

4 Transistoren als Schalter

In Kapitel 3 wurde der Transistor als stetig steuerbares Element für den Einsatz als linearer Verstärker betrachtet.

Anders sehen die Anwendungsfälle aus bei denen auf die stetige Steuerbarkeit verzichtet wird. Im Schalterbetrieb wird der Transistor über einer Steuerquelle geschaltet. Dabei sind nur zwei Zustände von Interesse:

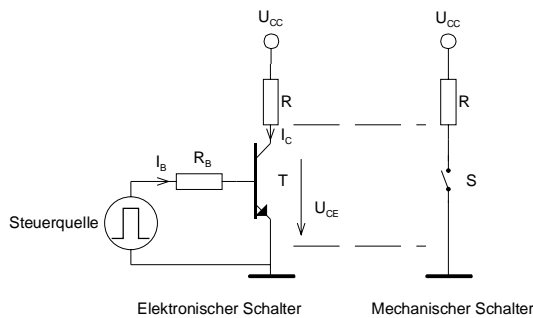


Bild 4.1: Transistor als elektronischer Schalter.

Der Schaltvorgang erfolgt durch Einspeisen des Basisstromes I_B .

1. Durchgeschalteter Zustand. Der Innenwiderstand, d. h. der Spannungsabfall U_{CE} soll möglichst klein sein.
2. Gesperrter Zustand. Der Innenwiderstand, d.h. der Reststrom I_{C0} soll möglichst klein sein .

Wesentlich für den Schalterbetrieb ist, dass der Wechsel vom gesperrten Zustand in den durchgeschalteten Zustand und umgekehrt sprunghaft erfolgt. Daraus ergeben sich zwei Arbeitspunkte A_1 und A_2 :

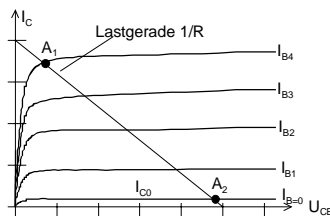


Bild 4.2 Arbeitspunkte beim Schalterbetrieb.

Im Ausgangskennlinienfeld verkörpern die Schnittpunkte der mit Lastgeraden die Arbeitspunkte.
 A_1 : Durchgeschalteter Zustand.
 A_2 : Gesperrter Zustand.

Vom Prinzip her eignet sich der Bipolartransistor nur zum Schalten von Gleichströmen. Dabei gelten teilweise ähnliche Zusammenhänge wie beim Einsatz als Verstärker. Grosse Unterschiede ergeben sich aber aus dem Sachverhalt, dass beim Einsatz als Schalter ein spezieller Grosssignalbetrieb vorliegt. Die Parameter U_{BE} , H_{FE} , etc. verändern sich mitunter erheblich in den beiden Arbeitspunkten. Ebenso sind bei schnellen Schalteranwendungen die Kapazitäten und daraus resultierende Schaltzeiten und Verluste von Bedeutung.

Die nachfolgenden Abschnitte geben einen Überblick über die statische dynamische Dimensionierung von Schalteranwendungen mit Bipolartransistoren. Nicht betrachtet werden JFET und MOSFET als Schalter. Für diese gelten wiederum andere Zusammenhänge und Dimensionierungsgrundlagen.

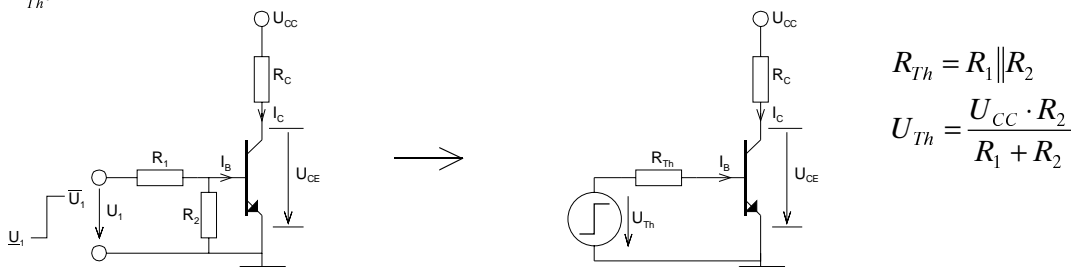
4.1 Grundlagen

Ein realer mechanischer Schalter wie in hat im eingeschalteten Zustand einige $m\Omega$ Übergangswiderstand und im ausgeschalteten Zustand $>100M\Omega$. Diese Werte können mit Transistoren nicht erreicht werden. Jedoch kann man im Gegensatz zum mechanischen Schalter mit einem Transistor praktisch träge los Schalten.

