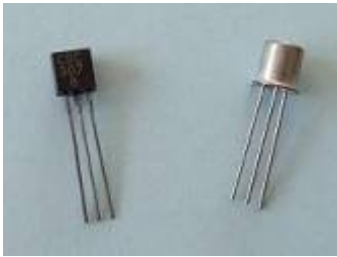


Table of Contents

Bipolarer Transistor.....	2
Aufbau des bipolaren Transistors.....	2
Schaltzeichen.....	3
Spannungs- und Stromverteilung.....	4
Funktionsweise eines Transistors (NPN).....	4
Eigenschaften des bipolaren NPN-Transistors.....	5
Bipolare Transistoren / Standard-Typen.....	6
Transistor-Kennlinienfelder.....	7
Eingangskennlinienfeld $I_B = f(U_{BE})$	9
Ausgangskennlinienfeld $I_C = f(U_{CE})$	10
Stromsteuerkennlinienfeld $I_C = f(I_B)$	11
Rückwirkungskennlinienfeld $U_B = f(U_{CE})$	12
Übersteuerung und Sättigung (Transistor).....	12
Zustände einer Transistor-Schalterstufe.....	13
Übersteuerung.....	14
Wie kommt es zur Übersteuerung des Transistors?.....	14
Sättigung.....	14
Transistor als Schalter.....	15
Sperrender Transistor - Geöffneter Schalter.....	16
Leitender Transistor - Geschlossener Schalter.....	17
Arbeitspunktverschiebung.....	18
Schalten ohmscher Last (z. B. Widerstand).....	18
Schalten kapazitiver Last (z. B. Kondensator).....	19
Schalten induktiver Last (z. B. Spule, Relais oder Motor).....	19
Freilaufdiode bei induktiven Lasten.....	20
Schneller Transistor-Schalter mit Diode.....	20
Treiberschaltung: Schalten/Steuern eines Relais mit TTL-Signal (5V).....	21
Treiberschaltung.....	21
Bauteilliste.....	21
Beschaltung des Open-Collector.....	22
Open-Collector mit Pullup-Widerstand.....	23
Open-Collector mit Relais.....	23
Potentialfreier Kontakt.....	24
Beispiel am Relais.....	24
Beispiel am Optokoppler.....	24
Schaltungstechnische Anwendung.....	24
Anwendungen.....	25
FET - Feldeffekt-Transistor / Unipolarer Transistor.....	25
Es gibt folgende Feldeffekt-Transistoren:.....	25
Anschlüsse.....	25
Übersicht einiger Feldeffekttransistoren.....	26
n-Kanal-Typ.....	26
p-Kanal-Typ.....	26
Funktionsweise des JFET.....	27
Kennlinienfeld.....	28
Schaltzeichen.....	28
Anwendungen.....	29
MOS-Feldeffekttransistor (MOS-FET).....	29

Aufbau eines MOS-FET.....	30
Funktionsweise eines MOS-FET (Anreicherungstyp).....	31
Verarmungsprinzip.....	31
Lowpower-MOSFET-Minikurs und Batterie-Betriebsspannung-Abschaltverzögerung.....	32
Einleitung.....	32
Kondensatorentladungsmethode mit bipolarer Transistorschaltung Dieses Kapitel ist für den P&S-Studenten fakultativ.....	33
Kondensatorentladungsmethode mit MOSFET-Schaltung.....	37
Eine einfache Batteriespannung-Ausschaltverzögerung (Timerfunktion).....	39
Zusammenfassung - Dimensionierung.....	42
Die verzögerte Abschaltung mit höherem Laststrom Dieses Kapitel ist für den P&S-Studenten fakultativ.....	43
Zusätzlicher Spannungsregler für +5 VDC Dieses Kapitel ist für den P&S-Studenten fakultativ.....	44
Fototransistor.....	45
Anwendung.....	45
Schaltzeichen.....	46
Ersatzschaltung.....	46

Bipolarer Transistor



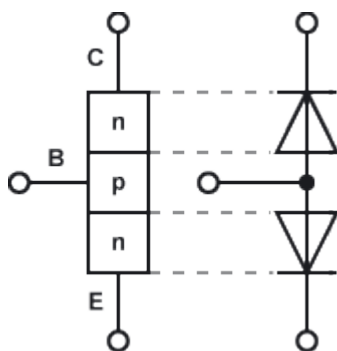
Ein Transistor ist ein Halbleiterbauelement, bei dem man üblicherweise den bipolaren Transistor meint. Es gibt auch unipolare Transistoren, die auch als Feldeffekttransistoren bezeichnet werden.

Bipolare Transistoren bestehen typischerweise aus Silizium. Oder aus Germanium oder Mischkristallen, die aber nicht sehr häufig verbreitet sind. Die Bezeichnung Transistor ist aus seiner Funktion abgeleitet. Bei einer Widerstandsänderung in einer Halbleiterschicht wird auch der Widerstand in der anderen Schicht beeinflusst. Aus "transfer resistor" wurde die Bezeichnung Transistor.

Aufbau des bipolaren Transistors

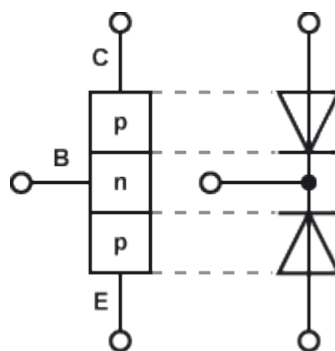
Jeder bipolare Transistor besteht aus drei dünnen Halbleiterschichten, die übereinander gelegt sind. Man unterscheidet zwischen einer npn- oder pnp-Schichtenfolge. Die mittlere Schicht ist im Vergleich zu den beiden anderen Schichten sehr dünn. Die Schichten sind mit metallischen Anschlüssen versehen, die aus dem Gehäuse herausführen. Die Außenschichten des bipolaren Transistors werden Kollektor (C) und Emitter (E) genannt. Die mittlere Schicht hat die Bezeichnung Basis (B) und ist die Steuerelektrode oder auch der Steuereingang des Transistors.

NPN-Transistor



Der NPN-Transistor besteht aus zwei n-

PNP-Transistor



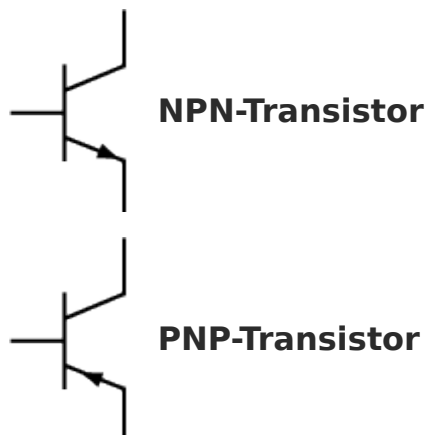
Der PNP-Transistor besteht aus zwei p-

leitenden Schichten. Dazwischen liegt eine dünne p-leitende Schicht.

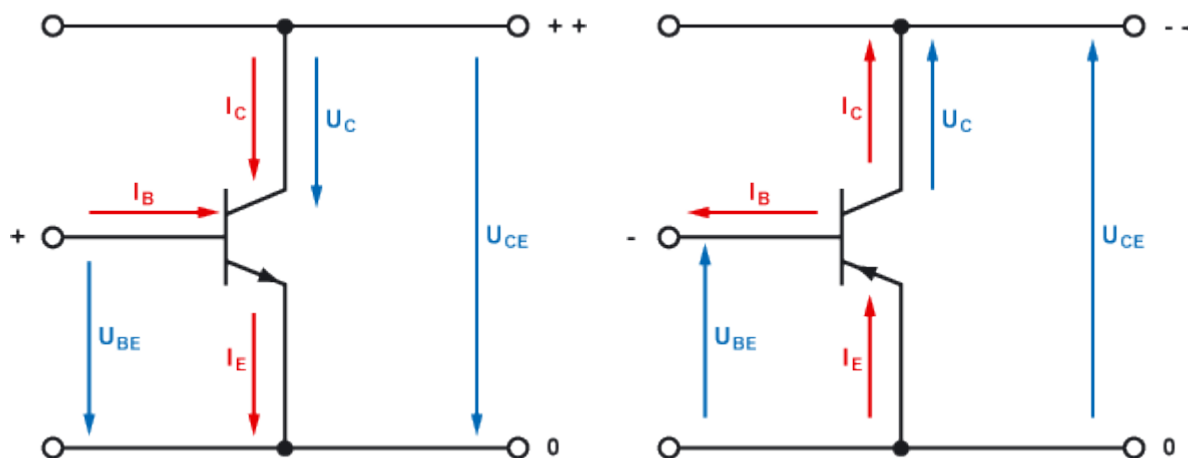
leitenden Schichten. Dazwischen liegt eine dünne n-leitende Schicht.

Hinweis: Das Schaltzeichen mit den beiden gegeneinander geschalteten Dioden wird gerne verwendet um den Prinzipaufbau des Transistors darzustellen. Die Funktionsweise eines Transistors kann so in der Realität aber nicht nachgestellt werden. Der Grund liegt in dem veränderten Verhalten aufgrund der sehr dünnen mittleren Schicht des Transistors.

Schaltzeichen



Spannungs- und Stromverteilung



Strom und Spannung am NPN-Transistor

Strom und Spannung am PNP-Transistor

Diese Schaltung soll nur die Strom- und Spannungsverläufe und ihre Beziehung zueinander darstellen. Grundsätzlich sollte im I_B - und im I_C -Stromkreis ein strombegrenzender Widerstand eingesetzt sein.

Bitte beachten: Hier gilt die technische Stromrichtung von Plus nach Minus.

Beim PNP-Transistor ist die Polarität der Spannungs- und Stromverteilung genau anders herum. In der Praxis ist lediglich auf die Polarität der Betriebsspannung zu achten. NPN-Transistoren werden für positive Spannungen verwendet. PNP-Transistoren werden für negative Spannungen verwendet.

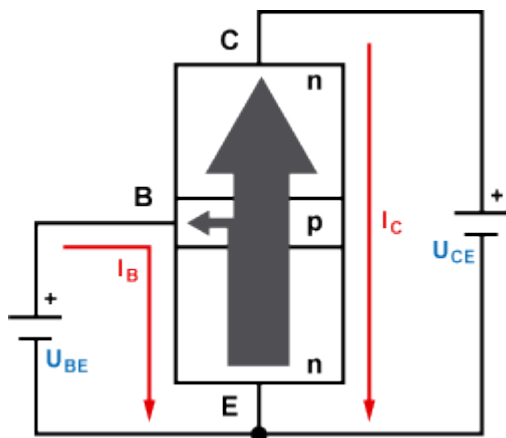
U_{CE} = Kollektor-Emitter-Spannung

U_{BE} = Basis-Emitter-Spannung (Schwellwert)

I_C = Kollektorstrom

I_B = Basisstrom

Funktionsweise eines Transistors (NPN)



Bei der Funktionsweise des Transistors muss man die Stromrichtung beachten. Will man das physikalische Prinzip erklären, dann spricht man vom Elektronenstrom oder der physikalischen Stromrichtung (von Minus nach Plus). Sie wird in der folgenden Ausführung verwendet. In Schaltungen und mathematischen Berechnungen wird die technische Stromrichtung (von Plus nach Minus) verwendet.

Durch das Anlegen einer Spannung U_{BE} von etwa 0,7 V, ist die untere Diode (Prinzip) in Durchlassrichtung geschaltet. Die Elektronen gelangen in die p-Schicht und werden von dem Plus-Pol der Spannung U_{BE} angezogen.

Da die p-Schicht sehr klein ist, wird nur ein geringer Teil der Elektronen angezogen.

Der größte Teil der Elektronen bewegt sich weiter in die obere Grenzschicht. Dadurch wird diese leitend und der Plus-Pol der Spannung U_{CE} zieht die Elektronen an. Es fließt ein Kollektorstrom I_C .

Bei üblichen Transistoren rutschen etwa 99% der Elektronen von Emitter zum Kollektor durch. In der Basis bleiben etwa 1% der Elektronen hängen und fließen dort ab

Eigenschaften des bipolaren NPN-Transistors

1. Der Kollektorstrom I_C fließt nur, wenn auch ein Basisstrom I_B fließt. Wird der Basisstrom I_B verändert, dann verändert sich auch der Kollektorstrom I_C . Innerhalb des Transistors wirkt die Basisstromänderung wie eine Widerstandsänderung. Der Transistor wirkt bei einer Basisstromänderung wie ein elektrisch gesteuerter Widerstand.

2. Der Kollektorstrom I_C ist um ein vielfaches von 20 bis 10000 mal größer als der Basisstrom I_B . Dieser Größenunterschied kommt von der Aufteilung des Elektronenflusses von Kollektor (C) und Basis (B). Diesen Größenunterschied nennt man Stromverstärkung β . Er lässt sich aus dem Verhältnis I_C zu I_B berechnen.

3. Der Basisstrom I_B fließt erst dann, wenn die Schwellspannung U_{BE} an der Basis-Emitter-Strecke erreicht ist. Der Schwellwert ist abhängig vom Halbleitermaterial. Üblicherweise nimmt man Silizium-Transistoren, mit einem Schwellwert von 0,6 bis 0,7 V. Es gibt auch Germanium-Transistoren mit einem Schwellwert von 0,3 V.

Mittels einer Hilfsspannung U_{BE} kann der Schwellwert vorab eingestellt werden. Dieses Vorgehen wird als Arbeitspunkteinstellung bezeichnet. Um diese eingestellte Spannung kann nun der Basisstrom den Kollektorstrom steuern.

4. Wenn kein Basisstrom I_B fließt, dann sperrt der Transistor. Sein Widerstand in der Kollektor-Emitter-Strecke ist unendlich groß. Die Spannung am Kollektor-Emitter ist sehr groß. Fließt ein Basisstrom, dann wird der Transistor leitend. Sein Widerstand ist kleiner geworden. Damit ist auch die Spannung am Kollektor-Emitter kleiner. Genauer betrachtet führt eine Zunahme am Eingang (Basis) zu einer Abnahme am Ausgang (Kollektor-Emitter). Man nennt das auch invertierendes Verhalten. Diese Eigenschaft ist das Schaltverhalten des bipolaren Transistors und wird in der Elektronik sehr häufig angewendet (Transistor als Schalter).

5. Wenn die Spannung U_{CE} kleiner ist, als die Spannung U_{BE} , dann befindet sich der bipolare Transistor in der Sättigung oder im Sättigungsbetrieb. Das passiert dann, wenn der Transistor durch den Basisstrom überflutet wird. Der Basisstrom ist dann so groß, dass die maximale Stromverstärkung schon längst erreicht ist und der Kollektorstrom nicht mehr weiter steigt.

Generell hat das keine negativen Auswirkungen, solange der maximale Basisstrom nicht überschritten wird. Wenn doch, dann wird der Transistor zerstört.

Allerdings hat der Sättigungsbetrieb negative Auswirkungen auf das Schaltverhalten eines Transistors. Bei einem schnellen Schaltvorgang, wenn die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} schnell wechseln muss. Dann

muss der Transistor erst von der Ladungsträgerüberflutung freigeräumt werden. Das dauert länger, als wenn nur wenige Ladungsträger über die Basis abfließen. Diese Verzögerung macht sich bei hohen Schaltfrequenzen negativ bemerkbar. Dann sollte der Sättigungsbetrieb vermieden werden.

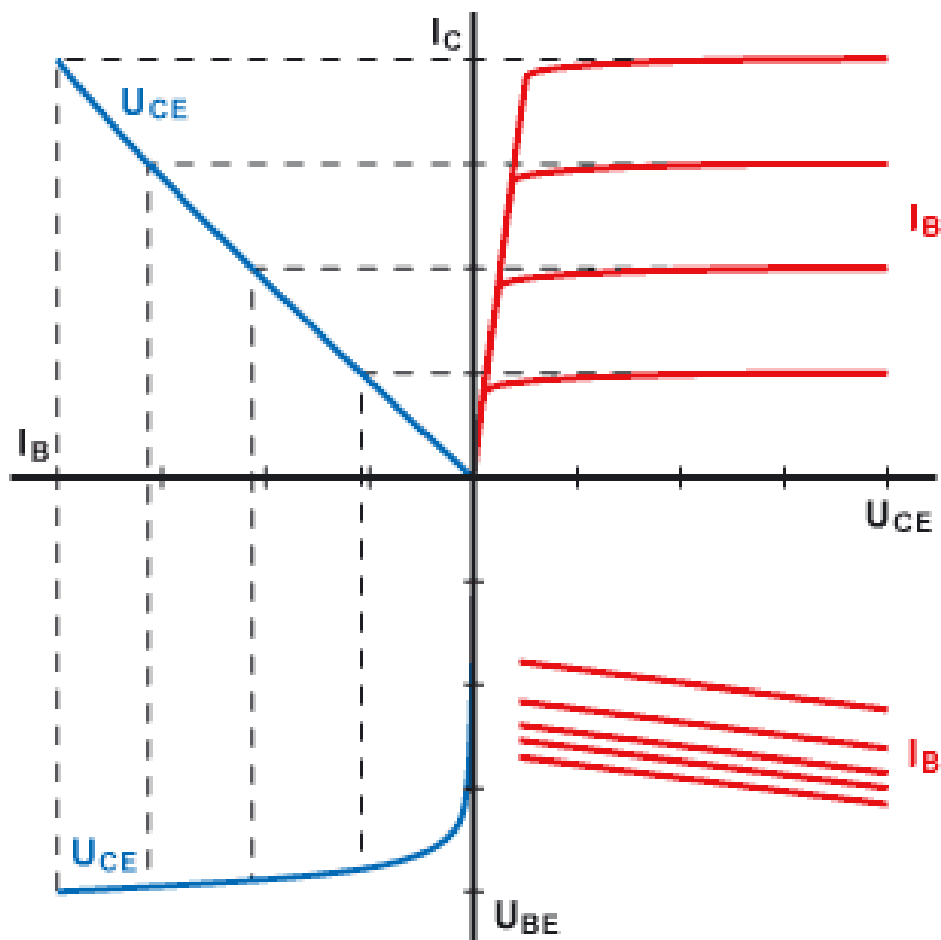
6. Der bipolare Transistor vereint zwei Stromkreise in sich. Der Stromkreis mit der Spannung U_{BE} wird als Steuerstromkreis bezeichnet. Der Stromkreis mit der Spannung U_{CE} wird als Arbeits- oder Laststromkreis bezeichnet.

