

LABORATION **ET 13**

OSCILLATORER OCH SVEP

MALSÄTTNING: Att bekanta Dig med några vanliga oscillator- och svepkretsar.

INNEHÅLL:

1. Allmänt om oscillatorer och svep
2. LC-oscillatorn
3. RC-oscillatorer
4. Kristalloscillatorn
5. Blockeringsoscillatorn
6. Millersvep
7. Bootstrapsvep

Handledare: .....

Namn: ..... Nr: ..... Labplats: .....

Laborationen utförd den .....

Laborationen inlämnad den .....

Godkänd den ..... av .....

## 1. ALLMÄNT OM OSCILLATORER OCH SVEP.

## A. OSCILLATORER

En oscillator alstrar en växelspanning av viss form exempelvis sinusform eller pulser. Växelströmseffekten erhålles från en likströmskälla. I princip åstadkommes oscillationen genom att man använder positiv återkoppling från utgången av en förstärkare tillbaka till ingången. I Fig. 1 visas en förstärkare med spänningsförstärkningen,  $F_0$ , ansluten så att en viss del av utsignalen,  $\beta$ , kopplas till ingången via en återkopplingskrets. Utsignalen antages vara i fas med insignalen.

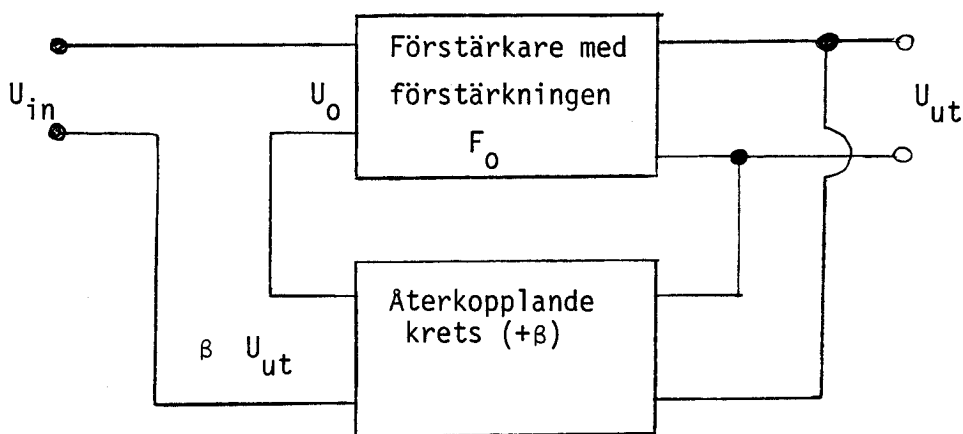


Fig. 1.

Med  $U_{ut} = F_0 U_0$  och

$$U_0 = U_{in} + \beta \cdot U_{ut} \text{ blir}$$

$$\frac{U_{ut}}{U_{in}} = F_{tot} = \frac{F_0}{1 - \beta F_0}$$

När således  $\beta F_0 \rightarrow +1$  går  $F_{tot} \rightarrow \infty$ .

Detta representerar en oscillation och motsvarar att en insignal ej krävs för att ge en utsignal. Ur ekvationen ovan kan vi ju lösa:

$$U_{in} = U_0(1 - \beta F_0), \text{ dvs för slingförstärkningen } \beta F_0 = 1 \text{ kan } U_{in} \text{ vara noll.}$$

Vad menas fysikaliskt med att  $F_{tot} \rightarrow \infty$ . I praktiska kretsar existerar givetvis ingen oändlig förstärkning. Det matematiska resultatet  $F_{tot} \rightarrow \infty$  för  $F_0 \beta \rightarrow 1$  betyder att om  $F_0$  vore konstant skulle  $F_{tot} \rightarrow \infty$ . I praktiken faller  $F_0$  när insignalen  $U_0 = U_{in} + \beta \cdot U_{ut}$  ökar.  $F_0$  är förstärkningen enbart för små insignaler  $U_0$ . Eller med andra ord, när  $U_0$  ökar i storlek blir olinjariteter i förstärkaren

signifikanta vilket minskar utsignalen. Denna förstärkningsminskning kan tänkas bero på att utgången mäts eller att arbetspunkten för något av förstärkarens steg förskjuts mot ett område där det aktiva elementets förstärkning är liten. Utsignalens form beror på vilken typ av återkopplande krets som används. Oscillationerna i förstärkaren uppstår när antingen  $\beta$  eller  $F_0$  ökat till den punkt där  $\beta F_0 = 1$ .

I praktiken krävs alltid  $\beta F_0 > 1$  (c:a 1,05 är tillräckligt) för vore  $\beta F_0 \equiv 1$  skulle åldring av komponenter etc kunna påverka kretsen så svängningsvillkoret eventuellt ej uppfylldes. För  $\beta F_0 > 1$  sker en uppbyggnad i signalnivå (givetvis begränsad av olinjariteter) som resulterar i en viss distorsion i utsignalen. I goda oscillatorer hålles emellertid distorsionen låg.

Villkoret att produkten  $\beta F_0 > 1$  och att signalerna adderas garanterar ej en sinusformad oscillation. Vad som krävs är en återkopplande krets av sådan typ att oscillationsvillkoren uppfylles för en enda frekvens. Förstärkningen och/eller fasändringen måste vara inkorrekt för andra frekvenser. Den återkopplande kretsen bör således vara frekvenskänslig med oscillationsvillkoret uppfyllt för en enda frekvens. Exempelvis RC-kretsar eller LC-kretsar är lämpliga. Används en transistor i GE-koppling som förstärkare krävs ytterligare  $180^\circ$  fasvridning vilket kan erhållas med RC-kretsar. I de följande uppgifterna genomgås ett antal olika oscillator typer.

## B. SVEPKRETSAR

En linjär tidbas ger en utspänning av vilken en del varierar linjärt med tiden. En tillämpning av sådana kretsar är i samband med katodstrålerör. Eftersom elektronstrålen sveps linjärt med tiden över rörets skärm kallas kretsen ofta svepkrets. Det allmänna utseendet av en svepspänning visas i Fig. 2.

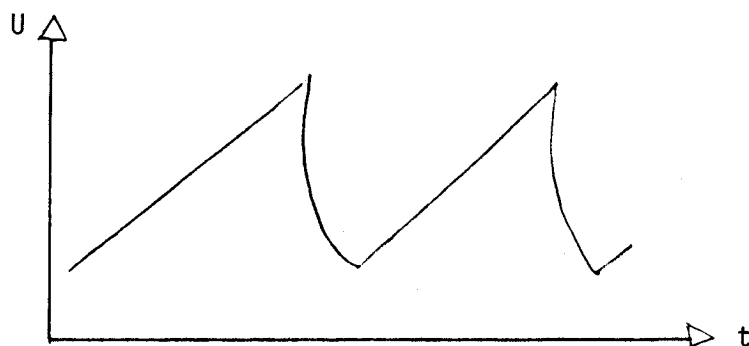
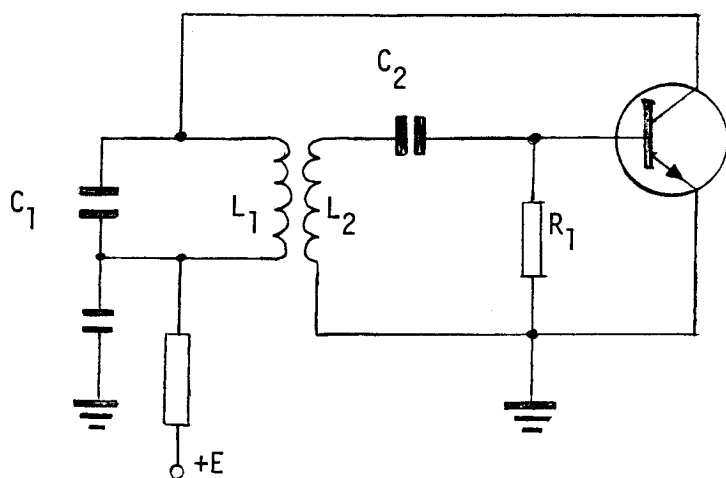


Fig. 2.

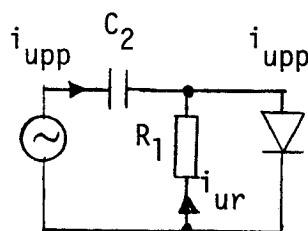
Svepen kan oftast startas (triggas) genom att en yttre signal anbringas till svepkretsen. I laborationen studeras två olika sveptyper.

## 2. LC-OSCILLATORN

Princip: Ofta använder man avstämda LC-kretsar för frekvensbestämning. En kondensator  $C_1$  och den ena lindningen  $L_1$  i en spole bildar en parallellresonanskrets enligt Fig. 3 a. Endast vid resonansfrekvensen byggs en stor spänning upp över kretsen. Den andra lindningen  $L_2$  används för att transformera över växelsignalen till bas-emittersidan. Fasvillkoret uppfylls genom att  $L_1$ - $L_2$  fasvrider  $180^\circ$  och transistoren  $180^\circ$  mellan bas och kollektor. Den till parallellkretsen återmatade förstärkta växelspänningen är således fasvriden  $360^\circ (=0^\circ)$  dvs den är i fas med kretsens egen växelspanning.



a.



b.  $C_2$ - $R_1$  och emitterdioden verkar som en likriktare som laddar upp  $C_2$  till en neg. likspänning.

Fig. 3 a och b.

Bas-emitterdioden kommer att matas med en växelspanning som laddar  $C_2$  med en negativ likspänning (Fig. 3 b). Den negativa likspänningen håller transistoren strypt under största delen av perioden på basväxelspanningen. Endast de positiva topparna på basväxelspanningen får emitterdioden att leda och kollektorströmmen flyter därför i form av korta strömstötar. Mellan strömstötarna sker en viss urladdning av  $C_2$  genom  $R_1$ . Strömstötarna underhåller parallellresonanskretsen. Den signalberoende likspänningen indikerar om oscillatorn svänger vilket alltså kan avgöras med en högohmig voltmeter. Likriktning av denna typ erhålles i olika typer av oscillatorer och polariteten på likspänning beror på hur dioden är vänd alltså på om transistoren är av npn- eller pnp-typ.

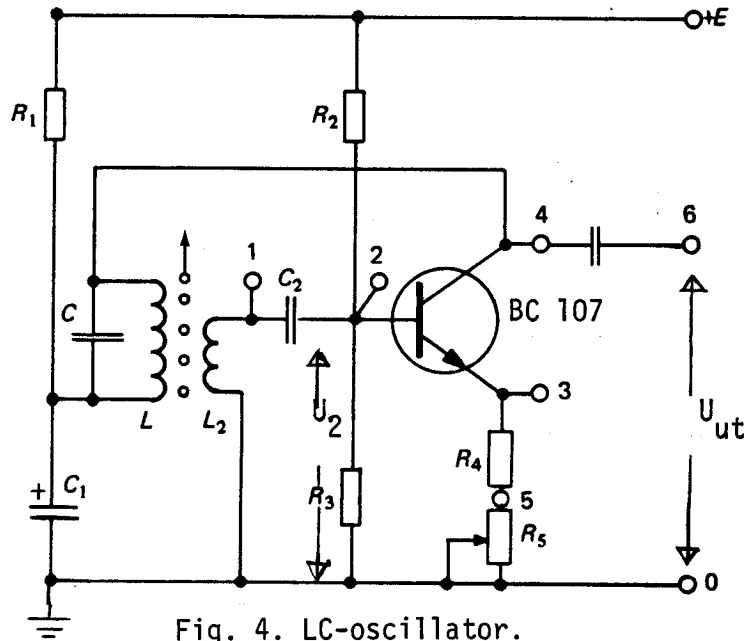


Fig. 4. LC-oscillator.

