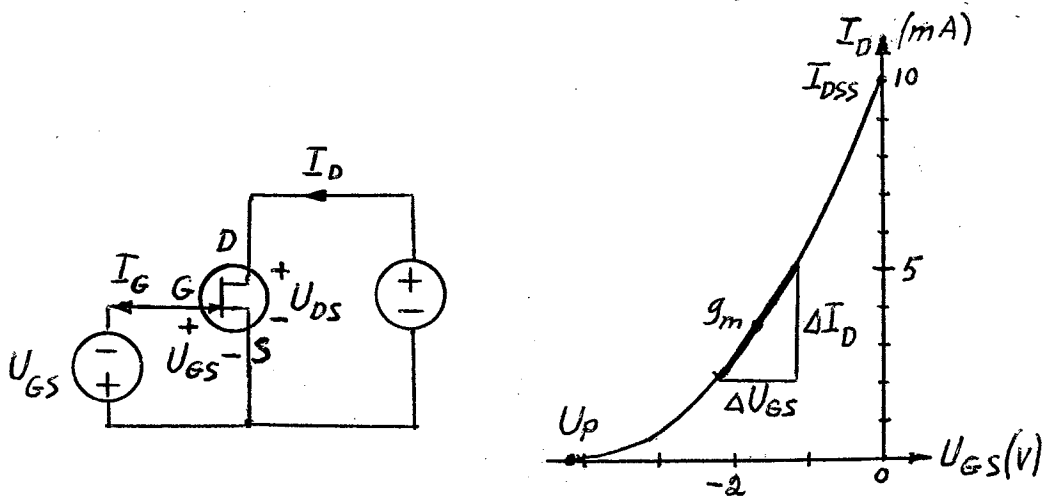


FÄLTEFFEKTTRANSISTORN

Fälteffekttransistorn, FET, uppfanns på 1970-talet och har ett annat funktionsätt än bipolartransistorn. Det finns två huvudsorter, JFET och IGFET, där J står för Junction och IG för Insulated Gate. Här nöjer vi oss med att ta upp den förra.

Sträckan mellan kollektor och emitter i bipolartransistorn motsvaras hos fälteffekttransistorn av en kanal som leder en ström som beror på kanalens tjocklek. I stället för emitter, bas och kollektor har fälteffekttransistorn *source*, *gate* och *drain*, S, G och D. Gate kallas också styre.



Figur 1 Fälteffekttransistorn. Drainströmmens riktning in i drain visar att denna JFET är av typ N-kanal. Polariteten hos U_{GS} är referenspolariteten som anger gate-sourcediodens framspända riktning. Den är backspänd med den visade gatespänningskällan, varvid en liten backström – en läckström – av storleksordningen nA går ut från gate. Kurvan till höger är $I_D(U_{GS})$ -karakteristikan för parametrarna $I_{DSS} = 10 \text{ mA}$ och $U_P = -4.1 \text{ V}$.

I N-kanal FET går strömmen in vid drain, som figur 1 visar, och i P-kanal ut, men i övrigt fungerar de på samma sätt, varför vi nöjer oss med att studera N-kanal FET. Gate-sourceövergången är en diodövergång med strömmen I_G i framriktningen in vid gate som pilen i transistorsymbolen visar. Men om U_{GS} är negativ fungerar GS-övergången som en backspänd diod, vilket gör gateströmmen till praktiskt taget noll, $I_G = 0$. Det är en stor fördel hos fälteffekttransistorn, eftersom den då inte belastar sin signalkälla.

