

Technische Universität Hamburg-Harburg  
Institut für Technik, Arbeitsprozesse und berufliche Bildung

**Skript zur Lehrveranstaltung  
„Analyse elektrotechnischer Prozesse II“**

**Erich Boeck**

**Grundlagen der Halbleiterbauelemente sowie  
Analyse analoger und digitaler Schaltungen**

## 0 Inhaltsverzeichnis

0	Inhaltsverzeichnis.....	3
1	Einleitung zur Halbleiterschaltungstechnik .....	4
2	Halbleiterbauelemente.....	6
2.1	Physikalische Grundlagen für Festkörper.....	6
2.1.1	Leitungsmechanismus in Festkörpern.....	6
2.1.2	Dotierung von Halbleitermaterial .....	10
2.1.3	Kennwerte von Halbleitermaterialien und Übungsaufgaben.....	12
2.2	PN - Übergang .....	14
2.2.1	Gleichgewicht von Diffusion und Feld.....	14
2.2.2	Einfluss einer äußeren Spannung.....	15
2.2.3	Kennlinie eines PN - Übergangs.....	17
2.2.4	Metall - Halbleiter - Übergang.....	19
2.2.5	Ersatzschaltungen für eine Halbleiterdiode .....	20
2.2.6	Kennwerte und Übungsaufgaben zu Halbleiterdioden .....	21
2.2.7	Messung und Auswertung der Kennlinie einer Z-Diode .....	24
2.3	Bipolartransistor .....	26
2.3.1	Steuerung durch Trägerinjektion .....	26
2.3.2	Kennlinie des Bipolartransistors .....	28
2.3.3	Grundsaltungen, Vierpoldarstellung und Kleinsignalverhalten .....	29
2.3.4	Kennwerte und Übungen zum Transistor .....	33
2.3.5	Messungen am Transistorverstärker .....	35
2.4	Feldeffekttransistor .....	36
2.4.1	Trägeranreicherung und –verarmung im Kanal .....	36
2.4.2	Kennlinien, Ersatz- und Grundsaltungen des FET.....	37
2.4.3	Kennwerte und Übungen zum Feldeffekttransistor .....	39
2.5	Weitere Halbleiterbauelemente .....	40
3	Analoge Schaltungstechnik .....	41
3.1	Einteilung von Verstärkerschaltungen.....	41
3.1.1	Arbeitspunkt, Eigenschaften und Betriebsverhalten.....	41
3.1.2	Anforderungen der Anwendung .....	42
4	Literaturverzeichnis.....	43

# 1 Einleitung zur Halbleiterschaltungstechnik

Die Halbleiterschaltungstechnik und ihre Entwicklung unterstreichen außerordentlich deutlich die Aussagen über die drei **Besonderheiten** der Elektrotechnik.

Unabhängig von den immer schnelleren Veränderungen der Technologien sind **Vorgänge und Prozesse der Elektrotechnik** grundsätzlich durch

- **Intransparenz**, die nur punktuell durch Messmittel aufgehoben werden kann,
- heute sogar noch stark zunehmende **Komplexität** und
- eine deutliche **Eigendynamik**

gekennzeichnet.

Diese Besonderheiten wurden zu Beginn der AEP I (im 1. Semester) für die Elektrotechnik aber auch (die Elektronik,) die Informatik, die Prozesssteuerung sowie weitere Bereiche (vergleiche [ 1 ]) angeführt.

Der Umgang mit diesen Besonderheiten verlangt in der Halbleiterschaltungstechnik auf der einen Seite ein zunehmend **abstrakteres** und auf der anderen ein auf **vereinfachte Modelle reduziertes gedankliches Abbild** der Vorgänge und Prozesse. Nur durch dieses „**elektrotechnische Denken**“, das auch nicht durch gute Modelle für Computersimulationen ersetzt (sondern nur unterstützt) werden kann, wird diese Technik gemeistert und der ihr immanente umfangreiche Gestaltungsspielraum genutzt.

Der Beginn der Halbleiterbauelemente kann im „Kristalldetektor“ (vorwiegend aus Bleiglanz oder Pyrit) und seiner Nutzung (insbesondere in der Amateurtechnik) zu Beginn des 20. Jahrhunderts gesehen werden. Es folgten Selengleichrichter und Germanium-Spitzendioden. 1948 fanden John Bardeen, Walter Houser Brattain und William Shockley beim Experimentieren mit Mehrfach-Spitzendioden einen Verstärkungseffekt und im Weiteren den Transistor.

Die folgende Tabelle soll die Innovationsgeschwindigkeit dieser Entwicklung darstellen.

	Elektronenröhre	Transistor	integrierter Transistor	Entwicklung
Beginn der Nutzung	ca. 1920	ca. 1960	ca. 1970	
Volumen der Standardelemente	20 cm <sup>3</sup> (Ø 2, H 6 cm)	40 mm <sup>3</sup> (4·5·2 mm <sup>3</sup> )	1970: 0,02 mm <sup>3</sup> (0,2·0,2·0,5 mm <sup>3</sup> ) heute: 2·10 <sup>-9</sup> mm <sup>3</sup> (0,1·0,1 µm <sup>2</sup> ·0,2 mm)	10 <sup>-6</sup>  10 <sup>-13</sup>
Lebensdauer entsprechend der Ausfallrate	ca. 1 a	1000 a	10 <sup>8</sup> a	10 <sup>8</sup>
Preis der Standardelemente	5 €	0,5 €	1970: 0,05 Cent heute: 1/1000 Cent (400€/40 Mio Tr.)	10 <sup>-4</sup> 5·10 <sup>-5</sup>

(Eine derartige Entwicklung bei PKW ergäbe heute einen Preis von einigen Cents und einen praktisch ewig reparatur- und wartungsfreien Betrieb allerdings bei einem Volumen von etwa 1 ml.)

Historisch liegen die Nutzung der Gasentladung (Glimmlampe...Quecksilberdampfgleichrichter und Tyratron) und der Vakuumröhre (Diode, Triode...Spezialröhren) vor der Halbleitertechnik. Da sie heute in der Elektronik eine untergeordnete Rolle spielen oder ganz verschwunden sind, wird für Interessenten auf die Literatur verwiesen (Grundlegende physikalische Effekte z.B. in [ 2 ] insgesamt).

Die Grundlagen der Halbleiterschaltungstechnik werden in dieser Lehrveranstaltung entsprechend der Logik des Verständnisses des Gegenstandes vorgestellt. Dabei wird versucht, in die wichtigsten Denkweisen und Modellvorstellungen vor allem mit grafischen Hilfsmitteln einen Einblick zu ermöglichen sowie viele Bezüge zu praktischen Fragen aufzuzeigen.

Die Gesamthematik wird mit Übungsaufgaben vertieft. Eine kleine Projektaufgabe soll als Abschluss eigene Erfahrungen fördern. Im Vordergrund steht diesbezüglich die

- Analyse von Bauelementen und Schaltungen der Informationstechnik (Analog- und Digitaltechnik) am Beispiel von Interfaceschaltungen.

Die Anwendungen von Halbleiterschaltungen werden in den folgenden Semestern mit der

- Analyse von Schaltungen und Geräten der Audio- und Videotechnik sowie
- Analyse von Antriebsprozessen, deren Steuerung und von Prozessen der Energiewandlung

fortgesetzt. Dazu werden die Methoden zunehmend ausgebaut.

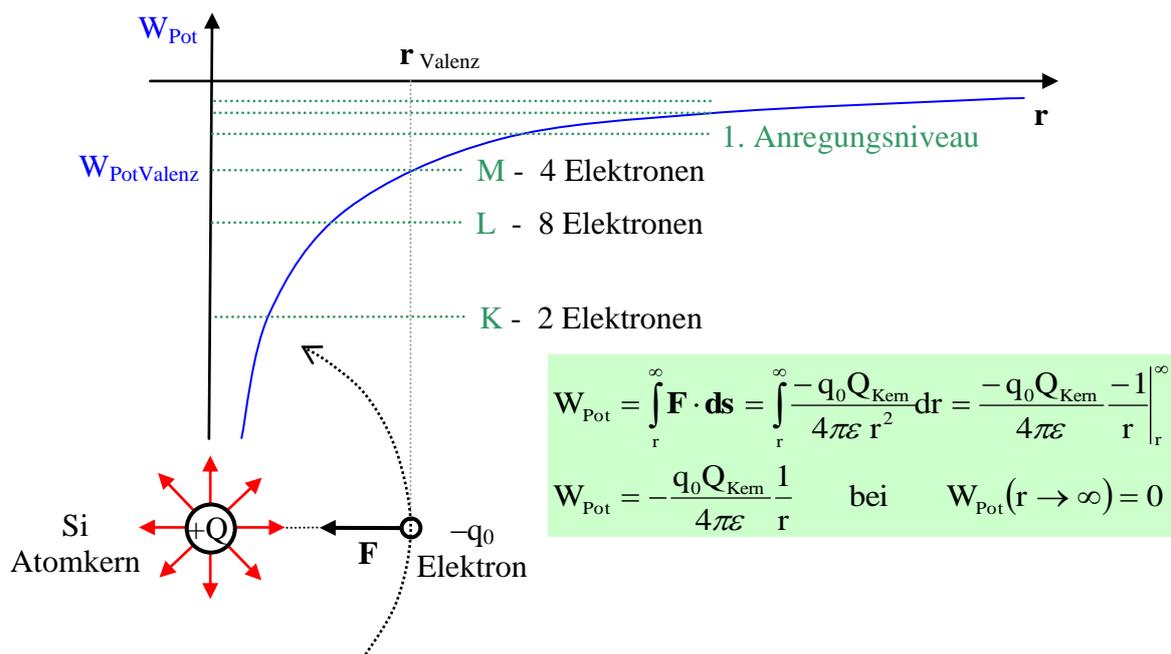
Mit elektrotechnischen Prozessen bezeichnen wir Vorgänge und Abläufe in Systemen (Elemente, Geräte und Anlagen) einschließlich ihrer Intransparenz, Komplexität und Eigendynamik. Die Lehrveranstaltung ist für Studenten vorgesehen, die solche Prozesse insbesondere analysieren, verstehen und bewerten können müssen.

## 2 Halbleiterbauelemente

### 2.1 Physikalische Grundlagen für Festkörper

#### 2.1.1 Leitungsmechanismus in Festkörpern

**Der Ausgangspunkt** zur Beschreibung der Leitungsmechanismen in Festkörpern ist das **Atommodell**, wie es vereinfacht aus dem Coulomb'schen Gesetz verbunden mit den Bedingungen für stabile erlaubte Bahnen folgt.



**Abb. 2.1: Potentielle Energie  $W_{\text{Pot}} = f(r)$  im Atommodell (Silizium)**

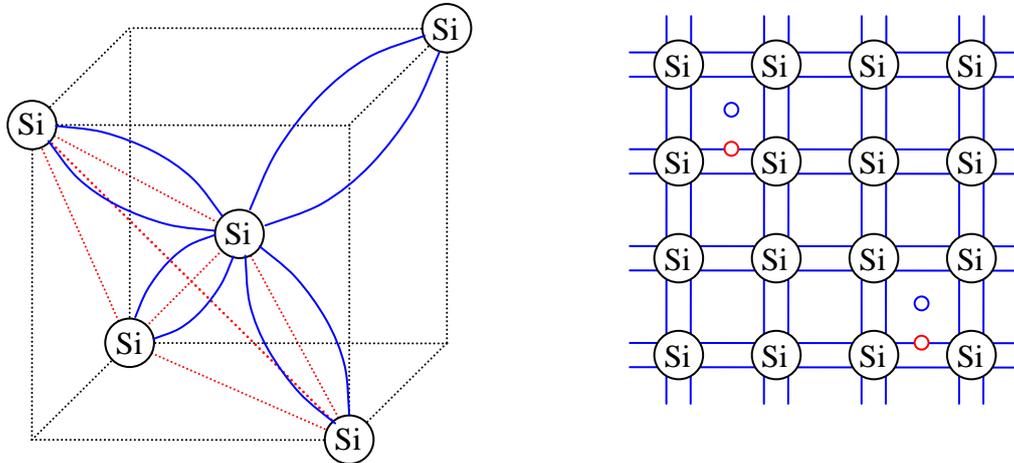
Auch wenn nach dem Coulomb'schen Gesetz für jeden Abstand „ $r$ “ eine potentielle Energie bestimmt werden kann, können die Elektronen nur **diskrete Zustände** (Abstände bzw. Bahnradien oder **Energieniveaus** bzw. potentielle Energien) einnehmen. Die Kreisbewegung einer Ladung entspricht einer beschleunigten Bewegung (somit einem „hochfrequenten Strom“) und müsste zu einer Energieabstrahlung führen. Es können also nur solche Zustände stabil und damit **erlaubt** sein, bei denen die Energie in „sich selbst zurückreflektiert“ wird. (Das wird oft - in einer sehr vereinfachten Vorstellung - mit einer stehenden Welle entlang des Bahnumfangs entsprechend einem ganzen Vielfachen der Materiewellenlänge des Elektrons veranschaulicht <sup>1</sup>.) In Abb. 2.1 ergeben die Schalen K, L und M für ihre jeweilige Elektronenbelegung (entsprechend der Haupt- und Nebenquantenzahlen) stabile Zustände.

Nur durch die Aufnahme der notwendigen Energiedifferenz kann ein Elektron auf ein höheres Energieniveau (größerer erlaubter Radius, z.B. dem 1. Anregungsniveau) steigen. Da dieses Anregungsniveau nicht die günstigste Bahn des Elektrons ist, wird es bei der geringsten Störung unter Abgabe der Energiedifferenz wieder auf sein Grundniveau (Valenzniveau) zurückfallen.

