

November 1992

LABORATION **ET24**

IC-KRETSAR

Innehåll:

1. RC-timers.
2. 555:an och 556:an.
3. 555:an som astabil vippa.
4. 555:an som monostabil vippa.
5. 555:an som Schmitttrigger.
6. 555:an som RS-vippa.
7. 555:an som spänningskontrollerad funktionsgenerator.
8. Exempel på 555:an i kopplingar hämtade ur Applications Sourcebook.

Appendix.

Handledare:

Namn:

Laborationen utförd den

Laborationen inlämnad den

Godkänd den

av

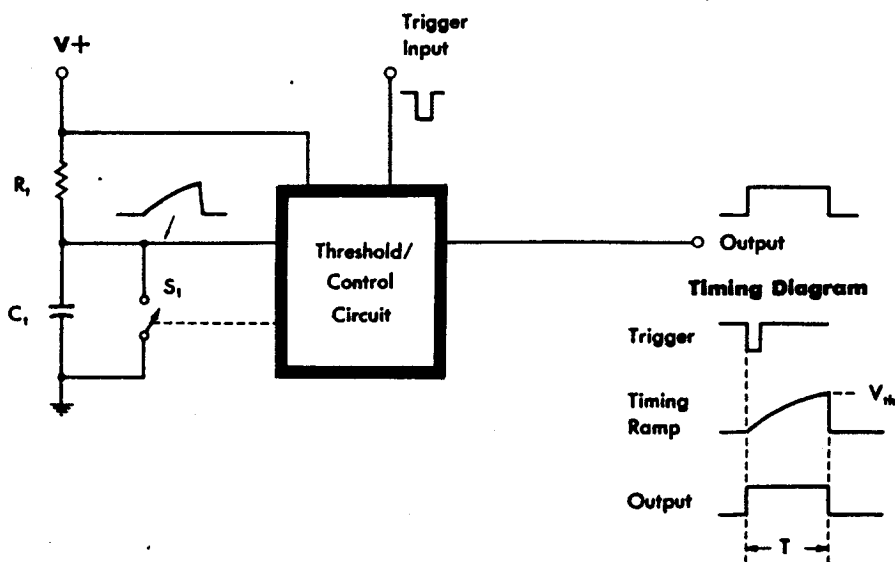
1. RC-timers.

I laboration ET12 studerades den grundläggande funktionen hos den astabila och den monostabila vippan och dessa vippors konstruktion med diskreta komponenter. Konstruktion av dessa tidskretsar med diskreta komponenter var vanlig fram till introduktionen av Signetics IC-timer 555 år 1972. Denna chip förenklade all konstruktion av timer-kretsar och den och dess efterföljare fick en så vidsträckt användning att den bara överträffas av operationsförstärkarens. 555:ans användningsområden är så mångfaldiga att kretsens möjligheter till nya konstruktioner ännu idag ej är uttömda. I denna laboration skall vi studera 555:an mer ingående än i ET12 samt dessutom ett antal vanliga applikationer.

Grundläggande teori för RC-timers.

A. Monostabil RC-timer.

Den grundläggande funktionen för en monostabil RC-timer visas i figur 1.



Figur 1.

Vi ser att timern består av fyra separata komponenter: resistansen R_t , kapacitansen C_t , switchen S_1 och en kontrollkrets.

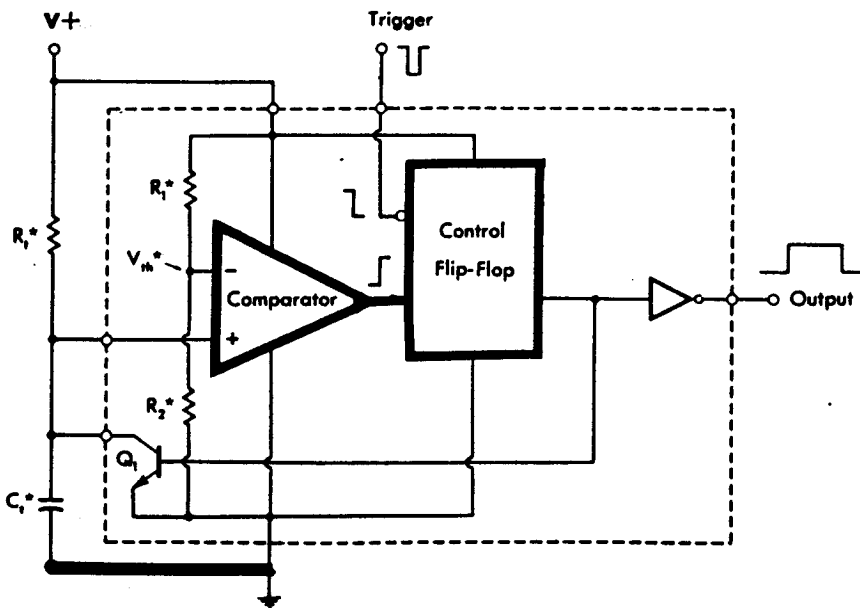
I viloläget är S_1 sluten och kondensatorn följaktligen oladdad. Vid trigging öppnar S_1 och kondensatorn börjar ladda från V^+ genom R_t vilket orsakar spänningen över C_t att öka exponentiellt. Spänningen ökar tills den når tröskelspänningen V_{th} då S_1 sluts och utspänningen faller till noll. Vi är tillbaka i utgångsläget.

Om tiden för förloppet är T (se figur 1) så blir utgående från uttrycket

$$V^+ - V_{th} = V^+ \cdot e^{-\frac{T}{R_t C_t}}$$

$$T = R_t C_t \ln \frac{V^+}{V^+ - V_{th}}$$

I figur 2 nedan visas en reellkrets för användning i en monostabil timer.



*If $R_2 = 2R_1$,
 $V_{th} = 2/3 V^+$.
 Then,
 $T = R_t C_t \log_3 \left(\frac{1}{1 - 2/3} \right)$
 $= R_t C_t \log_3 3$
 $= 1.1 R_t C_t$.

Figur 2.

S_1 utgöres av en transistorswitch Q_1 vars funktion är att hålla C_t kortsluten utom under det aktiva förloppet. Kontrollfunktionen utföres av en vippan. Vippan kontrollerar således transistorswitchen Q_1 som är off när utpulsen är hög och omvänt.

Tröskelfunktionen utföres av en komparator och spänningsdelaren $R_1 - R_2$ som bestämmer V_{th} . Utgången på komparatorn ändrar tillstånd när kondensatorspänningen når V_{th} .

Ett sifferexempel.

Antag $R_2 = 2R_1$ vilket gör $V_{th} = 2/3 V^+$.

Vi får då:

$$T = R_t C_t \ln \frac{V^+}{V^+ - \frac{2}{3} V^+} = R_t C_t \ln \frac{1}{1 - 2/3}$$

eller $T = R_t C_t \ln 3 \approx 1,1 R_t C_t$

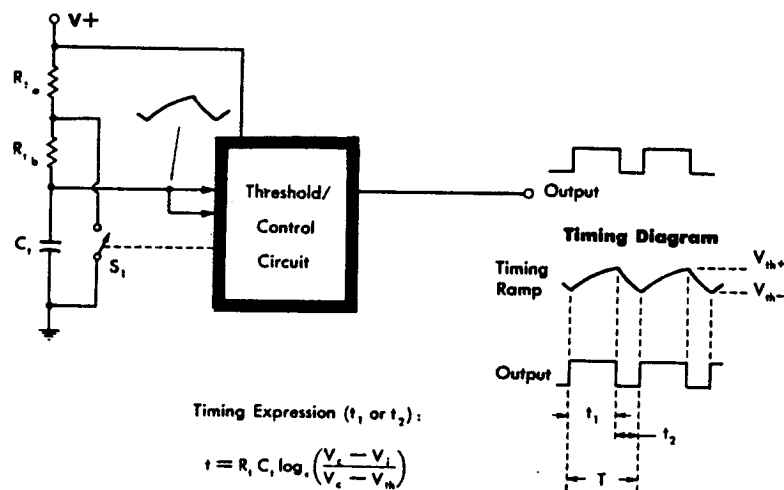
Observera att funktionen är oberoende av V^+ :s absoluta belopp vilket betyder att funktionen ej beror kritiskt på V^+ .

B. Astabil RC-timer.

Den astabila RC-timerns blockdiagram visas i figur 3. Det är påminnande om schemat i figur 1 för den monostabila RC-timern men har två resistorer R_{ta} och R_{tb} och två tröskelnivåer, V_{th+} och V_{th-} .

Funktionen är följande:

Antag switchen S_1 är öppen i utgångsläget. Utgången har hög potential och kondensatorn C_t laddar exponentiellt mot V^+ genom R_{ta} och R_{tb} i serie. När spänningen över kondensatorn stigit till V_{th+} slår kretsen om och utgången går låg.



Figur 3.

