向阈值电压为 $V_{T-} = V_{CC}/3$ ，故电路的回差电压为 $\Delta V_T = V_{CC}/3$ 。

若改变回差电压的大小，则可通过5脚外接电压 V_{CO} 来改变。

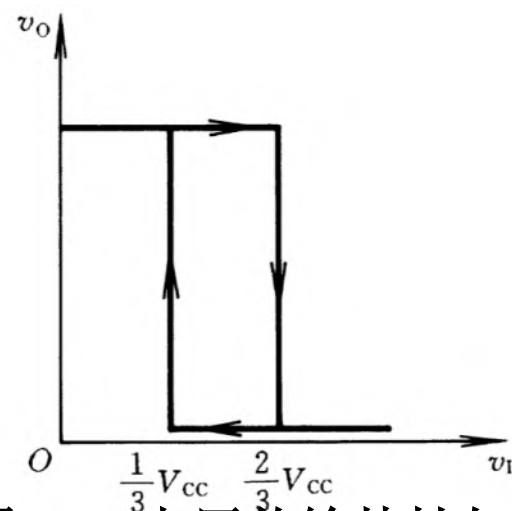
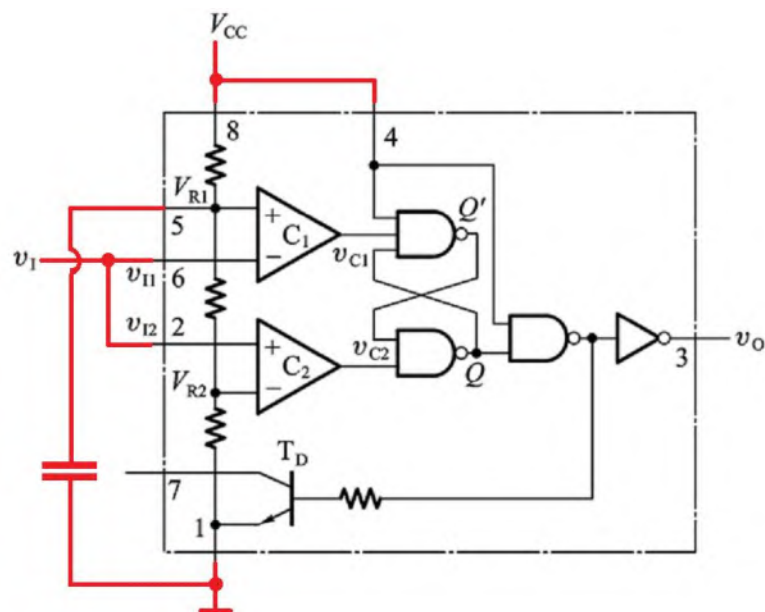
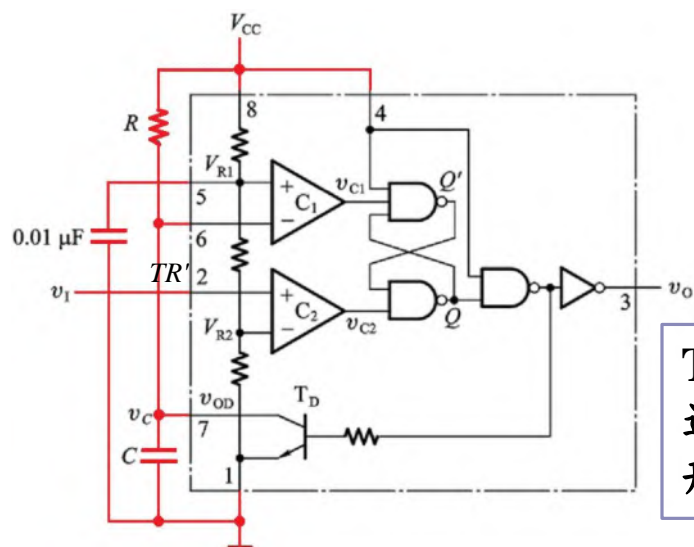