<sup>1</sup> Eine genauere Untersuchung erfolgt durch die Quantenmechanik (siehe Bohr'sches Atommodell [ 2 ]).



In hochreinen Einkristallen ist die periodische Anordnung der Atome ideal realisiert, aber auch bei nicht idealen Kristallen (z.B. aneinandergesetzten Kristalliten wie in Metallen) werden so die Eigenschaften im Wesentlichen bestimmt, solange nicht die Wirkungen von Kristallfehlern und Verunreinigungen überwiegen. Bei Halbleitern, die von sich aus eine geringe Leitfähigkeit haben, überwiegen Kristallfehler und Verunreinigungen sehr schnell, so dass unbedingt **hochreine Einkristalle** erforderlich sind.



**Abb. 2.3: Tetraedrische Bindung von Silizium und vereinfachte ebene Darstellung**

Die Grundstruktur des Einkristalls von Silizium mit seinen tetraedrischen  $sp^3$ -Bindungen ergibt ein **kubisches Kristallsystem** (Diamantstruktur aus vier Tetraedern in Abb. 2.3, eins davon rot gestrichelt <sup>4</sup>). Die vereinfachte ebene Darstellung daneben eignet sich gut zur Erläuterung der Kristallbindung (blaue Verbindungslinien). So werden die jeweils vier Valenzelektronen paarweise gemeinsam genutzt und damit die ideale Achterbelegung erreicht.

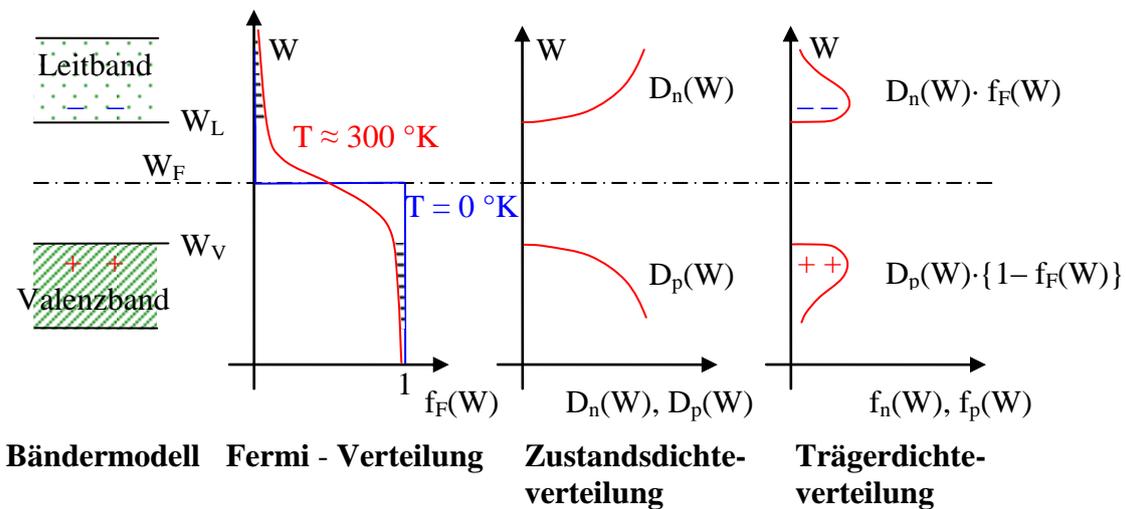
Im Fall der **Eigenleitung** sind bei einer Temperatur größer Null einige Kristallbindungen wegen der thermischen Anregungsenergie unbesetzt (rote Kreise) und **genau die gleiche** Anzahl Elektronen (blaue Kreise) bewegt sich frei zwischen den Atomen in der Art eines Gases (**Elektronengas**). (Vergleiche auch mit der Darstellung der potentiellen Energie nach Abb. 2.2.) Dieser Vorgang ist dynamisch zu sehen, unbesetzte Stellen werden wieder besetzt und mit der Energie kann ein anderes Elektron frei werden.

Bei Temperaturen größer Null können Elektronen im Valenzband die Wärmeenergie als Anregungsenergie nutzen und ins Leitband gelangen. Da sie dabei eine unbesetzte Stelle zurücklassen, entsteht immer ein Elektronen-Loch-Paar – **Generation**. Fällt umgekehrt ein Elektron ins Valenzband zurück, wird immer auch ein Loch (unbesetzte Stelle) beseitigt – **Rekombination**. Durch die ständigen Generations- und Rekombinationsprozesse sind je nach Temperatur im Mittel eine entsprechende Anzahl Elektronen und Löcher vorhanden. Genauso führen Photonen (Lichtenergie) und elastische Stöße (kinetische mechanische Energie) zur Generation von Elektronen-Loch-Paaren. Bei einer Rekombination kann die überschüssige Energie als **Photon oder als Phonon** <sup>2</sup> (Gitterschwingungs- oder akustischer Quant siehe [ 3 ] oder [ 4 ]) abgegeben werden, was erneut zur Generation führen kann.

Die Beschreibung dieses dynamischen Prozesses und damit der **Dichten  $n$  und  $p$**  (Anzahl freier Elektronen bzw. Löcher pro Volumen) des Elektronengases erfolgt durch eine **statistische Methode**, die von Fermi (siehe [ 2 ] oder [ 3 ]) dafür abgeleitet wurde.

**Fermi - Verteilung:**  $f_F = \{1 + \exp[(W - W_F)/kT]\}^{-1}$  ( 2.2 )

<sup>4</sup> siehe Weitergehendes in [ 5 ].



**Abb. 2.4: Bändermodell mit Trägern nach der Fermi – Statistik**

In Abb. 2.4 bedeuten  $D_n$  und  $D_p$  die quantenmechanisch möglichen Zustände für die Energieniveaus von  $W$  bis  $W+dW$ . Bei Eigenleitung ( $n = p$ ) folgt die Wahrscheinlichkeitsverteilung der Elektronen  $f_n(W)$  aus der Fermi – Verteilung  $f_F(W)$  und  $D_n$ , die der Löcher  $f_p(W)$  aus den im Valenzband fehlenden Elektronen  $1 - f_F(W)$  und  $D_p$ . Bei  $T = 0 \text{ °K}$  ist die Wahrscheinlichkeit für Elektronen im Leitband Null (demnach auch für Löcher im Valenzband).

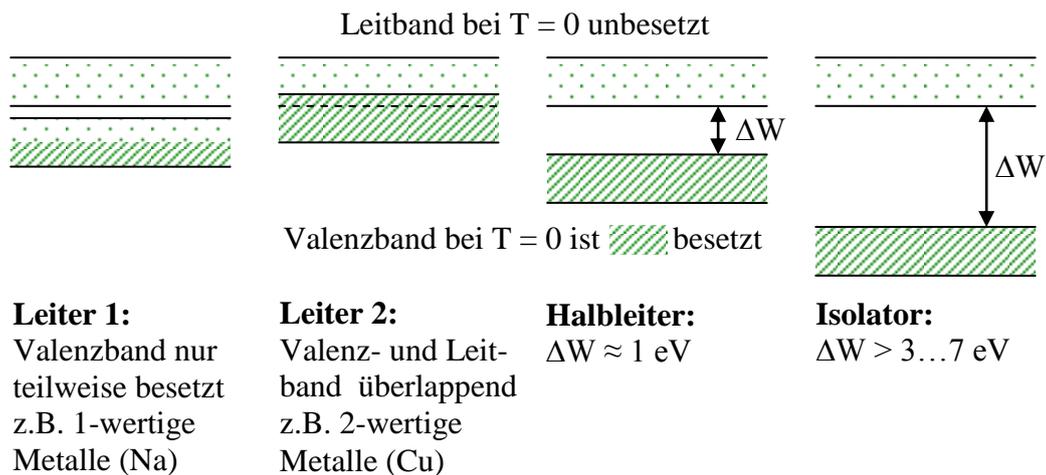
Das **Ferminiveau  $W_F$**  wird im thermischen Gleichgewicht aus der Neutralitätsbedingung bestimmt. Die Gesamtanzahl Elektronen oberhalb von  $W_F$  (freie Elektronen) muss gleich der Gesamtanzahl Löcher (entspricht den festen Ionen) unterhalb  $W_F$  sein (in Abb. 2.4 annähernd durch die gestrichelten Flächen verdeutlicht). Sind weitere Ladungsträger (z.B. von Störstellen) zu beachten, gehen diese in die Neutralitätsbedingung ein. Liegt kein reines thermisches Gleichgewicht vor (z.B. bei Stromfluss infolge einer äußeren Spannung), wird das Ferminiveau entsprechend „verbogen“.

Die Beweglichkeit  $b_n$  der Elektronen im Elektronengas zwischen den Atomen ergibt sich aus ihrer **freien Weglänge**, bis sie durch einen Zusammenstoß mit anderen Elektronen oder mit Atomen abgelenkt, gebremst oder auch mal beschleunigt werden. Aus dieser Vorstellung ist plausibel, dass die freie Weglänge im Mittel umso kürzer ist,

- je mehr Elektronen vorhanden sind,
- je dichter die Atome im Kristall angeordnet sind oder
- je stärker die Atome um ihre Gitterposition durch ihre Wärme schwingen.

Die Beweglichkeit der Löcher hängt ferner insbesondere auch von der zu überspringenden Energiebarriere ab und ist deutlich geringer als die der Elektronen.

Damit kann die Temperaturabhängigkeit der Leitfähigkeit von ( 2.1 ) aber sehr verschieden ausfallen. Überwiegt bei höherer Temperatur die Zunahme von freien Elektronen ( $n$ ) und Löchern ( $p$ ), so steigt die Leitfähigkeit. Überwiegt dagegen die Abnahme der Beweglichkeit ( $b_n, b_p$ ), wird die Leitfähigkeit geringer. Bei Metallen, die sehr viele freie Elektronen besitzen, überwiegt die Abnahme der Beweglichkeit (also wird  $\kappa$  kleiner). Für Halbleiter, die wenige freie Elektronen und Löcher haben, überwiegt deren Zunahme (also wird  $\kappa$  größer). Nach dieser Überlegung ergibt sich auch der Grund, weshalb Legierungen (die in der Regel durch die unterschiedlichen Atomgrößen eine dichtere Atomanordnung erreichen) meist schlechter leiten als die Ausgangsmaterialien.

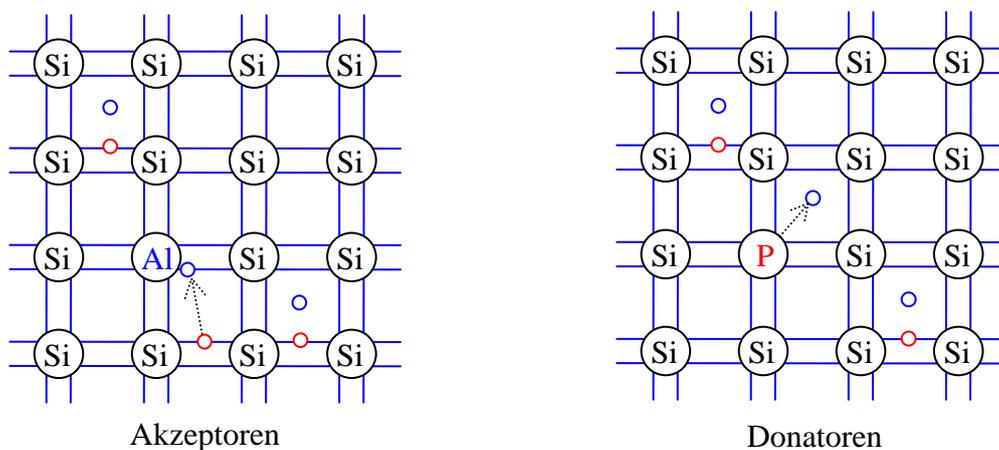


**Abb. 2.5: Bändermodell für Leiter, Halbleiter und Isolator**

Nach diesen Darlegungen kann eine Möglichkeit der Einteilung elektrischer Materialien in Leiter, Halbleiter und Isolatoren (siehe Abb. 2.5) entsprechend der **Breite der verbotenen Zone  $\Delta W$**  zwischen der Valenzbandoberkante  $W_V$  und der Leitbandunterkante  $W_L$  angegeben werden.

### 2.1.2 Dotierung von Halbleitermaterial

Das Bändermodell ermöglicht, den Einfluss von Dotierungen (gewollte Störstellen) des Einkristalls zu untersuchen.



