

# ET 11

## PULSKRETSAR II

### MÅLSÄTTNING.

Laborationen avser att göra dig bekant med vippor och operationsförstärkare i pulsteknik.

### FÖRBEREDELSE.

Du skall ha läst igenom hela lab-PM:et och svarat på de hemuppgifter som finns i början.

---

Namn.....Kurs .....

Utförd den.....Handledare.....

Godkänd den.....av.....



**OBS! Dessa hemuppgifter skall vara utförda innan laborationen för att du skall få delta vid laborationen.**

1. Hur skiljer sig en pulsgenerator från en funktionsgenerator?
2. Varför behöver man avsluta koaxialkabeln från Tektronix FG 503 med ett 50 ohms motstånd?
3. Vad menas med pulsperiod?
4. Vad menas med stigtid, pulstak och takfall hos en puls?
5. Vad menas med kaskadkoppling?
6. Vilket samband existerar mellan stigtid och övre gränshfrekvens?
7. Beskriv en bistabil vipa .
8. Hur fungerar en Schmitt-trigger?
9. Ange sanningstabellen för fyra vanliga logiska kretsar.

## VIPPOR (multivibratorer).

Vippan är en grundläggande koppling i många puls- och digitalkretsar. I princip består vippan av två switchar vilkas till- och frånslag kan styras. Vipporna har namn som anger deras stabilitet. Med stabilitet menar man vippans förmåga att bibehålla ett visst tillstånd. Följande vipptyper kan särskiljas:

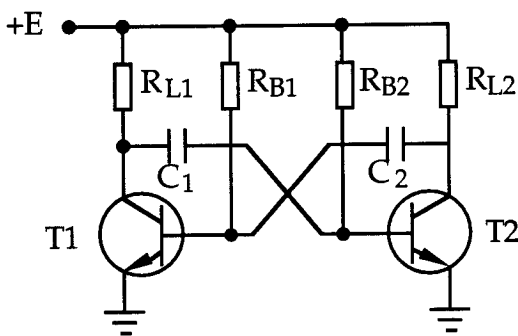
Den astabila vippan (free running multivibrator) saknar stabila tillstånd, (är en typ av oscillator).

Den monostabila vippan (one-shot, time-delay multivibrator) har ett stabilt tillstånd och ett kvasistabilt. Den triggas från det stabila tillståndet av en yttre triggerpuls till det kvasistabila och går själv efter en viss tid tillbaka till det stabila tillståndet. Kan bland annat användas för att åstadkomma tidsfördröjningar.

Den bistabila vippan (flip-flop) har två stabila tillstånd. Kretsen triggas av en yttre puls från det ena tillståndet till det andra. Kan bland annat användas som minneselement.

### Den astabila vippan.

En astabil vipa visas i figur 1. Den består av två kors-kopplade inverterare.



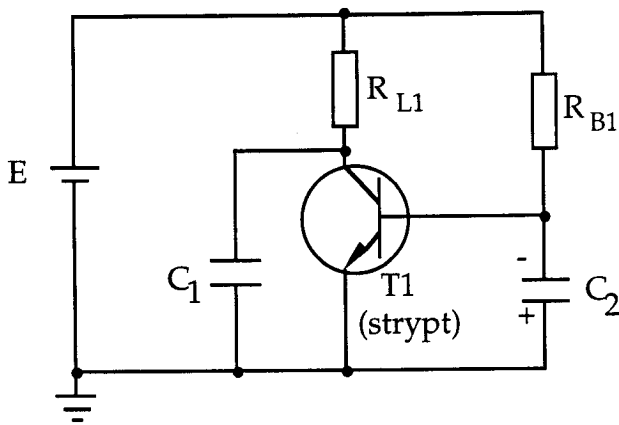
Figur 1.

Utgången från det ena steget är kopplat till ingången av det andra. Ingetdera tillståndet blir stabilt eftersom bägge transistorerna strävar efter att bli ledande genom basernas koppling till plusspänning. Detta är inget stabilt läge ty om strömmen i ena transistorn tenderar att öka kopplas den resulterande spänningsändringen på dess kollektor till den andra transistorns bas som stryps. Dess kollektorpotential ökar och ger ytterligare ökning av strömmen i den första transistorn osv. Förloppet slutar ej förrän den ena transistorn är helt bottnad och den andra strypt. Efter en tid bestämd av vissa tidkonstanter erhålls en process i motsatt riktning. Transistorerna är omväxlande strypta och bottnade och på kollektorerna erhålls fyrkantkurvor.

Låt oss som utgångsläge för ett närmare studium välja T1 strypt och T2 bottnad dvs:

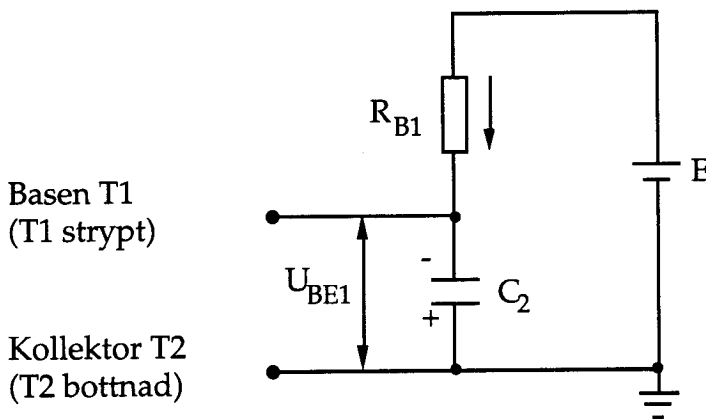
$$\begin{aligned} U_{BE1} &= \text{neg.} \\ U_{CE1} &= E \\ U_{C1} &= E \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U_{BE2} &= +0,6 \text{ V} \\ U_{C2} &\approx 0 \\ U_{C2} &= U_{BE1} \end{aligned}$$



Figur 2.

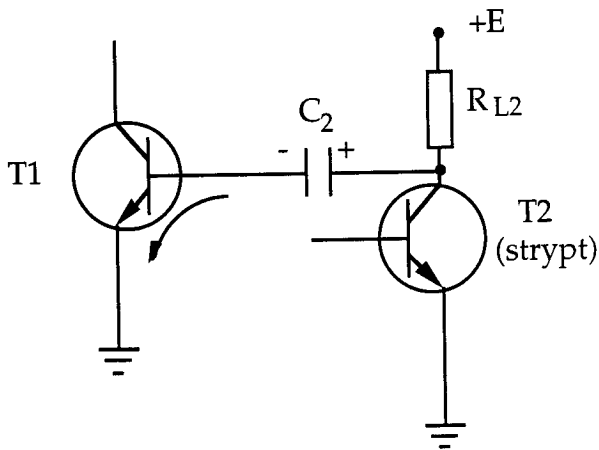
Den ekvivalenta kretsen för T1 visas i figur 2. Vi bortser från T2 eftersom  $U_{BE}$ (mättnad) och  $U_{CE}$ (mättnad) är små spänningar. För att T1 skall komma ur det strypta läget måste  $C_2$ 's laddning ändras. Omladdningsvägen visas i figur 3.



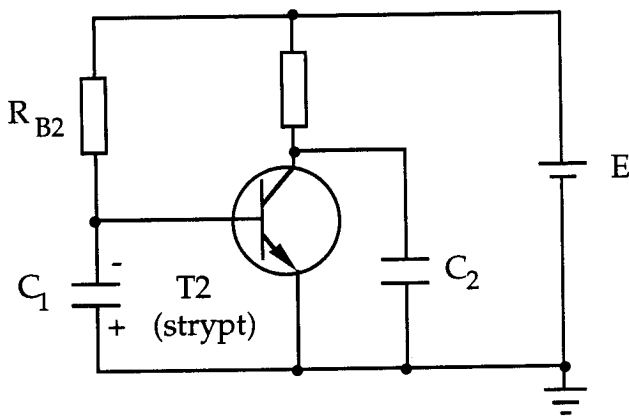
Figur 3.

Kollektorn på T2 visas på jordpotential eftersom resistansen från kollektor till emitter på T2 vid mättnad är mycket mindre än  $R_{B1}$ .

I det ögonblick  $U_{BE1}$  blir något större än noll börjar T1 leda och  $U_{CE1}$  faller. Eftersom  $C_1$  ej kan ändra sin laddning ögonblickligen kopplas potentialfallet till T2:s bas och T2 stryps. Med T2 strypt börjar  $U_{CE2}$  stiga mot E. Stigningen kopplas till basen av T1 som drivs till mättnad.  $C_2$  laddas nu genom T1:s emitterbasdiode och  $R_{L2}$  (figur 4). Observera att när T1 var strypt låg  $C_2$  mellan T1:s bas och emitter. Med T1 bottnad och T2 strypt ligger  $C_2$  mellan T1:s bas och T2:s kollektor. Det ekvivalenta schemat visas i figur 5.