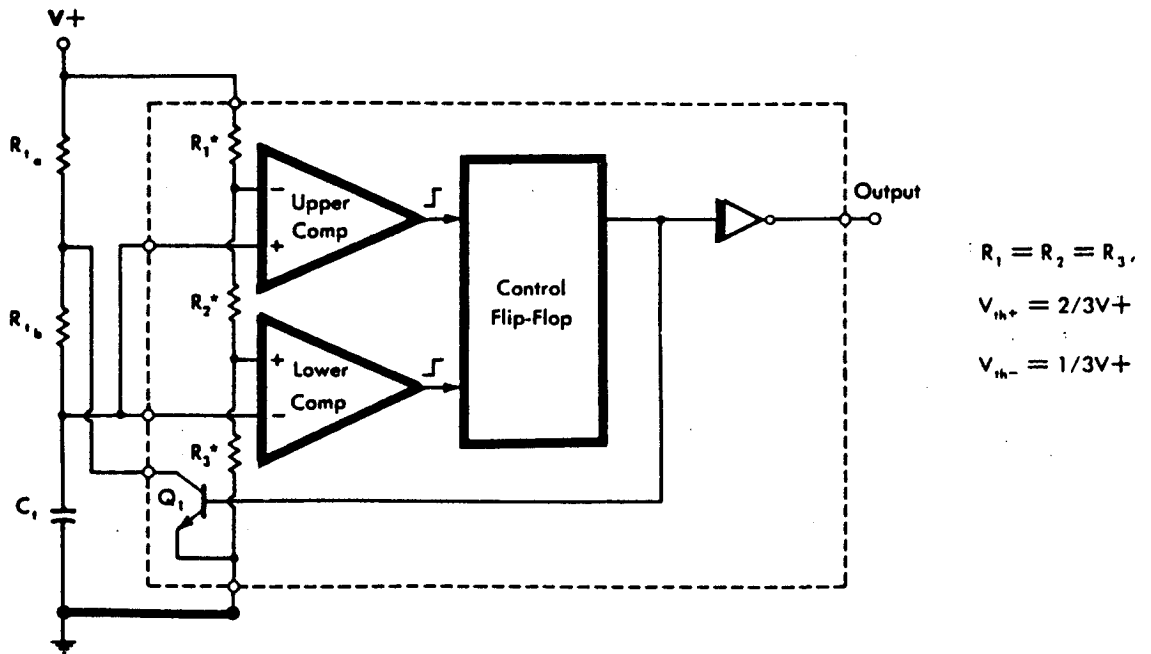
Detta orsakar att S_1 slutes och följaktligen jordas sammanbindningspunkten mellan R_{ta} och R_{tb} . Resistorn R_{tb} kopplas då parallellt med C_t och R_{ta} har inte längre någon funktion, kondensatorn C_t laddar ur genom R_{tb} och kondensatorspänningen faller exponentiellt mot noll. När spänningen över C_t når den lägre tröskelnivån V_{th-} slår kretsen om igen, utgången går hög, S_1 öppnar och C_t laddar igen. Kretsen oscillerar mellan de två tröskelspänningarna V_{th+} och V_{th-} och utgången slår om varje gång en tröskelnivå passeras. Den totala perioden T är summan av delperioderna t_1 och t_2 enligt figur 3.

Tiden t erhålles allmänt ur:

$$t = R_t C_t \ln \frac{V^+ - V_i}{V^+ - V_{th}}$$

där V_i är kondensatorns begynnelsepotential. Härled uttrycket! Använd sid 24.

En reell krets visas i figur 4. Observera de två komparatorerna som bestämmer tröskelnivåerna V_{th+} (övre komp.) och V_{th-} (undre komp.).



Figur 4.

Dessa nivåer bestäms av spänningsdelarkedjan $R_1 - R_2 - R_3$. Q_1 fungerar som switch enligt föregående och drivs av vippan. I figur 4 är $V_{th+} = \frac{2}{3} V^+$ och $V_{th-} = \frac{1}{3} V^+$. Tiden t_1 blir då:

$$t_1 = (R_{ta} + R_{tb}) C_t \ln \frac{V^+ - V_{th-}}{V^+ - V_{th+}} = (R_{ta} + R_{tb}) C_t \ln \frac{2/3 V^+}{1/3 V^+}$$

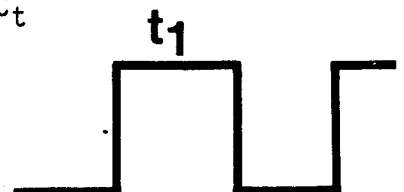
Uttrycket reduceras till:

$$t_1 = (R_{ta} + R_{tb}) C_t \cdot \ln 2 = 0,693 (R_{ta} + R_{tb}) C_t$$

För t_2 får vi på liknande sätt:

$$t_2 = R_{tb} C_t \ln \frac{0 - V_{th+}}{0 - V_{th-}} = R_{tb} C_t \ln \frac{-\frac{2}{3} V^+}{-\frac{1}{3} V^+}$$

$$t_2 = R_{tb} C_t \ln 2 = 0,693 R_{tb} C_t$$



Den totala perioden T blir då:

$$T = t_1 + t_2 = 0,693 C_t (R_{ta} + 2R_{tb})$$

Frekvensen f blir:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1,44}{C_t (R_{ta} + 2 R_{tb})}$$

Aven här är perioden oberoende av spänningen V^+ .

2. 555:an och 556:an.

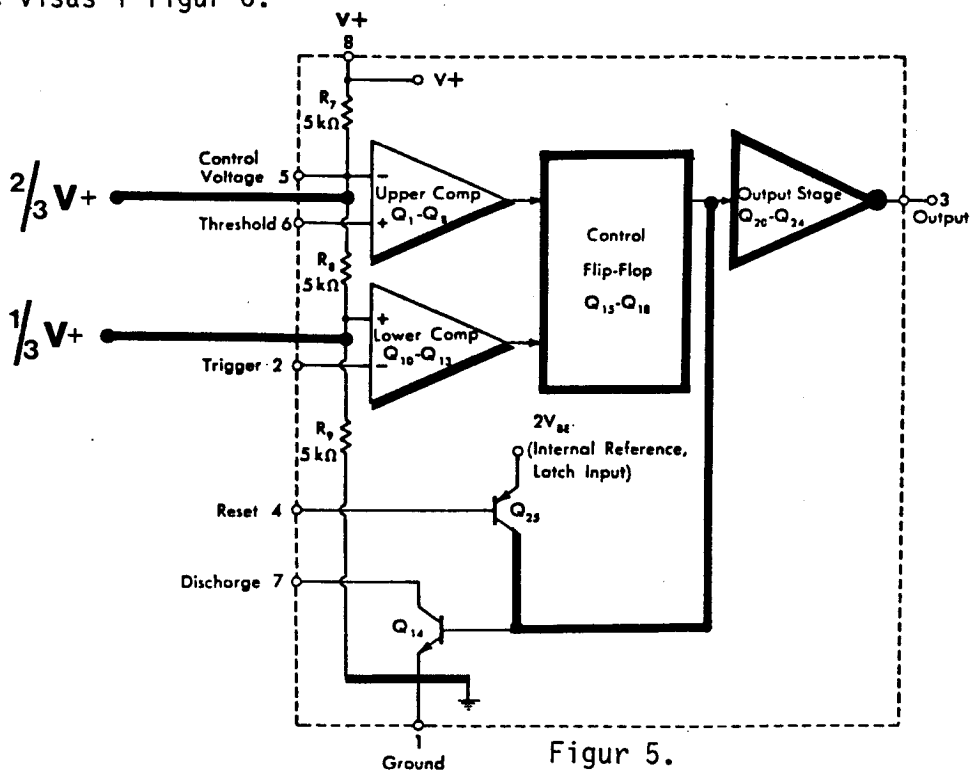
A. 555:an.

555:an innehåller följande fyra huvuddelar.

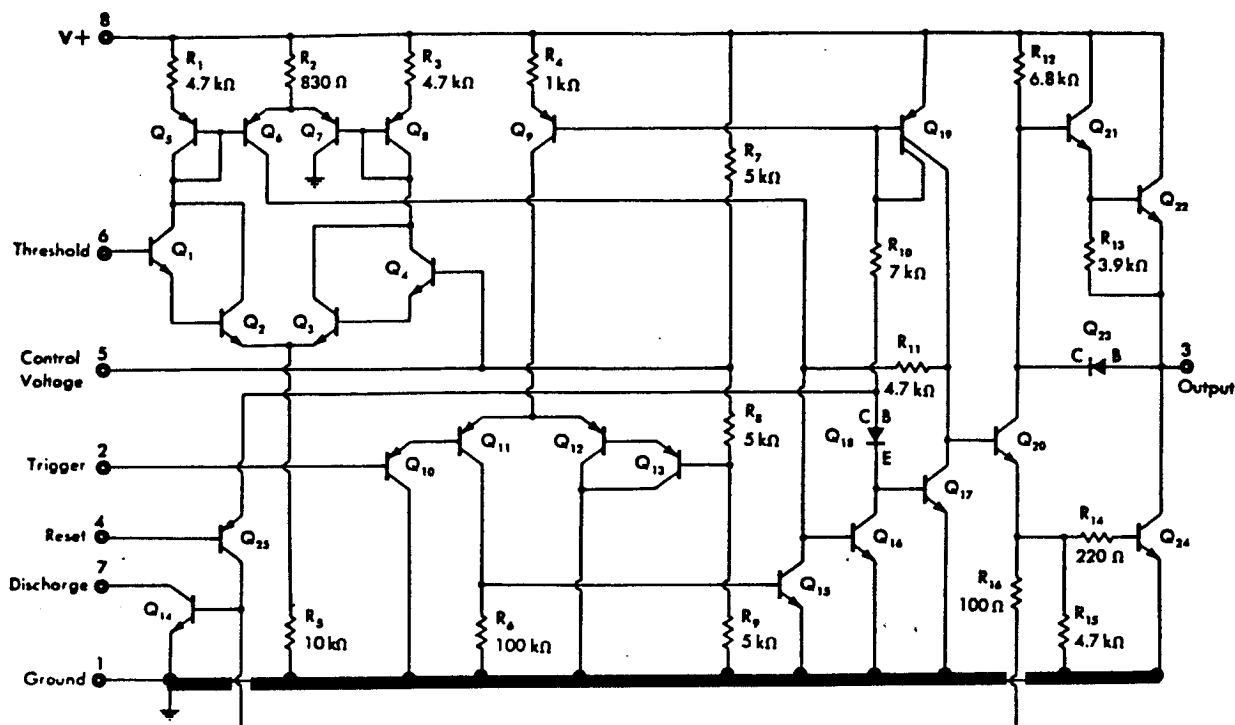
1. Två komparatorer.
2. Spänningsdelarkedja.
3. Kontrollvippa.
4. Utgångssteg.

555:an var den första IC-timer som tillverkades och dess funktion påminner mycket om den i föregående avsnitt beskrivna RC-timern. Dess blockdiagram visas i figur 5. Spänningsdelaren R_7 , R_8 och R_9 ger referensspänningar för den övre och undre komparatorn ($\frac{2}{3} V^+$ resp $\frac{1}{3} V^+$).

Schemat visas i figur 6.



Figur 5.



Figur 6.

