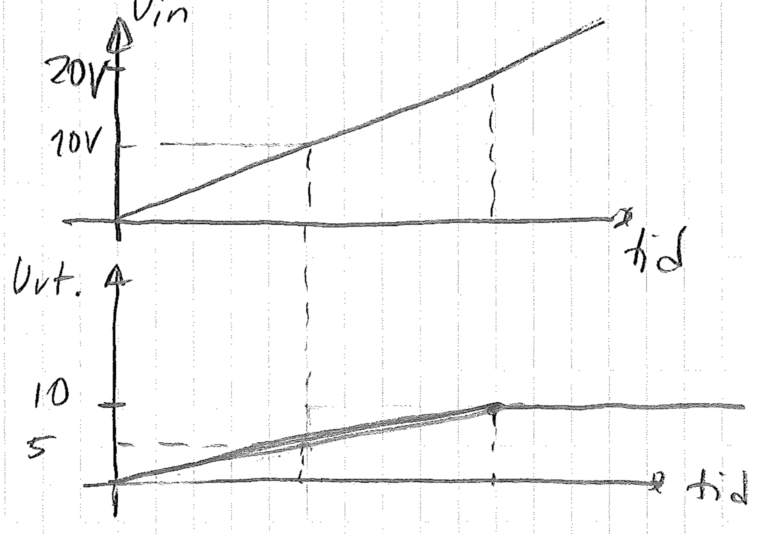
Lösningsförslag tentamen i Elektronik 100105 för E2/D2/Mek2

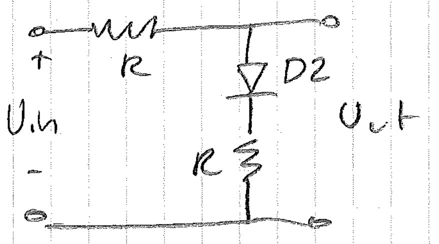
1.



när $0 < V_{in} < 10V$

då leder D2

dvs då spänndelas U_{in} över de båda motstånden

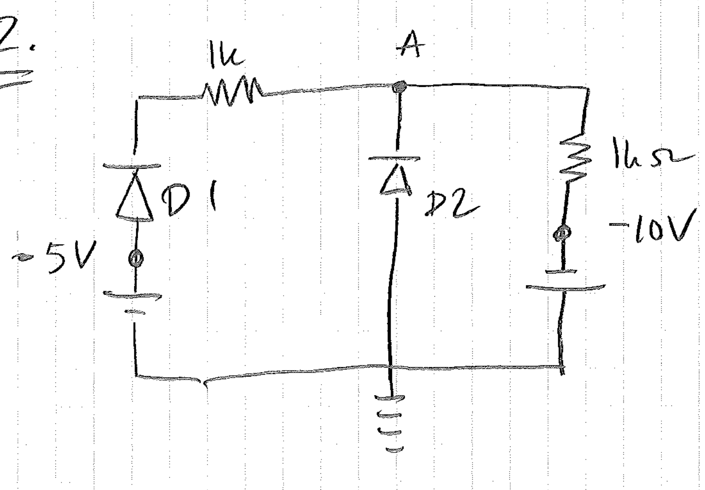


$U_{ut} = U_{in}/2$

när $U_{in} > 10V$ då leder D1

$\Rightarrow U_{ut} = 10V$.

2.