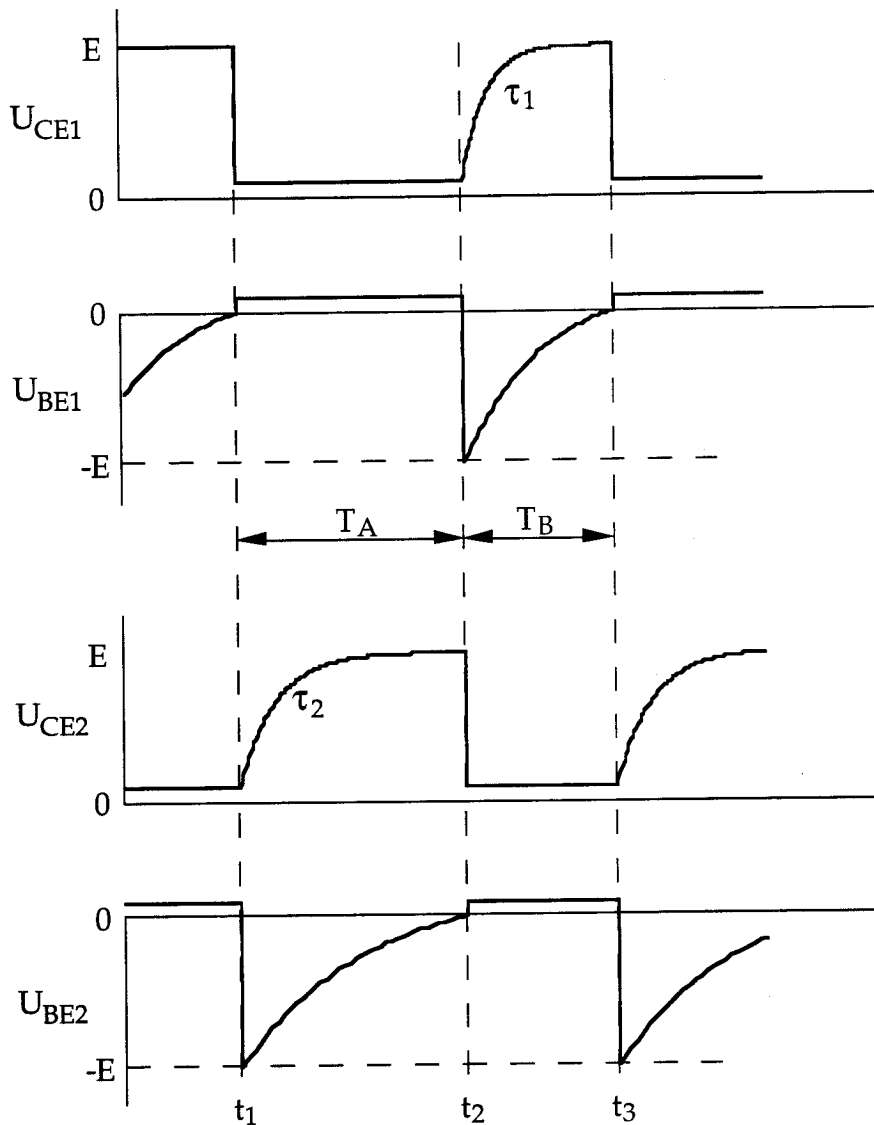
Figur 4.



Figur 5.

$C_1$  ligger nu mellan T2:s bas och emitter och backspänner emitterövergången med spänningen  $-E$ .  $C_1$  laddar nu ur via  $R_{B2}$ . I det ögonblick spänningen över  $C_1$  blir positiv och en aning större än noll börjar T2 leda.  $U_{CE2}$  faller och basen på T1 blir negativ. T1 stryps och orsakar  $U_{CE1}$  att stiga. Stigningen kopplas till basen på T2 och får T2 att bottna.  $U_{CE1}$  stiger inte ögonblickligen till  $+E$  eftersom  $C_1$  nu laddar via emitter-bas dioden på T2 och  $R_{L1}$ .

Kurvformerna i några olika punkter visas i figur 6. Tidsintervallet  $t_1 \rightarrow t_3$  motsvarar en period: Tiden  $t_1$  till  $t_2$  kontrolleras av  $C_1$  och  $R_{B2}$  och tiden från  $t_2$  till  $t_3$  av  $C_2$  och  $R_{B1}$ . Tidskonstanterna  $\tau_1$  och  $\tau_2$  kontrolleras av  $C_1 R_{L1}$  och  $C_2 R_{L2}$ .



Figur 6.

Omladdningen  $C_1$  illustreras i figur 7. När laddningen på  $C_1$  är approximativt noll börjar T2 leda. Tiden för detta erhålles ur ekv:

$$E = 2E (1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

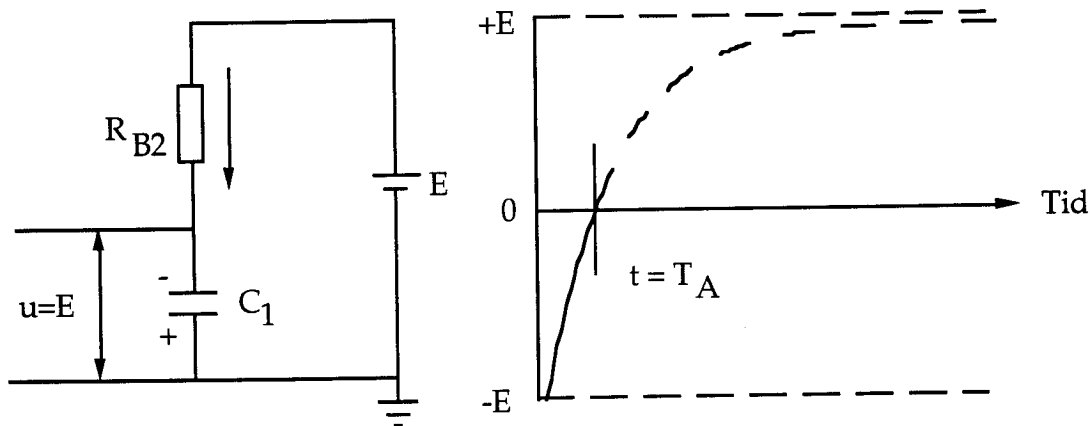
$$0,5 = e^{-\frac{t}{RC}} \quad \text{eller}$$

$$t = 0,69 C_1 R_{B2} = T_A \quad \text{p.s.s. } 0,69 C_2 R_{B1} = T_B$$

Oscillatorns frekvens blir:

$$f = \frac{1}{T_A + T_B} \quad \text{eller}$$

$$\text{för } T_A = T_B = T \quad f = \frac{1}{2T}$$



Figur 7.

**Uppgift 1.**

Den färdiga vippan (figur 8) ansluts till + 9 V. Vippan har konstruerats för frekvensen 2600 p/s enligt följande:

Data:  $h_{FE}(\min) = 40$ ,  $I_C(\max) = 75 \text{ mA}$

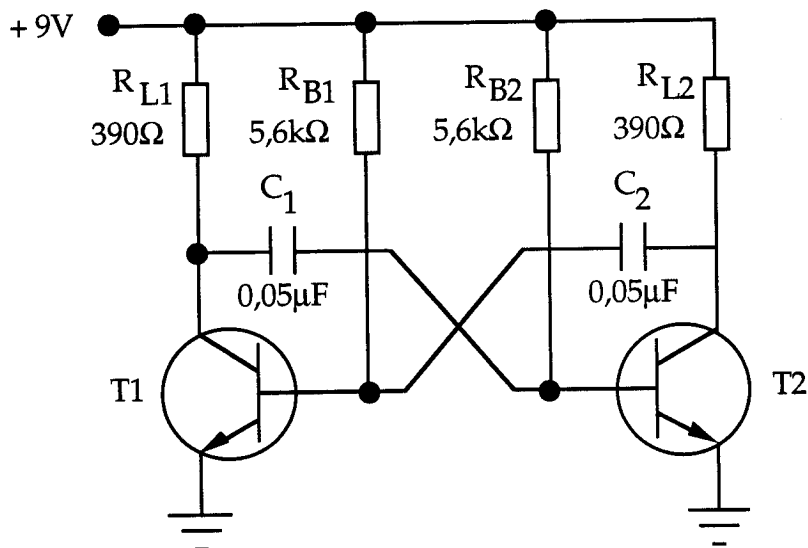
$U_{CE}(\max) = 25 \text{ V}$ ,  $E = + 9 \text{ V}$ .

Först bestäms  $R_L$  så att  $I_C(\text{mättnad}) < I_C(\max)$ .

Välj  $I_C(\text{mättnad}) = I_{CM} = 25 \text{ mA}$

$$R_L = \frac{E}{I_{CM}} = \frac{9}{25 \cdot 10^{-3}} = 360 \Omega$$

Välj  $R_L = 390 \Omega$ .



Figur 8.



Basströmmen måste vara tillräckligt stor för att bottna även en transistor som har ett min-värde för  $h_{FE}$ . Sätt  $R_{B1} = R_{B2} = R_B$ .

$$\frac{E}{R_B} = I_B > \frac{I_{CM}}{h_{FE(\min)}} = \frac{E}{R_L \cdot h_{FE(\min)}}$$

$$\therefore R_B < R_L \cdot h_{FE(\min)} = 40 \cdot 390 = 5,6 \text{ k}$$

Välj  $R_B = 5,6 \text{ k}$ , dvs vi använder en säkerhetsfaktor på 2 à 3. Observera att kollektorströmmen bestäms av  $E$  och  $R_L$  så länge  $I_B$  är tillräcklig stor för att bottna transistorn.

$$T_A = T_B = T = \frac{1}{2f} = \frac{1}{2 \cdot 2600} = 192 \mu\text{s}$$

$$C = \frac{T}{0.69 R_B} = \frac{192 \cdot 10^{-6}}{0.69 \cdot 5.6 \cdot 10^3} = 50 \text{ nF}$$