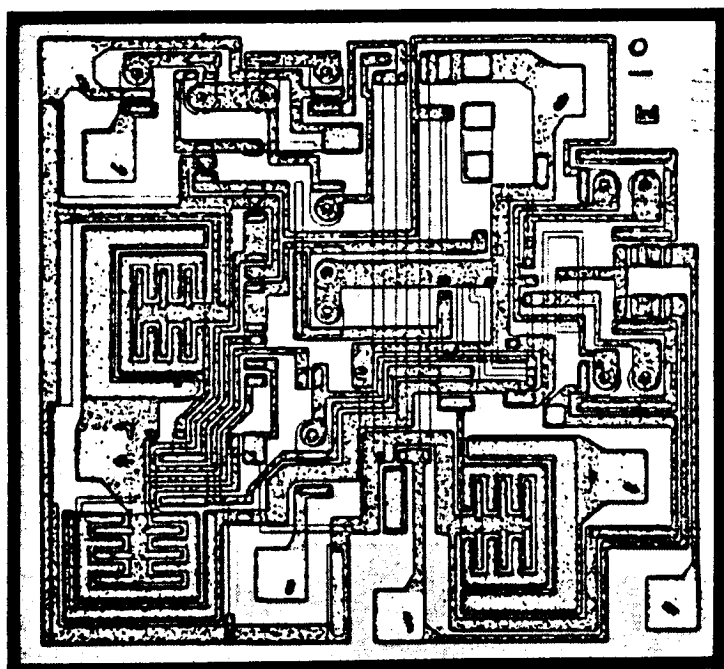
Transistorerna $Q_1 - Q_8$ utgör övre komparatorn och $Q_{10} - Q_{13}$ den undre komparatorn. Den övre komparatorspänningen om $2/3 V^+$ ligger på stift 5 för att tillåta yttre kontroll.

Utsignalerna från komparatorerna tages från Q_6 respektive $Q_{10} - Q_{11}$ och går till kontrollvippan ($Q_{16} - Q_{17}$). Låg insignal till Q_{10} 's bas från trigger 2 ger positiv utsignal från Q_{11} vilket drar ned kollektorn på Q_{15} . Detta orsakar Q_{17} 's kollektor att också gå låg liksom basen på Q_{20} och Q_{24} . Utgången på stift 3 går följaktligen hög. Kontrollvippan har slagit om och förblir så tills kretsen återställes.

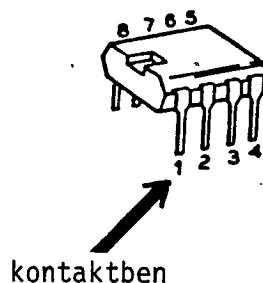
Vippan kan återta sitt utgångsläge, dvs utgången (pin 3) låg på två sätt. Pin 6, dvs Q_1 bas måste påverkas så att Q_1 leder. Går Q_1 's bas hög, sjunker spänningen på Q_1 's kollektor. Spänningskillnaden ökar mellan bas och emitter på Q_6 och Q_6 leder vilket ökar kollektorspänningen. Q_{16} 's kollektor sjunker och därmed Q_{17} 's bas. Q_{17} och Q_{16} utgjorde kontrollvippan. Då Q_{17} 's kollektor går hög öppnar Q_{20} . Q_{20} öppnar Q_{24} och därmed går pin 3 låg vilket ju var vår önskan.

Vippan kan också återställas med signal på pin 4, som är kopplad till basen på Q_{25} . Om basen på Q_{25} går låg så kommer Q_{25} att leda. Q_{18} :s kollektor går låg liksom Q_{16} :s kollektor. Således går Q_{17} :s kollektor hög och öppnar Q_{20} som i sin tur öppnar Q_{24} dvs pin 3 går låg.

Utgångssteget bildat av $Q_{20} - Q_{24}$ är av s k totem-pole typ och kan med hög ström driva TTL-ingången. Kiselkretsen visas i figur 7.



a.



b.

Figur 7.

Definition av benfunktioner, se figur 7 b.

Ben 8 (V^+). Spänningsområdet är från + 4,5 V (min) till +16V (max). Rekommenderad spänning är +15 V. Med ökad spänning ökar drivkapaciteten. Känsligheten i frekvensen för spänningsförändringar är låg, ca 0,1 % per volt.

Ben 3. (Utgång.)

Slutsteget av totem-pole typ består av transistorerna Q_{21} och Q_{22} . Vid hög utgång ligger signalen ca 1,7 V under V^+ . Q_{24} har låg mättnadsspänning (ca 0,25 V vid 5 mA och $V^+ = 5$ V). Vid $V^+ = 15$ V och en utspänning på 2V kan steget sänka 100 mA. Stig- och falltider är snabba (ca 100 ns).

Ben 5 (kontrollspänning.)

Detta ben är direkt kopplat till spänningsdelaren ($\frac{2}{3} V^+$) och indirekt via spänningsdelaren ($R_8 - R_9$) till referensnivån för den undre komparatorn. Används ej ben 5 bör det kopplas till jord vid en kondensator (ca 0,01 μF).

Ben 2 (trigger).

Detta ben är anslutet till undre komparatorn och används för att trigga vippan så utgången går hög. Triggningen åstadkommes genom att föra spänningsnivån på ben 2 från $> 1/3 V^+$ till $< \frac{1}{3} V^+$ (eller allmänt hälften av spänningen på ben 5). Som triggingskälla kan både pulser ($> 1 \mu s$) och långsamt varierande spänningsnivåer användas. Observera att nivån ej får vara lägre än $\frac{1}{2} V^+$ under längre tid än perioden T. En triggerlikström på ca 0,5 mA från ben 2 bestämmer övre värdet på resistansen från ben 2 till jord.

Ben 6 (tröskelspänning).

Ben 6 är en av ingångarna till övre komparatorn (den andra är stift 5) och ben 6 används för återställning av vippan så utgången går låg. Återställningen sker genom att höja potentialen från något värde under $\frac{2}{3} V^+$ till ett värde över $\frac{2}{3} V^+$. Tröskeln är nivåkänslig och kan triggas med långsamma spänningsändringar. Likströmmen från den yttre kretsen rör sig om ca 100 nA och ger en övre gräns för totala resistansen från V^+ till ben 6. (För $V^+ = 5 V$ 16 M ohm.)

Ben 4 (Reset).

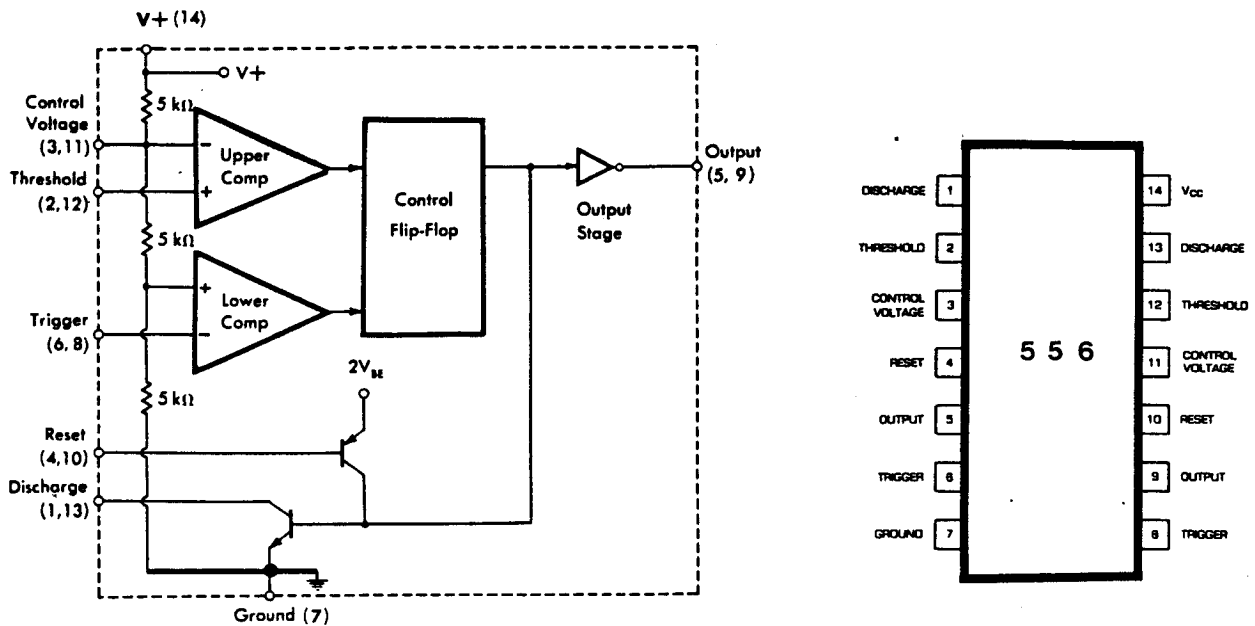
Också detta ben används för att återställa vippan och göra utgången låg. Återställningsspänningen är 0,7 V och en ström på 0,1 mA krävs av signalkällan. Bägge värdena är relativt oberoende av V^+ och gör reset-ingången TTL-kompatibel. Reset-ingången är av "overriding"-typ, dvs den tvingar fram en låg utsignal oavsett signaler på andra ingångar. Den kan således användas som gate. Fördröjningen är ca 0,5 μs och minimal pulsbredd 0,5 μs . Används ej ben 6 bör det anslutas till V^+ för att ej orsaka falska återställningssignaler.

Ben 7 (Discharge).

Ben 7 är förbundet med den öppna kollektorn på en NPN-transistor (Q_{14}). Emittern är jordad. Q_{14} :s ledande tillstånd är tidsmässigt identiskt med utsignalen: lågt motstånd (ON) till jord när utgången är låg och högt (OFF) när utgången är hög.

B. 556:an

556:an innehåller två 555:or och tillverkas av Signetics. Den finns som 14-pin dual-in-line package och varje halva har identiska specifikationer. Blockdiagrammet visas i figur 8. Observera bennummeringen. Samma spänningsanslutning [ben 14(+)] till båda.

