

Aufgabe 1: Passive Bauelemente (20 Punkte)

Gegeben ist die Planarspule gemäß Abb. 1.1. Die Leiterbahnen sind aus Kupfer, das Trägermaterial ist Teflon.

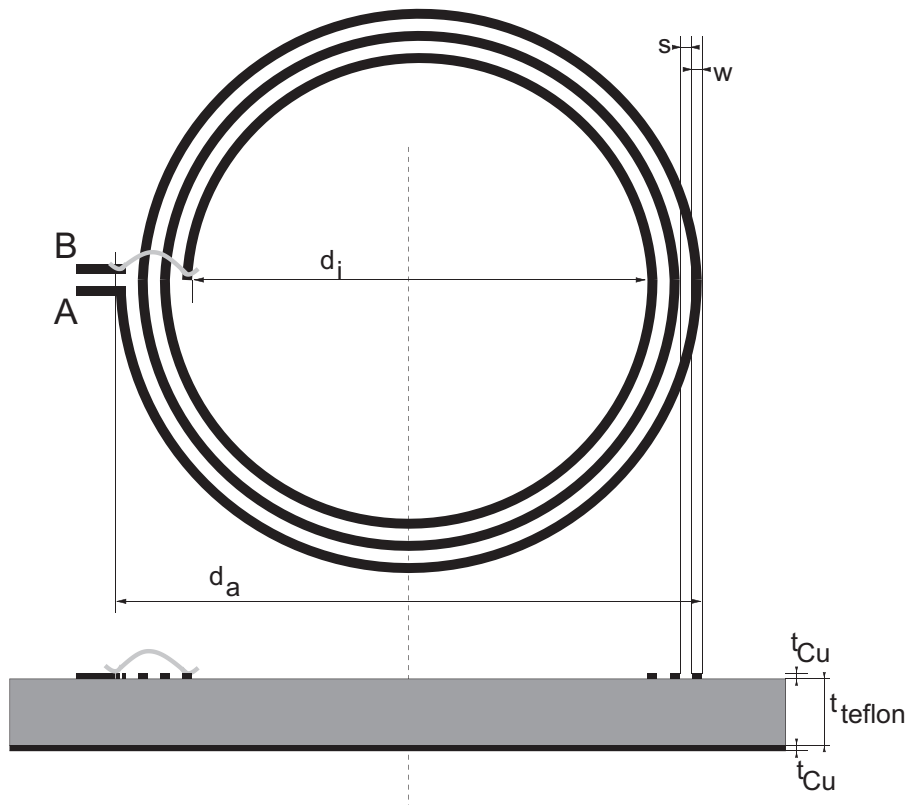


Abb. 1.1: Planarspule

Folgende Daten sind gegeben:

Windungszahl	$n = 3$
Innendurchmesser	$d_i = 300 \mu\text{m}$
Leiterbahnbreite	$w = 20 \mu\text{m}$
Windungsabstand	$s = 20 \mu\text{m}$
Dicke Teflon	$t_{\text{Teflon}} = 200 \mu\text{m}$
rel. Dielektrizitätskonstante	$\epsilon_{r,\text{Teflon}} = 2,2$
Dicke Kupfer	$t_{\text{Cu}} = 8 \mu\text{m}$
spezifischer Widerstand	$\rho_{\text{Cu}} = 0,0172 \frac{\Omega\text{mm}^2}{\text{m}}$
Dielektrizitätskonstante	$\epsilon_0 = 8,8542 \cdot 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$
Permeabilität im Vakuum	$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$

Die Zuleitungen sowie der Bonddraht am inneren Anschluß sollen vernachlässigt werden, ebenso Wirbelströme auf der Unterseite des Trägermaterials.

Für die Induktivität der Planarspule gilt näherungsweise folgender Ausdruck:

$$L = 2,25 \cdot \mu_0 \frac{n^2 \bar{d}}{1 + 3,55 \cdot \gamma}$$

Darin bedeuten

$$\begin{aligned} \text{mittlerer Durchmesser } \bar{d} &= \frac{d_i + d_a}{2} \\ \text{Füllfaktor } \gamma &= \frac{d_a - d_i}{d_a + d_i} \end{aligned}$$

1.1 Im Folgenden sollen die Elemente des Kleinsignalersatzschaltbildes nach Abb. 1.2 bestimmt werden:

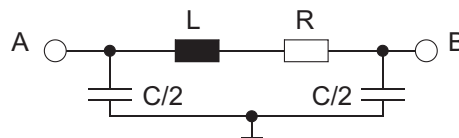


Abb. 1.2: Ersatzschaltbild der Planarspule

- Berechnen Sie die Induktivität L mit Hilfe der oben angegebenen Formel!
- Berechnen Sie näherungsweise den Serienwiderstand R der Spule!
Hinweis: Rechnen Sie mit einem mittleren Radius.
- Berechnen Sie näherungsweise die Kapazität C der Spule zur Rückseite des Trägermaterials. Nehmen Sie dabei an, daß Streufelder vernachlässigbar sind (Modell Plattenkondensator)!
- Geben sie die allgemeine Bedingung für die Resonanzfrequenz eines Bauelements an!
- Berechnen Sie die Eigenresonanzfrequenz f_r der Spule bei symmetrischer Anregung zwischen den Punkten A und B gemäß Abb. 1.2!
Hinweis: Die ohmschen Verluste des Kupfers sollen dabei vernachlässigt werden.

- Wie ist der Verlustfaktor der Spule definiert?
 - Geben Sie den Zusammenhang zwischen Verlustfaktor und Güte an!
 - Im Folgenden sei die parasitäre Kapazität der Spule zu vernachlässigen. Zeichnen Sie dieses vereinfachte Ersatzschaltbild und berechnen Sie Verlustfaktor und Güte bei 1 GHz!

1.3 Eine gängige Realisierung von Kapazitäten in integrierten Schaltungen ist in Abb. 1.3 dargestellt. Dabei werden Metallebenen horizontal geschichtet und entsprechend miteinander verbunden (HPP: horizontale parallele Platten).

Hinweis: In den folgenden Aufgabenteilen können Streufelder vernachlässigt werden. Die Metallisierungen haben dieselbe Dicke t_m .

- a) Berechnen Sie allgemein die Flächenkapazität in Abhängigkeit der Eigenschaften der Dielektrika, also $C_{\square, \text{HPP}} = f(\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}, d_{12}, d_{23})$! Wie groß ist die Flächenkapazität in $\text{fF}/\mu\text{m}^2$ für $d_{12} = d_{23} = 400 \text{ nm}$, $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = \epsilon_{r3} = \epsilon_r = 3,9$?
- b) Wie ist die prozentuale Änderung von $C_{\square, \text{HPP}}$, wenn sich die Abstände d_{12} und d_{23} der Kondensatorplatten um 20% vergrößern (t_m ändert sich nicht)?