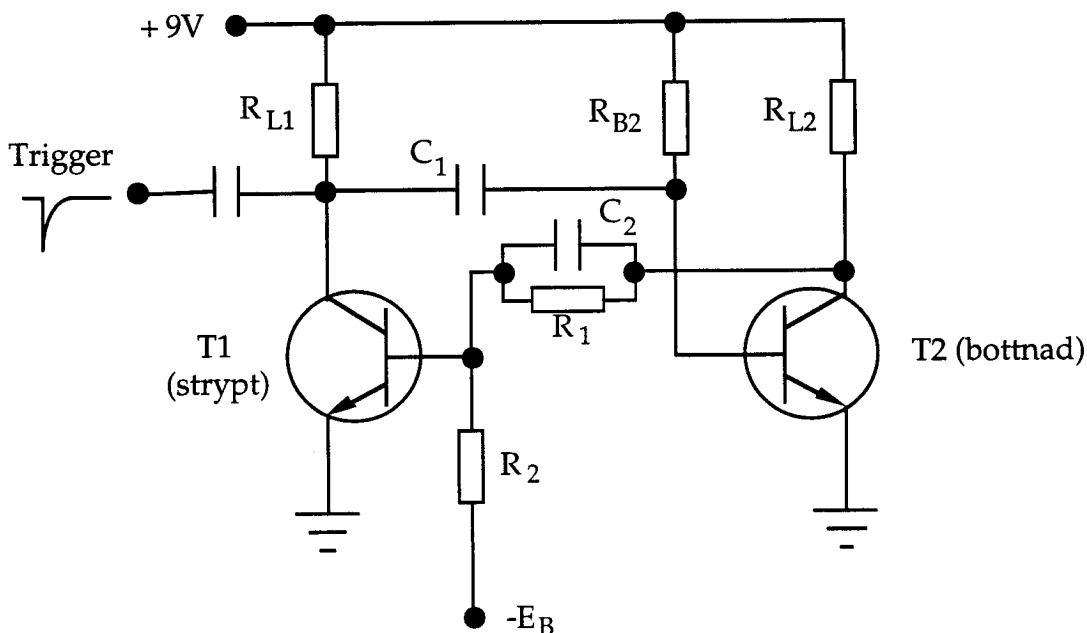
Tidskonstanten  $R_L C$  måste kontrolleras så den är betydligt mindre än  $T$ .  $C$  måste hinna ladda till  $+E$  under den tid  $T_1$  och  $T_2$  är strypta.

$$R_L \cdot C = 390 \cdot 50 \cdot 10^{-9} = 19,5 \mu\text{s} (\ll 192 \mu\text{s})$$

Kontrollera med hjälp av oscilloskopet tidskonstanter och kurvformer. Mät frekvensen med hjälp av oscilloskop och universalräknare.  $2T = \dots\dots\dots f = \dots\dots\dots$

### Den monostabila vippan.

Monostabila vippan används för att generera en tidsfördröjning av en puls eller för att standardisera pulser av variabel pulslängd. Vippan ger en utpuls för varje triggpuls. Utpulserna är identiska. I figur 9 visas schemat för en kollektorkopplad monostabil vippan.



Figur 9.

Funktionen är följande:

I det stabila tillståndet är T1 strypt och T2 bottnad. Således är

$$U_{CE1} = +E$$

$$U_{CE2} \approx 0$$

$$U_{BE1} = -E_B \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$U_{BE2} \approx 0,6 \text{ V}$$

$$I_{C1} = 0$$

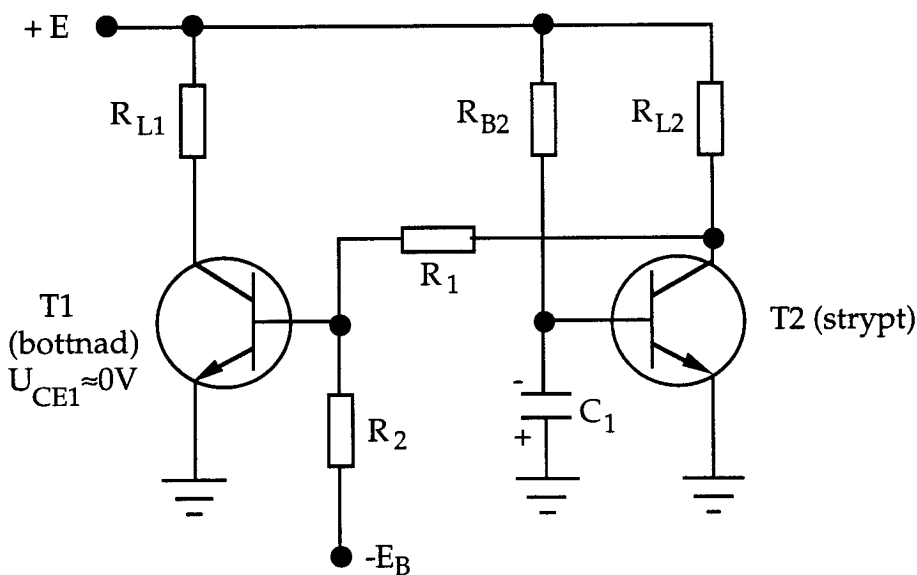
$$I_{C2} = \frac{E}{R_{L2}}$$

$$U_{C1} = +E$$

Vid applicerandet av en negativ triggerpuls strypts T2,  $U_{CE2}$  ökar och får T1 att bottna. När T1 bottnat håller kondensatorn  $C_1$  T2 strypt på samma sätt som i det astabila fallet. I figur 10 visas den ekvivalenta kretsen för det kvasistationära tillståndet med T1 bottnad och T2 strypt.

$C_1$  laddar nu om genom  $R_{B2}$ . När potentialen på T2:s bas blivit positiv och något över noll börjar T2 leda. Tiden för  $C_1$  att uppnå nollpotentialen är

$$T = 0,69 \cdot C_1 R_{B2} \text{ enligt föregående.}$$



Figur 10.

När T2 börjar leda faller  $U_{CE2}$ . Spänningsfallet är kopplat till basen av T1 och stryper T1. Kretsen är tillbaka i ursprungsläget.

## Uppgift 2. Studium av monostabil vippra.

Vippan har beräknats enligt följande:

$$\begin{aligned} I_C(\max) &= 75 \text{ mA} & h_{FE}(\min) &= 40 \\ E &= +9 \text{ V} & U_{CE}(\max) &= 25 \text{ V} \\ & & E_B &= -1,5 \text{ V} \end{aligned}$$

Kretsen skall efter triggnig ge en utpuls med en bredd på  $140 \mu\text{s}$ . Kretsen visas i figur 9 och har beräknats enligt följande:

Välj  $I_{CM} = 30 \text{ mA} < I_C(\max)$

$$R_{L1} = R_{L2} = R_L$$

$$R_L = \frac{9}{30 \cdot 10^{-3}} = 300 \Omega$$

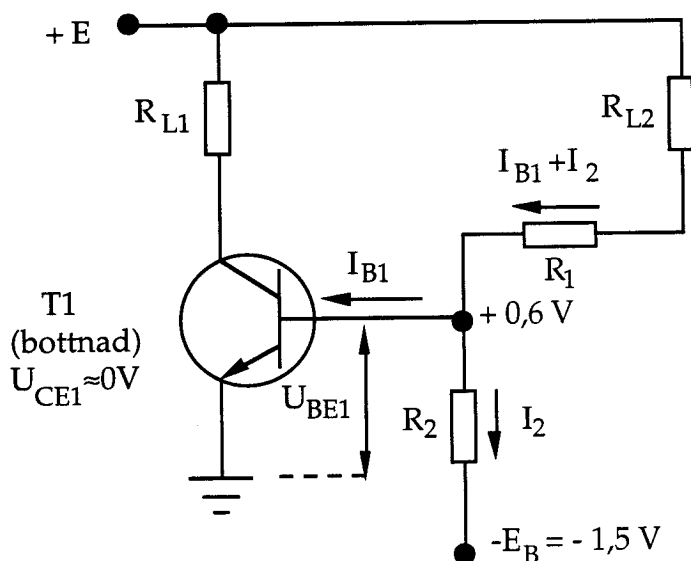
$$R_{B2} < h_{FE}(\min) \cdot R_L = 40 \cdot 300 = 12 \text{ k}$$

Välj  $R_{B2} = 5,1 \text{ k}$

$$C_1 = \frac{T}{0,69 \cdot R_{B2}} = \frac{140 \cdot 10^{-6}}{0,69 \cdot 5,1 \cdot 10^3} = 0,04 \mu\text{F}$$

$$I_{B1} \geq \frac{9}{300 \cdot 40} = 0,75 \text{ mA}$$

Motstånden  $R_1$  och  $R_2$  måste väljas så T1 är tillräckligt framspänd i det kvasistabila tillståndet. figur 11 visar den ekvivalenta kretsen.



Figur 11.

Efter beräkningen av  $I_{B1}$  väljs  $I_2$  så att den är betydligt mindre än  $I_{B1}$  för att hålla spänningsfallet över  $R_{L2}$  så litet som möjligt. Välj  $I_2 = 0,2 \cdot I_{B1}$ .

$$R_2 = \frac{1.5 + 0.6}{0.2 \cdot 0.75 \cdot 10^{-3}} = 14 \text{ k} \quad \text{välj } R_2 = 13 \text{ k}$$

