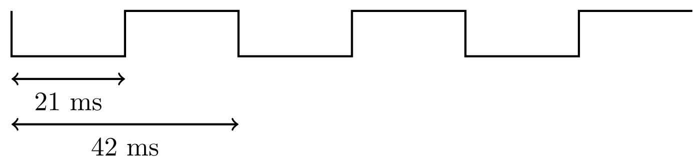
Lösningsförslag till tentamen 2016-10-25 i SSY011 Elektriska system

Erik Agrell

1. (a)

   - I entititen (rad 6–7) infogas led: out std_logic;
   - Efter end process (rad 20) infogas led <= A(20);
   - Pinnkonfiguration: signalen led kopplas till PIN_R20.

   (b) Periodtiden är $20\text{ ns} \cdot 2^{21} = 42\text{ ms}$.



   (c) Periodtid $20\text{ ns} \cdot (x+1) = 0.5\text{ s} \Rightarrow x = 24\,999\,999$.

   Pulsbredd $20\text{ ns} \cdot (y+1) = 0.1\text{ s} \Rightarrow y = 4\,999\,999$.

   $2^{25} \approx 33\,000\,000 \Rightarrow 25$ bitar behövs för att räkna till x.

   VHDL-kod:

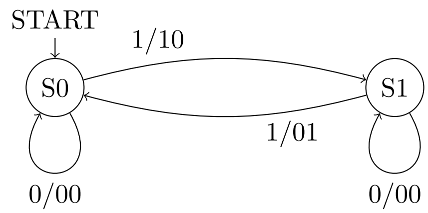
```
library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;
use ieee.std_logic_unsigned.all;

entity counter_output is port (
  CP: in std_logic;
  reset: in std_logic;
  pulse_out: out std_logic);
end entity;

architecture myarch of counter_output is
  signal A: std_logic_vector(24 downto 0);
  signal pulse: std_logic;
begin
  process(CP)
  begin
    if rising_edge(CP) then
      if reset='1' then
        A <= (others => '0');
        pulse <= '1';
      else
        A <= A+1;
        if A=4999999 then
          pulse <= '0';
        elsif A=24999999 then
          A <= (others => '0');
          pulse <= '1';
        end if;
      end if;
    end if;
  end process;
  pulse_out <= pulse;
end architecture;
```

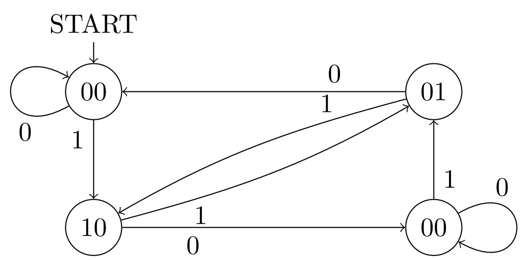
Om man vill kan reset-signalen kombineras med nollställningen då räknaren nått sitt maximala värde, alltså `if reset='1' or A=24999999 then` ...

2. (a) Många möjliga lösningar finns. Här är ett förslag av typ Mealy:



Pilarna är markerade med insignal/utsignal, där insignal är x och utsignal är y_1y_2.

En ekvivalent lösning av typ Moore kan se ut så här:



Pilarna är markerade med insignal x och tillstånden med utsignal y_1y_2.

(b) Följande VHDL-kod implementerar Mealy-maskinen ovan.

```
library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;

entity fsm is port(
  reset: in std_logic;
  xclock: in std_logic;
  x: in std_logic;
  y1,y2 : out std_logic);
end entity;

architecture arch of fsm is
  type statetype is (U,S0,S1);
  signal state: statetype;

begin
  process(reset,xclock)
  begin
    if reset='1' then
      state <= S0;
    elsif rising_edge(xclock) then
      case state is
```

```
        when S0 =>
          if x='0' then
            y1 <= '0';
            y2 <= '0';
            state <= S0;
          else -- x='1'
            y1 <= '1';
            y2 <= '0';
            state <= S1;
          end if;
        when others => -- state S1
          if x='0' then
            y1 <= '0';
            y2 <= '0';
            state <= S1;
          else -- x='1'
            y1 <= '0';
            y2 <= '1';
            state <= S0;
          end if;
      end case;
    end if;
  end process;
end architecture;
```

3. (a) D är insignal, Q är utsignal och state är intern.