图7.5.4 电压传输特性如

7.5.3 用555定时器接成的单稳态电路

如果接成单稳态电路，如图7.5.5所示。

单稳态电路的触发信号 v_I 从 TR' 输入，其输出电压 v_{OD} 接 v_{I1} ，并通过电容 C 接地。



TD的导通和截止，使得通过7脚接地和不接地，从而形成电容C的放电和充电。

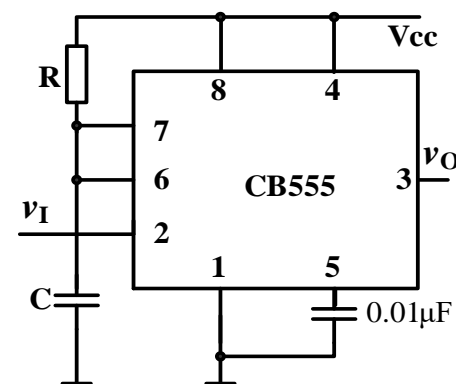


图7.5.5



- 



2. 当 v_I 脉冲下降沿到达时, $Q = 1$, $Q' = 0$, $v_O = 1$ 进入暂稳态。

此时放电管 T_D 截止, V_{CC} 通过 R 给 C 充电, v_C 增加;

当 $v_C = 2V_{CC}/3$ 时, 若 v_I 回到高电平, 则 $Q = 0$ ($v_O = 0$), $Q' = 1$, C 通过 T_D 放电, $v_C \approx 0$ 。

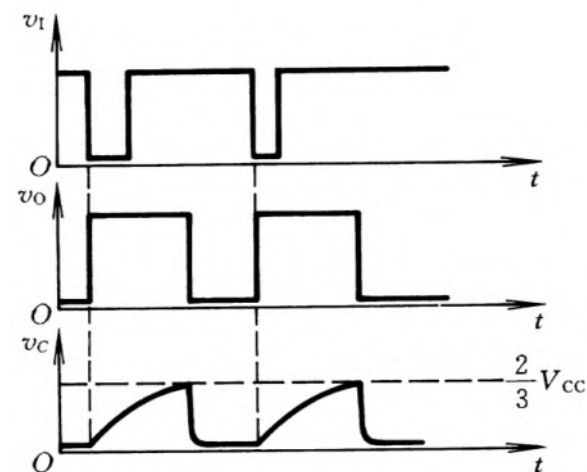
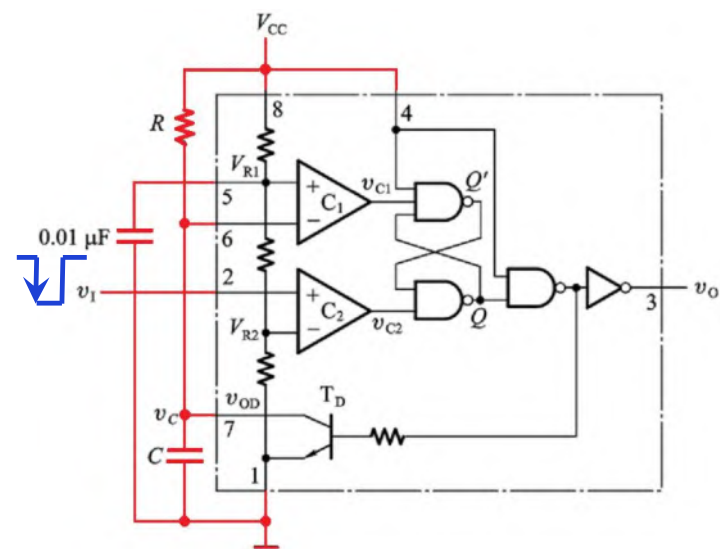


