

# ET 10

## PULSKRETSAR 1

### MÅLSÄTTNING.

Laborationen avser att göra Dig bekant med metoder och apparatur för pulsmätningar samt orientera Dig om transistorn som switch.

### 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. Härled uttrycket

$$f_u = \frac{1}{2\pi RC}$$

för den undre gränshfrekvensen för filtret i figur 7a definierad som den frekvens för vilken kvoten  $u_{ut}/u_{in}$  fallit till  $1/\sqrt{2}$  av värdet vid medelhöga frekvenser. Sinusformad växelspänning förutsätts.

2. Härled uttrycket

$$f_ö = \frac{1}{2\pi RC}$$

för den övre gränshfrekvensen för filtret i figur 7b, definierad som den frekvens för vilken kvoten  $u_{ut}/u_{in}$  fallit till  $1/\sqrt{2}$  av värdet vid medelhöga frekvenser.

3. Visa att lågpassfiltrets stigtid,  $t_r = 2,2 RC$  och att sambandet mellan stigtid och övre gränshfrekvens är

$$t_r = \frac{0.35}{f_ö}$$

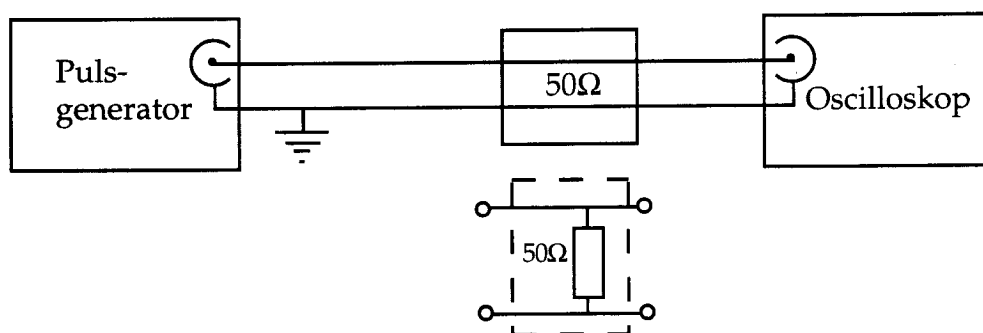
# PULSMÄTNING

## PULSGENERATORN OCH PULSPARAMETRAR.

Med ökad användning av digitala kretsar inom elektroniken har pulsgeneratoren fått allt större betydelse. Pulsgeneratoren kan generera elektriska pulser med väl definierade stig- och falltider. Dessutom kan pulsperiod, pulslängd och pulsamplitud varieras. I allmänhet kan pulsgeneratoren synkroniseras med en yttre frekvens.

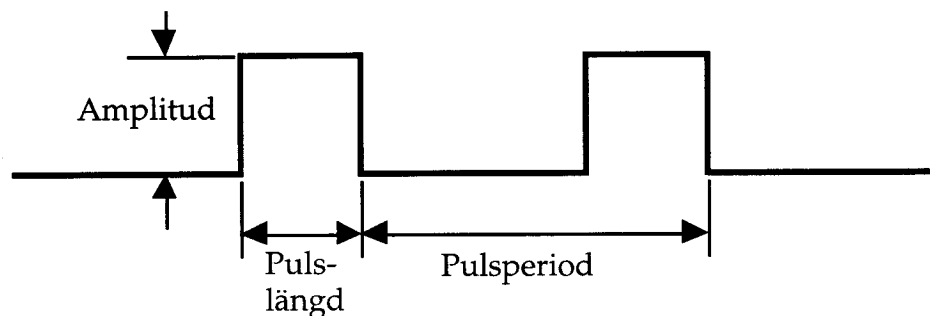
### Handhavande av pulsgeneratoren Tektronix PG 501.

Koppla samman pulsgeneratoren och oscilloskopet via en 50 ohms koaxialkabel och ett 50 ohms sk BNC-T (figur 1). Meningen med detta arrangemang är att undvika pulsreflexioner vid oscilloskopingången genom att avsluta koaxialkabeln med ett motstånd motsvarande dess egen impedans. Motståndet på 50 ohm kopplas parallellt över oscilloskopingången med hjälp av ett BNC-T.



Figur 1.

Pulserna från pulsgeneratoren karakteriseras av utsträckningen i tiden (pulslängden), avståndet i tid mellan pulserna, dvs pulsperioden samt pulsernas amplitud i volt (figur 2). Pulserna kan vara positiva eller negativa i förhållande till jordpotential.



Figur 2.

## Uppgift 1.

Undersök med användande av oscilloskopet hur man varierar nedanstående parametrar med pulsgeneratoren.

Pulslängden varierar med ..... och .....

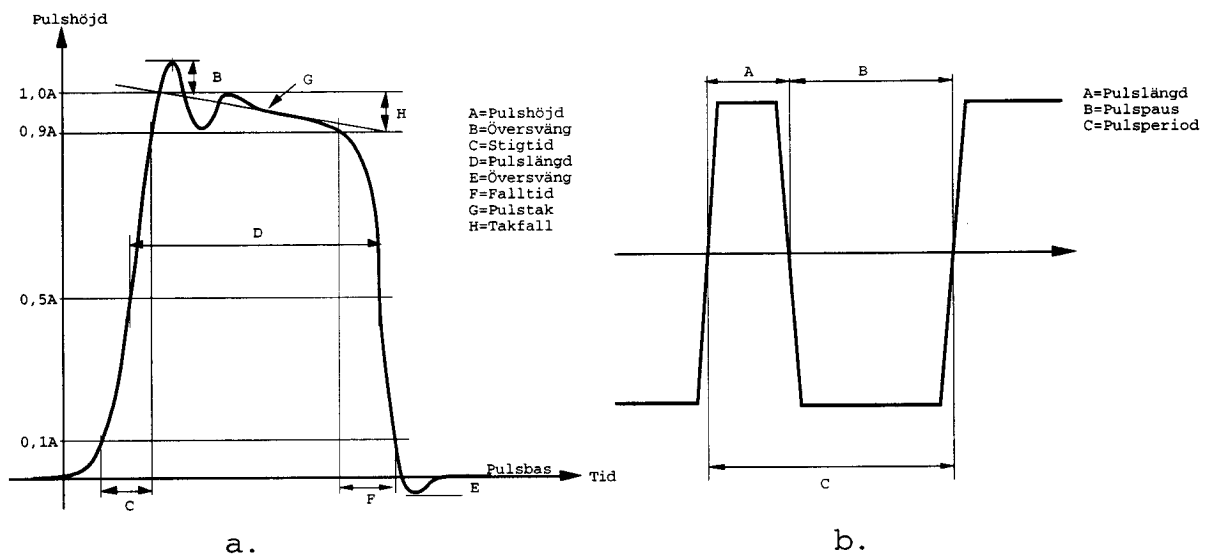
Pulsperioden varierar med ..... och .....

Pulsamplituden varierar med .....

Ställ in en puls med            pulslängden             $0,5 \mu\text{s}$ ,  
   pulsp perioden             $2,6 \mu\text{s}$  och  
   amplituden                 $+ 2,0 \text{ V}$ .

(Låt inställningarna stå kvar till nästa uppgift.)

Innan vi går vidare definierar vi ytterligare några pulsp parametrar med vilkas hjälp formen av en puls kan beskrivas. De gällande normerna finns utarbetade internationellt genom IEC (International Electrotechnical Commission) och för användning i Sverige utgivna genom Sveriges Standardiseringskommission. Ur SEN 01 03 88 är nedanstående pulsnormer hämtade (figur 3).



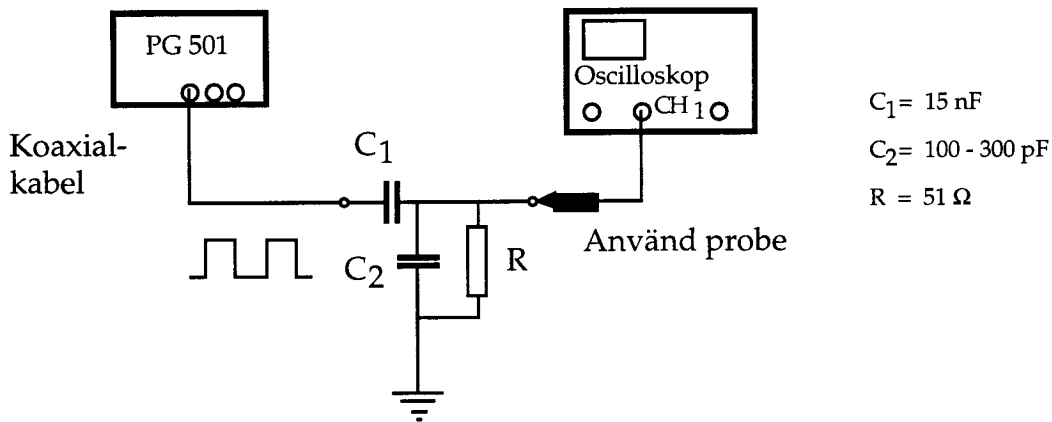
Figur 3.

Lägg särskilt märke till mellan vilka nivåer mätningarna skall utföras. Takfall och översväng anges i procent av amplituden. Pulskvot utgör förhållandet mellan pulslängd och pulsperiod.

## Uppgift 2. Uppmätning av pulsp parametrar.

Vid denna mätning skall de grundläggande pulsp parametrarna pulslängd, pulspaus, pulskvot, stig- och falltid samt översväng och takfall mätas upp. För att framhäva vissa karakteristiska data så att de lättare kan mätas upp med ett låg-frekvensoscilloskop kommer vi att belasta utgångarna med en kapacitiv belastning

$C_1$  och  $C_2$  (figur 4). Seriekondensatorn  $C_1$  ger pulstakfall och parallellkondensatorn  $C_2$  ger tillsammans med induktansen i ledningarna upphov till ringningar.

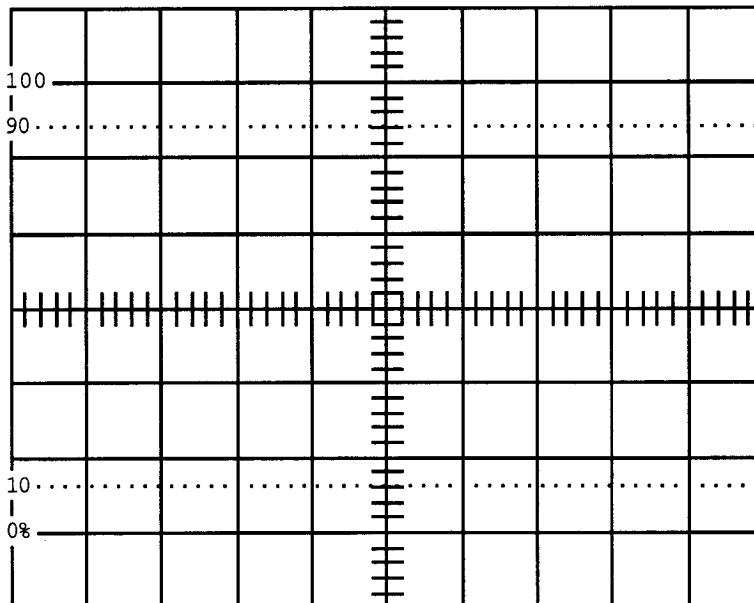


**Figur 4.**

Koppla upp kretsen på kopplingsbordet. Använd pulsgeneratorinställningen från uppgift 1.

Mät och rita in pulssvaret och beräkna de angivna pulsp parametrarna. Försök göra mätningarna med så hög upplösning och noggrannhet som möjligt.

Observera att oscilloskopskärmen har två pricklinjer, en vid 10% och en vid 90% av 60 mm:s höjd. Använd dessa vid stigtidsmätningar. Rita in pulssvaret i diagrammet.



Svep: .....  $\mu\text{s}/\text{ruta}$       Pulslängd .....  $\mu\text{s}$   
 Pulspaus .....  $\mu\text{s}$   
 Pulskvot .....

Svep: .....	ns/ruta	Stig- och falltid .....	μs
		Översväng .....	%
		Takfall .....	%

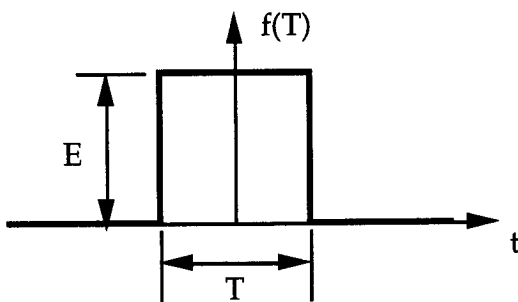
### SAMBAND MELLAN STIGTID OCH BANDBREDD.