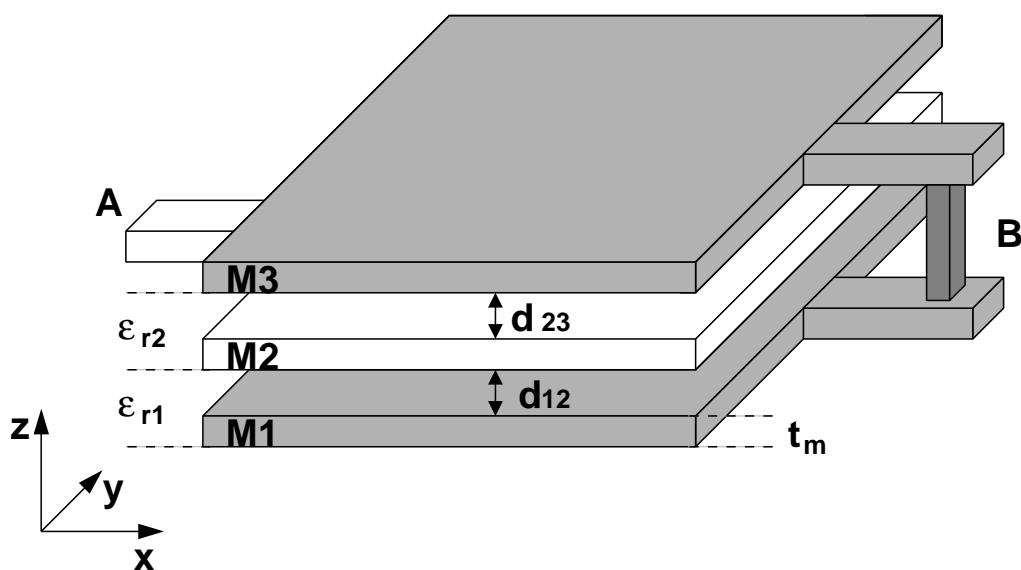


Abb. 1.3: Aufbau einer Kapazität aus horizontalen Metalllagen

Zusatzblatt zur Aufgabe

Aufgabe 2: PN-Diode (20 Punkte)

Gegeben ist die Schaltung in Abbildung 2.1, die einen variablen Kleinsignalspannungsteiler darstellt. Die Diode befindet sich im Flussbereich. Die Dämpfung des Kleinsignals u_E kann über die Gleichspannung der Quelle U_E eingestellt werden. Die Diode besitzt einen abrupten pn-Übergang.

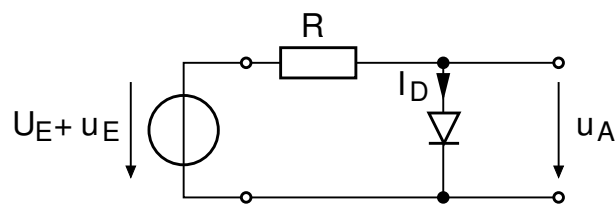


Abb. 2.1: Abstimmbares Dämpfungsglied

Sperr-Sättigungsstrom	$I_S = 10 \text{ fA}$
Temperaturspannung	$U_T = 26 \text{ mV}$
Transitzeit	$\tau_T = 1 \text{ } \mu\text{s}$
Sperrschichtkapazität bei $U_{Sp} = 5 \text{ V}$	$C_{Sp} = 0,18 \text{ pF}$
Diffusionsspannung	$U_D = 0,8 \text{ V}$
Widerstand	$R = 450 \text{ } \Omega$

2.1 Zeichnen Sie das Kleinsignalersatzschaltbild zur Schaltung in Abbildung 2.1 und geben Sie deren physikalische Bedeutung an!

Vernachlässigen Sie zunächst alle Kapazitäten. Das Dämpfungsglied dämpft im Folgenden um den Faktor 10.

2.2 Stellen Sie die allgemeine Kleinsignal-Übertragungsfunktion der Schaltung auf! Berechnen Sie I_D so, dass das Dämpfungsglied um den Faktor 10 dämpft!

2.3 Berechnen Sie die DC-Spannung der Quelle U_E !

Berücksichtigen Sie nun die Kapazitäten!

2.4 Welche Kapazität der Diode dominiert in diesem Betriebszustand? Wie beeinflusst sie das Verhalten der Schaltung?

2.5 Berechnen Sie die Kapazität!

2.6 Berechnen Sie die Eckfrequenz f_{3dB} des Dämpfungsgliedes, bei der die Übertragungsfunktion um 3 dB ($1/\sqrt{2}$) abgefallen ist! Falls Sie die vorgehenden Aufgabenteile nicht lösen konnten, verwenden Sie die Kapazität 10 nF und $r_D = 40 \text{ } \Omega$.

2.7 Berechnen Sie die Eckfrequenz f_{3dB} , wenn das Dämpfungsglied auf die minimale Dämpfung eingestellt ist? (U_E kann keine negativen Werte annehmen)

Zusatzblatt zur Aufgabe

Aufgabe 3: Bipolartransistor (20 Punkte)

Die einzelnen Aufgabenpunkte können unabhängig voneinander gelöst werden.

3.1 Im Folgenden soll ein Bipolartransistor charakterisiert werden. Dazu wurden die beiden Kennlinien in Abb. 3.1 gemessen.

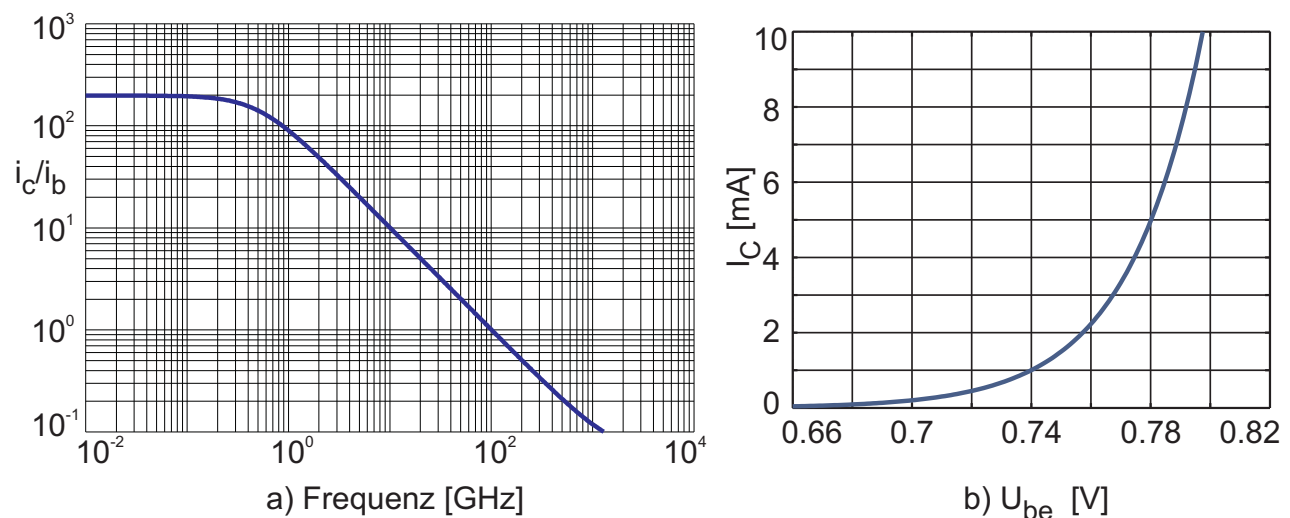


Abb. 3.1: a) Verlauf der Stromverstärkung über der Frequenz und b) Kennlinie

Folgende Werte sind gegeben:

Diffusionskonstante der Elektronen:	$D_{nB} = 38 \text{ cm}^2/\text{s}$
Temperaturspannung:	$U_T = 25 \text{ mV}$
Earlyspannung:	$U_{AN} = \infty$
Basisbahnwiderstand:	$R_B = 0$
Diffusionslänge der Löcher im Emitter:	$L_{pE} = 360 \text{ nm}$
Elementarladung:	$e = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$

a) Welche Transitfrequenz hat der Transistor?

b) Berechnen Sie die Basisweite!

Hinweis: Wenn Sie diesen Aufgabenpunkt nicht lösen konnten, rechnen Sie mit $w_B = 130 \text{ nm}$ weiter!

c) Welchen Wert hat die Stromverstärkung B_N ?

d) Wie wird die Kennlinie in Abb. 3.1 b) genannt?

