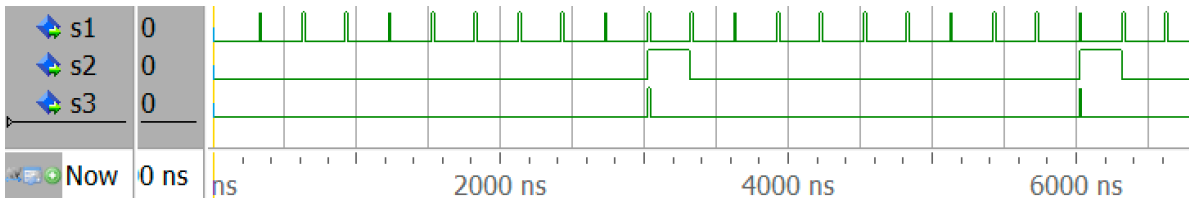


Lösningförslag till tentamen 2018-11-02 i SSY011 Elektriska system

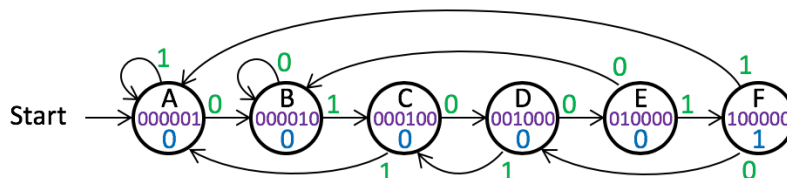
Erik Agrell

1. (a) counter.vhd, eftersom filnamnet måste vara samma som entitetens namn
- (b) counter nollställs efter 15 klockpulser ⇒ 300 ns.
bitcounter nollställs efter 10 counter-perioder ⇒ 3000 ns.



s1 har period 300 ns (samma som counter) och pulsbredd 20 ns (en klockperiod).
s2 har period 3000 ns (samma som bitcounter) och pulsbredd 300 ns (en counter-period).
s3 har period 3000 ns (samma som s2) och pulsbredd 20 ns (en klockperiod).

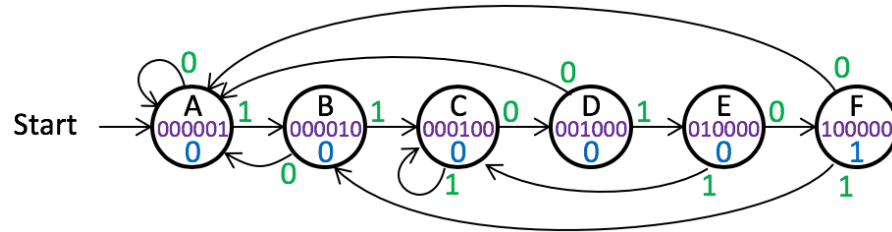
- (c) En S/H-krets bör klockas av s2, eftersom den kondensator som "håller" signalen knappast hinner laddas på bara 20 ns.
 - (d) Triggssignaler till digital elektronik bör endast vara en klockpuls långa, eftersom det annars finns risk att funktionen utförs flera gånger. Alltså är s1 och s3 lämpliga triggssignaler.
 - (e) counter har maximalt värdet 14, vilket kräver 4 bitar (14=1110). Alltså kan 20 ersättas av 3 men inte lägre.
 - (f) I så fall kan man inte komma åt värdena på s1, s2, s3 någonstans i VHDL-koden. Då fungerar inte den sista raden, s3 <= s1 and s2, och man kan inte heller använda signalerna för att trigga andra processer som i (d)-uppgiften.
2. (a) Eftersom utsignalen bara beror på tillstånd, inte insignal, ritas vi ett tillståndsdigram av Moore-typ.