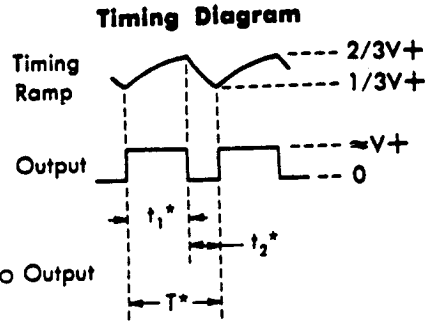
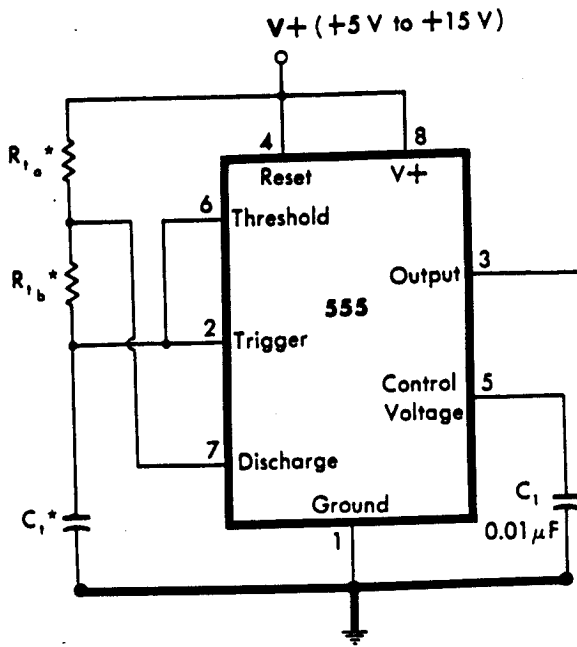


Figur 8.

3. 555:an som astabil vippa.

Funktion.

Kopplingen visas i figur 9. I utgångsläget är spänningen över C_t låg vilket triggar timern via ben 2. Utgången går hög, "discharge"-kondensatorn spärrar och vi får en laddningsväg för C_t via R_{1a} och R_{1b} . Potentialen på C_t stiger mot V^+ men när spänningen når $2/3 V^+$ (övre tröskelnivån) går utgången låg. Kondensatorn C_t urladdas (discharge) via R_{1b} (ben 7 nära jordpotential) tills spänningen når $1/3 V^+$, den lägre tröskelnivån. Timern triggas igen och ett nytt kretslopp börjar. Timern oscillerar kontinuerligt mellan $2/3 V^+$ och $1/3 V^+$ (komparator-nivåerna) och producerar en triangelformad ramp på ingången (se figur 9).



*Output Timing

$$t_1 = 0.693 (R_{1a} + R_{1b}) C_1$$

$$t_2 = 0.693 R_{1b} C_1$$

$$T = 0.693 (R_{1a} + 2R_{1b}) C_1$$

where,

t_1 is the high output period,

t_2 is the low output period,

T is the total period ($t_1 + t_2$).

$$f = \frac{1}{T}$$

$$= \frac{1.44}{(R_{1a} + 2R_{1b}) C_1}$$

$$DF(t_1) = \frac{R_{1a} + R_{1b}}{R_{1a} + 2R_{1b}}$$

$$DF(t_2) = \frac{R_{1b}}{R_{1a} + 2R_{1b}}$$

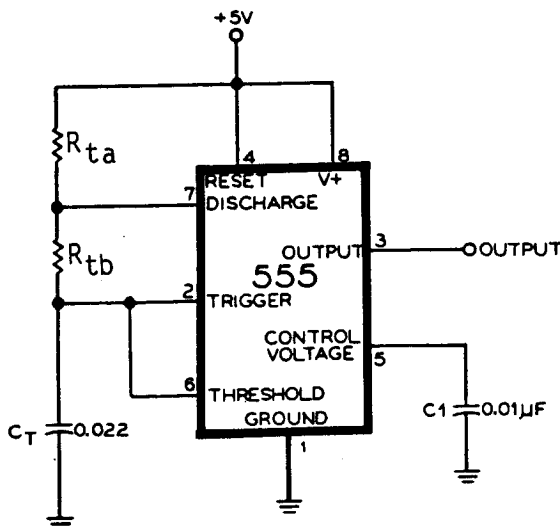
Figur 9.

Perioden är $T = t_1 + t_2$ enligt avsnitt 2 B. Maximal oscillatorfrekvens är ca 100 kHz. Ingen begränsning annan än komponentvärdena R_t och C_t finns för minimifrekvensen.

För R_t är övre gränsen ca 14 MΩ. Den s k "dutyfactor" dvs kvoten t_1/T kan bestämmas inom vida gränser. För $R_{tb} \gg R_{ta}$ blir kvoten ungefär 50 % dvs fyrkantvåg och för $R_{ta} \gg R_{tb}$ blir kvoten nära 100 % när $R_{tb} \rightarrow 0$. R_{tb} bör ej bli mindre än 1/100 av R_{ta} . Praktiska värden på kvoten ligger mellan 50 % till 99 %.

Uppgift 1. 555:an som astabil oscillator.

Koppla upp kretsen på ditt kopplingsbord enligt figur 10. Studera samtidigt 555:ans benkonfiguration i figur 11.



Komponenter:

1 st 555

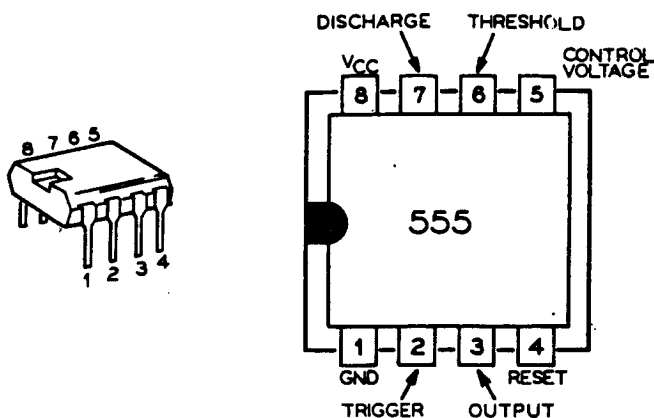
1 st 0,022 μF

1 st 0,01 μF

2 st 10 kΩ

2 st 100 kΩ

Figur 10.



Oscilloskopinställning:

Kanal 1 2V/div
tid bas 0,5 ms/div

Figur 11.

Använd $10\text{ k}\Omega$ för R_{ta} och $100\text{ k}\Omega$ för R_{tb} . Anslut oscilloskop kanal 1 till utgången stift 3, koppla på spänningen 5 V. Iakttag oscilloskopbilden. Du skall nu fylla i mätresultat i den högra kolumnen i nedanstående tabell.

I den vänstra skall de beräknade värdena stå.

Du kan studera rampspänningen på stift 2 med oscilloskopets andra kanal.

Hur många % skiljer mellan beräknad och uppmätt frekvens

| | CALCULATED VALUE | MEASURED VALUE |
|-------|------------------|----------------|
| t_1 | | |
| t_2 | | |
| T | | |
| F | | |
| DF | | |

Med DF avses "Duty factor" som definieras enligt följande

$$\text{för } t_1: DF(t_1) = \frac{t_1}{T} = \frac{R_{ta} + R_{tb}}{R_{ta} + 2R_{tb}} \quad (\text{Oftast beräknas DF på den tid in-})$$

signalen är hög eller sann (High eller True) dvs t_1 .

och för t_2 :

$$DF(t_2) = \frac{t_2}{T} = \frac{R_{tb}}{R_{ta} + 2R_{tb}}$$

Uppgift 2.

Byt R_{ta} till 100 k Ω . Ställ oscilloskopets tidbas till 1 ms/div.

Beräkna t_1 , t_2 , T, f och DF vid $R_{ta} = 100$ k Ω . Fyll i tabellen.

Hur kommer ändringen av R_{ta} att påverka t_1 och t_2 ?

.....

| | CALCULATED VALUE | MEASURED VALUE |
|--------------------------------|------------------|----------------|
| t_1 | | |
| t_2 | | |
| T | | |
| F | | |
| DF _{t_1} | | |

t_1 borde öka från 1,68 ms till 3,05 ms medan t_2 är oförändrad. Resultatet blir att T ökar, frekvensen minskar samt en ökning av dutyfactorn.

$$DF_{t_1} = \frac{R_{ta} + R_{tb}}{R_{ta} + 2R_{tb}}$$

Uppgift 3.

Byt ut R_{tb} till 10 k Ω . Oscilloskopet inställes på 0,5 ms/div. Fyll i nedanstående tabell.

| | CALCULATED VALUE | MEASURED VALUE |
|--------------------------------|------------------|----------------|
| t_1 | | |
| t_2 | | |
| T | | |
| F | | |
| DF _{t_1} | | |

Vilken inverkan har sänkningen av R_{tb} till 10 k Ω ?

Frekvensen borde öka, t_1 , t_2 och T minskar, dutyfactorn ökar.

Man kan nu se att R_{ta} bara påverkar tiden att ladda C_T och därmed t_1 .

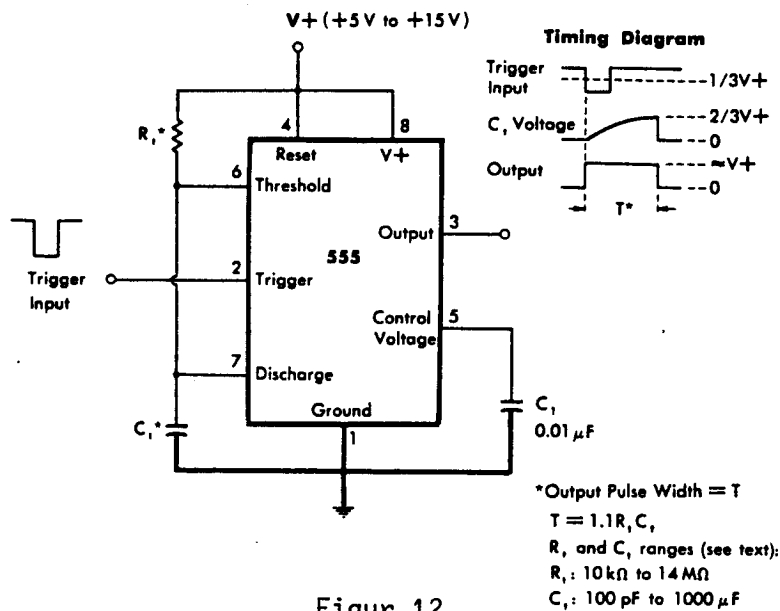
R_{tb} däremot påverkar både uppladdnings- och urladdningstiden, således både t_1 och t_2 .