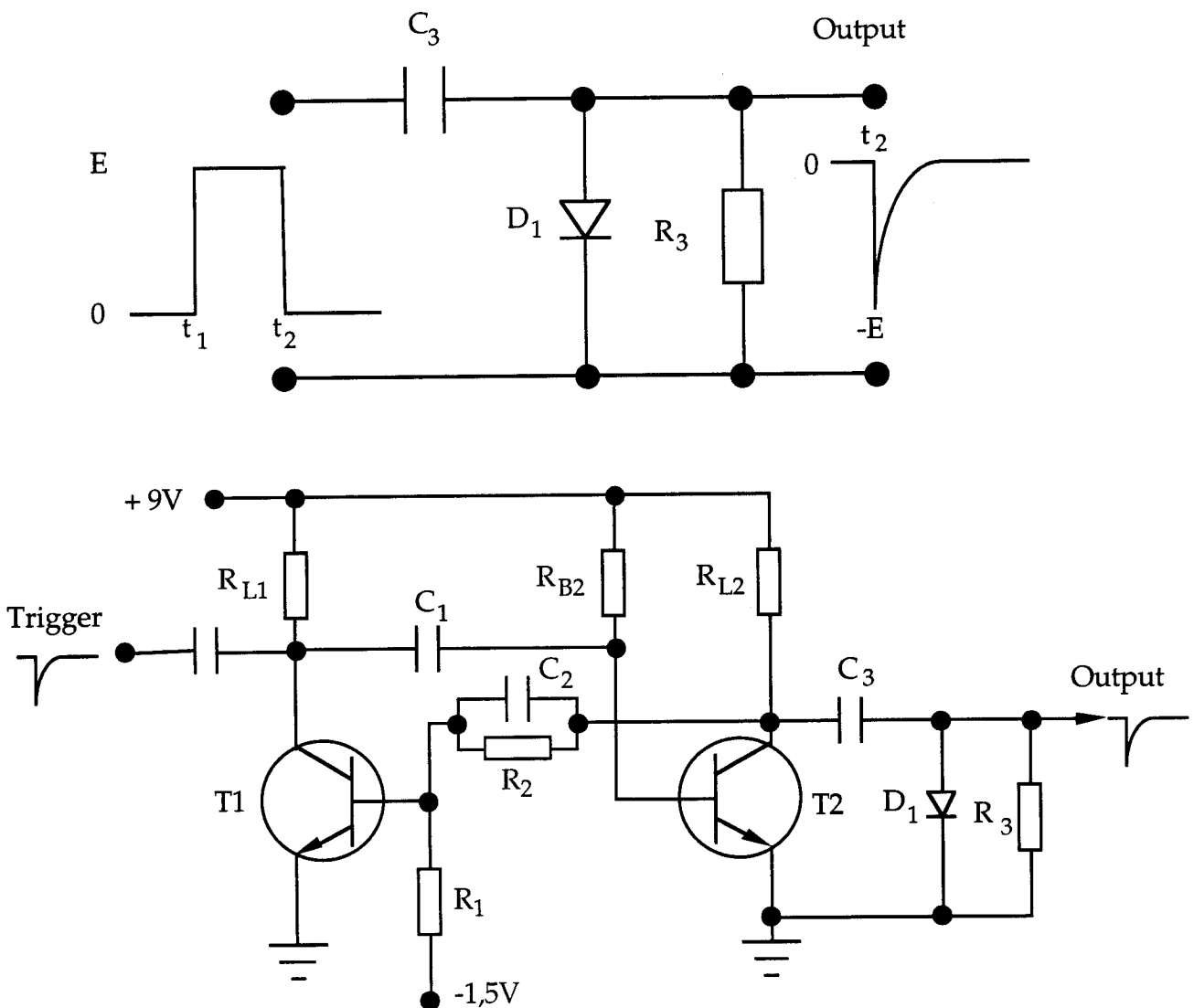
$$R_1 = \frac{9 - 0.6}{(0.75 + 0.15) \cdot 10^{-3}} - 300 = 9,0 \text{ k} \quad \text{välj } R_1 = 10 \text{ k}$$

$C_2$  är en s k speed-up kondensator som kan beräknas ur  $R_1 C_2 = 1 \mu\text{s}$

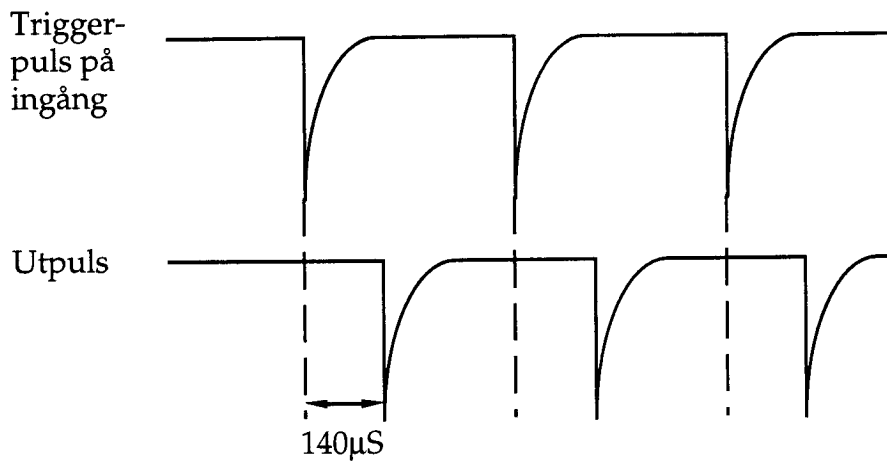
$$C_2 = \frac{10^{-6}}{10 \text{ k}} = 100 \text{ pF}$$

Anslut den färdiga vippan till + 9 V. Trigga vippan (använd t ex PG501) och studera utpulsens. Pulslängden är: .....

En fördröjning motsvarande pulslängden kan nu åstadkommas genom att anbringa utpulsens till kretsen i figur 12.



Figur 12.

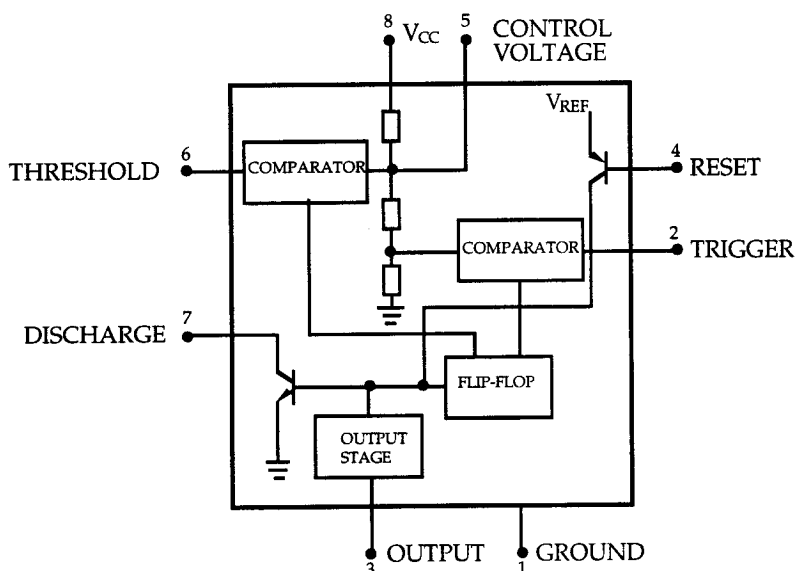


**Figur 13.**

Utpulsen fördröjs enligt figur 13. Pröva kretsen. Förklara funktionen:

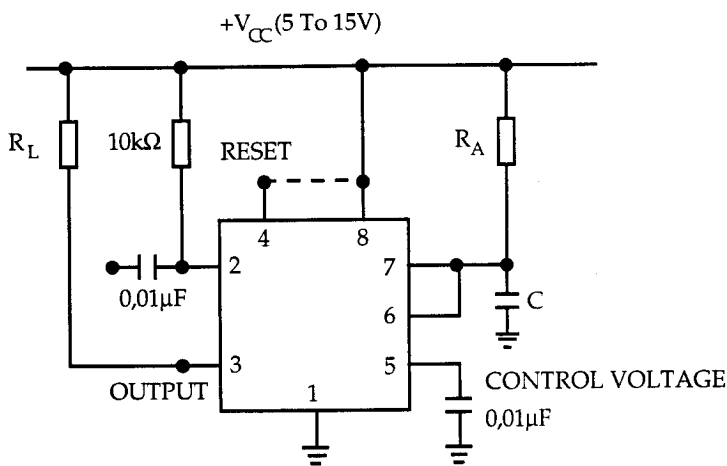
### Integrerad vippa (Signetics 555 timer).

Denna integrerade krets kan fungera som astabil eller monostabil vippa och har mycket hög temperaturstabilitet ( $0,005\% / ^\circ\text{C}$ ). Pulslängder (fördröjningar) kan åstadkommas i tidsintervallet  $\mu\text{s}$  till minuter. Blockdiagrammet för kretsen visas i figur 14.



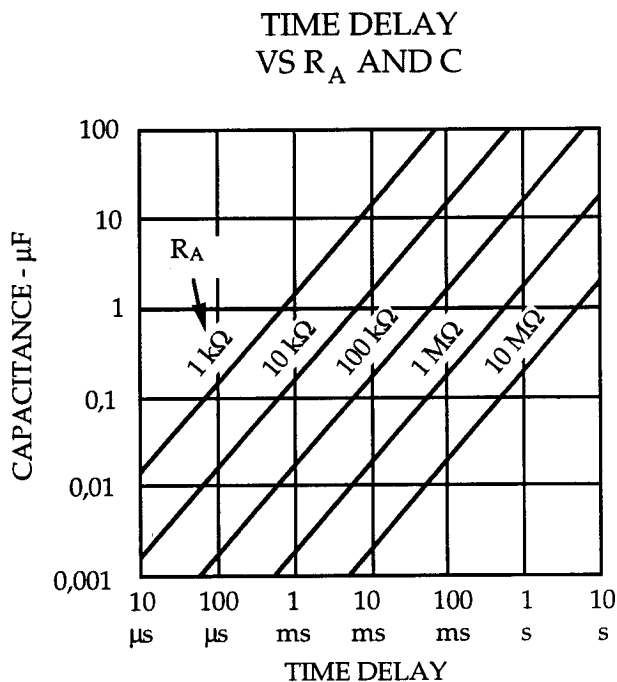
**Figur 14.**

555:an som monostabil vippa visas i figur 15. En yttre kondensator, C, hålls urladdad med hjälp av en transistor. Vid anbringandet av en negativ triggerpuls



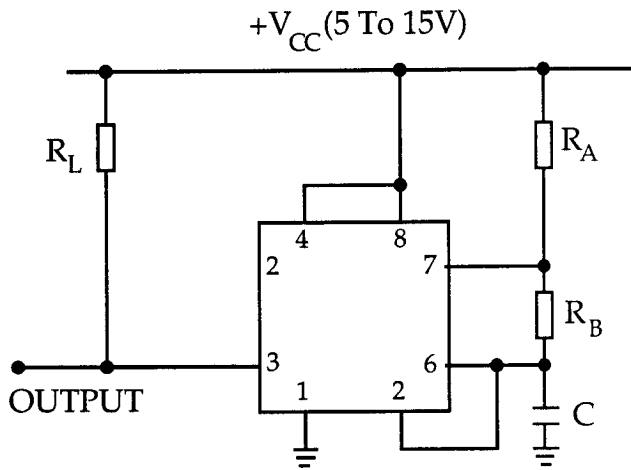
Figur 15.

upphäver den bistabila vippan kortslutningen över C. Kondensatorn laddar exponentiellt med en tidskonstant  $R_A C$ . När spänningen över kondensatorn når  $2/3 V_{CC}$ , återställer komparatorn den bistabila vippan och kondensatorn laddar ur. Tidsfördröjningen erhålls ur diagrammet i figur 16.

