

Aufgabe 1: Planarspule (20 Punkte)

Gegeben ist die Planarspule gemäß Abb. 1.1. Die Leiterbahnen sind aus Kupfer, das Trägermaterial ist Teflon. Die Spule soll als Filterelement (Drossel) für ein 1 GHz-Signal benutzt werden.

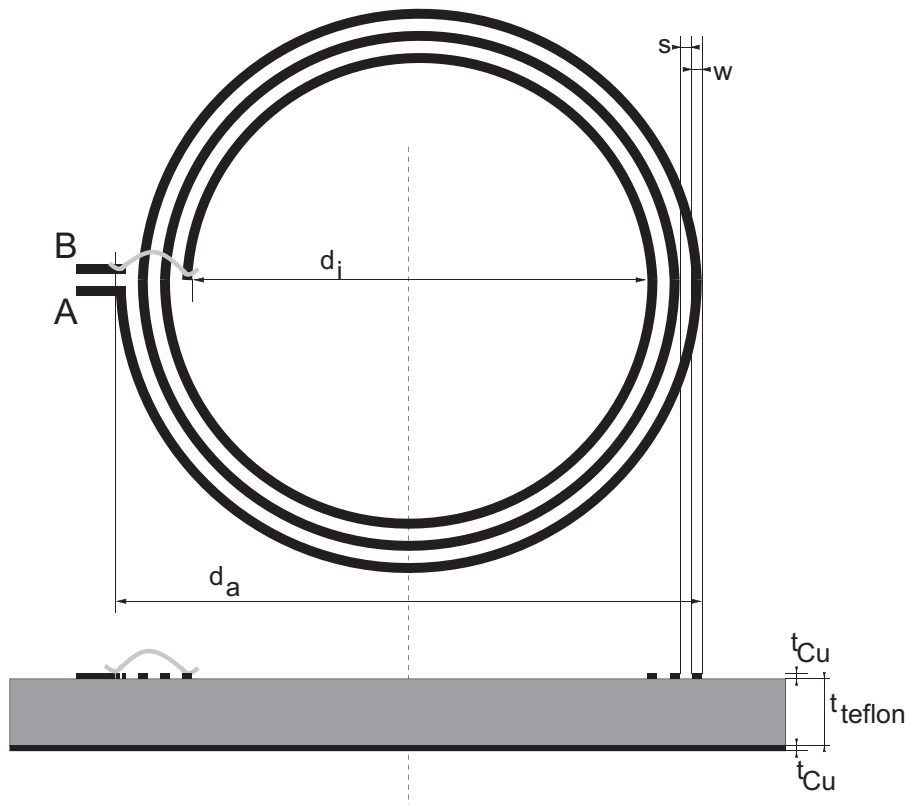


Abb. 1.1: Planarspule

Folgende Daten sind gegeben:

Windungszahl	$n = 3$
Innendurchmesser	$d_i = 350 \mu\text{m}$
Leiterbahnbreite	$w = 15 \mu\text{m}$
Windungsabstand	$s = 15 \mu\text{m}$
Dicke Teflon	$t_{\text{Teflon}} = 250 \mu\text{m}$
rel. Dielektrizitätskonstante	$\epsilon_{r,\text{Teflon}} = 2,2$
Dicke Kupfer	$t_{\text{Cu}} = 9 \mu\text{m}$
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:

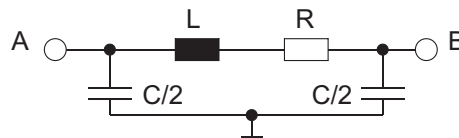


Abb. 1.2: Ersatzschaltbild der Planarspule

- a) Berechnen Sie die Induktivität L mit Hilfe der oben angegebenen Formel.
 - b) Berechnen Sie näherungsweise den Serienwiderstand R der Spule.
Hinweis: Rechnen Sie mit einem mittleren Radius.
 - c) Berechnen Sie näherungsweise die Kapazität C der Spule zur Rückseite des Trägermaterials. Nehmen Sie dabei an, daß Streufelder vernachlässigbar sind (Modell Plattenkondensator).
- 1.2 a) Geben sie die allgemeine Bedingung für die Resonanzfrequenz eines Bauelements an.
- b) Berechnen Sie die Eigenresonanzfrequenz f_r der Spule bei symmetrischer Anregung zwischen den Punkten A und B gemäß Abb. 1.3.
Hinweis: Die ohmschen Verluste des Kupfers sollen dabei nicht vernachlässigt werden.
- 1.3 a) Skizzieren Sie qualitativ die Ortskurve der Spule in der komplexen Impedanzebene. Kennzeichnen Sie die Punkte $\omega = 0$ und $\omega = \infty$.
- b) Wie ist der Verlustfaktor der Spule definiert? Geben Sie den Zusammenhang zwischen Verlustfaktor und Güte an.
- c) Kennzeichnen Sie in der Ortskurve den Betriebspunkt der Spule, für den die Güte Q maximal wird. Zeichnen Sie den dazugehörigen Verlustwinkel ein.

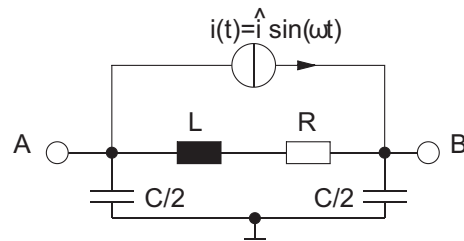


Abb. 1.3: Symmetrische Anregung

- d) Markieren Sie den Bereich der Ortskurve, in dem die Spule als Induktivität verwendbar ist (z.B. durch eine farbige Linie). Welche Bedingung muß die Eigenresonanzfrequenz f_r gegenüber der Signalfrequenz f folglich erfüllen? Kennzeichnen Sie die Resonanzfrequenz in der Ortskurve.
- e) Im folgenden sei die parasitäre Kapazität der Spule zu vernachlässigen. Zeichnen Sie dieses vereinfachte Ersatzschaltbild und berechnen Sie Verlustfaktor und Güte bei 1 GHz!