Zusatzblatt zur Aufgabe

Aufgabe 4: MOSFET (15 Punkte)

4.1 Gegeben ist das Kennlinienfeld eines MOS-Transistors in Abb.4.1:

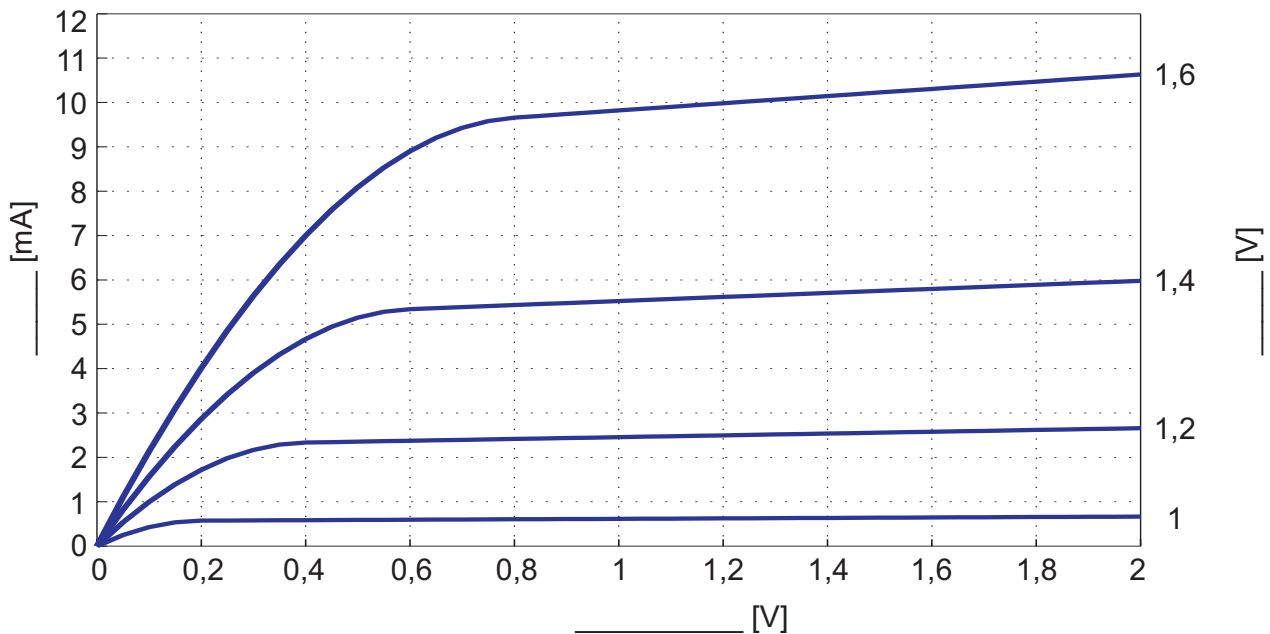


Abb. 4.1: Kennlinienfeld

- Bezeichnen Sie die Achsen und den Parameter des Kennlinienfeldes in Abb. 4.1.
 - Wie wird das Kennlinienfeld genannt?
 - Um welchen Transistortyp handelt es sich?
 - Berechnen Sie den Faktor der Kanallängenmodulation λ mit Hilfe der oberen Kennlinie in Abb. 4.1!
 - Berechnen Sie den Wert der Schwellspannung U_{th} und der Transistorkenngröße k mit Hilfe der oberen Kennlinie in Abb. 4.1!
Hinweis: Falls Sie den vorherigen Aufgabenpunkt nicht lösen konnten, rechnen Sie mit $\lambda = 0,093 \text{ V}^{-1}$ weiter.
- 4.2 In den Abb. 4.2, 4.3 und 4.4 sind Transistorquerschnitte und die Arbeitspunkte in den Kennlinien gegeben. Die folgenden Aufgabenpunkte sollen für jede der Abb. 4.2, 4.3 und 4.4 bearbeitet werden!
- Bezeichnen Sie die Achsen der Kennlinien!
 - Vervollständigen Sie den Gatebereich der Transistorquerschnitte!
 - Tragen Sie den Typ der Dotierung (n , n^+ , n^- , p , p^+ , p^-) in die Diffusionsgebiete und das Substrat der Transistorquerschnitte ein!
 - Geben Sie für die entsprechenden Arbeitspunkte den jeweiligen Arbeitsbereich an!
 - Zeichnen Sie qualitativ die Raumladungszonen und den Kanal in die entsprechenden Transistorquerschnitte ein!

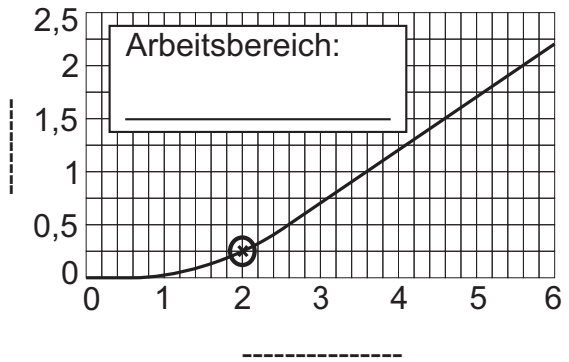
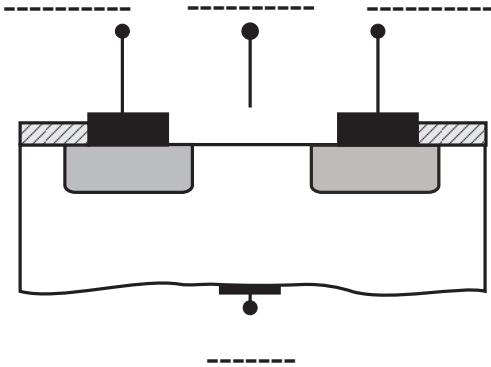


Abb. 4.2:

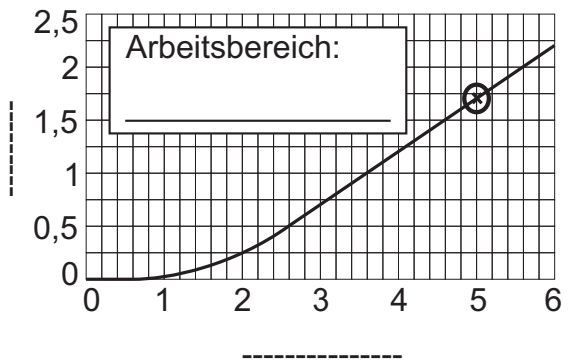
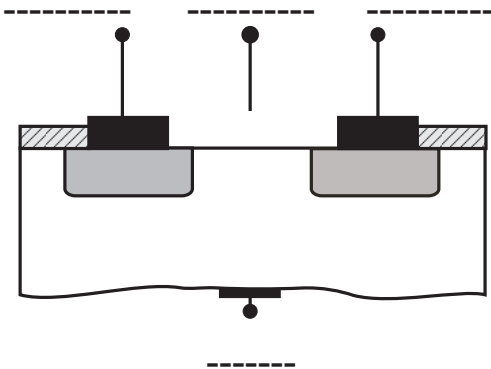


Abb. 4.3:

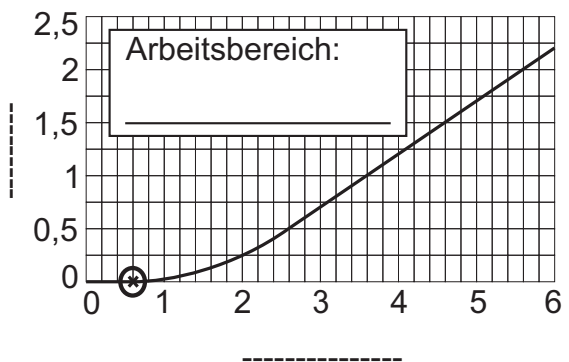
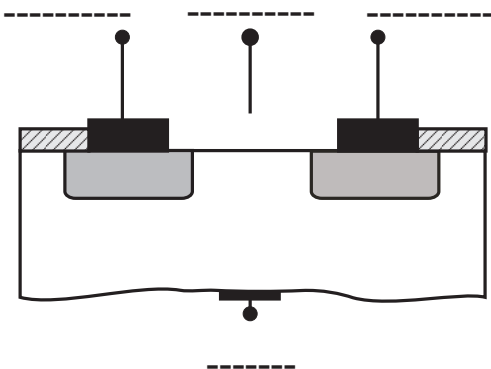


Abb. 4.4:

Zusatzblatt zur Aufgabe

Aufgabe 1: Passive Bauelemente (20 Punkte)

Gegeben ist die Planarspule gemäß Abb. 1.1. Die Leiterbahnen sind aus Kupfer, das Trägermaterial ist Teflon.