Grönt: insignal DIN
Lila: utsignal LEDR
Blått: utsignal LEDG

- (b) 01001

(c)



Byt följande if-satser:

Under "when A...": if (DIN='1') then next_state <= B;

Under "when B...": if (DIN='1') then next_state <= C; else next_state <= A;

Under "when C...": if (DIN='0') then next_state <= D;

Under "when D...": if (DIN='1') then next_state <= E; else next_state <= A;

Under "when E...": if (DIN='0') then next_state <= F; else next_state <= C;

Under "when F...": if (DIN='1') then next_state <= B; else next_state <= A;

Allt annat lämnas oförändrat.

3. (a) Amplitudfunktionen vid en given vinkelfrekvens ω ges av $|H(j\omega)|$. Speciellt ges lågpasskaraktistiken av $|H(0)|$ och högpasskaraktistiken av $|H(\infty)|$.
 $|H_1(0)| = 0$ och $|H_1(\infty)| = 1 \Rightarrow$ högpass
 $|H_2(0)| = 0$ och $|H_2(\infty)| = 0$, medan $|H_2(j\omega)| > 0$ för mellanfrekvenser \Rightarrow bandpass
 $|H_3(0)| = 1$ och $|H_3(\infty)| = 1$, medan $|H_3(j\omega)| < 1$ för mellanfrekvenser \Rightarrow bandspärr

- (b) Vid gränshfrekvensen har amplitudfunktionen sjunkit med en factor $1/\sqrt{2}$. För H_1 inträffar detta vid $\omega = 40$ rad/s, eftersom

$$|H_1(j\omega)| = \frac{|j\omega|}{|40 + j\omega|} = \frac{\omega}{\sqrt{40^2 + \omega^2}} = \frac{40}{\sqrt{40^2 + 40^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Den undre gränshfrekvensen är därför $40/(2\pi) = 6.4$ Hz.

- (c) Vid $\omega = 2\pi$ krad/s är amplitudfunktionen

$$|H_2(j\omega)| = \frac{|40j\omega|}{|800 + 40j\omega + (j\omega)^2|} = \frac{40\omega}{|800 + 40j\omega - \omega^2|} = \frac{40\omega}{\sqrt{(800 - \omega^2)^2 + (40\omega)^2}} = 0.00637$$

vilket ger "förstärkningen" $20 \log_{10}(0.00637) = -43.9$ dB, d.v.s. dämpning 43.9 dB.

4. $10 \text{ k}\Omega$ ger 5 gånger högre inspänning än $2 \text{ k}\Omega$, eftersom mikrofonen fungerar som en strömkälla.

Känsligheten ökar med $20 \log_{10}(5) = 14.0$ dB.

