

Aus Kapitel 36

Aufgaben

36.1 • Was passiert, wenn eine Diode in Vorwärtsrichtung an eine Spannungsquelle angeschlossen wird, welche genau die Diffusionsspannung U_D liefert?

Resultat: Die Diode wird zerstört

Ausführliche Lösung: Das Anlegen der Diffusionsspannung führt zu einem vollständigen Abbau der Verarmungszone und zu einem vollständigen Abbau der mit ihr verbundenen Potenzialbarriere. Übrig bleibt ein Kurzschluss, welcher den Strom so lange ansteigen lässt, bis etwas zerstört ist. Meist sind dies zuerst die Kontakte.

36.2 •• In welchem Betriebszustand befindet sich ein Leistungs-MOS-Transistor, wenn der größte noch erlaubte Stromfluss herrscht.

Resultat: Der Transistor arbeitet im Abschnürbereich.

Ausführliche Lösung: Leistungs-MOS-Transistoren sind für große Drain-Source-Spannungen U_{DS} ausgelegt. Demgegenüber soll die Steuerspannung U_{GS} klein sein: $U_{GS} \ll U_{DS}$. Hieraus folgt $U_{GD} < 0$, also negativ. Der Inversionskanal ist aber nur vollständig, wenn $U_{GD} > U_{Th}$, also positiv ist. Daher muss der Inversionskanal abgeschnürt sein.

36.3 ••• Bei Thyristoren wird der Zündbeginn oft als Folge einer *Ladungsträgerinjektion* beschrieben. Welche Ladungsträger werden wo hinein injiziert?

Resultat: Bei Thyristoren, deren Gate wie in Abb. 36.17 dargestellt an ein p-Gebiet geschlossen ist, werden Elektronen von der Kathode durch dieses p-Gebiet hindurch in die folgende Sperrschicht injiziert. Im komplementären Fall werden Löcher von der Anode durch das n-Gebiet des Gate-Anschlusses injiziert.

Ausführliche Lösung: Das Zünden des Thyristors ist gleichbedeutend mit dem Überbrücken des mittleren der drei pn-Übergänge. Die äußeren Übergänge sind dabei sowieso in Durchlassrichtung gepolt.

Fließt ein kleiner Strom vom Gate zur Kathode, so dringen Elektronen vom n^+ -Gebiet der Kathode in das angrenzende, sehr dünne p-Gebiet. Bevor sie rekombinieren können, erreichen sie die folgende Verarmungszone. Da p-n-Übergänge grundsätzlich für Minoritätsträger durchlässig sind, kommt es so zu einem Stromfluss durch die in Sperrrichtung gepolte mittlere Diode. Dieser Stromfluss

führt dazu, dass noch mehr Elektronen von der Kathode geliefert werden und in das p-Gebiet einwandern. So verselbstständigt sich der Stromfluss von der Anode zur Kathode und wird vom Strom durch das Gate unabhängig. Der Thyristor wurde *gezündet*.

36.4 • Welcher Zusammenhang besteht bei dem in Abb. 36.8 gezeigten Transistor-Kennlinienfeld zwischen dem Kollektor-Strom I_C und der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} ? Gegeben seien die Versorgungsspannungen $V_{CC} = 12\text{ V}$ und $U_E = 0\text{ V}$ und einem Kollektor-Widerstand von $R_C = 1\text{ k}\Omega$.

Resultat: Es besteht der lineare Zusammenhang

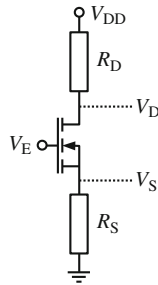
$$I_C = (V_{CC} - U_{CE})/R_C,$$

$$I_C = 12\text{ mA} - \frac{U_{CE}}{1\text{ k}\Omega}.$$

Ausführliche Lösung: Über dem Kollektor-Widerstand R_C fällt die Spannung $V_{CC} - U_{CE} - U_E$ ab. Da $U_E = 0\text{ V}$ ist, bleiben die beiden vorderen Terme übrig. Also ist der Strom $I_C = (V_{CC} - U_{CE})/R_C$. Nun muss nur noch nach I_C aufgelöst werden.

