

Aufgabe 1: Integrierte Hochfrequenzspule (20 Punkte)

Im Folgenden soll die Realisierung einer integrierten Spule zur Anwendung in einem Oszillator für ein 77 GHz KFZ-Radar betrachtet werden. Bei diesen Frequenzen werden Spulen häufig als integrierte Mikrostreifenleitung realisiert, welche an einem Ende kurzgeschlossen werden. Hierzu verläuft eine Signalleitung oberhalb einer durchgehenden Massefläche. Die Umgebung ist vollständig mit Oxid (SiO₂) aufgefüllt.

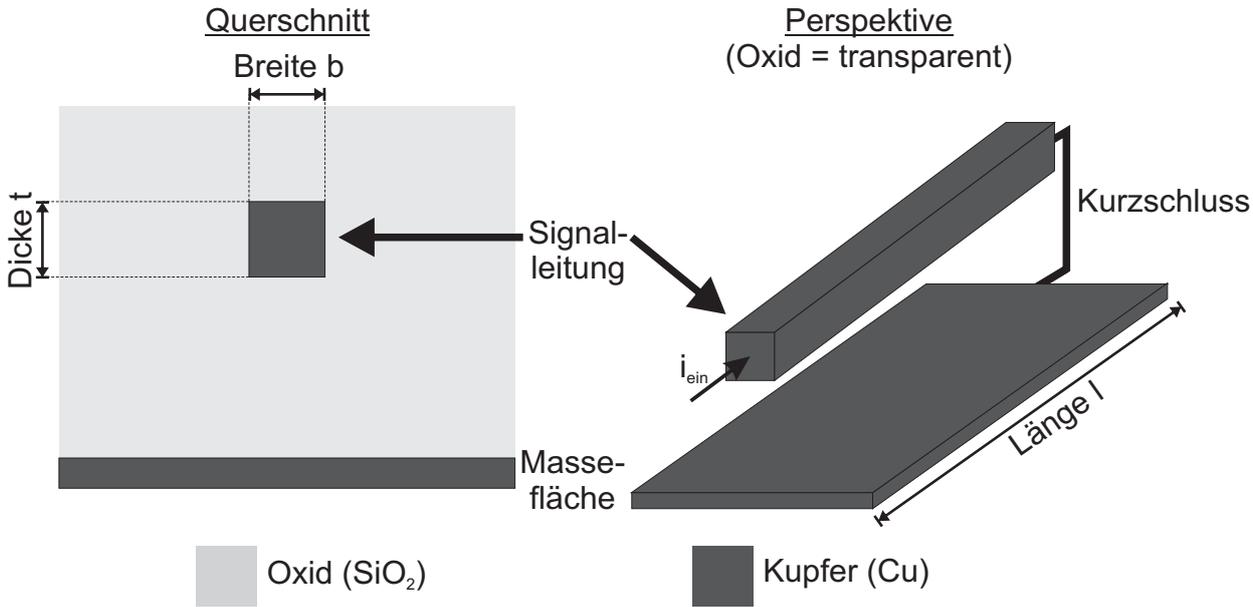


Abbildung 1.1: Querschnitt und perspektivische Sicht einer integrierten Mikrostreifenleitung

Folgende Daten sind gegeben:

Breite des Signalleiters	$b = 2,5 \mu\text{m}$
Dicke des Signalleiters	$t = 2,5 \mu\text{m}$
Länge des Signalleiters	$l = 50 \mu\text{m}$
Wellenwiderstand der Mikrostreifenleitung	$Z_L = 78 \Omega$
spez. Widerstand von Kupfer	$\rho_{\text{Cu}} = 1,673 \mu\Omega\text{cm}$
relative Dielektrizitätszahl SiO ₂	$\epsilon_{r,\text{SiO}_2} = 3,9$
Permeabilität im Vakuum	$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$
Lichtgeschwindigkeit im Vakuum	$c_0 = 3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}$

1.1 Die Eingangsimpedanz in eine kurzgeschlossene Mikrostreifenleitung ergibt sich zu:

$$Z_{\text{in}} = j \cdot Z_L \cdot \tan\left(\frac{\omega \cdot \sqrt{\epsilon_{r,\text{SiO}_2}} \cdot l}{c_0}\right)$$

wobei ω die Kreisfrequenz und Z_L der Wellenwiderstand ist, welcher von der Geometrie der Leitung abhängt.

Da die Leitung elektrisch sehr kurz ist, vereinfachen Sie den Tangens durch eine Linearisierung:

$$\tan(x) \approx x$$

- a) Geben Sie mit Hilfe der angegebenen Gleichungen die effektive Induktivität L_{eff} als Funktion von Z_L , $\epsilon_{r,\text{SiO}_2}$, l und c_0 an, indem sie mit $Z_{\text{in}} = j\omega L_{\text{eff}}$ eine rein induktive Wirkung ansetzen!
 - b) Berechnen Sie die effektive Induktivität L_{eff} ! (Zahlenwert)
- 1.2 Im Folgenden soll die Güte der Induktivität betrachtet werden! Durch die ohmschen Verluste des Signalleiters ergibt sich ein Serienwiderstand im Ersatzschaltbild.
Hinweis: Falls Sie in 1.1 b) die Induktivität nicht bestimmen konnten, verwenden Sie im Folgenden $L_{\text{eff}} = 50 \text{ pH}$
- a) Wie ist die Güte Q allgemein definiert? Berechnen Sie die Güte der Spule in Abhängigkeit der Ersatzschaltbild-Elemente eines Reihenersatzschaltbildes!
 - b) Berechnen Sie den durch die ohmschen Verluste im Signalleiter hervorgerufenen Serienwiderstand R_W !
 - c) Welche Güte ergibt sich hier? (Zahlenwert)
- 1.3 Der Skineneffekt bewirkt, dass bei hohen Frequenzen nicht mehr der ganze Signalleiter vom Strom durchflossen wird, sondern der Strom lediglich in der äußeren Schicht (engl. Skin = Haut) fließt. Hierdurch erhöhen sich die ohmschen Verluste erheblich. Die Dicke dieser stromdurchflossenen Haut wird als Skintiefe δ bezeichnet und berechnet sich mit:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\omega \mu}}$$