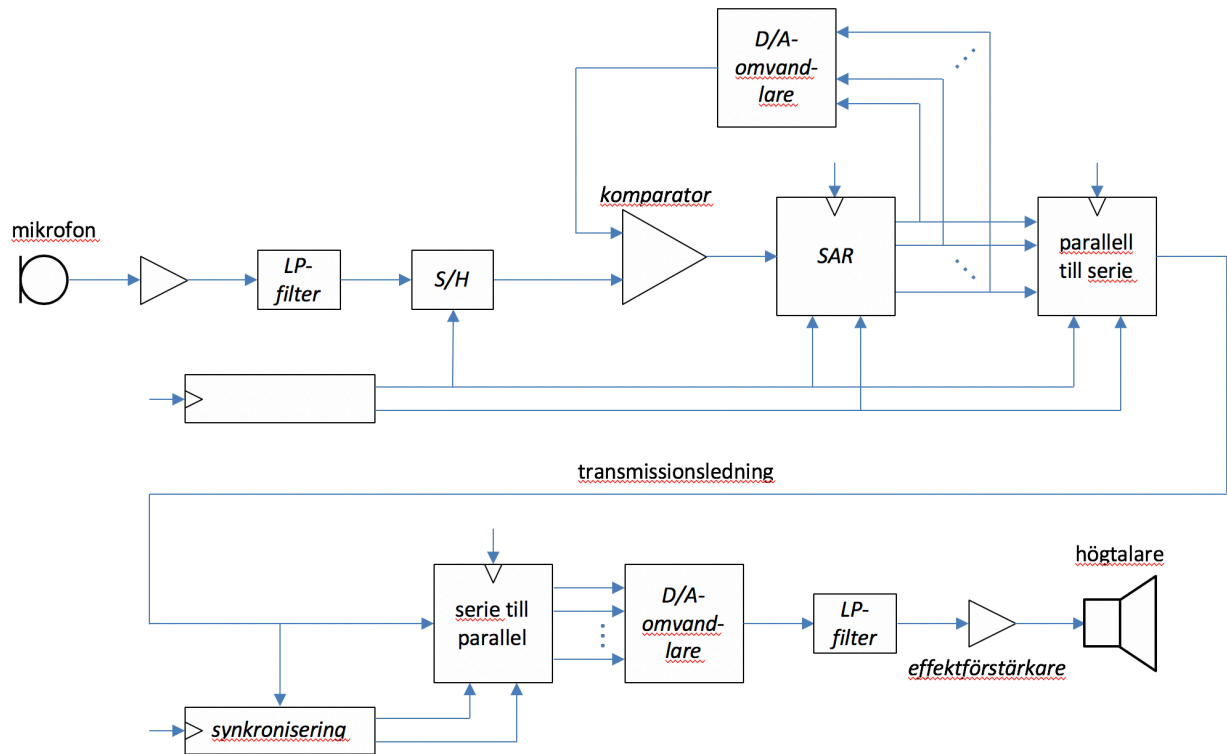
Ny känslighet: $-40 + 14 = -26$ dBV vid 1 Pa, d.v.s. 94 dB SPL

Om 94 dB SPL erhålls vid -26 dBV, så erhålls 100 dB SPL vid -20 dBV.

Spänning efter förstärkaren $-20 + 20 = 0$ dBV $\Rightarrow 1$ V effektivvärde $\Rightarrow 2\sqrt{2} \cdot 1 \text{ V} = 2.8$ V topp-till-topp.

| dBV | dB SPL |
|-----|--------|
| -26 | 94 |
| -20 | 100 |

5.

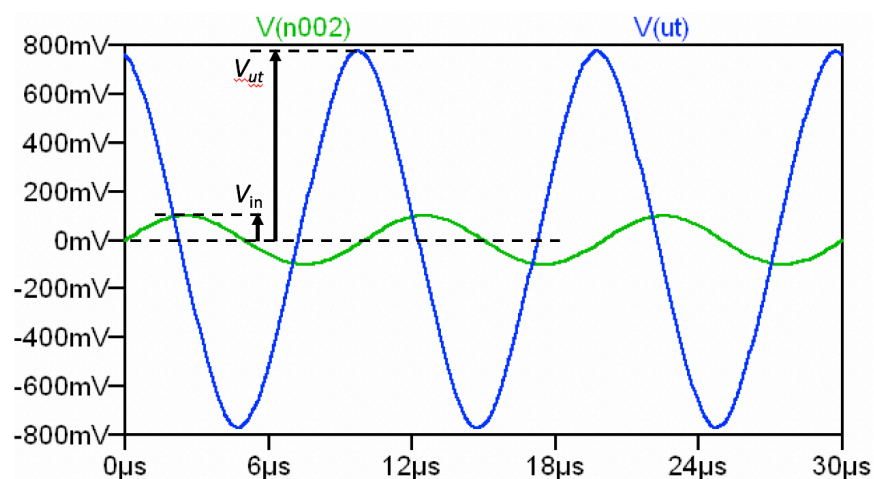


6. (a) *Inställning:* V1 ställs in på växelspänning SINE med frekvens 100k. Amplituden måste väljas låg, eftersom vi förväntar oss en förstärkning på upp till 33 gånger. Med viss marginal kan man välja t.ex. 0.1 V för att säkert undvika att OPn bottnar.