Vid allmänna mätningar i denna och följande uppgifter skall alla mätinstrument vara inkopplade samtidigt. Varför?

.....  
 .....

Anslut matningsspänningen  $E = +12\text{ V}$  och kontrollera att oscillatorn svänger.

Oscillatorns utspänning  $U_{ut} = \dots\dots\dots$  och frekvens  $f = \dots\dots\dots$

Transistorns växelspanningsförstärkning  $|F_u| = |U_{ut}/U_2| = \dots\dots\dots$

$U_2$  mätes vid siffra 2,  $U_3$  mätes vid siffra 3 etc. (Fig. 4.)

$U_{ut}$  och  $U_2$  är fasförskjutna  $\phi = \dots\dots\dots$

Vad är det som i huvudsak bestämmer oscillationsfrekvensen?

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

LC-oscillatorns beroende av matningsspänningen

Ingen oscillator kan alstra en växelspanning med absolut konstant frekvens. Frekvensen ändras något under uppvärmningen. För att kunna jämföra frekvensdriften hos olika oscillatorer har man infört begreppet frekvensstabilitet, som är kvoten mellan frekvensdriften  $\Delta f$  och resonansfrekvensen  $f$ .

Mät  $U_{ut}$  och frekvensen då matningsspänningen ändras.

E (V)	f (KHz)	$\Delta f$ (KHz)	$U_{ut}$ (V)
+12			
+11			
+10			
+ 9			

### 3. RC-OSCILLATORER

Princip: RC-oscillatorer använder fasvridande RC-länkar mellan kollektor och bas för att åstadkomma den fasvridning på  $180^\circ$  som fordras mellan bas- och kollektorsignalerna. Transistorn bidrar med  $180^\circ$  och fasvillkoret är uppfyllt. Kopplingen framgår av Fig. 5.

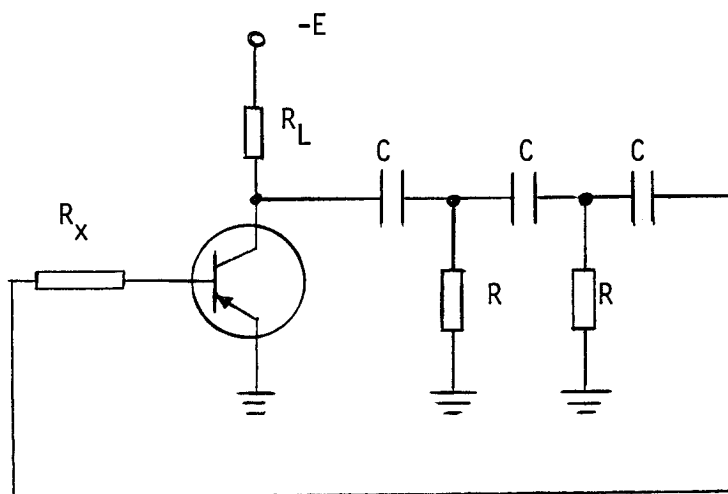


Fig. 5. Princip för RC-oscillator.

Oscillatortypen kallas också fasskiftoscillator. RC-oscillatorer används i huvudsak för att alstra tonfrekventa oscillationer. Önskas en varierbar frekvens användes ett RC-nät i en bryggkoppling, s k Wienbrygga. Principen för en bryggkoppling framgår av Fig. 6. Wienbryggan användes ursprungligen vid frekvensmätning inom tonfrekvensområdet. I dag har den sin viktigaste funktion som selektivt nät i oscillatorer för alstring av sinusspanning. Wienbryggan löser amplitudvillkoret och en förstärkare med två steg löser fasvillkoret. Fasvridningen i varje steg är  $180^\circ$  vilket tillsammans ger en fasvridning på  $360^\circ$  och den återmatade signalen är i fas med insignalen till förstärkaren under villkor att ingen fasvridning uppstår i bryggan.

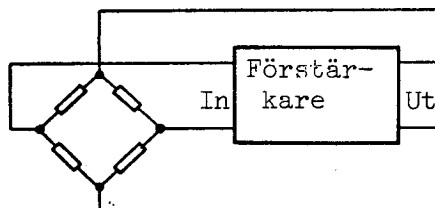


Fig. 6. Princip för bryggoscillator.

Villkoret för att ingen fasvridning skall uppstå i bryggan är att:

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

Samtidigt kan man visa att  $\frac{U_{ut}}{U_{in}} = 3$  vilket innebär att förstärkaren endast behöver förstärka tre gånger.

En princip för oscillator med Wien-brygga i en RC-oscillator och ett kopplingschema för sådan oscillator visas i Fig. 7 a.

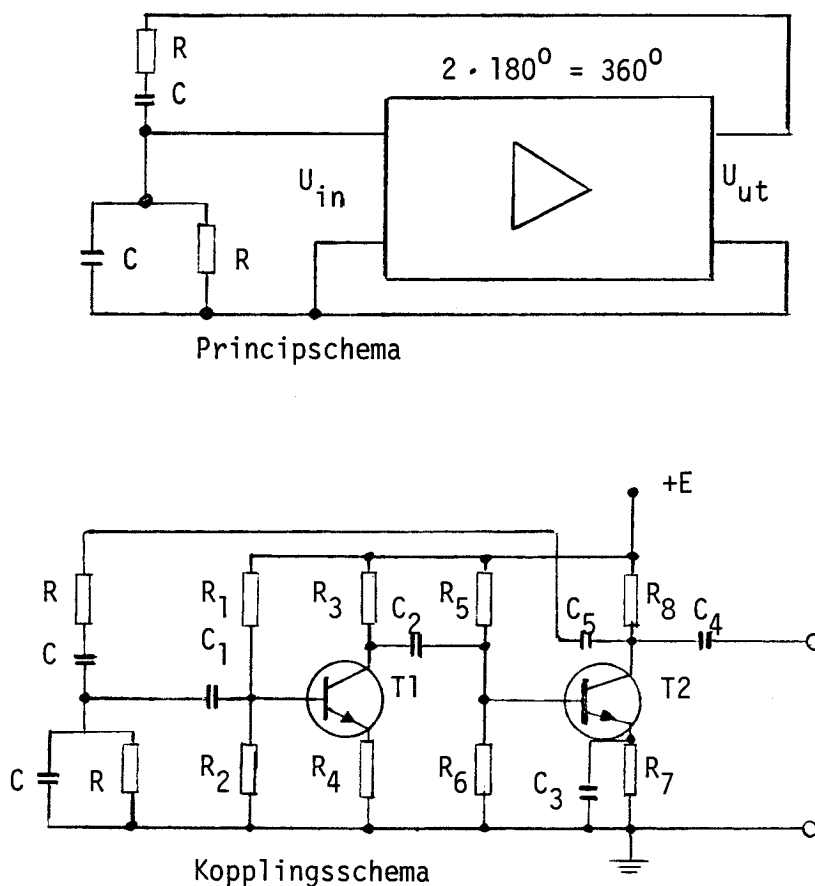


Fig.7 a. Wienbrygga i en RC-oscillator.

## UPPGIFT 2. Fasskiftoscillatorn.

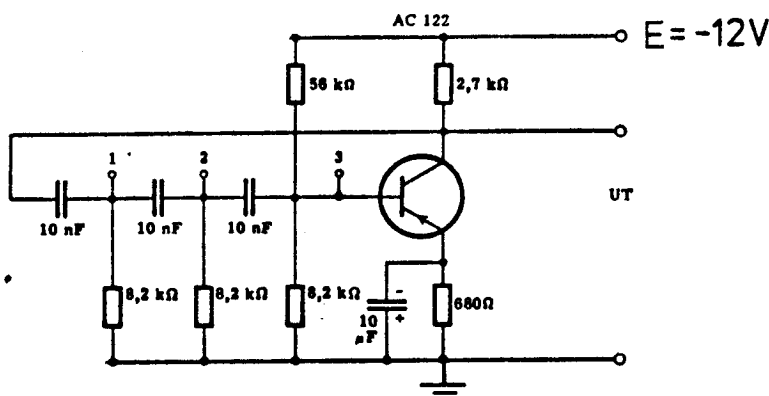


Fig.7 b. Fasskiftoscillatorn.

I kopplingsschemat för oscillatorn (Fig.7 b) har de tre RC-länkarna lika kapacitans och resistansvärden, men observera att resistansen i sista RC-länken kommer att vara parallellkopplad med transistorns inimpedans. När matningsspänningen till RC-oscillatorn anslutes erhåller transistorn en strömstöt vilken innehåller ett komplicerat spektrum. Endast en bestämd frekvens kan återkopplas till transistorn och förstärkas nämligen den för vilken oscillatorn är dimensionerad.

Anslut matningsspänningen  $E = -12\text{ V}$

Utsignalens frekvens uppmätes till  $f = \dots\dots\dots$

Svängningsvillkoret kräver att RC-länkarna tillsammans skall ge upphov till en fasvridning =

Mät med hjälp av oscilloskopet upp fasvridningen  $\phi$  efter varje RC-länk,

	Länk 1	Länk 1 + 2	Länk 1 + 2 + 3
$\phi$			

Kommentar: .....

.....

.....

.....

.....

.....

.....



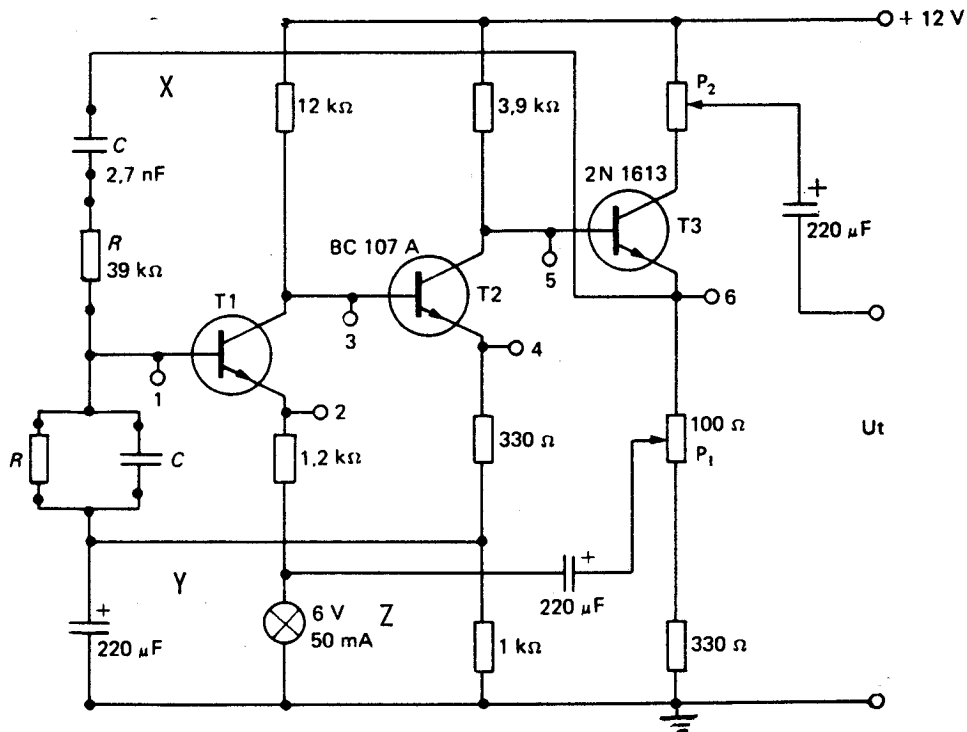


Fig. 8. RC-oscillator med Wienbrygga.