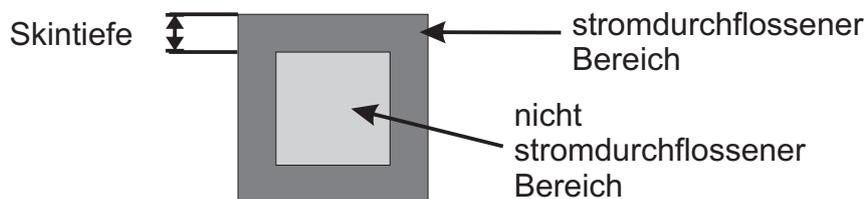


Abbildung 1.2: Skineneffekt an einem quadratischen Signalleiter

- a) Welche Skintiefe δ ergibt sich in Kupfer bei $f = 77 \text{ GHz}$?
- b) Berechnen Sie den durch die ohmschen Verluste im Signalleiter hervorgerufenen Serienwiderstand R_W unter Berücksichtigung des Skineneffektes!
- c) Welche Güte ergibt sich jetzt unter Berücksichtigung des Skineneffektes? (Zahlenwert)

Aufgabe 2: PN-Diode (20 Punkte)

Gegeben sind die folgenden Parameter :

Dotierstoffkonzentrationen:	$N_A = 2 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$
	$N_D = 1 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$
intrinsische Dichte (T = 300 K)	$n_i = 1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$
Elementarladung	$e = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ As}$
Bandabstandsspannung	$U_G = 1,205 \text{ V}$
Sperrschichtkapazität im therm. Gleichgewicht	$C_{Sp0} = 20 \text{ pF}$
Boltzmann-Konstante	$k_B = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$

- 2.1 Überprüfen Sie folgende Aussage auf Richtigkeit und begründen Sie Ihre Antwort!
Die Sperrschichtkapazität einer Diode ist im Flussbereich größer als im Sperrbereich!
- 2.2 Im Folgenden wird eine Diode im **Sperrbereich** bei T = 300 K als elektrisch steuerbare Kapazität (Varaktor) eingesetzt. Sie bildet zusammen mit der Induktivität L = 100 nH und der Kapazität C = 22 pF einen Schwingkreis für einen Radioempfänger.

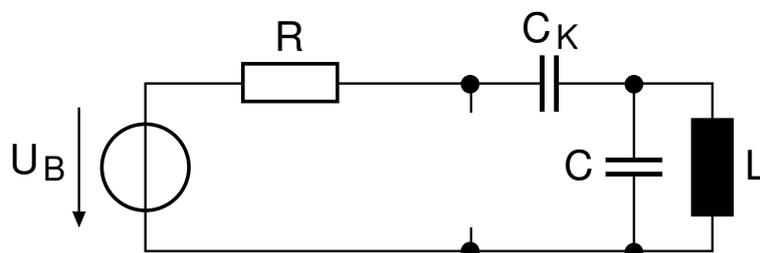


Abbildung 2.1: Abstimmbarer Schwingkreis

- Zeichnen Sie den Varaktor in Abbildung 2.1 ein, so dass er sich für $U_B > 0$ im Sperrbereich befindet!
- Berechnen Sie die Diffusionsspannung U_D !
- Berechnen Sie die Spannung U_B so, dass sich eine Resonanzfrequenz von $f = 92 \text{ MHz}$ einstellt! Betrachten Sie C_K als Signalkurzschluss und R als Leerlauf! Die Diode besitzt einen abrupten pn-Übergang.

Nun wird die Diode im **Flussbereich** betrachtet. Der Sperrsättigungsstrom bei $T = 300 \text{ K}$ beträgt $I_S = 1 \text{ fA}$.

2.3 Bestimmen Sie die Flussspannung für $I = 2 \text{ mA}$!

2.4 Wie ändert sich die Flussspannung, wenn der Strom um den Faktor 10 erhöht wird? (Zahlenwert) Ist die Shockley-Gleichung für die daraus resultierende Flussspannung noch gültig? Begründung!

Hinweis: Betrachten Sie das Ergebnis aus Aufgabe 2.2b).

2.5 Die Diode wird nun als Temperatursensor eingesetzt. Dazu wird die Flussspannung der Diode bei einem konstanten Diodenstrom von $I = 2 \text{ mA}$ gemessen. Der Sperrsättigungsstrom besitzt folgende Temperaturabhängigkeit:

$$I_S(T) = I_S(T_0) \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^{3,5} \exp\left(\frac{U_G \cdot (T - T_0)}{U_T \cdot T_0}\right), T_0 = 300 \text{ K}$$

a) Bestimmen Sie den Sperrsättigungsstrom für $T = 365 \text{ K}$!

b) Berechnen Sie die Flussspannung für $T = 365 \text{ K}$!

Hinweis: Die Temperaturspannung ist temperaturabhängig!

c) Berechnen Sie mit den Ergebnissen für $T = 300 \text{ K}$ und $T = 365 \text{ K}$ den Temperaturkoeffizienten der Diode $\Delta U / \Delta T$.

Hinweis: Vorzeichen beachten!

Aufgabe 3: Bipolartransistor (20 Punkte)

Gegeben ist die Schaltung nach Abb. 3.1. Mit Hilfe der Spannungsquelle U_E wird der npn-Bipolartransistor in einen Arbeitspunkt (AP) im normal-aktiven Bereich gebracht. Die Betriebstemperatur der Schaltung ist unbekannt, d.h. es gilt **nicht** $T = 300\text{ K}$!

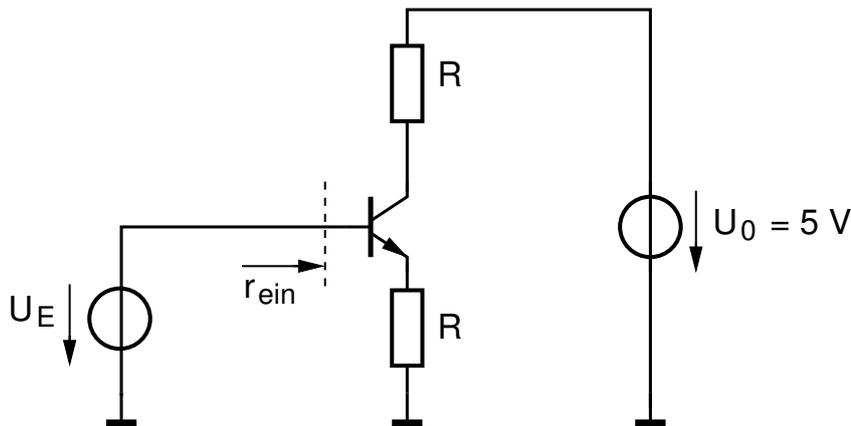


Abbildung 3.1: Schaltung mit einem npn-Bipolartransistor.

