Lösningsförslag till övningsuppgifter

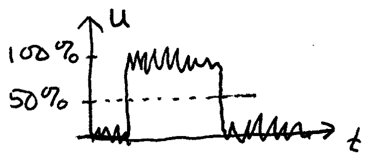
Analog elektronik
2:a upplagan

Bengt Molin

Studentlitteratur
ISBN 978-91-44-05367-7

Version 2017-09-14

1.1 Digitala spänningar, som använder två spänningsnivåer, kan återskapas även om de är överlagrade med brus.
Det går att avgöra om det är hög eller låg spänningsnivå om inte brusnivån är alltför hög.



$u > 50\% \Rightarrow$ Hög nivå

$u < 50\% \Rightarrow$ Låg nivå

1.2 $A_v = \dfrac{U_{ut}}{U_{in}} = \dfrac{2}{0{,}01} = 200$ gånger

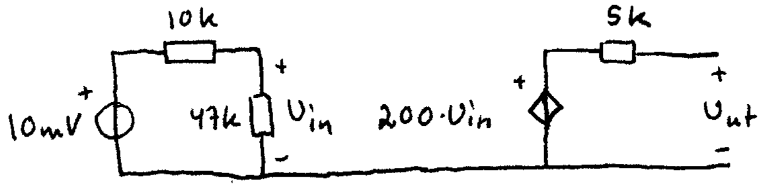
$$A_{vdB} = 20 \log \frac{U_{ut}}{U_{in}} = 20 \cdot \log 200 = 46\ dB$$

1.3 Använd $20 \cdot \log \dfrac{U_{ut}}{U_{in}}$ för spänningsförstärkning.

1.4 Använd $10 \cdot \log \dfrac{P_{ut}}{P_{in}}$ för effektförstärkning

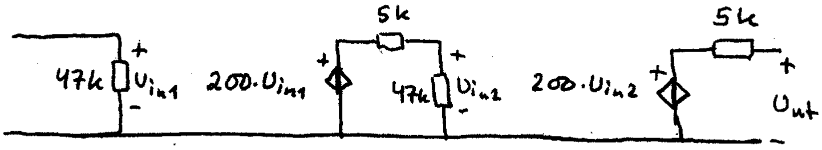
1.5 Ökar 5 gånger $\Rightarrow 20 \log 5 = 14\ dB$
Alternativt: Tiodubbling (20dB) och halvering (-6dB) $= 20-6 = 14$ dB

1.6



$$U_{ut} = 0{,}01 \cdot \frac{47k}{10k + 47k} \cdot 200 = 1{,}65\ V$$

1.7



$R_{in} = 47\ k\Omega \qquad R_{ut} = 5\ k\Omega$

$A_v = 200 \cdot 200 \cdot \frac{47k}{5k + 47k} = 36200$

1.8 $\quad B = f_{ö} - f_u = 50\ kHz - 30\ kHz = 20\ kHz$

1.9 a $\quad CMRR = \frac{A_{VDM}}{A_{VCM}}$

Räknat i dB blir det

$(A_{VDM})_{dB} - (A_{VCM})_{dB} = 40 - (-20) = 60\ dB$

b $\quad u_{DM} = u_1 - u_2 = 0 + 0{,}02 \sin(\omega t)\ \ V$

c $\quad u_{CM} = \frac{1}{2}(u_1 + u_2) = 3 + 0{,}03 \sin(\omega t)\ \ V$

d Differential mode:

$A_{VDM} = 100$ gånger (20 dB)

$u_{utDM} = 100 \cdot 0{,}02 \sin(\omega t) = 2 \sin(\omega t)\ \ V$

Common mode:

$A_{VCM} = 0{,}1$ gånger (−20 dB)

$u_{utCM} = 0{,}1 \cdot (3 + 0{,}03 \cdot \sin(\omega t)) =$
$= 0{,}3 + 0{,}003 \sin(\omega t)\ \ V$

Total utspänning

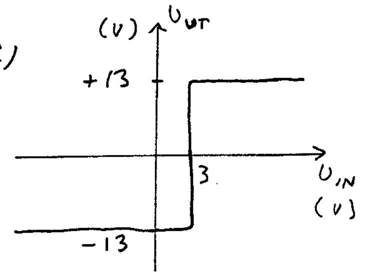
$u_{ut} = u_{utDM} + u_{utCM} = 0{,}3 + 2{,}003 \sin(\omega t)\ \ V$

2.1

a) $U_{IN} > 3V \Rightarrow$ OP bottnar i $+13V$

$U_{IN} < 3V \Rightarrow$ OP bottnar i $-13V$

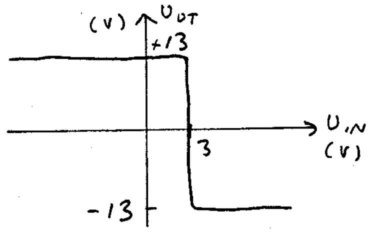
a)



b) $U_{IN} > 3V \Rightarrow$ OP bottnar i $-13V$

$U_{IN} < 3V \Rightarrow$ OP bottnar i $+13V$

b)



2.2

$$A_v = \frac{R_1+R_2}{R_1} = \frac{10k+120k}{10k} = 13$$

2.3

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{120k}{10k} = -12$$

2.4 Kopplingen är en differentialförstärkare

$$\frac{U_{ut}}{U_1-U_2} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{100k}{10k} = 10 \quad \text{(Se figur 2.12)}$$

2.5 Grundkopplingar: Spänningsföljare, inverterare, summator

$$U_{ut} = -\frac{R_7}{R_5}\cdot U_1\cdot\frac{R_2}{R_1+R_2} - \frac{R_7}{R_6}\left(-U_2\cdot\frac{R_4}{R_3}\right) = -U_1\frac{R_7}{R_5}\cdot\frac{R_2}{R_1+R_2} + U_2\frac{R_7\cdot R_4}{R_6\cdot R_3}$$

2.6

a) Ansätt pot. V på utgången av första OP:

$$\frac{U_1-0}{R_1} = \frac{V-U_1}{R_2} \Rightarrow V = U_1\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)\cdot R_2 \qquad V = \frac{R_1+R_2}{R_1}\cdot U_1$$

(Icke inv. grundkoppling)

$$\frac{V-U_2}{R_3} = \frac{U_2-U_{ut}}{R_4} \Rightarrow U_{ut} = U_2\left(\frac{1}{R_4}+\frac{1}{R_3}\right)R_4 - V\frac{R_4}{R_3} =$$

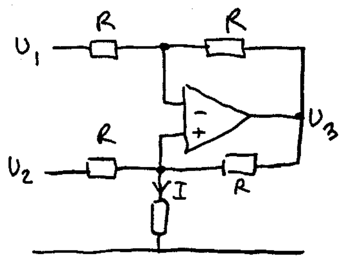
$$= U_2\left(1+\frac{R_4}{R_3}\right) - U_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\frac{R_4}{R_3}$$

b) Differentialförstärkare (Instrumentförstärkare)

Om $R_1 = R_4$, $R_2 = R_3$ blir $U_{ut} = \left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)(U_2-U_1)$

2.7

$$\begin{cases} \dfrac{U_1 - U_-}{R} = \dfrac{U_- - U_3}{R} & (1) \\ \dfrac{U_2 - U_+}{R} + \dfrac{U_3 - U_+}{R} = \dfrac{U_+}{R_L} & (2) \\ U_+ = U_- & (3) \end{cases}$$



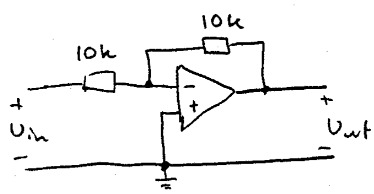
(1) $\Rightarrow$ $U_3 = 2U_- - U_1$

Sätt in (1), (3) i (2): $U_2 - U_+ + 2U_+ - U_1 - U_+ = \dfrac{R}{R_L} U_+$

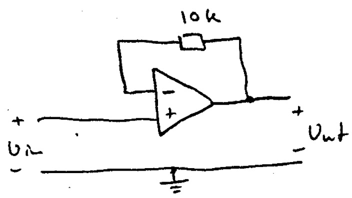
$$\Rightarrow \quad U_2 - U_1 = R \cdot \underbrace{\frac{U_+}{R_L}}_{=I} \quad \Rightarrow \quad I = \frac{U_2 - U_1}{R}$$

2.8

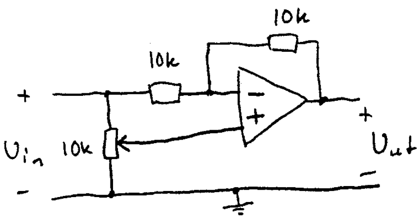
Inverterande koppling (−1)



Icke-inverterande koppling (+1, spänningsföljare)



Kombination av dessa + grubblande ger

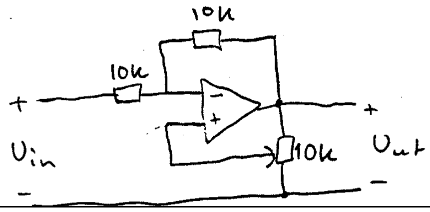


Undre läget på 10k-pot ger inverterande koppling enligt ovan

Övre läget ger $U_+ = U_{in}$

Eftersom $U_- = U_+$ blir $U_{ut} = U_{in}$ ty ingen ström genom 10k-motståndet

Alternativ lösning:



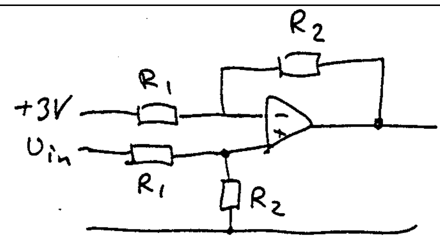
2.9

$U_{in} = 3-4\text{V}$

$U_{ut} = 0-5\text{V}$

$U_{ut} = 5(U_{in} - 3)$

Differentialförstärkare



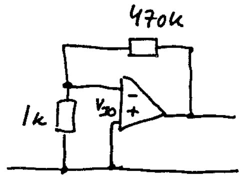
$\dfrac{R_2}{R_1} = 5$ Tex $R_2 = 50\,\text{k}\Omega$

$R_1 = 10\,\text{k}\Omega$

3.1 Se svaren i boken.

3.2 a) Låt $v_{in} = 0$

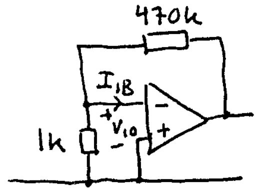
$$\text{Offset ut} = \frac{V_{IO}}{1k} \cdot (1k + 470k) = 471\, V_{IO}$$



Typ $V_{IO} = \pm 1\text{mV} \Rightarrow \quad 471 \cdot 1m = \underline{\pm 0{,}47\text{ V}}$

Max $V_{IO} = \pm 5\text{mV} \Rightarrow \quad 471 \cdot 5m = \underline{\pm 2{,}36\text{ V}}$

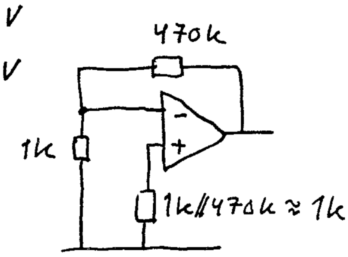
b) Om $V_{IO} = 0$ är spänningen över 1k = 0 V. Det medför att I_{IB} går igenom 470 kΩ



Typ $I_{IB} = 80\text{ nA} \qquad U_{UT} = 470k \cdot 80n = 38\text{ mV}$

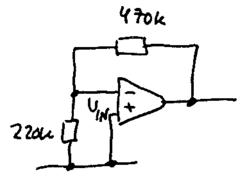
Max $I_{IB} = 500\text{nA} \qquad U_{UT} = 470k \cdot 500n = 0{,}24\text{ V}$

c) Se till så att det är samma likströmsresistans till plus- och minusingången
⇒ Lika stort spänningsfall pga I_{IB} för båda ingångarna ⇒ $U_{UT} = 0$ (I_{IB} går genom 1k).



3.3 På samma sätt som i föregående uppgift erhålls:

a) $$\text{Offset ut} = \frac{470k + 220k}{220k} \cdot V_{IO} = 3{,}14\, V_{IO}$$



Typ $V_{IO} = \pm 1\text{mV} \Rightarrow$ Offset ut $\underline{\pm 3{,}14\text{ mV}}$

Max $V_{IO} = \pm 5\text{mV} \Rightarrow$ – " – $\underline{\pm 15{,}7\text{ mV}}$

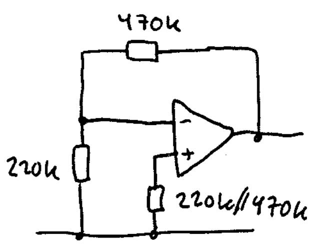
b) $V_{IO} = 0 \Rightarrow$ Spänningen över 220k är 0V.

$\Rightarrow U_{UT} = 470k \cdot I_{IB}$

Typ $I_{IB} = 80\text{nA} \Rightarrow \quad U_{UT} = 470k \cdot 80\text{nA} = 38\text{ mV}$

Max $I_{IB} = 500\text{nA} \Rightarrow \quad U_{UT} = 470k \cdot 500n = 0{,}24\text{ V}$

c)



Kompensering av förströmmarnas inverkan bör göras eftersom den inverkan är större än inverkan av V_{IO}.
Höga resistanser ger större offset pga förströmmarna.

3.4 $$\pm 15 \cdot \frac{100}{100 + 150k} \approx \pm 10\text{ mV}$$

3.5 Slew rate bestäms av stighastigheten på utspänningen, 10 V på 4 μs.

Slew rate $= \frac{10\ V}{4\ \mu s} = 2,5\ V/\mu s$

3.6 a) $\hat{U}_{in} = 100\ mV \Rightarrow \hat{U}_{ut} = 100m \cdot 100 = 10\ V$

$$f_{max} = \frac{SR}{2\pi \hat{U}} = \frac{0,5}{2\pi \cdot 10} \cdot 10^6 = 7,96\ kHz \approx 8,0\ kHz$$

b) FB-produkten är konstant $\Rightarrow$

$5 \cdot 200\,000 = f_g \cdot 100 \Rightarrow f_g = 10\ kHz$

c) Slew rate begränsar i detta fall högsta användbara frekvens.

3.7 Se svaren i boken

5.1

a) Belopp: Konstant nivå $20 \cdot \log 100 = 40$ dB

Fas : 0°

b) Belopp: +1 lutning vid låga frekvenser
0 lutning vid höga frekvenser
Brytpunkt vid 10^2 Hz

Fas: +90° vid låga frekvenser
0° vid höga frekvenser
+45° vid 10^2 Hz

c) Belopp 0 dB (=1) vid låga frekvenser
+1 brytpunkt vid 10^3 Hz
−1 brytpunkt vid 10^4 Hz
Konstant nivå +20 dB vid höga frekvenser

Fas 0° vid låga frekvenser
+1 brytpunkten vid 10^3 Hz ger positiv fasvridning
−1 brytpunkten vid 10^4 Hz tar ned fasen mot noll igen.
Fasvinkel vid 10^3 Hz : +45° − 6° (en dekad från 10^4)
Fasvinkel vid 10^4 Hz : +45° − 6° (en dekad från 10^3)

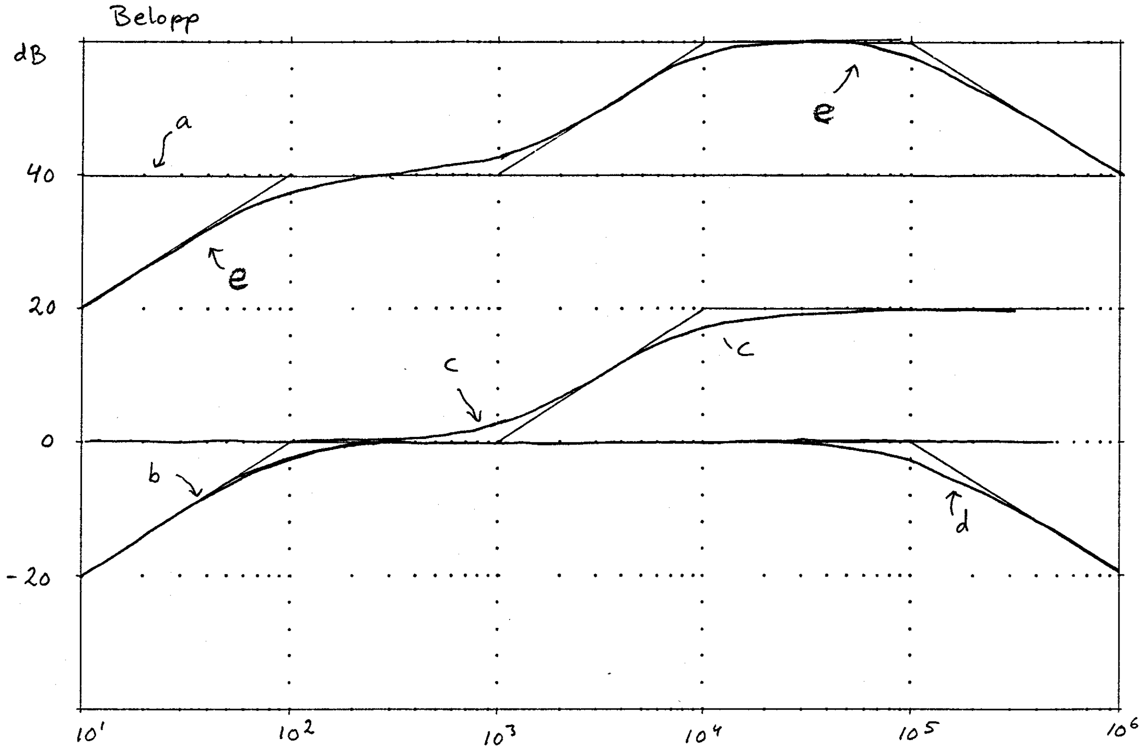
d) Belopp Konstant nivå 0dB vid låga frekvenser
−1 brytpunkt vid 10^5 Hz
−1 lutning vid höga frekvenser

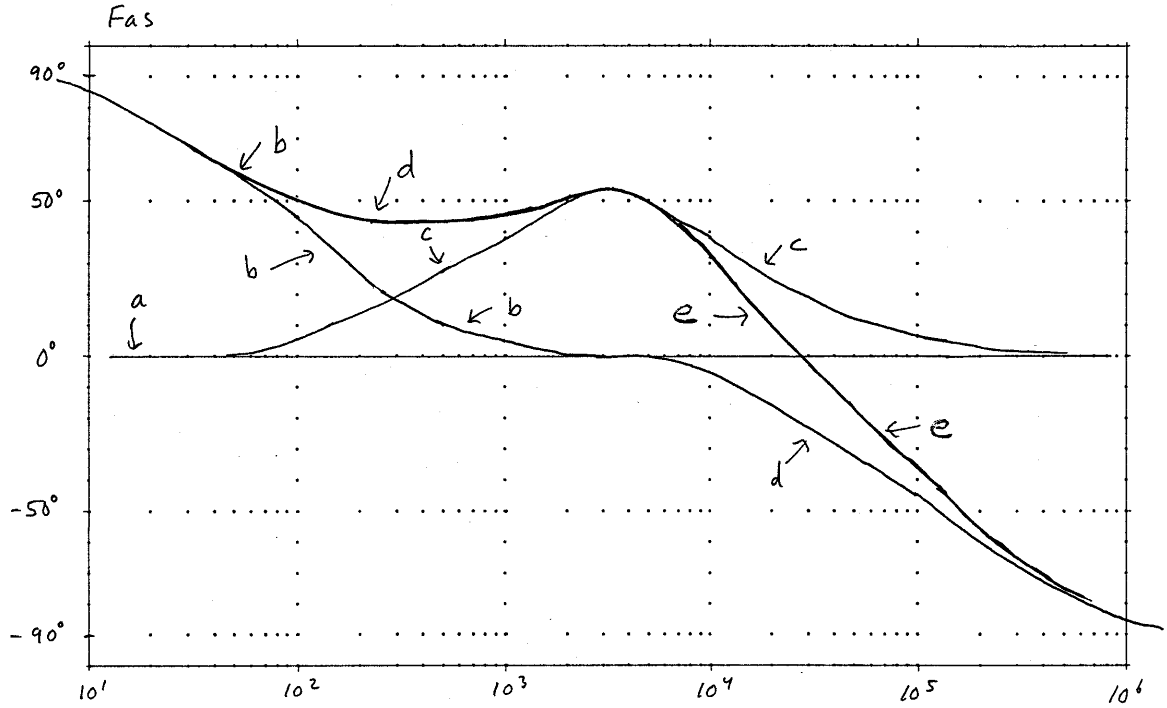
Fas 0° vid låga frekvenser
−90° vid höga frekvenser
−45° vid 10^5 Hz

e) = summan av kurvorna a–d

Diagram se nästa sida...