**Abb. 2.6: Dotierung in der ebenen Darstellung eines Siliziumkristalls**

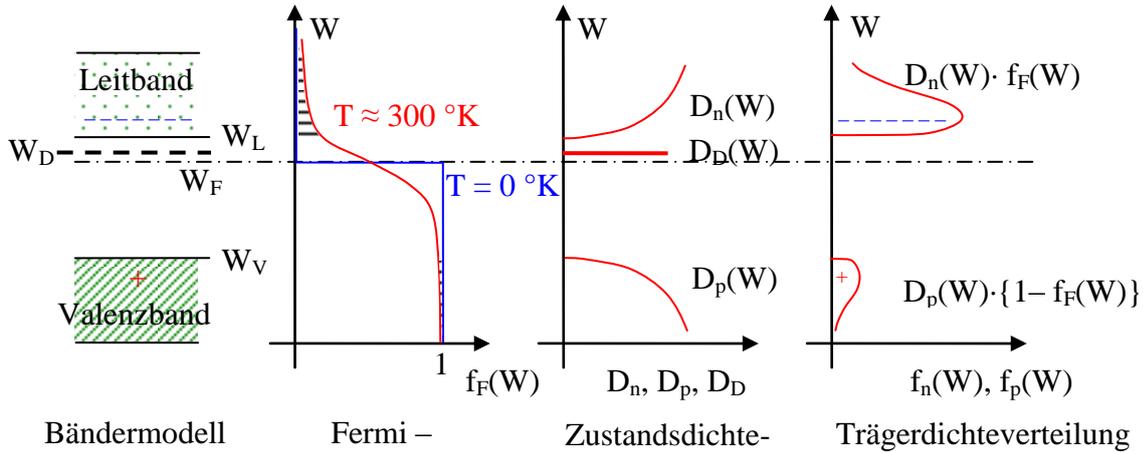
Die dreiwertigen Aluminiumatome ziehen ein Elektron zu sich, um eine Achterbelegung zu erreichen. Der fünfwertige Phosphor gibt ein überflüssiges Elektron frei. Somit entstehen mehr Löcher bzw. Elektronen für die elektrische Leitfähigkeit und ihre Anzahl wird ungleich.

Das Bändermodell zeigt es differenzierter. Durch die sehr große „energetische Nähe“ der **Donatoren** (P in Abb. 2.6) zum Leitband bzw. der **Akzeptoren** (Al in Abb. 2.6) zum Valenzband geben die Donatoren ihre Elektronen praktisch vollständig ins Leitband ab bzw. alle Akzeptoren nehmen je ein Elektron aus dem Valenzband auf. Die Störstellen selbst sind nicht dicht genug, um miteinander Elektronen auszutauschen, und ergeben deshalb kein

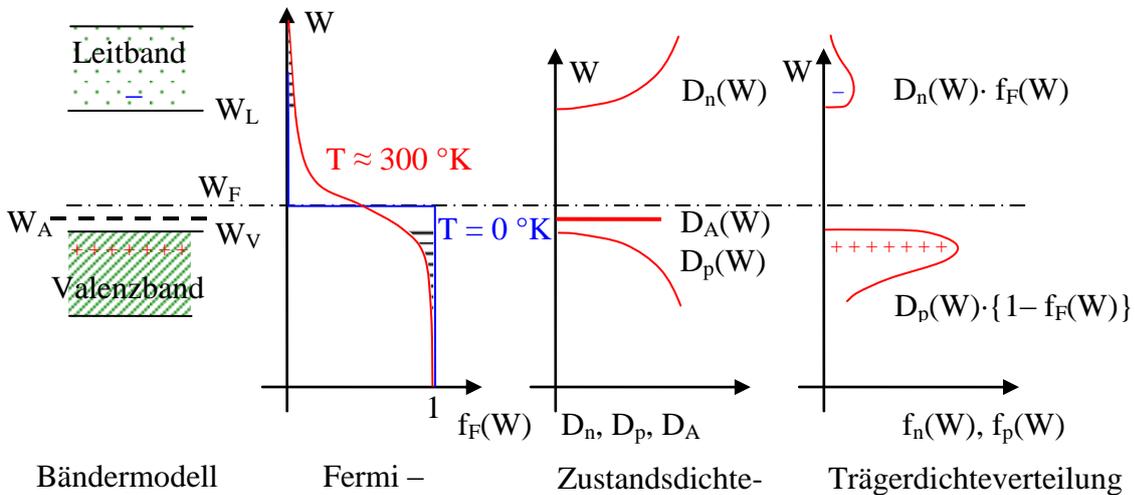
eigenes Band (d.h., ihre Ladungen sind nicht beweglich und tragen nicht direkt zur Leitfähigkeit bei, deshalb eine gestrichelte Linie).

In Abb. 2.7 und Abb. 2.8 geht die Gesamtzahl der Donatoren ( $N_D$ , positiv geladen) bzw. der Akzeptoren ( $N_A$ , negativ geladen) in die Neutralitätsbedingung zusätzlich zu den gestrichelten Flächen ein. Dadurch verschiebt sich das Fermi-niveau  $W_F$  in Richtung des Störstellenniveaus (es kann bei starker Dotierung zwischen Störstellen und Bandkante liegen).

Bei Dotierung mit Donatoren überwiegt die **Elektronenleitung im Leitband** (in der Praxis um viele Größenordnungen). Bei Dotierung mit Akzeptoren überwiegt die **Löcherleitung im Valenzband** (in der Praxis ebenfalls um viele Größenordnungen). Das Ergebnis sind zwei Materialien von unterschiedlichem Leitfähigkeitstyp.



**Abb. 2.7: Bändermodell mit Donatoren (mit Fermi – Verteilung)**



**Abb. 2.8: Bändermodell mit Akzeptoren (mit Fermi – Verteilung)**

Die Bilanz der Trägerkonzentrationen wird als **Massenwirkungsgesetz** des Halbleiters bezeichnet.

$$n p = n_i^2 \quad \text{bei Eigenleitung} \quad n_0 p_0 = n_i^2 \quad (2.3)$$

Zusätzlich gilt die Ladungsbilanz:

$$n + N_A^- = p + N_D^+ \quad \text{bei} \quad n_0 = p_0 \quad (2.4)$$

Dabei sind  $n_0$  und  $p_0$  die Trägerdichten für Eigenleitung sowie  $n_i$  die Eigenleitungsdichte (Intrinsicdichte). Werden Akzeptoren hinzugefügt, vergrößert sich  $p$  und  $n$  muss abnehmen.

Werden dagegen Donatoren hinzugefügt, vergrößert sich  $n$  und  $p$  muss abnehmen. In der Halbleitertechnologie werden Dichten der Störstellen von ca.  $10^{10}$  bis  $10^{20} \text{ cm}^{-3}$  eingesetzt. In gleicher Größe erhöht sich die entsprechende Trägerdichte (vergleiche auch  $n_{\text{Cu}} = 10^{22} \text{ cm}^{-3}$ ). Der enorme Unterschied der Trägerkonzentrationen in jedem Leitfähigkeitstyp, führt zu den Begriffen **Majoritätsträger** und **Minoritätsträger**. Die Majoritätsträger bestimmen den Leitfähigkeitstyp, dagegen sind die Minoritätsträger oft zu vernachlässigen (sie erhalten aber z.B. im PN - Übergang eine spezifische Rolle).

Für qualitative Überlegungen ist das Bändermodell mit Fermi-niveau (ohne Verteilungen) eine einfache wirksame Methode. Für exakte quantitative Untersuchungen sind dagegen quantenphysikalisch der Atom- und Kristallaufbau mit seinen Bindungen sowie die Zustandsdichteverteilungen der Elektronen, darüber hinaus thermodynamisch die Verteilungsfunktionen des Elektronengases und seine Gleichgewichtsverhältnisse neben den elektrischen Fragen zu beherrschen.

### 2.1.3 Kennwerte von Halbleitermaterialien und Übungsaufgaben

In der folgenden Tabelle sind zur Verdeutlichung der Größen einige Materialien und ihre wichtigsten Kennwerte aufgeführt.

Kennwerte bei 300 °K		$\Delta W$	$b_n$	$b_p$	n, p (Eigenleitung)
Germanium	Ge	0,67 eV	3900 $\text{cm}^2/\text{Vs}$	1900 $\text{cm}^2/\text{Vs}$	$2,33 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$
Silizium	Si	1,12 eV	1500 $\text{cm}^2/\text{Vs}$	600 $\text{cm}^2/\text{Vs}$	$1,6 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$
Galliumarsenid	GaAs	1,43 eV	8500 $\text{cm}^2/\text{Vs}$	400 $\text{cm}^2/\text{Vs}$	$1,3 \cdot 10^6 \text{ cm}^{-3}$
Kupfer	Cu	-	40,6 $\text{cm}^2/\text{Vs}$	-	$8,4 \cdot 10^{22} \text{ cm}^{-3}$

Bei den Angaben von  $n$  und  $p$  ist zu beachten, dass die Unterschiede viele Größenordnungen betreffen.

#### Aufgabe 2.1.1

Nach ( 2.1 ) kann die Leitfähigkeit  $\kappa$  für Eigenleitung und Zimmertemperatur (300 °K) aus den Angaben der obigen Tabelle berechnet werden.

Frage 1: Wie groß wird  $\kappa$  von Ge, Si, GaAs und zum Vergleich von Cu?

Frage 2: Welcher Strom fließt durch ein Bauelement von 0,1 mm Dicke und  $0,1 \cdot 0,1 \text{ mm}^2$  Fläche bei einer Spannung von 5 V für diese Materialien?

Zusatzaufgabe: Diskutiere die Ergebnisse!

(Zum Vergleich:  $\kappa_{\text{Ge}} = 2,1 \cdot 10^{-6} \text{ m}/\Omega\text{mm}^2$ ,  $\kappa_{\text{Si}} = 5,5 \cdot 10^{-10} \text{ m}/\Omega\text{mm}^2$ ,  $\kappa_{\text{GaAs}} = 1,8 \cdot 10^{-13} \text{ m}/\Omega\text{mm}^2$  und  $\kappa_{\text{Cu}} = 56 \text{ m}/\Omega\text{mm}^2$  mit  $\text{m}/\Omega\text{mm}^2 = 10^6 \text{ 1}/\Omega\text{m}$ )

#### Aufgabe 2.1.2

Eine Probe Silizium aus der obigen Tabelle wird mit einer Phosphorkonzentration von  $10^{15} \text{ cm}^{-3}$  dotiert.

Frage 1: Wie groß sind  $n$  und  $p$  sowie  $\kappa$ ?

Hinweis: Nutze ( 2.3 ) und ( 2.4 ), vernachlässige die Änderung der Beweglichkeiten!

Frage 2: Bei der gleichen Probe (Länge 8 mm, Fläche 1 mm<sup>2</sup>) wird ein Widerstand von 400 Ω gemessen, wie groß ist die tatsächliche Beweglichkeit  $b_n$ ?

Hinweis: Nach den Erfahrungen mit Frage 1 kann die Löcherleitfähigkeit vernachlässigt werden.

### Aufgabe 2.1.3

Aus der Siliziumprobe von Aufgabe 2.1.2 wird ein Hallsensor hergestellt. Durch den Sensor fließt ein Strom von 1 mA und senkrecht zum Strom wirkt ein Magnetfeld von 2000 T. (Abmessungen siehe Abb. 2.9.)

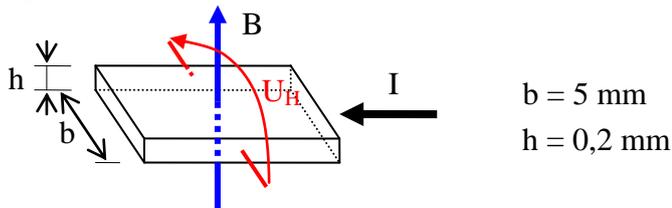


Abb. 2.9: Hallsensor

Frage: Wie groß ist die Hallspannung  $U_H$ ?

Hinweis: Dabei ist  $S = I / A_{\perp} = q_0 v_D n$  und  $F = q_0 E = q_0 v_D B$  sowie  $U_H = b E_H$  und  $T = V s / m^2$ .

### Aufgabe 2.1.4

Ein Fotowiderstand soll aus Silizium hergestellt werden und eine möglichst große Widerstandsänderung und Empfindlichkeit aufweisen.

Frage: Sollte hoch, niedrig oder nicht dotiert werden?

### Aufgabe 2.1.5

Ein Thermowiderstand soll aus Silizium hergestellt werden und mit steigender Temperatur besser leiten (bei ca. 1000 Ω für 20 °C).

Frage: Sollte hoch, niedrig oder nicht dotiert werden?

## 2.2 PN - Übergang

### 2.2.1 Gleichgewicht von Diffusion und Feld

Die zwei Leitfähigkeitstypen bei Halbleitern führen zu der Möglichkeit, einen Übergang von einem Leitfähigkeitstyp zum anderen herzustellen und zu untersuchen.

