Chalmers Tekniska Högskola och Göteborgs Universitet
Fysiska institutionen
IA, SEA, AK, PL och UL

Juli 1995
14 sidor

ET 7

TVÅSTEGSFÖRSTÄRKARE OCH ÅTERKOPPLING

MÅLSÄTTNING
Laborationen syftar till att man skall få kunskap om egenskaper hos tvåstegsförstärkare. Laborationen ger även kunskap om positiv och negativ återkoppling av förstärkarkretsar.

FÖRBEREDELSER
Du bör ha grundläggande kunskaper inom områdena likspänning, växelspänning samt diod- och transistorkaraktäristik.

Namn.. Kurs ....

Utförd den... Handledare..

Godkänd den.. av...

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

1. Hur studerar man frekvensgången hos ett förstärkarsteg?

2. Vad innebär återkoppling?

3. Vilka kapacitanser bestämmer den undre respektive övre gränsfrekvensen i ett förstärkarsteg?

4. Hur definieras dB?

5. Vad menas med en förstärkares bandbredd?

6. Vilken frekvensgång har ett enkelt RC-filter uttryckt i dB/dekad?

7. Gör komponentdimensioneringen för de två stegen i figur 1 och 2 på sidan 2.

8. Beräkna förstärkningen för den kombinerade förstärkaren i uppgift 3 med användande av h-parametrar och ekvivalent schema. I bilagan visas beräkningen av övre och undre gränsfrekvensen.

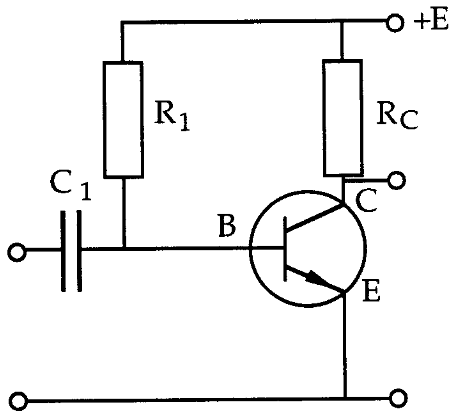
$F_{beräkn}$ = ...

9. Rita ut signalerna i B, C och E i Figur 5 a, b, c. Starta med en liten positiv signal på basen.

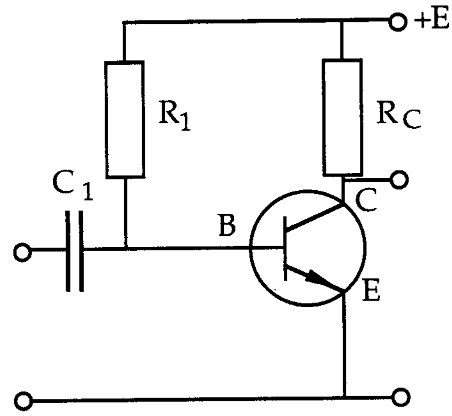
UNDERSÖKNING AV FÖRSTÄRKNING OCH FREKVENSGÅNG FÖR TVÅSTEGSFÖRSTÄRKARE.

En enkel och i praktiken mycket använd tvåstegsförstärkare kan konstrueras av två GE-kopplade steg i kaskad (GE = gemensam emitterkoppling). Förstärkarna finns färdigt gjorda på kretskort, men kan efter överrenskommelse med labhandledaren kopplas upp på ett kopplingsbord.

(HEMUPPGIFT 6.) Dimensionera de två stegen. Enklast tänkbara arrangemang används här för erhållande av vilopunkt för de två förstärkarstegen (figur 1 och 2).. Två npn-kiseltransistorer av samma typ, BC 107 B, utnyttjas för de bägge förstärkarstegen som benämnes A och B. Se datablad för transistorerna BC 107 B.



Figur 1. Steg A

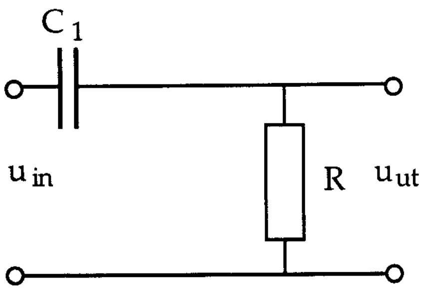


Figur 2. Steg B

		Steg A	Steg B
$E\,(V) = R_C I_C + U_{CE} =$		9	9
I_C (mA)		0,45	3
R_C (kΩ)			
R_1 (MΩ)			
h_{FE} (Hz)		220	300
f_u (Hz)		≈100	≈100
$h_{ie} = h_{11}$ (kΩ)	(ur datablad)		
$h_{fe} = h_{21}$	"		
$1/h_{22}$ (kΩ)	"		
C_1 (µF)			

Starta med att i ett likströmsschema dimensionera R_C och R_1. Vid beräkningen väljer Du lämpligen $U_{CE} = E/2$

För att välja ingångskapacitansen C_1 rätt, bör Du beräkna den undre gränsfrekvensen med hjälp av nedanstående ekvivalenta ingångskrets (figur 3) $\omega_u = 1/RC$.



Förhållandet $\frac{u_{ut}}{u_{in}}$ ges av uttrycket

$$\frac{u_{ut}}{u_{in}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}}$$

Figur 3.