Oscillatorn (Fig. 8.) innehåller en direktkopplad (likspänningskopplad) förstärkare med tre transistorer.  $T_1$  och  $T_2$  arbetar i GE-koppling,  $T_3$  går som emitterföljare (GK).

I förstärkaren finns tre återkopplingsvägar.  $X$  är en positiv, frekvensberoende återkoppling.  $Y$  är en negativ återkoppling av likspänning. Den tjänar till att ge förstärkarens transistorer en lämplig stabiliserad arbetspunkt.  $Z$  är en negativ återkoppling för signalen. Tillsammans med lampans temperaturberoende resistans ger denna motkoppling en amplitudstabilisering av oscillatorns utsignal. Denna utsignal tas ut från potentiometern  $P_2$  i  $T_3$ 's kollektorkrets.

Oscillatorns arbetsfrekvens bestäms av de två resistorerna  $R$  och de två kondensatorerna  $C$  enligt följande samband

$$f = 1/2\pi RC(\text{Hz})$$

$R$  och  $C$  är utbytbara, varför oscillatorns arbetsfrekvens kan väljas inom vida gränser.

Anslut matningsspänningen  $E = + 12 \text{ V}$

Justera potentiometern  $P_1$  så att oscillatorns utspänning  $U_{ut}$  blir så stor som möjligt utan att vara distorderad. Ställ därefter in potentiometern  $P_2$  så att maximal utspänning erhålls. Ändra sedan inte på potentiometrarnas inställning.

Mätningar ger att oscillatorns utspänning  $U_{ut}(\text{max}) =$

och frekvensen  $f = \dots\dots\dots$

Beräkningar ger  $f = \dots\dots\dots$

Kommentar: .....  
 .....  
 .....

Mät med oscilloskop växelspanningarna i punkterna 1 och 6 d v s  $U_1$  och  $U_6$  samtidigt.

Dämpningen  $U_1/U_6 = \dots\dots\dots$  (exp)

$U_1/U_6 = \dots\dots\dots$  (teor)

Kommentar: .....  
 .....  
 .....

Mät fasförskjutningen mellan  $U_1$  och  $U_6$ . Om inkopplingen av oscilloskopet till punkt 1 medför att oscillatoren slutar att svänga, så mät då istället fasskillnaden mellan  $U_3$  och  $U_6$ . Med kännedom om vilken fasvridning man har i transistorsteget T1 kan man då beräkna fasskillnaden mellan  $U_1$  och  $U_6$ .

Fasvinkeln mellan  $U_1$  och  $U_6$  är  $\phi = \dots\dots\dots$  (exp)

$\phi = \dots\dots\dots$  (teor)

Kommentar: .....

#### Matningsspänningens inverkan på utsignalen

Minska matningsspänningen med 25 % dvs från +12 V till +9 V

Detta medför att  $\Delta U_{ut} = \dots\dots\dots$  dvs  $\Delta U_{ut}/U_{ut} = \dots\dots\dots$

$\Delta f = \dots\dots\dots$  dvs  $\Delta f/f = \dots\dots\dots$

Kommentar: .....  
 .....

#### 4. KRISTALLOSCILLATORN.

Princip: Den här studerade oscillatoren av är s k trepunktstyp

dvs parallellresonanskretsen är uppdelad i tre punkter på sådant sätt att en spänningsdelning med reaktanser uppfyller både amplitud- och fasvillkor. För att lättare förstå principen studerar vi Fig. 9 a. Som synes består kretsen av ett GB-steg (hög spänningsförstärkning) med en avstämd krets som kollektorbelastning. Driver vi detta steg med en signalkälla av varierande frekvens erhålles max.förstärkning endast vid den avstämda kretsens resonansfrekvens. Ju högre den avstämda kretsens Q-värde är ju brantare faller förstärkningen på ömse sidor av resonansfrekvensen. Antag att den streckade förbindningen anslutes. Det kan då observeras att den återmatade strömmen till ingången är i fas med

strömmen från signalkällan. Med korrekt fas och tillräcklig förstärkning kan den återmatade effekten tänkas exakt motsvara den effekt som signalkällan avger. Kretsen driver då sig själv och är alltså en oscillator. Effektkällan är naturligtvis stegets likspänningsförsörjning och likströmseffekt förvandlas till växelströmseffekt. Kretsen i Fig 9 b är av exakt samma typ som nu har beskrivits, vilket framgår om vi arrangerar om kretsen i Fig. 9 a, och kallas Hartley-oscillator.

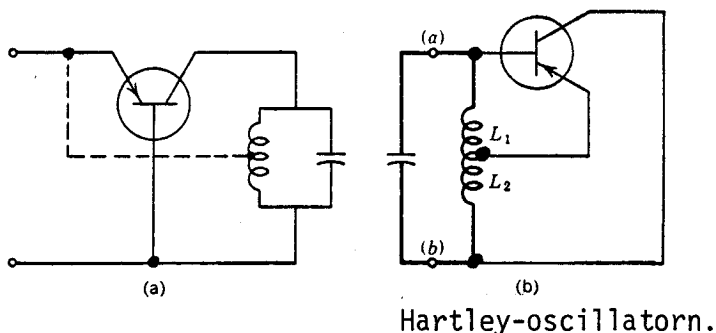


Fig. 9.

Då man i ett system behöver en oscillator med extremt låg frekvensdrift används en styrkristall som frekvensbestämmande element i oscillatörn. Kristallen arbetar med mycket högt  $Q$ -värde. Detta medför, att den ekvivalenta resonanskrets som styrkristallen utgör, styr svängningens frekvens inom ett mycket smalt område.

Utsätts en piezoelektrisk kristall för mekaniska spänningar utvecklas en potentialdifferens mellan kristallytorna och omvänt om en elektrisk spänning läggs över kristallytorna deformeras kristallen något. En sådan kristall har en naturlig mekanisk resonansfrekvens.

Vid tillverkning av kristallelementet utskäres detsamma ur kvartskristallen på ett sådant sätt, att det får ett entydigt svängningssätt och en låg temperaturkoefficient. Elementet slipas till rätt tjocklek, dvs till den tjocklek som svarar mot önskad resonansfrekvens. En typisk frekvensnoggrannhet för en standardkristall är  $\pm 5 \cdot 10^{-5}$ , dvs kristallen slipas till denna noggrannhet. Allmänt gäller, att en hög svängningsfrekvens fordrar ett tunt kristallelement, och vice versa. Man tillverkar styrkristaller med grundtonsresonansen inom området 10 kHz upp till c:a 10 MHz. I oscillatorer för högre frekvenser (upp till 250 MHz) används sk övertonskristaller, som skurits och slipats för att svänga på udda mekaniska övertoner. Ur den ekvivalenta kretsen för en kristall kan både en serie- och en parallellresonansfrekvens definieras. Frekvenserna ligger dock mycket nära varandra.

I Fig. 10a. visas en kristallstyrd oscillator. Enligt signalschemat fungerar kopplingen som en trepunkts Hartley-oscillator om man trimmar  $C_1$  så att kollektorkretsen arbetar induktivt med induktansen  $L_1$ .

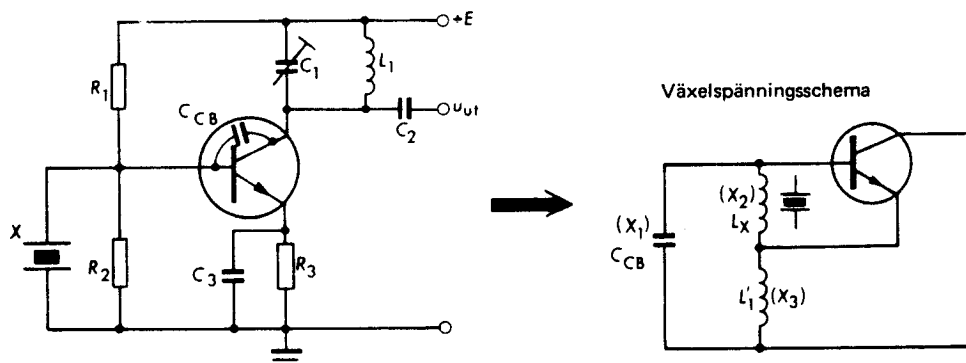
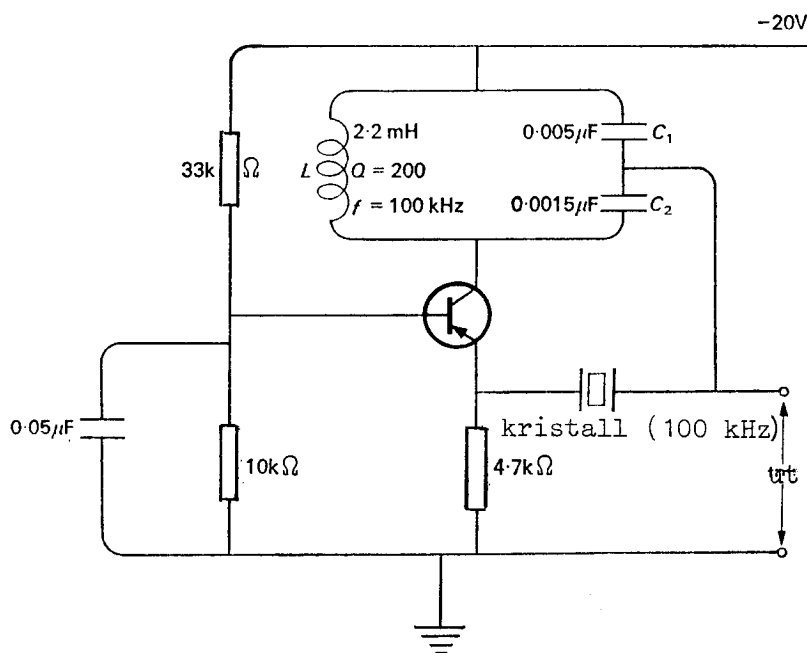


Fig. 10 a.