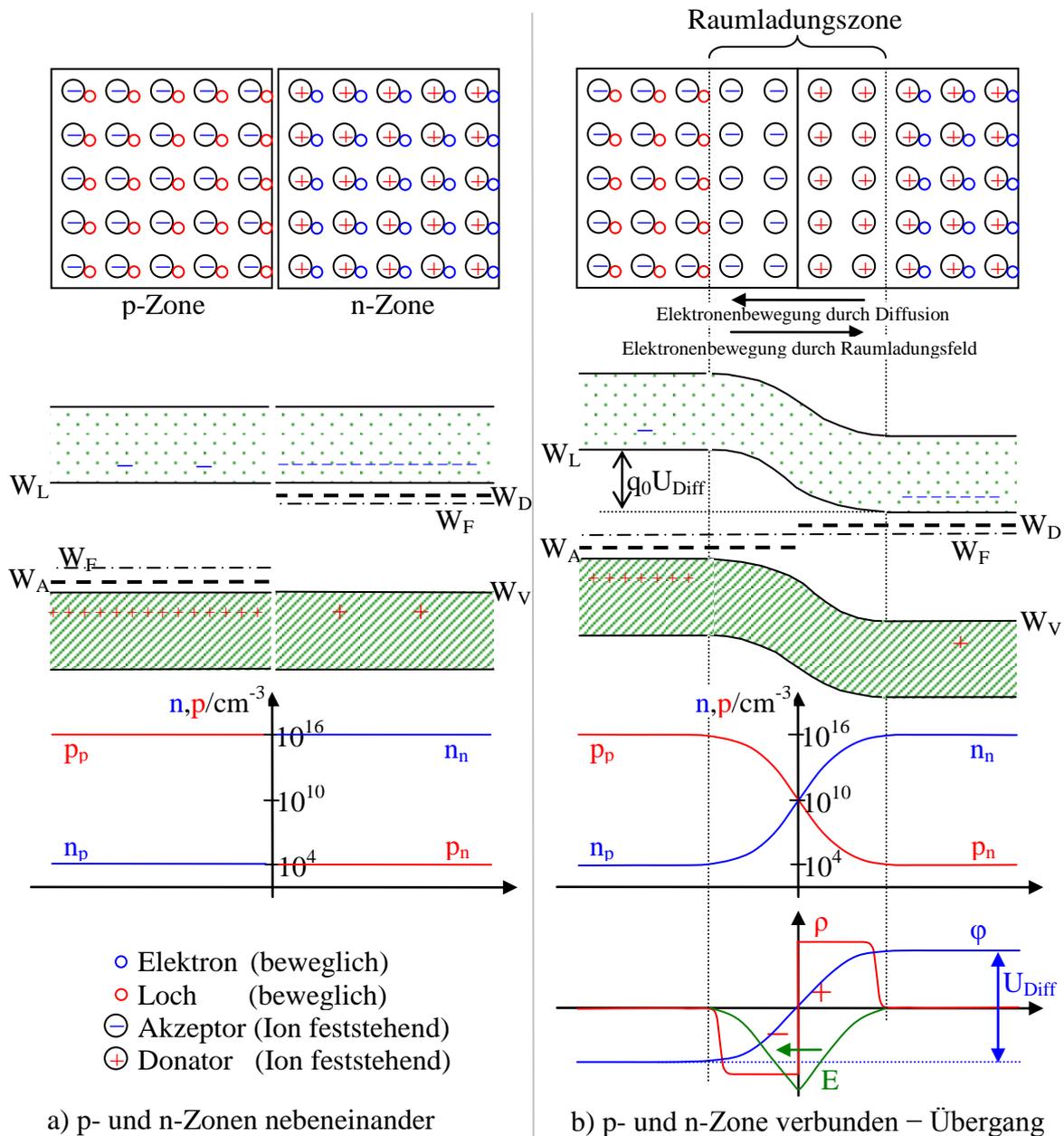


Abb. 2.10: Übergang zwischen zwei Leitfähigkeitstypen – PN-Übergang <sup>5</sup>

In Abb. 2.10 a oben sind schematisch die beide Leitfähigkeitstypen nebeneinander mit ihren ionisierten Störstellen und den dadurch entstandenen Löchern bzw. freien Elektronen dargestellt. In dieser Anordnung besteht in der p leitenden Zone als auch in der n leitenden

<sup>5</sup> Beachte: Das Potential wurde zur einfacheren Darstellung in der Mitte auf „Null“ gelegt. Löcher bewegen sich in und Elektronen gegen die Feldrichtung bzw. gegebenenfalls Stromrichtung.

Zone überall Ladungsgleichgewicht. Bei einer Betrachtung als Kontinuum, das nur in x-Richtung Änderungen aufweist, interessiert vor allem die energetische Lage der beweglichen Ladungsträger, wie sie das Bändermodell darunter in Abhängigkeit von x darstellt. Nach Abschnitt 2.1.2 können auch die Verteilungen der Trägerdichten über x angegeben werden (das Beispiel entspricht etwa Silizium mit Dotierungen von  $10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ).

Wurden beide Zonen als Übergang (Abb. 2.10 b oben) hergestellt, entsteht ein (in der Darstellung abruptes) **Gefälle der Konzentrationen** der Löcher von links nach rechts und der freien Elektronen von rechts nach links. Dieses Gefälle der Konzentrationen führt zur **Diffusion** der jeweiligen Ladungsträger in Richtung ihrer geringeren Konzentration (Konzentrationsausgleich wie in Gasen oder Flüssigkeiten, in Abb. 2.10 b für die Elektronenbewegung angedeutet). Dadurch verlagern sich aber Elektronen zur Seite der negativen Ionen und gleichen dort Löcher aus bzw. Löcher zur Seite der positiven Ionen und gleichen Elektronen aus. So entsteht eine **Raumladungszone** im Bereich des Übergangs (Bereiche mit Überschuss negativer bzw. positiver Ladungen). Zwischen diesen Ladungen wirkt ein **elektrisches Feld** (von + nach -, also nach links) mit Kräften auf die Elektronen nach rechts und auf die Löcher nach links (also entgegen der Diffusion).

Zwischen beiden Prozessen der Diffusionsbewegung und der Bewegung infolge der Kräfte des Feldes der Raumladung stellt sich ein **Gleichgewicht** ein.

Im Bändermodell (darunter) ergibt dieser Zusammenhang, dass das Fermienergielevel  $W_F$  waagrecht als Bezugsniveau durch beide Zonen geht und sich die Bänder im Übergangsbereich verbiegen. Dabei bedeutet ein größerer Abstand vom Fermienergielevel geringere Wahrscheinlichkeit für Ladungsträger (damit Anzahl, vergleiche Abb. 2.4 und Abb. 2.7), wodurch die Bänder zusammengeführt werden (von dort, wo mehr Träger waren, verschieben sie sich dorthin, wo weniger waren).

Aus den sich dabei nach ( 2.3 ) und ( 2.4 ) einstellenden Verteilungen von n und p (darunter dargestellt) folgt die Raumladungsdichte ( $\rho$ ) sowie daraus das elektrische Feld (E) und das Potential ( $\varphi$ ).

$$E(x) = D(x)/\epsilon = \int_{\text{Elektrode P-Zone}}^x \rho(x)/\epsilon \, dx \quad \text{und} \quad \varphi = - \int_{\text{Elektrode P-Zone}}^x \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} \quad (2.5)$$

Die Spannung (Potentialdifferenz) zwischen den Enden beider Halbleiterzonen infolge des genannten Gleichgewichts wird **Diffusionsspannung** genannt. Bei einem realen Bauelement kann diese Spannung nach außen nicht abgenommen oder gemessen werden, da die notwendigen elektrischen Kontakte für die Elektroden beider Halbleiterzonen diese genau kompensieren (siehe Abschnitt 2.2.4). Die Diffusionsspannung hängt vom Bandabstand und der Stärke der Dotierung ab. Bei höherer Dotierung rückt das Fermienergielevel dichter an die Bänder.

## 2.2.2 Einfluss einer äußeren Spannung

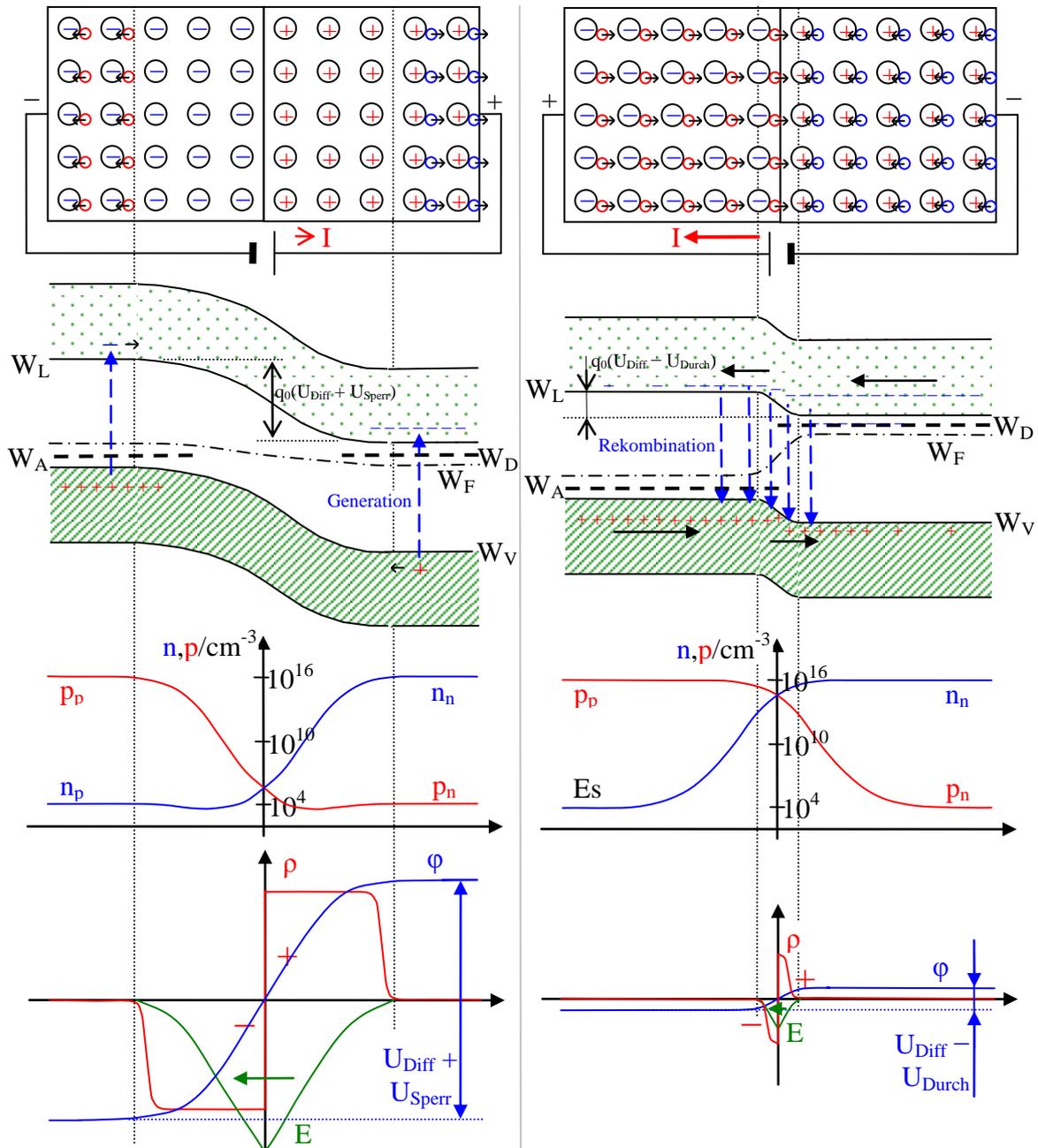
Wird an den PN-Übergang eine **äußere Spannung** angelegt, werden durch den Stromfluss (kleine Pfeile in Abb. 2.11 c und d) von den Kontakten her entweder

<sup>6</sup> Da in Abb. 2.10 nur Veränderungen nach x vorliegen und D an der Elektrode der P-Zone „Null“ ist, wird

$$\oint_{\text{Hüllfläche}} \mathbf{D} \cdot d\mathbf{A} = Q \quad \text{zu} \quad \int_{A_{\perp}} D(\text{Elektrode P-Zone}) dA_{\perp} + \int_{A_{\perp}} D(x) dA_{\perp} = \int_{\text{Elektrode P-Zone}}^x \rho(x) dx dA_{\perp}. \quad \text{Zusätzlich gilt} \quad D = \epsilon E.$$

Über  $A_{\perp}$  muss nicht integriert werden, weil über  $A_{\perp}$  keine Änderungen auftreten; so kann gekürzt werden.

- weitere Ladungen abgeführt, d.h. Ausdehnung der Raumladungszone, **Sperrrichtung** mit relativ kleinem Strom (Abb. 2.11 c) oder
- nachgeliefert, d.h. Abbau der Raumladungszone, **Durchlassrichtung** mit hohem Strom (Abb. 2.11 d).



c) Äußere Spannung in Sperrrichtung

d) Äußere Spannung in Durchlassrichtung

- Elektron (beweglich) ⊖ Akzeptor (Ion feststehend)
- Loch (beweglich) ⊕ Donator (Ion feststehend)

**Abb. 2.11: PN-Übergang mit außen anliegender Spannung**<sup>5</sup>

Bei Stromfluss wird das reine thermische Gleichgewicht in der Sperrschicht durch den weiteren Abzug von Trägern bzw. durch die Ladungsträgerzufuhr (Trägerinjektion) gestört.

Das Ergebnis ist in der Darstellung von  $n$  und  $p$  deutlich. Die Trägerkonzentrationen werden

entweder stark abgesenkt (z.T. noch unter die ursprüngliche Minoritätsträgerkonzentration) bzw. fast ausgeglichen.

Das Fermi-niveau verbiegt sich infolge des Nichtgleichgewichts im Übergangsbereich so, dass in Sperrichtung die Bänder um die Sperrspannung stärker verbogen werden, dagegen in Durchlassrichtung die Bandverbiegung um die Durchlassspannung verringert wird.

Die Ausdehnung bzw. der Abbau der Raumladung erfolgt genau so, dass jeweils der Maschensatz erfüllt ist (im Uhrzeigersinn gesehen).

$$\begin{aligned} \text{im PN-Übergang} + \text{Elektroden} + \text{außerhalb} &= 0 \\ -(U_{\text{Diff}} + U_{\text{Sperr}}) + U_{\text{Elektroden}} + U_{\text{Außen(Sperr)}} &= 0 \\ -(U_{\text{Diff}} - U_{\text{Durch}}) + U_{\text{Elektroden}} - U_{\text{Außen(Durch)}} &= 0 \end{aligned}$$

Der fließende **Strom** setzt sich aus den Anteilen der Diffusionsbewegung und der Bewegung durch das Raumladungsfeld beider Trägerarten zusammen, muss natürlich über  $x$  gleich bleiben.

$$I(x) = I_{\text{Diff } n}(x) + I_{\text{Feld } n}(x) + I_{\text{Diff } p}(x) + I_{\text{Feld } p}(x) = \text{const} \quad (2.6)$$

An den Elektroden besteht der Strom nur noch aus Majoritätsträgern. Die Minoritätsträger

$$I = I_{\text{Feld } p}(\text{P-Elektrode}) = I_{\text{Feld } n}(\text{N-Elektrode})$$

sind vernachlässigbar und die Diffusionsströme reichen nicht so weit. Der **Übergang vom Löcher- zum Elektronenstrom** erfolgt durch **Rekombination** (bei Durchlassstrom hohe Trägerkonzentrationen in der Sperrschicht, Abb. 2.11 d) bzw. **Generation** (Sperrstrom nur durch neu generierte Träger, Abb. 2.11 c).