En ideal puls, som motsvarar pulsen i figur 5a kan beskrivas som en rektangel med höjden E och bredden T. Låt oss studera vilka frekvenser en sådan puls innehåller.

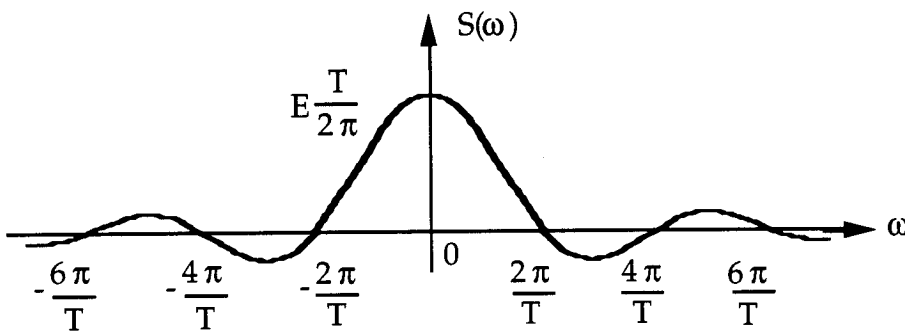
"Amplituden"  $S(\omega)$  i en fourierutveckling blir:

$$S(\omega) = \frac{TE}{2\pi} \cdot \frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}}$$

$S(\omega)$  finns uppritad i figur 5b. Pulsens frekvensspektrum har oändlig utsträckning.

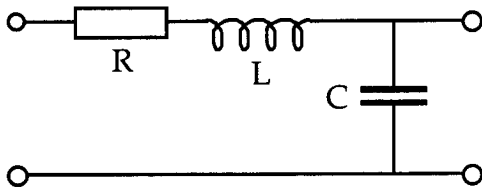


Figur 5a. Ideal puls.



Figur 5 b. Frekvensspektrum för en rektangulär puls.

Om en ideal puls passerar en fyrpol, kan den efter passagen ha ett utseende enligt figur 3a. Den är inte längre rektangulär, utan den har en viss stigtid och falltid och den kan även ha en översväng. Detta beror på fyrpolens fysikaliska egenskaper. Den kan innehålla resistans, induktans och kapacitans, och detta betyder en begränsad bandbredd och olika dämpning av de olika frekvenserna i pulsen. Ett ekvivalent schema för en fyrpol vid höga frekvenser kan se ut som figur 6.



Figur 6. Ekvivalent schema för en fyrpol vid höga frekvenser vid matning med spänningspuls.

Sambandet mellan pulsens stigtid  $t_r$  och fyrpolens 3 dB - bandbredd,  $f_{\delta}$ , kan skrivas:

$$f_{\delta} t_r = \text{konstant} = 0,35 \quad (\text{Bandbredd} = f_{\delta} - f_u \approx f_{\delta} \text{ för små } f_u)$$

Detta är en tumregel, som gäller exakt endast om fyrpolen inte innehåller någon induktans. När förhållandet  $L/C$  hos fyrpolen ökar, får detta till följd att stigtiden minskar, bandbredden ökar, översvängen ökar och konstanten i tumregeln minskar. För pulser utan översväng, ger regeln ett fel, som är mindre än 1%, och för pulser med en översväng mindre än 5% ger regeln ett fel som är mindre än 10%.

Hur stor bandbredd krävs det för att en puls skall återges korrekt? Av figur 5 ser vi att en korrekt återgivning av frekvensbandet

$$-\frac{2\pi}{T} < \omega < \frac{2\pi}{T}$$

borde ge en nöjaktig bild av pulsen. För fyrpolens övre gränshfrekvens bör således gälla:

$$f_{\delta} > 1/T$$

Detta innebär att korta pulser ( $T$  litet) kräver större bandbredd än långa pulser ( $T$  stort) för en korrekt återgivning.

Hur förändras stigtiden hos en puls, som passerar flera fyrpoler? Man kan visa att den totala stigtiden för kaskadkopplingen kan skrivas:

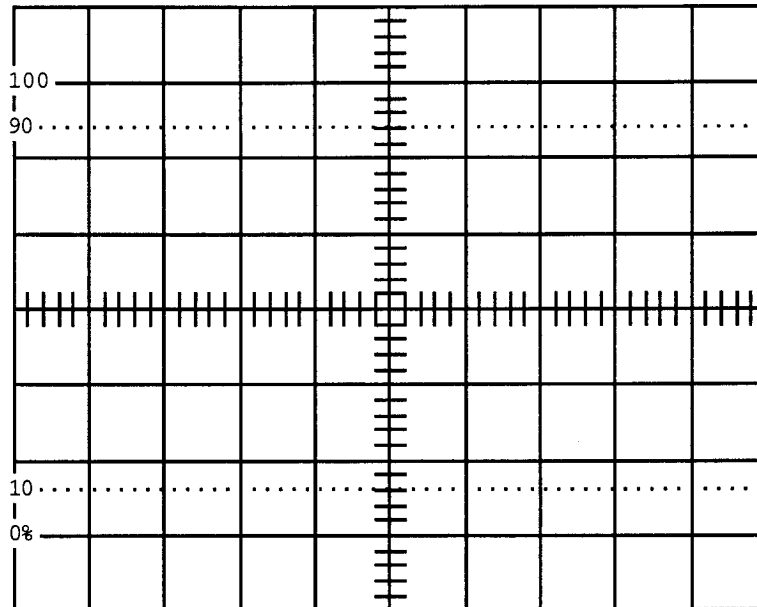
$$t_r(\text{tot}) = \sqrt{t_1^2 + t_2^2 + t_3^2 + \dots}$$

där  $t_1, t_2, t_3 \dots$  är stigtiden för respektive fyrpol. Sambandet gäller endast om de olika stegen ger översvängar som är mindre än 2%. Om samtliga fyrpoler ( $=n$ ) har samma bandbredd blir  $t_r(\text{tot}) = t/\sqrt{n}$ . Om en fyrpol har mycket mindre bandbredd än de övriga, kommer denna fyrpol att helt bestämma den totala stigtiden.



### Uppgift 3. Bestämning av oscilloskopets stigtid.

Koppla upp enligt figur 1. Från pulsgeneratoren får vi en puls med en viss stigtid (se ET0). Denna puls passerar en fyrpol, oscilloskopet, och vi mäter dess stigtid sedan den passerat fyrpolen. Vi har här en kaskadkoppling av två fyrpoler, pulsgeneratoren och oscilloskopet. (Vi kan tänka oss att generatoren alstrar en ideal puls, som får passera en fyrpol, generatorns utgångskretsar.)



Oscilloskopets inställning: .....V/ruta, ..... $\mu$ s/ruta

Uppmätt stigtid ..... ns

Pulsens egen stigtid enligt manual för pulsgeneratoren: .....ns

Härav beräknas oscilloskopets stigtid: ..... ns

och övre gränshfrekvens: ..... MHz.

Detta kan jämföras med fabrikantens data (se ET0) för oscilloskopet:

stigtid: ..... ns

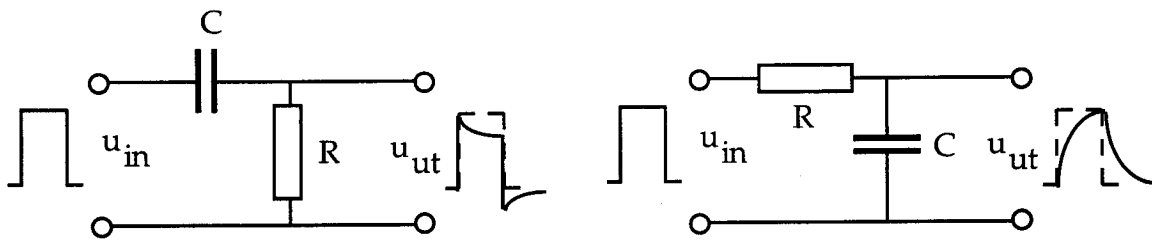
gränshfrekvens: .....MHz

Kommentarer:

## RC-KRETSAR

### BESTÄMNING AV GRÄNSFREKVENSERNA FÖR RC-KRETSAR.

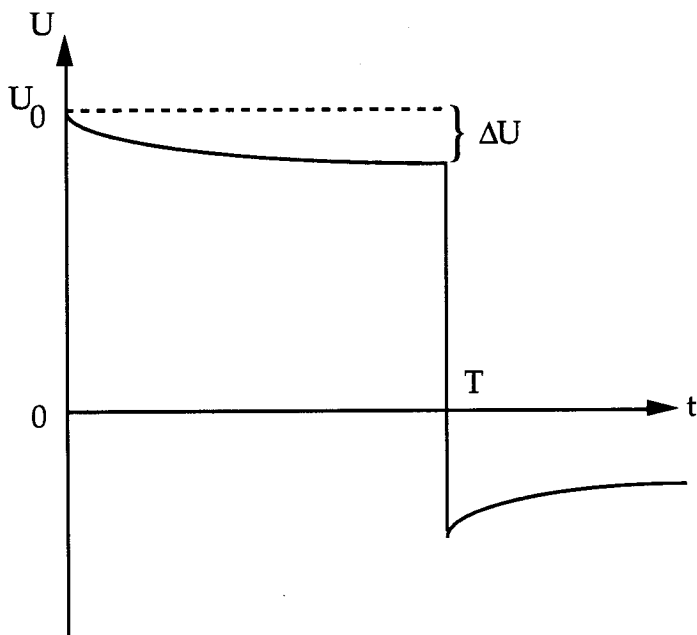
Gränsfrekvenserna för en fyrpol, exempelvis en RC-krets, kan bestämmas med hjälp av pulsmätningar. Den övre gränsfrekvensen,  $f_o$ , kan bestämmas genom mätning av stigtiden hos en puls, den undre gränsfrekvensen,  $f_u$ , kan bestämmas genom mätning av pulsfallet (eng. "sag" eller "tilt"). RC-kretsen kan antingen konstrueras som högpasfilter, figur 7a, dvs höga frekvenser passerar odämpade, eller som lågpasfilter, figur 7b, dvs låga frekvenser passerar odämpade. Många förstärkarsteg för transistorer är RC-kopplade eftersom signalen tillförs steget via ett högpasfilter av RC-typ. Detta innebär att det användbara frekvensområdet kommer att begränsas nedåt. Även uppåt begränsas frekvensområdet för ett transistorsteg på grund av shuntande kapacitanser. Produkten  $RC$  kallas kretsens tidskonstant  $\tau$ .



Figur 7a och b.

Ett RC-högpasfilters svar på en pålagd stegspänning är en exponentiellt avtagande spänning (figur 8):

$$U = U_0 e^{-\frac{t}{RC}}$$



Figur 8.

dvs pulsfallet har samma förlopp som urladdningen av en kondensator. Efter tiden

$$t = \tau = RC \text{ är } U = U_0 e^{-1} = 0,37 U_0.$$

Vidare kan lätt visas att:  $\frac{\Delta U}{U_0} = 1 - e^{-2\pi T f_u}$

Ur ovanstående uttryck kan  $f_u$  lösas.

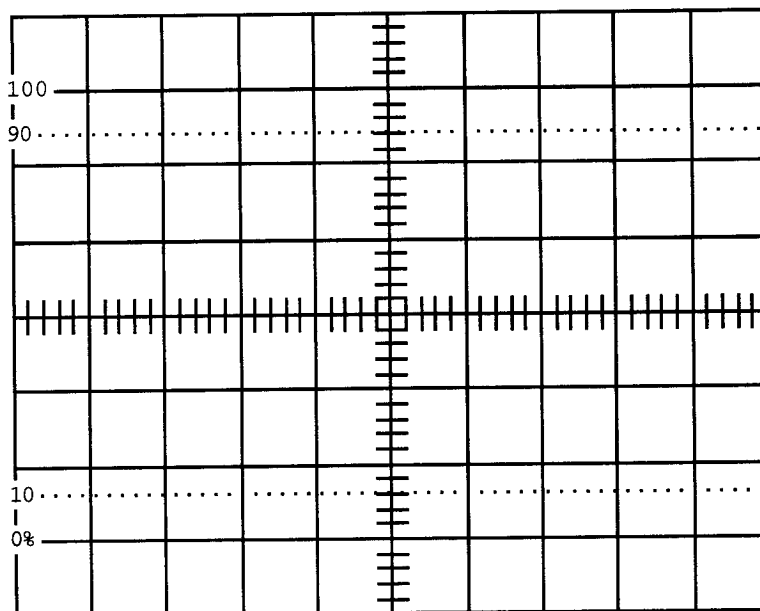
$$f_u = \frac{1}{2\pi T} \ln \frac{1}{1 - \frac{\Delta U}{U_0}}$$

#### Uppgift 4. RC-kretsen som högpasfilter

Konstruera ett högpasfilter med  $C = 10 \text{ nF}$  och  $R$  t ex  $1 \text{ k}\Omega$ . Vad blir gränshfrekvensen?