图7.5.6

3. v_I 保持高电平，此后 v_{C1} 和 v_{C2} 输出均为高电平，电路保持 $v_O=0$ ，即稳态。

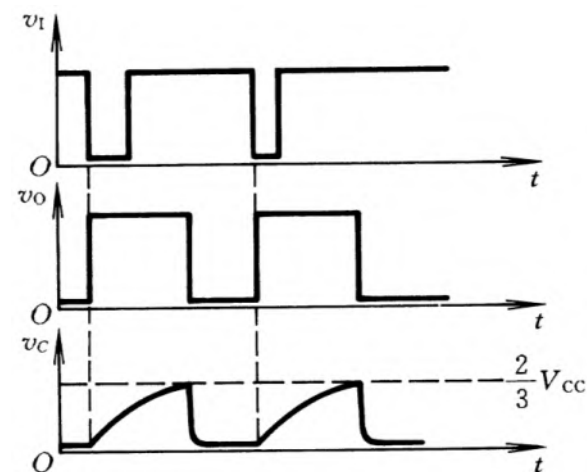
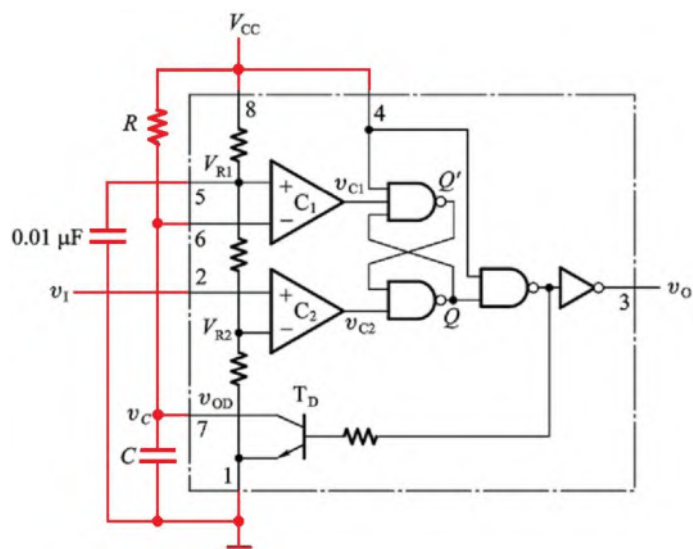


图7.5.6

其输出脉宽为

$$\begin{aligned}
 t_w &= RC \ln \frac{V_{CC} - 0}{V_{CC} - \frac{2}{3}V_{CC}} \\
 &= RC \ln 3 = 1.1RC
 \end{aligned}$$

注：

通常R的取值在几百欧姆到几兆欧之间，电容的取值范围为几百皮法到几百微法， t_w 的范围为几微妙到几分钟。但随 t_w 增大，其精度和稳定度下降。

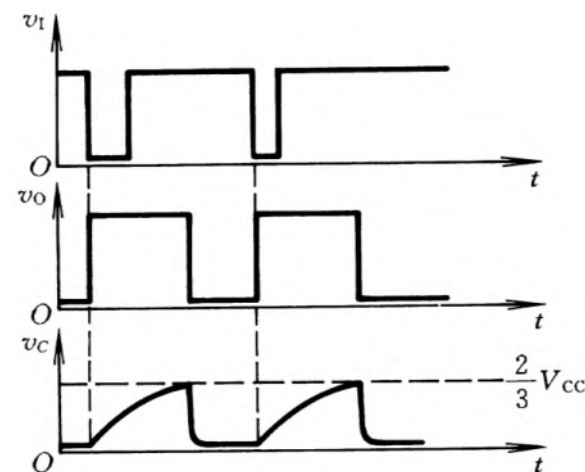


图7.5.6

7.5.4 用555定时器接成的多谐振荡电路

其构成电路如图7.5.7所示。

假定，初始时 $Q=0$ ，则TD导通，C通过 R_2 放电， v_C 下降。

当 $v_C < V_{CC}/3$ 时，则 $v_{c2}=0$ ，则 $Q=1$ ；

如果，初始时 $Q=1$ ，则TD断开， V_{CC} 通过 R_1 、 R_2 给C充电， v_C 上升。

当 $v_C > 2V_{CC}/3$ 时，则 $v_{c1}=0$ ，则 $Q=0$ 。

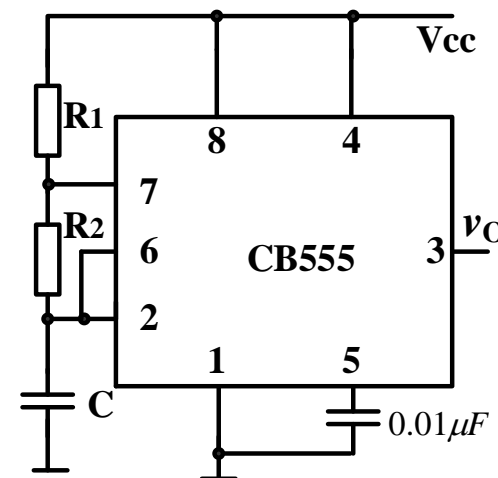
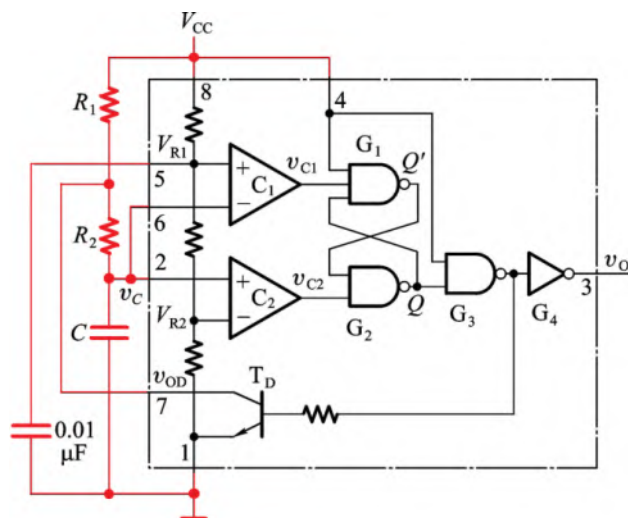


