


<b>Labor</b> <b>Elektronische Schaltungen</b>  Prof. Dr. P. Stuwe Dipl.-Ing. B. Ahrend	<b>Ostfalia</b> Hochschule für angewandte Wissenschaften 
<b>Versuch 3: Halbleiterbauelemente im Schaltbetrieb</b>	

## 1 Einführung

Zu den wichtigsten Anwendungen von Bipolartransistoren (Bipolar Junction Transistor, BJT) und Feldeffekttransistoren (Field Effect Transistor, FET) zählt das elektronische Schalten. Im Unterschied zum mechanischen Schalten über metallische Kontakte in elektrischen Schaltern oder zum elektromechanischen Schalten mit Relais entfallen hierbei alle Probleme, die im Zusammenhang mit der Unzuverlässigkeit von zwei Metalloberflächen stehen, die sich im zugeschalteten Zustand berühren und im ausgeschalteten Zustand nicht. Probleme wie verschmutzte, verkohlte oder korrodierte Kontakte werden beim elektronischen Schalten prinzipbedingt vermieden. Diesen grundsätzlichen Vorteilen stehen aber auch ein paar Nachteile gegenüber:

Ist ein mechanischer Schalter im Zustand AUS, fließt auch kein Strom; es sei denn der Bereich zwischen den Kontakten ist so verschmutzt, dass daraus eine endliche elektrische Leitfähigkeit resultiert oder es hat sich zwischen den Kontakten ein Lichtbogen gebildet, der auch für eine gewisse Zeit einen Strom fließen lässt. Aber diese eher pathologischen Problemfälle sind nicht die Regel. In der Regel bedeutet Schaltzustand AUS auch, dass der Strom unterbrochen ist.

Im Schaltzustand EIN weisen gute mechanische Schalter einen so geringen Übergangswiderstand ihrer sich berührenden Kontaktflächen auf, dass die Kontaktspannung, die an ihnen bei einem Stromfluss durch den Schalter abfällt, vernachlässigbar klein ist. Auch dieses ändert sich, wenn z.B. nach längeren Betriebszeiten die Kontakte korrodiert, verdreckt oder verkohlt sind. Aber bei einem guten mechanischen oder elektromechanischen Schalter, brauchen wir der vernachlässigbar kleinen Kontaktspannung i. d. R. keine besondere Aufmerksamkeit zu schenken.

Diese Vorteile sind bei elektronischen Schaltern mit Transistoren nicht ganz so ausgeprägt: Werden sie im Schaltzustand EIN von einem Strom durchflossen, besitzt ihre „Schaltstrecke“ (CE-Strecke im BJT oder DS-Strecke im FET) einen endlich großen Durchgangswiderstand, dessen Größe vom gewählten Arbeitspunkt abhängt und der nicht so klein ist, dass wir ihn a priori vernachlässigen dürfen. Der Schaltzustand AUS kann elektronisch etwas besser realisiert werden. Sowohl im BJT als auch im FET kann der Ausgangsstrom durch geeignete Maßnahmen auf sehr kleine Restwerte reduziert werden.

Die typischen Vorteile von FET gegenüber BJT liegen in ihrer nahezu leistungslosen Steuerbarkeit und in kürzeren Schaltzeiten, da die Gate-Drain- bzw. Gate-Source-Kapazitäten oft kleiner als die Basis-Emitter-Diffusionskapazität eines BJT ausfallen. BJT weisen dagegen oft geringere Restspannungen  $U_{CE, \text{Sat}}$  über der CE-Schaltstrecke auf, bieten damit einen niederohmigeren Durchgangswiderstand im Schaltzustand EIN.

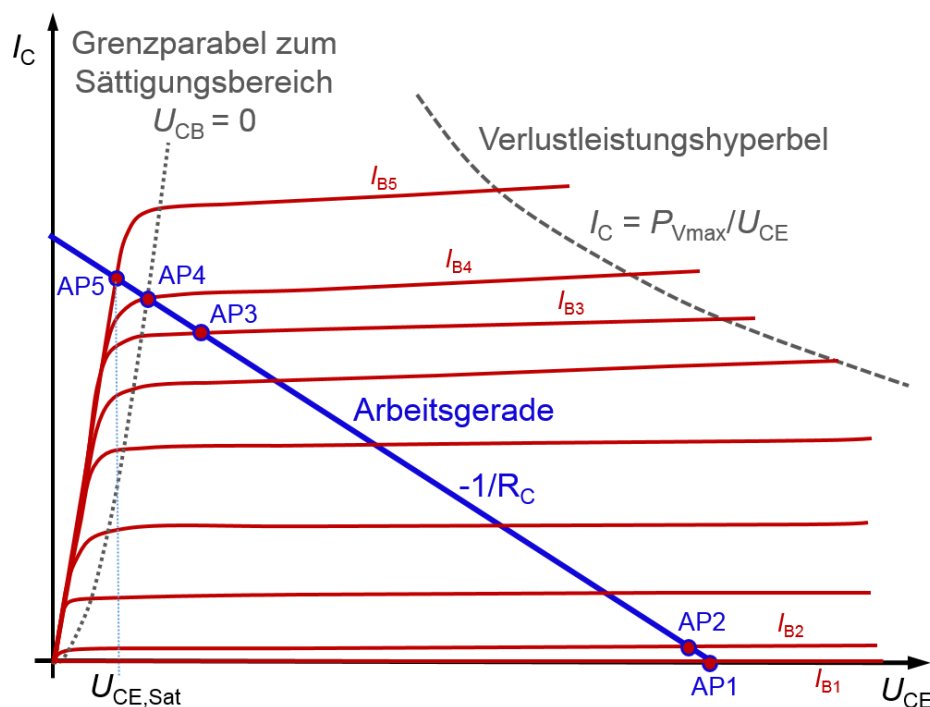
Solche pauschalen Aussagen beschreiben zwar das typische Verhalten, allerdings können sie in spezifischen Anwendungen widerlegt werden, wenn z.B. in einem Leistungs-MOSFET für Schaltanwendungen intern mehrere Tausend MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) parallelgeschaltet sind, erzielen diese in Summe wieder einen sehr kleinen Durchgangswiderstand  $R_{DS,on}$ . Solche Konzepte werden in Leistungs-MOSFET verwendet.

Um die Vorteile beider Transistorarten in Schaltanwendungen miteinander zu kombinieren, wurde der Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) entwickelt. Er besteht aus einem FET als Eingangstransistor der einen BJT als Ausgangstransistor ansteuert. Dieser IGBT wird nahezu leistungslos wie ein FET angesteuert und verhält sich ausgangsseitig wie ein Bipolartransistor mit sehr geringem Durchgangswiderstand im Schaltzustand EIN.

Transistoren (BJT oder FET) sind die Grundbausteine der digitalen Schaltungstechnik, wo zur Realisierung logischer Verknüpfungen in Flip-Flops, Speicherzellen, Prozessoren etc. eine Vielzahl von Transistoren, Widerständen und Kondensatoren auf einem Substrat (IC) integriert werden, um über ihre Schaltzustände die logischen Zustände 1 und 0 zu realisieren.

## 1.1 Elektronisches Schalten mit dem Bipolartransistor

Bei der Verwendung eines Bipolartransistors (BJT) als Schalter ist sowohl der statische Betrieb in den beiden Schaltzuständen EIN und AUS als auch der dynamische Übergang zwischen diesen Zuständen von Interesse.