Om D1 & D2 leder

då måste $V_A < 0$

men om D2 leder

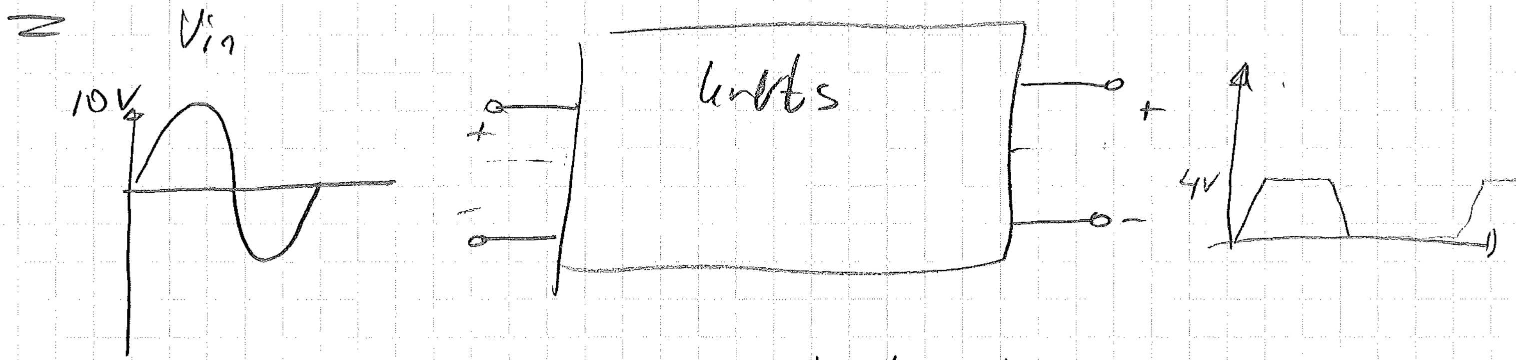
så blir punkten $V_A = 0$

då leder inte D1.

dvs $I = 0$.

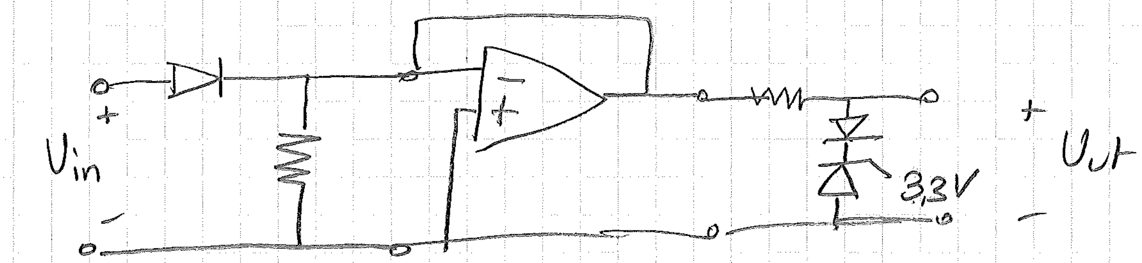
Ingen ström går genom D1.

3.



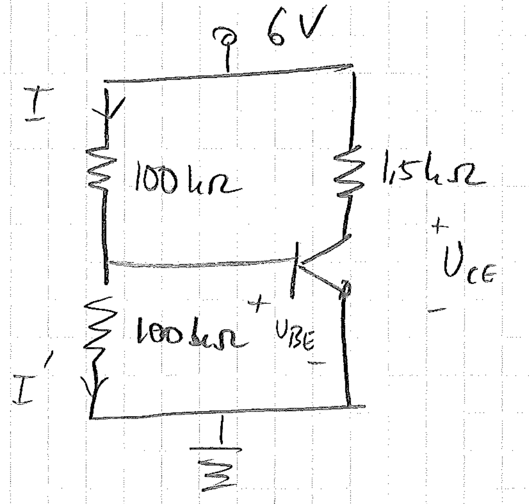
Det verkar vara endast den pos. halvperioden som överlever och den blir i sin tur klippt.

Kombinera en halvvågslikriktare med en klippkrets.



Givetvis finns andra möjligheter.

4.