Det är nu lämpligt att Du studerar figur 1 och 2 igen. Med Dina nu inhämtade kunskaper borde kretsfunktionen framstå mycket tydligare.

OBS. Plocka ej ned uppkopplingen den skall användas till nästa uppgift som triggkälla.

4. 555:an som monostabil vibba.

Figur 13 visar 555:an kopplad som monostabil vibba. Observera kretsens enkelhet, enbart två yttre komponenter R_t och C_t förutom överkopplingen C_1 som ej är absolut nödvändig men rekommenderas för att minska brus-känsligheten vid trigging.



Figur 12.

Med ingången på högre potential än $1/3 V^+$ är vippa i viloläge och utgången låg. Med trigger på ingången och potentialen under $1/3 V^+$ startar förloppet. Utgången stiger till hög nivå och C_t startar sin uppladdning mot V^+ . När potentialen på C_t överskrider $2/3 V^+$ faller utpuls mot noll (se figur 12).

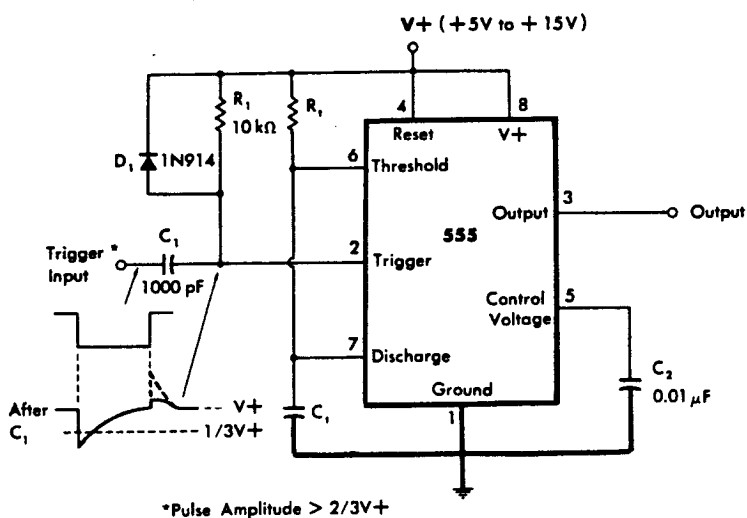
Beträffande kraven på triggerpulsen så blir om timern har $V^+ = 5 V$ kretsen automatiskt TTL-kompatibel eftersom $1/3 V^+ = 1,6 V$. Det enda villkoret på ingångspulsen blir då att dess varaktighet måste vara mindre än T.

Utpulsens varaktighet, $T = 1,1 R_t C_t$, ger inga restriktioner uppåt andra än komponentvärdena. T kan t o m röra sig om veckor och månader. Den undre gränsen är ca $10 \mu\text{s}$. Minimivärdena för R är ca $10 \text{ k}\Omega$ (effekthänsyn) och för $C_t = 10 \text{ pF}$ (inverkan av strökapacitanser). Normalt väljes C_t först (min.värde av kostnadsskäl), därefter R_t .

Övre gränsen för R_t är ca $13 \text{ M}\Omega$ men bör vara mindre än detta värde om noggrannheten i 555 skall fullt utnyttjas. C_t :s läckström blir av betydelse för stora kapacitansvärden. Kapacitanser med låga läckströmmar finns upptill ca $10 \mu\text{F}$. Att välja värden för R_t och C_t är ingen trivial uppgift då den inre noggrannheten i 555:an är större än precisionen i de flesta resistanser och kapacitanser.

Triggerkretsar för 555:an.

I figur 13 ges exempel på en krets som anpassar impulsen till 555:ans villkor som t ex en varaktighet $< 10 \mu\text{s}$ (eller allmänt $< T$).

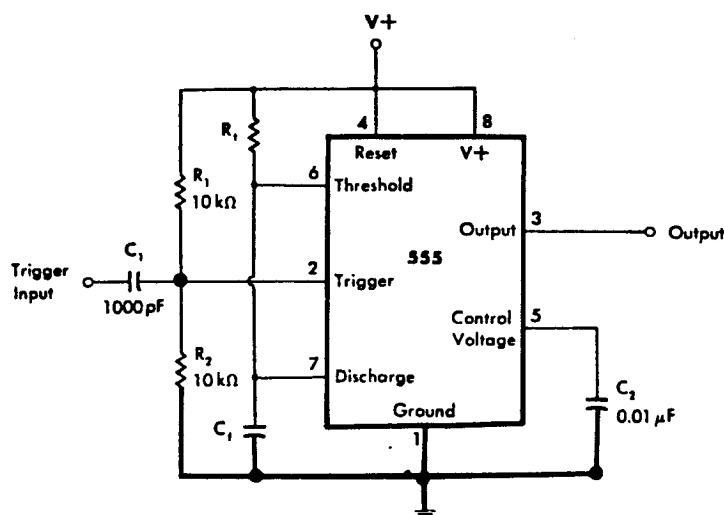


Figur 13.

$C_1 R_1$ differentierar impulsen så dess varaktighet vid en nivå under $1/3 V^+$ är mindre än T (se figur 13). Dioden D_1 (clamp-diod) hindrar den differentierade pulsens positiva derivata att stiga över V^+ .

Problem med triggingen kan uppstå om triggerpulsens amplitud är mindre än $1/3 V^+$. Om exempelvis V^+ är 15 V och kretsen drivs med 5 V TTL blir $2/3 V^+ = 10 \text{ V}$. Man kan då förspänna triggernivån till en nivå nära $1/3 V^+$

och på så sätt öka känsligheten. Figur 14 illustrerar denna lösning som innebär att resistansen R_2 har adderats till den förut beskrivna differentieringskretsen och en spänningsdelare har erhållits. Likspänningsnivån ligger nu vid $1/2 V^+$. Amplituden på triggerpulsen behöver nu bara vara skillnaden mellan $1/2 V^+$ och $1/3 V^+$ dvs $1/6 V^+$. I det förut nämnda exemplet är utpulsens från TTL större än $1/6 V^+$.



Figur 14.

Några påpekanden beträffande 555:an.

Ehuru 555:an är en lågpriskomponent har den ovanligt hög noggrannhet fullt tillräcklig för de flesta applikationer utom de mest sofistikerade.

TTL-kompatibiliteten har redan nämnts.

Som monostabil vippa, $T = 1,1 R_t C_t$, är onoggrannheten i själva 555:an ca 1 % (felen p g a toleranserna i R_t och C_t får beaktas separat).

Som astabil vippa är onoggrannheten något större, ca 2 %.

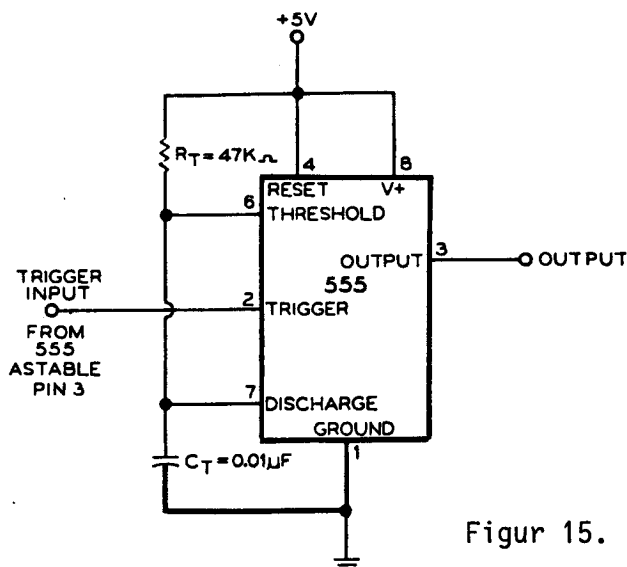
Temperaturdriften är typiskt bara 50 ppm/ $^{\circ}$ C (eller 0,005 %/ $^{\circ}$ C) i monostabilt utförande. I astabilt utförande något större, ca 150 ppm/ $^{\circ}$ C. Siffrorna gäller både för $V^+ = 5$ V och $V^+ = 15$ V.

Effektbehovet är litet, ca 3 mA vid $V^+ = 5$ V till 10 mA vid $V^+ = 15$ V.

Beträffande specifikationer för 555:an se Appendix.

Uppgift 4. Monostabil vippa.

Koppla upp kretsen enligt figur 15 på ditt kopplingsbord. Observera att uppkopplingen i föregående uppgift (astabil vippa) används som "trigger input".



Komponenter:

- 555
- 0,01 μF
- 47 kΩ
- 68 kΩ

Oscilloskopinställning:

- Kanal 1: 2 V/div
- Tid bas 0,5 ms/div

Figur 15.

Anslut utgången (ben 3) från förra uppkopplingen till ingången (ben 2) (trigging). 4 V triggpuls vid 5 V ansluten spänning.

Anslut oscilloskopet kanal 1 till ingång 2. Koppla på 5 voltsspänningen.

Kontrollera att ingångspulsen (trigg) finns samt att dess negativa puls T_2 är ungefär 0,15 ms lång.

Koppla oscilloskopets kanal 2 till utgång 3. Beräkna utgångspulsens längd.

$T = 1,1 \cdot R_t \cdot C_t = \dots$ beräknad

$T = \dots$ uppmätt

Tiderna skall ej skilja mer än $\pm 20\%$ beroende på komponenternas toleranser.

Uppgift 5.

Byt ut R_t till 68 kΩ. Beräkna T. $T = \dots$

Uppmätt $T = \dots$

T kan även ändras genom att byta ut C till lämpligt värde.