Aufgabe 2: PN-Diode (20 Punkte)

Gegeben ist eine pn-Diode aus Silizium. Die p- und n-Zonen sind jeweils homogen dotiert. Es handelt sich um einen abrupten pn-Übergang. Ausserdem sind die folgenden Werte gegeben:

Dotierstoffkonzentrationen:	$N_A = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$
	$N_D = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$
Diodenquerschnittsfläche:	$A = 10^{-4} \text{ cm}^2$
Sperrsättigungsstrom:	$I_S = 10^{-16} \text{ A}$
Transitzeit	$\tau_t = 10 \text{ ns}$
intrinsische Dichte	$n_i = 1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$
Temperaturspannung	$U_T = 26 \text{ mV}$ bei $T = 300 \text{ K}$
relative Dielektrizitätskonstante von Silizium	$\epsilon_r = 11,9$
Dielektrizitätskonstante im Vakuum	$\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}}$
Elementarladung	$e = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ As}$

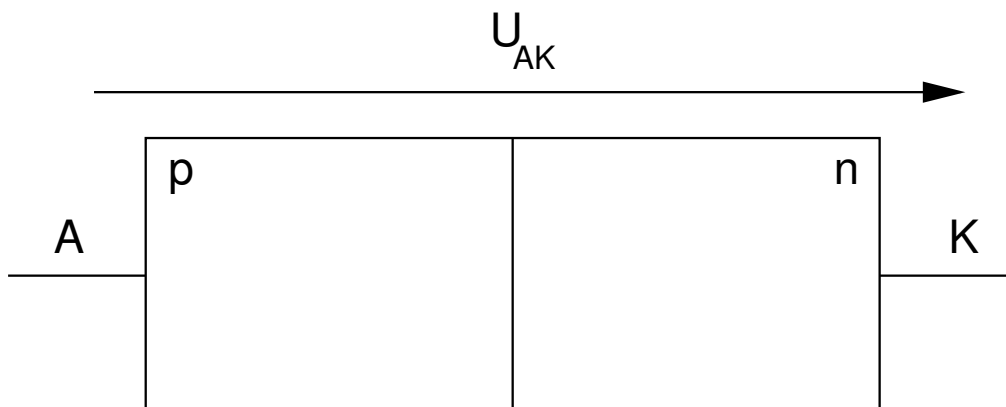


Abb. 2.1: pn-Diode

Im Folgenden wird die Diode in drei verschiedenen Bereichen der Spannung U_{AK} zwischen Anode und Kathode betrieben:

2.1 $U_{AK} = 0 \text{ V}$:

- Tragen Sie in die p- und n-Gebiete der Diode in Abbildung 2.1 die Art der Dotierung N_A bzw. N_D ein!
- Zeichnen Sie – qualitativ richtig – die Ausdehnung der Raumladungszonen und die Richtung der Diffusionsspannung U_D in Abbildung 2.1 ein!

- c) Berechnen Sie die Diffusionsspannung U_D !
- d) Berechnen Sie die Weite w_0 der gesamten Raumladungszone für $U_{AK} = 0$ V und das Maximum der Feldstärke $|E_m|$!

2.2 $U_{AK} > 0$ V:

Mittels einer Gleichstrommessung soll die Temperatur T_{in} der Diode während des Betriebes indirekt ermittelt werden. Für eine Flussspannung von $U_{AK} = 0,9$ V fließt ein Diodenstrom von $I = 5$ mA.

- a) Berechnen Sie T_{in} !

Hinweis: Die Temperaturabhängigkeit des Sperrsättigungsstroms I_S soll hier vernachlässigt werden.

- b) Bestimmen Sie die Diffusionskapazität C_D !

2.3 $U_{AK} < 0$ V:

- a) Was passiert mit der Weite der Raumladungszone im Verhältnis zu Aufgabe 2.1?

Sie wird kleiner.
 Sie bleibt gleich.
 Sie wird grösser.

- b) Berechnen Sie die Sperrschichtkapazität für $U_{AK} = -2$ V!

Aufgabe 3: Si-Bipolartransistor (20 Punkte)

Ein npn-Si-Bipolartransistor wird in einer Schaltung nach Abb. 3.1 betrieben.

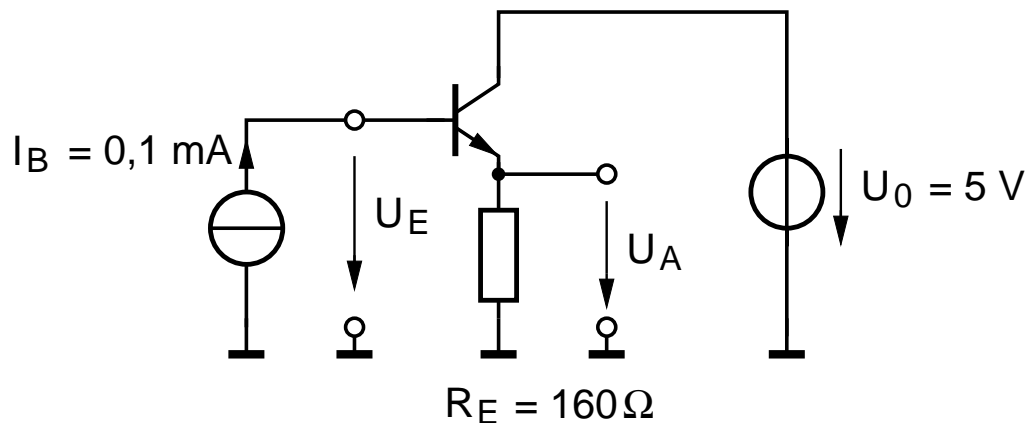


Abb. 3.1: Ein npn-Si-Bipolartransistor in einer Grundsaltung.

Von dem Transistor sind folgende Daten bekannt:

Stromverstärkung	$B_N = 120$
Basisdotierung	$N_{AB} = 8 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$
effektive Basisweite (im Arbeitspunkt)	$w_B = 75 \text{ nm}$
Anmerkung: Die Emitterweite sei viel kürzer als die Löcherdiffusionslänge im Emitter	
Emitterfläche	$A = 20 \mu\text{m}^2$
Earlyspannung	$U_{AN} = 30 \text{ V}$
Außerdem ist:	
Elementarladung	$e = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$
Diffusionskonstante	$D_{nB} = 35 \text{ cm}^2/\text{s}$
Intrinsische Dichte bei 300 K (Silizium)	$n_i = 1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$
Temperaturspannung bei $T = 300 \text{ K}$	$U_T = 26 \text{ mV}$

- 3.1 Wie heißt diese Grundsaltung des Transistors?
- 3.2 Schätzen Sie zunächst ab, in welchem Arbeitsbereich sich der Transistor befindet! Begründen Sie Ihre Antwort!
- 3.3 Berechnen Sie die Spannung U_E , die sich an der Stromquelle aufbaut!
- 3.4 Berechnen Sie die Elemente des Kleinsignalersatzschaltbildes nach Giacoletto des Transistors!