### 2.2.3 Kennlinie eines PN - Übergangs

Aus ( 2.5 ), ( 2.1 ) und den Verteilungen der Trägerkonzentrationen  $n$  und  $p$  wird die **Kennlinie des PN-Übergangs** ermittelt [ 3 ]. Für  $U \ll U_{\text{Diff}}$  und ideale Verhältnisse<sup>7</sup> folgt die Wagner'sche Kennlinienformel des PN-Übergangs.

$$I = I_0 \left( e^{\frac{qU}{kT}} - 1 \right) \quad (2.7)$$

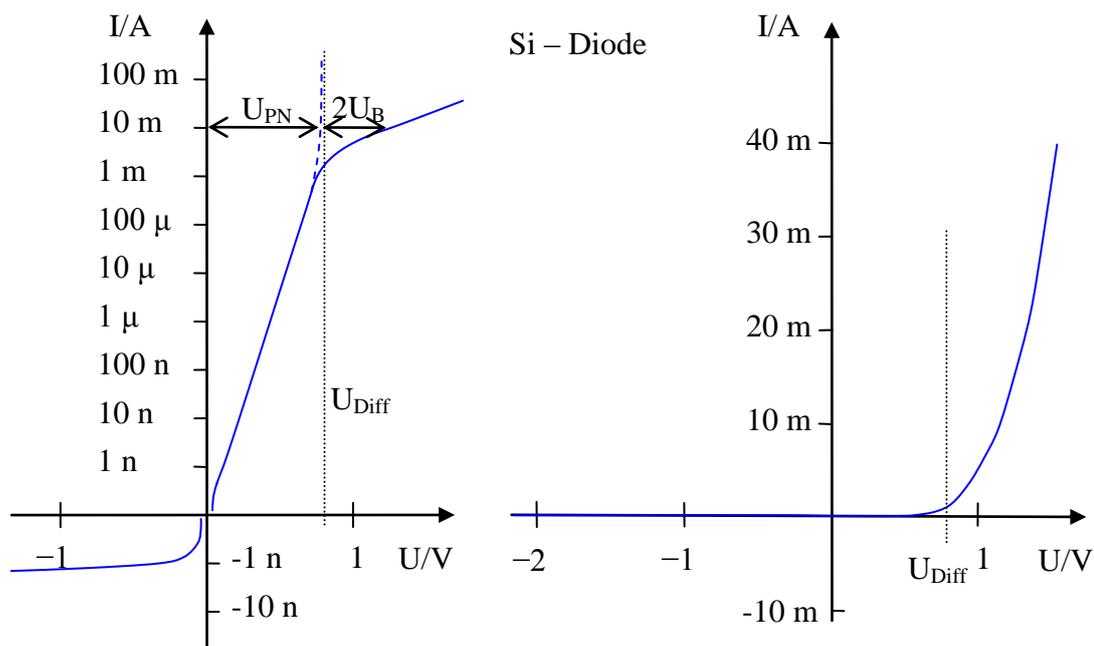
$I_0$  ist der Reststrom in Sperrichtung (bei  $U \ll 0$ ) und  $U$  die äußere Spannung. Wenn der Strom so groß wird, dass die Ladungsträgerzufuhr (Trägerinjektion) die Raumladungen abgebaut hat ( $U \approx U_{\text{Diff}}$ , Bandverbiegungen sind abgebaut vergleiche Abb. 2.11 d), muss eine weitere Spannungsvergrößerung gleichmäßig zwischen den Elektroden verteilt werden. Die Spannung am eigentlichen Übergang  $U_{\text{PN}}$  steigt nicht weiter, dafür erhöht sich die Spannung über den beiden Bahngebieten  $2U_{\text{B}}$  (je Elektrode bis Übergang). Es folgt damit vollständig

$$\begin{aligned} I = I_0 \left( e^{\frac{qU_{\text{Diff}}}{kT}} - 1 \right) \frac{1}{4} \left[ \coth^2 \left( \frac{U_{\text{Diff}} - U_{\text{PN}}}{2kT/q} \right) - \coth^2 \left( \frac{U_{\text{Diff}}}{2kT/q} \right) \right] \quad \text{und} \\ U = U_{\text{PN}} + 2U_{\text{B}} = U_{\text{PN}} + 2 \frac{kT}{q} \left[ \coth \left( \frac{U_{\text{Diff}} - U_{\text{PN}}}{2kT/q} \right) - \coth \left( \frac{U_{\text{Diff}}}{2kT/q} \right) \right] \quad (2.8) \end{aligned}$$

<sup>7</sup> Exakt abrupter Übergang, symmetrische Verteilung für  $n(x)$  und  $p(x)$ , gleiche Diffusion von  $n$  und  $p$  ...

<sup>8</sup> Die Exponentialfunktion rührt von der Fermi-Statistik her, in  $I_0$  sind alle Materialparameter zusammengefasst.

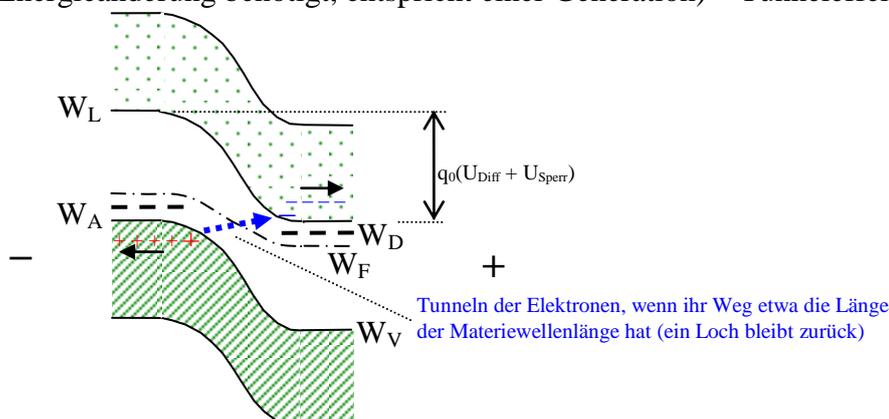
Für  $U_{PN} \ll U_{Diff}$  wird aus ( 2.8 ) wieder ( 2.7 ) sowie  $U = U_{PN}$ .



**Abb. 2.12: Kennlinie des PN-Übergangs (logarithmisch und linear dargestellt)**

Die in ( 2.8 ) enthaltenen Parameter  $I_0$  und  $U_{Diff}$  lassen sich aus zwei Messpunkten der Kennlinie bestimmen. Durch technologische Erfordernisse und Einflüsse ergeben sich Abweichungen gegenüber den idealen Verhältnissen <sup>7</sup>, die für praktische Belange durch einen Korrekturfaktor  $\alpha$  vor  $kT$  in den Exponenten von ( 2.8 ) ausgeglichen werden können. Dieser kann durch einen dritten Messpunkt ermittelt werden (siehe auch [ 6 ]), so dass sich eine gute Übereinstimmung von gemessener Kennlinie und Formel ergibt. Insbesondere im Bereich kleiner Ströme können Verunreinigungen zu zusätzlichen Abweichungen von der idealen Kennlinie führen (stärkere Steigung des Sperrstromes mit der Sperrspannung).

In Sperrrichtung wird das elektrische Feld bei hohen Sperrspannungen im Übergangsbereich sehr groß. Hohe Feldkräfte können Ladungsträger direkt aus ihrer Bindung (dem Valenzband) reißen – Zehnerffekt. Nehmen Elektronen im Feld viel Bewegungsenergie auf, ruft Stoßionisation lawinenartig einen Anstieg der Trägerkonzentration hervor – Avalancheffekt. Weiter können bei schmalen Übergängen und hoher Sperrspannung Elektronen auf Grund ihrer Welleneigenschaften von der Valenzbandkante direkt zur Leitbandkante „tunneln“ (was keine Energieänderung benötigt, entspricht einer Generation) – Tunneleffekt.



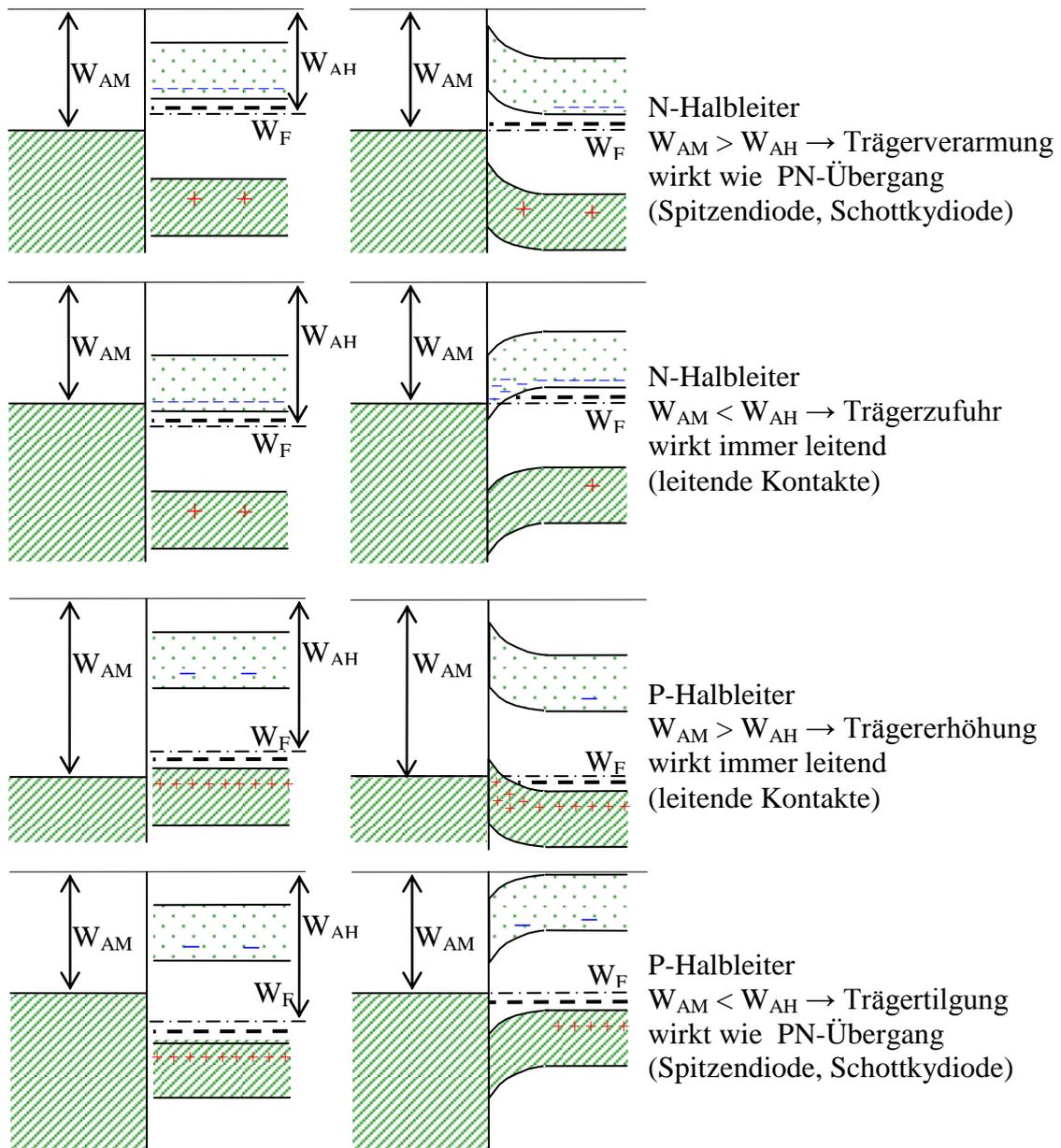
**Abb. 2.13: Darstellung des Tunneleffekts im Bändermodell**

Alle drei Effekte führen zu einem steilen Stromanstieg im Sperrbereich. Eine Nutzung erfolgt bei Zehnerdioden zur Spannungsstabilisierung (ca. 3 ... 50 V) bei Avalanchedioden zum Überspannungsschutz (ca. 150 ... 1000 V).

## 2.2.4 Metall - Halbleiter - Übergang

Metall – Halbleiter – Übergänge standen mit dem Kristalldetektor und den Spitzendioden am Anfang der Entwicklung. Sie werden heute bei Schottkydioden genutzt und sind die Grundlage für leitende Kontakte an Halbleiterbauelementen.

Das Bändermodell des Metalls (Valenzband und Leitband überschneiden sich Abb. 2.5) reduziert sich auf das Schottky'sche Napfmodell (bis  $W_F$  gefüllter Napf).