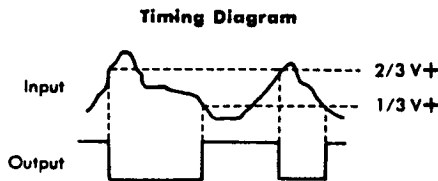
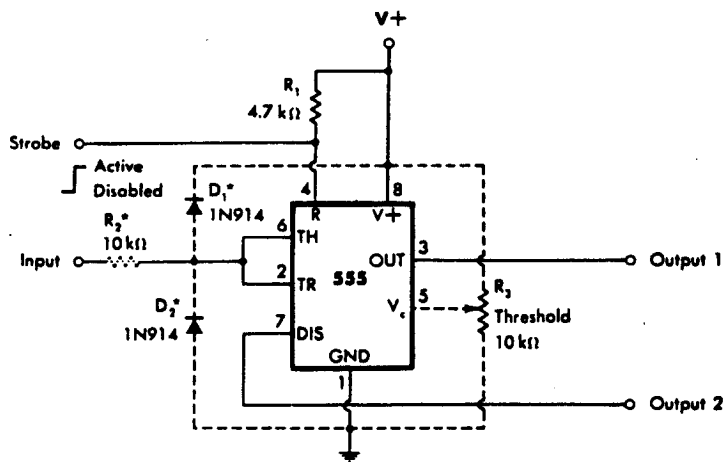
5. 555:an som Schmitt-trigger.

Uppgift 6.

Koppla upp kretsen i figur 16. Observera att de två komparatornivåerna har sammankopplats och används som gemensam ingång. När ingångsnivån passerar $2/3 V^+$ faller utsignalen till noll och förblir så tills signalen fallit till $1/3 V^+$ då utgången går hög igen. Anslut spänningen V^+ . Mata in en triangelformad spänning på ben 2, 6 via R_2 . Justera R_3 till max. resp. min. triggröskel. Se Timing Diagram. Ingångssignalen är från början lägre än $1/3 V^+$. Vad händer när denna signal ökar?

Du skall beskriva funktionssättet hos kretsen och referera till figur 5 så förloppet i kretsen blir helt klarlagt.

Börja resonemanget vid ingångssignalen.



*Include R_2 , D_1 , and D_2 if input signal peaks are greater than V^+ or less than ground.

Figur 16.

Svar:

.....

.....

.....

.....

6. 555:an som RS-vippa (Flip-Flop).

Uppgift 7.

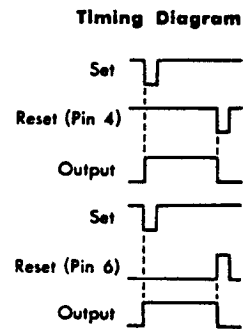
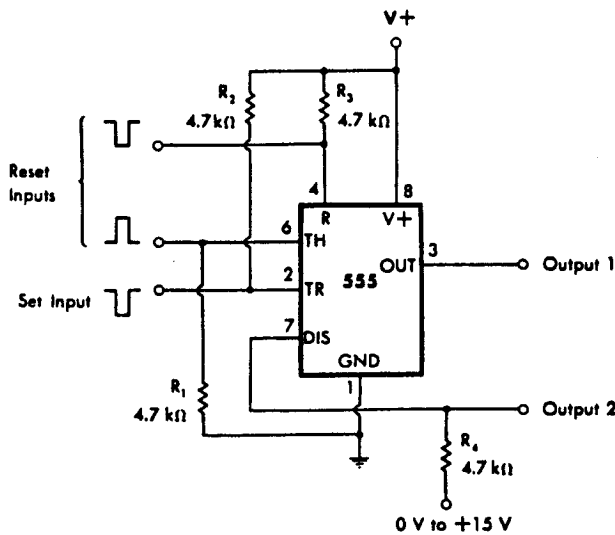
Koppla upp kretsen i figur 17.

En låg puls på Set-ingången (2) ger en hög utgångsnivå (3).

Utgången ligger hög ända tills en hög puls matas till ingång 6 varvid utgång 3 återställs (reset). Genom att koppla en låg puls på ingång 4 åstadkommes samma sak - utgång 3 återställs (reset).

- 1) Anslut oscilloskopet till ben 3 samt testa kopplingens set- och reset-funktion. Överensstämmer funktionen med tidsdiagrammet nedan?.....
- 2) Förklara hur ingång 4 kan orsaka reset (ref. till figur 5 och 6).

Svar:
.....
.....



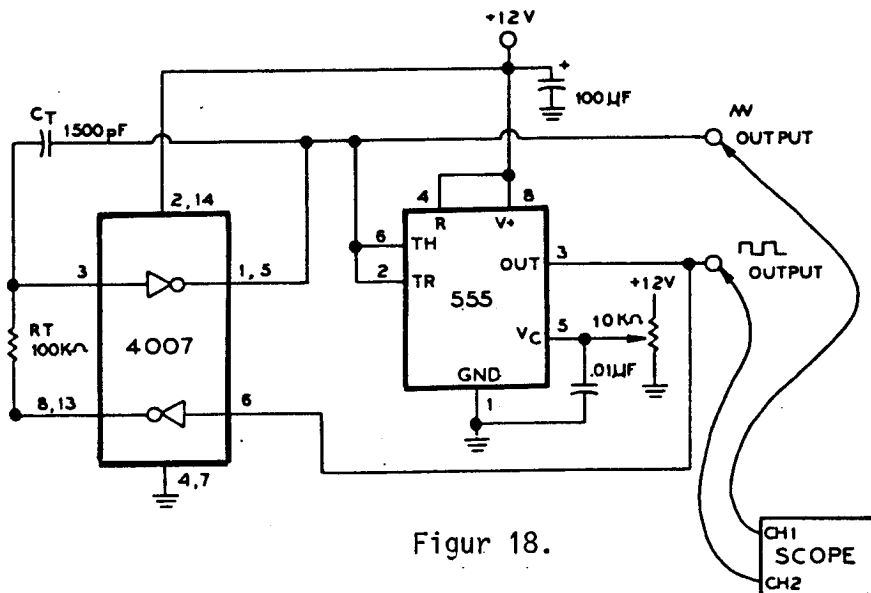
Figur 17.

7. 555:an som spänningskontrollerad funktionsgenerator.

Några av de mest användbara applikationerna av 555:an är som funktionsgenerator, dvs en krets som alstrar triangel-fyrkant- och sinusvågform. Kretsen nedan använder en CMOS-dubbel-inverterare.

Uppgift 8.

Koppla upp kretsen enligt figur 18. Ställ in 10 kΩ potentiometern till mitteleläget och anslut spänningen 12 V. Anslut oscilloskopet enligt figur.



Figur 18.

Oscill. inställn.:
 kanal 1 5V/div
 kanal 2 2V/div
 Tidbas 50µs/div
 Komponenter:
 10 kΩ (trimpol)
 100 kΩ
 1500 pf
 4007 (inverterare)
 100 µF
 0,01 µF

På oscilloskopet skall Du se en triangelvåg på kanal 1 och en fyrkantvåg på kanal 2. Anslut en voltmeter till pinne 5 på 555:an. Justera 10 kΩ potentiometern från 2 till 10 volt enligt tabellen. Mät frekvensen och skriv in värdet i tabellen för resp. spänning.

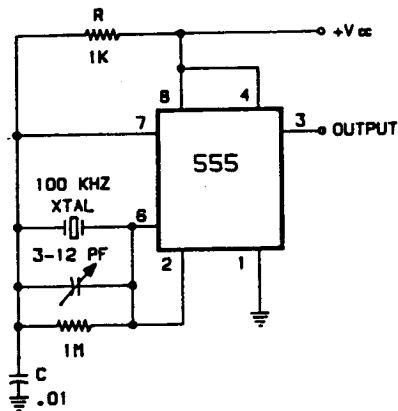
| CONTROL VOLTAGE PIN 5 | OUTPUT FREQUENCY |
|--------------------------|------------------|
| 2V | |
| 3V | |
| 4V | |
| 5V | |
| 6V | |
| 7V | |
| 8V | |
| 9V | |
| 10V | |

8. 555:an i kopplingar hämtade ur APPLICATIONS Sourcebook.

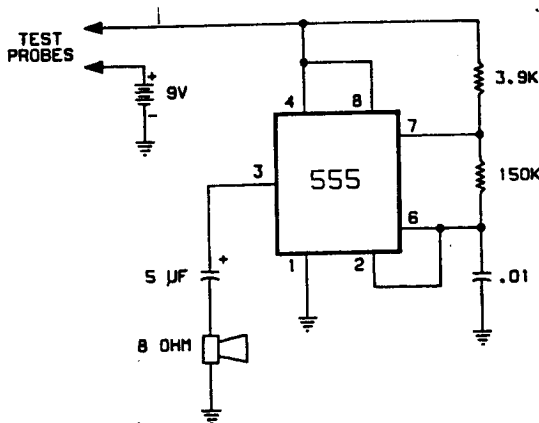
Nedan finner Du ytterligare ett antal tillämpningar på vår 555:a. Dessa är hämtade ur "The 555 Timer Applications Sourcebook".

Välj en koppling som Du tycker är intressant. Ge en redogörelse för kretsens funktion och referera då till figur 1 och 2 i laborationens början.

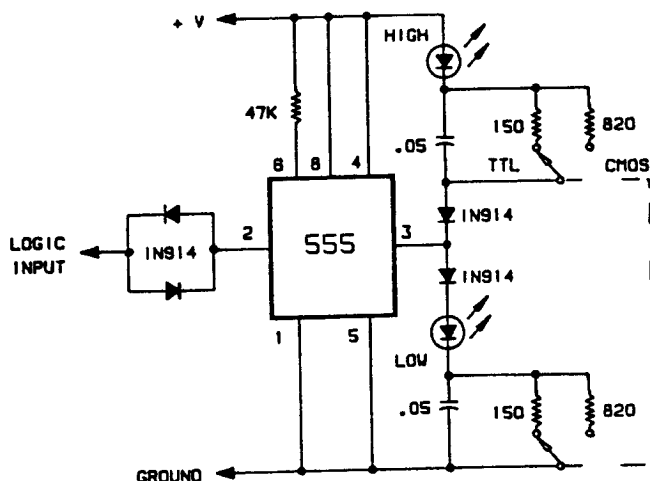
Koppla upp kretsen och demonstrera den för läraren och Dina kamrater. Komponentsatser finns på labbet till varje koppling.