Für Schalteranwendungen werden oft spezielle Schalttransistoren erhältlich. Sie unterscheiden sich von den Typen für Verstärkeranwendungen dahingehend, dass gewisse Parameter, wie Basisbahnwiderstand, maximale Sättigungsspannung, etc. optimiert wurden, so dass kleine Schaltzeiten und Durchschaltverluste erreicht werden. Mit Bipolartransistoren Spannungen bis etwa 1500V direkt schaltbar. Schalttransistoren werden mittlerweile ausschliesslich in Si-Technologie gefertigt.

Die Grundsaltung ist eine Emitterschaltung bei der, der Transistor in der Regel über einen Spannungsteiler angesteuert wird.

Wir untersuchen die statischen Zusammenhänge mit Hilfe einer Ersatzquelle U_{Th} mit Innenwiderstand R_{Th} :



Transistor gesperrt (Cutoff):

$$U_{BE} = U_Q + I_{CB0} \cdot R_B < 0.2V$$

$$I_C \approx I_{CB0} \approx -I_B$$

Gesperrter Zustand (4.1)

(4.2)

Oder idealisiert, wenn Restströme vernachlässigt werden:

$$I_B = 0$$

$$I_C = 0$$

$$U_{CE} = U_{CC}$$

**Gesperrter Zustand
(idealisiert)**

(4.3)

(4.4)

(4.5)

Bei einem guten Si-Transistor als Schaltelement kann ohne weiteres die Vereinfachung verwendet werden.

Transistor durchgeschaltet, gesättigt (Saturated):

$$I_{Bsat} = \overline{I_B} = \frac{\overline{U_Q} - U_{BEsat}}{R_{Th}}$$

$$I_{Csat} = \overline{I_C} = \frac{U_{CC} - U_{CEsat}}{R_C}$$

$$I_{Csat} = m \cdot I_{Bsat} = \frac{H_{FE}}{m} I_B$$

m : Übersteuerungsfaktor (≥ 1)

I_{Bsat} : I_B , das zum Erreichen der Sättigung notwendig ist

Durchgeschalteter Zustand

(4.6)

(4.7)

(4.8)

Durch Übersteuern kann die zu Beginn der Sättigung recht hohe $U_{CE} \approx 0.7V$ bis auf Werte in der Größenordnung 0.1,...,0.3V weiter abgesenkt werden. Damit werden Durchschaltverluste herabgesetzt. Durchschaltverluste sind statische Verluste die in Form von abzuführender Verlustleistung anfallen. Für den Betrieb als Schalter gilt:

$$P_D = U_{CEsat} \cdot I_{Csat} \quad [W] \quad \textbf{Durchschaltverluste} \quad (4.9)$$

Die im Sperrzustand anfallende Leistung, hervorgerufen durch die Restströme, ist nicht von Bedeutung, da andernfalls die Funktion als Schalter in Frage gestellt werden müsste.

4.1.1 Sättigung

Wir sprechen von Sättigung, wenn die Kollektor-Basisspannung U_{CB} das Vorzeichen wechselt, d.h. bei einem NPN-Transistor $U_{CB} \leq 0V$ wird.

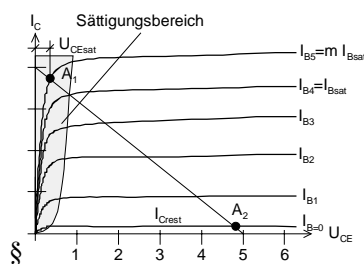


Bild 4.3: Sättigungsbereich im Ausgangskennlinienfeld.

Für das Erreichen der Sättigung ist ein Basisstrom I_{Bsat} erforderlich. Durch Erhöhen des Basisstromes (übersteuern) kann die Sättigungsspannung U_{CE} weiter vermindert werden.

Im Sättigungsbereich gilt für den Kollektorstrom:

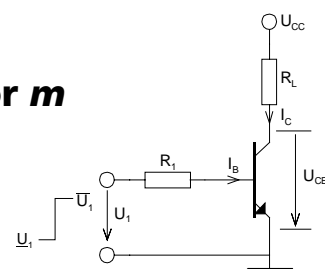
$$I_{Csat} = \frac{H_{FE}}{m} \cdot I_{Bsat} \quad m: \text{Übersteuerungsfaktor} (\geq 1) \quad (4.10)$$

I_{Bsat} verkörpert den Mindestwert des Basisstromes, der zum Erreichen der Sättigung notwendig ist. Er bewirkt, dass $U_{CB} = 0V$ wird und der Eintritt in den Sättigungsbereich erfolgt. Der Übersteuerungsfaktor m besagt um wie viel der tatsächlich fließende Basisstrom grösser ist als der Mindeststrom I_{Bsat} .