Hinweis: Lassen Sie die Kapazitäten und G_{bC} und R_B dabei unberücksichtigt!

- 3.5 Wie heißt die Frequenz, bei der die Stromverstärkung $|\beta(f)| = 1$ wird? Bestimmen Sie diese!
- 3.6 Zeichnen Sie das Kleinsignalersatzschaltbild (ESB) der Schaltung unter Verwendung der ESB-Elemente nach Pkt. 3.4. Nehmen Sie nun an, dass der Basisstrom mit einem Wechselstrom geringer Amplitude im Arbeitspunkt nach Abb. 3.1 angesteuert wird. Berechnen Sie den Eingangswiderstand der Schaltung!
Hinweis: Nehmen Sie an: $\beta \approx \beta_N$
- 3.7 Der Transistor in Abb. 3.1 werde jetzt gegen einen anderen ausgetauscht, bei dem lediglich die Emitterfläche auf $A = 10 \mu\text{m}^2$ reduziert wurde. Wie ändern sich in diesem Fall I_C und U_{BE} ? Begründen Sie Ihre Antwort!

Aufgabe 4: MOSFET (20 Punkte)

4.1 Gegeben sei das Kennlinienfeld eines n-Kanal-MOSFET in Abb. 4.1.

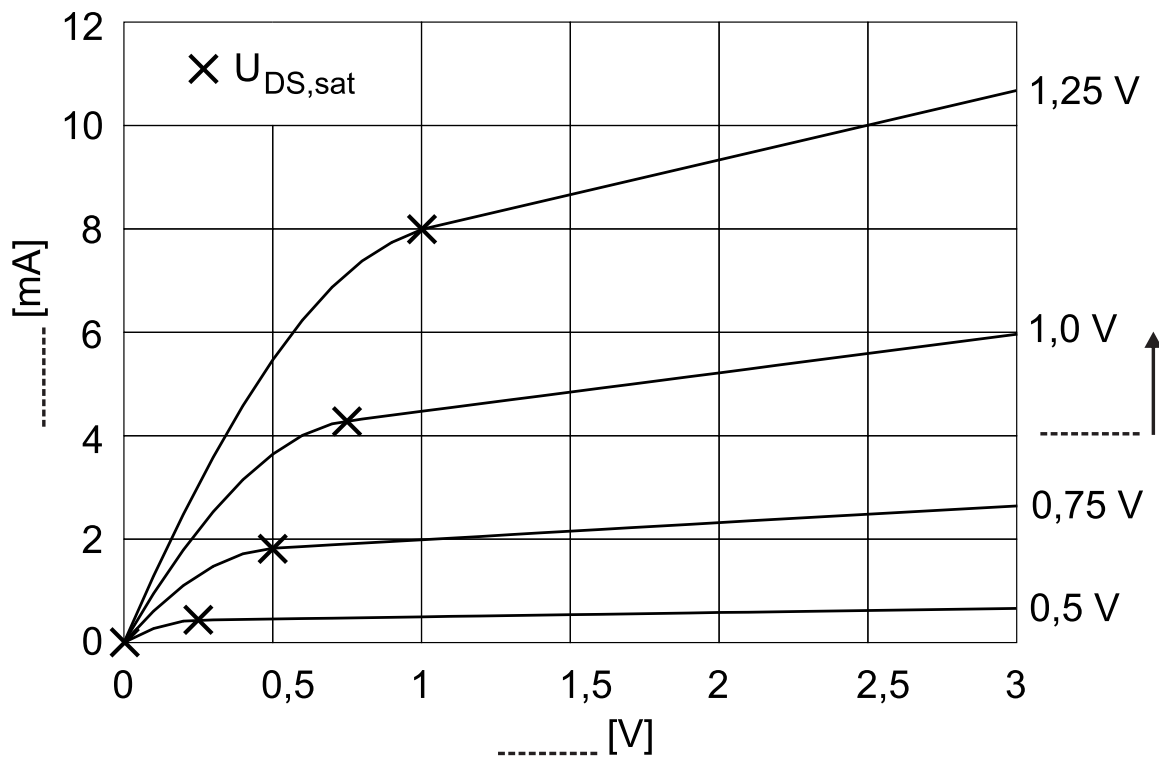


Abb. 4.1: Kennlinienfeld

- Geben Sie die einfachen Drainstromgleichungen, zunächst ohne Berücksichtigung von Kurzkanaleffekten, für alle Arbeitsbereiche eines n-Kanal-MOSFETs an!
- Bezeichnen Sie in Abb. 4.1 die Achsen und die Parametrisierungsgröße!
- Wie nennt man das Kennlinienfeld in Abb. 4.1?
- Kennzeichnen Sie im Kennlinienfeld den ohmschen Bereich, den Abschnürbereich und die Grenze zwischen diesen Bereichen!
- Bestimmen Sie den Wert der Schwellenspannung!
- Um welchen n-Kanal-MOSFET-Typ handelt es sich?

- 4.2 a) Durch welchen Effekt kommt der Stromanstieg für $U_{DS} > U_{DS,sat}$ in Abb. 4.1 zustande? Erklären Sie den physikalischen Hintergrund!
- b) Um welchen Korrekturterm müssen die Grundgleichungen für den Drainstrom erweitert werden, damit dieser Effekt berücksichtigt wird?
- c) Bestimmen Sie den Faktor λ ! Dokumentieren Sie dabei Ihren Lösungsweg!
- d) Welchen Wert hat die Transistorkenngröße k ?

Hinweis: Falls λ nicht bestimmt wurde, gelte $\lambda = 0,15 \text{ V}^{-1}$.