$$6 - 1{,}5k \cdot I_{csat} - U_{CEsat} = 0$$

$$I_{csat} = \frac{6-0.2}{1{,}5k} \approx 3{,}87\,mA$$

$$6 - I \cdot 100k - U_{BEsat} = 0$$

$$\hookrightarrow I = \frac{6-0{,}7}{100k} = 53\,\mu A$$

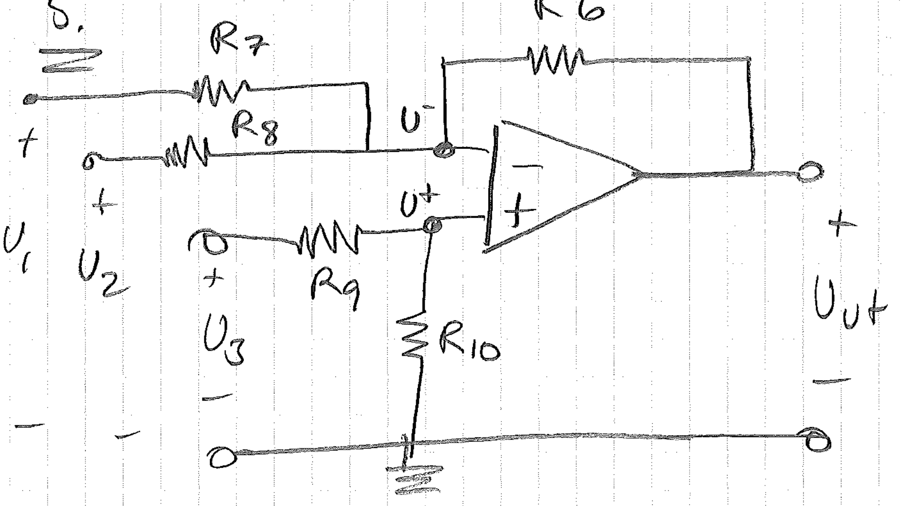
$$I' = \frac{0{,}7V}{100k} = 7\,\mu A$$

$$I_B = I - I' = 46\,\mu A$$

$$\beta = \frac{I_{csat}}{I_{Bsat}} = \frac{3{,}87\,mA}{46\,\mu A} \approx 84 \text{ ggr}$$

Om transistorn har en strömförstärkning $\beta \geq 84$ ggr så bottnar denna.

5.



$$U^+ \approx U^-$$

$$U^+ = U_3 \cdot \frac{R_{10}}{R_{10}+R_9} = U_3/2$$

KCL i punkten där vi har potentialen U^-:

$$\frac{U_1 - U_3/2}{R_7} + \frac{U_2 - U_3/2}{R_8} = \frac{U_3/2 - U_{ut}}{R_6}$$

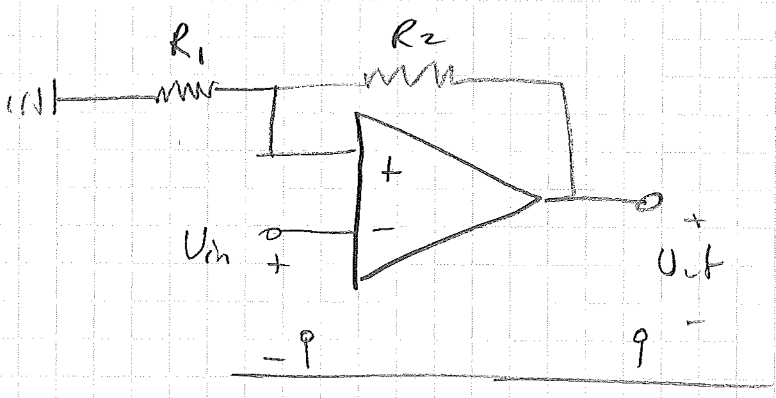
$$\underbrace{\frac{R_6}{R_7}}_{2}\left(U_1 - U_3/2\right) + \underbrace{\frac{R_6}{R_8}}_{3}\left(U_2 - U_3/2\right) - U_3/2 = -U_{ut}$$

$$\boxed{U_{ut} = -2U_1 - 3U_2 + 3U_3}$$

De benen som inte är inkopplade är i detta fallet offset benen. Hos en del operationsförstärkare finns dessa för att kunna justera mot en icke-ideal egenskap som att utspänningen $\neq 0$ när inspänningen är noll.

6.

a)