Somit wird mit Gl. (4.8) der Übersteuerungsfaktor m :

$$m = \frac{H_{FE} \cdot R_L}{R_1} \frac{\bar{U}_1 - U_{BEsat}}{U_{CC} - U_{CEsat}} \quad \textbf{Übersteuerungsfaktor } m \quad (4.11)$$

$$\approx \frac{H_{FE} \cdot R_L}{R_1} \frac{\bar{U}_1}{U_{CC}} \quad (\bar{U}_1 \gg U_{BEsat} \text{ und } U_{CC} \gg U_{CEsat}) \quad (4.12)$$



Durch Erhöhen des Übersteuerungsfaktors m kann das zu Beginn der Sättigung recht hohe $U_{CE} \approx 0.7V$ bis auf Werte in der Größenordnung 0.1,...,0.3V abgesenkt werden. Damit werden Durchschaltverluste herabgesetzt. In der Digitaltechnik werden Schalttransistoren vielfach übersteuert. Üblich sind Low-Werte für $U_{CE} \approx 0.2V$.

Mit zunehmender Sättigung verschlechtern sich die Umschaltzeiten. Beim Umschalten müssen die in der BE-Zone eingelagerten Ladungsträger zuerst wieder ausgeräumt werden.

Für statische Anwendungen, wo primär Durchschaltverluste minimiert werden sollen und ein rasches Umschalten eher sekundär ist, wird man ein grösseres m wählen um U_{CEsat} möglichst tief zu halten.

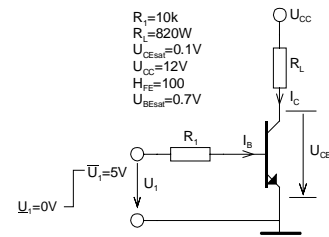
Beispiel 4.1: Berechnen des Übersteuerungsfaktors m .

Bestimmen Sie den Übersteuerungsfaktor m für folgende Schaltung, wenn die Eingangsspannung auf $\bar{U}_1 = 5V$ wechselt!

Lösung:

Der Übersteuerungsfaktor m wird mit Gl. (4.11) direkt:

$$m = \frac{H_{FE} \cdot R_L}{R_1} \frac{\bar{U}_1 - U_{BEsat}}{U_{CC} - U_{CEsat}} = \frac{100 \cdot 820}{10K} \frac{5 - 0.7}{12 - 0.1} \left[\frac{\Omega \cdot V}{\Omega \cdot V} \right] = 2.96$$



4.2 Schaltzeiten

Das Schaltverhalten und damit die Schaltzeiten werden primär durch die Transistorkapazitäten beeinflusst. Wir beschreiben das Schaltverhalten mit gesamthaft sechs Schaltzeiten:

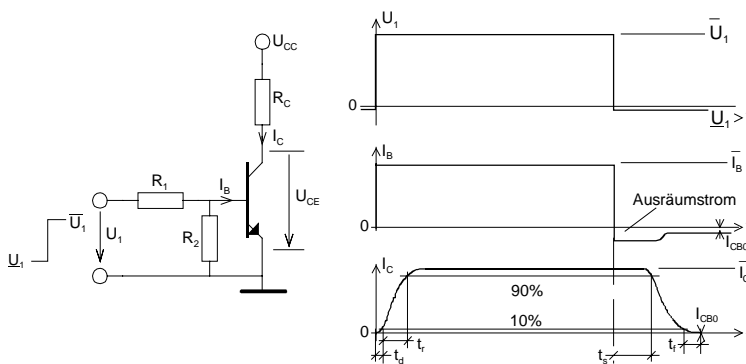


Bild 4.4: Typisches Schaltverhalten eines mittelschnellen Si-Transistors.

Wir erkennen beim Einschalten die Verzögerungszeit t_d . Sie besagt, wie lange es dauert bis der Kollektorstrom auf 10% angestiegen ist. Die Anstiegszeit t_r wird in den Punkten 10%-90% gemessen. Bei Sättigung folgt beim Ausschalten der Kollektorstrom nicht sofort dem Eingangssignal. Zuerst müssen die in der Diffusionskapazität eingelagerten Ladungsträger ausgeräumt werden. Dies geschieht mit dem Ausräumstrom. In dieser Zeit bleibt der Kollektorstrom praktisch konstant. Nach Ablauf der Speicherzeit t_s ist der Kollektorstrom um 10% gefallen. Wird der Transistor nicht gesättigt, ist die Speicherzeit t_s null. Die Abfallzeit t_f beschreibt den Zeitabschnitt, den der Kollektorstrom braucht, um von 90% auf 10% abzufallen.