- 4.3 Gegeben sei die Source-Schaltung (s. Abb. 4.2) mit dem MOSFET aus Aufgabe 4.1, der Betriebsspannung $U_B = 5 \text{ V}$ und dem Lastwiderstand $R_L = 500 \Omega$.

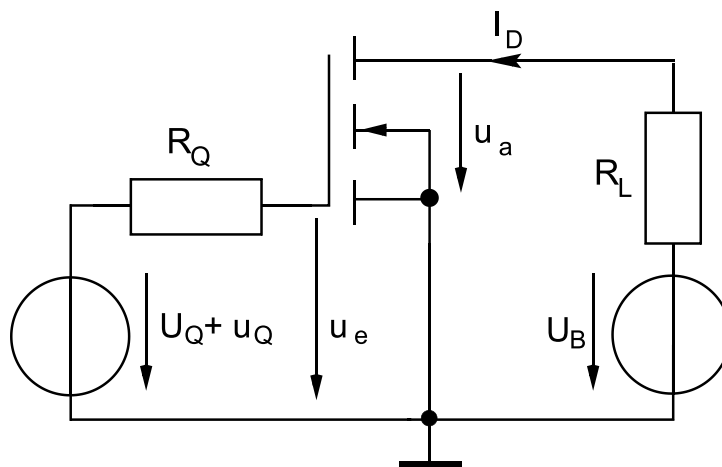


Abb. 4.2: Sourceschaltung mit Lastwiderstand R_L

- a) Konstruieren Sie die Arbeitsgerade in das Kennlinienfeld von Abb. 4.1 und kennzeichnen Sie den Arbeitspunkt bei $U_{DS} = 1 \text{ V}$!
- b) Berechnen Sie aus den Drainstromgleichungen - mit Berücksichtigung des Effektes aus Aufgabenpunkt 4.2 b) - die Steuersteilheit g_m und den Ausgangsleitwert G_{DS} im Arbeitspunkt!

Hinweis: Keine graphische Bestimmung der Werte über Steigungsdreiecke!

- c) Zeichnen Sie für die Sourceschaltung in Abb. 4.2 das Kleinsignalersatzschaltbild (ESB) und bezeichnen Sie die Ersatzschaltbildelemente! Der Quellwiderstand R_Q und der Gatewiderstand seien vernachlässigbar klein.
- d) Der MOSFET wird im Abschnürbereich betrieben und es gilt als Näherung: $C_{GS} \gg C_{GD}$.

Leiten Sie die komplexe Kleinsignalsspannungsverstärkung $v_u = u_a/u_e$ als Übertragungsfunktion in Abhängigkeit von den Kleinsignalersatzschaltbildelementen her!

Hinweis: Es ist nicht nötig, das Ergebnis nach Real- und Imaginärteil zu trennen.

Aufgabe 1: Planarspule (20 Punkte)

Gegeben ist die Planarspule gemäß Abb. 1.1. Die Leiterbahnen sind aus Kupfer, das Trägermaterial ist Teflon. Die Spule soll als Filterelement (Drossel) für ein 1 GHz-Signal benutzt werden.

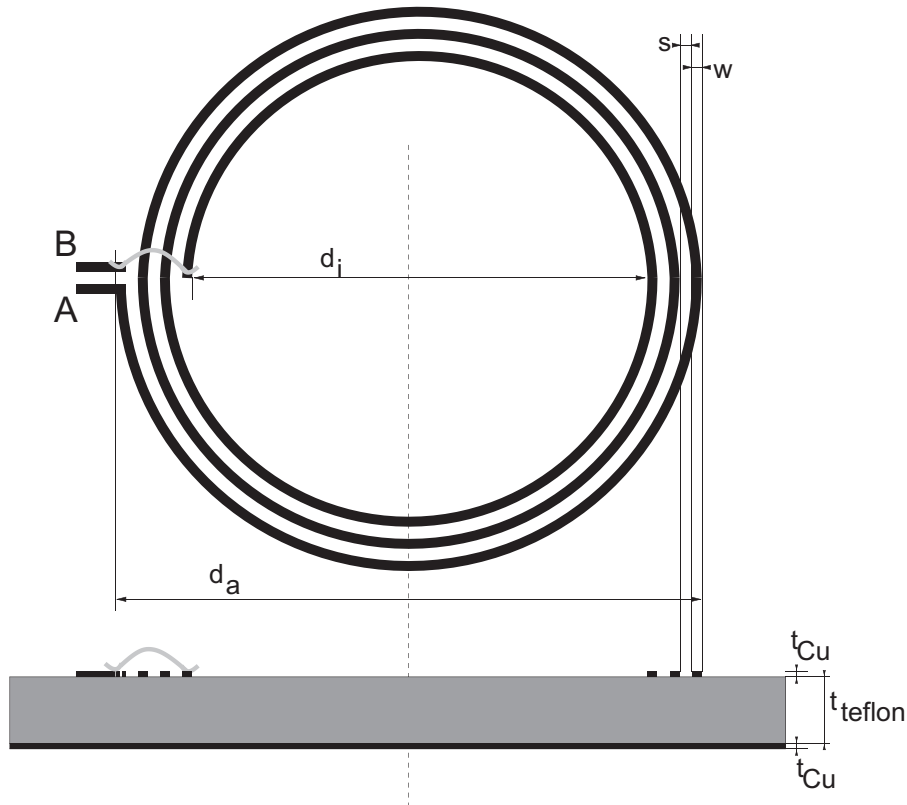


Abb. 1.1: Planarspule

Folgende Daten sind gegeben:

Windungszahl	$n = 3$
Innendurchmesser	$d_i = 350 \mu\text{m}$
Leiterbahnbreite	$w = 15 \mu\text{m}$
Windungsabstand	$s = 15 \mu\text{m}$
Dicke Teflon	$t_{\text{Teflon}} = 250 \mu\text{m}$
rel. Dielektrizitätskonstante	$\epsilon_{r,\text{Teflon}} = 2,2$
Dicke Kupfer	$t_{\text{Cu}} = 9 \mu\text{m}$
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:

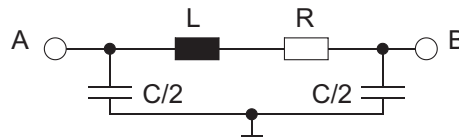


Abb. 1.2: Ersatzschaltbild der Planarspule

a) Berechnen Sie die Induktivität L mit Hilfe der oben angegebenen Formel.