Bipolare Transistoren / Standard-Typen

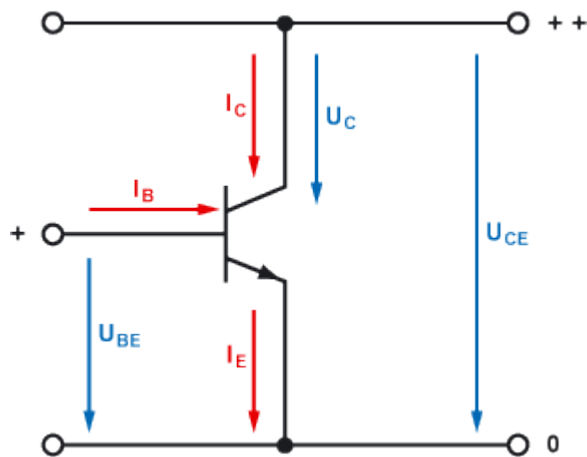
Typ	NPN/PNP	Gehäuse	P_{tot}/W	U_{CE}/V	I_C/A	$B (\beta)$	f_G/MHz
BC 107 B	NPN	TO-18	0,3	45	0,1	200-450	300
BC 140-6	NPN	TO-39	3,7	40	1	40-100	50
BC 140-10	NPN	TO-39	3,7	40	1	63-160	50
BC 140-16	NPN	TO-39	3,7	40	1	100-250	50
BC 547 A	NPN	SOT-54	0,5	45	0,1	110-220	300
BC 547 B	NPN	SOT-54	0,5	45	0,1	200-450	300
BC 547 C	NPN	SOT-54	0,5	45	0,1	420-800	300
BC 557 A	PNP	SOT-54	0,5	45	0,1	125-250	150
2 N 3055	NPN	TO-3	115	60	15	20-70	0,8

Transistor-Kennlinienfelder

Stromsteuerkennlinienfeld Ausgangskennlinienfeld



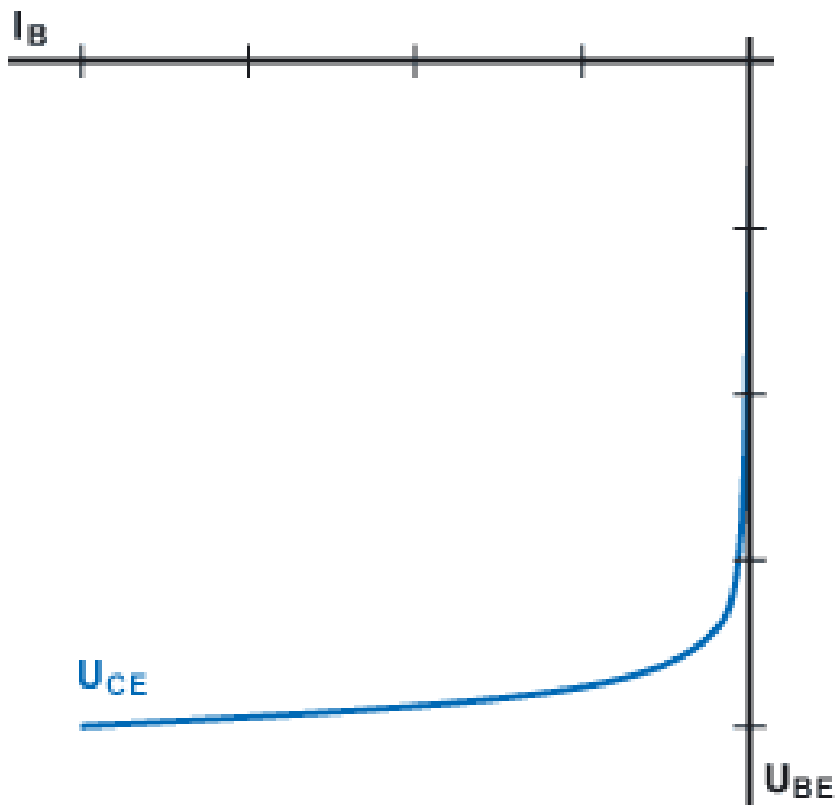
Eingangskennlinienfeld Rückwirkungskennlinienfeld



Bipolare Transistoren haben die Stromgrößen I_E , I_C , I_B und die Spannungsgrößen U_{CE} , U_{BE} , U_C (CB). Die Zusammenhänge zwischen den einzelnen Strömen und Spannungen würde insgesamt 30 Kennlinienfelder ergeben. Sofern man einen bipolaren Transistor als Verstärker oder Schalter verwendet, reichen 4 Kennlinienfelder aus. Den Zusammenhang zwischen den relevanten Werten wird in einem Vierquadrantenkennlinienfeld dargestellt. Je nach Grundschaltung sehen diese Kennlinienfelder anders aus. Die Beschreibungen dieser Kennlinienfeldern beziehen sich auf die hier dargestellte Grundschaltung.

Die gestrichelten Linien in den Kennlinienfeldern zeigen den Zusammenhang zwischen den einzelnen Strömen und Spannungen.

Eingangskennlinienfeld $I_B = f(U_{BE})$



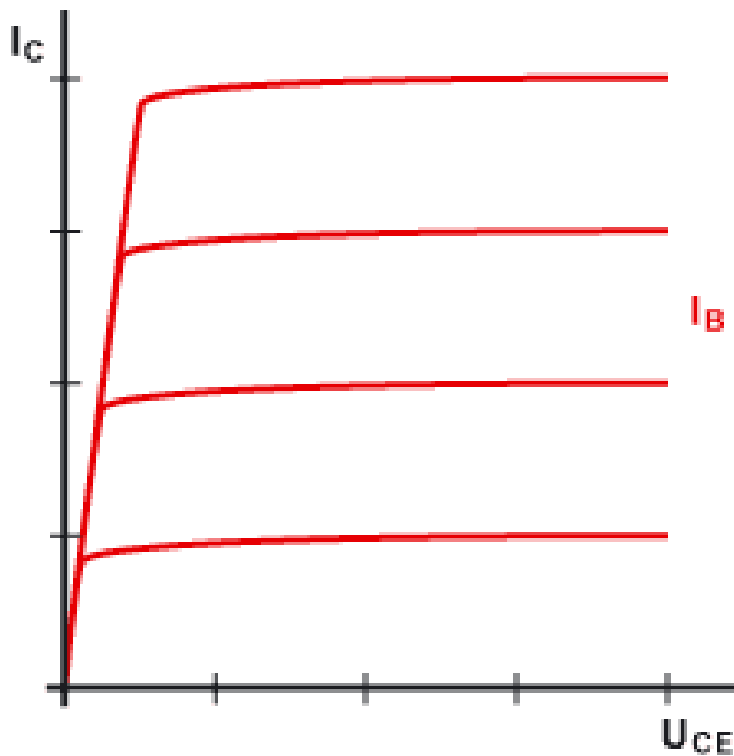
Die Eingangsgrößen der Emitterschaltung sind der Basisstrom I_B und die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} . Der Zusammenhang zwischen diesen beiden Werten stellt die Durchlasskennlinie der pn-Schicht zwischen Basis und Emitter dar. Es handelt sich dabei um eine der beiden Diodenstrecken im Transistor. Die Kennlinie gilt jeweils für eine bestimmte Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} .

$$r_{BE} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}$$

Den Anstieg an einem bestimmten Punkt in der Kennlinie bezeichnet man als differentiellen Eingangswiderstand r_{BE} .

Der Widerstand r_{BE} ändert sich, wenn die Spannung U_{CE} nicht konstant ist und bezieht sich auf einen bestimmten Arbeitspunkt.

Ausgangskennlinienfeld $I_C = f(U_{CE})$



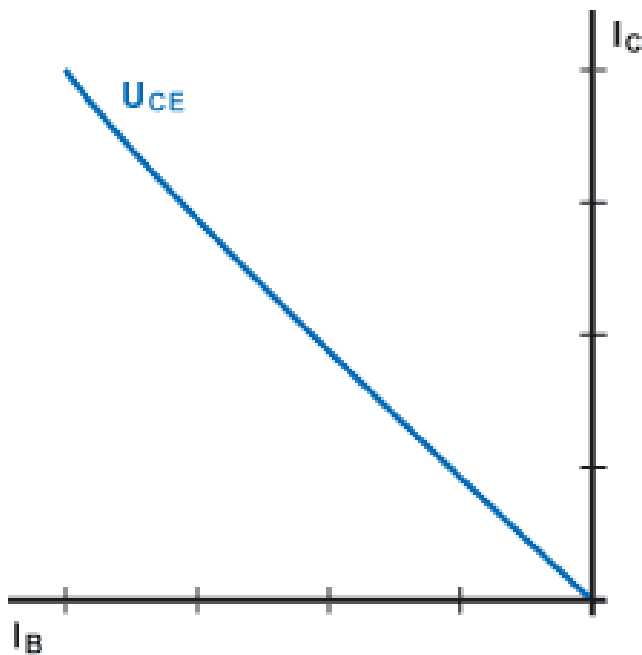
Die Ausgangsgrößen der Emitterschaltung sind der Kollektorstrom I_C und die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} . Der Zusammenhang zwischen diesen beiden Werten wird bei verschiedenen Basisströmen I_B angegeben. Jede Kennlinie gilt für jeweils einen anderen Basisstrom I_B .

$$r_{CE} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C}$$

Den Anstieg an einem bestimmten Punkt in der Kennlinie bezeichnet man als differentiellen Ausgangswiderstand r_{CE} .

Der Widerstand r_{CE} ändert sich, wenn der Strom I_B nicht konstant ist und bezieht sich auf einen bestimmten Arbeitspunkt.

Stromsteuerkennlinienfeld $I_C = f(I_B)$



Die Stromsteuerkennlinie ergibt sich aus dem Zusammenhang von dem Kollektorstrom I_C und dem Basisstrom I_B . Die Stromsteuerkennlinie wird auch als Übertragungskennlinie bezeichnet.

Die Kennlinie gilt jeweils für eine bestimmte Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} . Die Charakteristik der Kennlinie ist anfangs nahezu linear und krümmt sich dann gegen Ende etwas.

Aus der Steilheit der Kennlinie kann die Gleichstromverstärkung B und die differentielle Stromverstärkung β abgelesen werden. Je steiler die Kennlinie, desto größer die Stromverstärkung. Ist die Kennlinie stark gekrümmt, dann ist die Verstärkung nicht konstant. Dadurch entstehen Verzerrungen am Ausgang einer Verstärkerschaltung.

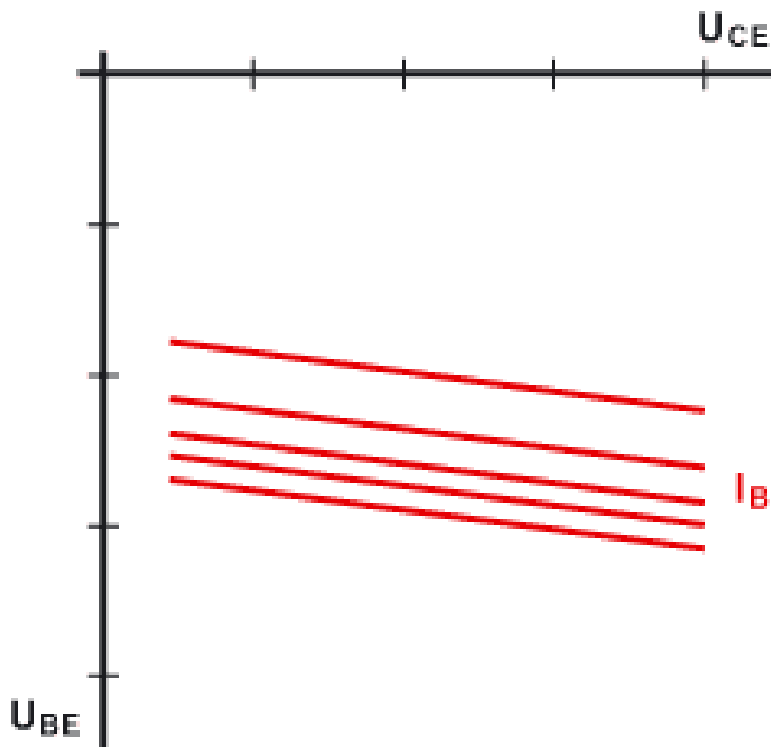
$$B = \frac{I_C}{I_B}$$

Der Gleichstromverstärkungsfaktor B ergibt sich direkt aus dem Kollektorstrom I_C und dem Basisstrom I_B , bei einer bestimmten Kollektor-Emitter-Spannung.

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

Der Wechselstromverstärkungsfaktor β ergibt sich aus der Kollektorstromänderung ΔI_C und der Basisstromänderung ΔI_B bei einer bestimmten Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} .

Rückwirkungskennlinienfeld $U_B = f(U_{CE})$



Die Rückwirkung vom Ausgang (Spannung U_{CE}) auf den Eingang (Spannung U_{BE}) wird im Rückwirkungskennlinienfeld dargestellt.

Eine Änderung der Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} führt zu einer Änderung der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} . Diese Rückwirkung sollte möglichst klein gehalten werden. Dies ist nicht durch schaltungstechnische Maßnahmen möglich.

Einfluss hat nur der Transistor-Hersteller.

Die Rückwirkungskennlinie bezieht sich auf einen bestimmten Basisstrom I_B .

$$D = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}}$$

Das Maß für die Rückwirkung ist der differenzielle Rückwirkungsfaktor D bei einem bestimmten Basisstrom. Der Rückwirkungsfaktor D ändert sich, wenn der Basisstrom I_B nicht konstant ist und bezieht sich auf einen bestimmten Arbeitspunkt.

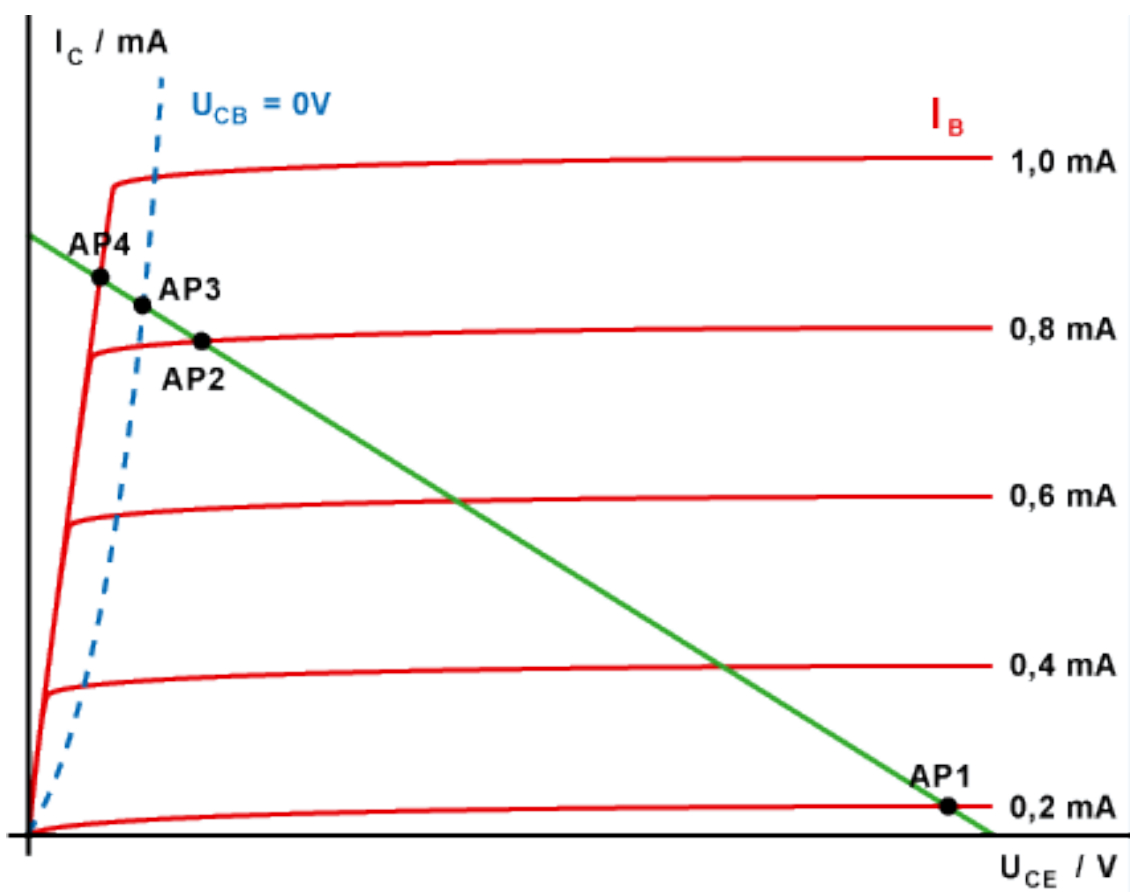
Übersteuerung und Sättigung (Transistor)

Im Zusammenhang mit dem bipolaren Transistor hört man manchmal von Übersteuerung/Übersteuern und Sättigung. Der Fachmann verwendet die

Begriffe "einen Transistor übersteuern" oder "der Transistor befindet sich in der Sättigung". In der Regel sagt einem Unkundigen das überhaupt nichts. Und tatsächlich, beschäftigt man sich mit Transistor-Schaltungen nur am Rande, kommt man mit Übersteuerung und Sättigung kaum in Berührung. Zumindest nicht, wenn man sich hauptsächlich mit dem Transistor als Verstärker beschäftigt. Betreibt man einen Transistor als Schalter, sollte man wissen, was diese Begriffe bedeuten.