图7.5.7 用555定时器构成的多谐振荡器

电路的振荡周期为

$$\begin{aligned} T &= T_1 + T_2 = (R_1 + R_2)C \ln 2 + R_2 C \ln 2 \\ &= (R_1 + 2R_2)C \ln 2 \\ &= 0.69(R_1 + 2R_2)C \end{aligned}$$

对应波形如图7.5.8所示。

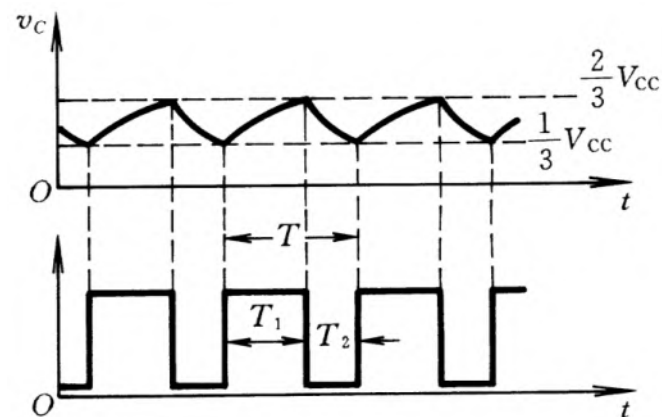


图7.5.8

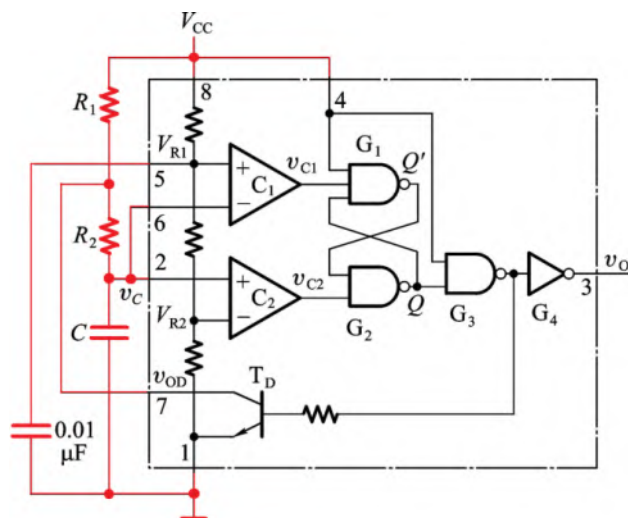


图7.5.7 用555定时器构成的多谐振荡器

振荡频率为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0.69(R_1 + 2R_2)C}$$

上式表明，改变 R 和 C 就可改变振荡频率。

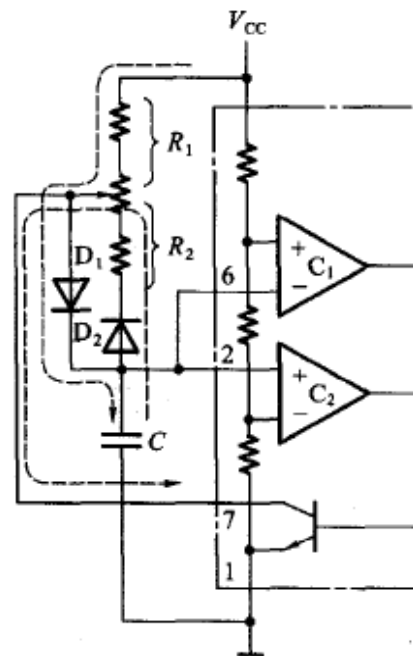
用CB555组成的多谐振荡电路最高频率为500KHz，
用CB7555组成的多谐振荡电路最高频率可达1MHz。