För att undvika att vid låga frekvenser en stor del av signalen lägger sig över kapacitansen bör således $C \gg 1/\omega R$. Ingångsresistansen R utgörs av två parallellkopplade motstånd, eftersom R_1 är växelströmsmässigt kopplat till jord via spänningskällan E. Här kan Du emellertid sätta $R = R_{in} \approx h_{11}$ ty $h_{11} << R_1$ (h_{11} tages ur datablad vid ifrågavarande kollektorström). Sätt ut komponentvärdena för stegen i figur 1 och 2.

Beräkna förstärkningen för de bägge stegen och jämför genom mätning vid 1 kHz. Använd oscilloskop med prob vid mätningarna.
u_{in} = ... mV (sinusvåg)
Beräkning:

Uppgift 1.

1. Gör dig bekant med komponenterna på kretskortet, så att du lätt kan identifiera dem när det blir dags för mätning

2. Kontrollera att ungefär E/2 ligger över transistorn.
Arbetspunkten blev U_{CE} = ... V.
Om arbetspunkten ligger fel skall Du byta kretskort.

3. Kontrollera komponentvärdena på korten.

4. Välj lämplig amplitud. u_{in} = ... mV (sinusvåg).

5. Mät upp förstärkning för steg A och B fria samt när de är sammankopplade.

	Steg A	Steg B	
h_{11}			
h_{21}			
F_{ber} =....................=			
F_{exp} =....................=			
F_A när B är inkopplad =	....	....	$= F_B$ när A är inkopplad

Uppgift 2.

Bestäm frekvensgången för stegen i intervallet 10 Hz - 1 MHz med hjälp av en funktionsgenerator och spänningsdelare (spänningsdelaren till för att förstärkaren ej skall överstyras och den sitter på kortet för att funktionsgeneratorerna oftast ej kan leverera tillräckligt liten amplitud. Inför mätdata i tabell 1. Normalisera förstärkningen genom att hålla u_{in} = konst = 1 mV och gör ett diagram på halvlogaritmiskt papper. Bestäm f_u och $f_ö$ för bägge stegen. Vid dessa frekvenser har förstärkningen sjunkit till $1/\sqrt{2}$ av värdet vid medelhöga frekvenser. Kan Du sänka f_u med en faktor 3? Pröva detta!

Tabell 1.

		steg A	steg B
u_{in} (mV)	f (Hz)	u_{ut} (mV)	u_{ut} (mV)
1	10		
	20		
	40		
	60		
	100		
	300		
	1 k		
	3 k		
	10 k		
	30 k		
	100 k		
	300 k		
	600 k		
	1000 k		

Vad är orsaken till att förstärkningen faller vid höga frekvenser?
Svar:

Hur gör Du för att sänka $f_ö$ med en faktor 10?
Svar:

Pröva detta!

Uppgift 3.

RC-koppla de två stegen och mät förstärkningens frekvensberoende för den kaskadkopplade förstärkaren. Se till att förstärkaren ej blir överstyrd (använd eventuellt dämpsats 1000:1 på ingången). Observera att vid kaskadkoppling av flera steg blir alltid den resulterande bandbredden mindre än för de enskilda stegen. Mätvärden införes i tabell 2. Har Du vänt kopplingskondensatorn (elektrolyt) rätt? Är Dina oskärmade ledningar korta?

Tabell 2.

u_{in} (mV)	f (Hz)	Steg A + B
1	10	
	20	
	40	
	60	
	100	
	300	
	1 k	
	3 k	
	10 k	
	30 k	
	100 k	
	300 k	
	600 k	
	1000 k	

F_{exp} = ... vid 1 kHz
f_u = ... $f_ö$ = ...
Bandbredd = ...

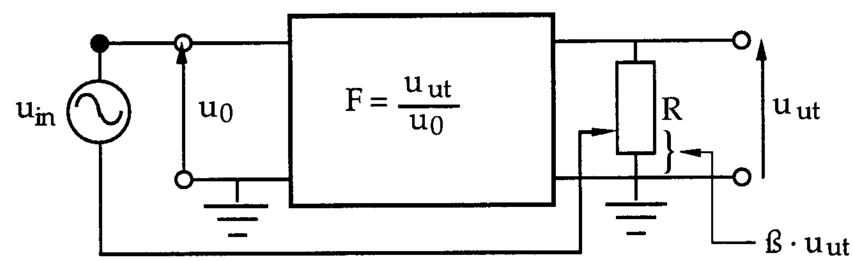
Upprita förstärkningen normaliserad till värdet vid 1 kHz i samma diagram som förut.

Varför blev förstärkningen för den kombinerade förstärkaren lägre än produkten av förstärkningen för steg A och B separat dvs $F_A \cdot F_B$?
Svar:

NEGATIV ÅTERKOPPLING

Allmänt om återkoppling.

Återkoppling innebär att man kopplar tillbaka en del av utsignalen till ingången (se figur 4). Om återkopplingen är sådan att insignalen ökar (in- och utsignal samverkar) talar man om positiv återkoppling, i motsatt fall om negativ återkoppling (in- och utsignal motverkar varandra). Den senare används bland annat för att förbättra egenskaperna hos förstärkare. Positiv återkoppling används i oscillatorer.



Figur 4.