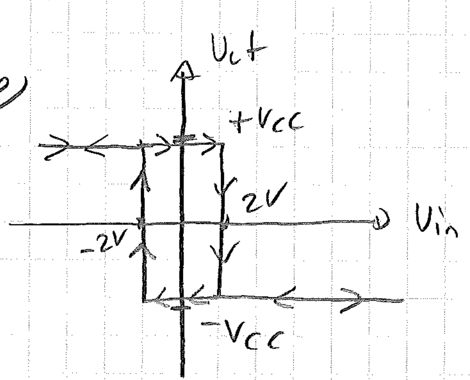
$V_{cc} = \pm 12\,V$

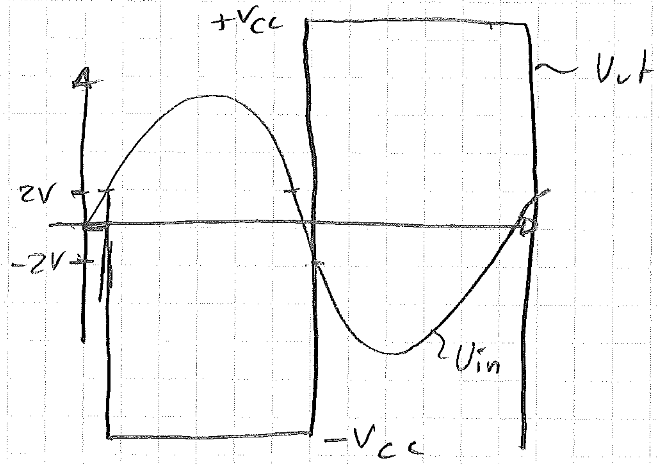
$$U_{ut} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{6} \cdot V_{cc}$$

$R_2 = 5\,k\Omega$

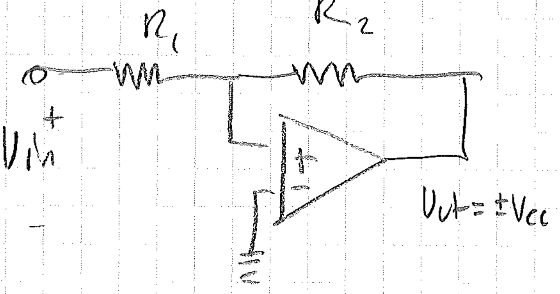
$R_1 = 1\,k\Omega$

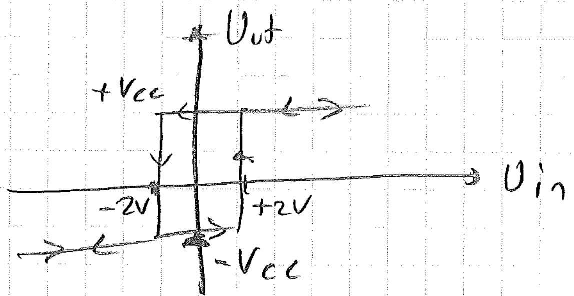
b)





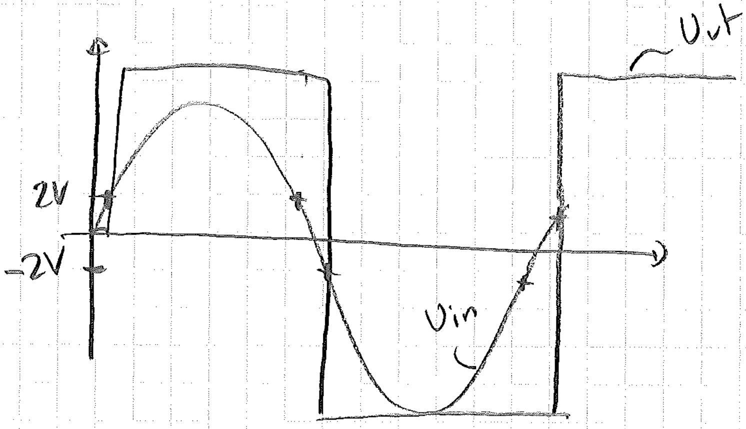
c)





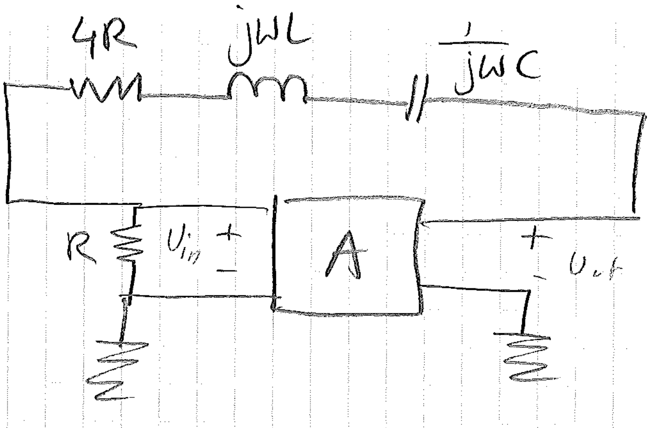
$$\frac{U_{in} - 0}{R_1} = \frac{-U_{ut}}{R_2}$$