Mät upp värdet på  $f_u$  på två olika sätt genom att:

- 1) Bestäm  $f_u$  när kvoten  $u_{ut}/u_{in}$  fallit till  $1/\sqrt{2}$ . Använd sinusspänning som tas från funktionsgeneratoren.
- 2) Mät filtrets pulssvar för lämplig pulslängd, och beräkna  $f_u$ . Pulssvaret (= utsignalen från filtret när insignalen är en fyrkantpuls) uppritas i diagrammet.



Oscilloskopets inställning: .....V/ruta, ..... $\mu$ s/ruta

Resultat från bestämningarna av högpasfilterns undre gränshäufigens:

1. Direkt uppmätt värde på  $f_u$ : .....
  2. Pulshöjd: .....  
Pulsfall: .....  
Pulsbredd: .....  
Gränshäufigens  $f_u$ : ..... beräknad ur pulsfallet.
  3. Gränshäufigens  $f_u$ : ..... beräknad ur tidskonstanten.
- Kommentarer:

Ett RC-lågpasfilterns svar på en pålagd stegspänning är en exponentiellt ökande spänning:

$$u = U_0 \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

Spänningen över resistansen var ju

$$U_0 e^{-\frac{t}{RC}}$$

och totalt ligger spänningen  $U_0$  över kretsen.

Den bipolära transistoren kan symboliseras av ett lågpasfilter, när dess högfrekvens-egenskaper behandlas. Utsignalen från ett förstärkarsteg, om bara dess högfrekvens-egenskaper betraktas, kommer att utgöras av en exponentialfunktion enligt ovan om insignalen är en stegfunktion.

Den tid det tar för utspänningen att öka från 10% till 90% av slutvärdet kallas förstärkarens stigtid ( $t_r$ ).

### Uppgift 5. RC-kretsen som lågpasfilter.

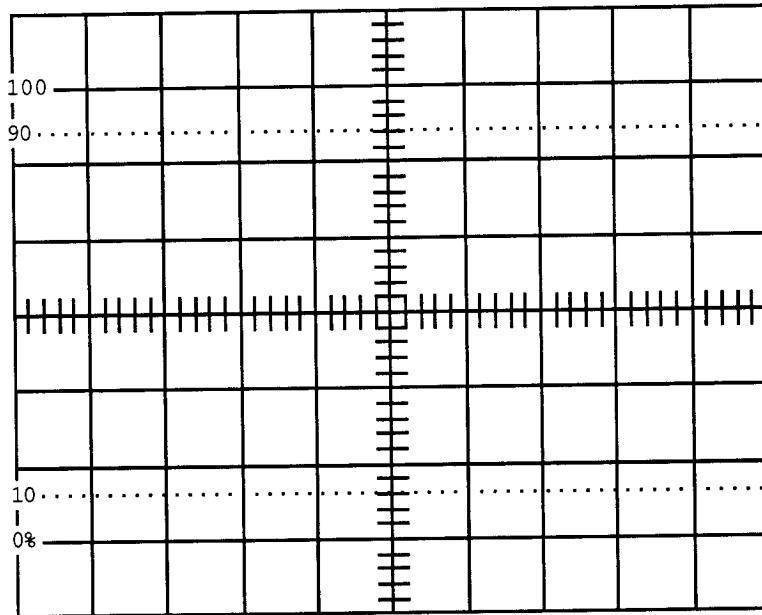
Ju högre övre gränshäufigens är desto kortare är stigtiden. För  $f_0$  exempelvis 1 MHz är den motsvarande stigtiden 0,35  $\mu$ s. Konstruera ett lågpasfilter med gränshäufigens ungefär 300 kHz.

Komponenter  $R = \dots\dots\dots$   $C = \dots\dots\dots$

Mät upp värdet på  $f_0$  på två olika sätt genom att:

- 1) Bestäm  $f_0$  när kvoten  $u_{ut}/u_{in} = \sqrt{2}$ . Använd sinusspänning.

2) Mät upp filtrets pulssvar och beräkna härur  $f_{\delta}$ . Pulssvaret uppritas i diagrammet.



Oscilloskopets inställning: .....V/ruta, ..... $\mu$ s/ruta

Resultat från bestämningarna av lågpassfiltrets övre gränshfrekvens:

1. Direkt uppmätt värde på  $f_{\delta}$ : .....
2. Pulsens egen stigtid: .....  
 Oscilloskopets stigtid: .....  
 Uppmätt stigtid: .....  
 Filtrets stigtid: .....  
 Gränshfrekvens  $f_{\delta}$ : ..... beräknad ur pulssvaret.
3. Gränshfrekvens  $f_{\delta}$ : ..... beräknad ur tidskonstaten.

Kommentarer:

Om vi som avslutning på denna diskussion av RC-kretsar och gränshfrekvenser återvänder till oscilloskopet så är det nu lätt att tänka sig att den seriekondensator som i läge "AC" inkopplas i oscilloskopets ingång tillsammans med inimpedansen bildar ett högpassfilter. Om kondensatorn exempelvis har värdet  $0,1 \mu\text{F}$  och inimpedansen är  $1 \text{ M}\Omega$  får oscilloskopet en undre gränshfrekvens

$$f_u = \frac{1}{2\pi RC} = 1,6 \text{ Hz}$$

Man kan alltså inte mäta hur lågfrekventa signaler som helst med ett "AC"-kopplat oscilloskop. Olika kretsar i oscilloskopet innehåller ofrånkomliga kapacitanser som shuntar (avleder) en del av signalen till jord på samma sätt som kondensatorn i ett lågpasfilter. Oscilloskopet får därför en övre gränshänsfrekvens eller bandbredd som anges av fabrikanten. Ett oscilloskop med en bandbredd på exempelvis 10 MHz (dvs  $f_0 = 10 \text{ MHz}$ ) kan i frekvenshänseende liknas vid ett lågpasfilter med tidskonstanten

$$RC = \frac{1}{2\pi f_0} = 16 \text{ ns}$$

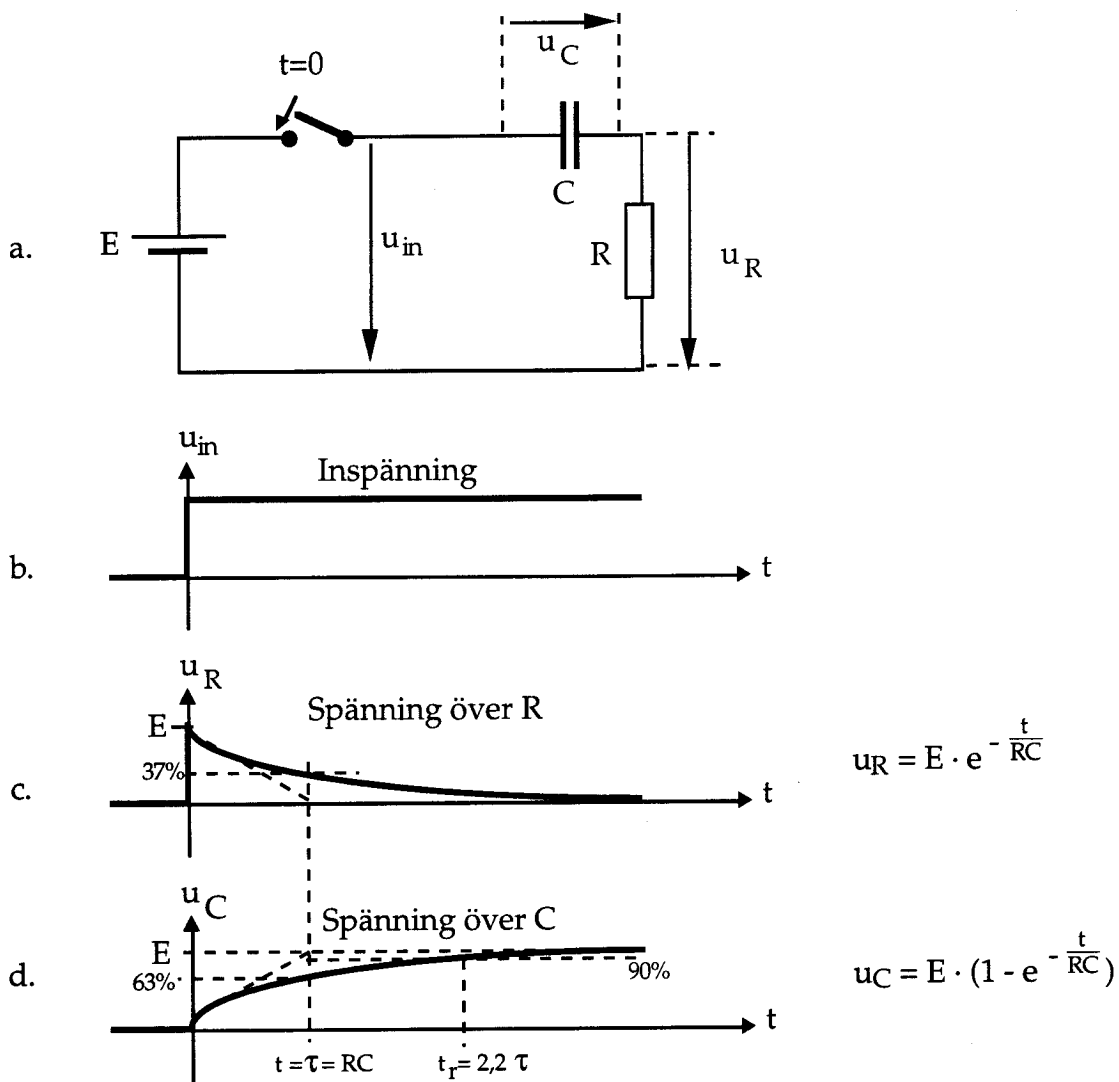
Härur kan oscilloskopets stigtid beräknas till  $t_r = 2,2 \cdot RC = 2,2 \cdot 16 = 35 \text{ ns}$  vilket bör överensstämma med det av fabrikanten uppgivna värdet. För att kunna göra en noggrann mätning av en stigtid krävs att oscilloskopets stigtid är avsevärt kortare mätobjektets. För vissa mätningar däremot är det önskvärt att begränsa bandbredden hos oscilloskopet exempelvis för att minska brus och störningar vid mätningar på låga signalnivåer.

## FYRKANTSVAR FRÅN RC-KRETSAR

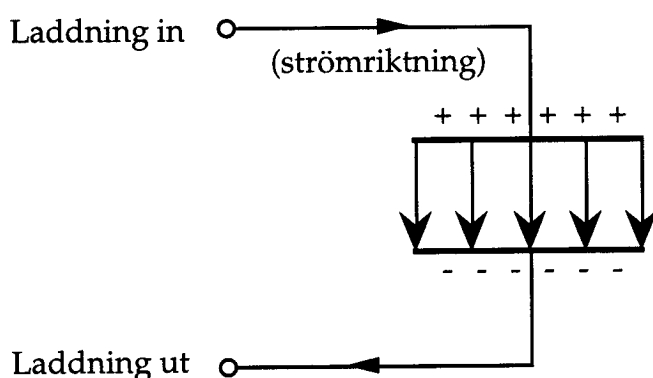
### Högpasfilter.