Genom att över förstärkarens utgång lägga en högohmig potentiometer kan vi ta ut en konstant bråkdel (= β = feedback fraction) av utsignalen. Denna del kan exempelvis läggas i serie med insignalen från signalkällan.

Om förstärkarens spänningsförstärkning (råförstärkning, open loop gain) är F och den totala förstärkningen (closed loop gain) F_{tot} gäller följande samband:

$$u_o = u_{in} + \beta\, u_{ut}$$

$$F_{tot} = \frac{u_{ut}}{u_{in}}$$

$$F = \frac{u_{ut}}{u_o} \qquad \text{varav} \qquad F_{tot} = \frac{F}{1-\beta F}$$

Produkten βF kallas slingförstärkningen (loop gain).

Antag att förstärkaren är uppbyggd av ett antal inverterande förstärkarsteg (180° fasvridning i varje steg). Exempel på sådana steg är bipolär transistor i GE-koppling, normala MOS- och FET-steg.

a) För ett jämnt antal steg blir då F positiv (F = (-F1) · (-F2) etc). En del av den förstärkta utsignalen kommer då att direkt adderas till insignalen. Vi får en kretsgång mot allt större amplituder. Detta är principen för oscillatorer. (Villkor $\beta F = 1$).

b) Antag nu förstärkaren är uppbyggd av ett udda antal inverterande steg (F = (-F1) · (-F2) · (-F3) etc.). Den återmatade spänningen ligger nu 180° ur fas (i det praktiska fallet har vi frekvensberoende fasvridning pga kapacitiva effekter i förstärkarstegen) och signalerna motverkar varandra. Produkten βF är nu negativ och för fallet $\beta F \gg 1$ blir:

$$F_{tot} = \frac{-F}{1-\beta F} = -\frac{1}{\beta + \frac{1}{F}} \approx -\frac{1}{\beta}$$

Vi ser att den totala förstärkningen är - 1/β dvs den beror ej av förstärkningen F utan endast av β vilket är ett förvånande resultat. I motsats till F som varierar med temperatur, åldring av transistorer och byte av komponenter kan β göras mycket stabil, eftersom den vanligen bestäms av ett spänningsdelande nät av stabila passiva komponenter. Häri ligger en av de väsentligaste fördelarna med negativ återkoppling. Förstärkningen minskar från F till F_{tot} vilket innebär att vi köper stabilitet i förstärkningen till priset av minskad totalförstärkning.

Följande exempel belyser den ökade stabiliteten. Antag β = 0.001 och F = - 30 000. Detta ger:

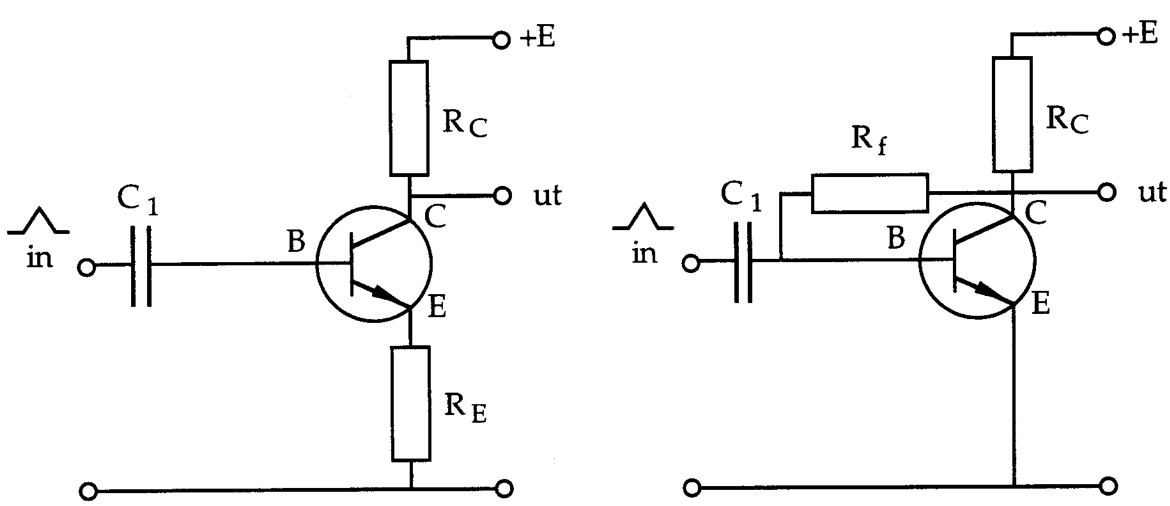
$$F_{tot} = \frac{-30\,000}{1-0.001(-30\,000)} = 968$$

Antag nu att A av någon anledning ändras till 20 000 (33 % minskning). Den totala förstärkningen blir nu:

$$F_{tot} = \frac{-20\,000}{1-0.001(-20\,000)} = 952$$

dvs endast en ändring med c:a 1.5 %. Förutom stabiliteten i förstärkningen uppnår man med negativ återkoppling andra fördelar som ökad bandbredd, höjd ingångsimpedans och sänkt utgångsimpedans samt reduktion av olinjaritet och distorsion.