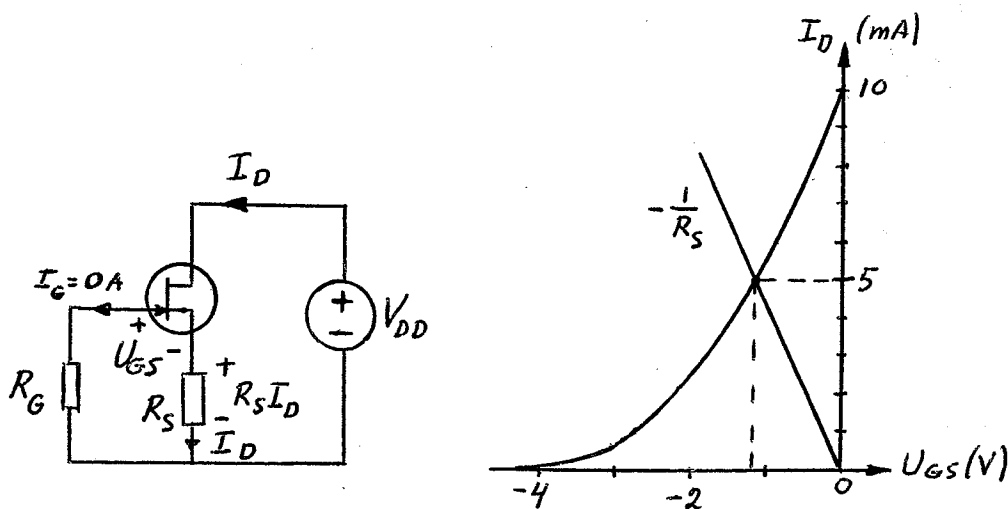
Bipolartransistorn är *strömstyrd* eftersom dess kollektorström styrs av basströmmen (enligt $I_C = h_{FE}I_B$). Men fälteffekttransistorn är *spänningsstyrd* med sambandet mellan drainström I_D och gate-sourcespänning U_{GS}

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2 \quad (1)$$

vilket är $I_D(U_{GS})$ -karaktistikans ekvation, där U_P är *stryppspänningen* (pinch-off voltage). Observera att den senare är en negativ gate-source-spänning, $U_P < 0$. I_{DSS} och U_P är transistorparametrar som kan variera mellan olika exemplar av samma typ, liksom bipolart transistorens strömförstärkningsfaktor h_{FE} .

$I_D(U_{GS})$ -karaktistikans riktningskoefficient är brantheten g_m . Den konstrueras grafiskt som $g_m = \Delta I_D / \Delta U_{GS}$ eller beräknas med (1) som $g_m = dI_D / dU_{GS}$. Grundenheten är $A/V = \text{Siemens (S)}$, men enheten mA/V , mS , är vanlig och betecknas ibland "mmho". Typiska värden kan vara några mA/V . (Enheten visar att brantheten är en konduktans och dess engelska namn är också transconductance.)

I figur 2 har en gateresistor R_G och en sourceresistor R_S satts in och ingen gatespänningskälla finns, varför $I_G = 0$.



Figur 2 Automatisk gateförsänning. Den räta linjen är grafen för $I_D = -(1/R_S) U_{GS}$ med $R_S = 240 \Omega$, som ger skärningspunkten (5 mA ; -1,2 V) med karakteristikan. Eftersom strömmen genom gateresistorn är noll kan R_S ha vilket värde som helst, principiellt även 0Ω , men en föregående signalkälla skulle då kortslutas. Typiska värden är $R_G = 100 \text{ k}\Omega$ och $1 \text{ M}\Omega$.

Kirchhoffs spänningslag i gate-sourcekretsen ger $R_G \cdot 0 - U_{GS} - R_S I_D = 0$, det vill säga

$$U_{GS} = -R_S I_D \quad (2)$$

Med denna koppling alstras därför automatiskt en negativ gate-source-spänning, "gateförsänning". Med $I_D(U_{GS})$ -karaktistikan i figuren behövs för drainströmmen $I_D = 5 \text{ mA}$ gate-sourcespänningen $U_{GS} = -1,2 \text{ V}$. Sourceresistorn kan därför beräknas som