占空比为

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

为了改变占空比，可采用图所示电路。则

$$q = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$



7.5.5 555定时器应用

例7.5.1 图7.5.10为由555定时器构成的简易触摸开关，试分析是什么电路？二极管能亮多长时间？

解：此电路为单稳态电路。

二极管亮的时间为

$$\begin{aligned}
 T &= 1.1RC \\
 &= 1.1 \times 200 \times 10^3 \times 50 \times 10^{-6} \\
 &= 11(\text{s})
 \end{aligned}$$

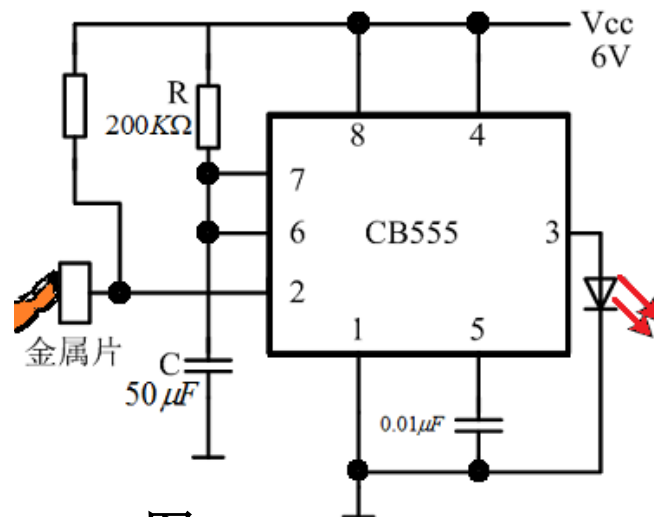


图7.5.10

例7.5.2 两相时钟发生器电路如图7.5.11所示。已知 $R_1 = 510\Omega$, $R_2 = 10K\Omega$, $C = 0.1\mu F$ 。(1)说明555定时器组成何种电路？(2)画出 v_o 、 ϕ_1 和 ϕ_2 的波形。(3)计算 ϕ_1 的周期 T_ϕ 和脉冲宽度 t_W 。