   (b) Z kopplas till D och Q kopplas till A.

   (c) A/D-omvandling

   (d) D/A-omvandling

   (e) Komparator:

$$Z = \begin{cases} +3.3 \text{ V} & \text{om } V_{\text{SH}} > V_1, \\ 0 \text{ V} & \text{om } V_{\text{SH}} < V_1. \end{cases}$$

   (f) Simuleringen visar att när $Q = 11000000$ (MSB först) så är $D = 1$ och när $Q = 11000001$ så är $D = 0$. Alltså ligger den analoga insignalen V_{SH} mellan de spänningar som motsvarar heltalen $128 + 64 = 192$ och $128 + 64 + 1 = 193$. För att beräkna dessa båda spänningsnivåer behöver vi först bestämma minimal och maximal spänning.

   Strömmen I_4 är minimalt 0 och maximalt 2 mA. Alltså är minsta möjliga spänning $V_1 = 0$ V och största möjliga spänning 2 V. Den aktuella insignalen V_{SH} är mellan 192/256 och 193/256 av sitt maxvärde, alltså

$$\frac{192}{256} \cdot 2 \text{ V} \leq V_{\text{SH}} \leq \frac{193}{256} \cdot 2 \text{ V}$$
$$\Rightarrow 1.500 \text{ V} \leq V_{\text{SH}} \leq 1.508 \text{ V}.$$

4. (a) LP-filter

   (b) Signalen vid Vx har LP-filtrerats två gånger, vilket ger brantare karakteristik och lägre gränsfrekvens. Alltså visar kurva 1 karakteristiken vid Vy och kurva 2 vid Vx.

(c) Spänningsföljaren separerar stegen från varandra. Utan den skulle R_4–C_8 dra ström från Vx och filtrets frekvensfunktion ändras, eftersom spänningsdelningen över R_3–C_7 inte fungerar som avsett.

(d) Gränsfrekvensen är

$$\omega_{ö} = \frac{1}{R_3C_7} = 10 \text{ krad/s}$$

eller

$$f_{ö} = \frac{\omega_{ö}}{2\pi} = 1.59 \text{ kHz}.$$

För att beräkna dämpningen vid Vy behöver vi frekvensfunktionen för hela filtret, som är

$$H_y(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega R_3C_7} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_4C_8}.$$

Vid den aktuella gränsfrekvensen $\omega_{ö}$ är enligt ovan $\omega_{ö}R_3C_7 = 1$ och därför även $\omega_{ö}R_4C_8 = 1$, eftersom $R_4 = R_3$ och $C_8 = C_7$. Alltså gäller

$$|H_y(\omega_{ö})| = \frac{1}{|1 + j\omega_{ö}R_3C_7|} \cdot \frac{1}{|1 + j\omega_{ö}R_4C_8|} = \frac{1}{|1 + j|} \cdot \frac{1}{|1 + j|} = \frac{1}{2}$$

vilket motsvarar $20\log_{10}(1/2) = -6$ dB. Detta är intuitivt rimligt, eftersom första steget dämpar 3 dB (definition av gränsfrekvens) och andra steget lika mycket eftersom det är likadant.