**Abb. 1.1:** Arbeitspunkte im Ausgangskennlinienfeld eines npn-Bipolartransistors als Schalter

Im **Schaltzustand AUS** wird der Transistor im Sperrzustand betrieben (s. AP2 in Abb 1.1). Im Ausgangskennlinienfeld der Emitterschaltung liegt der Arbeitspunkt 2 im Schnittpunkt der Ausgangskennlinie für  $I_{B2} = 0$  und der Gleichstromarbeitsgerade, die reziprok proportional zum negativen Kollektorwiderstand  $R_C$  verläuft. Im Schaltzustand AUS fließt deshalb nur ein sehr kleiner Kollektorstrom  $I_C$ . Idealerweise, sollte der Strom durch einen Schalter im Zustand AUS

null sein. Durch Anlegen einer Sperrspannung an die Basis-Emitter-Strecke kommt man diesem Idealzustand näher. Im AP1 fließt über die gesperrte Basis-Emitter-Strecke ein sehr kleiner negativer Basisstrom  $I_{B1} < 0$  (er fließt als sehr kleiner Sperrstrom aus dem Basisanschluss des npn-Transistors heraus) und der zugehörige Kollektorstrom  $I_C$  im Transistorausgang wird sehr klein. In diesem Arbeitspunkt 1 ist darauf zu achten, dass weder die maximale Sperrspannung der BE-Strecke noch die der BC-Strecke überschritten wird, um Durchbrüche zu vermeiden. Solche Maximalgrößen werden typischerweise vom Hersteller im Transistordatenblatt unter „Absolute Maximum Ratings“ angegeben.

Im **Schaltzustand EIN** wird der Transistor in einem möglichst niederohmigen Durchlasszustand betrieben (AP3, AP4 oder AP5). Die korrekte Bemessung des Basisstromes  $I_B$  ( $I_{B3}$ ,  $I_{B4}$  oder  $I_{B5}$ ) ist dabei von großer Bedeutung:

Wählt man den Basisstrom zu gering ( $I_B = I_{B3}$ ), so wird der Transistor nicht vollständig durchgesteuert und über der Kollektor-Emitter-Strecke fällt eine unerwünscht große Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  ab, was zur Folge hat, dass eine unnötig große Verlustleistung  $P_V \approx U_{CE} \cdot I_C$  im Bipolartransistor umgesetzt wird. Im Kennlinienfeld (Abb. 1.1) ist dieser Fall als AP3 eingezeichnet.

Durch einen höheren Basisstrom ( $I_B = I_{B4}$ ) erzielt man eine Verringerung von  $U_{CE}$ . Der Arbeitspunkt 4 (AP4) liegt genau auf der Grenzparabel zwischen dem Normalbereich (rechts von der Grenzlinie) und dem Sättigungsbereich (links von der Grenzlinie). Auf dieser Grenzparabel ist bei  $I_{B4}$  die Kollektor-Basis-Spannung auf  $U_{CB} = 0$  V abgesunken. Demzufolge ist auch die Spannung am Ausgang des elektronischen Schalters  $U_{CE}(I_{B4}) < U_{CE}(I_{B3})$  gesunken.

An einem idealen Schalter sollte die Spannung im Schaltzustand EIN aber null sein. Um diesem Idealzustand näher zu kommen, wird der Transistor durch eine weitere Erhöhung des Basisstroms auf  $I_{B5} > I_{B4}$  übersteuert und sein Arbeitspunkt im Zustand EIN in den Sättigungsbereich gelegt (s. AP5 in Abb. 1.1). Die Kollektor-Emitter-Spannung sinkt dabei auf ihren Minimalwert, die sogenannte Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung  $U_{CE,Sat}$  ab. Das Verhältnis von  $I_{B5}$  zu  $I_{B4}$  wird als

$$\text{Übersteuerungsfaktor} \quad \ddot{u} = I_{B5}/I_{B4}$$

bezeichnet.

Das dynamische Umschaltverhalten des Transistors hängt stark von den gewählten Arbeitspunkten für die Schaltzustände EIN und AUS ab.

Untersucht man das Umschaltverhalten zwischen den Arbeitspunkten:

$$AP1 \leftrightarrow AP4 \text{ und } AP1 \leftrightarrow AP5 \quad \text{oder} \quad AP2 \leftrightarrow AP4 \text{ und } AP2 \leftrightarrow AP5$$

anhand der Zeitverläufe der an Ein- und Ausgang liegenden Spannungen und der im Ein- und Ausgang fließenden Ströme, lassen sich Rückschlüsse auf interne Prozesse des BJT ziehen. Ferner lassen sich aus diesen Zeitverläufen Erkenntnisse gewinnen, mit denen die äußere Beschaltung des Transistors optimiert werden kann, um z.B. kurze Schaltzeiten zu erzielen.

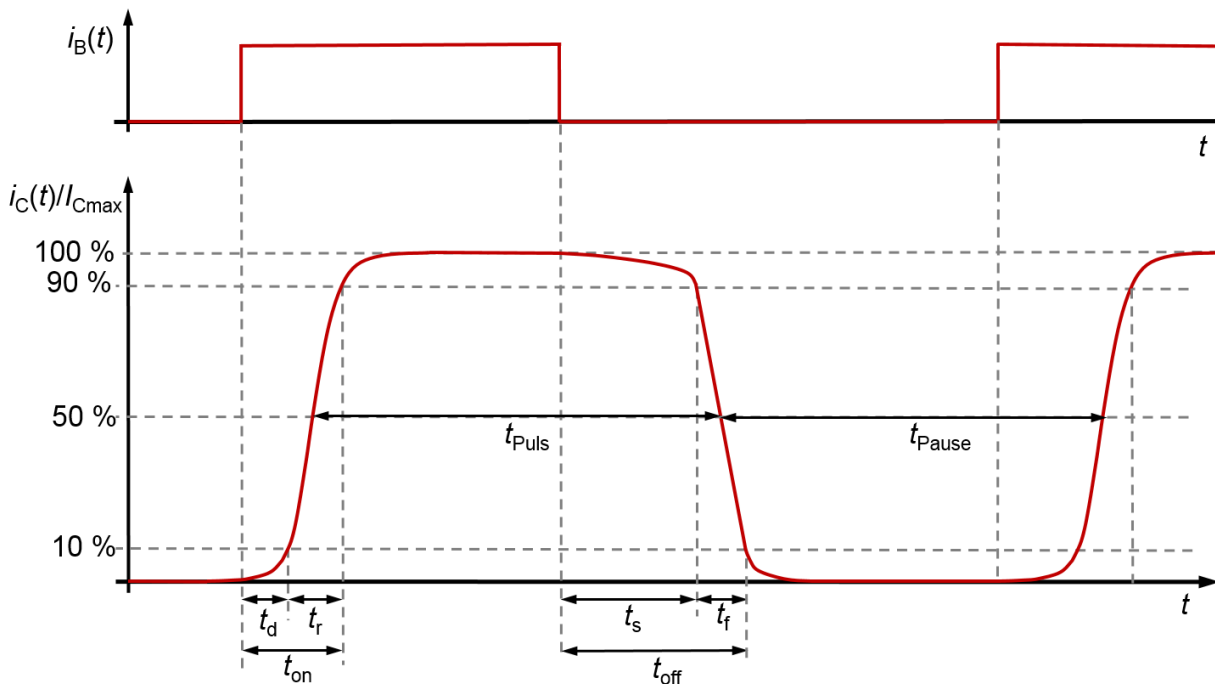
Die Schaltzeiten sind in Abb. 1.2 an den Verläufen von Ein- und Ausgangsstrom dargestellt und wie folgt definiert:

Die **Verzögerungszeit**  $t_d$  (delay time) definiert die Zeit vom Einschalten des Basisstroms  $i_B(t)$  bis zum Zeitpunkt, in dem der Kollektorstrom  $i_C(t)$  auf 10 % seines Maximalwertes  $I_{Cmax}$  angestiegen ist.

Die **Anstiegszeit**  $t_r$  (rise time) misst die Dauer, die der Kollektorstrom  $i_C(t)$  benötigt, um von 10 % auf 90 % seines Maximalwertes  $I_{Cmax}$  anzusteigen.