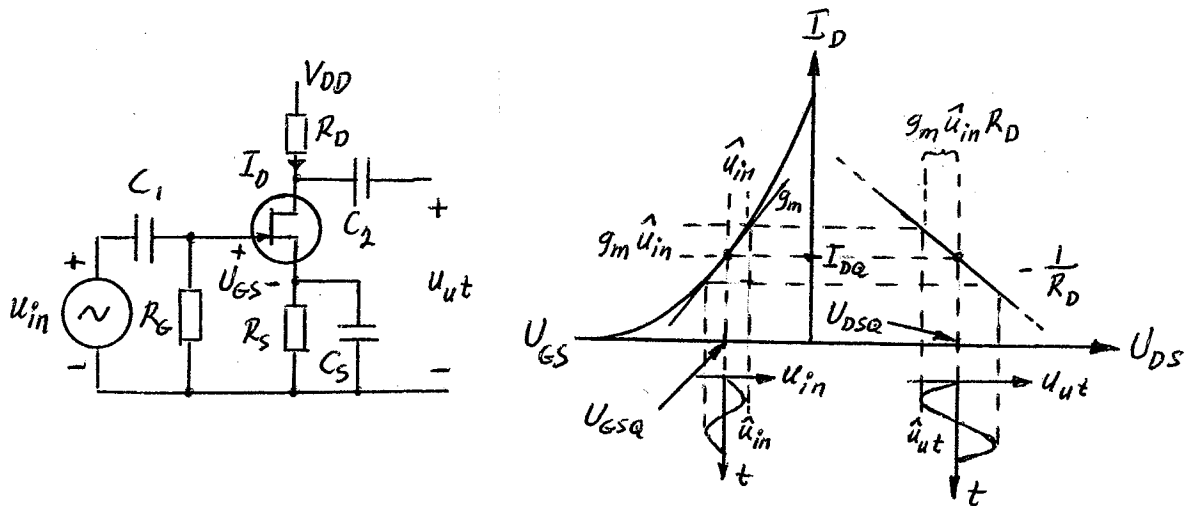
$$R_S = -\frac{U_{GS}}{I_D} = -\frac{-1,2}{0,005} \Omega = 240 \Omega$$

Observera att detta är oberoende av matningsspänningen V_{DD} i drainkretsen. Omvänt kan man vilja beräkna I_D med känd sourceresistor R_S . För det skulle man kunna kombinera (2) med (1) till ett ekvationssystem, men en grafisk lösning kan vara enklare. Vi skriver (2) som $I_D = -(1/R_S) U_{GS}$, vilket ger en rät linje i $I_D(U_{GS})$ -diagrammet med riktningskoefficienten $-1/R_S$. Dess skärning med karakteristikkan ger I_D och U_{GS} .

Fälteffekttransistorn som förstärkare

Figur 3 visar en enkel spänningsförstärkare. De tre kondensatorerna fungerar på samma sätt som i motsvarande, motståndskopplade bipolartransistorförstärkare i "En förstärkare". C_1 och C_2 spärrar likström och gör därför att omkringliggande kretsar inte påverkar de inställda vilovärdena U_{GS} , I_D och U_{DS} , som vi nu betecknar U_{GSQ} , I_{DQ} och U_{DSQ} och utgör transistorens arbetspunkt. Den senare beräknas med Kirchhoffs spänningslag i drainkretsen; jämför med (2.4), sida 80. I vårt fall tillkommer termen $R_S I_D$.

Arbetslinjen – se figur 2.10, sida 79 – går genom punkten $(I_{DQ}; U_{DSQ})$. Vid likströmsberäkning påverkas linjen av sourceresistorn R_S , men den parallellkopplade sourcekondensatorn C_S gör nästan inget motstånd för växelström, varför arbetslinjen för förstärkningsberäkning skall ha riktningskoefficienten $-1/R_D$.



Figur 3 En motståndskopplad förstärkare. Sourcekondensatorn C_S påverkar inte arbetspunkten, men släpper genom växelströmsdelen $g_m u_{in}$ av I_D . Arbetslinjen går därför visserligen genom $(I_D; U_{DSQ})$, men skär inte I_D -axeln och U_{DS} -axeln i I_{DSS} respektive V_{DD} .