*Den Außendurchmesser entnimmt man der Skizze: $d_a = d_i + 7 \cdot w + 5 \cdot s = 530 \mu\text{m}$.
Damit findet man $\bar{d} = 440 \mu\text{m}$ und $\gamma = 0,205$,
was eine Induktivität von $L = 6,49 \text{ nH}$ 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: $l = 3 \cdot (\pi \bar{d}) = 4,147 \text{ mm}$. Der Widerstand kann nun mittels $R = \rho \cdot \frac{l}{A} = \rho \cdot \frac{l}{w \cdot t_{\text{Cu}}}$ bestimmt werden, man erhält $R = 528 \text{ m}\Omega$.

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 $C = 4,85 \text{ fF}$, die aufgrund der verhältnismässig symmetrischen Anordnung je hälftig auf beide Anschlüsse aufgeteilt wird.

1.2 a) 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. $\text{Im}\{Z(f_r)\} = 0$

- b) Berechnen Sie die Eigenresonanzfrequenz f_r der Spule bei symmetrischer Anregung zwischen den Punkten A und B gemäß Abb. 1.3.

Hinweis: Die ohmschen Verluste des Kupfers sollen dabei nicht vernachlässigt werden.

Die gezeigte Anordnung hat prinzipiell mehrere mögliche Eigenresonanzfrequenzen, je nachdem, wie sie angeregt wird. Für den in Abb. 1.3 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:

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

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

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{4 \left(1 - \frac{R^2 C}{4}\right)}{LC}} = 56,77 \text{ GHz.}$$

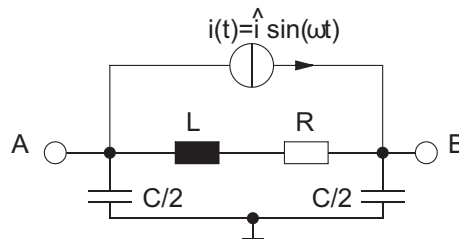


Abb. 1.3: Symmetrische Anregung

- 1.3 a) Skizzieren Sie qualitativ die Ortskurve der Spule in der komplexen Impedanzebene. Kennzeichnen Sie die Punkte $\omega = 0$ und $\omega = \infty$.

Abb. 1.4 zeigt die schrittweise Entwicklung der Ortskurve (a)..d)).

- b) Wie ist der Verlustfaktor der Spule definiert? Geben Sie den Zusammenhang zwischen Verlustfaktor und Güte an.

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

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

- c) Kennzeichnen Sie in der Ortskurve den Betriebspunkt der Spule, für den die Güte Q maximal wird. Zeichnen Sie den dazugehörigen Verlustwinkel ein.

Abb. 1.5 zeigt den Betriebspunkt der Spule mit maximaler Güte. Man erhält ihn durch Konstruktion einer Tangenten an die Ortskurve (im induktiven Bereich). Der Verlustwinkel δ wird gegen die imaginäre Achse gemessen.

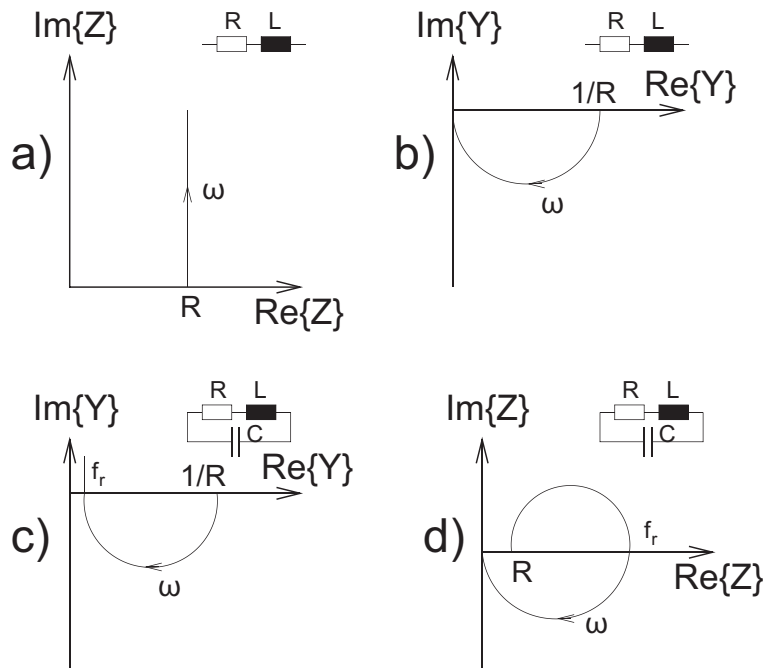


Abb. 1.4: Konstruktion der Ortskurve

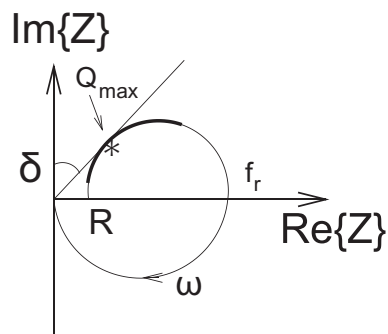


Abb. 1.5: Betriebspunkt maximaler Güte

- d) Markieren Sie den Bereich der Ortskurve, in dem die Spule als Induktivität verwendbar ist (z.B. durch eine farbige Linie). Welche Bedingung muß die Eigenresonanzfrequenz f_r gegenüber der Signalfrequenz f folglich erfüllen? Kennzeichnen Sie die Resonanzfrequenz in der Ortskurve.

Der benutzbare Bereich ist begrenzt durch den Serienwiderstand bei niedrigen bzw. die Eigenresonanz bei hohen Frequenzen. Der dickere Teil der Ortskurve in Abb. 1.5 kennzeichnet den Zwischenbereich, in dem die Spule eine hinreichende Güte hat und induktiv wirkt.

Offensichtlich muss für die Spule gelten: $f_r \gg f_{\text{Signal}}$.