Die **Einschaltzeit**  $t_{on}$  (switch on time) ist die Summe aus der Verzögerungszeit  $t_d$  und der Anstiegszeit  $t_r$ :

$$t_{on} = t_d + t_r$$



**Abb. 1.2:** Definition der charakteristischen Schaltzeiten eines Bipolartransistors

Die **Speicherzeit**  $t_s$  (storage time) definiert die Zeit vom Ausschalten des Basisstroms  $i_B(t)$  bis zum Zeitpunkt, in dem der Kollektorstrom  $i_C(t)$  auf 90% seines Maximalwertes  $I_{Cmax}$  abgefallen ist.

Die **Abfallzeit**  $t_f$  (fall time) misst die Dauer, die der Kollektorstrom  $i_C(t)$  benötigt, um von 90 % auf 10 % seines Maximalwertes  $I_{Cmax}$  abzufallen.

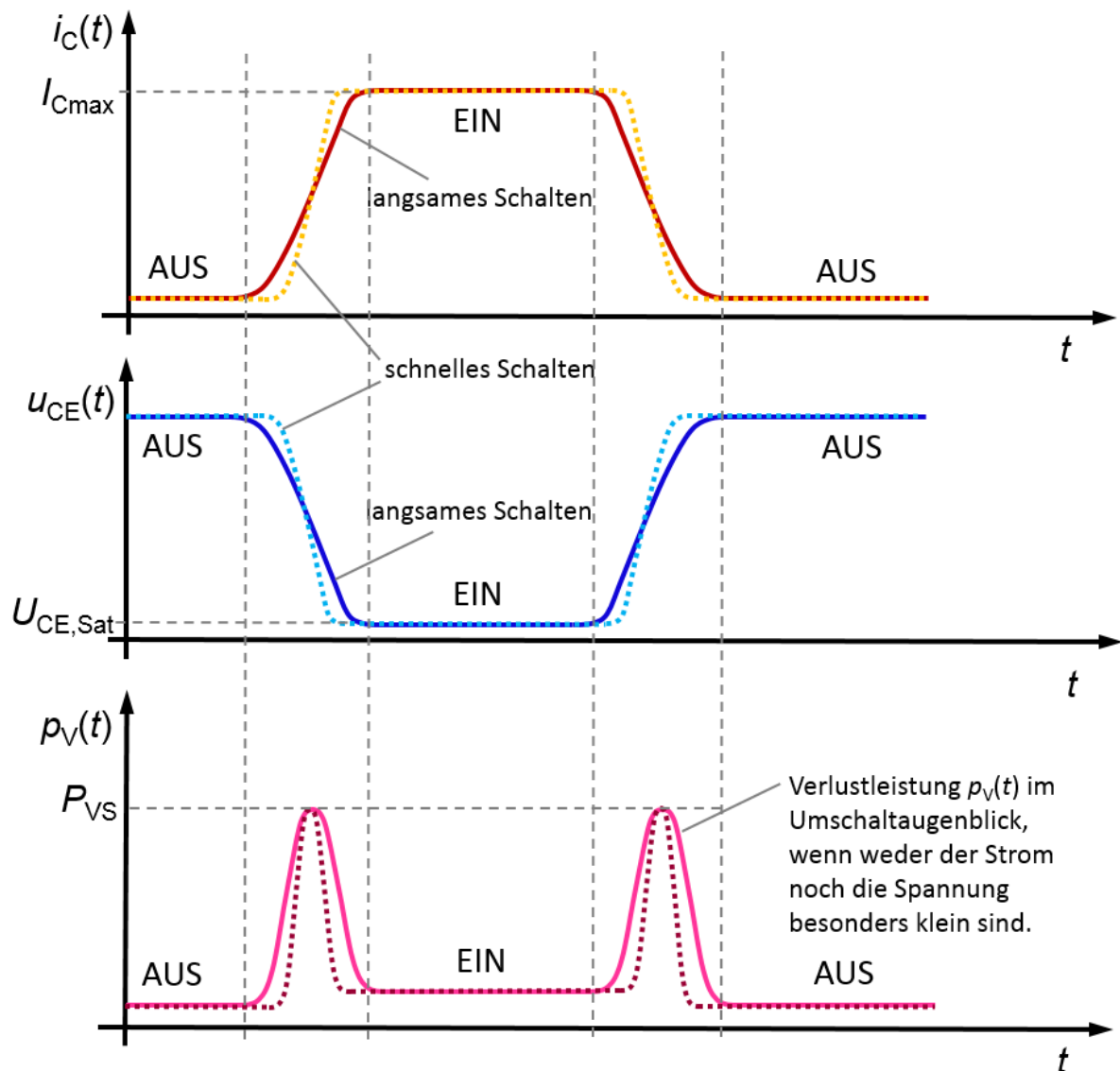
Die **Ausschaltzeit**  $t_{off}$  (switch off time) besteht aus der Summe von Speicherzeit  $t_s$  und Abfallzeit  $t_f$ :

$$t_{off} = t_s + t_f$$

Schaltanwendungen benötigen i.d.R. steile Schaltflanken ( $t_r$  und  $t_f$  möglichst kurz) und kurze Speicherzeiten  $t_s$ . Steile Schaltflanken führen auch zu einem weiteren Vorteil, denn je steiler sie ausfallen, desto weniger Verlustleistung  $p_V(t) = u_{CE}(t) \cdot i_C(t)$  entsteht im Transistor.

Die Abb. 1.3 zeigt die qualitativen Verläufe des Kollektorstromes  $i_C(t)$ , der Kollektor-Emitter-Spannung  $u_{CE}(t)$  und der Verlustleistung  $p_V(t)$  bei unterschiedlich steilen Schaltflanken (langsame Schaltvorgänge als durchgezogene Verläufe; schnelle Schaltvorgänge als punktierte Verläufe). Der Spitzenwert  $P_{VS}$  der Verlustleistung kann durchaus größer sein als die zulässige maximale Verlustleistung  $P_{Vmax}$  des Transistors. Die von der Schaltfrequenz

abhängige *mittlere* Verlustleistung muss aber in jedem Fall geringer sein als  $P_{Vmax}$ . Um eine hohe Schaltfrequenz und ein möglichst unverfälschtes Puls-Pausen-Verhältnis zu erzielen, sollte die Speicherzeit so klein wie möglich sein.



**Abb. 1.3:** Typische Abhängigkeit der Verlustleistung  $p_V(t)$  vom Verlauf der Schaltflanken

Eine kurze Speicherzeit  $t_s$  erreicht man beim Betrieb an der Grenze zur Sättigung und durch Anlegen einer Sperrspannung  $U_{BE} < 0$  an die Basis-Emitter-Strecke (AP1). Die maximal zulässige Sperrspannung  $U_{BE,BV}$  (BV: Breakdown Voltage) ist allerdings relativ gering. Die zuletzt genannte Maßnahme führt zusätzlich zu einer leichten Verringerung der Abfallzeit  $t_f$ .

Eine kürzere Anstiegszeit  $t_r$  bzw. steilere Einschaltflanke lässt sich durch Erhöhung des Basisstromes erreichen (Betrieb in der Sättigung, z. B. Punkte 1↔5). In Abhängigkeit vom Übersteuerungsfaktor  $\ddot{u}$  vergrößert sich allerdings beim Ausschalten aus der Sättigung die Speicherzeit  $t_s$  und damit die Ausschaltzeit  $t_{off}$ .

Mit der in Abb. 1.4 gezeigten Beschaltung sind kurze Schaltzeiten erreichbar. Der zusätzliche Kondensator  $C$  wirkt im Einschaltmoment niederohmig und überbrückt dadurch temporär den Vorwiderstand  $R_V$ , es fließt also kurzzeitig ein großer Basisstrom und  $t_r$  ist entsprechend klein (AP5). Nachdem der Kondensator geladen ist, fließt über den Widerstand  $R_V$  ein Basisstrom, der so bemessen ist, dass der Transistor in leichter Sättigung betrieben wird (AP nahe AP4).