Eingezeichnet in das Kennlinienfeld ergibt sich eine Gerade, welche vom Maximum bei $U_{CE} = 0$ abfällt. Der Schnittpunkt dieser Geraden mit demjenigen Teil der Ausgangskennlinien, welche zum tatsächlichen Basis-Strom gehört, ergibt den tatsächlichen Kollektor-Strom.

36.5 •• Gegeben sei die in der Abbildung gezeigte Schaltung mit $\beta_n = 0,1\text{ mA/V}^2$, $V_{DD} = 3\text{ V}$, $U_{Th} = 0,5\text{ V}$, $R_D = 1\text{ k}\Omega$ und $R_S = 10\text{ k}\Omega$. Bitte bestimmen Sie die Source- und Drain-Potenziale für $V_E = 1,5\text{ V}$. Mit welchem Wert für den Drain-Widerstand würde man bei sonst unveränderter Schaltung ein Drain-Potenzial von 2 V erhalten? Bei welchem Wert für den Drain-Widerstand wäre der Transistor im Übergang zwischen Anlauf- und Abschnürbetrieb?



Eine Schaltung aus zwei Widerständen und einem NMOS-Transistor

Resultat: Wenn man sich die Widerstände ohne Transistor als Spannungsteiler vorstellt, ist der wichtigste Schritt zur Bestimmung des Betriebszustandes getan. Dann muss man überlegen, wie stark der Strom in diesem Zustand vom Drain-Potenzial abhängt.

Ausführliche Lösung: Es sind

$$\begin{aligned} V_S &= 0,27 \text{ V}, \\ V_D &= 2,97 \text{ V}, \\ R_D(V_D = 2 \text{ V}) &= 37,3 \text{ k}\Omega, \\ R_D(\text{Abschnürbereich} \leftrightarrow \text{Anlauf}) &= 74,6 \text{ k}\Omega. \end{aligned}$$

Da $R_S > R_D$, muss das Drain-Potenzial im Falle eines Stromflusses deutlich höher liegen als $V_E = V_{DD}/2$. Die Differenz U_{GD} ist daher negativ, was einen bis ans Drain-Ende reichenden Kanal ausschließt. Gleichzeitig würde aber ein Sperren des Transistors $U_{GS} = V_{DD}/2 > U_{Th}$ bedeuten, sich also selbst ausschließen: Es bleibt der Abschnürbereich als einziger möglicher Betriebszustand.

In diesem Zustand hängt der Strom nur von U_{GS} ab. $V_E - U_{GS}$ ist aber der Wert der Spannung, die über R_S abfällt. Daher gilt mit $U_{GS} = V_E - V_S$:

$$I_D = I(R_S) \rightarrow \frac{\beta}{2}(U_{GS} - U_{Th})^2 = \frac{U_S}{R_S}.$$

In dieser Gleichung sind alle Werte außer V_S bekannt. Das Source-Potenzial folgt also aus der Umstellung der obigen Gleichung. Das Drain-Potenzial folgt dann aus der zweiten Stromidentität:

$$I(R_D) = I(R_S) \rightarrow \frac{V_{DD} - V_D}{R_D} = \frac{V_S}{R_S}.$$

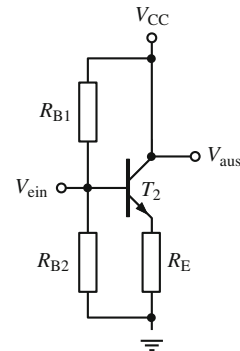
Die Gleichung kann nach V_D aufgelöst werden.