Für den Transistor sind außerdem die Minoritätsträgerverteilung (Abb. 3.2), die Kleinsignalstromverstärkung (Abb. 3.3), die Ausgangskennlinie für den eingestellten AP (Abb. 3.4) sowie folgende Parameter gegeben:

Emitterfläche	$A_E = 12\ \mu\text{m}^2$
Diffusionskapazität im AP	$C_{DE} = 1,016\ \text{pF}$
Diffusionskonstante Elektronen	$D_{nB} = 35\ \frac{\text{cm}^2}{\text{s}}$
Diffusionskonstante Löcher	$D_{pE} = 12,5\ \frac{\text{cm}^2}{\text{s}}$
Elektronenladung	$e = 1,602 \cdot 10^{-19}\ \text{As}$
Boltzmannkonstante	$k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}\ \frac{\text{Ws}}{\text{K}}$

Ferner kann die Stromverstärkung B_N durch $\beta(f \rightarrow 0)$ angenähert werden.

Sofern Punkte aus den Diagrammen verwendet werden, markieren Sie diese und schreiben Sie die abgelesenen Werte auf!

- 3.1 a) Geben Sie die Definition der Transitfrequenz f_T an!
 b) Ermitteln Sie die Transitfrequenz f_T !
 c) Berechnen Sie mit Hilfe von f_T die effektive Basisweite w_B des Transistors im AP!
 d) Bestimmen Sie die Steilheit g_m des Transistors im AP!
 e) Berechnen Sie mit Hilfe der in Abb. 3.2 dargestellten Minoritätsträgerverteilung den Kollektorstrom I_C !

f) Durch Fertigungstoleranzen ergibt sich eine 5 %ige Vergrößerung der Emitterfläche A_E sowie eine ebenfalls 5 %ige Erhöhung der Basisdotierung N_{AB} . Um wieviel Prozent erhöht oder verringert sich dadurch der Kollektorstrom I_C ? Begründen Sie ihre Antwort mit Worten oder einer Rechnung!

3.2 Falls Sie im vorherigen Aufgabenpunkt keine Ergebnisse für den Kollektorstrom sowie die Steilheit berechnen konnten, gehen Sie im Folgenden von den Werten $I_C = 9,5 \text{ mA}$ und $g_m = 404 \text{ mS}$ aus!

- a) Berechnen Sie U_T !
- b) Ermitteln Sie die Betriebstemperatur der Schaltung!
- c) Ermitteln Sie B_N aus Abb. 3.3!
- d) Bestimmen Sie die Kollektor-Emitter-Spannung des Transistors im AP!
- e) Berechnen Sie den Wert R der Widerstände!

Hinweis: Verwenden Sie nicht die Näherung $I_C \approx I_E$!

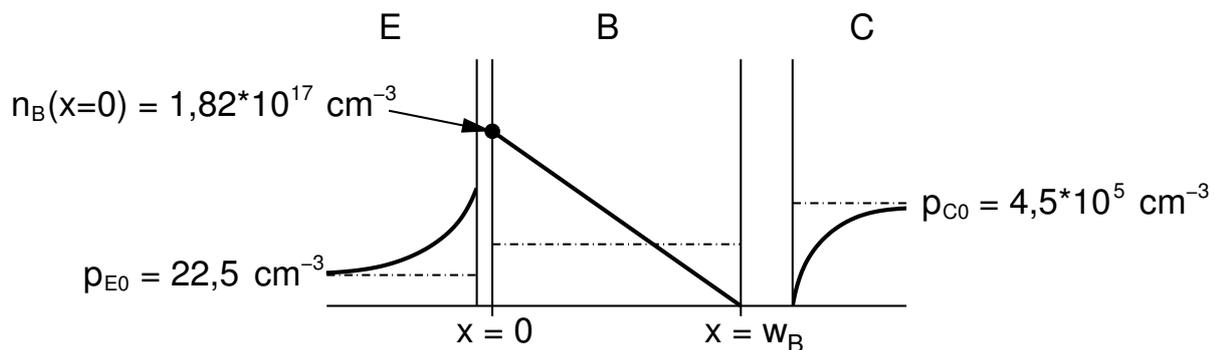


Abbildung 3.2: Minoritätsträgerverteilung im AP.

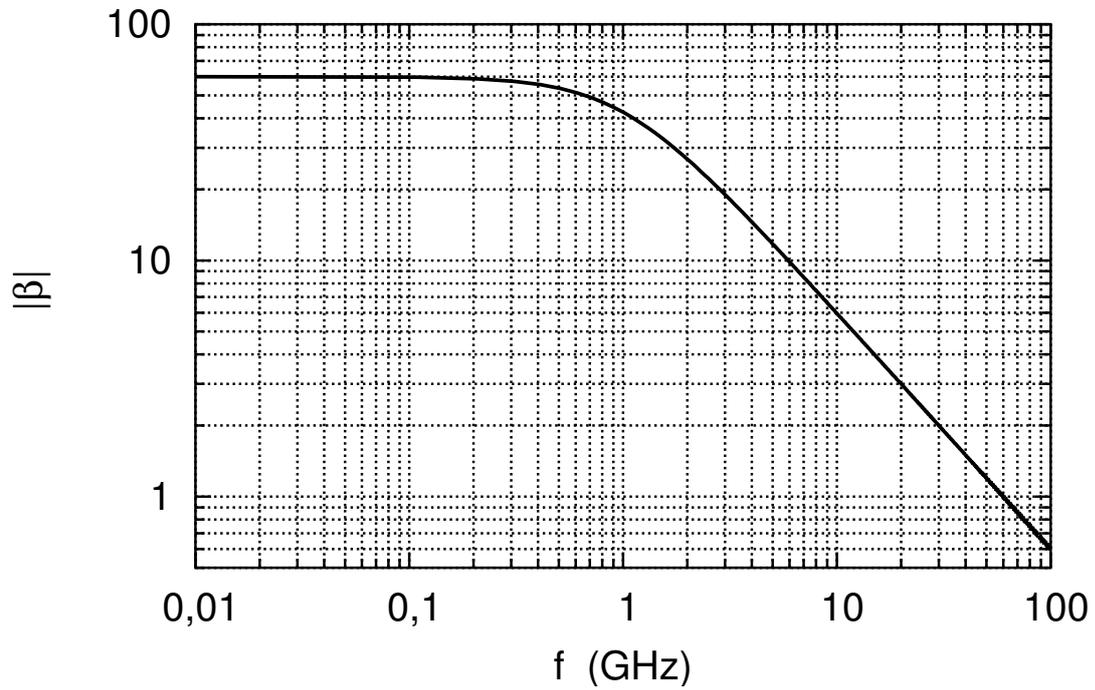


Abbildung 3.3: Kleinsignalstromverstärkung des Bipolartransistors.