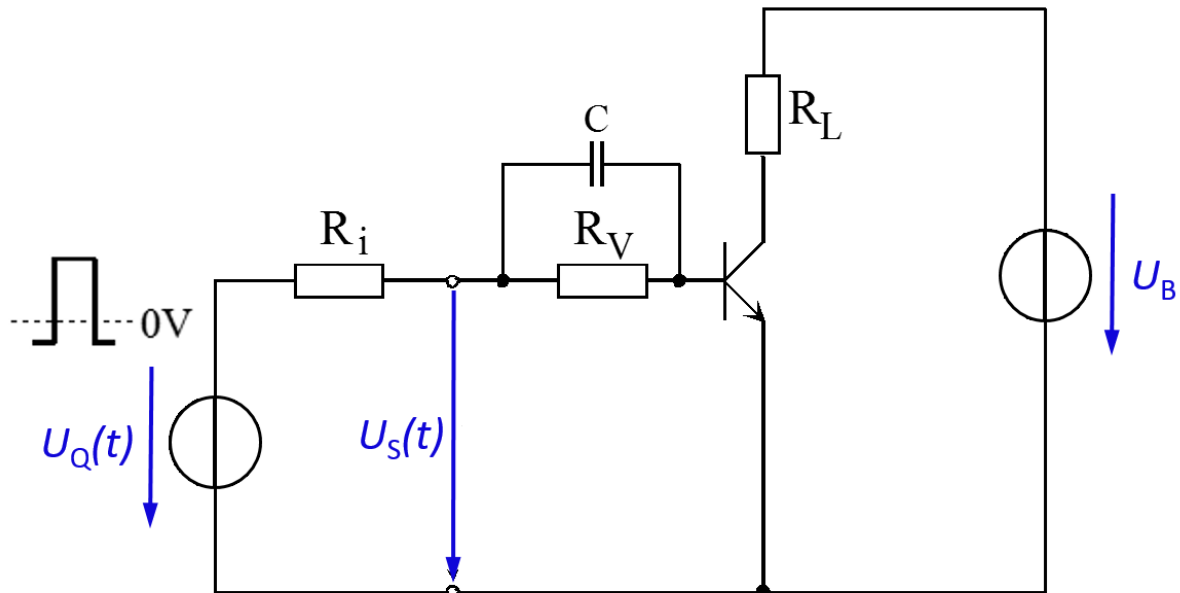


Abb. 1.4: Schneller BJT-Schalter mit Beschleunigungskapazität C für kurze Schaltzeiten

Daher kann die Speicherzeit  $t_s$  für diese Beschaltung relativ kurz ausfallen. Durch die Ansteuerung der Basis des npn-Transistors mit einem negativen Potential zum Ausschalten (AP1) in Verbindung mit dem Kondensator (großer Strom im Schaltmoment) erfolgt noch zusätzlich eine Verringerung von  $t_s$  und  $t_f$  also damit auch von  $t_{off}$ .

## 1.2 Elektronisches Schalten mit einem MOSFET

Zur nahezu leistungslosen Ansteuerung von Schaltanwendungen werden häufig selbst-sperrende MOSFET verwendet.

Der **Schaltzustand AUS** wird erreicht, indem die Gate-Source-Steuerspannung  $U_{GS}$  bis auf den Wert der Abschaltspannung  $U_P$  (Pinch Off) verkleinert wird:  $U_{GS2} = U_P$  (s. AP2 in Abb. 1.5). Bei einem n-Kanal MOSFET liegt dieser Wert typischerweise im Bereich kleiner positiver Spannungen  $U_P > 0$ . Bei dieser Spannung sollte der Drainstrom  $I_D$  im Idealfall null sein. Aufgrund von technologiebedingten unvermeidlichen Toleranzen bei der Herstellung der FET kann es passieren, dass bei der eingestellten Abschaltspannung  $U_{GS2} = U_P$  doch noch ein sehr kleiner Kanalstrom  $I_D$  fließt (z.B. wenige  $\mu A$ ). Daher lässt sich die Qualität des AUS-Zustands verbessern, indem eine Steuerspannung  $U_{GS}$  angelegt wird, die kleiner als der Nominalwert der Abschaltspannung  $U_P$  ist, also  $U_{GS1} < U_P$ . (AP1). Beim n-Kanal MOSFET kann diese Gate-Source-Spannung auch im Bereich kleiner negativer Spannungswerte liegen  $U_{GS1} < 0$ .

Im **Schaltzustand EIN** wird der FET in einem niederohmigen Durchlasszustand betrieben. Wählt man hierzu einen Arbeitspunkt auf der Grenze zwischen Widerstands- und Abschnürbereich (z.B. AP3 in Abb. 1.5) beträgt die ON-Restspannung im Einschaltzustand am Ausgang des Schalters  $U_{DS3} = U_{GS3} - U_P$ . Im Idealfall sollte die Kanalspannung im EIN-Zustand null sein. Um diesem Ideal näher zu kommen, wird der MOSFET im Widerstandsbereich betrieben (AP4), indem die Steuerspannung  $U_{GS4} > U_{DS4} + U_P$  vergrößert wird. Die Zunahme dieser Gate-Source-Spannung bewirkt eine weitere Abnahme von Kanalwiderstand  $R_{DS}$  und Kanalspannung  $U_{DS}$  sowie der Verlustleistung  $P_V = U_{DS} \cdot I_D$ .

Aufgrund der vernachlässigbar kleinen Diffusionskapazitäten der pn-Übergänge sind die Ein- und Ausschaltzeiten der FET typischerweise kleiner als die von BJT. Allerdings hängen sie

stärker von der Beschaltung des FET ab: Der Eingangskreis des FET entspricht einer RC-Kombination, die mindestens aus dem Generatorinnenwiderstand  $R_i$  und der Gate-Source-Kapazität  $C_{GS}$  besteht und i. W. die Anstiegszeit  $t_r$  von  $i_D(t)$  bestimmt.

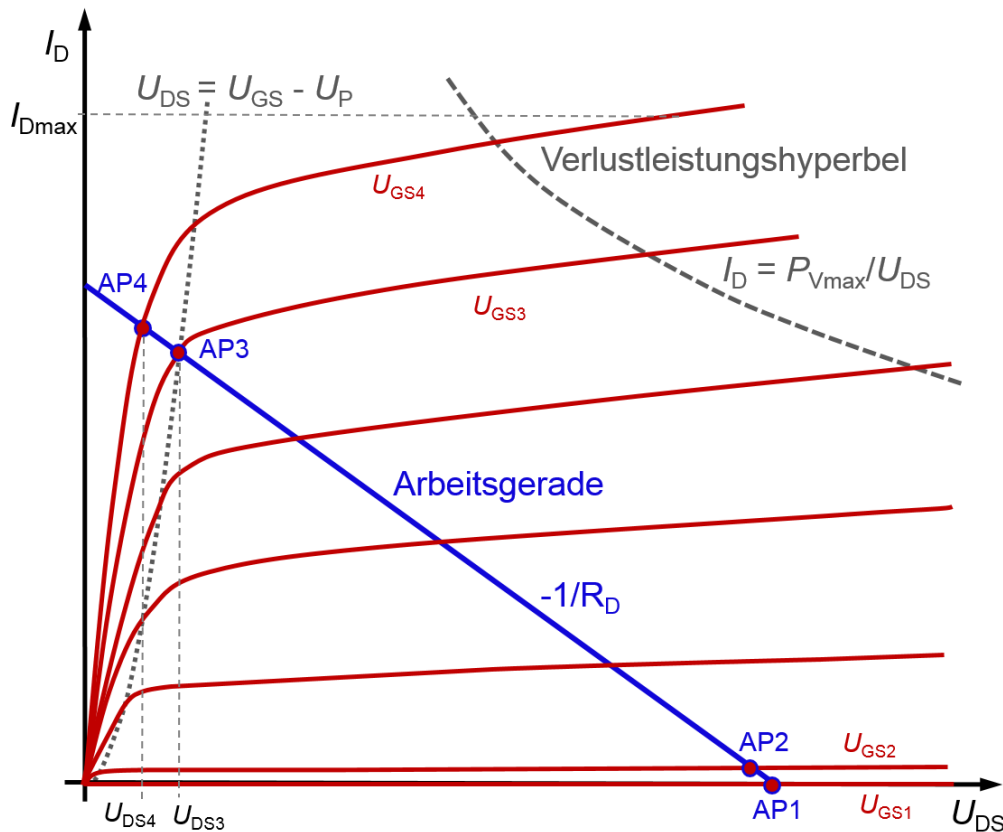


Abb. 1.5: Arbeitspunkte im Ausgangskennlinienfeld eines n-Kanal FET in Sourceschaltung als Schalter