5.1


Belopp
dB
40
20
0
-20
a
b
c
c
d
e
e
10^1
10^2
10^3
10^4
10^5
10^6

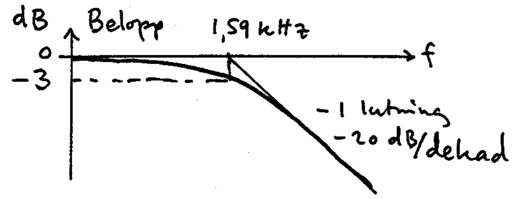

Fas
90°
50°
0°
-50°
-90°
a
b
b
b
c
c
d
d
e
e
10^1
10^2
10^3
10^4
10^5
10^6

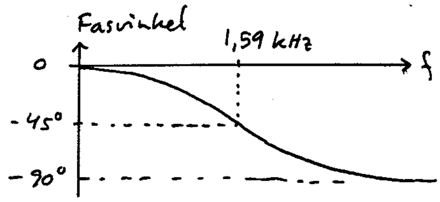
5.2

a) $$\frac{U_{ut}}{U_{in}} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} =$$

$$= \frac{1}{1 + j\omega/\omega_1} = \frac{1}{1 + j\, f/f_1}$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi\, 10k \cdot 10n} = 1{,}59 \text{ kHz}$$

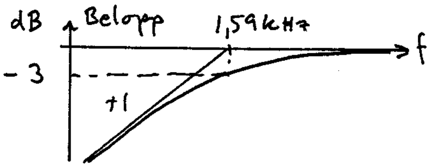


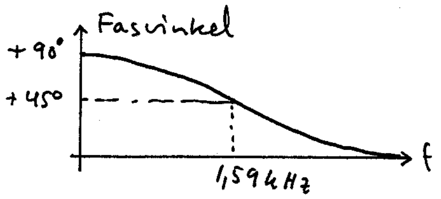


b) $$\frac{U_{ut}}{U_{in}} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} =$$

$$= \frac{j\omega/\omega_1}{1 + j\omega/\omega_1} = \frac{j\, f/f_1}{1 + j\, f/f_1}$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi\, 10k \cdot 10n} = 1{,}59 \text{ kHz}$$





5.3

$$R_2 /\!/ \frac{1}{j\omega C} = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C}$$

$$\frac{U_{ut}}{U_{in}} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 /\!/ \frac{1}{j\omega C} + R_3} = \frac{R_3}{R_1 + \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C} + R_3} =$$

{ Förläng med $1 + j\omega R_2 C$ så att det inte finns några bråk i täljare och nämnare }

$$= \frac{R_3 (1 + j\omega R_2 C)}{R_1 + j\omega R_1 R_2 C + R_2 + R_3 + j\omega R_2 R_3 C} =$$

{ Täljare ok! Bryt ut realdelen i nämnaren så att en etta erhålls som realdel }

$$= \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot \frac{1 + j\omega R_2 C}{1 + j\omega \frac{R_2(R_1 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} C} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot \frac{1 + j\omega R_2 C}{1 + j\omega R_2 /\!/ (R_1 + R_3) \cdot C}$$

{ Bodes normalform }

$$= \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot \frac{1 + j\omega/\omega_1}{1 + j\omega/\omega_2} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot \frac{1 + j f/f_1}{1 + j f/f_2}$$

Konstant $\frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{10k}{10k + 80k + 10k} = \frac{1}{10} \mathrel{\hat{=}} -20 \text{ dB}$ vid låga f ($f = 0$)

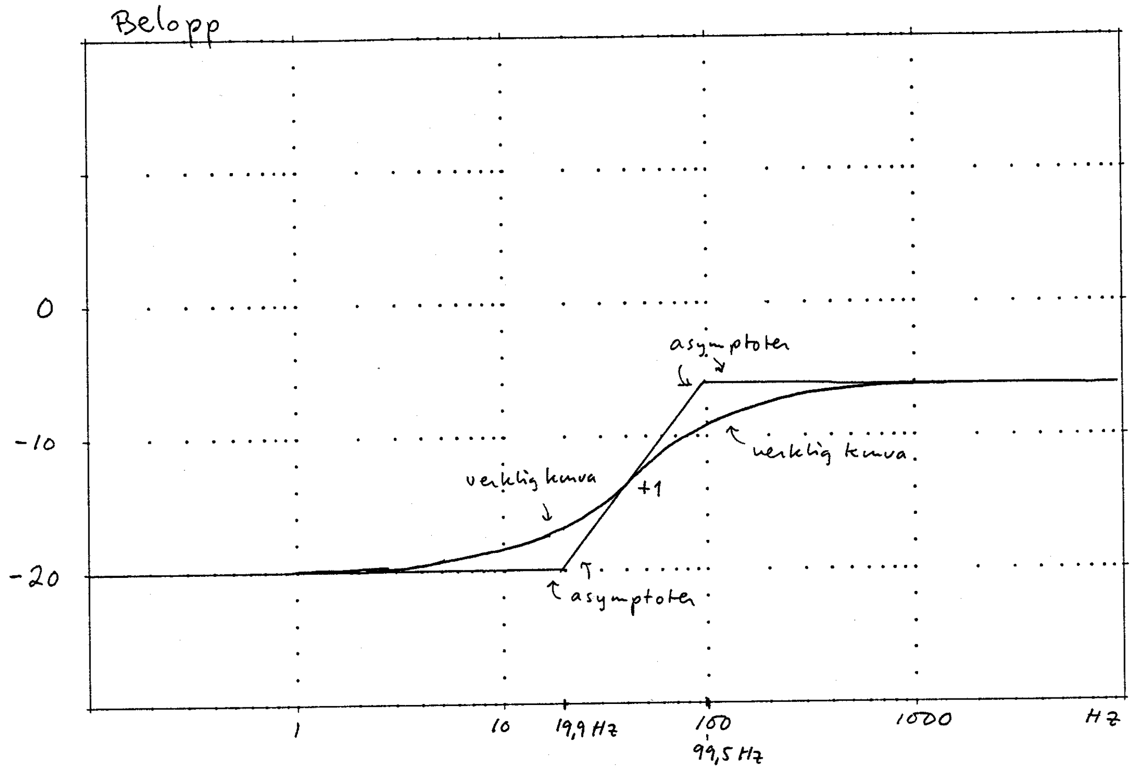
+1 brytpunkt vid $f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C} = \frac{1}{2\pi\, 80k \cdot 100n} = 19{,}9 \text{ Hz}$

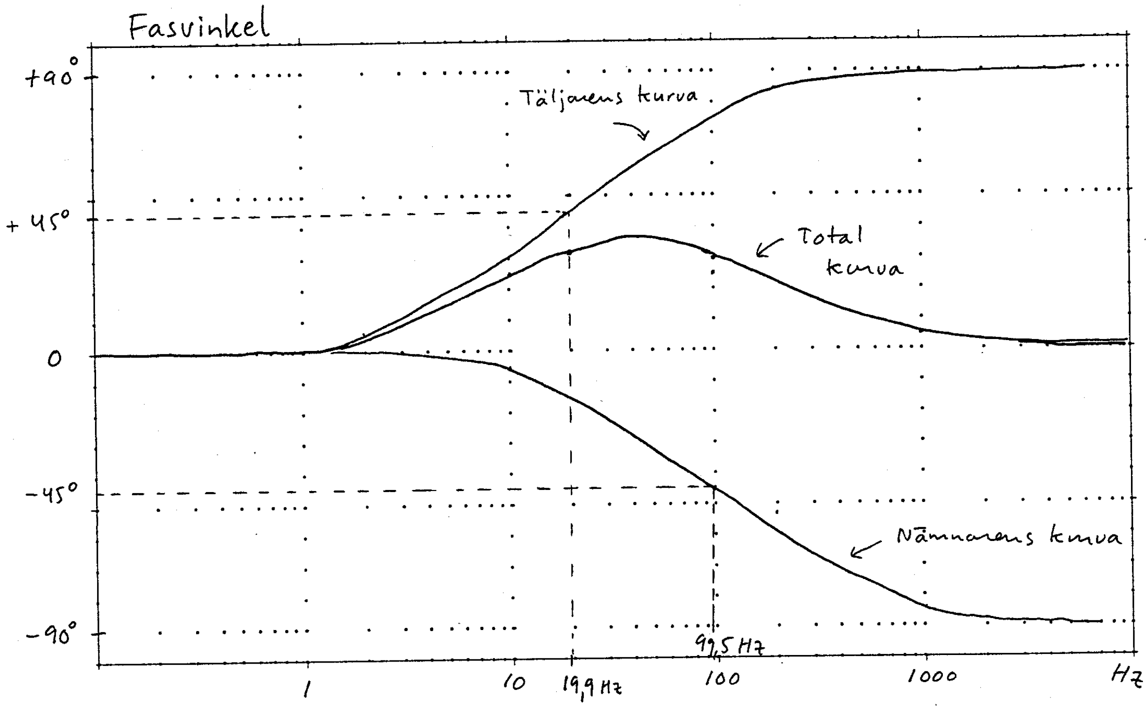
−1 brytpunkt vid $f_2 = \frac{1}{2\pi\, R_2 /\!/ (R_1 + R_3) \cdot C} = \frac{1}{2\pi\, 80k /\!/ 20k \cdot 100n} = 99{,}5 \text{ Hz}$

Vid höga frekvenser blir nivån $\frac{R_3}{R_1 + R_3} = \frac{10k}{10k + 10k} = \frac{1}{2} \mathrel{\hat{=}} -6 \text{ dB}$
(C "kortsluten")

Diagram se nästa sida...

5.3


Belopp
0
-10
-20
asymptoten
verklig kurva
+1
verklig kurva
asymptoten
1
10
19,9 Hz
100
99,5 Hz
1000
Hz

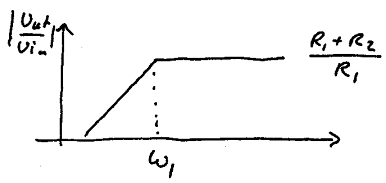

Fasvinkel
+90°
+45°
0
-45°
-90°
Täljarens kurva
Total kurva
Nämnarens kurva
99,5 Hz
1
10
19,9 Hz
100
1000
Hz

5.4 a)

$$\begin{cases} U_+ = U_{in}\cdot \dfrac{R_3}{R_3+\frac{1}{j\omega C}} = U_{in}\cdot \dfrac{j\omega R_3 C}{1+j\omega R_3 C} \\ U_- = U_{ut}\cdot \dfrac{R_1}{R_1+R_2} \\ U_+ = U_- \end{cases}$$

$$\Rightarrow \quad \frac{U_{ut}}{U_{in}} = \frac{R_1+R_2}{R_1}\cdot \frac{j\omega R_3 C}{1+j\omega R_3 C}$$

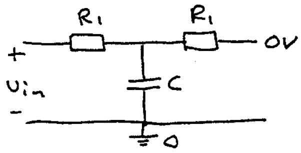
b)



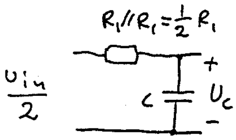
$\omega_1 = \dfrac{1}{R_3 C}$ Förstärkarens undre gränsvinkelfrekvens

c) Det måste finnas en likströmsväg på OP:ns ingångar så att förströmmarna I_{IB} (basströmmar till ingångstransistorerna) kan gå in till OP-förstärkaren.
R_3 bör väljas $R_1 // R_2$ för att minimera inverkan av förströmmarna.

5.5

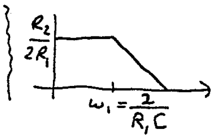


⇔ Tvåpolssatsen



$$U_C = \frac{U_{in}}{2}\cdot \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C}+\frac{R_1}{2}} = \frac{U_{in}}{2}\cdot \frac{1}{1+j\omega \frac{R_1}{2}C}$$

Förstärkning $\dfrac{U_{ut}}{U_C} = -\dfrac{R_2}{R_1} \Rightarrow \dfrac{U_{ut}}{U_{in}} = -\dfrac{R_2}{2R_1}\cdot \dfrac{1}{1+j\omega\frac{R_1}{2}C}$



5.6

$$\begin{cases} U_+ = U_{in}\cdot \dfrac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C}+R} = U_{in}\cdot \dfrac{1}{1+j\omega RC} \\ \dfrac{U_{in}-U_-}{R_1} = \dfrac{U_- - U_{ut}}{R_1} \\ U_+ = U_- \end{cases}$$

$$\Rightarrow \quad U_{ut} = 2\cdot U_{in}\cdot \frac{1}{1+j\omega RC} - U_{in}$$

$$\frac{U_{ut}}{U_{in}} = \frac{2}{1+j\omega RC} - 1 = \frac{2-1-j\omega RC}{1+j\omega RC} = \frac{1-j\omega RC}{1+j\omega RC}$$

$$\left|\frac{U_{ut}}{U_{in}}\right| = 1 \quad (0\,\mathrm{dB})$$

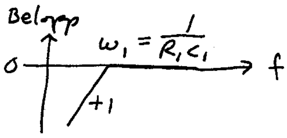
$$\arg \frac{U_{ut}}{U_{in}} = \arctan(-\omega RC) - \arctan(\omega RC) = $$

$$= -2\arctan(\omega RC)$$

Variabel fasvridning!

5. 7

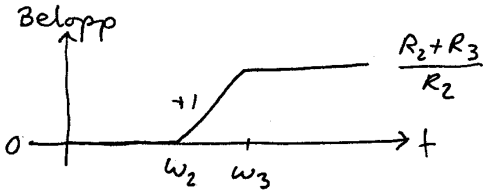
Högpassfilter på ingången: $\dfrac{j\omega R_1C_1}{1+j\omega R_1C_1}$



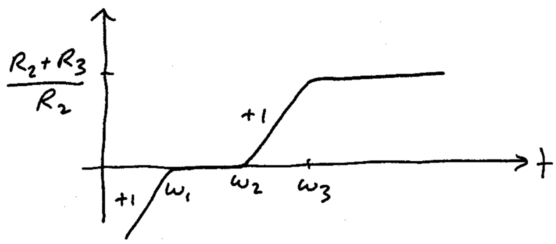
Förstärkarkoppling:

$$\frac{R_3 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{1+j\omega(R_2+R_3)C_2}{1+j\omega R_2C_2}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{(R_2+R_3)C_2} \qquad \omega_3 = \frac{1}{R_2C_2}$$



Total beloppskurva (asymptot



5.8

$$R_2 /\!/ \left(R_3 + \frac{1}{j\omega C}\right) = \frac{R_2\left(R_3 + \frac{1}{j\omega C}\right)}{R_2 + R_3 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_2(1+j\omega R_3C)}{1+j\omega(R_2+R_3)C}$$

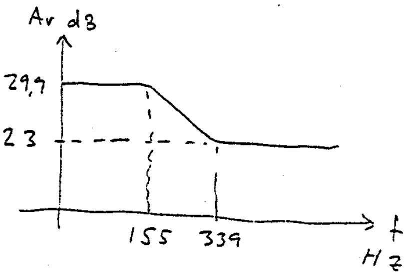
$$A_v = \frac{U_{ut}}{U_{in}} = -\frac{R_2/\!/(R_3+\frac{1}{j\omega C})}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1}\cdot\frac{1+j\omega R_3C}{1+j\omega(R_2+R_3)C} = -\frac{R_2}{R_1}\cdot\frac{1+j\omega/\omega_2}{1+j\omega/\omega_1}$$

$$A_v(f=0) = -\frac{R_2}{R_1} = -31{,}1 \text{ ggr} = 29{,}9 \text{ dB}$$

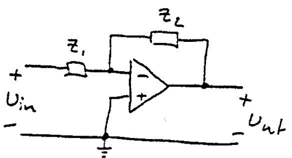
$$\omega_1 = \frac{1}{(R_2+R_3)\cdot C} \qquad f_1 = \frac{1}{2\pi(R_2+R_3)C} = 155 \text{ Hz}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{R_3C} \qquad f_2 = \frac{1}{2\pi R_3C} = 339 \text{ Hz}$$

$$A_v(f=\infty) = -\frac{R_2/\!/R_3}{R_1} = 14{,}2 \text{ ggr} = 23 \text{ dB}$$



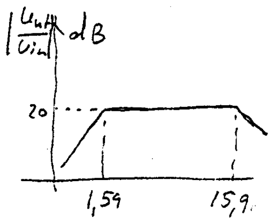
5.9



$$\frac{U_{ut}}{U_{in}} = -\frac{Z_2}{Z_1} \qquad Z_2 = R_2 /\!/ \frac{1}{j\omega C_2} = \frac{R_2}{1+j\omega R_2C_2}$$

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}$$

$$\frac{U_{ut}}{U_{in}} = -\frac{R_2}{\left(R_1+\frac{1}{j\omega C_1}\right)(1+j\omega R_2C_2)} = -\frac{R_2}{R_1}\cdot\underbrace{\frac{j\omega R_1C_1}{1+j\omega R_1C_1}}\cdot\underbrace{\frac{1}{1+j\omega R_2C_2}}$$



$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1C_1} = 1{,}59 \text{ Hz} \qquad f_2 = \frac{1}{2\pi R_2C_2} = 15{,}9 \text{ kHz}$$

Förstärkning däremellan $= -\dfrac{R_2}{R_1} = -10$ ggr (20 dB)

5.10

a) $R_3 /\!/ (R_2 + \frac{1}{j\omega C}) = \dfrac{R_3(R_2+\frac{1}{j\omega C})}{R_3+R_2+\frac{1}{j\omega C}} = R_3 \cdot \dfrac{1+j\omega R_2 C}{1+j\omega(R_2+R_3)C}$

$$\frac{U_{ut}}{U_{in}} = -\frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{1+j\omega R_2 C}{1+j\omega(R_2+R_3)C}$$

$$\left.\begin{aligned} 100 &= \frac{1}{2\pi(R_2+R_3)C} \\ 10\cdot 10^3 &= \frac{1}{2\pi R_2 C} \\ \frac{R_3}{R_1} &= 1000 \quad (60\,dB) \\ \frac{R_3 /\!/ R_2}{R_1} &= 10 \quad (20\,dB) \end{aligned}\right\}$$

Enligt specifikation

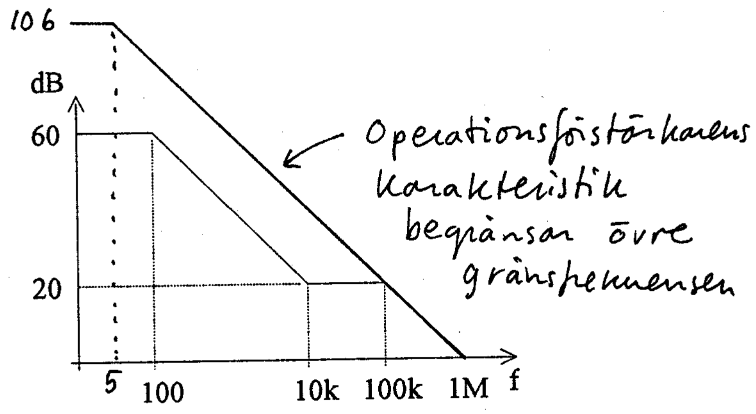
Förslag till dimensionering:

$R_1 = 100\,\Omega \qquad R_3 = 100\,k\Omega$

$R_2 /\!/ R_3 = 1\,k\Omega \Rightarrow R_2 = 1010\,\Omega$

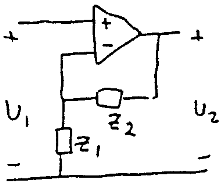
$C = \dfrac{1}{2\pi \cdot 1010 \cdot 10\cdot 10^3} = 15{,}8\,nF$

b)



5.11

0° förvridning vid låga frekv. ⇒ Icke inverterande koppling



$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$$

Högre förstärkning vid låga frekvenser

⇒ Z_2 större vid låga f än höga f

eller Z_1 mindre vid låga f än höga f

Ex: $Z_1 = R_1$

$Z_2 = R_2 // (R_3 + \frac{1}{j\omega C})$

Låga f $Z_2 = R_2$

Höga f $Z_2 = R_2 // R_3$

$$Z_2 = \frac{R_2 \cdot (R_3 + \frac{1}{j\omega C})}{R_2 + R_3 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_2(1 + j\omega R_3 C)}{1 + j\omega(R_2+R_3)C}$$

$$A_v = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} = \frac{R_1 + R_2 \cdot \frac{1 + j\omega R_3 C}{1 + j\omega(R_2+R_3)C}}{R_1} = \frac{R_1(1 + j\omega(R_2+R_3)C + R_2(1 + j\omega R_3 C)}{R_1(1 + j\omega(R_2+R_3)C)} =$$

$$= \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{1 + j\omega \frac{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}{R_1 + R_2} \cdot C}{1 + j\omega(R_2+R_3)C} = \frac{R_1+R_2}{R_1} \cdot \frac{1 + j\omega/\omega_2}{1 + j\omega/\omega_1}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{(R_2+R_3)\cdot C} \qquad \omega_2 = \frac{1}{\frac{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}{R_1+R_2}\, C}$$

$\omega = 0$ $A_v = 32\,dB = 39{,}8$ ggr ⇒ $\frac{R_1 + R_2}{R_1} = 39{,}8$

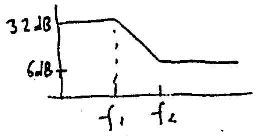
Välj $R_1 = 10\,k\Omega$ ⇒ $R_2 = 388\,k\Omega$

ω stor $A_v = 6\,dB = 2$ ggr ⇒ $\frac{R_1 + R_2 // R_3}{R_1} = 2$ ⇒ $R_2 // R_3 = R_1 = 10k$

⇒ $R_3 = 10{,}3\,k\Omega$

$f_1 = 100\,Hz$ (−3dB-gränsen) enligt diagram.