Antag en RC-krets enligt figur 9 utsätts för ett spänningssprång. Begynnelse- och slutvärde för utsignalen kan vi lätt resonera oss fram till. Utgår vi från att kondensatorn var oladdad och att varje ändring i kondensatorspänning ges av  $1/C$  så förstår vi att med en ändlig ström kan ej spänningen över kondensatorn ändras förrän en ändlig tid förflutit. (Spänningen över en kondensator kan ej ändras ögonblickligen.) Således förblir kondensatorspänningen noll vid tillslaget av kretsen och hela batterispänningen ligger över resistansen. När däremot någon tid förflutit har kondensatorn laddats upp till full batterispänning och strömmen är noll. Detta är detsamma som att säga att likström ej kan passera en kondensator. Självklart måste slutvärdet av spänningen över resistansen vara noll när strömmen är noll. Som bekant följer spänningen över resistansen och kapacitansen exponentialfunktioner mellan extremvärdena (figur 9).

Det kan här vara av intresse att studera strömmen genom en kondensator. När en kondensator laddas (figur 10) strömmar positiva laddningar till den övre plattan och ger upphov till fältlinjer genom dielektrikum. Fältlinjerna slutar på negativa laddningar på den undre plattan. Dessa negativa laddningar motsvarar det laddningsunderskott som uppstår då positiva laddningar strömmar bort från den undre kondensatorplattan. Nettoeffekten blir att positiva laddningar tycks strömma genom kondensatorn trots att ingen direkt förbindelse finns, s.k. förskjutningsströmmar.



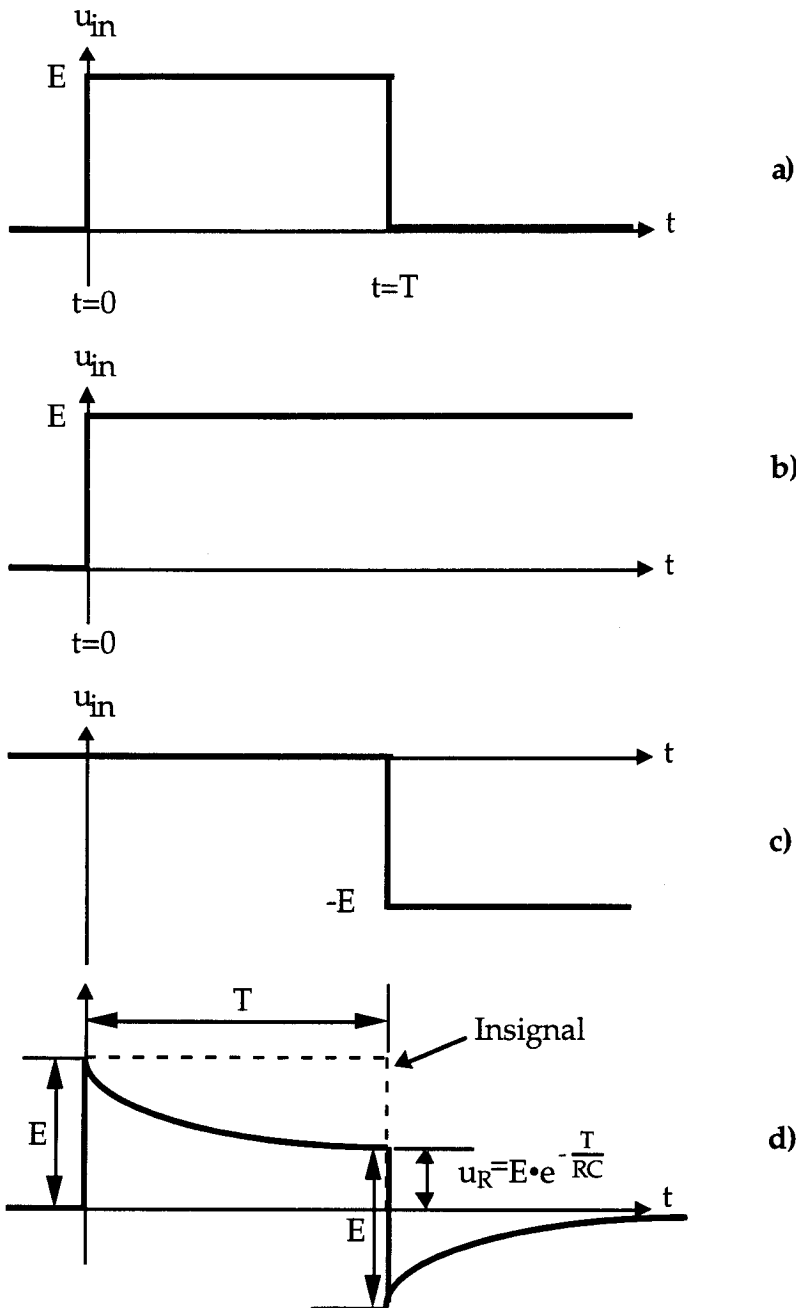
Figur 9.



Figur 10.

Låt oss nu studera pulssvaret från RC-kretsen i figur 9 för en fyrkantpuls. Enligt figur 11 bör pulssvaret kunna betraktas som summan av ett spänningssprång  $+E$  vid  $t = 0$  och ett negativt spänningssprång  $-E$ , vid  $t = T$ . Fram till  $t = T$  är pulssvaret som i exemplet med det enkla spänningssprånget dvs:

$$u_R = E \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$



**Figur 11.** a) Puls på ingången till RC-kretsen. För studium av pulssvaret tänks den inkommande pulsen sammansatt av spänningssprång enligt b) och c). I d) visas pulsen efter transmissionen genom högpasfiltret.

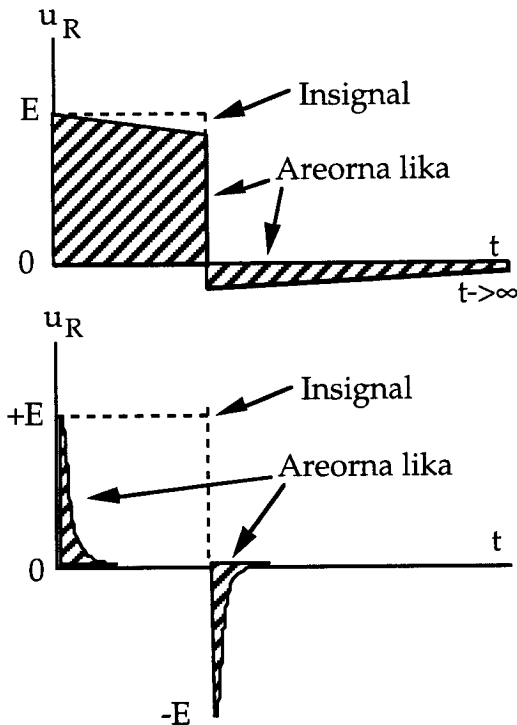
För  $t = T$  faller insignalen abrupt med  $-E$  och då en kondensator ej kan ändra sin spänning ögonblickligen faller också utsignalen med  $-E$ . Utsignalen blir nu negativ och lika med:

$$u_R = E \left( e^{-\frac{T}{RC}} - 1 \right) e^{-\frac{(t-T)}{RC}} \quad \text{för } t > T.$$

Observera den distorsion utsignalen utsatts för på grund av passagen genom RC-kretsen. Vill man minska denna distorsion måste  $RC \gg T$ . Även om detta villkor är uppfyllt uppstår ändå ett negativt "underskott" och *arean under tidsaxeln är alltid lika stor som arean över tidsaxeln* (figur 12). Likheten i areorna uppstår genom att in- och utgångarna på RC-kretsen är separerade av en kondensator och följaktligen



medelvärdet av likspänningsnivån för utsignalen är noll. För tidskonstanten  $RC$  mycket liten ( $RC \ll T$ ) uppstår en positiv "spik" med amplituden  $E$  vid fyrkantpulsens början och en negativ "spik" av samma storlek vid slutet av pulsen (figur 12 b).



Figur 12.

Kretsar av denna typ brukar kallas differentieringskretsar då utsignalen för fallet  $RC \ll T$  approximerar derivatan av insignalen. Uttrycket bör emellertid enbart användas som en teknisk term och den matematiska betydelsen skjutas i bakgrunden.

Ur Kirchhoffs lag följer:

$$u_{in} = u_R + u_C = i \cdot R + \frac{q}{C}$$

Differentiera med avseende på tiden

$$\frac{du_{in}}{dt} = R \frac{di}{dt} + \frac{i}{C} \quad \text{eller}$$

$$C \frac{du_{in}}{dt} = RC \frac{di}{dt} + i$$

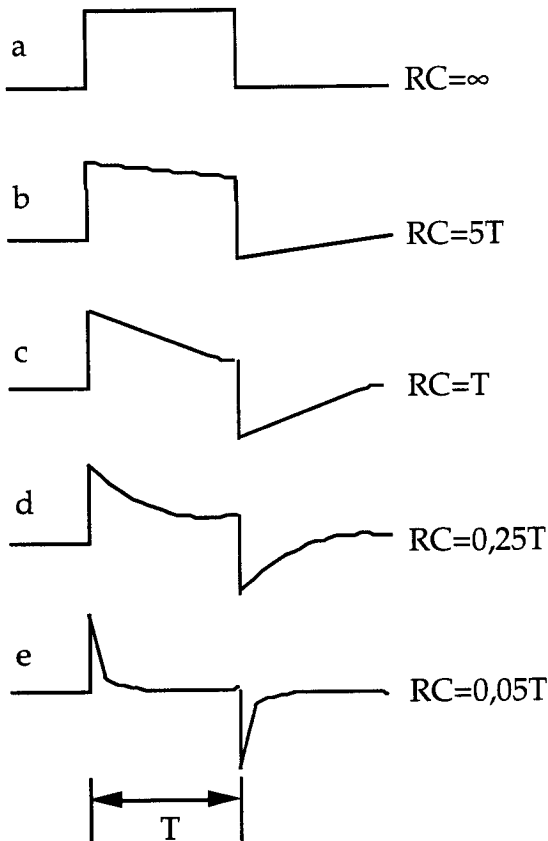
Om nu  $RC$  är tillräckligt liten och  $di/dt$  ej alltför stor kan termen

$$RC \frac{di}{dt} \quad \text{försummas och}$$

$$i \approx C \frac{du_{in}}{dt} \quad \text{eller} \quad u_R \approx RC \frac{du_{in}}{dt}$$

där  $u_R$  är ett mått på hur snabbt kretsen svarar på ett spänningsprång.

I figur 13 visas utsignalen för en fyrkantvåg som insignal i några olika värden på tidskonstanten  $RC$ .



**Figur 13.** Differentiering av fyrkantpuls med bredden  $T$  för olika värden på  $RC$ .

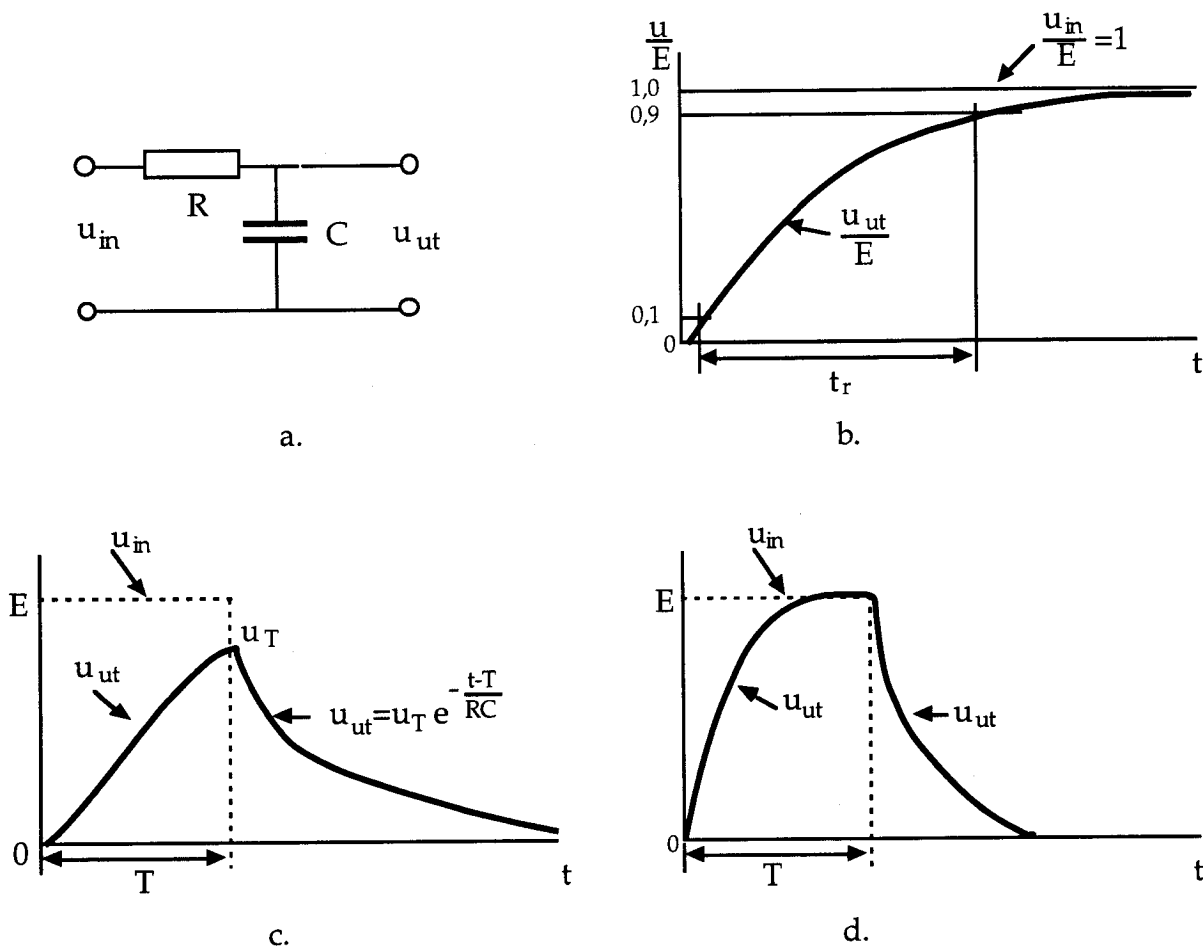
### Lågpasckrets.