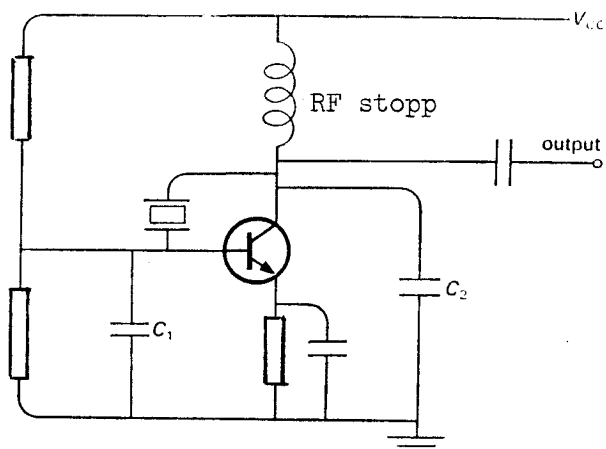
I det praktiska fallet kan kristallen användas antingen som serie eller parallellresonanskrets. I Fig. 10 b används kristallen som serieresonanskrets. Oscillationen inträffar vid en frekvens där impedansen i återkopplings slingan till emittern har ett minimum. Den till samma frekvens avstämda anodkretsen ger den nödvändiga förstärkningen men det är det smala resonansområdet för kristallen som bestämmer oscillationsfrekvensen.



Serieresonans kristall oscillator.

Fig. 10 b.

I Fig. 10 c används kristallen som parallellresonanskrets.



Parallellresonans kristall oscillator.

Fig. 10 c.

UPPGIFT 4 a. Studium av kristalloscillator.

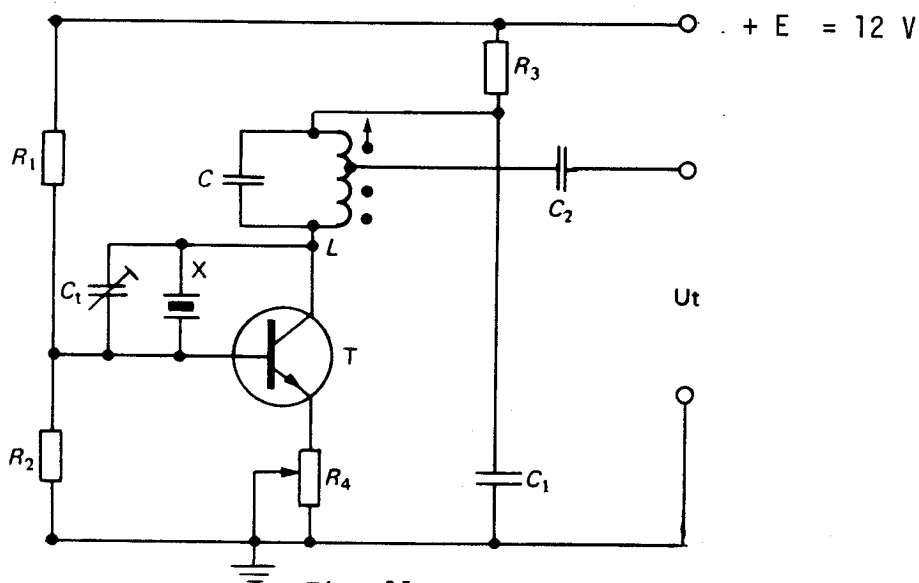


Fig. 11.

Frekvensen kan finjusteras dels genom justering av induktansen  $L$ , dels genom justering av kondensatorns  $C_t$  kapacitans.

Transistorns förstärkning kan justeras med  $R_4$ . Utsignalen erhålls från ett lågohmigt uttag på induktansen  $L$ .

Anslut spänningen till oscillatoren. Kontrollera med oscilloskop att oscillatoren svänger samt anslut dels oscilloskopet, dels en digital frekvensräknare till utgången.

Oscillatorfrekvens:  $f = \dots\dots\dots$

Utspänningens amplitud:  $U_{ut} = \dots\dots\dots$

Belasta utgången med ett motstånd på 390 ohm, avläs och notera ändring i frekvens och amplitud.

$f_{\text{belastad}} = \dots\dots\dots \Delta f = \dots\dots\dots$

$U_{ut \text{ belastad}} = \dots\dots\dots \Delta U_{ut} = \dots\dots\dots$

Ändra kapacitansen hos  $C_t$  och avläs frekvensändringen i dess båda ändlägen.

(Oscillatoren kan sluta svänga vid för stort respektive för litet värde på  $C_t$ ).

$C_t(\text{min})$   $f = \dots\dots\dots \Delta f = \dots\dots\dots$

$U_{ut} = \dots\dots\dots \Delta U_{ut} = \dots\dots\dots$

$C_t(\text{max})$   $f = \dots\dots\dots \Delta f = \dots\dots\dots$

$U_{ut} = \dots\dots\dots \Delta U_{ut} = \dots\dots\dots$

Återställ oscillatoren till 1 MHz.

#### UPPGIFT 4 b. Kristalloscillatorns temperaturberoende

Anslut dels oscilloskopet dels en digital frekvensräknare till utgången.

Värm respektive kyl oscillatoren med varm respektive uppvärmd luft.

Rumstemperatur:  $U_{ut} = \dots\dots\dots f = \dots\dots\dots$

Efter uppvärmning:  $U_{ut} = \dots\dots\dots f = \dots\dots\dots$

$\Delta U_{ut} = \dots\dots\dots \Delta f = \dots\dots\dots$

Efter kylning:  $U_{ut} = \dots\dots\dots f = \dots\dots\dots$

$\Delta U_{ut} = \dots\dots\dots \Delta f = \dots\dots\dots$

UPPGIFT 4 c. Kristalloscillatorns beroende av matningsspänningen.

Anslut dels oscilloskopet dels en digital frekvensräknare till utgången.

Ändra likspänningen  $U_b = E$  i steg om 1 V och notera tillhörande värden i tabellen nedan. Vid  $U_b = 12$  V sättes  $\Delta U_{ut} = 0$  V och  $\Delta f = 0$  Hz.

$U_b$ (V)	$U_{ut}$ (V)	$\Delta U_{ut}$ (V)	$f$ (MHz)	$\Delta f$ (Hz)
4				
5				
6				
7				
8				
9				
10				
11				
12				
13				
14				

6. BLOCKERINGSOSCILLATORN.

Princip: Blockeringsoscillatorn är i princip en LC-oscillator med induktiv (transformator) återkoppling. Genom att vända fasen med transformatorn erhålles positiv återkoppling trots att endast en transistor användes (Fig. 12).

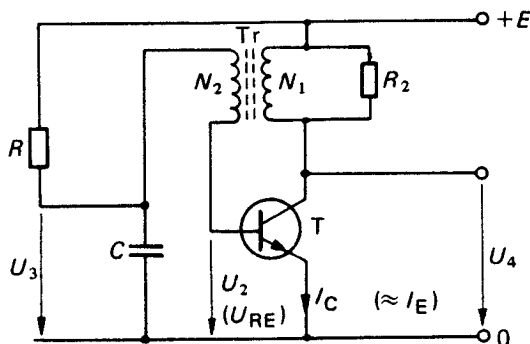


Fig. 12. Principschema för blockeringsoscillatorn.

I blockeringsoscillatorn har den positiva återkopplingen via transformatorn gjorts mycket kraftig ( $N_2/N_1 = 1$ ). På grund av denna kraftiga återkopplingen inträder under största delen av oscillatorns arbetscykel blockering (störning) av kollektorströmmen.

Blockeringsoscillatorn användes för generering av korta pulser, med rak fram- och bakkant, exempelvis markeringspulser eller klockpulser. Oscillatorn kan drivas astabilt (självsvängande) eller monostabilt. I det senare fallet triggas oscillatorn med externa pulser. I det följande beskrivs funktionen mer i detalj:

Slår man till likspänningen  $+E$  vid tidpunkten  $t_0$  inträffar följande (Fig. 13): En ström börjar flyta från  $+E$ , genom  $L_2$  och kollektor-emitter. Eftersom strömmen var noll från början men nu börjar öka, känner  $L_2$  strömökningen som en strömändring per tidenhet. Spolen reagerar genom att inducera en motemk,  $e_2$ , med sådan riktning (polaritet) att  $u_{CE}$  minskar.

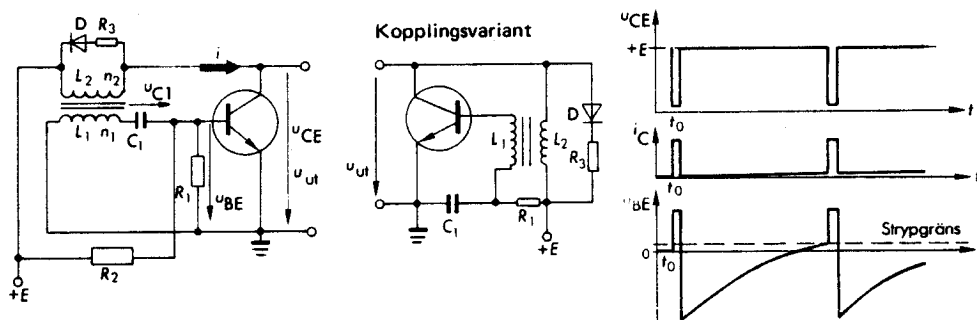


Fig. 13. Blockeringsoscillatorn.

$e_2$  övertransformeras av transformatorn så att  $L_1$  får spänningen  $e_1$ . Lindningarna är vända så att  $e_1$  får positiv polaritet mot  $C_1$  och negativ mot jord. Basen får en positiv förspänning.

Kollektorströmmen ökar ännu mer. Nu startar ett lavinartat förlopp. Ökad  $i_C$  medför ökad  $e_2$ , minskad  $u_{CE}$ , ökad  $e_1$ , ökad  $u_{BE}$  och ökad  $i_C$ . Förloppet slutar först när transistoren bottenar. Då är  $u_{BE}$  mycket positivt,  $i_C$  stor,  $e_2 \approx +E$  och  $u_{CE} \approx 0$ .

Då basen är positiv så öppnar emitterdioden. Den stora positiva bas-emitterspänningen gör att "dioden" leder kraftigt med liten  $R_{BE}$  som följd.  $R_{BE}$  parallellkopplas med  $R_1$  och minskar serieresistansen till  $C_1$ .

Kondensatorn laddas snabbt upp av den stora spänningen  $e_1$ . Kondensatorspänningens polaritet blir positiv mot T och negativ mot basen.

När transistoren bottenar upphör  $i_C$  att öka.  $i_C$  blir en likström. Eftersom ingen strömändring nu äger rum upphör  $e_2$  och då upphör också  $e_1$ .

Bas-emittersträckan känner genast kondensatorbatteriet  $u_{C1}$  med negativ polaritet mot basen. Transistoren stryps. Stryppningen sker oerhört snabbt ty T medverkar med ett nytt lavinartat förlopp.



En strömminskning av  $i_C$  medför en motemk i  $L_2$  med motsatt polaritet,  $-e_2$ . I  $L_1$  erhålls  $-e_1$ ,  $u_{BE}$  minskar,  $i_C$  minskar,  $u_{CE}$  stiger etc. Resultatet blir att  $i_C = 0$ ,  $u_{CE} = +E$  och  $u_{BE} = -u_{C1}$ .

Basen kommer långt under strypgränsen. Kondensatorn börjar nu urladdas genom  $T$  och  $R_1$  med tidkonstanten  $\tau_{ur} = R_1 \cdot C_1$ . Tiden som transistoren är strypt bestäms helt av  $R_1$  och  $C_1$ . När  $C_1$  är utladdad så mycket att  $u_{BE}$  kommer litet, någon millivolt, över strypgränsen börjar  $i_C$  åter att flyta. De båda komulativa förloppen upprepas åter.