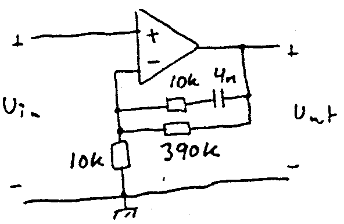
$$f_1 = \frac{1}{2\pi(R_2+R_3)C} \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi 100 \cdot (388 + 10{,}3) \cdot 10^3} \doteq 4\,nF$$



Kontroll

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \frac{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}{R_1+R_2} C} = 2000\,Hz$$

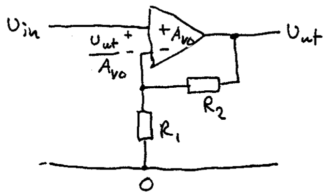
Stämmer med diagrammet OK!



6.1

$R_{in} = \infty \quad R_{ut} = 0$ (idealt)

a)



$$U_{ut} \cdot \frac{R_1}{R_1+R_2} = U_{in} - \frac{U_{ut}}{A_{vo}}$$

$$U_{ut}\left(\frac{R_1}{R_1+R_2} + \frac{1}{A_{vo}}\right) = U_{in}$$

$$A = \frac{U_{ut}}{U_{in}} = \frac{1}{\frac{R_1}{R_1+R_2} + \frac{1}{A_{vo}}} = \frac{A_{vo}(R_1+R_2)}{A_{vo}R_1 + R_1 + R_2} = \frac{A_{vo}}{1 + \frac{R_1}{R_1+R_2}\cdot A_{vo}} =$$

$$= \frac{R_1+R_2}{R_1} \cdot \frac{\frac{R_1}{R_1+R_2}\cdot A_{vo}}{1 + \frac{R_1}{R_1+R_2}\cdot A_{vo}}$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1+R_2} \qquad k = \frac{R_1+R_2}{R_1}$$

a-c) $\beta A_{vo} \gg 1$

$\Rightarrow A = \frac{R_1+R_2}{R_1}$

a-d) Spänning-spänning-motkoppling

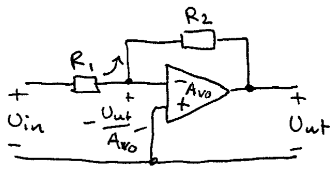
a-e) $R_1 = 1\,k\Omega \quad R_2 = 100\,k\Omega$

$A_{vo} = 2000$

$$\beta A_{vo} = \frac{1k}{1k+100k} \cdot 2000 = 19{,}8$$

$$A = \frac{1k+100k}{1k} \cdot \frac{19{,}8}{1+19{,}8} = 96{,}1$$

b)



$$\frac{U_{in} - \left(-\frac{U_{ut}}{A_{vo}}\right)}{R_1} = \frac{-\frac{U_{ut}}{A_{vo}} - U_{ut}}{R_2}$$

$$\frac{U_{in}}{R_1} = -U_{ut}\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_2 A_{vo}} + \frac{1}{R_1 A_{vo}}\right)$$

$$\frac{1}{A} = \frac{U_{in}}{U_{ut}} = -\left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_2 A_{vo}} + \frac{1}{A_{vo}}\right) =$$

$$= -\frac{R_1 A_{vo} + R_1 + R_2}{R_2 A_{vo}}$$

$$A = \frac{U_{ut}}{U_{in}} = -\frac{R_2 A_{vo}}{R_1 A_o + R_1 + R_2} = -\frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot \frac{A_{vo}}{1 + \frac{R_1}{R_1+R_2} A_{vo}} =$$

$$= -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{\frac{R_1}{R_1+R_2}\cdot A_{vo}}{1 + \frac{R_1}{R_1+R_2} A_{vo}}$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1+R_2} \qquad k = -\frac{R_2}{R_1}$$

OBS! Samma β som i a)

b-c) $\beta A_{vo} \gg 1$

$\Rightarrow A = -\frac{R_2}{R_1}$

b-d) Spänning-ström-motkoppling
Utspänningen avkänns och återförs som ström.

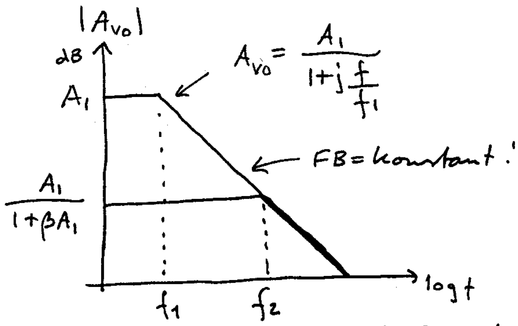
b-e) $R_1 = 1\,k\Omega \quad R_2 = 100\,k\Omega$

$A_{vo} = 2000$

$\beta A_{vo} = 19{,}8$ (se ovan)

$$A = -\frac{100k}{1k} \cdot \frac{19{,}8}{1+19{,}8} = -95{,}2$$

6.2



$$A = \frac{A_{vo}}{1+\beta A_{vo}} = \frac{\frac{A_1}{1+jf/f_1}}{1 + \frac{\beta A_1}{1+jf/f_1}} =$$

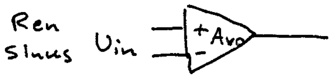
$$= \frac{A_1}{1+jf/f_1 + \beta A_1} = \frac{A_1}{1+\beta A_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{jf}{f_1(1+\beta A_1)}} =$$

$$= \frac{A_1}{1+\beta A_1} \cdot \frac{1}{1+j\frac{f}{f_2}}$$

där $f_2 = f_1 \cdot (1+\beta A_1)$

Bandbredden ökar alltså med faktorn $(1+\beta A_1)$

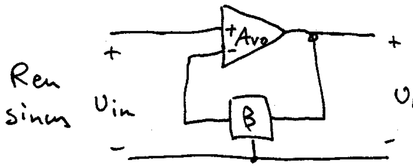
6.3 Förstärkare utan motkoppling



$U_{ut} = A_{vo} \cdot U_{in} + \underbrace{U_d}$

Distorsion = övertoner.

Förstärkare med motkoppling



$U_{ut} = A_{vo}(U_{in} - \beta U_{ut}) + \underbrace{U_d}$

Samma utsignalnivå ger samma distorsion

$\Rightarrow U_{ut}(1+\beta A_{vo}) = A_{vo} U_{in} + U_d$

$$U_{ut} = \frac{A_o}{1+\beta A_{vo}} \cdot U_{in} + \underbrace{\frac{U_d}{1+\beta A_{vo}}}$$

Resulterande distorsion minskas alltså med faktorn $\frac{1}{1+\beta A_{vo}}$!

6.4 a) Bodediagram:

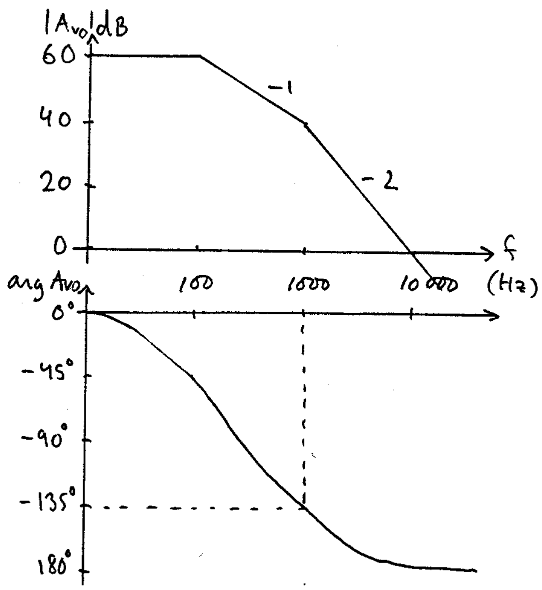
Vid andra −1 brytpunkten är fasvinkeln ca −135°
(Approximativt ty fasvridningen från första −1 brytpunkten har 6° kvar till −90°)

Beloppet A_{vo} är då 40 dB $\hat{=}$ 100 ggr

$$\Rightarrow \beta_{max} = \frac{1}{|A_{vo}|} = \frac{1}{100} = 0{,}01$$

Låga f:

$$A_{min} = \frac{A_{vo}}{1+\beta A_{vo}} = \frac{1000}{1+\frac{1000}{100}} = 91$$



(Egentligen ligger amplitudkurvan 3 dB under asymptoten i brytpunkten. Med $A_{vo} = 37$ dB blir

$$\Rightarrow \beta_{max} = \frac{1}{|A_{vo}|} = \frac{1}{70{,}7} = 0{,}014 \qquad A_{min} = \frac{1000}{1+\frac{1000}{70{,}7}} = 66$$)

Fortsättning på nästa sida ...

6.4

b) Exakt beräkning

Vad är $|A_{vo}|$ då $\arg A_{vo} = -135°$ (Resistivt β ger ingen fasvridning)

$$-135° = -\arctan\frac{f}{100} - \arctan\frac{f}{1000} \quad (1)$$

Lös ekvationen med prövningsräkning, datorhjälp eller analytiskt:

$$\tan(\alpha+\beta) = \frac{\tan\alpha + \tan\beta}{1-\tan\alpha\cdot\tan\beta} \quad (2)$$

$$(1)+(2) \Rightarrow \underbrace{\tan(+135°)}_{=-1} = \frac{\frac{f}{10^2}+\frac{f}{10^3}}{1-\frac{f}{10^2}\cdot\frac{f}{10^3}} \Rightarrow \quad -1 = \frac{10^3 f + 10^2 f}{10^5 - f^2}$$

$$f^2 - (10^3+10^2)f - 10^5 = 0$$

$$f = \frac{1{,}1\cdot10^3}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{1{,}1\cdot10^3}{2}\right)^2 + 10^5} = 550 \,(\pm)\sqrt{550^2+10^5} \Rightarrow f = 1184\ Hz$$

då $\arg A_{vo} = -135°$

$$\text{Då är } |A_{vo}| = 1000\cdot\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{1184}{100}\right)^2}}\cdot\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{1184}{1000}\right)^2}} = 54{,}3$$

$$|\beta A_{vo}| = 1 \text{ vid } -135° \Rightarrow \beta_{max} = \frac{1}{|A_{vo}|} = \frac{1}{54{,}3} = 0{,}018$$

$$\text{Låga } f: \quad A = \frac{A_{vo}}{1+\beta A_{vo}} = \frac{1000}{1+\frac{1000}{54{,}3}} = 51{,}5 \ (34{,}2\ dB)$$

6.5

a) $|\beta A_{vo}| = -17{,}5\ dB$ vid $\arg(\beta A_{vo}) = -180°$

$\Rightarrow A_m = 17{,}5\ dB \quad A_m = 7{,}5$ ggr

$\arg(\beta A_{vo}) = -120°$ vid $|\beta A_{vo}| = 0\ dB$

$\Rightarrow \phi_m = 60°$

b) Låga f: $|\beta A_{vo}| = 18\ dB = 7{,}94$ ggr

$$\beta = \frac{1k}{1k+19k} = \frac{1}{20}$$

$$A = \frac{A_{vo}}{1+\beta A_{vo}} = \frac{\frac{1}{\beta}\cdot\beta A_{vo}}{1+\beta A_{vo}} = \frac{20\cdot7{,}94}{1+7{,}94} = 17{,}8$$

c) Om β ökar 17,5 dB blir $|\beta A_{vo}| = 1$ (0dB) vid $\arg(\beta A_{vo}) = -180°$

$\Rightarrow$ Självsvängning om β ökar 7,5 ggr (17,5dB)

$$\beta_{självsvängning} = \frac{1}{20}\cdot 7{,}5 = 0{,}37$$

Självsvängningsfrekvens $\approx$ 20 kHz då $\arg(\beta A_{vo}) = -180°$

6.6

a) Vid fasvinkeln $-135°$ för A_{vo} är

$|A_{vo}| = +18\ dB$

$|\beta A_{vo}| = 1\ (0\ dB) \Rightarrow \beta = -18\ dB = 0{,}13$ ggr

Vid fasvinkeln $-180°$ för A_{vo} är

$|A_{vo}| = -3\ dB$

$A_m = 6\ dB \Rightarrow |\beta \cdot A_{vo}| = -6\ dB \Rightarrow |\beta| = -3\ dB = \frac{1}{2}$ ggr

ϕ_m strängare krav än $A_m \Rightarrow$ Max $\beta = 0{,}13$

b) $A_v = \dfrac{A_{vo}}{1+\beta A_{vo}} = \dfrac{100}{1+0{,}13\cdot 100} \approx 7{,}14$

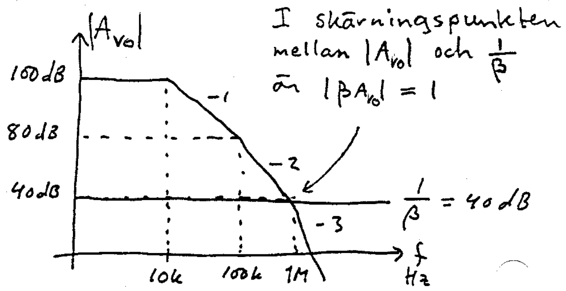
6.7

$A_{vo} = 100\,000 = 100\ dB$ vid låga f.

Då önskas $A = 40\ dB$

$\Rightarrow 1+\beta A_{vo} = 60\ dB$

$\beta \approx \dfrac{1}{A} = -40\ dB = \dfrac{1}{100}$

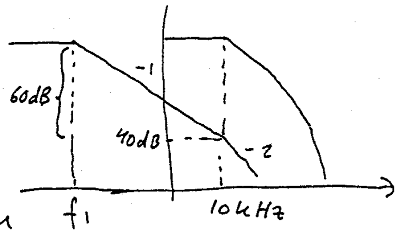


I skärningspunkten mellan $|A_{vo}|$ och $\frac{1}{\beta}$ är $|\beta A_{vo}| = 1$

a) Om förstärkaren motkopplas så att $A = 40\ dB$ är arg $A_{vo} \approx -225°$ (tredje brytpunkten) då $|\beta A_{vo}| = 1$ och förstärkaren är klart instabil!

b) Dominerande -1 brytpunkt

Kompenserad kurva skall ha andra brytpunkten ($\approx -135°$) på 40 dB om $\phi_m = 45°$

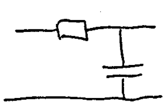


$\Rightarrow$ Brytfrekvens f_1 ligger tre dekader under 10 kHz (60 dB $\hat{=}$ 3 dekader)

Dvs $f_1 = 10\ Hz$

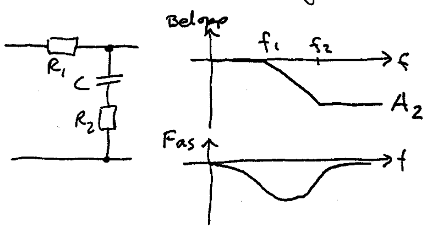
Resulterande övre gränsfrekvens för den motkopplade förstärkaren blir $\approx 10\ kHz$.

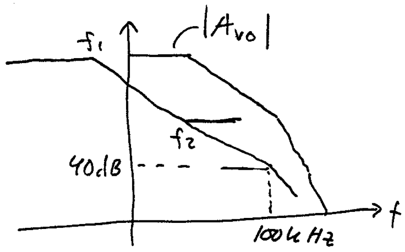
Filter



Fortsättning på nästa sida ...

6.7 c) Fasretarderande filter





f_2 läggs på första −1 brytpunkt för A_0 och så att slingförstärkn. andra brytpunkt (fas ≈ −135°) hamnar på −40 dB

f_1 = 100 Hz (tre dekader under 100 kHz)

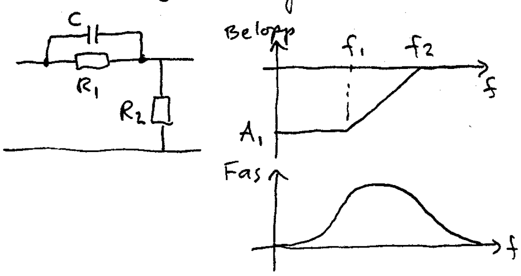
f_2 = 10 kHz

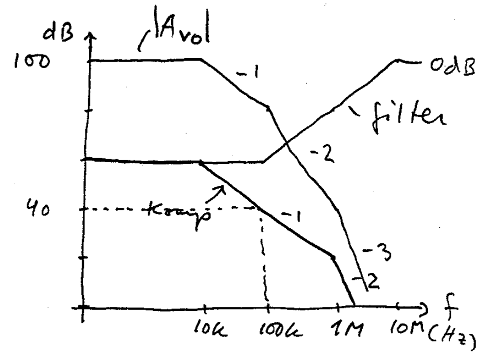
Nivå A_2 för filtret = −40 dB

$$f_1 = \frac{1}{2\pi(R_1+R_2)C} \qquad f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C} \qquad A_2 = \frac{R_2}{R_1+R_2}$$

Resulterande övre gränsfrekvens blir ≈ 100 kHz

d) Fasavancerande filter





f_1 läggs så att +1 brytpunkten "tar ut" råförstärkningens andra brytpunkt. Dess tredje brytpunkt blir då andra brytpunkt efter kompensering med filtret. För att filtrets −1 brytpunkt inte skall tillföra allför mycket fasvridning måste f_2 läggas ca en dekad över 1MHz.

⇒ f_1 = 100 kHz $\quad$ f_2 = 10 MHz ⇒ A_1 = −40 dB

Nackdelen är att den resulterande råförstärkningen blir låg. Resulterande förstärkning skall vara 40 dB ⇒ f_2 kan läggas lägre än 10 MHz och A_1 kan vara lite större. f_2 kan dock inte läggas vid 1 MHz med A_1 = −20 dB eftersom den kompenserade A_0 då får en dubbel −1 brytpunkt vid nivån 40 dB ⇒ fasvridning ca −180° och instabilt.