Anbringas ett spänningsprång till en  $RC$ -krets av lågpasstyp (figur 14a) erhålles en utsignal över kondensatorn av samma form som i figur 9. dvs:

$$u_C = E \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

Tiden för att nå 10 % av slutvärdet är  $0,1 RC$  och tiden att nå 90 % av slutvärdet är  $2,3 RC$ . (figur 14b.) Differensen mellan dessa två värden är  $2,2 RC$  och motsvarar stigtiden  $t_r$  vilken ger oss en indikation om hur snabbt kretsen svarar på ett spänningsprång. Pulssvaret för en fyrkantpuls med bredden  $T$  blir för  $t < T$  givetvis lika med pulssvaret för spänningsprånget. För tider  $t > T$  faller utsignalen mot noll med tidskonstanten  $RC$  (figur 14c). Observera den distorsion pulsen utsätts för framför allt att pulsens utsträckning i tiden alltid är större än  $T$ . Vill man minimera

denna distorsion måste stigtiden vara liten jämfört med pulsbredden. Väljer vi exempelvis  $f_0 = 1/T$  blir  $t_r = 0,35 T$ . Utsignalens utseende visas i figur 14d. För många tillämpningar kan detta betraktas som en tillfredsställande återgivning av insignalen. Vi får då tumregeln att *pulsens utseende bevaras hyggligt om den övre gränshfrekvensen är approximativt lika med reciproka värdet av pulsbredden*. För att återge en  $0,5 \mu s$  puls krävs alltså en övre gränshfrekvens av storleksordningen 2 MHz.

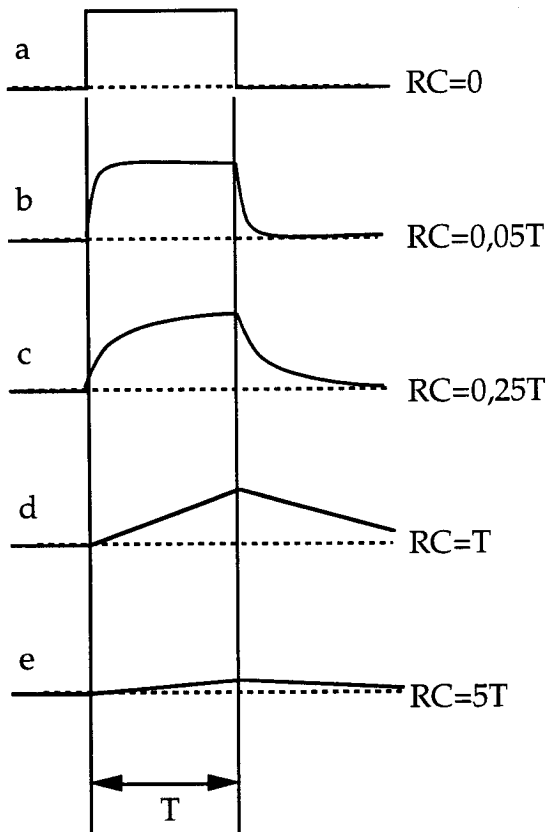


**Figur 14.** a) RC-lågpassfilter. b) Pulssvar från RC-lågpasskrets för spänningssprång, c) Pulssvar för fyrkantpuls med längden  $T$ . d) Pulssvar från RC-krets för fallet  $f_0 = 1/T$ .

Om tidskonstanten för kretsen i figur 14a är mycket stor jämfört med tiden för förändringen i insignalen kallas kretsen en integrator. Under dessa förhållanden blir spänningsändringen över  $C$  mycket liten jämfört med spänningsändringen över  $R$  och strömmen bestäms av resistansen. Denna ström är  $U_{in}/R$  och utsignalen över  $C$  blir

$$u_{ut} = \frac{1}{RC} \int u_{in} dt$$

Utsignalen är alltså proportionell mot integralen av insignalen. I figur 15 visas utsignalen för en fyrkantvåg som insignal för några olika värden på tidskonstanten  $RC$ .

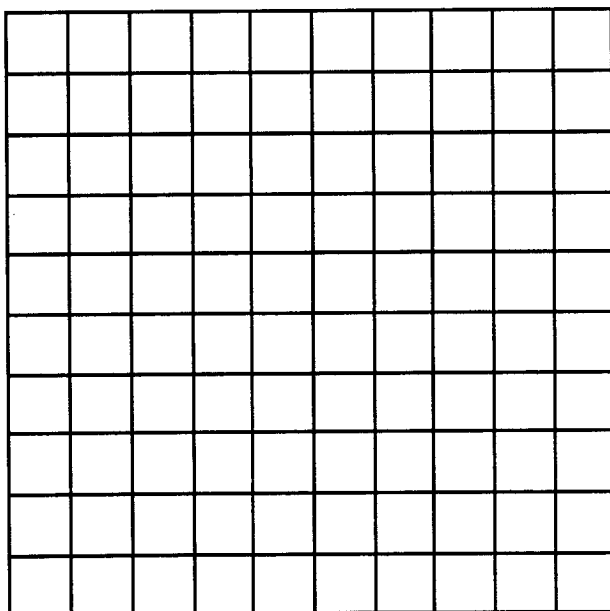


Figur 15.

**Uppgift 6.**

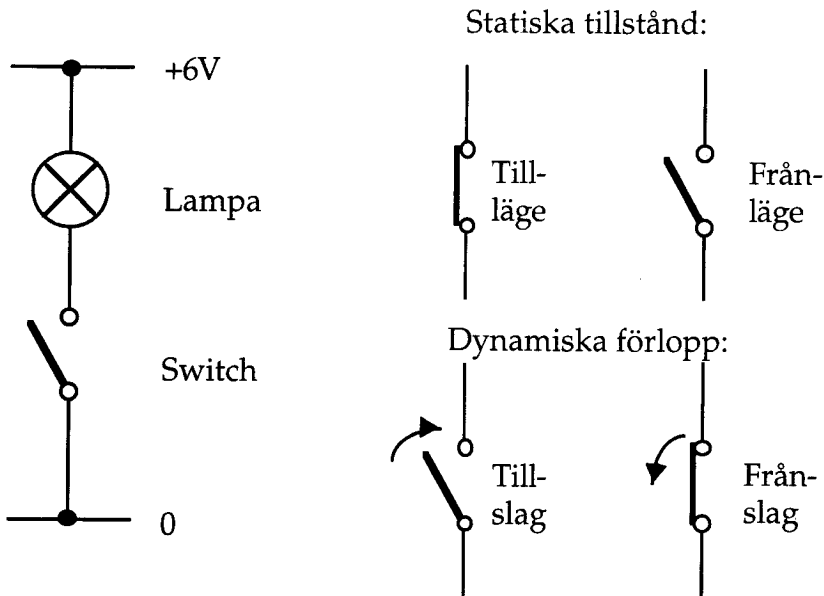
Konstruera ett RC-högpas och -lågpassfilter så att Du kan reproducera figur 13 resp. figur 15 genom att låta R och C variera.

Använd oscilloskop och pulsgenerator med lämpligt valda värden på pulsbredden T för studium av de fenomen som diskuteras i det föregående. Rita pulsformer och ange RC-konstanter. Förklara kurvformernas utseende.



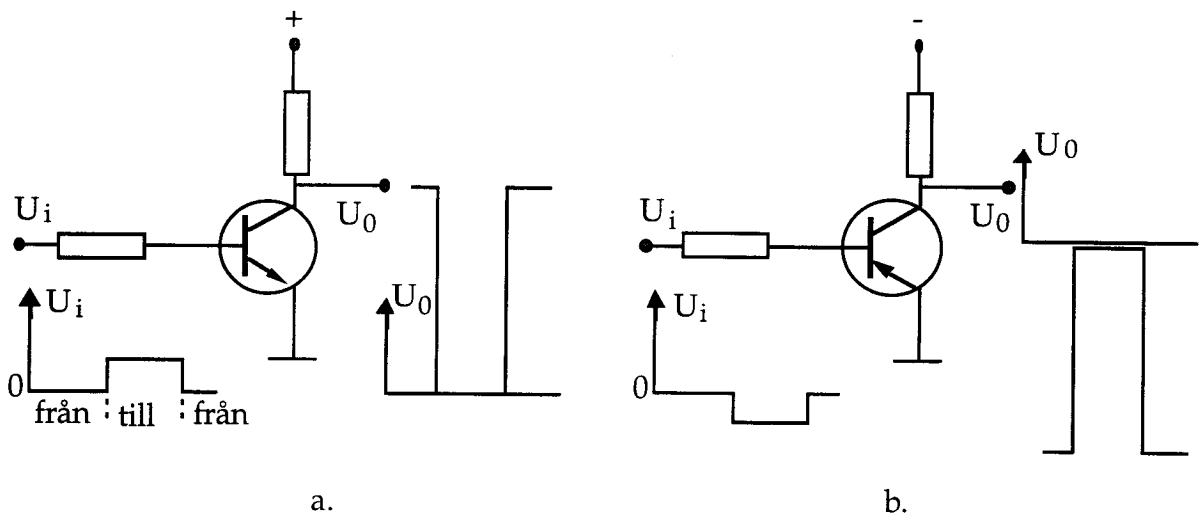
## TRANSISTORN SOM SWITCH

En switch har till uppgift att bryta eller sluta strömmen från en strömkälla till en belastning. För olika uppgifter ställs olika krav på switchen. De viktigaste av dessa krav kan hänföras till två statiska tillstånd, till- och frånläge, och två dynamiska förlopp, till- och frånslag, (figur 16).



**Figur 16.** Principen för en switch samt terminologin för dess två lägen och omslagen mellan dem.

Transistorer utgör utmärkta switchar, som snabbt kan slås till och från och som har både högt motstånd i frånläge och lågt motstånd i tilläge. De kan därför i många fall ersätta mekaniska reläer. Transistorswitchar är mycket snabba men har som regel sämre statiska egenskaper än mekaniska reläer. En förutsättning för konstruktionen av digitala system är tillgång till snabba och billiga switchar. Transistorns tillkomst var en nödvändig förutsättning för den moderna digitala teknikens genombrott. Exempel på switchar med bipolära transistorer visas i figur 17.