Plottning: Efter simulering i simuleringsmod Transient markeras ledningarna ovanför V1 och vid "ut".

Avläsning: I plottfönstret använder vi mätkorset för att mäta båda amplituderna, vilket ger oss $V_{in}=V1$ och V_{ut} enligt figur.

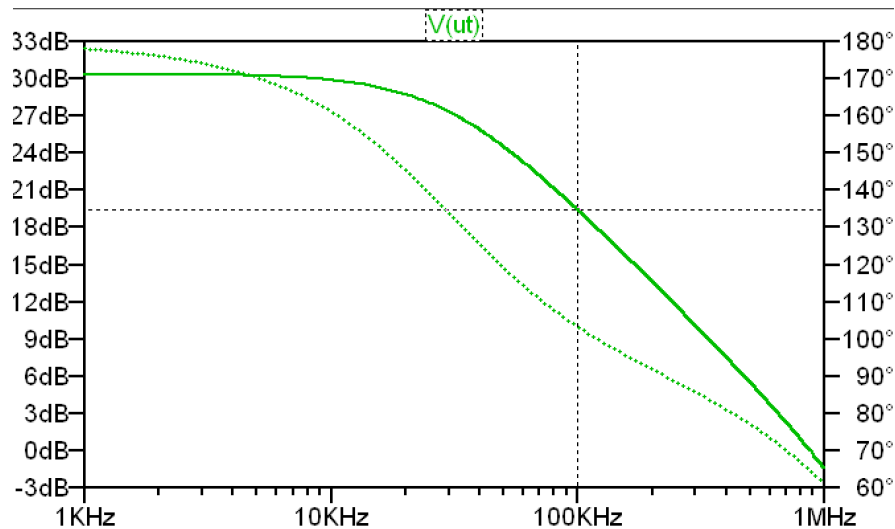
Beräkning: Spänningsförstärkningen beräknas som V_{ut}/V_{in} , eller $20 \log_{10}(V_{ut}/V_{in})$ om man vill ha svaret i dB.



(b) *Inställning:* I inställningarna för V1 ställer man in AC Amplitude på 1 (i rutan Small Signal AC Analysis).

Plottning: Efter simulering i simuleringsmod AC Analysis markeras ledningen vid "ut".

Avläsning: I plottfönstret använder vi mätkorset för att läsa av amplitudfunktionen vid 100 kHz enligt figur, vilket visar den önskade förstärkningen utan några beräkningar.



(c) Approximativt kan spänningsförstärkningen för en motkopplad operationsförstärkare antas vara konstant upp till gränshfrekvensen och avta med 20 dB per dekad över gränshfrekvensen, vilket innebär att förstärkningen avtar med en faktor 10 (20 dB) om frekvensen ökar med en faktor 10 (en dekad). (Detta innebär t.ex. att produkten mellan förstärkning och bandbredd är konstant.) Eftersom förstärkningen 9.4 gånger är mycket mindre än förstärkningen är vid låga frekvenser, som enligt kopplingsschemat bör vara 33 gånger, måste gränshfrekvensen ligga långt under 100 kHz. Då avtar förstärkningen med 20 dB per dekad (som i figuren vid uppg 6(b)). Ökning av frekvens med en faktor 3 ⇒ minskning av förstärkning med en faktor 3 ⇒ $9.4/3 = 3.1$ gånger.

7. (a) Det är en zenerdiod som i backriktningen håller en stabil referensspänning.

(b) I_4 kan som mest vara lika med $I_{14} = 2 \text{ mA}$. $R_2 = U_{0\text{max}}/I_{4\text{max}} = 6\text{V}/2\text{mA} = 3.0 \text{ k}\Omega$. (En noggrannare beräkning tar hänsyn till att $I_{4\text{max}} = I_{14} \cdot 255/256$, vilket fortfarande ger $R_2 = 3.0 \text{ k}\Omega$.)

(c)