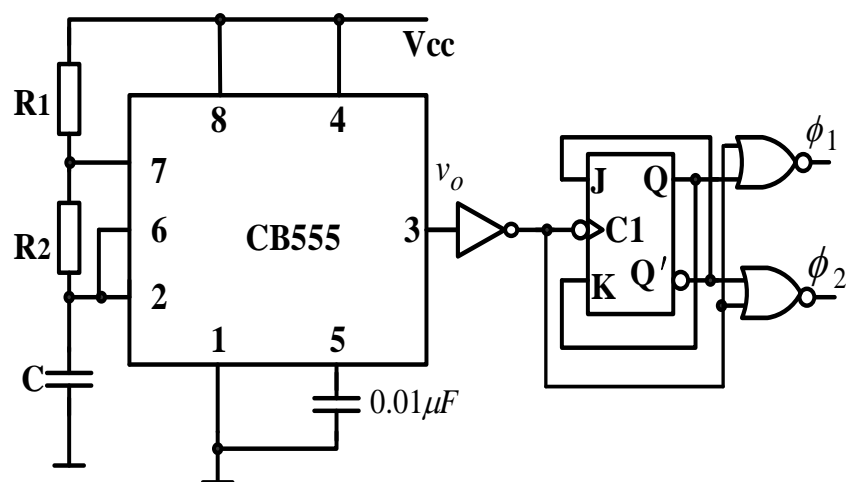


图7.5.11 例7.5.2的电路

解：

(1) 此电路为555构成的多谐振荡电路；

(2) 假定初始状态 $Q=1$ ，则 v_o 、 ϕ_1 和 ϕ_2 的波形如图7.5.12所示。

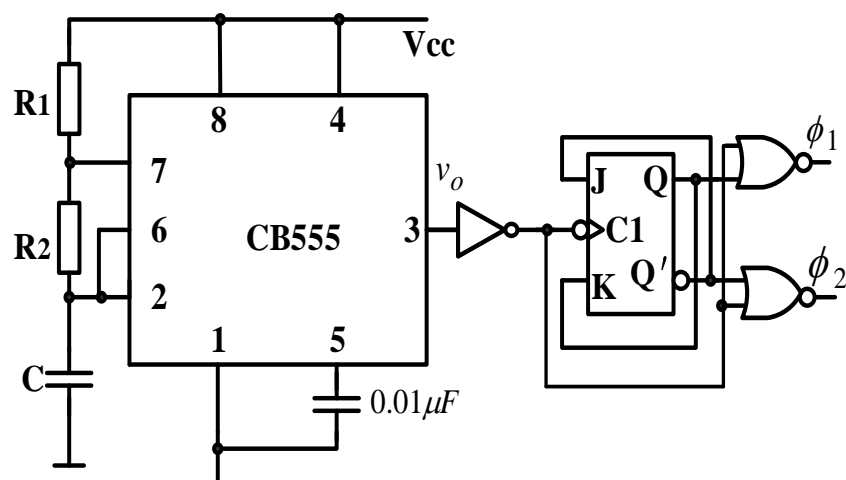


图7.5.11 例7.5.2的电路

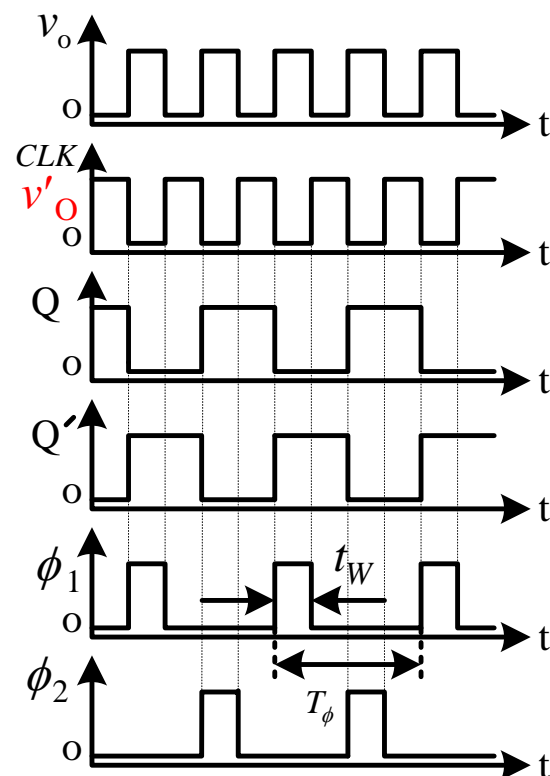


图7.5.12 例7.5.2的波形

(3) 由于 v_o 和 CLK 频率相同，故

$$T_{CLK} = 0.69(R_1 + 2R_2)C \approx 1.44(ms)$$