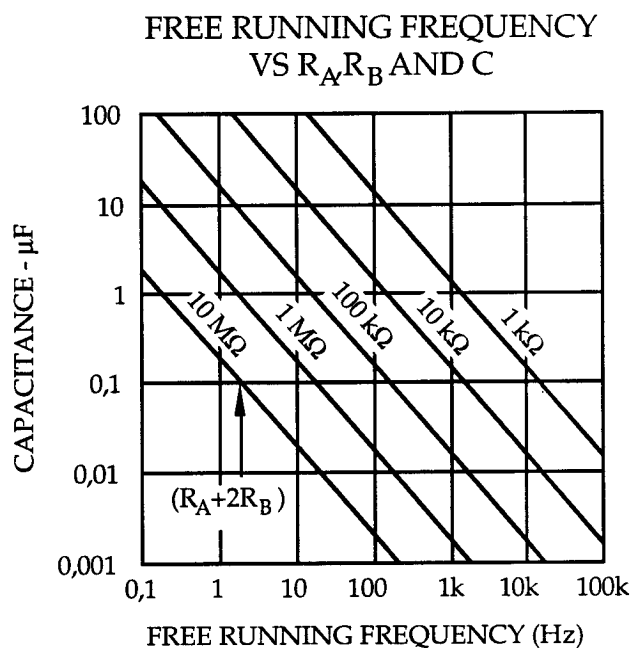


Figur 16

555:an som astabil vippa visas i figur 17. Vippan triggar nu sig själv. Den yttre kondensatorn laddar genom  $R_A$  och  $R_B$  men laddar ur endast genom  $R_B$ . Kondensatorn laddar och laddar ur mellan  $1/3 V_{CC}$  och  $2/3 V_{CC}$ . Frekvensen kan erhållas ur figur 18.



Figur 17.



Figur 18.

**Uppgift 3.**

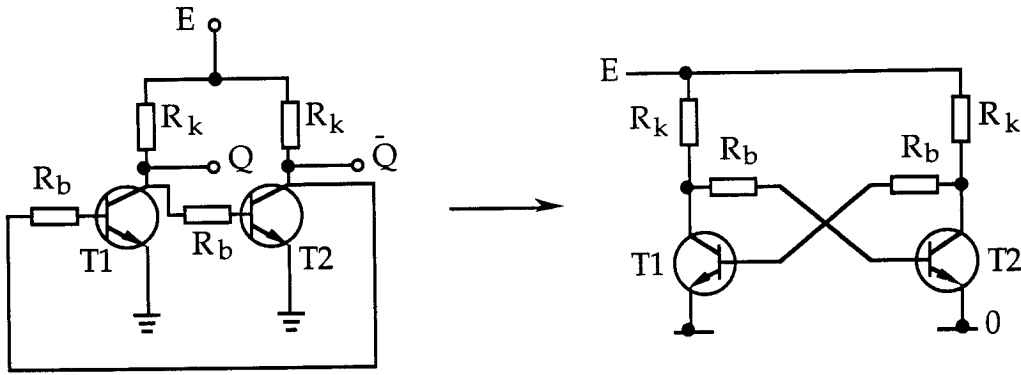
Koppla upp kretsen i figur 15. ( $V_{CC} = 5\text{ V}$ ,  $R_A = 10\text{ k}\Omega$ ,  $C = 0,01\ \mu\text{F}$ ,  $R_L = 1\text{ k}\Omega$ .)

Vilken pulslängd erhålls vid triggning? .....

Stämmer det med diagrammet? .....

**Den bistabila vippan.**

En bistabil vippan (binary flip-flop) har två stabila lägen och kan skifta från det ena stabila läget till det andra. Grundkopplingen visas i figur 19. Vippan är helt symmetriskt uppbyggd.

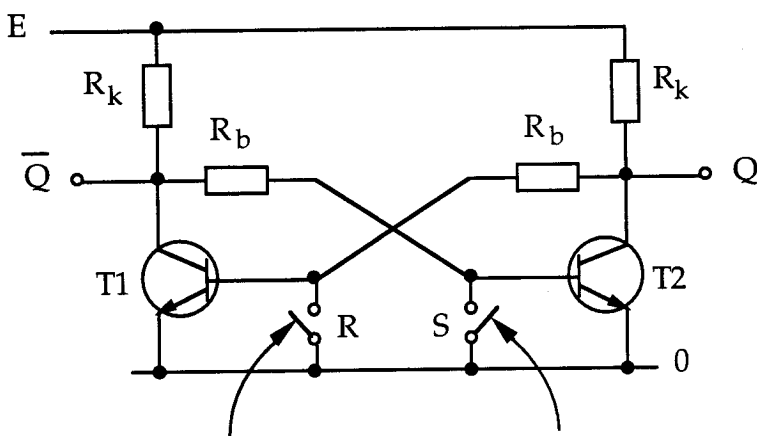


Figur 19.

Funktionen av kretsen kräver att en transistor är strypt när den andra är bottnad.

Med T2 strypt blir T1:s bas genom  $R_b$  framspänd och T1 leder. Kretsen kommer att förbli i detta tillstånd med T1 bottnad och T2 strypt tills en yttre triggpuls orsakar en ändring. Vippan utgör ett minneselement. En negativ puls på T1:s bas får T1 att strypas och dess kollektorpotential ökar. Denna potentialökning kopplas till basen av T2 och får T2:s kollektorpotential att minska. Denna minskning är i sin tur kopplad till basen av T1. Minskningen i basspänningen stryker T1 ännu hårdare och kvarhåller den i detta läge. Nästa triggpuls anbringas till T2:s bas och kretsen går tillbaka till utgångsläget.

Triggning kan utföras t ex med hjälp av brytare (figur 20) som slås till för ett kort ögonblick. Detta kallas för osymmetrisk triggning, dvs triggpulsen påverkar vippan i syfte att bringa den i ett givet läge.



Kort tillslag :  
T1 strypts (och  
T2 blir ledande  
dvs  $Q = 0$ )

Kort tillslag :  
T2 strypts,  $Q = 1$   
(och T1 blir  
ledande)

Figur 20.



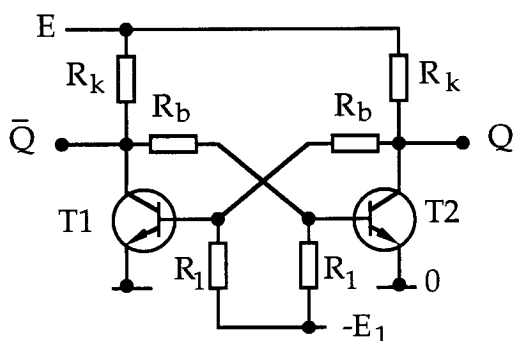
Vippan har två utgångar  $Q$  och  $\bar{Q}$  (komplementära utgångar). Utspänningen kan vara hög ( $U_{CE} \approx E$ ) eller låg ( $U_{CE} \approx 0$ ). Om vi här tillämpar logiska benämningar betyder hög utspänning "logisk etta" och låg "logisk nolla". Vippor med osymmetriska triggingångar kallas RS-vippor där RS syftar på "reset" och "set" dvs återställa (nollställa) vippan i noll-läge ( $Q = 0$ ) och sätta vippan i ett-läge ( $Q = 1$ ).

Om läget då R och S är öppna betecknas med 1 och då de är slutna med 0 kan man sätta upp en s k sanningstabell.

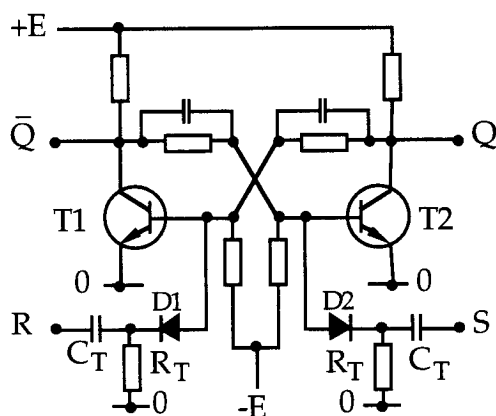
R	S	Q	$\bar{Q}$	
0	0	1	1	Förbjudet läge
0	1	0	1	
1	0	1	0	
1	1	*	*	* Ingen ändring från föregående läge

Normalt är  $R = S = 1$  (öppna). Om S blir = 0 får utgången  $Q = 1$  om den inte redan står i detta läge. Om R blir = 0 får utgången  $Q = 0$  givetvis under samma förutsättning som förut att Q inte redan är = 0. Observera att endast en ingång i taget får bli 0. Om båda ingångarna får 0 stryps båda transistorerna och  $Q = \bar{Q} = 1$ . Detta läge är förbjudet.

För att ge vippan en säkrare strypmarginal regleras ofta den strypta transistorens bas via en spänningsdelare från en negativ spänning (figur 21).



Figur 21.



Figur 22.