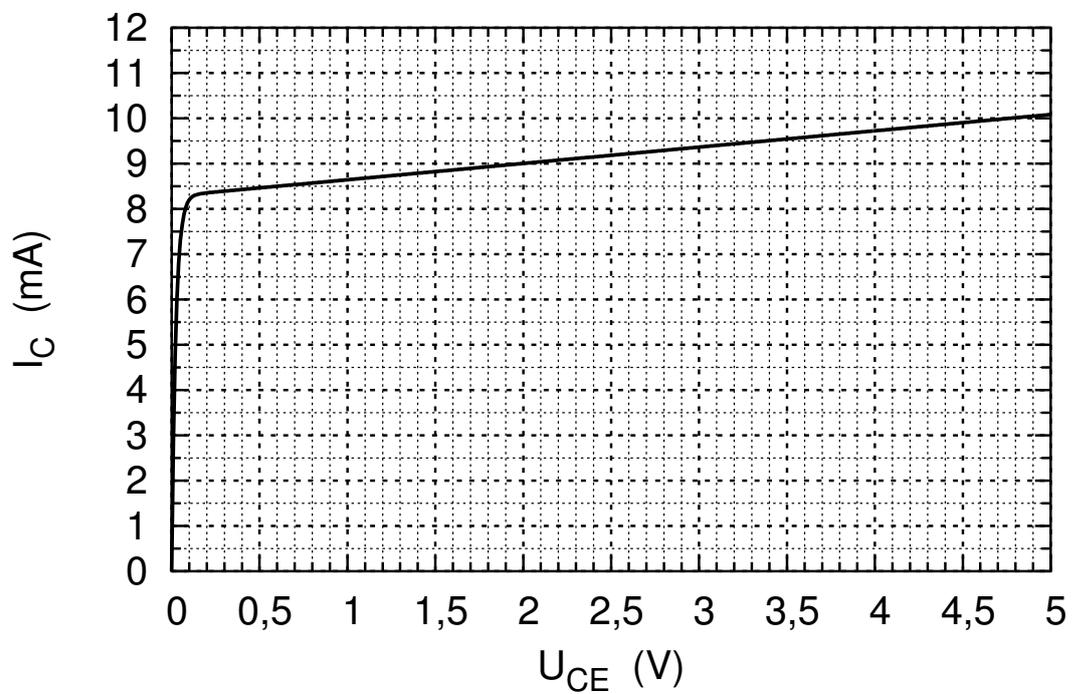


Abbildung 3.4: Ausgangskennlinie des Transistors für die im AP anliegende Basis-Emitter-Spannung.

4.2 Im Folgenden gilt: $U_{DS} = 0 \text{ V}$, $U_{SB} = 0 \text{ V}$, $U_{thn} = 500 \text{ mV}$, $k_n = 800 \mu\text{A/V}^2$

- a) Zeichnen Sie in den Querschnitt von Aufgabe 4.1 b) die Raumladungszonen und Inversionsschicht im Falle einer Inversion ein!
- b) Welche Bedingung muss für die Transistorspannung U_{GS} gelten, damit Inversion auftritt?

- c) Geben Sie eine Begründung dafür ab, ob der Transistor selbstsperrend oder selbstleitend ist!

4.3 Es gilt nun $U_{DS} = 3 \text{ V}$. Vernachlässigen Sie für diesen Aufgabenpunkt die Kanallängenmodulation.

- a) Bestimmen Sie die Grenze zwischen ohmschen Bereich und Abschnürrbereich!
- b) Füllen Sie folgende Tabelle für die Steuerkennlinie aus!

U_{GS} in V	I_d in mA	U_{GS} in V	I_D in mA
0		3	
0.5		3.5	
1		4	
1.5		4.5	
2		5	
2.5			

- c) Zeichnen Sie in Abbildung 4.1 die Steuerkennlinie ein!

4.4 Kleinsignalverhalten des MOS-Transistors

- a) Zeichnen Sie das vereinfachte Kleinsignalersatzschaltbild ($U_{SB} = 0\text{V}$) eines MOS-Transistors und bezeichnen Sie die Elemente!