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



$$\begin{cases} R_1 = 1\,k\Omega \\ R_2 = 6\,k\Omega \end{cases}$$

7.



$$U_{in} = U_{ut}\cdot\frac{R}{R+4R+j\omega L+\frac{1}{j\omega C}} = U_{ut}\cdot\frac{j\omega C R}{5R\cdot j\omega C+(j\omega)^2\cdot LC+1} = \frac{U_{ut}\cdot j\omega RC}{1-\omega^2 LC+j5\omega RC}$$

vid frekvensen $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ $\Rightarrow$ då blir förstärkningen i återkopplingen $\frac{U_{in}}{U_{ut}} = \frac{1}{5}$

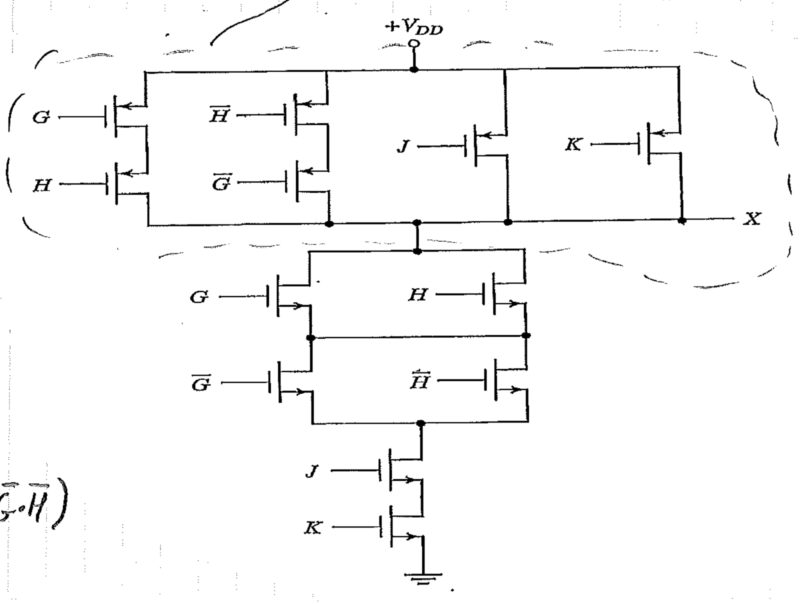
dvs i vårt fall krävs att $A = 5$. Den skall vara icke-inverterande.

8.

a) Den övre delen av det logiska nätet är p-MOS, dvs U_{GS} låg ger att dessa transistorer leder.

$$X = \overline{G}\cdot\overline{H} + G\cdot H + \overline{J} + \overline{K}$$

Den nedre delen av nätet ger visserligen samma uttryck efter omskrivning med de-Morgan.



$$\overline{X} = J\cdot K\cdot(\overline{G}+\overline{H})\cdot(G+H)$$

$$X = \overline{J\cdot K\cdot(\overline{G}+\overline{H})\cdot(G+H)} =$$

$$\overline{J}+\overline{K}+\overline{(\overline{G}+\overline{H})}+\overline{(G+H)} = \overline{J}+\overline{K}+(G\cdot H)+(\overline{G}\cdot\overline{H})$$

8 forts

b) Det går att få ner omslagstider och hålla ner effektförbrukningen.

c) Antag att vi har en termisk som mäter temperaturen i laptopen och den detekterar för hög effektutveckling.

Dagens datorer använder MOS-transistorer och dessa leder för fullt eller inte alls.
De arbetar väsentligen i 2 områden, i princip mycket låg effektförbrukningen.
(Statisk effektförbrukning = 0)
Effektförbrukningen uppstår när vi switchar ifrån ena tillståndet till det andra och ju högre frekvens desto högre effekt.
dynamisk effektförbrukning.

$P = f \cdot C_L \cdot V_{DD}^2$.

Om den termiska kretsen styr så att klockfrekvensen halveras så halveras även effekten.

9.