Mellan kollektor-jord erhåller man en triggpulsspänning med mycket kort varaktighet, ca 1-10  $\mu s$  mellan fram och bakkant. Tiden bestäms av materialet i transformator-kärnan. Dioden  $D$  och resistorn  $R_3$  skall hindra transformatorn att självsvänga med sin lindningskapacitans när transistoren stryps.

Blockeringsoscillatorns frekvens och periodtid bestäms helt av tidkonstanten  $\tau_1 = R_1 \cdot C_1$  samt av varvtalet  $n_1$ . Om  $n_1$  är stor i förhållande till  $n_2$  drivs transistoren mycket långt under strypgränsen. Ovanstående gäller om oscillatorn är självsvängande.

#### Synkronisering av blockeringsoscillatorn.

Man kan synkronisera oscillatorn till en högre frekvens genom att mata in synk-pulser till basen. Om synk-pulserna kommer in strax innan  $C_1$  når strypgränsen vid sin urladdning så lyfter man upp  $u_{BE}$  vid en tidigare tidpunkt. Periodtiden  $T$  minskar och frekvensen  $f$  ökar, se Fig. 14.

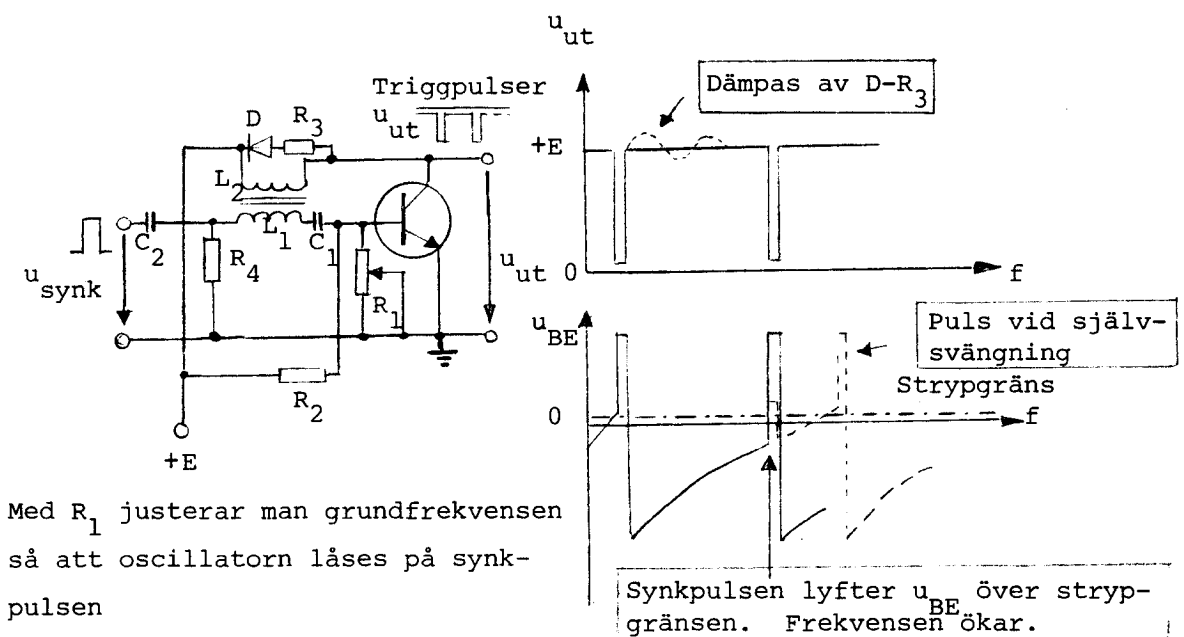


Fig. 14.

UPPGIFT 6 a. Undersökning av astabil blockeringsoscillator.

Oscillatoren kan drivas astabilt = självvägande, eller monostabilt. I det senare fallet triggas oscillatoren från externa pulser, i denna kopplingsvariant negativa. Vid astabil drift sammankopplas hylsorna X och S och vid monostabil X och T. (S = självvägande, T = triggad.) Se Fig. 15.

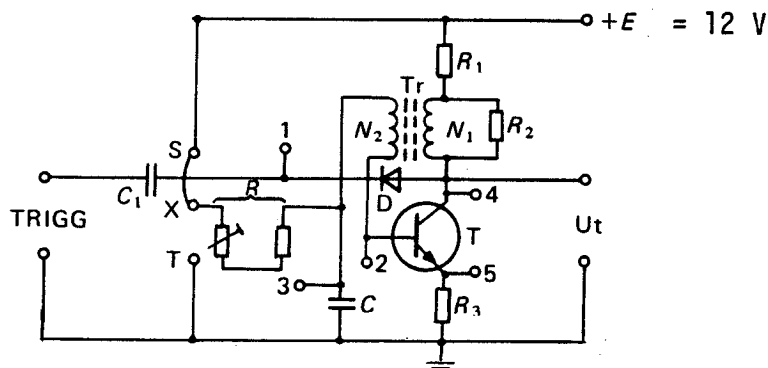
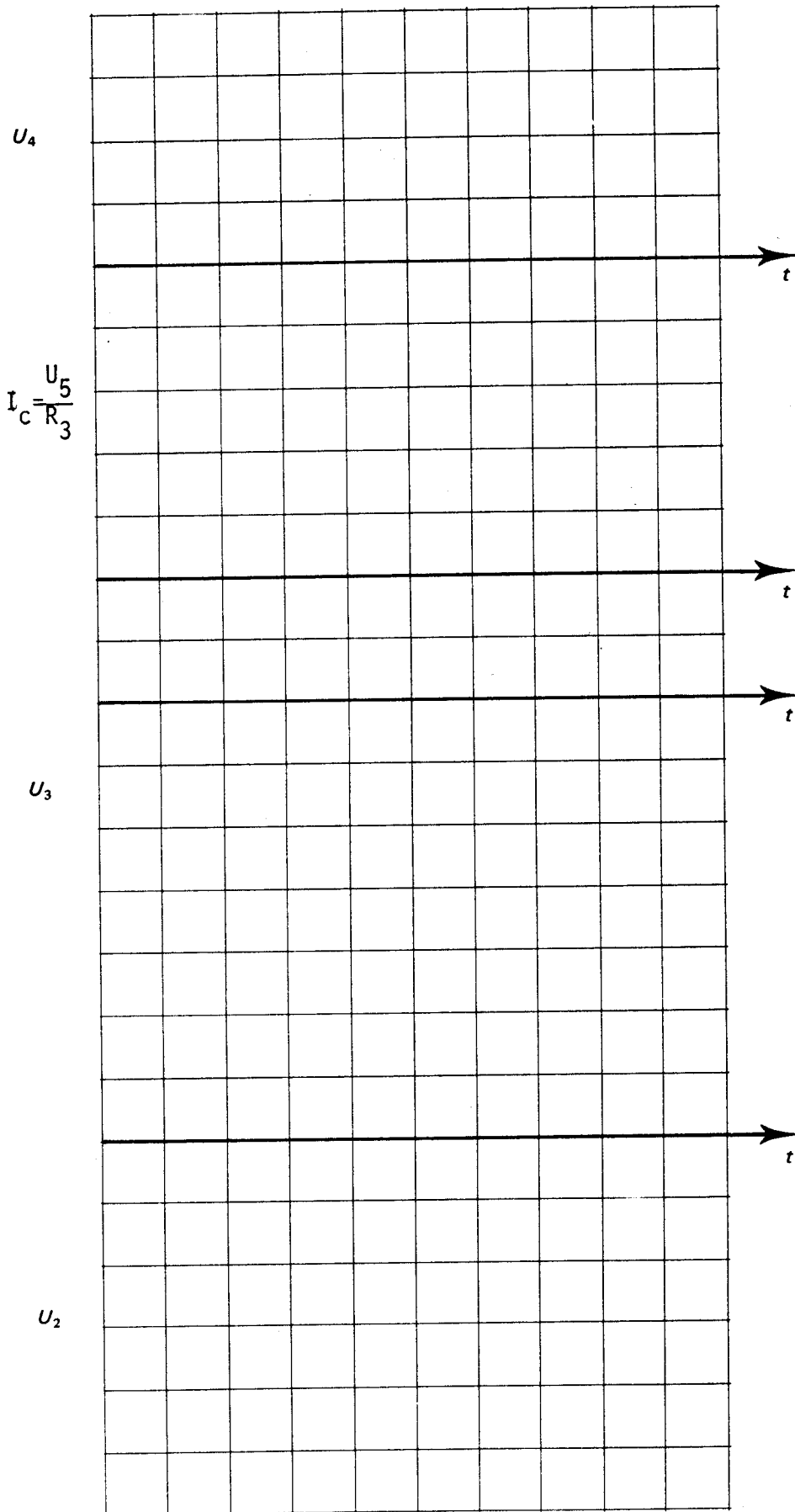


Fig.15 . Kopplingsschema för blockeringsoscillator P9.

Mät med oscilloskopet och skissera spänningarna  $U_4$ ,  $U_5$ ,  $U_3$  och  $U_2$  i nämnd ordning. Omräkna  $U_5$  till strömskala,  $R_3 = 10 \text{ ohm}$ . Använd graderade rutnätet på nästa sida.



Vrid långsamt på potentiometern R och iakttag vad som händer.

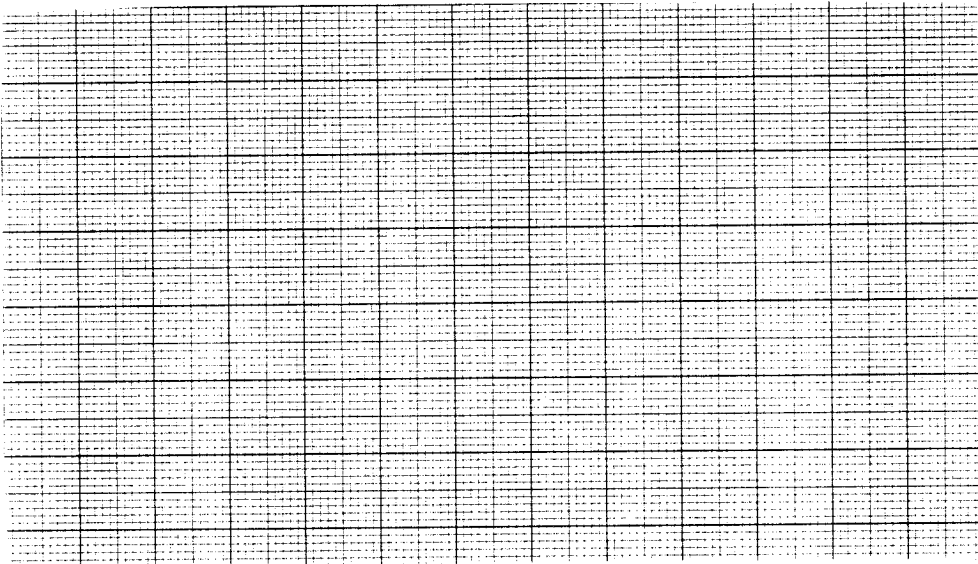
Om R ändras från  $R(\min) = 15 \text{ k}\Omega$  till  $R(\max) = 65 \text{ k}\Omega$  så ändras frekvensen från  $f = \dots\dots\dots$  till  $f = \dots\dots\dots$

UPPGIFT 6 b. Triggad blockeringsoscillator.

