

## 2006-11-20

**Kretslösningar** för att få transistorn i sin arbetspunkt.

EXEMPEL. 1. Enkelt transistorsteg (fig1). Inför storsignalmodell (aktiva området) (fig2).

$$I_B = \frac{E - u_{BE}}{R_B}$$

$$u_{ut} = u_{CE} = E - I_C \cdot R_C = E - \beta I_B \cdot R_C$$

Arbetspunkten ( $u_{CE}, I_C$ ) är starkt beroende av  $\beta$ .

$\beta$  varierar kraftigt mellan olika transistorer av samma typ. Ej bra kretslösning.

Modifierat transistorsteg (npn). (fig3).

Tvåpolsomvändla ingångssteget (Thevenins). (fig4)

Tomgångsspänning

$$u_t = E \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$R_B = R_1 || R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

(fig5)

$$I_C + I_B = I_E$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$I_E = I_C \left( 1 + \frac{1}{\beta} \right) = I_B (\beta + 1)$$

$$u_{ut} = E - \beta I_B R_C$$

$$u_t = I_B R_B + u_{BE} + I_B (1 + \beta) R_E$$

$$I_B = \frac{u_t - u_{BE}}{R_B + (1 + \beta) R_E}$$

$$U_{ut} = E - \beta \frac{u_t - u_{BE}}{R_B + (1 + \beta) R_E}$$

Vanligen är  $R_B \ll (1 + \beta) R_E$  och  $\beta \gg 1$ :

$$U_{ut} \approx E - \beta \cdot \frac{u_t - u_{BE}}{\beta R_E} \cdot R_C = E - (u_t - u_{BE}) \frac{R_C}{R_E}$$

Nu blir  $u_{ut}$  (i stort) oberoende av  $\beta$ . Mycket bättre kretslösning. (Självstabiliserande).

**Uppgift B5** (fig6).

- Beräkna  $i_{\max}$ .
- Beräkna  $u_{\text{ut}}$ , gör skiss

Zenerdiodkaraktistik (fig7).

Sekundärspänning

$$u_2 = A \sin \omega t, \quad \omega = 2\pi f, \quad f = 50 \text{ Hz}$$

Transformator:

$$\frac{u_1}{N_1} = \frac{u_2}{N_2}, \quad \frac{N_1}{N_2} = 10$$

$$u_2 = \frac{220 \text{ V} \cdot \sqrt{2}}{10} \sin \omega t$$

$A = 31.1 \text{ V}$

Diodbryggan halvågslikriktar:

$$u_3 = |u_2|$$

$$u_{\text{ut}} = \begin{cases} E_z, & \text{om } u_3 > E_z \\ u_3, & \text{om } u_3 < E_z \end{cases}$$

Strömmen  $i$ :s maxvärde.

$$A = i_{\max} \cdot R + E_z$$

$$i_{\max} = \frac{A - E_z}{R} = \frac{31.1 - 20}{100} = 0.11 \text{ A}$$

**Uppgift C5** (fig8).

$$E_0 = U_{BE} = 0.6 \text{ V}, \quad \beta = 100, \quad U_{CE, \text{sat}} = 0 \text{ V}, \quad E = 9 \text{ V}.$$

$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 2.7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 6.8 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 2.2 \text{ k}\Omega$ .  $U_{\text{in}}$  varierar enligt (fig9). Beräkna  $u_{\text{ut}}$ .

Storsignalberäkningar. Betrakta totala strömmar och spänningar i kretsen med dess transistor. När är transistorn aktiv/strypt/bottnad?

◦ Strypt transistor.  $I_B = I_C = I_E$ .

$$I_C = 0 \quad \Rightarrow \quad U_{\text{ut}} = E$$

I gränsfallet aktiv  $\rightarrow$  strypt är  $U_{BE} = E_0 = 0.6 \text{ V}$ .

$$U_{\text{in}} = U_{BE} + \underbrace{E \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}}_{\substack{\text{spänningsdelning} \\ \text{ty } I_E = 0}} = \dots = 2.8 \text{ V}$$

◦ Bottnad transistor,  $U_{CE,\text{sat}} = 0$ .  $R_2$  och  $R_3$  har samma spänning över sig.

$$I_C R_2 = R_3 I_3$$

$$I_3 = I_C \cdot \frac{R_2}{R_3}$$

$$E = R_2 I_C + \underbrace{U_{CE}}_{=0} + \underbrace{(I_E + I_3) R_4}_{=I_4}$$

$$I_4 = I_E + I_3 = I_C + I_B + I_3 = I_C + \frac{I_C}{\beta} + I_C \frac{R_2}{R_3}$$

$$E = I_C \left( R_2 + \left( 1 + \frac{1}{\beta} + \frac{R_2}{R_3} \right) R_4 \right)$$

$$I_C = \frac{E}{R_2 + \left( 1 + \frac{1}{\beta} + \frac{R_2}{R_3} \right) R_4} = \dots = 1.07 \text{ mA}$$

$$U_{\text{in}} - U_{BE} = E - R_2 I_C, \quad \text{ty } U_{CE} = 0$$

$$U_{\text{in}} = E - R_2 I_C + U_{BE} = 9 - 4.7 \cdot 1.07 + 0.6 = 4.6 \text{ V}$$

Vid bottning  $U_{\text{ut}} = U_{\text{in}} - U_{BE}$ .