I det följande visas två exempel på negativ återkoppling i ett enda transistorsteg (lokal återkoppling). I figur 5a går emitterströmmen genom det oavkopplade motståndet R_E och spänningen över detta motstånd påverkar direkt insignalen till transistorn. I figur 5b återkopplas utspänningen till utgången som en ström genom R_f.

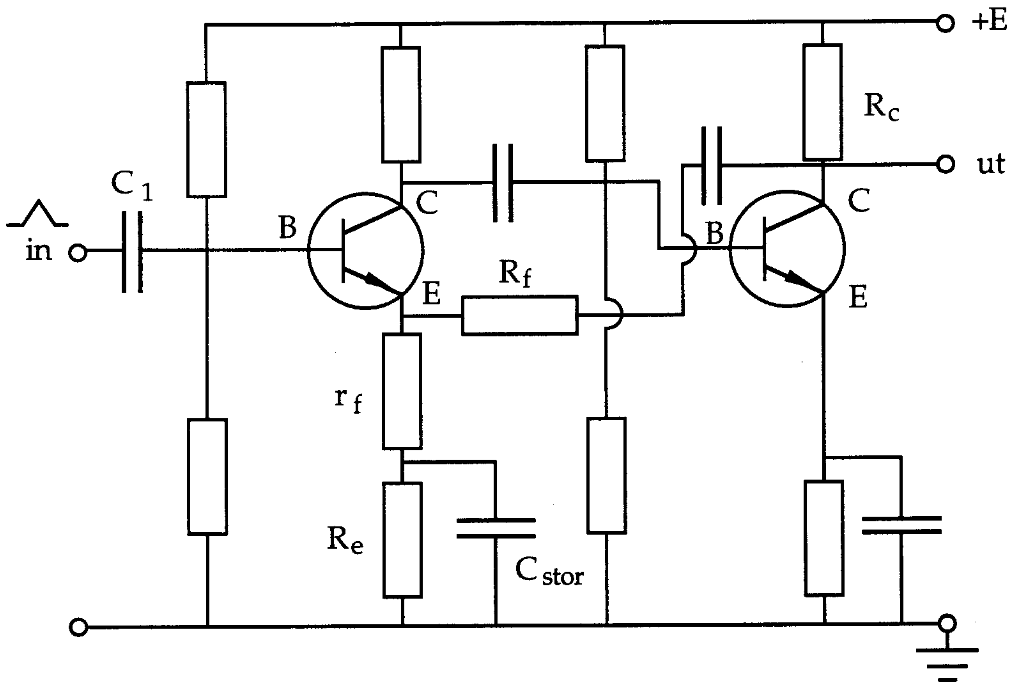


Figur 5a och b. Exempel på lokal återkoppling i transistorsteg (ström- resp. spänningsåterkoppling).

Även en tvåstegsförstärkare kan återkopplas negativt (figur 5c). Här återkopplas bråkdelen:

$$\beta = \frac{r_f}{r_f + R_f}$$

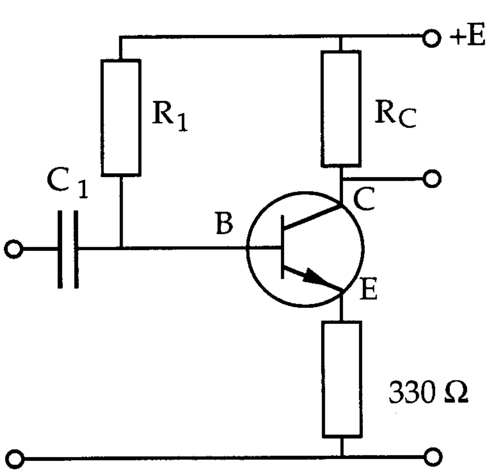
av utspänningen i serie med inspänningen över bas-emitterdioden. Verifiera i samtliga fall att återkopplingen är negativ genom att anta en liten insignal på ingången. Följ sedan denna signal genom förstärkaren och tillbaka genom återkopplingsslingan och visa att insignalen motverkas.



Figur 5c. Tvåstegsförstärkare med negativ återkoppling.

Uppgift 4.

Återkoppla steg A på sid. 3 genom ett emittermotstånd på 330 Ω (figur 6). Mät förstärkningen och ingångsmotståndet vid f = 1 kHz. Studera signalen med oscilloskopproben och rita in resultatet vid B, C och E.



Figur 6.

F = ...

Rin = ...

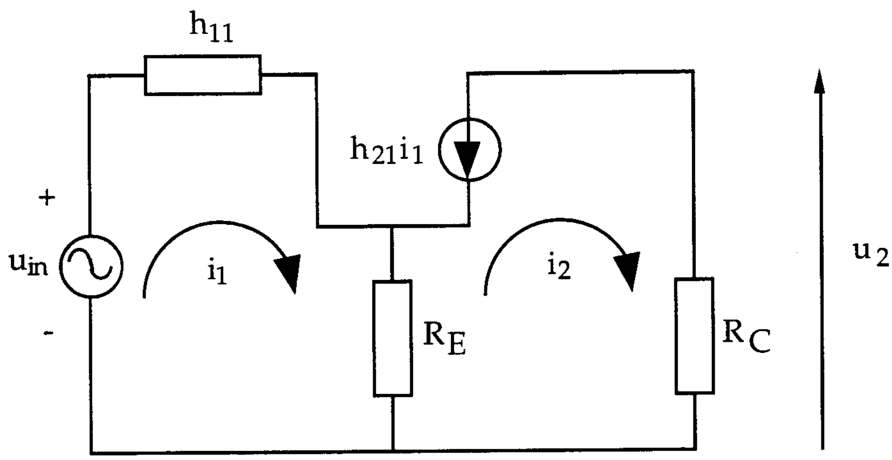
Hur påverkas F om en 1 μF kondensator kopplas över 330 Ω:s motståndet?
Motivera.