$$T_\phi = 2T_{CLK} = 2.88(ms)$$

$$t_w = \frac{1}{4}T_\phi = 0.72(ms)$$

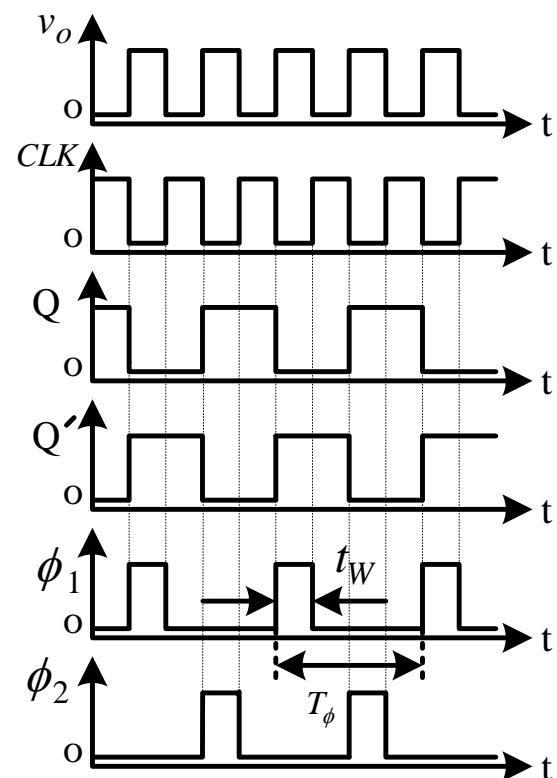


图7.5.12 例7.5.2的波形

图7.5.13

当对VCO端加上低于 $2V_{CC}/3$ 的控制电压后，会使输出脉冲的周期 T_1 和 T 变短，对应的振荡频率提高了；

反之，当对VCO 端加上高于 $2V_{CC}/3$ 的控制电压后，会使输出脉冲的 T_1 和 T 延长，对应的振荡频率降低了。

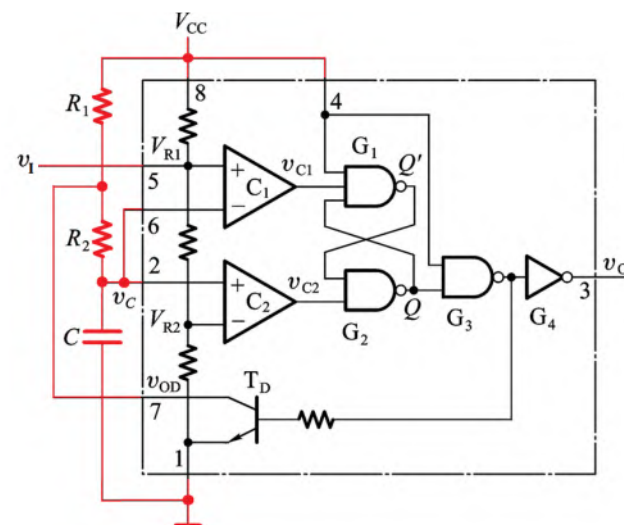
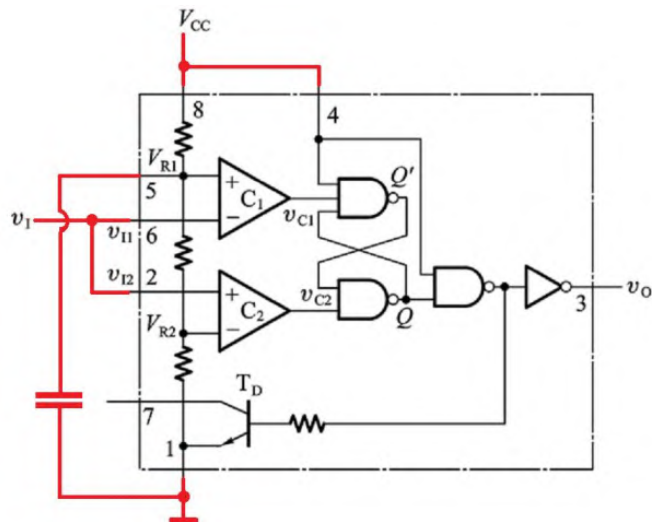