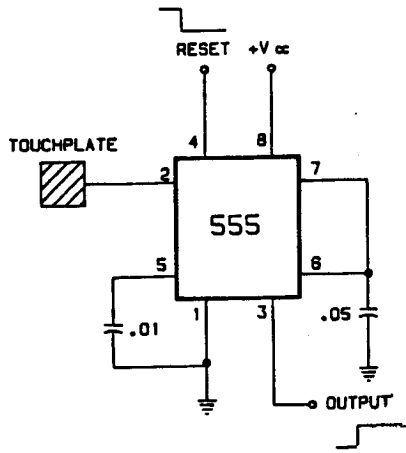
X-tal oscillator



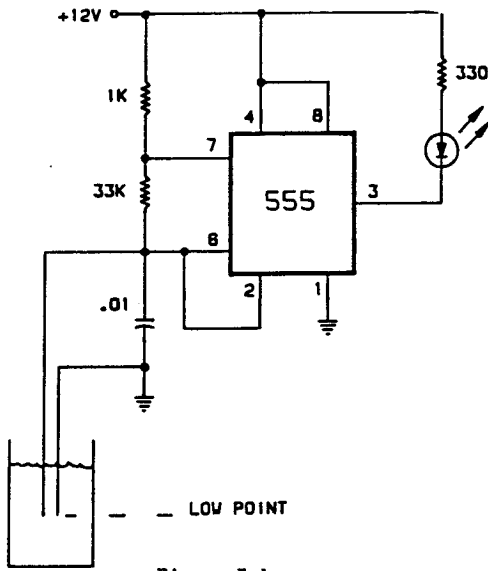
Test probe



Logik probe

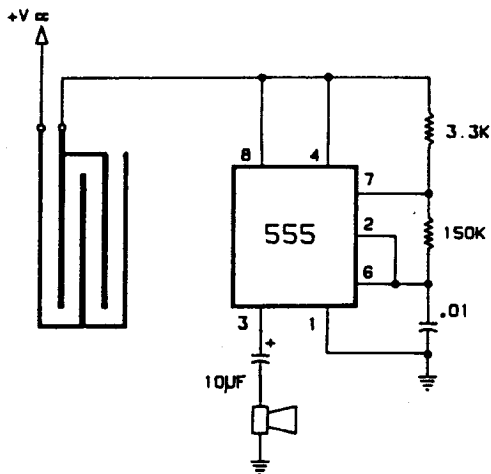


"Touch" kontroll



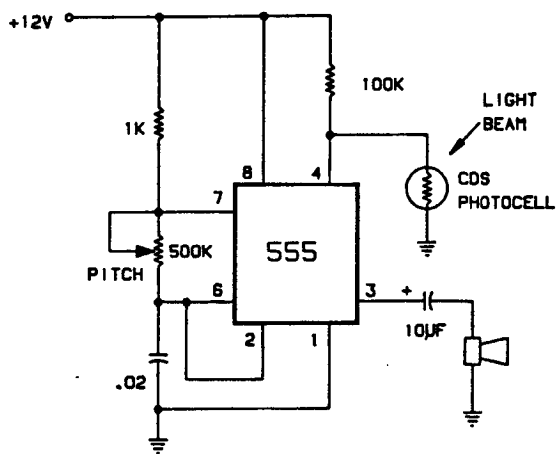
Nivåvakt

Figure 7-1.

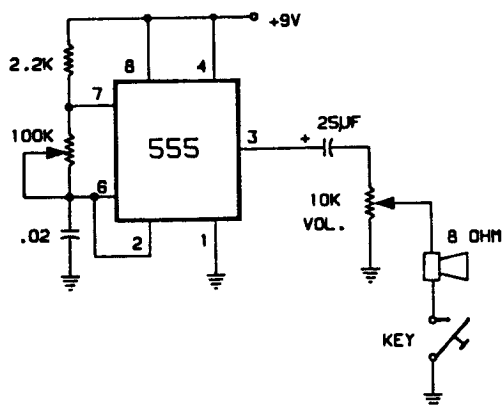


Regnvakt

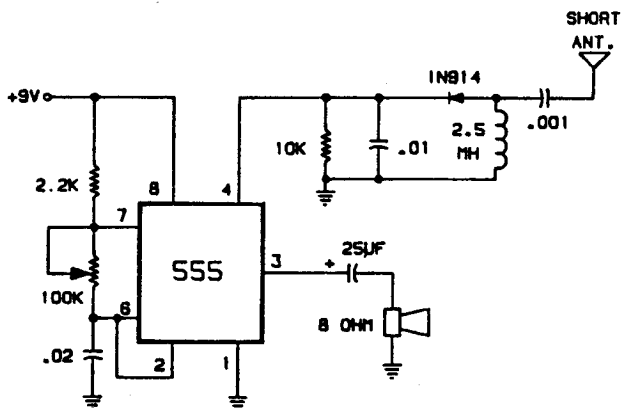
555:an



Dörrvakt



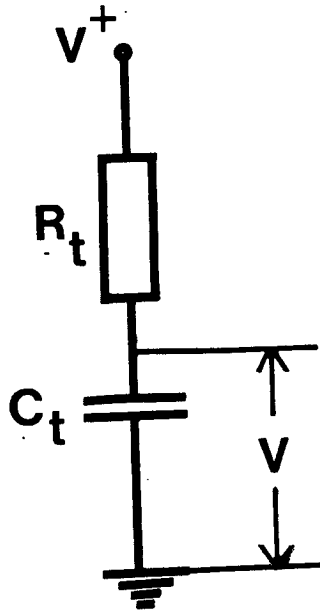
"Morse"sändare



Radio AM för telegrafi

Visa att tiden t erhålles ur uttrycket:

$$t = R_t C_t \ln \frac{V^+ - V_i}{V^+ - V_{th}}$$



$$V = V_i \text{ för } t = 0$$

$$V = V_{th} \text{ för tiden } t$$

Signetics

TIMER 555

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

DESCRIPTION

The NE/SE 555 monolithic timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays, or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For a stable operation as an oscillator, the free running frequency and the duty cycle are both accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output structure can source or sink up to 200mA or drive TTL circuits.

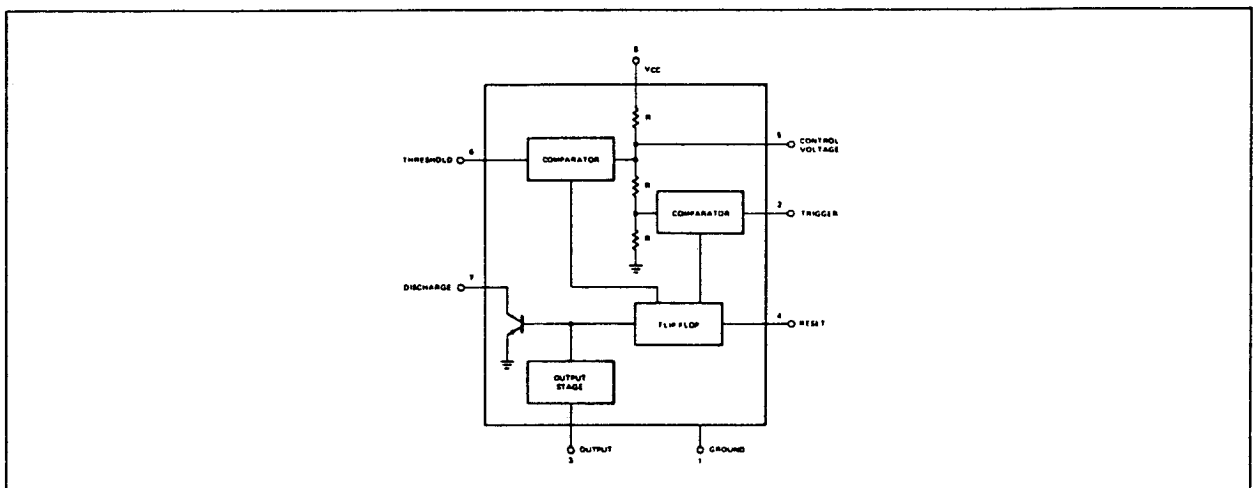
FEATURES

- TIMING FROM MICROSECONDS THROUGH HOURS
- OPERATES IN BOTH ASTABLE AND MONOSTABLE MODES
- ADJUSTABLE DUTY CYCLE
- HIGH CURRENT OUTPUT CAN SOURCE OR SINK 200mA
- OUTPUT CAN DRIVE TTL
- TEMPERATURE STABILITY OF 0.005% PER °C
- NORMALLY ON AND NORMALLY OFF OUTPUT

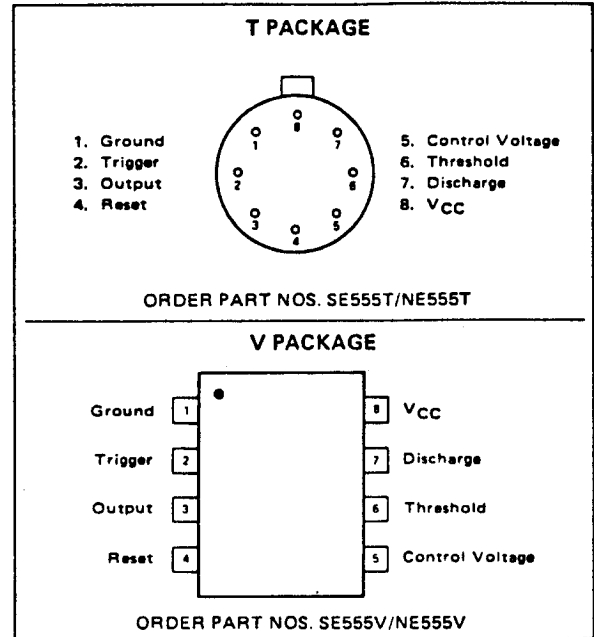
APPLICATIONS

- PRECISION TIMING
- PULSE GENERATION
- SEQUENTIAL TIMING
- TIME DELAY GENERATION
- PULSE WIDTH MODULATION
- PULSE POSITION MODULATION
- MISSING PULSE DETECTOR

BLOCK DIAGRAM



PIN CONFIGURATIONS (Top View)