Övre gränsfrekvens med filter enligt fig. blir ≈ 100 kHz

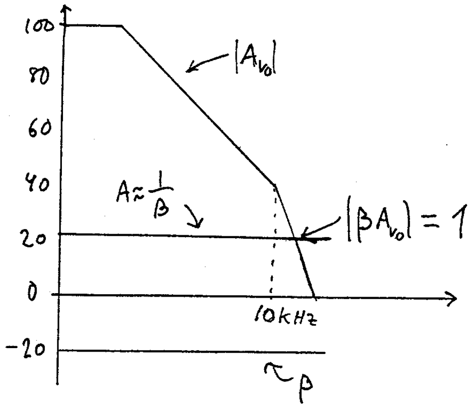
6.8

Lösning: $\beta = \frac{10k}{10k + 91k} = 0{,}099 \quad (-20{,}1\ dB)$

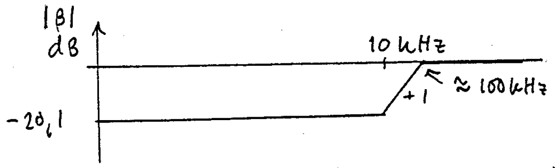
$A = \frac{A_{vo}}{1 + \beta A_{vo}} = \frac{10^5}{1 + 10^5 \cdot 0{,}099} = 10{,}1 \quad \left(\approx \frac{1}{\beta}\right)$ vid låga frekvenser

$(20{,}1\ dB)$

$|\beta A_{vo}| = 1$ efter andra bryt-frekvensen ⇒ fasvridningen är större än $-135°$ $(\approx -174°)$

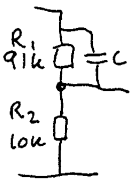


Modifiera β så att den får följande frekvenskurva



$\beta = 1$ vid höga f ⇒ C parallellt med 91 kΩ

β:

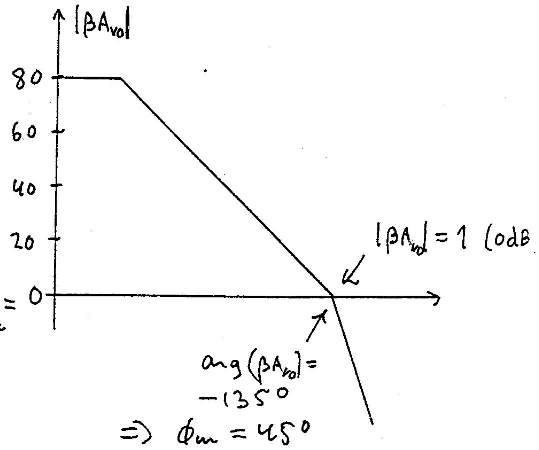


$\beta = \frac{R_2}{R_2 + R_1 /\!/ \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_2}{R_2 + \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C}} =$

$= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + j\omega R_1 C}{1 + j\omega R_1 /\!/ R_2 \cdot C}$

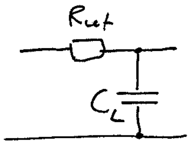
$\frac{1}{2\pi R_1 C} = 10\ kHz \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi \cdot 91k \cdot 10k} =$

$= 175\ pF$



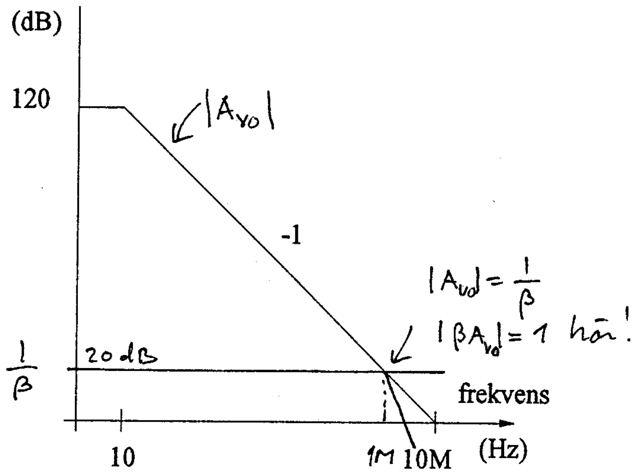
6.9

C_L inför tillsammans med R_{ut} en extra -1 brytpunkt i råförstärkningen



Eftersom $\beta = \frac{10k}{10k + 90k} = \frac{1}{10}$ och

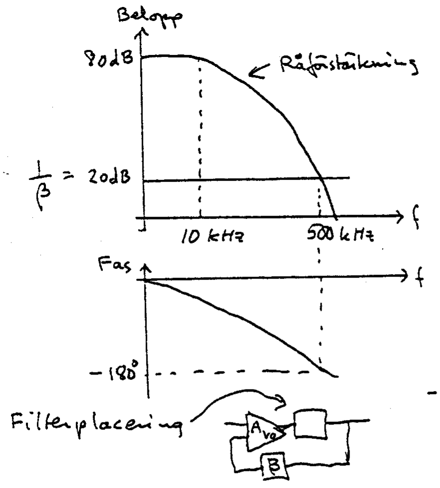
$\frac{1}{\beta} = 10 \simeq 20$ dB får den brytpunkten inte ligga lägre än en dekad under 10 MHz, dvs 1 MHz. Fasvridningen vid andra -1 brytpunkten är ju -135°, dvs 45° kvar till -180°



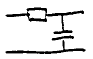
a) $\frac{1}{2\pi R_{ut} C_L} > 1\,\text{MHz} \Rightarrow C_L < \frac{1}{2\pi \cdot 70 \cdot 1M} = 2,3\,\text{nF}$

b) $l = \frac{2,3\,\text{nF}}{0,1\,\text{nF/m}} = 23\,\text{m}$

6.10



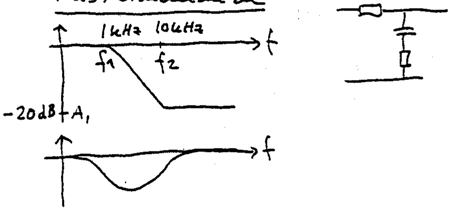
Enklast är att lägga in dominerande -1 brytpunkt.



med brytfrekvens 4 dekader under 10 kHz = 1 Hz. Övre gränsfrekvensen blir emellertid med denna metod låg.

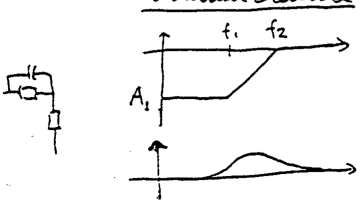
Om amplitudkurvan kan sänkas 20 dB vid 500 kHz utan tillkommande fasvridning vid den frekvensen ligger den på gränsen till instabilitet (inga marginaler)

Fasretarderande



För att erhålla marginaler bör f_1 sänkas med bibehållet f_2, dvs nivån A_1 vid höga frekvensen sänks.

Fasavancerande

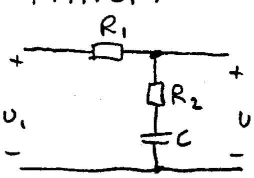


f_1 skall läggas vid andra brytfrekvensen. Var den ligger vet vi inte. En gissning vore att lägga f_1 och f_2 minst en dekad från varandra och 500 kHz mitt emellan f_1 och f_2.
Föreslå företaget att utförligare mätning av råförstärkningens belopp och faskurva bör göras om hög övre gränsfrekvens önskas.

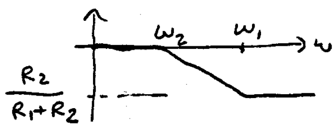
6.11

Resulterande råförstärkning, A_{vo} + filtret, skall ha andra brytpunkten på 0dB-linjen.

Filtret:



$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2 + \frac{1}{j\omega C}}{R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1 + j\omega R_2 C}{1 + j\omega(R_1+R_2)C} = \frac{1 + j\omega/\omega_1}{1 + j\omega/\omega_2}$$

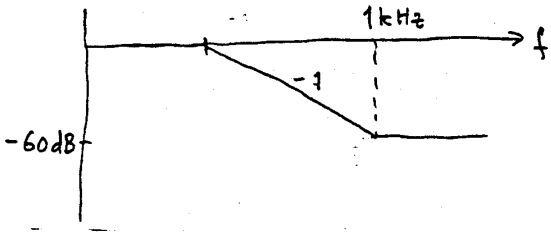


$$\omega_1 = \frac{1}{R_2 C} \qquad \omega_2 = \frac{1}{(R_1+R_2)C}$$

$\omega_2 < \omega_1$

Filtrets +1-brytpunkt (ω_1, f_1) skall läggas vid A_{vo}'s första brytpunkt, dvs 1,0 kHz.

Filtret skall alltså ha följande karakteristik



Första brytpunkten $(-1, \omega_2)$ skall läggas vid $f_2 = 1$ Hz
(60 dB ~ 3 dekader med lutningen -20 dB/dekad)

$$\frac{R_2}{R_1+R_2} = \frac{1}{1000}$$

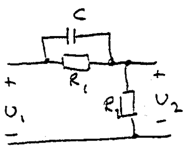
Tex $R_2 = 1\,k\Omega$ $R_1 = 999\,k\Omega$

$$\Rightarrow C = \frac{1}{R_2 \cdot 2\pi f_1} = \frac{1}{1k \cdot 2\pi \cdot 1{,}0k} = 159\ nF$$

Koll: $C = \frac{1}{(R_1+R_2) \cdot 2\pi f_2} = \frac{1}{(999k + 1k) \cdot 2\pi \cdot 1} = 159\,nF$ ok!

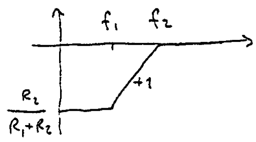
6.12

Filtret:



$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_2 + R_1 // \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot \frac{1+j\omega R_1 C}{1+j\omega R_1//R_2 \cdot C}$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C} \qquad f_2 = \frac{1}{2\pi R_1//R_2 \cdot C}$$

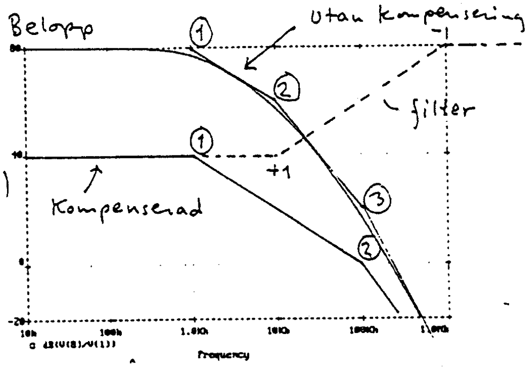


+1 – brytpunkten skall läggas vid förstärkarens andra –1 brytpunkt där fasvridningen är –135°. På så sätt blir förstärkarens tredje brytpunkt resulterande förstärkarens andra brytpunkt. Nivån väljs så att andra brytpunkten läggs vid 0 dB.

$$\frac{R_2}{R_1+R_2} = \frac{1}{100} \quad (-40\,\text{dB})$$

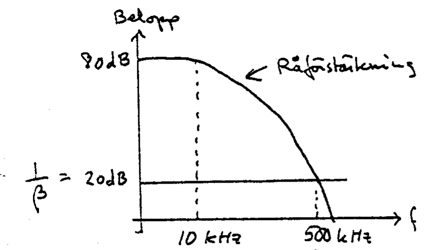
$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C} = 10\ \text{kHz}$$

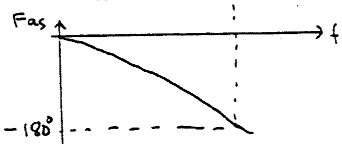
$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_1//R_2 \cdot C} = 1\ \text{MHz}$$ (En dekad över 100 kHz ok!)



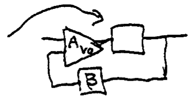
T. ex: $R_1 = 99\,k\Omega$ $R_2 = 1\,k\Omega$ $C = 161\,pF$

6.13

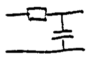




Filterplacering



Enklast är att lägga in dominerande –1 brytpunkt.

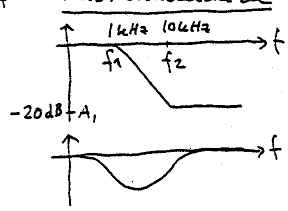


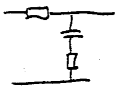
med brytfrekvens 4 dekader under 10 kHz = 1 Hz

Övre gränsfrekvensen blir emellertid med denna metod låg.

Om amplitudkurvan kan sänkas 20 dB vid 500 kHz utan tillkommande fasvridning vid den frekvensen ligger den på gränsen till instabilitet (inga marginaler)

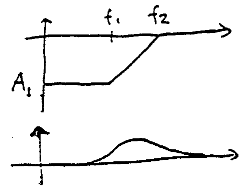
Fasretarderande





För att erhålla marginaler bör f_1 sänkas med bibehållet f_2, dvs nivån A_1 vid höga frekvenser sänkas.

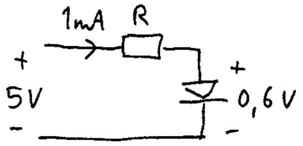
Fasavancerande



f_1 skall läggas vid andra brytfrekvensen. Var den ligger vet vi inte. En gissning vore att lägga f_1 och f_2 minst en dekad från varandra och 500 kHz mitt emellan f_1 och f_2.

Föreslå företaget att utförligare mätning av råförstärkningens belopp och faskurva bör göras om hög övre gränsfrekvens önskas.

7.1 Kiseldiod med 1mA ström => Spänningfall ≈ 0,6 V



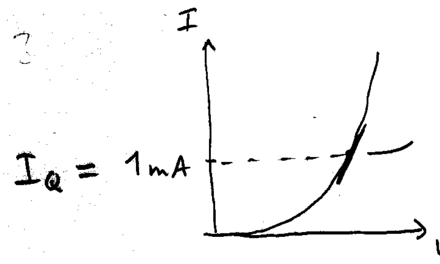
$R = \frac{5-0,6}{1m} = \underline{4,4\ k\Omega}$

Lämpligt E12-värde 4,7 kΩ.

7.2 Undersök för vilka inspänningar som dioden leder.
Ledande diod => 0V över dioden.
När dioden inte leder går det ingen ström genom R och det blir således inget spänningsfall över R.

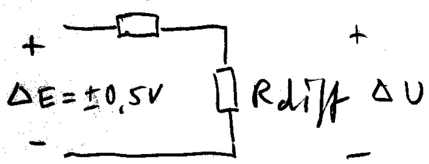
Lösning i övrigt, se facit!

7.3



Differentiell resistans R_{diff} för små variationer

$R = 4,3k$ enligt 7.1



10 % variation = 0,5V

$$\frac{1}{R_{diff}} = \frac{dI}{dU} = \frac{d}{dU}\left(I_0 \cdot e^{U/V_T}\right) = \frac{1}{V_T} I_0 \cdot e^{U/V_T} =$$

$$= \frac{I_Q}{V_T} = \frac{1\,mA}{25\,mV} = 40 \cdot 10^{-3}\ \frac{1}{\Omega}$$

$$R_{diff} = \frac{1}{40 \cdot 10^{-3}} = 25\ \Omega$$

$$\Delta U = \Delta E \cdot \frac{R_{diff}}{R + R_{diff}} = \pm 0,5 \cdot \frac{25}{4,3k + 25} = \pm\ 2,8\ mV$$

8.1

$$I_D = k' \frac{W}{L} (U_{GS} - U_T)^2$$

$$U_T = U_{T0} = 0{,}7\ V$$

$$\frac{W}{L} = \frac{I_D}{k'(U_{GS}-U_T)^2} = \frac{0{,}5 \cdot 10^{-3}}{75 \cdot 10^{-6}(1{,}5-0{,}7)^2} = 10{,}4$$

$$W = 10{,}4 \cdot 4\mu m = 42\ \mu m \qquad (L = 4\mu m)$$

8.2

$$I_D = k' \frac{W}{L} (U_{GS} - U_T)^2$$

$$U_{GS} - U_T = \sqrt{\frac{I_D}{k' \frac{W}{L}}} = \sqrt{\frac{0{,}5 \cdot 10^{-3}}{75 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{60}{4}}} = 0{,}67\ V$$

$$U_{GS} = U_T + 0{,}67 V = 1{,}37\ V$$

8.3

a) $t_{ox} = 8\ nm$ $\qquad \varepsilon_{ox} = 3{,}45 \cdot 10^{-11}\ F/m$ för kiseloxid

$\mu_n = 450\ cm^2/Vs$

$U_T = 0{,}8\ V$

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}} = \frac{3{,}45 \cdot 10^{-11}\ F/m}{8 \cdot 10^{-9}\ m} = 4{,}3 \cdot 10^{-3}\ F/m^2 =$$

$$= 4{,}3 \cdot 10^{-3} \cdot (10^{-6})^2\ F/\mu m^2 =$$

$$= 4{,}3 \cdot 10^{-15}\ F/\mu m = 4{,}3\ fF/\mu m^2$$

$$k' = \mu_n C_{ox} = 450 \cdot 10^{-4}\ \frac{m^2}{Vs} \cdot 4{,}3 \cdot 10^{-3}\ \frac{F}{m^2} =$$

$$= 194\ \mu \frac{F}{Vs} = 194\ \mu A/V^2$$

b)
$$U_{GS} = U_T + \sqrt{\frac{I_D}{\frac{k'}{2} \cdot \frac{W}{L}}} = 0{,}8 + \sqrt{\frac{100\mu}{\frac{194\mu}{2} \cdot \frac{40\mu}{4\mu}}} = 1{,}12\ V$$

$$U_{DSmin} = U_{GS} - U_T = 1{,}12 - 0{,}8 = 0{,}32\ V$$

8.4

$$U_T = U_{T0} + \gamma \left(\sqrt{|2\phi_f| + U_{SB}} - \sqrt{|2\phi_f|} \right) =$$

$$= 0{,}7 + 0{,}5 \left(\sqrt{0{,}6 + 1{,}0} - \sqrt{0{,}6} \right) =$$

$$= 0{,}95 V$$

9.1

$$g_m = k' \cdot \frac{W}{L} (U_{GS} - U_T) \qquad k' = 200\mu A/V^2 \quad U_T = 0{,}8V$$

$$U_{GS} = 1{,}0\ V \qquad g_m = 200\mu \cdot \frac{100\mu}{4\mu} \cdot (1{,}0 - 0{,}8) = 1\ mA/V$$

$$U_{GS} = 1{,}2V \qquad g_m = 200\mu \cdot \frac{100\mu}{4\mu} (1{,}2 - 0{,}8) = 2\ mA/V$$

9.2

a) $U_{GS} = 1{,}0V$

$$I_D = \frac{k'}{2} \cdot \frac{W}{L} (U_{GS} - U_T)^2 = \frac{200\mu}{2} \cdot \frac{100}{4} \cdot (1{,}0 - 0{,}8)^2 =$$

$$= 100\mu A = 1{,}0\ mA$$

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{I_D} = \frac{3 - 1{,}5}{0{,}1m} = 15\ k\Omega$$

b) $$r_o = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{1}{0{,}01 \cdot 1m} = 100\ k\Omega$$

$$A_V = -g_m (R_D // r_o) = -1m \cdot (100k // 15k) = -13$$

$$\Delta U_{GS} = \pm 10mV = U_{gs}$$

$$U_{ds} = A_V \cdot U_{gs} = -13 \cdot (\pm 10mV) = \mp 130\ mV$$

9.3

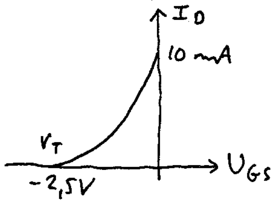
$I_D \propto \frac{W}{L} \Rightarrow I_D$ ökar 2 ggr

$g_m \propto \frac{W}{L} \Rightarrow g_m$ ökar 2 ggr

$r_o \propto \frac{1}{I_D} \Rightarrow r_o$ halveras

9.4

NMOS av utarmningstyp:



a) Vilopunkt

$U_{GSQ} = 0 \Rightarrow I_{DQ} = 10\ mA$

$U_{DSQ} = E - R_D \cdot I_{DQ} = 20 - 1k \cdot 10m = 10\ V$

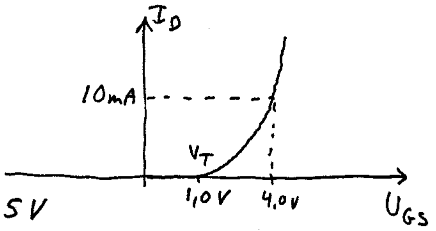
b) Kvadratisk överföringskarakteristik : $I_D = 10mA \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{-2,5V}\right)^2$

$$g_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}} = 10m \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{-2,5}\right) \cdot 2 \cdot \frac{1}{2,5} = 10m \cdot 1 \cdot 2 \cdot \frac{1}{2,5} = 8\ mA/V$$

$$A_v = -g_m\, R_D /\!/ R_L = -\ 8m \cdot 1k /\!/ 10k = \underline{\underline{-\ 7,3}}$$

9.5

NMOS av anrikningstyp:



a) Vilopunkt

$$U_{GS} = E \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 10 \cdot \frac{270k}{270k + 820k} = 2,5\ V$$

Kvadratisk överföringskarakteristik

$$I_D = 10\ mA \cdot \frac{(U_{GS} - 1V)^2}{(4V - 1V)^2} = 10m \cdot \frac{(U_{GS} - 1)^2}{9}$$

$$U_{GSQ} = 2,5\ V \Rightarrow I_{DQ} = 10m \cdot \frac{(2,5-1)^2}{9} = 2,5\ mA$$

$$U_{DSQ} = E - R_D I_{DSQ} = 10 - 2,5m \cdot 1k = 7,5\ V$$

b)

$$g_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}} = \frac{10m}{9} \cdot 2 \cdot (U_{GS} - 1) = \frac{10m}{9} \cdot 2 \cdot (2,5-1) = 3,3\ mA/V$$

$$A_v = -g_m R_D = -\ 3,3m \cdot 1k = \underline{\underline{-\ 3,3}}$$

9.6 a) $U_{UT} = \frac{1}{2} V_{DD} \Rightarrow I_D = \frac{V_{DD} - U_{UT}}{R_D} = \frac{1{,}5}{1k} = 1{,}5\ mA$

$$g_m = \sqrt{2k' \cdot \frac{W}{L} I_D} = \sqrt{2 \cdot 100\mu \cdot 50 \cdot 1{,}5m} = 3{,}87\ mA/V$$

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{1}{0{,}005 \cdot 1{,}5m} = 133\ k\Omega$$

$$A_v = -g_m(R_D // r_o) = -3{,}87m \cdot (1k // 133k) = -3{,}84$$

b) $I_D = \frac{k'}{2} \cdot \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 = \frac{100\mu}{2} \cdot 50 (V_{GS} - 0{,}8)^2 =$

$= 2{,}5m (V_{GS} - 0{,}8)^2$ i mättade området

Skiss:

$U_{IN} < V_t \Rightarrow$ strypt transistor

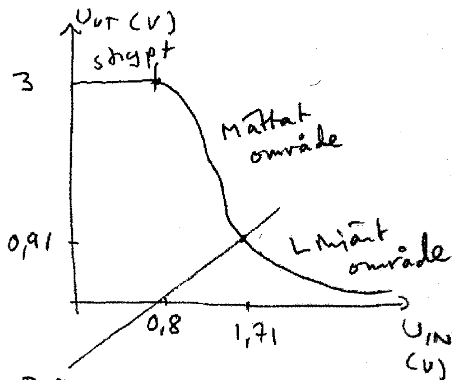
$I_D = 0 \quad U_{UT} = V_{DD}$

$U_{IN} > V_t \Rightarrow$ Mättade området

ty $U_{UT} = U_{DS} > V_{GS} - V_t$

$U_{UT} = V_{DD} - R_D I_D =$

$= 3 - 1k \cdot 2{,}5m (U_{IN} - 0{,}8)^2$



Då $V_{DS} = V_{GS} - V_t$, $U_{UT} = U_{IN} - 0{,}8$ går transistorn in i linjära området.