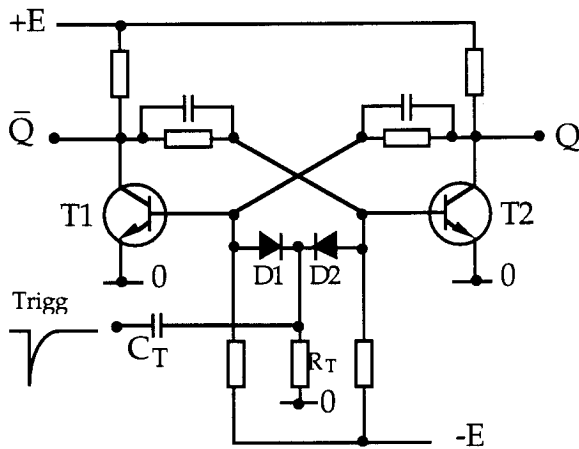
För att få vippan att skifta tillstånd används normalt triggpulser. Allmänt kan detta åstadkommas på två sätt (gäller även monostabil vipa).

1. Negativ triggerpuls anbringas till den bottnade transistor så denna stryps vilket i sin tur orsakar den strypta transistor att böttna (figur 22).
2. Positiv triggerpuls anbringas till den strypta transistor och får denna att böttna vilket i sin tur orsakar att den bottnade transistor stryps.

Bägge metoderna är praktiskt användbara. Den första metoden gör emellertid ett mer effektivt bruk av triggpulsen. Den bottnade transistor kan betraktas som en förstärkare och triggpulsen behöver bara vara större än  $U_{BE}$  för att strypa.

För räknare och liknande funktionsenheter krävs vippor med triggingångar sådana att vippan kan ändra tillstånd oavsett i vilket tillstånd den befinner sig vid triggerpulsens anbringande. Detta kallas symmetrisk triggingning.

Ett exempel på symmetrisk bastrigging visas i figur 23.



Figur 23.

Antag att T1 är bottnad och T2 strypt. Således är dioden D1 framspänd och D2 backspänd. Den negativa triggerpuls leds via D1 till basen av T1 medan D2 erbjuder ett högt motstånd mot T2:s bas. T1 stryps och vippan ändrar läge. Nästa triggerpuls kommer att styras mot T2:s bas osv.

#### Uppgift 4.

Den färdiga vippan ansluts till + 12 V.

Kretsen kan beräknas enligt följande (kretsschema i figur 24):

Givna data:  $I_{C(\text{mättnad})} = I_{CM} \approx 12 \text{ mA}$   
 $h_{FE(\text{min})} = 30$

För strypt transistor antages  $U_{CE} \approx 0$ .

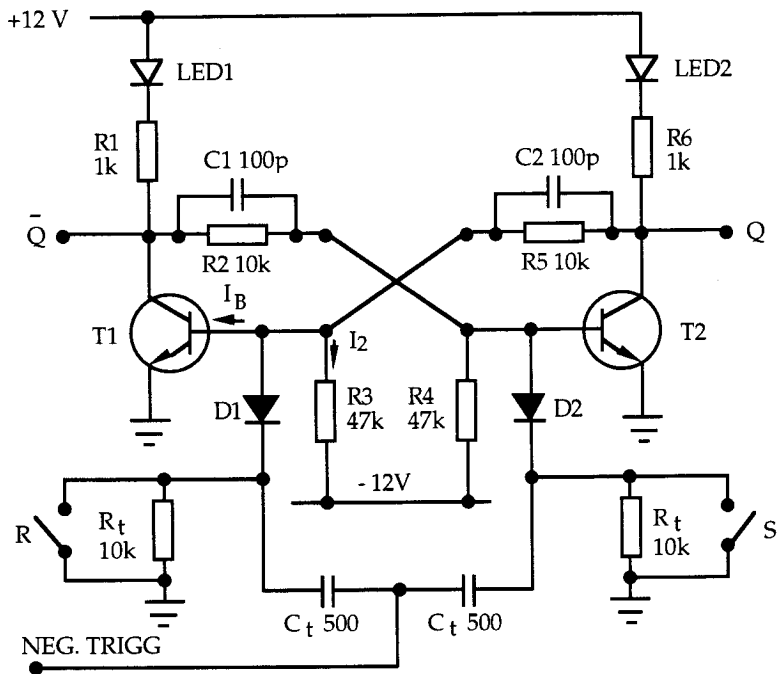
Här är  $R_1 = R_6 = R_L$

$$\therefore R_L = \frac{E}{I_{CM}} = \frac{12}{12 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$I_B = \frac{I_{CM}}{h_{FE(\text{min})}} = \frac{12 \cdot 10^{-3}}{30} = 0,4 \text{ mA}$$

Använd en säkerhetsfaktor på 2 á 3.

$$\therefore I_B \approx 1 \text{ mA}$$



Figur 24.

Antag att  $I_2 \approx 0,2 I_B$  samt  $U_{BE}(\text{strykt}) \approx -2V$ . Sätt  $R_2 = R_5$ .

$$R_1 + R_2 = \frac{E - U_{BE}}{I_B - I_2} = \frac{12 - 0,6}{1,2 \cdot 10^{-3}} = 9,5k\Omega. \quad \text{välj } R_2 = 10k\Omega.$$

$$R_3 = R_4 = \frac{12 - 2}{0,2 \cdot 10^{-3}} = 50k\Omega. \quad \text{välj } 47k\Omega.$$

$$C_1 = C_2 = \frac{10^{-6}}{R_2} = \frac{10^{-6}}{10k} = 100pF$$

- Undersök vippan. Trigga den med brytarna anslutna till R- och S-ingångar. Sämmer sanningstabellen? .....
- Anslut pulsgeneratoren till vippans triggingång (symmetrisk trigging) och till oscilloskopet (CH1). Pulsamplitud  $\approx -5V$ , pulsbredd  $\approx 1\mu s$  och  $1kHz$ .

Anslut vippans Q-utgång till oscilloskopet (CH2).

Kolla med räknaren den inkommande och utgående pulsfrekvensen .

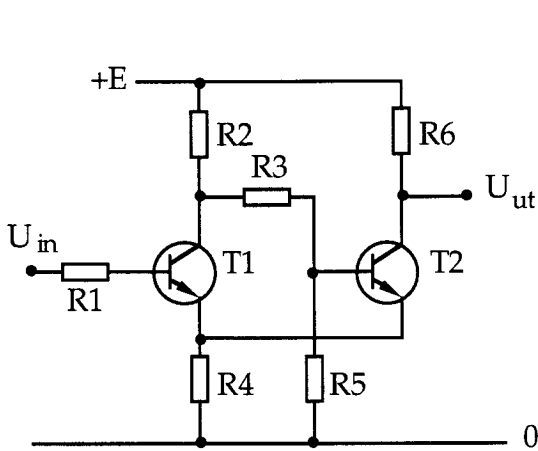
Ange sambandet mellan in- och utfrekvens:

- Ange max. infrekvens .....

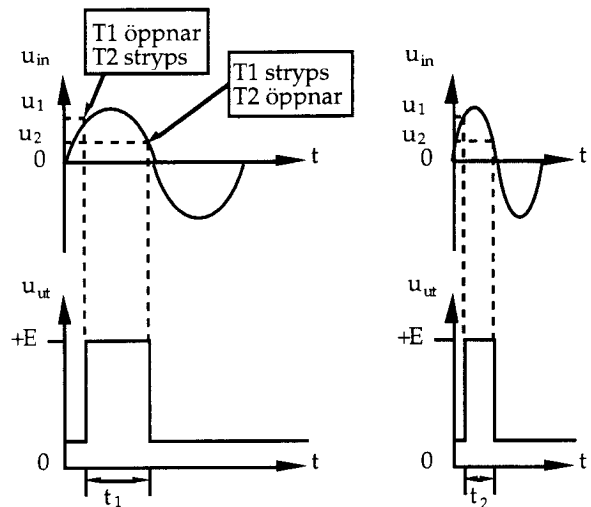
Observera oscilloskopet!

## Schmitt's trigger.

Schmitt's trigger (voltage discriminator) är en nivåkännande emitterkopplad vippa (figur 25a) och den har fått sitt namn efter uppfinnaren O.H. Schmitt. Den är inte bistabil i vanlig mening men har två stabila lägen. Vilket av dessa lägen den intar beror på insignalens amplitud (figur 25b).



Figur 25a.



Figur 25b.

### Fallet $U_{in} = 0$ .

$T_2$  har basspänningen  $U_{BE2} = U_{R5} - U_{R4}$  och  $T_1$  har  $U_{BE1} = U_{in} - U_{R4}$ . Eftersom  $U_{in} = 0$  är  $T_1$  strypt och  $T_2$  bottenad och  $U_{ut} \approx U_{R4}$ .

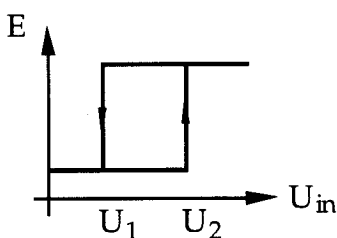
### Fallet stigande $U_{in}$ .

När insignalen når värdet  $U_{in} = 0,6 + U_{R4}$  (kiseltransistor) börjar  $T_1$  leda varvid spänningen på dess kollektor sjunker.  $T_2$  stryps genom spänningsdelningen över  $R_3$ ,  $R_5$ . Vippan slår över och  $U_{ut} \approx E$ . Vidare ökning av inspänning endast ökar  $T_1$ :s basström.  $R_1$  har strömbegränsande uppgift.

### Fallet avtagande $U_{in}$ .

När inspänningen minskat till  $U_{in} = 0,6 + U_{R4}$  stryps  $T_1$  och  $T_2$  börjar åter leda.