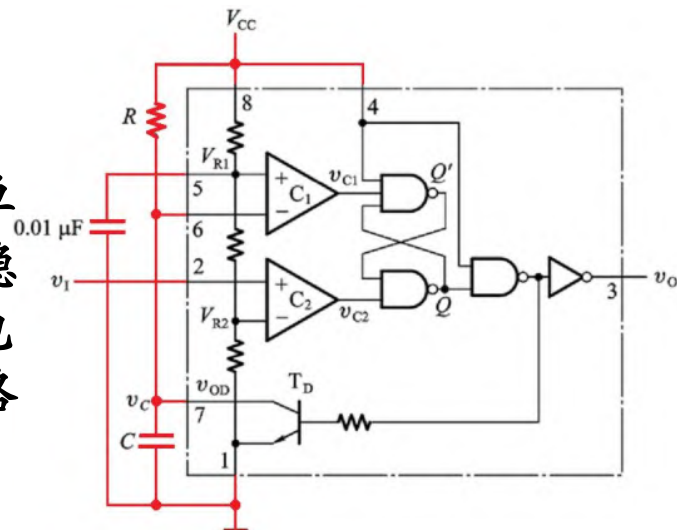
图7.5.13

四种应用电路的比较

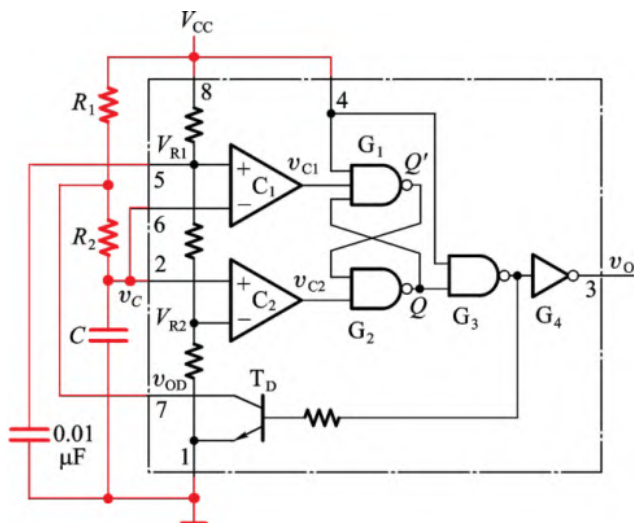
施密特触发电路



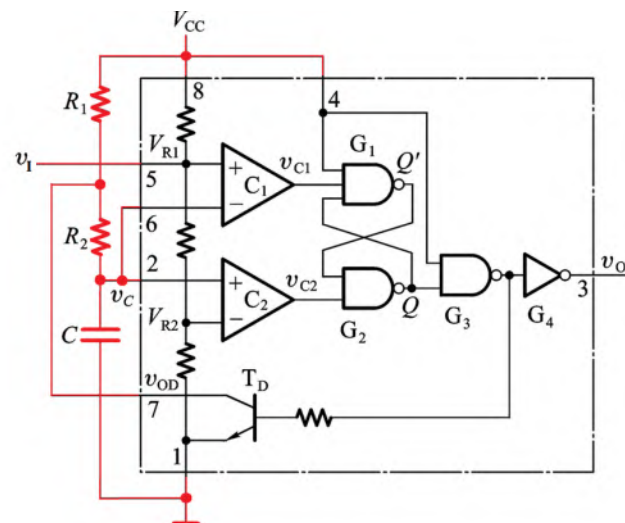
单稳电路



多谐振荡电路

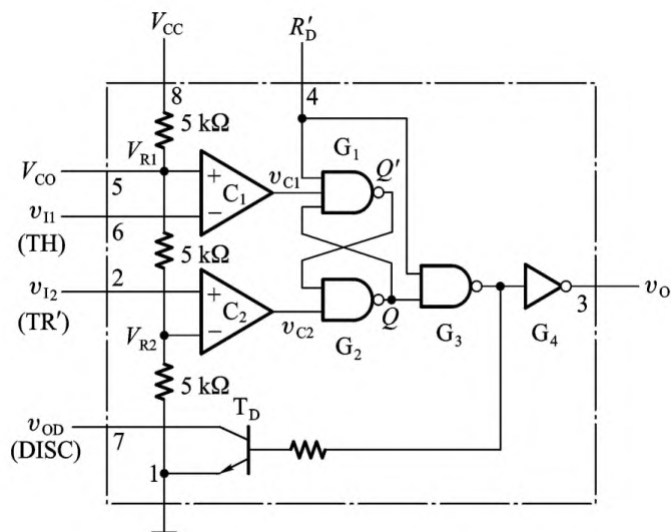


压控振荡电路

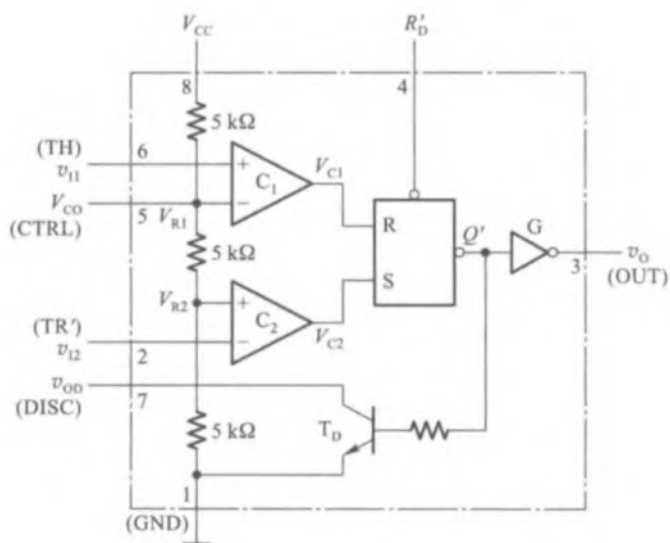


不同版本555电路结构图的比较

第5版



第6版



输 入			输 出	
R'_D	v_{I1}	v_{I2}	v_O	T_D
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

本章结束