- e) 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. 1.6. Für den Verlustfaktor finden wir in diesem Fall bei $f = 1$ GHz: $\tan(\delta) = \frac{R}{\omega L} = 0,013 \Leftrightarrow Q = 77,23$

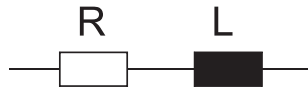


Abb. 1.6: Vereinfachtes ESB

Aufgabe 2: PN-Diode (20 Punkte)

2.1 $U_{AK} = 0 \text{ V}$:

a,b) Lösung siehe Abbildung 2.1

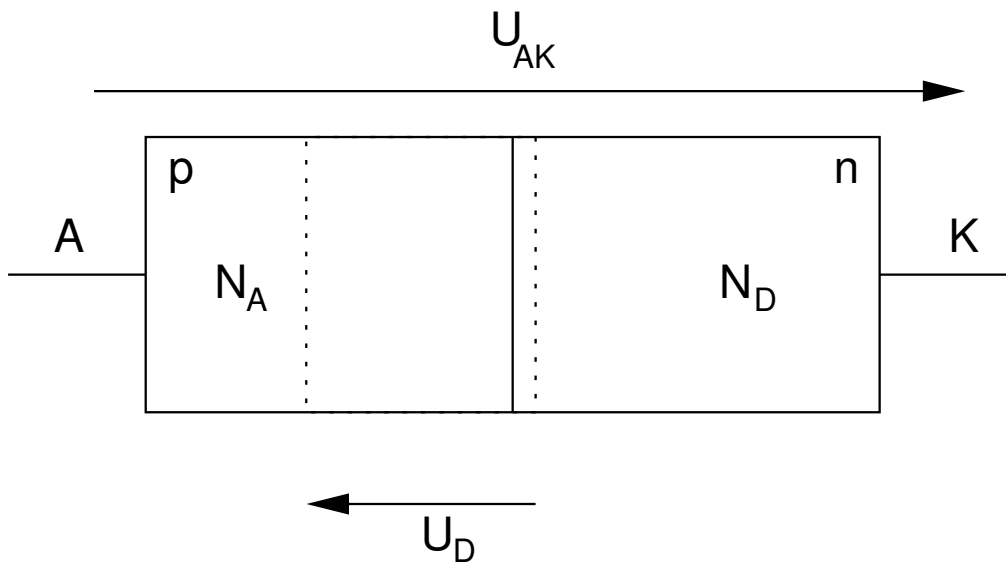


Abb. 2.1: pn-Diode

c)

$$\begin{aligned}
 U_D &= U_T \ln \frac{n_{no}}{n_{po}} \\
 n_{no} &= N_D \\
 n_{po} &= \frac{n_i^2}{N_A} \\
 \rightarrow U_D &= 757,2 \text{ mV}
 \end{aligned}$$

d)

$$\begin{aligned}
 w &= \sqrt{\frac{2\epsilon_0\epsilon_r}{e} U_D \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right)} \\
 &= 0,33 \text{ } \mu\text{m} \\
 |E_m| &= \frac{e \cdot w}{\epsilon_0\epsilon_r} \cdot \frac{N_A \cdot N_D}{N_A + N_D} \\
 &= 4,58 \frac{\text{MV}}{\text{m}}
 \end{aligned}$$

2.2 $U_{AK} > 0 \text{ V}$:

a)

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{U_{AK} \cdot e}{k_b T}} - 1 \right)$$

$$= I_S \left(e^{\frac{U_{AK} T}{U_{T,300K} \cdot 300 \text{ K}}} - 1 \right)$$

\Rightarrow

$$T = 329 \text{ K}$$

b)

$$C_D = \tau_t \cdot G_D$$

$$= 10 \text{ ns} \frac{5 \text{ mA} \cdot 300 \text{ K}}{26 \text{ mV} \cdot T}$$

$$= 1,75 \text{ nF}$$

2.3 $U_{AK} < 0 \text{ V}$:

a) Sie wird grösser.

b)

$$C_{sp} = \frac{C_{sp0}}{\sqrt{1 - \frac{U_{AK}}{U_D}}}$$

mit

$$C_{sp0} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A}{w}$$

$$= 3,18 \text{ pF}$$

$$\rightarrow C_{sp} = 1,67 \text{ pF}$$

Aufgabe 3: Si-Bipolartransistor (20 Punkte)

3.1 Kollektorschaltung, Emitterfolger

3.2 Abschätzung durch

$$\begin{aligned}
 B_N \cdot I_B \cdot R_E + U_{BE} &< U_0 = 5V \quad (U_{BE} \approx 0,8 V) \\
 \Rightarrow U_{BC} &< 0 \\
 \Rightarrow \text{Normal} & - \text{aktiver Bereich}
 \end{aligned}$$

3.3 Der Transport-Sättigungsstrom I_S sollte zunächst bestimmt werden:

$$\begin{aligned}
 I_S &= \frac{e \cdot A \cdot D_{nB} \cdot n_{B0}}{w_B} = \frac{e \cdot A \cdot D_{nB} \cdot n_i^2}{w_B \cdot N_{AB}} \\
 &= \frac{1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As} \cdot 20 \mu\text{m}^2 \cdot 35 \text{ cm}^2/\text{s} \cdot (1,5 \cdot 10^{10})^2 \text{ cm}^{-6}}{75 \text{ nm} \cdot 8 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}} \\
 &= 42 \text{ aA} \\
 I_C &= I_S \cdot \left[\exp\left(\frac{U_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right] \approx I_S \cdot \exp\left(\frac{U_{BE}}{U_T}\right) \\
 \Rightarrow U_{BE} &= U_T \cdot \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \\
 I_C &= I_B \cdot B_N = 0,1 \text{ mA} \cdot 120 = 12 \text{ mA} \\
 I_E &= -(I_C + I_B) = -12,1 \text{ mA} \\
 \Rightarrow U_A &= (-I_E) \cdot R_E = 12,1 \text{ mA} \cdot 160 \Omega \\
 U_A &= 1,94 \text{ V} \\
 U_{BE} &= 26 \text{ mV} \cdot \ln\left(\frac{12 \text{ mA}}{42 \cdot 10^{-18} \text{ A}}\right) \\
 &= 865 \text{ mV} \\
 U_E &= U_{BE} + U_A = 2,80 \text{ V}
 \end{aligned}$$