**Abb. 2.14: Übergänge zwischen Metall und Halbleiter**

Der Abstand vom Niveau der „Füllung“ bis  $\infty$  heißt **Austrittsarbeit**  $W_{AM}$  (Austritt aus der Oberfläche des Metalls). Dieses Niveau stellt sich beim Übergang Metall – Halbleiter auf das

Ferminiveau ein (entspricht dem Ferminiveau des Metalls).

Auch hier entsteht ein Gleichgewicht zwischen Diffusion und elektrischem Feld.

Der Übergang zu einem Halbleiter, dessen Austrittsarbeit  $W_{AH}$  (vom Ferminiveau bis  $\infty$ ) kleiner ist als  $W_{AM}$ , ergibt, dass Elektronen vom Halbleiter zum Metall „diffundieren“. Abb. 2.14 zeigt für einen N-Halbleiter, dass dadurch eine Trägerverarmung entsteht, das bedeutet eine Sperrschicht wie beim PN-Übergang. Für den P-Halbleiter erhöhen die „wegdiffundierenden“ Elektronen dagegen die Anzahl Löcher und so entsteht ein leitfähiger Übergang. Ist  $W_{AH}$  größer als  $W_{AM}$  gehen umgekehrt Elektronen vom Metall zum Halbleiter. Das ergibt eine Zufuhr von Elektronen bei einem N- und eine Tilgung von Löchern beim P-Halbleiter. Die Bandverbiegungen ergeben auch hierbei eine Diffusionsspannung. Bei mehreren Übergängen in Reihe, die an beiden Enden das gleiche Metall (z.B. die Zuleitung) haben, heben sich alle Diffusionsspannungen gegenseitig auf. Es sind sowohl für einen N- als auch einen P-Halbleiter leitende Kontakte bei der richtigen Auswahl möglich.

Technologisch ergibt sich für Sperrschichten die Schwierigkeit, dass alle Verunreinigungen und Fehler auf der Oberfläche des Einkristalls die Trägeranzahlen stark verändern. Deshalb konnten Schottkydioden erst mit ausgereifter Technologie hergestellt werden und auch heute noch nicht für sehr große Querschnitte (d.h. große Ströme). Das Problem ist dagegen bei leitenden Kontakten unbedeutend.

Für die Diffusionsspannung und somit die Schwellspannung kann durch günstige Auswahl bei Schottkydioden ein Wert von 0,2 bis 0,3 V erreicht werden. Diese geringe Durchlassspannung ergibt im Vergleich mit einer Si - Diode (0,7 bis 0,8 V) einen deutlich geringeren Leistungsverlust. Darüber hinaus sind diese Dioden schneller. Die Kennlinie entspricht der des PN-Übergangs mit entsprechendem  $I_0$  und  $U_{Diff}$ .

## 2.2.5 Ersatzschaltungen für eine Halbleiterdiode

In der Schaltungstechnik ist es oft zweckmäßig, Ersatzschaltungen zu verwenden.

Ersatzschaltungen stellen eine Näherung der statischen Kennlinie, eine Näherung für das Kleinsignalverhalten oder eine mathematische Annäherung an die statische Kennlinie sowie das dynamische Verhalten (Großsignalverhalten) dar.

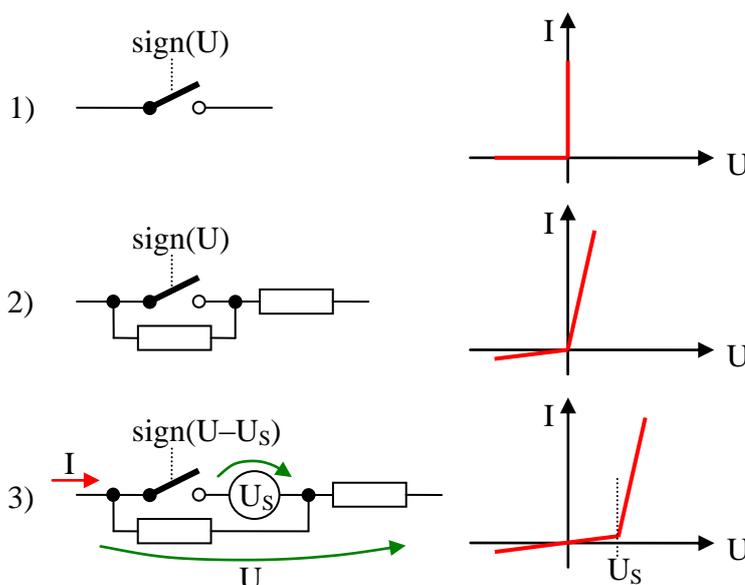
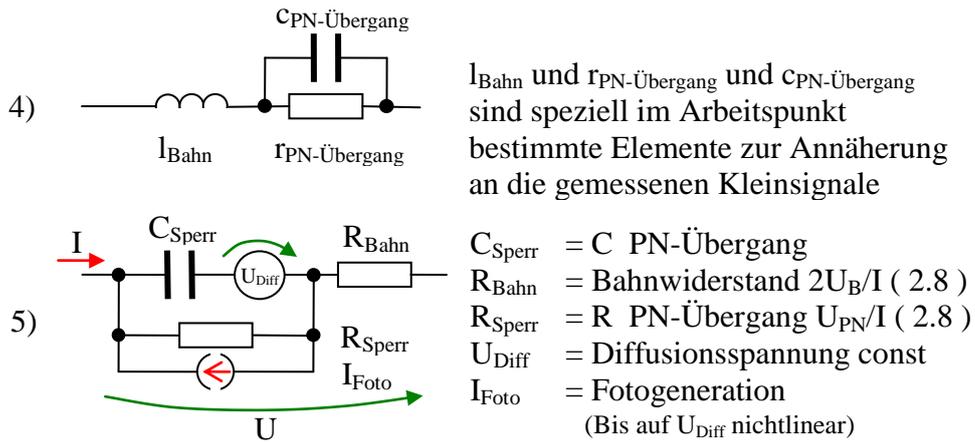


Abb. 2.15: Beispiele für Ersatzschaltungen – Näherung der statischen Kennlinie



**Abb. 2.16: Beispiele für Ersatzschaltungen Kleinsignal und Großsignal**

Ersatzschaltungen werden zur Schaltungsberechnung und zur Analyse der Funktionsweise von Schaltungen herangezogen. Insbesondere Simulationssysteme benutzen vorrangig verschiedene Ersatzschaltungen. Die Bestimmung der Parameter der Ersatzschaltungen erfolgt immer durch Messung bzw. aus Typparametern der Hersteller. Die Ersatzschaltbilder Abb. 2.15 1) bis 3) sind grobe Vereinfachungen der Kennlinie. In Abb. 2.16 4) wird nur das Kleinsignalverhalten (vergleiche Abschnitte 2.3.3 und 3.1.1) dicht um den Arbeitspunkt nachgebildet. Das Modell in Abb. 2.16 5) bildet das exakte physikalische Verhalten des PN-Übergangs so einfach wie möglich ab (siehe [ 6 ]). Dadurch können damit auch der Fotostrom und die Lichtstrahlung ( $P_{\text{Licht}} = I \{ R_{\text{Sperr}} \} \cdot \text{Quantenausbeute}$ ) sowie deren Zeitverhalten dargestellt werden.

## 2.2.6 Kennwerte und Übungsaufgaben zu Halbleiterdioden

Wichtige Kennwerte von Halbleiterbauelementen mit einem PN-Übergang (Dioden) sind:

### 1. Grenzdaten

- Maximaler Spitzendurchlassstrom –  $I_{FM}$  (bei Stoß mit Angabe der Zeitdauer)
- Maximaler mittlerer Durchlassstrom –  $I_{FAV}$
- Maximaler effektiver Durchlassstrom –  $I_{FRMS}$
- Maximale Sperrspannung –  $U_{RM}$  (bei Stoß mit Angabe der Zeitdauer)
- Maximale Sperrschichttemperatur –  $\vartheta_J$
- Maximale Verlustleistung –  $P_{max}$

### 2. Kenndaten

- Durchlassspannung bei Nennstrom –  $U_F$  bei  $I_F$
- Sperrstrom bei Nennsperrspannung –  $I_R$  bei  $U_R$
- Durchbruchspannung (Z-Diode) –  $U_Z$

### 1. Schaltzeichen



### Aufgabe 2.2.1

Ein Silizium-PN-Übergang wurde mit  $n_A = n_D = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  dotiert. Die Dotierungen sind bei Raumtemperatur vollständig ionisiert, so dass  $p_p = n_n = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  gilt (bei  $n_i = 1,6 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ ).

Frage 1: Wie groß sind  $n_p$  und  $p_n$ ?

Frage 2: Wie groß ist die Diffusionsspannung?

Hinweis: Die Überlegungen finden bei thermischem Gleichgewicht statt. Das Verhältnis von  $n_p/n_n = f_F(W_{L \text{ P-Elektrode}}) / f_F(W_{L \text{ N-Elektrode}})$  mit  $f_F$  nach ( 2.2 ) kann durch Einsetzen von  $W_{L \text{ P-Elektrode}} = q_0 \phi_{\text{P-Elektrode}}$  und  $W_{L \text{ N-Elektrode}} = q_0 \phi_{\text{N-Elektrode}}$  (vergleiche auch Abb. 2.10) und Vernachlässigen der „1“ gegenüber den Exponentialfunktionen zu  $U_{\text{Diff}} = \phi_{\text{N-Elektrode}} - \phi_{\text{P-Elektrode}}$  umgeformt werden ( $kT/q_0 = 26 \text{ mV}$  bei Raumtemperatur ca.  $300 \text{ }^\circ\text{K}$ ).

Zusatzfrage 1: Welche Schwellspannung ist bei der Kennlinie zu erwarten?

Zusatzfrage 2: Was ergäbe Galliumarsenid mit  $n_i = 1,3 \cdot 10^6 \text{ cm}^{-3}$  bei gleicher Dotierung?

### Aufgabe 2.2.2

Eine GaAs - LED ( $\lambda = 940 \text{ nm}$ ) hat bei  $20 \text{ mA}$  eine Durchlassspannung von  $1,35 \text{ V}$ . Bei jedem Rekombinationsvorgang kann ein Photon mit  $W_{\text{ph}} = h \nu = h c/\lambda$  abgestrahlt werden (mit  $h = 6,625 \cdot 10^{-34} \text{ W s}^2$  und  $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ ).

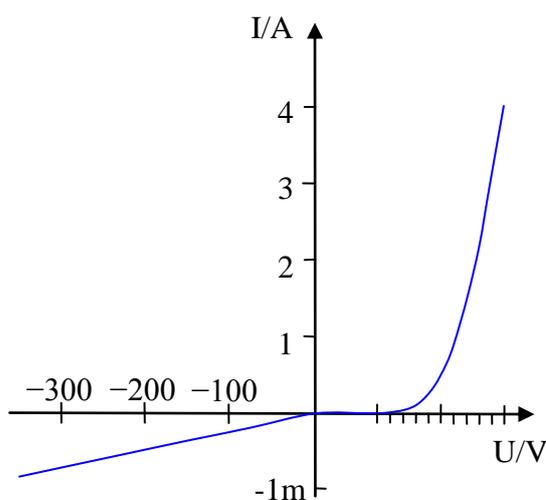
Frage 1: Wie viele Rekombinationsvorgänge finden pro Sekunde statt?

Hinweis: Bei einem Rekombinationsvorgang ersetzt ein Elektron der Elektronenleitung (in der N-Zone) ein Loch der Löcherleitung (in der P-Zone) (vergleiche Abb. 2.11 d).

Frage 2: Wie groß ist die elektrisch verbrauchte Leistung und wie groß die Leistung des Photonenstroms, wenn alle Rekombinationsvorgänge ein Photon abgeben und ihr Licht vollständig die Diode verlassen kann?

Frage 3: Wie groß ist die tatsächliche Quantenausbeute  $\eta_Q$ , wenn ein Wirkungsgrad von  $35 \%$  gemessen wird (zum einen geben nur etwa  $90 \%$  der Rekombinationsvorgänge ein Photon ab und zum anderen wird ein großer Teil vom gleichen Material auch wieder absorbiert)?

### Aufgabe 2.2.3



Bei einer Einweggleichrichtung wird für die Diode folgender Strom gemessen:

$$i = 3 \text{ A} \sin(2 \pi t / 20 \text{ ms}) \quad 0 \leq t \leq 10 \text{ ms}$$

$$i = 0,8 \text{ mA} \sin(2 \pi t / 20 \text{ ms}) \quad 10 \leq t \leq 20 \text{ ms}$$

U/V	I/A
-325	0,8 m
0	0
0,7	0,05
0,85	0,2
1	0,5
1,2	1,5
1,5	4

Die Kennlinie der Diode zeigt Abb. 2.17 und die nebenstehende Tabelle. (Für eine Simulation könnten die Messpunkte direkt als nichtlineare Kennlinie eingegeben werden.)

**Abb. 2.17: Kennlinie für eine Gleichrichterdiode**

Frage 1: Wie sieht die Spannung an der Gleichrichterdiode aus?

Hinweis: Es ist bei dieser nichtlinearen Kennlinie nur eine grafische Lösung sinnvoll (oder eine Simulation mit irgendeiner Kennliniennachbildung).

Frage 2: Welche Verluste entstehen an der Diode (welche Kühlung ist notwendig)?

#### Aufgabe 2.2.4

Zwei Gleichrichterioden sollen parallel geschaltet werden, um einen Strom von 5 A zu ermöglichen. Beide Dioden sind für einen Dauerstrom von  $I_{FM} = 3 \text{ A}$  zugelassen. Die Kennlinien zeigt die nebenstehende Tabelle.