$U_{UT} = 3 - 2{,}5 \cdot U_{UT}^2$

$U_{UT}^2 + \frac{1}{2{,}5} U_{UT} - \frac{3}{2{,}5} = 0 \qquad U_{UT} = -\frac{1}{5} \underset{(-)}{+} \sqrt{\left(\frac{1}{5}\right)^2 + \frac{3}{2{,}5}} = 0{,}91\ V$

$U_{IN} = U_{UT} + 0{,}8 = 0{,}91 + 0{,}8 = 1{,}71\ V$

9.7 a

$$V_{GS} = V_{DD} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} = 5 \cdot \frac{150k}{150k+330k} = 1{,}56\ V$$

$$I_{DQ} = \frac{1}{2} k' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 = \frac{1}{2} \cdot 5m \cdot (1{,}56 - 0{,}8)^2 = 1{,}44\ mA$$

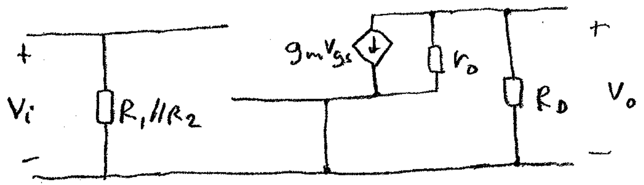
Försummar inverkan av V_{DS} eftersom $\lambda = \frac{1}{V_A} = 0{,}01$

$$g_m = \frac{2 I_{DQ}}{U_{GS} - U_T} = 3{,}8\ mA/V$$

$$r_o = \frac{U_A}{I_D} = \frac{100}{1{,}44m} = 69{,}3\ k\Omega$$

$$U_{DSQ} = V_{DD} - R_D I_{DQ} = 5 - 1{,}8k \cdot 1{,}44m = 2{,}4\ V$$

Signalschema:

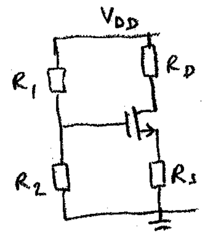


$$\frac{V_o}{V_i} = - g_m (r_o // R_D) = -3{,}8m \cdot (69{,}3k // 1{,}8k) = -6{,}7\ ggr$$

$$R_i = R_1 // R_2 = 330k // 150k = 103\ k$$

$$R_o = r_o // R_D = 1{,}75\ k\Omega$$

b)



$$\begin{cases} V_{DD} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} - V_{GS} - R_S I_D = 0 & (1) \\ I_D = \frac{1}{2} k' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 & (2) \end{cases}$$

$$(1) \Rightarrow \quad 5 \cdot \frac{150k}{150k+330k} - V_{GS} - 0{,}22k \cdot I_D = 0$$

$$I_D = \frac{1{,}56}{0{,}22k} - \frac{1}{0{,}22k} \cdot V_{GS}$$ insättes i (2)

$$\frac{1{,}56}{0{,}22k} - \frac{1}{0{,}22k} \cdot V_{GS} = \frac{1}{2} \cdot 5m (V_{GS} - 0{,}8)^2$$

$$7{,}1m - 4{,}55m\, V_{GS} = 2{,}5m (V_{GS}^2 + 0{,}8^2 - 2 \cdot 0{,}8 \cdot V_{GS})$$

$$2{,}84 - 1{,}82\, V_{GS} = V_{GS}^2 + 0{,}64 - 1{,}6\, V_{GS}$$

forts....

9.7b
forts.

$$V_{GS}^2 + 0{,}22\,V_{GS} - 2{,}2 = 0$$

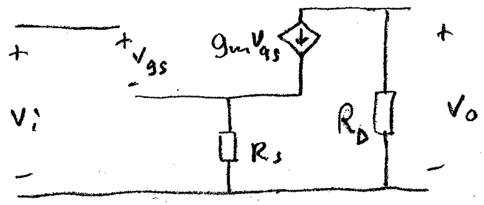
$$V_{GS} = -\frac{0{,}22}{2} \underset{(-)}{+} \sqrt{\left(\frac{0{,}22}{2}\right)^2 + 2{,}2} = 1{,}38\ V$$

$$I_{DQ} = \frac{1}{2}\,5m(1{,}38-0{,}8)^2 = 0{,}83\ mA$$

$$g_m = \frac{2 I_D}{V_{GS}-V_t} = \frac{2 \cdot 0{,}83m}{1{,}38-0{,}8} = 2{,}87\ mA/V$$

$$U_{DSQ} = 5 - 1{,}8k \cdot 0{,}83m = 3{,}5\ V$$

Signal schema



$$\begin{cases} v_o = -g_m v_{gs} \cdot R_D \\ v_i = v_{gs} + g_m v_{gs} \cdot R_s \end{cases}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_s} = -\frac{2{,}87m \cdot 1{,}8k}{1 + 2{,}87m \cdot 0{,}22k} = -3{,}17$$

10.1 $I_{Cmax} = \dfrac{E - U_{CEsat}}{R_{Cmin}} = \dfrac{5-0,2}{0,9 \cdot 1k} = 5,33\ mA$ (0,9 pga −10% tolerans)

$I_B > \dfrac{I_{Cmax}}{\beta_{min}} = \dfrac{5,33m}{100} = 53,3\ \mu A$ krävs för bottning

$R_{Bmax} = \dfrac{U_1 - U_{BEsat}}{I_{Bmin}} = \dfrac{3-0,7}{53,3\mu} = 43,1\ k\Omega$

+10% tolerans ⇒ $1,1 \cdot R_B = 43,1\ k\Omega \Rightarrow R_B = \dfrac{43,1k}{1,1} = 39,2\ k\Omega$

Högsta tillåtna E12-värde är således 39 kΩ.

10.2 Reläström $= \dfrac{5V}{50\Omega} = 0,1\ A = 100\ mA$

$I_B > \dfrac{100m}{300} = 0,333\ mA$ krävs för bottning

R_{Bmax} bestäms av lägsta I_B som krävs för bottning.

R_{Bmin} bestäms av hur stor ström som grinden får belastas med.

a) NPN

$R_{Bmax} = \dfrac{2,4-0,7}{0,333m} = 5,1\ k\Omega$

$R_{Bmin} = \dfrac{2,4-0,7}{0,400m} = 4,25\ k\Omega$

Välj $R_B = 4,7\ k\Omega$.

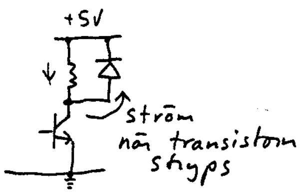
b) PNP

$R_{Bmax} = \dfrac{5-0,7-0,4}{0,333m} = 11,7\ k\Omega$

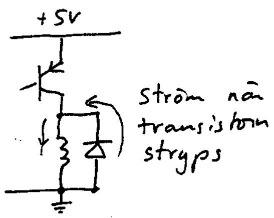
$R_{Bmin} = \dfrac{5-0,7-0,4}{16m} = 244\ \Omega$

Välj $R_B = 10\ k\Omega$.

c) NPN:



PNP:



11.1 a)

$$\begin{cases} V_{cc} - R_B I_B - U_{BE} - R_E(I_C + I_B) = 0 \\ V_{cc} - R_C I_C - U_{CE} - R_E(I_C + I_B) = 0 \\ I_C = \beta_{DC} I_B \end{cases}$$

Med värden enligt uppgiften blir vilopunkten med

$\beta_{DC} = 50$: $I_{CQ} = 0{,}76$ mA $U_{CEQ} = 8{,}7$ V

$\beta_{DC} = 300$: Transistorn bottnas. I_C begränsas av R_E och R_C till $I_{CQ} = 2{,}8$ mA. $U_{CEQ} \approx 0$ V (eller ca 0,1 V) Observera att $I_C = \beta_{DC} \cdot I_B$ inte gäller då transitorn är bottnad!

b)

$$\begin{cases} V_{cc} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - R_1 /\!/ R_2 \cdot I_B - U_{BE} - R_E(I_C + I_B) = 0 \\ V_{cc} - R_C I_C - U_{CE} - R_E(I_C + I_B) = 0 \\ I_C = \beta_{DC} \cdot I_B \end{cases}$$

Med värden enligt uppgiften blir vilopunkten med

$\beta_{DC} = 50$: $I_{CQ} = 1{,}6$ mA $U_{CEQ} = 5{,}1$ V

$\beta_{DC} = 300$: $I_{CQ} = 2{,}1$ mA $U_{CEQ} = 2{,}9$ V

Kopplingen enligt b ger alltså en vilopunkt som inte är lika känslig för att strömförstärkningsfaktorn ändras!

11.2 a)

$$\beta_{ac} \approx \beta_{DC} = \frac{I_{CQ}}{I_{BQ}} = \frac{2m}{10\mu} = 200$$

$$g_m = \frac{1}{V_T} \cdot I_{CQ} = \frac{1}{25m} \cdot 2m = 80 \text{ mA/V}$$

$$r_\pi = \frac{\beta_{ac}}{g_m} = \frac{200}{80m} = 2{,}5 \text{ k}\Omega$$

$$r_o \approx \frac{U_A}{I_{CQ}} \approx \frac{50}{2m} = 25 \text{ k}\Omega$$ (Grov uppskattning)

b)

$\beta_{ac} = 200$ oförändrad

$g_m \propto I_{CQ}$ I_{CQ} ökas med faktor 5.

$g_m = 5 \cdot 80m = 400$ mA/V

$r_\pi = \frac{2{,}5 \text{ k}\Omega}{5} = 0{,}5$ kΩ Minskar med en faktor 5 när strömnivån ökar med en faktor 5.

$r_o \propto \frac{1}{I_{CQ}} \Rightarrow$ $r_o = \frac{15}{5}$ kΩ $= 5$ kΩ

11.3

a)

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}\cdot\frac{R_2}{R_1+R_2} - V_{BE}}{\frac{1}{\beta_{DC}}\cdot R_1//R_2 + R_E} = \frac{12\cdot\frac{27k}{82k+27k} - 0{,}7}{\frac{1}{200}\cdot 82k//27k + 1k} =$$

$$= 2{,}1 \text{ mA}$$

$$g_m = \frac{1}{V_T}\cdot I_{CQ} = \frac{1}{25m}\cdot 2{,}1m = 82{,}5 \text{ mA/V}$$

$$r_\pi = \frac{\beta_{ac}}{g_m} = \frac{200}{82{,}5m} = 2{,}4 \text{ k}\Omega$$

$$R_{in} = R_1 // R_2 // h_{ie} = 82k//27k//2{,}4k = 2{,}2 \text{ k}\Omega$$

$r_o \approx \frac{U_A}{I_{CQ}}$ U_A är i storleksordning 50–100 V

Antag t.ex. $U_A = 75V \Rightarrow r_o = \frac{75}{2{,}1m} = 36 \text{ k}\Omega$

$$R_{ut} = R_C // r_o = 3{,}3k // 36k = 3{,}0 \text{ k}\Omega$$

$$A_v = -g_m R_C // r_o = -82{,}5 \cdot 3{,}0 = -248$$

OBS! I svaren i boken har r_o försummats!

b) $$U_{ut} = U_{in}\cdot\frac{R_{in}}{R_{in}+R_g}\cdot|A_{vo}|\cdot\frac{R_L}{R_L+R_{ut}} =$$

$$= 0{,}01 \cdot \frac{2{,}2k}{2{,}2k+4{,}7k}\cdot 248\cdot\frac{10k}{10k+2{,}9k} = 0{,}61 \text{ V}$$

c) $$A_{vtot} = A_{vo}^2\cdot\frac{R_{in2}}{R_{in2}+R_{ut1}} = (-248)^2\cdot\frac{2{,}2k}{2{,}2k+2{,}9k} = 26\,500$$

Svar till uppgift b och c är i boken något högre eftersom r_o där har försummats vid beräkning av förstärkning

11.4

$$R_{in} = R_1 // R_2 // (r_\pi + \beta_{ac} R_E) =$$

$$= 82k//27k//(2{,}4k + 200\cdot 1k) = 18{,}5 \text{ k}\Omega$$

$$R_{ut} = R_E // \frac{r_\pi}{\beta_{ac}} = R_E // \frac{1}{g_m} = 1k // \frac{1}{82{,}5m} = 12\,\Omega$$

$$A_v \approx \frac{1}{1+\frac{1}{g_m R_E}} = \frac{1}{1+\frac{1}{82{,}5m\cdot 1k}} = 0{,}99$$

11.5 $I_{CQ} = 2,1\ mA$ enligt 8.3

Likspänningsnivåer:

$U_E \approx R_E \cdot I_{CQ} = 1k \cdot 2,1m = 2,1\ V$

$U_B = U_E + U_{BE} = 2,1 + 0,7 = 2,8\ V$

$U_C = V_{CC} - R_C \cdot I_{CQ} = 12 - 3,3k \cdot 2,1m = 5,1\ V$

Signalspänningsamplitud:

$\hat{U}_b = \hat{U}_{in} = 0,1\ V$

$\hat{U}_e = \hat{U}_b = 0,1\ V$ (emittern följer basen)

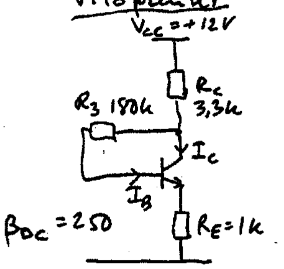
$$\frac{\hat{U}_c}{\hat{U}_{in}} = -\frac{R_C}{R_E} = -\frac{3,3k}{1k} = -3,3 \Rightarrow \hat{U}_c = 0,33\ V$$

Spänningen på kollektorn är i motfas till inspänningen.

Figur, se svaren i boken!

11.6

Vilopunkt



$$V_{cc} - R_c(I_c + I_B) - R_B I_B - U_{BE} - R_E(I_c + I_B) = 0$$

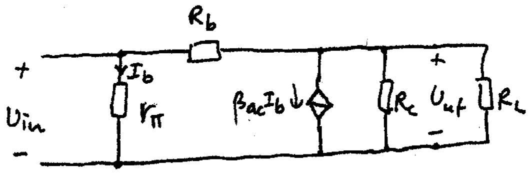
$$I_c = \beta_{DC} \cdot I_B$$

$$I_{cQ} = \frac{E - U_{BE}}{(R_c + R_E)\left(1 + \frac{1}{\beta_{DC}}\right) + \frac{R_B}{\beta_{DC}}} = 2{,}24\,mA \qquad I_{BQ} = 9{,}0\,\mu A$$

$$U_{CEQ} = E - (I_{cQ} + I_{BQ})(R_c + R_E) = 2{,}33\,V$$

$$g_m = \frac{1}{V_T} \cdot I_{cQ} = 89{,}6\,mA/V \qquad \beta_{ac} = \beta_{DC} = 250 \qquad r_\pi = \frac{\beta_{ac}}{g_m} = 2{,}79\,k\Omega$$

Signalberäkning



$$\begin{cases} U_{in} = r_\pi \cdot I_b \\ \dfrac{U_{ut} - U_{in}}{R_b} + \beta_{ac} I_b + \dfrac{U_{ut}}{R_c /\!/ R_L} = 0 \end{cases}$$

Förstärkning

$$\frac{U_{ut} - U_{in}}{R_b} + \beta_{ac} \cdot \frac{U_{in}}{r_\pi} + \frac{U_{ut}}{R_c /\!/ R_L} = 0 \qquad \frac{\beta_{ac}}{r_\pi} = g_m$$

$$U_{ut}\left(\frac{1}{R_b} + \frac{1}{R_c /\!/ R_L}\right) = U_{in}\left(\frac{1}{R_b} - \frac{\beta_{ac}}{r_\pi}\right)$$

$$\frac{U_{ut}}{U_{in}} = \frac{1}{\frac{1}{R_b} + \frac{1}{R_c /\!/ R_L}}\left(\frac{1}{R_b} - g_m\right) = \underbrace{-g_m R_c /\!/ R_L}_{210{,}6}\underbrace{\left(1 - \frac{1}{g_m R_b}\right)}_{\approx 1} \cdot \underbrace{\frac{1}{1 + \frac{R_c /\!/ R_L}{R_b}}}_{0{,}987} = -208$$

Genom att ställa upp förstärkningsuttrycket på det här sättet erhåller vi förstärkningsuttrycket som "vanliga" uttrycket $-g_m R_c /\!/ R_L$ multiplicerat med en korrektionsfaktor $\left(1 - \frac{1}{g_m R_b}\right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_c /\!/ R_L}{R_b}}$

Vi ser dessutom av storleksordningarna att

$$\frac{1}{g_m R_b} \ll 1 \Rightarrow \left(1 - \frac{1}{g_m R_b}\right) \approx 1 \qquad \frac{R_c /\!/ R_L}{R_b} \ll 1 \Rightarrow \frac{1}{1 + \frac{R_c /\!/ R_L}{R_b}} \approx 1$$

(Lite större approximation)

Dvs $-g_m R_c /\!/ R_L$ duger i regel som uttryck för förstärkningen även i denna koppling.

Inresistans

$$I_{in} = \frac{U_{in} - U_{ut}}{R_b} + I_b \approx \frac{U_{in} + g_m R_c /\!/ R_L U_{in}}{R_b} + \frac{U_{in}}{r_\pi}$$

$$\frac{1}{R_{in}} = \frac{I_{in}}{U_{in}} = \frac{1}{r_\pi} + \frac{1 + g_m R_c /\!/ R_L}{R_b}$$

$$R_{in} = r_\pi /\!/ \frac{R_b}{1 + g_m R_c /\!/ R_L} =$$

$$= 2{,}79k /\!/ \frac{180k}{1 + 210{,}6} = 0{,}65\,k\Omega$$

Dvs. R_b ser från ingången ut att vara $\frac{1}{1 + g_m R_c /\!/ R_L} = \frac{1}{1 + A}$ gånger mindre!