F = ...

Vad blir ingångsmotståndet utan återkoppling?

R_{in} = ...

Beräkna den resulterande förstärkningen för det återkopplade förstärkarsteget ur nedanstående ekvivalenta krets (småsignalschema).



$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + R_E \cdot i_1 + h_{21} \cdot i_1 \cdot R_E$ (Använd Maxwells cirkulerande strömmar)

$u_2 = R_C \cdot i_2 = - R_C \cdot h_{21} \cdot i_1$ varav

$$F = \frac{u_2}{u_1} = \frac{- R_C \cdot h_{21}}{(h_{21} + 1) \cdot R_E + h_{11}} \approx - \frac{R_C}{R_E}$$

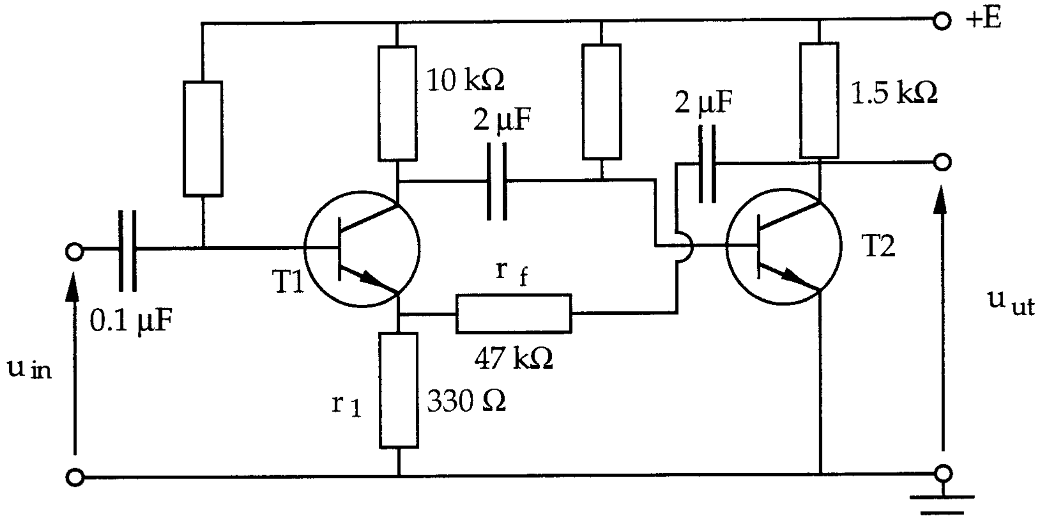
$R_E = 330\ \Omega$

$F_{beräkn.}$ = ...

Kommentar:

Uppgift 5. Negativ återkoppling i en tvåstegsförstärkare.

Behåll 330 Ω:s motståndet i steg A:s emitterkrets och återkoppla från tvåstegsförstärkarens utgång till 330 Ω:s motståndet enligt figur 7. De båda kretskorten kan användas.



Figur 7. Tvåstegsförstärkare med negativ återkoppling.

Mät den totala förstärkningen (**håll inspänningen konstant**) och bestäm frekvensgången för förstärkaren. Rita in den i det diagram som använts i de föregående uppgifterna.

Tabell 3.

u_{in} (mV)	f (Hz)	u_{ut} (mV)
	10	
	20	
	40	
	60	
	100	
	300	
	1 k	
	3 k	
	10 k	
	30 k	
	100 k	
	300 k	
	600 k	
	1000 k	

F_{tot} (exp) = ...

Uppskatta F_{tot} (teor) från återkopplingselementen.

F_{tot} (teor) = ... = ...

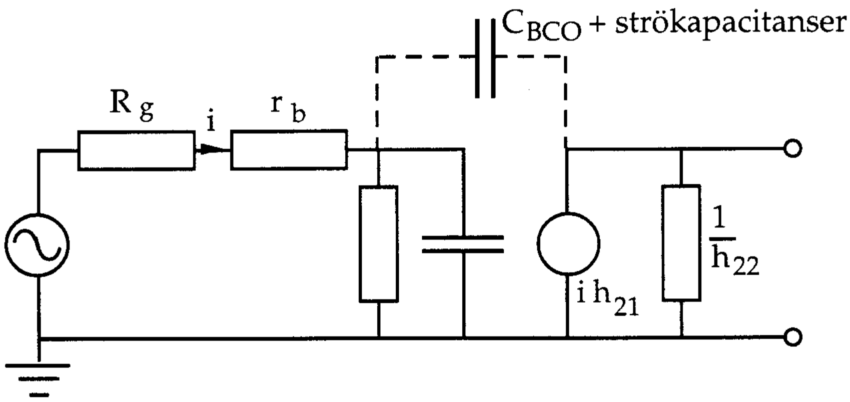
Kommentarer till frekvensgången jämfört med den återkopplade förstärkaren.