**Uppgift** (fig10)  $E = 10 \text{ V}$ . Resistanserna är kända. Transistor BC 107B.  $1/h_{oe} = \infty$ ,  $h_{ie} = 0$ ,  $h_{fe} = 330$ ,  $h_{re} = 4.5 \text{ k}\Omega$

Småsignalschema. Fixa spänningar (som exempelvis matningsspänningen  $E$ ) har ingen överlagrad signalkomponent, eller säg att den är  $= 0$ . Denna punkt betraktas därför som en jordpunkt i småsignalschemat. (fig11).

◦ Förstärkning:  $\frac{u_{\text{ut}}}{u_{\text{in}}}$ .

$$u_{\text{ut}} = -h_{fe} \cdot i_b \cdot R_C$$

$$u_{\text{in}} = i_b \cdot h_{ie} + i_b(1 + h_{fe})R_E \tag{1}$$

$$\frac{u_{\text{ut}}}{u_{\text{in}}} = -\frac{h_{fe} R_C}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E} = -10.3$$

Om  $h_{fe} \gg 1$  och  $(1 + h_{fe}) R_E \gg h_{ie}$ , då blir

$$\frac{u_{\text{ut}}}{u_{\text{in}}} \approx -\frac{R_C}{R_E}$$

(Oberoende av transistorens parametrar. Bra kretslösning!)

Impedanser, allmänt. (fig12).

$$Z = \frac{U_x}{i_x} \Big|_{\text{med oberoende källor nollställda}}$$

Inimpedans. Pålagd spänning:  $u_{\text{in}}$ . Resultande ström:  $i_{\text{in}}$ .

$$Z_{\text{in}} = R_{\text{in}} = \frac{u_{\text{in}}}{i_{\text{in}}}$$

Ifrån (1)

$$i_{in} = \frac{u_{in}}{R_1 || R_2} + i_b$$

$$R_1 || R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Från (1)

$$i_b = \frac{u_{in}}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E}$$

$$i_{in} = u_{in} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} + \frac{1}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E} \right)$$

$$R_{in} = \frac{u_{in}}{i_{in}} = \frac{R_1 R_2 (h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E)}{(R_1 + R_2)(h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E) + R_1 R_2} = \dots = 1.76 \text{ k}\Omega$$

o Utimpedans:

Pålagd spänning  $u_{ut}$ . Resulterande ström:  $i_{ut}$ . Nollställda oberoende källor  $u_{in} = 0$ .

$$\Rightarrow i_b = 0 \quad \Rightarrow h_{fe} \cdot i_b = 0$$

Kvar har vi (fig13).

$$u_{ut} = i_{ut} \cdot R_C$$

$$R_{ut} = \frac{u_{ut}}{i_{ut}} = R_C$$

**Fälteffekttransistor JFET** (*Junction Field Effect Transistor*) (fig14) n-kanal.

- pn-övergångar backspända
- Transistorns inimpedans är hög.

Funktion.

1.  $u_{GS} = 0$ . Applicera en spänning  $u_{DS} > 0$  En ström  $i_D$  flyter mellan Drain och Source genom kanal med fria laddningsbärare.
2. Låt  $u_{DS}$  vara litet ( $> 0$ ). Applicera en negativ spänning  $u_{GS} < 0$ . Låt  $u_{GS}$  bli allt mer negativt. Utarmningsområdet i pn-övergångarna växer. Kanalen med fria laddningsbärare minskar. Kanal "försvinner" då  $u_{GS} = u_P$  (*Pinch off*-spänning).
3.  $u_{GS}$  hålls konstant  $u_P < u_{GS} < 0$ . Öka  $u_{DS}$ ! Kontinuerligt spänningsfall över kanalen i transistorn. Spänningen mellan en punkt i kanalen och  $G$  varierar. Kraftigare utarmning mot Drain ("mer backspänd pn-övergång"). (fig15).  $u_D$  ökar mer  $\rightarrow$  *Pinch off*-området. Strömmen  $i_D$  begränsas (mätas).

**Karakteristikor och symboler** (fig16).

I pinch-off-området (strömområde, mätnadsområde) (fig17)

Pinch-off-spänning:  $n$ -kanal  $< 0$ ,  $p$ -kanal  $> 0$

$I_{DSS}$  ( $i_D$  då  $u_{GS} = 0$ ):  $n$ -kanal  $> 0$ ,  $p$ -kanal  $< 0$ .

Karakteristik (fig18).