Beim Schalterbetrieb sind je nach Lage des Arbeitspunktes die folgenden Kapazitäten relevant:

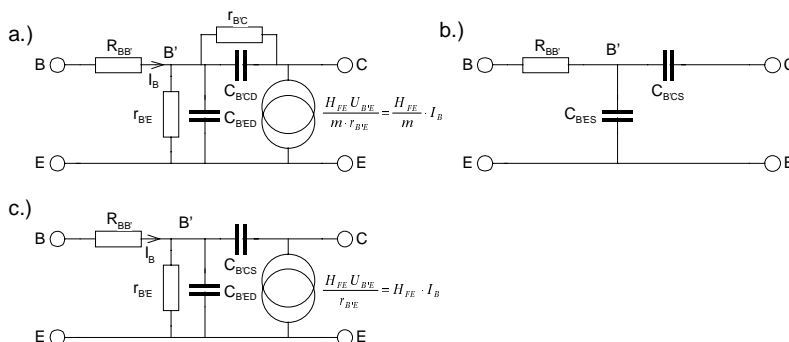


Bild 4.5: Hybrid-II-Ersatzschaltbilder des Transistor in Emitterschaltung.

Für das Schalten aus dem gesperrten Zustand sind C_{BES} , die Kapazität der gesperrten BE-Diode, und C_{BCS} die Kapazität der gesperrten BC-Diode, sowie der Basisbahnwiderstand R_{BB} .

Während des Umschaltens befindet sich der Transistor kurzzeitig im aktiven Zustand. Hierbei sind nach Bild c.) die Diffusionskapazität $C_{B'ED}$ BE-Diode mit dem parallel geschalteten differentiellen Widerstand r_{BE} von Bedeutung. Die BC-Diode ist im aktiven Zustand gesperrt und mit der Sperrschichtkapazität $C_{B'CS}$ dargestellt. Im Ausgangskreis wird mit der gesteuerten Konstantstromquelle ein Kollektorstrom mit $I_C = H_{FE} \cdot I_B$ erzeugt.

Im gesättigten Zustand sind beide Dioden in Durchlassrichtung gepolt. Sie werden durch die beiden Diffusionskapazitäten $C_{B'ED}$ und $C_{B'CD}$ verkörpert. Bei Sättigung ist der notwendige Basisstrom I_B zur Erreichung von I_{Csat} um den Übersteuerungsfaktor m grösser. Diese Eigenschaft kann man auch durch $H_{FEsat} = \frac{H_{FE}}{m}$ charakterisieren, wie im Bild a.) in der Konstantstromquelle im Kollektorkreis gezeigt.

Eine qualitative Betrachtung des Schaltverhaltens zeigt folgenden Verlauf, wenn am Eingang ein rechteckförmiger Impuls angelegt wird:

4.2.1 Schaltvorgang: Gesperrt->gesättigt

Unmittelbar nach dem Einschalten zum Zeitpunkt t_e fliesst noch kein Kollektorstrom I_C . Zuerst müssen die beiden Sperrschichtkapazitäten $C_{B'ES}$ und $C_{B'CS}$ umgeladen werden. Es fliesst ein erhöhter aber schnell abklingender kapazitiver Ladestrom in die Basis. Dies geschieht in der Verzögerungszeit t_d , wie im nachfolgenden Bild ersichtlich.

Nach Ablauf der Verzögerungszeit t_d sind die Kapazitäten $C_{B'E}$ und $C_{B'C}$ umgeladen und der Transistor kommt in den aktiven Bereich. Es werden Elektronen in die Basis injiziert und es beginnt merklich Kollektorstrom I_C zu fließen. Dabei wird auch die BC-Diffusionskapazität aufgeladen. Der Stromfluss im Kollektor steigt recht steil an und erreicht nach Ablauf der Anstiegszeit t_r 90% des Endwertes I_{Cmax} . Beim Zeitpunkt t_u hat der Transistor die Übersteuerungsgrenze erreicht und ist gesättigt. Der Kollektorstrom kann nicht weiter ansteigen, weil er durch den Kollektorwiderstand begrenzt wird. Würde keine Begrenzung erfolgen, würde bei gegebenem Basisstrom der Kollektorstrom der strichlierten Linie entsprechen.