POSITIV ÅTERKOPPLING

Modifiera den återkopplade tvåstegsförstärkaren enligt följande. Reducera förstärkningen till c:a 20 genom att ändra återkopplingsmotståndet (bibehåll 470 Ω:s motståndet). Du har nu en stabil förstärkare med fasskiftet ungefärligen noll. För att erhålla positiv återkoppling anslutes förstärkarens utgång via en kondensator till en 10 kΩ potentiometer. Potentiometern rörliga kontakt anslutes till förstärkarens ingångskondensator. Mata samtidigt från en yttre signalkälla via dämpsatsen 100:1 en signal till ingången, Iakttag in- och utgång på förstärkaren med ett oscilloskop samtidigt som Du genom potentiometern ökar återkopplingen från utgången. Begynnelsevärdet är noll. Förstärkningen ökar nu från utgångsvärdet 20 till dess en punkt nås där oscillationen startar. Avlägsna då den yttre insignalen (men ej den positiva återkopplingen) och påvisa att förstärkaren nu fungerar som en oscillator.

BILAGA

BERÄKNING AV ÖVRE GRÄNSFREKVENSEN $\omega_ö$ MED FÖRENKLAT HYBRID-π-SCHEMA.



$$C_B \cong C_{BEO} + |(1 + F)|\, C_{BCO}$$

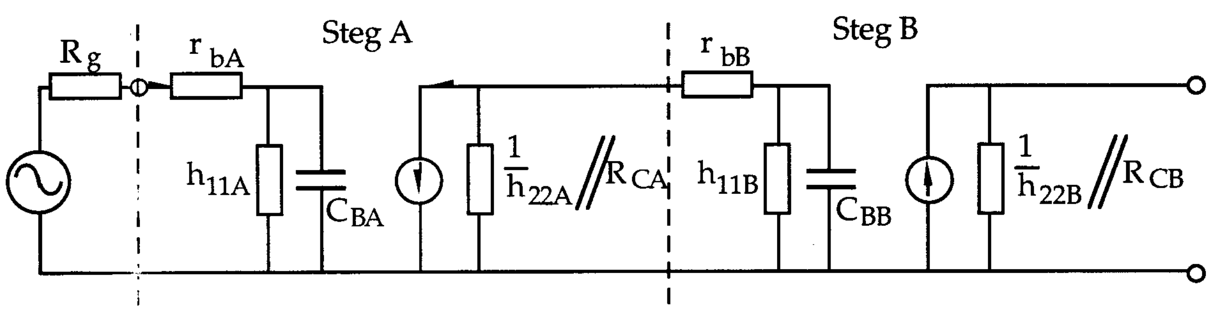
Den sista termen i_{CB} kallas Millerkapacitansen. F är den frekvensoberoende spänningsförstärkningsfaktorn.

För BC 107 och liknande transistorer gäller $r_b \approx 30$ ohm och $h_{11} \approx$ några kohm. Den uppmätta övre gränsvinkelfrekvensen är

$$\omega_{öA} = \frac{1}{C_B \dfrac{h_{11A}(R_g + r_{bA})}{h_{11A} + R_g + r_{bA}}}$$

Observera att uttrycket för $\omega_ö$ beror av generatorimpedansen R_g. (Vid mätning på kort A och B är $R_g \approx 10$ ohm.)

1. Beräkning av övre gränsfrekvensen $\omega_ö(A + B)$. Vi ritar först upp det förenklade hybrid-π-schemat.



$$\omega_{öA} = \frac{1}{C_B \dfrac{h_{11A}(R_g + r_{bA})}{h_{11A} + R_g + r_{bA}}}$$

$$\omega_{öB} = \frac{1}{C_{BB} \cdot h_{11} // R_{CA} // \dfrac{1}{h_{22A}}}$$

Om då $|F_0(A + B)|$ är den sammansatta förstärkarens frekvensoberoende (maximala) spänningsförstärkningsfaktor, kan frekvensberoendet skrivas

$$\left|\frac{F_{(A+B)}(\omega)}{F_{0(A+B)}}\right| = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_{öA}}\right)^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_{öB}}\right)^2}}$$

$$\omega = \omega_{ö(A+B)} \qquad \text{då} \qquad \left|\frac{F(\omega)}{F_0}\right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Dvs.

$$\frac{1}{\left(1+\left(\frac{\omega}{\omega_{öA}}\right)^2\right)\left(1+\left(\frac{\omega}{\omega_{öB}}\right)^2\right)} = \frac{1}{2}$$