3.4

$$\begin{aligned}
 g_m &= \frac{I_C}{U_T} = \frac{12 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 0,462 \text{ S} \\
 g_{BE} &= \frac{g_m}{B_N} = \frac{0,462 \text{ S}}{120} = 3,85 \text{ mS} \\
 U_{CE} &= U_0 - U_A = 5 \text{ V} - 1,9 \text{ V} = 3,1 \text{ V} \\
 g_{CE} &= \frac{I_C}{U_{CE} + U_{AN}} = \frac{12 \text{ mA}}{3,06 \text{ V} + 30 \text{ V}} = 0,363 \text{ mS}
 \end{aligned}$$

3.5 Transitfrequenz

$$\omega_T = \frac{2D_{nB}}{w_B^2} = \frac{2 \cdot 35 \text{ cm}^2\text{s}^{-1}}{(75 \text{ nm})^2} = 1,24 \cdot 10^{12} \text{ s}^{-1}$$

$$f_T = 198 \text{ GHz}$$

3.6

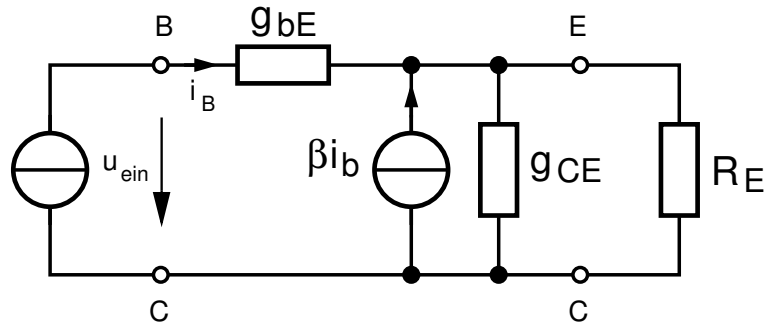


Abb. 3.1: Kleinsignalersatzschaltbild der Schaltung.

Es sei $\beta \approx B_N$

$$r_{\text{ein}} = \frac{\partial U_{\text{ein}}}{\partial I_{\text{ein}}} = \frac{U_{\text{ein}}}{I_{\text{ein}}} = \frac{U_{\text{ein}}}{i_b} \quad (\text{Eingangswiderstand})$$

$$U_{\text{ein}} = r_{BE} \cdot i_b + (r_{CE} \parallel R_E) \cdot i_b + \beta \cdot i_b \cdot (r_{CE} \parallel R_E)$$

$$r_{\text{ein}} = \frac{U_{\text{ein}}}{i_b} = r_{BE} + (1 + \beta)(r_{CE} \parallel R_E)$$

$$= 260 \Omega + (1 + 120)(2,76 \text{ k}\Omega \parallel 160 \Omega) = 18,56 \text{ k}\Omega$$

3.7 $B_{N,3.7} = B_{N,\text{alt}}$, denn $B_N = B_{N,\text{alt}} = \frac{D_{nB} \cdot N_{DE} \cdot w_E}{D_{pE} \cdot N_{AB} \cdot w_B}$ unverändert.

$\Rightarrow I_C = I_B \cdot B_N$ bleibt unverändert.

$I_{S,3.7} = 0,5 \cdot I_{S,\text{alt}} = 21 \cdot 10^{-18} \text{ A}$, da $I_S \propto A$.

$\Rightarrow U_{BE,3.7}$ etwas größer als $U_{BE,\text{alt}}$.

Aufgabe 4: MOSFET (15 / 20 Punkte)

- 4.1 a) Ohmscher Bereich: $I_D = k((U_{GS} - U_{th})U_{DS} - \frac{1}{2}U_{DS}^2)$,
Abschnürbereich: $I_D = \frac{1}{2}k(U_{GS} - U_{th})^2$, mit
 $k = \mu_n \cdot \frac{\epsilon_{r,ox}\epsilon_0}{t_{ox}} \cdot \frac{W}{L} = \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{1}{L^2}$

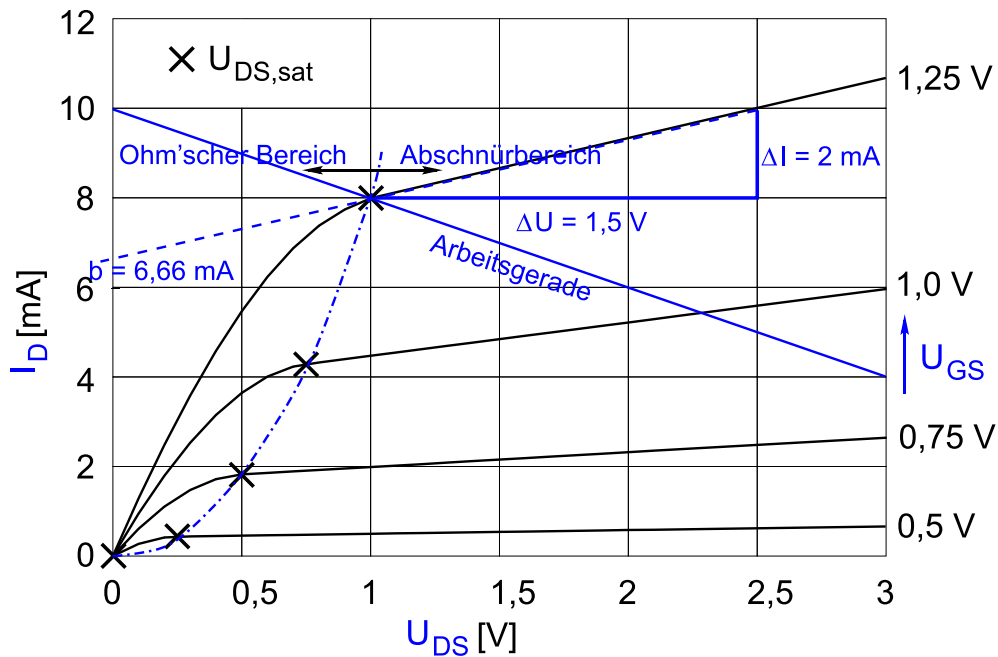


Abb. 4.1: Kennlinienfeld: Musterlösung

- b) Siehe Kennlinienfeld!
 c) Ausgangskennlinienfeld
 d) Siehe Kennlinienfeld!
 e) Siehe Kennlinienfeld: Arbeitspunkt $U_{DS,sat} = 1 V$, $U_{GS} = 1,25 V$.
 $U_{th} = U_{GS} - U_{DS,sat} = 0,25 V$.
 f) Selbstsperrender n-Kanal-MOSFET.
- 4.2 a) Kanallängenmodulation;
 Verkleinerung der effektiven Kanallänge durch Ausdehnung der Drainseitigen Raumladungszone $\Rightarrow I_D$ steigt an.
 b) $(1+\lambda U_{DS})$

c) Ein möglicher Lösungsweg:

Ansatz mit Geradengleichung: $y = b + ax$, wobei b der Achsenabschnitt und a die Steigung der Extrapolationsgeraden (siehe Kennlinienfeld) sind.