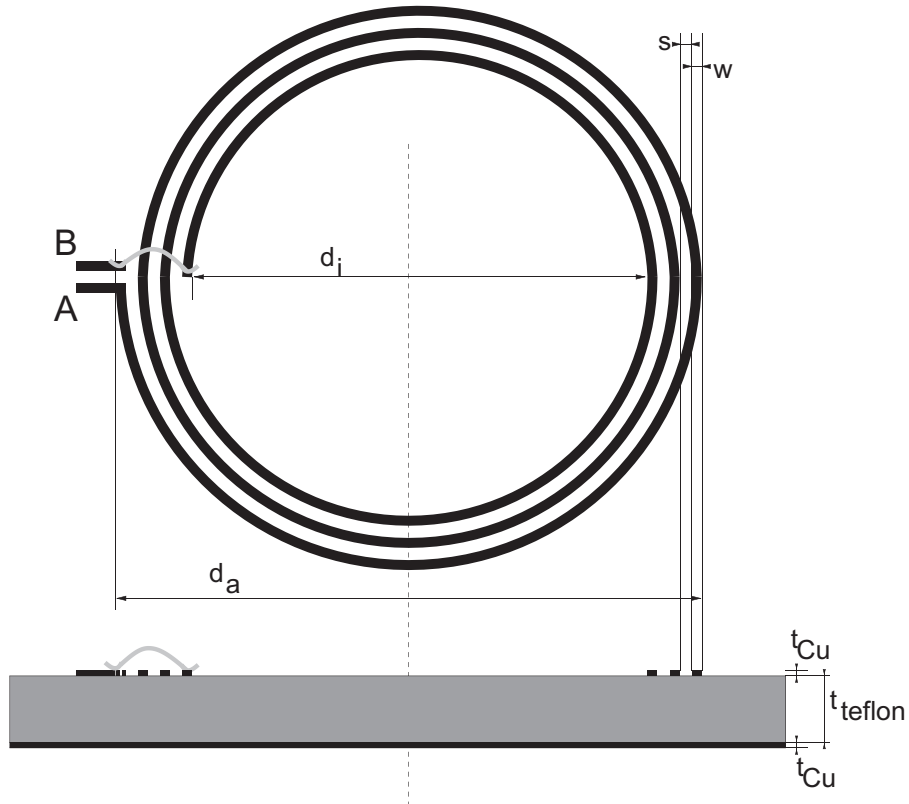


Abb. 1.1: Planarspule

Folgende Daten sind gegeben:

Windungszahl	$n = 3$
Innendurchmesser	$d_i = 300 \mu\text{m}$
Leiterbahnbreite	$w = 20 \mu\text{m}$
Windungsabstand	$s = 20 \mu\text{m}$
Dicke Teflon	$t_{\text{Teflon}} = 200 \mu\text{m}$
rel. Dielektrizitätskonstante	$\epsilon_{r,\text{Teflon}} = 2,2$
Dicke Kupfer	$t_{\text{Cu}} = 8 \mu\text{m}$
spezifischer Widerstand	$\rho_{\text{Cu}} = 0,0172 \frac{\Omega\text{mm}^2}{\text{m}}$
Dielektrizitätskonstante	$\epsilon_0 = 8,8542 \cdot 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$
Permeabilität im Vakuum	$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$

Die Zuleitungen sowie der Bonddraht am inneren Anschluß sollen vernachlässigt werden, ebenso Wirbelströme auf der Unterseite des Trägermaterials.

Für die Induktivität der Planarspule gilt näherungsweise folgender Ausdruck:

$$L = 2,25 \cdot \mu_0 \frac{n^2 \bar{d}}{1 + 3,55 \cdot \gamma}$$

Darin bedeuten

$$\begin{aligned} \text{mittlerer Durchmesser } \bar{d} &= \frac{d_i + d_a}{2} \\ \text{Füllfaktor } \gamma &= \frac{d_a - d_i}{d_a + d_i} \end{aligned}$$

1.1 Im Folgenden sollen die Elemente des Kleinsignalersatzschaltbildes nach Abb. 1.2 bestimmt werden:

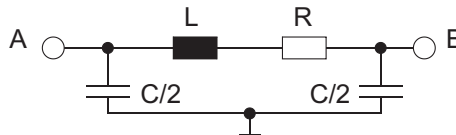


Abb. 1.2: Ersatzschaltbild der Planarspule

- a) Berechnen Sie die Induktivität L mit Hilfe der oben angegebenen Formel! *Den Außendurchmesser entnimmt man der Skizze: $d_a = d_i + 7 \cdot w + 5 \cdot s = 540 \mu\text{m}$. Damit findet man $\bar{d} = 420 \mu\text{m}$ und $\gamma = 0,286$, was eine Induktivität von $L = 5,306 \text{ nH}$ ergibt.*
- b) Berechnen Sie näherungsweise den Serienwiderstand R der Spule!
Hinweis: Rechnen Sie mit einem mittleren Radius. *Aus dem mittleren Durchmesser leiten wir die Länge der Wicklung ab: $l = 3 \cdot (\pi \bar{d}) = 3,958 \text{ mm}$. Der Widerstand kann nun mittels $R = \rho \cdot \frac{l}{A} = \rho \cdot \frac{l}{w \cdot t_{\text{Cu}}}$ bestimmt werden, man erhält $R = 425,5 \text{ m}\Omega$.*
- c) Berechnen Sie näherungsweise die Kapazität C der Spule zur Rückseite des Trägermaterials. Nehmen Sie dabei an, daß Streufelder vernachlässigbar sind (Modell Plattenkondensator)!
Über die Beziehung $C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{t_{\text{Teflon}}} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{l \cdot w}{t_{\text{Teflon}}}$ erhält man $C = 7,71 \text{ fF}$, die aufgrund der verhältnismässig symmetrischen Anordnung je hälftig auf beide Anschlüsse aufgeteilt wird.
- d) Geben sie die allgemeine Bedingung für die Resonanzfrequenz eines Bauelements an! *Resonanzfrequenz nennt man Frequenz f_r , bei der der Imaginärteil der Impedanz/Admitanz verschwindet. $\text{Im}\{Z(f_r)\} = 0$*
- e) Berechnen Sie die Eigenresonanzfrequenz f_r der Spule bei symmetrischer Anregung zwischen den Punkten A und B gemäß Abb. 1.2!
Hinweis: Die ohmschen Verluste des Kupfers sollen dabei vernachlässigt werden.

Die gezeigte Anordnung hat prinzipiell mehrere mögliche Eigenresonanzfrequenzen, je nachdem, wie sie angeregt wird. Für den in Abb. ?? gezeigten Fall der symmetrischen Anregung ist die Rückseite des Trägermaterials eine „virtuelle Masse“, da an Knoten A und B je der gleiche kapazitive Strom eingekoppelt wird, jedoch mit unterschiedlichem Vorzeichen. Effektiv wirksam für die Eigenresonanz ist in diesem Fall die Serienschaltung der beiden $\frac{C}{2}$, also $\frac{C}{4}$.