En växelspanning u_{in} på ingången adderas med U_{GSQ} till $U_{GS} = U_{GSQ} + u_{in}$. Om dess amplitud är \hat{u}_{in} kommer U_{GS} att avvika med detta värde upp och ned kring arbetspunkten. Motsvarande avvikelser hos drainströmmen är

$g_m \hat{u}_{in}$ kring I_{DQ} . Projicering till arbetslinjen visar att U_{DS} varierar med amplituden $g_m \hat{u}_{in} R_D$, men så att ökad drainström ger minskad U_{DS} . Vi kan skriva

$$U_{DS} = U_{DSQ} - g_m R_D u_{in}$$

vars likspänningskomponent U_{DSQ} stoppas av C_2 så att bara den senare delen kommer ut och bildar utspänningen $u_{ut} = -g_m R_D u_{in}$. Spänningsförstärkningen $A_V = u_{ut} / u_{in}$ är därför för denna förstärkare

$$A_V = -g_m R_D \quad (3a)$$

(Kontrollera gärna att, som sig bör, A_V är enhetslös! Men ibland anges enheten V/V för att visa att det rör sig om en spänningsförstärkning.) Det negativa tecknet skall således tolkas som 180 graders fasförskjutning mellan u_{in} och u_{ut} : när den förra är \hat{u}_{in} är den senare $-g_m R_D \hat{u}_{in}$. Om denna fasförskjutning inte spelar någon roll kan vi skriva förstärkningens belopp

$$|A_V| = \frac{\hat{u}_{ut}}{\hat{u}_{in}} = g_m R_D \quad (3b)$$

Med den typiska brantheten 3 mA/V och drainresistorn 3,3 k Ω är $|A_V| \approx 10$. Fälteffekttransistorer medger ofta inte så stor förstärkning som bipolartransistorer, men det kan uppvägas av deras obetydliga belastning av signalkällan. Brusegenskaperna är dessutom ofta bättre. Speciella sorter som dopats med gallium och arsenik, GaAs FET, har stor användning i mikrovågstekniken.

Övningsuppgifter

Ö1) Se figur 1.

- Beräkna brantheten som $g_m = \Delta I_D / \Delta U_{GS}$ i den markerade punkten ($U_{GS} = -1,8$ V).
- Ta fram brantheten i samma punkt genom att derivera (1). Resultatet bör stämma någorlunda med det från a, med reservation för avläsningssvårigheter.

Ö2) En FET har parametrarna $I_{DSS} = 20$ mA och $U_P = -5$ V.

- Ta fram värdet på sourceresistorn så att $I_D = 15$ mA
- Ta fram I_D och U_{GS} för $R_S = 100$ Ω .
- Antag värdena i b samt en drainresistor på 1 k Ω och matningsspänningen 20 V. Beräkna U_{DS} .

Ö3) En förstärkare enligt figur 3 med samma transistor som i Ö2 har matningsspänningen 20 V. $R_D = 1,8$ k Ω . Man vill att spänningen över drainresistorn skall vara halva matningsspänningen.

- Ta fram I_{DQ} , U_{GSQ} , R_S och U_{DSQ} .
- Rita ett fullständigt arbetsdiagram med arbetspunkterna markerade.
- Ta fram brantheten i arbetspunkten och spänningsförstärkningen.