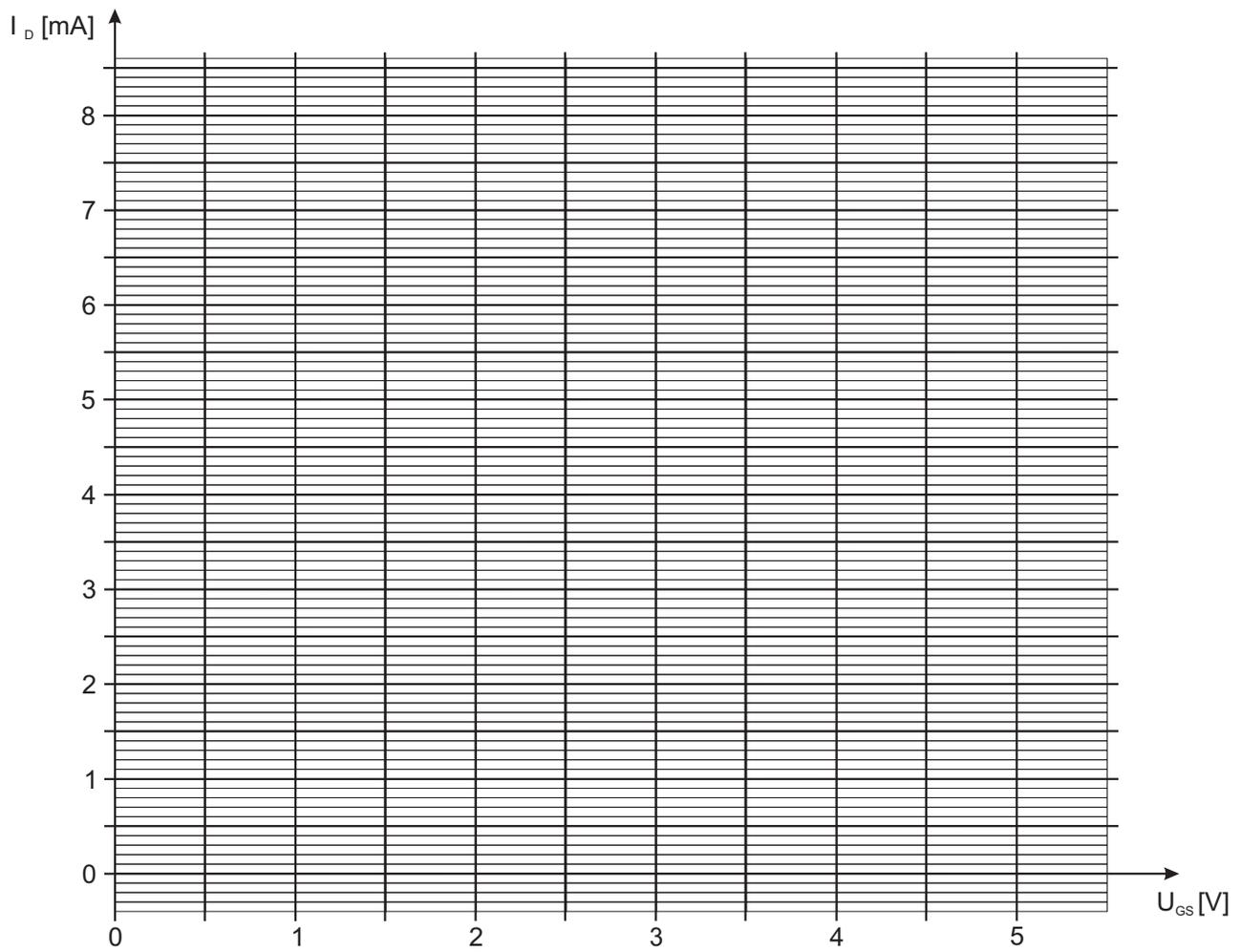


Abbildung 4.1: Steuerkennlinie

- b) Bestimmen Sie anhand der Transistorgleichungen allgemein die Steilheit eines MOS-Transistor, der sich im Abschnürrbereich befindet!

4.5 In Abbildung 4.2 sehen Sie den MOS-Transistor als vereinfachtes Kleinsignalersatzschaltbild in einer typischen Schaltung.

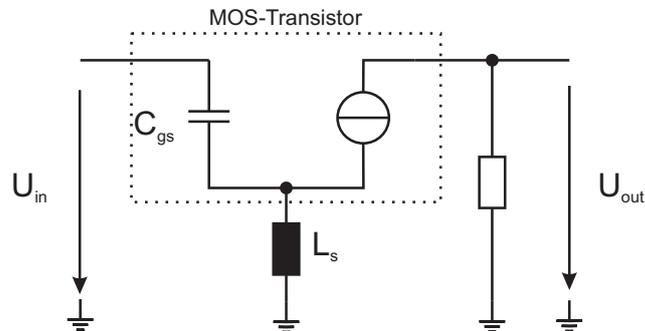


Abbildung 4.2: MOS-Verstärker

a) Bestimmen Sie die Eingangsimpedanz der Schaltung in Abbildung 4.2 und trennen Sie die Eingangsimpedanz nach Real- und Imaginärteil auf!

b) Bei welcher Frequenz wird der Imaginärteil der Eingangsimpedanz zu null?

Aufgabe 1: Integrierte Hochfrequenzspule (20 Punkte)

- 1.1 a) Geben Sie mit Hilfe der angegebenen Gleichungen die effektive Induktivität L_{eff} als Funktion von Z_L , $\epsilon_{r,\text{SiO}_2}$, l und c_0 an, indem sie mit $Z_{\text{in}} = j\omega L_{\text{eff}}$ eine rein induktive Wirkung ansetzen!

Die Eingangsimpedanz ist gegeben mit:

$$Z_{\text{in}} = j \cdot Z_L \cdot \tan\left(\frac{\omega \cdot \sqrt{\epsilon_{r,\text{SiO}_2}} \cdot l}{c_0}\right) \approx j\omega \cdot \frac{Z_L \cdot \sqrt{\epsilon_{r,\text{SiO}_2}} \cdot l}{c_0}$$

Hiermit ergibt sich die effektive Induktivität zu:

$$L_{\text{eff}} = \frac{Z_L \cdot \sqrt{\epsilon_{r,\text{SiO}_2}} \cdot l}{c_0}$$

- b) Berechnen Sie die effektive Induktivität L_{eff} ! (Zahlenwert)
Setzt man die gegebenen Zahlenwerte ein, ergibt sich:

$$L_{\text{eff}} = \frac{Z_L \cdot \sqrt{\epsilon_{r,\text{SiO}_2}} \cdot l}{c_0} = 25,67 \text{ pH}$$

- 1.2 Im Folgenden soll die Güte der Induktivität betrachtet werden! Durch die ohmschen Verluste des Signalleiters ergibt sich ein Serienwiderstand im Ersatzschaltbild.

Hinweis: Falls Sie in 1.1 b) die Induktivität nicht bestimmen konnten, verwenden Sie im Folgenden $L_{\text{eff}} = 50 \text{ pH}$

- a) Wie ist die Güte Q allgemein definiert? Berechnen Sie die Güte der Spule in Abhängigkeit der Ersatzschaltbild-Elemente eines Reihenersatzschaltbildes!

Allgemein ist die Güte eines reaktiven Bauelements:

$$Q = \frac{|\text{Im}|}{|\text{Re}|} = \frac{1}{\tan \delta}$$

Für ein Reihenersatzschaltbild ergibt dies:

$$Q = \frac{\omega \cdot L}{R_K + R_W} = \frac{\omega \cdot L}{R}$$

- b) Berechnen Sie den durch die ohmschen Verluste im Signalleiter hervorgerufenen Serienwiderstand R_W !

Der ohmsche Widerstand des Signalleiters berechnet sich mit

$$R_W = \rho \frac{l}{A} = \rho_{\text{Cu}} \frac{l}{t \cdot b} = 133,84 \text{ m}\Omega$$

c) Welche Güte ergibt sich hier? (Zahlenwert)

$$Q = \frac{\omega L_{\text{eff}}}{R_W} = 92,80$$

- 1.3 Der Skinneffekt bewirkt, dass bei hohen Frequenzen nicht mehr der ganze Signalleiter vom Strom durchflossen wird, sondern der Strom lediglich in der äußeren Schicht (engl. Skin = Haut) fließt. Hierdurch erhöhen sich die ohmschen Verluste erheblich. Die Dicke dieser stromdurchflossenen Haut wird als Skintiefe δ bezeichnet und berechnet sich mit:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\omega \mu}}$$

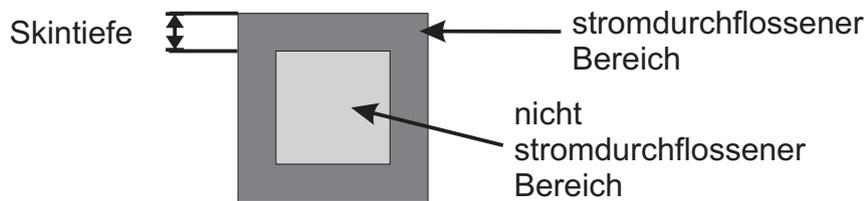


Abbildung 1.1: Skinneffekt an einem quadratischen Signalleiter

- a) Welche Skintiefe δ ergibt sich in Kupfer bei $f = 77$ GHz?
Nach der gegebenen Formel ergibt sich:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot 1,673 \mu\Omega\text{cm}}{2\pi \cdot 77 \text{ GHz} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}}} = 234,60 \text{ nm}$$