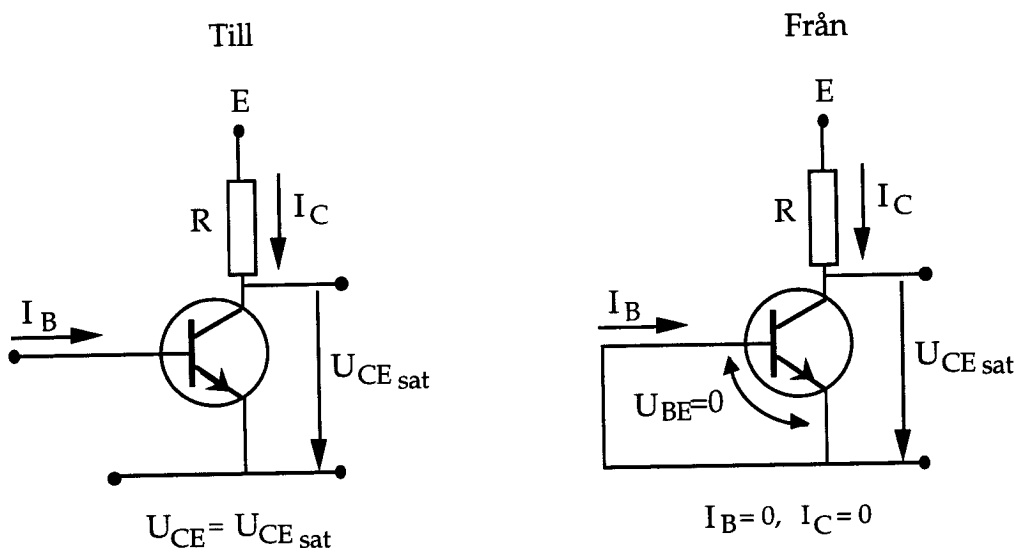
**Figur 17.**

Några önskvärda egenskaper hos en switch.

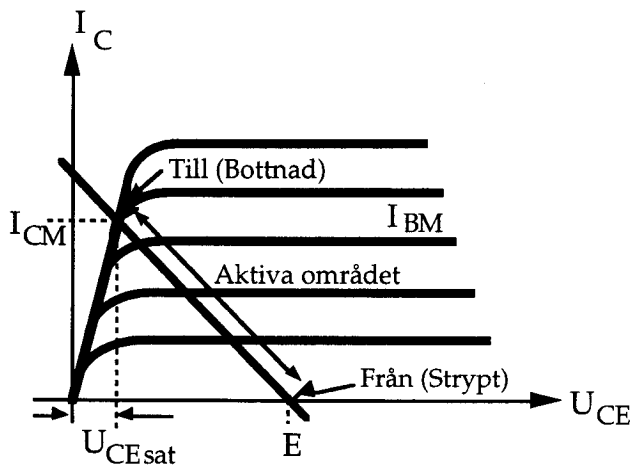
1. Högt isolationsmotstånd mellan switchkontaktarna då switchen är i läge från. Särskilt högt isolationsmotstånd har JFET- ( $\approx 10^{11} \Omega$ ) och även MOS-transistorer ( $\approx 10^{10} \Omega$ ) medan vanliga bipolära transistorer har något lägre ( $10^7$ - $10^8 \Omega$ ).
2. Lågt motstånd då switchen är sluten. Vanliga transistorer är här bra, c:a 0,2 V spänningsfall vid 50 mA ström motsvarande  $4 \Omega$  är typiskt. Även fält-effekttransistorer kan ha frammotstånd på några tiotals ohm.
3. God isolation mellan styrkrets och switchkontakter. MOS-transistorer ger en bra isolation ( $\approx 10^{14} \Omega$ ) både i från- och tilläge beträffande styrkretsens ena anslutning medan den andra är gemensam med switchens egen pol. Detsamma gäller JFET men isolationen är här lägre ( $\approx 10^{11} \Omega$ ). En vanlig bipolär transistor kan ha en basström på c:a  $10^{-8}$  A då switchen är i frånläge och vid till-läge blir basströmmen  $I_C/h_{FE}$  dvs den bestäms av den ström som skall passera och isolationen är alltså ganska dålig.

### Bottning och strypning.

Den i pulskretsar oftast förekommande switchen är den vanliga bipolära transistoren. För kopplingen i figur 18 erhålls en belastningslinje enligt figur 19. Vi kan här urskilja tre områden av vilka vi förut endast använt oss av det aktiva (tabell 1), dvs det område där emitter-bas dioden är framspänd och kollektor-bas dioden backspänd.



Figur 18.



Figur 19.

Tabell 1

Område	Emitter-bas diod	Kollektor-bas diod
Från(strypt)	Backspänd	Backspänd
Aktiva	Framspänd	Backspänd
Till (bottnad)	Framspänd	Framspänd

När vi använder transistorn som switch utgör det aktiva området endast ett övergångsområde mellan de två tillstånden, till-läget (kollektor-emitter spänningen låg då både emitter-bas dioden och kollektor-bas dioden är framspända) med strömmen  $I_{CM}$  och från-läget då bägge pn-övergångarna är backspända och  $I_C = 0$ . I till-läge sägs transistorn vara bottnad och i från-läget strypt. Det är kollektormotståndet  $R_C$  som begränsar kollektorströmmen i till-läge till värdet  $I_C = E/R_C$ . För att få transistorn i till-läge fordras en viss basström  $I_{BM}$ . Storleken av den för bottning nödvändiga basströmmen blir

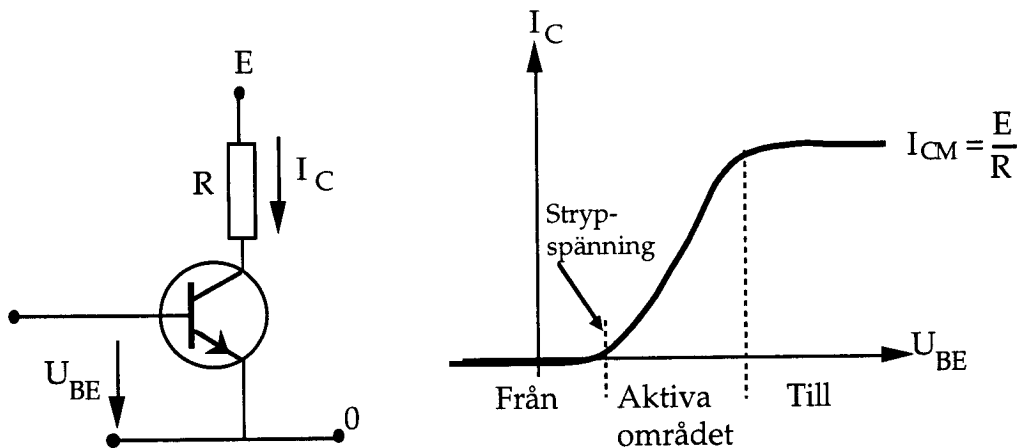
$$I_B \geq I_{BM} = \frac{I_{CM}}{B}$$

Man måste därför alltid se till att en transistor får tillräcklig basström i till-läge, dvs att den bottnas ordentligt. För exempelvis i tilläge  $I_{CM} = 100 \text{ mA}$  och  $B = 20$  blir basströmmen  $I_{BM} = 5 \text{ mA}$ . I praktiken kanske man väljer  $I_B = 10 - 20 \text{ mA}$  för att vara helt säker att transistorn bottnar ordentligt. Bottnar man en transistor för hårt blir emellertid de dynamiska egenskaperna, speciellt frånslagstiden, försämrade. Drivningen blir därför alltid en kompromiss mellan statiska och dynamiska egenskaper.

Spänningsfallet över en ideal switch som står i tilläge bör vara noll. Kollektor-emitter spänningen för en väl bottnad transistor brukar betecknas  $U_{CE}(\text{sat})$  och rör sig om c:a  $0,1 - 0,2 \text{ V}$ .

Transistorn bringas normalt till från-läge genom att basen påförs en spänning som stryker kollektorströmmen. I figur 20 ser man att transistorn strypts när bas-

spänningen avtagit till ett visst värde, strypspänningen (storleksordningen 0,5 V för en kiseltransistor). För att hålla transistorn säkert strypt brukar man lägga basspänningen vid ett lägre värde, ofta  $U_{BE} = 0$  eller hålla  $U_{BE}$  negativ i frånläge.

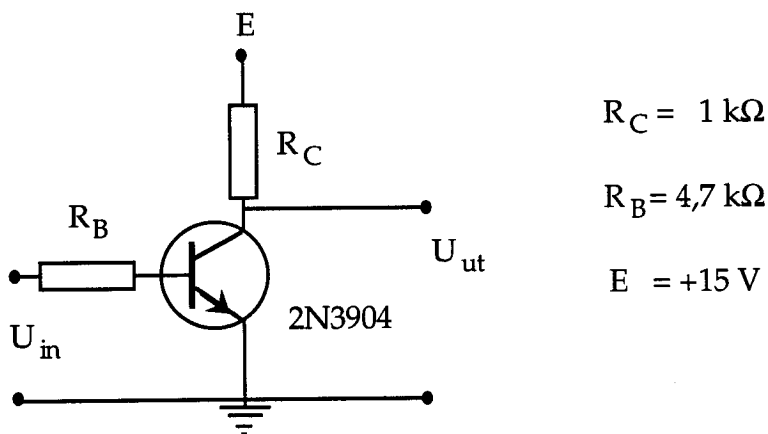


Figur 20.

Sammanfattningsvis kan alltså en transistorswitch bringas i till-läge, dvs bottnas, om basen matas med en tillräckligt stor basström och strypas om basspänningen understiger strypspänningen.

### Transistorswitchens statiska egenskaper.

#### Uppgift 7. Bipolärtransistorn som switch.



Figur 21.

För kretsen i figur 21 gäller allmänt att

$$I_C(\text{max}) \approx \frac{E}{R_C} \quad \text{dvs} \quad I_C(\text{max}) \approx \dots\dots\dots \text{mA}$$



Ur datablad erhålles  $h_{FE} = B = \dots\dots\dots$

För att transistorn säkert skall bottna skall  $I_B > \dots\dots \mu A$ .

Eftersom  $U_{BE} \approx \dots\dots\dots V$  skall alltså  $U_{in} > \dots\dots\dots V$  för full utstyrning av transistorn.

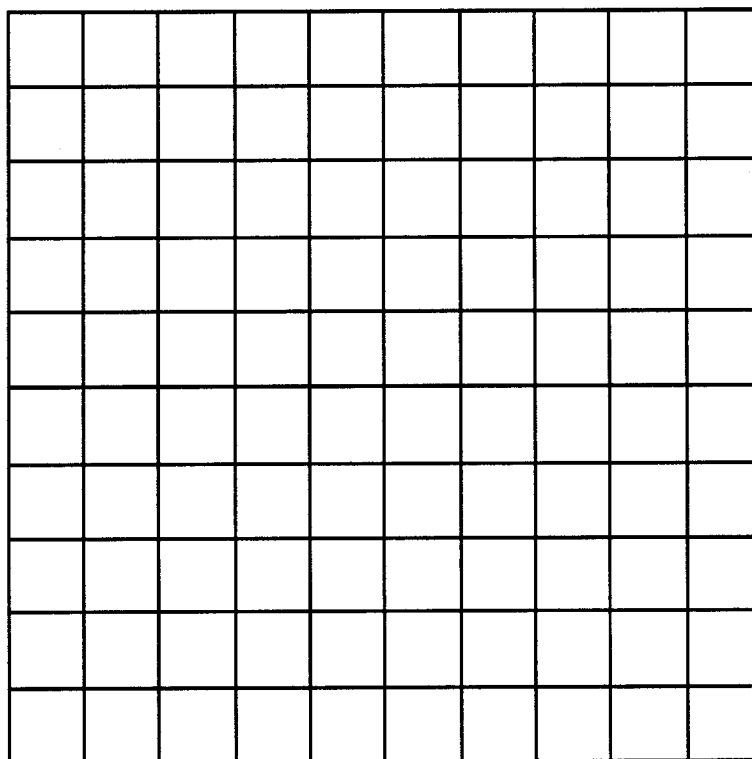
Koppla upp kretsen.

Låt  $U_{in}$  vara en likspänning. Välj  $U_{in}$  enligt beräkningar ovan och mät upp  $U_{CE} (sat)$  med hjälp av oscilloskopet.

	experimentellt	enligt datablad
$U_{CE}(sat)$		

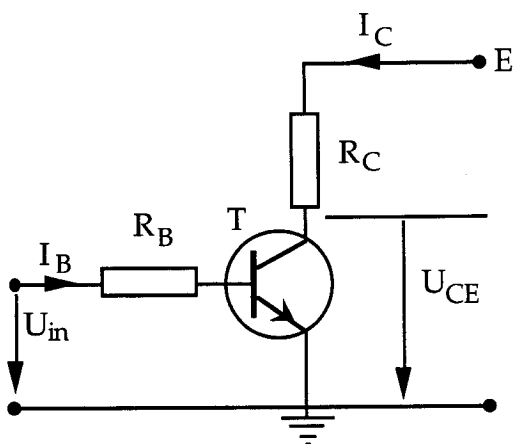
### Uppgift 8.