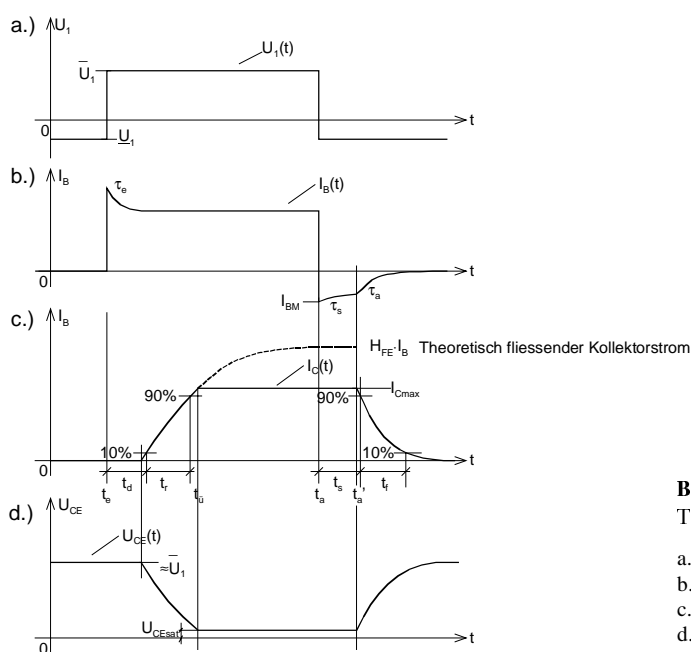


Bild 4.6: Impulsdiagramm zum Ein- und Ausschaltverhalten des Transistors.

- a.) Eingangsimpuls, Rechteck $U_i(t)$
- b.) Zeitlicher Verlauf des Basisstromes $I_B(t)$
- c.) Zeitlicher Verlauf des Kollektorstromes $I_C(t)$
- d.) Zeitlicher Verlauf der Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CE}(t)$

4.2.2 Schaltvorgang: Gesättigt-> gesperrt

Der Transistor ist gesättigt und leitend. Es fliesst der konstante Kollektorstrom $I_{Cmax}=I_{Csat}$. Zum Zeitpunkt t_a wird die Eingangsspannung der Schaltstufe vom Ein-Pegel \bar{U}_1 auf den Aus-Pegel \underline{U}_1 gelegt. Der Basisstrom kehrt die Fliessrichtung um und es fliesst ein negativer Ausräumstrom aus der Basis heraus. Hierbei entladen sich die beiden Diffusionskapazitäten $C_{B'ED}$ und $C_{B'CD}$. Beide Kapazitäten waren vorher auf die Spannung $U_{BEsat} \approx 0.7V$ aufgeladen. Der Spitzenwert des Ausräumstromes wird deshalb:

$$I_{BM} = \frac{|\underline{U}_1| + U_{BEsat}}{R_1 + R_G + R_{BB'}} \quad [A_S] \quad \textbf{Ausräumstrom} \quad (4.13)$$

$$\approx \frac{|\underline{U}_1| + 0.7V}{R_1} \quad [A_S] \quad (R_{BB'}, R_G \text{ klein}) \quad (4.14)$$

Während der Speicherzeit wird die Diffusionskapazität $C_{B'CD}$ entladen. Die CB-Diode ist in diesem Zeitabschnitt noch leitend und daher bleibt sowohl der Kollektorstrom $I_{Cmax}=I_{Csat}$ wie die Kollektor-Emitterspannung U_{CEsat} praktisch unverändert. Der Basisstrom nimmt während der Speicherzeit exponentiell mit der Zeitkonstante τ_s ab:

$$\tau_s = (R_G + R_1 + R_{BB'})(C_{B'CD} + C_{B'ED}) \quad (4.15)$$

Zum Zeitpunkt t_a' ist die Diffusionskapazität entladen und die CB-Diode sperrt wieder. Der Transistor kommt erneut in den aktiven Bereich. Während der Abfallzeit werden die restlichen Elektronen aus der Basis transportiert und somit die Diffusionskapazität $C_{B'ED}$ mit der Zeitkonstanten τ_a entladen. Der Kollektorstrom wird immer kleiner bis er schlussendlich den Wert des Reststromes erreicht. Abschliessend sind die beiden Sperrschichtkapazitäten $C_{B'CS}$ und $C_{B'ES}$ auf die Spannung \underline{U}_1 geladen worden.

4.2.3 Berechnung von Schaltzeiten

Die Schaltzeiten t_p , t_s und t_a können einigermassen exakt berechnet werden. Grundlage hierfür sind die in Kap. 4.2 gezeigten Hybrid-II-Ersatzschaltbilder. Ohne näher auf die Herleitung einzugehen, benutzen wir mit einem Formelsatz, der für die Praxis hinreichend genau ist. Detaillierte Betrachtungen zu dieser Thematik sind in [10] aufgeführt.