Jämför med millereffekten!

11.7 Beräkna först vilopunkten:

$$E\cdot\frac{R_2}{R_1+R_2} - R_1/\!/R_2\cdot\frac{I_{CQ}}{\beta_{DC}} - U_{BE} - \left(1+\frac{1}{\beta_{DC}}\right)I_{CQ}\cdot(R_{E1}+R_{E2}) = 0$$

$\Rightarrow\ I_{CQ} = 1{,}9\ \text{mA}$

$$E - R_C I_{CQ} - U_{CEQ} - \left(1+\frac{1}{\beta_{DC}}\right)I_{CQ}\cdot(R_{E1}+R_{E2}) = 0$$

$\Rightarrow\ U_{CEQ} = 3{,}8\ \text{V}$ Transistorn är inte bottnad $\Rightarrow$ OK!

Signalparametrar:

$$r_\pi = \frac{\beta_{ac}}{g_m} = \frac{\beta_{ac}}{\frac{1}{V_T}\cdot I_{CQ}} = \frac{300}{\frac{1}{25m}\cdot 1{,}9m} = 4{,}0\ \text{k}\Omega$$

Inresistans

$$R_{in} = R_1/\!/R_2/\!/(r_\pi + \beta_{ac}\cdot R_{E1}) = 9{,}0\ \text{k}\Omega$$ (R_{E2} avkopplad med C_E)

Förstärkning

$$A_v = \frac{U_{ut}}{U_g} = -\frac{R_{in}}{R_{in}+R_g}\cdot\underbrace{\frac{R_C/\!/R_L}{R_{E1}}}_{\text{Icke avkopplat GE-steg}} = -11{,}3$$

11.8 Beräkna vilopunkten för att erhålla signalparametrar

Antag att basströmmen in till T_1 kan försummas jämfört med strömmen genom R_1, R_2

$$\Rightarrow \quad I_{C2} \approx \frac{V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} - 2 \cdot U_{BE}}{R_E} = 2{,}8 \text{ mA}$$

$$I_{C1} \approx \frac{I_{C2}}{\beta_{DC}} = \frac{2{,}8\text{m}}{200} = 14 \,\mu\text{A}$$

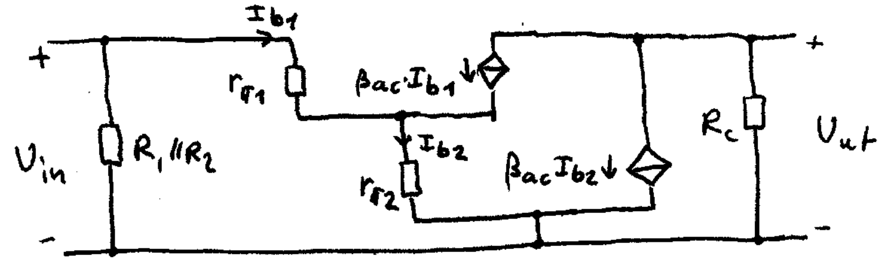
$$g_{m1} = \frac{1}{V_T} \cdot I_{C1} = \frac{1}{25\text{m}} \cdot 14\mu = 0{,}56 \text{ mA/V}$$

$$r_{\pi 1} = \frac{\beta_{ac}}{g_{m1}} = \frac{200}{0{,}56\text{m}} = 360 \text{ k}\Omega$$

$$g_{m2} = \frac{1}{V_T} \cdot I_{C2} = \frac{1}{25\text{m}} \cdot 2{,}8\text{m} = 112 \text{ mA/V}$$

$$r_{\pi 2} = \frac{\beta_{ac}}{g_{m2}} = \frac{200}{112\text{m}} = 1{,}8 \text{ k}\Omega$$

Signalberäkning:



$$\begin{cases} U_{in} = r_{\pi 1} \cdot I_{b1} + r_{\pi 2} \cdot I_{b2} \\ I_{b2} = (\beta_{ac} + 1)\, I_{b1} \\ U_{ut} = -(\beta_{ac} I_{b1} + \beta_{ac} I_{b2})\, R_C \end{cases}$$

$$A_V = \frac{U_{ut}}{U_{in}} = -\frac{\beta_{ac} I_{b1} + \beta_{ac}(\beta_{ac}+1) I_{b1}}{r_{\pi 1} I_{b1} + r_{\pi 2}(\beta_{ac}+1) I_{b1}} \cdot R_C =$$

$$= -\frac{\beta_{ac} + \beta_{ac}^2 + \beta_{ac}}{r_{\pi 1} + r_{\pi 2} \cdot (\beta_{ac}+1)} \cdot R_C \approx -\frac{\beta_{ac}^2}{r_{\pi 1} + \beta_{ac} r_{\pi 2}} \cdot R_C = \left\} \begin{array}{l} \text{ty} \\ r_{\pi 1} = \beta_{ac} r_{\pi 2} \end{array} \right.$$

$$= -\frac{\beta_{ac}}{2 \cdot r_{\pi 2}} \cdot R_C = -\frac{g_{m2}}{2} \cdot R_C = -\frac{112\text{m}}{2} \cdot 2{,}2\text{k} = -124$$

11.9 a)

$$10\cdot\frac{27k}{27k+120k} - \frac{I_{C1}}{200}\cdot 27k//120k - 0{,}7 - 2{,}2k\cdot I_{C1}\left(1+\frac{1}{200}\right) = 0$$

$$\Rightarrow I_{C1Q} = \underline{0{,}49\ mA}$$

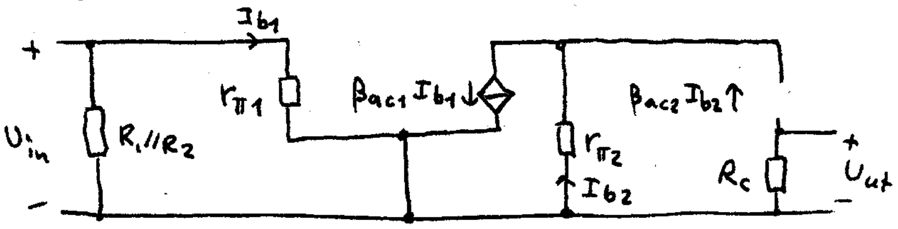
$$I_{C2Q} + I_{B2Q} = I_{C1Q} \Rightarrow I_{C2Q} \approx I_{C1Q} = \underline{0{,}49\ mA}$$

$$U_{B2} = 10\cdot\frac{56k}{56k+100k} - I_{B2}\cdot 56k//100k = 3{,}5\ V$$

$$U_{CE1Q} = U_{B2} - 0{,}7 - 2{,}2k\,(I_{C1Q}+I_{B1Q}) \approx \underline{1{,}7\ V}$$

$$U_{CE2Q} = 10 - (U_{B2}-0{,}7) - 8{,}2k\cdot I_{C2} \approx \underline{3{,}2\ V}$$

b) Signalschema



$$\begin{cases} U_{in} = r_{\pi1}\cdot I_{b1} \\ \beta_{ac1}\cdot I_{b1} = I_{b2} + \beta_{ac2}\cdot I_{b2} \\ U_{ut} = -R_C\cdot\beta_{ac2}\cdot I_{b2} \end{cases}$$

Samma vilostöm I_{CQ} för T_1 och T_2

$\Rightarrow$ $\beta_{ac1} = \beta_{ac2}$ och $r_{\pi1} = r_{\pi2}$

$$A_V = \frac{U_{ut}}{U_{in}} = -\frac{R_C\,\beta_{ac2}\,I_{b2}}{r_{\pi1}\cdot I_{b1}} = -\frac{R_C\,\beta_{ac2}\,I_{b2}}{r_{\pi1}\cdot\frac{\beta_{ac2}+1}{\beta_{ac1}}\cdot I_{b2}} =$$

$$= -\frac{\beta_{ac1}\cdot\beta_{ac2}}{r_{\pi1}\,(\beta_{ac2}+1)}R_C \approx -\frac{\beta_{ac}}{r_\pi}\cdot R_C = -g_m R_C =$$

c)

$$= -\frac{1}{V_T}\cdot I_{CQ} R_C = -\frac{1}{25m}\cdot 0{,}49m\cdot 8{,}2k = -160$$

Kommentar: Det går ungefär samma signalström genom båda transistorerna.

11.10 $I_{CQ} = 0{,}5 \text{ mA} \Rightarrow g_m = \frac{1}{V_T} I_{CQ} = \frac{1}{25m} \cdot 0{,}5m = 20 \text{ mA/V}$

a) $$\frac{U_3 - U_4}{U_1 - U_2} = -g_m R_C = -20m \cdot 12k = -240$$

b) I detta fall tas endast halva utspänningen ut.

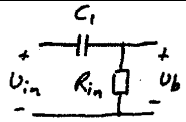
$$\frac{U_4}{U_1 - U_2} = +\frac{1}{2} g_m R_C = +120$$

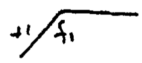
c) Ingång 2 jordas ($U_2 = 0$) $\Rightarrow$ Spänningen U_1 fördelas över båda transistorerna

$$\frac{U_3 - U_4}{U_1} = -g_m R_C = -240$$

11.11

HP-länk på ingången:

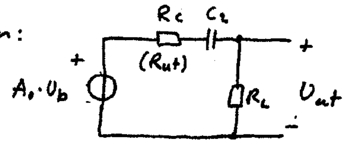




$$R_{in} = R_1 /\!/ R_2 /\!/ (r_\pi + \beta_{ac} R_E) = 82k /\!/ 27k /\!/ (4{,}3k + 350 \cdot 1k) = 19{,}2\ k\Omega$$

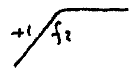
$$\frac{U_b}{U_{in}} = \frac{R_{in}}{R_{in} + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{j\omega R_{in} C_1}{1 + j\omega R_{in} C_1} = \frac{jf/f_1}{1 + jf/f_1} \qquad f_1 = \frac{1}{2\pi R_{in} C_1} = \frac{1}{2\pi\, 19{,}2k \cdot 1\mu} = 8{,}3\ Hz$$

HP-länk på utgången:



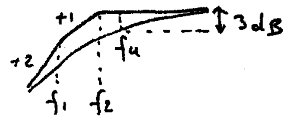
$$\frac{U_{ut}}{A_0 U_b} = \frac{R_L}{R_L + \frac{1}{j\omega C_2} + R_C} = \frac{j\omega C_2 R_L}{1 + j\omega (R_L + R_C) C_2} = \frac{R_L}{R_L + R_C} \cdot \frac{j\omega C_2 (R_L + R_C)}{1 + j\omega C_2 (R_L + R_C)} =$$

$$= \frac{R_L}{R_L + R_C} \cdot \frac{jf/f_2}{1 + jf/f_2}$$



$$f_2 = \frac{1}{2\pi (R_L + R_C) C_2} = \frac{1}{2\pi (10k + 3{,}3k) 1\mu} = 12\ Hz$$

Brytfrekvenserna ligger nära varandra och resulterande undre gränsfrekvens ligger högre än 12 Hz.



Beräkning av resulterande gränsfrekvens:

$$\frac{f/f_1}{\sqrt{1 + (f/f_1)^2}} \cdot \frac{f/f_2}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$2 \cdot \left(\frac{f}{f_1} \cdot \frac{f}{f_2}\right)^2 = \left(1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2\right) \cdot \left(1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2\right)$$

$$2 \cdot \frac{f^4}{f_1^2 \cdot f_2^2} = 1 + \frac{f^2}{f_1^2} + \frac{f^2}{f_2^2} + \frac{f^4}{f_1^2 \cdot f_2^2}$$

$$f^4 - f_1^2 \cdot f_2^2 \left(\frac{1}{f_1^2} + \frac{1}{f_2^2}\right) f^2 - f_1^2 \cdot f_2^2 = 0$$

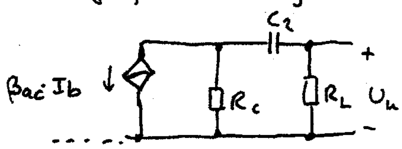
Sätt in $f_1 = 8{,}3\ Hz$ och $f_2 = 12\ Hz$

$$f^4 - 212 f^2 - 9829 = 0$$

$$f^2 = \frac{212}{2} \pm \sqrt{\frac{212^2}{4} + 9829} = 106 \pm 145 = 251$$

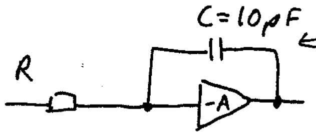
$$f = \sqrt{251} = 15{,}8\ Hz = \text{undre gränsfrekvensen.}$$

Kommentar: Alternativt kan HP-länken på utgången beräknas ur följande signalschema:



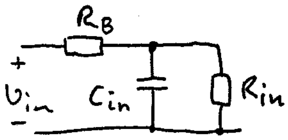
Vilket naturligtvis ger samma resultat.

11.12



← Millerkapacitans

(=)

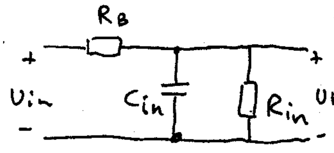


A är förstärkning
från transistorns bas
till kollektor

Se avsnittet om
Millereffekten.

$$A = g_m R_c = 150 \cdot 1{,}5k = 225$$

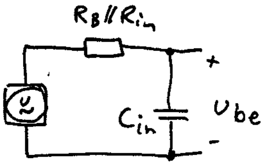
$$C_{in} = A \cdot C = 225 \cdot 10p = 2{,}25\ nF$$



Tvåpolssatsen

(=) $V_{in} \cdot \frac{R_{in}}{R_{in}+R_B}$

$R_{in} = r_\pi$



$$f_ö = \frac{1}{2\pi\, R_B // R_{in} \cdot C_{in}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10k // 2k \cdot 2{,}25n} = 42\ kHz$$

12.1

$$I_D = \frac{k'}{2} \cdot \frac{W}{L} \left(U_{GS} - U_T \right)^2$$

Transistorerna har samma k', L, U_{GS} och U_T

$$\frac{I_{D2}}{I_{D1}} = \frac{W_2}{W_1} \Rightarrow \quad W_2 = W_1 \cdot \frac{I_{D2}}{I_{D1}} = W_1 \cdot \frac{250\mu}{100\mu} = 2{,}5\, W_1$$

Transistor T_2 skall vara 2,5 gånger bredare än T_1

12.2

a) $$I_{ref} = I_{D1} = \frac{1}{2} k' \frac{W}{L} \left(U_{GS} - U_T \right)^2$$

$$100\mu = \frac{1}{2} \cdot 200\mu \cdot 10 \cdot \left(U_{GS} - U_T \right)^2$$

$$U_{GS} - U_T = \frac{1}{\sqrt{10}} = 0{,}316\ \text{V}$$

$$U_{GS} = U_T + 0{,}316 = 0{,}7 + 0{,}316 = 1{,}016\ \text{V}$$

$$R_{ref} = \frac{V_{DD} - U_{GS}}{I_{ref}} = \frac{3 - 1{,}016}{0{,}1\text{m}} = 19{,}8\ \text{k}\Omega$$

b) Transistorn skall arbeta i mättnadsområdet där $U_{DS} > U_{GS} - U_T \Rightarrow U_{UT} > U_{GS} - U_T = 0{,}316\ \text{V}$

c) $$r_o = r_{o2} = \frac{1}{\lambda \cdot I_D} = \frac{U_A}{I_D} = \frac{20}{0{,}1\text{m}} = 200\ \text{k}\Omega$$

d) $$r_o = \frac{\Delta U_{UT}}{\Delta I} \Rightarrow \quad \Delta I = \frac{\Delta U_{UT}}{r_o} = \frac{1}{200\text{k}} = 5\ \mu\text{A}$$

12.3

$$U_{T1} = U_{T0} = 0{,}7\ V$$

$$U_{GS1} = U_{UT} = 1{,}5\ V$$

$$T_1: \quad I_D = \frac{k'}{2} \cdot \frac{W}{L} \left(U_{UT1} - U_{T1}\right)^2$$

$$\frac{W}{L} = \frac{I_D}{\frac{1}{2} k' \left(U_{UT1} - U_{T1}\right)^2} = \frac{0{,}5 \cdot 10^{-3}}{\frac{150 \cdot 10^{-6}}{2} \cdot (1{,}5 - 0{,}7)^2} = 10{,}4$$

$$W_1 = 10{,}4 \cdot 4\mu m = 42\ \mu m$$

$$T_2: \quad U_{T2} = U_{T0} + \gamma \left(\sqrt{|2\phi_f| + U_{T1}} - \sqrt{|2\phi_f|} \right) =$$

$$= 0{,}7 + 0{,}6 \left(\sqrt{0{,}8 + 1{,}5} - \sqrt{0{,}8} \right) = 1{,}07$$

$$I_D = \frac{k'}{2} \cdot \frac{W}{L} \cdot \left(V_{DD} - U_{UT} - U_{T2} \right) \qquad U_{GS2} = V_{DD} - U_{UT}$$

$$\frac{W}{L} = \frac{I_D}{\frac{k'}{2} \cdot \left(V_{DD} - U_{UT} - U_{T2} \right)^2} = \frac{0{,}5 \cdot 10^{-3}}{\frac{150 \cdot 10^{-6}}{2} \cdot \left(5 - 1{,}5 - 1{,}07 \right)^2} = 1{,}13$$

$$W_2 = 1{,}13 \cdot 4\mu m = 4{,}5\ \mu m$$

12.4

$$A_v = -g_{m1} \frac{1}{g_{m2}} = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} = -\frac{\sqrt{\frac{W_1}{L_1}}}{\sqrt{\frac{W_2}{L_2}}}$$

$$L_1 = L_2 \Rightarrow A_v = -\sqrt{\frac{W_1}{W_2}} = -\sqrt{10} = -3{,}2$$

12.5

$$A_v = -(g_{m1}+g_{m2}) \cdot \frac{1}{g_{o1}+g_{o2}}$$ Transistorerna jobbar parallellt

$$g_m = \frac{2\,I_{DSQ}}{U_{GSQ}-U_T} \qquad g_o = \lambda \cdot I_{DQ}$$

$$I_{DQ} = \frac{k'}{2}\cdot\frac{W}{L}\,(U_{GS}-U_T)^2 \qquad |U_{GS1}| = |U_{GS2}| = 2{,}5\text{ V}$$

$$T_1: \quad I_{DQ1} = \frac{150\cdot10^{-6}}{2}\cdot\frac{8}{4}(2{,}5-0{,}7)^2 = 0{,}5\text{ mA}$$

$$T_2: \quad I_{DQ2} = \frac{52\cdot10^{-6}}{2}\cdot\frac{30}{4}(2{,}5-0{,}9)^2 = 0{,}5\text{ mA}$$

ok!

$$T_1: \quad g_{m1} = \frac{2\cdot0{,}5m}{2{,}5-0{,}7} = 0{,}56\text{ mA/V}$$

$$g_{o1} = 0{,}03\cdot0{,}5m = 0{,}015\text{ mS}$$

$$T_2: \quad g_{m2} = \frac{2\cdot0{,}5m}{2{,}5-0{,}9} = 0{,}63\text{ mA/V}$$

$$g_{o2} = 0{,}09\cdot0{,}5m = 0{,}045\text{ mS}$$

$$A_v = -\frac{g_{m1}+g_{m2}}{g_{o1}+g_{o2}} = -\frac{0{,}56m+0{,}63m}{0{,}015m+0{,}045m} = -20$$

12.6

$$I_{DQ} = \frac{1\text{mA}}{2} = 0{,}5\text{ mA}$$ för alla transistorer

$$T_3, T_4: \quad g_{ol} = \lambda\cdot I_{DQ} = 0{,}09\cdot0{,}5m = 0{,}045\text{ mS}$$

$$T_1, T_2: \quad g_{oi} = \lambda\cdot I_{DQ} = 0{,}03\cdot0{,}5m = 0{,}015\text{ mS}$$

$$g_{mi} = \frac{2\,I_{DQ}}{U_{GS}-U_T} = \sqrt{2\,k'\frac{W}{L}I_{DQ}} =$$

$$= \sqrt{2\cdot150\mu\cdot\frac{42}{4}\cdot0{,}5m} = 1{,}25\text{ mA/V}$$

$$A_v = \frac{g_{mi}}{g_{oi}+g_{ol}} = \frac{1{,}25m}{0{,}015m+0{,}045m} = 21$$

12.7 $I_{DQ1} = I_{DQ2} = I_{DQ3} = I_{REF} = 100\,\mu A$

$$g_{m1} = \sqrt{2 I_{DQ1} \cdot k' \cdot \frac{W_1}{L_1}} = \sqrt{2 \cdot 100\mu \cdot 180\mu \cdot \frac{100\mu}{2\mu}} = 1{,}34\ mA/V$$