Mät för olika basspänningar  $I_C$  och  $I_B$  för de ovan angivna värdena på  $R_C$  och  $R_B$  och rita upp  $I_C$  mot  $I_B$ . Ur denna figur kan minimumvärdet av  $I_B$  erhållas för bottning av transistorn. Bestäm också värdet på  $h_{FE}$ .

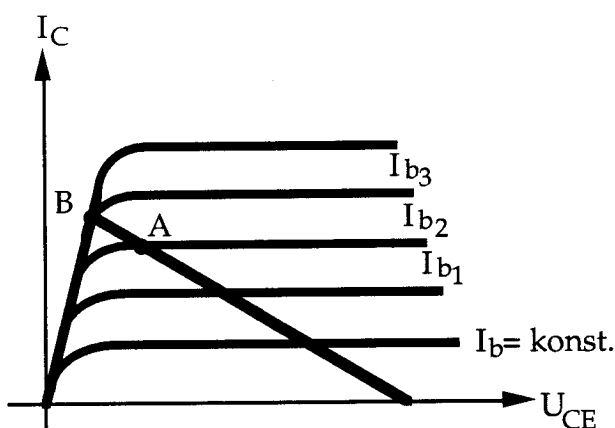


## Transistorswitchens dynamiska egenskaper.

För kopplingen i figur 22 erhålls en belastningslinje enligt figur 23. Om basen drives med strömmen  $I_{b1}$  ligger arbetspunkten i A och switchen drives ej till full mättnad. Om den drives med  $I_{b2}$  eller med ändå högre ström ligger arbetspunkten i B och switchen är mättad. För  $I_b > I_{b2}$  minskar ej  $U_{CE}$  ytterligare. Vid full mättnad är både emitter-bas dioden och kollektor-bas dioden framspända.



Figur 22.

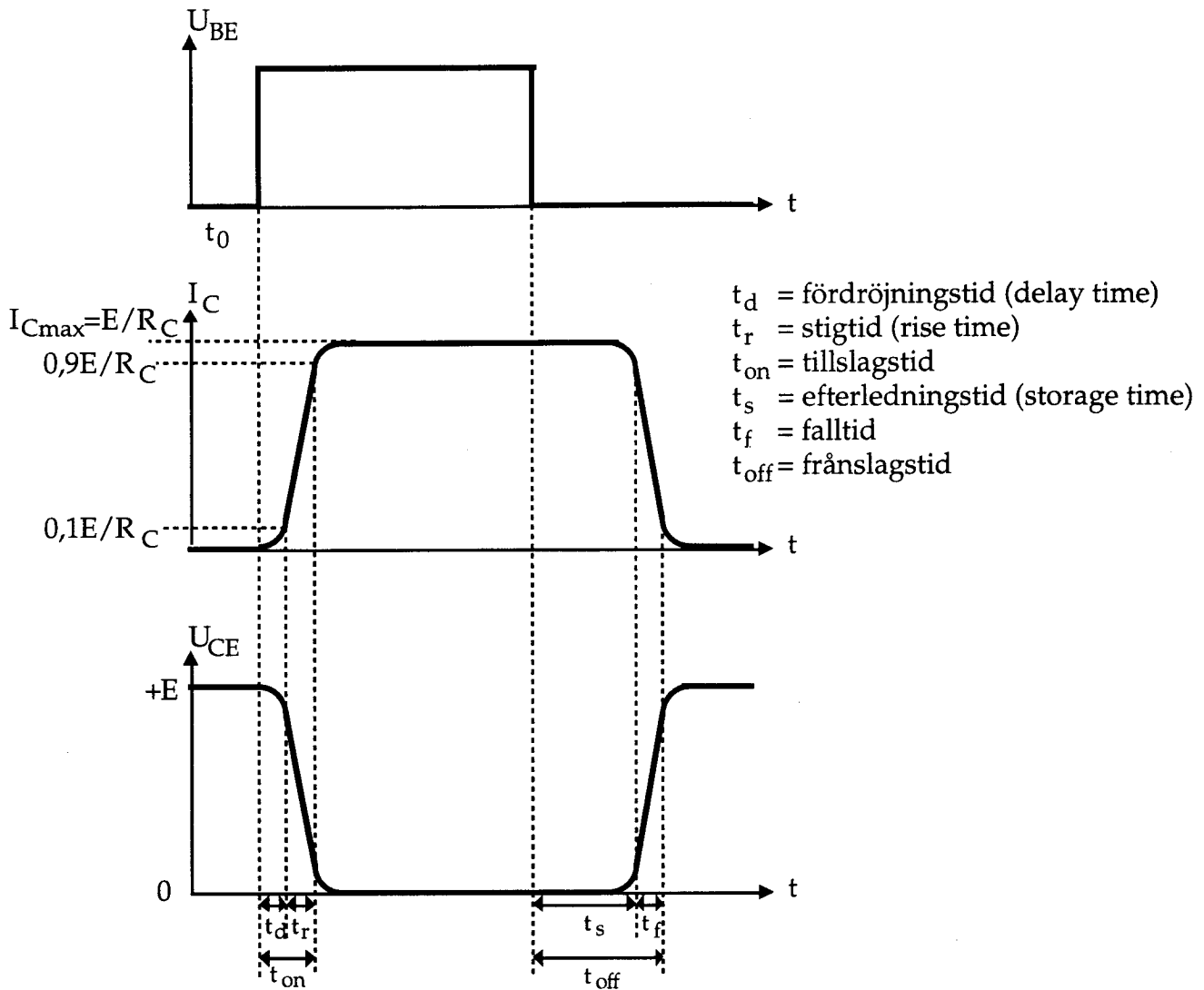


Figur 23.

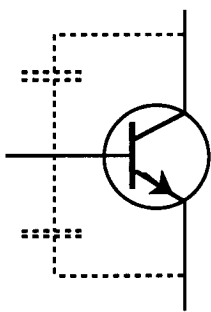
Av intresse är kollektorströmmens till- och frånslagstider då basströmmen slås till och från.

I figur 24 visas kollektorström och kollektorspänning för en rektangulär baspuls med kort stig- och falltid. I figuren går  $U_{BE}$  språngartat till ett positivt värde. Härvid antar inte  $I_C$  omedelbart sitt slutvärde  $E/R_C$ .  $t_d$  markerar en fördröjningstid innan transistorn börjar leda,  $t_r$  en stigtid från 10 till 90 % vars längd beror av om transistorn drivs mättad eller ej (stigtiden minskar vid hårdare mättnad).  $t_s$  är en efterledningstid som ökar vid hårdare mättnad och  $t_f$  är falltid som är ungefär lika stor som  $t_r$ .  $t_s$  försvinner praktiskt taget då switchen drivs omättad men kan annars bli ganska stor. Ur denna synpunkt är det alltså ej önskvärt med mättnad. Mättnad medför å andra sidan lägre spänningsfall dvs lägre effektförlust i switchen.

I figur 25 är bas-emitter- och bas-kollektor-kapacitanserna utritade. Under tiden  $t_d$  laddas transistorns ingångskapacitans till den bas-emitterspänning (ca 0,6 V för Si) som krävs för att transistorn skall börja leda. Arbetspunkten är nu i början av det aktiva området (emittern framspänd och injektionen av ström i basen startar). Kollektorströmmen ökar nu mot sitt mättnadsvärde  $E/R_C$ . Detta kräver emellertid en ändlig tid,  $t_r$ , beroende på en viss fördröjning mellan bas och kollektorströmmarna (laddningsbärarna har ändlig transporttid). Kollektorkapacitansen ökar (funktion av kollektorspänningen) och måste laddas genom seriemotståndet i kollektorkretsen dvs väsentligen  $R_C$ .  $t_r$  är i viss mån beroende på transistorns högfrekvensegenskaper.



Figur 24.



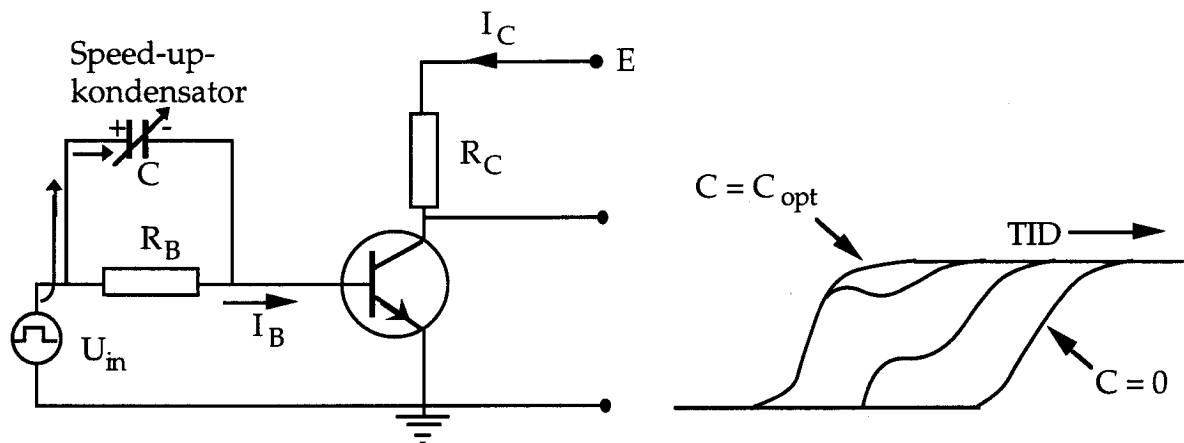
Figur 25.

Transistorn kvarstår i till-läget så länge basströmmen bibehålls. Kollektorströmmen faller emellertid först efter tiden  $t_s$ . Vid mättnad är både emitter-bas- och kollektor-bas-dioderna framspända och kollektorn injicerar minoritetsbärare i basen. Detta orsakar ett överskott av minoritetsbärare i basen. En mättad transistor kan ej återgå till "normala förhållanden" förrän detta överskott eliminerats. Tiden  $t_s$  är ett mått på tiden för minoritetsbärarna i basen att genom rekombination nå den koncentration som svarar mot gränsen mellan mättnadsområdet och det aktiva området. Fördröjningstiden är således relaterad till en rekombinationsprocess. Tiden  $t_f$ , falltiden, är tiden för arbetspunkten att genomlöpa belastningslinjen i det aktiva området till det ströpta tillståndet.

För att erhålla snabb switchning krävs följande:

1. Stor basström vid anbringandet av pulsen.
2. Förhindrande av full mättnad. (Svåraste problemet.)

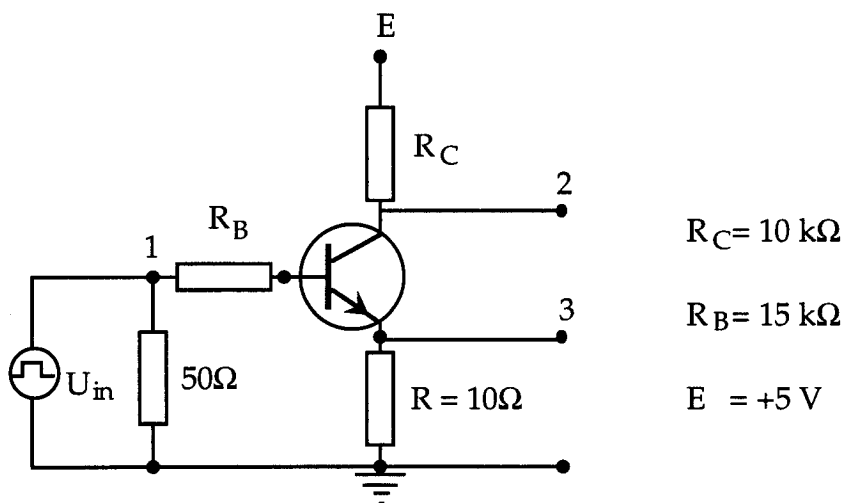
En metod för att erhålla snabb switchning är användandet av en s k speed-up kondensator (figur 26). Kondensatorn verkar vid anbringandet av pulsen i första ögonblicket som en kortslutning och strömmen begränsas enbart av transistorns basemittermotstånd. När inpulsen upphör ser basen en negativ laddning på speed-up kondensatorn varvid basen så gott som omedelbart blir backspänd.