Die Schaltzeiten sind dabei wie folgt definiert (s. Abb. 1.6):

Die **Verzögerungszeit**  $t_d$  (delay time) misst die Zeit vom Einschalten der Signalgeneratorspannung  $u_S(t)$  bis zum Zeitpunkt, bei dem der Kanalstrom  $i_D(t)$  auf 10 % seines Maximalwertes  $I_{Dmax}$  angewachsen ist.

Die **Anstiegszeit**  $t_r$  (rise time) ist über die Dauer des Kanalstromanstiegs  $i_D(t)$  von 10 % auf 90 % seines Maximalwertes  $I_{Dmax}$  definiert.

Die **Einschaltzeit**  $t_{on}$  (switch on time) beschreibt die Summe dieser Zeiten:  $t_{on} = t_d + t_r$

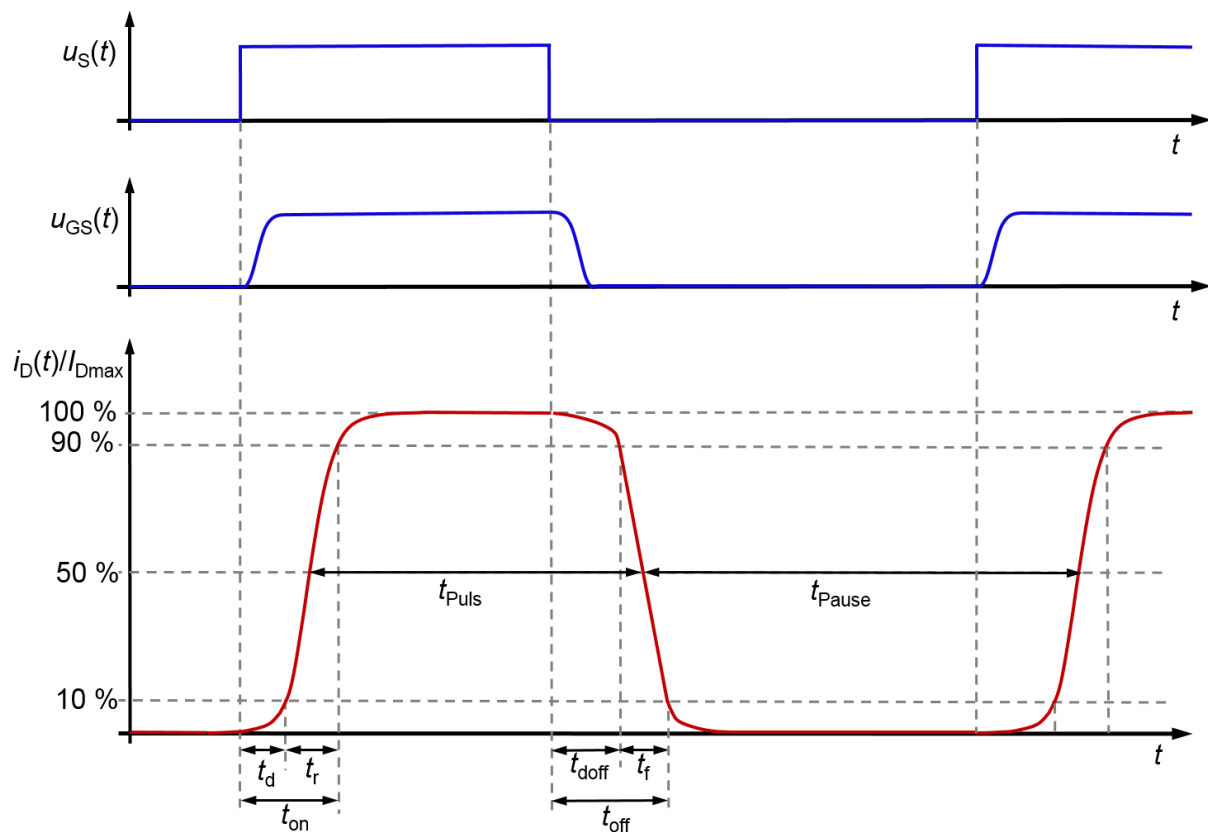
Als **Ausschaltverzögerungszeit**  $t_{doff}$  (off delay time) misst die Zeit vom Ausschalten der Signalgeneratorspannung  $u_S(t)$  bis zum Zeitpunkt, bei dem der Kanalstrom auf 90 % seines Maximalwertes  $I_{Dmax}$  abgefallen ist. Sie ist i.d.R. kürzer als die Speicherzeit  $t_s$  beim BJT.

Die **Abfallzeit**  $t_f$  (fall time) ist über die Dauer des Kanalstromabfalls  $i_D(t)$  von 90 % auf 10 % seines Maximalwertes  $I_{Dmax}$  definiert.

Die **Ausschaltzeit**  $t_{off}$  (switch off time) besteht aus der Summe beider Zeiten:  $t_{off} = t_{doff} + t_f$



Sie wird sowohl durch die eingangsseitige Beschaltung als auch durch die des Ausgangskreises bestimmt. Der Ausgangskreis entspricht ebenfalls einer RC-Kombination,



**Abb. 1.6:** Anschauliche Darstellung der Ein- und Ausschaltzeiten eines FET

die mindestens aus der Drain-Source-Kapazität  $C_{DS}$  und dem Lastwiderstand  $R_L$  besteht.

Die Betrachtungen zur Verlustleistung unter 1.1 gelten natürlich auch für den FET. Der Anteil der während der Schaltvorgänge umgesetzten Verlustleistung an der mittleren Verlustleistung fällt aber aufgrund der kürzeren Schaltzeiten geringer aus als beim Bipolartransistor. Dafür ist i. A. die Verlustleistung im EIN-Zustand höher, da der minimale Widerstand der Drain-Source-Strecke oft größer ist als bei einem BJT.

In Leistungs-MOSFETS (Herstellerbezeichnung z.B. SIPMOS: Siemens Power MOSFET) werden mehrere Tausend MOSFET auf einem Chip parallelgeschaltet, um hierdurch den Ausgangswiderstand  $R_{DS,ON}$  der Drain-Source-Strecke zu verkleinern. Durch die Parallelschaltung erhöhen sich allerdings auch die Drain-Source- und Gate-Source-Kapazitäten.