Lös ut ω

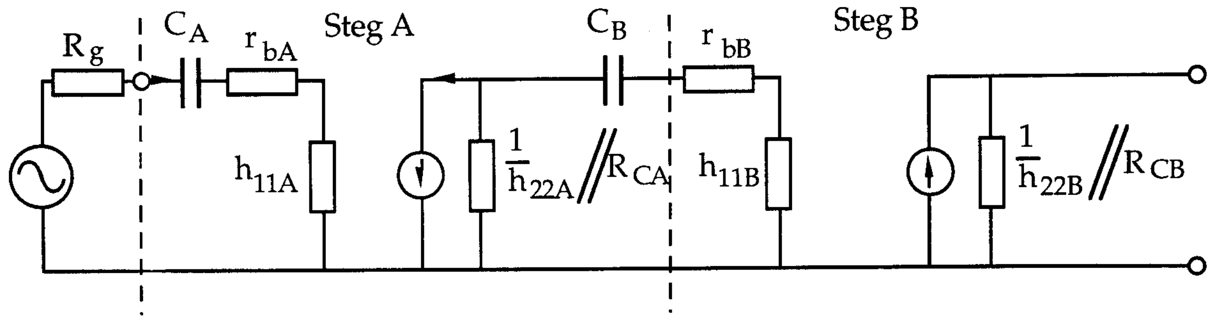
$$\omega_{ö(A+B)} = \left[\sqrt{\frac{1}{4}\left((\omega_{öA})^2 + (\omega_{öB})^2\right)^2 + (\omega_{öA}\cdot\omega_{öB})^2} - \frac{1}{2}\left((\omega_{öA})^2 + (\omega_{öB})^2\right)\right]^{\frac{1}{2}}$$

OBS! Om t.ex $\omega_{öB} << \omega_{öA}$
Så är $\omega_{ö(A+B)} \approx \omega_{öB}$

OBS! Dessa räkningar gäller endast om A:s ingång är ordentligt isolerad från B:s utgång. Dvs ingen återkoppling över bägge stegen. Alltså använd korta kopplingstrådar på plinten och skärmade kablar för signalerna!

BERÄKNING AV UNDRE GRÄNSFREKVENSEN ω_u.

Först det vanliga hybrid-parameterschemat med kopplingskondensatorer utsatta. (Här behöver vi inte ta hänsyn till C_B-kapacitanser, se sid. 2, om förstärkarens bandbredd är stor, dvs $\omega_ö > 10^2\ \omega_u$)



$$\omega_{uA} = \frac{1}{C_A(R_g+r_{bA}+h_{11A})} \approx \frac{1}{C_A h_{11A}}$$

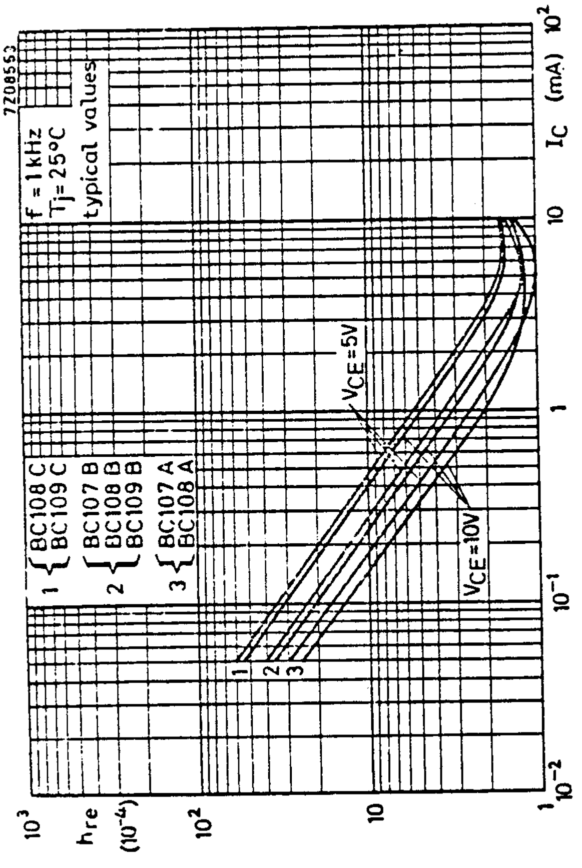
(Om $R_g \approx 10\ \Omega$ och $h_{11} \approx 1\ k\Omega$)
Observera att ω_{uB} för det sammansatta steget skiljer sig från det först uppmätta ω_{uB} med $R_g = 10\ \Omega$ Vid sammankoppling av stegen blir nämligen $Z_{UTA} = R_g$ för B-steget! Dvs det belastade stegets gränsfrekvens blir

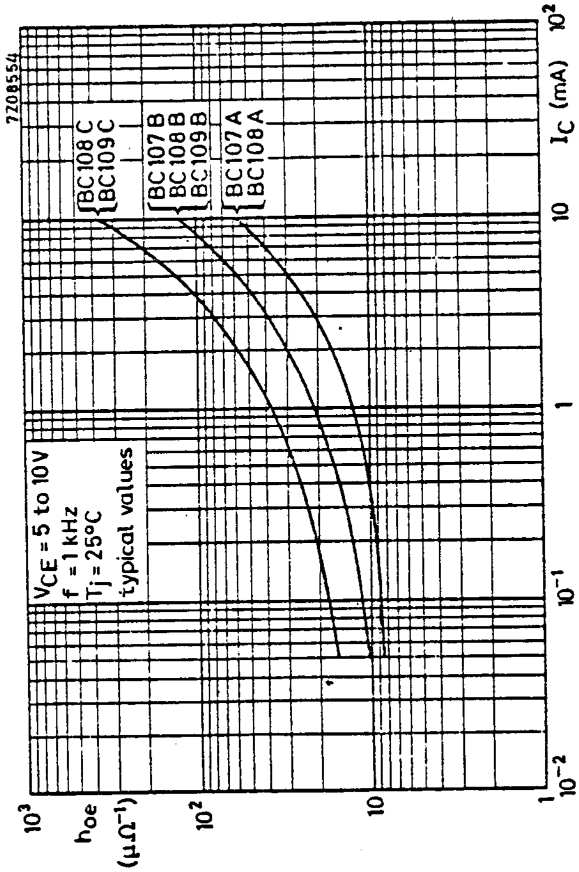
$$\omega_{uB}^* \approx \frac{1}{C_B\left(\frac{1}{h_{22A}} // R_{CA}+h_{11B}\right)}$$