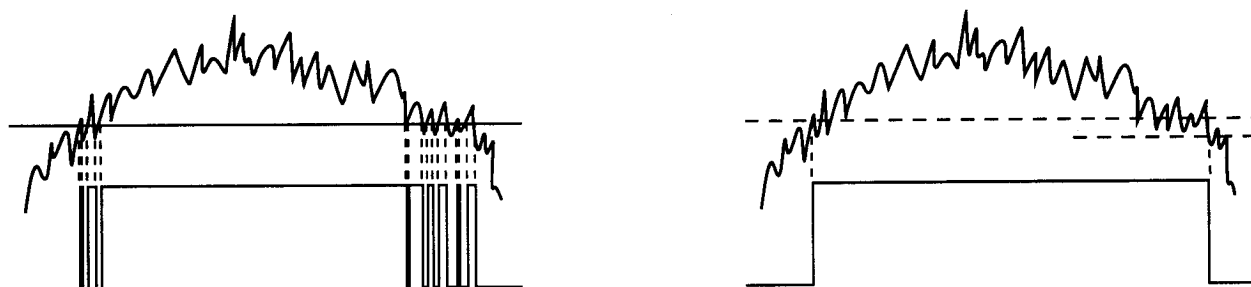
$U_{ut} \approx U_{R4}$ , hysteresoeffekt (figur 26) erhålles genom att dimensionera  $R_2 > R_6$  därmed varierar spänningsfallet över  $R_4$  beroende av om  $T_1$  eller  $T_2$  leder.



Figur 26.

Pulstiden på utsignalen bestäms av de båda nivåerna på insignalen när vippan slår över. Vill man snabba upp omslaget bör R3 parallellkopplas med en speed-up kondensator.

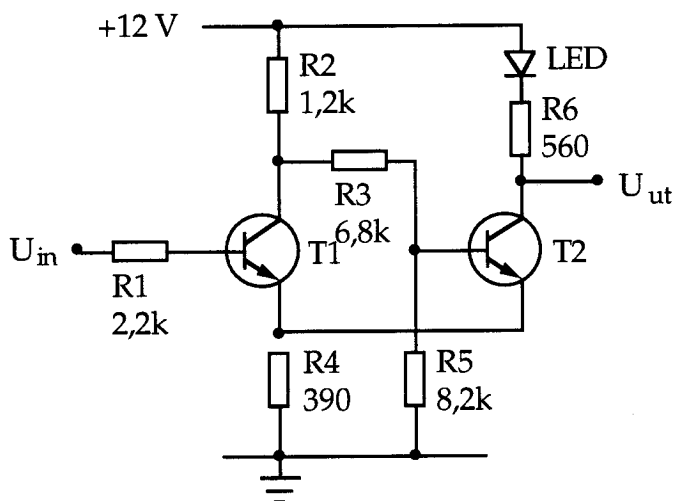
Kretsen har en mångsidig användning för trigging vid viss nivå, klippning av sinusvåg, pulsformare, diskriminator för insignaler överlagrade med störningar, brus etc. Om en insignal till ett logiskt system är långsam i förhållande till ingående kretsarnas snabbhet, kan det hända att omslaget hos dessa sker flera gånger i och med att en störning i området kring omslagspunkten kan vara mycket liten och ändå påverka ingången (figur 27a). Man är då tvungen att lägga in en Schmitt-trigger (figur 27b).



Figur 27.

### Uppgift 5.

Anslut den färdiga Schmitt-trigger till + 12 V. Kretsschema i figur 28.



Figur 28.

Beräkning enligt följande:

E	=	12 V
R6	=	1 k $\Omega$
ÖP	=	4,3 V (övre omslagspunkt)
UP	=	3,3 V (undre omslagspunkt)

Först bestäms värdet på R4.

$$\ddot{O}P = U_{R4} + 0,6 \text{ (här } U_{R4} \text{ då T2 leder)}$$

$$U_{R4} = 3,7 \text{ V}$$

$$R4 = \frac{U_{R4} \cdot R6}{E - U_{R4}} = \frac{3,7 \cdot 103}{8,3} = 445 \rightarrow 390 \Omega$$

Vidare

$$UP = U_{R4} + 0,6 \text{ (här } U_{R4} \text{ då T1 leder)} \quad \text{och}$$

$$R2 = \frac{E - U_{R4}}{U_{R4}} \cdot R4 = \frac{12 - 2,7}{2,7} \cdot 390 = 1343 \rightarrow 1,2 \text{ k}\Omega$$

För dimensionering av R3 och R5 se bistabila vippor.

$$R1 = 2,2 \text{ k}\Omega \text{ (begränsar T1:s basström)}$$

R6 minskas till  $560 \Omega$  p.g.a. LED i T2:s kollektorkrets.

### Uppgift 6.

- a) Anslut variabel likspänning + 5 V MAX till ingången.

Mät upp omslagsnivån då LED tänds ..... släcks .....

Koppla bort likspänningen.

- b) Anslut 1 kHz triangelvåg  $\approx 10 \text{ V}_{pp}$  till Schmitt-triggern och oscilloskopets ena kanal. Trigga in en halv period på skärmen.

Den andra kanalen till kretsens utgång. Placera utsignalen över insignalen.

Avläs            övre nivå .....

                  undre nivå .....

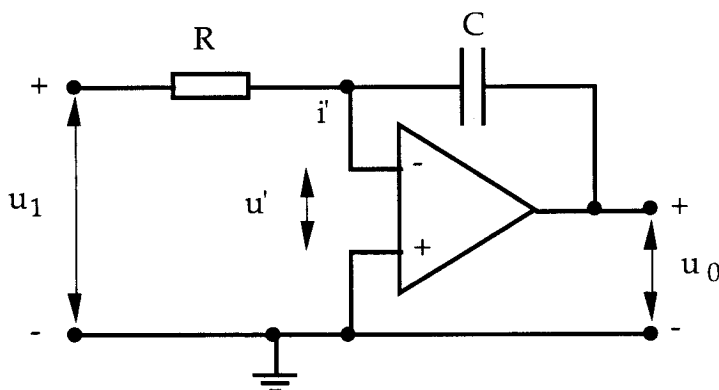
- c) Prova med sinus.  
Ändras nivåerna? .....

- d) Försök att ta upp hystereskurvan på oscilloskopskärmen (oscilloskopet i XY-mod).

# OPERATIONSFÖRSTÄRKARE I PULSKRETSAR.

## Operationsförstärkaren som integrator.

I våra föregående studier av operationsförstärkare har enbart resistiv återkoppling använts. Vi låter nu återkopplingselementet bestå av en kapacitans (figur 29).



Figur 29. Integratorkoppling.

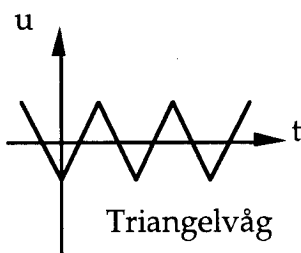
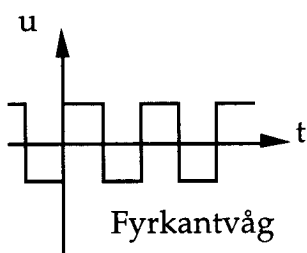
Låt oss anta att  $u_0 = 10 \text{ V}$  och  $F_0 = 10^6$ . Då blir  $u' = 10 \mu\text{V}$ , dvs approximativt lika med noll. Tillämpa Kirchhoffs lag att summa ström till en knutpunkt är lika med noll, varvid antages att inströmmen  $i'$  till själva operationsförstärkaren kan försummas på grund av det höga ingångsmotståndet.

$$\therefore \frac{u_1}{R} + C \cdot \frac{du_0}{dt} = 0 \quad \text{eller}$$

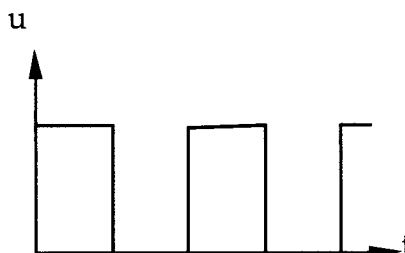
$$\frac{du_0}{dt} = -\frac{u_1}{RC}$$

$$u_0 = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_1 dt$$

Utsignalen är således proportionell mot integralen av insignalen med avseende på tiden. Vi kan således integrera en godtycklig insignal. Väljer vi att integrera en insignal som är känd till kurvform och amplitud kan vi på förhand beräkna utsignalen. Ett vanligt sätt att alstra en triangelvåg är att integrera en kantvåg (figur 30).



Figur 30.



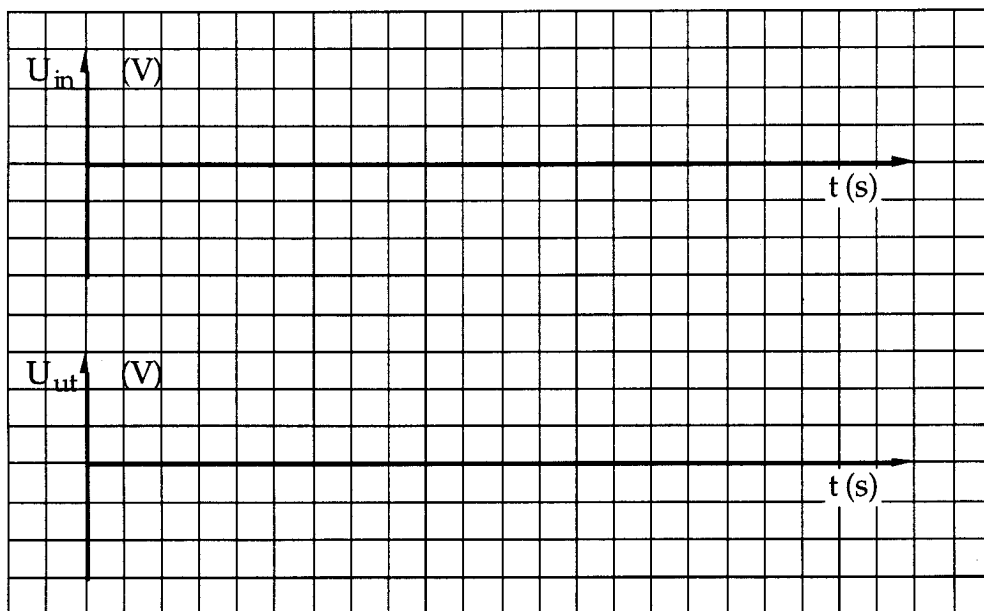
Figur 31.