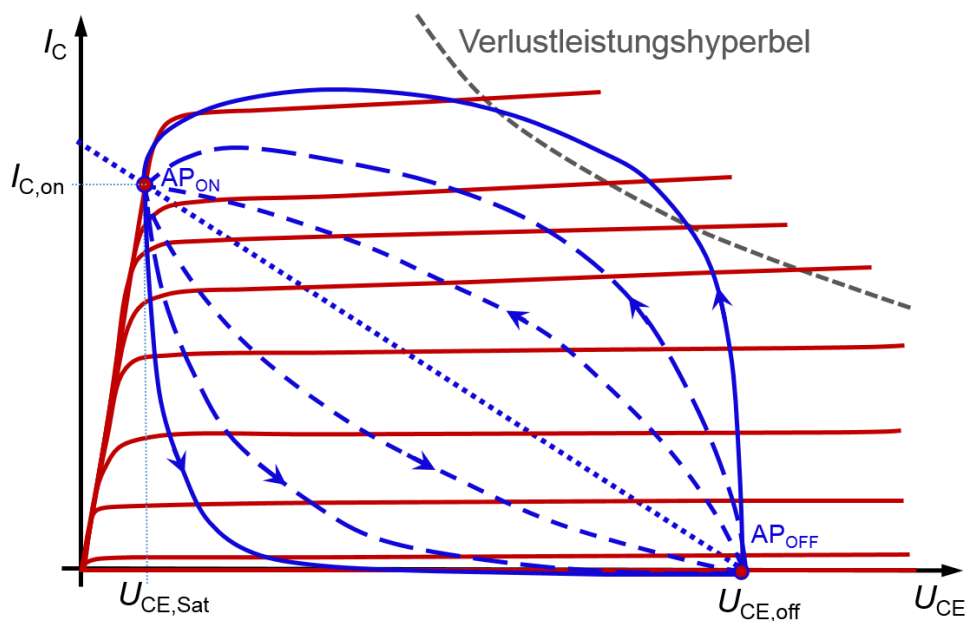
### 1.3 Elektronisches Schalten von Lasten mit kapazitiven oder induktiven Anteilen

Werden Lasten mit kapazitiven oder induktiven Anteilen geschaltet, so ist die Verbindungslinie zwischen den Arbeitspunkten im Ausgangskennlinienfeld, die den Schaltzuständen EIN und AUS entsprechen, keine Gerade mehr, sondern wird zu einem nichtlineareren Verlauf mit einer Hysterese.

Beim Schalten von Lasten mit kapazitiven Anteilen ergeben sich Verläufe für den Übergang des Arbeitspunktes vom Schaltzustand EIN zum Schaltzustand AUS und umgekehrt, wie sie in Abb. 1.7 exemplarisch im Ausgangskennlinienfeld eines npn-Bipolartransistors dargestellt sind. Je geringer der kapazitive Anteil ist, desto mehr nähern sich die Verbindungslinien einer



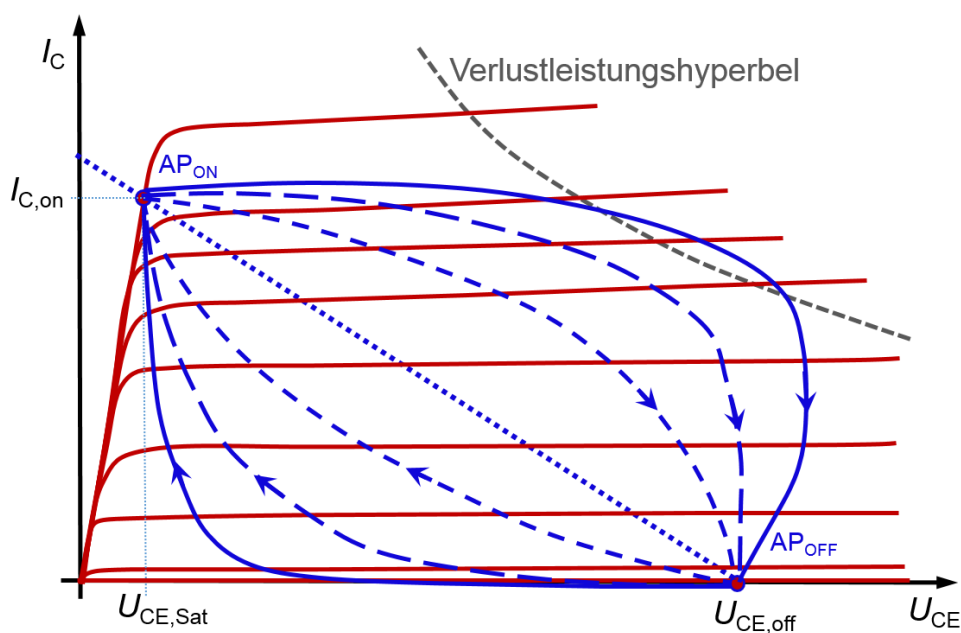
Geraden an. Während des Einschaltvorganges können sehr viel größere Verlustleistungen auftreten als beim Schalten reiner Wirklasten.




**Abb. 1.7:** AP-Übergänge im BJT-Ausgangskennlinienfeld beim Schalten kapazitiver Lasten

Werden Lasten mit induktiven Anteilen geschaltet, so ergeben sich Verläufe gemäß Abb. 1.8 (npn-BJT). Auch in diesem Falle ähneln die Verbindungslinien umso eher einer Geraden, je geringer der induktive Anteil der Last ist. Größere Verlustleistungen gegenüber dem Schalten von Wirklasten ergeben sich während des Ausschaltvorganges.

Bei sehr großem induktiven Anteil kann die Spannung über dem Transistor beim Ausschalten sogar temporär über dem Wert im Schaltzustand AUS liegen. Zur Vermeidung dieser überhöhten Spannungen werden Lasten mit induktiven Anteilen mit sogenannten Freilaufdioden ausgestattet. Diese Dioden werden parallel zu der Last (z. B. auch Relais) geschaltet und schließen die beim Abschalten auftretenden (der Betriebsspannung entgegen gerichteten) Spannungsspitzen kurz.



**Abb. 1.8:** AP-Übergänge im BJT-Ausgangskennlinienfeld beim Schalten induktiver Lasten

<b>Labor</b> <b>Elektronische Schaltungen</b>  Prof. Dr. P. Stuwe Dipl.-Ing. B. Ahrend		 <b>Ostfalia</b> Hochschule für angewandte Wissenschaften	
<b>Versuch 3: Halbleiterbauelemente im Schaltbetrieb</b>			
Gruppennummer: .....	Name: .....	Matr.-Nr.: .....	
Datum: .....	Name: .....	Matr.-Nr.: .....	
Name: .....	Name: .....	Matr.-Nr.: .....	
<b>Vortestat</b> .....	<b>Durchführung (Note)</b> .....	<b>Bericht (Note)</b> .....	<b>Gesamtbewertung</b> .....

## 2 Versuchsvorbereitung

### 2.1 Hinweise zur Versuchsdurchführung

Lesen Sie diese Anleitung vor Bearbeitung der Aufgaben sorgfältig durch. Bringen Sie bitte einen leeren USB-Stick für die Versuchsdurchführung mit.

#### 2.1.1 Speichern mit dem Oszilloskop

Ist der USB-Stick vom Oszilloskop erkannt, können Schirmbilder mit zwei Tastendrücken gespeichert werden. Durch Betätigung der Taste *Save/Recall* gelangt man ins Speichermenü. Durch Drücken des Softkeys *Speichen in /usb* kann ein Speicherort auf dem USB-Stick ausgewählt werden. Durch Betätigen des Softkeys *Speichern* wird das Schirmbild dann im entsprechenden Ordner abgelegt. Im gleichen Menü kann das Ausgabeformat, unter *Einstell.* verändert werden. Achten Sie darauf, dass im Speichermenü als Format die Option PNG oder BMP ausgewählt ist und im Untermenü Settings die Option *Invert Grat* aktiviert ist, um den weißen Hintergrund auszuwählen.

#### 2.1.2 Einstellen des XY-Betriebs beim Keysight/Agilent DSOX 3024A

Um beim Oszilloskop den XY-Betrieb einzustellen, muss im oberen, grau hinterlegten Menüfeld die Taste *Horiz* gedrückt werden. Im Anschluss können Sie durch Bestätigen des Softkeys *Zeitmodus* am unteren Rand des Bildschirms die Betriebsart wechseln.