$V_{CC} - 10k \cdot I_{DQ} - U_{DSQ} - 2k \cdot I_{DQ} = 0$ (1)

a) $V_{GQ} = 20V \cdot \frac{5k}{5k+20k} = 4V$ (2) $V_{GG} - V_{GSQ} - 2k \cdot I_{DQ} = 0$ (3)

$\rightarrow \frac{4 - V_{GSQ}}{2k} = I_{DQ}$

För transistor gäller: $V_{GS} \geq V_{to}$

$I_D = K(V_{GS} - V_{to})^2 (1 + \cancel{\lambda V_{DS}})$ (4)

insättning av (3) i (4) ger:

$\frac{4 - V_{GSQ}}{2k} = 75 \cdot 10^{-6} (V_{GSQ} - 1)^2$ Lös andragradsekv. ger 2 rötter på V_{GSQ}!

$V_{GSQ} = \begin{cases} 3{,}245V \leftarrow \text{vår lösning för } V_{GSQ} \geq V_{to} \\ -7{,}911 V \end{cases}$

9a forts.

$$V_{GSQ} = 3,245\,V$$

$$I_{DQ} = \frac{4 - V_{GSQ}}{2k} = 0,378\ mA$$

ur (1)

fås: $U_{DSQ} \approx 15,46$ Volt

9b

$$A_v = -g_m \cdot R_D = \frac{U_{ut}}{U_{in}}$$

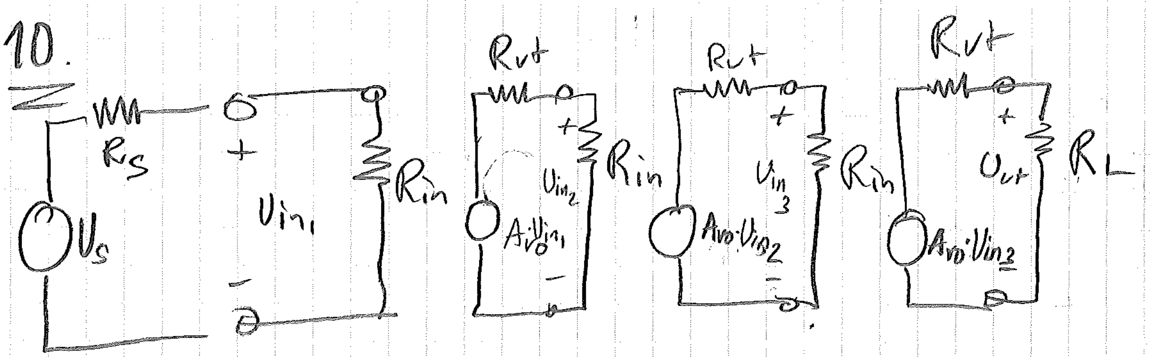
(r_D försummas i vår förenklade transistor modell.)

där $g_m = 2\sqrt{K \cdot I_{DQ}} = 2\sqrt{75 \cdot 10^{-6} \cdot 0,378 \cdot 10^{-3}} \simeq 3,37 \cdot 10^{-4}$

$U_{ut} = -g_m \cdot R_D \cdot 10\ mV = -33,7\ mV$

$u_{ut}(t) = -33,7 \cos(\omega t)\ [mV]$

10.



$R_S = 2k\Omega$, $R_L = 4k\Omega$, $R_{in} = 6k\Omega$, $R_{ut} = 1k\Omega$

$$V_{in_1} = U_S \cdot \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} \; ; \quad U_{in_2} = A_{vo} \cdot V_{in_1} \cdot \frac{R_{in}}{R_{ut} + R_{in}} \, , \quad U_{in_3} = A_{vo} \cdot V_{in_2} \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{ut}}$$

$$U_{ut} = A_{vo} \cdot V_{in_3} \cdot \frac{R_L}{R_{ut} + R_L} = A_{vo}^3 \cdot \left(\frac{R_{in}}{R_{in} + R_S}\right)\left(\frac{R_{in}}{R_{ut} + R_{in}}\right)^2 \cdot \frac{R_L}{R_{ut} + R_L} =$$

$$= U_S \, A_{vo}^3 \cdot \frac{6}{8} \cdot \left(\frac{6}{7}\right)^2 \cdot \frac{4}{5} \Rightarrow \frac{U_{ut}}{U_S} = A_{vo}^3 \cdot \frac{24}{40} \cdot \frac{36}{49} = 260_{ggr}$$

$A_{vo} = 8{,}4$ ggr