Bryt överkopplingen till S (självsvängning) och koppla i stället till T (trigging). I och med denna överkoppling är oscillatoren inte längre självsvängande utan har övergått till en monostabil krets, vilken måste triggas utifrån för att slå om. Triggingen görs lämpligen med negativa pulser från en pulsgenerator.

Välj en triggspänning där kretsen säkert triggas och rita därefter av kurvformerna enligt diagrammet nedan.

$U_1$  = triggpulsen,  $U_3$  = kondensatorspänningen över C och  $U_{ut}$  = utspänningen.



Förklara vad det är som krävs för att kretsen skall slå om.

Vilken uppgift har dioden D? .....

.....

.....

.....

.....

### 7. MILLERSVEPET (MILLERINTEGRATORN)

Princip: En sågtandsspänning kan alstras genom periodisk upp- och urladdning av en kondensator. Svepspänningar av detta utseende används för styrning i x-led av elektronstrålen i ett oscilloskoprör. Härvid gäller att svepspänningen skall stiga i direkt proportion till tiden (linjärt).

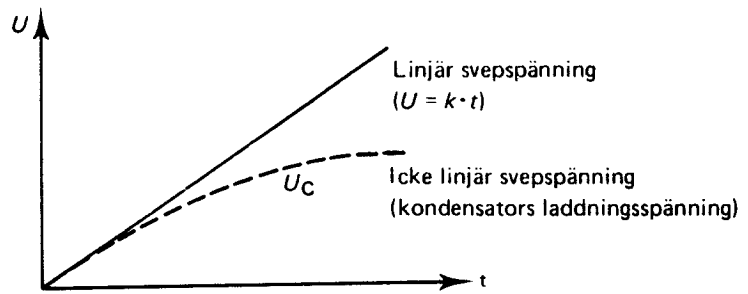


Fig. 16.

I Fig. 16 visas dels en linjär svepspänning, dels spänningen över en kondensator under uppladdning i en krets enligt Fig. 17. Kondensatorspänningen stiger som

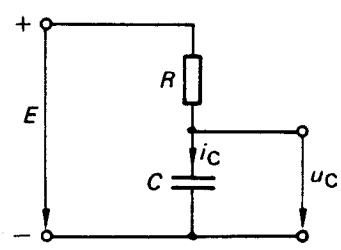


Fig. 17.

synes ej linjärt med tiden. Det beror på att kondensatorns laddningsström minskar när kondensatorspänningen ökar. Om strömmen kunde hållas konstant skulle spänningen öka linjärt med tiden och svepet bli linjärt. Den konstanta strömmen för uppladdningen av kondensatorn kan erhållas om man ersätter resistansen i kretsen i Fig. 17 med en transistor enl. Fig. 18. Transistorns kollektorström är endast obetydligt beroende av  $U_{CE}$  om  $U_{BE}$  hålles konstant (Fig. 19):

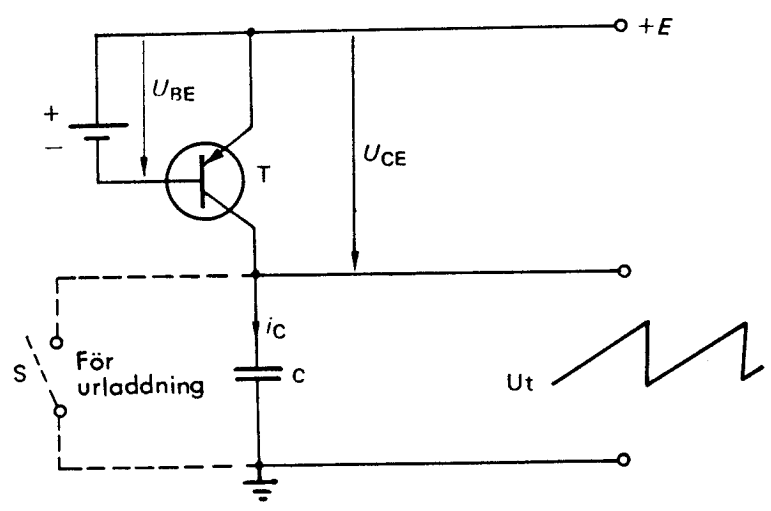


Fig. 18.

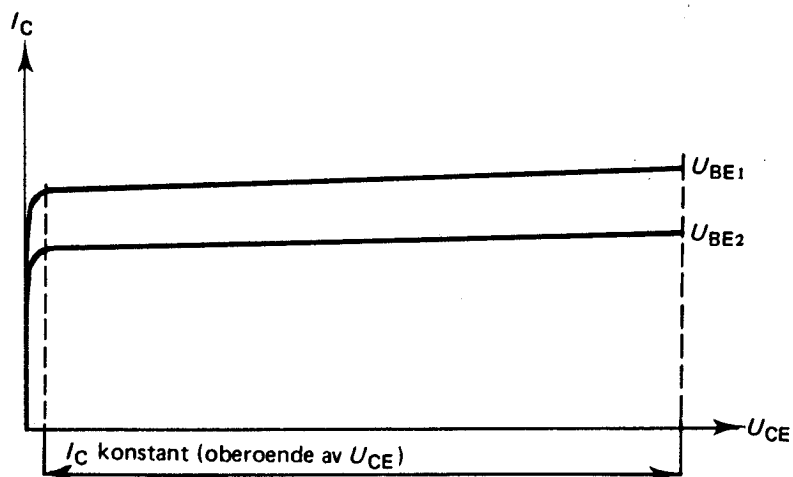


Fig. 19.

En koppling som kan anses som en konstantströmgenerator är den s k Millerintegratorn (Fig.20 ).

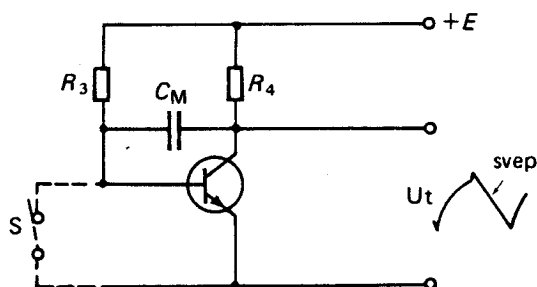


Fig. 20.

Här sker urladdningen av  $C_M$  med konstant ström när switchen  $S$  öppnas. Ett fallande svep erhålles. Uppladdningen av  $C_M$  sker via  $R_4$  när  $S$  är sluten.

Kopplar man en kondensator mellan kollektor (utgång) och bas (ingång) i en resistorkopplad förstärkare, så kopplar man tillbaka en del av utsignalen till ingången. Eftersom resistorkopplingen fasvänder insignalen  $180^\circ$  på utgångs- sidan så blir den via kondensatorn återkopplade signalen i motfas med insignalen.

Triggat Miller-svep.

En Millerintegratorkoppling visas i Fig. 21. I det följande göres en funktionsanalys av kopplingen.

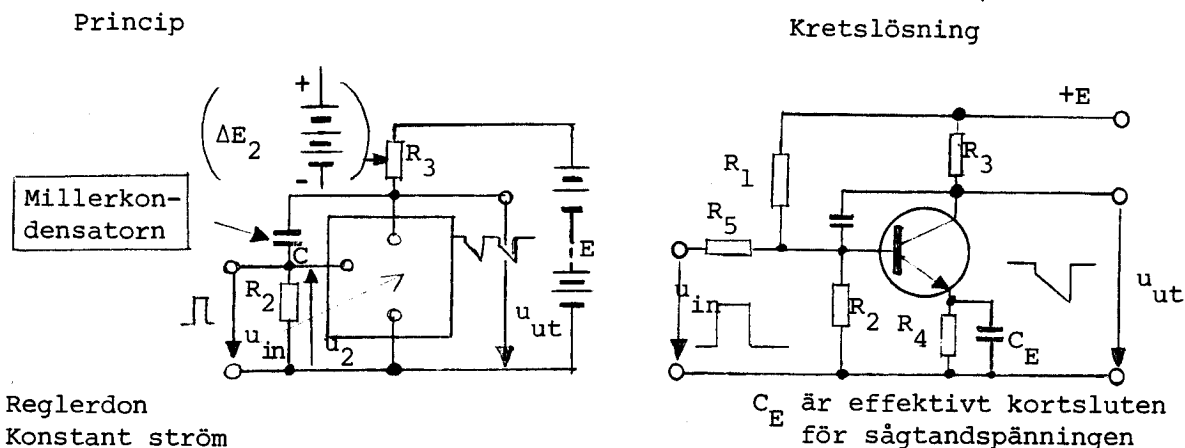


Fig. 21. Millerintegrator med en transistor.

Viloläge:

Likspänningarna är så valda att bas-emitterspänningen är negativ. Detta tillstånd får kretsen omedelbart efter det att den positiva pulsen är slut. Transistorn stryps.

Kondensatorn känner spänningen  $+E$  via  $R_3$  på det övre belägget och  $-U_{BE}$  på det undre.

Kondensatorn börjar omedelbart uppladdas. Om spänningen över  $R_2$  gör basen positiv i förhållande till emittern så öppnar emitterdioden och påskyndar uppladdningen av  $C$  ty den låga "diodresistansen" parallellkopplar  $R_2$ . Kondensatorn blir uppladdad till  $+E$  med tidkonstanten  $\tau = (R_3 + R_2) \cdot C$  och/eller  $\tau = (R_3 + R_{BE}) \cdot C$ . Tidkonstanten är liten varför  $C$  snabbt laddas upp.

Positiv kantvågspuls till basen:

Framkanten på kantvågspulsen öppnar transistorn på ett kort ögonblick genom spänningssprånget. Transistorn genomflyts av en strömstöt.

Över kollektorresistorn erhålls en ögonblicklig spänning när strömstöten flyter genom resistorn.

Kollektorspänningen  $u_{CE}$  minskar språngartat i negativ riktning från  $+E$ . Man har fått den första delen, spänningssprånget, i en trapetsoidvågformad spänning. Spänningssprånget kan emellertid inte bli hur stort som helst.

En del av spänningssänkningen kopplas via Millerkondensatorn tillbaka till basen, och minskar bas-emitterspänningen  $u_{BE} = U_{in} - u_a$ . Kollektorströmmen begränsas.