Der Übergang zwischen Anlauf und Abschnürbetrieb folgt aus der gleichen Formel mit der zusätzlichen Bedingung, dass der Kanal gerade bis an das Drain-Ende heranreicht: $V_D = V_{DD}/2 - U_{Th}$:

$$R_D(\text{Abschnürbereich} \leftrightarrow \text{Anlauf}) = R_S \cdot \frac{\frac{V_{DD}}{2} + U_{Th}}{V_S}.$$

36.6 ••• Ein npn-Transistor mit der Stromverstärkung $B = 120$ und einer Basis-Emitter-Spannung von $U_{BE} = 0,6 \text{ V}$ soll in einem $V_{CC} = 5 \text{ V}$ System in Kollektor-Schaltung zur Impedanzwandlung kleiner, periodischer Eingangssignale benutzt werden. Die Abbildung zeigt die Schaltung. Sowohl das Eingangs- als auch das Ausgangssignal werden kapazitiv angebunden. Die Potenziale V_{ein} und V_{aus} werden also nur durch die Transistorschaltung festgelegt. Der zwischen Emitter und Masse geschlossene Ausgangswiderstand beträgt $R_E = 100 \Omega$.

Zeigen Sie, dass der Transistor niemals in Sättigung gehen kann.



Eine Kollektor-Schaltung

Welches Widerstandsverhältnis R_{B1}/R_{B2} darf nicht überschritten werden, damit durch den Transistor mehr als Sperrströme fließen?

Welches Widerstandsverhältnis R_{B1}/R_{B2} muss unter Vernachlässigung des Basis-Stroms für den maximalen Spannungshub gewählt werden?

Resultat: Sättigung ist wegen $U_C > U_B$ ausgeschlossen. Das maximale Widerstandsverhältnis beträgt $R_{B1}/R_{B2} = 6,14$. Für $R_{B1}/R_{B2} = 0,754$ wird der Ausgangshub maximal.

Ausführliche Lösung: Der Kollektor liegt direkt am höchsten in der Schaltung vorhandenen Potenzial V_{CC} . Das Basis-Potenzial liegt aber um den Spannungsbetrag darunter, der am Widerstand R_{B1} abfällt. Daher kann die Basis-Kollektor-Diode niemals in Vorwärtsrichtung gepolt und der Transistor niemals in Sättigung sein.

Zur Bestimmung des maximalen Widerstandsverhältnisses stelle man sich vor, der Widerstand R_{B1} sei variabel und werde von einem kleinen Wert an langsam erhöht. Sein Ansteigen bewirkt ein Sinken von V_{ein} und (wegen der Basis-Emitter-Diode im Transistor) ein dazu parallel Sinken von V_{aus} . Der Emitter-Strom geht gegen null, wenn $V_{\text{aus}} = 0$ wird, also bei $V_{\text{ein}} \approx 0,6 \text{ V}$. Wenn der Emitter-Strom sehr klein ist, ist der Basis-Strom erst recht zu vernachlässigen, und es bleibt der unbelastete Span-

nungsteiler

$$\frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = U_{BE}.$$

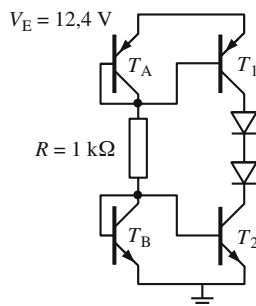
Aufgelöst nach dem Widerstandsverhältnis ergibt sich $R_{B1}/R_{B2} = 6,14$.

Bei einer Kollektor-Schaltung wird die Spannung nicht verstärkt. Die Amplitude der Ausgangsspannung ist also gleich der Eingangsspannung. Beide haben jedoch einen um U_{BE} verschobenen Verlauf. Die maximal Amplitude ist daher genau dann möglich, wenn der Mittelwert von V_{ein} eine halbe Basis-Emitter-Spannung oberhalb von $V_{CC}/2$ und der Mittelwert von V_{aus} eine halbe Basis-Emitter-Spannung unterhalb von $V_{CC}/2$ liegt. Also muss

$$\frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{V_{CC} + U_{BE}}{2}$$

berechnet werden.