T_1 förstärkartransistor med T_2 som last.

$$r_{o1} = \frac{1}{\lambda_1 I_{DQ1}} = \frac{1}{0{,}01 \cdot 100\mu} = 1\ M\Omega$$

$$r_{o2} = \frac{1}{\lambda_2 \cdot I_{DQ2}} = \frac{1}{0{,}02 \cdot 100\mu} = 0{,}5\ M\Omega$$

$$A_V = -g_{m1} \cdot (r_{o1} // r_{o2}) = -1{,}34m \cdot (1000k // 500k) = -447$$

12.8 a) $k'_n = \mu_n C_{ox} = 180\ \mu A/V^2$ $\quad k'_p = \mu_p C_{ox} = 60\ \mu A/V^2$

$$I_{DQ6} = \frac{W_6}{W_5} \cdot 50\mu A = 100\mu A$$

$$I_{DQ1} = I_{DQ2} = |I_{DQ3}| = |I_{DQ4}| = \frac{I_{DQ6}}{2} = 50\mu A$$

$$I_{D8} = |I_{D7}| = 50\mu A$$

$$g_{mi} = g_{m1} = g_{m2} = \sqrt{2 I_{DQ} \cdot k'_n \cdot \frac{W}{L}} = \sqrt{2 \cdot 50\mu \cdot 180\mu \cdot \frac{20}{1}} = 600\ \mu A/V$$

$$g_{m7} = \sqrt{2\,|I_{DQ7}| \cdot k'_p \cdot \frac{W}{L}} = \sqrt{2 \cdot 50\mu \cdot 60\mu \cdot \frac{10}{1}} = 245\ \mu A/V$$

$$r_{o2} = \frac{1}{\lambda_n I_{DQ2}} = \frac{1}{0{,}02 \cdot 50\mu} = 1\ M\Omega = r_{o8}$$

$$r_{o4} = \frac{1}{|\lambda_p \cdot I_{DQ4}|} = \frac{1}{0{,}02 \cdot 50\mu} = 1\ M\Omega = r_{o7}$$

Småsignalförstärkning för differentiell insignal

$$A_V = \frac{U_{Ut}}{U_{In1} - U_{In2}} = -\, g_{mi} \cdot (r_{o2} /\!/ r_{o4}) \cdot g_{m7} \cdot (r_{o7} /\!/ r_{o8})$$

$$= -\,600\mu \cdot (1M /\!/ 1M) \cdot 245\mu \cdot (1M /\!/ 1M) = -36750$$

b) In1 är inverterande ingång.

Om spänningen på ingång In1 ökar så kommer strömmen genom T_1 T_3 T_4 att öka så att utspänningen på diffsteget (gate till T_7) också ökar. Då minskar $|U_{GS}|$ för T_7 så strömmen genom T_7 minskar och spänningen i noden Ut minskar. ⇒ In1 är inverterande ingång

12.9 a) Strömspegel

b) $$I = \frac{E - U_{BE}}{R} = \frac{5 - 0{,}6}{47k} = 94\ \mu A$$

12.10 a) Samma U_{BE} för T_1 och T_2 och likadana transistorer
=> Strömmen genom R blir lika stor som I.
Basströmmarna försummas eftersom strömförstärkningen är stor. För korrekt funktion är transistorerna inte bottnade och $I_C = \beta_{DC} \cdot I_B$ gäller.

$$R = \frac{E - 2U_{BE}}{I} = \frac{5 - 2 \cdot 0,6}{0,17m} = \underline{22,4\ k\Omega}$$

b) När spänningen över R_L blir så stor så att transistor T_3 bottnar slutar kopplingen att fungera som strömgenerator.
Max spänning över R_L: $U_{Lmax} = E - U_{CEsat3} - U_{BE}$
Transistor T_2 bottnar inte eftersom $U_{CE} = U_{BE}$.

$$R_{Lmax} = \frac{U_{Lmax}}{I} = \frac{E - U_{CEsat} - U_{BE}}{I} = \frac{5 - 0,2 - 0,7}{0,17m} = \underline{24,1\ k\Omega}$$

c) Spänningsvariationer pga ändrad belastning R_L upptas av transistor T_3. U_{CE} för T_2 påverkas inte och därigenom påverkas inte U_{BE} för T_2 (och T_1).
Om strömmen I tenderar att öka så kommer även strömmen i T_2 och T_1 att öka.
Då strömmen i T_1 ökar kommer det att minska basströmmen till T_3 så att det motverkar strömökningen i T_3, dvs. motkoppling stabiliserar utströmmen I.

12.11

$$\begin{cases} I_{E2} \cdot R_E = V_T \ln \dfrac{I_{E1}}{I_{E2}} & (V_T = 25\,mV) \\ I_{E1} \approx \dfrac{E - U_{BE}}{R} = \dfrac{5-0,6}{10k} = 0,44\,mA & (I_B \text{ försummas } I \approx I_c) \\ I_{E2} \approx I \end{cases}$$

$$I \cdot 0,27k = 25m \cdot \ln \frac{0,44m}{I}$$

$$I \cdot \frac{0,27k}{25m} = \ln \frac{0,44m}{I}$$

$$I \cdot 10,8k = \ln \frac{0,44m}{I}$$

Ekvationen kan lösas numeriskt eller genom att prova sig fram till en lösning eller med hjälp av datorprogram

$\Rightarrow \quad I \approx 0,12\ mA$

Observera att spänningen över R_E är liten $\approx 0,03V$
Denna koppling ger en lägre ström än referensströmmen 0,44 mA

12.12

Antag att I_B är mycket mindre än strömmen genom R_1 och R_2

$$U_{CE} = \frac{U_{BE}}{R_2} \cdot (R_1 + R_2) = \frac{0,7}{1k}(2,5k + 1k) = 2,45\,V$$

13.1

a) $R_2 /\!/ \frac{1}{j\omega C_2} = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}$

$$\beta = \frac{R_2 /\!/ \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 /\!/ \frac{1}{j\omega C_2} + R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{\frac{R_2}{1+j\omega R_2 C_2}}{\frac{R_2}{1+j\omega R_2 C_2} + R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{j\omega R_2 C_1}{j\omega R_2 C_1 + j\omega R_1 C_1 (1 + j\omega R_2 C_2) + 1 + j\omega R_2 C_2} =$$

$$= \frac{j\omega R_2 C_1}{1 - \omega^2 R_1 C_1 R_2 C_2 + j\omega (R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_2 C_2)}$$

β reellt om $1 - \omega^2 R_1 C_1 R_2 C_2 = 0 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$

Då är $|\beta| = \frac{R_2 C_1}{R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_2 C_2}$

b)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{10k \cdot 0{,}05\mu \cdot 22k \cdot 0{,}01\mu}} = 480 \text{ Hz}$$

c)

$$|\beta| = \frac{R_2 C_1}{R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_2 C_2} = \frac{22k \cdot 0{,}05\mu}{10k \cdot 0{,}05\mu + 22k \cdot 0{,}05\mu + 22k \cdot 0{,}01\mu} = 0{,}60$$

$|\beta A| > 1 \Rightarrow A > \frac{1}{\beta} = \frac{1}{0{,}60} = 1{,}65$

$A = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \Rightarrow R_3 A = R_3 + R_4 \quad R_3(A-1) = R_4 \Rightarrow R_3 = \frac{R_4}{A-1} = \frac{10k}{1{,}65-1} = 15{,}3k$

d) $A = 1 + \frac{R_4}{R_3}$ Minskande $R_3 \Rightarrow A$ ökar $\therefore$ R_3 skall minskas

13.2

Enligt föregående uppgift (12.1) är

$$(2\pi f_0)^2 = \frac{1}{R_1 C_1 \cdot R_T C_2} \Rightarrow R_T = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 \cdot 10k \cdot 0{,}1\mu \cdot 0{,}1\mu} = \frac{253 \cdot 10^6}{f_0^2}$$

$f_0 = 100 \text{ Hz} \Rightarrow R_T = \frac{253 \cdot 10^6}{100^2} = 25{,}3 \text{ k}\Omega$

$f_0 = 1 \text{ kHz} \Rightarrow R_T = \frac{253 \cdot 10^6}{1000^2} = 253\ \Omega$

$|\beta| = \frac{R_T C_1}{R_1 C_1 + R_T C_1 + R_T C_2} = \frac{R_T}{R_1 + R_T + R_T}$

$R_T = 25{,}3 \text{ k}\Omega \Rightarrow |\beta| = 0{,}418$

$A = 1 + \frac{R_F}{5k} > \frac{1}{0{,}418} \Rightarrow R_F > 7{,}0 \text{ k}\Omega$

$R_T = 253\ \Omega \Rightarrow |\beta| = 24{,}1 \cdot 10^{-3}$

$1 + \frac{R_F}{5k} > \frac{1}{24{,}1 \cdot 10^{-3}} \Rightarrow R_F > 202 \text{ k}\Omega$

f_0	100 Hz	1 kHz
R_T	25,3 kΩ	253 Ω
R_F	> 7,0 kΩ	> 202 kΩ

13.3

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$$

$$f_{0min} = \frac{f_{0nominell}}{\sqrt{1{,}1^2 \cdot 1{,}2^2}} = \frac{f_{0nom}}{1{,}1 \cdot 1{,}2} = 0{,}76\, f_{0nominell}$$

$$f_{0max} = \frac{f_{0nominell}}{\sqrt{0{,}9^2 \cdot 0{,}8^2}} = \frac{f_{0nom}}{0{,}9 \cdot 0{,}8} = 1{,}39\, f_{0nominell}$$

13.4

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{10m \cdot 0{,}01\mu}} = 15{,}9 \text{ kHz}$$

$$\frac{(1-k)P}{kP} = \frac{100k}{5k}$$ krävs för att förstärkningen skall vara tillräckligt stor för självsvängning

$$\frac{1-k}{k} = 20 \quad 1-k = 20k \Rightarrow k = \frac{1}{21} = 0{,}0476$$

13.5

a) $j\omega L + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} = 0$ $\quad C_1 = 7{,}5nF \quad C_2 = 100pF$

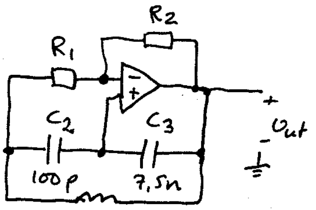
$$\omega_0^2 L = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \qquad \frac{1}{C_{tot}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \Rightarrow C_{tot} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 98{,}7pF$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC_{tot}} \Rightarrow L = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot C_{tot}} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 \cdot C_{tot}}$$

$$f_0 = 950 \text{ kHz} \Rightarrow L = \frac{1}{(2\pi\, 950k)^2 \cdot 98{,}7p} = 284\,\mu H$$

$$f_0 = 2050 \text{ kHz} \Rightarrow L = \frac{1}{(2\pi\, 2050k)^2 \cdot 98{,}7p} = 61\,\mu H$$

b)



$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{\frac{1}{j\omega C_3}}{\frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{C_2}{C_3} = \frac{7{,}5n}{0{,}1n} = 75$$

T.ex. $R_1 = 10k\Omega \quad R_2 > 750k\Omega$

13.6

a) $$C_{tot} = \frac{C_2 \cdot C_3}{C_2 + C_3} = 0{,}21\,nF$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_{tot}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{100\mu \cdot 0{,}21n}} = 1{,}1 \text{ MHz}$$

b) $$\beta = \frac{\frac{1}{j\omega_0 C_2}}{\frac{1}{j\omega_0 C_2} + j\omega L}$$ vid resonans gäller att $\frac{1}{j\omega_0 C_2} + \frac{1}{j\omega_0 C_3} + j\omega_0 L = 0$

$$\Rightarrow \beta = \frac{\frac{1}{j\omega_0 C_2}}{-\frac{1}{j\omega_0 C_3}} = -\frac{C_3}{C_2}$$ Återkoppling till minusingången $\Rightarrow$ rätt fasläge

$$|\beta A| > 1 \Rightarrow |A| > \frac{1}{|\beta|} = \frac{C_2}{C_3} = \frac{4{,}7n}{0{,}22n} = \underline{\underline{21{,}4}}$$

13.7

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{tot} \cdot C}} \qquad L_{tot} = L_2 + L_3 \text{ ty } \frac{1}{j\omega_0 C} + j\omega L_2 + j\omega L_3 = 0$$

$$\beta = \frac{j\omega_0 L_2}{j\omega_0 L_2 + \frac{1}{j\omega_0 C}} = \frac{j\omega_0 L_2}{-j\omega_0 L_3} = -\frac{L_2}{L_3}$$ GE-steget inverterande ok!

$|A| > \frac{1}{|\beta|}$ krävs, dvs $|A| > \frac{L_3}{L_2}$

13.8

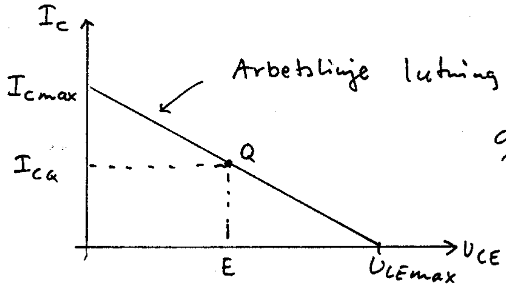
a) Wienbryggoscillator $\Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{RC} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 10k \cdot 22n} = 723 \text{ Hz}$

b) Se avsnitt 12.4 i läroboken

14.1 $T_j - T_a = P_f(R_{thjc} + R_{thck} + R_{thka})$

$200 - 50 = 25(3,0 + 0,5 + R_{thka}) \Rightarrow R_{thka} = 2,5\ °C/W$ Välj $1,8\ °C/W$

14.2



$R_L' = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot R_L = \left(\frac{3}{1}\right)^2 \cdot 4 = 36\ \Omega$

a) $U_{CEQ} = E$ $R_L' = \frac{E}{I_{CQ}}$ (symmetrisk utstyrning

$\Rightarrow I_{CQ} = \frac{E}{R_L'} = \frac{25}{36} = 0,69$ A

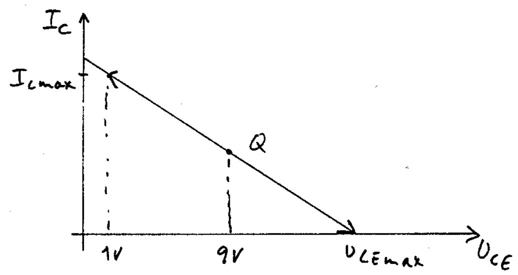
b) $P_{utmax} = \frac{\hat{U}_{max}^2}{2R_L'} = \frac{E^2}{2R_L'} = \frac{25^2}{2 \cdot 36} = 8,7$ W

c) $P_{fmax} = E \cdot I_{CQ} = 25 \cdot 0,69 = 17,4$ W om utstyrning = 0

d) $I_{Cmax} = 2 \cdot I_{CQ} = 2 \cdot 0,69 = 1,4$ A

e) $U_{CEmax} = 2 \cdot E = 2 \cdot 25 = 50$ V

14.3



$U_{CEQ} = 9$ V

Max utstyrning $\hat{U}'_{max} = 8$ V på primärsidan

Max utstyrning i ström

$\hat{I}'_{max} = \frac{2 \cdot P_{utmax}}{\hat{U}'_{max}} = \frac{2 \cdot 5}{8} = 1,25$ A

$\left(P_{utmax} = \frac{\hat{U}'_{max} \cdot \hat{I}'_{max}}{2} \right)$

$\Rightarrow I_{CQ} = 1,25$ A

$R_L' = \frac{\hat{U}'}{\hat{I}'} = \frac{8}{1,25} = 6,4\ \Omega \Rightarrow \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{R_L'}{R_L}} = \sqrt{\frac{6,4}{8}} = 0,89$

$P_{fmax} = U_{CEQ} \cdot I_{CQ} = 9 \cdot 1,25 = 11,25$ W (vid utstyrning = 0)

$U_{CEmax} = 9 + 8 = 17$ V

$I_{Cmax} = 2 \cdot I_{CQ} = 2 \cdot 1,25 = 2,5$ A

Kylning: $175 - 50 = 11,25(2 + 0,5 + R_{thkylfläns})$

$\Rightarrow R_{thkylfläns} = 8,6\ °C/W$ Välj kylfläns med $R_{th} < 8,6\ °C/W$

14.4 a) Maximal utstyrning $\hat{U}_{max} = 30\,V$ om transistorerna antas kunna styras ut ned till $U_{CE} = 0\,V$.

$$P_{utmax} = \frac{\hat{U}_{max}^2}{2 R_L} = \frac{30^2}{2 \cdot 8} = 56\ W \quad (\text{sinus})$$

b) Max förlusteffekt inträffar vid kritisk utstyrning

$X_{krit} = \frac{2}{\pi}$ (sinus) $\quad \hat{U}_{krit} = 30 \cdot \frac{2}{\pi}$

Vid kritisk utstyrning är $2P_f = P_{ut}$

$$2P_{fmax} = P_{utkrit} = \frac{(\hat{U}_{krit})^2}{2 \cdot R_L} = \frac{(30 \cdot \frac{2}{\pi})^2}{2 \cdot 8} = 22{,}8\ W$$

$$P_{fmax} = \frac{22{,}8}{2} = 11{,}4\ W$$

Kylning: $T_j - T_a = P_{fmax}\left(R_{thj-c} + R_{thc-a}\right)$

$\Rightarrow R_{thc-a} = \frac{200-50}{11{,}4} - 1{,}5 = 11{,}7\ °C/W$ Välj kylfläns med lägre termisk resistans!

c) $U_{CEmax} = 2 \cdot E = 60\,V$ När en transistor styrs ut till 0V får den andra transistorn hela matningsspänningen som U_{CE}

$$I_{cmax} = \frac{\hat{U}_{max}}{R_L} = \frac{30}{8} = 3{,}75\,A$$

Välj transistor med $U_{CEmax} > 60V$, $I_{cmax} > 3{,}75A$ och $P_{fmax} > 11{,}4\,W$

d) C_2 uppladdad till en likspänning. När utspänningen ökar följer potentialen i punkten mellan R_1 och R_2 med och förbättrar drivningen av T_1 under positiva halvperioder. T_1 får basström från C_2 när utspänningen går upp mot 30V. Detta kallas för bootstrap.

14.5

a/ Dioderna ger förspänning U_{BE} till sluttransistorerna.

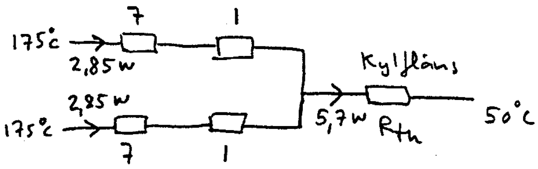
b/ $\hat{U}_{max} = \frac{30}{2} - 1 = 14\text{ V} \Rightarrow P_{utmax} = \frac{\hat{U}^2}{2R_L} = \frac{14^2}{2 \cdot 4} - 24{,}5 \text{ W}$

Teoretisk full utstyrning är $\hat{U} = \frac{E}{2} = 15\text{ V}$

c/ $2P_{fmax} = P_{utkrit} = \frac{\hat{U}_{krit}^2}{2 \cdot R_L} = \frac{(\frac{2}{\pi} \cdot 15)^2}{2 \cdot 4} = 11{,}4 \text{ W}$

$P_{fmax} = 5{,}7 \text{ W}$

d/



$175 - 50 = 5{,}7 \cdot (7+1) + 11{,}4 \cdot R_{th}$

$R_{th} = 6{,}9\ °\text{C/W}$

e/ Med P regleras så att mittpunkten vid emittrarna ligger på $\frac{E}{2} = 15\text{V}$ så att symmetrisk utstyrning erhålles.

f/ $P_{utmax} = \frac{\hat{U}_{max}^2}{R_L} = \frac{14^2}{4} = 49 \text{ W}$

g/ $2P_{fmax} = P_{utkrit} = \frac{\hat{U}_{krit}^2}{R_L} = \frac{(0{,}5 \cdot 15)^2}{4} = 14 \text{ W}$

$P_{fmax} = \underline{\underline{7 \text{ W}}}$

h/ $U_{CEmax} = E = 30\text{V} \quad (= E - U_{CEmin} = 29\text{V})$
på den transistor som inte leder.