Wir definieren einen Ausschaltfaktor K_A , die Grenzkreisfrequenzen ω_{α_N} der Basisschaltung im Normalbetrieb und Inversbetrieb ω_{α_I} :

$$K_A = \frac{h_{fe} R_L |\underline{U}_1|}{R_1 U_{CC}} \quad (h_{fe}: \text{Wechselstromverstärkung } h_{21e}) \quad (4.16)$$

$$\omega_{\alpha_N} = \frac{1}{r_{B'E} C_{B'ED}} = \frac{I_E}{U_T C_{B'ED}} \quad \textbf{Abschaltfaktor} \quad (4.17)$$

$$\omega_{\alpha_I} = \frac{1}{r_{CB'} C_{B'CD}} = \frac{I_C}{U_T C_{B'CD}} \quad \textbf{Grenzkreisfrequenzen} \quad (4.18)$$

K_A ist als eine Art Übersteuerungsfaktor für das Abschalten zu interpretieren.

Die Verzögerungszeit t_d berechnet sich dann:

$$t_d = \left[2R_1 C_{B'ES} + (R_1 + R_L) C_{B'CS} \right] \ln \left(1 + \frac{K_A}{m} \right) \quad \textbf{Verzögerungszeit} \quad (4.19)$$

In die Verzögerungszeit gehen nur die beiden Sperrschichtkapazitäten ein.

Die Anstiegszeit t_r :

$$t_r = h_{fe} \left(2R_L C_{B'CS} + \frac{1}{\omega_{\alpha N}} \right) \ln \left(\frac{m-0.1}{m-0.9} \right) \quad \textbf{Anstiegszeit} \quad (4.20)$$

Zur Berechnung ist die wirksame Zeitkonstante an der Basis des Transistors massgebend. Sie wird durch die reziproke Grenzkreisfrequenz $\omega_{\alpha N}$ dargestellt. Zusätzlich muss noch die Sperrschichtkapazität $C_{B'CS}$ entladen werden.

Die Speicherzeit t_s :

$$t_s = \left(\frac{1}{\omega_{\alpha N}} + \frac{1}{\omega_{\alpha I}} \right) \ln \left(\frac{m+K_A}{1+K_A} \right) \quad \textbf{Speicherzeit} \quad (4.21)$$

Während der Speicherzeit leiten sowohl die BE-Diode wie auch die BC-Diode. Deshalb werden hier beide Grenzkreisfrequenzen $\omega_{\alpha N}$ (Normalbetrieb) und $\omega_{\alpha I}$ (Inversbetrieb) berücksichtigt.

Die Abfallzeit t_a :

$$t_a = h_{fe} \left(2R_L C_{B'CS} + \frac{1}{\omega_{\alpha N}} \right) \ln \left(\frac{K_A - 0.1}{K_A - 0.9} \right) \quad \textbf{Abfallzeit} \quad (4.22)$$

Im aktiven Zustand während der Abfallzeit ist wiederum nur die BE-Diode leitend und somit nur die Zeitkonstante $\omega_{\alpha N}$ wirksam. Die Sperrschichtkapazität $C_{B'CS}$ muss ebenfalls noch aufgeladen werden.

Beispiel 4.2: Berechnung von Transistorschaltzeiten.

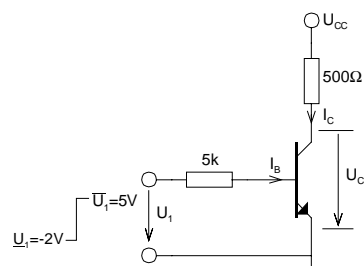
Ein Transistor mit den Daten:

$$h_{fe} = H_{FE} = 100$$

$$\omega_{\alpha N} = 10^9 \text{ s}^{-1} \quad \omega_{\alpha I} = 10^8 \text{ s}^{-1}$$

$$C_{B'ES} = 10 \text{ pF} \quad C_{B'CS} = 5 \text{ pF}$$

$$U_{CEsat} = 0.1 \text{ V} \quad U_{BEsat} = 0.7 \text{ V}$$



Wird in obengestehender Schaltung betrieben. Die Versorgungsspannung U_{CC} beträgt 5V. Die Eingangsspannung U_i wird zwischen $\underline{U}_i = -2\text{V}$ und $\overline{U}_i = U_{CC} = 5\text{V}$ geschaltet. Man berechne die Schaltzeiten t_d , t_r , t_s und t_f .