#### 2.1.3 Einstellen der variablen Nachleuchtdauer

Sollen Abbildungen im XY-Betrieb gespeichert werden, ist eine variable Nachleuchtdauer einzustellen, damit die Bilder bei der niedrigen Frequenz von 30 Hz richtig gespeichert werden. Betätigen Sie dazu die Taste *Display*, dann öffnen sich am unteren Bildschirmrand einige Softkeys. Durch Drücken des Softkeys *Persistence* kann eine variable Nachleuchtdauer von z.B. 2 Sekunden eingestellt werden. Im Y(t)-Betrieb sollte das Nachleuchten deaktiviert werden.

### 2.1.4 Verwendete Geräte

- Funktionsgenerator: Keysight 33500B
- Oszilloskop: Hameg HM1507-3 und Keysight/Agilent DSOX 3024A
- Versuchsaufbau mit BJT, Vor- und Lastwiderständen und Kondensator
- Versuchsaufbau mit FET, ohmscher und induktiver Last sowie Freilaufdiode
- Labornetzgerät: Keysight U8001A

Sie bearbeiten den Versuchsteil 3.1 mit dem Hameg-Oszilloskop HM 407. Im Versuchsteil 3.2 verwenden Sie das digitale Oszilloskop DSOX 3024A. Berücksichtigen Sie dabei bitte die Hinweise zum Einstellen des XY-Betriebs (2.1.2) und zum Ändern der variablen Nachleuchtdauer (2.1.3).

### 2.2 Aufgaben zur Versuchsvorbereitung

1) Machen Sie sich mit den im Versuch verwendeten Geräten anhand ihrer Beschreibungen vertraut und lesen Sie sich als Vorbereitung auf den Laborversuch die Bedienungsanleitungen der verwendeten Geräte und Komponenten gründlich durch. Beachten Sie unbedingt alle dort gegebenen Sicherheitshinweise!

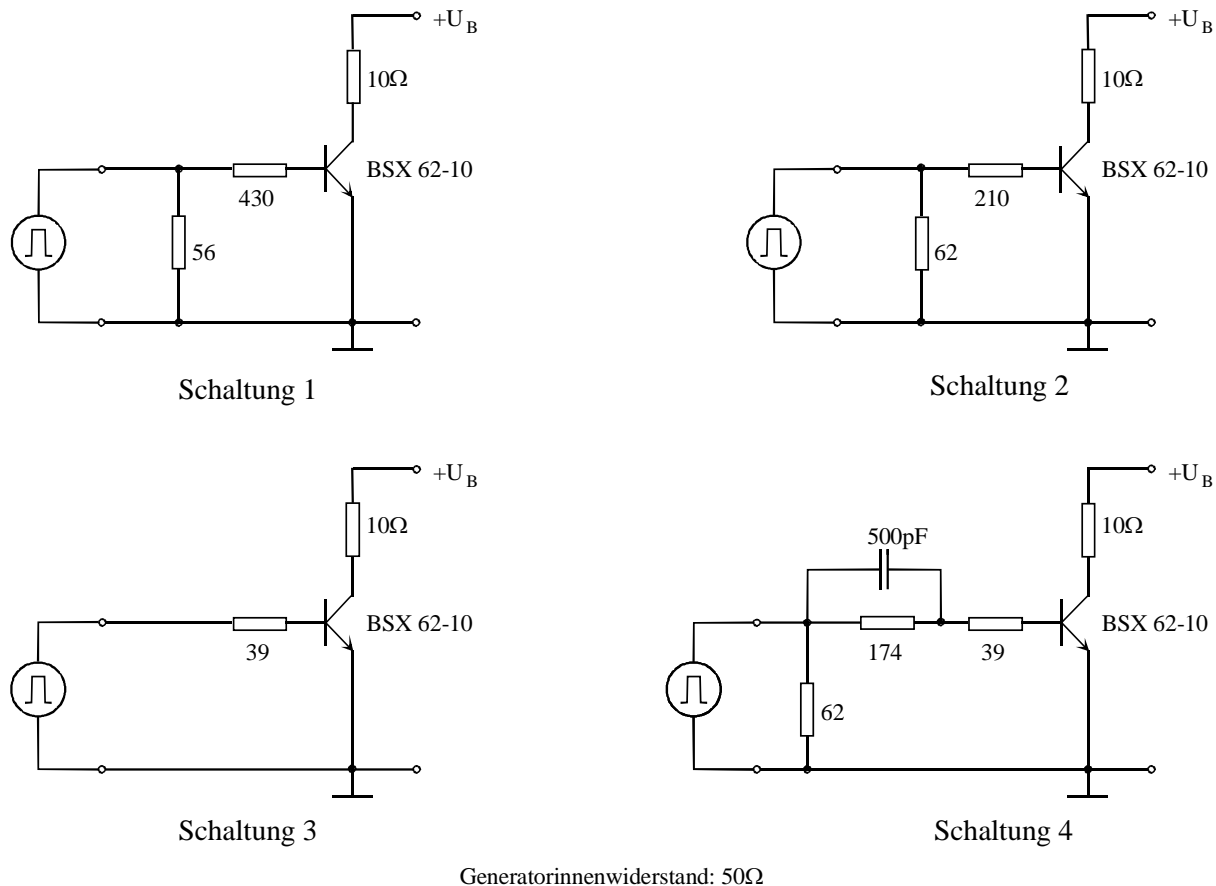
2) Zeichnen Sie zur Vorbereitung des Versuchsteils 3.2 jeweils die komplette Schaltung mit angeschlossener Signalquelle, Betriebsspannungsquelle und Oszilloskop zur Untersuchung des MOSFET-Schaltverhaltens für jeden der drei Lastfälle:

- a) Ohmscher Lastwiderstand,
- b) Induktivität mit einem ohmschen Widerstand in Reihe,
- c) wie unter (b) aber mit zusätzlicher Freilaufdiode.

## 3 Versuchsdurchführung

### 3.1 Bipolartransistor in Emitterschaltung als elektronischer Schalter

Ziel dieses Versuchsteils ist es die Schaltzeiten und die Sättigungsspannung  $U_{CEsat}$  eines npn-Bipolartransistors in Abhängigkeit von der Ansteuerung bzw. seiner EIN- und AUS-Arbeitspunkte zu messen. Die Schaltungen sind in Abb. dargestellt.



**Abb. 3.1:** Schaltungen zur Untersuchung des elektronischen Schaltverhaltens von Bipolartransistoren

#### Schaltung 1

Der BJT wird im EIN-Zustand an der Grenze zur Sättigung betrieben:  $I_B \approx 10 \text{ mA}$

#### Schaltung 2

Der BJT wird im EIN-Zustand in leichter Sättigung betrieben:  $I_B \approx 20 \text{ mA}$ ,  $\ddot{u} \approx 2$

#### Schaltung 3

Der BJT wird im EIN-Zustand in starker Sättigung betrieben:  $I_B \approx 100 \text{ mA}$ ,  $\ddot{u} \approx 10$

#### Schaltung 4

Der BJT wird über den Kondensator in leichter Sättigung betrieben:  $I_B \approx 20 \text{ mA}$ ,  $\ddot{u} \approx 2$

Der Maximalwert des Kollektorstromes  $I_{Cmax}$  beträgt im EIN-Zustand jeweils ca. 1 A.

Die jeweilige Schaltung wird über einen Drehschalter auf dem Versuchsaufbau ausgewählt (Schaltung 1: wird durch den linken Anschlag des Drehschalters gewählt).

Arbeiten Sie bei **Schaltung 1 bis 3** eingangsseitig mit einer rechteckförmigen Wechselspannung mit  $f = 100 \text{ kHz}$ ,  $U_{SS} = 5 \text{ V}$  und einem Gleichspannungsoffset von  $U_{\pm} = +2,5 \text{ V}$ . Sie müssen diese Parameter unbedingt mit dem Oszilloskop überprüfen.