Nästa fas i funktionen bestäms nu av kondensatorn. Kondensatorn urladdas nu genom transistorn och resistorn  $R_2$ . Kondensatorspänningen (kollektorspänningen) börjar sjunka med sågtandform. Nu börjar Millereffekten inverka. Kollektorns sågtandspänning spänningsdelas mellan kondensatorns reaktans och  $R_2$ . Över  $R_2$  erhåller man en motkopplingsspänning  $u_a$ , vilken minskar  $u_{in}$  så att  $u_{BE} = u_{in} - u_a$ . Storleken på  $u_a$  blir emellertid inte lika stor som den återkopplade sprängspänningen ty kollektorspänningen minskar sågtandformat. Inspänningen kommer således att motkopplas mindre ju längre tid kondensatorn urladdas. Bas-emitterspänningen kommer därför att stiga linjärt. Se Fig. 22. Linjär kurvform på kollektorspänningen garanteras nu av spänningsmotkopplingen. Varje tendens till krökning av kondensatorns urladdningsspänning resulterar omedelbart i en större eller mindre återkopplingsspänning  $u_a$ , en mindre eller större kollektorström  $i_C$  genom kollektorresistorn och mindre eller större spänning över kollektorresistorn. Kondensatorn urladdas linjärt och kondensatorn genomflyts av en konstant urladdningsström  $I$ .

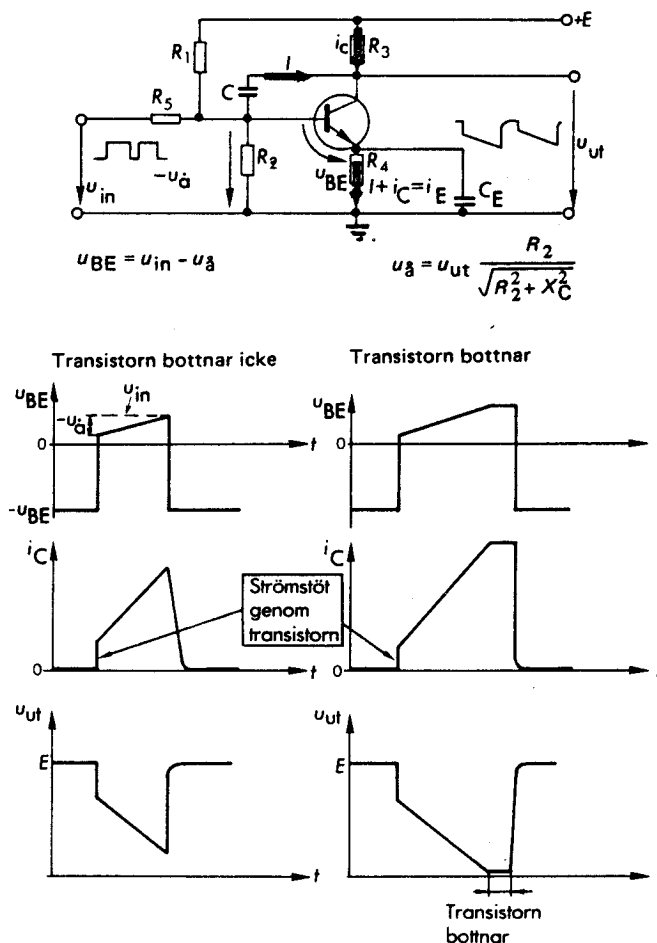


Fig. 22. Ström- och spänningskurvor för en Millerintegrator med transistorer.

Tiden på  $u_{in}$  bestämmer hur långt kondensatorspänningen skall sjunka. Är tiden lång så bottenar transistorn innan  $u_{in}$  stryker transistorn. I annat fall avbryter  $u_{in}$  urladdningsförloppet. I båda fallen återgår kopplingen till viloläge, vilket innebär att kollektorspänningen snabbt stiger till  $+E$ . Studera nu kurvorna i Fig. 22.



## UPPGIFT 7:

Koppla upp Millersvepet P11 (Fig.23 ) och anslut en pulsgenerator till ingången via en 10  $\mu$ F kondensator.

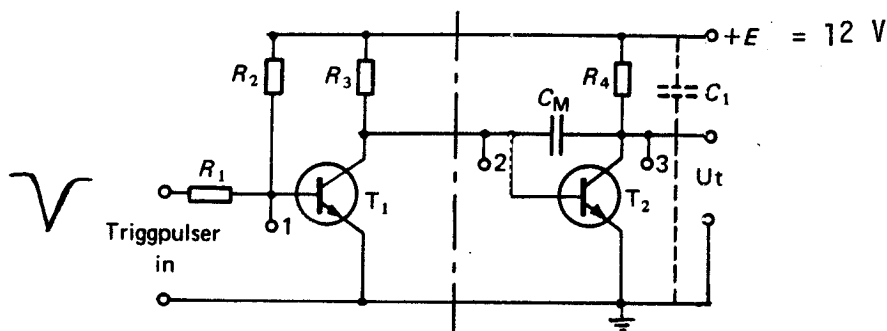
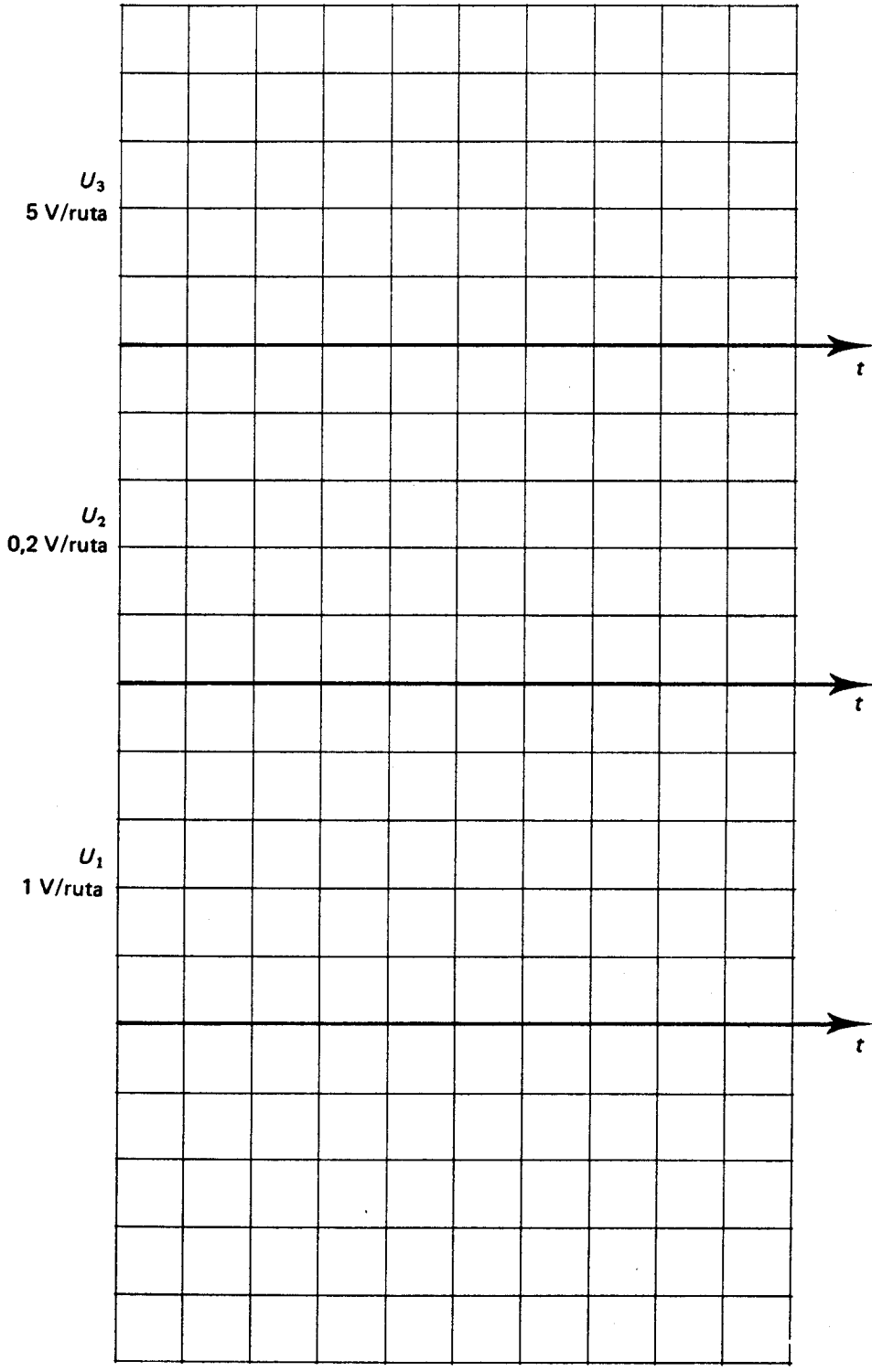


Fig. 23.

Transistorn  $T_2$  och resistorn  $R_4$  utgör en förstärkare med 180 graders fasvridning.  $C_M$  är den s k Millerkondensatorn.

Transistorn  $T_1$  utgör en switch. Vid öppen triggingång står  $T_1$  bottenad, ty basresistorn  $R_2$  är kopplad till +E.

Studera Millersvepets funktion genom att successivt ansluta oscilloskopet i mätpunkter 3, 2 och 1. Skissera kurvorna med utspänningen  $U_3$  överst i rutnätet på nästa sida.



## 8. BOOTSTRAPSVEP (BOOTSTRAPINTEGRATORN).

En annan möjlighet att hålla kondensatorns laddningsström konstant är att höja spänningen  $E$  i tiden och därigenom kompensera för laddningsströmmens minskning. Detta kan åstadkommas med hjälp av en förstärkare enligt figuren. Detta är principen för bootstrapintegratorn.

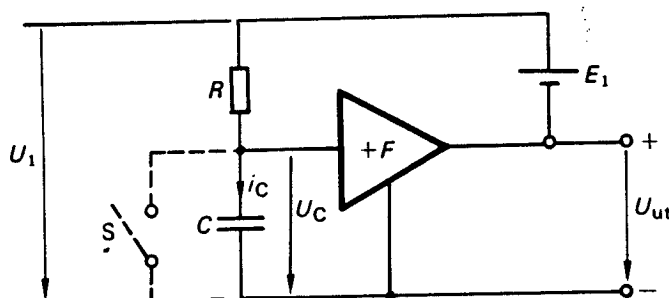


Fig. 24.

När kondensatorspänningen  $U_C =$  förstärkarens insignal ökar, ökar även  $U_{ut}$ .  $U_{ut}$  ligger i serie med likspänningen  $E_1$ . RC-kretsen matas således från en spänning  $U_1 = U_{ut} + E_1$ . Eftersom  $U_{ut}$  stiger i tiden, stiger även  $U_{ut} + E_1$  lika mycket, och  $i_C$  tenderar att bli konstant.

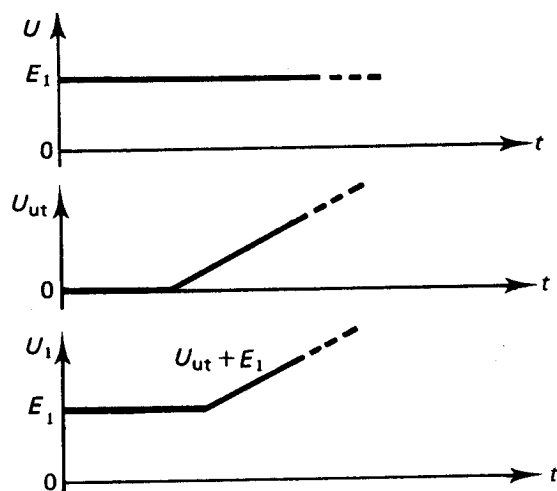


Fig. 25.