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| | |
|--|-----------------|
| Supply Voltage | +18V |
| Power Dissipation | 600 mW |
| Operating Temperature Range | |
| NE555 | 0°C to +70°C |
| SE555 | -55°C to +125°C |
| Storage Temperature Range | -65°C to +150°C |
| Lead Temperature (Soldering, 60 seconds) | +300°C |

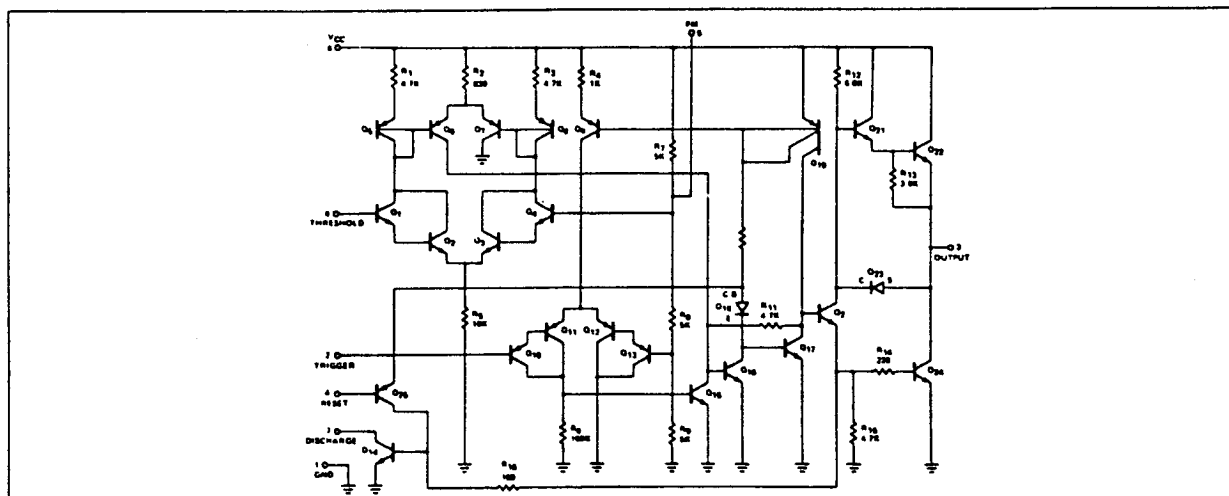
SIGNETICS TIMER ■ 555

ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15$ unless otherwise specified

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | SE 555 | | | NE 555 | | | UNITS |
|---------------------------|---|--------|------|------|--------|------|-----|-----------------------|
| | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| Supply Voltage | | 4.5 | | 18 | 4.5 | | 16 | V |
| Supply Current | $V_{CC} = 5\text{V}$ $R_L = \infty$ | | 3 | 5 | | 3 | 6 | mA |
| | $V_{CC} = 15\text{V}$ $R_L = \infty$ | | 10 | 12 | | 10 | 15 | mA |
| Timing Error(Monostable) | Low State, Note 1 | | | | | | | |
| | $R_A, R_B = 1\text{K}\Omega$ to $100\text{K}\Omega$ | | | | | | | |
| | $C = 0.1\ \mu\text{F}$ Note 2 | | | | | | | |
| Initial Accuracy | | | 0.5 | 2 | | 1 | | % |
| Drift with Temperature | | | 30 | 100 | | 50 | | ppm/ $^\circ\text{C}$ |
| Drift with Supply Voltage | | | 0.05 | 0.2 | | 0.1 | | %/Volt |
| Threshold Voltage | | | 2/3 | | | 2/3 | | $\times V_{CC}$ |
| Trigger Voltage | $V_{CC} = 15\text{V}$ | 4.8 | 5 | 5.2 | | 5 | | V |
| Timing Error(Astable) | $V_{CC} = 5\text{V}$ | 1.45 | 1.67 | 1.9 | | 1.67 | | V |
| Trigger Current | | | 0.5 | | | 0.5 | | μA |
| Reset Voltage | | 0.4 | 0.7 | 1.0 | 0.4 | 0.7 | 1.0 | V |
| Reset Current | | | 0.1 | | | 0.1 | | mA |
| Threshold Current | Note 3 | | 0.1 | .25 | | 0.1 | .25 | μA |
| Control Voltage Level | $V_{CC} = 15\text{V}$ | 9.6 | 10 | 10.4 | 9.0 | 10 | 11 | V |
| | $V_{CC} = 5\text{V}$ | 2.9 | 3.33 | 3.8 | 2.6 | 3.33 | 4 | V |
| Output Voltage (low) | $V_{CC} = 15\text{V}$ | | | | | | | |
| | $I_{\text{SINK}} = 10\text{mA}$ | | 0.1 | 0.15 | | 0.1 | .25 | V |
| | $I_{\text{SINK}} = 50\text{mA}$ | | 0.4 | 0.5 | | 0.4 | .75 | V |
| | $I_{\text{SINK}} = 100\text{mA}$ | | 2.0 | 2.2 | | 2.0 | 2.5 | V |
| | $I_{\text{SINK}} = 200\text{mA}$ | | 2.5 | | | 2.5 | | V |
| | $V_{CC} = 5\text{V}$ | | | | | | | |
| | $I_{\text{SINK}} = 8\text{mA}$ | | 0.1 | 0.25 | | | | V |
| | $I_{\text{SINK}} = 5\text{mA}$ | | | | | .25 | .35 | V |
| Output Voltage Drop (low) | | | | | | | | |
| | $I_{\text{SOURCE}} = 200\text{mA}$ | | 12.5 | | | 12.5 | | V |
| | $V_{CC} = 15\text{V}$ | | | | | | | |
| | $I_{\text{SOURCE}} = 100\text{mA}$ | | | | | | | |
| | $V_{CC} = 15\text{V}$ | 13.0 | 13.3 | | 12.75 | 13.3 | | V |
| | $V_{CC} = 5\text{V}$ | 3.0 | 3.3 | | 2.75 | 3.3 | | V |
| Rise Time of Output | | | 100 | | | 100 | | nsec |
| Fall Time of Output | | | 100 | | | 100 | | nsec |

- NOTES
1. Supply Current when output high typically 1mA less.
 2. Tested at $V_{CC} = 5\text{V}$ and $V_{CC} = 15\text{V}$
 3. This will determine the maximum value of $R_A + R_B$. For 15V operation, the max total R = 20 megohm.

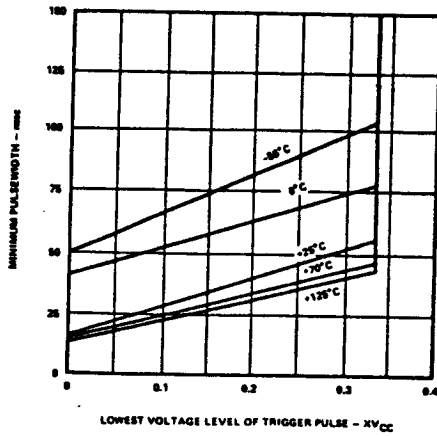
EQUIVALENT CIRCUIT (Shown for One Side Only)



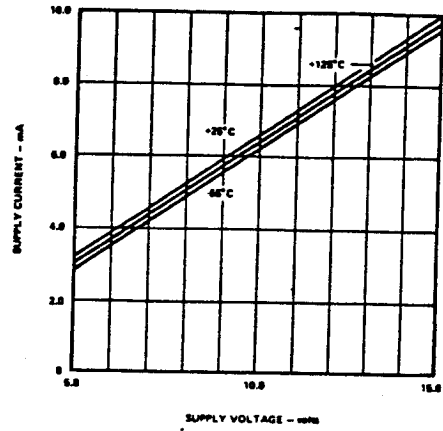
Courtesy Signetics Corp.

TYPICAL CHARACTERISTICS

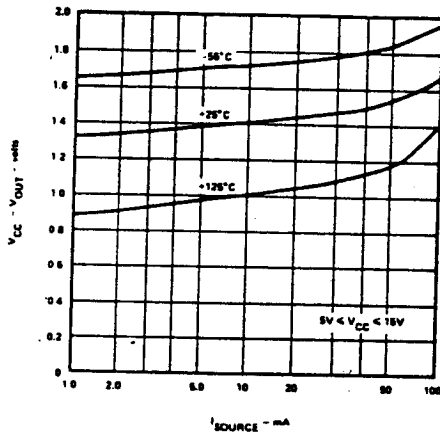
MINIMUM PULSE-WIDTH REQUIRED FOR TRIGGERING



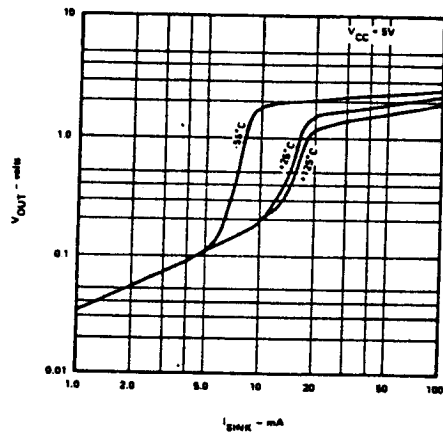
SUPPLY CURRENT vs SUPPLY VOLTAGE



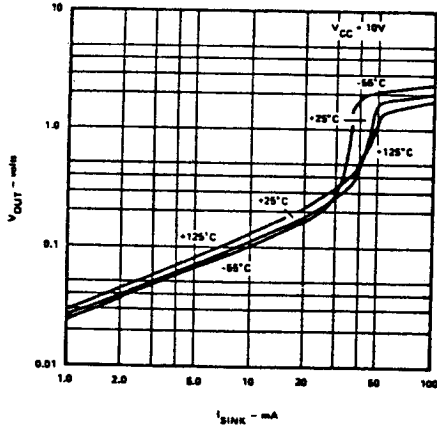
LOW OUTPUT VOLTAGE vs OUTPUT SINK CURRENT



HIGH OUTPUT VOLTAGE vs OUTPUT SOURCE CURRENT



LOW OUTPUT VOLTAGE vs OUTPUT SINK CURRENT



LOW OUTPUT VOLTAGE vs OUTPUT SINK CURRENT