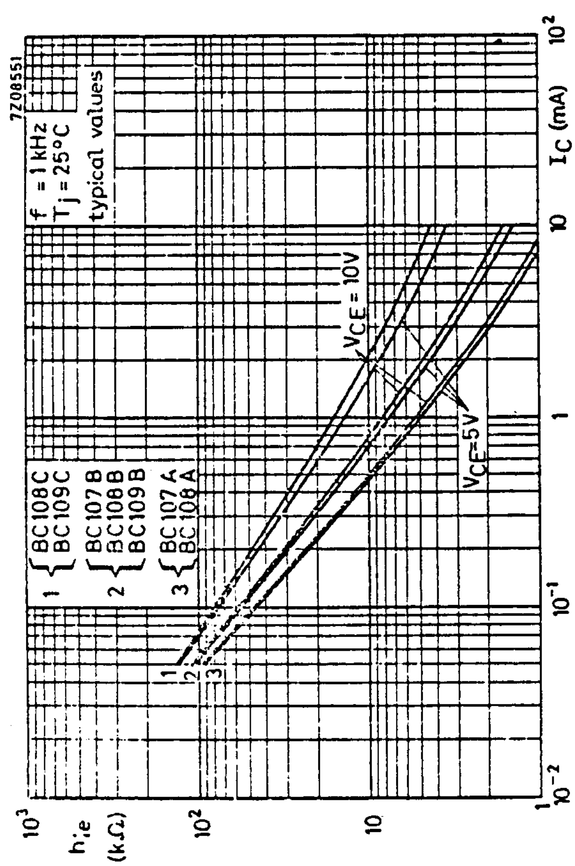
Med likartade räkningar som på föregående sida blir

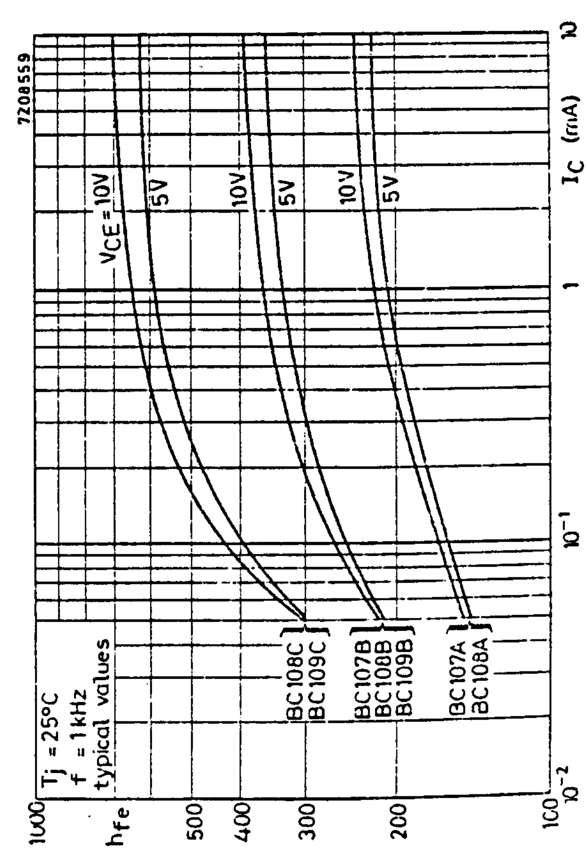
$$\omega_{u(A+B)} = \sqrt{\sqrt{\frac{1}{4}[(\omega_{uA})^2+(\omega_{uB}^*)^2]+(\omega_{uB}^*\cdot\omega_{uA})^2}+\frac{1}{2}[(\omega_{uB}^*)^2+(\omega_{uA})^2]}$$

Kontrollera vilket C_B Du använt före räknandet!


7208553
f = 1 kHz
Tj = 25°C
typical values
1 BC108 C BC109 C
2 BC107 B BC108 B BC109 B
3 BC107 A BC108 A
VCE=5V
VCE=10V
hre
(10⁻⁴)
IC (mA)


7208554
BC108 C BC109 C
BC107 B BC108 B BC109 B
BC107 A BC108 A
VCE = 5 to 10V
f = 1 kHz
Tj = 25°C
typical values
hoe
(μΩ⁻¹)
IC (mA)


7208551
f = 1 kHz
Tj = 25°C
typical values
1 BC108C BC109C
2 BC107B BC108B BC109B
3 BC107A BC108A
VCE = 10V
VCE=5V
hie
(kΩ)
IC (mA)


7208559
Tj = 25°C
f = 1 kHz
typical values
VCE=10V
5V
10V
5V
10V
5V
BC108C BC109C
BC107B BC108B BC109B
BC107A BC108A
hfe
IC (mA)