36.7 • Die Abbildung zeigt einen doppelt ausgeführten *Stromspiegel*, wie er in Verstärkern genutzt wird. Bitte schätzen Sie ab, welcher Strom durch die beiden Dioden fließt, wenn T_A und T_1 gleiche Transistoren sind und T_B und T_2 ebenfalls. Die Verstärkungen seien so groß, dass die Basis-Ströme vernachlässigbar klein sind.



Ein doppelter Stromspiegel

Resultat: Durch die Dioden fließt ein Strom von 11 mA.

Ausführliche Lösung: Über dem Widerstand fällt eine Spannung von $U_R = V_E - 2U_{Dioden} \approx 11 \text{ V}$ ab, denn dieser Strom muss auch die in Vorwärtsrichtung gepolten Basis-Emitter-Strecken der Transistoren T_A und T_B überwinden. Diese beiden Transistoren sind im Normalbetrieb, denn ihre Basis-Kollektor-Dioden sind kurzgeschlossen und damit nicht in Vorwärtsrichtung gepolt.

Die Transistoren T_1 und T_A haben gleiche Emitter- und Basis-Potenziale. Wenn sie vom gleichen Typ sind, müssen daher auch ihre Basis-Ströme gleich groß sein. Wenn der Early-Effekt zu vernachlässigen ist, müssen dann auch die Kollektor-Stöme gleich groß sein. Eine Schaltung, in der auf diese Weise ein Kollektor-Strom einen

anderen bestimmt, nennt man *Stromspiegel*. Gleiches gilt auch für das Transistoren-Paar T_2 und T_B . Die Schaltung ist also ein doppelt ausgeführter Stromspiegel.

Da die Basis-Ströme in der Gesamtbilanz kaum eine Rolle spielen, müssen die Dioden den gleichen Strom führen wie der Widerstand, also 11 mA.

36.8 •• Durch die Verminderung der Toleranzen eines Herstellungsprozesses für einen CMOS-Mikroprozessor in einer $d = 100 \text{ nm}$ Technologie kann dieser mit einer Versorgungsspannung von 3,3 V statt mit 4 V betrieben werden. Auf welchen Wert wird die Verlustleistung von ursprünglich 20 W sinken? Welche Feldstärke muss das Dünnoxyd bei den beiden Spannungen aushalten?

Resultat: Es gelten $P_{neu} = 13,6 \text{ W}$, $E_{alt} = 40.000 \text{ kV/m}$ und $E_{neu} = 33.000 \text{ kV/m}$.

Ausführliche Lösung: Der Prozessor kann als große Anzahl von (Dünnoxyd-) Kondensatoren betrachtet werden, die über die Source- und Drain-Gebiete der vorgeschalteten Transistoren umgeladen werden. Da ein Kondensator eine Energie von $E_{Kond.} = CU^2/2$ hat, steigt die Verlustleistung proportional zum Quadrat der Versorgungsspannung und proportional zur Taktrate f an:

$$P \sim fU^2.$$

Dabei wäre die quadratische Abhängigkeit von U auch gegeben, wenn man den Prozessor als ohmschen Widerstand betrachten würde. So ergibt sich eine neue Versorgungsspannung von

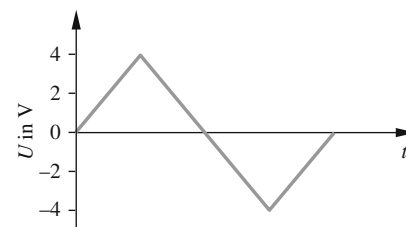
$$P_{neu} = P_{alt} \cdot \left(\frac{U_{neu}}{U_{alt}} \right)^2 = 13,6 \text{ W}.$$

Die Feldstärke im Dünnoxyd ist

$$E = \frac{U}{d} \rightarrow E_{alt} = \frac{4 \text{ V}}{100 \cdot 10^{-9} \text{ m}} = 4 \cdot 10^7 \text{ V/m}$$

und Entsprechendes für die neue Spannung.