- b) Berechnen Sie den durch die ohmschen Verluste im Signalleiter hervorgerufenen Serienwiderstand R_W unter Berücksichtigung des Skinneffektes!
Die stromdurchflossene Fläche A_{strom} berechnet sich zu:

$$A_{\text{strom}} = t \cdot b - (t - 2\delta) \cdot (b - 2\delta) = 2,126 \mu\text{m}^2$$

Dies ergibt den Serienwiderstand

$$R_{W,\text{Skin}} = \rho \frac{l}{A} = \rho_{\text{Cu}} \frac{l}{A_{\text{strom}}} = 393,49 \text{ m}\Omega$$

- c) Welche Güte ergibt sich jetzt unter Berücksichtigung des Skinneffektes? (Zahlenwert)

$$Q = \frac{\omega L_{\text{eff}}}{R_{W,\text{Skin}}} = 31,56$$

Aufgabe 2: PN-Diode (20 Punkte)

2.1 Überprüfen Sie folgende Aussage auf Richtigkeit und begründen Sie Ihre Antwort!

Die Sperrschichtkapazität einer Diode ist im Flussbereich größer als im Sperrbereich!
Die Aussage ist richtig! Die Sperrschichtkapazität $C_{Sp} \sim 1/w_{RLZ}$ und $w_{RLZ} \sim \sqrt{U_D - U}$.
Somit ist die Raumladungszone im Flussbereich kleiner als im Sperrbereich und die Sperrschichtkapazität im Flussbereich größer als im Sperrbereich.

2.2 Im Folgenden wird eine Diode im **Sperrbereich** bei $T = 300\text{ K}$ als elektrisch steuerbare Kapazität (Varaktor) eingesetzt. Sie bildet zusammen mit der Induktivität $L = 100\text{ nH}$ und der Kapazität $C = 22\text{ pF}$ einen Schwingkreis für einen Radioempfänger.

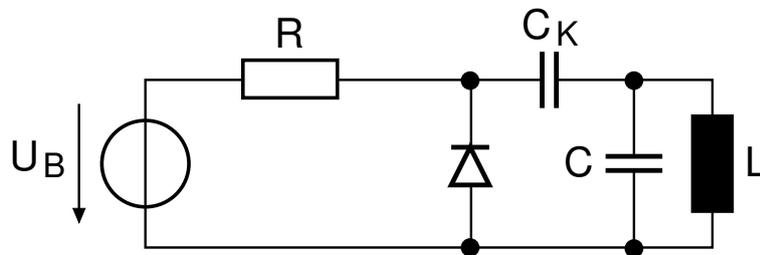


Abbildung 2.1: Abstimmbarer Schwingkreis

- Zeichnen Sie den Varaktor in Abbildung 2.1 ein, so dass er sich für $U_B > 0$ im Sperrbereich befindet!
- Berechnen Sie die Diffusionsspannung U_D !

$$U_D = U_T \cdot \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2} = 769\text{ mV}$$

- Berechnen Sie die Spannung U_B so, dass sich eine Resonanzfrequenz von $f = 92\text{ MHz}$ einstellt! Betrachten Sie C_K als Signalkurzschluss und R als Leerlauf! Die Diode besitzt einen abrupten pn-Übergang.

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{(C_{Sp} + C)L}}$$

$$C_{Sp} = \frac{1}{(2\pi f)^2 L} - C = 7,93\text{ pF}$$

$$C_{Sp} = \frac{C_{Sp0}}{\sqrt{1 + \frac{U_{Sp}}{U_D}}}$$

$$\rightarrow U_{Sp} = U_D \left[\left(\frac{C_{Sp0}}{C_{Sp}} \right)^2 - 1 \right] = 4,13\text{ V}$$

Nun wird die Diode im **Flussbereich** betrachtet. Der Sperrsättigungsstrom bei $T = 300 \text{ K}$ beträgt $I_S = 1 \text{ fA}$.

2.3 Bestimmen Sie die Flussspannung für $I = 2 \text{ mA}$!

$$U = U_T \ln \frac{I}{I_S} = 0,731 \text{ V}$$

2.4 Wie ändert sich die Flussspannung, wenn der Strom um den Faktor 10 erhöht wird? (Zahlenwert) Ist die Shockley-Gleichung für die daraus resultierende Flussspannung noch gültig? Begründung!

$$\Delta U = U_T \ln \frac{10 \cdot I}{I} = 59 \text{ mV}$$

$$U|_{I=20 \text{ mA}} = 0,789 \text{ V} > U_D$$

Diese Spannung kann nicht angelegt werden, da $U > U_D$. In diesem Beispiel zeigen sich die Grenzen des Modells mit der Shockley-Gleichung!

2.5 Die Diode wird nun als Temperatursensor eingesetzt. Dazu wird die Flussspannung der Diode bei einem konstanten Diodenstrom von $I = 2 \text{ mA}$ gemessen. Der Sperrsättigungsstrom besitzt folgende Temperaturabhängigkeit:

$$I_S(T) = I_S(T_0) \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^{3,5} \exp\left(\frac{U_G \cdot (T - T_0)}{U_T \cdot T_0}\right), T_0 = 300 \text{ K}$$

a) Bestimmen Sie den Sperrsättigungsstrom für $T = 365 \text{ K}$!

$$I_S(365 \text{ K}) = I_S(300 \text{ K}) \left(\frac{365}{300}\right)^{3,5} \exp\left(\frac{U_G \cdot 65 \text{ K}}{U_T(365 \text{ K}) \cdot 300 \text{ K}}\right) = 7,9 \text{ pA}$$

mit $U_T(365 \text{ K}) = 31,5 \text{ mV}$

b) Berechnen Sie die Flussspannung für $T = 365 \text{ K}$!

$$U = 0,61 \text{ V}$$

c) Berechnen Sie mit den Ergebnissen für $T = 300 \text{ K}$ und $T = 365 \text{ K}$ den Temperaturkoeffizienten der Diode $\Delta U / \Delta T$.

$$\frac{\Delta U}{\Delta T} = \frac{0,61 \text{ V} - 0,73 \text{ V}}{65 \text{ K}} = -1,85 \text{ mV/K}$$