Bootstrapintegratorn är egentligen en variant av Millerintegratorn. Enda skillnaden är att den fasta batterispänningen  $E_1$  lyfts från jord av den variabla spänningen  $U_{ut}$ . Bootstrap kan översättas med stövelstropp. Man lyfter batterispänningen  $E_1$  från jord med "stroppen"  $U_{ut}$ . (Jfr. det svenska talesättet "lyfta sig själv i håret".) I praktiska kopplingar (Fig. 26) ersätter man batteriet  $E_1$  med en kondensator  $C_2$  eller en zenerdiod. Kondensatorn måste ha stor kapacitans så att den får stor laddning  $Q$ .

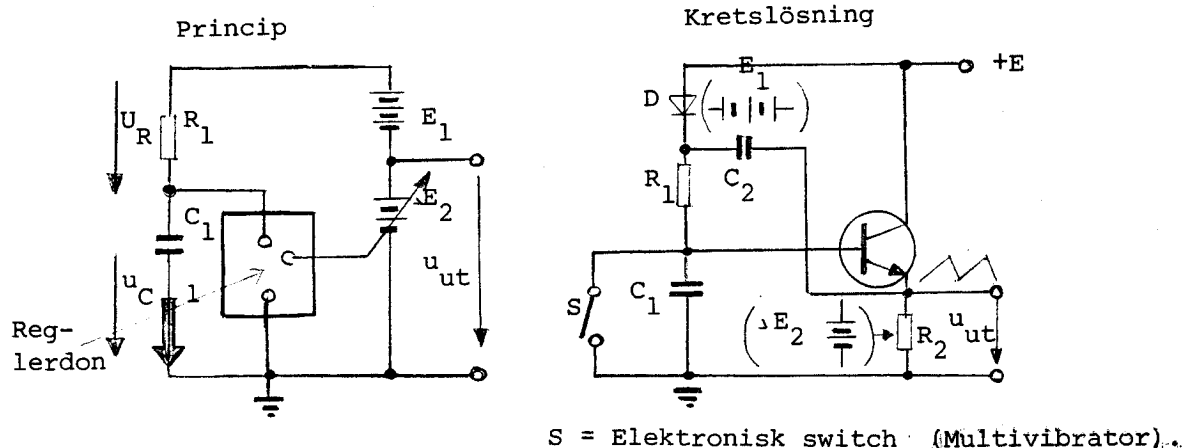


Fig. 26. Bootstrappprincipen och en kretslösning.

Kopplingen styrs av en elektronisk switch, multivibrator, vilken måste vara "öppen" under sveptiden  $t_s$  och sluten under återgångsvilotiden  $t_a$ . Kopplingen arbetar på följande sätt.

Viloläge: Switchen sluten.

Basen kortsluten till jord. Transistorn ströpt.

Dioden D leder kraftigt, men spänningen över D försumbar jämfört med  $+E$ .

Kondensatorn  $C_2$  laddas snabbt upp till  $+E$  via  $D - R_2$  med tidkonstanten  $\tau_{C2} = (R_D + R_2) \cdot C_2$ . Kondensatorbatteriet  $E_1 = E$ .

Switchen öppen.

$C_1$  börjar laddas upp och spänningen stiger över  $C_1$ .

Basspänningen stiger ty  $u_B = u_{C1}$ . Ström flyter genom transistorn och därmed erhålls en spänning över  $R_2$ .

I en emitterföljare är  $F = 1$  och  $u_{R2} = u_B = u_{C1}$ .

Spänningen över  $R_2$  seriekopplas med likspänningen  $E_1$ .

Potentialen i punkten  $D - R_1 - C_2$  stiger och blir större än  $E$ . Diodens katod får då större spänning än anoden och dioden spärrar.

Spänningen i punkten stiger lika mycket som över  $C_1$ , ty  $\Delta E_2 = u_{R2} = u_B = u_{C1}$ . Således stiger spänningen lika mycket i båda ändarna av  $R_1$  och spänningen över  $R_1$  blir konstant.

Laddningsströmmen  $I$  genom  $R_1 - C_1$  blir då även konstant och spänningen över kondensatorn  $C_1$  blir en linjär sågtandspänning.

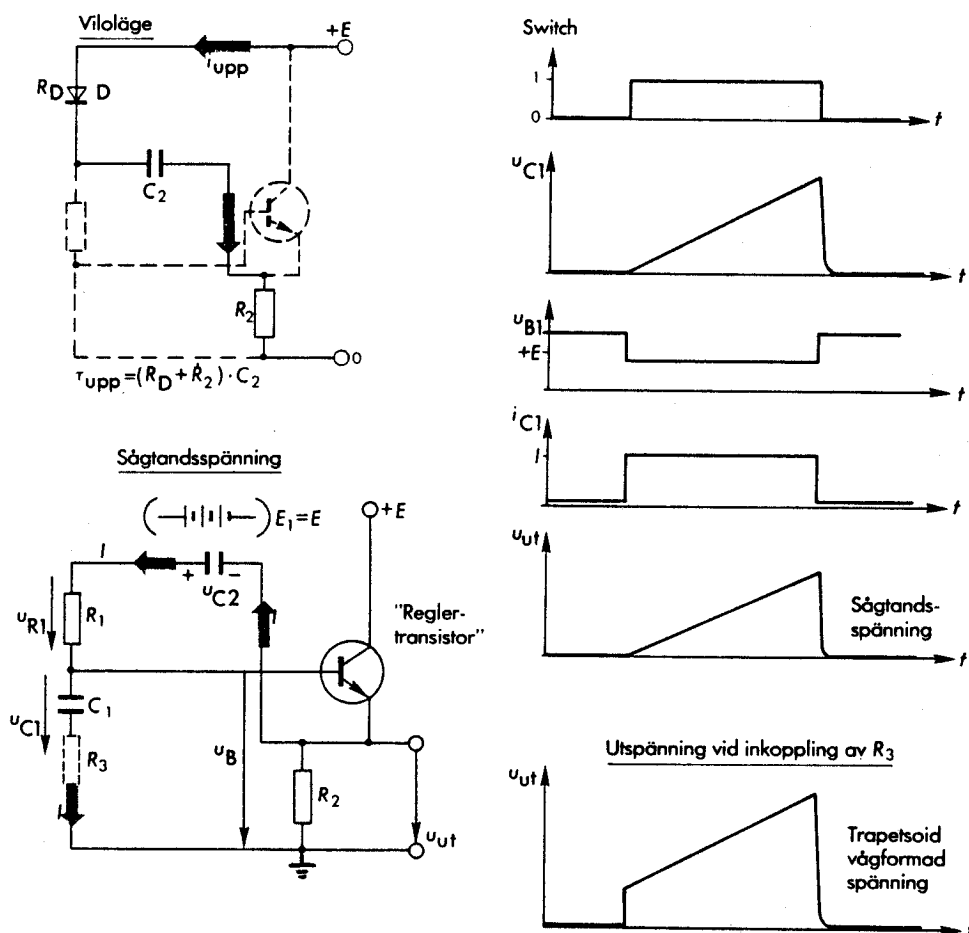


Fig. 27. Bootstrapgenerator med transistor.

Uppladdningen av  $C_1$  upphör när switchen  $s$  sluts och kretsen återgår i viloläge. Vill man nu ha en trapetsoidvågformad spänning så seriekopplar man  $C_1$  med en resistor mellan  $C_1$ -jord som Du tidigare sett. Upp- och urladdningsvägar liksom kurvorna för kretsen visas i Fig. 27.

I Fig. 28 ser Du en kopplingsvariant med en zenerdiod  $D_z$  som "likspänningskällan"  $E_1$ . Det är viktigt att likspänningsinställningen av  $D_z$  via  $R_2 - D_z - R_3$  är rätt inställd. Resistansökning i  $R_2$  eller  $R_3$  har därför stor betydelse. Transistorn  $T_1$  är en switchtransistor och  $T_2$  "bootstrapsregulatorn".

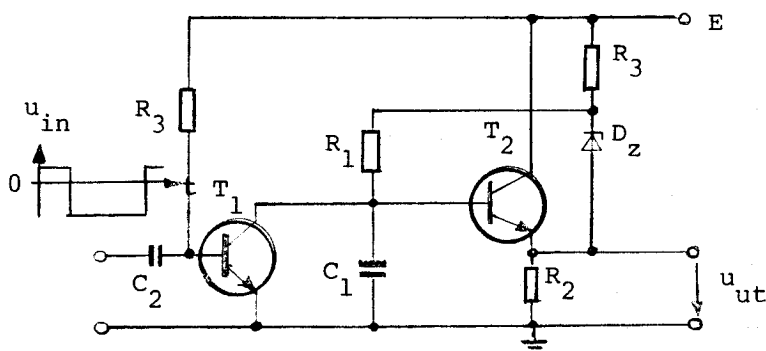


Fig. 28. Bootstrapgenerator med zenerdiod.

## UPPGIFT 8. Bootstrapsvep.

Den krets som skall studeras visas i Fig. 29.

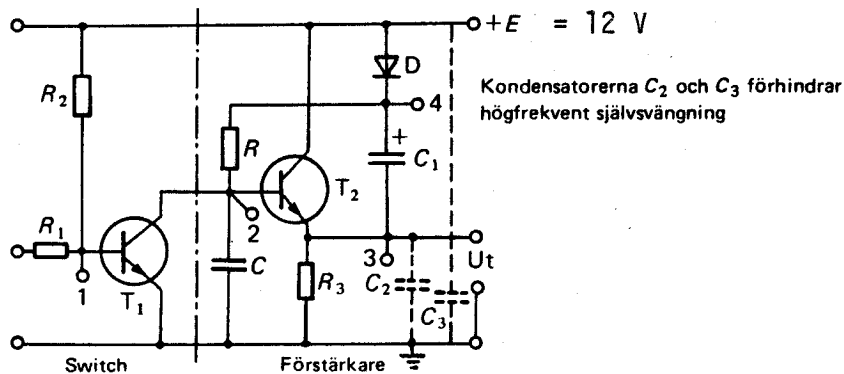


Fig. 29. Kopplingsschema för Bootstrapsvep P10.

Batteriet  $E_1$  i principschemat har ersatts av kondensatorn  $C_1$ . Denna uppladdas under svepets återgångstid via dioden  $D$  från  $+E$ . Eftersom kondensatorn är stor, kan den förse RC-kretsen med en behövlig tillsatsspänning under sveptiden. Resultatet blir en någorlunda linjär svepspänning.

Koppla upp P10 och anslut en pulsgenerator. Mät och skissera i tur och ordning följande spänningar:  $U_3 (=U_{ut})$ ,  $U_4$ ,  $U_2$  och  $U_1$ . (Siffrorna anger motsvarande mätpunkter.)

Sedan kurvorna ritats upp besvaras följande frågor:

Öka  $Y$ -känsligheten till 2V/ruta, syfta mot den raka kanten av ett pappersark. Är utspänningen från sveper linjär?

.....

Är transistorn  $T_1$  strypt eller ledande under svepet?

.....

Beräkna spänningen över "batterikondensatorn"  $C_1$ , både vid svepets början och slut. Här gäller  $U_{C1} = U_4 - U_3$ . Använd oscillogrammen.

..... vid svepets början

..... vid svepets slut