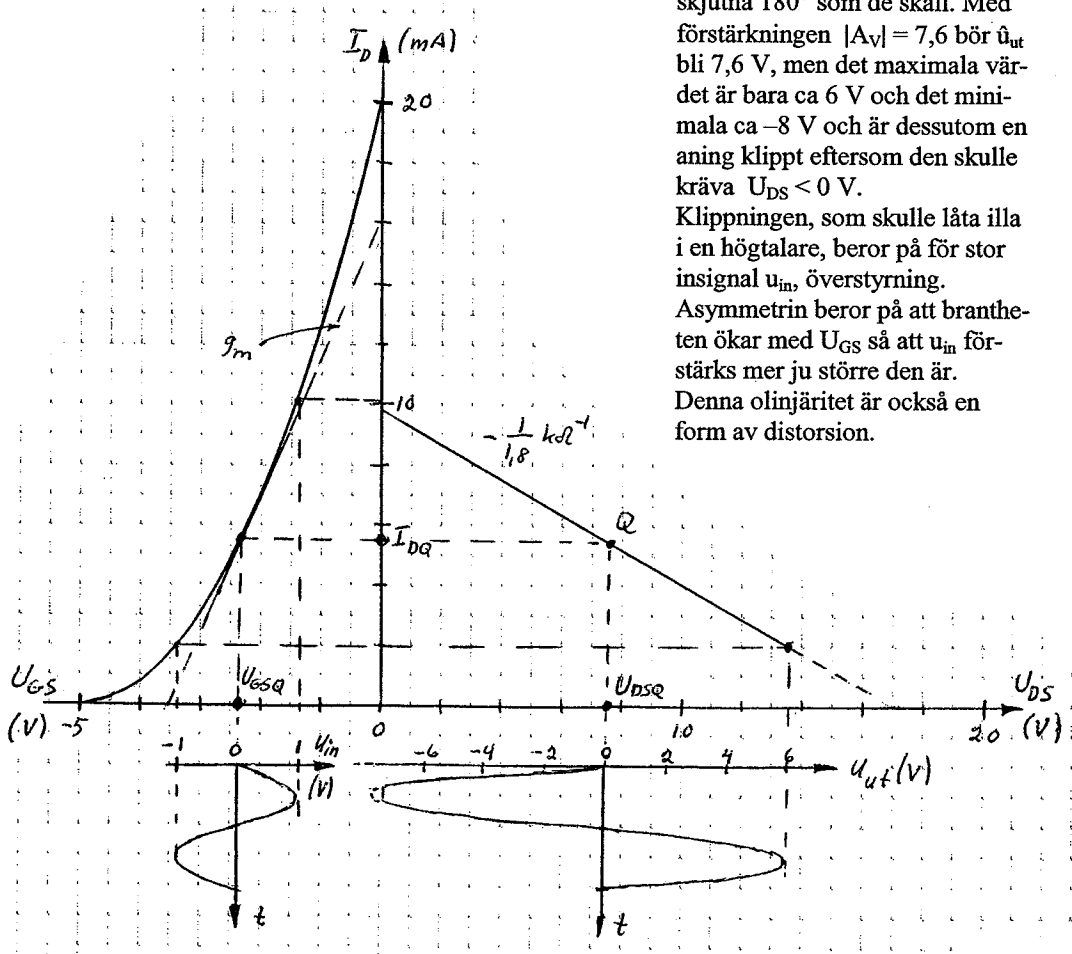
d) Lagg på en inspänning u_{in} med $\hat{u}_{in} = 1$ V och använd arbetsdiagrammet för att grafiskt ta fram utspänningen u_{ut} som i figur 3. Jämför resultatet med vad som kan beräknas med (3b) och diskutera avvikelser.

Svar och anvisningar

Ö1) a) $g_m \approx 3,1$ mA/V b) $g_m = -2I_{DSS} / U_P \times (1 - U_{GS} / U_P)$; $g_m(-1,8) = 2,7$ mA/V

Ö2) a) $R_S = 45 \Omega$ ($U_{GS} = -0,67$ V) b) $I_D \approx 11,6$ mA, $U_{GS} \approx -1,2$ V
 (Några punkter på $I_D(U_{GS})$ -kurvan: (-1; 12,8), (-2; 7,2), (-3; 3,2), (-4; 0,8))
 c) $U_{DS} = 7,2$ V (Kirchhoffs spänningslag ger $R_S I_D + U_{DS} + R_D I_D - V_{DD} = 0$)

Ö3) a) $I_{DQ} = 5,6$ mA (10/1,8), $U_{GSQ} = -2,4$ V (med hjälp av karakteristikan), $R_S = 0,43$ k Ω
 (2,4/5,6), $U_{DSQ} = 7,6$ V ($U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}(R_S + R_D)$).
 c) $g_m = 4,2$ mA/V, $A_V = -7,6$.
 d) Resultat:



Ut- och inspänningarna är fäsförskjutna 180° som de skall. Med förstärkningen $|A_V| = 7,6$ bör \hat{u}_{ut} bli 7,6 V, men det maximala värdet är bara ca 6 V och det minimala ca -8 V och är dessutom en aning klippt eftersom den skulle kräva $U_{DS} < 0$ V. Klippningen, som skulle låta illa i en högtalare, beror på för stor insignal u_{in} , överstyrning. Asymmetrin beror på att brantheten ökar med U_{GS} så att u_{in} förstärks mer ju större den är. Denna olinjäritet är också en form av distorsion.