Lösung:

Der Ausschaltfaktor und der Übersteuerungsfaktor werden:

$$K_A = \frac{h_{fe} R_L}{R_1} \frac{|U_1|}{U_{CC}} = \frac{100 \cdot 500 \cdot |-2|}{10K \cdot 5} = 2$$

$$m = \frac{H_{FE} \cdot R_L}{R_1} \frac{\bar{U}_1 - U_{BEsat}}{U_{CC} - U_{CEsat}} = \frac{100 \cdot 500 (5 - 0.7)}{10K (5 - 0.1)} = 4.39$$

Die Schaltzeiten ergeben sich nachher direkt:

$$t_d = [2R_1 C_{BES} + (R_1 + R_L) C_{B'CS}] \ln \left(1 + \frac{K_A}{m} \right) = [2 \cdot 10K \cdot 10 \cdot 10^{-12} + (10K + 500) \cdot 5 \cdot 10^{-12}] \ln \left(\frac{m - 0.1}{m - 0.9} \right) = 94.83ns$$

$$t_r = h_{fe} \left(2R_L C_{B'CS} + \frac{1}{\omega_{\alpha N}} \right) \ln \left(\frac{m - 0.1}{m - 0.9} \right) = 100 \left(2 \cdot 500 \cdot 5 \cdot 10^{-12} + \frac{1}{10^9} \right) \ln \left(\frac{4.39 - 0.1}{4.39 - 0.9} \right) = 123.9ns$$

$$t_s = \left(\frac{1}{\omega_{\alpha N}} + \frac{1}{\omega_{\alpha I}} \right) \ln \left(\frac{m + K_A}{1 + K_A} \right) = \left(\frac{1}{10^9} + \frac{1}{10^8} \right) \ln \left(\frac{4.39 + 2}{1 + 2} \right) = 10.82ns$$

$$t_a = h_{fe} \left(2R_L C_{B'CS} + \frac{1}{\omega_{\alpha N}} \right) \ln \left(\frac{K_A - 0.1}{K_A - 0.9} \right) = 100 \left(2 \cdot 500 \cdot 5 \cdot 10^{-12} + \frac{1}{10^9} \right) \ln \left(\frac{2 - 0.1}{2 - 0.9} \right) = 193.66ns$$

Würde die Eingangsspannung zwischen 0 und 5V geschaltet, ergäbe sich ein $K_A=0$. Somit würde die Verzögerungszeit t_d entfallen, denn die Sperrschichtkapazitäten brauchten in diesem Fall nicht umgeladen zu werden.

4.3 Verbesserung des Schaltverhaltens

Obwohl der Transistor in sehr kurzer Zeit schalten kann, sind diese Schaltzeiten doch noch im Bereich von einigen 100ns für normale Si-Transistoren und im 10ns-Bereich für schnelle Schalttransistoren.

Diese Zeitangaben variieren stark mit Transistortyp und Dimensionierung.

Durch verschiedene schaltungstechnische Massnahmen kann das Ein- und Ausschaltverhalten verbessert werden, teilweise sogar erheblich.

4.3.1 Beschleunigungskondensator

Durch Zuschalten eines Parallelkondensators C zum Basiswiderstand verkürzen sich die Anstiegs-, Speicher- und Abfallzeiten (t_r, t_s, t_f)

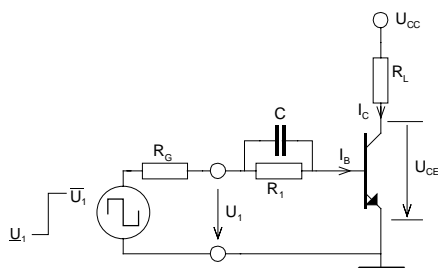


Bild 4.7: Verbesserung des Schaltverhaltens mit einem Beschleunigungskondensator.

Durch Parallelschalten eines Kondensators C zum Basiswiderstand R_1 können die Ein- und Ausschaltzeiten z.T. erheblich reduziert werden.

Der Kondensator bewirkt, dass zu Beginn des Umschaltens ein grösserer Basisstrom fließen kann. Der Transistor wird also im Umschaltmoment stark übersteuert.