Gerade in das Ausgangskennlinienfeld einzeichnen, $b=6,66 \text{ mA}$ aus dem Schnittpunkt mit der I_D -Achse und aus dem Steigungsdreieck $a = \frac{\Delta I}{\Delta U} = \frac{2 \text{ mA}}{1,5 \text{ V}} = 1,33 \text{ mS}$ bestimmen.

Für die Geradengleichung gilt: $y = 6,66 \text{ mA} + 1,33 \text{ mS} \cdot x$, wobei y dem Drainstrom und x der Drain-Source-Spannung entspricht.

λ kann dann aus dem Schnittpunkt der Geraden mit der x -Achse bestimmt:

$$y = 0 = 6,33 \text{ mA} + 1,33 \text{ mS} \cdot x \Leftrightarrow x \cong -5 \text{ V} \Leftrightarrow \lambda = 0,2 \text{ V}^{-1}$$

d) Arbeitspunkt auswählen und Drainstrom ablesen:

z. B. $U_{GS} = 1,25 \text{ V}$, $U_{DS} = U_{DS,sat} = 2 \text{ V}$, $I_D = 8 \text{ mA}$.

Für den Abschnürpunkt gilt, mit Berücksichtigung der Kanallängenmodulation:

$$I_D = \frac{1}{2} k U_{DS,sat}^2 \cdot (1 + \lambda U_{DS,sat}) \Leftrightarrow k = \frac{2 I_D}{(1 + \lambda U_{DS,sat}) U_{DS,sat}^2} = \frac{2 \cdot 8 \text{ mA}}{(1 + 0,2 \text{ V}^{-1} \cdot 1 \text{ V})(2 \text{ V})^2} = 13,33 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

Bzw. für $\lambda = 0,15 \text{ V}^{-1}$: $k = 13,92 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$

Hinweis: Alternativ können λ und k auch über ein Gleichungssystem bestimmt werden.

4.3 a) Die Arbeitsgerade wird mittels zweier Punkte im Kennlinienfeld konstruiert. Für die Geradengleichung gilt: $I_D = \frac{U_B}{R_L} - \frac{U_{DS}}{R_L}$.

$$1. \text{ Punkt: } I_D(U_{DS} = 0 \text{ V}) = \frac{5 \text{ V}}{500 \Omega} = 10 \text{ mA}$$

$$2. \text{ Punkt: } I_D(U_{DS} = 1 \text{ V}) = \frac{5 \text{ V}}{500 \Omega} - \frac{1 \text{ V}}{500 \Omega} = 8 \text{ mA} \rightarrow \text{in Abb. 3.1 einzeichnen!}$$

b) (nur CPO)

Der Arbeitspunkt befindet sich im Abschnürpunkt. Somit werden die Steuersteilheit g_m und der Ausgangsleitwert G_{DS} aus einer der Drainstromgleichungen berechnet. Im Folgenden wird beispielhaft die Formel für den Abschnürbereich verwendet.

Abschnürbereich: $I_D = \frac{1}{2} k (U_{GS} - U_{th})^2 \cdot (1 + \lambda U_{DS})$, mit

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_{U_{SB}, U_{DS}=\text{konst.}} \quad \text{und} \quad G_{DS} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} \right|_{U_{SB}, U_{GS}=\text{konst.}} \quad \text{ergibt sich:}$$

$$g_m = k (U_{GS} - U_{th})(1 + \lambda U_{DS}) \quad \text{und} \\ G_{DS} = \frac{1}{2} \lambda k (U_{GS} - U_{th})^2.$$

Zahlenwerte einsetzen ergibt:

$$\text{Für } \lambda = 0,2 \text{ V}^{-1}: g_m = 13,33 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} (1,25 \text{ V} - 0,25 \text{ V})(1 + 0,2 \text{ V}^{-1} \cdot 1 \text{ V}) = 16 \frac{\text{mA}}{\text{V}}, \text{ für} \\ \lambda = 0,15 \text{ V}^{-1}: g_m = 16,69 \frac{\text{mA}}{\text{V}}.$$

$$\text{Für } \lambda = 0,2 \text{ V}^{-1}: G_{DS} = 0,5 \cdot 0,2 \text{ V}^{-1} \cdot 13,33 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} (1,25 \text{ V} - 0,25 \text{ V})^2 = 1,33 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \text{ bzw.} \\ \text{für } \lambda = 0,15 \text{ V}^{-1}: G_{DS} = 1,39 \frac{\text{mA}}{\text{V}}.$$

c) für CPO bzw. b) für DPO:

Aus der Sourceschaltung mit Lastwiderstand ergibt sich das vereinfachte Kleinsignalersatzschaltbild zu:

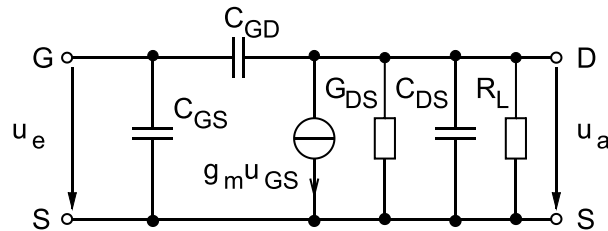


Abb. 4.2: ESB

d) für CPO bzw. c) für DPO:

Mit $C_{GD} = 0$ ergibt sich die Spannungsverstärkung zu

$$v_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{-g_m u_e (G_{DS} + G_L + j\omega C_{DS})^{-1}}{u_e} = \frac{-g_m (G_{DS} + G_L)^{-1}}{1 + j\omega (G_{DS} + G_L)^{-1} C_{DS}} \cdot$$