Aufgabe 3: Bipolartransistor (20 Punkte)

3.1 a) Die Transitfrequenz ist die Frequenz, bei der die Stromverstärkung des Transistors gleich Eins ist: $|\beta(f_T)| = 1$.

b) Aus dem Diagramm $\beta(f)$ folgt:

$$f_T = 60 \text{ GHz} \quad \omega_T = 2\pi f_T$$

c)

$$w_B = \sqrt{\frac{2 D_{nB}}{\omega_T}} = 136,26 \text{ nm}$$

d)

$$g_m = \omega_T C_{DE} = 383 \text{ mS}$$

e)

$$I_C = e A_E D_{nB} \left. \frac{dn}{dx} \right|_{x=0} = e A_E D_{nB} \frac{n(x=0)}{w_B} = 9 \text{ mA}$$

f)

$$I_C \propto I_S = \frac{e A_E D_{nB} n_{B0}}{w_B} = \frac{e D_{nB} n_i^2}{w_B} \cdot \frac{A_E}{N_{AB}}$$

Da sowohl A_E als auch N_{AB} um 5 % größer werden, bleibt I_C unverändert!

3.2 a)

$$U_T = \frac{I_C}{g_m} = 23,5 \text{ mV}$$

b)

$$T = \frac{U_T}{k_B e} = 273 \text{ K}$$

c)

$$B_N = \beta(f \rightarrow 0) = 60 \quad (\text{s. Kennlinie})$$

d)

$$U_{CE} = 2 \text{ V} \quad (\text{s. Kennlinie bei } I_C = 9 \text{ mA})$$

e)

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

$$U_0 = R I_C + U_{CE} + R I_E \Rightarrow R = \frac{U_0 - U_{CE}}{I_C + I_E} = \frac{U_0 - U_{CE}}{I_C (2 + 1/B_N)} = 165,2 \Omega$$

Aufgabe 4: MOSFET (20 Punkte)

4.1 Grundlagen zu MOS-Transistoren

- a) Worauf beruhen bei Unipolar- (Feldeffekttransistoren = Unipolartransistoren) und Bipolartransistoren die Unterschiede in der Namensgebung?

Die Namensgebung wird zurückgeführt auf die am Transport beteiligten Ladungsträgern. Bei unipolaren Transistoren ist nur eine Ladungsträgerart und bei bipolaren Transistoren sind zwei Ladungsträgerarten am Transport beteiligt.

- b) Zeichnen Sie den physikalischen Querschnitt eines n-Kanal Feldeffekttransistors und bezeichnen Sie alle Anschlüsse und Dotierungen, die dort auftreten!

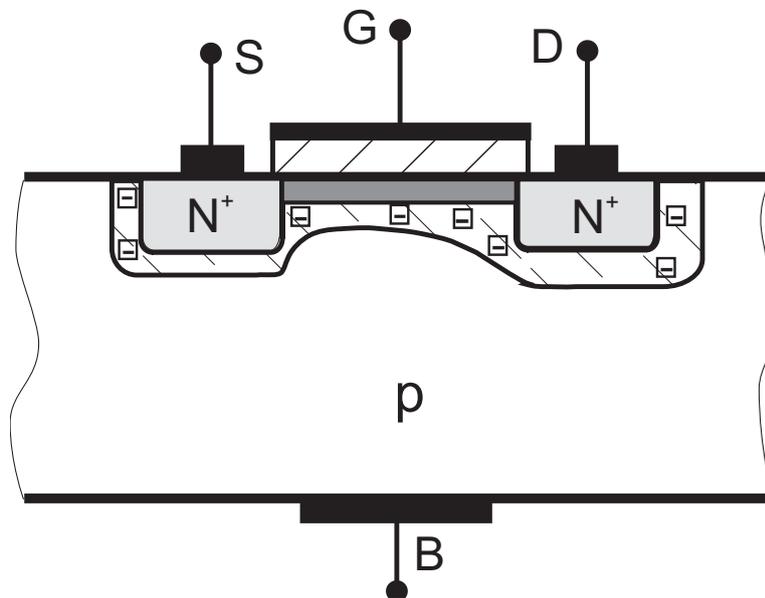


Abbildung 4.1: ESB

- c) Geben Sie die Transistorgleichungen inklusive Kanallängenmodulation für n-Kanal MOS-Transistoren an! Unterscheiden Sie die Bereiche!
ohmscher Bereich $U_{GS} - U_{th} > U_{DS}$:

$$I_D = k_n \left((U_{GS} - U_{th}) \cdot U_{DS} - \frac{1}{2} U_{DS}^2 \right) (1 + \lambda \cdot U_{DS}) \quad (4.1)$$

Abschnürrbereich $U_{GS} - U_{th} < U_{DS}$

$$I_D = k_n/2 \cdot (U_{GS} - U_{th})^2 (1 + \lambda \cdot U_{DS}) \quad (4.2)$$

4.2 Im Folgenden gilt: $U_{DS} = 0 \text{ V}$, $U_{SB} = 0 \text{ V}$, $U_{thn} = 500 \text{ mV}$, $k_n = 800 \mu\text{A/V}^2$

- Zeichnen Sie in den Querschnitt von Aufgabe 4.1 b) die Raumladungszonen und Inversionsschicht im Falle einer Inversion ein!
 Siehe Abb. 4.1!
- Welche Bedingung muss für die Transistorspannung U_{GS} gelten, damit Inversion auftritt?
 Es muss gelten: $U_{GS} > U_{th}$
- Geben Sie eine Begründung dafür ab, ob der Transistor selbstsperrend oder selbstleitend ist!
 Der Transistor ist selbstsperrend da $U_{thn} > 0$ ist.

4.3 Es gelte nun $U_{DS} = 3 \text{ V}$. Vernachlässigen Sie für diesen Aufgabenpunkt die Kanallängenmodulation.

- Bestimmen Sie die Grenze zwischen ohmschen Bereich und Abschnürrbereich!
 $U_{GS} = 3.5 \text{ V}$
- Füllen Sie folgende Tabelle für die Steuerkennlinie aus!

U_{GS} in V	I_d in mA	U_{GS} in V	I_d in mA
0	0	3	2,5
0.5	0	3.5	3,6
1	0,1	4	4,8
1.5	0,4	4.5	6
2	0,9	5	7,2
2.5	1,6		

- Zeichnen Sie in Abbildung 4.2 die Steuerkennlinie ein!
 Siehe Abb. 4.2!