Die Eingangsimpedanz ergibt sich folglich zu:

$$Y_{in} = \left(\frac{1}{j\omega L} \right) + j\omega \frac{C}{4} = \frac{1 - \omega^2 \frac{LC}{4}}{(j\omega L)}$$

Damit ergibt sich die Eigenresonanzfrequenz mit $\text{Im}\{Y_{in}(f_r)\} = 0$ zu:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{4}{LC}} = 49,8 \text{ GHz.}$$

- 1.2 a) Wie ist der Verlustfaktor der Spule definiert?

$$\tan(\delta) = \frac{\text{Re}\{Z\}}{\text{Im}\{Z\}}$$

- b) Geben Sie den Zusammenhang zwischen Verlustfaktor und Güte an!

$$Q = \frac{1}{\tan(\delta)}$$

- c) Im Folgenden sei die parasitäre Kapazität der Spule zu vernachlässigen. Zeichnen Sie dieses vereinfachte Ersatzschaltbild und berechnen Sie Verlustfaktor und Güte bei 1 GHz!

Bei Frequenzen weit unterhalb f_r kann die Spulenkapazität vernachlässigt werden, es ergibt sich das Ersatzschaltbild nach Abb. 1.3. Für den Verlustfaktor finden wir in diesem Fall bei $f = 1 \text{ GHz}$: $\tan(\delta) = \frac{R}{\omega L} = 0,01276 \Leftrightarrow Q = 78,346$



Abb. 1.3: Vereinfachtes ESB

- 1.3 Eine gängige Realisierung von Kapazitäten in integrierten Schaltungen ist in Abb. 1.4 dargestellt. Dabei werden Metallebenen horizontal geschichtet und entsprechend miteinander verbunden (HPP: horizontale parallele Platten).

Hinweis: In den folgenden Aufgabenteilen können Streufelder vernachlässigt werden. Die Metallisierungen haben dieselbe Dicke t_m .

- a) Berechnen Sie allgemein die Flächenkapazität in Abhängigkeit der Eigenschaften der Dielektrika, also $C_{\square, \text{HPP}} = f(\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}, d_{12}, d_{23})$! Wie groß ist die Flächenkapazität in $\text{fF}/\mu\text{m}^2$ für $d_{12} = d_{23} = 400 \text{ nm}$, $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = \epsilon_{r3} = \epsilon_r = 3,9$?

$$C_{\text{HPP}} = C_{12} + C_{23} = \epsilon_0 \epsilon_{r1} \frac{A}{d_{12}} + \epsilon_0 \epsilon_{r2} \frac{A}{d_{23}} = C_{\square, \text{HPP}} \cdot A$$

$$C_{\square, \text{HPP}} = \epsilon_0 \left(\frac{\epsilon_{r1}}{d_{12}} + \frac{\epsilon_{r2}}{d_{23}} \right) = 0,17 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$$

b) Wie ist die prozentuale Änderung von $C_{\square, \text{HPP}}$, wenn sich die Abstände d_{12} und d_{23} der Kondensatorplatten um 20% vergrößern (t_m ändert sich nicht)?

$$x = \frac{100 \cdot C'_{\square, \text{HPP}}}{C_{\square, \text{HPP}}} \quad C'_{\square, \text{HPP}} = \varepsilon_0 \left(\frac{\varepsilon_{r1}}{1,2 \cdot d_{12}} + \frac{\varepsilon_{r2}}{1,2 \cdot d_{23}} \right) = \frac{C_{\square, \text{HPP}}}{1,2}$$

$$\Rightarrow x = \frac{100}{1,2} = 83,3$$

\Rightarrow Die Kapazität verringert sich um 16,7 %!

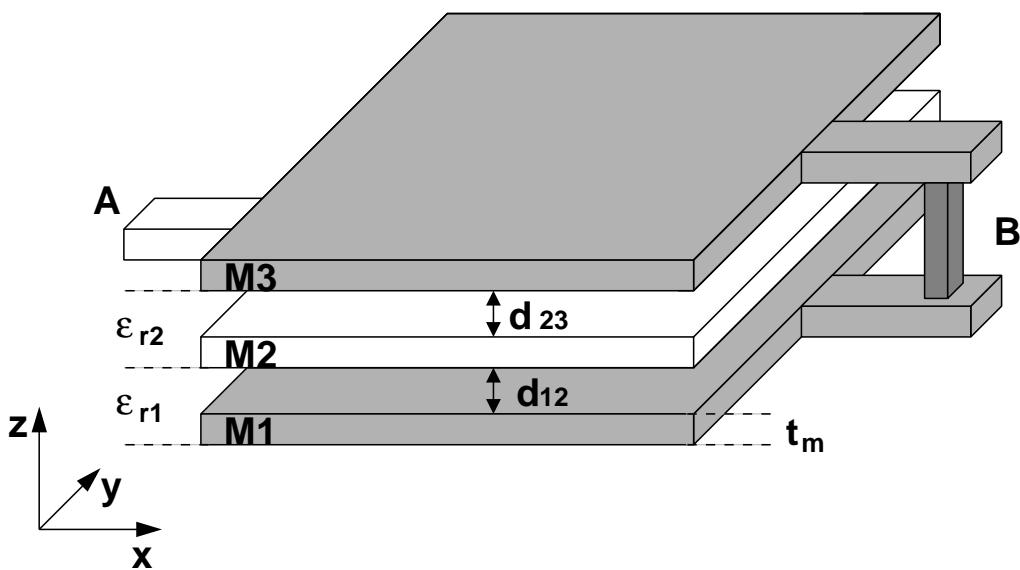


Abb. 1.4: Aufbau einer Kapazität aus horizontalen Metalllagen

Aufgabe 2: PN-Diode (20 Punkte)

Gegeben ist die Schaltung in Abbildung 2.1, die einen variablen Kleinsignalspannungsteiler darstellt. Die Diode befindet sich im Flussbereich. Die Dämpfung des Kleinsignals u_E kann über die Gleichspannung der Quelle U_E eingestellt werden. Die Diode besitzt einen abrupten pn-Übergang.

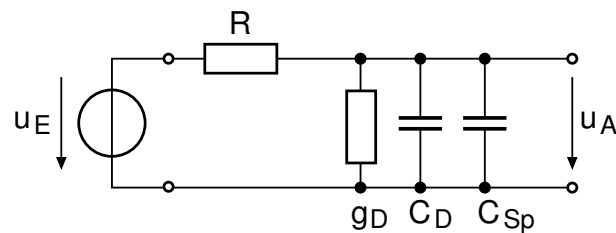


Abb. 2.1: Abstimmbares Dämpfungsglied

Sperr-Sättigungsstrom	$I_S = 10 \text{ fA}$
Temperaturspannung	$U_T = 26 \text{ mV}$
Transitzeit	$\tau_T = 1 \text{ }\mu\text{s}$
Sperrschichtkapazität bei $U_{Sp} = 5 \text{ V}$	$C_{Sp} = 0,18 \text{ pF}$
Diffusionsspannung	$U_D = 0,8 \text{ V}$
Widerstand	$R = 450 \text{ }\Omega$

2.1 Zeichnen Sie das Kleinsignalersatzschaltbild zur Schaltung in Abbildung 2.1 und geben Sie die physikalische Bedeutung der Ersatzschaltbildelemente an! Der Widerstand ist als ideal anzunehmen.

$g_D =$ Kleinsignalleitwert, $C_D =$ Diffusionskapazität, $C_{Sp} =$ Sperrschichtkapazität

Vernachlässigen Sie alle Kapazitäten, Induktivitäten und Bahnwiderstände. Das Dämpfungsglied dämpft im Folgenden um den Faktor 10.

2.2 Stellen Sie die allgemeine Kleinsignal-Übertragungsfunktion der Schaltung auf! Berechnen Sie I_D so, dass das Dämpfungsglied um den Faktor 10 dämpft!

$$\frac{u_A}{u_E} = \frac{1}{1 + Rg_D} = 0,1$$

$$g_D = \frac{9}{R} = 0,02 \text{ S}$$

$$I_D = 0,52 \text{ mA}$$

2.3 Berechnen Sie die DC-Spannung der Quelle U_E !

$$U_A = U_T \cdot \ln \frac{I_D}{I_S} = 0,64 \text{ V}$$

$$U_E = R \cdot I_D + U_A = 0,88 \text{ V}$$

Berücksichtigen Sie nun die Kapazitäten!