$I_{Cmax} = \frac{\hat{U}}{R_L} = \frac{14}{4} \approx 3{,}5\text{A}.$

14.6

$P_{ut} = \frac{1}{2}\frac{\hat{U}^2}{R_L} \Rightarrow \hat{U} = \sqrt{2R_L P_{ut}} = \sqrt{2 \cdot 4 \cdot 70} = 23{,}7 \text{ V}$

$U_{CEmin} = 2\text{V} \Rightarrow E = \hat{U} + U_{CEmin} \approx 26 \text{ V}$

$U_{CEmax} \simeq 2 \cdot E = 2 \cdot 26 = 52 \text{ V}$

$I_{Cmax} = \frac{\hat{U}}{R_L} \approx \frac{24}{4} = 6 \text{ A}$

$2P_{fmax} = P_{utkrit} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{U}_{krit}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(\frac{2}{\pi} \cdot 26)^2}{4} \approx 34 \text{ W}$

$P_{fmax} = \underline{\underline{17 \text{ W}}}$

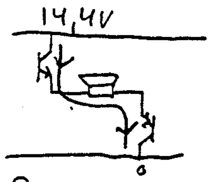
14.7

Transistorerna leder korsvis.

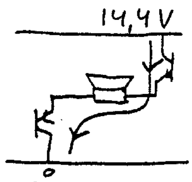
$\Rightarrow \hat{U}_{max} = 14,4\,V$

$$P_{utmax} = \frac{1}{2}\frac{\hat{U}^2}{R_L} = \frac{14,4^2}{2\cdot 8} = 13\,W$$

(= 4 ggr mer än med ett slutsteg)



Positiv halvperiod



Negativ halvperiod

14.8

$$2P_{fmax} = P_{utkrit} = \frac{(X_{krit}\cdot E)^2}{2\cdot R_L} = \frac{\left(\frac{2}{\pi}\cdot 15\right)^2}{2\cdot 4} = 11,4\,W$$

All förlusteffekt utvecklas i samma kapsel

$$T_j - T_a = 2P_f \cdot R_{th}$$

$$R_{th} = \frac{T_j - T_a}{2P_f} = \frac{150-50}{11,4} = 8,8\ °C/W$$

$$R_{thfläns} = R_{th} - R_{thkapsel} = 8,8 - 3 = 5,8\ °C/W$$

Välj en kylfläns med termisk resistans lägre än 5,8 °C/W

15.1 a) $I_{Lmax} = \frac{U_Z}{R_{Lmin}} = \frac{4,7}{1k} = 4,7\,mA$

$I_{Zmin} = 0,1\,mA$

$\Rightarrow I_{tot} = 4,8\,mA$

Lägsta inspänning (10V) skall kunna ge 4,8 mA genom R_1

$\frac{10-4,7}{R_1} = 4,8\,mA \Rightarrow R_1 = \frac{10-4,7}{4,8m} = 1,1\,k\Omega = R_{1max}$

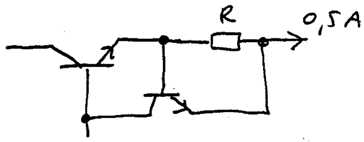
b) Störst ström genom Z om $I_L = 0$ ($R_L = \infty$)

$I_{Zmax} = \frac{U_{INmax} - U_Z}{R_1} = \frac{15-4,7}{820} = 12,6\,mA$

c) $P_{fmax} = U_Z \cdot I_{Zmax} = 4,7 \cdot 12,6m = 59\,mW$

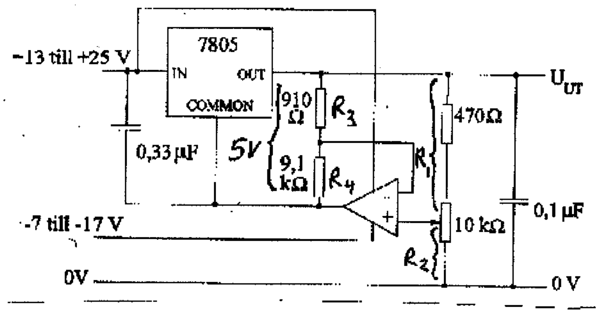
15.2 a) $U_{UTmin} = \frac{6}{22k+50k} \cdot (10k+22k+50k) = 6,8\,V$ (övre läget på 50k-pot)

$U_{UTmax} = \frac{6}{22k}(10k+22k+50k) = 22,4\,V$ (nedre läget på 50k-pot)

b) 

$R = \frac{0,7}{0,5} = 1,4\,\Omega$

c) $P_{fmax} = U_{CEmax} \cdot I_{Cmax} = (35-6,8) \cdot 0,5 = 14,1\,W$

15.3 

a) $5V \cdot \frac{R_3}{R_3+R_4} = U_{UT} \cdot \frac{R_1}{R_1+R_2}$

$U_{UT} = 5V \cdot \frac{R_3}{R_3+R_4} \cdot \frac{R_1+R_2}{R_1} = 5 \cdot \frac{0,91k}{0,91k+9,1k} \cdot \frac{R_1+R_2}{R_1} = 0,455 \cdot \frac{R_1+R_2}{R_1}$

Undre läget på pot: $R_2 = 0$ $R_1 = 10,47\,k\Omega \Rightarrow U_{UTmin} = 0,455\,V$

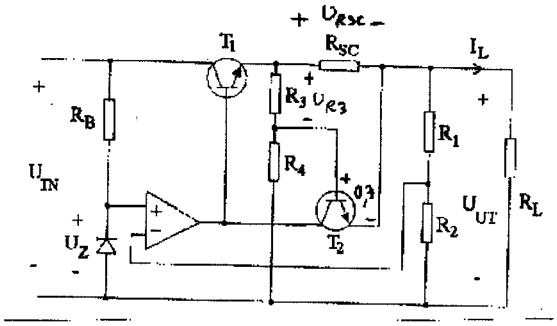
Övre läget på pot: $R_1 = 0,47k$ $R_2 = 10k \Rightarrow U_{UTmax} = 10,1\,V$

b) $R_{SC} = \frac{U_{BE}}{I_{max}} = \frac{0,7}{3} = 0,23\,\Omega$

15.4

a) $U_{R2} = U_Z$ och $U_{R2} = U_{R1}$ ty $R_1 = R_2$ $\Rightarrow$ $U_{UT} = 2\cdot U_Z = 9{,}4V$

$U_{R3} = (U_{UT}+U_{RSC})\cdot\frac{R_3}{R_3+R_4}$



Strömbegränsning träder i funktion när

$U_{RSC} = U_{R3} + 0{,}7$

$U_{RSC} = (U_{UT}+U_{RSC})\cdot\frac{R_3}{R_3+R_4} + 0{,}7$

$\Rightarrow U_{RSC}\underbrace{\left(1-\frac{R_3}{R_3+R_4}\right)}_{0{,}9} = \underbrace{U_{UT}}_{9{,}4}\underbrace{\frac{R_3}{R_3+R_4}}_{0{,}1} + 0{,}7 \Rightarrow U_{RSC} = \frac{9{,}4\cdot 0{,}1+0{,}7}{0{,}9} = 1{,}82\,V$

Strömbegränsningen träder alltså i funktion då $U_{RSC} = I_{Lmax}\cdot R_{SC} = 1{,}82$

$\Rightarrow R_{SC} = \frac{1{,}82}{I_{Lmax}} = 1{,}82$

b) Om utgången kortsluts är $U_{UT} = 0V$

T_2 leder om

$U_{RSC}\cdot\underbrace{\frac{R_4}{R_3+R_4}}_{0{,}9} = 0{,}7V \Rightarrow U_{RSC} = \frac{0{,}7}{0{,}9} \Rightarrow$

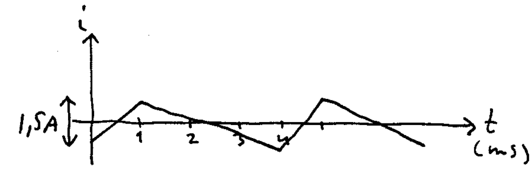
$\Rightarrow I_{Lfoldback} = \frac{U_{RSC}}{R_{SC}} = \frac{0{,}7}{0{,}9\cdot 1{,}82} = 0{,}43\,A$

15.5

$\frac{di}{dt} = \frac{U}{L} \Rightarrow \Delta I = \frac{U}{L}\cdot\Delta t$

0 – 1 ms: $\Delta I = \frac{3}{2m}\cdot 1m = 1{,}5A$

1 – 4 ms: $\Delta I = \frac{-1}{2m}\cdot 3m = -1{,}5A$

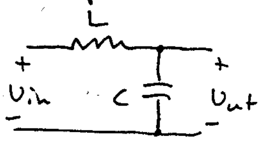


15.6

Räkna på första deltonen eftersom högre deltonerna dämpas starkt av LC-filtret.

Delton 1 med frekvensen 10kHz: $\hat{U} = 5\cdot\frac{2}{\pi} = \frac{10}{\pi}$

LC-filtret:



$\frac{U_{ut}}{U_{in}} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{j\omega L+\frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1-\omega^2 LC} \approx -\frac{1}{\omega^2 LC}$

Rippel ut: $\hat{U}_{rippel} = \frac{10}{\pi}\cdot\frac{1}{\omega^2 LC} = \frac{10}{\pi}\cdot\frac{1}{(2\pi\cdot 10^4)^2\cdot 1m\cdot 10\mu} = 80{,}6\,mV$

$\Rightarrow$ Rippel $2\cdot 0{,}08 = 0{,}16\,V$ topp till topp

15.7

a) $U_{UT} = \delta \cdot U_{IN} \Rightarrow \delta = \frac{U_{UT}}{U_{IN}} = \frac{5}{15} = \frac{1}{3}$

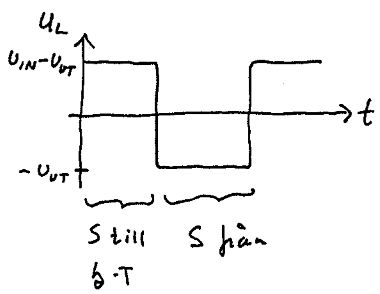
b) $u_L = L\frac{di}{dt} \Rightarrow \frac{di}{dt} = \frac{u_L}{L}$

$$\frac{\Delta I_L}{\delta \cdot T} = \frac{U_{IN}-U_{UT}}{L} \Rightarrow \Delta I_L = \frac{U_{IN}-U_{UT}}{L}\cdot \delta \cdot T = \frac{U_{IN}-U_{UT}}{L}\cdot\frac{\delta}{f_s} =$$

$$= \frac{15-5}{330\cdot 10^{-6}}\cdot\frac{1}{3\cdot 50\cdot 10^{3}} = 0,2 \text{ A}$$

15.8

$\delta = \frac{U_{UT}}{U_{IN}} = \frac{10}{20} = \frac{1}{2}$



$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{U_L}{L} \Rightarrow L = \frac{U_L}{\Delta I_L}\cdot \Delta t =$$

$$= \frac{U_{IN}-U_{UT}}{\Delta I_L}\cdot\delta\cdot\frac{1}{f_s} = \frac{20-10}{0,4}\cdot\frac{1}{2}\cdot\frac{1}{30\cdot 10^{3}} =$$

$= \underline{417\ \mu H}$ Välj t.ex. $L = 470\ \mu H$

Rippel pga kondensatorns ESR: $\Delta U_{UT} = \Delta I_L \cdot ESR =$

$= 0,4 \cdot 0,06 = 24 \text{ mV}$

Ripplet som härrör från LC-filtrets dämpning av den sönderhackade inspänningen bör vara i storleksordningen 20-25 mV för att totala ripplet skall understiga 50 mV

Formel 14-15:

$$\Delta U_{UT} = 2\cdot\hat{U}_{utac} = \frac{4}{\pi}U_{IN}\cdot\frac{1}{(2\pi f_s)^2 LC}$$

$$\Rightarrow C = \frac{4}{\pi}\cdot U_{IN}\cdot\frac{1}{(2\pi f_s)^2\cdot L\cdot\Delta U_{UT}} = \frac{4}{\pi}\cdot 20\cdot\frac{1}{(2\pi 30\cdot 10^{3})^2\cdot 417\cdot 10^{-6}\cdot 25\cdot 10^{-3}} =$$

$= 69\ \mu F$ Välj $C = 100\ \mu F$

15.9 $U_{UT} = U_{IN} \frac{1}{1-D} \Rightarrow 1 - D = \frac{U_{IN}}{U_{UT}} \Rightarrow D = 1 - \frac{U_{IN}}{U_{UT}} = 1 - \frac{10}{30} = \frac{2}{3}$

$(14\text{-}17) \Rightarrow L = \frac{U_{IN} \cdot DT}{\Delta I_L} = \frac{U_{IN} \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_S} = \frac{10 \cdot \frac{2}{3}}{0{,}2 \cdot 30 \cdot 10^3} = 1{,}1 \text{ mH}$

$(14\text{-}21) \Rightarrow \Delta U_{UT} = \frac{I_{UT}\, DT}{C} \Rightarrow C = \frac{I_{UT} \cdot D}{\Delta U_{UT} \cdot f_S} = \frac{0{,}5 \cdot \frac{2}{3}}{30 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot 10^3} = 370\, \mu F$

Välj t.ex. $L = 1{,}2 \text{ mH}$ $C = 390\, \mu F$

17.1 Skindjup

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{2\pi f \sigma \mu}}$$

Enligt exempel 15.1 är $\delta = 0{,}05$ mm vid frekvensen 1 MHz. Vid frekvensen 1 GHz (1000 gånger högre) blir skindjupet

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{1000}} \cdot 0{,}05\,\text{m} = 1{,}6\ \mu\text{m}$$

eftersom $\delta \propto \frac{1}{\sqrt{f}}$

17.2 $C = 1$ nF

Serieresonans f_0 vid 120 MHz

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Rightarrow L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 120 \cdot 10^6)^2 \cdot 10^{-9}} =$$

$= 1{,}8$ nH

Vid serieresonansen är impedansen $\approx 0{,}02\ \Omega$ vilket ger serieresistansen

1nF 1,8nH 0,02 Ω

17.3 $$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r} \cdot f} = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{2{,}3} \cdot 5 \cdot 10^8} = 0{,}4\ \text{m}$$

1 m lång kabel $\Rightarrow \ell = \frac{1\,\text{m}}{0{,}4\,\text{m}}\lambda = 2{,}5\lambda$ lång

17.4 a) $$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{50 - 75}{50 + 75} = -0{,}2$$

b) $$SWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \frac{1{,}2}{0{,}8} = 1{,}5$$

c) $$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + j Z_0 \tan\beta\ell}{Z_0 + j Z_L \tan\beta\ell} = \quad \left\{ \beta\ell = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2} \right.$$

$$= 75 \cdot \frac{50 + j75 \cdot \tan\frac{\pi}{2}}{75 + j50 \tan\frac{\pi}{2}} = \qquad \tan\frac{\pi}{2} = \infty$$

$$= 75 \cdot \frac{75}{50} \quad \text{då } \tan\frac{\pi}{2} = \infty$$

$$Z_{in} = 112{,}5\ \Omega$$

19.1 $E_n = \sqrt{4kTRB} = \sqrt{4\cdot 1{,}38\cdot 10^{-23}\cdot 300\cdot 10^{3}\cdot 10^{3}} = 0{,}13\,\mu V$

19.2 $I_n = \sqrt{2qIB} = \sqrt{2\cdot 1{,}602\cdot 10^{-19}\cdot 10^{-3}\cdot 10^{6}} = 18\,pA$

19.3 Brusfaktor 2 dB motsvarar $10^{\frac{2}{10}}$ gånger

— " — 6 dB — " — $10^{\frac{6}{10}}$ gånger

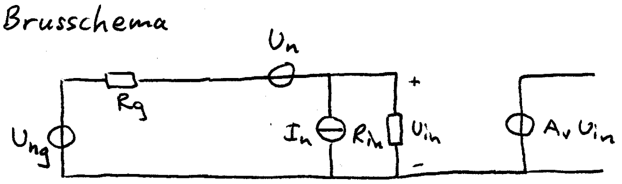
Förstärkning 12 dB motsvarar $10^{\frac{12}{10}}$ gånger

— " — 10 dB — " — $10^{\frac{10}{10}} = 10$ gånger

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} = 10^{\frac{2}{10}} + \frac{10^{\frac{6}{10}} - 1}{10} = 1{,}88$$

$$F_{tot} = 10\cdot\log 1{,}88 = 2{,}75\ dB$$

19.4 Brusschema



$$U_n = \overline{U}_n\cdot\sqrt{B} = 3{,}5n\cdot\sqrt{10^{7}} = 11{,}1\,\mu V$$

$$I_n = \overline{I}_n\cdot\sqrt{B} = 1{,}5p\,\sqrt{10^{7}} = 4{,}74\,nA$$

$$U_{ng} = \sqrt{4kTRB} = \sqrt{4\cdot 1{,}38\cdot 10^{-23}\cdot 300\cdot 50\cdot 10^{7}} = 2{,}88\,\mu V$$

Bidrag till ingångsbrus:

Generatorn $\quad U_{ng}\cdot\frac{R_{in}}{R_{in}+R_g} = 2{,}88\mu\cdot\frac{100}{100+50} = 1{,}92\,\mu V$

Först. sp. brus $\quad U_n\cdot\frac{R_{in}}{R_{in}+R_g} = 11{,}1\mu\cdot\frac{100}{100+50} = 7{,}38\,\mu V$

Först. strömbrus $\quad I_n\cdot\frac{R_{in}\cdot R_g}{R_{in}+R_g} = 4{,}74n\cdot\frac{100\cdot 50}{100+50} = 0{,}16\,\mu V$

Totalt spänningsbrus på ingången $= \sqrt{1{,}92^2 + 7{,}38^2 + 0{,}16^2}\,\mu V = 7{,}63\,\mu V$

Utspänning

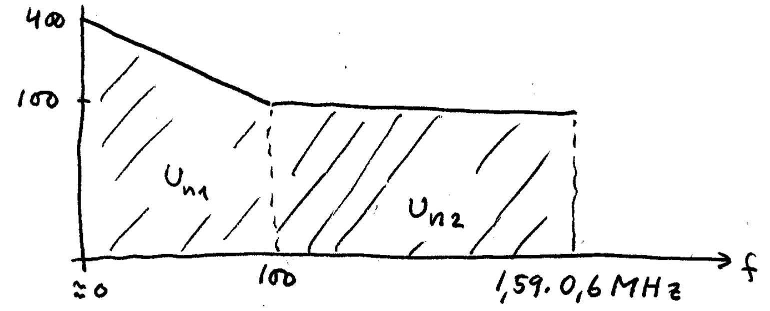
Signal: $\quad U_{ut} = U_g\cdot\frac{R_{in}}{R_{in}+R_g}\cdot A_v = 25m\cdot\frac{100}{100+50}\cdot 40 = 0{,}67\ V$

Brus: $\quad U_{nut} = A_v\cdot U_{nin} = 40\cdot 7{,}63\,\mu V = 305\,\mu V$

$$SNR = 20\log\frac{U_{ut}}{U_{nut}} = 20\log\frac{0{,}67}{305\mu} = 67\ dB$$

19.5 a) $R_g = \frac{U_n}{I_n} = \frac{3{,}5n}{1{,}5p} = 2{,}3\ k\Omega$

19.6 Approximativt



$$U_{n1}^2 \approx \frac{(400\cdot10^{-9})^2 + (100\cdot10^{-9})^2}{2}\cdot 100 = 8{,}5\cdot10^{-12} \quad V^2$$

$$U_{n2}^2 = (100\cdot10^{-9})^2\cdot(0{,}6\cdot10^6\cdot1{,}59 - 100) = 9{,}54\cdot10^{-9} \quad V^2$$

$$U_{ntot} = \sqrt{U_{n1}^2 + U_{n2}^2} = 98\ \mu V$$