4.4 Kleinsignalverhalten des MOS-Transistors

- Zeichnen Sie das vereinfachte Kleinsignalersatzschaltbild ($U_{SB} = 0\text{V}$) eines MOS-Transistors und bezeichnen Sie die Elemente!
 Siehe Abb. 4.3! C_{GS} - Gate-Source Kapazität; C_{GD} - Gate-Drain Kapazität; C_{DS} - Drain-Source Kapazität; g_m - Steilheit; G_{DS} - Ausgangsleitwert;
- Bestimmen Sie anhand der Transistorgleichungen allgemein die Steilheit eines MOS-Transistor, der sich im Abschnürrbereich befindet!

$$g_m = \frac{\delta I_D}{\delta U_{GS}} \quad (4.3)$$

$$= k_n \cdot (U_{GS} - U_{th}) \cdot (1 + \lambda \cdot U_{DS}) \quad (4.4)$$

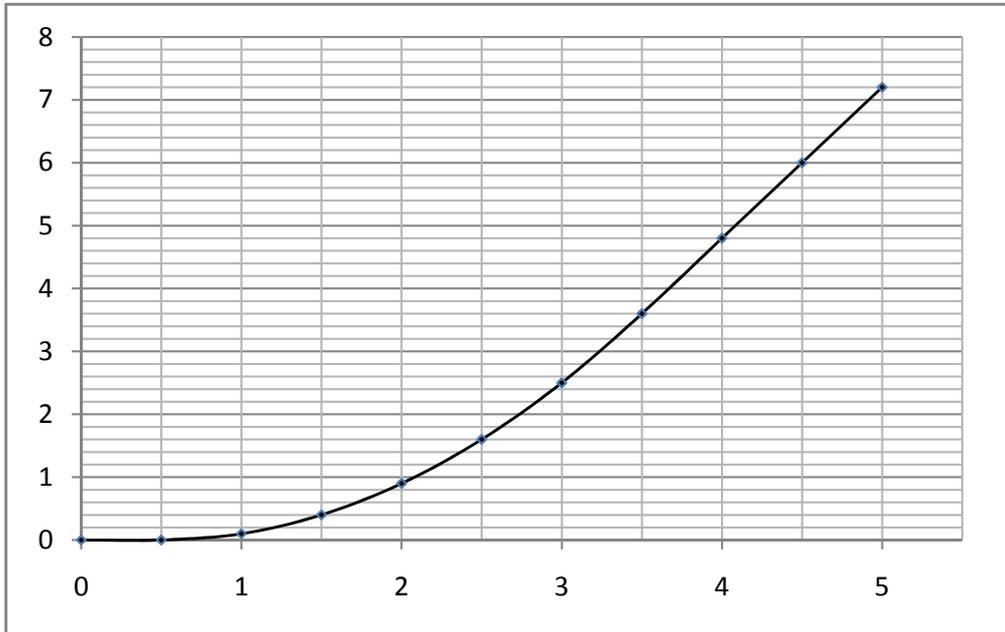


Abbildung 4.2: Steuerkennlinie

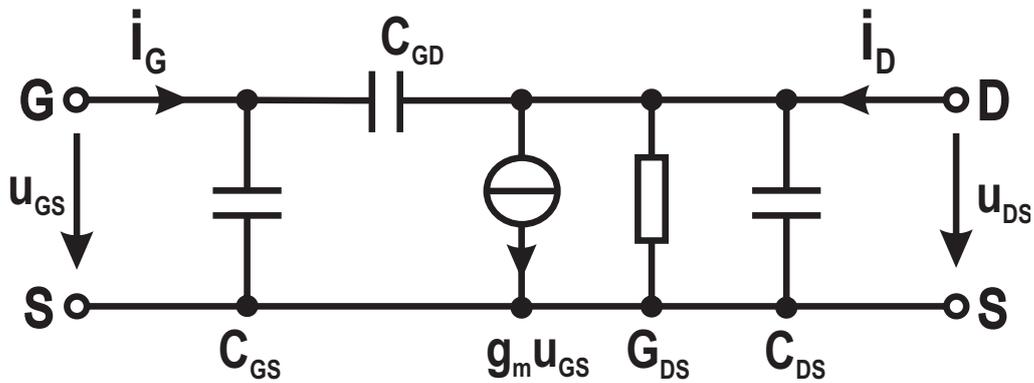


Abbildung 4.3: MOS Kleinsignal-ESB

4.5 In Abbildung 4.4 sehen Sie den MOS-Transistor als vereinfachtes Kleinsignalersatzschaltbild in einer typischen Schaltung.

a) Bestimmen Sie die Eingangsimpedanz der Schaltung in Abbildung 4.4 und trennen

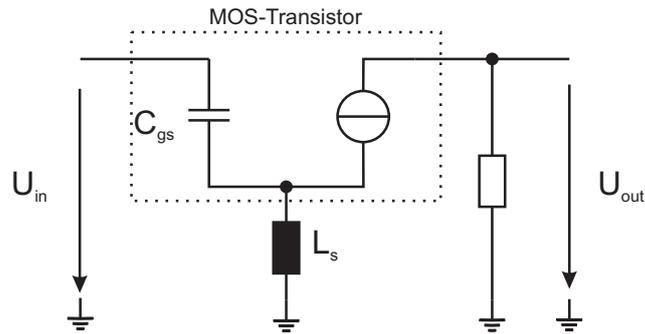


Abbildung 4.4: MOS-Verstärker

Sie die Eingangsimpedanz nach Real- und Imaginärteil auf!

$$Z_{IN} = \frac{U_{IN}}{I_{IN}} \quad (4.5)$$

$$= \frac{\frac{1}{j\omega C_{GS}} \cdot I_{IN} + j\omega L_S \cdot (I_{IN} + g_m \cdot U_{GS})}{I_{IN}} \quad (4.6)$$

$$= \frac{\frac{1}{j\omega C_{GS}} \cdot I_{IN} + j\omega L_S \cdot (I_{IN} + g_m \cdot \frac{I_{IN}}{j\omega C_{GS}})}{I_{IN}} \quad (4.7)$$

$$= \frac{1}{j\omega C_{GS}} + j\omega L_S \cdot \left(1 + g_m \cdot \frac{1}{j\omega C_{GS}}\right) \quad (4.8)$$

$$= \frac{1}{j\omega C_{GS}} + j\omega L_S + \frac{g_m \cdot L_S}{C_{GS}} \quad (4.9)$$

$$= \frac{g_m \cdot L_S}{C_{GS}} + j \cdot \left(\omega L_S - \frac{1}{\omega C_{GS}}\right) \quad (4.10)$$

b) Bei welcher Frequenz wird der Imaginärteil der Eingangsimpedanz zu null?

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{C_{GS} \cdot L_S}} \quad (4.11)$$