2.4 Welche Kapazität der Diode dominiert in diesem Betriebszustand? Wie beeinflusst sie das Verhalten der Schaltung?

Die Diffusionskapazität! Sie führt zu einem Tiefpassverhalten des Dämpfungsglieds.

2.5 Berechnen Sie die Kapazität!

$$C_D = \frac{I_D}{U_T} \tau_T = 20 \text{ nF}$$

2.6 Berechnen Sie die Eckfrequenz des Dämpfungsglieds, bei der die Übertragungsfunktion um 3 dB ($1/\sqrt{2}$) abgefallen ist!

$$\begin{aligned} r_D &= 1/g_D \\ \frac{u_A}{u_E} &= \frac{r_D}{R + r_D + j\omega C_D R r_D} \\ \omega_{3\text{dB}} &= \frac{1}{C_D(r_D || R)} = \frac{R + r_D}{C_D r_D R} = 1,1 \cdot 10^6 \text{ 1/s} \\ f_{3\text{dB}} &= 176 \text{ kHz} \end{aligned}$$

2.7 Berechnen Sie die Eckfrequenz, wenn das Dämpfungsglied auf die minimale Dämpfung eingestellt ist? (U_E kann keine negativen Werte annehmen)

Das Dämpfungsglied hat die minimale Dämpfung bei $U_E = 0 \text{ V}$.

$$\begin{aligned} C_{Sp}(U_{Sp}) &= \frac{C_{Sp0}}{\sqrt{1 + \frac{U_{Sp}}{U_D}}} \\ C_{Sp0} &= C_{Sp}(5 \text{ V}) \cdot \sqrt{1 + \frac{U_{Sp}}{U_D}} = 0,48 \text{ fF} \\ f_{3\text{dB}} &= \frac{1}{2\pi \cdot R C_{Sp0}} = 729,7 \text{ MHz} \end{aligned}$$

Aufgabe 3: Bipolartransistor (20 Punkte)

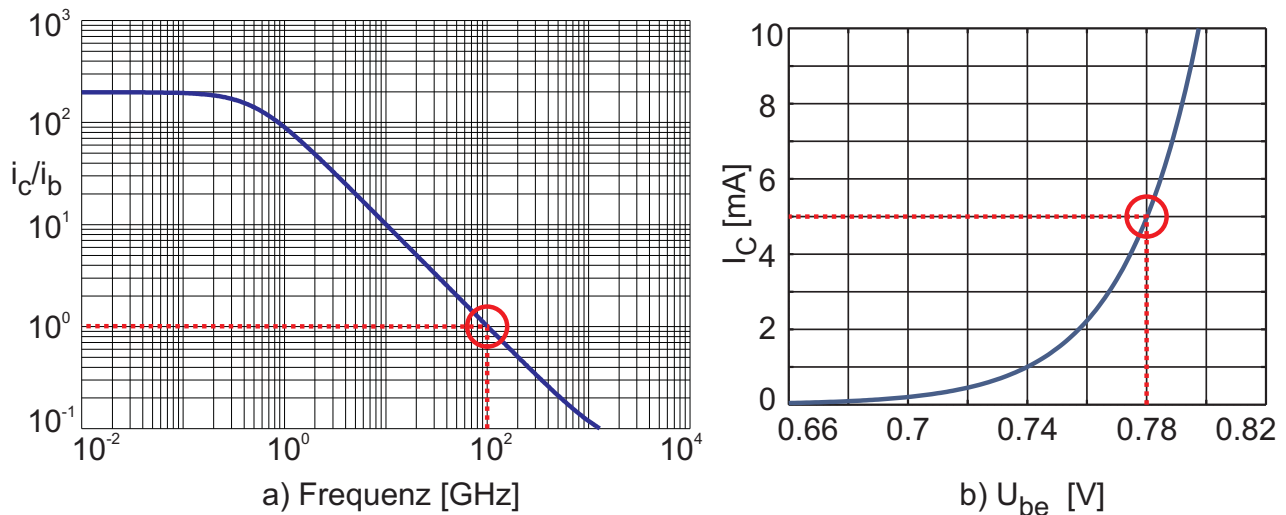


Abb. 3.1: a) Verlauf der Stromverstärkung über der Frequenz und b) Kennlinie

3.1 a) Bei der Transitfrequenz gilt: $\beta = i_c/i_B = 1$. Aus Abb. 3.1 a) folgt: $f_T = 100$ GHz.

b)

$$w_B = \sqrt{\frac{2 \cdot D_{nB}}{2 \cdot \pi \cdot f_T}} = \sqrt{\frac{38 \cdot 10^{-4} \text{m}^2}{\pi \cdot 100 \text{ GHz} \cdot \text{s}}} = 110 \text{ nm} \quad (3.1)$$

c) Für $f < f_\beta$ folgt aus Abb. 3.1 a) z.B. bei $f = 10$ MHz: $B_N = \beta_0 = i_c/i_B = 200!$

d) Eingangskennlinie

e)

$$g_m = \frac{I_c}{U_T} = \frac{5 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 0,2 \text{ S} \quad (3.2)$$

f)

$$r_{bE} = \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{200}{0,2 \text{ S}} = 1 \text{ k}\Omega \quad (3.3)$$

g)

$$\begin{aligned} N_{DE} &= \frac{D_{pE} \cdot N_{AB} \cdot w_B \cdot B_N}{D_{nB} \cdot L_{pE}} \\ &= \frac{12,44 \text{ cm}^2 \cdot \text{s} \cdot 3 \cdot 10^{17} \cdot 110 \text{ nm} \cdot 200}{38 \text{ cm}^2 \cdot \text{s} \cdot \text{cm}^3 \cdot 360 \text{ nm}} \\ &= 6 \cdot 10^{18} \frac{1}{\text{cm}^3} \end{aligned} \quad (3.4)$$

h) zuerst wird der Transportsättigungsstrom I_S berechnet:

$$I_S = \frac{I_C}{e \frac{U_{bE}}{U_T}} = \frac{5 \text{ mA}}{e \frac{780 \text{ mV}}{25 \text{ mV}}} = 1,41 \cdot 10^{-16} \text{ A} \quad (3.5)$$

anschließend die Emitterfläche:

$$\begin{aligned} I_S &= \frac{A \cdot e \cdot D_{nB} \cdot n_{B0}}{w_B} = \frac{A \cdot e \cdot D_{nB} \cdot n_i^2}{w_B \cdot N_{AB}} \\ \Rightarrow A &= \frac{I_S \cdot w_B \cdot N_{AB}}{e \cdot D_{nB} \cdot n_i^2} \\ &= \frac{1,41 \cdot 10^{-16} \text{ A} \cdot 110 \text{ nm} \cdot s \cdot 3 \cdot 10^{17} \cdot \text{cm}^6}{1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As} \cdot 38 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \cdot \text{cm}^3 \cdot (1,5 \cdot 10^{10})^2} \\ &= 34 \mu\text{m}^2 \end{aligned} \quad (3.6)$$

3.2 Das Transportmodell ist ein Großsignalmodell, wohingegen Giacoletto ein Kleinsignalmodell beschreibt.

Ausführlichere Erklärung: Als Großsignalmodell eignet sich das Transportmodell somit zur Beschreibung des Transistorverhaltens für jede Art von Spannungspegel, also: DC-Spannungen zur Arbeitspunkteinstellung, veränderliche Spannungen mit kleinen Pegeln, welche den eingestellten AP nicht verändern (z.B. Audioverstärker im Class-A-Betrieb) und jene mit großen Pegeln, bei denen der Transistor ständig den Arbeitsbereich wechselt (z.B. Logikschaltungen). Da beim Transportmodell Gleichungen mit Exponentialfunktionen gelöst werden müssen, ist dieses Modell recht rechenintensiv. Typischerweise wird dieses Modell für Simulationen im Zeitbereich genutzt.