Zustände einer Transistor-Schalterstufe

Insgesamt gibt es 4 Zustände, die eine Transistor-Schalterstufe (Transistor als Schalter) einnehmen kann. Die meisten Elektroniker kennen zwei. Den sperrenden und den leitenden Zustand. Denkbar wäre auch EIN und AUS. Bei den insgesamt 4 Zuständen handelt es sich um Arbeitspunkte (AP).



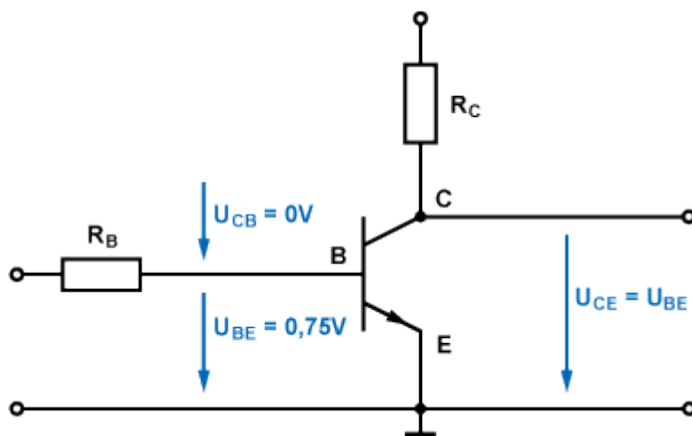
- AP1**: Im **Sperrzustand** der Schalterstufe liegt der Arbeitspunkt bei AP1.
- AP2**: Beim Wechsel in den **leitenden Zustand** wandert der Arbeitspunkt von AP1 nach AP2.
- AP3**: Wird die Basisspannung und der Basisstrom weiter erhöht, erreicht der Arbeitspunkt AP3, den Bereich der **Übersteuerung**. Der Übersteuerungsbereich eines Transistors liegt zwischen AP3 und AP4. Hier kann der Transistor einen beliebigen Arbeitspunkt einnehmen.

- AP4:** Der **Sättigungszustand** bei Arbeitspunkt AP4 ist dann erreicht, wenn trotz Erhöhung des Basisstromes die Kollektor-Emitter-Spannung nicht mehr weiter sinkt.

Übersteuerung

In der Betriebsart "Transistor als Schalter" wird der Transistor in der Regel immer übersteuert bzw. übersteuert betrieben. Im Übersteuerungszustand schaltet der Transistor schneller in den leitenden Zustand. Das heißt, die Einschaltzeit verkürzt sich. Da dabei der Transistorkristall mit Ladungsträgern überflutet ist, verlängert sich aber auch die Ausschaltzeit. Der Sperrzustand ist erst mit dem Ausräumen der Ladungsträger und dem anschließenden Aufbau der Sperrzone erreicht.

Wie kommt es zur Übersteuerung des Transistors?

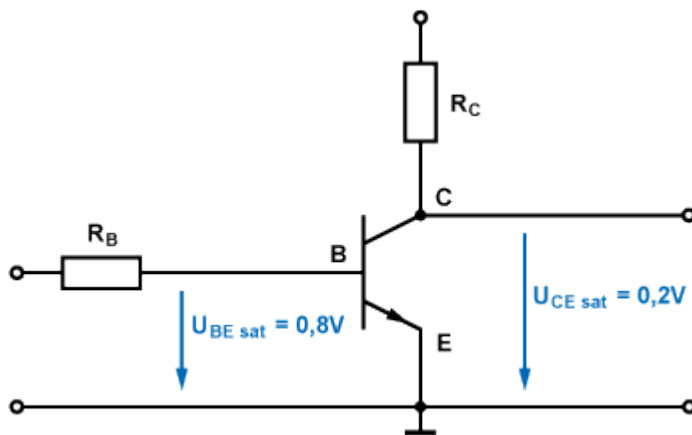


Die Übersteuerung erfolgt im leitenden Zustand. Das bedeutet, an der Basis liegt eine Spannung U_{BE} und es fließt ein Strom I_B . Der Widerstand der Kollektor-Emitter-Strecke ist klein. Die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} ist klein. Das bedeutet, der Transistor ist "durchgesteuert". Wird in diesem Zustand die Spannung U_{BE} und der Strom I_B weiter erhöht, dann verringert sich der Widerstand der Kollektor-Emitter-Strecke. Das bedeutet, die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} sinkt weiter. Irgendwann ist U_{CE} soweit abgesunken, dass $U_{CE} = U_{BE}$ ist. Die Spannung U_{CB} liegt dann bei $0V$. An der Basis-Kollektor-Strecke liegt keine Spannung mehr an. Hier beginnt die sogenannte Übersteuerung des Transistors.

Sättigung

Sättigung bedeutet, dass der Transistor "ganz auf" bzw. "voll leitend" ist. Gerne wird auch die unförmige Bezeichnung "voll durchgesteuert" verwendet. An diesem Punkt kann man den Basisstrom I_B erhöhen wie man will. In der

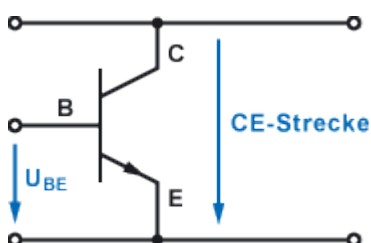
Kollektor-Emitter-Strecke fließt deshalb nicht mehr Strom. Physikalisch liegt die Kollektor-Emitter-Spannung bei "voll leitend" nicht bei 0 V, sondern je nach Transistor eher bei 0,05...0,2 V.



Der Sättigungszustand ist erreicht, wenn die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors ihren niederohmigsten Zustand erreicht hat. Das passiert dann, wenn die Basisspannung U_{BE} und der Basisstrom I_B vergrößert wird und der Transistorkristall mit Ladungsträgern überschwemmt ist. Dann unterschreitet die Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} den Wert der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} . Bei der Sättigungsspannung $U_{CE\text{ sat}}$ knicken die Kennlinien im Ausgangskennlinienfeld scharf ab und verlaufen näherungsweise durch den Ursprung des Kennlinienfeldes.

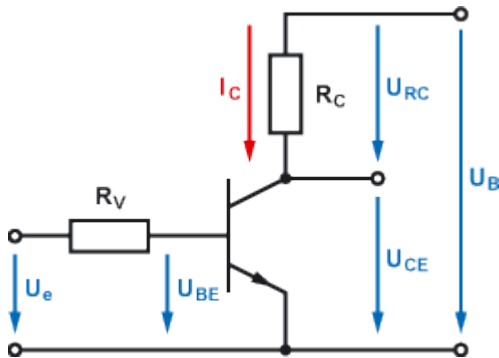
Im Sättigungszustand wird auch die Basis-Kollektor-Diode leitend. Das bedeutet, ein Teil des Basis-Steuerstroms fließt über den Kollektor zum Emitter ab. Das bedeutet, man braucht im Sättigungsbereich einen immer größeren Basisstrom, um einen bestimmten Kollektorstrom bei kleiner werdender Kollektor-Emitter-Spannung zu erhalten. Außerhalb des Sättigungsbereichs ist der Kollektorstrom fast unabhängig von der Kollektor-Emitter-Spannung.

Transistor als Schalter



Transistoren eignen sich zum kontaktlosen Schalten kleiner und mittlerer Leistungen.

Der eigentliche Schalter ist dabei die Kollektor-Emitter-Strecke (CE-Strecke) des Transistors. Der Basisanschluss ist die Steuerelektrode. Die anliegende Spannung U_{BE} an der Steuerelektrode ist der ausschlaggebende Faktor, ob ein Strom durch den Transistor fließt oder nicht. Fließt ein Strom durch den Transistor, dann ist er niederohmig, fließt kein Strom durch den Transistor, dann ist er hochohmig.

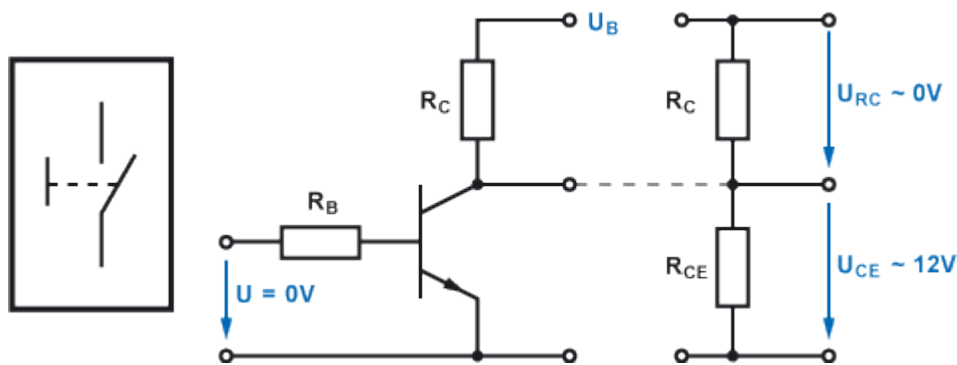


Eingangsspannung U_e	0 V	12 V
Basis-Emitter-Spannung U_{BE}	~ 0 V	$\sim 0,7$ V
Kollektorstrom I_C	~ 0 mA	~ 50 mA
Widerstand zwischen Kollektor und Emitter R_{CE}	~ 100 M Ω	~ 4 Ω
Spannung zwischen Kollektor und Emitter U_{CE}	~ 12 V	~ 0 V
Spannung am Kollektor-Widerstand U_{RC}	~ 0 V	~ 12 V
Zustand des Transistor	sperrt	leitet
Schalter-Prinzip	geöffnet	geschlossen

Prinzip: Transistor als Schalter

Um das Prinzip "Transistor als Schalter" oder "Schalttransistors" zu verstehen, muss man sich das Verhalten des Transistors genauer ansehen. Das Prinzip sieht so aus, dass ein sperrender Transistor einem geöffneten Schalter und ein leitender Transistor einem geschlossenen Schalter entspricht. Das Schaltprinzip kann man jeweils mit Hilfe einer Ersatzschaltung, bestehend aus zwei Widerständen, verdeutlichen.

Sperrender Transistor - Geöffneter Schalter

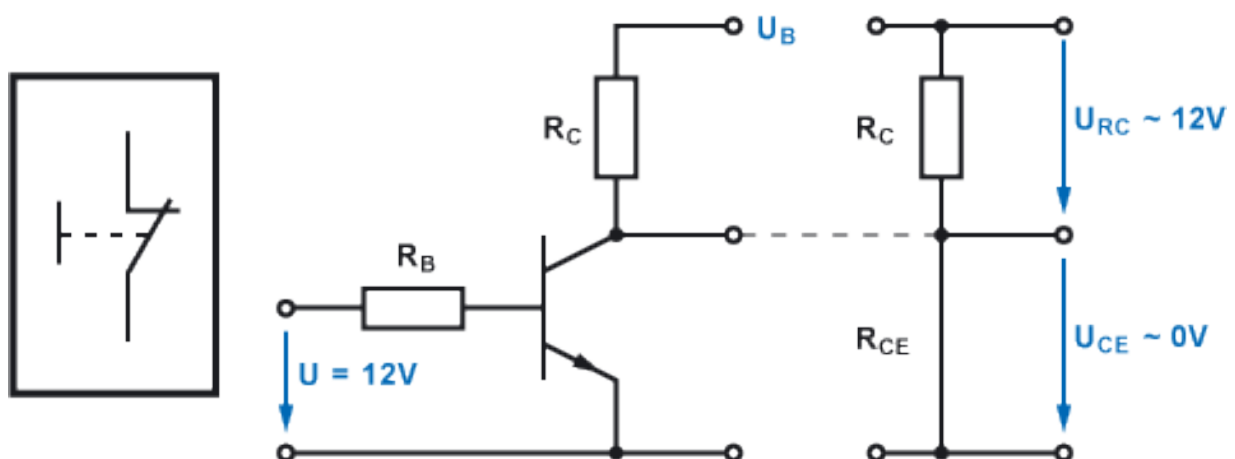


Erhält der Transistor keine Basisspannung U_{BE} , kann kein Basisstrom fließen. Das bedeutet, dass kein Kollektor-Strom fließt. Die R_{CE} -Strecke ist hochohmig und die ganze Betriebsspannung U_B fällt am Transistor (CE-Strecke) als Spannung U_{CE} ab.

Der Transistor sperrt aus Sicht des Stroms. Für die Wirkungsweise bedeutet das, der Schalter ist geöffnet.

Im sperrenden Zustand wirkt der Transistor wie ein hochohmiger Widerstand. Da der Widerstand R_C kleiner ist, als der Widerstand des sperrenden Transistors, fällt der größte Teil der Betriebsspannung am Transistor (CE-Strecke) ab.

Leitender Transistor - Geschlossener Schalter



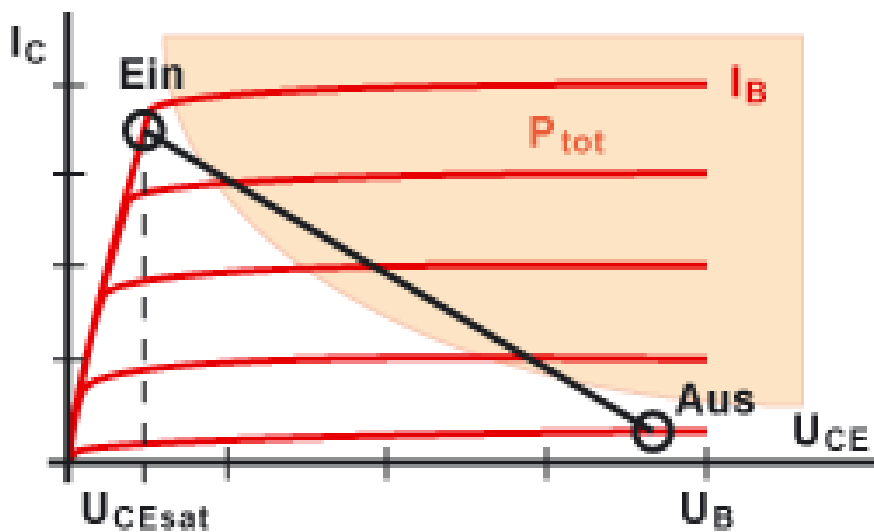
Erhält der Transistor eine positive Basisspannung U_{BE} , so fließt ein Basisstrom und ein Kollektorstrom. Die R_{CE} -Strecke ist niederohmig. Es fällt eine sehr geringe Spannung U_{CE} am Transistor ab.

Der Transistor leitet aus Sicht des Stroms. Für die Wirkungsweise bedeutet das, der Schalter ist geschlossen.

In leitendem Zustand wirkt der Transistor wie ein sehr niederohmiger Widerstand. Da der Widerstand R_C in diesem Fall einen höheren Widerstand hat

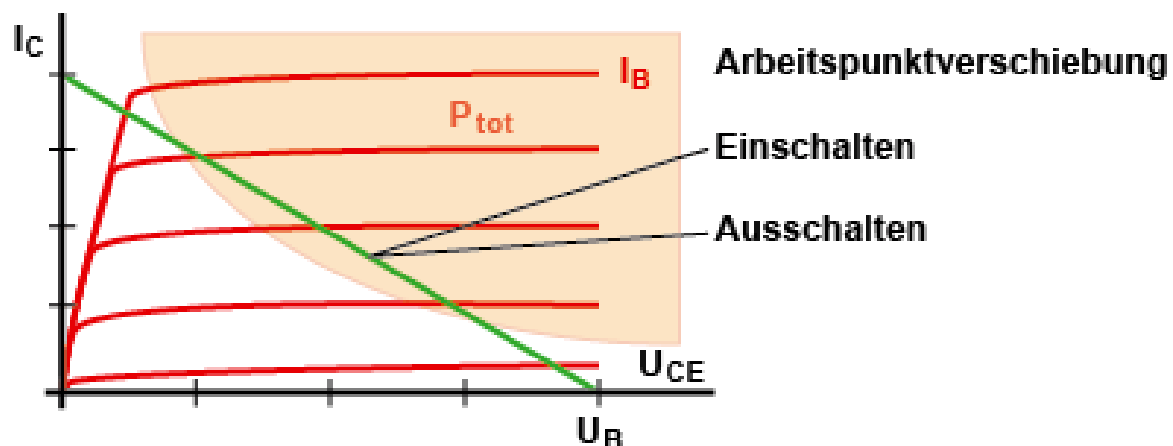
als der leitende Transistor, fällt der größte Teil der Betriebsspannung am Widerstand R_c ab.

Arbeitspunktverschiebung



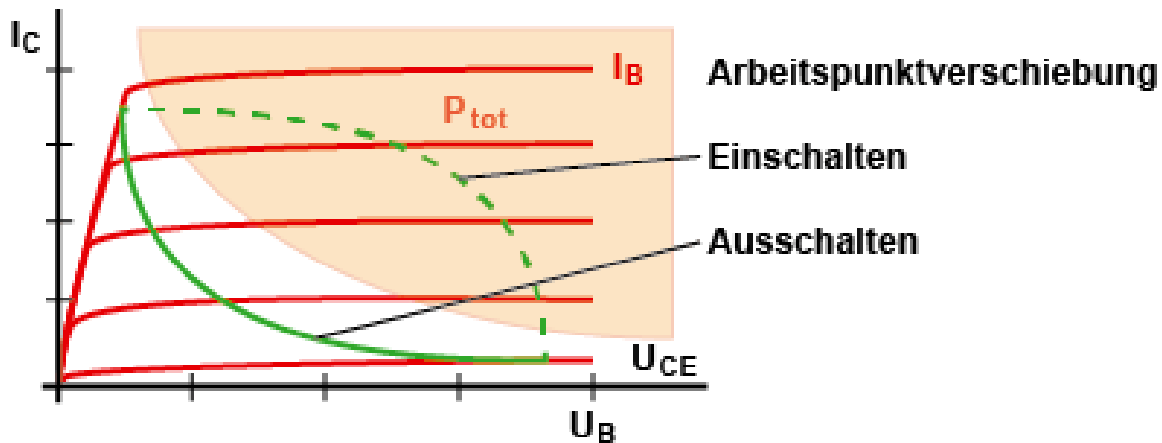
Beim Schalten des Transistors wechselt der Arbeitspunkt im Kennlinienfeld seinen Standort von "Ein" nach "Aus" bzw. umgekehrt. Dabei durchquert der Arbeitspunkt den verbotenen Bereich P_{tot} . In diesem Bereich ist die verbrauchte Leistung sehr groß, was den Transistor erhitzt. Braucht der Arbeitspunkt für diesen Weg zu lange, wird der Transistor zerstört.

Schalten ohmscher Last (z. B. Widerstand)



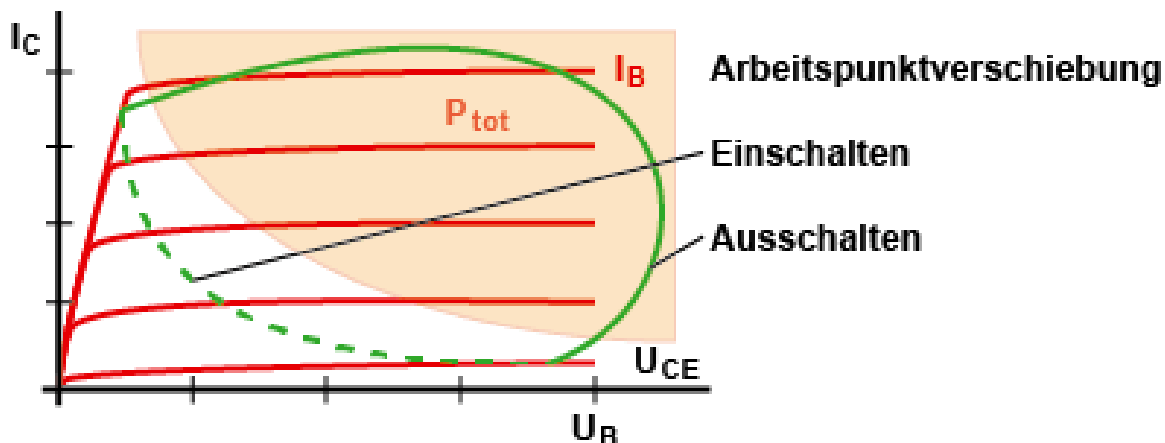
Das Schalten unter ohmscher Last (Widerstand) ist kein Problem, weil der Arbeitspunkt den Bereich P_{tot} nur kurz durchstreift.

Schalten kapazitiver Last (z. B. Kondensator)



Befindet sich im Kollektor-Stromkreis ein Kondensator, dann wird unter kapazitiver Belastung geschaltet. So ergibt sich ein hoher Strom beim Einschalten, der den Transistor stark erhitzt. Wird dieser Strom nicht begrenzt, bewegt sich der Arbeitspunkt durch den Bereich P_{tot} , wobei der Transistor zerstört wird.

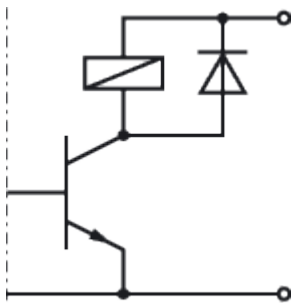
Schalten induktiver Last (z. B. Spule, Relais oder Motor)



Befindet sich im Kollektor-Stromkreis eine Induktivität dann entsteht beim Abschalten eine hohe Induktionsspannung.

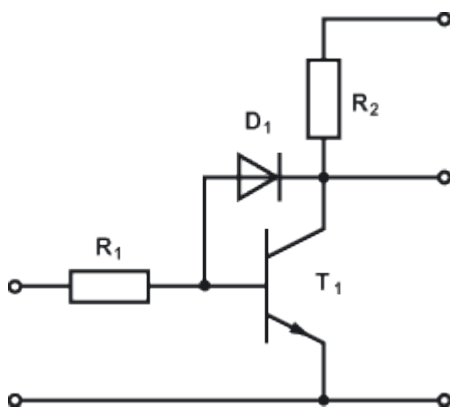
Hintergrund: Im leitenden Zustand baut sich durch den Stromfluss in der Induktivität ein Magnetfeld auf, das beim Ausschalten schlagartig zusammenbricht. Die Spule versucht nun die abgeschaltete Spannung zu erhalten und erzeugt eine Induktionsspannung. Deshalb muss eine Diode als Spannungsbegrenzung parallel geschaltet werden. Diese Diode wird als Freilaufdiode bezeichnet. Es handelt sich dabei um eine ganz normale Silizium-Diode.

Freilaufdiode bei induktiven Lasten



Die Freilaufdiode wird parallel zum Relais oder der Induktivität geschaltet, das bei sperrendem Transistor eine hohe Induktionsspannung erzeugt. Die Diode fungiert hier als Schutzdiode. Die Diode schließt die Induktionsspannung kurz und begrenzt sie auf den Wert der Diodendurchflussspannung. Nachteil dieser Methode ist allerdings eine erhöhte Abfallverzögerung des Relais.

Schneller Transistor-Schalter mit Diode



R₁	10k
R₂	2k2
D₁	BAT 85
T₁	BC 547

Durch die Diode D_1 , zwischen Basis und Kollektor, wird beim Einschalten des Transistors T_1 der Basisstrom begrenzt. Dieser wird durch die geringe Durchlassspannung zum Kollektor abgeführt und deshalb wird der Transistor weniger stark gesättigt. Beim Ausschalten braucht der Transistor viel weniger Zeit, weil weniger Ladungsträger entfernt werden müssen. Die Diode BAT85 ist eine Kleinsignal-Schottky-Diode. Diese Dioden schalten sehr schnell. Darum eignen sie sich speziell für diesen Einsatz. Dazu kommt, dass die

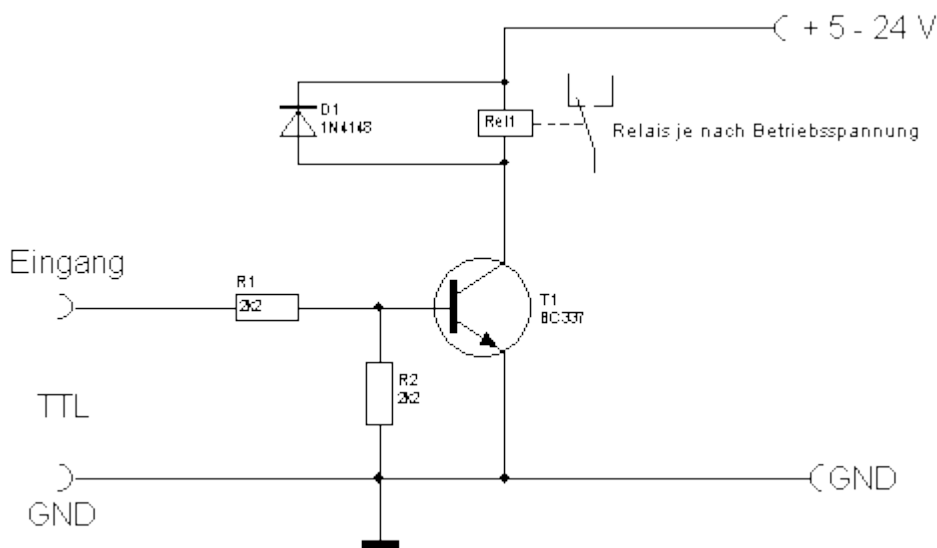
Flussspannung mit etwa 0,25 V wesentlich niedriger ist als die einer herkömmliche Silizium-Diode mit etwa 0,65 V.

Treiberschaltung: Schalten/Steuern eines Relais mit TTL-Signal (5V)

Digitale Ausgänge, wie zum Beispiel von einem TTL-Schaltkreis (+5V) liefern nur einen geringen Strom. So ist es kaum möglich eine Lampe zum Leuchten zu bringen oder ein Relais zu schalten. Um mit dem Ausgangssignal des ICs etwas anfangen zu können, wird einfach eine Transistorschaltung an den Ausgang gehängt. Diese Schaltung ist eine Treiberschaltung, die ein Relais schalten kann.

Diese Schaltung funktioniert mit einer Betriebsspannung von 5 bis 24 V. Das Relais muss für die entsprechende Betriebsspannung gewählt werden. Alle anderen Bauteile D1, T1, R1 und R2 bleiben bei jeder Betriebsspannung gleich. Das Eingangssignal kommt von Ausgang eines TTL-Schaltkreises (+5V).

Treiberschaltung



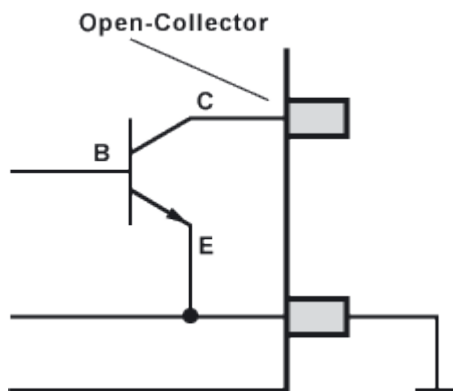
Die Schaltung und die Idee dazu wurde von Eberhard Schott zu Verfügung gestellt.

Bauteilliste

R1	2,2 kOhm
R2	2,2 kOhm
D1	1N4148
T1	BC 337

Rel1 (+12V)	Relais 351-825 von RS-Components
Rel1 (+5V)	Relais 351-803 von RS-Components

Open-Collector (OC)



Der Open-Collector (OC) ist der unbeschaltete Kollektor-Anschluss eines Transistors am Ausgang eines integrierten Schaltkreises (IC). Mit "unbeschaltet" ist offen (engl. open) gemeint.

Der Open-Collector ist einer von mehreren Ausgangstypen für digitale integrierte Schaltkreise. Dazu gehören TTL, CMOS und weitere Schaltkreisfamilien. Wenn anstelle von TTL-ICs, wie heute üblich, CMOS-ICs verwendet werden, dann spricht man von Open-Drain-Ausgängen (vom Feldeffekttransistor abgeleitet). Die Funktion und die Bedeutung sind identisch mit dem Open-Collector.

Von der Schaltung her, ist der Open-Collector ein NPN-Transistor, dessen Emitter auf Masse liegt und der Kollektor als Ausgang dient. Der Kollektor des Transistors wird dabei ohne weitere innere Beschaltung an den Ausgang des integrierten Schaltkreises geführt. Dadurch ist es möglich, den Ausgang des integrierten Schaltkreises ohne weitere Beschaltung auf Masse zu ziehen. Ist der Transistor nicht durchgesteuert, ist der Ausgang hochohmig. Spannung liegt keine an.

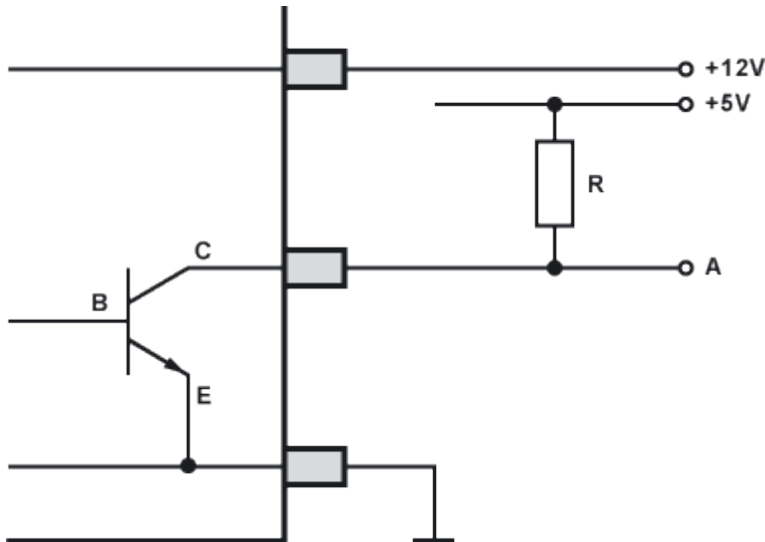
Beschaltung des Open-Collector

Der Open-Collector verhält sich wie ein Schaltausgang. Allerdings ist nicht definiert, wie logisch HIGH und LOW zu 1 und 0 zugeordnet sind. Er wird deshalb gerne dazu verwendet einen Ausgang an ein beliebiges Spannungsniveau zu schalten. Dadurch ist es möglich auf eine Spannungs- bzw. Pegelanpassung zu verzichten. Durch den Verzicht des Kollektorwiderstands ist es sogar möglich mehrere Open-Collector-Ausgänge

zusammenzuschalten. Dies nennt man eine Wired-OR-Verknüpfung (active closed) oder Wired-AND-Verknüpfung (active open).

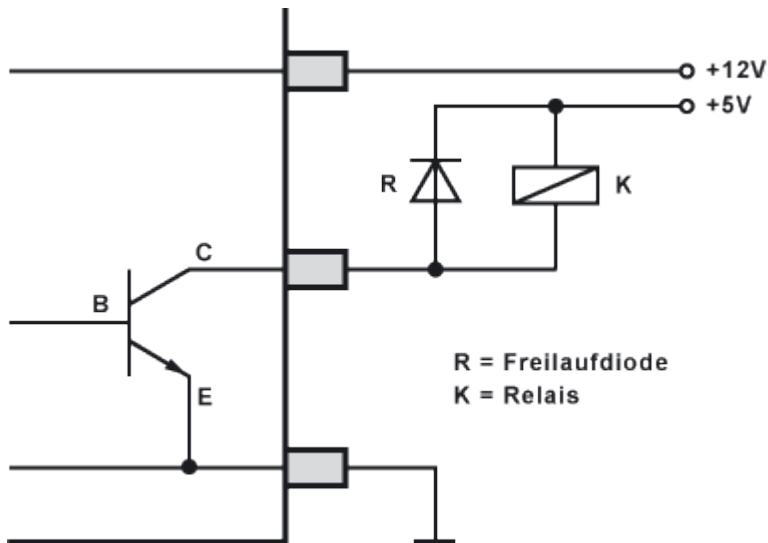
- Mehr zu diesem Thema liest man in [Vierkanal-Übersteuerungsanzeige mit LEDs](#)

Open-Collector mit Pullup-Widerstand



Soll der Open-Collector-Ausgang wie ein normaler Ausgang mit Spannungspotential funktionieren, dann muss der Open-Collector-Ausgang mit einem [Pullup-Widerstand](#) beschaltet werden. Erst dann kommt im anderen logischen Zustand eine Spannung heraus. Nachteilig ist dabei der große Unterschied der Ausgangsimpedanz. Bei logisch LOW (Transistor geschlossen) sind es praktisch 0 Ohm, bei logisch HIGH (Transistor offen) entspricht die Ausgangsimpedanz dem Wert des Kollektorwiderstands. Bei höheren Schaltfrequenzen wirkt sich das deshalb störend aus, weil die ansteigende Flanke weniger steil verläuft als die fallende. Das kommt von der parasitären Kapazität, die am Ausgang angeschlossen ist.

Open-Collector mit Relais



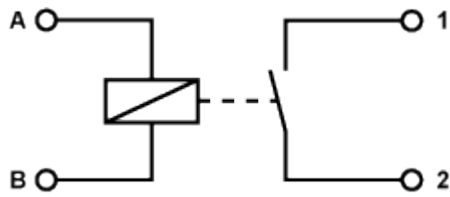
Wenn ein digitaler Schaltkreis ein Relais ansteuern muss, dann ist ein Open-Collector-Ausgang dazu besonders gut geeignet. Ohne weitere Beschaltung des Ausgangs, kann ein Relais (mit Freilaufdiode) an den Ausgang geschaltet werden.

Potentialfreier Kontakt

In manchen Schaltungsunterlagen von elektronischen Geräten steht, dass ein Ausgang potentialfrei ist. Was bedeutet das eigentlich?

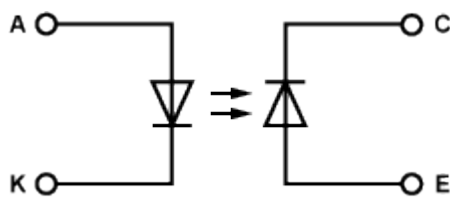
Der Kontakt an sich ist nichts weiter als ein Schalter. Die Anschlüsse des Schalters können beschaltet werden. Potentialfrei bedeutet, dass Eingangs- und Ausgangstromkreis galvanisch voneinander getrennt sind. Man spricht manchmal auch von Steuerstromkreis und Arbeitsstromkreis. Für den Ausgangstromkreis bedeutet das, dass an den Ausgangskontakten keine Spannung anliegt und auch kein Strom fließt. Hier ändert sich in Abhängigkeit des Steuerstromkreises nur der Zustand oder der Widerstand. Der Ausgang sind in der Regel die beiden Kontakte eines Öffners oder Schließers. Zum Beispiel von einem Relais. Manchmal wird auch der Ausgang eines Optokopplers verwendet. Der ist auch potentialfrei.

Beispiel am Relais



Zwischen den Kontakten fließt kein Strom. Stattdessen ändert sich der Schalterzustand von offen zu geschlossen.

Beispiel am Optokoppler



Zwischen den Kontakten fließt kein Strom. Stattdessen ändert sich der Widerstand. Das bedeutet, die Diode (Fotodiode) wird leitend.

Schaltungstechnische Anwendung

Ein Vorteil des potentialfreien Kontakts ist die Spannungs- und Stromfreiheit an den Ausgangsanschlüssen. Durch eine Fremdspannung kann man die Spannung selber festlegen. Die Eingangs- und Ausgangstromkreis können mit unterschiedlichen Spannungen und Strömen arbeiten. So kann man zum Beispiel eine 230V-Schaltung durch eine 12V-Schaltung schalten lassen. Auf diese Weise macht man Schaltungen mit unterschiedlichen Betriebsspannungen zueinander kompatibel.

Anwendungen

- Steuer- und Regelungstechnik
- Sicherheitstechnik
- Automatisierung

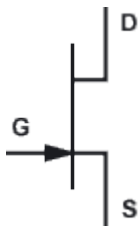
FET - Feldeffekt-Transistor / Unipolarer Transistor

Durch ein elektrisches Feld wird der Stromfluss durch den leitenden Kanal des Feldeffekt-Transistors gesteuert. Durch eine angelegte Spannung an der Steuerelektrode wird das elektrische Feld beeinflusst.

Es gibt folgende Feldeffekt-Transistoren:

- Sperrschicht-Feldeffekt-Transistor (Junction-FET, JFET)
- Isolierschicht-Feldeffekt-Transistor
- MOS-Feldeffekttransistor (MOS-FET)
- Lowpower-MOSFET von Thomas Schaerer
- Unijunctiontransistor (UJT)
- Dual-Gate-MOS-FET

Anschlüsse



Die Anschlüsse beim FET werden anders bezeichnet als beim bipolaren Transistor. Die Anschlüsse haben aufgrund anderer physikalischer Eigenschaften eine andere Bedeutung.

Das Gate (Tor), kurz G, ist die Steuerelektrode. Der Drain (Abfluss), kurz D, ist mit dem Kollektor vergleichbar. Über diesen Anschluss fließt der Elektronenstrom ab. Der Source (Quelle), kurz S, ist mit dem Emitter vergleichbar. Dort fließt der Elektronenstrom in den FET hinein.

Übersicht einiger Feldeffekttransistoren

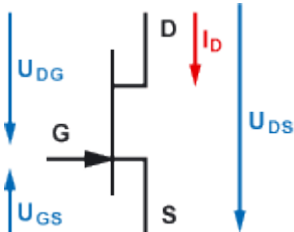
Typ	Kanal	I_D/A	U_{DS}/V	P_D/W	$R_{DS(ON)}/\Omega$	Gehäuse
BSN 10A		max. 175 mA	max. 50	-	max. 15	TO-92
BUZ 10	N	19	50	75	0,1	TO-220
BUZ 11	N	30	50	75	0,04	TO-220
BUZ 20	N	12	100	75	0,2	TO-220
BUZ 24	N	32	100	125	0,06	TO-3
BUZ 71	N	12	50	40	0,12	TO-220
BTS 100	P	1,5	50	-	0,3	TO-220
BUZ 271	P	22	50	125	0,15	TO-220
IRF 9530 U	P	12	100	75	0,3	TO-220
IRF 9543	P	15	50	125	0,3	TO-220

Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (JFET)

Sperrschicht-FETs werden im Englischen als JFET bezeichnet. Das J steht für Junction, was Sperrschicht bedeutet.

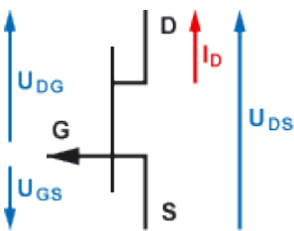
Sperrschicht-FETs gibt es als n-Kanal- und p-Kanal-Typen.

n-Kanal-Typ



Der n-Kanal-Typ hat eine n-leitende Kristallstrecke und zwei p-leitende Zonen. Der n-Kanal-Sperrschicht-FET hat eine positive Drainspannung U_{DS} und eine negative Gatespannung U_{GS} .

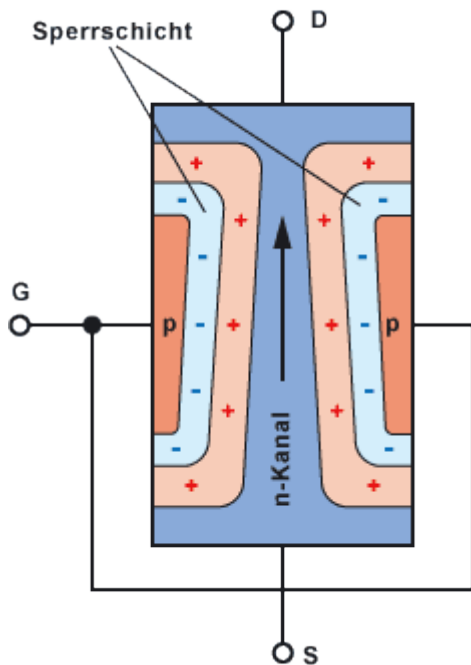
p-Kanal-Typ



Der p-Kanal-Typ hat eine p-leitende Kristallstrecke und zwei n-leitende Zonen. Der p-Kanal-Sperrschicht-FET hat eine negative Drainspannung U_{DS} und eine positive Gatespannung U_{GS} .

Funktionsweise des JFET

Die physikalische Funktionsweise wird am n-Kanal-Sperrschicht-FET erklärt.



Der n-Kanal-Sperrschicht-FET besteht aus einer n-leitenden Kristallstrecke. In die Seiten sind zwei p-leitende Zonen eindotiert. Diese beiden Zonen sind elektrisch miteinander verbunden und werden als Gate-Anschluss (G) aus dem Bauteil herausgeführt. Der n-Kanal hat jeweils zwei Anschlüsse. Den Drain (D) und den Source (S). Wenn an diesen Anschlüssen eine Spannung angelegt wird, dann fließt ein Elektronenstrom von Source nach Drain.

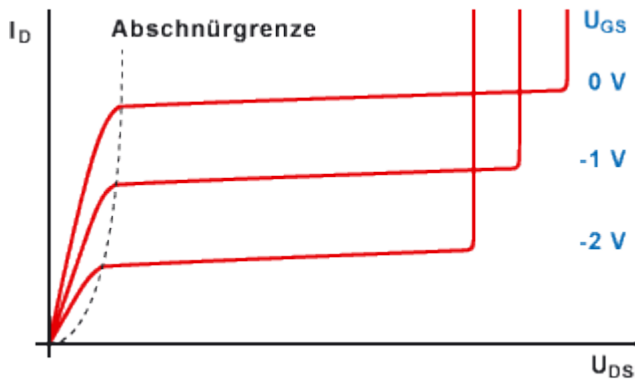
Die n-leitende Schicht hat gegenüber den p-leitenden Schichten eine positive Spannung. Um die p-leitenden Zonen entsteht eine Sperrschicht (Raumladungszone). Die Breite der Sperrschichten nimmt mit der an Source und Drain anliegenden Spannungshöhe im n-Kanal zu. Die Spannung wird zum Drain hin größer. Daher ist dort die Sperrschicht etwas breiter. Die p-Zonen haben eine Spannung von 0 V. In ihnen fließt kein Strom.

Innerhalb der Sperrschichten befinden sich keine frei beweglichen Ladungsträger (Elektronen). Die Elektronen im n-Kanal müssen den Weg zwischen den Sperrschichten nehmen.

Legt man an den Gate-Anschluss eine negative Spannung U_{GS} an, dann werden die Sperrschichten größer. Der n-Kanal wird dünner. Der Strom durch den n-Kanal wird mit I_D bezeichnet und wird kleiner. Je negativer die Spannung U_{GS} , desto breiter sind die Sperrschichten, desto größer der n-Kanal-Widerstand, desto kleiner der Strom I_D .

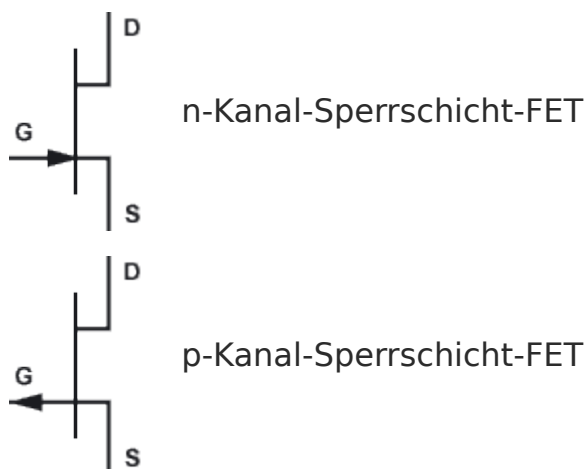
Wegen der Eigenleitung von Halbleiterkristallen lässt sich ein kleiner Sperrstrom durch die Sperrschicht in die p-Zonen nicht verhindern. Er ist allerdings so klein, dass sich die Sperrschicht nahezu leistungslos verändern lässt. Die Sperrschichtbreite und dadurch der Stromfluss durch den FET wird nur mit der Spannung U_{GS} gesteuert.

Kennlinienfeld



Die typische Kennlinien eines FET kommen aus einem Punkt, im Gegensatz zum Bipolaren Transistor, bei dem die Kennlinien aus einem Stamm kommen. Jede der Kennlinien gilt für eine bestimmte Gatespannung U_{GS} . Bei einer Gatespannung von 0 V ist die Sperrschicht am schmalsten bzw. kleinsten. Hier fließt der größte Strom I_D durch den Kanal. Ab der Abschnürgrenze lässt sich der Strom durch den Kanal nicht mehr erhöhen. Ab dieser Drainspannung U_{DS} wird der Drainstrom I_D nicht mehr wesentlich größer. Steigt die Drainspannung auf einen zu hohen Wert an, entsteht ein Durchbruch der Sperrschicht. Der Durchbruch ist mit dem Zener-Effekt der Z-Diode vergleichbar und hat die Zerstörung des Feldeffekttransistors zur Folge.

Schaltzeichen



Anwendungen

- Analogschalter (IC)
- Schalten von Wechselspannungen
- Konstantstromquelle
- Verstärker

Sperrschicht-FETs werden in Verstärkern, in Schalterstufen und Oszillatoren eingesetzt. Ein besonderer Vorteil ist ihr großer Eingangswiderstand, der eine leistungslose Steuerung ermöglicht.

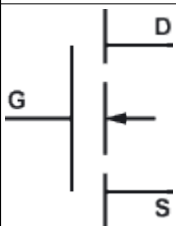
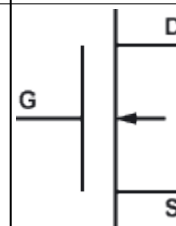
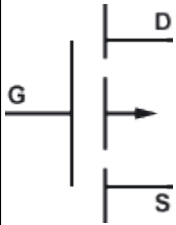
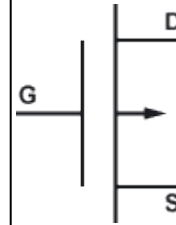
Der FET eignet sich auch für hochfrequente Anwendungen. Aber, wenn der sehr hohe Eingangswiderstand im Vordergrund steht, dann kann die JFET- oder MOSFET-Schaltung nicht auch noch für hohe Frequenzen zum Einsatz kommen. Das ist dann der Fall, wenn die Quellimpedanz (Ausgangswiderstand der vorgeschalteten Schaltung) auch sehr hoch ist.

Für große Ströme eignet sich der JFET nicht. Dafür gibt es die Power-MOS-FETs. Man kann den JFET durchaus als Schalter verwenden, wenn die Ströme klein sind. Zum Beispiel als Signalschalter.

MOS-Feldeffekttransistor (MOS-FET)

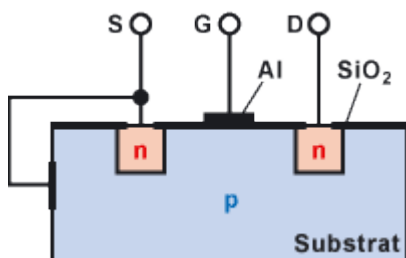
Die Bezeichnung MOS bedeutet Metal-Oxide-Semiconductor, was soviel bedeutet, wie Metall-Oxid-Halbleiterbauteil. Der MOS-FET ist auch als IG-FET

bekannt. Diese Bezeichnung kommt von Insulated Gate und bedeutet isoliertes Gate. Das hängt mit dem Aufbau des MOS-FET zusammen. Es gibt insgesamt 4 MOS-FET-Typen, wobei man zwischen n-Kanal- und p-Kanal- sowie Anreicherungstyp und Verarmungstyp unterscheidet.

	n-Kanal	
MOS-FET Typ	Anreicherungstyp (selbstsperrend)	Verarmungstyp (selbstleitend)
I_D bei U_{DS}	positiv	positiv
U_{GS} (Steuerspannung)	positiv	positiv/negativ
Schaltzeichen		
Anwendung	Leistungsverstärker	Hochfrequenzverstärker, digitale integrierte Schaltungen
	p-Kanal	
MOS-FET Typ	Anreicherungstyp (selbstsperrend)	Verarmungstyp (selbstleitend)
I_D bei U_{DS}	negativ	negativ
U_{GS} (Steuerspannung)	negativ	negativ/positiv
Schaltzeichen		
Anwendung	Leistungsverstärker	Hochfrequenzverstärker

Aufbau eines MOS-FET

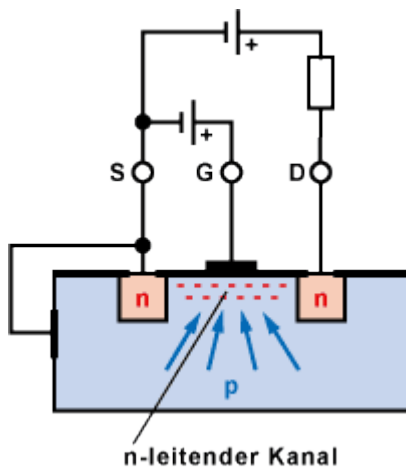
Grundstruktur eines MOS-FET (n-Kanal-Anreicherungstyp).



Der n-Kanal-Anreicherungstyp-Feldeffekttransistor besteht aus einem p-leitenden Kristall, dem Substrat. In das Substrat sind zwei n-leitende Inseln eindotiert. Der Kristall ist mit Siliziumdioxid (SiO_2) abgedeckt (Isolierschicht).

Die n-leitenden Inseln sind aber noch freigelegt und über Kontakte nach außen geführt (S und D). Auf dem Siliziumdioxid ist eine Aluminiumschicht (Al) als Gate-Elektrode aufgedampft.

Funktionsweise eines MOS-FET (Anreicherungstyp)



Diese Beschreibung des MOS-FET bezieht sich auf den Anreicherungstyp. Es gibt auch noch den Verarmungstyp.

Der MOS-FET befindet sich immer im Sperr-Zustand (deshalb selbstsperrend), wenn keine positive Spannung zwischen Gate- und Source-Anschluss anliegt. Wird zwischen Gate und Source (Substrat bei n-MOS-FET) eine positive Spannung U_{GS} angelegt, dann entsteht im Substrat ein elektrisches Feld. Die Elektronen werden vom Gate-Anschluss aus dem p-leitende Substrat (viele Löcher, sehr wenige Elektronen) angezogen. Sie wandern bis unter das Siliziumdioxid (Isolierschicht).

Die Löcher wandern in entgegengesetzter Richtung. Die Zone zwischen den n-leitenden Inseln enthält überwiegend Elektronen als freie Ladungsträger. Zwischen Source- und Drain-Anschluss befindet sich nun ein n-leitender Kanal. Die Leitfähigkeit dieses Kanals lässt sich durch die Gatespannung U_{GS} steuern. Die Vergrößerung der positiven Gatespannung führt zu einer Anreicherung des Kanals mit Elektronen. Der Kanal wird leitfähiger. Die Verringerung der positiven Gatespannung führt zu einer Verarmung des Kanals mit Elektronen. Der Kanal wird weniger leitfähig.

Dadurch dass die Siliziumdioxid-Schicht isolierend zwischen Aluminium und Substrat wirkt, fließt kein Gatestrom I_G . Zur Steuerung wird nur eine Gatespannung U_{GS} benötigt. Die Steuerung des Stromes I_D durch den MOS-FET erfolgt leistungslos.

Verarmungsprinzip

Der oben beschriebene MOS-FET ist ein Anreicherungstyp. Er ist selbstsperrend. Es gibt aber auch MOS-FETs als Verarmungstypen. Sie sind selbstleitend, weil sie schon nach angelegter Spannung U_{DS} leitend sind. Das wird durch eine schwache n-Dotierung zwischen den n-leitenden Inseln (Source und Drain) erzeugt. Dieser MOS-FET sperrt nur vollständig, wenn die Gatespannung U_{GS} negativer ist als die Spannung am Source-Anschluss. Der selbstleitende MOS-FET wird durch eine negative, wie auch eine positive Gatespannung U_{GS} gesteuert.

Lowpower-MOSFET-Minikurs und Batterie-Betriebsspannung-Abschaltverzögerung

Einleitung

Dieser Elektronik-Minikurs über Lowpower-MOSFETs ist auf eine spezielle Anwendung, auf die Verzögerungsschaltung, oft auch Timer genannt, fokussiert. Trotzdem eignet sich dieser Inhalt, um die bereits erworbenen Grundlagen über diese Art von Feldeffekttransistoren zusätzlich zu vertiefen. Für den Leser, der noch nicht weiss was ein Feldeffekttransistor (FET) ist, empfehlen sich die drei folgenden Grundlagenkurse von Patrick Schnabel: In diesen Grundlagenkursen erfährt man etwas über die zwei Arten von Feldeffekttransistoren, den Sperrschicht-FET (JFET) und den Metall-Oxyd-Silizium-FET (MOSFET). Beim JFET ist das Gate durch einen PN- oder NP-Übergang vom Drain-Source-Kanal gekoppelt. Beim MOSFET ist dies eine extrem dünne isolierende Siliziumoxydschicht (SiO_2). Beim JFET gibt es nur den Verarmungstyp (selbstleitend). Ein Drainstrom fliesst, wenn das Gate Sourcepotenzial hat. Beim MOSFET gibt es ebenso den Verarmungstyp, aber allgemein bekannter ist der Anreicherungstyp (selbstsperrend), vor allem wenn der Leistungs-MOSFET zum Einsatz kommt. Dieser MOSFET sperrt den Drainstrom wenn das Gate Sourcepotenzial hat. Nur wenn eine gewisse minimale Spannung zwischen Gate und Source anliegt, kann ein Drainstrom fliessen. Es gibt spezielle MOSFETs für den Einsatz in Logikschaltkreisen, die mit 5 VDC gespeist werden. Für diese Power-MOSFETs genügt eine Gate-Source-Spannung von weniger als 5 V damit der Drain-Source-Kanal vollständig leitet. Es gibt moderne Power-MOSFETs, die im eingeschalteten Zustand derart niederohmige Drain-Source-Widerstände haben, so dass man sie mit Relaiskontakten im Milliohm-Bereich vergleichen kann. Im vorliegenden Elektronik-Minikurs haben wir es nicht mit solch mächtigen "Burschen" zu tun. Es geht um kleine Leistungs-MOSFETs, welche nach dem selben Prinzip

arbeiten, der Drain-Source-Widerstand jedoch im Ohm- und nicht im Milli-Ohmbereich liegt.

Unterschied FET (Feld-Effekt-Transistor) vs BJT (Bipolar-Junction-Transistor): Wir haben es hier mit einem N-Kanal-MOSFET zu tun. Dieser muss eine positive Gatespannung gegenüber der Source haben, damit ein Drainstrom fließen kann. Es ist ähnlich wie beim bipolaren NPN-Transistor, dessen Basis eine positive Spannung gegenüber dem Emitter haben muss, damit ein Kollektorstrom fließen kann. Es gibt jedoch einen fundamentalen Unterschied! Der N-Kanal-MOSFET wird mit der positiven Spannung gesteuert, ohne dass dabei ein Gatestrom fließt. Die Gate-Source-Spannung ist die Steuergrösse und beträgt je nach MOSFET-Typ bis +10 V. Der Gate-Source-Widerstand bleibt dabei ständig extremst hochohmig. Der Drainstrom kommt alleine durch eine elektrische Feldwirkung zwischen dem Gate und dem Drain-Source-Kanal zustande. Der bipolare NPN-Transistor kommt bereits in den leitenden Zustand (Kollektorstrom), wenn die Basis-Emitter-Spannung etwa 0.7 V beträgt. Wesentlich weiter erhöhen darf man diese Spannung nicht! Man kann sie auch gar nicht, weil der Basis-Emitter-Übergang sich wie eine Diode verhält. Erzwingt man eine höhere Basis-Emitter-Spannung, steigt der Basisstrom und stromverstärkt den Kollektorstrom überproportional. Auf diese Weise verabschiedet sich der bipolare Transistor recht schnell in die ewigen Jagdgründe der Elektronen. Im Unterschied zum spannungssteuerbaren MOSFET - und auch JFET - wird der bipolare Transistor stromgesteuert von der Basis (Basisstrom). Die Basis-Emitter-Spannung spielt eine Nebenrolle. Auf diesen Unterschied zwischen MOSFET und bipolarem Transistor werden wir am praktischen und anschaulichen Beispiel einer sehr einfachen Timer-Schaltung noch genauer eingehen.

Datenblätter: Speziell wichtig ist das Datenblatt des MOSFET BS170, wegen den ausführlichen Diagrammen und andern Informationen. Die weiteren Datenblätter enthalten Informationen für die zusätzlich verwendeten oder erwähnten Halbleiter:

[BS170](#) | [BC550](#) | [BC560](#) | [BC517](#) | [BD140](#) | [LM7805](#) | [TL750L05](#)

Kondensatorentladungsmethode mit bipolarer Transistorschaltung

Dieses Kapitel ist für den P&S-Studenten fakultativ.

Bevor wir uns mit einer einsatzbereiten Verzögerungsschaltung befassen, geht es erst einmal um die Kondensatorentladung an einer Eingangsstufe mit bipolaren Transistoren und an einer Eingangsstufe mit MOSFETs und lernen auf diese Weise wichtige Unterschiede und den Vorteil des MOSFET kennen.

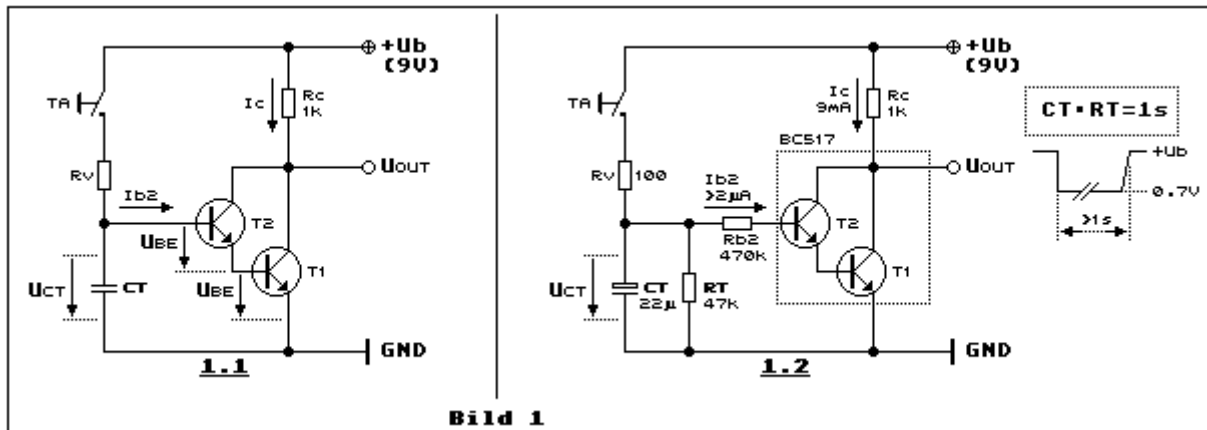


Bild 1

Wir haben es in Bild 1 mit der typischen NPN-Darlingtonschaltung zu tun. Solche gibt es integriert in einem Gehäuse, wie z.B. BC517 oder TIP120. Man kann ein Darlington jedoch auch aus zwei Einzeltransistoren diskret aufbauen. Weil von besonders guter Qualität betreffs Stromverstärkung, bei niedriger Kollektor-Emitter-Spannung, verwenden wir den integrierten Darlington BC517 in Bild 1, den es schon sehr lange gibt. Die Stromverstärkung beträgt einen Faktor von minimal 30'000 bei einer Kollektor-Emitter-Spannung von nur 2 V. Für den Sättigungszustand muss man diese hohe Verstärkung reduzieren. Mehr dazu gleich weiter unten im Text zu Teilbild 1.2.

Kennt jemand das Darlington-Prinzip noch nicht, empfehle ich vor dem Weiterlesen, sich erst mit den Grundlagen von Patrick Schnabel schlau machen:

•[Darlington-Transistor](#)

Es gibt von mir ein Elektronik-Minikurs über die Darlington-Spezialform, den so genannten Komplementärdarlington, der stets aus einem NPN- und PNP-Transistor besteht und einen entscheidenden Vorteil hat. Diesen Elektronik-Minikurs muss man an dieser Stelle nicht unbedingt lesen, ausser man interessiert sich dafür:

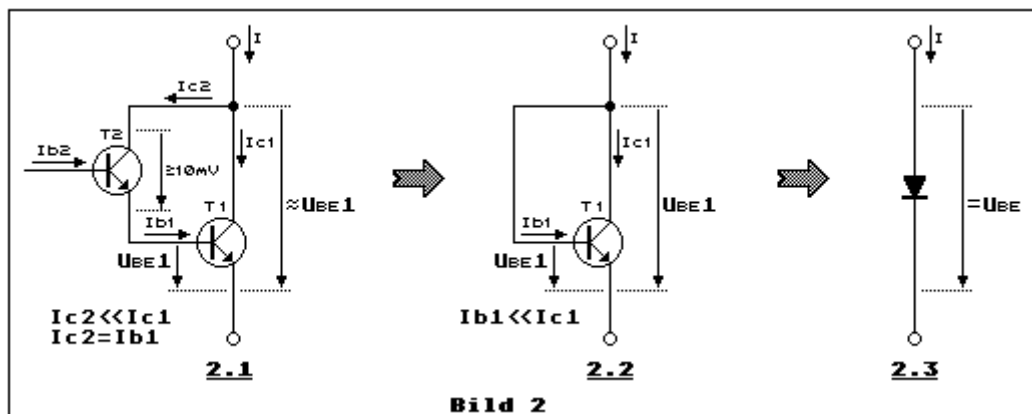
•[Die komplementäre Darlington-Schaltung](#)

Doch nun zurück zu Bild 1. Wir betrachten und vergleichen die beiden Teilbilder 1.1 und 1.2. Beide Schaltungen dienen dazu den Kollektorstrom I_c nach Loslassen der Taste TA verzögert abzuschalten. Worin unterscheiden sich diese beiden Schaltungen?

Wird in Teilbild 1.1 Taste TA gedrückt, ladet sich der Timingkondensator CT auf die doppelte Basis-Emitter-Spannung auf. Mehr Spannung ist nicht möglich, weil der Basisstrom I_{b2} eine weitere Ladung von CT verunmöglicht. Diese doppelte Basis-Emitter-Spannung addiert sich aus $U_{BE}(T1)$ und $U_{BE}(T2)$. Der Vorwiderstand R_v ist zwecks Strombegrenzung notwendig. Ohne R_v würde beim Drücken von TA die Betriebsspannung $+U_b$ über einen sehr hohen

Basisstrom I_b nach GND kurzgeschlossen und die beiden Transistoren würden sogleich zerstört.

Drückt man TA in Teilbild 1.1, fließt ein durch R_v begrenzter Basisstrom I_{b2} . Die Darlingtonstufe, bestehend aus T1 und T2, verstärkt diesen Strom. R_c begrenzt den Kollektorstrom I_c . Wenn dieser so begrenzte Strom wesentlich kleiner ist, als der Kollektorstrom, der sich aus I_{b2} multipliziert mit der Stromverstärkung $\beta_{T1,T2}$ ergibt, dann ist die Darlingtonstufe gesättigt und U_{OUT} - die Kollektor-Emitter-Spannung von T1 - hat einen Wert von etwa 0.7 V. Diese Spannung ist geringfügig vom Kollektorstrom abhängig. Wir befassen uns zunächst mit der Sättigung des Darlington nachfolgend in Bild 2. Wie die Schaltungen in den Teilbildern 1.1 und 1.2 arbeiten, folgt danach.



Wie kommt es beim Darlington zu einer Sättigungsspannung, die etwa dem Wert eines P/N-Übergangs eines Siliziumtransistors, bzw. der Durchlassspannung einer Siliziumdiode entspricht? Die Antwort dazu zeigt Teilbild 2.1. Betrachten wir zuerst T2. Der T2-Basisstrom I_{b2} ist grösser als er nötig ist um den notwendigen T2-Kollektorstrom I_{c2} , auf Grund seiner Stromverstärkung, zu erzeugen. Diese Stromverstärkung liegt beim BC550C weit über 100 auch bei niedriger Kollektor-Emitter-Spannung, wenn der T2-Kollektorstrom niedrig ist. Dies führt dazu, dass T2 durchgeschaltet, eben gesättigt ist. Die Kollektor-Emitter-Spannung des T2 beträgt so oft nur wenige 10 mV. Betrachten wir jetzt T1. T2 schliesst, wegen dessen sehr niedrigen Kollektor-Emitter-Spannung, den T1-Kollektor mit der T1-Basis praktisch kurz. Siehe Teilbild 2.2. Eine kurzgeschlossene Kollektor-Basis-Strecke macht den Transistor T1 zu einer Diode, wobei der grosse Strom I_{c1} vom Kollektor zum Emitter und der kleine Strom I_{b1} von der Basis zum Emitter fließt. Es kann aber nur dann ein Basisstrom fließen, wenn die Spannung zwischen Basis und Emitter der physikalisch bedingten Basis-Emitter-Spannung von etwa 0.7 V entspricht. Damit wird der Transistor zur Diode, wie dies Teilbild 2.3 zeigt, allerdings mit dem erheblichen Nachteil, dass seine Sperrspannung, wegen der stets niedrigen Emitter-Basis-Sperrspannung, auf wenige Volt begrenzt ist. Solche Transistor-Dioden eignen sich nicht als Ersatz für "normale"

Siliziumdioden, wie z.B. in Gleichrichterschaltungen. Sie werden z.B. als Spannungsreferenzen Stromspiegelschaltungen (siehe IC:A [CA3096]) eingesetzt.

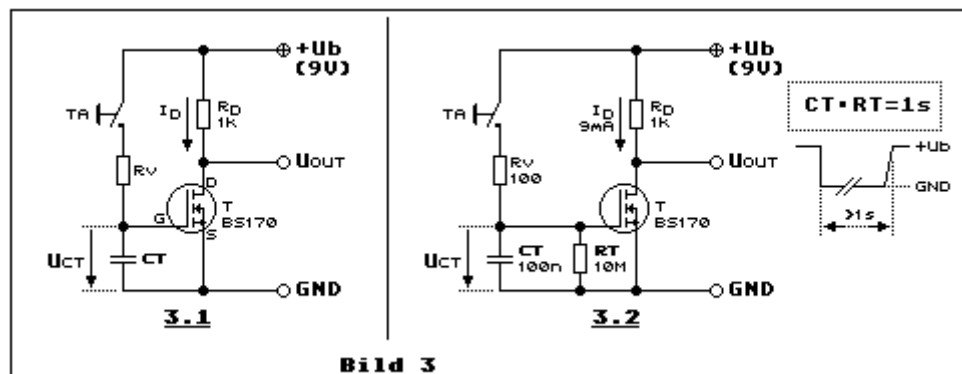
Zurück zu Teilbild 1.1 (Bild 1). Es interessiert uns was geschieht, wenn Taste TA losgelassen wird? CT entladet sich durch Ib2. Ganz am Anfang noch vor dem Öffnen der Taste TA fließt Ib2 mit dem Wert der durch Rv begrenzt wird. UCT entspricht exakt dem Wert von $U_{BE}(T1)$ plus $U_{BE}(T2)$, weil CT mit T2 und T1 fix verschaltet ist. Das bleibt auch so mit dem Öffnen von TA. Allerdings sinkt UCT wegen dem Basisstrom Ib2. Dieser Strom sinkt und der Sättigungszustand von T1 und T2 reduziert sich im Laufe des Entladungsprozesses erst sehr wenig. Mit der Zeit wird es mehr und die Spannung UOUT nimmt deutlich zu. Dieser Vorgang der Entsättigung hat zur Folge, dass die Summen-Stromverstärkung von T1 und T2 enorm ansteigt und sich Ib2 entsprechend reduziert. Die CT-Entladung verlangsamt sich als wie mehr. T1 und T2 gelangen erst dann in den nichtleitenden Zustand, wenn sich CT durch eigene oder/und umgebende parasitäre, teils sehr hochohmige Verlustwiderstände so weit entlädt, dass UCT den Wert von $U_{BE}(T1)$ plus $U_{BE}(T2)$ unterschreitet. Man sieht also sehr leicht, dass diese Schaltung sich keinesfalls auch nur für den schlechtesten Timer eignet. Aber es ist die Grundschialtung von der wir ausgehen und wenn man dies verstanden hat, ist der Rest auch ganz schnell klar.

Was ist anders in Teilbild 1.2? Die Schaltung ist mit einem einfachen Trick mittels Spannung steuerbar, obwohl bipolare Transistoren im Einsatz sind. Der vorgeschaltete Widerstand Rb2 an der Basis von T2 erledigt dies und verleiht der Darlingtonschaltung einen relativ hohen Eingangswiderstand. Voraussetzung dafür ist, dass die Spannungsquelle, die an Rb angeschlossen wird, deutlich niederohmiger ist als Rb. Genau dies trifft auf die $R_T \cdot C_T$ -Schaltung zu. Rb ist zehn mal grösser als R_T . Die $R_T \cdot C_T$ -Zeitkonstante beträgt recht genau 1 s.

Rb2 muss so dimensioniert werden, dass bei einer Spannung von etwa 1 V über der doppelten Basis-Emitter-Spannung die Darlingtonstufe noch sicher gesättigt ist, also UOUT etwa 0.7 V beträgt. Wählen wir für Ib2 2 μA bei einer Spannung von 1 V über Rb2. Damit wird $R_{b2} = 470 \text{ k-}\Omega$. Wenn Ib2 fließt, dann hat der Eingangswiderstand der Darlingtonschaltung einen Wert von eben diesen 470 k- Ω , weil der dynamische Basis-Emitter-Widerstand vernachlässigbar klein ist. Die geforderte Stromverstärkung des Darlington BC517 beträgt dann $I_c/I_{b2} = 9\text{mA}/2\mu A = 4'500$. Wie bereits weiter oben angedeutet, beträgt die Stromverstärkung minimal 30'000 für den BC517 bei $U_{OUT} = 2 \text{ V}$. Bei der Sättigung mit 0.7 V dürfte 1/5 dieser Stromverstärkung längst reichen. Mit weniger als 5000 ist man auf der absolut sicheren Seite.

Wir drücken TA. CT ladet sich durch R_v rasch auf den Wert von $+U_b$. R_v wird hier nicht zur Basisstrombegrenzung gebraucht. Dies erledigt R_{b2} . R_v empfiehlt sich um den Einschalt-Ladestromimpuls von CT zu begrenzen. Jetzt lassen wir TA los. CT entladet sich hauptsächlich durch den zu CT parallelgeschalteten R_T und etwa 1/10 davon durch R_{b2} wodurch I_{b2} fließt und die Darlingtonstufe im gesättigten Zustand hält. U_{OUT} hat etwa 0.7 V. Sobald U_{CT} durch das Entladen von CT die doppelte Basis-Emitter-Spannung unterschreitet, bricht der Basisstrom I_{b2} und damit auch der Kollektorstrom I_c , im Vergleich zum Vorgang in Teilbild 1.1, sehr schnell ab und die Spannung an U_{OUT} steigt ebenso schnell bis zum Wert von $+U_b$ an. U_{OUT} beginnt zu steigen, wenn sich die Spannung über R_{b2} soweit reduziert, dass der Sättigungszustand sich abbaut. Dies geschieht in einem Spannungsfenster das kleiner ist als 1 V bei dieser vorliegenden Dimensionierung. U_{CT} liegt dabei irgendwo zwischen 2.4 und 1.4 V. Die Entlade-Zeitkonstante von $CT \cdot R_T$ ergibt bei $+U_b = 9V$ an CT eine Spannung von etwa 3.2 V. Da am Ausgang U_{OUT} der Flankenanstieg nach Zeitablauf bei einer CT-Spannung zwischen 2.4 und 1.4 V erfolgt, ist die Timingdauer etwas grösser als die $CT \cdot R_T$ -Zeitkonstante. Das dürfte keine Rolle spielen, da so eine einfache Schaltung nicht für eine Präzisionsanwendung gedacht ist.

Kondensatorentladungsmethode mit MOSFET-Schaltung

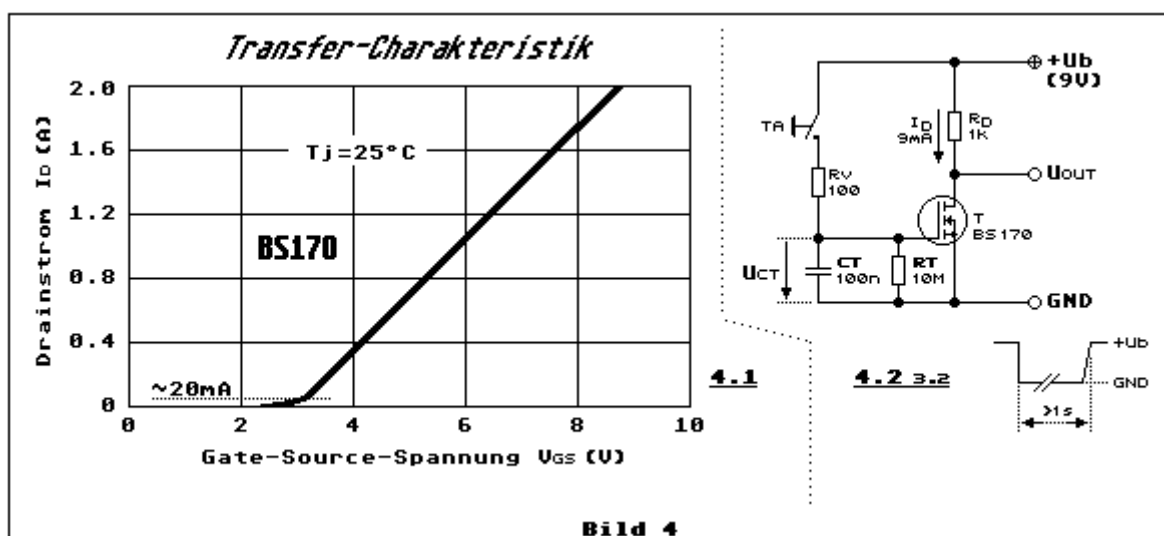


Wir vergleichen die beiden Teilbilder 3.1 und 3.2. Beide Schaltungen dienen dazu den Drainstrom I_D nach Loslassen der Taste TA verzögert abzuschalten. Worin unterscheiden sich diese beiden Schaltungen?

Wenn in Teilbild 3.1 TA gedrückt wird, ladet sich CT sofort auf den Wert von $+U_b$ auf. R_v dient hier einzig für die Begrenzung des Ladestromstosses von CT. MOSFET BS170 (T) ist ein selbstsperrender Kleinleistungs-N-Kanal-MOSFET. Wir

lassen nun TA los. Was geschieht mit UCT? Diese Spannung reduziert sich wegen der Entladung von CT extrem langsam über den nicht unendlich, aber trotzdem extrem hohen Innenwiderstand von CT, sofern man einen hochwertigen Wickelkondensator und nicht etwa einen Elko verwendet. Ebenso hochohmig oder sogar noch hochohmiger ist die Gate-Source-Isolationsschicht des MOSFET T durch die sich UCT ebenfalls minimalst entladet. Mit andern Worten, ein sehr hochwertiger Wickelkondensator kann noch während vieler Stunden bis Tage die Spannung oberhalb der Abschnürspannung des MOSFET T halten und UOUT bleibt praktisch auf GND-Potential, während der Drainstrom I_D fließt. T bleibt alleine durch die Gate-Source-Spannung, ohne den Verbrauch einer elektrischen Leistung, eingeschaltet, - ganz anders als beim bipolaren Transistor. Mit Leistung ist nicht der Drain-Source-Stromkreis mit R_D gemeint.

Teilbild 3.2 unterscheidet sich von Teilbild 3.1 bloss im zusätzlichen Timingwiderstand R_T , durch den sich CT entladet, wenn TA losgelassen wird. Nur so ist diese Schaltung als sehr einfache Ausschaltverzögerung überhaupt brauchbar. Dieser hochohmige Widerstand von 10 M-Ohm ist noch immer um Größenordnungen niederohmiger als der Innenwiderstand von CT und dem der Gate-Source-Isolationsschicht. Die Zeitkonstante von $CT \cdot R_T$ beträgt hier ebenfalls eine Sekunde. Die Entladedauer bis zu dem Moment wenn der MOSFET zu sperren beginnt, beträgt bei einer Betriebsspannung von +9 VDC etwas mehr als die $R_T \cdot CT$ -Zeitkonstante von einer Sekunde, weil die Abschnürspannung bei etwa 2 V niedriger ist, als die Entladespannung bei der ersten abgelaufenen Zeitkonstante von etwa 3.3 V. Das zeigt natürlich auch, dass die Verzögerungszeit abhängig ist von der Betriebsspannung. Verwendet man eine 9V-Blockbatterie, sinkt die Verzögerungszeit kontinuierlich durch die Batterieentladung, während die Abschnürspannung des MOSFET stets die selbe ist. Der Entladezustand der Batterie ist bei etwa 6.3 VDC (70 %) definiert.



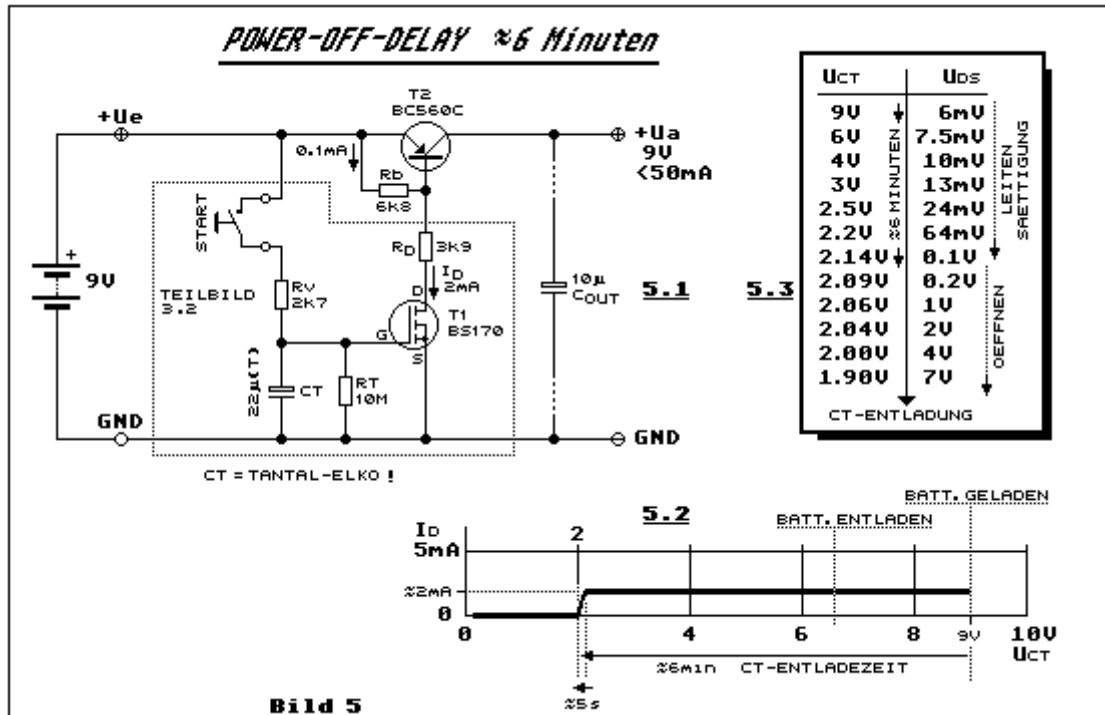
In Bild 4 befassen wir uns mit der Transfer-Charakteristik des MOSFET B170 (Teilbild 4.1) in Verbindung mit der Schaltung Teilbild 3.2, die hier als Teilbild 4.2 wiederholt ist. Nachdem die Taste TA gedrückt wurde, entspricht die Gate-Source-Spannung zunächst dem Wert von $+U_b$, im vorliegenden Beispiel also $+9\text{ VDC}$. Bei dieser Gate-Source-Spannung könnte der MOSFET einen Drainstrom von fast 2 A liefern. Erlaubt sind aber gemäss BS170-Datenblatt (Diagramm: *Maximum Safe Operating Area*) bloss etwas mehr als maximal 1 A bei einer maximalen Impulsdauer von 0.1 bis 10 ms , je nach Drain-Source-Spannung zwischen etwa 40 V und 8 V . Es geht dabei um Einzelimpulse. Der Tastegrad muss also sehr gross sein. Eine Kurve mit dem Parameter von weniger als 0.1 ms ist im Datenblatt leider nicht angegeben. Der Dauerstrom darf maximal 500 mA betragen. In der Experimentierschaltung in Teilbild 4.2 wird der Drainstrom I_D durch R_D auf nur 9 mA begrenzt. Der MOSFET T ist mit einem Innenwiderstand, bezeichnet als $R_{DS(ON)}$, von typisch 1.2 Ohm voll durchgeschaltet. Dies erzeugt bei einem Drainstrom von bloss 9 mA eine Spannung von 10 mV an U_{OUT} . U_{OUT} hat also praktisch GND-Potential.

Wir lassen TA los und die Spannung U_{CT} , und damit auch U_{GS} , sinkt. Damit steigt R_{DS} . Gemäss Datenblatt des BS170 steigt R_{DS} bloss auf etwa typisch 2 Ohm , wenn sich U_{CT} von 9 VDC auf 4 VDC entladet. Damit steigt die Spannung an U_{OUT} von etwa 10 mV auf etwa 18 mV . Dies bedeutet, dass die Spannung über R_D praktisch noch immer gleich gross ist im Verhältnis zu $+U_b$. Wir werden noch sehen, dass es für die bevorstehende Anwendung in Bild 5 völlig belanglos ist, wenn U_{DS} noch einiges mehr ansteigt. Fällt U_{CT} weiter, kommt sie in den so genannten Abschnürbereich des MOSFET und dies bei weniger als 2.5 V . Die Abschnürung kommt dadurch zustande, dass die Ladungsträgerkonzentration im Drain-Source-Kanal, als Folge weiterer Reduktion der Gate-Source-Spannung, stetig abnimmt. Dieses Verhalten hat zur Folge, dass U_{OUT} während einer langen Entladungsdauer von C_T praktisch GND-Potential hat und dann erst wenn U_{CT} eine Spannung von weniger als 2.5 VDC erreicht und dann unterschreitet, U_{OUT} relativ schnell, in Relation zur gesamten Entladungsdauer, ansteigt. Genau diesen Effekt nutzen wir für eine simple Langzeit-Ausschaltverzögerung, wie wir im folgenden Abschnitt in Bild 5 sehen.

Eine einfache Batteriespannung-Ausschaltverzögerung (Timerfunktion)

Eine solche Schaltung dient dem Zweck eine nachfolgende kleine Schaltung mit niedrigem Strom- und Leistungsverbrauch zu betreiben. Dafür eignet sich z.B. eine Test- oder Messschaltung, die kurz zum Einsatz kommt. Da man sie aber vielleicht noch weitere Male danach einsetzen möchte, schaltet man die

Batteriespannung nicht aus. Dies kann leicht dazu führen, dass man die Abschaltung ganz vergisst und die Batterie entlädt sich vollständig. Dies ist umweltbelastend und kostet auch nutzlos Geld. "**POWER-OFF-DELAY ~6 Minuten**" vermeidet dies. Man ist dabei frei andere Verzögerungszeiten zur Abschaltung zu dimensionieren. Bei jedem Tastendruck auf START wird die Verzögerungszeit neu gestartet. Genau das sollte man tun, wenn man eine neue Messung vornimmt, weil man in der Zwischenzeit vergisst, wie sehr die Verzögerungszeit zur Ausschaltung schon abgelaufen ist.



Die Schaltung in Teilbild 5.1: Innerhalb der fein punktierten Linien erkennen wir wieder die Schaltung von Teilbild 3.2 bzw. 4.2. Teilbild 5.1 ergänzt diese Schaltung mit dem PNP-Transistor T2, der dazu dient die Batteriespannung U_e mit der Ausgangsspannung U_a zu verbinden. R_D ist jetzt nicht mehr mit $+U_b$ (hier $+U_e$), sondern mit der Basis von T2 (BC560C) verbunden. Die Spannung über R_D erzeugt zur Hauptsache einen T2-Basisstrom und dieser, verstärkt, den T2-Kollektorstrom. Mit diesem Strom wird eine an $+U_a$ angeschlossene Schaltung gespeist, während sich CT über R_T entlädt. Dabei bleibt der Drainstrom während beinahe der ganzen Entladungsdauer auf einem konstanten Wert von etwa 2 mA ($U_e = +9$ V), weil sich, bei diesem sehr niedrigen Drainstrom I_D , der Wert von R_{DSon} im Verhältnis zu R_D so gut wie nicht ändert. Erst ganz knapp bei der niedrigen Gate-Source-Spannung (Abschnür-Bereich) so etwa bei 2 V, steigt R_{DSon} dramatisch an, was zu einem plötzlichen Spannungsabbruch von U_a führt, weil der Drain- und somit der T2-Basisstrom ebenso dramatisch abnimmt.

Dieser Basisstrom muss so hoch sein, bzw. R_D so niedrig dimensioniert werden,

dass T2 bis zur Abschnürspannung des MOSFET T1 gesättigt bleibt und dies bis zur Batterie-Entladespannung von 6.3 VDC (70 %). Gemeint ist, dass die Kollektor-Emitter-Spannung des T2 bestenfalls nur etwa um 100 oder 200 mV ansteigt oder anders ausgedrückt, $+U_a$ nur etwa um den selben Betrag sinkt. Da T1, wie eben beschrieben, hervorragend eine rasche Abschaltung von $+U_a$ nach einer langen Ausschaltverzögerung bewirkt, muss an der Schaltung mit T2 diesbezüglich keine weitere Massnahme getroffen werden. Dies könnte man jedoch, in den man einen Strom über R_b und R_D wählt, der wesentlich grösser ist, als der T2-Basisstrom. Dies bringt hier jedoch keinen Vorteil, allerdings den Nachteil, dass die Batterie durch zusätzlich unnötigen Strom belastet wird. R_b erfüllt hier nur den Zweck, dass die Basis nicht offenliegt, wenn T1 sperrt, d.h. CT entladen ist. Im eingeschalteten Zustand stabilisiert sich der Strom durch R_b auf einen Wert von etwa 0.1 mA. Begrenzend wirkt dabei die konstante Basis-Emitter-Spannung von etwa 0.7 VDC.

Das UCT/ I_D -Diagramm in Teilbild 5.2: Der verwendete MOSFET BS170 eignet sich für wesentlich grössere Drainströme als hier zum Einsatz kommt. Dies erkennt man aus der Transfer-Charakteristik im Teilbild 4.1. Das Original-Diagramm im Datenblatt in [Figure 5](#) sieht etwas anders aus. Es gibt drei Kurven für drei Werte der Chiptemperatur und dies bei einer Drain-Source-Spannung von 10 V. Uns interessiert hier 25 °C, weil die Verlustleistung vernachlässigbar niedrig ist, und der unterste Drainstrom-Bereich. Während das Original-Diagramm Drainstromwerte von 0 bis 2 A illustriert, liegt der Drainstrom in unserer Schaltung mit etwa 2 mA in einem Bereich, wo eine sehr niedrige Gain-Source-Spannung ausreicht, die sehr nahe bei der Abschnürspannung liegt. Betrachten wir jetzt [Figure 2](#) des Datenblattes "*On-Resistance Variation with Gate Voltage and Drain Current*", so erkennen wir, dass bei U_{GS} von 4 V der normalisierte Drain-Source-Widerstand einen Wert von 1.7 aufweist, wenn kein Drainstrom fliesst, oder so wenig (2 mA), dass er nicht nennenswert ist. Dies entspricht einem typischen Wert von 2 Ohm und einem maximalen Wert von 10 Ohm (Datenblatt). Dieser Wert ist so klein in Relation zu R_D von 3.9 k-Ohm, so dass T2 (BC560C) noch längst im gesättigten Zustand durchgeschaltet und $+U_a$ dem Wert von $+U_e$ minus etwa 0.1 V entspricht. Deshalb beträgt der Drainstrom im Bereich zwischen $U_{CT} = +U_e$ bis weit unterhalb diesen 4 V 2 mA. Unterhalb von diesen 4 V gibt es keine Diagrammwerte. Es ist aber in der *ON CHARACTERISTICS* im Datenblatt ein unterer Grenzwert zwischen 0.8 und 2.1 V, bei einem Drainstrom von 1 mA, angegeben. In diesem Bereich der Gate-Source-Spannung bricht der konstante Drainstrom schnell ab. Deshalb nach der langen Verzögerungszeit die schnelle Abschaltung von $+U_a$.

Wir kommen jetzt zurück zu Bild 5 und überlegen was es mit den Teilbildern 5.2 und 5.3, mit den so eben betrachteten Datenblatt-Diagrammen [Figure 5](#) und [Figure 2](#), auf sich hat. Mit dem Tastendruck START beginnt der Strom

ID mit 2 mA. CT ladet sich auf mit einer Zeitkonstante $R_v \cdot C_T$ von etwa 50 ms. Damit reduziert man zu hohe Stromspitzen in COUT und evtl. weitere Block-Elkos in der nach folgenden Schaltung. Diese Massnahme schützt T2. Nach dem Loslassen der Taste beginnt die langsame Entladung von CT über RT während etwa 6 Minuten (volle Batteriespannung von 9 VDC) bis zur Ausschaltung von +Ua. Mit der die Batterie-Entladung bis 6.3 VDC reduziert sich auch die Ausschaltverzögerungszeit. Ist diese Verzögerungszeit zu niedrig, erhöht man RT oder/und CT auf eine passend längere Verzögerungszeit. Praktisch bis zum Ende der Entladezeit, bleibt ID konstant. So auch der Grad der Sättigung von T2. Erst ganz am Schluss der Verzögerungszeit öffnet T1 sehr schnell. Die Ausschaltungsphase von T2 bzw. +Ua dauert nur etwa 5 Sekunden.

Teilbild 5.3 illustriert dies mit einer Spannungstabelle bei voller Batteriespannung von 9 VDC. Während sich CT von 9 VDC bis 2.09 VDC entlädt, steigt die Spannung UDS von 6mV auf 100 mV. Dies verändert den Drainstrom von 2 mA (sichere Sättigung von T2 bei einem Ausgangsstrom von maximal 50 mA) nicht nennenswert. Erst unterhalb von 2.04 VDC an CT steigt UDS schnell an. Bei 7 VDC und mehr ist +Ua ausgeschaltet. Dies ist das Messbeispiel mit einem MOSFET-Exemplar (BS170). Gemäss Datenblatt muss man statistisch noch die Streu-Toleranzen mit einbeziehen. Der Effekt um den es hier geht, bleibt aber der selbe.

Zusammenfassung - Dimensionierung

Wie bereits zu Beginn dieses Kapitels erwähnt, die Timerschaltung in Bild 5 eignet sich zur Zeitsteuerung von kleinen batteriebetriebenen Schaltungen mit einem Stromkonsum bis maximal 50 mA. Der maximal zulässige Kollektorstrom des T2 beträgt 100 mA. Genauere Informationen, auch betreffs Verlustleistung, siehe Datenblatt! Die ungesättigte Stromverstärkung beträgt bei der Verwendung von BC560C zwischen 420 und 800. Im gesättigten Betrieb, dann also wenn T2 als Schalter arbeitet und die Kollektor-Emitter-Spannung nur etwa 100 mV beträgt, kann man mit einer Stromverstärkung von gut 40 rechnen. Bei starken Leistungstransistoren reduziert sich diese bis auf 10. Nun müssen wir berücksichtigen, dass eine Batterie keine konstante Spannungsquelle ist. Eine Primärzelle, wie eine Alkali-Mangan-Batterie, entladet sich unter Belastung kontinuierlich. Hat sich eine 9V-Blockbatterie auf etwa 6.3 VDC entladen (70 %), gilt sie als definitiv leer und sollte bald ausgewechselt werden. Mit dieser Spannung sollte die Ausschaltverzögerung gerade noch einwandfrei funktionieren. Die Ausschaltverzögerungszeit reduziert sich durch die Batterieentladung, wie bereits angedeutet. Dies kann als Indikator dienen, die Batterie auszuwechseln, wobei dazu gibt es im folgenden Elektronik-Minikurs eine elegantere Lösung:

- **555-CMOS: Sparsame Batteriebetriebsanzeige mit Lowbatt-Funktion**

Arbeitet T1 oberhalb der Gate-Source-Abschnürspannung, also im eingeschalteten Zustand, beträgt die Spannung über R_D bei der entladenen Batteriespannung von 6.3 VDC etwa 5.6 VDC. Für einen maximalen T2-Kollektorstrom von 50 mA, wobei T2 gerade noch gesättigt sein muss, wählen wir einen T2-Basisstrom von maximal 1.25 mA. Für R_D ergibt dies einen Wert von 4.5 k-Ohm. Wir wählen den nächst kleineren Wert von 3k9 und verbessern so den Basisstrom auf 1.4 mA. Wie bereits weiter oben angedeutet, dient R_b nur dazu, dass die Basis im abgeschalteten Zustand von T1 nicht offen daliegt. Bei einem R_b -Wert von 7 k-Ohm (6k8) ist der R_b -Strom auf 0.1 mA begrenzt.

Ausgang +Ua: Es ist klar, dass die zu speisende Schaltung für den mittleren Frequenzbereich mit einem Elko niederimpedant abgeblockt werden sollte. Dazu dient COUT. 10 μ F genügen in der Regel für viele Anwendungen mit dem vorliegenden niedrigen Stromverbrauchsbereich. Man kann auf diesen Elko verzichten, wenn man eine Schaltung speist, die sich nicht auf dem selben Print befindet, wenn dort solche Massnahmen bereits getroffen sind. Man sollte keine Tantalelkos für diesen Zweck verwenden! Die Begründung dazu liest man im Elektronik-Minikurs [Integrierte fixe und einstellbare 3-pin-Spannungsregler](#) im Abschnitt "**Warum kein Tantalelko verwenden?**". Zur Unterdrückung von hochfrequenten Transienten muss ohnehin in der Nähe der kritischen Schaltung zusätzlich mit kleinen Multilayer-Keramik-Kondensatoren (abk: Kerko) abgeblockt werden. Entscheidend bei diesen Kondensatoren ist, dass sie eine äusserst geringe parasitäre Eigeninduktivität haben.

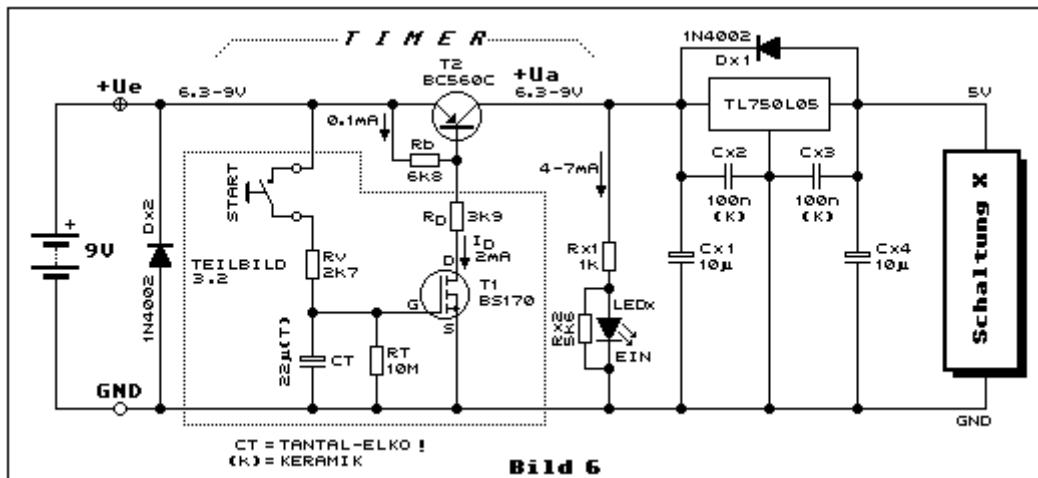
Die verzögerte Abschaltung mit höherem Laststrom

Dieses Kapitel ist für den P&S-Studenten fakultativ.

Man kann an Stelle des BC560C selbstverständlich auch einen PNP-Transistor mit höherem maximalen Kollektorstrom schalten. Empfehlenswert für einen Strom bis maximal 1 A wäre der BD140 im TO126-Gehäuse. Man bedenke jedoch, dass zur Sättigung dieses Transistors höchsten eine Stromverstärkung von 10 bis 15 gilt. Damit wird der Basisstrom und somit der Drainstrom durch den MOSFET T1 mit etwa 100 mA doch schon recht gross. Die angegebenen Werte für R_D und R_b in Bild 5 gelten nicht mehr, sie müssen niedriger sein. Die Verlustleistung für R_D bei einer Spannung von etwa 11.3 VDC (bei $+U_e = 12$ VDC) und einem Drainstrom von etwa 0.1 A beträgt immerhin schon mehr als 1 Watt. Daher empfiehlt es sich bei Strömen an $+U_a$ oberhalb einigen 100 mA ein moderner Highsite-MOSFET-Schalter einzusetzen. Dies ist ein hochbelastbarer Power-MOSFET-Transistor. Ein kleiner Abschnitt zu diesem Thema liest man in [Vom Overload-Sensor zur elektronischen Sicherung. Praxis: Teil II](#) im letzten Kapitel "**Highsite-Switcher in der Zukunft**".

Zusätzlicher Spannungsregler für +5 VDC

Dieses Kapitel ist für den P&S-Studenten fakultativ.



Es gibt kaum eine elektronische Schaltung die keine konstante Betriebsspannung benötigt. Sehr häufig für digitale (HCMOS, Prozessoren) und analoge Schaltungen (z.B. LinCMOS-Opamps) eignet sich eine Betriebsspannung von +5 VDC. Zum vorliegenden Thema passend, käme eine kleine Schaltung mit niedrigem Strom/Leistungs-Bedarf zur Anwendung. Der altbekannte 5V-Spannungsregler LM7805 eignet sich nicht, weil seine minimale Dropoutspannung bei 2 VDC liegt. Die 9V-Batterie ist entladen bei 6.3 VDC. Der LM7805 arbeitet aber schon bei 7 VDC nicht mehr korrekt. Man muss dabei auch noch berücksichtigen, dass die Toleranz der Ausgangsspannung des LM7805 $\pm 5\%$ beträgt. Es eignet sich die Lowpower-Version TL750L05 von TI. Gemäss Datenblatt beträgt die minimale Dropoutspannung bei einem Laststrom von 10 mA 0.2 VDC und bei 150 mA 0.6 VDC. Ein Diagramm gibt es dazu nicht. Es ist jedenfalls sicher gestellt, dass für eine Anwendung mit maximal 50 mA, die minimale Dropoutspannung längst niedrig genug ist. Der minimale Laststrom beträgt, wie beim LM7805, 5 mA, damit die Spannungsregelung zuverlässig arbeitet.

Dropoutspannung, Verwirrung durch das Datenblatt: Hier liest man von minimaler und im Datenblatt von maximaler Dropoutspannung. Wie kommt das? Hier gilt der Gedanke, dass man die Spannung über dem Spannungsregler (Dropoutspannung) bis zu einem Wert reduzieren kann, bei dem die Spannungsregelung nicht mehr arbeitet. Das gilt als die absolut minimale Spannung die über dem Spannungsregler zulässig ist. Der Spannungsregler selbst hat aber in Bezug auf diese minimal zulässige Spannung zwischen Ein- und Ausgang eine Toleranz. Im Datenblatt ist aber oft nur die positive Grenze

angeben, weil nur diese dem Schaltungstechniker nützt, weil aus der Worstcase-Überlegung diese "maximale Dropoutspannung" nicht unterschritten werden darf.

Die zusätzlichen Komponenten zur Schaltung in Bild 5 enthalten zusätzlich ein x. Das Kondensatornetzwerk um den TL750L05 mit Cx1 bis Cx4 dient der mittel- und hochfrequenten Stabilisierung. Dazu ist ein- und ausgangsseitig ein Elko mit 10 μ F mit einem Kerko mit 100 nF parallel geschaltet. **Keine Tantal-Elkos!** Falls die Summe der zusätzlichen Blockkapazitäten in der "Schaltung X" inklusive Cx4 höher ist als Cx1, kann beim Abschalten des Timer kurzzeitig ein Rückstrom fließen. Diode Dx1 sorgt dafür, dass deswegen der Spannungsregler nicht gefährdet ist. LEDk dient als Betriebsanzeige und sie sorgt auch dafür, dass +Ua nach dem Ausschalten sicher auf den GND-Pegel zurück geht. Deshalb Rx2. Der Emitter von T2, dessen Basis und der Drain von T1 stehen ständig im Einflussbereich von +Ue, auch im Aus-Zustand. Dies stellt nebenbei sicher, dass ein Stromrückfluss während der Ausschaltphase nicht möglich ist. Diode Dx2 verhindert bei Falschpolung der Batterie die Zerstörung der Schaltung. Der Kurzschlussstrom durch Dx2 fließt bei Verpolung nur kurzzeitig, weil die Batterie falsch gepolt gar nicht angeschlossen und fixiert werden kann (Druckknopf-Adapter).

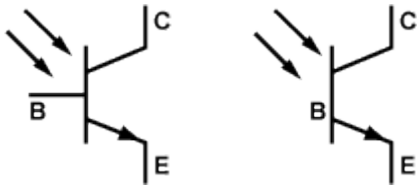
Fototransistor

Fototransistoren haben ein lichtdurchlässiges Gehäuse, bei dem das Licht auf die Basis-Kollektor-Sperrschicht fallen kann. Dadurch kann der Basisanschluss entfallen. Der Fototransistor wird dann nur über das einfallende Licht gesteuert. Der Fototransistor arbeitet wie ein bipolarer Transistor. Allerdings wird die Basis als Anschluss durch Licht ersetzt. Bei einigen von ihnen ist der Basisanschluss trotzdem herausgeführt. Dadurch ist eine Arbeitspunktstabilisierung möglich. Fototransistoren ohne Basisanschluss werden nur über Licht gesteuert. Wenn also Licht auf den Fototransistor fällt, entsteht ein Basisstrom, der den Strom zwischen Kollektor und Emitter zum Fließen bringt und erhöhen kann. Durch die Transistorstufe kommt die Empfindlichkeitsverstärkung zum Tragen, die etwa der Gleichstromverstärkung B entspricht. Durch die Verstärkereigenschaft des Fototransistors reagiert er empfindlicher auf Veränderungen der Lichtstärke. Der Fotoeffekt, der auch bei einem Fotodioden auftritt, wird verstärkt.

Anwendung

Der Fototransistor dient in Überwachungs- und Regelkreisen als fotoelektrischer Empfänger. In Lichtschranken reagiert er auf die kürzesten Lichtimpulse. Allerdings ist ihre Grenzfrequenz nicht so hoch wie bei den Fotodioden.

Schaltzeichen



Ersatzschaltung