Bei **Schaltung 4** verwenden Sie eine rechteckförmige Wechselspannung mit  $f = 100 \text{ kHz}$ ,  $U_{SS} = 7 \text{ V}$  und  $U_{\pm} = 1,5 \text{ V}$ . Vermeiden Sie bei der Einstellung dieser Spannungen eine zu hohe Basis-Emitter-Sperrspannung. Sie darf für den Transistor maximal  $U_{EB} = 5 \text{ V}$  betragen.

Die Betriebsgleichspannung aller Schaltungen beträgt  $U_B = 10 \text{ V}$ . Sie dürfen diese Spannung aber in einem Bereich von  $\pm 2 \text{ V}$  nachregeln, damit Sie das Ausgangssignal an der 0 bzw. 100 %-Linie des Hameg-Oszilloskops ausrichten können.

Messen Sie jeweils  $t_d$ ,  $t_r$ ,  $t_s$  und  $t_f$  sowie die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung  $U_{CE,Sat}$ . Stellen Sie dazu das Steuersignal (Ausgangssignal des Funktionsgenerators) und die Spannung über der Schaltstrecke  $u_{CE}(t)$  auf dem Oszilloskop dar. Um eine Darstellung gemäß Abb. 1.2 zu erhalten, muss  $u_{CE}(t)$  invertiert werden.

Zur Bestimmung der Schaltzeiten werden die 0%-, 10%-, 90%- und 100%-Markierungen des Oszilloskop-Bildschirmes genutzt, an denen das Ausgangssignal ausgerichtet wird. Die Zeiten können unter Verwendung der Cursor mit dem Oszilloskop gemessen werden.

Bei der Spannungsmessung empfiehlt es sich die Frequenz auf 10 kHz zu reduzieren.

### 3.2 MOSFET in Sourceschaltung als elektronischer Schalter

In diesem Versuchsteil soll ein praktischer Vergleich zwischen dem Schalten ohmscher und induktiver Lasten stattfinden.

Der Versuchsaufbau in Abb. wird mit  $U_B = 10 \text{ V}$  versorgt. Steuern Sie den MOSFET mit einer **sinusförmigen** Spannung mit  $U_{SS} = 8 \text{ V}$  und einer Frequenz von  $f = 30 \text{ Hz}$  an und überprüfen Sie die Spannung am Gate mit dem Oszilloskop. Der Spannungsoffset am Funktionsgenerator muss ausgeschaltet sein und der Strom wird über den  $1 \Omega$ -Widerstand gemessen.

Stellen Sie für die folgenden Fälle den Drainstrom  $I_D(U_{DS})$  über der Drain-Source-Spannung  $U_{DS}$  auf dem Oszilloskop dar und speichern Sie jeweils das Ergebnis (Berücksichtigen Sie die Hinweise zum Einstellen des XY-Betriebs und der Nachleuchtdauer):

1. **Ohmscher Lastwiderstand**
2. **Induktivität mit einem ohmschen Widerstand in Reihe**
3. **wie unter 2. aber mit zusätzlicher Freilaufdiode**

Stellen Sie unter Punkt 2 zusätzlich zunächst das Steuersignal  $u_{GS}(t)$  mit  $u_{DS}(t)$  und anschließend  $u_{DS}(t)$  mit dem Drainstrom  $i_D(t)$  im y(t)-Betrieb dar und speichern Sie die Verläufe. Beide Bilder sollten den gleichen Zeitbezug und den gleichen Trigger Level haben, damit die Bilder direkt untereinander dargestellt und verglichen werden können.

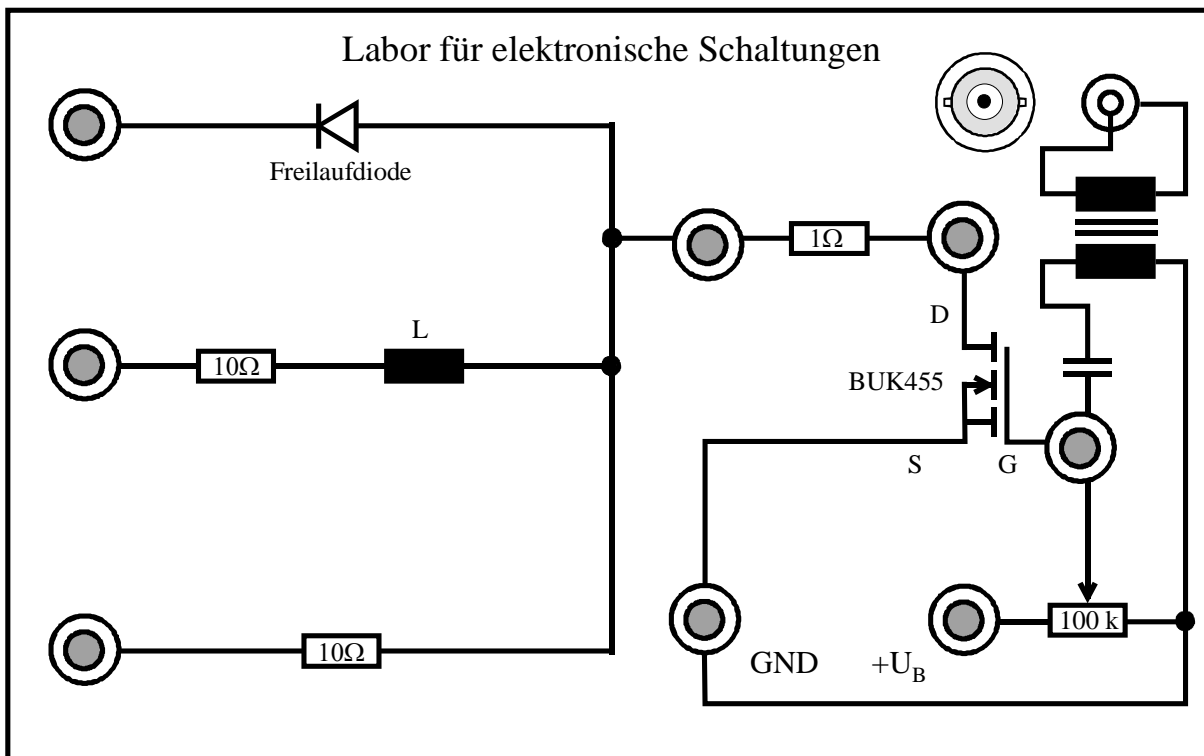


Abb. 3.2: Versuchsaufbau – MOSFET als Schalter

## 4 Auswertung

### 4.1 Schaltzeiten beim Bipolartransistor

Stellen Sie die Ergebnisse ( $t_d$ ,  $t_r$ ,  $t_s$ ,  $t_f$ ,  $t_{on}$ ,  $t_{off}$ ,  $u_{CE}(t)$ ) aus Durchführung 3.1 grafisch dar und diskutieren Sie die erreichten Ergebnisse.

### 4.2 Analyse der Schaltverlustleistung

Zeichnen Sie in die Darstellungen von Punkt 1 und 2 jeweils eine Verlustleistungshyperbel für  $P_{Vmax} = 2 \text{ W}$  ein. Halten Sie einen Transistor mit einer solchen max. Verlustleistung bei diesen Anwendungen für gefährdet? (mit Begründung)

Stellen Sie für die Darstellung von Punkt 2 die im Transistor umgesetzte Verlustleistung über der Spannung  $U_{DS}$  dar und bestimmen Sie die maximale und minimale auftretende Leistung. Markieren Sie auch die Schaltzustände EIN und AUS.

Welchen Einfluss bezüglich der max. und der mittleren Verlustleistung hat die Diode? Das Ergebnis ist zu diskutieren. Es ist eine qualitative Beurteilung gefragt. Eine exakte Berechnung ist nicht möglich, warum?

Bei welcher Steuerspannung  $U_{GS} = U_P$  beginnt der Kanal des MOSFET zu leiten? (siehe Darstellung von  $U_{GS}$ ,  $i_D$ ,  $U_{DS}$ ).