

# MICROELECTRONIC CIRCUIT DESIGN

## **Solutions**

Dimitri Haas

12. April 2019

## 13 Small-Signal Modeling and Linear Amplification

### 13.8 Small-Signal Models for Field-Effect Transistors

#### 13.80

Folgende Werte sind bereits anhand der Aufgabe gegeben:

$$\begin{aligned}K_n &= 300 \mu\text{A V}^{-2} \\V_{TN} &= 1 \text{ V} \\ \lambda &= 0.02 \text{ V}^{-1}\end{aligned}$$

Ab welchem Drainstrom  $I_D$  ist keine Spannungsverstärkung mehr vorhanden, also  $\mu_f \leq 1$ ?

Dazu suchen wir in Tabelle 13.3 nach der Formel für  $\mu_f$ . Diese lautet

$$\mu_f = \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{2K_n}{I_D}}.$$

Wenn wir nun die Forderung einsetzen und die Gleichung nach  $I_D$  umstellen, erhalten wir

$$\begin{aligned}\frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{2K_n}{I_D}} &\leq 1 \\ \Leftrightarrow \frac{2K_n}{\lambda^2} &\leq I_D \\ \Leftrightarrow \frac{2(300 \mu\text{A V}^{-2})}{(0.02 \text{ V}^{-1})^2} &\leq I_D \\ \Leftrightarrow 1.5 \text{ A} &\leq I_D\end{aligned}$$

Damit liegt ab einem Drainstrom von  $I_D = 1.5 \text{ A}$  keine Spannungsverstärkung mehr vor.

#### 13.81

In dieser Aufgabe soll überprüft werden, ob die Ausdruck

$$\frac{2v_{gs}}{V_{GS} - V_{TN}}$$

eine geeignete lineare Approximation für Ausdruck

$$\left(1 + \frac{v_{gs}}{V_{GS} - V_{TN}}\right)^2 - 1$$

darstellt, wenn  $v_{gs} = 0.2(V_{GS} - V_{TN})$  gilt.

Dazu setzen wir im ersten Schritt in die Ausgangsgleichung das vorgegebene  $v_{gs}$  ein und erhalten

$$\left(1 + \frac{0.2(V_{GS} - V_{TN})}{V_{GS} - V_{TN}}\right)^2 - 1 = (1 + 0.2)^2 - 1 = 0.44$$

Das gleiche wiederholen wir nun für angenäherten Ausdruck:

$$\frac{(2)(0.2)(V_{GS} - V_{TN})}{V_{GS} - V_{TN}} = 0.4$$

Betrachten wir nun den relativen Fehler

$$f = \frac{0.4 - 0.44}{0.44} 100\% = -9.1\% \approx -10\%$$

sehen wir, dass der Fehler bei etwa 10 % liegt und damit eine gute Näherung darstellt.

Führen wir die gleichen Berechnungen für  $v_{gs} = 0.4(V_{GS} - V_{TN})$  durch, ergibt sich ein Fehler von

$$f = \frac{0.8 - 0.96}{0.96} 100\% = -16.7\% \approx -20\%.$$

Man sieht also, dass das Signal wirklich sehr klein sein muss, um mithilfe der obigen Annäherung ein gutes Ergebnis zu erzielen.

### 13.84

Gegeben ist ein Common-Source-Amplifier mit folgenden Spezifikationen:

$$R_{out}^{CS} = 100\text{ k}\Omega$$

$$\lambda = 0.02\text{ V}^{-1}$$

$$V_{DD} = 15\text{ V}$$

Da ein CS-Amplifier so gestaltet wird, dass etwa 50 % der Versorgungsspannung über dem Drain-Widerstand abfallen und die Ausgangsspannung weitestgehend der Spannung über dem Drain-Widerstand entspricht, können wir einen Teil des Arbeitspunktes bereits vorzeitig angeben:

$$V_{DS} = \frac{V_{DD}}{2} = \frac{15\text{ V}}{2} = 7.5\text{ V}$$

Nun gilt es noch einen fehlenden Transistor-Parameter zu bestimmen, welcher vollkommen unabhängig von der äußeren CS-Beschaltung ist:

$$r_0 = \frac{\frac{1}{\lambda} + V_{DS}}{I_D} \quad (13.1)$$

Allerdings enthält Gleichung (13.1) noch zwei Unbekannte. Wir müssen deshalb noch einen weiteren Zusammenhang ausfindig machen. Findig wird man, wenn man sich klarmacht, dass der Ausgangswiderstand eine Parallelanordnung der Widerstände  $r_0$  und

$R_D$  darstellt. Da wir in der Aufgabenstellung seinen Wert übermittelt bekommen haben, können wir schreiben:

$$R_{\text{out}} = R_{\text{out}}^{CS} = \frac{r_0 R_D}{r_0 + R_D} \quad (13.2)$$

Setzt man nun Gleichung (13.1) in (13.2) ein und verwendet die Beziehung  $R_D = \frac{V_{DS}}{I_D}$ , erhält man:

$$\begin{aligned} R_{\text{out}}^{CS} &= \frac{\frac{\frac{1}{\lambda} + V_{DS}}{I_D} \frac{V_{DS}}{I_D}}{\frac{\frac{1}{\lambda} + V_{DS}}{I_D} + \frac{V_{DS}}{I_D}} \\ &= \frac{1}{I_D} \frac{\frac{1}{\lambda} + V_{DS}}{\frac{1}{\lambda V_{DS}} + 2} \\ &\approx \frac{6.63}{I_D} \end{aligned} \quad (13.3)$$

Da uns  $R_{\text{out}}^{CS}$  bereits in der Aufgabenstellung gegeben wurde, können wir mithilfe von Gleichung (13.3) den fehlenden Arbeitspunkt-Parameter bestimmen:

$$I_D = \frac{6.63}{R_{\text{out}}^{CS}} = \frac{6.63}{100 \text{ k}\Omega} = 66.3 \mu\text{A} \quad (13.4)$$

Der Arbeitspunkt lautet somit abschließend (7.5 V, 66.3  $\mu\text{A}$ ). Diese Aufgabe kann man sich mithilfe von Figure 13.18 im Buch auf Seite 793 veranschaulichen. Hier müssen lediglich die BJT- durch MOSFET-Bauteile ersetzt werden.

### 13.85

In einem CS-Verstärker, ist der Arbeitspunkt gesucht, bei dem wir einen Eingangswiderstand von  $R_{\text{in}}^{CS} = 2 \text{ M}\Omega$  erhalten. Der darin verbaute Transistor besitzt folgende Parameter:

$$\begin{aligned} K_n &= 500 \mu\text{A V}^{-2} \\ V_{TN} &= 1 \text{ V} \\ \lambda &= 0.02 \text{ V}^{-1} \end{aligned}$$

Gearbeitet wird mit einer Versorgungsspannung von 12 V.

Die obige Aufgabe kann auch ohne Studium des Abschnitts 13.10.5 im Buch gelöst werden: Da der Transistor selbst einen unendlichen hohen Eingangswiderstand hat, bleibt nur noch  $R_G$  als Widerstand übrig. Somit ist der Eingangswiderstand nur von den beiden Gate-Widerständen nicht aber vom Arbeitspunkt abhängig. Jeder Arbeitspunkt ermöglicht damit den oben vorgegeben Eingangswiderstand.