Försöker vi integrera en spänning enligt figur 31 får vi en ständigt växande utspänning från operationsförstärkaren. Tidsmedelvärdet av integrationsspänningen bör alltså vara noll om vi inte har mycket små inspänningar eller kort-variga förlopp (varför?)

### UPPGIFT 7.

Låt  $u_{in}$  vara en fyrkantspänning ( $f = 1000 \text{ Hz}$ ,  $u_{topp} \approx 1 \text{ V}$ ) som ligger symmetriskt kring noll-linjen. Välj  $R = 10 \text{ k}\Omega$ .  $C$  kan vara en dekadkondensator.

Rita upp  $u_{in} = f(t)$  och  $u_{ut} = f(t)$  med samma gradering på tidsaxlarna ( $C = 0,1 \mu\text{F}$ )



Variera  $C$  och studera utseendet hos  $u_{ut}$ . Vilket villkor måste vara uppfyllt för att kretsen skall vara en integrerande krets?

Svar:

Pröva vad som händer om  $u_{in}$  får innehålla en likspänningskomponent.

Kommentar:

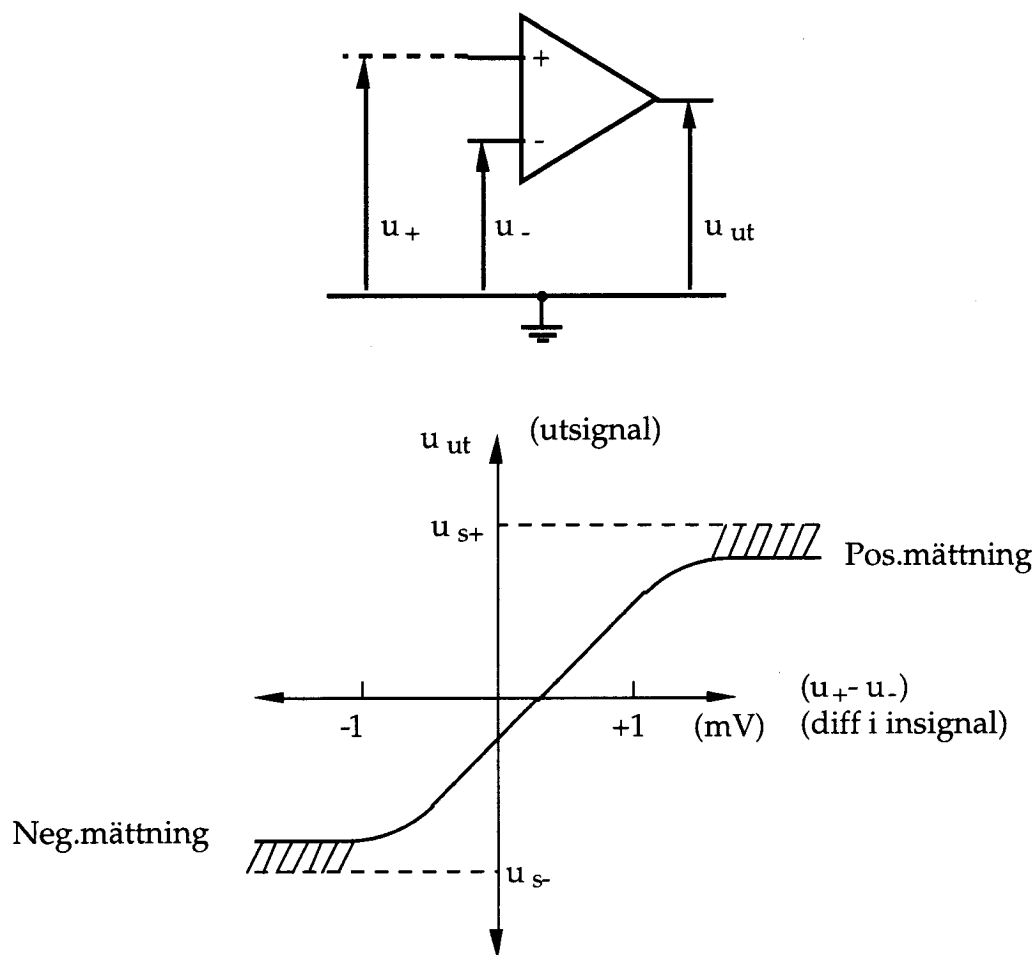


## Komparatorn.

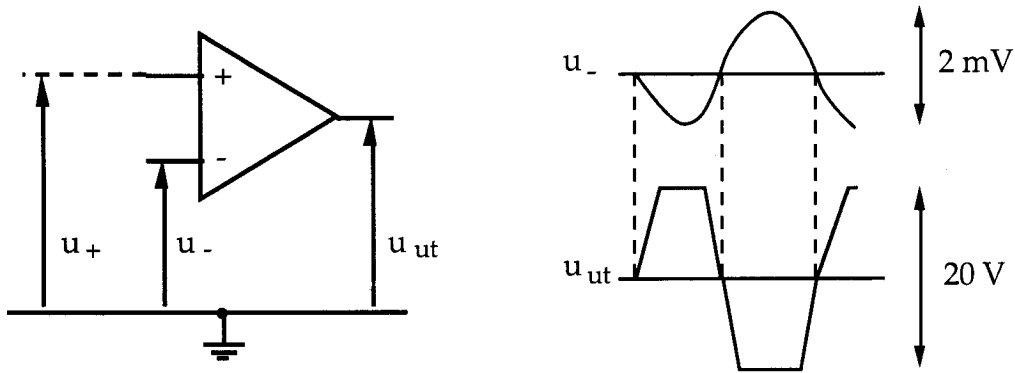
En komparator jämför två signaler och indikerar vilken som är störst. Används bland annat i analog-digital omvandlare. Komparatorfunktionen kan erhållas med hjälp av en operationsförstärkare. Ritar man upp den sk överföringsfunktionen (figur 32) för en operationsförstärkare ser man att endast inom ett mycket litet område råder en linjär relation mellan inspänningen ( $u_+ - u_-$ ) och utspänningen  $u_{ut}$ .

Om den maximala utspänningen är 10 V och kretsens förstärkning,  $F_0$ , är 10000 ggr, så blir den största tillåtna inspänningen ( $u_+ - u_-$ ) lika med 10 V/10000, dvs 1 mV. För att operationsförstärkaren, som framgår av figur 32 skall kunna arbeta inom sitt linjära område måste således inspänningen variera inom området från - 1 mV till + 1 mV. I detta fall är man dock inte intresserad av ett linjärt samband mellan insignal och utsignal utan vill i stället veta om det finns en insignal eller ej.

Kopplas ena ingångskontakten, t ex plusingången, till jord, och en okänd spänning till minusingången, så kommer utspänningen att nå upp till det olinjära området, dvs till mättning, så snart  $|u_+ - u_-|$  blir större än någon mV.



Figur 32.



Figur 33.

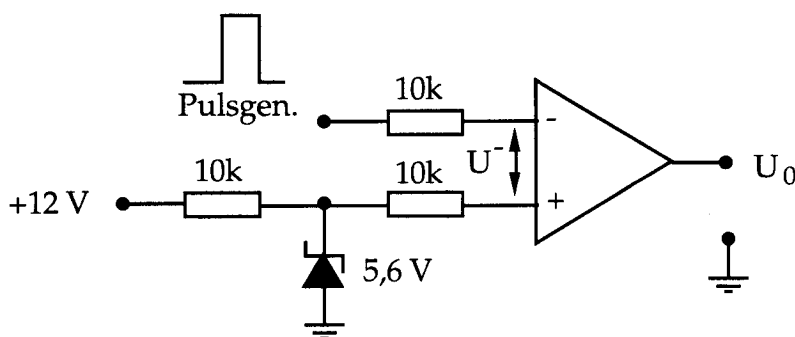
Kopplingen resulterar i att spänningen på minusingången,  $u_-$ , jämförs med  $u_+$  och de behöver bara skilja några mV från varandra för att utspänningen skall slå om från ena tillståndet av mättning till det andra. Man får en s k komparator, en jämförare. Plusingången kan också anslutas till någon fix spänning t ex 1 V, man kommer då att jämföra spänningen på minusingången med denna referensspänning. Den fixa referensspänningen ger således den nivå för inspänningen där utspänningen slår om, den s k triggnivån eller tröskeln. tecknet på  $u_{ut}$  ges av tecknet på  $(u_+ - u_-)$  som man ser i figur 32. Man kan naturligtvis byta de båda ingångarnas anslutningar med varandra, det enda som händer blir att utspänningen byter tecken. Med den beskrivna kopplingen får man endast en indikering av inspänningens storlek i varje ögonblick, men i många fall vill man vid ett senare tillfälle se om spänningen har passerat tröskeln. Det behövs då en krets med minne.

Komparatorn används t ex som nivådetektor dvs dess utgång ger ett spännings språng när ingången når en bestämd potential.

### Uppgift 8.

Koppla upp en komparator enligt schemat i figur 34. Plusingången är med zenerdiodens hjälp fixerad till + 5,6 V. Pulsgenerators rektangelspänning lyfter minusingången och då denna når en potential > 5,6 V blir  $U' > 0$ . På grund av den höga förstärkningen skiftar då  $U_{ut}$  till sitt negativa max.-värde.

Öka utsignalen från pulsgeneratören från noll (positiva fyrkantpuls) till  $U_{ut}$  visar sig på oscilloskopet. Detta sker vid en utsignal på ..... V.



Figur 34.