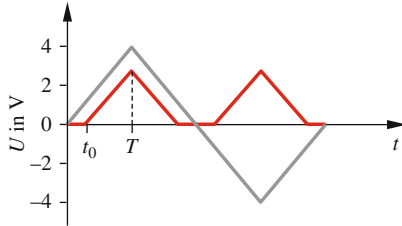
36.9 ••• An einen Dreieck-Spannungsgenerator wird ein Brückengleichrichter geschlossen. Bitte skizzieren Sie zu dem in der Abbildung gezeigten Spannungsverlauf $U(t)$ die Ausgangsspannung unter der Annahme, dass er mit einem Widerstand R belastet ist.



Von einem Dreiecksgenerator gelieferte Spannung mit einer Amplitude von $\hat{U} = 4 \text{ V}$

Wenn Sie vereinfachend annehmen, dass an allen Dioden bei Stromfluss immer eine Kniespannung von $U_{\text{Diode}} \approx 2/3 \text{ V}$ abfällt. Wie groß ist dann der durchschnittliche Leistungs-Wirkungsgrad η des Gleichrichters?

Resultat: Eine Skizze der Spannungsverläufe vor und nach dem Gleichrichter zeigt die Abbildung.



Der Wirkungsgrad beträgt $\eta = 4/7 \approx 57\%$.

Ausführliche Lösung: Solange der Betrag der Eingangsspannung geringer als die doppelte Kniespannung ist, fließt kein nennenswerter Strom. In diesem Bereich ist die Verlustleistung zu vernachlässigen. In den anderen Bereichen ist die Ausgangsspannung etwa $2 \cdot U_{\text{Diode}} \approx 4/3 \text{ V}$ geringer als die Spannung der Quelle.

Ist t_0 die Zeit, ab der ein Strom fließt, und T_0 die Zeit, bei der die Eingangsspannung zum ersten Mal das Maximum von 4 V erreicht, dann können wir in diesem Bereich den Spannungsverlauf vor dem Gleichrichter als $U(t) = \alpha \cdot t$ mit $\alpha = \hat{U}/T_0$ schreiben. In dem Zeitraum

$t_0 = T_0 \cdot 2U_{\text{Diode}}/\hat{U}$ bis T_0 fließt ein Strom $I(t) = (U(t) - 2U_{\text{Diode}})/R$.

Nun wird die zugeführte Energie W_{zu} im Bereich bis T_0 mit der Verlustenergie W_{v} verglichen:

$$W_{\text{zu}} = \int_{t_0}^{T_0} U(t) \cdot I(t) \, dt,$$

$$W_{\text{v}} = \int_{t_0}^{T_0} [U(t) - 2U_{\text{Diode}}] \cdot I(t) \, dt.$$

Die Energien beinhalten die Zeit T und die Größe des Widerstands R . Beim Vergleich kürzen diese sich jedoch heraus, sodass der Wirkungsgrad weder von der Frequenz noch vom Widerstand abhängt:

$$\eta = 1 - \frac{W_{\text{v}}}{W_{\text{zu}}} = \frac{4}{7} \approx 57\%.$$

Der Wirkungsgrad liegt also deutlich unter dem einfachen Spannungsverhältnis $(\hat{U} - 2U_{\text{Diode}})/\hat{U} \approx 67\%$. Diesem Maximalwirkungsgrad könnte man nahekomen, indem das Ausgangssignal mittels eines Kondensators so geglättet wird, dass nur in der Nähe von $\pm \hat{U}$ Ströme fließen. In dem hier gezeigten Beispiel hätten übrigens Schottky-Dioden eine nur etwa halb so große Verlustleistung gehabt.