Das Modell nach Giacoletto ist ein reines Kleinsignalmodell. D.h., dass anliegende Signalpegel den AP des Transistors nicht verändern. In diesem Fall können die Transistorgleichungen als Taylorreihe entwickelt werden, die im einfachsten Fall nach dem zweiten Glied abgebrochen werden. So müssen nur noch lineare Gleichungen berechnet werden, was sich deutlich günstiger auf die nötige Rechenleistung auswirkt.

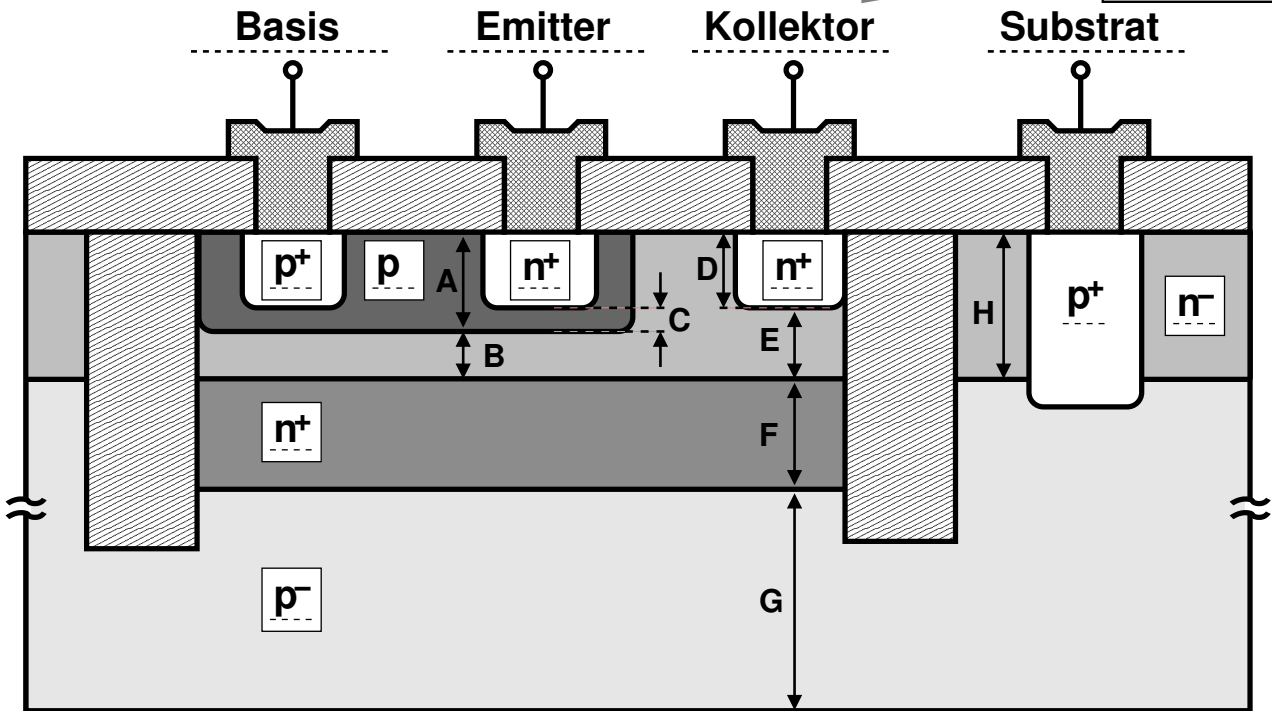


Abb. 3.2: Querschnitt eines Bipolartransistors

- siehe Abb. 3.2!
- siehe Abb. 3.2!
- n_pn-Bipolartransistor
- Der aktive Teil der Basis befindet sich direkt unter dem n⁺-Diffusionsgebiet des Emitters. Daher charakterisiert die Strecke C die Basisweite w_B .

Aufgabe 4: MOSFET (20 Punkte)

4.1 Gegeben ist das Kennlinienfeld eines MOS-Transistors in Abb.4.1:

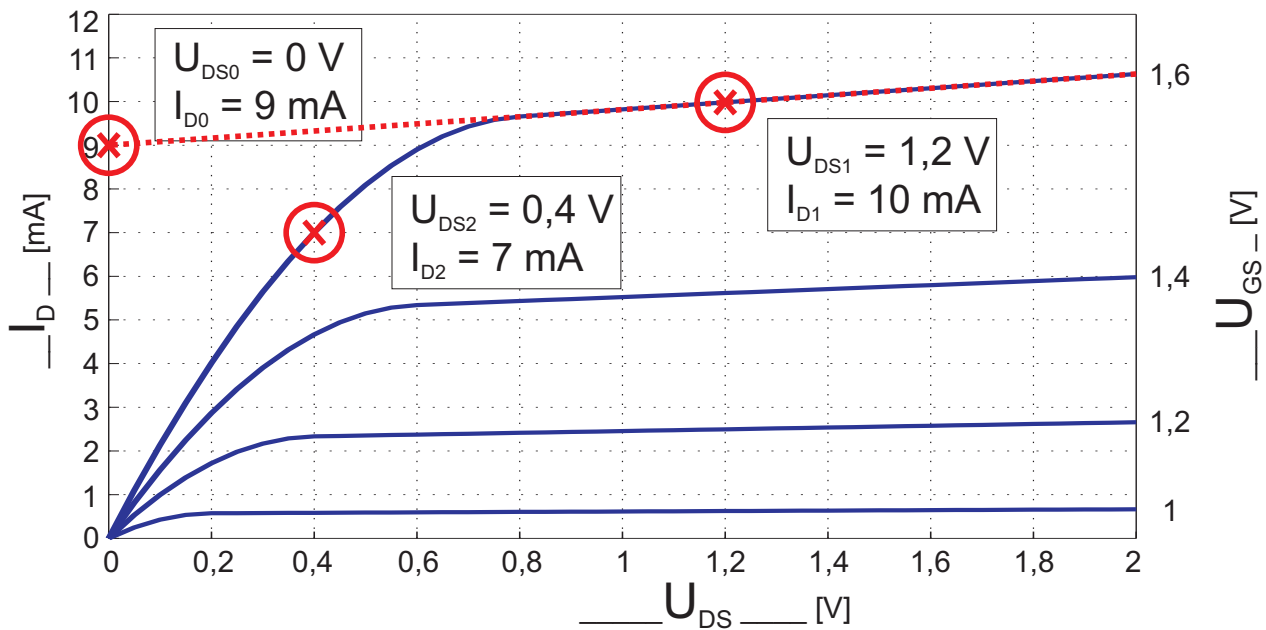


Abb. 4.1: Kennlinienfeld

- siehe Abb. 4.1.
- Ausgangskennlinienfeld
- Da $I_D > 0 \Rightarrow$ n-Kanal-MOS-Transistor
- Verlängert man die Kennlinien des Abschnürbereiches, so schneiden sie die x-Achse ($I_D = 0$) bei $U_{DS,\lambda} = -1/\lambda$. \Rightarrow Berechnung von λ mit Hilfe einer Geradengleichung:

$$\begin{aligned}
 I_D &= m \cdot U_{DS} + b \\
 &= \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{DS}} \cdot U_{DS} + I_{D,0} \\
 &= \frac{I_{D1} - I_{D0}}{U_{DS1} - U_{D0}} \cdot U_{DS} + I_{D,0} \\
 \Rightarrow 0 &= \frac{I_{D1} - I_{D0}}{U_{DS1} - U_{D0}} \cdot U_{DS,\lambda} + I_{D,0} \\
 -I_{D0} &= \frac{I_{D1} - I_{D0}}{U_{DS1} - U_{D0}} \cdot U_{DS,\lambda} \\
 \lambda &= -\frac{1}{U_{DS,\lambda}} = \frac{10\text{ mA} - 9\text{ mA}}{9\text{ mA} \cdot 1,2\text{ V}} = 0,093\text{ V}^{-1}
 \end{aligned}$$

- e) Um die beiden Größen U_{th} und k berechnen zu können, werden zwei unabhängige Gleichungen benötigt. Dazu können z.B. der Punkt U_{DS1} , I_{D1} im Abschnürbereich und der Punkt U_{DS2} , I_{D2} im ohmschen Bereich verwendet werden.