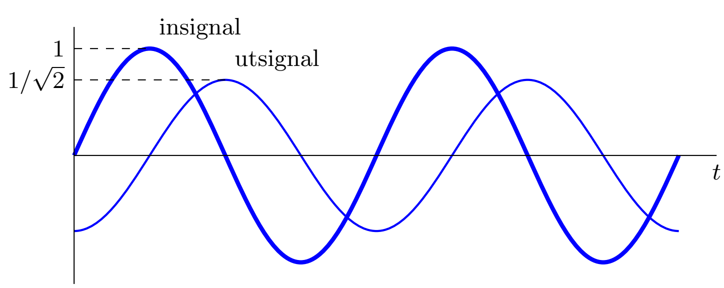
(e) Enligt formelsamling

$$f_{ö} = 1.59 \text{ kHz} \cdot \sqrt{\sqrt{2} - 1} = 1.02 \text{ kHz}.$$

(f) Det första steget, till Vx, fungerar som förut fast med 10 000 gånger högre gränsfrekvens. Karakteristiken vid Vy bestäms nu av spänningsföljaren, inte av R_4–C_8-steget. Detta beror på att spänningsföljarens gränsfrekvens, som enligt förstärknings-bandbredds-produkten ligger på ca 4 MHz, är mycket lägre än R_4–C_8-länken, vars gränsfrekvens ligger över 100 MHz.

(g) AC Analysis

(h) I simuleringstypen Transient ställer man in insignalen som en sinusvåg och observerar utsignalen som funktion av tiden. Frekvensen på insignalen varieras tills utsignalens amplitud är en faktor $\sqrt{2}$ mindre än insignalens amplitud, alltså 3 dB lägre.



5. (a) 10 kΩ // 10 kΩ = 5 kΩ

(b) Vid ljudtrycket 1 Pa och inimpedansen 2 kΩ är spänningen Vmic -39 dBV $= 10^{-39/20}$ V $= 11.2$ mV. Strömmen genom mikrofonen är 11.2 mV/2 kΩ = 5.61 μA.

Strömmen beror bara på ljudtrycket, inte på inimpedansen. Om inimpedansen är 5 kΩ så är alltså strömmen fortfarande 5.61 μA. Då är spänningen Vmic = 5.61 μA $\cdot$ 5 kΩ = 28.1 mV, d.v.s. $20\log_{10}(28.1 \cdot 10^{-3}) = -31.0$ dBV. Känsligheten är därför -31 dBV @ 1 Pa vid 5 kΩ inimpedans.

Alternativ lösning: Impedansen ökar med en faktor 2.5. Då ökar spänningen också med en faktor 2.5, vilket motsvarar 8 dB. Den nya känsligheten blir $-39 + 8 = -31$ dBV @ 1 Pa.

(c) Förstärkningen i dB är

$$20\log_{10}\left|\frac{R_3}{R_2}\right| = 20\log_{10} 12 = 21.6 \text{ dB}.$$

(d) Vid 10 V amplitud är effektivvärdet vid Vout $10/\sqrt{2} = 7.07$ V_{eff} och effektivvärdet vid Vmic är $7.07/12 = 0.589$ V_{eff}, d.v.s. $20\log_{10} 0.589 = -4.6$ dBV.

Vi vet att vid -31 dBV spänning är ljudtrycket 1 Pa = 94 dB SPL. Om vi ökar spänningen med 26.4 dB, så ökar ljudtrycket också med 26.4 dB. Då är spänningen $-31 + 26.4 = -4.6$ dBV, som önskat, och ljudtrycket är $94 + 26.4 = 120.4$ dB SPL.

(e) OP-förstärkaren har LP-karakteristik och dess övre gränsfrekvens $f_{\text{ö}}$ är lika med dess bandbredd. Eftersom förstärknings-bandbredds-produkten är 3 MHz och förstärkningen är 12 gånger, är $f_{\text{ö}} = 3$ MHz$/12 = 250$ kHz.

Den undre gränsfrekvensen bestäms av C_2, som spärrar låga frekvenser. För att beräkna gränsfrekvekvensen beräknar vi den frekvensberoende förstärkningen enligt standarduttrycket för en inverterande OP-förstärkarkoppling:

$$H(\omega) = -\frac{R_3}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = -\frac{R_3/R_2}{1 + \frac{1}{j\omega R_2 C_2}}$$

Gränsfrekvensen är den frekvens där $|H(\omega)|$ ligger 3 dB under sitt maxvärde. Det inträffar när nämnarens absolutbelopp är $\sqrt{2}$, alltså vid

$$f_{\text{u}} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = 15.9 \text{ Hz}.$$