Einschalten

Zum Zeitpunkt $t=0$ stellt der Kondensator einen Kurzschluss dar und der maximale Basisstrom I_{Bmax} wird:

$$I_{Bmax} = \frac{\bar{U}_1 - U_{BEsat}}{R_G} \quad (4.23)$$

Der Basisstrom klingt näherungsweise exponentiell mit der Zeitkonstanten τ_e

$$\tau_e = \frac{R_G \cdot R_1}{R_G + R_1} C \quad (4.24)$$

ab und erreicht den kleineren statischen Wert:

$$I_B = \frac{\bar{U}_1 - U_{BEsat}}{R_G + R_1} \quad (4.25)$$

Die Zeitkonstante τ_e sollte so gewählt werden, dass die starke Übersteuerung während des gesamten Anstiegs anhält. Deshalb sollte die Zeitkonstante τ_e wesentlich grösser als die Anstiegszeit t_r gewählt werden.

Ausschalten

Der Beschleunigungskondensator hat sich auf die Spannung

$$U_C = \frac{R_1(\bar{U}_1 - U_{BEsat})}{R_1 + R_G} \quad (4.26)$$

aufgeladen. Nun springt die Generatorspannung auf \underline{U}_1 , in der Regel 0V, zurück. An der Basis entsteht ein negativer Spannungssprung der Höhe $U_C + \underline{U}_1$. Durch die Kondensatorladung entsteht ein grosser, als Ausräumstrom wirkender Basisstrom. Er verkürzt sowohl die Speicher, wie auch die Abfallzeit (t_s, t_f).

Bemessung des Kondensators

Der Kondensator C ist so zu bemessen, dass beim Einschalten hinreichend lange grosse Übersteuerung gewährleistet ist und ein hinreichend grosser Ausräumstrom beim Ausschalten fliessen kann. Eine Vergrösserung des Kondensators bewirkt aber eine Reduktion der möglichen Schaltfolgefrequenz, da bei jedem Schaltvorgang der Kondensator geladen/ entladen werden muss.

Legt man 10% Restladung zu Grunde kann man folgende Dimensionierungsgleichung herleiten:

$$C \leq 0.22 \frac{R_{BB'} + R_1}{R_{BB'} \cdot R_1 \cdot f_{max}} \quad f_{max} = \text{Maximale Umschaltfrequenz} \quad (4.27)$$

Meist liegt der Kondensator in der Grössenordnung von 50...500pF.

4.3.2 Folgeschaltung

Eine wesentliche Reduktion der Schaltzeiten kann erreicht werden, wenn man dafür sorgt, dass der Transistor gerade nicht gesättigt wird. Dadurch entfällt die Speicherzeit t_s . Nachteilig ist hier das etwas höhere U_{CE} im durchgeschalteten Zustand.

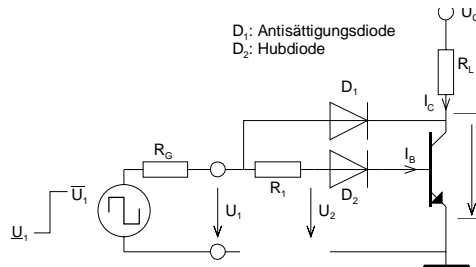


Bild 4.8: Verbesserung des Schaltverhalten mit einer Folgeschaltung.

Durch Zufügen zweier Dioden D_1 , D_2 wird verhindert, dass der Transistor gesättigt wird.

Sobald der Transistor die Sättigungsgrenze überschreitet wird $U_{CB} < 0$ und die Diode D_1 leitend. Über die Diode fließt der überschüssige Basisstrom ab. Damit dies früh genug geschieht, wird mit Diode D_2 Das Anodenpotenzial von D_1 angehoben.

Man wählt in dieser Schaltung R_L klein, um eine grosse Übersteuerung und damit ein kurze Anstiegszeit zu erhalten. Der Transistor beginnt zu leiten und U_{CE} fällt rasch auf den Wert von $\approx 0.7V$. An der BE-Diode und der Diode D_2 bauen sich ebenfalls je etwa $0.7V$ auf, so dass U_2 ca. $1.4V$ wird. Nun beginnt D_1 zu leiten. Sinkt U_{CE} nun noch weiter, fällt U_2 noch weiter ab und verringert somit den Basisstrom. Man erkennt, dass der Transistor nicht gesättigt werden kann. Diese Schaltung hat aufgrund der fehlenden Speicherzeit und für das rasche Umschalten doch vorhandenen Übersteuerung kurze Schaltzeiten.

Die Durchschaltverluste sind aber aufgrund des höheren U_{CE} im durchgeschalteten Zustand grösser.

Um kurze Schaltzeiten zu erreichen müssen schnelle Dioden verwendet werden, z.B. Schottky-Dioden. Bei Schottky-Dioden kann ev. sogar die Hubdiode entfallen und man erhält ein etwas kleineres U_{CE} .