Figur 26.

### Uppgift 9.

Koppla enligt figur 27.



Figur 27.

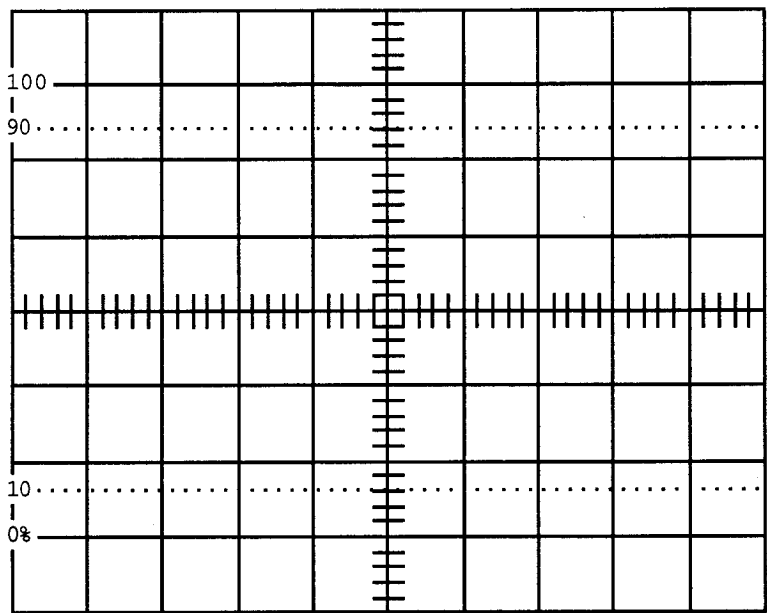
Den ena oscilloskopkanalen ansluts till punkt 1, den andra till 2. Använd probe!  
 Observera att det finns en möjlighet att öka tidsskalan med en faktor 10 (50 ns/cm).  
 Vill Du studera kollektorströmmen kan Du mäta i punkten 3. I annat fall utlämna R i  
 kopplingen.

Pulsgenerator PG 501.

Impuls:      Pulslängd    1  $\mu$ s, Pulsperiod    200  $\mu$ s och    Amplitud    + 5 V.

a.      Rita upp in- och utpuls.

Ange:  $t_d = \dots\dots\dots$   $t_r = \dots\dots\dots$   $t_s = \dots\dots\dots$   $t_f = \dots\dots\dots$



b.      Ändra  $R_B$  till 2,7 k $\Omega$ .

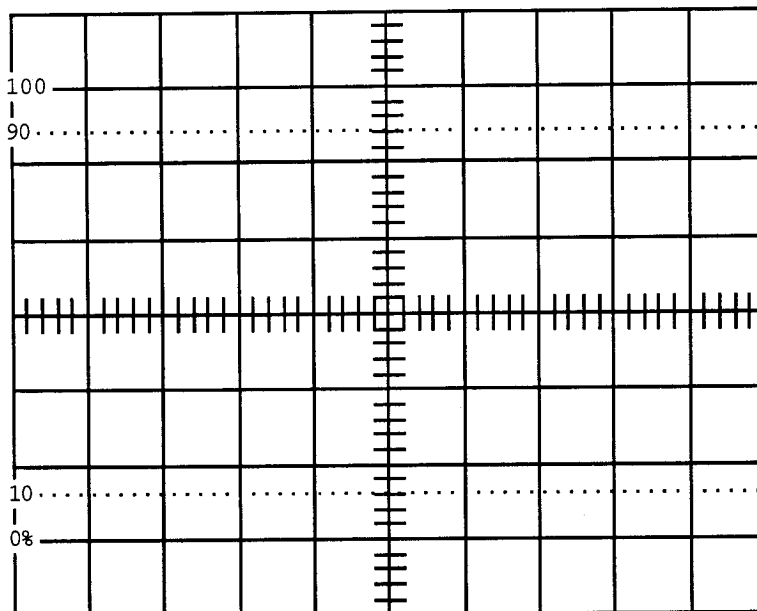
Vilka blir de nya värdena på:

$t_d = \dots\dots\dots$   $t_r = \dots\dots\dots$   $t_s = \dots\dots\dots$   $t_f = \dots\dots\dots$

c. Ändra  $R_C$  till  $330 \Omega$ .

Rita in-ut puls. Vad har ändrats?

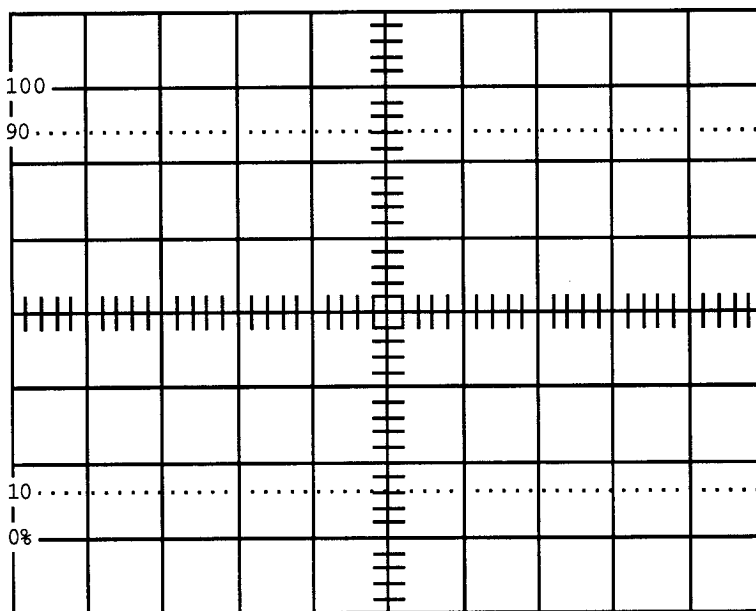
Ange:  $t_d = \dots\dots\dots$   $t_r = \dots\dots\dots$   $t_s = \dots\dots\dots$   $t_f = \dots\dots\dots$



d. Anslut  $150 \text{ pF}$  över  $R_B$ .

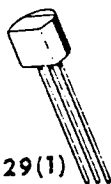
Rita in-ut puls.

Ange:  $t_d = \dots\dots\dots$   $t_r = \dots\dots\dots$   $t_s = \dots\dots\dots$   $t_f = \dots\dots\dots$



2N3903 (SILICON)

2N3904



CASE 29(1)  
(10-92)

NPN silicon annular transistors, designed for general-purpose switching and amplifier applications, features one-piece, injection-molded plastic package for high reliability. The 2N3903 and 2N3904 are complementary with PNP types 2N3905 and 2N3906, respectively.

#### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	40	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CB}$	60	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EB}$	6.0	Vdc
Collector Current	$I_C$	200	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 60^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	310 210 2.81	mW mW mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-55 to +135	$^\circ\text{C}$

#### THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$\theta_{JA}$	0.357	$^\circ\text{C}/\text{mW}$

# 2N3903, 2N3904 (continued)

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Fig. No.	Symbol	Min	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
Collector-Base Breakdown Voltage ( $I_C = 10 \mu\text{A dc}$ , $I_E = 0$ )		$BV_{CBO}$	60	-	Vdc
Collector-Emitter Breakdown Voltage* ( $I_C = 1.0 \text{ mA dc}$ , $I_B = 0$ )		$BV_{CEO}$	40	-	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ( $I_E = 10 \mu\text{A dc}$ , $I_C = 0$ )		$BV_{EBO}$	6.0	-	Vdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = 20 \text{ Vdc}$ , $V_{EB(off)} = 3.0 \text{ Vdc}$ )		$I_{CEX}$	-	50	$\mu\text{A dc}$
Base Cutoff Current ( $V_{CE} = 20 \text{ Vdc}$ , $V_{EB(off)} = 3.0 \text{ Vdc}$ )		$I_{BL}$	-	50	$\mu\text{A dc}$
<b>ON CHARACTERISTICS</b>					
DC Current Gain* ( $I_C = 0.1 \text{ mA dc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ )	2N3903 2N3904	$h_{FE}$	20	-	-
( $I_C = 1.0 \text{ mA dc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ )	2N3903 2N3904		40	-	-
( $I_C = 10 \text{ mA dc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ )	2N3903 2N3904		35	-	-
( $I_C = 50 \text{ mA dc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ )	2N3903 2N3904		70	-	-
( $I_C = 10 \text{ mA dc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ )	2N3903 2N3904		50	150	-
( $I_C = 100 \text{ mA dc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ )	2N3903 2N3904		100	300	-
Collector-Emitter Saturation Voltage* ( $I_C = 10 \text{ mA dc}$ , $I_B = 1.0 \text{ mA dc}$ ) ( $I_C = 50 \text{ mA dc}$ , $I_B = 5.0 \text{ mA dc}$ )	16, 17	$V_{CE(sat)}$	-	0.2 0.3	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage* ( $I_C = 10 \text{ mA dc}$ , $I_B = 1.0 \text{ mA dc}$ ) ( $I_C = 50 \text{ mA dc}$ , $I_B = 5.0 \text{ mA dc}$ )	17	$V_{BE(sat)}$	0.65	0.85 0.95	Vdc
<b>SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS</b>					
Current-Gain-Bandwidth Product ( $I_C = 10 \text{ mA dc}$ , $V_{CE} = 20 \text{ Vdc}$ , $f = 100 \text{ kHz}$ )	2N3903 2N3904	$f_T$	250 300	-	MHz
Output Capacitance ( $V_{CB} = 5.0 \text{ Vdc}$ , $I_E = 0$ , $f = 100 \text{ kHz}$ )		$C_{ob}$	-	4.0	pF
Input Capacitance ( $V_{BE} = 0.5 \text{ Vdc}$ , $I_C = 0$ , $f = 100 \text{ kHz}$ )		$C_{ib}$	-	8.0	pF
Input Impedance ( $I_C = 1.0 \text{ mA dc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ )	2N3903 2N3904	$h_{ie}$	0.5 1.0	8.6 10	k ohms
Voltage Feedback Ratio ( $I_C = 1.0 \text{ mA dc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ )	2N3903 2N3904	$h_{re}$	0.1 0.5	5.0 8.0	$\times 10^{-4}$
Small-Signal Current Gain ( $I_C = 1.0 \text{ mA dc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ )	2N3903 2N3904	$h_{ie}$	50 100	200 400	-
Output Admittance ( $I_C = 1.0 \text{ mA dc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ )		$h_{oe}$	1.0	40	$\mu\text{mhos}$
Noise Figure ( $I_C = 100 \mu\text{A dc}$ , $V_{CE} = 5.0 \text{ Vdc}$ , $R_S = 1.0 \text{ k ohms}$ , $f = 10 \text{ Hz to } 15.7 \text{ kHz}$ )	2N3903 2N3904	NF	-	6.0 5.0	dB
<b>SWITCHING CHARACTERISTICS</b>					
Delay Time ( $V_{CC} = 3.0 \text{ Vdc}$ , $V_{BE(off)} = 0.5 \text{ Vdc}$ , $I_C = 10 \text{ mA dc}$ , $I_{B1} = 1.0 \text{ mA dc}$ )		1, 5	$t_d$	-	35
Rise Time		1, 5, 6	$t_r$	-	35
Storage Time ( $V_{CC} = 3.0 \text{ Vdc}$ , $I_C = 10 \text{ mA dc}$ , $I_{B1} = I_{B2} = 1.0 \text{ mA dc}$ )	2N3903 2N3904	2, 7	$t_s$	-	175 200
Fall Time		2, 8	$t_f$	-	50

\* Pulse Test: Pulse Width = 300  $\mu\text{s}$ , Duty Cycle = 2.0%.

FIGURE 1 — DELAY AND RISE TIME EQUIVALENT TEST CIRCUIT

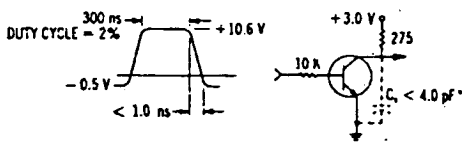
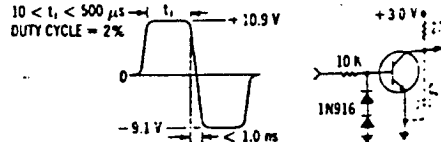


FIGURE 2 — STORAGE AND FALL TIME EQUIVALENT TEST CIRCUIT



\*Total shunt capacitance of test jig and connectors