Abschnürbereich: $I_{D1} = \frac{k_n}{2} \cdot (U_{GS} - U_{th})^2 \cdot (1 + \lambda \cdot U_{DS1})$

Ohmscher Bereich: $I_{D2} = k_n [(U_{GS} - U_{th}) \cdot U_{DS2} - 0,5 \cdot U_{DS2}^2] \cdot (1 + \lambda \cdot U_{DS2})$

$$\frac{I_{D2}}{I_{D1}} = \frac{2 \cdot [(U_{GS} - U_{th}) \cdot U_{DS2} - 0,5 \cdot U_{DS2}^2] \cdot (1 + \lambda \cdot U_{DS2})}{\underbrace{(U_{GS} - U_{th})^2}_{a} \cdot (1 + \lambda \cdot U_{DS1})}$$

$$a^2 \cdot \frac{I_{D2}}{I_{D1}} = [2 \cdot a \cdot U_{DS2} - U_{DS2}^2] \cdot \frac{1 + \lambda U_{DS2}}{1 + \lambda U_{DS1}}$$

$$0 = a^2 - a \cdot 2 \cdot U_{DS2} \cdot \underbrace{\frac{I_{D1}}{I_{D2}} \cdot \frac{1 + \lambda U_{DS2}}{1 + \lambda U_{DS1}}}_b + U_{DS2}^2 \cdot \frac{I_{D1}}{I_{D2}} \cdot \frac{1 + \lambda U_{DS2}}{1 + \lambda U_{DS1}}$$

$$\Rightarrow a_{1,2} = U_{DS2} \cdot b \pm U_{DS2} \cdot \sqrt{b^2 - b}$$

$$a_1 = 0,8 \text{ V} \Rightarrow U_{th1} = U_{GS} - a_1 = 0,8 \text{ V}$$

$$a_2 = 0,267 \text{ V} \Rightarrow U_{th2} = U_{GS} - a_2 = 1,333 \text{ V}$$

einsetzen in Gl. für Abschnürbereich:

$$k_{n1,2} = \frac{2 \cdot I_{D1}}{(U_{GS} - U_{th1,2})^2 \cdot (1 + \lambda \cdot U_{DS1})}$$

$$\Rightarrow k_{n1} = 0,0281 \text{ A/V}^2$$

$$k_{n2} = 0,01 \text{ A/V}^2$$

Überprüfung der berechneten Wertepaare durch Einsetzen in Gl. für Abschnürbereich:

$$I_{D11} = \frac{k_{n1}}{2} \cdot (U_{GS} - U_{th1})^2 \cdot (1 + \lambda \cdot U_{DS1}) = 10 \text{ mA}$$

$$I_{D12} = \frac{k_{n2}}{2} \cdot (U_{GS} - U_{th2})^2 \cdot (1 + \lambda \cdot U_{DS1}) = 0,4 \text{ mA}$$

\Rightarrow Die richtigen Werte sind: $U_{th1} = 0,8 \text{ V}$ und $k_{n1} = 0,0281 \text{ A/V}^2$

- 4.2 a) siehe Abb. 4.2, 4.3 und 4.4
 b) siehe Abb. 4.2, 4.3 und 4.4
 c) siehe Abb. 4.2, 4.3 und 4.4
 d) siehe Abb. 4.2, 4.3 und 4.4
 e) siehe Abb. 4.2, 4.3 und 4.4

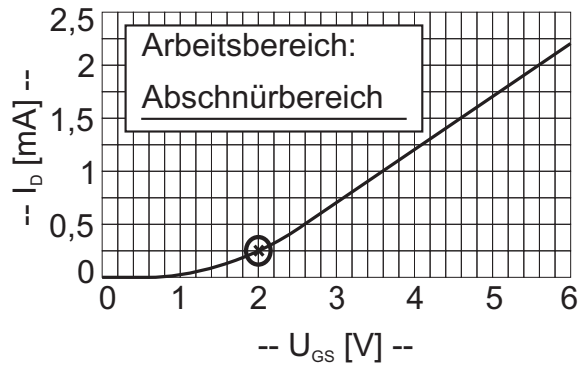
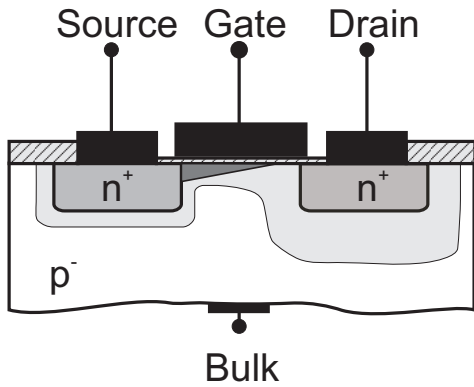


Abb. 4.2:

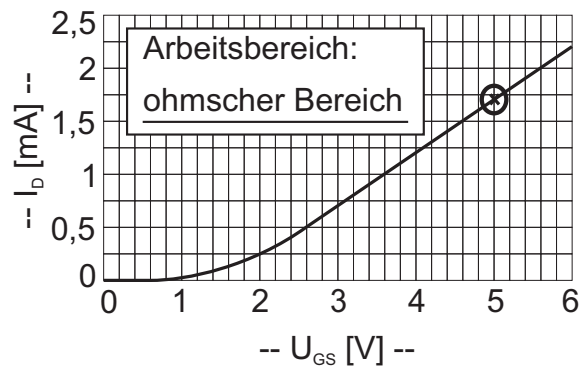
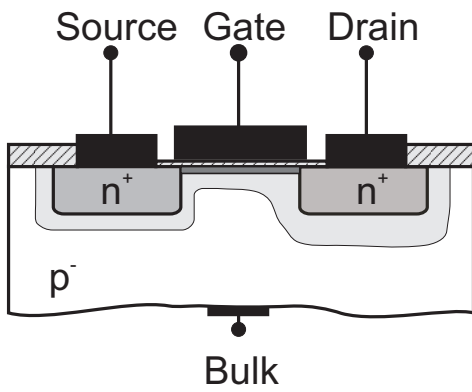


Abb. 4.3:

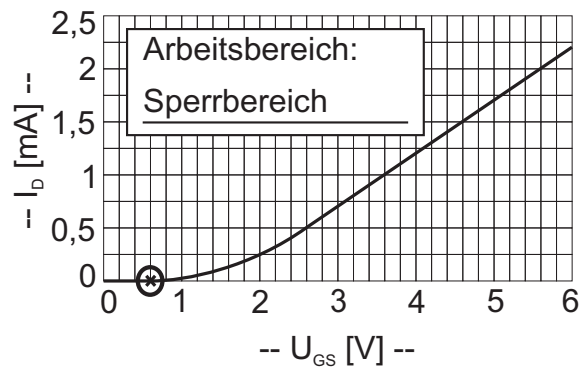
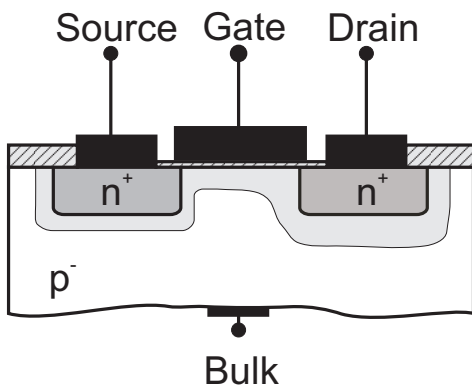


Abb. 4.4: