

Elektronische Bauteile kennen und elektronische Schaltungen berechnen

Die Informationstechnik beruht in ihrer technischen Realisierung auf elektronischen Bauelementen und Schaltungen.

Die Vielfalt der eingesetzten elektronischen Bauteile reicht von einfachen Bauelementen, wie z.B. Dioden und Transistoren, bis hin zu hochintegrierten Schaltungen.

Daher müssen die Informatikerinnen und Informatiker die Grundlagen der Halbleitertechnik kennen. Auf dieser Basis sind Grundsaltungen sowohl mit diskreten als auch mit integrierten Bauelementen zu dimensionieren.

In diesem Lernmodul wird daher im Lernbereich 1, aufbauend auf den Grundlagen der Halbleitertechnik, die Wirkungsweise und Einsatzmöglichkeiten von Dioden und Transistoren dargestellt. Weiterhin wird die Dimensionierung von Dioden- und Transistorgrundsaltungen erarbeitet.

Im Lernbereich 2 wird zunächst auf die wesentlichen Merkmale des integrierten Operationsverstärkers eingegangen und anschließend die Dimensionierung von Operationsverstärkerschaltungen erläutert.

Abschließend wird im Lernbereich 3 auf die Merkmale und Einsatzmöglichkeiten von optoelektronischen Bauelementen eingegangen.

Voraussetzung für dieses Lernmodul ist eine erfolgreiche Bearbeitung des Lernmoduls 1 dieses Faches

- Gleichstromkreise analysieren

Alle weiteren notwendigen Informationen und Arbeitsunterlagen sind in diesem Lernmodul und in dem Modul „Formeln und Datenblätter“ enthalten.

Dieses Lernmodul ist im häuslichen Studium zu erarbeiten.

Der benötigte Zeitaufwand liegt bei ca. 19 Stunden.

Zusätzlich finden in den semesterbezogenen Präsenzphasen 6 Stunden Festigung und Vertiefung fachspezifischer und fächerübergreifender Zusammenhänge sowie die Beschreibung von Lösungsverfahren zur Bearbeitung typischer Aufgaben und Problemstellungen statt.

In diesen 6 Stunden ist das lernmodulübergreifende Laborprojekt „Analoge und digitale Schaltungen“ im Umfang von ca. 2 Stunden integriert.

LERNMODUL 2**Ziele****Ausgangssituation****Planung**

Inhaltsverzeichnis

1 Dioden, Transistoren und ihre Grundsaltungen	3
1.1 Grundlagen der Halbleitertechnik	3
1.2 Dioden.....	10
1.2.1 Gleichrichterdiode	12
1.2.2 Z-Dioden.....	17
1.2.3 Spezielle Dioden	23
1.3 Transistoren	24
1.3.1 Aufbau und Wirkungsweise von Transistoren.....	24
1.3.2 Transistor als Schalter	36
1.3.3 Transistor als Verstärker	41
2 Schaltungen mit Operationsverstärkern.....	58
2.1 Aufbau und Kenngrößen des Operationsverstärkers	58
2.2 Operationsverstärkergrundsaltungen.....	63
3 Optoelektronische Bauteile	80
3.1 Anzeigeelemente	80
3.1.1 LED, Laserdiode.....	82
3.1.2 LED-Anzeigen	97
3.1.3 Flüssigkristallanzeigen (LCD)	102
3.2 Optoelektronische Sensoren.....	107
3.2.1 Fotowiderstand.....	107
3.2.2 Fotodiode	111
3.2.3 Fototransistor	114
3.3 Optokoppler	118
Lösungsanhang	127

1 Dioden, Transistoren und ihre Grundschaltungen

Lernbereich

1.1 Grundlagen der Halbleitertechnik

Der Name Halbleiter bezieht sich auf die elektrische Leitfähigkeit der für die Herstellung elektronischer Bauelemente verwendeten Werkstoffe, die etwa in der Mitte zwischen der hohen Leitfähigkeit der Metalle und der verschwindend kleinen Leitfähigkeit der Isolatoren liegt.

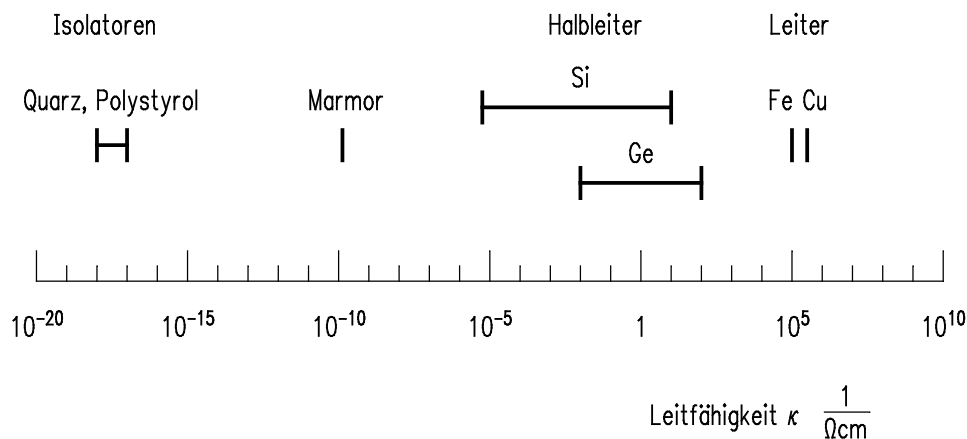


Abbildung 1 Übersicht über die elektrische Leitfähigkeit

Ursache für das unterschiedliche elektrische Verhalten der einzelnen Stoffe ist deren unterschiedlicher Atomaufbau.

Feststoffe bestehen zum großen Teil aus kleinen Kristallen, deren Atome in regelmäßigen Gittern angeordnet sind. Nach dem Bohr-Sommerfeld Atommodell bewegen sich Elektronen als Träger der negativen Elementarladung auf Kreisbahnen oder Ellipsenbahnen um den Atomkern. Im Atomkern befinden sich ortsfest die positiv geladenen Protonen und die Neutronen, die keine elektrische Ladung besitzen. Wegen der elektrischen Neutralität der Atome nach außen muss die Zahl der den Kern umkreisenden Elektronen gleich der Anzahl der positiven Elementarladungen, der Kernladungszahl sein. Die Kernladungszahl eines Atoms ist gleich der Ordnungszahl des betreffenden Elementes im Periodensystem der Elemente.

Chemische Vorgänge und das elektrische Verhalten werden im Wesentlichen von den auf den äußersten Schalen befindlichen Elektronen, den Valenzelektronen, bestimmt.

Dabei sind drei Fälle möglich:

Bei den Metallen befindet sich pro Atom auf der äußersten Schale nur ein Elektron. Kupfer (Cu) hat z.B. im Periodensystem der Elemente die Ordnungszahl 29, besitzt demnach 29 Elektronen in der Atomhülle.

Gruppe	I	II	III	IV	V
			B 5	C 6	N 7
			Al 13	Si 14	P 15
	Cu 29	Zn 30	Ga 31	Ge 32	As 33
	Ag 47	Cd 48	In 49	Sn 50	Sb 51

Tabelle 1 Ausschnitt aus dem Periodischen System der Elemente

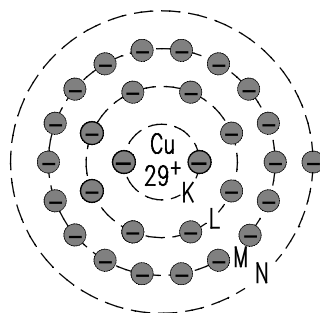


Abbildung 2 Atommodell für ein Cu-Atom

Die mit K, L, M, N, usw. bezeichneten Schalen weisen folgende Elektronenbesetzung auf:

K = 2,
L = 8,
M = 18 und
N = 1.

Dieses Elektron lässt sich leicht lösen, sodass sich in einem metallischen Leiter eine große Zahl freier, leicht beweglicher Ladungsträger befindet. Diese beweglichen Elektronen werden auch als Elektronengas im Kristallgitter bezeichnet. Die große Dichte freier Leitungselektronen (etwa 10^{23} Elektronen pro cm^3) bedeutet eine hohe elektrische Leitfähigkeit.

Bei den Isolatoren werden im Gegensatz dazu alle oder fast alle Valenzelektronen zur Bindung der Atome benötigt. Es gibt deshalb keine oder nur sehr wenige freie elektrische Ladungsträger.

Bei den Halbleitern sind grundsätzlich auch alle Valenzelektronen für die Bindung der Atome erforderlich. Allerdings ist es relativ leicht möglich, einen Teil der gebundenen Elektronen zu lösen und für den Ladungstransport zur Verfügung zu stellen. Dies soll am Beispiel der bisher am meisten eingesetzten Halbleiterwerkstoffe Silizium und Germanium erläutert werden.

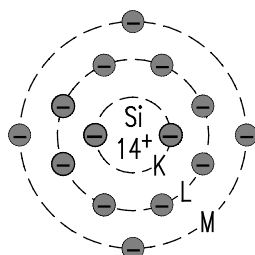


Abbildung 3 Atommodell für ein Si-Atom

Silizium (Si) hat im Periodensystem der Elemente die Ordnungszahl 14, besitzt demnach 14 Elektronen in der Atomhülle. Die K-Schale ist mit 2, die L-Schale mit 8 und die M-Schale mit 4 Elektronen besetzt.

Germanium hat die Ordnungszahl 32, mit 2 Elektronen auf der K-Schale, 8 auf der L-Schale, 18 auf der M-Schale und ebenfalls 4 Elektronen auf der äußeren N-Schale.

Eine besonders stabile Elektronenanzordnung ist die, bei der sich 8 Elektronen auf der äußeren Schale befinden. Um diese edelgasartige Konfiguration der Elektronenhülle zu bilden, leiht sich jedes Atom von jeweils 4 Nachbaratomen ein Elektron aus. Dadurch erhält man Elektronenpaare, die zwei Atomen gemeinsam sind, wodurch die beteiligten Atome sehr fest zusammengehalten werden (Elektronenpaarbindung).

Bei dem so entstehenden Kristall handelt es sich um ein räumliches Gebilde. In der folgenden Abbildung ist zur besseren Übersicht eine ebene Darstellung der Struktur wiedergegeben:

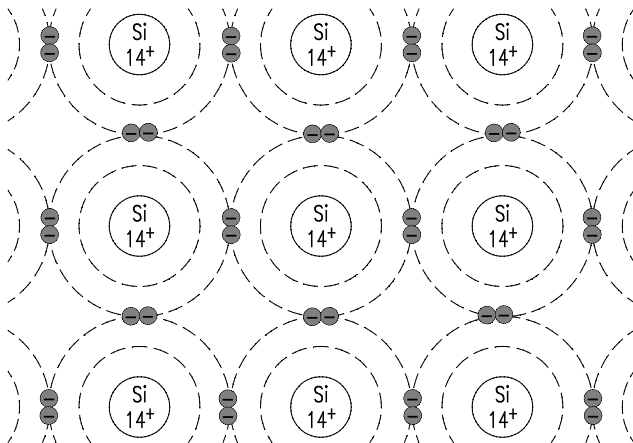


Abbildung 4 Aufbau eines Siliziumkristalls

Man erkennt, dass die vier Valenzelektronen jedes Atoms zu der Paarbildung mit den vier Nachbaratomen vollständig benötigt werden. Eine solche „vollständige“ Bindung gestattet naturgemäß keine freien Elektronen und würde einen guten Isolator bedeuten. Dieser Fall gilt aber nur für einen reinen Halbleiter in der Nähe der absoluten Temperatur von $T \approx 0 \text{ K}$ bzw. -273°C .

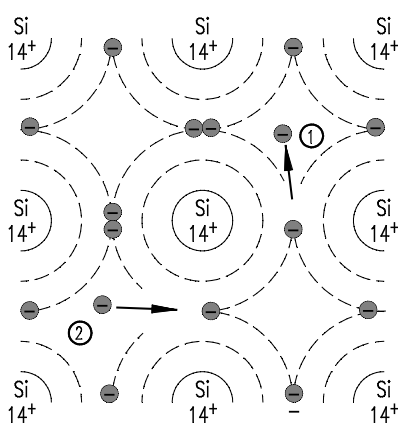


Abbildung 5 Generation und Rekombination

Wärmezufuhr oder Lichteinwirkung führt zu schwingenden Bewegungen der Gitteratome und es können sich Elektronen aus ihren Paarbindungen lösen (Generation ①). Die Fehlstelle eines aus der Valenzbindung ausgebrochenen Elektrons bezeichnet man als Defektelektron oder als Loch.

So entstehen freie Ladungsträger, die sich im Kristall bewegen, bis sie an einer anderen Stelle in ein Loch geraten, das von einem anderen Elektron zurückgelassen worden ist (Rekombination ②). Dieser Vorgang wiederholt sich ständig, sodass stets eine gewisse Anzahl freier Ladungsträger vorhanden ist.

Legt man an den Kristall eine elektrische Spannung, so fließt ein bestimmter Strom. Diese Elektrizitätsleitung im Halbleiter wird als Eigenleitung bezeichnet.

Da die Konzentration der freien Ladungsträger mit zunehmender Temperatur exponentiell steigt, steigt auch die Eigenleitfähigkeit der Halbleiter mit der Temperatur stark an.

Dotieren

Die Eigenleitfähigkeit eines Halbleiters lässt sich durch den Einbau von Fremdatomen in das Ausgangsmaterial gezielt erhöhen. Dies geschieht durch Dotierung, d.h. durch Verunreinigung mit Atomen aus der V. Gruppe des Periodischen Systems (Phosphor (P), Arsen (As), Antimon (Sb)) bzw. mit Atomen aus der III. Gruppe (Aluminium (Al), Gallium (Ga), Indium (In)).

Beim Einbau eines fünfwertigen Fremdatoms (= 5 Valenzelektronen) werden nur vier Außenelektronen für die Elektronenpaarbindung zu den Nachbaratomen benötigt. Das Fünfte kann sich als Leitungselektron frei bewegen und steht als zusätzlicher Ladungsträger zur Verfügung. Der Halbleiter wird **n-leitend** (negative Ladungsträger).

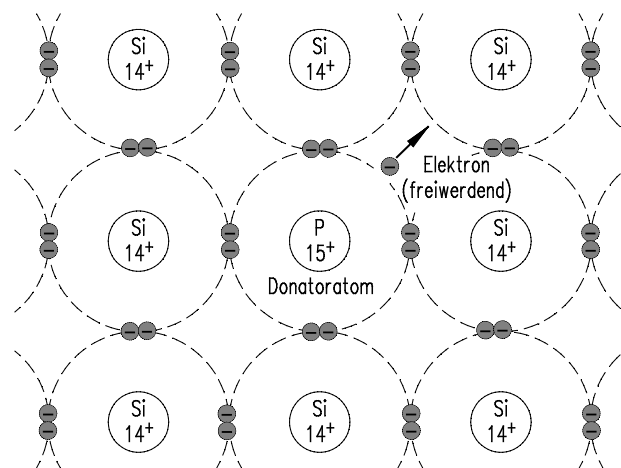


Abbildung 6 Einbau eines Donator-Atoms (Phosphor, P)

Je mehr Fremdatome eingebracht werden, d.h. je höher der Dotierungsgrad ist, desto höher wird die Leitfähigkeit. Eine schwache Dotierung ist z.B. 1 Fremdatom auf 10^7 Si-Atome und ergibt eine Leitfähigkeit von $\sim 0,2 \frac{1}{\Omega\text{cm}}$. Eine starke Dotierung von

1 Fremdatom auf 10^4 Si-Atome ergibt eine Leitfähigkeit von $\sim 30 \frac{1}{\Omega\text{cm}}$.

Atome, die Elektronen abgeben, nennt man Donatoren. Auch der mit Donatoratomen dotierte Halbleiter ist nach außen elektrisch neutral, da die Anzahl der Elektronen gleich der Anzahl der positiven Kernladungen ist.

Baut man im Gegensatz dazu dreiwertige Elemente (= 3 Valenzelektronen) in den Kristall ein, so bleibt eine Paarbindung unbesetzt, da ein Valenzelektron fehlt. Es entsteht ein Loch im Gitter. Man kann auch sagen, das Störstellenatom verursacht ein fehlendes Elektron. Solche Elektronen aufnehmende (= Löcher erzeugende) Störstellenatome nennt man Akzeptoren.

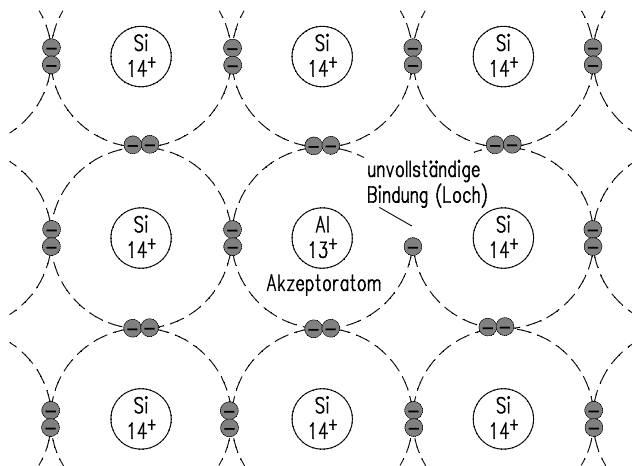


Abbildung 7 Einbau eines Akzeptor-Atoms (Aluminium, Al)

Durch ein Elektron, welches durch Wärmezufuhr an einer benachbarten Stelle des Gitters freigesetzt wird, kann der freie Platz besetzt werden. Dadurch fehlt aber nun an anderer Stelle ein Elektron. Das Loch besteht jetzt beim Nachbaratom, es ist gewandert.

Legt man den so dotierten Halbleiter an eine Spannung, so wandern die Elektronen in Richtung Pluspol schrittweise von Loch zu Loch. Das bedeutet aber, dass sich die Löcher zum negativen Pol bewegen. Die Löcher verhalten sich wie positive Ladungsträger. Der Halbleiter wird **p-leitend** (positive Ladungsträger) und man spricht in diesem Fall von Löcherleitung oder p-Leitung.

Auch der mit Akzeptoratomen dotierte Halbleiter ist nach außen elektrisch neutral, da die Anzahl der Elektronen gleich der Anzahl der Protonenladungen ist.

pn-Übergang

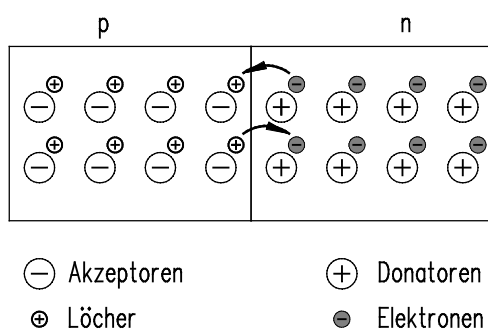
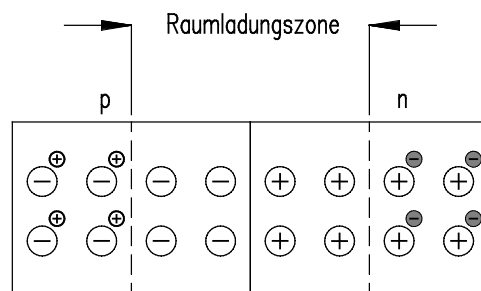


Abbildung 8 pn-Übergang

Grenzen auf einer Siliziumscheibe eine p-leitende und eine n-leitende Zone aneinander, so wandern auf Grund der unterschiedlichen Ladungsträgerkonzentration die freien Elektronen aus dem n-Gebiet in das p-Gebiet und die Löcher aus dem p-Gebiet in das n-Gebiet (Diffusion).

In der Grenzschicht neutralisieren sich die Ladungsträger gegenseitig. Ein Elektron eines fünfwertigen Donatoratoms (z.B. Phosphor) aus der n-Zone, das in die p-Zone wandert, besetzt dort ein Loch eines dreiwertigen Akzeptoratoms (z.B. Aluminium), Loch und Elektron rekombinieren. Das Elektron steht als freier Ladungsträger nicht mehr zur Verfügung.



⊖ Akzeptoren ⊕ Donatoren
⊕ Löcher ⊖ Elektronen

Abbildung 9 pn-Übergang ohne äußere Spannung

Das ortsfeste Phosphoratom hat nun ein Elektron verloren. Den 15 Protonen im Kern stehen nur 14 Elektronen gegenüber. Das Phosphoratom ist somit zum positiv geladenen Ion geworden. Das ortsfeste Aluminiumatom hingegen hat ein zusätzliches Elektron bekommen. Den 13 Protonen stehen nun 14 Elektronen gegenüber. Es ist jetzt ein negativ geladenes Ion.

Durch die Ladungsträgerdiffusion entsteht auf der p-Seite durch die negativ geladenen Aluminiumionen eine fest im Gitter verankerte negative Raumladung, während auf der n-Seite durch die positiv geladenen Phosphorionen eine positive Raumladung entsteht.

Zwischen den getrennten Ladungen entsteht ein elektrisches Feld, welches eine Kraftwirkung auf die Ladungsträger zur Folge hat. Wenn jetzt Elektronen aus dem n-Gebiet weiter in das p-Gebiet eindringen wollen, steht ihnen dort eine negative Raumladung gegenüber. Da gleichnamige Ladungen sich abstoßen wird das Elektron in das n-Gebiet zurückgedrückt.

Wollen Löcher aus dem p-Gebiet tiefer in das n-Gebiet eindringen, verhindert die positive Raumladung im n-Gebiet eine weitere Annäherung. Der Übertritt von Löchern und Elektronen kommt damit zum Stillstand. Es stellt sich ein Gleichgewichtszustand zwischen der Wärmebewegung der Ladungsträger und der Kraftwirkung durch das elektrische Feld ein.

Innerhalb der Grenzschicht stehen nur noch wenige freie bewegliche Ladungsträger zur Verfügung. Diese Zone hat eine sehr geringe Leitfähigkeit und wird daher auch als Sperrschicht bezeichnet.

Eine Trennung von Ladungen bzw. ein elektrisches Feld wie im Fall der vorliegenden Raumladungszone bedeutet immer eine Spannung. Die hier durch die Diffusion der Ladungsträger entstandene Spannung heißt daher Diffusionsspannung U_D . Ihr Wert ist temperatur- und materialabhängig und beträgt bei Zimmertemperatur (20 °C) etwa:

bei Silizium: $U_D \approx 0,7 \text{ V}$

bei Germanium: $U_D \approx 0,3 \text{ V}$

pn-Übergang mit äußerer Spannung

Die Breite der Grenzschicht und damit die Leitfähigkeit ist steuerbar. Die Steuerung erfolgt durch eine von außen angelegte Spannung. Dabei sind zwei Fälle zu unterscheiden:

1. Der positive Pol liegt am n-Gebiet und der negative Pol am p-Gebiet

Zusätzliche Elektronen aus dem n-Gebiet werden vom positiven Pol der Spannungsquelle angezogen. Es sind die freien Elektronen der fünfwertigen Donatoratome in der Nähe der Grenzschicht. So entstehen mehr positiv geladene Atome wodurch der positive Teil der Grenzschicht noch breiter wird.

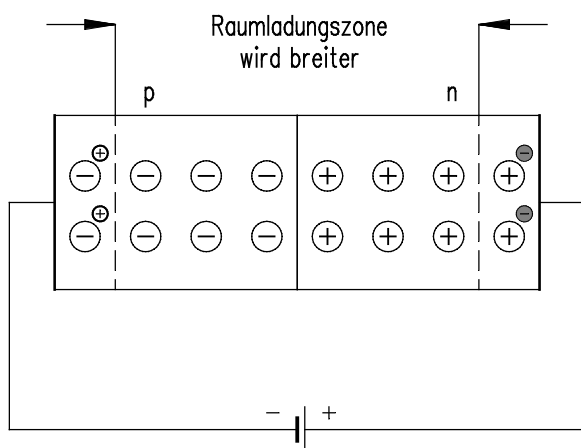


Abbildung 10 pn-Übergang in Sperrrichtung

Gleichzeitig schickt der negative Pol Elektronen in das p-Gebiet, wodurch weitere Löcher in der Nähe der Grenzschicht besetzt werden. So verbreitert sich auch der negative Teil der Grenzschicht.

Die Sperrschicht wird also durch die angelegte Spannung breiter und damit hochohmiger. Die Zahl der Ladungsträger ist nun so gering, dass praktisch kein Strom mehr fließen kann, der pn-Übergang ist gesperrt. Man sagt, der pn-Übergang ist in Sperrrichtung gepolt.

2. Der negative Pol liegt am n-Gebiet und der positive Pol am p-Gebiet

Die Spannungsquelle treibt Elektronen aus dem negativen Pol in Richtung pn-Übergang. Ebenso bewegen sich Löcher aus dem positiven Pol der Spannungsquelle auf die Grenzschicht zu. Am pn-Übergang treffen die Ladungsträger aufeinander und rekombinieren. Ist die angelegte Spannung größer als die durch Diffusion entstandene Spannung, wird die Grenzschicht abgebaut und Ladungsträger überschwemmen den pn-Übergang. Der Strom kann ungehindert fließen. Man sagt, der pn-Übergang ist jetzt in Durchlassrichtung gepolt.

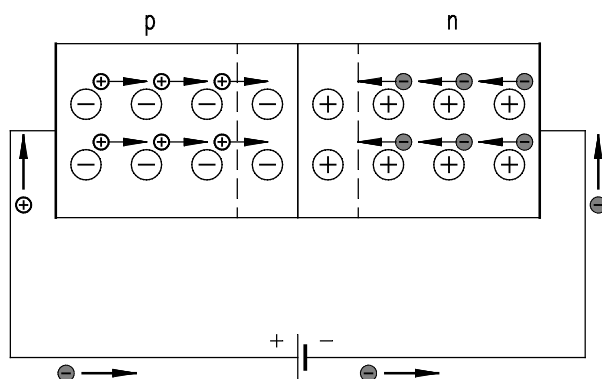


Abbildung 11 pn-Übergang in Durchlassrichtung

Ein pn-Übergang ist somit ein von der Spannungsrichtung abhängiger Widerstand. Er verhindert bis auf einen praktisch zu vernachlässigenden Teil den Stromfluss in der Sperrrichtung, während in Durchlassrichtung schon bei kleinen Spannungen hohe Ströme fließen können.

1.2 Dioden

Ein Bauelement, welches die Eigenschaften eines pn-Überganges technisch nutzt, bezeichnet man als Halbleiterdiode. Die p-Zone ist die Anode und die n-Zone die Katode. Ist die Anode positiv gegenüber der Katode, wird die Diode in Durchlassrichtung betrieben.

Das Schaltzeichen einer Diode ist eine Pfeilspitze mit Querstrich, wobei die Pfeilspitze in Durchlassrichtung zeigt. Die Richtung bezieht sich auf die international festgelegte, technische Stromrichtung, d.h. der Pfeil steht für die Anode und der Querstrich für die Katode.

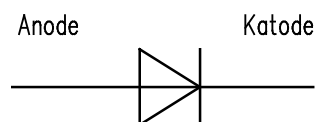
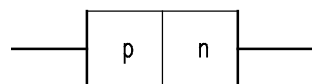


Abbildung 12 Aufbau und Schaltzeichen einer Diode

Das Verhalten einer Diode wird durch ihre Strom-Spannungs-Kennlinie $I = f(U)$ beschrieben. Ihr typischer Verlauf ist in der folgenden Abbildung zu erkennen. Spannung und Strom in Durchlassrichtung werden mit dem Index F (engl. Forward = vorwärts), in Sperrrichtung mit dem Index R (engl. Reverse = rückwärts) gekennzeichnet. Man beachte die unterschiedliche Achsenskalierung in Durchlass- und Sperrrichtung.

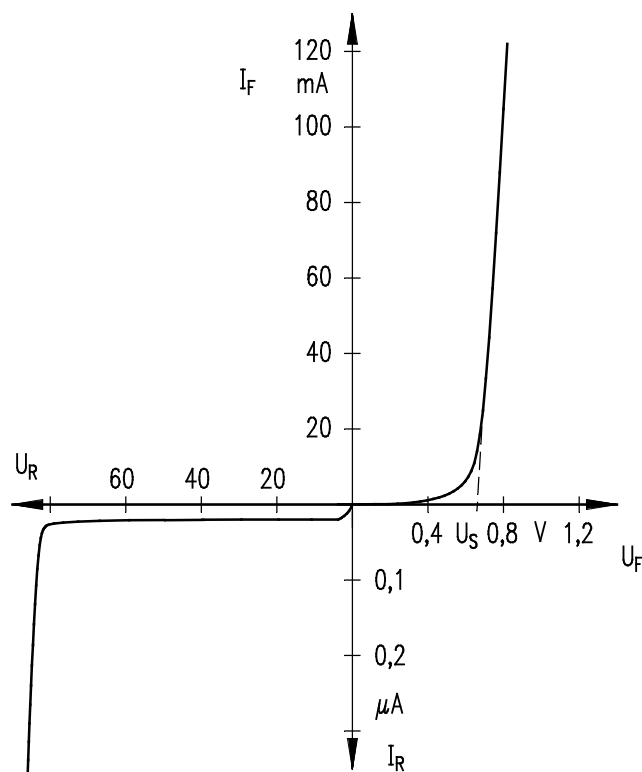


Abbildung 13 U-I-Kennlinie einer Diode

Im Durchlassbereich fließt bei kleinen Spannungen ($< 0,3 \text{ V}$) nur ein geringer Strom, da die durch Diffusion entstandene Sperrschicht noch vorhanden ist. Übersteigt die angelegte Spannung einen Schwellwert, steigt der Strom stark an, d.h. die Diffusionsspannung ist kompensiert. Dieser Schwellwert wird Schwellspannung bzw. Schleusenspannung U_S genannt. Für viele Berechnungen geht man davon aus, dass die Diode unterhalb der Schwellspannung sperrt und bei höheren Werten voll leitet.

Für Silizium beträgt die Schwellspannung $U_S \approx 0,7 \text{ V}$ und für Germanium ist $U_S \approx 0,3 \text{ V}$.

Wird die Diode in Sperrrichtung gepolt, fließt nur ein sehr kleiner Strom. Dieser Sperrstrom kann etwa 10^7 mal kleiner sein als der Durchlassstrom. Es fließt deshalb überhaupt in Sperrrichtung ein Strom, da auch im p-Gebiet immer eine geringe Zahl von Elektronen und im n-Gebiet immer einige wenige Löcher vorhanden sind. Ein solches Elektron aus dem p-Gebiet kann z.B. aber die Sperrschicht durchdringen, es wird sogar durch das elektrische Feld in der Sperrschicht angetrieben.

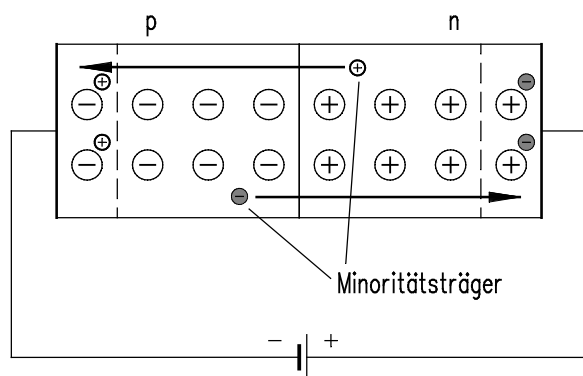


Abbildung 14 pn-Übergang in Sperrrichtung

Diese Ladungsträger - wegen ihrer geringen Zahl auch Minoritätsträger genannt - entstehen beim Aufbrechen von Kristallbindungen durch Wärmeschwingungen. Daher steigt der Sperrstrom mit zunehmender Temperatur stark an. Er verdoppelt sich etwa bei 10 K Temperaturerhöhung.

Erhöht man die Spannung in Sperrrichtung weiter, so steigt bei einer bestimmten Spannung (U_{BR} = Durchbruchspannung) auf einmal der Strom bis zur Zerstörung stark an. Diesen Bereich nennt man nach seinem Entdecker C. Zener (1934) den Zener-Bereich. Dann erreicht die Feldstärke in der Grenzschicht so hohe Werte, dass die Kraft des elektrischen Feldes ausreicht, um Valenzelektronen aus ihren Bindungen herauszulösen. Es entstehen freie Ladungsträger wodurch die Sperrschicht leitfähig wird. Diese Ladungsträger sind so stark beschleunigt, dass sie ihrerseits durch Stoßionisation weitere Ladungsträger freisetzen.

Dieser Effekt wird bei den Zenerdioden, die an späterer Stelle erläutert werden, zur Spannungsstabilisierung ausgenutzt. Normale Dioden dürfen in diesem Bereich nicht betrieben werden, weil sonst lokale Erwärmungen zur Zerstörung der Diode führen können.

In Datenblättern von Halbleiterdioden wird zwischen Grenzwerten und Kennwerten unterschieden. Grenzwerte sind Werte, die im Betrieb nicht überschritten werden dürfen. Kennwerte hingegen sind die Eigenschaften des Bauelementes im Betrieb.

Wichtige Grenzwerte sind neben der zulässigen Sperrspannung U_R der zulässige Mittelwert des Durchlassstromes I_{FAVM} (Forward, Average, Value = arithmetischer Mittelwert, Maximal). Weitere Grenzwerte sind die Verlustleistung P_{tot} und die maximale Sperrschichttemperatur T_j (Junction).

Für den Betrieb an Wechselspannung ist die zulässige periodische Spitzensperrspannung U_{RRM} (Revers = rückwärts, Repetiv = wiederholt, Maximal) und der periodische Spitzenstrom I_{FRM} zu beachten.

Die wichtigsten Kennwerte einer Diode sind die Durchlassspannung U_F und die Sperrverzögerung t_{RR} . Das ist die Zeit, die der Strom oder die Spannung benötigt, um einen bestimmten festgelegten Wert zu erreichen, wenn sprungförmig von einem bestimmten Durchlasszustand auf eine bestimmte Sperrbedingung umgeschaltet wird.

1.2.1 Gleichrichterdiode

Zum Betrieb elektronischer Baugruppen und Geräte sind in der Regel Gleichspannungen erforderlich. Die Erzeugung und Übertragung der elektrischen Energie geschieht aber aus Gründen der Wirtschaftlichkeit im Wesentlichen durch Wechselstrom. Man erzeugt die Gleichspannung dann durch Transformieren und Gleichrichten der Netzspannung.

Die gewonnene Gleichspannung enthält neben einem Gleichstromanteil auch Wechselspannungsanteile. Für viele Zwecke werden jedoch hohe Anforderungen an die Welligkeit und die Stabilität der Gleichspannung gesetzt. Deshalb besteht ein Netzteil neben dem Transformator und der Gleichrichterschaltung zusätzlich noch aus einem Lade-(Glättungs-)kondensator.

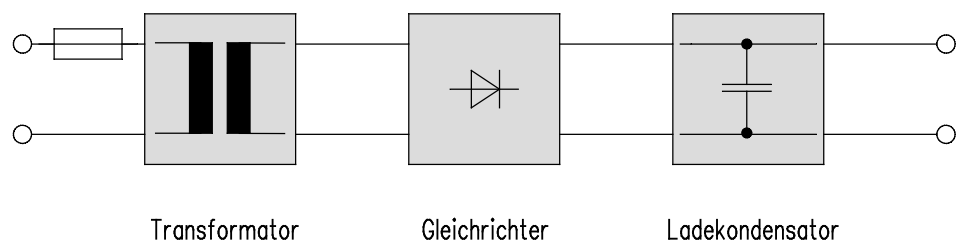


Abbildung 15 Blockschaltbild eines Netzteils

Im Transformator erfolgt die Umsetzung der Netzspannung auf meist niedrigere Werte. Diese Sekundärspannung ist die Betriebsspannung für die nachfolgende Gleichrichterschaltung.

Einwegschaltung M1

Die einfachste Methode eine Wechselspannung gleichzurichten, ist die Einweg-Gleichrichterschaltung.

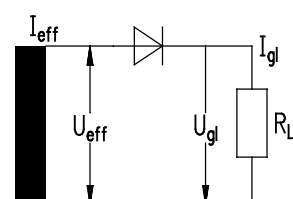


Abbildung 16 Einweg-Gleichrichterschaltung

Die Halbleiterdiode lässt den Strom nur in eine Richtung durch und sperrt ihn in der anderen Richtung. In der dargestellten Einweg-Gleichrichterschaltung lässt die Diode nur während der positiven Halbwelle einen Stromfluss über den Lastwiderstand zu.

Die negative Halbwelle bleibt ungenutzt. Vernachlässigt man den Spannungsfall an der Diode mit Werten zwischen 0 V bis etwa 0,7 V, so erscheinen die positiven Halbwellen der Eingangsspannung unverändert als Spannung am Lastwiderstand.

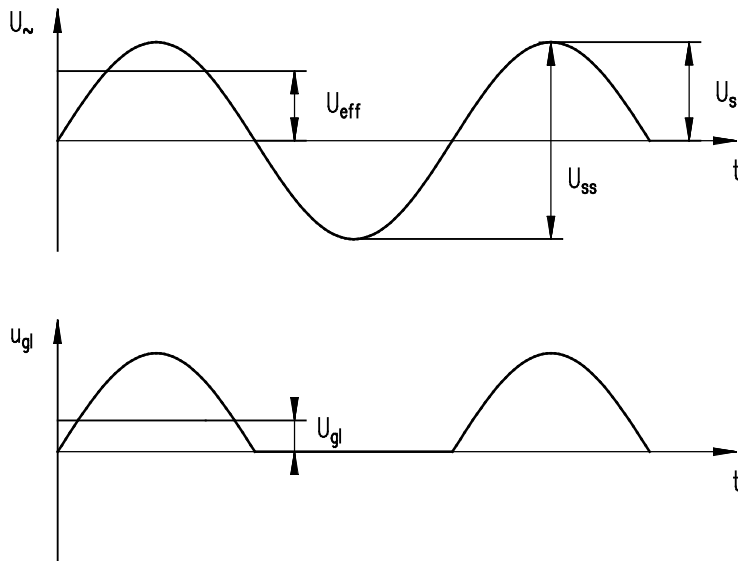


Abbildung 17 Spannungsverlauf bei der Einwegschtaltung

Die Ausgangsspannung ist eine pulsierende Gleichspannung. Sie setzt sich rechnerisch aus einem Gleichspannungsanteil und einer Vielzahl sinusförmiger Schwingungen zusammen. Das Verhältnis zwischen dem Effektivwert der Eingangsspannung U_{eff} und dem Gleichspannungsanteil U_{gl} ist:

$$\frac{U_{\text{eff}}}{U_{\text{gl}}} = 2,22$$

Berechnet man den Effektivwert aller Wechselspannungsanteile U_w und setzt sie ins Verhältnis zum Gleichspannungsanteil, so erhält man die Effektivwertigkeit w . Für die hier betrachtete Einweggleichrichterschaltung ist die Welligkeit

$$w = \frac{U_w}{U_{\text{gl}}} = 121\%$$

d.h. die Brummspannung U_w ist größer als die Gleichspannung U_{gl} . Die Einwegschtaltung wird daher nur da eingesetzt, wo die überlagerte Brummspannung nicht stört, oder für Lastströme bis etwa 50 mA, da für kleine Ströme eine Siebung noch wirtschaftlich vertretbar ist.

Zweiwegschtaltung M2

Bei der Zweiwegschtaltung oder Mittelpunktschtaltung werden beide Halbwellen ausgenutzt. Erforderlich sind zwei Dioden und ein Transformator, der eine Mittelanzapfung besitzen muss.

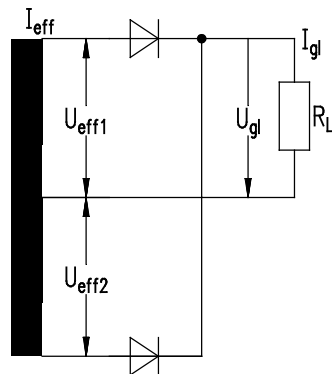


Abbildung 18 Mittelpunkt-Zweiweg-Gleichrichterschaltung

Die obere Trafowicklung bildet mit der oberen Diode eine Einweggleichrichtung. Die untere Trafowicklung bildet mit der unteren Diode eine zweite Einwegschaltung. Hat während der positiven Halbwelle das obere Ende der Trafowicklung positive Spannung gegenüber dem unteren Ende, so fließt ein Strom über die obere Diode. Ist in der negativen Halbwelle der untere Punkt der Sekundärwicklung positiv gegenüber dem oberen Wicklungsende, fließt ein Strom über die untere Diode in der gleichen Richtung durch den Lastwiderstand, wie während der positiven Halbwelle.

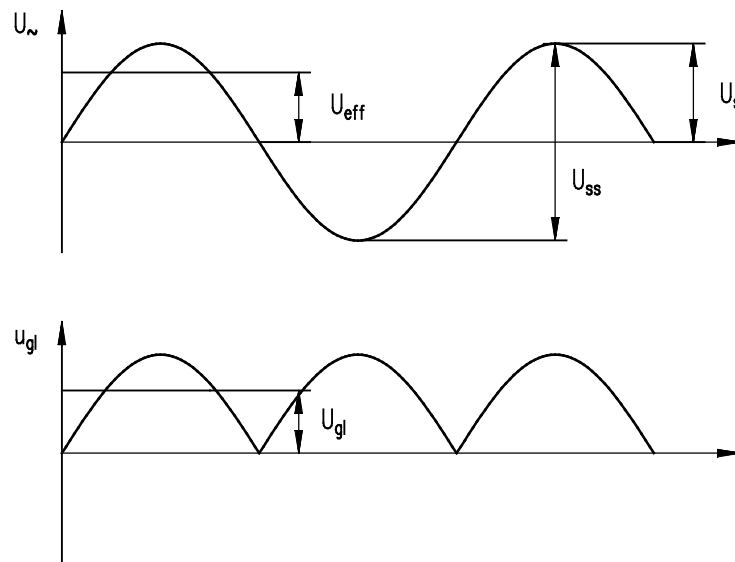


Abbildung 19 Spannungsverlauf bei der Zweiwegschaltung

Die Ausgangsspannung ist wieder eine Mischspannung, die außer dem Gleichanteil verschiedene Wechselanteile enthält. Die Frequenz der Ausgangsspannung ist doppelt so groß wie die der Einwegschaltung. Durch die doppelte Netzfrequenz wird die Glättung der pulsierenden Gleichspannung vereinfacht. Der Gleichspannungsanteil muss größer als bei der Einwegschaltung sein und zwar genau doppelt so groß, da zwischen den Halbwellen keine Pausen mehr vorhanden sind.

$$\frac{U_{\text{eff}}}{U_{\text{gl}}} = 1,11$$

Der Effektivwert aller Wechselspannungsanteile U_w im Verhältnis zum Gleichspannungsanteil ergibt die Effektivwertigkeit w .

$$w = \frac{U_w}{U_{\text{gl}}} = 48,5 \%$$

Brückenschaltung B2

Die am häufigsten verwendete Gleichrichterschaltung ist die Brückenschaltung. Auch hier werden beide Halbwellen ausgenutzt. Der Vorteil ist aber, dass keine verhältnismäßig teure Mittelanzapfung der Sekundärwicklung benötigt wird. Es sind lediglich vier Dioden erforderlich.

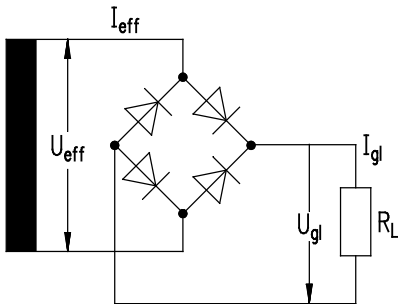


Abbildung 20 Brücken-Gleichrichterschaltung

Jeweils zwei Dioden sind während einer Halbwelle in Durchlassrichtung, während die anderen beiden Dioden gesperrt sind. Dadurch ist der Spannungsfall doppelt so groß wie bei der Mittelpunktschaltung.

Wechselt die Richtung der Eingangsspannung, fließt der Strom über diese Dioden während dann die anderen beiden Dioden gesperrt sind.

Spannung und Strom am Verbraucher haben den gleichen Verlauf wie bei der Mittelpunktschaltung. Daher müssen auch die gleichen Verhältnisse von Wechsel- zu Gleichspannung und die Welligkeit gelten:

$$\frac{U_{\text{eff}}}{U_{\text{gl}}} = 1,11 \quad \text{und} \quad w = \frac{U_{\text{w}}}{U_{\text{gl}}} = 48,5 \%$$

Am Ausgang aller beschriebenen Grundschaltungen tritt eine pulsierende Gleichspannung auf, die auf jeden Fall durch einen Ladekondensator C_L parallel zum Lastwiderstand geglättet werden muss. Am Beispiel der Einweg-Gleichrichterschaltung soll gezeigt werden, wie der Ladekondensator wirksam wird.

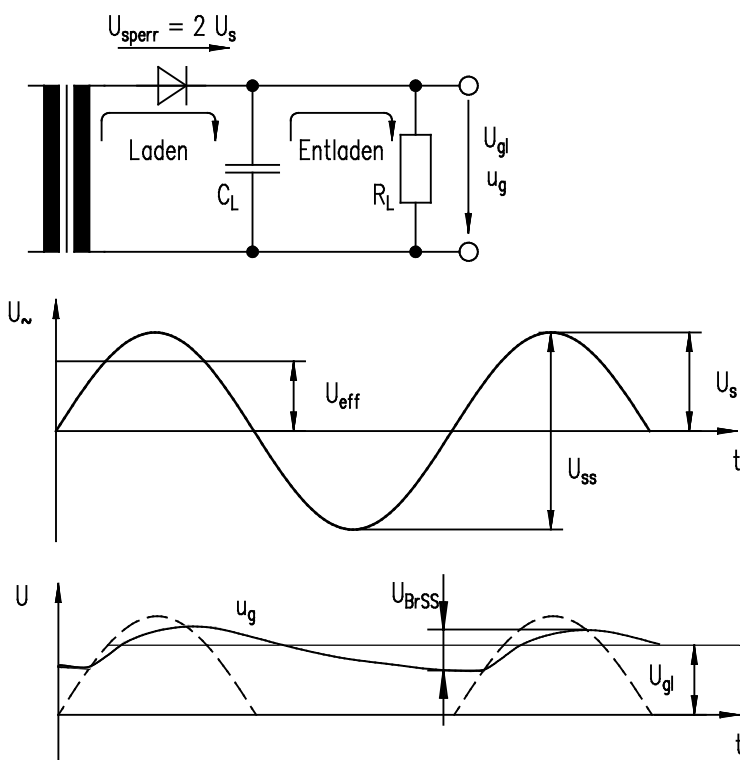


Abbildung 21 Spannungsverlauf in einer Gleichrichterschaltung mit C_L

Ist der Ausgang nicht belastet, d.h. $R_{\text{Last}} = \infty \Omega$, würde sich der Kondensator C_L bis auf den Scheitelwert der Eingangsspannung aufladen und die Ausgangsspannung wäre konstant.

Wird die Schaltung aber mit einem Lastwiderstand belastet, entlädt sich der Kondensator ständig darüber. Geladen wird der Kondensator immer dann, wenn der Augenblickswert der Eingangsspannung höher ist als der Wert der Kondensatorspannung. Ist die Eingangswechselspannung kleiner als die Kondensatorspannung, ist die Diode gesperrt und der Kondensator wird durch den Laststrom entladen. Die Ausgangsspannung nimmt dabei exponentiell mit der Zeitkonstanten $\tau = R_L \cdot C_L$ ab. Überschreitet in der nächsten positiven Halbwelle die Eingangswechselspannung wieder die Kondensatorspannung, so beginnt ein neuer Aufladevorgang des Kondensators.

Die Größe der mittleren Ausgangsgleichspannung wird dabei von vielen Faktoren bestimmt. So hängt der Wert U_{gl} ab vom Innenwiderstand des Transformators, dem Durchlasswiderstand der Gleichrichterioden, dem Stromflusswinkel, während dem der Kondensator aufgeladen wird, von der Kapazität C_L des Ladekondensators, vom Laststrom und nicht zuletzt auch vom sinusförmigen Verlauf der Eingangsspannung.

In der Praxis dimensioniert man den Ladekondensator C_L mit etwa $1 \mu\text{F}$ je mA Laststrom. Dann kann man näherungsweise das Verhältnis von Eingangswechselspannung U_{eff} zur Ausgangsgleichspannung U_{gl} wie folgt angeben.

Für die Einwegschtaltung gilt nun:

$$\frac{U_{\text{eff}}}{U_{\text{gl}}} = 0,85$$

und für die Mittelpunkt- und Brückenschaltung kann überschlägig gerechnet werden mit:

$$\frac{U_{\text{eff}}}{U_{\text{gl}}} = 0,79$$

Infolge der fortlaufenden Aufladung und Entladung des Kondensators ist der Ausgangsgleichspannung immer noch eine Welligkeitsspannung überlagert. Die Größe der Brummspannung U_{BrSS} hängt im Wesentlichen ab von der Größe des Ladekondensators, der Größe des Laststromes und einer schaltungsspezifischen Konstanten.

Damit bei den bisher beschriebenen Einphasen-Gleichrichterschaltungen die Brummspannung nicht zu groß wird, sind bei größeren Lastströmen bereits große Kapazitätswerte für den Lade-Kondensator erforderlich. Für hohe Leistungen werden daher Drehstrom-Brückenschaltungen eingesetzt, bei denen auch ohne Ladekondensator die Ausgangsgleichspannung nur von einer kleinen Brummspannung überlagert ist.

In der folgenden Tabelle sind die wichtigsten Kenngrößen der Einphasen-Gleichrichterschaltungen noch einmal zusammengefasst.

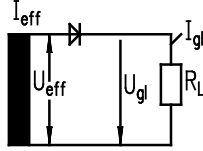
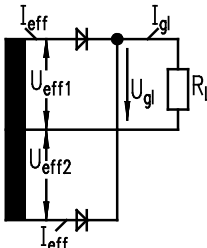
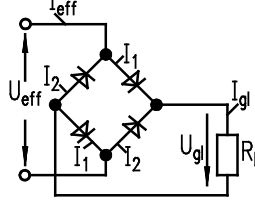
Gleichrichterschaltungen ohne Vervielfacherwirkung			
	Einwegschaltung	Zweiwegschaltung	Brückenschaltung
Prinzipschaltung			
Frequenz der Welligkeit bei f = 50 Hz	50 Hz	100 Hz	100 Hz
Bei Widerstands- und induktiver Belastung			
Verhältnis zwischen Wechsel- und Gleichspannung	$\frac{U_{eff}}{U_{gl}} = 2,22$	$\frac{U_{eff}}{U_{gl}} = 1,11$	$\frac{U_{eff}}{U_{gl}} = 1,11$
Effektivwelligkeit	$w = \frac{U_w}{U_{gl}} = 121 \%$	$w = 48,5 \%$	$w = 48,5 \%$
Verhältnis zwischen Wechsel- und Gleichstrom	$\frac{I_{eff}}{I_{gl}} = 1,57$	$\frac{I_{eff}}{I_{gl}} = 0,78$	$\frac{I_{eff}}{I_{gl}} = 1,11$
Bei kapazitiver Belastung (mit Ladekondensator)			
Verhältnis zwischen Wechsel- und Gleichspannung	$\frac{U_{eff}}{U_{gl}} = 0,85$	$\frac{U_{eff}}{U_{gl}} = 0,79$	$\frac{U_{eff}}{U_{gl}} = 0,79$
Welligkeit	$w \approx 5 \%$	$w \approx 5 \%$	$w \approx 5 \%$
Verhältnis zwischen Wechsel- und Gleichstrom	$\frac{I_{eff}}{I_{gl}} = 2,1$	$\frac{I_{eff}}{I_{gl}} = 1,1$	$\frac{I_{eff}}{I_{gl}} = 1,57$
Vorteile	geringer Aufwand	für höhere Leistung geeignet	wie Zweiwegschaltung, zweite Transformatorwicklung. entfällt
Nachteile	nur für kleine Leistung	zwei Transformatorwicklungen	-

Tabelle 2 Gleichrichterschaltungen ohne Vervielfacherwirkung

1.2.2 Z-Dioden

Bei ansteigender Sperrspannung erreicht eine Siliziumdiode einen Punkt, an dem der Sperrstrom schlagartig ansteigt. Jede weitere Erhöhung der Sperrspannung ruft dann eine überproportionale Erhöhung des Sperrstromes hervor. Diejenige Spannung, bei der dieser Effekt auftritt, bezeichnet man als Avalanche- oder auch Zenerspannung. Z-Dioden sind Siliziumdioden mit relativ niedriger, definierter Durchbruchspannung U_Z in Sperrrichtung. Im Durchlassbereich verhalten sie sich wie normale Si-Dioden. Die Kennlinie einer Z-Diode ist in der folgenden Abbildung dargestellt.

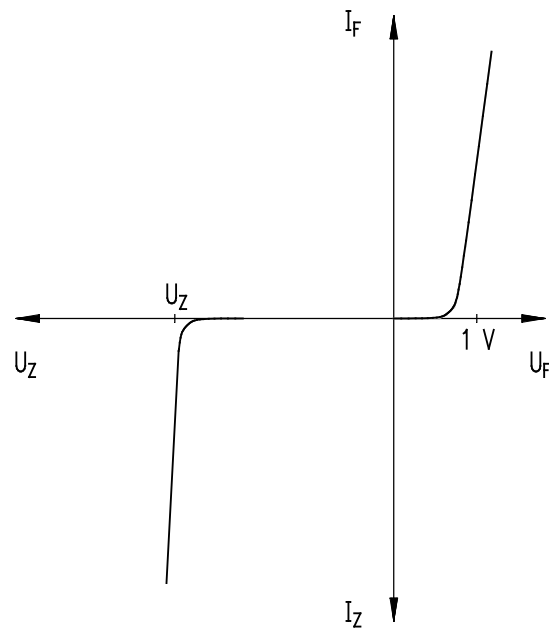


Abbildung 22 Kennlinie einer Z-Diode

Der für den Einsatz einer Zenerdiode interessierende Sperrbereich der Kennlinie ist in der nächsten Abbildung noch einmal genauer gezeigt.

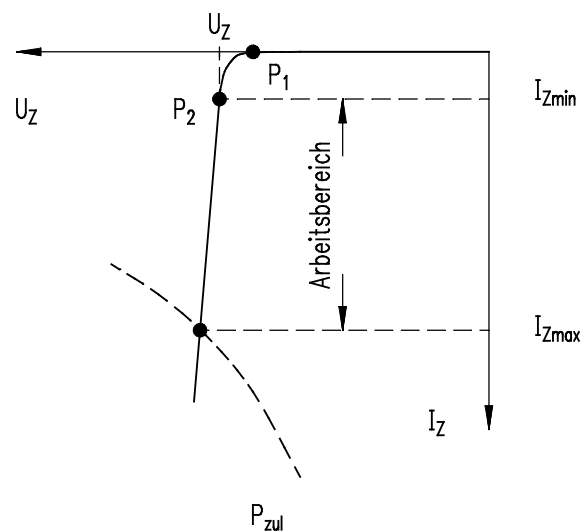


Abbildung 23 Sperrbereich der Kennlinie

Unterhalb der Durchbruchspannung verhält sich die Z-Diode wie eine normale Siliziumdiode, d.h. es fließt nur ein sehr geringer Sperrstrom. Mit dem Einsetzen des Durchbruches im Punkt P_1 schließt sich ein Knickbereich bis zum Punkt P_2 an. Ab diesem Punkt P_2 folgt der Durchbruchsbereich mit steilem Kennlinienverlauf. Der Strom an diesem Punkt wird I_{Zmin} genannt. Hier beginnt der Arbeitsbereich der Z-Diode.

Das Ende des Arbeitsbereiches wird durch den Strom I_{Zmax} markiert, welcher von der maximal zulässigen Verlustleistung P_{zul} der Z-Diode bestimmt wird. Die Verlustleistung P_{zul} ergibt sich aus der an der Zenerdiode anliegenden Spannung U_Z multipliziert mit dem durch die Diode fließenden Strom I_Z .

$$P_{zul} = U_Z \cdot I_{Zmax}$$

Für den Strom I_{Zmin} wählt man etwa 5...10 % von I_{Zmax} .

$$I_{Zmin} \approx 0,05 \cdot I_{Zmax} \dots 0,1 \cdot I_{Zmax}$$

In der Praxis werden Z-Dioden für Spannungen im Bereich von etwa 2,7 V bis über 100 V in Abstufungen der E12- oder E24-Normreihe angeboten. Üblich ist eine Spannungstoleranz von $\pm 5\%$ des Nennwertes. Die Bandbreite der zur Verfügung stehenden Leistungsklassen reicht von 500 mW über 1,3 W, 5 W, 12,5 W bis hin zu 20 W.

Neben den Stromgrenzen I_{Zmin} und I_{Zmax} ist ein weiterer wichtiger Parameter einer Z-Diode ihr Temperaturkoeffizient α_Z der angibt, wie stark die Z-Spannung U_Z von der Temperatur abhängig ist.

Temperaturkoeffizient

Betrachtet man die Temperaturabhängigkeit von Zenerdioden, so stellt man fest, dass die Z-Dioden ein je nach Zenerspannung U_Z unterschiedliches Temperaturverhalten zeigen.

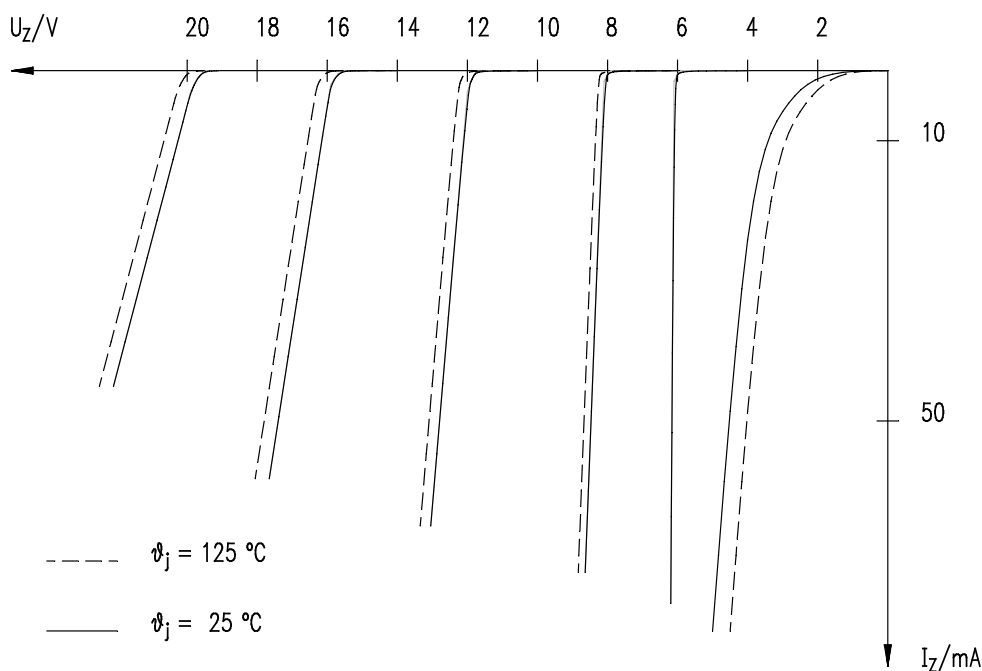


Abbildung 24 Temperaturabhängigkeit von Z-Dioden

So ist die Zenerspannung bei Z-Dioden von $U_Z \approx 6$ V nahezu temperaturunabhängig. Bei Dioden mit kleinerer Spannung U_Z verlagern sich die Kennlinien mit zunehmender Temperatur zu kleineren Spannungen hin, sie haben einen negativen Temperaturkoeffizienten. Z-Dioden mit Zenerspannungen $U_Z > 6$ V haben dagegen einen positiven Temperaturkoeffizienten, bei steigender Temperatur steigt auch die Zenerspannung.

Die Abweichung ΔU_Z lässt sich mit der folgenden Formel berechnen:

$$\Delta U_Z = U_Z \cdot \alpha_Z \cdot \Delta T$$

U_Z : Zenerspannung

α_Z : Temperaturkoeffizient in $1/^\circ\text{C}$ oder $1/\text{K}$

ΔT : Temperaturänderung in $^\circ\text{C}$ oder K

Wegen der abhängig von der Zenerspannung nach Vorzeichen und Betrag unterschiedlichen Temperaturkoeffizienten, kann der Nachteil der Temperaturabhängigkeit einer Z-Diode durch geeignetes Zusammenschalten verschiedener Z-Dioden verringert werden. So kann eine Zenerdiode ZPD 10 von $U_Z = 10 \text{ V}$ auch durch die Reihenschaltung aus einer Z-Diode ZPD 3,9 mit $U_Z = 3,9 \text{ V}$ und einer Z-Diode ZPD 6,2 mit $U_Z = 6,2 \text{ V}$ realisiert werden.

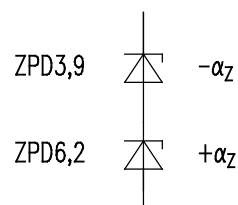


Abbildung 25 Kompensation des Temperaturkoeffizienten α_Z

Durch den negativen Temperaturkoeffizienten einer ZPD 3,9 ($-7 \dots -3$) und den positiven Temperaturkoeffizienten einer ZPD 6,2 ($-1 \dots +7$) sinkt die thermische Abhängigkeit der Gesamtschaltung.

Spannungsstabilisierungsschaltung

Mithilfe einer Z-Diode lassen sich einfache Konstantspannungsquellen realisieren. Die folgende Abbildung zeigt die Grundsaltung zum Erzeugen einer stabilen Ausgangsspannung mit Z-Diode.

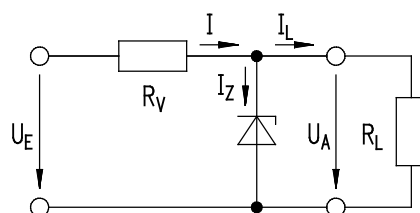


Abbildung 26 Spannungsstabilisierungsschaltung

Es gelten die Formeln:

$$U_A = U_Z$$

$$U_E = R_V \cdot (I_Z + I_L) + U_Z$$

Der Widerstand R_V begrenzt den durch die Z-Diode fließenden Strom auf zulässige Werte. Dabei ist darauf zu achten, dass die maximale Verlustleistung P_{zul} (Produkt aus Z-Spannung und Strom) nicht überschritten wird.

$$P_{\text{zul}} = U_Z \cdot I_{Z\text{max}}$$

An dem Widerstand fällt die Differenz aus der Eingangsspannung U_E und der Spannung über Z-Diode U_Z ab.

$$U_{R_V} = U_E - U_Z$$

Durch den Widerstand fließt die Summe aus dem Verbraucherstrom I_L und dem Zenerdiodenstrom I_Z .

$$I = I_Z + I_L$$

Damit wird R_V :

$$R_V = \frac{U_{R_V}}{I} = \frac{U_E - U_Z}{I_Z + I_L}$$

Für die Dimensionierung des Vorwiderstandes R_V gelten die folgenden Grenzen:

Der Widerstand ist mindestens so auszulegen, dass bei höchstmöglicher Eingangsspannung $U_{E\text{max}}$ und kleinstmöglichem Verbraucherstrom der Strom durch die Z-Diode den Wert $I_{Z\text{max}}$ nicht übersteigt.

$$R_{V\text{min}} = \frac{U_{E\text{max}} - U_Z}{I_{Z\text{max}} + I_{L\text{min}}} \quad (\text{bei Leerlauf gilt: } I_L = 0)$$

Andererseits muss sichergestellt werden, dass bei niedrigster Eingangsspannung $U_{E\text{min}}$ und größtem Verbraucherstrom $I_{L\text{max}}$ sich die Z-Diode immer noch im Arbeitsbereich befindet, da im Knickbereich der Kennlinie unterhalb von $I_{Z\text{min}}$ die Stabilisierung schlechter wird. Es muss daher auch gelten:

$$R_{V\text{max}} = \frac{U_{E\text{min}} - U_Z}{I_{Z\text{min}} + I_{L\text{max}}}$$

Der Widerstand R_V wird so gewählt, dass sein Wert möglichst nahe an $R_{V\text{max}}$ liegt. Dies ist für die Wirksamkeit der Stabilisierung und im Hinblick auf den Stromverbrauch und damit auf die Verlustleistung der verwendeten Bauelemente die günstigere Wahl.

Die beiden extremsten Belastungsfälle der Stabilisierungsschaltung sind

Leerlauf ($I_L = 0$) und

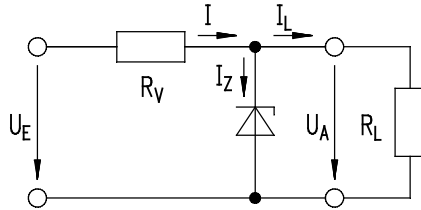
Kurzschluss ($U_A = 0$).

Im Leerlauf ist keine Last vorhanden bzw. der Lastwiderstand R_L ist unendlich groß und es fließt kein Laststrom I_L . Dann muss der gesamte Strom durch die Zenerdiode fließen, d.h. die zulässige Verlustleistung P_{zul} der Z-Diode tritt im Leerlauffall auf.

Im Kurzschluss wird die Z-Diode überbrückt und es fällt keine Spannung mehr an ihr ab. Das bedeutet, dass die ganze Verlustleistung im Widerstand umgesetzt werden muss, der dafür leistungsmäßig entsprechend zu dimensionieren ist.

Lehrbeispiel

Eine Spannungsstabilisierung mit Z-Diode mit folgenden Daten ist kurzschlussfest zu dimensionieren!



$$U_Z = 6,8 \text{ V}$$

$$P_{zul} = 0,5 \text{ W}$$

$$U_E = 15 \text{ V} \pm 1,5 \text{ V}$$

$$R_L = 200 \Omega \dots 300 \Omega$$

Lösung

Mit

$$I_{Zmax} = \frac{P_{zul}}{U_Z} = \frac{0,5 \text{ W}}{6,8 \text{ V}} = 73,5 \text{ mA}$$

und

$$I_{Lmin} = \frac{U_Z}{R_{Lmax}} = \frac{6,8 \text{ V}}{300 \Omega} = 22,7 \text{ mA}$$

wird

$$R_{Vmin} = \frac{U_{Emax} - U_Z}{I_{Zmax} + I_{Lmin}} = \frac{16,5 \text{ V} - 6,8 \text{ V}}{73,5 \text{ mA} + 22,7 \text{ mA}} = 101 \Omega$$

Für I_{Zmin} wird $I_{Zmin} = 0,05 \cdot I_{Zmax} = 0,05 \cdot 73,5 \text{ mA} = 3,68 \text{ mA}$ gewählt

$$I_{Lmax} = \frac{U_Z}{R_{Lmin}} = \frac{6,8 \text{ V}}{200 \Omega} = 34 \text{ mA}$$

Damit errechnet sich R_{Vmax} zu:

$$R_{Vmax} = \frac{U_{Emin} - U_Z}{I_{Zmin} + I_{Lmax}} = \frac{13,5 \text{ V} - 6,8 \text{ V}}{3,68 \text{ mA} + 34 \text{ mA}} = 178 \Omega$$

Der Widerstand R_V darf zwischen 101Ω und 178Ω liegen.

Aus der Normreihe E12 wird $R_V = 150 \Omega$ gewählt ($150 \Omega \pm 10 \% = 135 \Omega \dots 165 \Omega$).

Im Kurzschlussfall ist $U_A = 0$. Mit der größtmöglichen Eingangsspannung und dem - unter Berücksichtigung der Toleranz der E12-Reihe - niedrigsten Wert des Vorwiderstandes, wird die Widerstandsleistung:

$$P_{R_V} = \frac{(U_{R_V})^2}{R_V} = \frac{(16,5 \text{ V})^2}{135 \Omega} = 2 \text{ W}$$

1.2.3 Spezielle Dioden

Kapazitätsdiode

Bei einer Diode baut sich in der Grenzschicht eine Raumladungszone auf, die nur sehr wenige freie Ladungsträger enthält. Stellt man sich nun die beiden äußeren neutralen Zonen guter Leitfähigkeit als die Platten eines Kondensators vor, dessen Dielektrikum durch die dazwischenliegende Sperrschicht gebildet wird, so wird deutlich, dass jede Raumladungszone oder Sperrschicht eine Kapazität besitzt.

Die Breite der Sperrschicht ist vergleichbar mit dem Abstand der Platten. Für den Kondensator gilt der Zusammenhang:

$C \sim \frac{1}{d}$, d.h. die Kapazität ist umgekehrt proportional zum Plattenabstand.

Bei der Diode ist über die außen angelegte Spannung die Dicke der Sperrschicht steuerbar. Wird die Sperrspannung erhöht, so verbreitert sich die Sperrschicht. Die Kapazität C der Diode nimmt damit ab.

Bei Kapazitätsdioden wird dieser Effekt durch entsprechenden Aufbau und eine spezielle Diffusionstechnik besonders ausgeprägt. So erhält man eine durch Spannung steuerbare Kapazität.

Es besteht ein nichtlinearer Zusammenhang zwischen Sperrspannung und Sperrschichtkapazität. Das Schaltzeichen und die Kennlinie zeigt die folgende Abbildung:

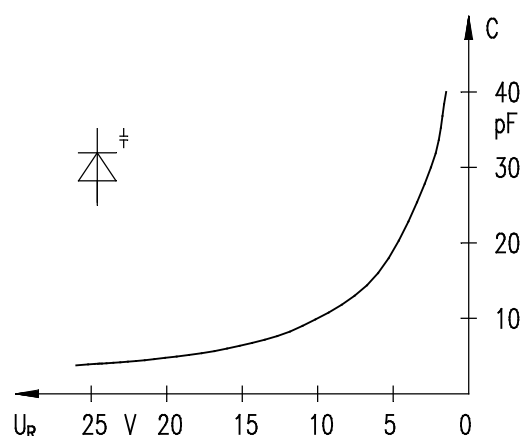


Abbildung 27 Kennlinie und Schaltzeichen einer Kapazitätsdiode

Silizium-Kapazitätsdioden werden normalerweise im Sperrbereich betrieben. Hier ist die Sperrschichtdicke zwar größer und damit die Kapazität kleiner als in Durchlassrichtung, da aber in Durchlassrichtung der Übergang sehr niederohmig ist, kommt dort die Kapazität nicht zum Tragen.

Kapazitätsdioden werden als Tunerdioden für die Schwingkreisabstimmung in Rundfunk- und Fernsehempfängern benutzt, wo sie in zunehmendem Maße die Drehkondensatoren ersetzen. Auch in Schaltungen zur Frequenzmodulation (FM) oder in Mischstufen werden Kapazitätsdioden verwendet.

1.3 Transistoren

1.3.1 Aufbau und Wirkungsweise von Transistoren

Ein Transistor zeichnet sich durch zwei Eigenschaften aus, die ihn zum wichtigsten Element in der Elektronik des 20. Jahrhunderts gemacht haben: Ein Transistor wirkt als Verstärker elektrischer Signale oder als Schalter. Nach ihrer Wirkungsweise und Technologie unterscheidet man zwei Grundtypen von Transistoren:

- bipolare Transistoren und
- Feldeffekttransistoren (Unipolartransistoren)

Beim Bipolartransistor sind Ladungsträger beider Polaritäten (Elektronen und Löcher) am Transistoreffekt beteiligt. Feldeffekttransistoren arbeiten nur mit Ladungsträgern einer Sorte, Elektronen oder Löchern.

Bipolartransistor

Ein Bipolartransistor besteht aus einem Halbleiterkristall mit drei unterschiedlich dotierten Zonen: npn oder pnp. Er besitzt dadurch zwei pn-Übergänge.

Ein pnp-Transistor besteht aus zwei p-Halbleitern, die durch eine dünne n-Zone voneinander getrennt sind. Heute werden jedoch überwiegend npn-Transistoren eingesetzt. Ein npn-Transistor besteht aus zwei n-Zonen, die durch eine dünne p-Schicht voneinander getrennt sind.

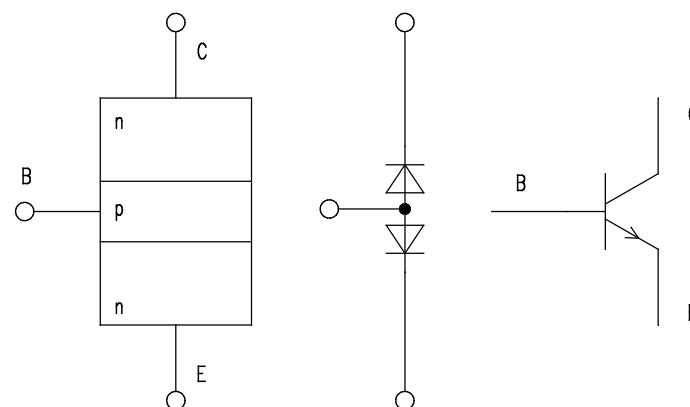


Abbildung 28 Grundaufbau, Diodenersatzschaltbild und Schaltzeichen eines npn-Transistors

Die beiden äußeren Schichten bezeichnet man als Emitter (E) und Kollektor (C), die mittlere Zone als Basis (B). Prinzipiell können Emitter und Kollektor vertauscht werden. Das bringt allerdings Nachteile mit sich, da die beiden Zonen unterschiedliche Dotierungen besitzen und die Zonen hinsichtlich ihres thermischen Verhaltens optimiert sind.

Für das weitere Verständnis können die zwei pn-Übergänge als zwei Dioden angesehen werden. Allerdings lässt sich ein Transistor nicht durch zwei Dioden nachbilden, da für den Transistoreffekt zwei Voraussetzungen erfüllt sein müssen:

- die Basiszone ist schmal (0,02 bis 0,03 mm) und
- die Basiszone ist schwach dotiert.

Die Emitter-Basis-Diode wird immer in Durchlassrichtung, die Basis-Kollektor-Diode immer in Sperrrichtung gepolt. Das bedeutet für einen npn-Transistor, dass der negative Pol der Spannungsquelle am Emitter und der positive Pol an der Basis liegt. Ist die Spannung zwischen Basis und Emitter U_{BE} größer als die Schleusenspannung (etwa 0,6 V bei Silizium), werden Elektronen vom Emitter in die Basis „emittiert“ (emittere, lat. = aussenden). Wäre die Emitter-Basis-Strecke eine normale Diode, würden die Elektronen zum Basisanschluss und zurück zur Spannungsquelle wandern.

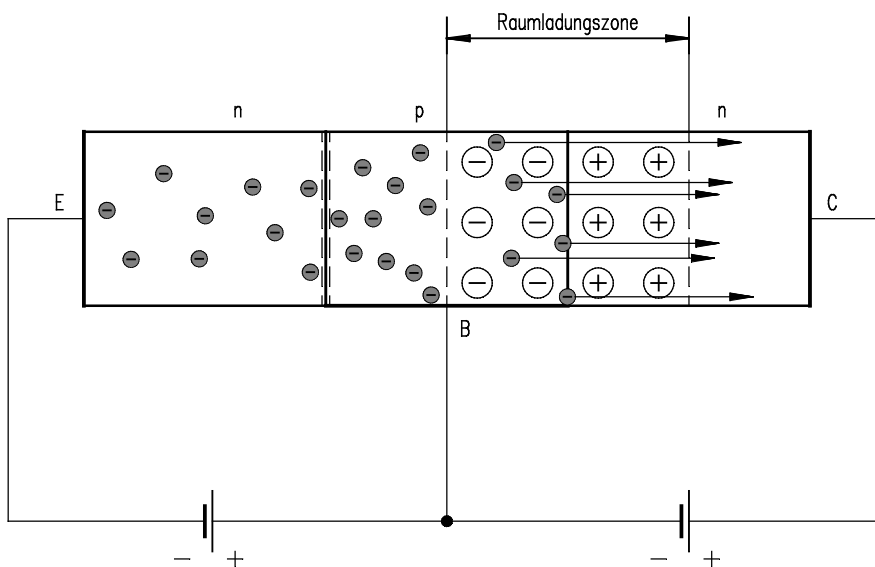


Abbildung 29 Elektronenbewegung beim npn-Transistor

Da die Basiszone aber sehr schmal und schwach dotiert ist, rekombinieren nur wenige Elektronen und es gelangt nur ein kleiner Teil von ihnen zum Basisanschluss (0,1-5 %). Der Hauptanteil (95-99,9 %) gelangt in die zweite Grenzschicht zwischen Basis und Kollektor. Hier herrscht ein starkes elektrisches Feld, welches eine Kraft auf die eingedrungenen Elektronen in Richtung zum Kollektor (collectere, lat. = sammeln) ausübt. Die eingedrungenen Elektronen werden so zum Kollektor hin beschleunigt. Dort werden die Elektronen am positiven Pol der Spannungsquelle abgesaugt.

Kleine Veränderungen des Basisstromes durch Ändern der Emitter-Basis-Spannung führen zu großen Veränderungen des Kollektorstromes. Wandelt man die Stromänderungen in einem Widerstand in Spannungsänderungen, so lässt sich analog sagen:

Kleine Veränderungen der Basis-Spannung führen zu großen Veränderungen der Kollektor-Spannung. Dieses Verhalten kennzeichnet den Transistor als verstärkendes Bauelement.

Sieht man den Transistor als Knoten an, muss nach der Kirchhoffschen Knotenregel gelten: Die Summe der zufließenden Ströme ist gleich der Summe der abfließenden Ströme.

Elektronen fließen in den Emitter hinein und fließen über die Basis und den Kollektor wieder ab:

$$I_E = I_B + I_C$$

Betrachtet man die technische Stromrichtung, die international entgegengesetzt zum Elektronenstrom festgelegt ist, so sind Basis- und Kollektorstrom die zufließenden Ströme und der Emitterstrom der abfließenden Strom. Es gilt:

$$I_B + I_C = I_E$$

An der Formel ändert die andere Betrachtungsweise natürlich nichts.

Beim pnp-Transistor sind die physikalischen Vorgänge die Gleichen. Man betrachtet lediglich an Stelle der Elektronen den Strom der Löcher vom Emitter zum Kollektor. Auch hier wird die Emitter-Basis-Diode in Durchlassrichtung gepolt. Das bedeutet, bei einem pnp-Transistor muss der positive Pol der Spannungsquelle an den Emitter während der negative Pol der Spannungsquelle an die Basis angeschlossen wird.

Kennlinien

Über den Zusammenhang zwischen den verschiedenen Spannungen und Strömen des Transistors erhält man am übersichtlichsten Auskunft durch Kennlinien.

Bei bipolaren Transistoren unterscheidet man auf Grund der drei Anschlüsse die drei Spannungen U_{BE} , U_{CB} und U_{CE} und die drei Ströme I_B , I_C und I_E . In der folgenden Abbildung sind die zugehörigen Spannungs- und Strompfeile an einem npn-Transistor dargestellt.

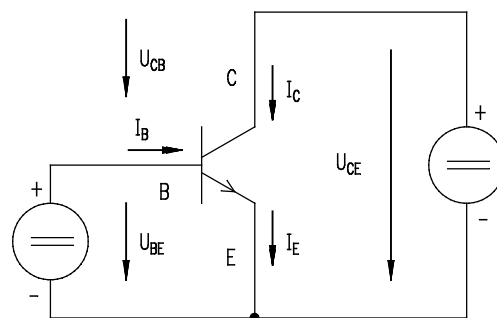


Abbildung 30 Spannungen und Ströme am npn-Transistor

Der Emitterstrom I_E setzt sich nach der 1. Kirchhoffschen Regel aus dem Basis- und dem Kollektorstrom zusammen.

Es gilt:

$$I_E = I_B + I_C$$

Die Spannung zwischen Kollektor und Emitter U_{CE} setzt sich zusammen aus der Spannung zwischen Kollektor und Basis U_{CB} und der Spannung zwischen Basis und Emitter U_{BE} . Die Doppelindizes geben hier die Zählrichtung der Spannungspfeile an.

$$U_{CE} = U_{CB} + U_{BE}$$

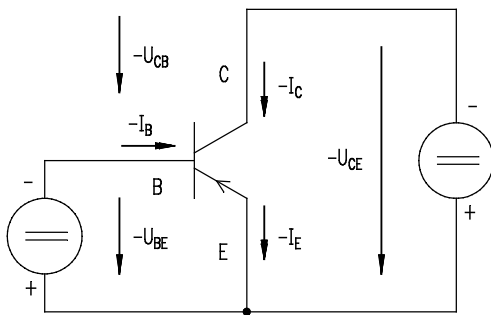


Abbildung 31 Spannungen und Ströme am pnp-Transistor

Die pnp-Transistoren unterscheiden sich von den npn-Typen lediglich durch die unterschiedliche Polung der Betriebsspannungsquellen. Alle Spannungen und Ströme ändern demnach ihre Richtung. In der Praxis behält man die oben gezeichneten Zählpfeile auch bei pnp-Transistoren in der gleichen Richtung bei, sodass alle angegebenen Spannungs- und Stromwerte negative Vorzeichen erhalten.

Da Zahlenangaben über Kennwerte im Datenblatt immer nur für einen Betriebspunkt des Transistors gelten, stellt man den Zusammenhang in Kennlinien beziehungsweise in Kennlinienfeldern dar. Da die Emitterschaltung in der Praxis die bei weitem höchste Bedeutung hat, beziehen sich alle folgenden Aussagen auf diese Grundschaltung.

Eingangskennlinie

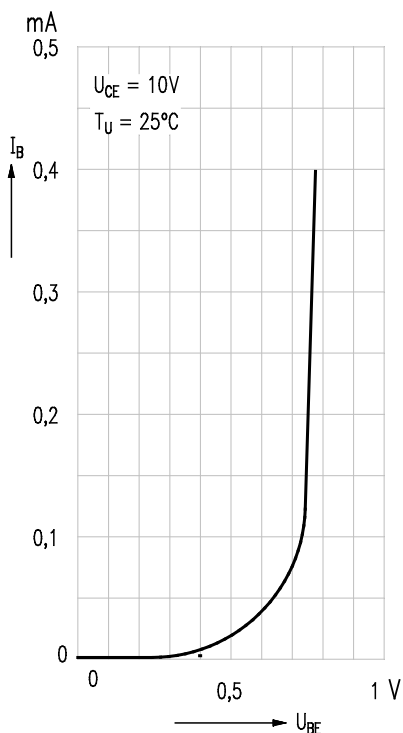


Abbildung 32 Eingangskennlinie

Im Eingangskennlinienfeld ist der Zusammenhang zwischen der Eingangsspannung und dem Eingangsstrom aufgetragen. In der Emitterschaltung sind die Eingangswerte die Spannung U_{BE} und der Strom I_B . Da die Basis-Emitter-Schicht einer in Durchlassrichtung gepolten Diode entspricht, hat die Kennlinie den typischen Verlauf einer Diodendurchlasskennlinie. Wesentliche Merkmale sind die Schleusen- oder Schwellspannung von etwa 0,6 V und der exponentielle Anstieg.

Der Quotient aus Eingangsspannung U_{ein} und Eingangsstrom I_{ein} ist definitionsgemäß der Eingangswiderstand R_{ein} . Da die Kennlinie nicht linear verläuft, hat der innere Widerstand in jedem Punkt der Kurve einen anderen Wert. Wegen des typisch exponentiellen Verlaufes des Basisstromes, wird in Datenbüchern dieser oft in logarithmischem Maßstab über der linearen U_{BE} -Achse dargestellt. Für die Eingangskennlinie ergibt sich dann näherungsweise eine Gerade.

Ausgangskennlinie

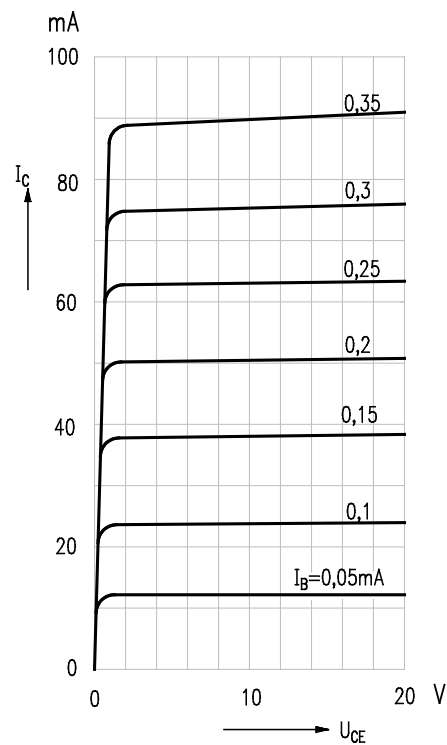


Abbildung 33 Ausgangskennlinie

Das Ausgangskennlinienfeld stellt den Verlauf des Kollektorstroms I_C über der Spannung U_{CE} als Kennlinienschar dar. Parameter ist der für jeweils eine Kennlinie konstante Basisstrom I_B .

Besonders auffällig ist, dass der Kollektorstrom nach einem steilen Kennlinienstück bei kleinen Kollektorspannungen oberhalb einer bestimmten Spannung nur noch wenig von U_{CE} abhängt, die Kurve hat nur noch eine geringe Steigung.

Die Eingangs- und die Ausgangskennlinie mit den Werten U_{BE} und I_B , bzw. I_C und U_{CE} lassen sich auch zusammen in einem Vierquadrantenkennlinienfeld darstellen.

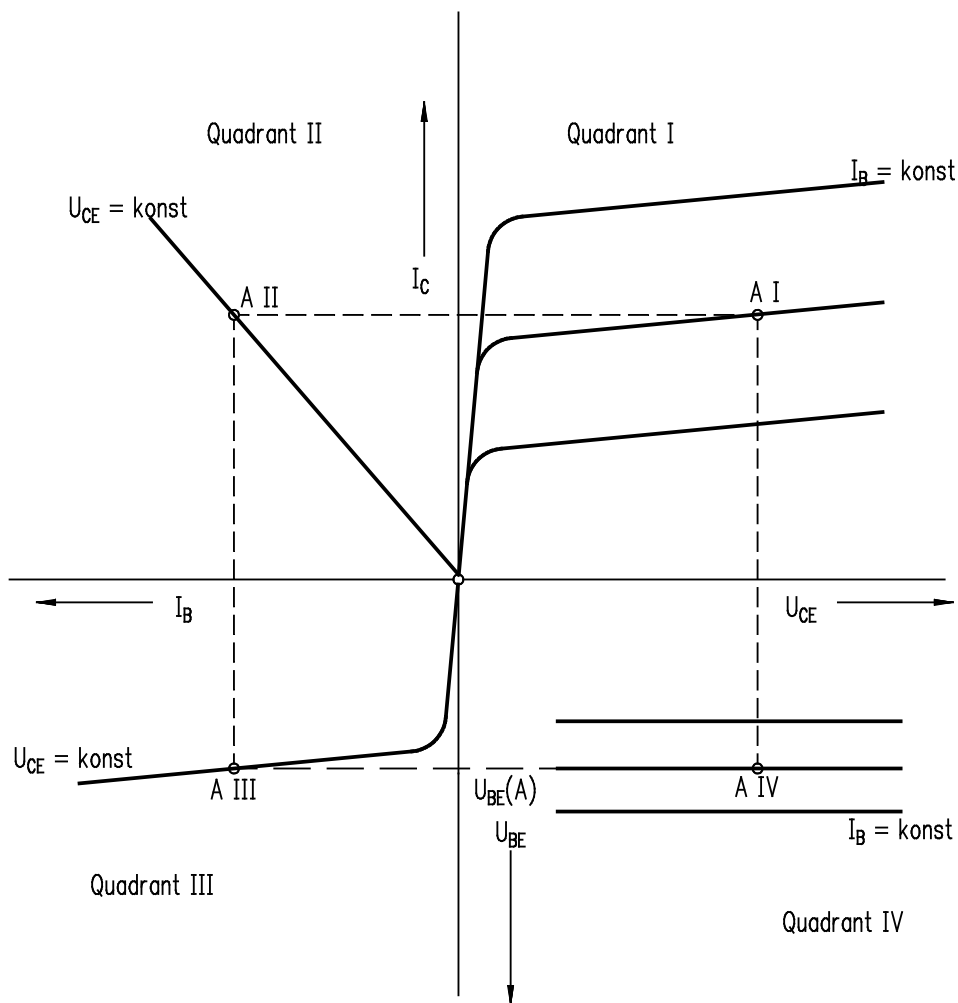


Abbildung 34 Vier-Quadranten-Kennlinienfeld

Stromsteuerkennlinie

Ist im ersten Quadranten die Ausgangskennlinie und im dritten Quadranten die Eingangskennlinie dargestellt, so ergibt sich im zweiten Quadranten der Zusammenhang zwischen Kollektorstrom und Basisstrom, die Stromsteuerkennlinie. Das Verhältnis von Kollektorstrom und Basisstrom ist die Gleichstromverstärkung:

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

Die Steigung der Stromverstärkungskennlinie ergibt in einem beliebigen Arbeitspunkt die dynamische Stromverstärkung β bei konstanter Spannung U_{CE} . Bei nur leichter Krümmung der Kennlinie gilt $B \approx \beta$.

Rückwirkungskennlinie

Das Kennlinienfeld, welches sich aus dem Zusammenhang zwischen U_{BE} und U_{CE} ergibt, heißt Rückwirkungskennlinienfeld. Weil die Sperrschicht zwischen Kollektor und Basis nicht unendlich groß ist, wirkt der Ausgang auf den Eingang zurück. Diese Abhängigkeit wird durch die Spannungsrückwirkung A_r charakterisiert.

Eine solche Rückwirkung ist selbstverständlich unerwünscht. Die Kennlinien sollten demnach möglichst flach verlaufen. In der Praxis liegen die Beträge von A_r unter 10^{-4} , sodass der Einfluss der Rückwirkung vernachlässigt werden kann.

Vierpolparameter

Neben der Darstellung von Transistordaten in Kennlinienform, geben die Hersteller die Verstärkereigenschaften der einzelnen Transistoren als Vierpolparameter an.

Dabei wird der Transistor als „Blackbox“, also als ein „Schwarzer Kasten“ mit zwei Ein- und zwei Ausgangsklemmen betrachtet. Durch Messung der Spannungen und Ströme an den vier Klemmen, können die Vierpolparameter oder h-Parameter ermittelt werden.

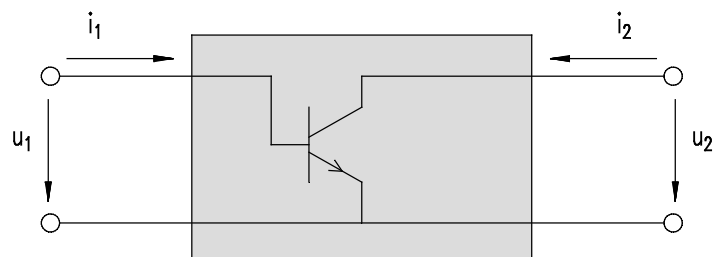


Abbildung 35 Vierpoldarstellung eines Transistors in Emitterschaltung

Feldeffekttransistoren

Im Gegensatz zum bipolaren Transistor arbeitet der Feldeffekttransistor (abgekürzt FET) nur mit Ladungsträgern einer Sorte, d.h. der aktive Teil besteht nur aus einer n-leitenden oder einer p-leitenden Strecke. Nach dieser Kristallstrecke werden Feldeffekttransistoren als n-Kanal oder p-Kanal-Typ bezeichnet. Bei einem n-Kanal-FET fließen negative Elektronen vom Source-Anschluss zum Drain-Anschluss, bei einem p-Kanal-FET bewegen sich die Löcher von Source nach Drain.

Man unterscheidet entsprechend dem Aufbau sechs verschiedene Typen. Eine Übersicht und die zugehörigen Schaltzeichen sind in der folgenden Abbildung dargestellt:

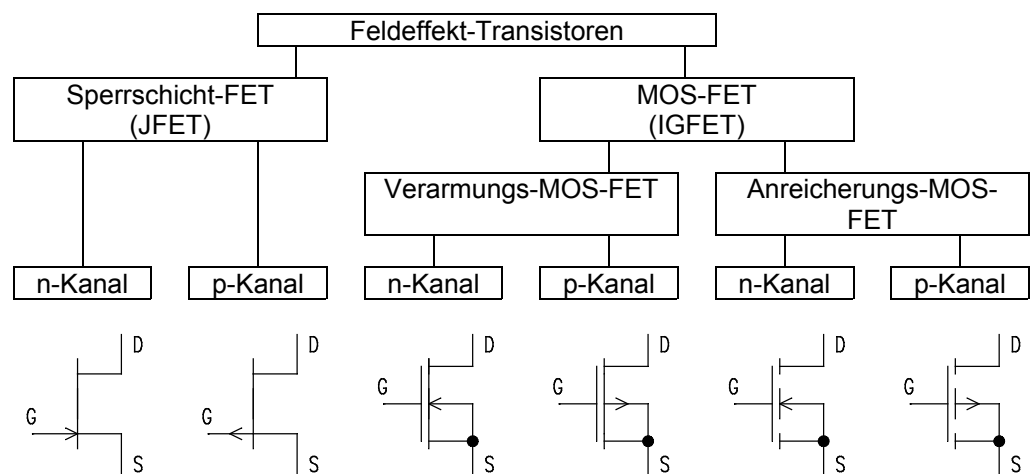


Abbildung 36 Übersicht Feldeffekttransistoren

Sperrschicht-FET (JFET)

Für die Beschreibung des Funktionsprinzips wird zunächst ein n-Kanal-Typ betrachtet.

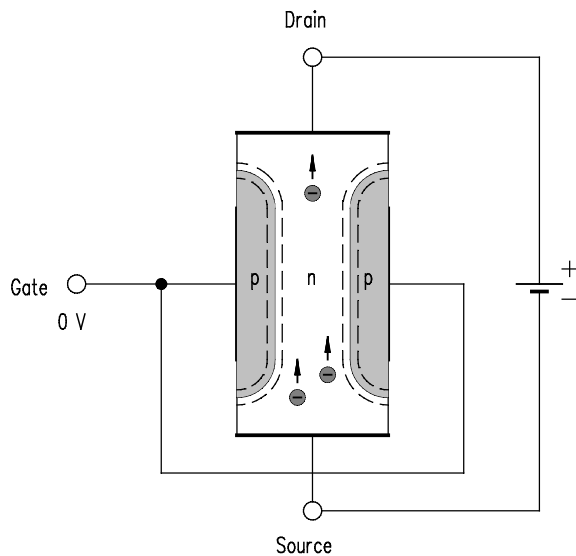


Abbildung 37 n-Kanal-Sperrschicht-FET

An den Enden eines n-leitenden Kristalls wird eine Gleichspannung angelegt. Dann fließen Elektronen von der Quelle (engl. Source) zum Abfluss (engl. Drain). Die Breite des Kanals wird von zwei seitlich eindiffundierten p-Zonen (engl. Gate = Tor) und der an diesen anliegenden negativen Spannung bestimmt. Durch die negative Gate-Spannung sind die beiden pn-Übergänge in Sperrrichtung gepolt. Innerhalb der Sperrschicht herrscht ein starkes elektrisches Feld, welches eine Kraft auf die Elektronen im Kanal in der Weise ausübt, dass Elektronen aus der Sperrschicht heraus, zurück in den Kanal gedrängt werden. In der Sperrschicht selbst können sich keine Ladungsträger aufhalten.

Erhöht man nun die negative Gate-Spannung, dehnen sich die Raumladungszonen in den Kanal hinein aus und schnüren den Strompfad ein. Ein verkleinerter Kanalquerschnitt hat aber einen größeren Widerstand zur Folge, der Strom wird kleiner. Ist die Gate-Source-Spannung U_{GS} groß genug, so kann der Kanal vollends abgeschnürt werden. Es können dann keine Ladungsträger mehr vom Source-Anschluss zum Drain-Anschluss gelangen, der Strom ist null.

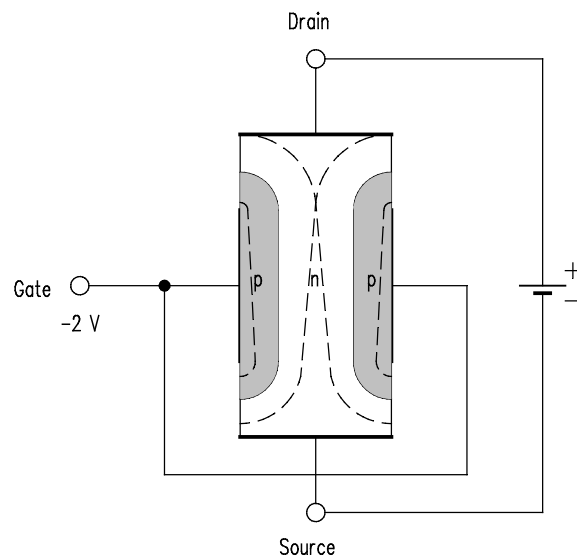


Abbildung 38 Abgeschnürter Kanal

Die Spannung an der Gate-Elektrode steuert somit den Strom zwischen Source und Drain. Da das Gate gegenüber Source und Drain in Sperrrichtung gepolt ist, kann kein Gatestrom fließen. Die Steuerung erfolgt demnach leistungslos nur durch die Spannung U_{GS} . Ein Bipolartransistor hingegen erfordert infolge des Basisstromes immer eine Steuerleistung.

Für den p-Kanal-Sperrschicht-FET gilt im Prinzip das Gleiche, wenn man die Bewegung der Löcher betrachtet. Damit die Löcher von Source nach Drain wandern, ist eine negative Spannung zwischen Drain und Source erforderlich. Das Gatepotenzial muss dann positiv gegenüber Source sein.

MOS-FET

Der MOS-Feldeffekt-Transistor ist von entscheidender Bedeutung für die Integrations-technik, d.h. zur Erstellung von digitalen Schaltungen besonders hoher Integrationsdichte auf einem Siliziumkristall. Sein Name hängt mit dem Aufbau zusammen: MOS-FET bedeutet Metal-Oxide-Semiconductor-FET = Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekt-Transistor.

Beim MOS-FET, auch Insulated-Gate-FET (IGFET) genannt, besteht zwischen Kanal und Gate eine isolierende Schicht aus Siliziumoxid (SiO_2). Die Steuerung erfolgt durch eine Spannung am Gate, welche die Leitfähigkeit einer dünnen Oberflächenschicht im Halbleiterkristall beeinflusst.

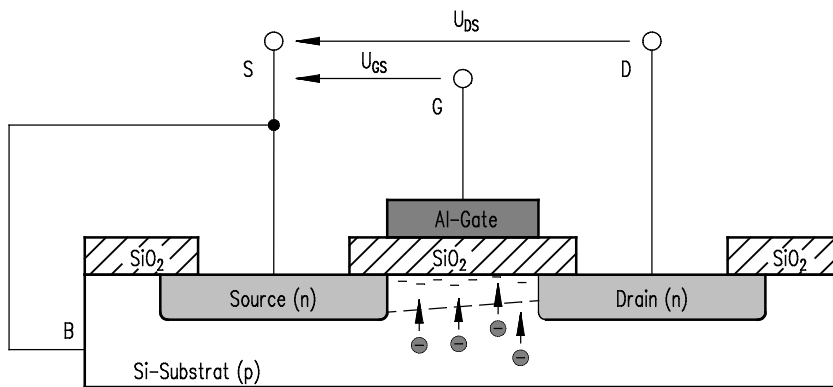


Abbildung 39 MOS-FET

Auf einen p-leitenden Grundkörper (engl. Bulk), werden zwei n-leitende Zonen eindiffundiert. Zwischen diesen n-leitenden Source- und Drain-Inseln entsteht der Kanal. Eine Abdeckschicht aus Siliziumoxid dient als Isolator zwischen dem Kanal und dem Gate.

Der Grundkörper (das Substrat) erhält einen Anschluss B, der entweder als vierte Elektrode nach außen geführt wird oder intern mit Source verbunden ist.

Ohne Spannung an der Gate-Elektrode fließt zwischen Source und Drain kein Strom. Einer der beiden pn-Übergänge ist je nach Polarität der Spannung immer gesperrt. Durch eine positive Spannung gegenüber Source und dem Substrat wandern nun Elektronen unter dem Einfluss des elektrischen Feldes bis unter die Oxidschicht. Es entsteht eine schmale n-leitende Brücke unter der Oberfläche, der Kanal. Zwischen den beiden n-Gebieten Source und Drain kann ein jetzt Strom fließen.

Neben der Einteilung der technologischen Grundarten, p-Kanal- und n-Kanal-MOS, unterscheidet man MOS-FETs noch hinsichtlich der Schaltzustände in den Anreicherungs-Transistor (enhancement mode) und den Verarmungs-Transistor (depletion mode).

Bei einem n-Kanal-FET wird die leitfähige Brücke zwischen Source und Drain durch n-Ladungsträger (Elektronen) gebildet, d.h. durch Anlegen einer positiven Gatespannung werden Ladungsträger im Kanal generiert. Bei einem p-Kanal-FET bilden Löcher die leitende Schicht. Hier muss demnach die Gatespannung negativ gegenüber dem Source-Anschluss sein.

Bei den Anreicherungs-Typen kann ohne Ansteuerung ($U_{GS} = 0 \text{ V}$) kein Strom I_D zwischen Source und Drain fließen, d.h. sie sind selbstsperrend. Der leitfähige Kanal entsteht erst durch Anlegen einer Gate-Source-Spannung bzw. Anreicherung der Zone unter der Oberfläche mit freien Ladungsträgern.

Verarmungstypen besitzen bereits herstellerseitig durch Dotierung der Oberflächenzone schon einen leitfähigen Kanal. Auch ohne Gatespannung ($U_{GS} = 0 \text{ V}$) ist der Transistor leitend, d.h. ein Drainstrom I_D kann fließen. Bei einem n-Kanal-Typ zieht nun eine positive Gatespannung weitere Elektronen aus dem Kristall in den Kanal, sodass die Brücke noch leitfähiger wird. Der Strom I_D steigt an. Eine negative Gatespannung hingegen drängt die Elektronen aus dem Kanal. Die Oberflächenschicht verarmt an Elektronen und wird dadurch weniger leitfähig.

Bei einem p-Kanal-Typ sind die Verhältnisse genau umgekehrt. Das Substrat besteht aus n-Material in das zwei p-Zonen eindiffundiert sind, die Polarität der Spannungen ist vertauscht.

FET-Kennlinien

Da ein FET keinen Eingangsstrom benötigt, besitzt er auch keine Eingangskennlinie. Man unterscheidet lediglich die Steuer- oder Übertragungskennlinie $I_D = f(U_{GS})$ und die Ausgangskennlinien $I_D = f(U_{DS})$.

I_D - U_{GS} -Kennlinie

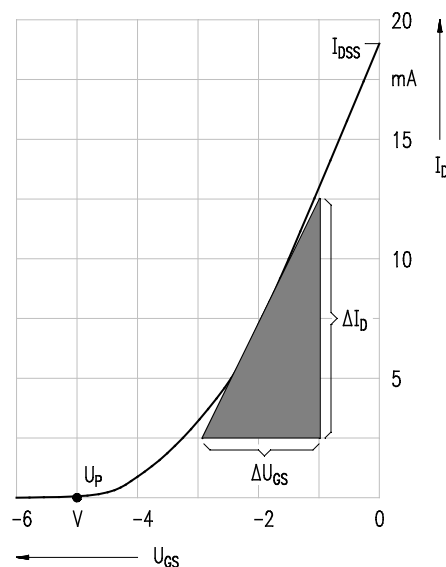


Abbildung 40 Steuerkennlinie eines n-Kanal-Sperrschicht-FET

Mithilfe der Spannung U_{GS} kann die Leitfähigkeit des Kanals und damit der Strom I_D gesteuert werden. Daher wird der Zusammenhang $I_D = f(U_{GS})$ auch als Steuerkennlinie bezeichnet. In der nebenstehenden Abbildung ist die Steuerkennlinie eines n-Kanal-Sperrschicht-FET dargestellt:

Ist die Spannung $U_{GS} = 0$ V, hat die Breite der Sperrschichten ihren kleinsten Wert, der Strom kann ungehindert im Kanal fließen. Es ist der größte Strom, der durch einen Sperrschicht-FET überhaupt fließen kann. Dieser Strom heißt I_{DSS} (Drain-Source-Kurzschlussstrom). Wird die Spannung U_{GS} weiter erhöht (negativer gemacht), so steigt der Widerstand des Kanals und es fließt ein kleinerer Strom.

Ab einem bestimmten Spannungswert stoßen die beiden Sperrschichten zusammen. Der Widerstand des Kanals ist praktisch unendlich groß. Die Spannung, bei der der Kanal vollständig abgeschnürt ist, heißt U_P (engl. pinch-off-voltage = Abschnürspannung) und beträgt einige Volt.

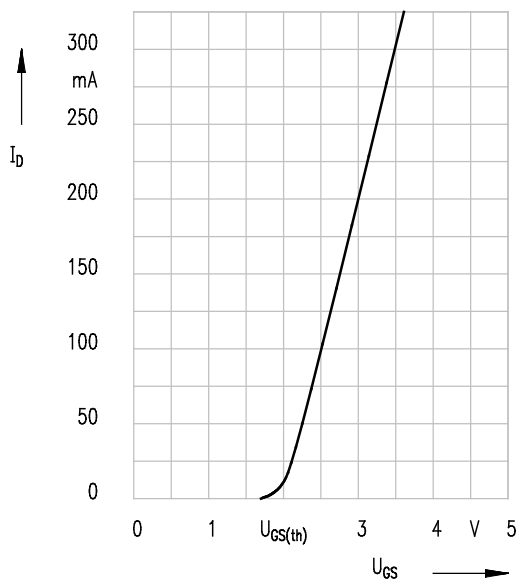
Die Steuerkennlinie eines p-Kanal-Sperrschicht-FET sieht prinzipiell genauso aus, nur haben I_D und U_{DS} negative Werte während die Spannung U_{GS} positiv ist.

Bei einem FET lässt sich keine Stromverstärkung wie bei einem Bipolartransistor angeben, da es keinen Eingangsstrom gibt. Daher ist hier die Steigung der Kennlinie ein Maß für die Verstärkung des Transistors. Je steiler die Steigung der I_D - U_{GS} -Kennlinie, desto größer ist die Steilheit S .

$$S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$$

Sie gibt an, wie stark sich der Drainstrom ändert (ΔI_D), wenn sich die Gate-Source-Spannung ändert (ΔU_{GS}).

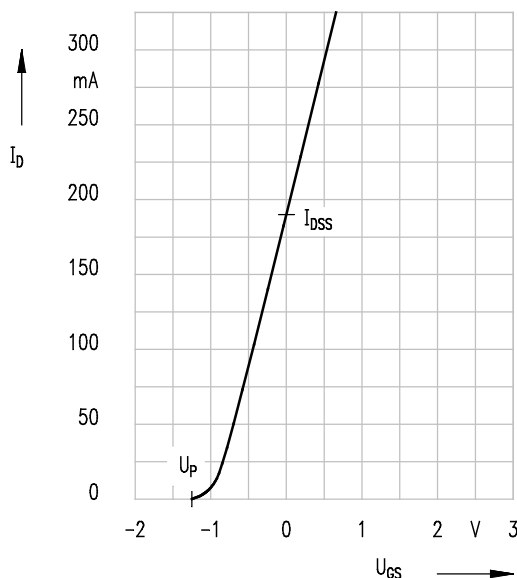
Übliche Werte sind $S \approx 3 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$ bis $10 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$.



Die Steuerkennlinie eines selbstsperrenden n-Kanal-MOS-FET ist in der nebenstehenden Abbildung dargestellt

Bei $U_{GS} = 0$ V ist der Transistor gesperrt, es fließt kein Drainstrom I_D . Die Spannung, bei der der Drainstrom einen merklichen Wert erreicht hat, wird als Schwellenspannung $U_{GS(th)}$ (engl. threshold = Schwelle) bezeichnet.

Abbildung 41 Steuerkennlinie eines selbstsperrenden n-Kanal-MOS-FET



Die Kennlinie eines selbstleitenden MOS-FET erkennt man sofort daran, dass bei $U_{GS} = 0$ V schon ein Drainstrom I_{DSS} vorhanden ist. Wird die Gatespannung U_{GS} negativer, verengt sich der Kanal zwischen Source und Drain.

Der Wert der Gate-Source-Spannung, bei der der Drainstrom null ist, wird auch bei selbstleitenden MOS-FET Abschnürspannung U_p genannt.

Abbildung 42 Steuerkennlinie eines selbstleitenden n-Kanal-MOS-FET

$I_D - U_{DS}$ -Kennlinie

Die Darstellung der Abhängigkeit des Drainstroms I_D von der Drain-Source-Spannung U_{DS} mit der Steuerspannung U_{GS} als Parameter wird als Ausgangskennlinienfeld bezeichnet. Die folgende Abbildung zeigt die Kennlinienschar eines n-Kanal-Sperrschicht-FET. Sie ist typisch für alle FET. Unterschiede bestehen nur in der Richtung des Drainstromes und in der Polarität der Spannungen.

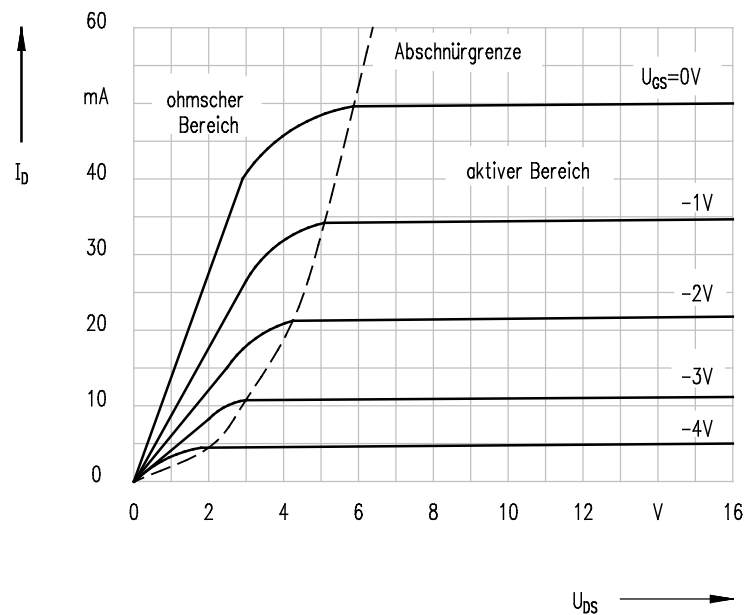


Abbildung 43 Ausgangskennlinienfeld

Das Kennlinienfeld lässt sich in zwei Bereiche unterteilen, den ohmschen Bereich und den aktiven Bereich. Bei kleinen Drain-Source-Spannungen steigt der Strom I_D nahezu linear mit der Spannung U_{DS} an. Der Transistor verhält sich wie ein ohmscher Widerstand. Daher der Name „Widerstandsbereich“ oder „ohmscher Bereich“.

Oberhalb einer bestimmten Drain-Source-Spannung verlaufen die Kennlinien fast waagrecht. Eine Erhöhung der Spannung U_{DS} führt zu keiner weiteren Erhöhung des Stromes I_D . Der Kanal ist vollständig abgeschnürt. Ein Ansteigen des Stromes würde die Sperrschichten verbreitern und der Strom würde sich selbst abschnüren. In diesem Bereich liegt der Arbeitspunkt, wenn der Transistor als Verstärker arbeitet. Man nennt diesen Bereich daher den aktiven Bereich oder den Abschnürbereich.

1.3.2 Transistor als Schalter

Bei Transistoren unterscheidet man grundsätzlich zwei verschiedene Betriebsarten, den Verstärkerbetrieb und den Schalterbetrieb. In der Praxis werden weit mehr Transistoren als Schaltverstärker denn als Linearverstärker eingesetzt. Man denke nur an die fast 10 Millionen Transistoren, die in einem einzigen modernen Mikroprozessor als Schalter tätig sind.

Im Verstärkerbetrieb arbeitet der Transistor in einem festen Arbeitspunkt und hat die Aufgabe, eine Eingangsspannung möglichst verzerrungsfrei, linear zu vergrößern. Der Transistor als Schalter dagegen wird in zwei unterschiedlichen Betriebszuständen betrieben, dem Sperrzustand und dem Durchlasszustand.

Bei einem geöffneten Schalter liegt über den Kontakten die volle Spannung und es fließt kein Strom. Wird der Schalter geschlossen, beginnt ein Strom zu fließen und die Spannung über den Kontakten ist jetzt null. Eine Transistorschaltstufe wird ebenfalls zwischen diesen zwei Zuständen gesteuert.

Das eigentliche Schaltelement ist beim Bipolartransistor die Kollektor-Emitter-Strecke. In dem einen Schaltzustand soll die Strecke möglichst hochohmig sein, im anderen Fall soll der Kollektorstrom möglichst ungehindert fließen können. Der Übergang von einem Arbeitspunkt zum anderen muss möglichst schnell erfolgen, um unzulässig hohe Verlustleistungen am Transistor zu vermeiden.

Die Gesamtverlustleistung ist die Summe aus Kollektor-Emitter-Verlustleistung und Basis-Emitter-Verlustleistung:

$$P_V = U_{CE} \cdot I_C + U_{BE} \cdot I_B \approx U_{CE} \cdot I_C$$

Abbildung 44 zeigt einen Transistorschalter und das zugehörige Kennlinienfeld.

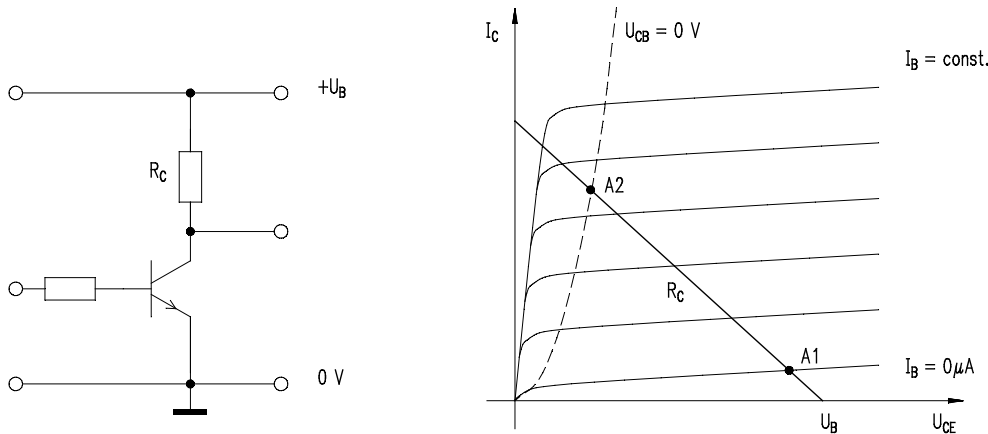


Abbildung 44 Bipolartransistorschalter und Kennlinienfeld

Im Arbeitspunkt A1 wird der Transistor nicht angesteuert. Die Spannung U_{BE} ist Null, der Basisstrom I_B ist Null, der Transistor gesperrt. Es kann kein Kollektorstrom fließen und die Ausgangsspannung entspricht etwa der Versorgungsspannung U_B .

Wird die Eingangsspannung U_{BE} gesteigert, erhöht sich auch der Basis- und der Kollektorstrom. Der Arbeitspunkt wandert auf der Widerstandsgeraden in Richtung A2. Im Punkt A2 ist die Spannung $U_{CB} = 0$. An der Basis-Kollektor-Diodenstrecke liegt jetzt keine Spannung mehr, die Sperrschicht ist bis auf einen kleinen Rest abgebaut.

Betrachtet man die Maschengleichung $U_{CE} = U_{CB} + U_{BE}$, so ist im Punkt A2, da hier $U_{CB} = 0$, die Restspannung U_{CE} gleich der Spannung U_{BE} . Der Transistor ist voll leitend.

Beim Feldeffekttransistor ist das Schaltelement der von der Gatespannung U_{GS} gesteuerte Kanal. Hier gelten prinzipiell die gleichen Zusammenhänge wie beim Bipolartransistor. Im AUS-Zustand ist der Drainstrom $I_D \approx 0$ und der Arbeitspunkt A1 liegt auf der Spannungsachse bei $U_{DS} \approx U_B$. Der Arbeitspunkt A2 im EIN-Zustand liegt wie beim Bipolartransistor nicht auf der y-Achse sondern auf der Kennlinie, da der Strom I_D am Kanalwiderstand im leitfähigen Zustand (im Datenblatt: $R_{DS(on)}$) eine Restspannung U_{DS} bewirkt.

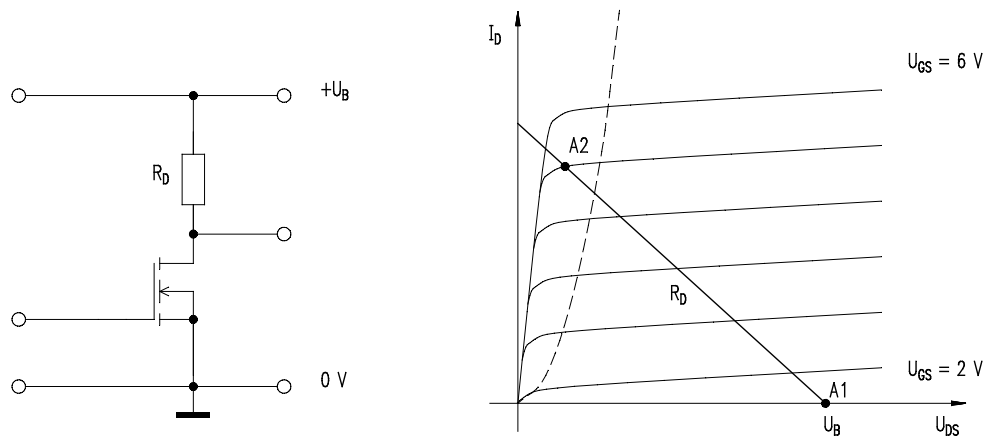


Abbildung 45 MOS-FET-Transistorschalter und Kennlinienfeld

Während im Verstärkerbetrieb eine lineare Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Eingangsspannung angestrebt wird und der Transistor deshalb nicht bis an die Grenzen angesteuert werden darf, sind diese gerade für den Schalterbetrieb bedeutsam.

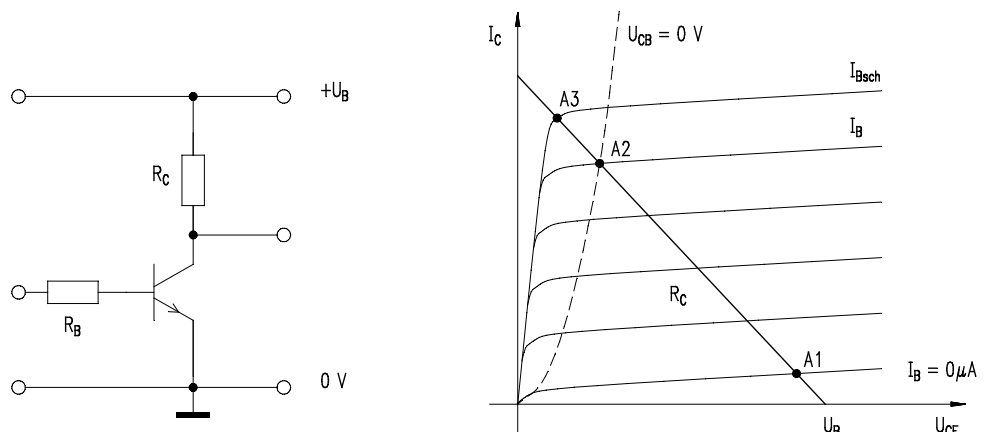


Abbildung 46 Transistorschalter und Kennlinienfeld

Abbildung 46 zeigt noch einmal einen Transistorschalter und das zugehörige Kennlinienfeld. Im Arbeitspunkt A1 fließt kein Basisstrom I_B , der Transistor gesperrt. Eine Erhöhung des Basisstroms hat eine um den Faktor der Stromverstärkung B größerer Zunahme des Kollektorstromes zur Folge, bis im Punkt A2 eine Sättigung eintritt, der Transistor ist durchgesteuert ($U_{CEsat} = U_{BE}$).

Die Basis-Kollektor-Diodenstrecke wird aber nach wie vor in Sperrrichtung betrieben. Man nennt den Betriebszustand im Punkt A2 den **nichtübersteuerten Zustand**.

Der Nachteil bei diesem Arbeitspunkt ist, das die Spannung U_{CEsat} immer noch etwa 0,7 V beträgt. Will man die Schaltstufe so niederohmig wie möglich machen, muss der Basisstrom weiter ansteigen, der Transistor wird übersteuert.

Man bezeichnet diesen Betriebszustand, in dem mehr Basisstrom fließt als es eigentlich zum Erreichen des maximalen Kollektorstromes notwendig wäre, als den **übersteuerten Betrieb**.

Die Basis-Kollektor-Diodenstrecke wird jetzt in Durchlassrichtung betrieben. Im Arbeitspunkt A3 hat die Kollektor-Emitter-Strecke den niederohmigsten Zustand erreicht, der Transistor ist in der Sättigung. Die Sättigungsspannung U_{CEsat} hat ihren niedrigsten Wert. Auch eine weitere Erhöhung des Basisstromes bringt keine weitere Verringerung der Spannung U_{CE} .

Den Grad der Übersteuerung gibt man als **Übersteuerungsfaktor \ddot{u}** an. Er ist das Verhältnis zwischen dem tatsächlich eingespeisten Basis-Schaltstrom I_{Bsch} und dem Basisstrom I_B , der erforderlich wäre, gerade die Übersteuerungsgrenze $U_{CB} = 0$ V zu erreichen.

$$\ddot{u} = \frac{I_{Bsch}}{I_B} \approx 2 \dots 10$$

Im Datenblatt für einen Transistor BC 238 findet man:

Kollektor-Sättigungsspannung:

bei $I_C = 10$ mA, $I_B = 0,5$ mA $U_{CEsat} < 0,2$ V

bei $I_C = 100$ mA, $I_B = 5$ mA $U_{CEsat} < 0,6$ V

Für einen Kollektorstrom von $I_C = 100$ mA wird demnach ein Basisstrom von $I_B = 5$ mA vorausgesetzt. Die kleinste Stromverstärkung bei $I_C = 100$ mA beträgt aber laut Datenblatt $B = 120$. Zur Erzielung eines Kollektorstromes von $I_C = 100$ mA wären also höchstens

$$I_B = \frac{I_C}{B} = \frac{100 \text{ mA}}{120} \approx 0,83 \text{ mA}$$

notwendig. Ein Basisstrom von $I_B = 5$ mA bedeutet demnach einen Übersteuerungsfaktor von

$$\ddot{u} = \frac{5 \text{ mA}}{0,83 \text{ mA}} \approx 6$$

In der Praxis arbeitet man mit Übersteuerungsfaktoren zwischen $\ddot{u} \approx 2$ und $\ddot{u} \approx 10$. Das Übersteuern gewährleistet ein sicheres Durchsteuern des Transistors und verringert die Restspannung U_{CEsat} .

Beim FET kann der Schaltzustand durch Erhöhung der Steuerspannung U_{GS} verbessert werden. Eine höhere Gatespannung bewirkt einen höheren Drainstrom I_D , die Restspannung U_{DS} hingegen sinkt.

Je größer der Übersteuerungsfaktor, desto kürzer wird die Einschaltzeit. Nachteilig ist aber, dass sich damit gleichzeitig die Ausschaltzeit erhöht.

Lehrbeispiel

Die Dimensionierung von Transistorschaltern wird im Folgenden anhand eines Berechnungsbeispiels dargestellt.

Es ist ein Transistorschalter nach Abbildung 47 mit einem Transistor BC 547 A und einer Betriebsspannung $U_B \approx +12$ V zu berechnen. Die Ansteuerung erfolgt mit folgenden Spannungspegeln:

$U_{1L} = 0$ V bis $+0,8$ V und $U_{1H} = +6$ V bis $+12$ V

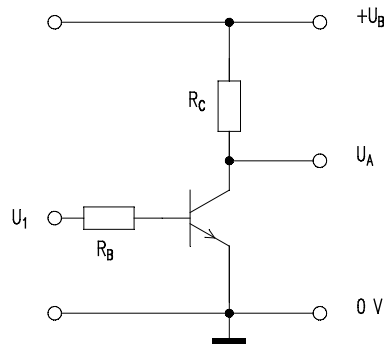


Abbildung 47 Transistorschalter

Lösung

Aus dem Datenblatt sind die Werte $I_C = 10 \text{ mA}$ und $B_{\min} = 120$ bekannt.

Im ersten Schritt wird der Kollektorwiderstand R_C berechnet:

Mit der Maschengleichung $U_B = U_{R_C} + U_{CE}$ folgt:

$$R_C = \frac{U_{R_C}}{I_C} = \frac{U_B - U_{CE}}{I_C}$$

Im Durchlassbetrieb soll $U_{CE} \approx 0 \text{ V}$ sein. Damit wird R_C

$$R_C \approx \frac{U_B}{I_C} = \frac{12 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 1,2 \text{ k}\Omega$$

Aus der Normreihe E12 wird $R_C = 1,2 \text{ k}\Omega$ gewählt.

Im zweiten Schritt ist der Basiswiderstand R_B zu berechnen.

Das Verhältnis zwischen dem tatsächlich einzuspeisenden Basis-Schaltstrom I_{Bsch} und dem für ein Durchsteuern bis zur Grenze $U_{CB} = 0 \text{ V}$ notwendigen Basisstrom I_B ist der Übersteuerungsfaktor \ddot{u} .

$$\ddot{u} = \frac{I_{Bsch}}{I_B} \approx 2 \dots 10$$

Der Strom I_B errechnet sich aus dem gewählten Kollektorstrom und der aus dem Datenblatt entnommenen Stromverstärkung B zu:

$$I_B = \frac{I_C}{B} = \frac{10 \cdot 10^{-3} \text{ A}}{120} = 0,08\bar{3} \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

Als Übersteuerungsfaktor \ddot{u} wird $\ddot{u} = 4$ gewählt.

$$I_{Bsch} = \ddot{u} \cdot I_B = 4 \cdot 0,08\bar{3} \cdot 10^{-3} \text{ A} = 0,3 \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

Die Schaltstufe muss schon bei dem kleinsten vorkommenden H-Pegel am Eingang $U_{1Hmin} = +6 \text{ V}$ durchsteuern. Als Basis-Emitterspannung wird $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$ angenommen.

Damit lässt sich der Basiswiderstand R_B berechnen:

$$R_B = \frac{U_{IHmin} - U_{BE}}{I_B} = \frac{6 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{0,33 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 16 \text{ k}\Omega$$

Aus der Normreihe E12 wird $R_B = 15 \text{ k}\Omega$ gewählt.

1.3.3 Transistor als Verstärker

Ein Transistorverstärker muss für die Signalspannungen grundsätzlich zwei Eingangs- und zwei Ausgangsklemmen besitzen. Unter dieser Voraussetzung muss einer der drei Anschlüsse eines Transistors für die Signalspannungen jeweils gemeinsam für Ein- und Ausgang benutzt werden.

Je nach dem, welcher Anschluss für ein eingespeistes Wechselspannungssignal als gemeinsamer Pol dient, unterscheidet man drei Transistorgrundschaltungen, die ihren Namen von der (wechselstrommäßige) gemeinsamen Masseelektrode erhalten.

Grundschaltungen mit Bipolartransistor

In Tabelle 3 sind die Schaltungen mit der Angabe relativer Größenordnungen für die wichtigsten Kennwerte in ihrem Grundprinzip dargestellt. In praktisch ausgeführten Schaltungen können diese Kennwerte durchaus um eine oder mehrere Größenordnungen schwanken. Der Übersichtlichkeit der Darstellung wegen sind nur Schaltungen mit npn-Transistoren aufgeführt, alle Schaltungen lassen sich aber auch mit pnp-Transistoren ausführen.

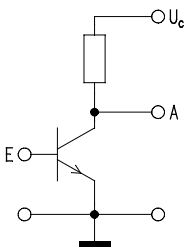
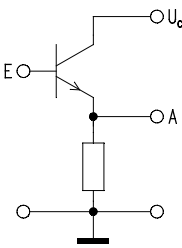
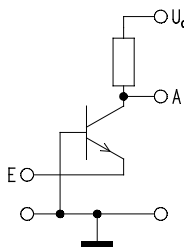
Bezeichnung		Emitterschaltung	Kollektorschaltung	Basisschaltung
				
Spannungsverstärkung	V_u	groß	< 1	groß
Stromverstärkung	V_i	mittel	mittel	< 1
Leistungsverstärkung	V_p	sehr groß	mittel	mittel
Eingangswiderstand	r_e	klein	groß	sehr klein
Ausgangswiderstand	r_a	groß	sehr klein	sehr groß
Phasendrehung	φ	180°	0°	0°
Anwendung		Verstärker Inverter Schalter	Stromverstärker Impedanzwandler	Spannungsverstärker in HF-Kreisen

Tabelle 3 Transistorgrundschaltungen

Emitterschaltung

Die Emitterschaltung ist die in der Elektronik am häufigsten eingesetzte Grundschialtung als Verstärker und elektronischer Schalter. Die Schaltung besitzt eine hohe Spannungs- und Stromverstärkung sowie eine sehr große Leistungsverstärkung ($V_p = V_u \cdot V_i$).

Als weitere Eigenschaft zeigt die Emitterschaltung als einzige der drei Grundschialtungen eine Phasendrehung von $\varphi = 180^\circ$ zwischen Eingang und Ausgang. Das bedeutet, dass ein Steigen der Eingangsspannung ein Absinken der Ausgangsspannung hervorruft und umgekehrt.

Daher wird die Emitterschaltung auch als Inverter eingesetzt. Schaltet man zwei Verstärkerstufen in Emitterschaltung hintereinander, so ist die Phasendrehung $\varphi = 2 \cdot 180^\circ$ und die Signalspannungen an Eingang und Ausgang sind wieder in Phase.

Ein Nachteil dieser Grundschialtung ist der relativ niedrige Eingangswiderstand, durch den die speisende Signalquelle stark belastet wird. Wünscht man sich einerseits am Eingang einen möglichst großen Widerstand, so sollte der Ausgangswiderstand dagegen möglichst klein sein, um bei großen Stromänderungen am Ausgang nur kleine Spannungsänderungen zu erhalten. Darin liegt ein weiterer Nachteil der Emitterschaltung, denn deren Ausgangswiderstand ist relativ groß.

Kollektorschaltung

In der Kollektorschaltung ist der Kollektor die gemeinsame Bezugselektrode für Ein- und Ausgang. Dies wird deutlich, wenn die konstante Gleichspannungsquelle U_{CC} , die nur der gleichstrommäßigen Arbeitspunkteinstellung dient, durch einen Kurzschluss ersetzt wird.

Da für die Signalwechselströme diese, abgesehen vom Innenwiderstand, durchlässig ist, bzw. einen Kurzschluss darstellt, ist der Kollektor über die Quelle wechselstrommäßig mit dem gemeinsamen Massepunkt verbunden.

In der Kollektorschaltung ist die Spannungsverstärkung etwas kleiner als 1, d.h. die Ausgangsspannung ist fast so groß wie die Eingangsspannung. Die Strom- und Leistungsverstärkung der Schaltung sind groß.

Wegen des hohen Eingangs- und des niedrigen Ausgangswiderstandes wird die Kollektorschaltung häufig zur Impedanzwandlung eingesetzt. Sie dient zum Anpassen einer hochohmigen Signalquelle an eine niederohmige Last.

So kann zum Beispiel der weiter oben beschriebene, hochohmige Ausgang der Emitterschaltung mithilfe der Kollektorschaltung an eine niederohmige Last angepasst werden. Weitere Anwendungsgebiete der Schaltung sind Endstufen von Leistungsverstärkern oder Längstransistoren in geregelten Netzgeräten.

Basisschaltung

Die Basisschaltung wird fast ausschließlich in der Hochfrequenztechnik eingesetzt und hat in der NF-Technik nur eine geringe Bedeutung.

Die Stromverstärkung ist etwas kleiner als 1, die Spannungs- und Leistungsverstärkung ist hoch. Bei der Basisschaltung wird die Signalspannung wie bei der Emitterschaltung zwischen Basis und Emitter zugeführt. Der wesentliche Unterschied besteht darin, dass der Eingangswiderstand um den Faktor der Stromverstärkung kleiner ist als in der Emitterschaltung. Die untere Grenzfrequenz der Basisschaltung ist um den Faktor der Stromverstärkung höher als in der Emitterschaltung und damit der Einsatz in der HF-Technik begründet.

Arbeitspunkteinstellung und -stabilisierung eines Transistorverstärkers in Emitter-Schaltung

Einfache einstufige oder mehrstufige Kleinsignalverstärker sind heute noch überwiegend in diskreter Schaltungstechnik, d.h. aus einzelnen Transistoren, Widerständen und Kondensatoren aufgebaut. Die Auswahl von Transistoren für den Einsatz in Verstärkerschaltungen erfolgt in der Regel anhand von Kennwerten, die vom Hersteller in Datenblättern in Form von Tabellen oder Kennlinien bereitgestellt werden.

Arbeitspunkteinstellung

Kleinsignalverstärker haben die Aufgabe, kleine Signalamplituden zu verstärken. Dabei soll die Signalquelle möglichst wenig belastet werden und das Eingangssignal möglichst unverzerrt verstärkt werden.

Für diese Aufgabe ist die Emitterschaltung im A-Betrieb am besten geeignet. A-Betrieb bedeutet, dass der Arbeitspunkt etwa bei der halben Betriebsspannung liegt, d.h. $U_{CE} \approx \frac{1}{2} U_{CC}$. Dann kann von einem Wechselsignal die positive und negative Halbwelle mit nur einem Transistor verstärkt werden.

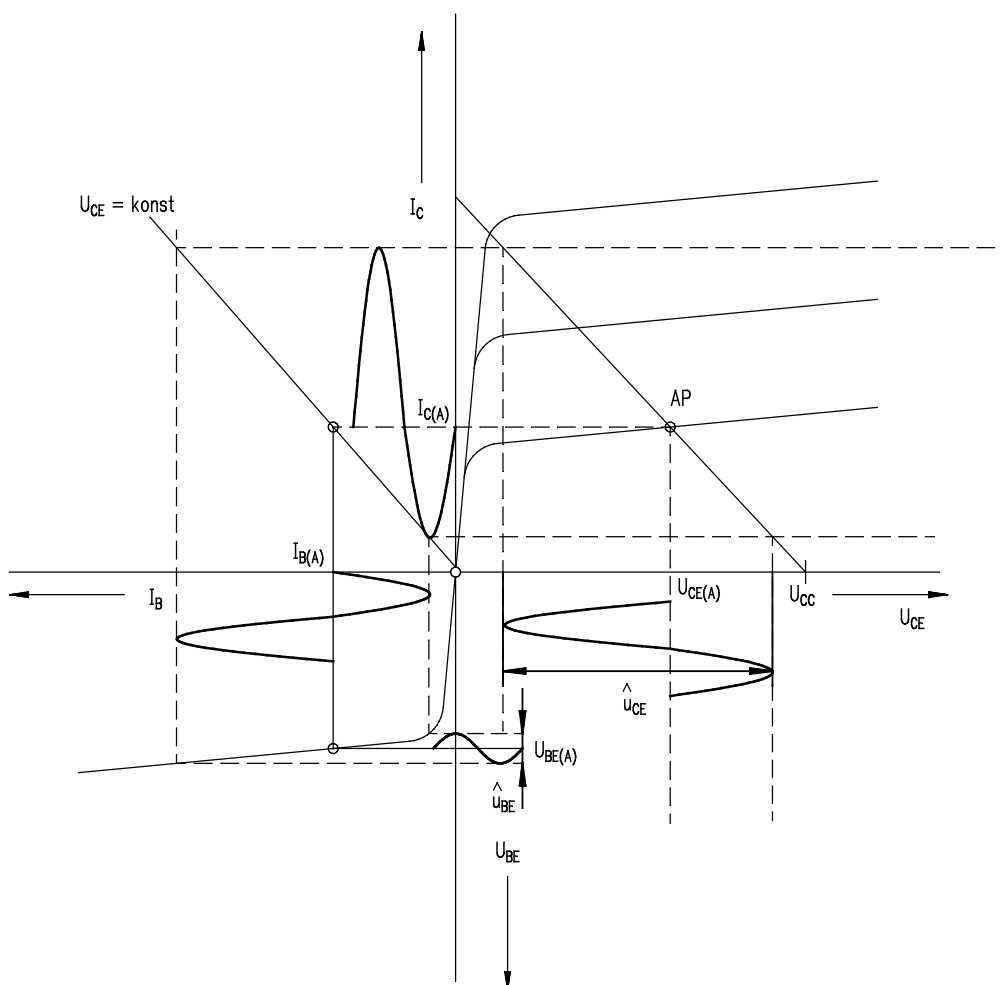


Abbildung 48 Steuerung des Transistors im Vierquadrantenkennlinienfeld

Der Nachteil des A-Betriebes ist der schlechte Wirkungsgrad, weshalb er nur für kleine Ausgangsleistungen realisiert wird.

Will man höhere Leistungen und Wirkungsgrade erzielen, verwendet man zwei Transistoren im Gegentaktbetrieb. Dabei übernimmt jeweils ein Transistor die Verstärkung einer Halbwelle des Eingangssignals. Die Dimensionierung von solchen Leistungsverstärkern im B- oder AB-Betrieb erfordert einen erheblichen Aufwand, weshalb heute immer mehr Leistungsverstärker in integrierter Schaltungstechnik zum Einsatz kommen.

Daher soll im folgenden Abschnitt nur die Arbeitspunkteinstellung im A-Betrieb näher untersucht werden.

Für den A-Betrieb ist die Spannung im Arbeitspunkt $U_{CE(A)} \approx \frac{1}{2} U_{CC}$ zu wählen, wodurch die maximale Aussteuerbarkeit erreicht wird. Dann fließt ein Ruhestrom von $I_{C(A)} \approx \frac{1}{2} I_{Cmax}$. Das bedeutet, dass die maximale Verlustleistung

$$P_V = U_{CE(A)} \cdot I_{C(A)}$$

gerade dann auftritt, wenn der Transistor nicht angesteuert wird. Aus diesem Grund werden Verstärker im A-Betrieb nur für kleine Leistungen realisiert.

Zu Beginn der Dimensionierung eines Transistorverstärkers werden zunächst die geforderten Arbeitspunktdaten $U_{CE(A)}$ und $I_{C(A)}$ festgelegt. Der Kollektorwiderstand lässt sich bei gegebener Versorgungsspannung U_{CC} dann nach dem ohmschen Gesetz berechnen zu:

$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_{C(A)}} = \frac{U_{CC} - U_{CE(A)}}{I_{C(A)}}$$

Der erforderliche Basisstrom lässt sich dann entweder aus den I_B -Parametern im Ausgangskennlinienfeld oder aus der Stromsteuerkennlinie im Vierquadrantenkennlinienfeld entnehmen oder näherungsweise mithilfe der Stromverstärkung berechnen:

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

Der Basisstrom kann auf verschiedene Weise eingestellt werden. Die einfachste Möglichkeit zeigt die folgende Abbildung.

Arbeitspunkt-Einstellung durch Basisvorwiderstand

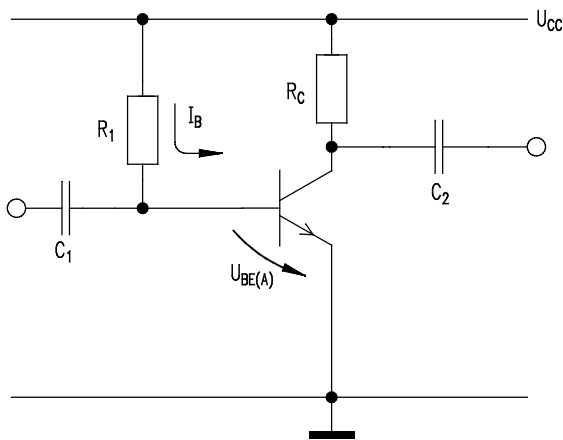


Abbildung 49 Arbeitspunkt-Einstellung durch Basisvorwiderstand

Durch den Basisvorwiderstand R_1 fließt der Strom $I_{B(A)}$. An dem Widerstand fällt die Spannung

$$U_1 = U_{CC} - U_{BE(A)}$$

ab. Die Spannung $U_{BE(A)}$ im Arbeitspunkt ergibt sich aus der U_{BE} - I_B -Eingangskennlinie im Vierquadrantenkennlinienfeld. Näherungsweise kann für U_{BE} die Schleusenspannung (0,6 V bis 0,7 V für Silizium- oder 0,3 V für Germaniumtransistoren) angenommen werden. Der Quotient aus U_1 und I_B ergibt den Vorwiderstand R_1 .

$$R_1 = \frac{U_1}{I_{B(A)}} = \frac{U_{CC} - U_{BE(A)}}{I_{B(A)}}$$

Damit sich der Arbeitspunkt nicht durch Gleichstromanteile der Signalquelle verschiebt, wird das Wechselspannungssignal über einen Koppelkondensator C_1 an den Eingang gelegt. Das verstärkte Signal kann ohne Gleichspannungsanteil über den Kondensator C_2 ausgekoppelt werden.

Da in der Regel die Betriebsspannung U_{CC} groß ist gegenüber der Spannung $U_{BE(A)}$, hat $U_{BE(A)}$ praktisch keinen Einfluss auf den Basisstrom. Durch die in Sperrrichtung gepolte Kollektor-Basis-Diode des Transistors fließt aber ein kleiner, stark temperaturabhängiger Sperrstrom.

Dieser Sperrstrom, der sich bei 10 K Temperaturerhöhung schon verdreifacht, addiert sich zum Basisstrom und erhöht damit den Kollektorstrom I_C . Der Arbeitspunkt verschiebt sich zu größeren Kollektorströmen. Eine solch einfache Verstärkerstufe darf daher nur bei nahezu konstanter Umgebungstemperatur betrieben werden.

Arbeitspunkt-Einstellung durch Basisspannungsteiler

Eine andere Möglichkeit der Arbeitspunkteinstellung zeigt die folgende Abbildung.

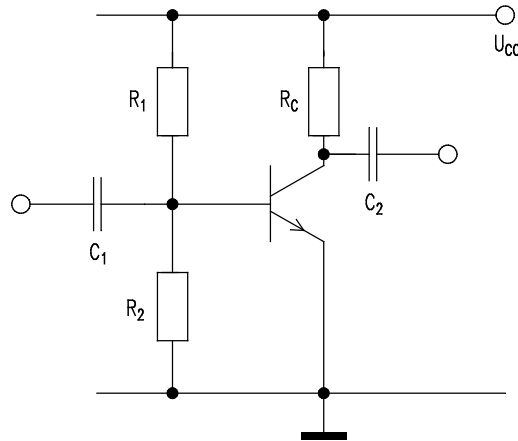


Abbildung 50 Arbeitspunkt-Einstellung durch Basisspannungsteiler

Hier wird die feste Spannung $U_{BE(A)}$ aus der Betriebsspannung über den Spannungsteiler R_1/R_2 erzeugt.

Nach der Wahl des Arbeitspunktes kann zunächst R_C bestimmt werden:

$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_{C(A)}} = \frac{U_{CC} - U_{CE(A)}}{I_{C(A)}}$$

Die Basis-Emitter-Spannung wird im Wesentlichen durch den Spannungsfall an R_2 bestimmt. Die Stabilität der Teilspannung $U_{R2} = U_{BE} = I_2 \cdot R_2$ ist dabei umso besser, je größer das Verhältnis des Querstromes I_2 zum Basisstrom I_B ist. In der Praxis wird ein Querstrom I_2 gewählt, der 5 bis 10 mal größer als der Basisstrom ist.

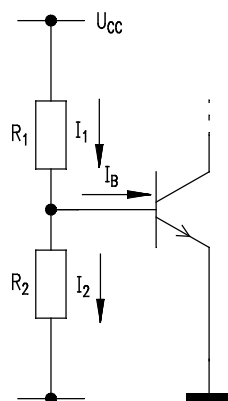


Abbildung 51 Basisspannungsteiler

Man definiert den Querstromfaktor q :

$$q = \frac{I_2}{I_B} = 5 \dots 10$$

Der Strom I_B kann aus den Kennlinien entnommen oder näherungsweise aus der Stromverstärkung B berechnet werden. Die Basis-Emitterspannung U_{BE} lässt sich aus der Eingangskennlinie ermitteln.

Damit kann der Widerstand R_2 dimensioniert werden zu:

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_2} = \frac{U_{BE}}{q \cdot I_B}$$

und der Widerstand R_1 berechnet sich nach:

$$R_1 = \frac{U_{R1}}{I_1} = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{I_2 + I_B}$$

Arbeitspunktstabilisierung

Die beschriebene Schaltung hat einige wesentliche Nachteile. Zunächst ist es wegen dem exponentiellen Verlauf der U_{BE} - I_B -Kennlinie und der Fertigungsstreuung schwierig, die Spannung U_{BE} über den Spannungsteiler R_1/R_2 exakt einzustellen. Deshalb muss R_1 oder R_2 zur genauen Einstellung des Arbeitspunktes regelbar ausgeführt werden. Außerdem setzt der Spannungsteiler R_1/R_2 den ohnehin schon niedrigen Eingangswiderstand der Emitterschaltung weiter herab.

Die Schaltung ist darüber hinaus besonders ungünstig bezüglich ihrer Temperaturdrift. Verschiebt sich durch Temperatureinfluss die Eingangskennlinie zu höheren Basisströmen, so ist damit über die Stromverstärkung B auch eine große Verschiebung des Arbeitspunktes im Ausgangskennlinienfeld verbunden. Soll die Verstärkerschaltung in einem größeren Temperaturbereich betrieben werden, so sind schaltungstechnische Maßnahmen zur Arbeitspunktstabilisierung unumgänglich.

Gleichstrom-Gegenkopplung

Zur Reduzierung der Temperaturdrift kann man das Prinzip der Gegenkopplung anwenden. Dazu koppelt man ein Teil des Ausgangssignals so auf den Eingang zurück, dass es dem Eingangssignal entgegenwirkt. Dadurch verkleinert sich zwar die Verstärkung, durch geeigneten Einsatz von Kondensatoren lässt sich die Gegenkopplung jedoch für Wechsignale unwirksam machen.

In der nächsten Abbildung ist eine Transistorstufe mit Stromgegenkopplung gezeichnet:

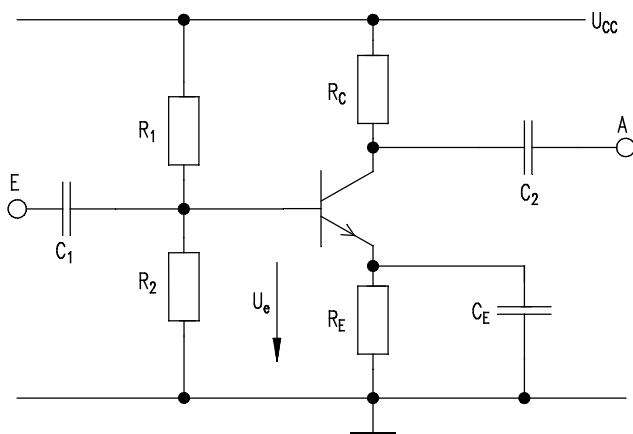


Abbildung 52 Arbeitspunktstabilisierung durch Stromgegenkopplung

Der Basis-Spannungsteiler R_1/R_2 liegt an der Spannung U_{CC} . Zusätzlich ist ein Widerstand R_E in die Emitterleitung eingefügt.

Erhöht sich auf Grund von einer Temperaturerhöhung der Basisstrom I_B , so steigt auch der Kollektorstrom I_C . Da $I_C \approx I_E$ ist, vergrößert sich damit der Spannungsfall $U_{RE} = R_E \cdot I_E$ am Widerstand R_E .

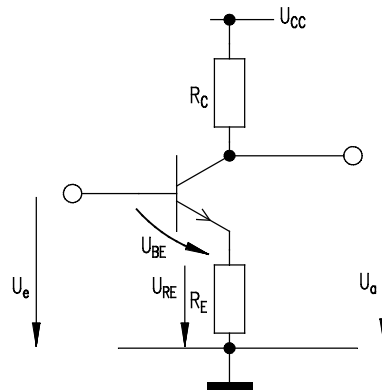


Abbildung 53 Prinzip der Gleichstromgegenkopplung

Mit der Maschengleichung:

$$U_e = U_{BE} + U_{RE}$$

muss bei konstanter Eingangsspannung U_e die Spannung U_{BE} abnehmen, sodass der Basisstrom I_B wieder kleiner wird.

Die Stabilisierung des Arbeitspunktes wird umso besser, je größer R_E ist. Dabei ist zu beachten, dass mit größerem R_E der Aussteuerbereich von U_{CE} kleiner wird. Die größtmögliche Amplitude ist nicht mehr $\approx U_{CC}$, sondern nur noch $U_{CC} - U_{RE}$. Als guten Kompromiss zwischen Stabilisierungseigenschaften und Aussteuerbereich, wählt man in der Praxis das Verhältnis m von R_C zu R_E zwischen 5 und 10.

$$m = \frac{R_C}{R_E} = 5..10$$

Damit lassen sich für den Transistorverstärker mit Stromgegenkopplung folgende Dimensionierungsgleichungen angeben:

Mit

$$R_m = R_C + R_E = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{I_C}$$

folgen

$$R_E = \frac{R_m}{m + 1}$$

und

$$R_C = R_m - R_E$$

Für den Basisspannungsteiler gilt:

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_2} = \frac{U_{BE} + U_{RE}}{q \cdot I_B}$$

und

$$R_1 = \frac{U_{R1}}{I_1} = \frac{U_{CC} - U_{BE} - U_{RE}}{I_2 + I_B}$$

Da die Stromgegenkopplung aber nur für den Kollektor-Gleichstrom und nicht für den Kollektor-Wechselstrom wirksam sein soll, schaltet man einen Kondensator C_E zu R_E parallel, der den Widerstand im interessierenden Frequenzbereich kurzschließt.

Dazu muss der Wechselstromwiderstand auch für die tiefste Frequenz f_u wesentlich kleiner als R_E sein ($X_{CE} \approx 0,1 \cdot R_E$). Man wählt

$$C_E = \frac{10}{2\pi \cdot f_u \cdot R_E}$$

Ein Nachteil ist, dass bei tiefen Frequenzen die erforderlichen Kapazitäten sehr groß werden.

Eine Stromgegenkopplung durch R_E ist die am häufigsten verwendete Maßnahme zur Temperaturstabilisierung des Arbeitspunktes.

Lehrbeispiel

Ein NF-Verstärker in Emitterschaltung mit einem Transistor BC 547 B und einer Stabilisierung des Arbeitspunktes durch Gleichstromgegenkopplung ist zu dimensionieren.

Folgende Daten sind bekannt:

$$f = 20 \text{ Hz} \dots 15 \text{ kHz}$$

$$U_{CC} = 12 \text{ V}$$

$$U_{CE(A)} = 6 \text{ V}$$

$$I_{C(A)} = 2 \text{ mA}$$

$$B = 330$$

es wird gewählt: $q = 10$, $m = 5$

Lösung

Berechnung der Widerstände R_C und R_E

$$R_m = R_C + R_E = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{I_C} = \frac{12 \text{ V} - 6 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 3 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = \frac{R_m}{m+1} = \frac{3 \text{ k}\Omega}{5+1} = 500 \text{ }\Omega \text{ und } R_C = R_m - R_E = 3 \text{ k}\Omega - 500 \text{ }\Omega = 2500 \text{ }\Omega$$

Dimensionierung des Spannungsteilers aus R_1 und R_2

$$U_{RE} = I_E \cdot R_E \approx I_C \cdot R_E = 2 \text{ mA} \cdot 500 \text{ }\Omega = 1 \text{ V}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2 \text{ mA}}{330} = 6,06 \text{ } \mu\text{A}$$

Für U_{BE} wird $U_{BE} = 0,6 \text{ V}$ angenommen.

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_2} = \frac{U_{BE} + U_{RE}}{q \cdot I_B} = \frac{0,6 \text{ V} + 1 \text{ V}}{10 \cdot 6,06 \text{ } \mu\text{A}} = 26,4 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{U_{R1}}{I_1} = \frac{U_{CC} - U_{BE} - U_{RE}}{I_2 + I_B} = \frac{12 \text{ V} - 0,6 \text{ V} - 1 \text{ V}}{60,6 \text{ } \mu\text{A} + 6,06 \text{ } \mu\text{A}} = 156 \text{ k}\Omega$$

Der Kondensator C_E berechnet sich zu:

$$C_E = \frac{10}{2\pi \cdot f_u \cdot R_E} = \frac{10}{2\pi \cdot 20 \frac{1}{s} \cdot 500 \Omega} = 159 \text{ } \mu\text{F}$$

Grundschaltungen mit Feldeffekttransistoren

Analog zu den Bipolartransistoren unterscheidet man bei den Feldeffekttransistoren die Sourceschaltung, die Drainschaltung und die Gateschaltung. In der folgenden Tabelle sind die Grundschaltungen mit ihren wichtigsten Kennwerten dargestellt:

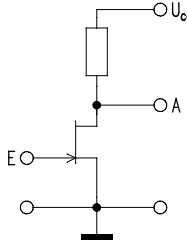
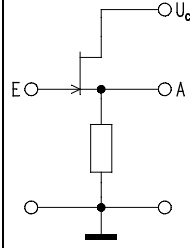
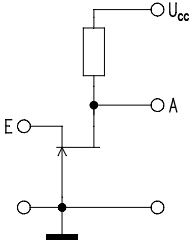
Bezeichnung		Sourceschaltung	Drainschaltung	Gateschaltung
				
Spannungsverstärkung	V_u	groß	<1	groß
Eingangswiderstand	r_e	groß	sehr groß	klein
Ausgangswiderstand	r_a	groß	klein	groß
Phasendrehung	φ	180°	0°	0°
Anwendung		Verstärker Inverter Schalter	Impedanzwandler	HF-Technik

Tabelle 4 FET-Grundschaltungen

Die gebräuchlichste Schaltung für Wechselspannungsverstärker mit FET ist die Source-Schaltung, die der Emitterschaltung bei bipolaren Transistoren entspricht. Daher beziehen sich die folgenden Ausführungen ausschließlich auf diese Grundschaltung.

Die Arbeitspunkteinstellung erfolgt beim selbstsperrenden MOS-FET anders als beim selbstleitenden MOS-FET. Die Schaltung zur Einstellung des Arbeitspunktes beim Sperrschicht-FET entspricht der des selbstleitenden MOS-FET.

Arbeitspunkteinstellung beim selbstleitenden MOS-FET bzw. Sperrschicht-FET

Im Gegensatz zum Bipolartransistor wird der Arbeitspunkt auf der Arbeitsgeraden hier durch die Gate-Source-Spannung U_{GS} bestimmt. Zur Einstellung von U_{GS} und zur Stabilisierung des Arbeitspunktes dient ein Widerstand R_S in der Sourceleitung. Zusätzlich wird das Gate über einen Widerstand R_G mit Masse verbunden.

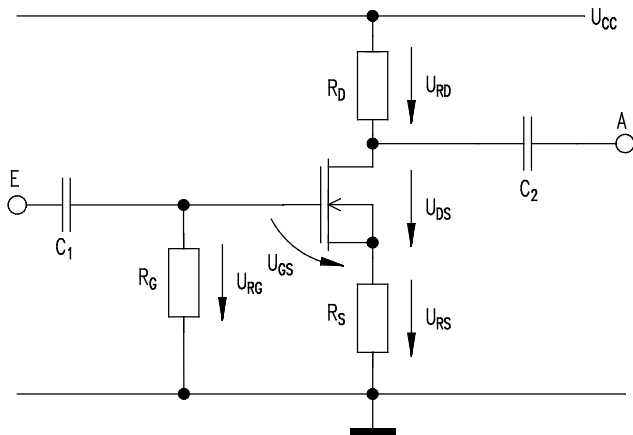


Abbildung 54 Arbeitspunkt-Einstellung beim selbstleitenden FET

Die Einstellung des Arbeitspunktes funktioniert folgendermaßen:

Der Drainstrom I_D erzeugt an R_S einen Spannungsfall U_{RS} .

Weil bei Feldeffekttransistoren kein Gatestrom fließt, ist der Spannungsfall U_{RG} über R_G immer null, d.h. am Gate liegt das Potenzial 0 V.

Bildet man die Masche:

$$U_{GS} + U_{RS} = U_{RG}$$

so folgt daraus mit $U_{RG} = 0 \text{ V}$:

$$U_{GS} = -U_{RS}$$

Die erforderliche Gatespannung U_{GS} im Arbeitspunkt wird also durch den Spannungsfall U_{RS} erzeugt, dessen Größe wiederum durch den Widerstand R_S bestimmt wird.

Durch diesen Widerstand wird auch gleichzeitig eine Stabilisierung des Arbeitspunktes gegenüber Temperatureinflüssen erreicht. Steigt nämlich auf Grund steigender Temperatur der Drainstrom I_D an, so vergrößert dies den Betrag des Spannungsfalls U_{RS} am Widerstand R_S . Da aber $U_{GS} = -U_{RS}$ gilt, bedeutet dies eine Verkleinerung der Gate-Source-Spannung, wodurch sich der Arbeitspunkt in der Steuerkennlinie nach links zu kleineren U_{GS} - und damit zu kleineren I_D -Werten verschiebt. So wird die temperaturbedingte Drainstromerhöhung wieder rückgängig gemacht.

Damit gilt für die Dimensionierung:

$$R_S = \frac{U_{RS}}{I_D} = \frac{-U_{GS}}{I_D}$$

Der Widerstand in der Drain-Leitung folgt aus der Maschengleichung

$$U_{CC} = I_D \cdot R_D + U_{DS} + U_{RS}$$

$$R_D = \frac{U_{CC} - U_{DS} - U_{RS}}{I_D}$$

Bei der Wahl des Widerstandes R_G hat man weitgehende Freiheit. Nur der Eingangswiderstand der Schaltung wird, da der Eingangswiderstand des Transistors sehr groß ist, durch die Größe des Gatewiderstandes bestimmt. Übliche Werte für R_G liegen im $M\Omega$ -Bereich.

Wenn für Wechselspannungen keine Gegenkopplung gewünscht ist, muss ähnlich wie bei den Bipolartransistoren der Sourcwechselstrom über einen Kondensator parallel zu R_S umgeleitet werden. Sein Wechselstromwiderstand muss im interessierenden Frequenzbereich sehr viel kleiner als R_S sein (vgl. C_E bei bipolaren Transistoren).

Arbeitspunkteinstellung beim selbstsperrenden MOS-FET

Beim selbstsperrenden MOS-FET erfolgt die Einstellung der Gatespannung wie beim bipolaren Transistor durch einen Spannungsteiler aus R_1 und R_G . Zur Stabilisierung des Arbeitspunktes kann auch hier zusätzlich ein Sourcewiderstand R_S eingebaut werden.

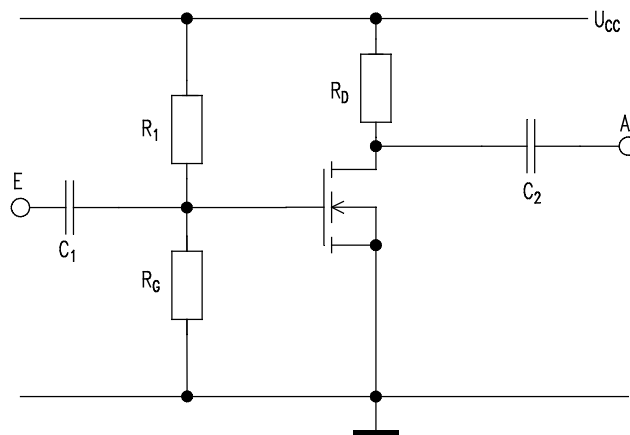


Abbildung 55 Arbeitspunkt-Einstellung beim selbstsperrenden FET

Wird ein FET am Gate mit einer Wechselspannung u_{GS} angesteuert, so erhält man am Drainanschluss eine Wechselspannung u_{DS} , die mit der Spannungsverstärkung V_U multipliziert größer ist als u_{GS} . Es gilt die folgende Beziehung:

$$V_U = \frac{u_{DS}}{u_{GS}} \approx S \cdot R_D$$

- V_U : Spannungsverstärkung
- u_{DS} : Ausgangswechselspannung
- u_{GS} : Eingangswechselspannung
- S : Steilheit
- R_D : Arbeitswiderstand

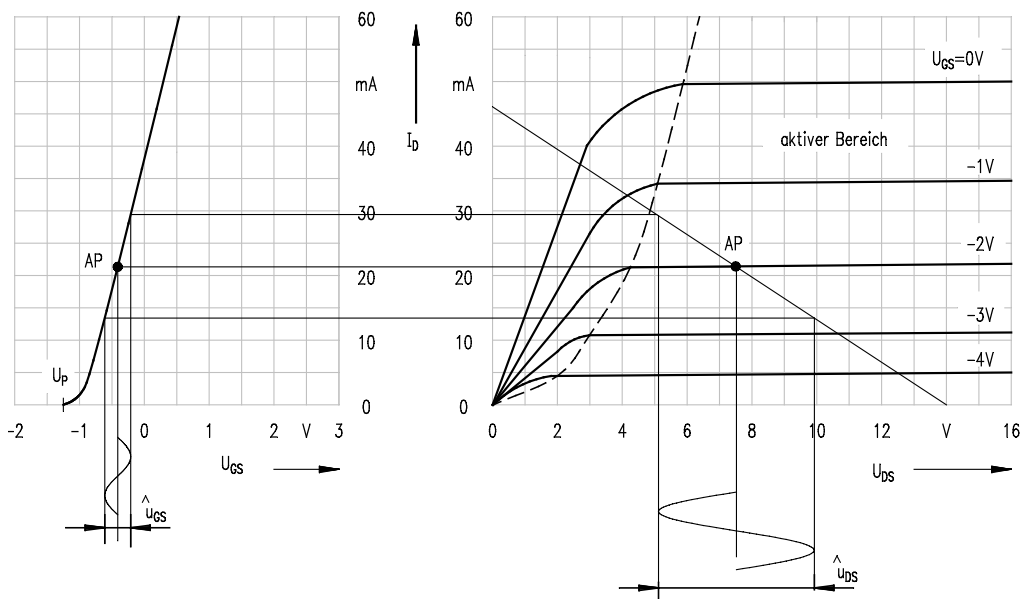


Abbildung 56 Verstärkungsverfahren beim Feldeffekttransistor

Lehrbeispiel

Ein Verstärker mit einem Sperrschicht-FET in Sourceschaltung soll berechnet werden. Gegeben sind folgende Daten:

$$U_{CC} = 20 \text{ V}; U_{GS} = -1,5 \text{ V}; U_{DS} = 10 \text{ V}; I_D = 6 \text{ mA}; S = 5 \text{ mS}$$

Berechnen Sie R_D , R_S , R_G und V_U !

Lösung

$$U_{RS} = -U_{GS} = -(-1,5 \text{ V}) = 1,5 \text{ V}$$

$$R_S = \frac{U_{RS}}{I_D} = \frac{1,5 \text{ V}}{6 \text{ mA}} = 250 \Omega$$

$$R_D = \frac{U_{CC} - U_{DS} - U_{RS}}{I_D} = \frac{20 \text{ V} - 10 \text{ V} - 1,5 \text{ V}}{6 \text{ mA}} = 1417 \Omega$$

R_G wird frei gewählt: $R_G = 1 \text{ M}\Omega$

$$V_U \approx S \cdot R_D = 5 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot 1417 \Omega = 7$$

Aufgaben
Aufgabe 1

Eine Diode hat bei $I_F = 150 \text{ mA}$ einen Durchlasswiderstand von 12Ω .

Berechnen Sie die Verlustleistung dieser Diode!

Aufgabe 2

Aus einer Einwegschialtung will man $U_{gl} = 24 \text{ V}$ und $I_{gl} = 200 \text{ mA}$ entnehmen.

Berechnen Sie Spannung und Strom, die der Transformator abgeben muss

2.1 *ohne Ladekondensator*

2.2 *wenn ein Ladekondensator der Kapazität $1 \mu\text{F}$ je 1 mA Laststrom verwendet wird!*

Aufgabe 3

Einer Brückenschaltung mit Ladekondensator, die an $U_{eff} = 24 \text{ V}$ liegt, soll ein Gleichstrom von $I_{gl} = 1,2 \text{ A}$ entnommen werden.

Welche Gleichspannung erhält man am Ausgang und welchen Wechselstrom muss der Trafo abgeben?

Aufgabe 4

Mit einer Z-Diode $U_Z = 33 \text{ V}$, $I_{Zmax} = 2,2 \text{ A}$, $I_{Zmin} = 0,1 \text{ A}$ soll eine Stabilisierungsschaltung dimensioniert werden. Vorgesehen sind Eingangsspannungen von 64 V bis 80 V .

Berechnen Sie R_{Vmax} und R_{Vmin} für die Laststrombereiche

4.1 *0 bis 1 A*

4.2 *0 bis 2 A*

4.3 *Interpretieren Sie die unterschiedlichen Ergebnisse von 4.1 und 4.2!*

Aufgabe 5

Es ist mit einer Z-Diode $U_Z = 12 \text{ V}$, $P_{Zul} = 0,5 \text{ W}$, $I_{Zmin} = 5 \text{ mA}$ eine Eingangsspannung von $U_E = 20 \pm 0,5 \text{ V}$ zu stabilisieren. Der Lastwiderstand R_L nimmt Werte zwischen 300Ω und 400Ω an.

5.1 *Berechnen Sie R_{Vmax} und R_{Vmin} !*

5.2 *Legen Sie R_V aus der Normreihe E12 fest und bestimmen Sie die Leistung von R_V für*

5.3 *den vorliegenden Belastungsfall!*

5.4 *den Kurzschlussfall!*

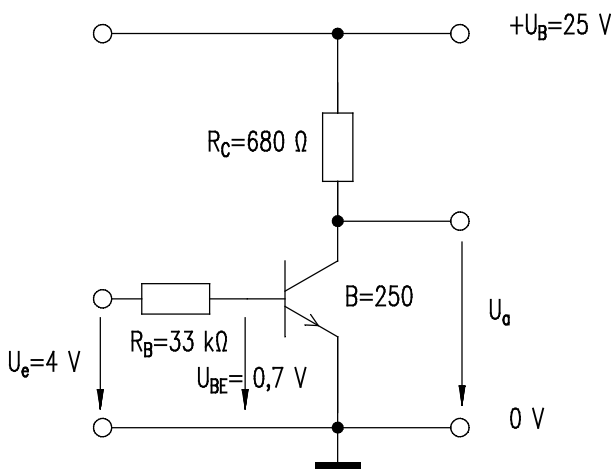
Aufgabe 6

Mit einer Z-Diode $U_Z = 6,2 \text{ V}$, $I_{Z\max} = 100 \text{ mA}$, $I_{Z\min} = 5 \text{ mA}$ soll eine Stabilisierungsschaltung dimensioniert werden. Die Eingangsspannung beträgt 20 V , $R_L = 100 \dots 200 \Omega$.

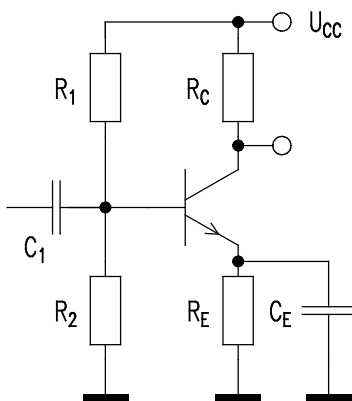
Legen Sie R_V aus der Normreihe E12 fest!

Aufgabe 7

Wie hoch ist die Ausgangsspannung U_a in der unten dargestellten Transistorschaltung?

Aufgabe 8

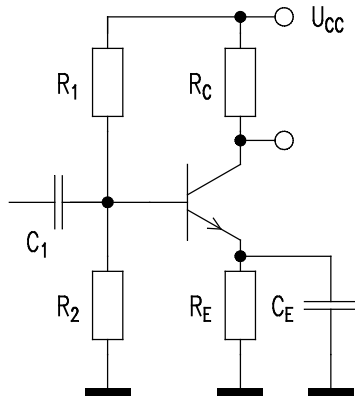
Ein Transistor in einer Schaltung nach unten stehender Abbildung mit NPN-Transistor hat den Arbeitspunkt $U_{CE} = 12 \text{ V}$; $I_C = 58 \text{ mA}$; $I_B = 0,3 \text{ mA}$; $U_{BE} = 0,75 \text{ V}$. Die Betriebsspannung beträgt 24 V , $\beta = 5$ und $R_C / R_E = 7$.



Berechnen Sie R_C , R_E , R_2 und R_1 !

Aufgabe 9

Ein Verstärker mit Schaltung nach unten stehender Abbildung hat im Arbeitspunkt $U_{CE} = 4 \text{ V}$; $U_{BE} = 400 \text{ mV}$; $I_B = 500 \mu\text{A}$; $\beta = 60$. Die Betriebsspannung beträgt 9 V , das Querstromverhältnis 7 und $R_C/R_E = 9$.



Berechnen Sie R_C , R_E , R_2 und R_1 !

Aufgabe 10

Welcher Drainstrom I_D muss bei einem n-Kanal-Sperrschicht-FET fließen, wenn eine Gate-Source-Spannung von $U_{GS} = -3 \text{ V}$ bei einem Sourcewiderstand von $R_S = 2 \text{ k}\Omega$ entstehen soll?

Aufgabe 11

Ein einstufiger Verstärker mit Feldeffekttransistor in Source-Schaltung soll berechnet werden. Gegeben sind folgende Daten:

$U_{CC} = 20 \text{ V}$; $U_{DS} = 10 \text{ V}$; $-U_{GS} = 2 \text{ V}$ und $I_D = 5 \text{ mA}$; $S = 4 \text{ mA/V}$.

Berechnen Sie die Widerstände R_D , R_S und R_G sowie die Spannungsverstärkung V !

Aufgabe 12

Wo liegt der Arbeitspunkt der in der unten stehenden Abbildung skizzierten Schaltung?

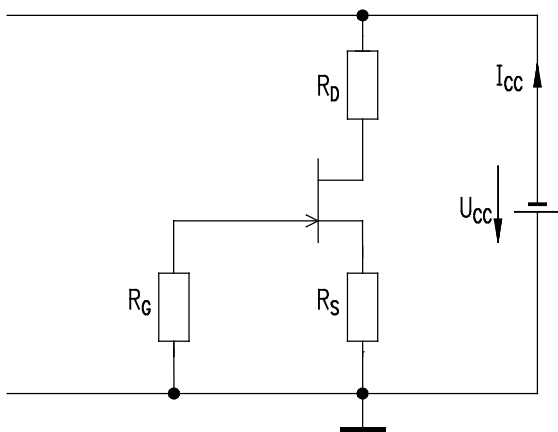
$$U_{CC} = 18 \text{ V}$$

$$I_{CC} = 4 \text{ mA}$$

$$R_D = 1,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = 390 \text{ }\Omega$$

$$R_1 = 1 \text{ M}\Omega$$



Lernbereich

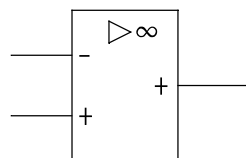
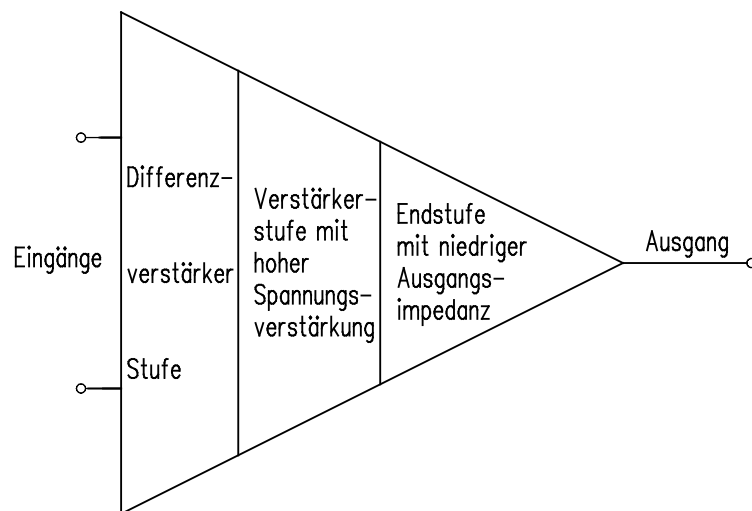
2 Schaltungen mit Operationsverstärkern

2.1 Aufbau und Kenngrößen des Operationsverstärkers

Operationsverstärker sind gleichspannungsgekoppelte hochwertige Verstärker mit einem breiten Anwendungsgebiet in der Regelungstechnik und der analogen Signalverarbeitung. Ursprünglich wurde dieser Verstärkertyp in Analogrechnern zur Durchführung von mathematischen Operationen wie Addition, Subtraktion und Integration eingesetzt. Daher die Bezeichnung Operationsverstärker.

Aktuelle Operationsverstärker werden als monolithisch integrierte Schaltungen gefertigt. Die dadurch erzielbaren fast idealen Eigenschaften und günstigen Preise haben dazu geführt, dass Operationsverstärker diskret aufgebaute Verstärkerstufen in Industrieschaltungen verdrängen.

Der am häufigsten eingesetzte Operationsverstärker ist der Spannungsverstärker. Dieser Typ hat eine hohe Spannungsverstärkung, einen hochohmigen Eingangswiderstand und einen niederohmigen Ausgangswiderstand. Er besitzt zwei Eingänge und einen Ausgang, dessen Spannung gegen Nullpotential abgegriffen werden kann.



Schaltzeichen für
OP-Verstärker

Abbildung 57 Operationsverstärker

Wie Abbildung 57 zeigt, ist dieser Operationsverstärkertyp dreistufig aufgebaut. Die Eingangsstufe bildet ein Differenzverstärker mit seinen zwei Eingängen. Die zweite Stufe ist für eine sehr hohe Spannungsverstärkung konzipiert. Die abschließende Ausgangsstufe sorgt für eine niedrige Ausgangsimpedanz und verzerrungsarme Verarbeitung hoher Ausgangsspannungen.

Bei der Rückkopplung von mehrstufigen Verstärkern können unerwünschte Schwingungen entstehen. Deshalb wird in der zweiten Stufe üblicherweise eine Frequenzkompensation zur Unterdrückung der Schwingneigung vorgenommen. Operationsverstärker mit interner Frequenzkompensation sind heute Standard, Typen mit externer Frequenzkompensation verlieren an Bedeutung.

Trotz der integrierten Herstellungsweise von Operationsverstärkern lassen sich Unsymmetrien bei den Transistoren in der Differenzverstärkerstufe nicht gänzlich vermeiden. Es entsteht dadurch eine vom Signal unabhängige Fehlerspannung am Ausgang des Operationsverstärkers. Um eine Ausgangsspannung von 0 Volt zu erreichen, muss an die Eingänge des Operationsverstärkers die sogenannte **Offsetspannung** angelegt werden.

Dies lässt sich auch durch einen Abgleich der Kollektorwiderstände in der Differenzverstärkerstufe erreichen. Einige Operationsverstärker besitzen deshalb zusätzliche Anschlüsse zur Offsetkompensation (s. Abbildung 58).

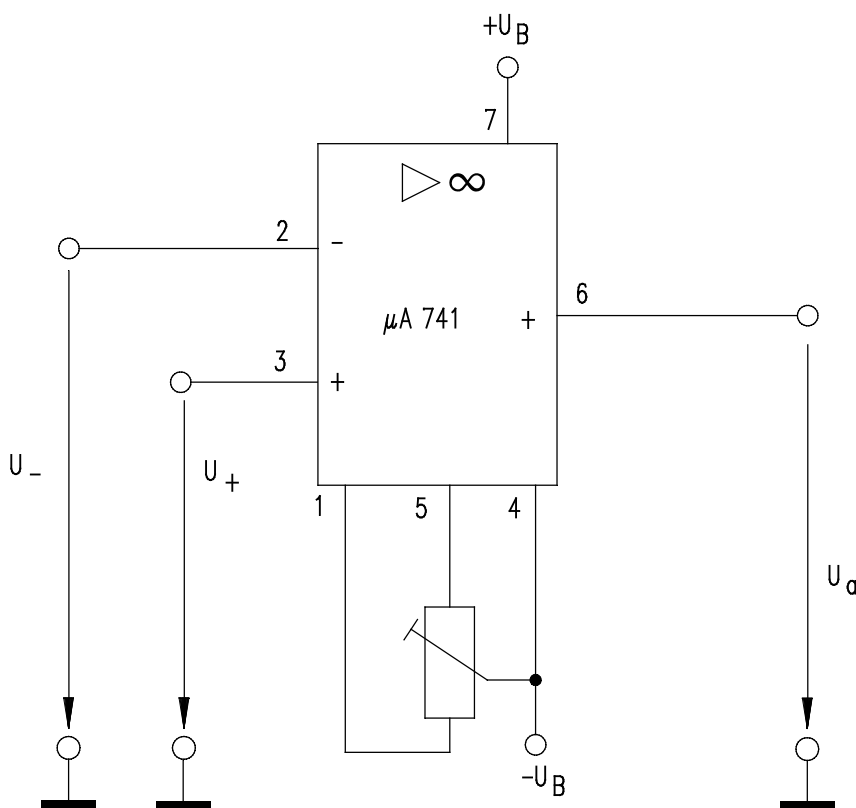


Abbildung 58 Anschlussbelegung und Offsetkompensation des OP $\mu\text{A 741}$

Die Beschaltung von Operationsverstärkern zur Offsetkompensation ist typabhängig und den Datenblättern des jeweiligen Herstellers zu entnehmen. Dies gilt insbesondere für Operationsverstärker ohne zusätzliche Offsetkompensationsanschlüsse.

Operationsverstärker werden im Normalfall an eine positive und eine negative Versorgungsspannung (jeweils gegenüber Masse) angeschlossen. Sie lassen sich dann symmetrisch gegenüber Masse aussteuern, da der Gleichstrom-Arbeitspunkt bei 0 V liegt.

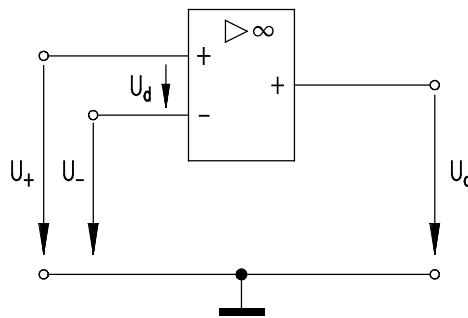


Abbildung 59 Spannungen am OP

Auf die Darstellung der Anschlüsse für die Offsetkompensation und die Betriebsspannungsversorgung wird zur besseren Übersicht in Prinzipschaltbildern meist verzichtet (vgl. Abbildung 59). Nur noch die beiden Eingänge und der Ausgang werden gezeichnet.

Der gemeinsame Bezugspunkt ist Massepotential. Der mit dem Minuszeichen gekennzeichnete Eingang wird **invertierender Eingang** genannt. Eine an diesem Eingang angelegte positive Spannung erscheint als negativ (180° phasenverschobene) verstärkte Spannung am Ausgang des Operationsverstärkers. Als **nichtinvertierender Eingang** wird der mit dem Pluszeichen versehene Eingang bezeichnet. Bei Anlegen einer positiven Spannung an diesem Eingang ist die Ausgangsspannung ebenfalls positiv.

Wegen der Differenzverstärkerstufe im Eingang des Operationsverstärkers gilt dann für die Ausgangsspannung:

$$U_a = V_0 \cdot U_d \quad ; \quad U_d = U_+ - U_-$$

$$\Rightarrow U_a = V_0 \cdot (U_+ - U_-)$$

(Formel 1)

Dabei ist V_0 die **Leerlaufverstärkung** eines Operationsverstärkers. Die Leerlaufverstärkung ist die Gesamtverstärkung aller Stufen des unbeschalteten Operationsverstärkers. Typische Werte der Leerlaufverstärkung von integrierten Operationsverstärkern liegen im Bereich von 10^5 bis 10^7 .

Für den Einsatz in elektronischen Schaltungen wäre ein **idealer Operationsverstärker** mit entsprechenden Eigenschaften wünschenswert. Auch die Schaltungsdimensionierung vereinfacht sich bei einem Ansatz mit einem idealen Operationsverstärker. Daher werden zunächst wichtige Eigenschaften und Kenngrößen eines idealen Operationsverstärkers dargestellt.

Idealer Operationsverstärker

Leerlaufverstärkung: $V_0 = \infty$
(open loop gain)

Wegen

$$U_a = V_0 \cdot U_d$$

$$\Rightarrow U_d = \frac{U_a}{V_0}$$

$$U_d|_{V_0 \rightarrow \infty} = \frac{U_a}{V_0} = 0$$

ist bei einer unendlich hohen Verstärkung, selbst bei Vollaussteuerung am Ausgang, die Spannung zwischen den Eingangsklemmen verschwindend klein, d.h.:

$$U_d = U_+ - U_- = 0$$

Eingangswiderstand: $R_e = \infty$
(input resistance)

Bei einem unendlich hohen Eingangswiderstand fließt in den Operationsverstärker kein Strom, d.h.:

$$I_+ = I_- = 0$$

Diese Eigenschaften führen dazu, dass man bei idealen Operationsverstärkern auch von einem **virtuellen** (scheinbaren) **Kurzschluss** zwischen den Eingangsklemmen spricht. Liegt der nichtinvertierende Eingang eines rückgekoppelten Operationsverstärkers auf Massepotential, dann wird der invertierende Eingang auch als **virtueller Massepunkt** bezeichnet.

Die Eigenschaft des virtuellen Kurzschlusses wird zur Vereinfachung der Schaltungsberechnung bei den Operationsverstärkergrundschaltungen angewendet.

Ausgangswiderstand: $R_a = 0$
(output resistance)

Der Ausgang eines idealen Operationsverstärkers ist beliebig belastbar.

Bandbreite: $b = \infty$
(bandwidth)

Beim idealen Operationsverstärker ist der Frequenzbereich unendlich groß und die Verstärkung für alle Frequenzen konstant. Beim realen Operationsverstärker nimmt die Verstärkung mit zunehmender Frequenz ab. Zur Beurteilung des dynamischen Verhaltens wird dann das **Verstärkungs-Bandbreite-Produkt** verwendet.

Offsetspannung: $U_{OS} = 0$
(offset voltage)

Offsetstrom: $I_{OS} = 0$
(offset current)

Die Offsetgrößen sind beim idealen Operationsverstärker gleich Null und temperatur-unabhängig. In Datenblättern für reale Operationsverstärker wird ein Maximalwert angegeben, der jedoch nicht konstant ist und von der Temperatur, Alterung bzw. Änderung der Versorgungsspannung abhängt.

Gleichtaktunterdrückung: $CMRR = \infty$
(common mode rejection ratio)

Die Gleichtaktunterdrückung ist unendlich groß, d.h. vom idealen Operationsverstärker wird nur die Differenz der Eingangssignale verstärkt.

Änderungsgeschwindigkeit: $SR = \Delta U_a / \Delta t = \infty$
(slew rate)

Die slew rate ist ein Maß für die maximal mögliche Geschwindigkeit des Spannungsanstiegs bzw. -abfalls am Ausgang eines Operationsverstärkers. Von ihr ist die Ausgangs-Flankensteilheit bei impulsförmigen Eingangsspannungen abhängig. Auch bei sinusförmigen Eingangssignalen wird die Sinusform der Ausgangsspannung bei hohen Frequenzen und großen Amplituden von der slew rate bestimmt.

Für Komparatoranwendungen werden spezielle Operationsverstärker mit einer slew rate von mehr als 100 V/μs gefertigt.

In der Praxis gibt es keine idealen Operationsverstärker. Um einen Vergleich mit realen Operationsverstärkern ziehen zu können, werden von den Herstellern Datenblätter mit den verschiedenen Kenngrößen herausgegeben. In Tabelle 5 sind die Kenngrößen einiger realer Operationsverstärker denen eines idealen Operationsverstärkers gegenübergestellt.

	Idealer OP	μA 741	CA 3140	OP 27	LT 1037
Spannungsverstärkung V_0 (voltage gain)	∞	200 000	100 000	18 000 000	20 000 000
Eingangswiderstand R_e (input resistance)	∞	2 MΩ	1,5 TΩ	3 GΩ	5 GΩ
Ausgangswiderstand R_a (output resistance)	0	75 Ω	60 Ω	70 Ω	70 Ω
Ausgangsstrom I_a (output current)	>>	20 mA	40 mA	20 mA	25 mA
Eingangs-Ausgleichsspannung U_{OS} (offset voltage)	0	1 mV	5 mV	10 μV	10 μV
Eingangsruhestrom I_b (bias current)	0	80 nA	10 nA	10 nA	10 nA
Eingangsausgleichsstrom I_{OS} (offset current)	0	20 nA	0,5 pA	7 nA	7 nA
Gleichtaktunterdrückung k_{cr} (CMRR)	∞	90 dB	90 dB	126 dB	130 dB
Verstärkung-Bandbreiteprodukt $f_0 \cdot V_0$ (gain-bandwidth prod.)	>>	1 MHz	4,5 MHz	8 MHz	60 MHz
Änderungs-Geschwindigkeit SR (slew rate)	>>	0,5 V/μs	9 V/μs	2,8 V/μs	15 V/μs
Bemerkung	-	Standard Anwendung	MOSFET Eingänge	Präzisions-OP	High Speed OP

Tabelle 5 OP-Kenngrößen

2.2 Operationsverstärkergrundschaltungen

Bei den im Folgenden behandelten Grundschaltungen wird davon ausgegangen, dass die Operationsverstärker über eine symmetrische Betriebsspannung versorgt werden und die Offsetgrößen kompensiert sind. In den Prinzipschaltungen wird daher auf die Darstellung der zugehörigen Anschlüsse verzichtet.

Invertierender Verstärker

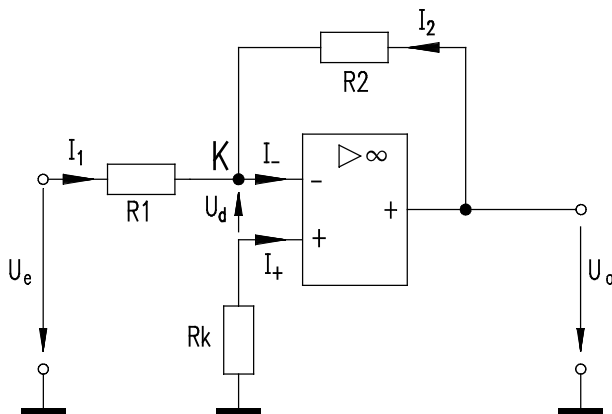


Abbildung 60 Invertierender Verstärker

Die Beschaltung eines Operationsverstärkers mit ohmschen Widerständen zu einem invertierenden Verstärker zeigt Abbildung 60.

Der Widerstand R_k hat dabei die Aufgabe, unerwünschte Ausgangsspannungen auf Grund der Eingangsströme I_+ und I_- zu kompensieren. Dazu wird

$$R_k = R_1 \parallel R_2$$

dimensioniert. Bei Verwendung von Operationsverstärkertypen mit sehr hohen Eingangswiderständen (FET-Eingangsstufe) sind die Eingangsströme I_+ und I_- allerdings so klein, dass vielfach auf den Kompensationswiderstand R_k verzichtet wird.

Zur Bestimmung der Verstärkung V des invertierenden Verstärkers wird zunächst davon ausgegangen, dass es sich bei dem Operationsverstärker in Abbildung 60 um einen idealen Operationsverstärker handelt.

Bei einem idealen Operationsverstärker gilt :

$$V_0 = \infty \text{ und } R_e = \infty$$

Weil der Eingangswiderstand des Operationsverstärkers R_e unendlich groß ist, fließt auch kein Eingangsstrom. Es gilt:

$$I_+ = I_- = 0$$

Dann ist auch der Spannungsfall $U_d = U_+ - U_- = 0$ (virtueller Kurzschluss).

Da über den Ruhestrom-Kompensationswiderstand R_k nun kein Strom fließt, ist der Spannungsfall U_k über R_k ebenfalls Null. Der Knotenpunkt K liegt damit scheinbar auf Masse (virtuelle Masse oder virtueller Nullpunkt).

Die Knotengleichung für den Knotenpunkt K lautet:

$$K: \quad I_1 + I_2 - I_- = 0 \quad \text{mit } I_- = 0$$

$$\Rightarrow \quad I_1 = -I_2$$

$$\text{mit } I_1 = \frac{U_1}{R_1} = \frac{U_e}{R_1} \quad \text{und} \quad I_2 = \frac{U_2}{R_2} = \frac{U_a}{R_2}$$

$$\Rightarrow \frac{U_e}{R_1} = -\frac{U_a}{R_2}$$

$$\Rightarrow V = \frac{U_a}{U_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Die Verstärkung V ist beim invertierenden Verstärker negativ, d.h. Ausgangs- und Eingangsspannung sind 180° phasenverschoben.

Das Ergebnis zeigt weiterhin den Vorteil dieser Schaltung: die Spannungsverstärkung lässt sich durch einfache Wahl zweier Widerstände bestimmen und ist unabhängig von den spezifischen Kenngrößen des verwendeten Operationsverstärkers.

Beispiel:

Mit einem Operationsverstärker vom Typ $\mu A 741$ wird ein invertierender Verstärker realisiert. Die Leerlaufverstärkung des $\mu A 741$ liegt bei $V_0 = 200.000$. Damit die Verstärkerschaltung die Signalquelle nicht belastet, wird der Widerstand $R_1 = 15 \text{ k}\Omega$ gewählt. Der Widerstand R_2 hat einen Wert von $750 \text{ k}\Omega$.

Es ergibt sich für die Verstärkung V :

$$V = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{750 \text{ k}\Omega}{15 \text{ k}\Omega} = -50$$

Weitere Kennwerte des invertierenden Verstärkers sind der Eingangswiderstand r_e und der Ausgangswiderstand r_a . Infolge der Gegenkopplung unterscheiden sich die Werte eines invertierenden OP-Verstärkers von denen eines OP-Verstärkers ohne Gegenkopplung.

Es gilt:

$$r_e \approx R_1$$

R_a : Ausgangswiderstand des realen Operationsverstärkers

$$r_a = R_a \cdot \frac{V}{V_0}$$

V_0 : Leerlaufverstärkung

Nichtinvertierender Verstärker

Beim nichtinvertierenden Verstärker wirkt die Eingangsspannung U_e auf den nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers. Die Prinzipschaltung zeigt Abbildung 61.

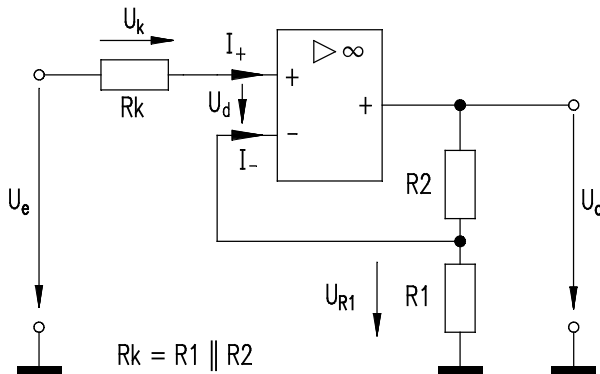


Abbildung 61 Nichtinvertierender Verstärker

Zur Bestimmung der Verstärkung der Schaltung wird wieder von einem idealen Operationsverstärker ausgegangen. Damit gilt:

$$U_d = U_+ - U_- = 0 \quad \text{und} \quad I_+ = I_- = 0$$

Die Spannungsmasche am Eingang ergibt:

$$U_e = U_k + U_d + U_{R1}$$

Da $I_+ = 0$ ist, ist auch $U_k = 0$ und mit $U_d = 0$ gilt dann:

$$U_e = U_{R1}$$

Weil I_- ebenfalls 0 ist, bilden R_2 und R_1 einen unbelasteten Spannungsteiler. Mit dem Spannungsteilergesetz folgt:

$$\frac{U_a}{U_{R1}} = \frac{R_2 + R_1}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$\text{mit } U_{R1} = U_e$$

$$\Rightarrow V = \frac{U_a}{U_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Das Ergebnis zeigt, dass die Verstärkung positiv ist und vom Verhältnis der Widerstände R_1 und R_2 abhängt. Positive Verstärkung bedeutet: Ausgangs- und Eingangsspannung sind phasengleich.

In Abhängigkeit von R_e und R_a (Ein- und Ausgangswiderstand des realen OP), ergibt sich für den nichtinvertierenden Verstärker der Ein- bzw. Ausgangswiderstand zu:

$$r_e = \frac{V_0 \cdot R_e}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{V_0}{V} \cdot R_e$$

R_a : Ausgangswiderstand des realen OPs
 R_e : Eingangswiderstand des realen OPs

$$r_a = R_a \cdot \frac{V}{V_0}$$

V_0 : Leerlaufverstärkung

Soll ein nichtinvertierender Verstärker mit maximalem Eingangswiderstand und minimalem Ausgangswiderstand realisiert werden, muss die Verstärkung V minimal sein.

Wegen

$$V = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

wird V minimal, wenn $R_2 = 0$ oder $R_1 = \infty$ oder beides erfüllt ist. Die Verstärkung hat dann den Wert $V = 1$ und es gilt:

$$U_a = U_e$$

Dieser Spezialfall des nichtinvertierenden Verstärkers ist in Abbildung 62 dargestellt.

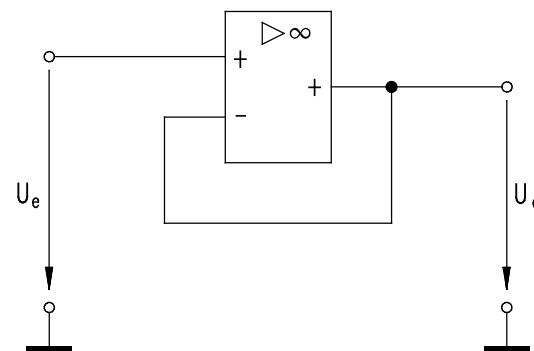


Abbildung 62 Impedanzwandler

Da bei $V = 1$ der Eingangswiderstand sehr groß und der Ausgangswiderstand sehr klein wird, bezeichnet man diese Schaltung als **Impedanzwandler**.

Beim Impedanzwandler sind Ausgangsspannung und Eingangsspannung gleich. Deshalb wird für diese Schaltung auch die Bezeichnung **Spannungsfolger** verwendet. Immer dann, wenn eine belastungsmäßige Trennung von Schaltungsteilen erforderlich ist, kann der Impedanzwandler eingesetzt werden.

Addierer

Der Addierer in Abbildung 63 ist eine Erweiterung des invertierenden Verstärkers. Die Schaltung wird deshalb auch Addierer im invertierenden Betrieb bzw. Umkehraddierer genannt.

Bei einem invertierenden Verstärker ist stets der invertierende Eingang die virtuelle Masse. In diesem Punkt gilt für die Ströme:

$$I_1 + I_2 + \dots + I_n = I_R$$

Daher kann auch geschrieben werden:

$$\frac{U_{e1}}{R_1} + \frac{U_{e2}}{R_2} + \dots + \frac{U_{en}}{R_n} = -\frac{U_a}{R_R}$$

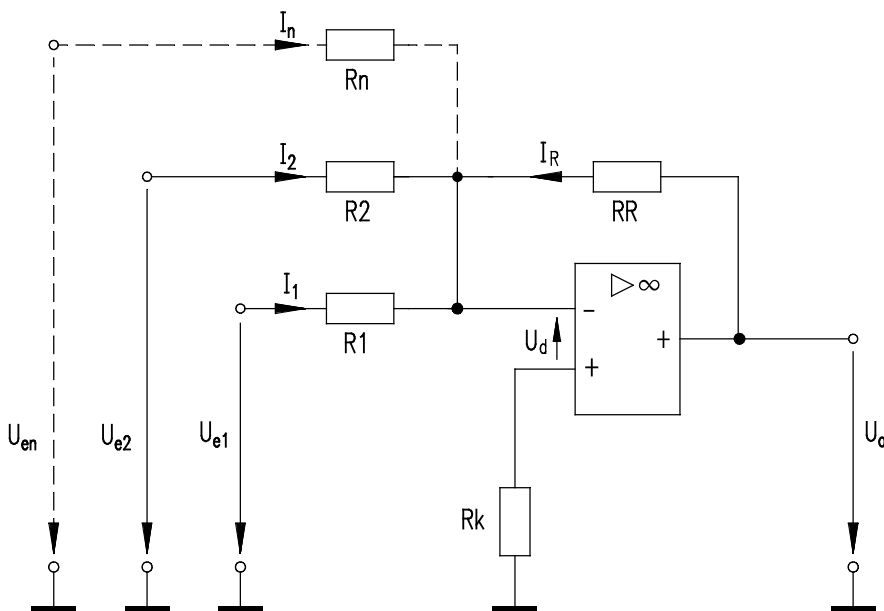


Abbildung 63 Addierer im invertierenden Betrieb

Aufgelöst nach U_a ergibt sich:

$$U_a = -\left(\frac{R_R}{R_1} \cdot U_{e1} + \frac{R_R}{R_2} \cdot U_{e2} + \dots + \frac{R_R}{R_n} \cdot U_{en}\right)$$

Der Addierer invertiert die Summe der Eingangsspannungen, wobei die einzelnen Spannungen noch durch die Wahl der Widerstände R_1 bis R_n gewichtet werden können.

Die Eingangsspannungen U_{e1} bis U_{en} können positive oder negative Vorzeichen haben. Mit dieser Schaltung lassen sich daher Spannungen vorzeichenrichtig mit Signalumkehr am Ausgang addieren.

Der Addierer wird häufig in analogen Regelschaltungen eingesetzt, z.B. als P-Regler.

Subtrahierer

Die Subtraktion lässt sich auf eine Addition zurückführen, indem man das zu subtrahierende Signal invertiert. Die entstehende Kombination eines invertierenden und eines nichtinvertierenden Verstärkers ergibt die folgende Schaltung eines Subtrahierers (Differenzverstärker).

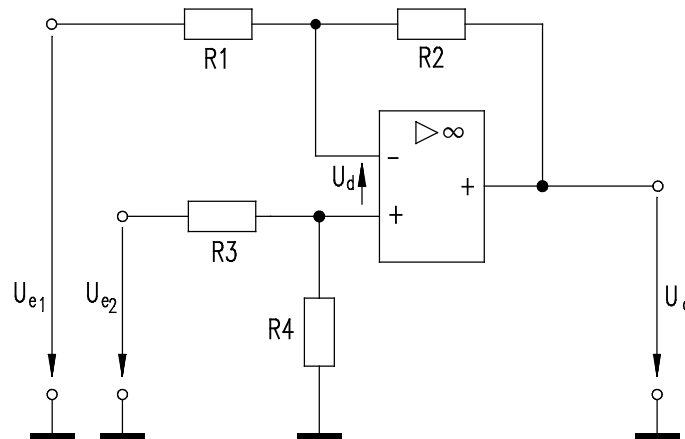


Abbildung 64 Subtrahierer

Werden beide Eingänge gleichzeitig angesteuert, so überlagern sich beide Betriebsarten des OPs und es entsteht eine Ausgangsspannung entsprechend der Gleichung:

$$U_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) \cdot U_{e2} - \frac{R_2}{R_1} \cdot U_{e1}$$

Der Subtrahierer hat somit eine Ausgangsspannung, die der Differenz der beiden unterschiedlich gewichteten Eingangsspannungen entspricht.

Für eine korrekte Subtraktion besteht die Forderung nach gleichgewichteten Eingangsspannungen, d.h. beide Eingangsspannungen müssten mit dem gleichen Verstärkungsfaktor verstärkt werden. Werden nun die Widerstände $R_1 = R_3$ und $R_2 = R_4$ gewählt, vereinfacht sich die Gleichung für die Ausgangsspannung und es gilt:

$$U_a = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_{e2} - U_{e1}) \quad \text{(Spezieller Fall)}$$

Subtrahierer werden häufig in der Messtechnik im Zusammenhang mit Brückenschaltungen eingesetzt. Der Subtrahierer bietet die Möglichkeit, die massefreie Brückenspannung in eine massebezogene Spannung umzusetzen.

Integrator

Im Vergleich zu einem invertierenden Verstärker ist bei einem Integrator an Stelle des Rückkopplungswiderstandes R_2 ein Kondensator C_2 eingefügt (Abbildung 65).

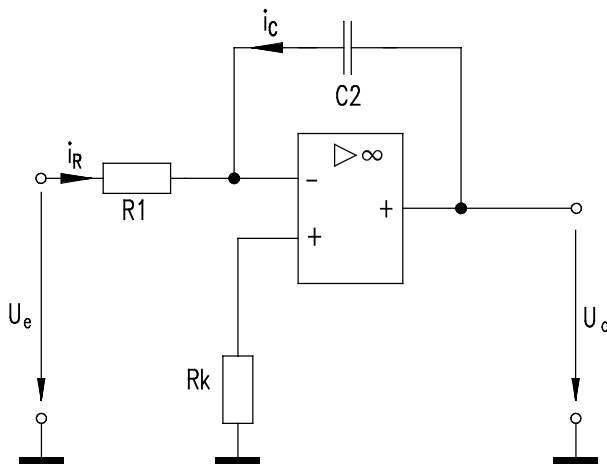


Abbildung 65 Integrator

Die Rückkopplung der Ausgangsspannung erfolgt hier über den Kondensator auf den invertierenden Eingang des Operationsverstärkers. Durch die Frequenzabhängigkeit des Kondensators ist auch die Verstärkung frequenzabhängig.

Der exakte Zusammenhang zwischen der Ausgangsspannung und der Eingangsspannung lässt sich nur mithilfe der Integralrechnung beschreiben.

Man kann sich die Funktion des Integrators etwa so vorstellen:

Tritt am Eingang des Integrators ein Spannungssprung auf, so kann sich die Ausgangsspannung wegen des Kondensators im Rückkopplungszweig nicht gleichermaßen sprunghaft ändern. Sie kann je nach Polarität der Eingangsspannung nur kontinuierlich und linear ansteigen oder abfallen. Wegen der zu Grunde liegenden Grundschaltung des invertierenden Verstärkers steigt die Ausgangsspannung U_a an, wenn die Eingangsspannung U_e negativ ist, U_a fällt, wenn U_e positiv ist.

Wie schnell dieser Anstieg erfolgt, ist dabei proportional zum Betrag der Eingangsspannung. Außerdem hängt die Anstiegsgeschwindigkeit noch von der Zeitkonstanten $R_1 \cdot C_2$ ab. Je größer die Zeitkonstante, desto langsamer erfolgt die Änderung der Ausgangsspannung U_a . Mathematisch ausgedrückt ist die Steigung der Ausgangsspannung, d.h. der Spannungsanstieg ΔU_a pro Zeitintervall Δt , umgekehrt proportional zur Zeitkonstanten $R_1 \cdot C_2$.

$$\frac{\Delta U_a}{\Delta t} = -\frac{1}{R_1 \cdot C_2} \cdot U_e$$

bzw.

$$\Delta U_a = -\frac{1}{R_1 \cdot C_2} \cdot U_e \cdot \Delta t$$

ΔU_a : Ausgangsspannungsänderung
 Δt : Zeitdifferenz

Der lineare Anstieg oder Abfall kann zwangsläufig nur bis zum Erreichen der positiven bzw. negativen Versorgungsspannung erfolgen.

Werden die Zeitintervalle Δt sehr klein, so ergibt sich für $\Delta t \rightarrow 0$ die allgemeine Form für die Ausgangsspannung:

$$u_a = -\frac{1}{R_1 \cdot C_2} \cdot \int u_e \, dt$$

Die Ausgangsspannung eines Integrators bei Anregung mit einer rechteckförmigen Eingangsspannung ist in Abbildung 66 dargestellt.

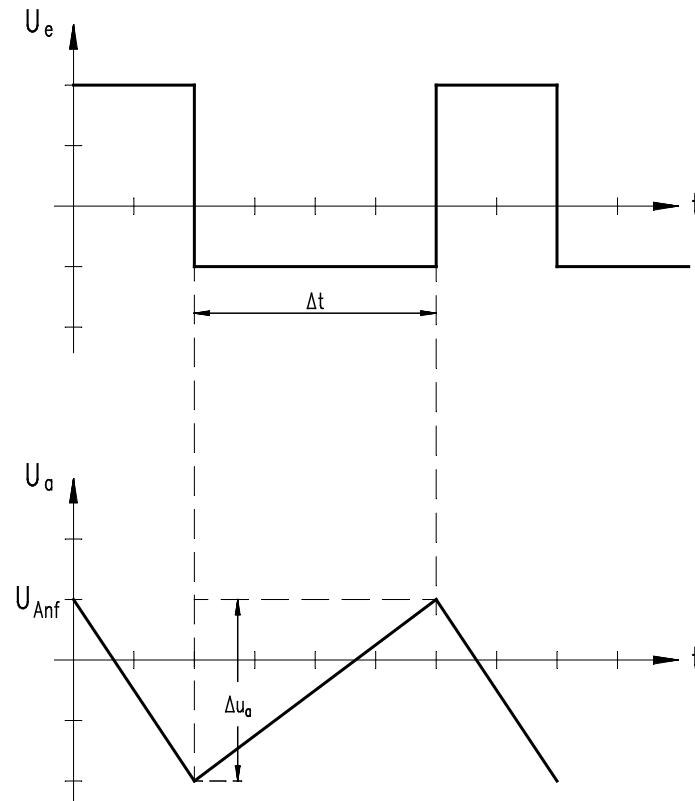


Abbildung 66 Ein- und Ausgangsspannung eines Integrators

Zum Zeitpunkt $t = 0$ hat die Ausgangsspannung U_a ihren Anfangswert U_{Anf} . Anschließend fällt sie stetig ab, solange die Eingangsspannung positiv ist. Wechselt die Eingangsspannung ihre Polarität, steigt die Ausgangsspannung wieder an. D.h., bei konstanter Eingangsspannung nimmt die Ausgangsspannung mit umgekehrtem Vorzeichen linear zu.

Hat die Eingangsspannung U_e einen Wert von 0 V, beträgt die Änderung der Ausgangsspannung ΔU_a ebenfalls 0 V und der erreichte Endwert der Ausgangsspannung bleibt erhalten. Dies gilt jedoch nur für einen idealen Operationsverstärker.

Differenzierer

Der Differenzierer wird in der Grundsaltung des invertierenden Verstärkers betrieben. Im Unterschied zum invertierenden Verstärker befindet sich beim Differenzierer anstelle des Widerstandes R_1 ein Kondensator C_1 .

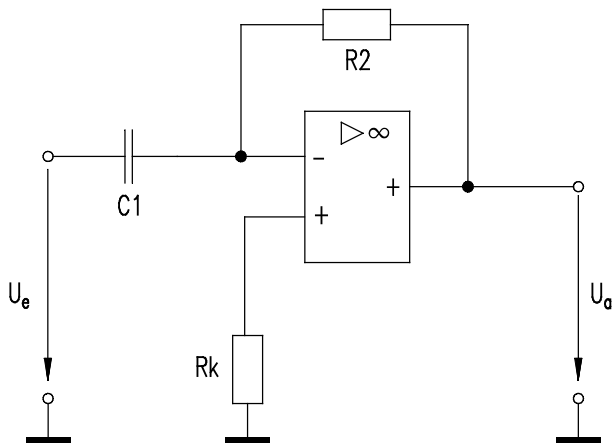


Abbildung 67 Differenzierer

Da der Kondensator ein frequenzabhängiges Bauelement ist, ergibt sich beim Differenzierer eine frequenzabhängige Verstärkung.

Der exakte Zusammenhang zwischen der Ausgangsspannung und der Eingangsspannung lässt sich nur mithilfe der Differenzialrechnung beschreiben.

Beim Differenzierer entsteht am Ausgang nur dann eine Spannung, wenn sich die Eingangsspannung ändert. Eine linear ansteigende Eingangsspannung erzeugt somit eine konstante Ausgangsspannung.

Die Ausgangsspannung ist umso größer, je schneller sich U_e ändert. Steigt U_e an, so hat U_a einen negativen Wert, fällt U_e , so ist U_a positiv.

Hat die Eingangsspannung einen zumindest stückweise linearen Verlauf wie dreieck- oder sägezahnförmige Signale, lässt sich die Steigung einfach bestimmen. Es gilt dann für die Ausgangsspannung U_a des Differenzierers:

$$U_a = -C_1 \cdot R_2 \cdot \frac{\Delta U_e}{\Delta t}$$

Werden die Zeitintervalle Δt sehr klein, so ergibt sich für $\Delta t \rightarrow 0$ die allgemeine Form für die Ausgangsspannung:

$$u_a = -C_1 \cdot R_2 \cdot \frac{du_e}{dt}$$

In Abbildung 68 ist die Auswirkung eines Differenzierers auf eine sägezahnförmige Eingangsspannung dargestellt.

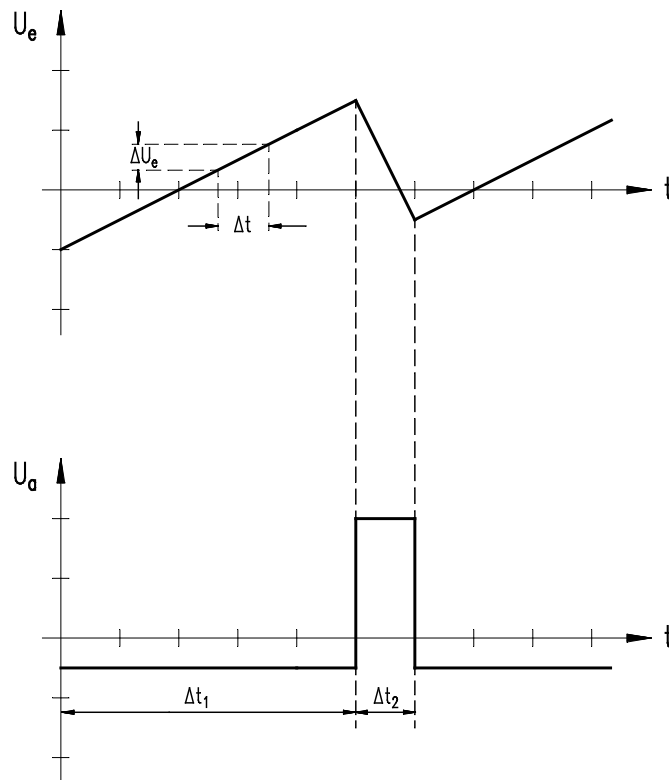


Abbildung 68 Ein- und Ausgangsspannung eines Differenzierers

Komparator

In vielen Bereichen der Elektronik müssen Spannungen miteinander verglichen werden. Beispielsweise soll der Ladevorgang einer Batterie überwacht werden. Dabei muss geprüft werden, ob die aktuelle Batteriespannung noch unter dem Wert der Ladeschlussspannung liegt, oder diesen schon überschritten hat. Es wird eine elektronische Schaltung benötigt, die feststellt, ob eine Eingangsspannung U_e größer oder kleiner als eine andere Spannung (Referenzwert) ist. Diese Funktion erfüllt ein Komparator.

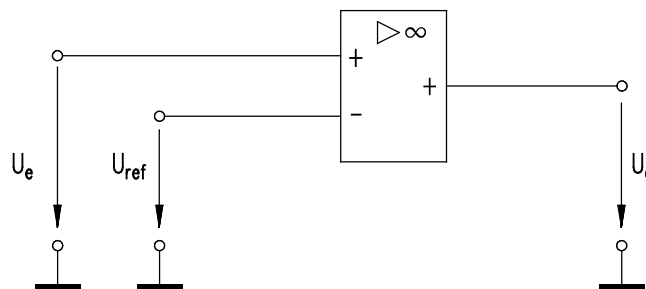


Abbildung 69 Nichtinvertierender Komparator

Die Realisierung eines Komparators mit einem Operationsverstärker zeigt Abbildung 69. Der Operationsverstärker wird **ohne** Rückkopplung betrieben, sodass für die Ausgangsspannung im Bereich $U_{a \min} < U_a < U_{a \max}$ gilt:

$$U_a = V_0 \cdot U_d = V_0 \cdot (U_e - U_{\text{ref}})$$

Da die Leerlaufverstärkung V_0 auch bei realen Operationsverstärkern sehr groß ist, wird der Operationsverstärker schnell übersteuert und die Ausgangsspannung nimmt, sobald sich die Eingangsspannungen U_e und U_{ref} unterscheiden, ihren Maximal- bzw. Minimalwert an.

Liegt die Eingangsspannung U_e am nichtinvertierenden Eingang und die Referenzspannung U_{ref} am invertierenden Eingang des Operationsverstärkers wie in Abbildung 69, handelt es sich um einen **nichtinvertierenden Komparator**.

Das Ausgangsverhalten der nichtinvertierenden Schaltung zeigt die Abbildung 70.

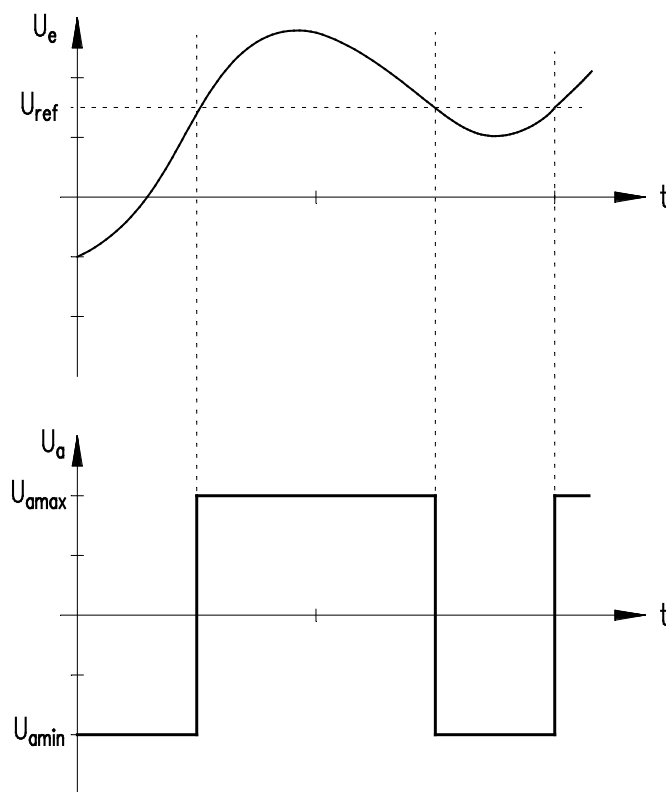


Abbildung 70 Ausgangsverhalten des nichtinvertierenden Komparators

Überschreitet die Eingangsspannung U_e den Wert der Referenzspannung U_{ref} , schaltet der Ausgang von $U_{a \min}$ auf $U_{a \max}$. Wird $U_e < U_{\text{ref}}$, nimmt die Ausgangsspannung den Wert $U_{a \min}$ an.

Für manche Anwendungen ist ein invertiertes Schaltverhalten erforderlich. Dies wird durch Vertauschen der Eingangsbeschaltung des Operationsverstärkers erreicht.

Schmitt-Trigger

Ein Schwellwertschalter oder Schmitt-Trigger wird durch einen **Komparator mit Hysterese** realisiert. Abbildung 71 zeigt die typische Schaltung mit einem Operationsverstärker. Hierbei arbeitet der Komparator mit Hysterese im invertierenden Betrieb. D.H., wenn die Eingangsspannung U_e die obere Triggerschwelle überschreitet, springt die Ausgangsspannung an die negative Übersteuerungsgrenze $U_{a \min}$. Sie springt erst wieder auf die positive Übersteuerungsgrenze $U_{a \max}$, wenn die Eingangsspannung die untere Triggerschwelle unterschreitet.

Dazu wird ein Teil der Ausgangsspannung zur Referenzspannung U_{ref} addiert und auf den nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers zurückgekoppelt (Mitkopplung).

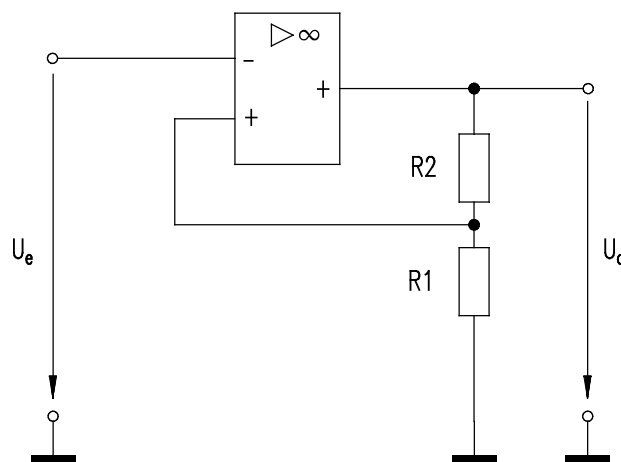


Abbildung 71 Invertierender Komparator mit Hysterese

Je nach Schaltzustand kann die Ausgangsspannung des Komparators die Werte $U_{a \max}$ bzw. $U_{a \min}$ annehmen. Da die Vergleichsspannung am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers durch die Rückkopplung vom Wert der Ausgangsspannung abhängig ist, ergeben sich jetzt **zwei** Schaltschwellen. Die Spannungsdivergenz der Schaltschwellen bildet die Hysterese U_H .

Die obere Schaltschwelle bestimmt sich zu:

$$U_{so} = U_{amax} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

und für die untere Schaltschwelle gilt:

$$U_{su} = U_{amin} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Damit ergibt sich für die Hysterese U_H :

$$U_H = U_{so} - U_{su} = (U_{amax} - U_{amin}) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Die Hysterese kann somit durch Dimensionierung von R_1 und R_2 festgelegt werden. Das Schaltverhalten und die Steuerkennlinie des invertierenden Komparators mit Hysterese zeigen die folgenden Abbildungen:

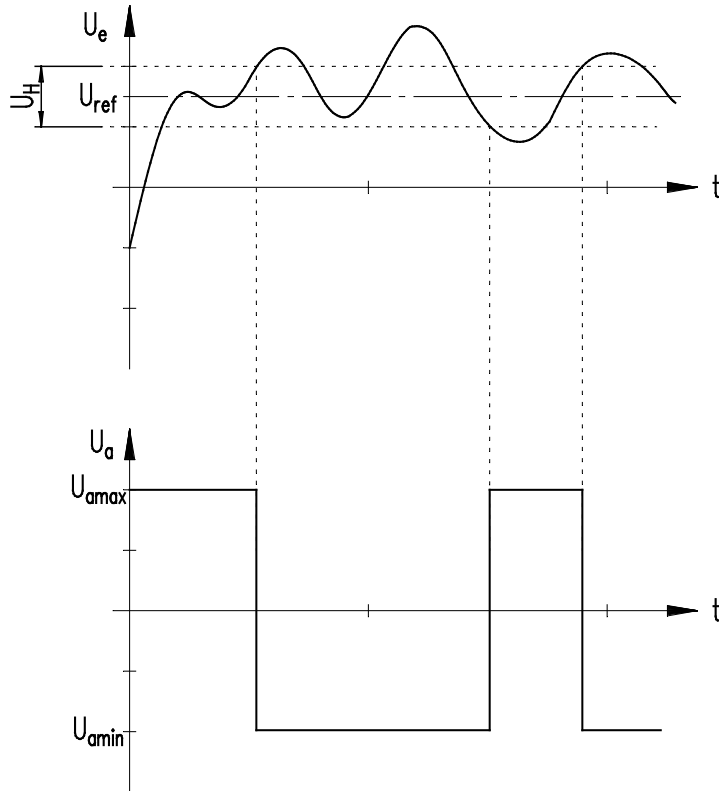


Abbildung 72 Schaltverhalten des invertierenden Komparators mit Hysterese

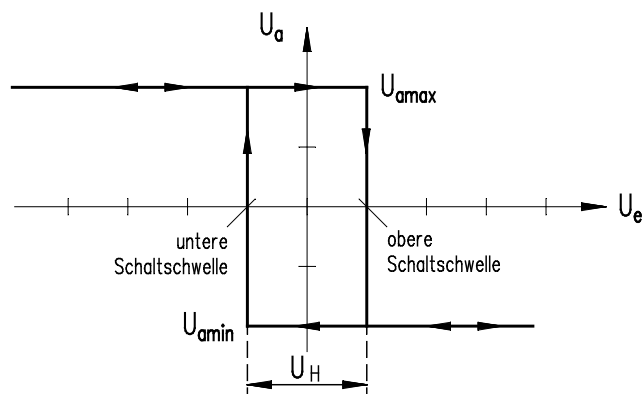


Abbildung 73 Steuerkennlinie des invertierenden Komparators mit Hysterese

Überschreitet die Signalspannung den Wert der oberen Schaltschwelle, dann ist $U_- > U_+$ und wegen $U_a = V_0 \cdot (U_+ - U_-)$ wird die Ausgangsspannung negativ. Der Komparator kippt auf $U_a = U_{a \min}$. Damit nimmt U_+ den Wert der unteren Schaltschwelle an. Unterschreitet die Signalspannung die obere Schaltschwelle, gilt weiterhin $U_- > U_+$ und damit $U_a = U_{a \min}$. Der Komparator mit Hysterese kippt im Gegensatz zum einfachen Komparator nicht zurück, die Ausgangsspannung bleibt $U_{a \min}$.

Aufgaben

Erst beim Unterschreiten der unteren Schaltschwelle durch die Signalspannung wird $U_- < U_+$. Die Eingangsspannungsdifferenz ($U_+ - U_-$) ist dann positiv und der Komparator schaltet auf $U_a = U_{a \max}$.

Der Komparator mit Hysterese kann, wie der einfache Komparator, auch im nichtinvertierenden Betrieb arbeiten. Auf eine genauere Darstellung wird hier verzichtet.

Aufgabe 1

Erläutern Sie die Begriffe **Offsetspannung** und **Leerlaufverstärkung**!

Aufgabe 2

Welche Aussage über einen **idealen** Operationsverstärker ist richtig?

- a. Die Spannungsverstärkung V_o ist unendlich klein
- b. Der Eingangsstrom I_e ist unendlich groß
- c. Der Ausgangswiderstand R_a ist gleich null
- d. Der Eingangswiderstand R_e ist unendlich klein

Aufgabe 3

Bei einem invertierenden Verstärker wird die Ausgangsspannung über einen Widerstand $R_2 = 200 \text{ k}\Omega$ auf den Eingang gegengekoppelt. Der Widerstand R_1 hat einen Wert von $5 \text{ k}\Omega$.

Wie groß ist die Ausgangsspannung U_a , wenn an den Eingang eine Spannung von $U_e = 1,5 \text{ mV}$ gelegt wird?

Aufgabe 4

Die Leerlaufverstärkung eines Operationsverstärkers ist $V_o = 10000$. Er hat einen Ausgangswiderstand von $R_a = 1 \text{ k}\Omega$. Er wird als nichtinvertierender Verstärker betrieben.

Wie groß ist der Ausgangswiderstand, wenn als Gegenkopplungswiderstand $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ und $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ gewählt wird?

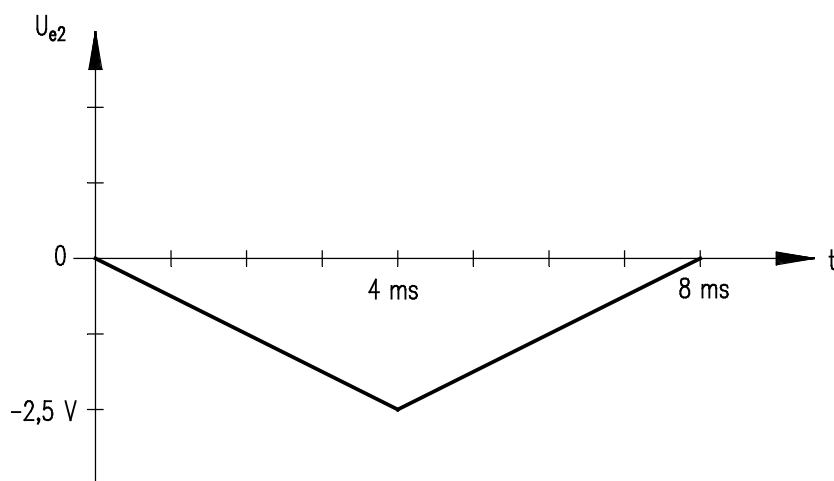
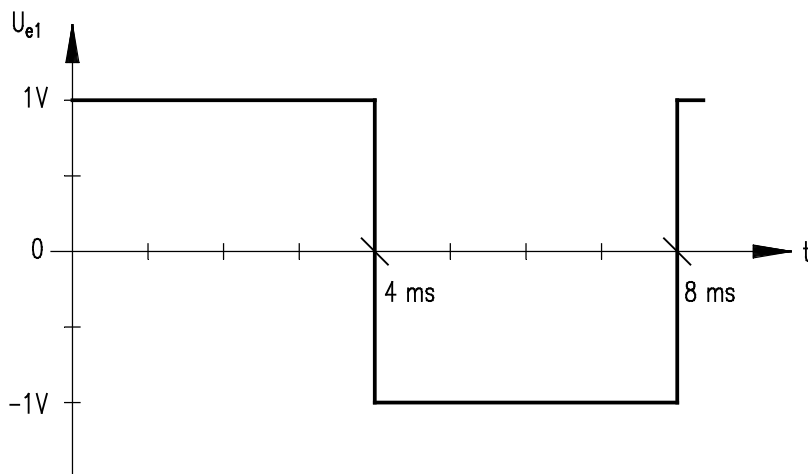
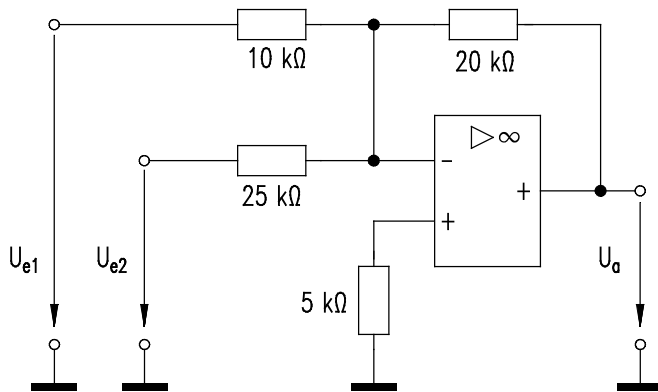
Aufgabe 5

Ein Summierverstärker mit $R_1 = 3,9 \text{ k}\Omega$ arbeitet in einem Mischpult als Verstärker für die Eingangsspannungen U_{e1} , U_{e2} und U_{e3} . Die drei Verstärkerfaktoren sollen alle gleich sein mit $V = 150$.

Berechnen Sie den Gegenkopplungswiderstand R_R und die Vorwiderstände R_2 und R_3 !

Aufgabe 6

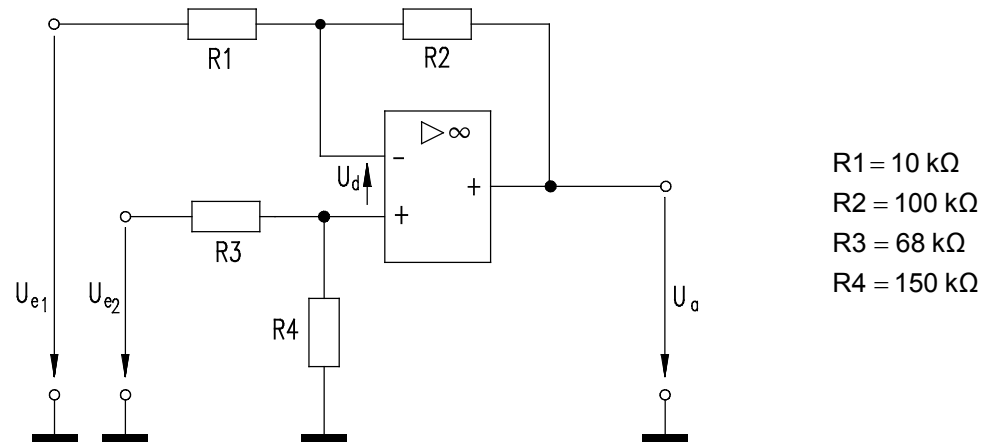
Ein Addierer wird mit den abgebildeten Signalen U_{e1} und U_{e2} beschaltet.



Bestimmen Sie den Verlauf der Ausgangsspannung U_a !

Aufgabe 7

Ein Operationsverstärker wird als Subtrahierer nach folgendem Bild beschaltet:



Die Eingangsspannungen betragen $U_{e1} = 0,6 \text{ V}$ und $U_{e2} = 0,8 \text{ V}$.

Wie groß ist die Ausgangsspannung U_a ?

Aufgabe 8

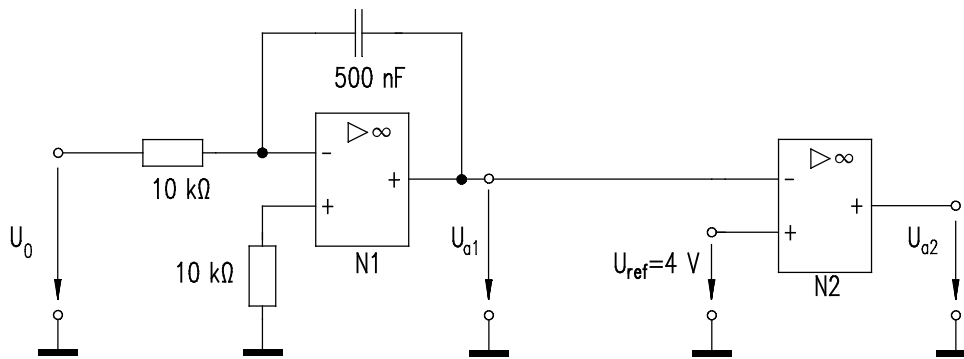
Ein Operationsverstärker wird als Integrierer mit $R1 = 470 \text{ k}\Omega$ und $C2 = 1 \mu\text{F}$ beschaltet.

Wie groß ist die Änderung der Ausgangsspannung ΔU_a , wenn für die Dauer von $t = 0,8 \text{ s}$ eine konstante Eingangsspannung von $U_e = 8 \text{ V}$ angelegt wird?

Aufgabe 9

Die Eingangsspannung eines Differenzierers steigt innerhalb von $\Delta t = 12 \mu\text{s}$ linear von -4 V auf $+8 \text{ V}$ an.

Berechnen Sie den Gegenkopplungswiderstand $R2$, wenn $U_a = -6 \text{ V}$ und $C1 = 180 \text{ nF}$ groß sind!

Aufgabe 10

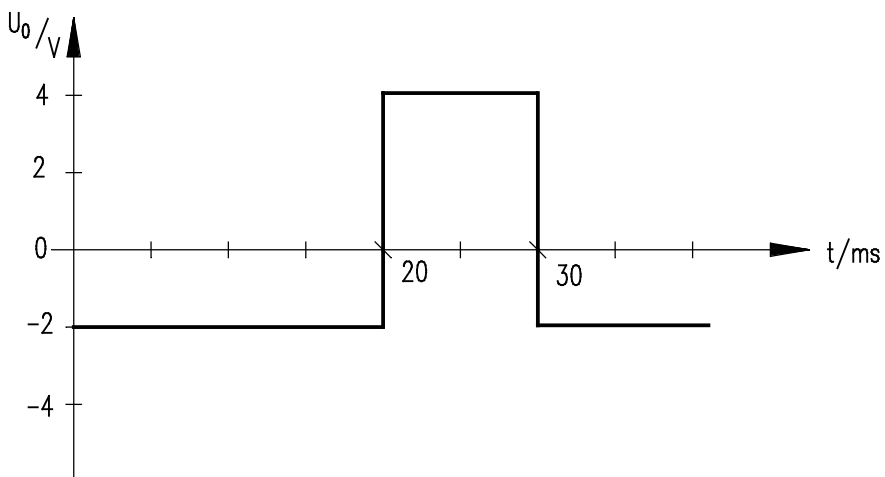
Für die abgebildete Operationsverstärkerschaltung sind folgende Betriebsdaten gegeben:

Betriebsspannung: $U_B = \pm 12 \text{ V}$

OP N1, N2: $U_{a\max} = 10 \text{ V}$; $U_{a\min} = -10 \text{ V}$

Anfangsbedingung: C ist bei $t = 0$ entladen!

Der Eingang des Operationsverstärkers N1 wird mit der unten dargestellten Signalspannung U_0 beschaltet.



Bestimmen Sie den Verlauf der Ausgangsspannungen U_{a1} und U_{a2} !

Lernbereich
3 Optoelektronische Bauteile
3.1 Anzeigeelemente

Für das Verständnis der optoelektronischen Bauelemente - insbesondere ihrer Kennwerte und Kennlinien - sind deren Beschreibung einleitend einige grundlegende Betrachtungen zum Wesen des Lichts und die Erläuterung der wichtigsten lichttechnischen Größen vorangestellt.

Licht ist die etwas ungenaue Beschreibung für einen Ausschnitt aus der Fülle der elektromagnetischen Wellen, die uns umgibt. Eine derartige Welle ist eine Form von Energie, die sich ohne ein Medium zu benötigen, ausbreitet. Solche Energieformen werden als **Strahlung** bezeichnet. „Licht“, genauer gesagt, „sichtbares Licht“, ist eine elektromagnetische Strahlung, die wir mit unseren Augen wahrnehmen können.

Alle Lichtstrahlen breiten sich geradlinig aus. Die Geschwindigkeit, mit der sich die Lichtstrahlen von ihrer Quelle entfernen, ist mit $c \approx 300.000 \text{ km/s}$ die höchste Geschwindigkeit, die wir kennen.

Wellen werden ähnlich wie Schwingungen beschrieben. Die Wellenlänge λ ist der Abstand zweier aufeinander folgender gleichartiger Phasenpunkte bzw. die Entfernung, die die elektromagnetische Energie innerhalb einer Periode T zurücklegt.

Zwischen der Wellenlänge λ und der Periodendauer T bzw. der Frequenz f besteht folgender Zusammenhang:

$$\lambda = c \cdot T = c \cdot \frac{1}{f}$$

mit

λ : Wellenlänge
 c : Lichtgeschwindigkeit
 f : Frequenz

Während man elektrische Wellen heute ausnahmslos durch die Frequenz kennzeichnet und nicht, wie in den Anfängen der Funktechnik, durch ihre Länge, wird eine Welle im Bereich des sichtbaren Lichtes und den angrenzenden Ultraviolett- und Infrarotbereichen durch die Angabe der Wellenlänge charakterisiert.

Ausgehend von den technischen Wechselströmen 16 2/3 Hz und 50 Hz mit Wellenlängen von über 1000 km (Myriameterwellen), über den Bereich der Rundfunk- und Fernsehwellen von 150 kHz (Langwelle) bis zu Gigahertz (UHF), liegt noch vor dem sichtbaren Licht die langwellige Infrarotstrahlung. Sie ist für die Augen unsichtbar, wird von uns aber als Wärme empfunden.

Die vom Auge wahrnehmbaren, unterschiedlichen Wellenlängen zwischen 380 nm und 780 nm können wir als Farben trennen. Das Spektrum enthält alle Regenbogenfarben von blau bis rot. Die dann folgende ultraviolette Strahlung ist wieder unsichtbar, bewirkt aber z.B. die Bräunung der Haut. Hin zu noch kürzeren Wellenlängen schließt sich der Bereich der Röntgenstrahlung an, gefolgt von der atomaren γ -Strahlung und der kosmischen Höhenstrahlung.

Da die Wellenlängen im Bereich der Optik in einer Größenordnung liegen, verwendet man die Einheit nm (Nanometer), das bedeutet 10^{-9} m . Das Arbeitsgebiet der optoelektronischen Bauelemente umfasst eine Strahlung im Bereich von etwa 300 nm bis 1000 nm.

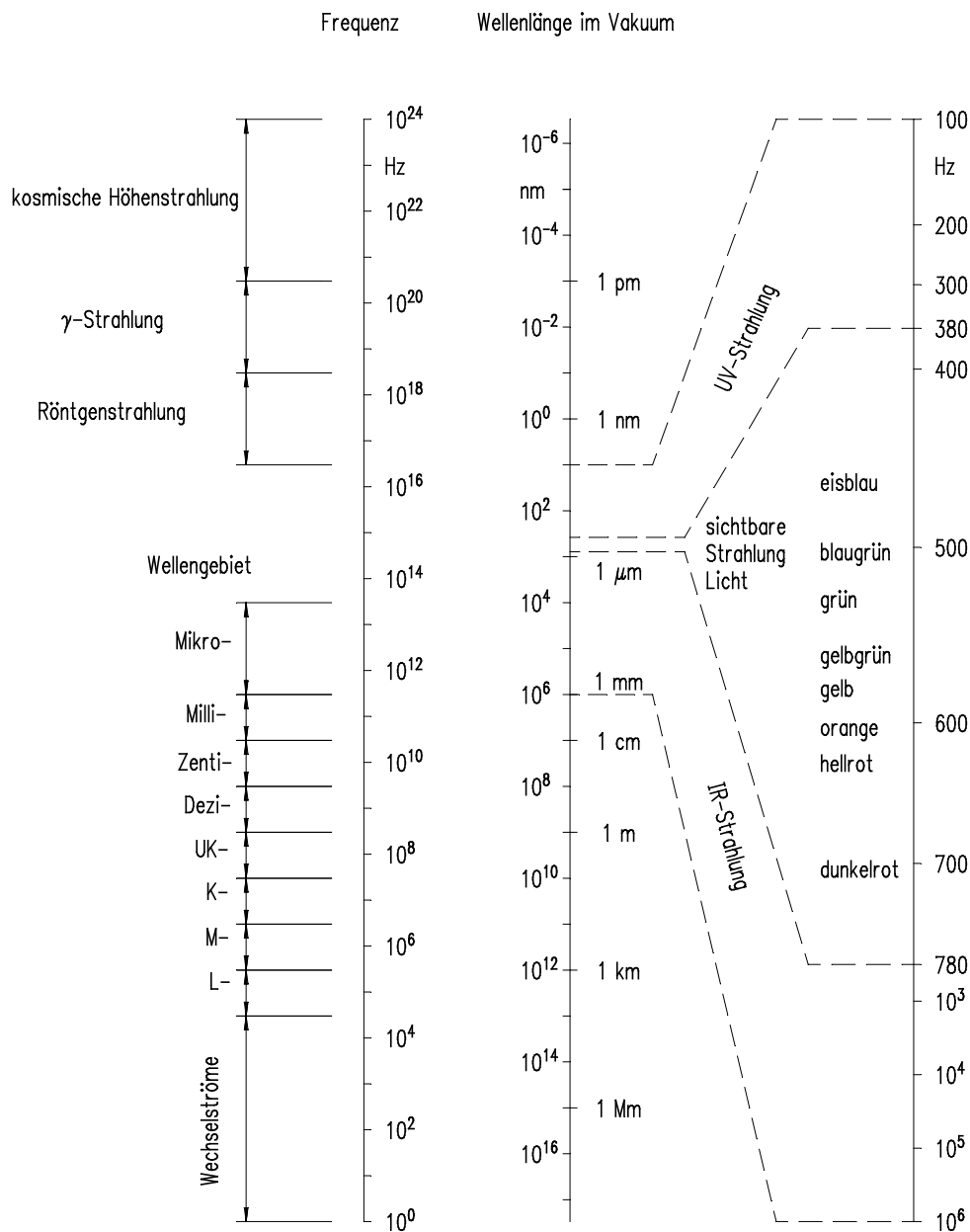


Abbildung 74 Frequenz- und Wellenlängenbereiche elektromagnetischer Strahlung

Für die Auswahl und Anwendung der optoelektronischen Bauelemente genügt ein Überblick über die folgenden lichttechnischen Größen.

Der von einer Lichtquelle nach allen Richtungen abgegebene oder auf eine Fläche auftreffende Strahlungsfluss wird als Lichtstrom Φ_L bezeichnet, die Einheit ist das Lumen (lm). Glühlampen haben z.B. eine Lichtleistung von 230 lm (25 W) bis 18.800 lm (1000 W), Metall-Halogen-Dampflampen 19.000 lm (250 W) bis 300.000 lm (3.500 W).

Die Beleuchtungsstärke E ist der Quotient aus dem auf eine Fläche auftreffenden Lichtstrom und der beleuchteten Fläche. Ihre Einheit ist das Lux (lx).

$$\frac{1 \text{ lm}}{1 \text{ m}^2} = 1 \text{ lx (Lux)}$$

Die Beleuchtungsstärke einiger typischer Lichtquellen zeigt die folgende Tabelle:

Lichtquelle	Beleuchtungsstärke E in Lux
Vollmondlicht	0,1
Bedeckter Himmel	1000
Normales Tageslicht	10000
Heller Sonnenschein	50000
ständig besetzte Arbeitsplätze	> 200

Tabelle 6 Beleuchtungsstärke typischer Lichtquellen

Da eine Lichtquelle nicht in alle Richtungen gleich hell abstrahlt, ist die Lichtstärke I_v der Quotient aus dem in einer bestimmten Richtung ausgestrahlten Lichtstrom Φ_L und dem durchstrahlten Raumwinkel Ω . Die Einheit ist die Basiseinheit Candela (cd).

$$I_v = \frac{\Phi_L}{\Omega} [\text{cd}] \quad 1 \text{ cd} = \frac{1 \text{ lm}}{1 \text{ sr}}$$

Die Angabe der Fotoempfindlichkeit von optoelektronischen Empfängern kann in mehreren Maßeinheiten erfolgen, wird im deutschen aber immer mit dem Buchstaben „S“ gekennzeichnet. Die Empfindlichkeit S ist das Verhältnis einer elektrischen Ausgangsgröße zur lichttechnischen Eingangsgröße, also z.B. nA/lx.

In der Lehre von der Lichtmesstechnik, der so genannten „Fotometrie“, gibt es eine große Anzahl von Maßeinheiten und Bezeichnungen für die Intensität von Strahlung. So wird die spektrale Fotoempfindlichkeit S_λ auch häufig in „Ampere pro Watt“ A/W angegeben. Eine spektrale Fotoempfindlichkeit einer Fotodiode von $S_{850 \text{ nm}} = 0,62 \text{ A/W}$ sagt aus, dass eine Strahlungsleistung von 1 W auf die Fläche einer Diode bei einer Wellenlänge von 850 nm einen Strom von 0,62 A zur Folge hat. Dabei ist es unerheblich, ob der Strahl sehr dünn ist oder die Fläche der Diode vollkommen ausleuchtet.

Da die Empfindlichkeit eines Bauelementes auch von der Lichtfarbe abhängig ist, geben die Hersteller in Kennlinien oft die „relative spektrale Empfindlichkeit“ S_{rel} an. Die relative spektrale Empfindlichkeit ist das Verhältnis einer bei einer konstanten Wellenlänge gemessenen Empfindlichkeit $S(\lambda)$ zur maximalen Empfindlichkeit S_{max} . Es gilt:

$$S_{\text{rel}} = \frac{S(\lambda)}{S_{\text{max}}} \cdot 100 \%$$

Dann kann mithilfe der Kennlinie und der bei einer Wellenlänge gemessenen Empfindlichkeit von z.B. $S_{850 \text{ nm}} = 0,62 \text{ A/W}$ für jede andere Lichtfarbe die Empfindlichkeit ermittelt werden.

3.1.1 LED, Laserdiode

Aufbau und Wirkungsweise

Eine Leuchtdiode oder Lumineszenzdiode ist eine spezielle Halbleiterdiode, die je nach Dotierung und Technologie entweder unsichtbares Licht im Infrarotbereich oder sichtbares Licht in den Farben Rot, Orange, Gelb, Grün oder Blau aussendet, sobald ein Strom in Durchlassrichtung durch sie hindurchfließt.

Leuchtdioden für den sichtbaren Bereich werden LED (Light Emitting Diode), solche für den Infrarotbereich IRED (Infrared Emitting Diode) genannt.

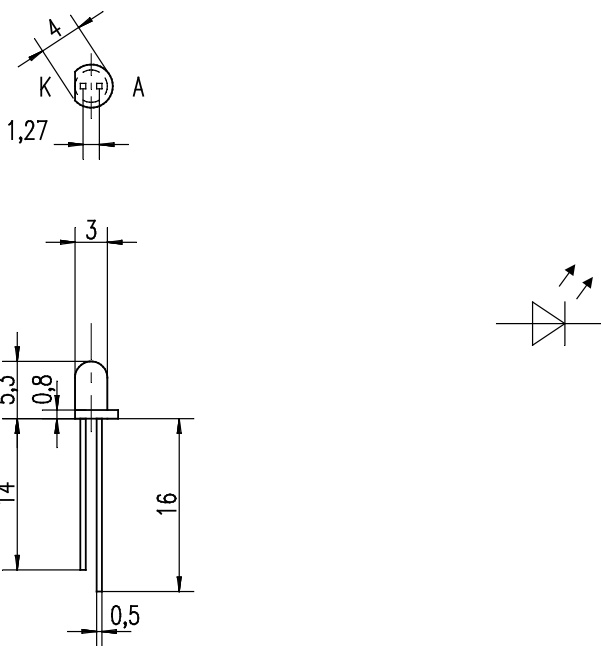


Abbildung 75 Maßbild und Schaltzeichen einer LED CQY 65

Als Halbleitermaterialien für LED und IRED werden Mischkristalle verwendet mit Gallium als Ausgangsmaterial. Lediglich blaue Leuchtdioden lassen sich wegen der niedrigen Wellenlänge mit Gallium nicht realisieren. Obwohl der Markt inzwischen auch blaue Leuchtdioden anbietet, werden diese relativ teuren Bauelemente z.B. in Kraftfahrzeugen noch oft durch Glühlampen im LED-Gehäuse ersetzt.

Dioden für den Infrarotbereich bestehen aus Galliumarsenid (GaAs), solche für den sichtbaren Spektralbereich basieren für rotes, oranges und gelbes Licht auf Gallium-Arsenid-Phosphid (GaAsP), für grünes Licht wird Galliumphosphid (GaP) verwendet. Blaustrahlenden Leuchtdioden dient Siliziumcarbid (SiC) als Grundstoff.

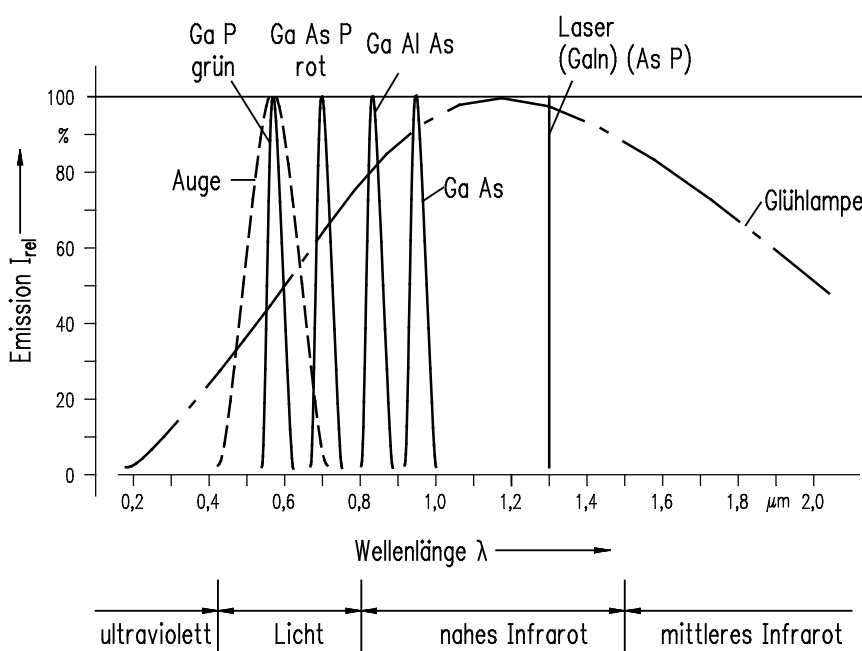


Abbildung 76 Relative spektrale Emission verschiedener Halbleiter-Strahlungssender

Abbildung 76 zeigt die relativen Emissionsspektren der verschiedenen Halbleitermaterialien. Im Gegensatz zum Glühlampenlicht ist das Strahlungsspektrum einer LED und IRED von verhältnismäßig geringer Bandbreite. Das Licht ist nahezu einfarbig (monochromatisch).

Mehrfarbige LEDs lassen sich entweder durch Unterbringung mehrerer Leuchtdiodenstrukturen aus unterschiedlichen Materialien oder mit unterschiedlicher Dotierung auf einem gemeinsamen Chip realisieren oder durch Antiparallelschalten verschiedenfarbiger LEDs, die beim Betreiben je nach Polarität der Speisespannung mit unterschiedlicher Farbe leuchten.

Bei Dreifarbindioden, die je nach Ansteuerung rotes, gelbes oder grünes Licht abgeben können, ist z.B. ein Galliumphosphid-Substrat beidseitig mit je einem pn-Übergang versehen, wobei einer rotes, der andere grünes Licht emittiert. Beide Übergänge können getrennt angesteuert werden. Bei gleichzeitiger Emission beider Übergänge entsteht durch subtraktive Farbmischung dann die Leuchtfarbe Gelb oder Orange. Die resultierende Lichtfarbe ist dabei vom Verhältnis der beiden Teilströme abhängig.

In Full-Color-RGB Leuchtdioden sind die drei Grundfarben rot (GaAsP), grün (GaP) und blau (SiC) in einem Gehäuse untergebracht. Jede Farbe ist über entsprechende Pins separat ansteuerbar. Durch Verändern der jeweiligen Ströme kann das Helligkeitsverhältnis der Grundfarben beliebig abgestimmt werden. Somit ist es möglich, das gesamte Spektrum der sichtbaren Strahlung mit dieser LED zu erzeugen.

Für blinkende Warn- und Kontrollanzeigen sind Lumineszenzdioden mit integriertem Taktgenerator für einen weiten Versorgungsbereich von 3 bis 15 V erhältlich.

Außerdem bietet der Markt spezielle LEDs mit eingebautem Vorwiderstand zum direkten Betrieb an Spannungen von 5-8 V oder auch 9-15 V.

Laserdioden (Light amplification by stimulated emission of radiation = Lichtverstärkung durch angeregte Strahlenemission) sind Dioden, die meistens mit sichtbarer, roter Strahlung oder mit einer Strahlung im nahen Infrarotbereich arbeiten.

Laserdioden werden abgekürzt mit LD (laser diodes) bezeichnet. Man unterscheidet zwei Gruppen von Laserdioden, die CW-(continuous wave) Dioden und die Impulsdioden. Der CW-Laser ist das Bauteil der Halbleiter-Lasertechnik, das die Brücke zwischen LED und Impulslaser schlägt. Sowohl LED, wie auch CW-Laser, können Dauer- oder modulierte Licht abgeben. Die abgegebene optische Ausgangsleistung ist mit 2-5 mW etwa gleich. Der gravierendste Unterschied zeigt sich bei der Modulation. Die LED kann nur Frequenzen im Megahertzbereich, die CW-Diode aber bis Gigahertz verarbeiten.

Der Laser ist ein Oszillator für optische Frequenzen und besteht, ähnlich wie ein HF-Oszillator, aus einem verstärkenden Element, frequenzbestimmenden Bauelementen und einem Rückkopplungsweg.

Die Rückkopplung wird durch einen optischen Resonator bewirkt. Er wird beim Halbleiterlaser dadurch realisiert, dass je zwei gegenüberliegende Flächen des Halbleiterkristalles, die senkrecht zur Ebene des Strahlung erzeugenden pn-Überganges verlaufen, planparallel geschliffen und mit hochreflektierenden Substraten überzogen werden. Zwischen diesen Spiegelflächen läuft die Lichtwelle hin und her, was ein Aufschaukeln der Schwingung im Resonator bewirkt. Dabei werden nur Wellen verstärkt, für die der Spiegelabstand ein ganzzahliges Vielfaches der halben Wellenlänge ist. Es entsteht eine sog. kohärente Strahlung, ein Lichtbündel gleicher Wellenlänge und Schwingungsart.

Der Vorteil von Laserdioden vor anderen Lasern liegt in ihrer Kompaktheit, ihren geringen Kosten, ihrem guten Wirkungsgrad verbunden mit einer einfachen Stromversorgung und ihrer einfachen Modulierbarkeit.

Die geringen Abmessungen der aktiven Halbleiterschicht (typisch $0,1 \mu\text{m} \times 0,3 \mu\text{m}$) bewirken eine starke Beugung des emittierten Laserlichts. Im Gegensatz zu anderen Lasertypen strahlen Laserdioden ihr Licht in einem stark divergenten Bündel ab. Daraus folgt eine ovale Form des unkorrigierten Strahles eines Diodenlasers.

Um einen kollimierten Strahl zu erhalten, muss vor die Diode eine Sammellinse oder ein Objektiv gesetzt werden. Diese Kollimatoren, die zum Teil auch schon mit Laserdioden bestückt sind, werden in unterschiedlicher Ausführung von verschiedenen Herstellern geliefert. Mit Vorsatzoptiken kann man anschließend den Strahl nahezu nach Belieben formen, etwa zu einem Mikrobrennfleck oder zu einem aufgeweiteten Vorhang. Falls die Anwendung keinen runden Strahlquerschnitt verlangt, kann auf eine spezielle Optik auch ganz verzichtet werden.

CW-Laserdioden werden mit Spannungen von wenigen Volt und Stromstärken von einigen 10 mA betrieben. Eine wesentliche Forderung beim Betrieb ist die Vermeidung selbst kürzester Spannungsspitzen im Mikrosekundenbereich, die zur irreversiblen Beschädigung der Laserdioden führen.

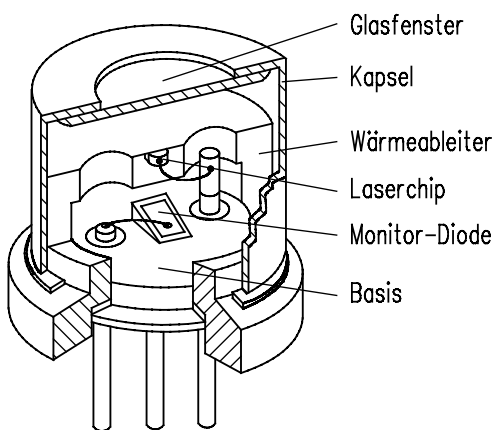


Abbildung 77 Schnittzeichnung einer in ein Standardgehäuse eingebauten Laserdiode

Das Gehäuse ähnelt dem eines Transistors, besitzt aber an der Oberseite ein kleines Glasfenster. In dasselbe Gehäuse ist im Allgemeinen noch eine Fotodiode eingebaut, die als Monitordiode bezeichnet wird. Mithilfe der Monitordiode (FD) kann die Emission der Laserdiode gemessen und mit einer entsprechenden Schaltung in ihrer Intensität geregelt werden.

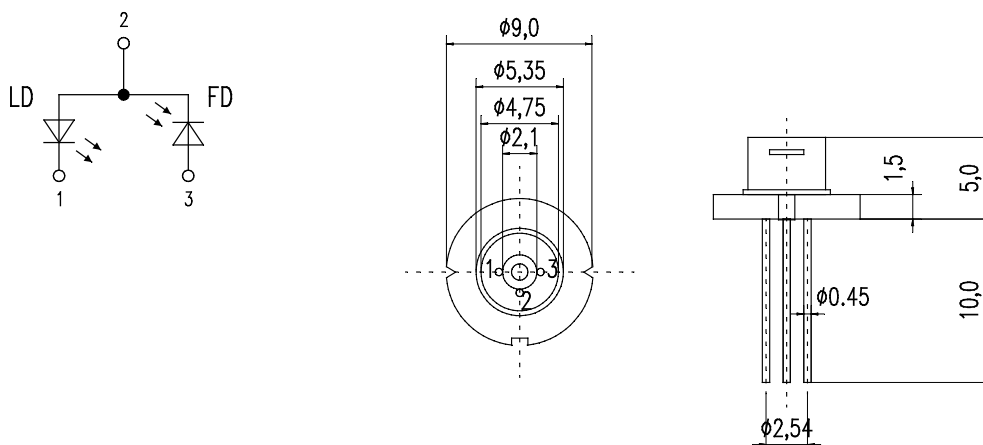


Abbildung 78 Anschlussschema einer Laserdiode mit integrierter Monitordiode

Einige der für Laserdioden verwendeten Materialien zeigt folgende Zusammenstellung:

- InGaAsP für den Infrarotbereich bis 1500 nm (Nachrichtentechnik)
- GaAlAs für den Grenzbereich Rot-IR 730 nm-830 nm. Das sind die Laserdioden in CD-Playern und Laserdruckern
- InGaAlP für den roten Bereich 630 nm-670 nm (z.B. in Laserpointern). Diese haben He-Ne Laser bei vielen Anwendungen verdrängt.

Ähnlich wie bei LEDs sind inzwischen auch blau-grün emittierende Laserdioden erhältlich. Der weitaus größte Markt für kurzwellige Laserdioden ist zweifellos in der Unterhaltungselektronik bzw. der Computertechnik zu finden. Auf Grund der kleineren Wellenlänge und der damit verbundenen höheren Ausleseauflösung kann die Datendichte auf optischen Speichermedien erheblich gesteigert werden. Dabei sind Werte von über 10 Gigabyte für eine einlagige, einseitige CD durchaus realistisch.

Die Anwendungen für solche Datenmengen sind spätestens seit der Markteinführung der DVD (Digital Versatile Disk) bekannt: Mehrstündige Kinofilme in höchster Qualität (HDTV) und mit zahlreichen Tonkanälen (Surround Sound, mehrsprachige Synchronisation) passen so auf eine einzige CD.

Im Computerbereich liegt der Einsatz bei CD-ROM oder bei magneto-optischen (MO) Verfahren auf der Hand, um umfangreiche Datenbestände platzsparend und mit schnellen Übertragungsraten abspeichern zu können. Eine Alternative für zukünftige Datenspeicher könnte auch in der Holografie liegen. Holografische Speichermedien, die mit Lasern ausgelesen werden, sind derzeit in Entwicklung, erste Prototypen wurden schon vorgestellt. Dort bringt z.B. allein die Halbierung der Wellenlänge rechnerisch eine Verachtfachung der Speicherkapazität mit sich.

Eine weitere Anwendung ist beim sog. Laser-TV zu sehen. Dabei werden Laserstrahlen in den drei Grundfarben rot, grün und blau mittels einer schnellen optischen Ablenkeinheit auf eine Projektionsfläche geleitet. Dort entsteht auf Grund des fein fokussierbaren Laserstrahls ein sehr scharfes und wegen des monochromatischen Laserlichts ein äußerst farbreines und brillantes Bild, das auch problemlos über größere Entfernungen projiziert werden kann.

Diese Systeme hatten allerdings bislang noch den Nachteil, dass voluminöse Gas- und Festkörperlaser verwendet werden müssen. Damit verbunden ist zwangsläufig sowohl ein hoher Energieverbrauch als auch ein hoher Anfall an Verlustwärme. All diese Nachteile können mit den winzigen und effizienten Halbleiterlasern vermieden werden.

Eigenschaften von LED und IRED

Die abgegebene Lichtstärke I_V einer LED erhöht sich linear mit dem Durchlassstrom I_F . Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 79 dargestellt.

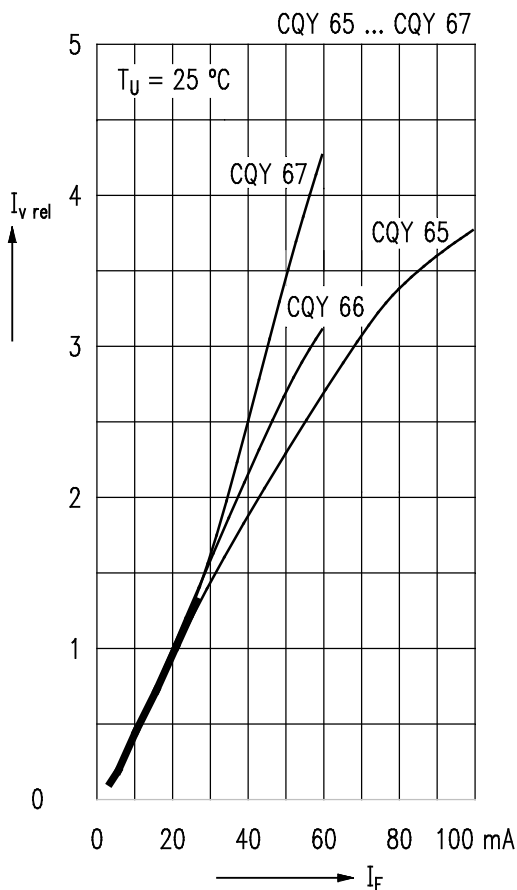


Abbildung 79 Abhängigkeit der Lichtstärke vom Diodenstrom (Relativwerte)

Die Einheit der Lichtstärke I_V ist Candela (cd) und als Basiseinheit genau definiert. Als ungefährender Richtwert gilt, dass eine Kerze mit einer Lichtstärke von 1 cd strahlt.

Die Lichtstärken von Leuchtdioden werden in der Regel in Millicandela (mcd) angegeben. Als Vergleichswert wird meist ein Durchlassstrom von 20 mA zu Grunde gelegt. In Datenblättern wird daher die Lichtstärke oft in Relativwerten $I_{V\text{ rel}}$ bezogen auf den 20 mA-Betriebspunkt angegeben.

Handelsüblich sind 1,6 mcd bei 20 mA bis hin zu 3.000 mcd/20 mA bei roten Leuchtdioden. Spezielle Aluminium-Indium-Gallium-Phosphat Typen mit transparentem Substrat, kurz TS-AlInGaP Leuchtdioden, erreichen sogar Lichtstärken von 6.500 mcd. Blau leuchtende Dioden weisen hingegen Lichtstärken von 7 mcd bis 14 mcd auf.

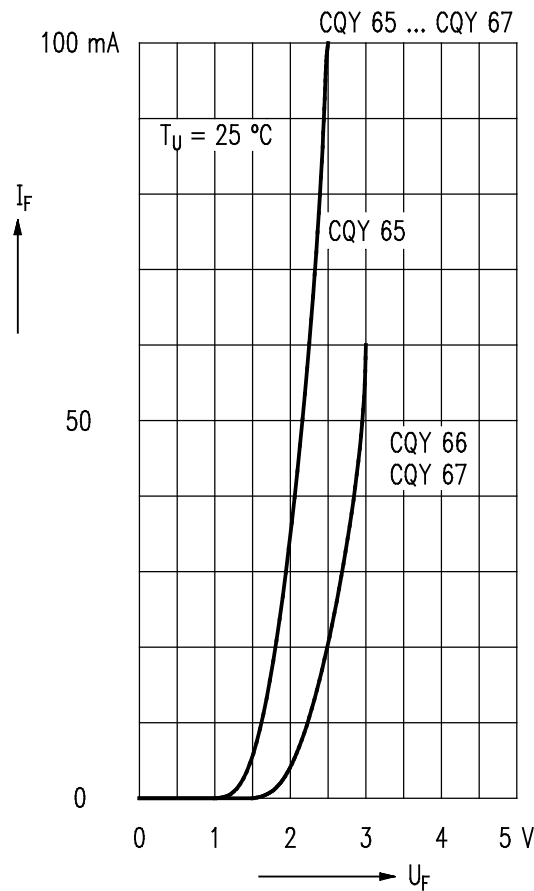


Abbildung 80 Durchlasskennlinien von LEDs im Vergleich

Die Durchlasskennlinien in Abbildung 80 sind stark vom verwendeten Halbleitermaterial abhängig. Der Durchlassspannungswert ist wesentlich höher als bei einer Si-Diode. Typisch hierfür sind folgende Werte:

Halbleitermaterial	Farbe	Wellenlänge	Durchlassspannung
GaAs	infrarot	900 nm	1,3 V
GaAsP	rot	650 nm	1,7 V
GaAsP	orange	610 nm	2,0 V
GaAsP	gelb	590 nm	2,5 V
GaP	grün	560 nm	2,5 V
SiC	blau	480 nm	4,0 V

Tabelle 7 Durchlassspannung

Zur Beschreibung der wichtigsten optischen und elektrischen Parameter geben die Hersteller folgende Kennwerte und -daten an:

- Lichtstärke I_V (Luminous Intensity) für einen Durchlassstrom von 20 mA
- Wellenlänge der spektralen Emission λ_P (Peak Wavelength Emission)
- Durchlassspannung U_F (Forward Voltage)

In der folgenden Abbildung sind die relativen Emissionsspektren von drei verschiedenfarbigen LEDs dargestellt.

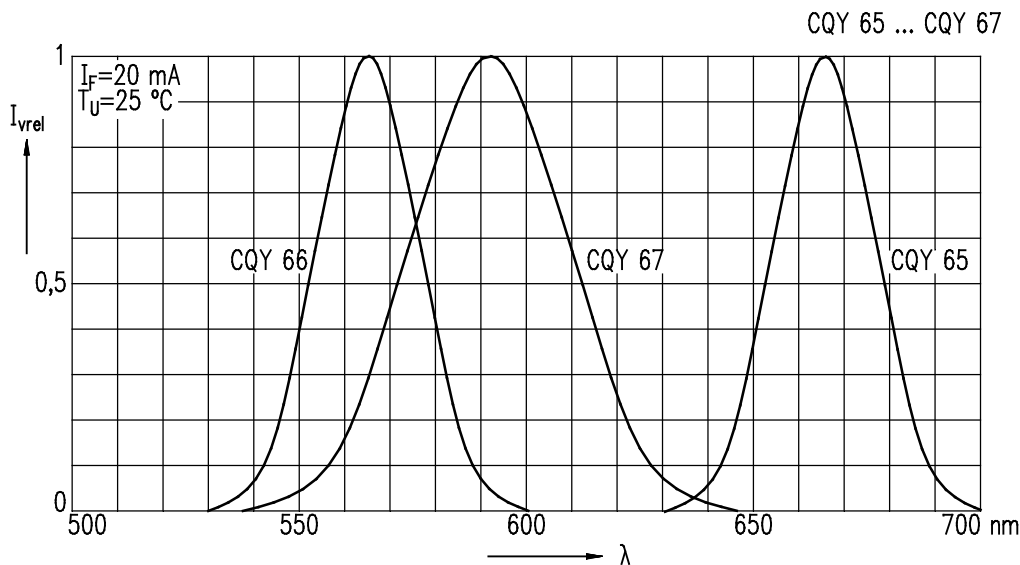


Abbildung 81 Relative Emissionsspektren von LEDs

Als Grenzwerte sind zu beachten:

- maximaler Durchlassstrom I_F (Forward Current)
- maximale Sperrspannung U_{Rmax} (Reverse Voltage)
- maximale Verlustleistung P_{tot} (Power Dissipation)

In der nachfolgenden Tabelle sind die Kenn- und Grenzwerte einer GaAsP-Lumineszenzdiode zusammenfassend aufgeführt:

Grenzwerte			
Durchlassstrom dauernd	I_F	100	mA
für max. 1 μ s	I_{FSM}	2	A
Sperrspannung	U_R	3	V
Verlustleistung	P_{tot}	210	mW
Umgebungstemperaturbereich	T_U	-40 ... +100	°C
Elektrische Kennwerte			
Durchlassspannung bei $I_F = 20$ mA	U_F	1,65 (<2)	V
Durchbruchspannung bei $I_R = 10$ μ A	$U_{(BR)R}$	20 (>3)	V
Optische Kennwerte			
Lichtstärke, gemessen in Richtung der Gehäuseachse	I_V	1 (> 0,5)	mcd
Wellenlänge	λ	660 \pm 10	nm
Anstiegs- und Abfallzeit	t_r, t_f	5	ns
Öffnungswinkel für 50 % der Lichtstärke I_V	α	65	Grad

Tabelle 8 Kenn- und Grenzwerte einer GaAsP-Lumineszenzdiode CQY 65

Während eine LED einen etwa linearen Anstieg der Strahlungsleistung als Funktion des Diodenstroms in Flussrichtung hat, zeigt die Laserdiode bei einem gewissen Schwellenstrom I_{th} (Threshold current), oberhalb dessen der Laserbetrieb einsetzt, einen Knick in der P/I Kennlinie.

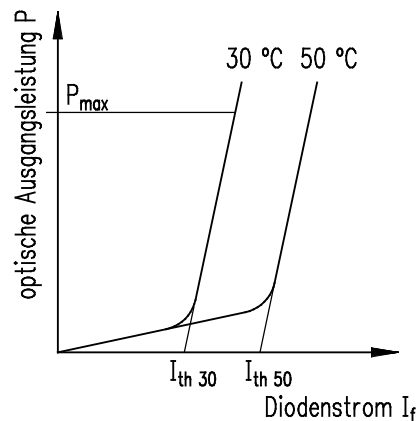


Abbildung 82 Prinzipieller Verlauf der P/I-Kennlinie einer Laserdiode

Der Schwellenstrom muss gewährleistet sein, damit stets genügend Elektronen für die durch Rückkopplung in der verspiegelten, aktiven Zone aufrechterhaltenen Strahlung zur Verfügung stehen. Er ist somit eine kritische Größe für die Laserdiode, zumal er beträchtlich temperaturabhängig ist und der Strom nach dem Knick in der IU-Kennlinie stark ansteigt. Unterhalb des Wertes wird zwar auch schon Licht emittiert, aber das Verhalten der Laserdiode in diesem Strombereich entspricht eher dem einer LED.

In der nachstehenden Tabelle sind die typischen elektrischen und optischen Daten einer CW-Laserdiode gezeigt.

Kenngröße	Formelzeichen	typischer Wert
Ausgangsleistung	P_o	5 mW
Sperrspannung Laserdiode	$U_{R(LD)}$	2 V
Sperrspannung Fotodiode	$U_{R(PD)}$	30 V
Arbeitstemperatur	T_{opr}	-10 bis +60 °C
Schwellenstrom	I_{th}	50 mA
Versorgungsstrom	I_{op}	65 mA
Versorgungsspannung	U_{op}	1,75 V
Wellenlänge	λ_p	780 nm
Strahldivergenz parallel zur Halbleiterschicht	θ_{\parallel}	11°
Strahldivergenz senkrecht zur Halbleiterschicht	θ_{\perp}	33°

Tabelle 9 Optische und elektrische Kennwerte einer CW-Laserdiode

Neben den Dauerstrich-, auch CW-Laserdioden genannt, gibt es spezielle Impulslaserdioden, deren Strahlleistungen tausend- bis zehntausendmal höher liegen. Für sehr hohe Impulsleistungen von bis zu 1000 W werden geschichtete oder lineare Ar-

rays angeboten, in denen bis zu 100 Einzeldioden integriert sind. Die Einzeldioden werden entweder übereinander gestapelt oder aber einzeln an Glasfasern angekoppelt und diese zu einem Bündel gesammelt.

Die typischen elektrischen und optischen Daten einer Impulslaserdiode LD67 sind in der folgenden Tabelle zusammengestellt:

Kenngröße	Formelzeichen	typischer Wert
Ausgangsleistung minimal/typisch	P_o	10 W/12 W
Spitzenstrom maximal	I	40 A
Arbeitstemperatur	T_{opr}	-50 bis +60 °C
Schwellenstrom	I_{th}	10 A
Versorgungsspannung	U_{op}	6,7 V
Wellenlänge	λ_p	904 nm
Tastverhältnis		0,1 %
Pulsweite maximal	t_{pm}	200 ns

Tabelle 10 Optische und elektrische Kennwerte einer Impulslaserdiode

Wegen der hohen Ströme ist ein Gleichstrombetrieb von Impulslaserdioden unmöglich. Bei einer Durchlassspannung von 6,7 V und einem Strom von 40 A beträgt die Gleichstromverlustleistung 268 W! Die zulässige Verlustleistung liegt aber bei 100 mW.

Solche Dioden werden daher mit Stromimpulsen mit einer Scheitelhöhe von bis zu 40 A bei einer Impulsbreite im unteren Nanosekunden-Bereich betrieben. Mit einer Leistungsabgabe von 10 W für einen Einzelimpuls von 20 ns Dauer bei 15 kHz Impulsfolge beträgt die Leistung:

$$10 \text{ W} \cdot (20 \cdot 10^{-9}) \cdot (15 \cdot 10^3) = 0,003 = 3 \text{ mW}$$

Die Wirkleistung einer solchen Impulslaserdiode ist also etwa genau so groß wie die einer CW-Laserdiode.

Anwendung von Leuchtdioden

Leuchtdioden für den sichtbaren Bereich setzt man hauptsächlich für Betriebs- und Überwachungsanzeigen ein. Der Wirkungsgrad, also das Verhältnis zwischen zugeführter elektrischer und ausgesendeter Lichtleistung liegt um den Faktor 10 ... 50 höher als bei einer gewöhnlichen Glühlampe.

Die Reaktionszeit einer LED beträgt wenige Nanosekunden bis 100 ns, Glühlampen weisen hier Werte von etlichen 10 ms ... 100 ms auf. Dadurch ist es möglich, den Lichtstrom mit Frequenzen bis in den Megahertz-Bereich zu modulieren. Weitere Vorteile der Leuchtdioden sind die Stoß- und Vibrationsfestigkeit, der geringe Platzbedarf und die geringe Steuerspannung. Sie vereinen kleine Leistungsaufnahme mit langer Lebensdauer und hoher Zuverlässigkeit und sind direkt mit integrierten Schaltungen ansteuerbar.

Einen noch größeren Wirkungsgrad erreicht man mit Dioden im Infrarotbereich ($\lambda \approx 950 \text{ nm}$). IREDs emittieren die Strahlung mit um mehr als den Faktor 10 größerer

Intensität als Rotstrahler. Sie werden als Sender in Lichtschranken, Fernsteuerungen oder in Optokopplern verwendet.

Haupteinsatzgebiete von Laserdioden sind CD-Player, Laserdrucker, Scannerkassen, Peilgeräte und die Nachrichtenübertragung in Glasfasernetzen. Die dabei erreichbaren Übertragungsraten sind um mehr als eine Größenordnung höher als bei konventionellen Koaxialkabeln.

Im normalen Betrieb muss der Strom I_F durch eine LED entsprechend Abbildung 83 mit einem ohmschen Widerstand begrenzt werden.

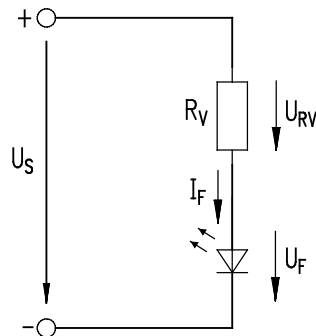


Abbildung 83 LED-Strombegrenzung durch einen Vorwiderstand

Der Wert des Vorwiderstandes R_V lässt sich aus dem ohmschen Gesetz ermitteln zu:

$$R_V = \frac{U_{RV}}{I_F} = \frac{U_S - U_F}{I_F}$$

Die Helligkeit einer Leuchtdiode verläuft nach Abbildung 79 proportional zum Durchlassstrom. Um die Alterung einer Leuchtdiode nicht unnötig zu beschleunigen, sollte der Vorwiderstand so gewählt werden, dass nicht ständig der größtmögliche Strom fließt. Wird die LED ständig mit dem maximal zulässigen Dauerstrom betrieben, wird eine Lebensdauer von 10^5 Stunden erreicht. Arbeitet man nur mit 60 % des maximalen Durchlassstromes, liegt die Lebensdauer schon um eine Größenordnung höher, also bei über 100 Jahren!

Lehrbeispiel 1

Eine rote leuchtende LED mit $U_F = 1,6 \text{ V}$ und $I_F = 20 \text{ mA}$ soll an $U_S = 5 \text{ V}$ betrieben werden.

Der Wert des benötigten Vorwiderstandes und die Leistung am Widerstand ist zu berechnen.

Lösung

$$R_V = \frac{U_S - U_F}{I_F} = \frac{5 \text{ V} - 1,6 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 170 \Omega$$

gewählt: $R_V = 180 \Omega$ (E 12-Reihe)

Mit $R_V = 180 \, \Omega$ ergibt sich ein Strom von

$$I_F = \frac{U_S - U_F}{R_V} = \frac{5 \, \text{V} - 1,6 \, \text{V}}{180 \, \Omega} = 18,88 \, \text{mA}$$

Für die Leistung am Widerstand P_{R_V} :

$$P_{R_V} = I_F^2 \cdot R_V = (18,88 \, \text{mA})^2 \cdot 180 \, \Omega = 64,2 \, \text{mW}$$

Leuchtdioden lassen sich ohne weiteres in Reihe schalten und von einer gemeinsamen Stromquelle speisen. Allerdings ist dann zu beachten, dass die Speisespannung stets einen höheren Wert aufweisen muss, als die Summe der einzelnen LED-Durchlassspannungen. Die zur Verfügung stehende Speisespannung begrenzt dabei die Anzahl der LEDs. Reicht die Spannung nicht aus, müssen mehrere seriell geschaltete LED-Gruppen parallel betrieben werden.

Soll eine LED an Wechselspannung betrieben werden, so ist zu beachten, dass die Sperrspannung einer in Rückwärtsrichtung betriebenen Lumineszenzdiode nur etwa 2 V...5 V beträgt. Die folgende Abbildung 84 zeigt drei Möglichkeiten der Schutzschaltung.

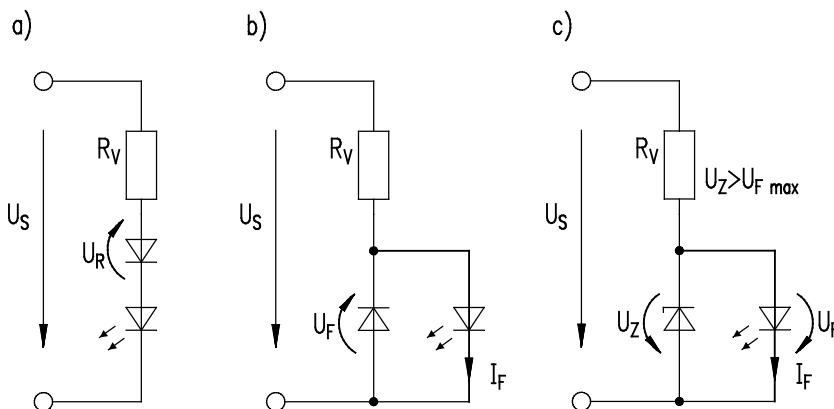


Abbildung 84 LED-Schutzschaltungen gegen zu hohe Sperrspannungen

In Schaltung Abbildung 84a wird eine normale Si-Diode in Reihe geschaltet. In Rückwärtsrichtung übernimmt sie die Sperrspannung und schützt die LED vor dem Durchbruch. Bei der Berechnung des Vorwiderstandes ist darauf zu achten, dass der Strom nun halbwellig ist und als arithmetischer Mittelwert eingesetzt werden muss.

$$U_{\text{RAV}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_S = 0,45 \cdot U_S$$

$$U_{\text{Reff}} = \frac{U_S}{\sqrt{2}} = 0,707 \cdot U_S$$

$$R_V = \frac{U_{\text{RAV}}}{I_{\text{FAV}}} = \frac{0,45 \cdot U_S}{I_{\text{FAV}}}$$

$$P_{\text{RV}} = \frac{U_{\text{Reff}}^2}{R_V} = \frac{(0,707 \cdot U_S)^2}{R_V}$$

- U_{RAV} : Spannung am Vorwiderstand (arithmetischer Mittelwert)
- U_{Reff} : Spannung am Vorwiderstand (Effektivwert)
- U_S : Versorgungsspannung (Effektivwert)
- R_V : Vorwiderstand in Ω
- I_{FAV} : Diodenstrom (arithmetischer Mittelwert)
- P_{RV} : Verlustleistung am Widerstand

In Schaltung Abbildung 84b ist eine normale Diode mit entgegengesetzter Polarität parallel zur LED geschaltet. Die antiparallele Diode sorgt dafür, dass an der LED nur eine Sperrspannung von etwa 0,7 V auftritt. Der Vorwiderstand R_V liegt an sinusförmiger Wechselspannung $U_R \approx U_S$. Durch jede Diode fließt ein pulsierender Gleichstrom. Der notwendige Vorwiderstand und dessen Verlustleistung berechnet sich dann nach:

$$R_V = \frac{U_R}{I_R} \approx \frac{0,45 \cdot U_S}{I_{\text{FAV}}}$$

$$P_{\text{RV}} \approx \frac{U_S^2}{R_V}$$

- U_R : Wechselspannung am Vorwiderstand
- I_R : Wechselstrom durch den Vorwiderstand (Effektivwert)
- U_S : Versorgungsspannung (Effektivwert)
- R_V : Vorwiderstand in Ω
- I_{FAV} : Diodenstrom (arithmetischer Mittelwert)
- P_{RV} : Verlustleistung am Widerstand

Die Z-Diode in Abbildung 84c schützt neben Rückwärtsspannungsspitzen auch gegen Falschpolung.

Sollen Leuchtdioden direkt von integrierten Schaltungen angesteuert werden, so ergibt sich das Problem, dass deren zulässiger Laststrom kleiner als der Nennstrom der LED ist. Außerdem liegt die Ausgangsspannung der integrierten Schaltungen bei derartiger Belastung nicht mehr in den vorgegebenen Pegelgrenzen. Dies ist nur dann vertretbar, wenn keine Eingänge weiterer Bausteine angeschlossen sind, für die das Pegelfeld unbedingt eingehalten werden muss. Diese Probleme können mit nachgeschalteten Treiberschaltungen aus Abbildung 85 umgangen werden.

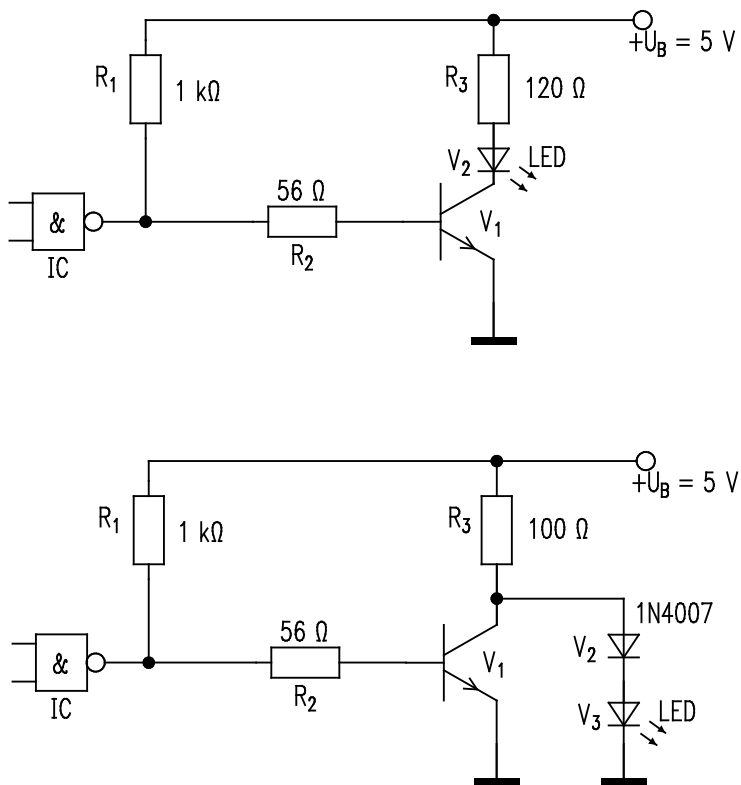


Abbildung 85 Ansteuerung von LEDs mit integrierten Schaltungen

Beim Betrieb einer Leuchtdiode über eine Konstantstromquelle nach Abbildung 86 ist die Lichtstärke der LED unabhängig von Schwankungen der Versorgungsspannung. Außerdem können der differenzielle Widerstand, der Temperaturgang sowie Toleranzen der Flussspannung von LEDs unberücksichtigt bleiben.

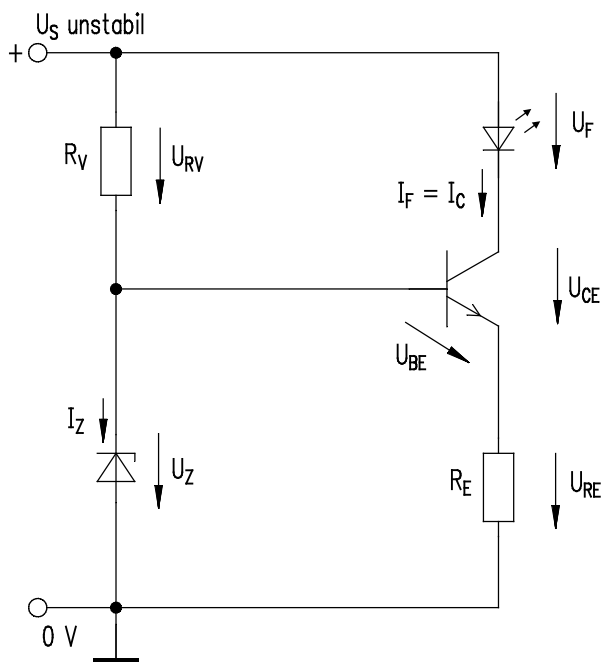


Abbildung 86 LED an Konstantstromquelle

Fließt durch einen Widerstand R_E ein Strom I_E , so erzeugt dieser einen Spannungsfall U_{RE} . Sorgt man nun dafür, dass der Spannungsfall U_{RE} konstant bleibt, ist auch der Strom I_E stabilisiert. Die Spannung U_{RE} in Abbildung 86 ist

$$U_{RE} = U_Z - U_{BE}$$

Der Strom durch die Leuchtdiode $I_F = I_C$ ist annähernd gleich dem Emitterstrom I_E :

$$I_F = I_C \approx I_E = \frac{U_{RE}}{R_E}$$

und damit der erforderliche Emitterwiderstand:

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_E} \approx \frac{U_Z - U_{BE}}{I_F}$$

Lehrbeispiel 2

In einer Konstantstromquelle nach Abbildung 86 sollen sechs rote LEDs ($U_F = 1,6 \text{ V}$) mit einem Konstantstrom $I_C = I_F = 50 \text{ mA}$ betrieben werden. Die Versorgungsspannung beträgt $U_S = 15 \text{ V}$. Es wird eine Z-Diode mit $U_Z = 5,6 \text{ V}$ und $I_Z = 10 \text{ mA}$ gewählt. Die Basis-Emitter-Spannung des Transistors wird mit $U_{BE} = 0,6 \text{ V}$ angenommen.

Wie groß müssen die Widerstände R_V und R_E ausgelegt werden und wie hoch ist die Verlustleistung des Transistors?

Lösung

$$R_V \approx \frac{U_{RV}}{I_Z} = \frac{U_S - U_Z}{I_Z} = \frac{15 \text{ V} - 5,6 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 940 \Omega$$

gewählt: $R_V = 1 \text{ k}\Omega$

$$R_E \approx \frac{U_Z - U_{BE}}{I_F} = \frac{5,6 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{50 \text{ mA}} = 100 \Omega$$

$$\begin{aligned} P_V &= U_{CE} \cdot I_C = (U_S - 6 \cdot U_F - U_{RE}) \cdot I_C \\ &= (15 \text{ V} - 6 \cdot 1,6 \text{ V} - 5 \text{ V}) \cdot 50 \text{ mA} = 0,4 \text{ V} \cdot 50 \text{ mA} = 20 \text{ mW} \end{aligned}$$

Der Wert von $U_{CE} = 0,4 \text{ V}$ liegt gerade noch oberhalb der Sättigungsspannung von Kleintransistoren $U_{CEsat} \approx 0,2 \text{ V}$. Eine weitere LED dürfte nicht mehr zugeschaltet werden.

3.1.2 LED-Anzeigen

Zur Anzeige von Betriebsgrößen und -zuständen in industriell gefertigten Geräten oder in der Prozesssteuerung sind Anzeigeeinheiten erforderlich, die die Darstellung einzelner oder eine Folge von Ziffern, Buchstaben oder Sonderzeichen ermöglichen. In der Praxis werden solche Anzeigeeinheiten auch als „Displays“ bezeichnet. Man unterscheidet **numerische** Anzeigen, die nur Zahlen darstellen und **alphanumerische** Anzeigen, die neben Zahlen auch Buchstaben darstellen können.

Sieben-Segment-Anzeigen

Die einfachste Möglichkeit zur Darstellung der Zahlen von 0 bis 9 ist die Sieben-Segment-Anzeige. Bei diesem System werden die Zahlen und einige wenige Buchstaben aus einzelnen Leuchtbalken (Segmenten), welche aus Lumineszenzdioden aufgebaut sind, zusammengesetzt. Da LEDs punktförmige Lichtquellen darstellen, werden sie in eine balkenförmige Reflektorwanne eingebaut und mit einem diffus streuenden Kunststoff das Licht gleichmäßig auf ein randscharf begrenztes Segmentfeld verteilt.

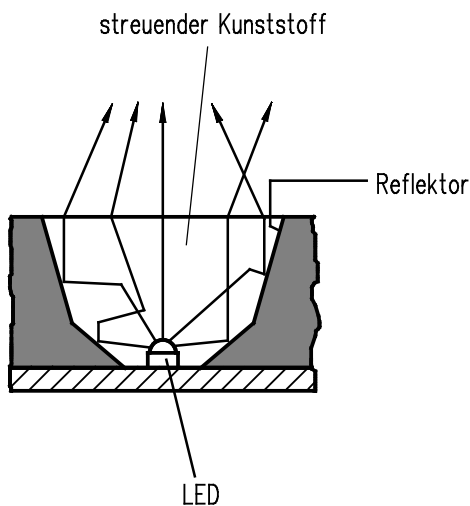


Abbildung 87 LED-Anzeige

Die Sieben-Segment-Anzeige hat die Gestalt einer stilisierten 8. Mit den insgesamt sieben Segmenten, die einzeln ansteuerbar sind, lassen sich folgende Ziffern und Buchstaben realisieren.

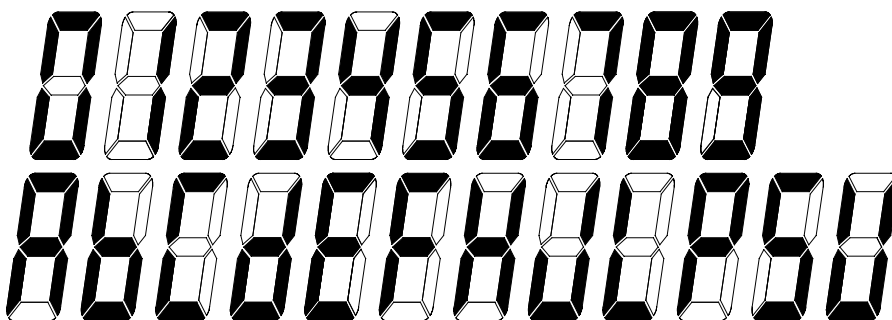


Abbildung 88 Ziffern- und Buchstabendarstellung auf Sieben-Segment-Anzeigen

Sieben-Segment-Anzeigen werden in Ziffernhöhen von 7 mm bis 100 mm, in den Farben rot, orange, gelb und grün und mit Lichtstärken von 500 μcd bis ca. 20.000 μcd angeboten. LED-Displays werden sowohl mit gemeinsamer Katode als auch mit einem gemeinsamen Anodenanschluss geliefert. Die Durchlassspannung von $U_F = 1,6 \text{ V}$ bis 2,5 V ermöglicht den direkten Betrieb der Anzeigen an Schaltungen der TTL- und CMOS-Technik mit +5 V.

Zur Ansteuerung einer Sieben-Segment-Anzeige muss man jeder Ziffer, die üblicherweise dual kodiert vorliegt (BCD), die zugehörige Kombination von Segmenten zuordnen.

Eine derartige Schaltung bezeichnet man als BCD-zu-Siebensegment-Decoder. Die Wahrheitstabelle ist in der folgenden Tabelle dargestellt.

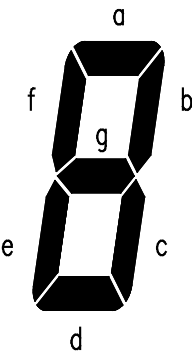
	Ziffer	BCD-Eingang				Segment-Ausgang						
		2^3	2^2	2^1	2^0	a	b	c	d	e	f	g
	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
	1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0
	2	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1
	3	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1
	4	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
	5	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1
	6	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	1
	7	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
	8	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
	9	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1

Tabelle 11 Wahrheitstabelle für einen BCD-zu-Siebensegment-Decoder

Die universellsten dieser Schaltungen bieten darüber hinaus einen 4-Bit-Speicher, die Möglichkeit der Segmentprüfung, der Nullunterdrückung, eine Helligkeitssteuerung, die Wahlmöglichkeit der Darstellungsform der Ziffer „6“ (mit oder ohne Segment „a“), usw.

Der Durchlassstrom I_F darf je nach geforderter Lichtstärke, wie bei Einzel-Leuchtdioden, Werte zwischen 10 mA und 20 mA annehmen.

Bei der Ansteuerung von Anzeigen mit gemeinsamer Katode über einen Decoder erfolgt die Strombegrenzung jeweils über die gatterinternen Widerstände. Ein Segment leuchtet, wenn am zugehörigen Gatterausgang ein H-Pegel auftritt.

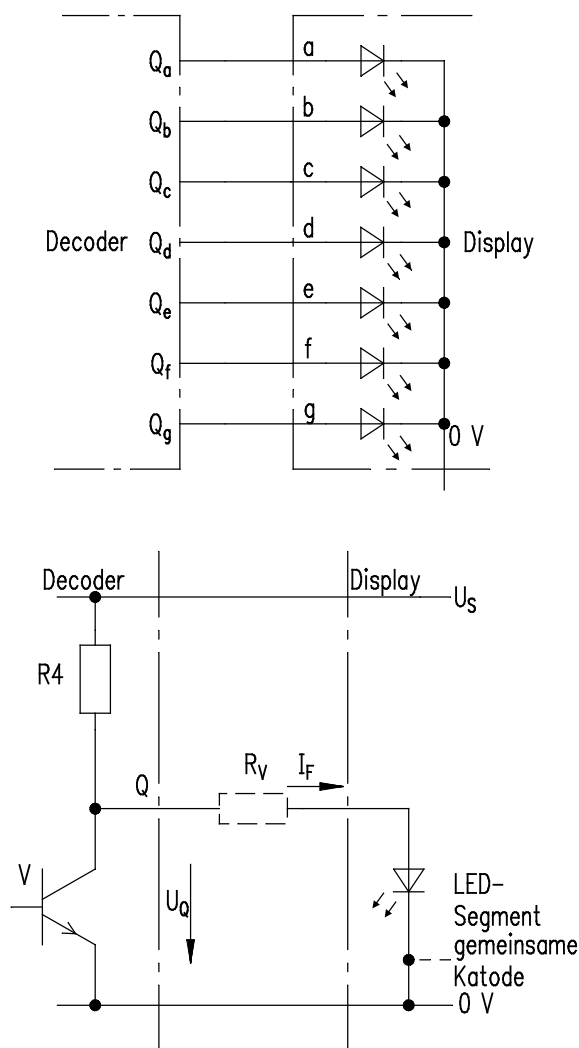


Abbildung 89 Ansteuerung mit gemeinsamer Katode

Wegen des relativ hohen Ausgangsstromes besitzt die Ausgangsspannung keine spezifizierten Pegel mehr. Dies ist nur zulässig, wenn die Ausgangsspannung nicht weiterverwendet wird. Soll der Strom stärker begrenzt werden, müssen zwischen dem Gatterausgang und dem Displayeingang zusätzliche Vorwiderstände R_v geschaltet werden.

Werden Sieben-Segment-Anzeigen mit gemeinsamer Anode von TTL-Schaltungen angesteuert, sind Vorwiderstände zur Strombegrenzung erforderlich. Bausteine mit offenem Kollektor sind für diese Ansteuerungsart besonders geeignet, da mit ihnen höhere Ausgangsströme erzielt werden können als mit Standardgattern.

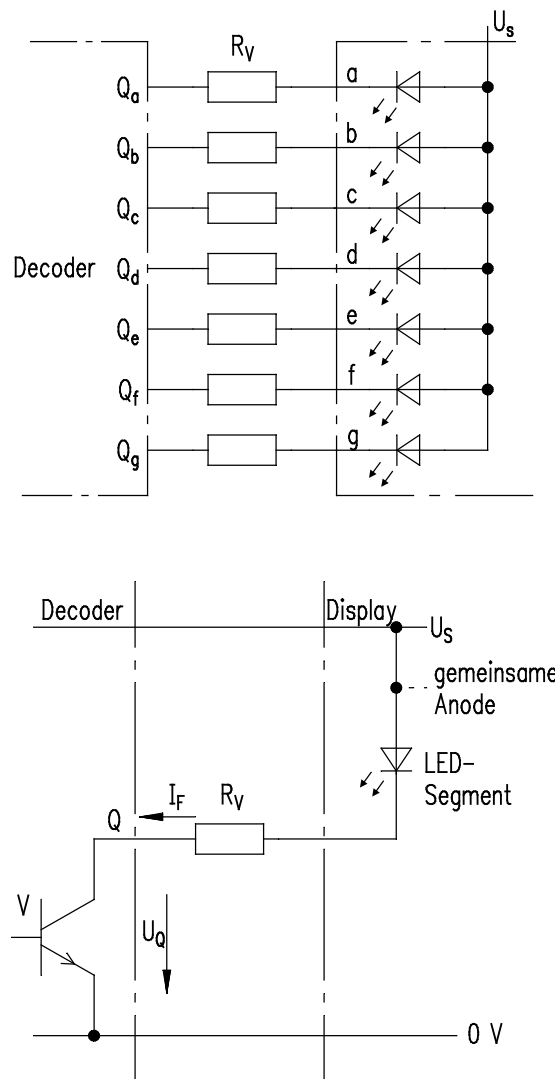


Abbildung 90 Ansteuerung mit gemeinsamer Anode

Der Segmentstrom I_F wird über den Vorwiderstand R_V eingestellt. Dieser ist der Quotient aus dem Spannungsfall, der sich aus der Speisespannung U_S , der Durchlassspannung der Leuchtdioden U_F und der Sättigungsspannung der Ausgangstransistoren U_{CEsat} errechnet, und dem Durchlassstrom I_F .

$$R_V = \frac{U_S - U_F - U_{CEsat}}{I_F}$$

Die im Vorwiderstand umgesetzte Leistung P_{RV} ist dann:

$$P_{RV} = (U_S - U_F - U_{CEsat}) \cdot I_F$$

Lehrbeispiel 1

Eine LED-Siebensegment-Anzeige mit gemeinsamer Anode ist an den Ausgang eines Decoders angeschlossen.

Gesucht sind der Nennwert und die Leistung der Vorwiderstände.

$$U_S = 5 \text{ V}$$

$$U_F = 2,2 \text{ V}$$

$$I_F = 10 \text{ mA}$$

$$U_{CEsat} \approx 0,3 \text{ V}$$

Lösung

$$R_V = \frac{U_S - U_F - U_{CEsat}}{I_F} = \frac{5 \text{ V} - 2,2 \text{ V} - 0,3 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 250 \text{ } \Omega$$

und

$$P_{RV} = (U_S - U_F - U_{CEsat}) \cdot I_F = (5 \text{ V} - 2,2 \text{ V} - 0,3 \text{ V}) \cdot 10 \text{ mA} = 0,025 \text{ W}$$

Gewählt: $R_V = 270 \text{ } \Omega$, $P_{RV} = 1/4 \text{ Watt}$

Alphanumerische Anzeigen

Die Anzeige des ganzen Alphabets ist mit 16-Segment-Anzeigen möglich. Dabei sind die Segmente a, d und g in zwei Teile geteilt und zusätzlich gibt es die Segmente h bis m.

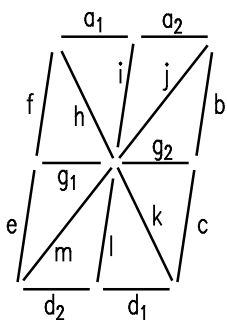


Abbildung 91 Segmentanordnung einer 16-Segment-Anzeige

Zur Ansteuerung einer 16-Segment-Anzeige reichen die in Tabelle 11 verwendeten Tetraden (aus vier Binärstellen bestehende Codewörter) nicht mehr aus. Darum wird jedes Zeichen in einer schachbrettartigen Matrix aus acht Zeilen und acht Spalten codiert. Ein Zeichen ist demnach durch zwei Tetraden codiert, wobei die erste Tetrade die Spalten- und die zweite Tetrade die Zeilenposition angibt. So können bis zu 256 Zeichen dargestellt werden.

Eine noch bessere Auflösung erreicht man mit Matrixanzeigen aus 5 x 7 Punkten. Damit lassen sich praktisch alle denkbaren Zeichen annähern. Allerdings sind bei einer 35-Punkt-Matrix nicht die Anschlüsse aller 35 LEDs herausgeführt sondern nur fünf Spalten- und sieben Zeilenleitungen. Dadurch ergeben sich nur 12 äußere Anschlüsse. Im Kreuzungspunkt jeder Zeile mit jeder Spalte befindet sich eine Leuchtdiode. Dadurch ist es unmöglich, alle erforderlichen Leuchtpunkte gleichzeitig einzuschalten.

Die Dioden eines Zeichens werden deshalb im Zeitmultiplex betrieben, indem man Zeile für Zeile die jeweiligen LEDs einschaltet. Erfolgt der Umlauf genügend schnell, entsteht der Eindruck, alle Punkte leuchten gleichzeitig. Das ist bei Frequenzen ab etwa 100 Hz der Fall. Während die Zeilen über einen Zähler und einem 1-aus-8-Decoder selektiert werden, müssen die Spaltendaten aus einem Speicherbaustein geliefert werden. Zum Betrieb der Anzeige können als Zeichengeneratoren maskenprogrammierte ROMs eingesetzt werden oder aber man programmiert ein EPROM entsprechend. Auf diese Weise lässt sich dann jeder beliebige Zeichensatz realisieren.

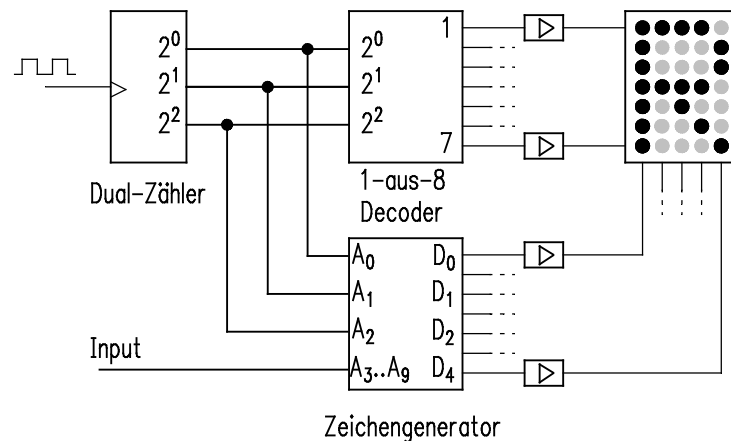


Abbildung 92 Ansteuerschaltung einer 5 x 7-Punkte-Matrix für 128 Zeichen

3.1.3 Flüssigkristallanzeigen (LCD)

Flüssigkristallanzeigen oder LCD (Liquid Crystal Displays) gehören zu den passiven Anzeigeeinheiten, d.h. sie erzeugen selbst kein Licht sondern modulieren nur das normale Umgebungslicht.

Die meisten chemische Stoffe kennen drei Aggregatzustände: fest, flüssig und gasförmig. Im festen Zustand bilden viele dieser Stoffe Kristalle. Das bedeutet, dass sich die Moleküle, aus denen der Stoff besteht, zu bestimmten dreidimensionalen Gebilden anordnen.

Flüssigkristalle sind organische Substanzen, die beim Übergang vom festen in den flüssigen Zustand eine Zwischenphase durchlaufen. Innerhalb dieses Bereiches sind die Moleküle einerseits beweglich wie in einer Flüssigkeit, andererseits aber nach bestimmten Regeln geordnet wie in einem Kristall.

Die hier verwendeten Flüssigkristalle haben Moleküle, die eine langgestreckte stab- oder fadenartige (nematische, nema = griech. Faden) Gestalt aufweisen. Nur dann entsteht die Phase eines Flüssigkristalls. Die Orientierung dieser Kristalle lässt sich durch ein elektrisches Feld oder die Wechselwirkung mit geätzten Glasplatten verändern.

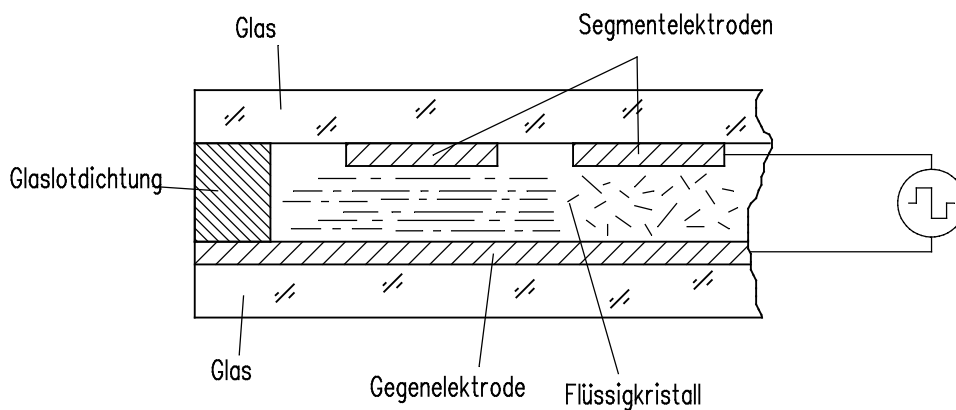


Abbildung 93 Schnitt durch eine LC-Anzeige

Diese kristalline Flüssigkeit befindet sich bei einer derartigen Anzeigeeinheit zwischen zwei gegenüberliegenden Glasplatten mit einem Abstand von etwa $10\ \mu\text{m}$, deren Innenseiten mit einem sehr dünnen, leitfähigen Belag aus Zinnoxid (SnO_2) beschichtet sind. Diese Schicht ist so dünn, dass sie durchsichtig erscheint.

Die Elektrodenflächen wirken wie die Platten eines Kondensators, die elektrische nicht leitende Substanz wie ein Dielektrikum. Eine der beiden Glasplatten, die spätere Rückseite der LC-Anzeige, nimmt die gemeinsame Elektrode auf, die so genannte Backplane.

Bei der Herstellung der Vorderplatte kann die Elektrode in jeder beliebigen Anzeigeform geätzt werden, sodass alphanumerische Anzeigen ebenso möglich sind wie komplizierte Piktogramme und Symbole. Wird eine matrixförmige Anordnung einer großen Anzahl kleiner Flüssigkristallzellen auf einem Substrat verwendet, lassen sich beliebige Symbole darstellen.

Wird an die SnO_2 -Elektroden eine elektrische Spannung angelegt, so drehen sich oberhalb einer Schwellenspannung unter dem Einfluss des elektrischen Feldes die Moleküle, sodass sie auftreffendes Licht reflektieren bzw. ungehindert passieren lassen. Je nach Aufbau und Struktur der LCD-Zelle erscheinen dabei zwei unterschiedliche Effekte, der Streueffekt und der Feldeffekt.

Bei der dynamischen Streuung (DSM-LCDs = dynamic scattering mode) stehen die Moleküle ohne äußere Spannung geordnet zu den Elektrodenoberflächen und die Flüssigkeit erscheint klar durchsichtig. Unter Einwirkung einer Wechselspannung zerbricht die gleichförmige Struktur der Moleküle.

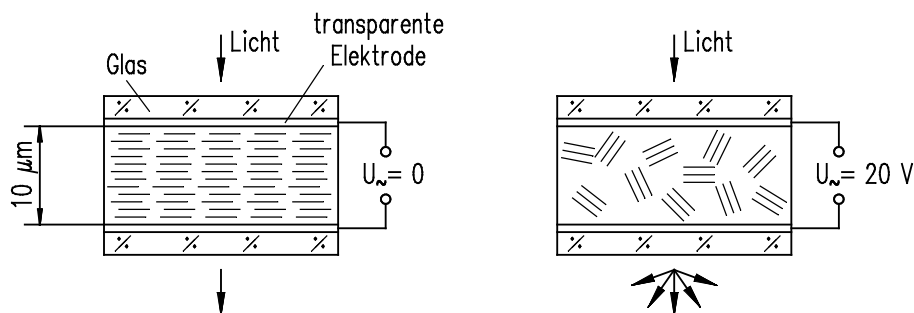
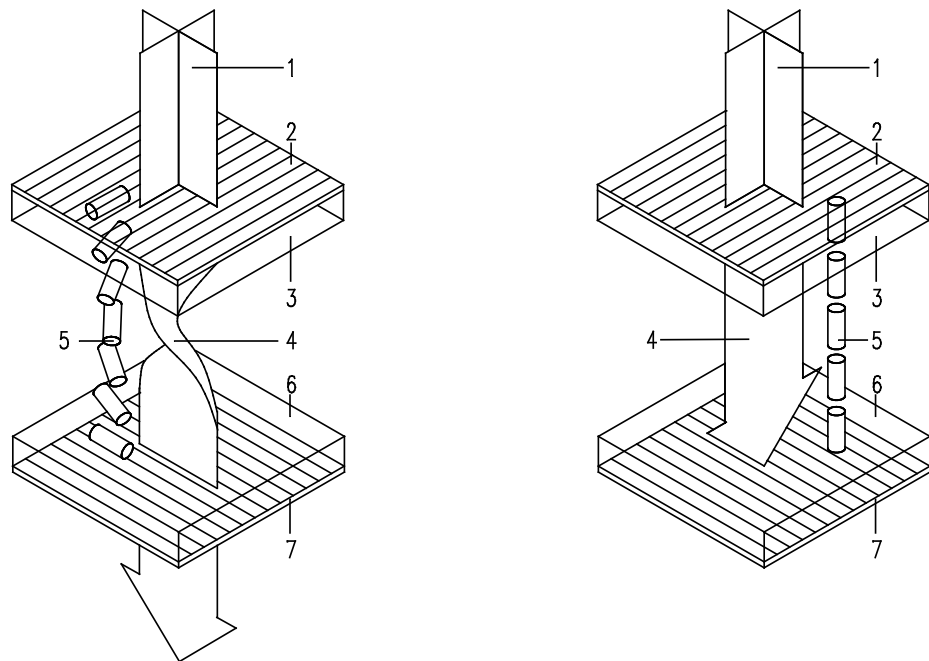


Abbildung 94 Schnitt durch eine LCD-Zelle in der Technik der dynamischen Streuung

Durch das elektrische Feld werden Kräfte auf die Moleküle ausgeübt und es treten zwischen den Elektroden Turbulenzen auf, die die Flüssigkeit trüben. Durch diese Trübung entsteht eine starke Streuung des auftreffenden Lichtes. Als Folge davon erscheint das Segment undurchsichtig.

LCD-Zellen in Feldeffekt oder Drehzellentechnik (Twisteffekt) nutzen die Fähigkeit bestimmter Flüssigkristalle, polarisiertes Licht (Licht, das nur in einer Ebene schwingt) um 90° drehen zu können. Sind an den Außenseiten der beiden Glasflächen Polarisationsfilter angebracht, die ebenfalls um 90° verdreht sind, tritt das einfallende Licht durch die Anordnung hindurch.

In Abbildung 95 lässt der obere Polarisator (2) diejenigen Lichtwellen passieren, die in seiner Polarisationsrichtung liegen. Durch die Wendeltreppenstruktur der Moleküle im inaktiven Zustand wird das Licht gedreht und verlässt das Anzeigeelement über die untere Glasplatte (6) und den unteren Polarisator (7).



- 1 unpolarisiertes Licht
- 2,7 Polarisator
- 3,6 Glasplatte

- 4 polarisiertes Licht
- 5 Flüssigkristallmoleküle

Abbildung 95 Funktion einer LCD-Zelle in Feldeffekttechnik

Nach Anlegen einer Spannung verdrehen sich die Moleküle des Flüssigkristalls (5) in einer Linie senkrecht zu den Glasplatten. Das polarisierte Licht (4) kann jetzt nicht mehr genügend weit gedreht werden und den gegenüberliegenden Polarisator (7) passieren, die Zelle wird in diesem Bereich lichtundurchlässig.

LC-Anzeigen in der Technik der dynamischen Streuung benötigen keine Polarisatoren und sind dadurch kostengünstiger herzustellen. Es ist nur notwendig, in die Innenseiten der Glasplatten eine Schicht von gleichgerichteten Linien zu ätzen, was für die korrekte Ausrichtung der Moleküle sorgt. Da diese Oberflächenbehandlung technisch kein Problem darstellt, lassen sich so auch große Elemente für die Fertigung von Großbild-Displays für Stadien und dergleichen realisieren.

Die Nachteile dieser Technik sind einmal das „Überstrahlen“, wodurch bei Matrixanzeigen Punkte, die unmittelbar neben einem dunkelgeschalteten Punkt liegen, sich ebenfalls ein wenig verdunkeln und die relativ hohe Schwellspannung zwischen 15 V

und 40 V, die den Einsatz in batteriegespeisten Geräten unmöglich macht. Die Schwellspannung in Feldeffekttechnik liegt dagegen nur zwischen 1,5 bis 8 V.

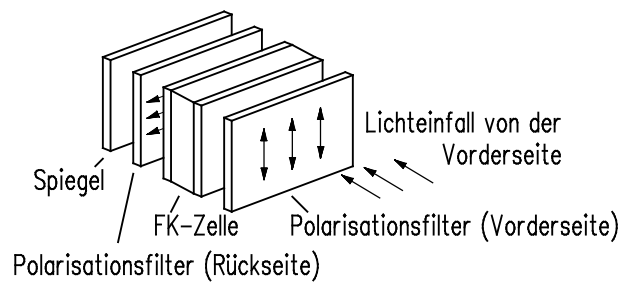
In Tabelle 12 sind die typischen Daten beider Displaytypen gegenübergestellt.

Kenngröße	dynamische Streuung	Feldeffekttechnik
Ansprechspannung	15 V ... 40 V	1,5 V ... 8 V
Strom pro cm ²	10 μ A	1 μ A ... 4 μ A
Leistungsaufnahme	100 μ W ... 1000 μ W	1 μ W ... 10 μ W
Steuerfrequenz	50 Hz ... 150 Hz	50 Hz ... 1500 Hz
Einschaltzeit	100 ms	100 ms
Ausschaltzeit	500 ms	300 ms

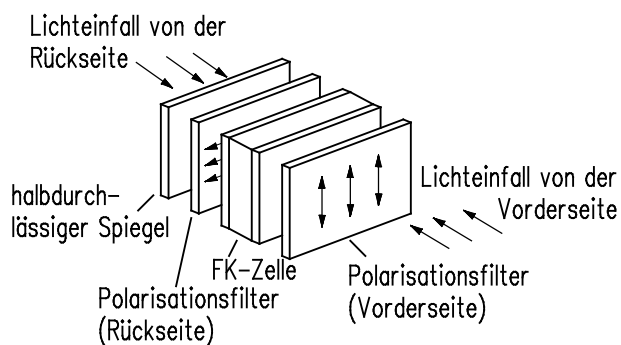
Tabelle 12 Elektrische Grunddaten von Flüssigkristallanzeigen

Man unterscheidet **reflektive**, **transmissive** und **transfektive** Anzeigen.

reflektive Anzeige



transmissive Anzeige



transfektive Anzeige

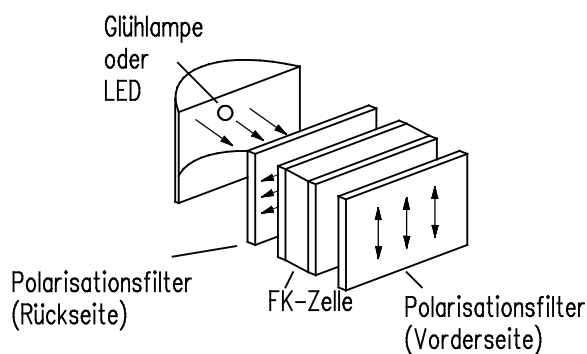


Abbildung 96 Reflektive, transmissive und transfektive Anzeigen

Bei der reflektiven Ausführung erhält die Anzeigezelle eine undurchsichtige, reflektierende Rückseite. Das einfallende Umgebungslicht wird nahezu ungeschwächt zurückgeworfen. In der elektrisch aktivierten Zone wird das einfallende Licht stark gestreut. Der kleine Lichtanteil, der die spiegelnde Schicht erreicht, wird auf dem Rückweg völlig unterdrückt.

Reflektierende Flüssigkristall-Anzeigen sind gegenwärtig in jedem Digitalmultimeter anzutreffen.

Bei der transmissiven Anzeige ist die Rückseite der Zelle transparent und muss durch eine Lichtquelle beleuchtet werden. Das kann eine Glühlampe oder aber auch mehrere LEDs sein. Die angesteuerten Kristallzonen erscheinen dann dunkel vor hellem Hintergrund.

Bei der transflektiven Ausführung ist der hintere Polarisator teilweise lichtdurchlässig und ermöglicht so eine Beleuchtung von der Vorder- als auch von der Rückseite. Durch eine geeignete Regelschaltung lässt sich die Hintergrundbeleuchtung nur einschalten, wenn die Lichtverhältnisse es erforderlich machen.

Inzwischen stellt es kein Problem mehr dar, Flüssigkristallanzeigen in verschiedenen Farben herzustellen und so komplette Computermonitore oder flache Farb-TV-Bildschirme herzustellen. Dazu werden der flüssigkristallinen Substanz Farbstoffmoleküle beigemischt. Beim Anlegen eines elektrischen Feldes richten sich durch die Elastizität der verwendeten Stoffe die Farbstoffmoleküle dann wie die Moleküle des Flüssigkristalls aus.

Da kein Ladungsträgertransport erfolgt, können derartige Anzeigen mit geringen Strömen (etwa $1 \mu\text{A}$) betrieben werden. Die meisten Standard-LCDs erreichen ihren maximalen Kontrast bei 4,5 V, sodass eine Kompatibilität mit TTL-Schaltungen gegeben ist.

Ein Nachteil ist die relativ lange Ansprechzeit, bei Raumtemperatur bis zu einigen 100 ms, wobei die Abfallzeit im Mittel sogar etwa doppelt so hoch liegt. Diese Zeiten sind stark von der Versorgungsspannung und besonders der Betriebstemperatur abhängig und erreichen bei Temperaturen von -25°C Größenordnungen von einer Sekunde beim Einschalten und mehreren Sekunden beim Ausschalten.

Da bei Gleichspannung in der Zelle elektrolytische Vorgänge einsetzen, werden Flüssigkristallanzeigen ausschließlich mit Wechselspannung betrieben. Man wählt dabei eine Frequenz, die gerade so hoch ist, dass kein Flimmern auftritt. Andererseits wählt man die Frequenz nicht zu hoch, damit der durch die Kondensatoranordnung fließende Strom nicht zu hoch wird.

Ein Gleichspannungsanteil muss bei der Impulsansteuerung unbedingt vermieden werden, da sonst durch den Materialtransport die Lebensdauer reduziert wird. Diese Zersetzungerscheinung ist so bedeutend, dass die Hersteller vorschreiben, dass der Gleichspannungsanteil im Steuersignal einen Wert von 50 mV nicht überschreiten darf.

Bei batteriegespeisten Geräten erzeugt dazu ein astabiles Kippglied eine Rechteckspannung von 20 Hz bis 200 Hz deren Amplitude zwischen $+U_B$ und Masse wechselt. Dieses Rechtecksignal ist dann noch so umzuformen, dass die Spannung zwischen $+U_B/2$ und $-U_B/2$ pendelt und so der arithmetische Mittelwert Null ist.

LCD sind keine Halbleiter. Daher ist hier auch nicht von gemeinsamer Anode oder gemeinsamer Katode die Rede, sondern von einer Backplane. Der Anschluss wird in der Praxis mit BP oder COM bezeichnet.

Die alphanumerische LCD hat in den letzten Jahren einen großen Aufschwung erfahren. LCD-Punkt-Matrix-Module sind beispielsweise mit einer Kapazität von 16 Zeichen in einer Reihe (16 x 1) bis 40 Zeichen in vier Reihen (40 x 4) erhältlich und werden gerade in mikrocomputergesteuerten Geräten für Anzeige- und Informationszwecke eingesetzt. Jedes Zeichen besteht dabei aus einer Matrix von 5 x 7 Punkten.

Wegen der relativ komplexen Ansteuerung der einzelnen Pixel fertigt man diese Anzeigen grundsätzlich als komplette Module mit integrierten C-MOS-Mikroprozessoren und LCD-Anzeige-Treibern. Neben der Darstellung des gesamten ASCII-Zeichensatzes können verschiedene Grafiksymbole, unterschiedliche Cursor und sogar vom Benutzer programmierbare Symbole angezeigt werden.

Hochauflösende Computermonitore mit 1024 x 768 Pixeln oder flache Farb-TV-Bildschirme müssen schnell genug angesteuert werden, um auch bewegte Bilder darstellen zu können. Bei drei Pixeln pro Bildpunkt für die drei Grundfarben sind das 1024 x 768 x 3 LCD-Zellen, über zwei Millionen Pixel. Die Ansteuerung ist erst mit der TFT-Technik möglich geworden. TFT steht für Thin Film Transistor und bedeutet, dass jedes Pixel in Drehzellentechnik (TN Twisted Nematic) von einem eigenen Transistor als Schalter angesteuert wird.

Dazu wird die eine Elektrode als ein Array aus Rechtecken ausgebildet, an denen jeweils ein TFT angeschlossen ist. Die Maße der Rechteckelektroden bestimmen die Pixelgröße. Die einzelnen Transistoren werden dann durch Zeilen- und Spaltenleitungen verbunden. Um möglichst wenig Licht wegzunehmen, sitzen die Transistoren klein in der Ecke eines Pixels.

Alle Transistoren einer Reihe sind an derselben Zeilenleitung angeschlossen. Für die Ansteuerung der Displays geben Zeilentreiber jeweils eine Transistorzeile frei, während an den Spaltenleitungen die Bildinformation als Spannungssignal anliegt. Ein Panel-Timing-Controller synchronisiert die vertikale und horizontale Ansteuerung.

Bei farbigen Displays setzt sich jeder Bildpunkt aus einem grünen, roten und blauen Pixel zusammen. Daher ist vor jedem Pixel entweder ein grüner, roter oder blauer Farbfilter angebracht. Diese bestehen aus Farbpigmenten, die in Harz eingebettet sind, oder aus Farbstoffen, die in einem Wirtsmaterial gelöst sind. Dazu wird das Substrat mit einer undurchsichtigen, einige Mikrometer breiten Matrix (Black Matrix) überzogen, deren Strukturgröße der Pixelgröße entspricht. In die Lücken der Matrix wird dann der Farbfilter eingebracht.

Das Hintergrundlicht wird von einer schmalen Leuchtstofflampe geliefert. Ein flacher Lichtleiter zusammen mit einer Streuplate, einem optischen Diffuser, verteilt das Licht gleichmäßig über die gesamte Fläche. Die einzelnen Farbfilter lassen dann nur ein Spektrum durch, das hauptsächlich den entsprechenden Farbanteil (Grün, Rot oder Blau) hat.

3.2 Optoelektronische Sensoren

3.2.1 Fotowiderstand

Ein Fotowiderstand ist ein optoelektronisches Halbleiterbauelement, dessen Leitfähigkeit bei Zufuhr von Energie in Form von Licht zunimmt (LDR = light dependent resistor). Fotowiderstände bestehen aus Mischkristallen. Sie haben keinen pn-Übergang und können daher im Gleich- und Wechselstromkreis eingesetzt werden.

Ein Fotowiderstand besteht aus einer Trägerplatte aus Keramik, Glas oder Quarz, auf die in einer dünnen Schicht das lichtempfindliche Halbleitermaterial, wie z.B. Cadmiumsulfid (CdS), Cadmiumselenid (CdSe) oder Bleisulfid (PbS) aufgebracht ist. Die bis zu einigen Quadratzentimetern große Oberfläche ist mit schlangenförmigen Metallstreifen kontaktiert und verkapselt.

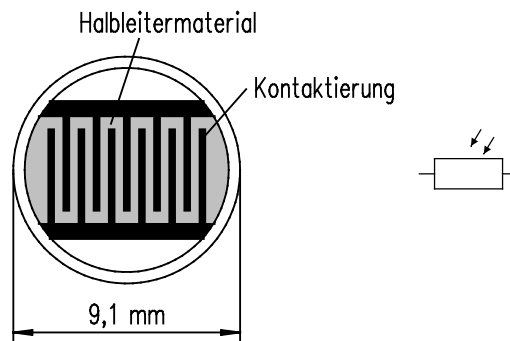


Abbildung 97 Fotowiderstand und Schaltzeichen

Je nach verwendetem Halbleitermaterial und Herstellungsverfahren lassen sich Fotowiderstände mit unterschiedlicher spektraler Empfindlichkeit bauen. Am Markt sind LDRs mit einer Fotoempfindlichkeit im Ultraviolett, im sichtbaren Bereich und für den Infrarotbereich erhältlich.

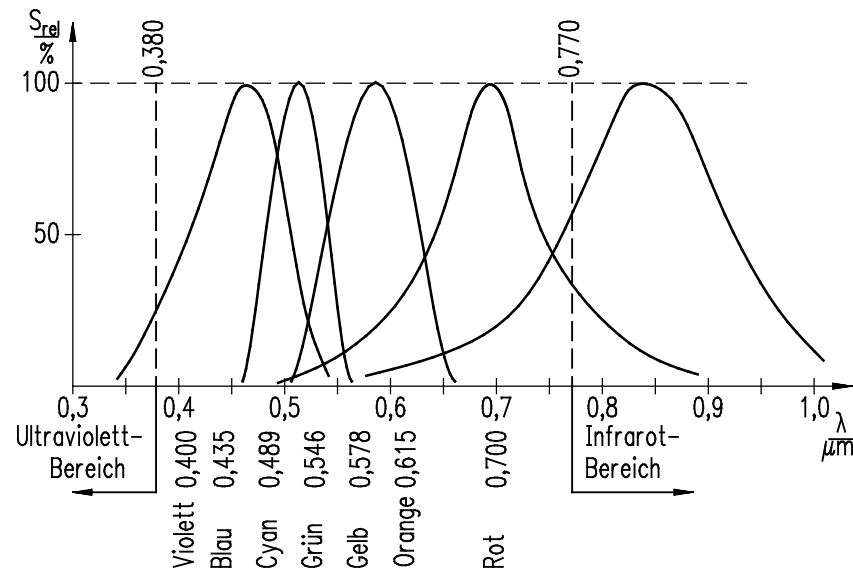


Abbildung 98 Spektrale Empfindlichkeit verschiedener Fotowiderstände

Der Cadmiumsulfid-(CdS)-Fotowiderstand zeichnet sich durch besonders große Widerstandsänderungen bei Lichteinstrahlung aus und wird als normalempfindlicher und rot empfindlicher Fotowiderstand hergestellt. Normalempfindlich bedeutet, dass die spektrale Empfindlichkeit etwa der des menschlichen Auges entspricht. Das heißt, dass das Empfindlichkeitsmaximum etwa in der Mitte des sichtbaren Bereiches bei einer Wellenlänge von $\lambda \approx 0,55$ bis $0,6 \mu\text{m}$ liegt.

Cadmiumselenid-(CdSe)-Fotowiderstände erfassen neben dem sichtbaren Bereich auch den nahen Infrarotbereich. Bleisulfid-(PbS)-Fotowiderstände sind speziell im Infrarotbereich empfindlich.

Unter den optoelektronischen Empfängerbauelementen zeichnen sich Fotowiderstände durch die höchste Lichtempfindlichkeit aus. Je größer die Beleuchtungsstärke E , desto kleiner der Wert des Fotowiderstandes. Die Widerstandsänderung in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke erfolgt über mehrere Zehnerpotenzen. Die Widerstandskurve $R = f(E_v)$ wird daher in doppelt-logarithmischem Maßstab dargestellt.

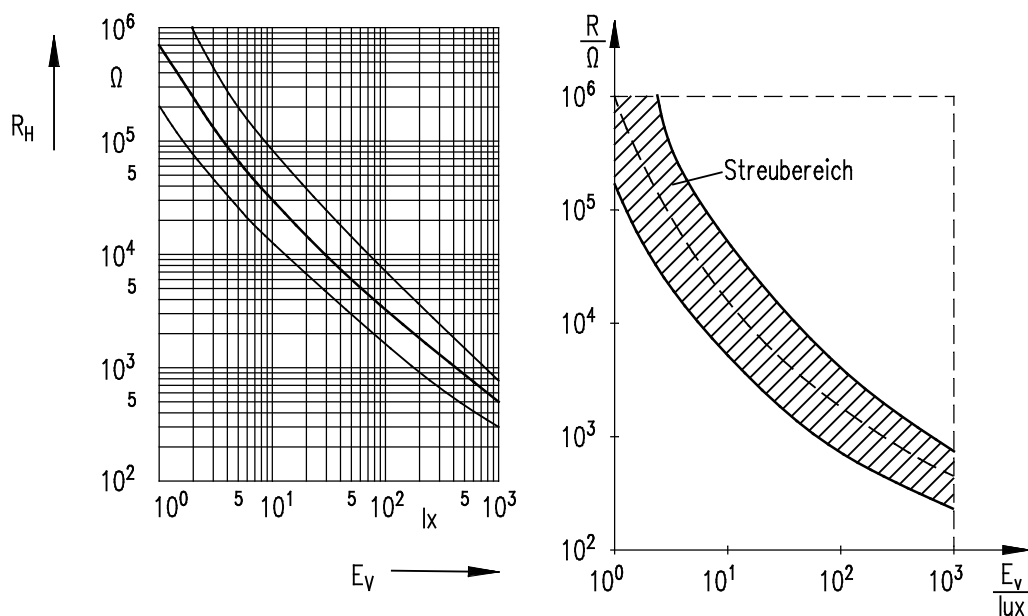


Abbildung 99 Widerstandskurve eines Fotowiderstandes

Bei Verdunkelung wirkt der Fotowiderstand demnach nahezu wie ein Isolator, bei großen Beleuchtungsstärken hingegen wie ein metallischer Leiter. Auf Grund von fertigungsbedingten Exemplarstreuungen ergibt sich ein relativ großer Streubereich. Mit zunehmender Alterung steigt der Hellwiderstand an und es verringert sich der Dunkelwiderstand.

Ändert sich die Beleuchtung eines Fotowiderstandes, so ändert sich der Widerstandswert mit einer gewissen zeitlichen Verzögerung. Die Verzögerung liegt je nach Typ im Bereich von mehreren Millisekunden und ist ein großer Nachteil dieser Bauelemente. Die Temperaturabhängigkeit eines Fotowiderstandes ist mit einem Temperaturkoeffizienten von $< 1 \text{ \%/K}$ vergleichsweise gering.

Die wichtigsten Kenndaten eines LDR sind der Dunkelwiderstand, der Hellwiderstand, die Wellenlänge der maximalen Fotoempfindlichkeit und die Ansprechzeit.

Der Dunkelwiderstand R_0 ist der Widerstandswert, den der Fotowiderstand in einer bestimmten Zeit (wenigstens eine Minute) nach Abdunklung angenommen hat. Der Hellwiderstand R_{1000} ist der Widerstandswert bei einer Beleuchtungsstärke von 1000 lx, das entspricht einer guten Raumbeleuchtung oder dem Tageslicht bei bedecktem Himmel.

An der Wellenlänge der maximalen Fotoempfindlichkeit erkennt man, ob die höchste Empfindlichkeit im ultravioletten, sichtbaren oder im Infrarotbereich liegt. Die Ansprechzeit t_r ist die Zeit, die vergeht, bis nach Dunkelheit und dem anschließenden Einschalten einer Beleuchtungsstärke von 1000 lx, der Strom 65 % seines Wertes bei R_{1000} erreicht hat.

Übliche Werte sind:

- Dunkelwiderstand $R_0 \approx 100 \text{ k}\Omega$ bis $100 \text{ M}\Omega$
- Hellwiderstand $R_{1000} \approx 100 \text{ }\Omega$ bis $2 \text{ k}\Omega$
- Ansprechzeit $t_r \approx 1 \text{ ms}$ bis 6 ms

Die Grenzdaten eines Fotowiderstandes sind die Verlustleistung P_{tot} , die zulässige Arbeitsspannung U und die Umgebungstemperatur ϑ_{u} .

Übliche Werte sind:

- Verlustleistung $P_{\text{tot}} \approx 50 \text{ mW bis } 200 \text{ mW}$
- Arbeitsspannung $U \approx 50 \text{ V bis } 350 \text{ V}$
- Umgebungstemperatur $\vartheta_u \approx -40^\circ \text{ bis } +75^\circ \text{C}$

Ein Fotowiderstand wird in der Regel über einen Serienwiderstand R_L als lichtabhängiger Spannungsteiler betrieben.

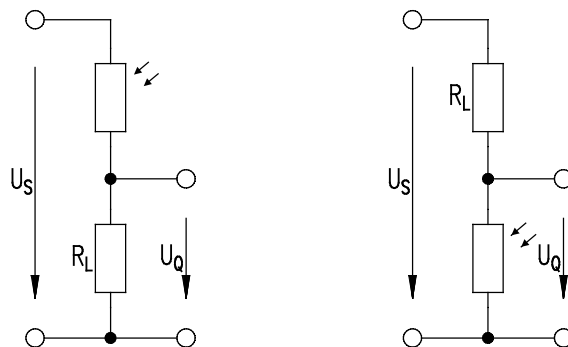


Abbildung 100 Lichtabhängiger Spannungsteiler mit Fotowiderstand

Wird, wie in der linken Schaltung, die Ausgangsspannung U_Q am Widerstand R_L abgenommen, so fließt ohne Lichteinfall ein relativ kleiner Strom, und der Spannungsfall an R_L ist dementsprechend klein. Mit zunehmender Beleuchtung steigt der Strom infolge der Erhöhung der Leitfähigkeit des Fotowiderstandes und der Spannungsfall an R_L steigt ebenfalls. Weil in dieser Schaltung das Ausgangssignal bei zunehmender Beleuchtung steigt, nennt man diese Schaltung auch Hellschaltung.

In der rechten Schaltung wird das Ausgangssignal U_Q über dem Fotowiderstand abgegriffen. Dieser hat bei Dunkelheit einen großen Widerstand, der bei Beleuchtung kleiner wird. Damit sinkt in dieser Schaltung die Ausgangsspannung bei zunehmender Beleuchtung. Diese Schaltungsart heißt auch Dunkelschaltung.

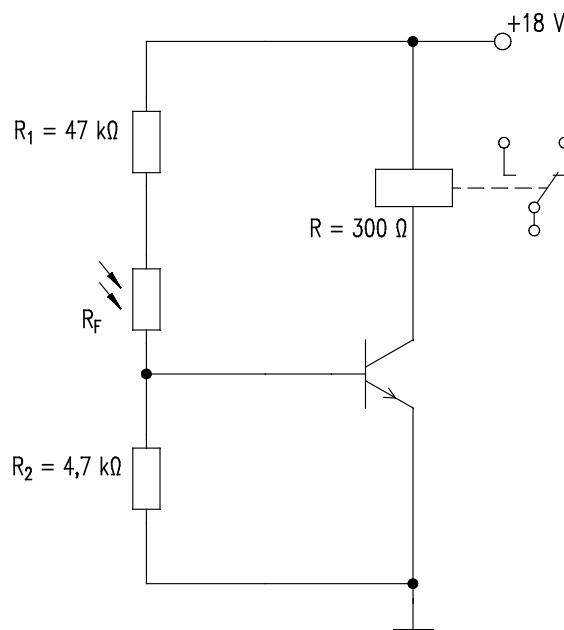


Abbildung 101 Lichtschranke

Die obige Abbildung zeigt als Anwendung eine einfache Lichtschranke. Wird der LDR beleuchtet, so ist sein Widerstand klein und es kann ein Basisstrom fließen, der den Transistor durchsteuert, das Relais zieht an.

Da der Fotowiderstand bei Dunkelheit einen um einige Zehnerpotenzen höheren Widerstandswert aufweist als bei Helligkeit, schaltet der Transistor bei Unterbrechung des Lichtstrahls in den Sperrzustand und das Relais fällt ab.

3.2.2 Fotodiode

Beim Betrieb eines pn-Übergangs in Sperrrichtung sind die Sperrströme und Innenwiderstände in hohem Maße lichtabhängig. Bei absoluter Dunkelheit ist der Innenwiderstand sehr hoch, bei Lichteinfall relativ niedrig. Deshalb befinden sich die pn-Übergänge normaler Dioden und Transistoren in lichtundurchlässigen Gehäusen.

Fotodioden hingegen nutzen gezielt den beschriebenen Effekt. Der einfallende Lichtstrom löst Elektronen aus ihren Bindungen. Es entstehen freie Ladungsträger, die bei einer außen in Sperrrichtung anliegenden Spannung den Sperrstrom im Halbleiter um einige Zehnerpotenzen vergrößern.



Abbildung 102 Fotodioden BPX 63 und BPW 34 (SIEMENS)

Untersucht man den Sperrstrom I_R in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke E_v , so stellt man einen streng linearen Zusammenhang fest. Fotodioden werden deshalb vorwiegend zur quantitativen Lichtmessung herangezogen. Bei guten Fotodioden erstreckt sich der lineare Zusammenhang über sechs und mehr Dekaden, weshalb in Datenblättern die Koordinateneinteilung doppelt-logarithmisch gewählt wird.

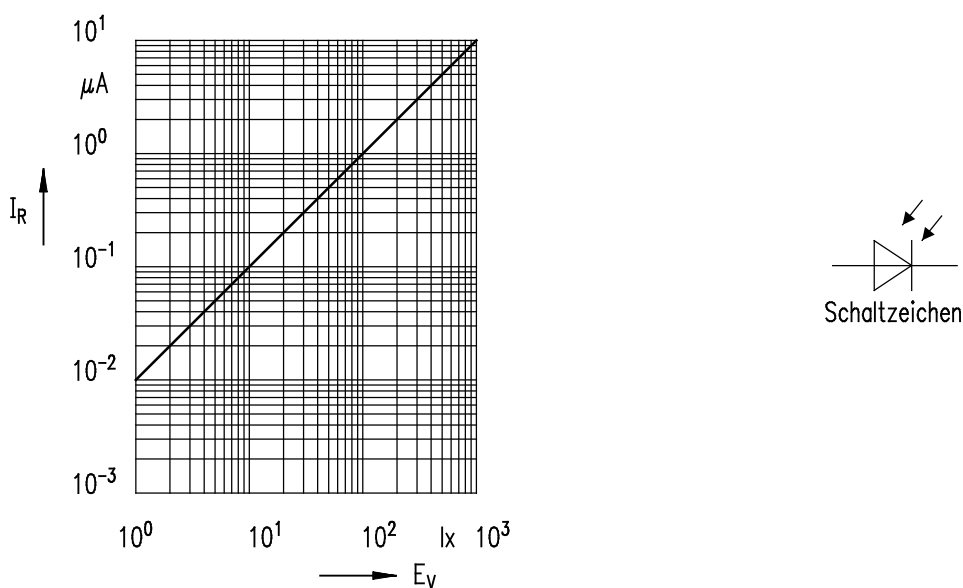


Abbildung 103 Kennlinie und Schaltzeichen der Fotodiode

Auch bei völliger Dunkelheit fließt bereits ein Strom über den gesperrten pn-Übergang. Dieser Dunkelstrom entspricht dem Leckstrom oder Sperrstrom einer normalen Si-Diode.

Die U-I-Kennlinie hat den typischen Sättigungsverlauf einer Sperrkennlinie, d.h. ab Sperrspannungen von etwa 1 V ist der Strom von der angelegten Spannung nahezu unabhängig. Als Parameter wird die Beleuchtungsstärke E angegeben.

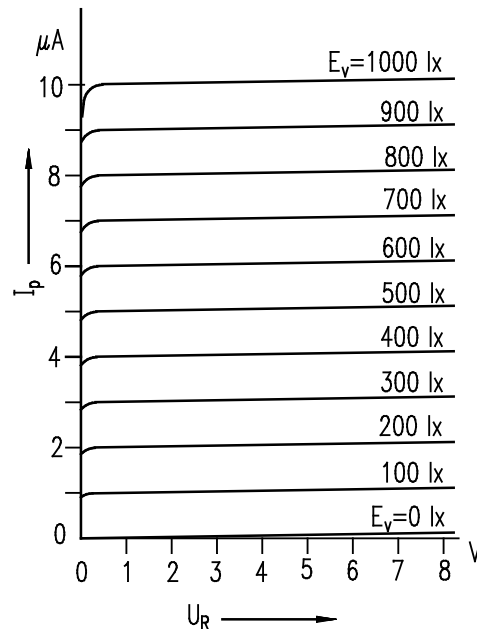


Abbildung 104 U-I-Kennlinie der Fotodiode

Die spektrale Empfindlichkeit von Silizium-Fotodioden hat ihr Maximum im nahen Infrarotbereich um $\lambda \approx 850$ nm und überstreicht den gesamten sichtbaren Bereich. Auf Grund dieser Eigenschaft eignen sich Fotodioden besonders für Empfängerschaltungen, in denen Störungen durch Lichtquellen ausgeschaltet werden müssen. Typische Einsatzgebiete sind Infrarot-Fernsteuerungen von Fernseh- und Audiogeräten sowie Lichtschranken von Alarmanlagen.

Bei Germanium-Fotodioden hingegen liegt das Maximum der Fotoempfindlichkeit in Abhängigkeit von der Wellenlänge des Lichtes bei $\lambda \approx 1500$ nm. Das ist unsichtbare Strahlung im nahen bis mittleren Infrarotbereich. Für sichtbares Licht sind Germanium-Fotodioden praktisch unempfindlich.

Fotodioden sind zwar lichtunempfindlicher als Fotowiderstände auf Cadmiumsulfid-(CdS)-Basis, reagieren jedoch wesentlich schneller auf Lichtintensitätsänderungen. Bei einer normalen pn-Fotodiode steigt der Fotosperrstrom von 10 % auf 90 % des Endwertes in der Größenordnung von Nanosekunden. Die Grenzfrequenz liegt damit im Megahertzbereich. Speziell für die Informationsübertragung mit Lichtwellenleitern sind Fotodioden mit Grenzfrequenzen bis in den Gigahertzbereich erhältlich.

Für die Anwendung von Fotodioden sind die folgenden Kenn- und Grenzdaten von Fotodioden bedeutsam:

Die wichtigste Größe ist die Empfindlichkeit S (spectral sensitivity), die das Verhältnis vom Fotosperrstrom I_R in nA zur Beleuchtungsstärke E_V in Lux angibt.

$$S = \frac{I_R}{E_V} \left[\frac{\text{nA}}{\text{lx}} \right]$$

Weiter interessieren die Wellenlänge der maximalen Fotoempfindlichkeit λ_{Smax} und der Dunkelstrom I_d (dark current). Das ist der auch bei fehlender Beleuchtung durch die Fotodiode fließende Sperrstrom, der für eine bestimmte Sperrspannung U_R angegeben wird.

Die dynamischen Kenndaten der Fotodiode sind die Anstiegszeit t_r (rise time), Abfallzeit t_f (fall time) und Grenzfrequenz bei plötzlicher Änderung der Beleuchtungsstärke.

In der folgenden Abbildung sind die Angaben zur Beschreibung eines Impulses gezeigt. Da der Flankenverlauf in der Realität oft nicht so ideal ist, wird zwischen den sogenannten 10 % und 90 % Punkten gemessen. Die Dauer eines Impulses wird zwischen den 50 % Punkten ermittelt und daher mit $t_{0.5}$ bezeichnet.

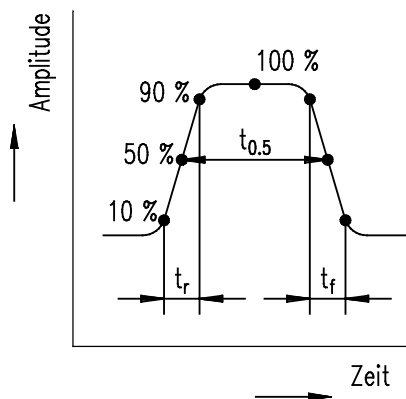


Abbildung 105 Definition der Anstiegs- und Abfallzeit

Die Grenzwerte beim Einsatz von Fotodioden sind die maximale Sperrspannung U_{Rmax} , die maximale Verlustleistung P_{tot} sowie die Betriebstemperatur T_{op} (operating temperature).

Die Kenn- und Grenzwerte einer Fotodiode BPW34 zeigt die nachstehende Tabelle:

Grenzdaten			
Sperrspannung	U_{Rmax}	32	V
Verlustleistung	P_{tot}	150	mW
Betriebstemperatur	T_{op}	-40 ... +80	°C
Kenndaten			
Fotoempfindlichkeit	S	80	nA/lx
Wellenlänge der maximalen Fotoempfindlichkeit	λ_{Smax}	880	nm
Dunkelstrom ($U_R = 10$ V)	I_d	2	nA
Anstiegs- und Abfallzeit des Fotostromes	t_r, t_f	350	ns

Tabelle 13 Kenn- und Grenzwerte einer Fotodiode BPW34

Fotodioden können sowohl aktiv als auch passiv genutzt werden. Man unterscheidet je nach Schaltungsanordnung den „Sperrbetrieb“ (Abbildung 106b) und den „fotovoltaischen Betrieb“ (Abbildung 106a). In der fotovoltaischen Betriebsart wirkt die Diode ähnlich wie eine Solarzelle. Die einfallende Lichtenergie wird in elektrische Energie umgewandelt. Der außen angeschlossene Widerstand R_L bestimmt durch seine Größe, ob ein möglichst hoher Strom (Kurzschlussbetrieb) oder eine möglichst hohe Spannung (Leerlaufbetrieb) die Folge ist.

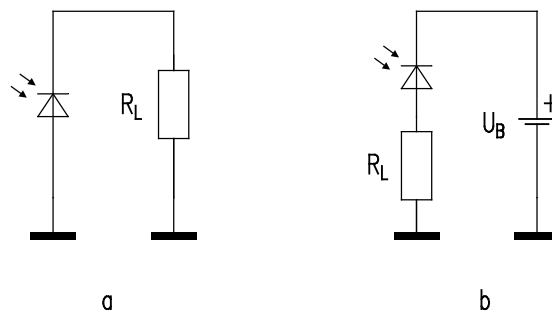


Abbildung 106 Betriebsarten einer Fotodiode

Gerade bei hohen Frequenzen ist die fotovoltaische Betriebsart nicht geeignet, da die Kapazität des pn-Überganges voll wirksam ist.

Betreibt man dagegen die Fotodiode in Sperrrichtung, so ist die Grenzschicht breit und, genauso, als würde bei einem Plattenkondensator der Abstand der Elektroden vergrößert, die Kapazität damit gering.

3.2.3 Fototransistor

Gewöhnliche Silizium-Transistoren enthalten eine pnp- oder eine npn-Schichtfolge, grundsätzlich somit zwei Sperrschichten. Eine Sperrschicht, die Kollektor-Basis-Sperrschicht ist beim Fototransistor durch ein transparentes Transistorgehäuse strahlungsempfindlich gemacht.



Abbildung 107 Fototransistoren SFH 300 und LPT 80 A (SIEMENS)

Bei einem Bipolartransistor wird der Kollektor-Basis-Übergang in Sperrrichtung betrieben, ebenso wie eine Fotodiode. Ein Fototransistor ist ein Bipolartransistor, dessen Kollektordiode als Fotodiode ausgebildet ist. Damit lässt sich folgendes Ersatzschaltbild angeben:

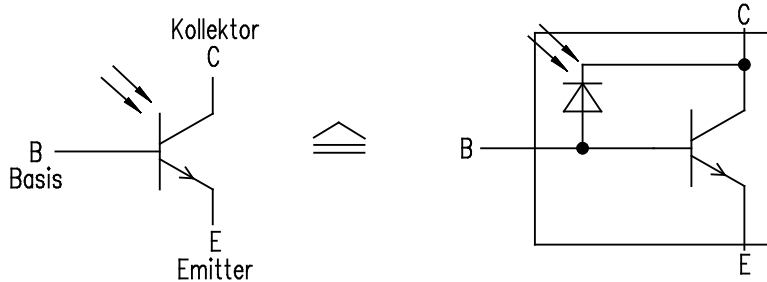


Abbildung 108 Schaltzeichen und Ersatzschaltbild eines Fototransistors

Bei Beleuchtung der Kollektorsperrschicht werden Atombindungen aufgebrochen und Ladungsträger frei. Dadurch steigt der durch den Kollektor-Basis-Übergang fließende Strom, der direkt an die Basis gelangt und wie bei einem normalen Transistor einen verstärkten Kollektor-Emitter-Strom hervorruft. Die Wirkungsweise entspricht damit der einer Fotodiode, nur ergibt sich durch die Stromverstärkung des Transistors eine etwa um den Faktor der Gleichstromverstärkung B größere Empfindlichkeit.

Der Basisanschluss ist bei den meisten Fototransistoren nicht herausgeführt. Da der Basisstrom durch den Fotoeffekt in der Kollektordiode geliefert wird, wird kein Anschluss benötigt. Ist ein Basisanschluss vorhanden, kann durch dessen Beschaltung der Arbeitspunkt eingestellt werden.

So kann zur Erhöhung der Schaltgeschwindigkeit zwischen der Basis und dem Emitter ein Widerstand geschaltet werden. Dieser Widerstand bewirkt, dass nicht der ganze von der Kollektor-Fotodiode erzeugte Strom über die Basis-Emitter-Strecke fließt. Dadurch verringert sich die Empfindlichkeit, jedoch wird die Ansprechgeschwindigkeit erhöht.

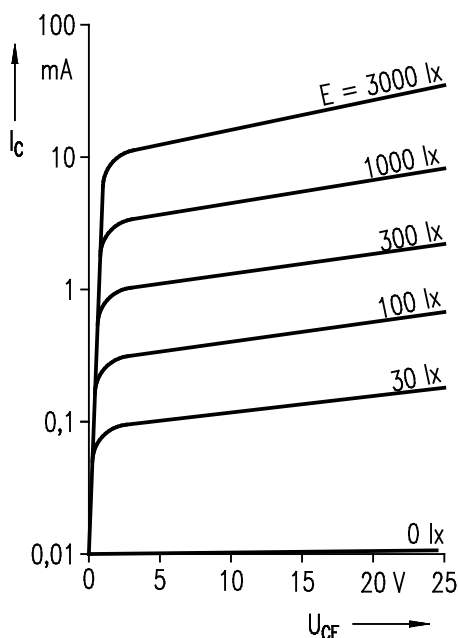


Abbildung 109 Ausgangskennlinienfeld eines Fototransistors

Das oben dargestellte I_C - U_{CE} -Kennlinienfeld eines Fototransistors entspricht dem eines normalen Bipolartransistors mit dem Unterschied, dass an Stelle des Basisstroms die Beleuchtungsstärke als Parameter dient. Bei $E = 0$ lx fließt praktisch kein Kollektorstrom I_C . Der Dunkelstrom hat eine Größenordnung von wenigen Nanoampère.

Mit wachsender Beleuchtung steigt der Kollektorstrom an. Da der Kollektorstrom sich in Breiten ändert die mehrere Zehnerpotenzen ausmachen, wird die I_C -Achse im Ausgangskennlinienfeld logarithmisch dargestellt.

Die spektrale Empfindlichkeit eines Fototransistors entspricht der einer Silizium-Fotodiode. Die Wellenlänge maximaler Strahlungsempfindlichkeit liegt bei 850 nm.

Die Schaltzeiten eines Fototransistors sind wesentlich größer als die von Fotodioden. Erreicht werden Ansprechzeiten von 2 μ s bis 100 μ s.

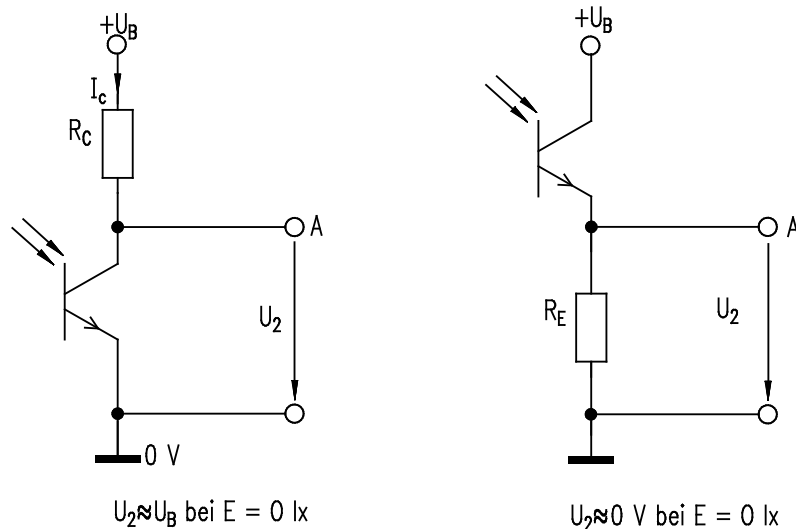


Abbildung 110 Grundschaltungen mit Fototransistoren

Abbildung 110 zeigt zwei Grundschaltungen für den Betrieb eines Fototransistors. Die Ausgangsspannung kann entweder über dem Transistor zwischen Kollektor und Emitter oder aber über dem Arbeitswiderstand R_E abgegriffen werden. In der linken Schaltung ist der Transistor ohne Belichtung gesperrt. Da nur ein vernachlässigbar kleiner Sperrstrom I_{C0} fließt, ist die Ausgangsspannung U_2 etwa so groß wie die Betriebsspannung U_B . Wird der Transistor beleuchtet, steuert er durch und die Ausgangsspannung sinkt bis auf die Sättigungsspannung U_{CEsat} .

Bei der rechten Schaltung wird durch den kleinen Sperrstrom I_{C0} auch nur ein kleiner Spannungsfall an R_E hervorgerufen, die Ausgangsspannung ist $U_2 \approx 0$ V. Bei Belichtung wird der Transistor leitend und am Widerstand R_E steht bis auf die Sättigungsspannung U_{CEsat} fast die gesamte Betriebsspannung U_B als Ausgangsspannung U_2 zur Verfügung.

In der folgenden Abbildung ist als Anwendung eine Lichtschranke mit Fototransistor dargestellt. Für den höheren Ausgangsstrom zur Ansteuerung des Relais ist ein zusätzlicher Transistor erforderlich oder man setzt Foto-Darlington-Transistoren ein.

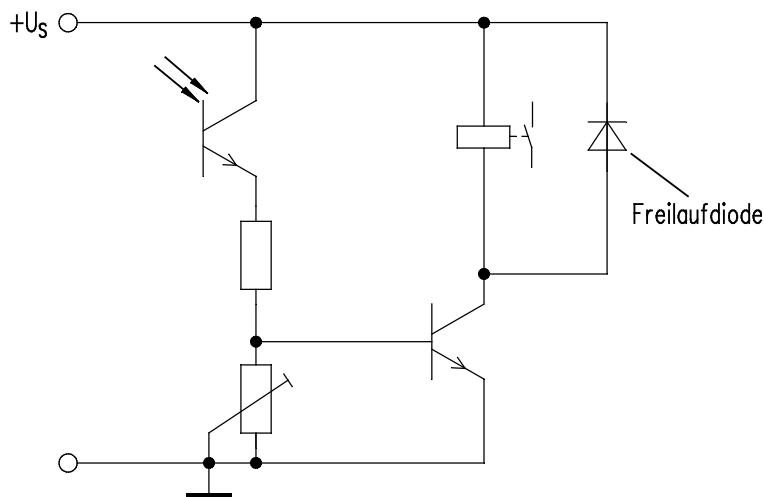


Abbildung 111 Lichtschranke mit Fototransistor

Abschließend sind die Empfindlichkeit S , die Anstiegszeit t_r und die Verlustleistung P_{tot} der verschiedenen Fotoempfänger noch einmal zusammenfassend einander gegenübergestellt.

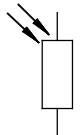

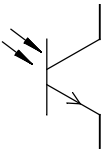
Kennwerte Schaltsymbole	Empfindlichkeit S	Einschaltzeit t_r	Max. Verlustleistung P_{tot}
	Hohe Empf. über das gesamte Spektrum $S = 10 \dots 500 \mu\text{A/lx}$	$t_r = \text{mehrere Millisekunden}$	$P_{\text{tot}} \approx 50 \text{ mW}$ bis 200 W
	Einige $\mu\text{A/lx}$ Max. spektrale Empf. im nahen IR-Bereich	$t_r = 1 \text{ ns} \dots 10 \mu\text{s}$	$P_{\text{tot}} \leq 300 \text{ mW}$
	$S \approx 100 \dots 500$ mal größer als bei vergleichbaren Fotodioden. Max. spektrale Empf. im nahen IR-Bereich	$t_r = \text{einige } \mu\text{s}$, wesentlich größer als bei vergleichbaren Fotodioden	P_{tot} bis zu mehreren 100 mW

Tabelle 14 Fotowiderstand, -diode und -transistor im Vergleich

3.3 Optokoppler

Optokoppler sind elektronische Bauelemente, bei denen ein Lichtsender und ein Lichtempfänger in einem lichtdichten Gehäuse zusammen untergebracht sind. Sender und Empfänger sind optisch durch Luft oder Lichtleitfasern verbunden, galvanisch aber gegeneinander isoliert.

Als Sender werden in der Regel Infrarot-Leuchtdioden (IRED) verwendet, da diese den besten Wirkungsgrad besitzen. Der Empfänger besteht aus einer Fotodiode oder einem Fototransistor. Diese Bauelemente besitzen gerade in dem von der IRED emittierten, nahen Infrarotbereich die höchste spektrale Empfindlichkeit.

Daneben können auch Fotothyristoren, oder zum Erreichen einer besonders großen Verstärkung Foto-Darlington-Transistoren, als Lichtempfänger dienen. Die Darlingtonschaltung ist eine Kombination von zwei Transistoren, die sich wie ein normaler Transistor mit der Stromverstärkung $B = B_1 \cdot B_2$ verhält.

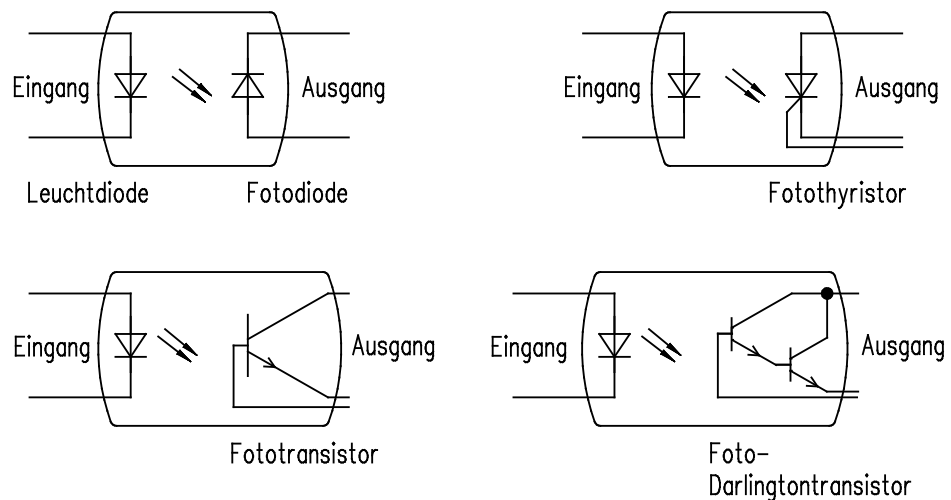


Abbildung 112 Optokoppler

Als Gehäuse verwendet man, je nach der Höhe der Isolationsspannung, übliche Transistorgehäuse oder Dual-in-Line Gehäuse mit sechs Anschlüssen. Für Mehrfach-Optokoppler auch IC-Gehäuse mit bis zu 16 Pins.

Optokoppler werden zur Potenzialtrennung eingesetzt. Sie übertragen elektrische Signale durch Umwandlung in elektromagnetische Strahlung, die dann ohne galvanische Verbindung von dem Fotoempfänger wieder in ein elektrisches Signal umgesetzt wird. Je nach Ausbildung der Übertragungsstrecke und der Gehäuseform lassen sich Isolationsspannungen von bis zu 10 kV realisieren.

Weitere Eigenschaften der Optokoppler sind die Rückwirkungsfreiheit der Signalübertragung, die geringe Größe, hohe Arbeitsgeschwindigkeit und eine hohe Zuverlässigkeit.

Für die Auswahl und den Einsatz von Optokopplern sind die folgenden Kenn- und Grenzdaten maßgebend:

Die Isolationsspannung U_{is} ist die maximal zulässige Spannung zwischen einem Sender- und einem Empfängeranschluss.

Für den Lichtsender wird der maximale Durchlassstrom I_F und die höchstzulässige Sperrspannung U_R angegeben. Für den Lichtempfänger sind die Grenzdaten die Kollektor-Emitter-Sperrspannung U_{CE0} , der Kollektorstrom I_C und die maximale Verlustleistung P_{tot} .

Wichtige Kennwerte der Leuchtdiode (Sender) sind die Durchlassspannung U_F und der Sperrstrom I_R , für den Lichtempfänger die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung U_{CEsat} und die Gleichstromverstärkung B .

Das wichtigste Merkmal des Gesamtsystems ist das Gleichstromübertragungsverhältnis, kurz Koppelfaktor genannt. Es gibt an, wie groß das Verhältnis vom Ausgangsstrom I_C zum Eingangsstrom I_F ist.

$$k = \frac{I_C}{I_F}$$

oder

$$k = \frac{I_C}{I_F} \cdot 100 \%$$

Typische Werte sind in der folgenden Tabelle zusammengestellt:

Empfänger	Koppelfaktor k	Grenzfrequenz
Fotodiode	$\approx 0,1 \%$	10 MHz
Fototransistor	10 ... 300 %	300 kHz
Foto-Darlington-Transistor	100 ... 1000 %	30 kHz

Tabelle 15 Optokoppler im Vergleich

Wegen des guten Kopplungsfaktors und der hohen Grenzfrequenz werden in Optokopplern meist Fototransistoren als Empfänger eingesetzt. Lediglich für hohe Grenzfrequenzen sind Fotodioden den Fototransistoren überlegen. Mit Foto-Darlington-Transistoren ist die höchste Stromverstärkung zu erzielen. Der Nachteil ist, dass hier die Grenzfrequenz am niedrigsten ist.

Optokoppler eignen sich sowohl zur Übertragung digitaler als auch analoger Signale. Gerade der Einsatz von Mikroprozessoren zur Steuerung und Überwachung von Prozessen erfordert eine galvanische Trennung der Steuereinheit und der Peripherie. Durch den Einsatz von TRIACs, die über Optokoppler angesteuert werden, können so Ströme im 230 V-Wechselspannungsnetz geschaltet werden.

Die Spannungsversorgung des Steuerkreises kann dabei über eine Gleichrichter- und Begrenzerschaltung direkt aus dem Netz entnommen werden (vgl. Abbildung 113). Die Schaltung enthält einen Widerstand und zwei antiseriell geschaltete Z-Dioden zur symmetrischen Begrenzung der Wechselspannung. Beide Halbwellen werden dabei auf einen Wert begrenzt, der der Summe aus Z-Spannung plus Flussspannung ($\approx 0,6 \text{ V}$) entspricht. So wird die zulässige Kollektor-Emitter-Sperrspannung U_{CE0} des Optokopplers eingehalten.

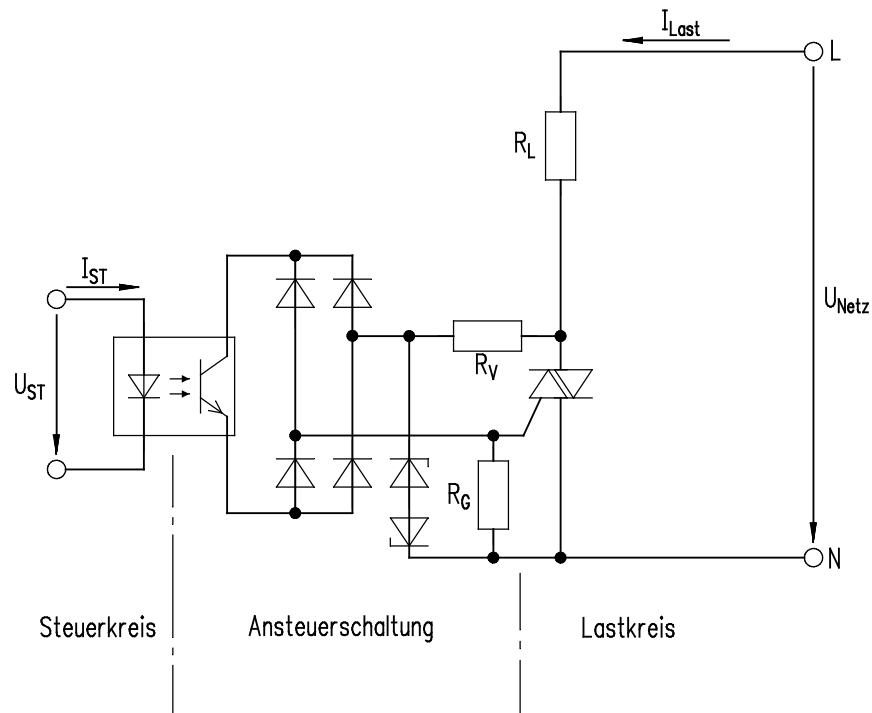


Abbildung 113 Leistungssteuerung mit TRIAC

Auch bei der Datenübertragung über größere Entfernungen ist eine Potenzialtrennung unbedingt erforderlich, um Störungen durch Ausgleichsströme in der Masseleitung oder atmosphärische Störungen zu unterdrücken. Eine Zerstörung der Steuereinheit oder der Empfängerschaltung durch Fremdspannungen ist bei einer optischen Entkopplung ausgeschlossen.

Möchte man Informationen an Schaltkreise mit einem höheren Spannungspegel geben, z.B. ein 12 V-System oder soll eine 12 V-Signalleitung an einen TTL-Eingang angeschlossen werden, übernehmen Optokoppler die Pegelanpassung. Diese Möglichkeit zeigt die folgende Abbildung.

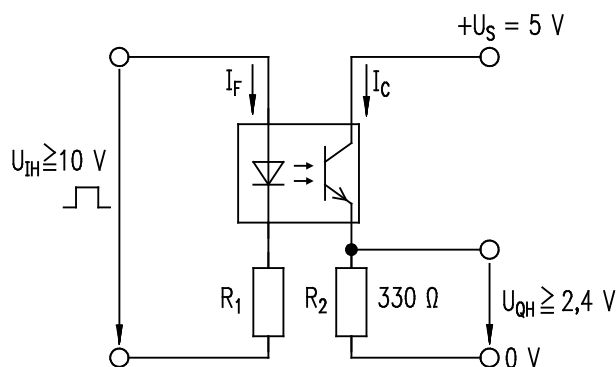


Abbildung 114 Optokoppler zur Anpassung einer Signalleitung an einen TTL-Eingang

Als Sonderformen der Optokoppler können so genannte Gabelkoppler und Reflexkoppler bezeichnet werden. Beim Gabelkoppler lässt sich der Lichtstrahl zwischen Infrarotdiode und Fototransistor durch rotierende Lochscheiben oder bewegte Teile unterbrechen. Sie dienen z.B. als Impulsgeber in Drehzahlmessern und Computer-Mäusen.

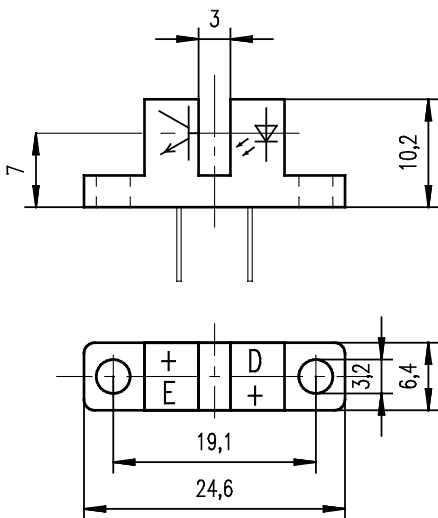


Abbildung 115 Gabellichtschranke

Beim Reflexkoppler sind Sendediode und Empfänger in einer Ebene nebeneinander angeordnet. Das von der Leuchtdiode emittierte Licht wird nur dann vom Fototransistor empfangen, wenn sich vor dem Sensor in kurzer Entfernung (1 ... 30 mm) eine reflektierende Fläche befindet. Haupteinsatzgebiet für Reflexkoppler sind Strichcode-Lesestifte (Barcode).

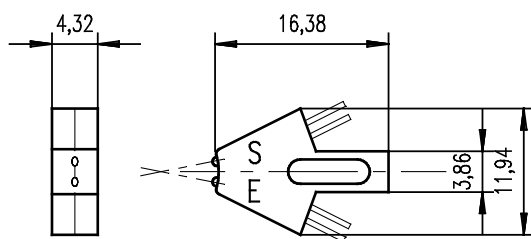


Abbildung 116 Reflexkoppler

Aufgabe 1

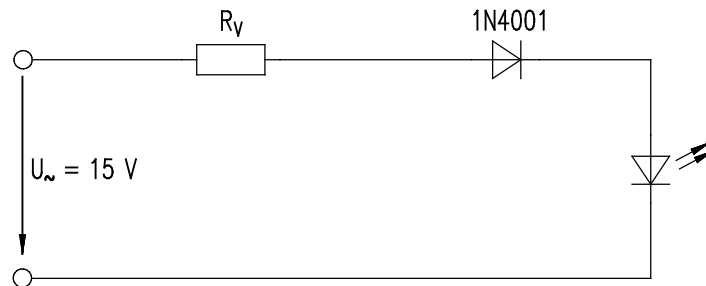
Eine rot leuchtende LED soll an einer Betriebsspannung von 24 V mit einem Strom von 20 mA betrieben werden. Aus dem Datenblatt lassen sich folgende Kennzahlen entnehmen: $I_{Fmax} = 50 \text{ mA}$, $U_{Rmax} = 3 \text{ V}$, $P_{tot} = 120 \text{ mW}$, $U_F = 1,6 \text{ V}$.

Wie hoch müssen Widerstandswert und zulässige Verlustleistung des Vorwiderstandes sein?

Aufgaben

Aufgabe 2

Eine Leuchtdiode soll zur Betriebsanzeige an einer sinusförmigen Wechselspannung von $U_{\text{eff}} = 15 \text{ V}$ betrieben werden.



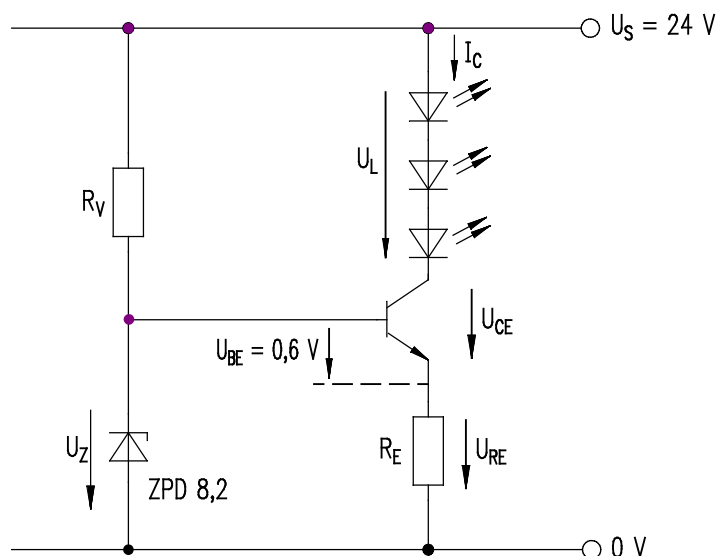
Der Durchlassstrom soll $I_{\text{FAV}} = 10 \text{ mA}$ betragen. Die Gleichrichterdiode verhindert die Beanspruchung der LED in Sperrrichtung.

Welchen Widerstandswert und welche zulässige Verlustleistung muss der Vorwiderstand haben? (Schwellspannungen können vernachlässigt werden).

Aufgabe 3

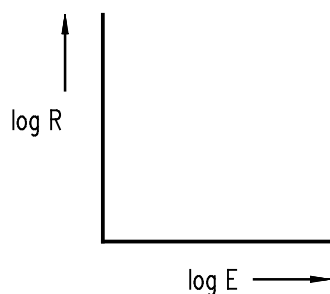
In einer Konstantstromquelle sollen drei grüne LEDs ($U_F = 2,4 \text{ V}$) mit einem Konstantstrom $I_C = I_F = 50 \text{ mA}$ betrieben werden.

Wie hoch muss der Emittorwiderstand R_E ausgelegt werden und wie hoch ist die Verlustleistung des Transistors?

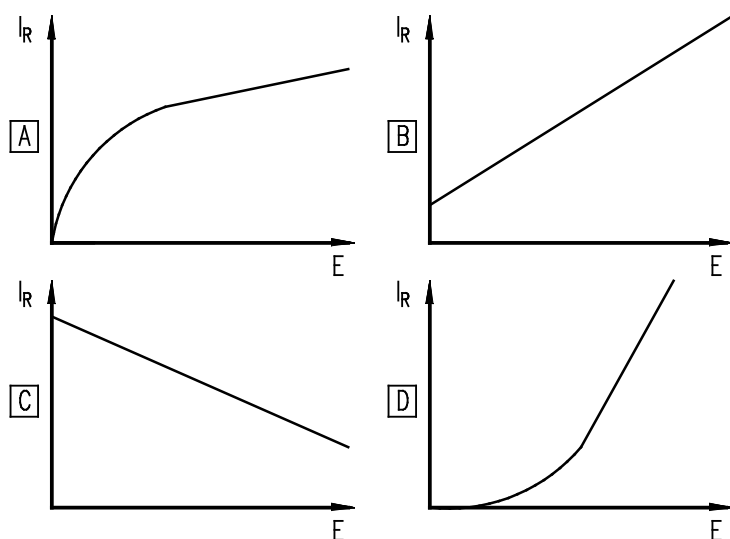


Aufgabe 4

Skizzieren Sie aus dem Gedächtnis die Empfindlichkeitskennlinie $R = f(E)$ für einen Fotowiderstand. Benutzen Sie das doppeltlogarithmisch geteilte Achsenkreuz.

Aufgabe 5

Welche von den vier abgebildeten Kennlinien gibt die Abhängigkeit des Sperrstroms einer Fotodiode von der Beleuchtungsstärke richtig wieder?

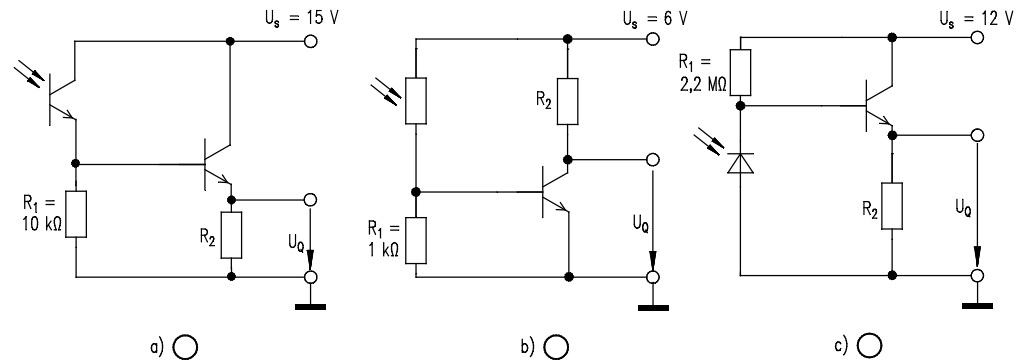
Aufgabe 6

Vergleichen Sie Fototransistor, Fotodiode, Fotowiderstand miteinander, indem Sie in der Tabelle die folgenden Kenndaten eintragen. Benutzen Sie für die Wertungen: groß, mittel, klein.

Bauelement	Empfindlichkeit S	Einschaltzeit t_r	Verlustleistung P_{tot}
Fototransistor			
Fotowiderstand			
Fotodiode			

Aufgabe 7

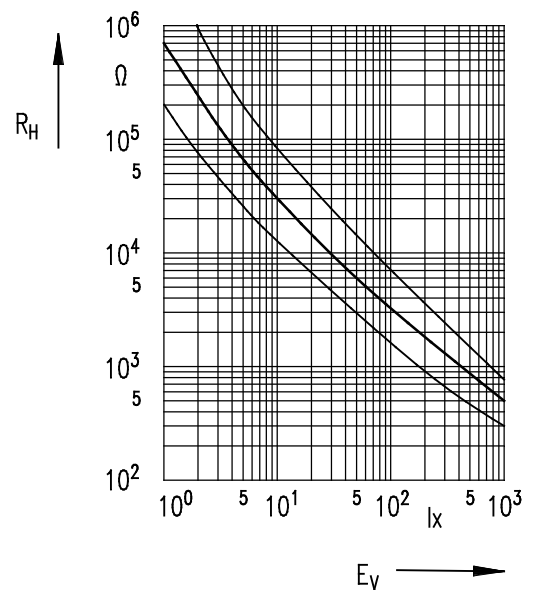
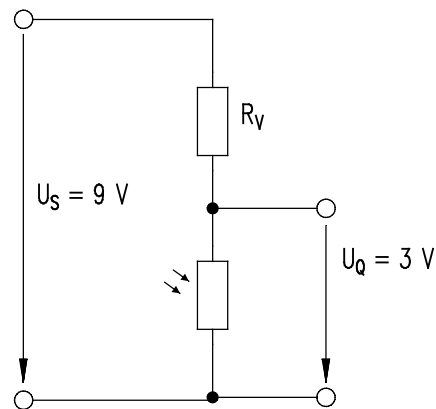
Bei welcher der dargestellten Schaltungen wird die Ausgangsspannung U_Q bei Beleuchtung des betreffenden lichtabhängigen Bauelementes größer?



Aufgabe 8

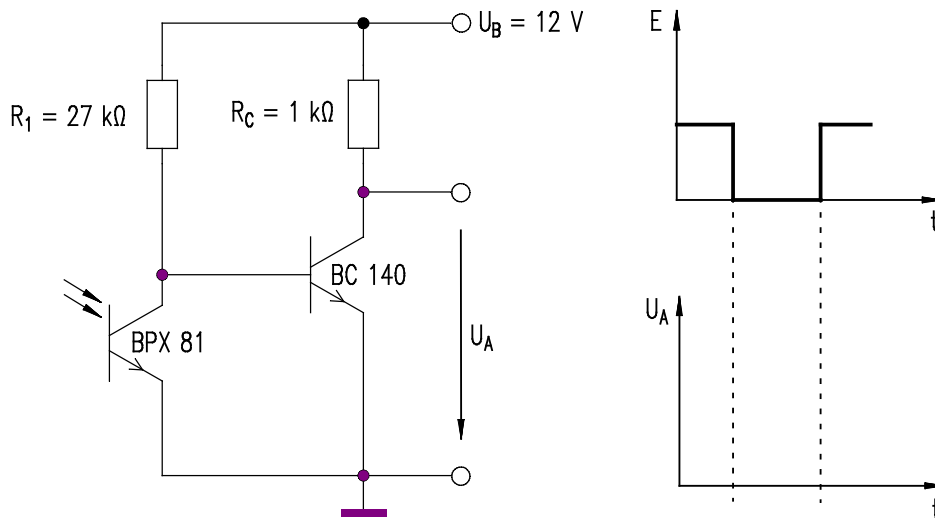
Der abgebildete lichtabhängige Spannungsteiler soll bei einer Beleuchtungsstärke von $E = 50 \text{ lx}$ eine Spannung von $U_Q = 3 \text{ V}$ abgeben.

Welchen Widerstandswert muss der Vorwiderstand R_V haben?



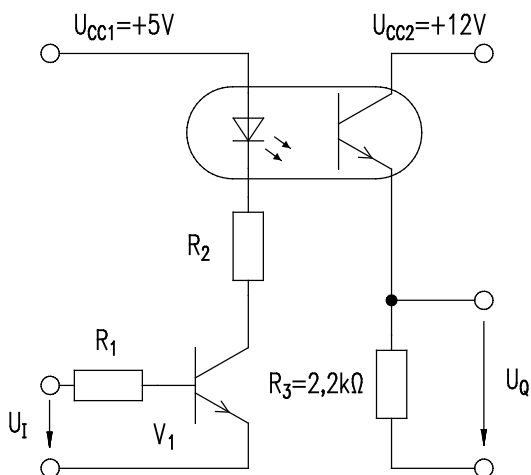
Aufgabe 9

Skizzieren Sie den Verlauf der Ausgangsspannung U_A in Abhängigkeit der Zeit, wenn die Beleuchtungsstärke E wie dargestellt verläuft.

Aufgabe 10

Die abgebildete Schaltung dient zur Potenzialtrennung und Pegelanpassung eines TTL-Ausgangs an eine 12 V-Signalleitung.

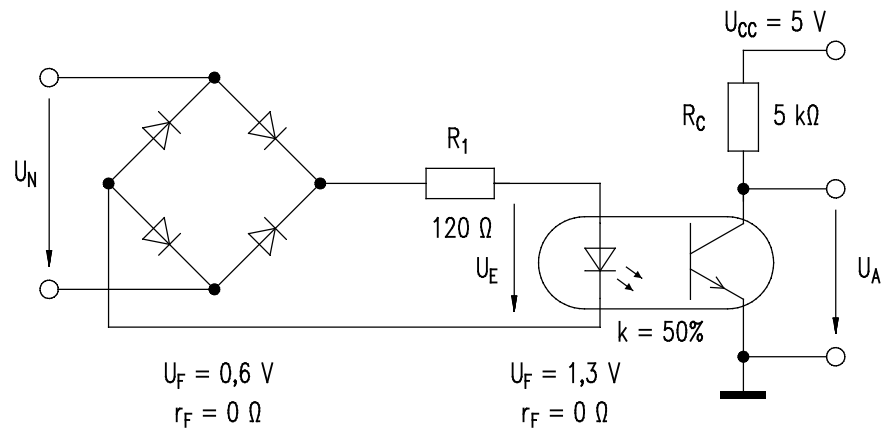
Koppelfaktor des Optokopplers: $k = 50 \%$
 Durchlassspannung der LED: $U_F = 1,6 \text{ V}$
 Sättigungsspannung von Transistor V_1 : $U_{CEsat} = 0,2 \text{ V}$



Welchen Widerstand darf der Kollektorstromwiderstand R_2 auf der Senderseite des Optokopplers höchstens haben, wenn das Ausgangssignal im angesteuerten Zustand $U_Q = 10 \text{ V}$ betragen soll?

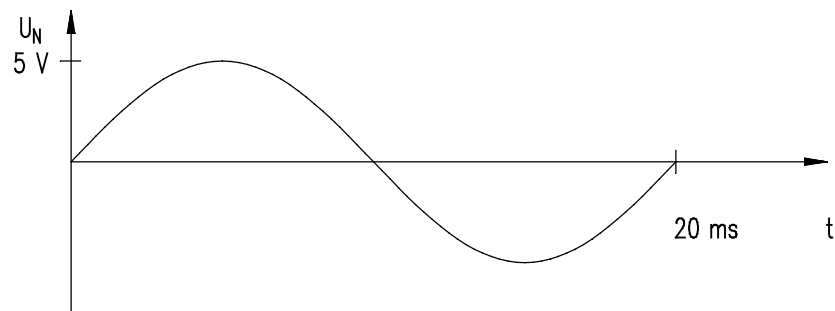
Aufgabe 11

Ein Optokoppler wird zur netzsynchronen Takterzeugung benutzt.



Skizzieren Sie in den folgenden Diagrammen den zeitlichen Verlauf von Ein- und Ausgangsspannung am Optokoppler!

Welche Frequenz hat die Ausgangsspannung?



Lösungsanhang

Lösungen

1 Dioden, Transistoren und ihre Grundsaltungen

Aufgabe 1

$$P_V = U_F \cdot I_F = I_F^2 \cdot R_F = 150 \text{ mA} \cdot 12 \Omega = 270 \text{ mW}$$

Aufgabe 2.1

ohne Ladekondensator:

$$\frac{U_{\text{eff}}}{U_{\text{gl}}} = 2,22 \Rightarrow U_{\text{eff}} = 2,22 \cdot 24 \text{ V} = 53,28 \text{ V}$$

$$\frac{I_{\text{eff}}}{I_{\text{gl}}} = 1,57 \Rightarrow I_{\text{eff}} = 1,57 \cdot 200 \text{ mA} = 314 \text{ mA}$$

Aufgabe 2.2

mit Ladekondensator:

$$\frac{U_{\text{eff}}}{U_{\text{gl}}} = 0,85 \Rightarrow U_{\text{eff}} = 0,85 \cdot 24 \text{ V} = 20,4 \text{ V}$$

$$\frac{I_{\text{eff}}}{I_{\text{gl}}} = 2,1 \Rightarrow I_{\text{eff}} = 2,1 \cdot 200 \text{ mA} = 420 \text{ mA}$$

Aufgabe 3

$$\frac{U_{\text{eff}}}{U_{\text{gl}}} = 0,79 \Rightarrow U_{\text{gl}} = \frac{U_{\text{eff}}}{0,79} = \frac{24 \text{ V}}{0,79} = 30,4 \text{ V}$$

$$\frac{I_{\text{eff}}}{I_{\text{gl}}} = 1,57 \Rightarrow I_{\text{eff}} = 1,57 \cdot 1,2 \text{ A} = 1,9 \text{ A}$$

Aufgabe 4.1

$$R_{V\min} = \frac{U_{\text{emax}} - U_Z}{I_{Z\max} + I_{L\min}} = \frac{80 \text{ V} - 33 \text{ V}}{2,2 \text{ A} + 0 \text{ A}} = 21,36 \Omega$$

$$R_{V\max} = \frac{U_{\text{emin}} - U_Z}{I_{Z\min} + I_{L\max}} = \frac{64 \text{ V} - 33 \text{ V}}{0,1 \text{ A} + 1 \text{ A}} = 28,18 \Omega$$

Aufgabe 4.2

$R_{V\min} =$ siehe Aufgabe 4.1

$$R_{V\max} = \frac{64 \text{ V} - 33 \text{ V}}{0,1 \text{ A} + 2 \text{ A}} = 14,76 \text{ } \Omega$$

Aufgabe 4.3

Schaltung stabilisiert nicht, da $R_{V\max} < R_{V\min}$

Aufgabe 5.1

$$R_{V\min} = 118,6 \text{ } \Omega$$

$$R_{V\max} = 166,6 \text{ } \Omega$$

Aufgabe 5.2

$$R_V = 150 \text{ } \Omega \text{ (gewählt)}$$

Aufgabe 5.3

$$P_{R_V} = \frac{U^2}{R_V} = \frac{(U_{e\max} - U_Z)^2}{R_V} = 482 \text{ mW}$$

Aufgabe 5.4

$$P_{R_V} = \frac{U_{e\max}^2}{R_V} = 2,8 \text{ W}$$

Aufgabe 6

$$R_{V\min} = 105,3 \text{ } \Omega$$

$$R_{V\max} = 206 \text{ } \Omega$$

$$R_V = 180 \text{ } \Omega \pm 10 \% \quad (162 \text{ } \Omega \dots 198 \text{ } \Omega)$$

Aufgabe 7

$$U_a = 8 \text{ V}$$

Aufgabe 8

$$R_m = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{I_C} = \frac{24 \text{ V} - 12 \text{ V}}{58 \text{ mA}} = 207 \, \Omega$$

$$R_E = \frac{R_m}{m+1} = 25,9 \, \Omega$$

$$R_C = 181 \, \Omega$$

$$R_2 = \frac{U_{BE} + U_{RE}}{I_2}$$

$$I_2 = q \cdot I_B = 1,5 \text{ mA}$$

$$U_{RE} = R_E \cdot I_E \approx R_E \cdot I_C = 1,5 \text{ V}$$

$$R_2 = \frac{0,75 \text{ V} + 1,5 \text{ V}}{1,5 \text{ mA}} = 1500 \, \Omega$$

$$R_1 = \frac{U_{CC} - U_{BE} - U_{RE}}{I_1} = \frac{24 \text{ V} - 0,75 \text{ V} - 1,5 \text{ V}}{1,5 \text{ mA} + 0,3 \text{ mA}}$$

$$R_1 = 12 \text{ k}\Omega$$

Aufgabe 9

$$R_E = 16,7 \, \Omega$$

$$R_C = 150 \, \Omega$$

$$R_2 = 257 \, \Omega$$

$$R_1 = 2025 \, \Omega$$

Aufgabe 10

$$I_D = \frac{U_{RS}}{R_S} = \frac{-U_{GS}}{R_S} = \frac{3 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 1,5 \text{ mA}$$

Aufgabe 11

$$U_{RS} = -U_{GS} = -(-2 \text{ V}) = 2 \text{ V}$$

$$R_S = \frac{U_{RS}}{I_D} = \frac{2 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 400 \text{ } \Omega$$

$$R_D = \frac{U_{CC} - U_{DS} - U_{RS}}{I_D} = \frac{20 \text{ V} - 10 \text{ V} - 2 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 1600 \text{ } \Omega$$

R_G wird frei gewählt: $R_G = 1 \text{ M}\Omega$

$$V_U \approx S \cdot R_D = 4 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot 1600 \text{ } \Omega = 6,4$$

Aufgabe 12

$$I_D = I_{CC} = 4 \text{ mA}$$

$$-U_{GS} = U_{RS} = I_D \cdot R_S = 4 \text{ mA} \cdot 390 \text{ } \Omega = 1,56 \text{ V}$$

$$U_{GS} = -1,56 \text{ V}$$

$$U_{DS} = U_{CC} - U_{RS} - U_{RD} = U_{CC} - I_D \cdot (R_D + R_S)$$

$$U_{DS} = 18 \text{ V} - 4 \text{ mA} \cdot (1,5 \text{ k}\Omega + 390 \text{ } \Omega) = 10,44 \text{ V}$$

2 Schaltungen mit Operationsverstärkern

Aufgabe 1

Die Offsetspannung entsteht durch Unsymmetrien der Eingangstransistoren im Operationsverstärker. Die Offsetspannung muss zwischen den Eingängen des Operationsverstärkers angelegt werden, damit die Ausgangsspannung 0 V beträgt.

Die Leerlaufverstärkung ist die Spannungsverstärkung des unbeschalteten Operationsverstärkers.

Aufgabe 2

Aussage c ist richtig.

Aufgabe 3

$$V = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{200 \text{ k}\Omega}{5 \text{ k}\Omega} = -40$$

$$U_a = V \cdot U_e = -40 \cdot 1,5 \text{ mV} = -60 \text{ mV}$$

Aufgabe 4

$$V = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{100 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = 11$$

$$r_{\text{aus}} = R_a \cdot \frac{V}{V_0} = 1 \text{ k}\Omega \cdot \frac{11}{10000} = 1,1 \Omega$$

Aufgabe 5

$$V = \frac{R_R}{R_1} \Rightarrow R_R = V \cdot R_1 = 150 \cdot 3,9 \text{ k}\Omega = 585 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = R_3 = R_1 = 3,9 \text{ k}\Omega$$

Aufgabe 6

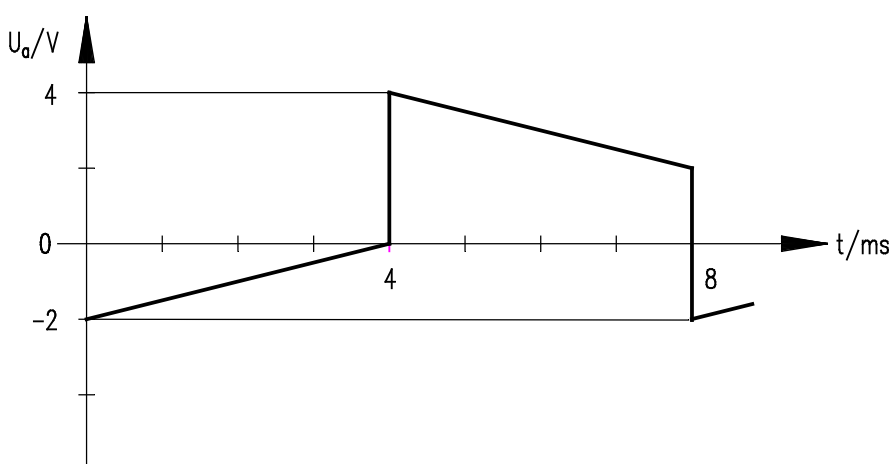
$$U_a = - \left(\frac{20 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} \cdot U_{e1} + \frac{20 \text{ k}\Omega}{25 \text{ k}\Omega} \cdot U_{e2} \right)$$

$$t = 0 \text{ ms} : U_a = -(2 \cdot 1 \text{ V} + 0,8 \cdot 0 \text{ V}) = -2 \text{ V}$$

$$t = 4 \text{ ms} : U_a = -(2 \cdot 1 \text{ V} + 0,8 \cdot (-2,5 \text{ V})) = 0 \text{ V}$$

$$t \geq 4 \text{ ms} : U_a = -(2 \cdot (-1 \text{ V}) + 0,8 \cdot (-2,5 \text{ V})) = +4 \text{ V}$$

$$t = 8 \text{ ms} : U_a = -(2 \cdot (-1 \text{ V}) + 0,8 \cdot 0 \text{ V}) = +2 \text{ V}$$



Aufgabe 7

$$U_a = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) \cdot U_{e2} - \frac{R_2}{R_1} \cdot U_{e1}$$

$$U_a = \left(1 + \frac{100 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega}\right) \cdot \left(\frac{150 \text{ k}\Omega}{68 \text{ k}\Omega + 150 \text{ k}\Omega}\right) \cdot 0,8 \text{ V} - \frac{100 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} \cdot 0,6 \text{ V}$$

$$U_a = 55 \text{ mV}$$

Aufgabe 8

$$\Delta U_a = -\frac{1}{R_1 \cdot C_2} \cdot U_e \cdot \Delta t$$

$$\Delta U_a = -\frac{1}{470 \text{ k}\Omega \cdot 1 \text{ }\mu\text{F}} \cdot 8 \text{ V} \cdot 0,8 \text{ s} = -13,62 \text{ V}$$

Aufgabe 9

$$U_a = -C_1 \cdot R_2 \cdot \frac{\Delta U_e}{\Delta t}$$

$$R_2 = -\frac{U_a}{C_1} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta U_e} = -\frac{-6 \text{ V}}{180 \text{ nF}} \cdot \frac{12 \text{ }\mu\text{s}}{12 \text{ V}} = 33,3 \text{ }\Omega$$

Aufgabe 10

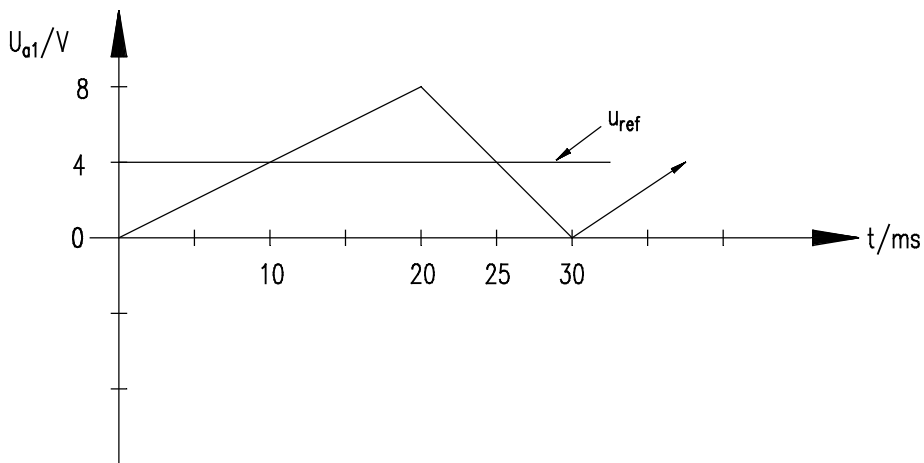
$$U_{a1} :$$

$$\Delta U_{a1} = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot U_0 \cdot \Delta t \quad ; \quad R \cdot C = 10 \text{ k}\Omega \cdot 500 \text{ nF} = 5 \text{ ms}$$

$$t : 0 \dots 20 \text{ ms} : \quad \Delta U_a = -\frac{1}{5 \text{ ms}} \cdot (-2 \text{ V}) \cdot 20 \text{ ms} = 8 \text{ V}$$

$$t : 20 \dots 30 \text{ ms} : \quad \Delta U_a = -\frac{1}{5 \text{ ms}} \cdot (+4 \text{ V}) \cdot 10 \text{ ms} = -8 \text{ V}$$

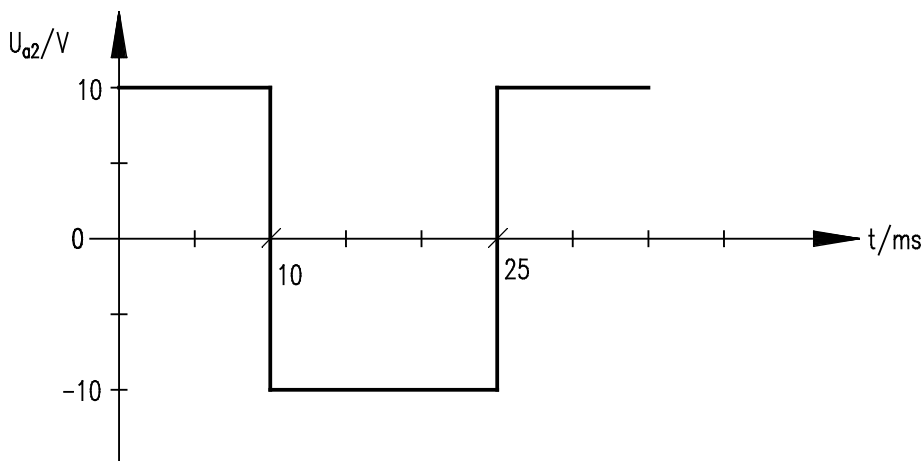
$$U_{anf} = 0 \text{ V, da C bei } t = 0 \text{ entladen ist.}$$



$$U_{a2} : U_{\text{ref}} = 4 \text{ V}$$

$$U_{a2} = +10 \text{ V für } U_{\text{ref}} > U_{a1}$$

$$U_{a2} = -10 \text{ V für } U_{\text{ref}} < U_{a1}$$



3 Optoelektronische Bauteile

Aufgabe 1

$$R_V = 1,12 \text{ k}\Omega$$

$$P_{R_V} = 448 \text{ mW}$$

Aufgabe 2

$$R_V = 675 \text{ }\Omega$$

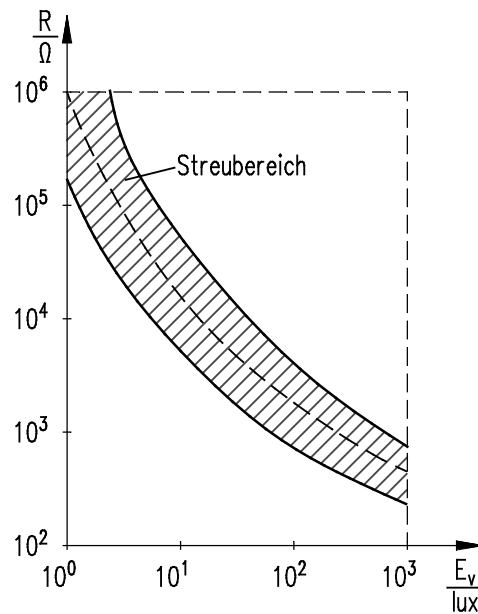
$$P_{R_V} = 167 \text{ mW}$$

Aufgabe 3

$$R_E = 152 \text{ }\Omega$$

$$P_{V_{Tr}} = 460 \text{ mW}$$

Aufgabe 4



Aufgabe 5

Kennlinie B

Aufgabe 6

Bauelement	Empfindlichkeit	Einschaltzeit	Verlustleistung
Fototransistor	groß	mittel	mittel
Fotowiderstand	groß	groß	klein
Fotodiode	klein	klein	klein

Aufgabe 7

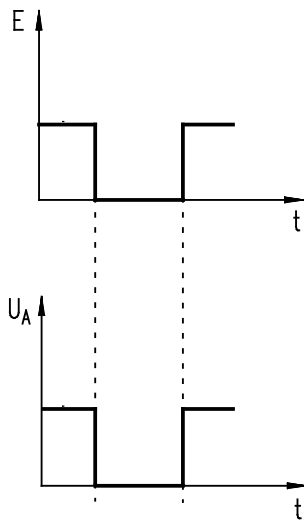
Schaltung a)

Aufgabe 8

$R_V \approx 12 \text{ k}\Omega$

$R_E = 152 \text{ }\Omega$

$P_{VTr} = 460 \text{ mW}$

Aufgabe 9**Aufgabe 10**

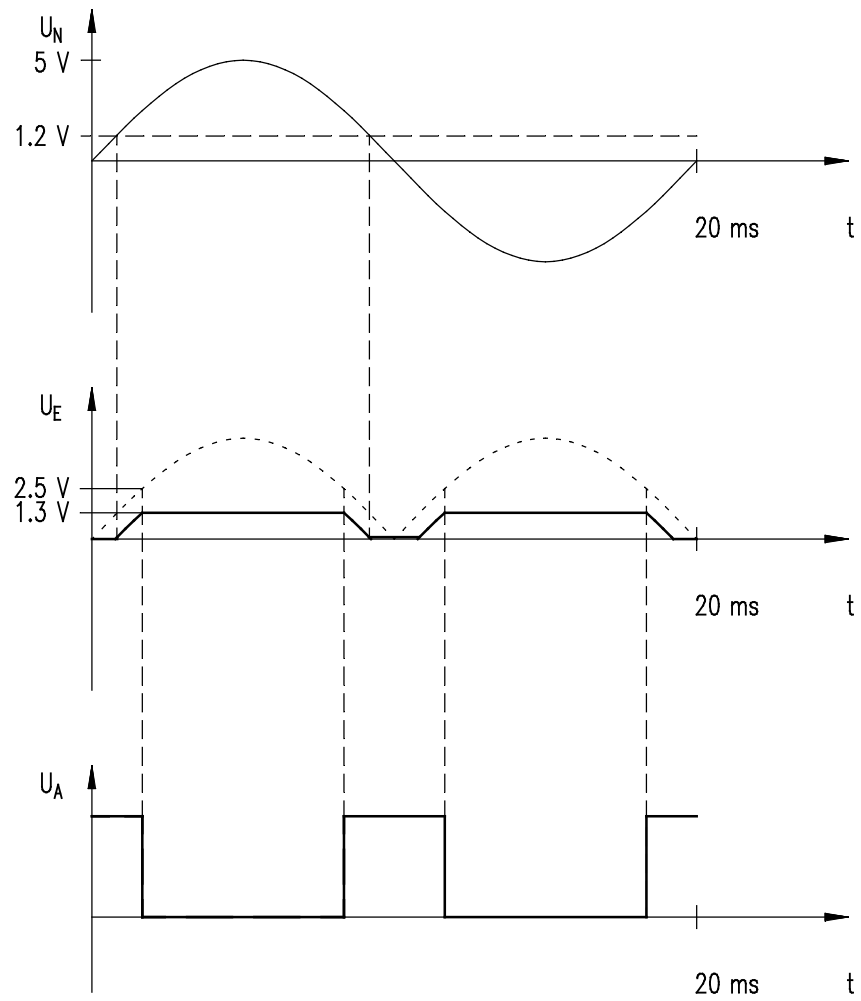
$$I_2 = \frac{U_Q}{R_3} = \frac{10V}{2,2 \text{ k}\Omega} = 4,55 \text{ mA}$$

$$k = \frac{I_2}{I_1}$$

$$I_1 = \frac{I_2}{k} = \frac{4,54 \text{ mA}}{0,5} = 9,1 \text{ mA}$$

$$R_2 = \frac{U_{CC1} - U_F - U_{CEsat}}{I_1} = \frac{5V - 1,6V - 0,2V}{9,1 \text{ mA}} = 352 \text{ }\Omega$$

Aufgabe 11



$$f_A = 100 \text{ Hz}$$