U/V	$I_1/\text{A}$	$I_2/\text{A}$
-325	1,5 m	0,8 m
0	0	0
0,7	0,05	0,05
0,85	0,2	0,2
1	0,7	0,5
1,2	1,9	1,5
1,5	5,5	4

Hinweis: Bei Parallelschaltung liegt an beiden Dioden die gleiche Spannung und der Strom wird aufgeteilt. (Interpoliere zwischen den Punkten linear.)

Frage 1: Wie ergibt sich die Stromaufteilung bei 5 A Gesamtstrom?

Frage 2: Ist der Einsatz dieser beiden Exemplare möglich?

#### Aufgabe 2.2.5

Die beiden Dioden aus Aufgabe 2.2.4 sollen in Reihe geschaltet werden, um eine Sperrspannung von 500 V zu ermöglichen. Beide Dioden sind für eine Dauersperrspannung von  $U_{RM} = 350 \text{ V}$  zugelassen.

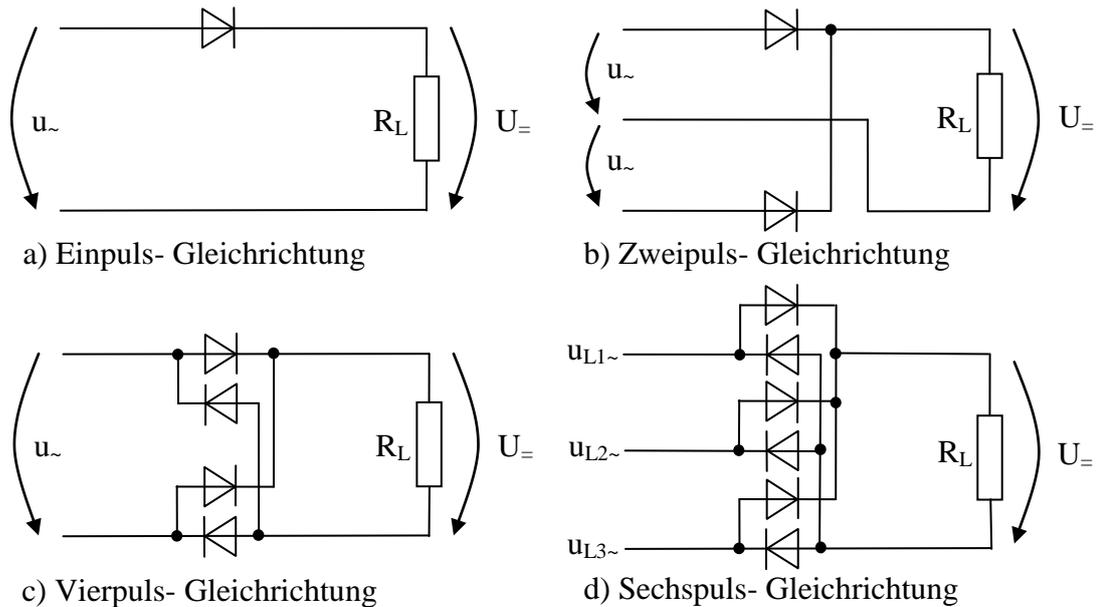
Hinweis: Bei Reihenschaltung fließt durch beide Dioden der gleiche Strom und die Spannung wird den Kennlinien entsprechend aufgeteilt. (Interpoliere zwischen den Punkten linear.)

Frage 1: Wie ergibt sich die Spannungsaufteilung bei 500 V Gesamtspannung?

Frage 2: Ist der Einsatz dieser beiden Exemplare möglich?

Zusatzaufgabe: Wie könnte eine Messstrategie aussehen, um Aufgabe 2.2.4 und Aufgabe 2.2.5 praktisch zu lösen, ohne die Dioden zu gefährden?

#### Aufgabe 2.2.6



Die Pulszahl ergibt sich aus der Anzahl der Wege, von denen Pulse (z.B. eine Halbwelle) kommen.

**Abb. 2.18: Beispielschaltungen zur Gleichrichtung**

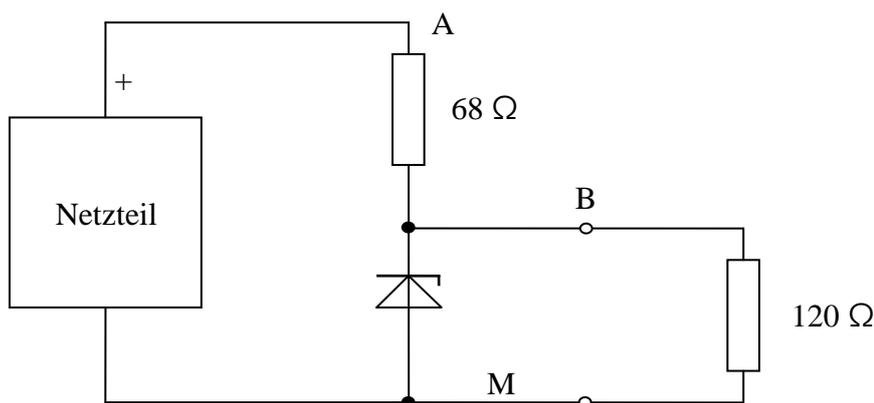
In den Beispielen von Abb. 2.18 bedeuten  $u_{\sim} = u_{L1\sim} = \hat{U} \cdot \sin(\omega t)$ ,  $u_{L2\sim} = \hat{U} \cdot \sin(\omega t - 120^\circ)$  sowie  $u_{L3\sim} = \hat{U} \cdot \sin(\omega t - 240^\circ)$ . Die Dioden können durch Abb. 2.15 1) genähert werden.

Frage: Wie sieht für die Beispiele  $U_{\sim}$  (ohne Siebung!) aus?

## 2.2.7 Messung und Auswertung der Kennlinie einer Z-Diode

Zur Spannungsstabilisierung kann eine Z-Diode eingesetzt werden. Im Versuch geht es um die Analyse der Kennlinie. Aus dieser Analyse ergeben sich einige wichtige Richtlinien zur Dimensionierung.

### Versuchsaufbau:



**Abb. 2.19: Schaltung einer einfachen Spannungsstabilisierung**

### Versuchsdurchführung:

1. Messen der Kennlinie einer Z-Diode ZD 10 im Durchlass-, Sperr- und Zehnerbereich. Wählen der jeweiligen Messschaltung und aller benötigten Geräte.
2. Messung der Spannungsstabilisierung durch eine Z-Diode. Dazu sind die Gleichspannungen  $U_{BM}$  und  $U_{AM}$  bei

- Leerlauf (an den Punkten B und M) für  $U_{AM}$  von 9...15 V und
- einer Last von  $120\ \Omega$  für  $U_{AM}$  von 9...20 V zu messen.

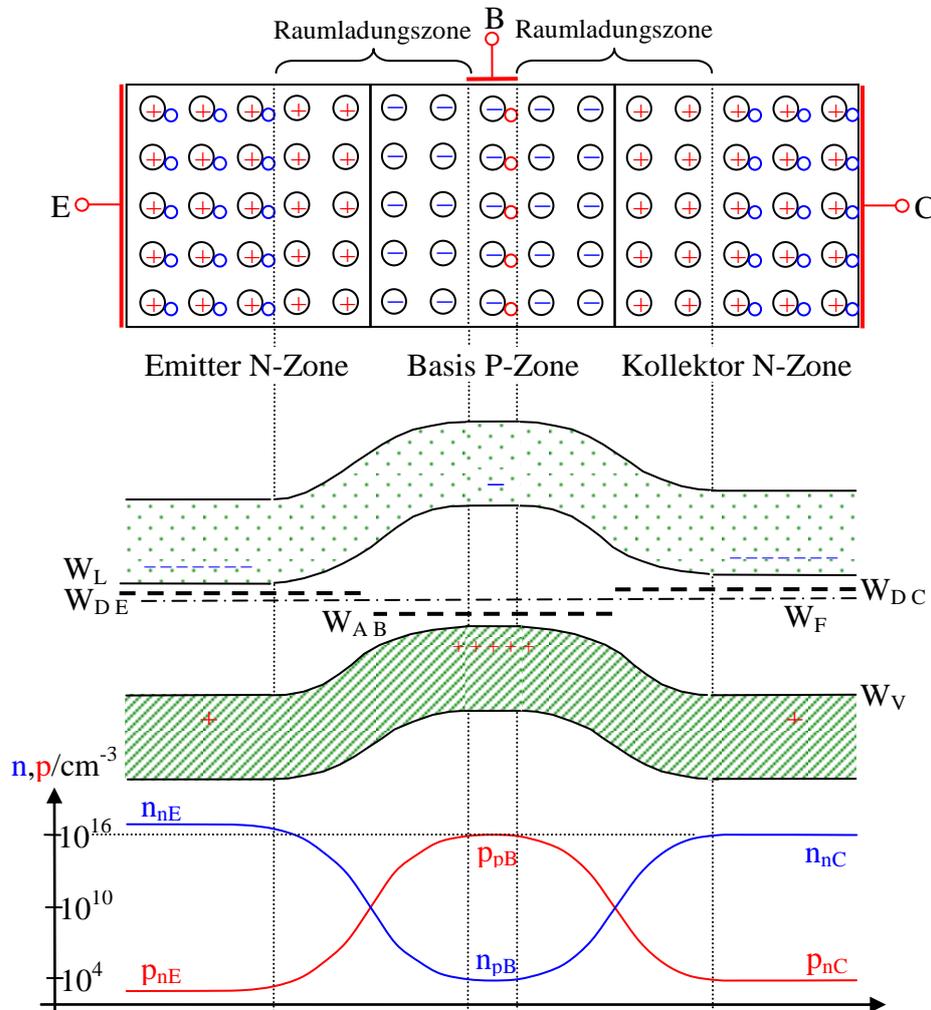
**Zusammenfassung der Versuchsergebnisse:**

- Das Messen des Stromes der Z-Diode ist mit den üblichen Labormessgeräten im einfachen Sperrbereich nicht möglich.
- Es ist deutlich, dass die Spannung  $U_{BM}$  nur eine geringe Änderung aufweist. Entsprechend der Kennlinie müssen der Strom durch die Z-Diode und so der Spannungsabfall am Vorwiderstand ( $68\ \Omega$ ) steigen. Der maximal zulässige Strom ergibt die Grenze für die obere Spannung (wenn Leerlauf gefordert ist) oder die Dimensionierungsbedingung für den Vorwiderstand.
- Bei Last beginnt die Stabilisierung erst, wenn der Spannungsabfall am Lastwiderstand größer als  $U_Z$  wird. Daraus ergibt sich die Grenze für die größte Last (den kleinsten Lastwiderstand). Danach muss die Z-Diode zusätzlich Strom übernehmen, um den Spannungsabfall am Vorwiderstand zu vergrößern (Grenze für die kleinste Last, wenn kein Leerlauf gefordert ist).

## 2.3 Bipolartransistor

### 2.3.1 Steuerung durch Trägerinjektion

Die Folge von drei Halbleiterschichten ungleichen Leitfähigkeitstyps mit einer Mittelschicht dünner als die Diffusionslänge ergibt den Bipolartransistor.



**Abb. 2.20: Zonenanordnung, Bändermodell und Dichteverteilungen des Transistors**

In Abb. 2.20 ist als Beispiel ein npn – Transistor dargestellt. Der Emitter ist höher dotiert und hat deshalb eine höhere Majoritätsträgerdichte ( $n_{nE}$ ).

Es ist sofort zu erkennen, dass Elektronen aus der Basis (sie sind dort Minoritätsträger) ohne Energiezufuhr zum Kollektor gelangen können (genauso zum Emitter).

Ein Mechanismus, der Elektronen in die Basis bringt, ermöglicht einen steuerbaren Strom zum Kollektor. Genau das realisiert eine Basis – Emitter – Spannung in Durchlassrichtung.

Dadurch gelangen viele Elektronen in die Basis (siehe Abb. 2.21) und können nicht vollständig rekombinieren, weil die Basis dünner als die Diffusionslänge ist (Eindringtiefe der Diffusion der Elektronen). Zur Vergrößerung dieser Trägerinjektion ist der Emitter höher dotiert. (Der von der Basiselektrode kommende Löcherstrom geht durch Rekombination in Elektronenstrom über und gelangt nur geringfügig bis zum Emitter.)

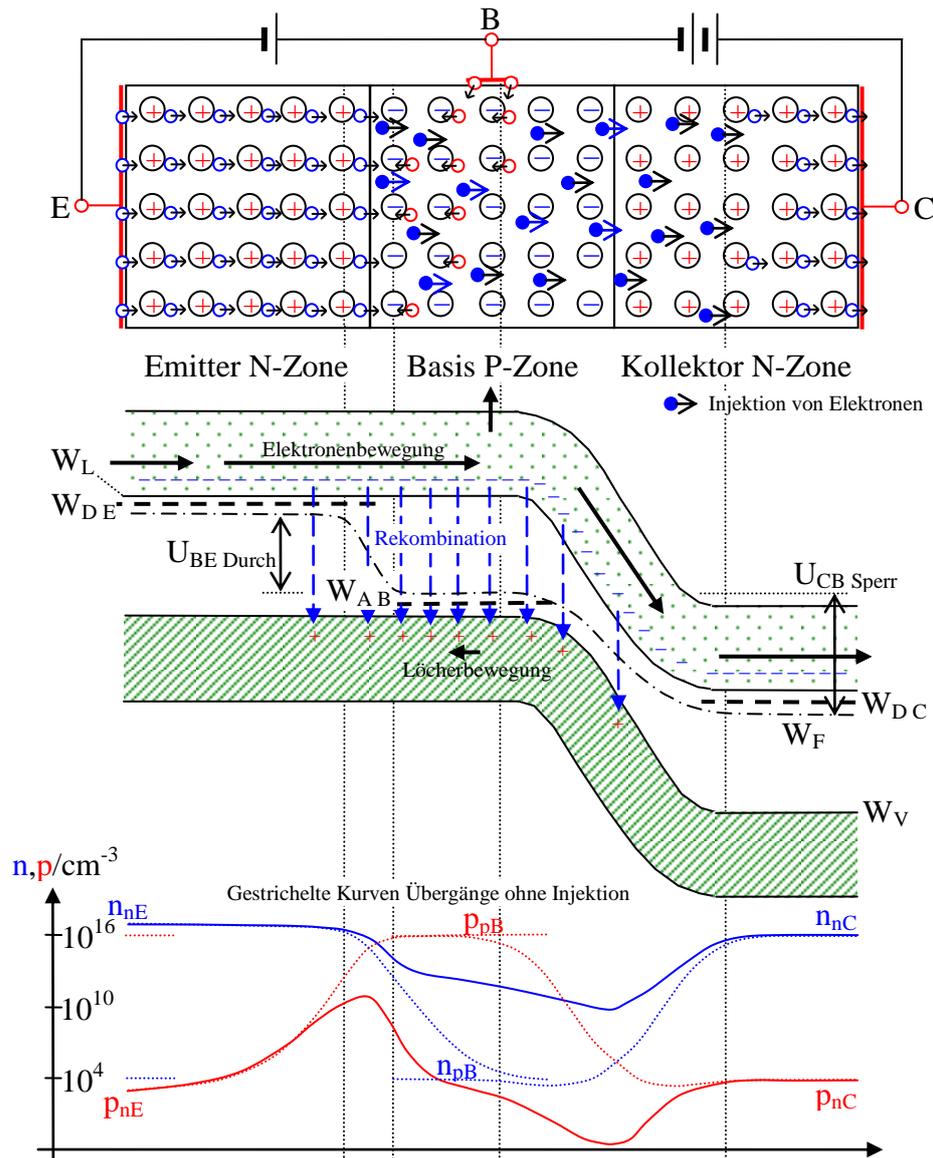


Abb. 2.21: Transistor mit äußeren Spannungen <sup>9</sup>

Eine Kollektor – Basis – Spannung in Sperrrichtung treibt die Elektronen weiter zum Kollektor (siehe Abb. 2.21) die Elektronen können dabei sogar noch an potentieller Energie verlieren. Das Bändermodell verdeutlicht dieses sehr anschaulich.

Die Trägerkonzentration der Elektronen (vergleiche Abb. 2.21 mit Abb. 2.11 <sup>10</sup>) werden im N – Emitter entsprechend der Durchlassrichtung angehoben, können dann aber in der folgenden P – Basis nach anfänglicher Verringerung nicht dem normalen Durchlassverlauf entsprechend weiter abnehmen, da die Rekombination nicht ausreicht <sup>11</sup>. Im N – Kollektor wird dann wieder die Konzentration ähnlich der normalen Sperrrichtung erreicht.

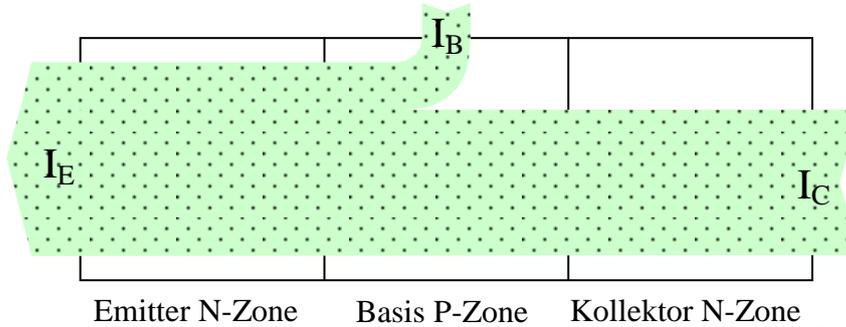
Die Trägerkonzentration der Löcher wird im Emitter – Basis – Übergangsbereich entsprechend der Durchlassrichtung ebenfalls anfangs angehoben, dann aber durch die Rekombination stark gedrückt, erreicht nicht einmal die normale P – Konzentration der Basis, sinkt danach im Basis – Kollektor – Übergangsbereich entsprechend der Sperrrichtung noch deutlich unter die Konzentration des N – Kollektors.

<sup>9</sup> Im Bändermodell des Emitter – Basis – Übergangs ist der Potentialwall vollständig abgebaut ( $U_{BE \text{ Durch}} \approx U_{\text{Diff}}$ ).

<sup>10</sup> Dabei ist die Darstellung der Durchlassrichtung beider Abbildungen seitenvertauscht.

<sup>11</sup> Beachte, dass das thermische Gleichgewicht durch den Strom gestört wird.

Die Größe des Basisstromes fungiert zur Steuerung dazu, wie viele Elektronen in die Basis injiziert werden und somit zum Kollektor gelangen können. Ist die Kollektorspannung groß genug (steiler, energie günstiger Abfall von der Basis zum Kollektor im Bändermodell), werden sogar deutlich mehr Elektronen zum Kollektor „abgesogen“, als zur Basiselektrode wegfleßen. Aus diesem Verhalten resultiert der Verstärkungseffekt (Abb. 2.22).



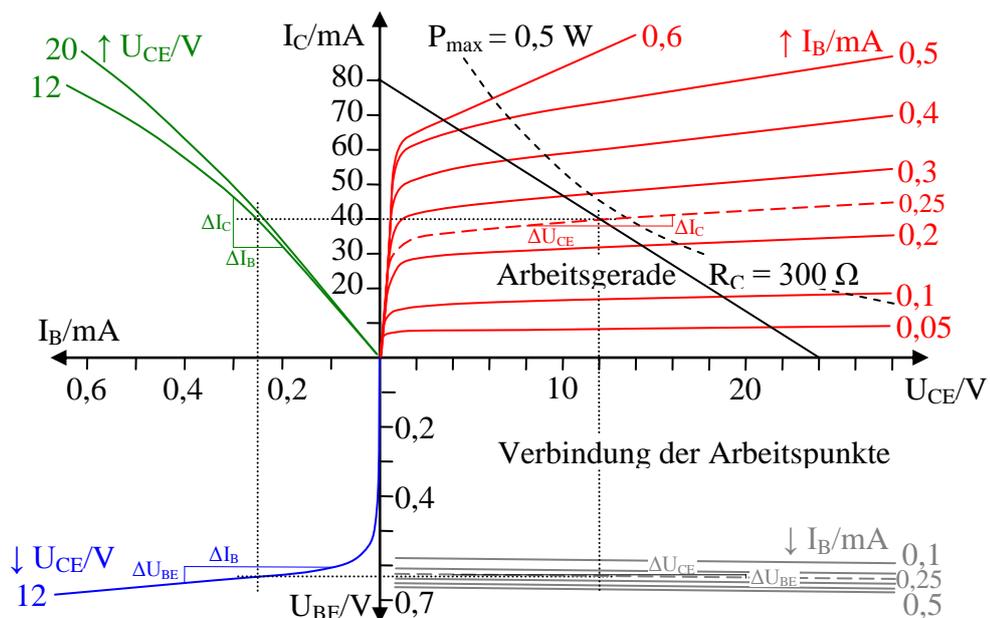
**Abb. 2.22: Stromaufteilung im npn – Transistor (schematisch)**<sup>12</sup>

Für einen pnp – Transistor müssen in der Beschreibung die Elektronen gegen Löcher getauscht und beide Spannungsquellen umgepolt werden. Hierbei findet dann eine Injektion von Löchern vom Emitter in die Basis statt (d.h., Elektronen des Valenzbandes der Basis gelangen ohne Energieänderung zum Emitter und lassen Löcher zurück; Abb. 2.11 d seitenrichtig).

Natürlich könnte der Transistor auch in umgekehrter Richtung betrieben werden. Da der Kollektor aber nicht so hoch dotiert ist wie der Emitter, erreicht diese Betriebsweise nur eine geringe Injektion und somit sehr schlechte Kennwerte (inverser Transistor).

### 2.3.2 Kennlinie des Bipolartransistors

Die übliche Darstellung des **Kennlinienfeldes** zeigt in jedem Quadranten eine Zusammenstellung von jeweils zwei Variablen und einen Parameter für die Kurvenscharen.



**Abb. 2.23: Kennliniendarstellung eines Bipolartransistors**

<sup>12</sup> Die Richtung der Elektronenbewegung geht gegen die Stromrichtung.

Das Kennlinienfeld entspricht einem Standard-NF-Transistor mit 0,5 W maximaler Verlustleistung.

Im ersten Quadranten wird die **Ausgangskennlinie**  $I_C = f(U_{CE})$  mit dem Basisstrom  $I_B$  als Parameter dargestellt (Kollektorstrom  $I_C$ , Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$ ). Liegt zwischen Kollektor und Spannungsquelle ein Kollektorwiderstand  $R_C$ , wird  $U_{CE}$  durch  $I_C \cdot R_C$  gegenüber der Batteriespannung verringert, daraus resultiert die Arbeitsgerade (gezeigt für  $U_{Bat} = 24\text{ V}$ ). In Abb. 2.23 wurde der Arbeitspunkt  $U_{CE} = 12\text{ V}$ ,  $I_C = 40\text{ mA}$  und  $U_B = 0,25\text{ mA}$  gewählt. Die fein gestrichelten Linien zeigen den **Arbeitspunkt** in jeder Zusammenstellung (in allen Quadranten).

Im zweiten Quadranten folgt die **Steuerkennlinie**  $I_C = f(I_B)$  mit  $U_{CE}$  als Parameter. Da die Kurven sehr dicht liegen wurden nur zwei gezeichnet. Die Steuerung des Ausgangsstromes  $I_C$  durch den Eingangsstrom  $I_B$  ist fast linear.

Im dritten Quadranten liegt die **Eingangskennlinie**  $U_{BE} = f(I_B)$  mit dem Parameter  $U_{CE}$ . Diese Kurve entspricht der Diodenkennlinie von der Basis zum Emitter. Auch hier besteht eine geringe Abhängigkeit von  $U_{CE}$ , so dass nur eine Kurve dargestellt wurde.

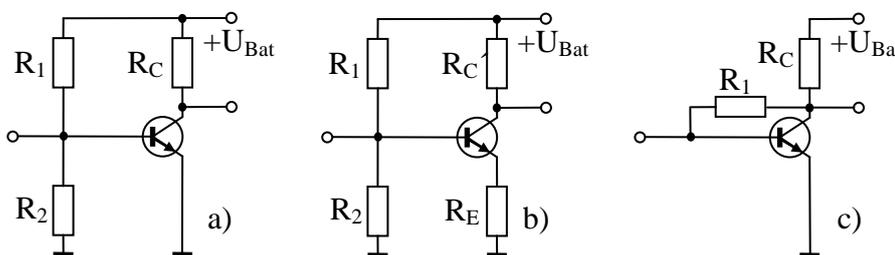
Die geringe Abhängigkeit von  $U_{CE}$  ist in der **Rückwirkungskennlinie**  $U_{BE} = f(U_{CE})$  im vierten Quadranten am deutlichsten. Die Geraden sind fast waagrecht (d.h. konstant). Daraus folgt, dass die Rückwirkung der Ausgangsspannung  $U_{CE}$  auf die Eingangsspannung  $U_{BE}$  praktisch vernachlässigbar ist.

Mit Hilfe der Arbeitsgeraden in der Ausgangskennlinie, bei deren Wahl<sup>13</sup> einmal die maximale Verlustleistung<sup>14</sup> beachtet werden muss und zum anderen ein möglichst großer linearer Bereich für die Steuerung erreicht werden sollte, wird der Arbeitspunkt der **Transistorschaltung dimensioniert** (Wahl von  $R_C$ , Bestimmung von  $I_B$  und  $U_{BE}$  sowie des dafür notwendigen Spannungsteilers; siehe Abschnitt 2.3.3).

Ein Kennlinienstück um den Arbeitspunkt in jedem Quadranten, das möglichst groß, aber näherungsweise noch linear ist, kann genutzt werden, die Anstiege  $\Delta I_C / \Delta U_{CE}$ ,  $\Delta I_C / \Delta I_B$ ,  $\Delta U_{BE} / \Delta I_B$  und  $\Delta U_{BE} / \Delta U_{CE}$  für den gewählten Arbeitspunkt zu bestimmen. Diese werden als **Parameter für die Ersatzschaltungen** und zur Schaltungsberechnung benötigt.

### 2.3.3 Grundsaltungen, Vierpoldarstellung und Kleinsignalverhalten

Die Festlegung des Arbeitspunktes ist der erste Schritt zur Dimensionierung einer Transistorverstärkerstufe.



**Abb. 2.24: Schaltungen zur Einstellung des Arbeitspunktes einer Transistorstufe**

Durch den Kollektorwiderstand ( $R_C$  in Abb. 2.24 a) wird der Arbeitspunkt festgelegt.

$$R_C = \frac{U_{Bat} - U_{CE}}{I_C} \quad (2.9)$$

<sup>13</sup> Es müssen  $U_{Bat}$  und  $R_C$  gewählt werden.

<sup>14</sup>  $P_{max}$  folgt aus der konstruktiv bedingten maximal möglichen Wärmeabgabe des Transistors.

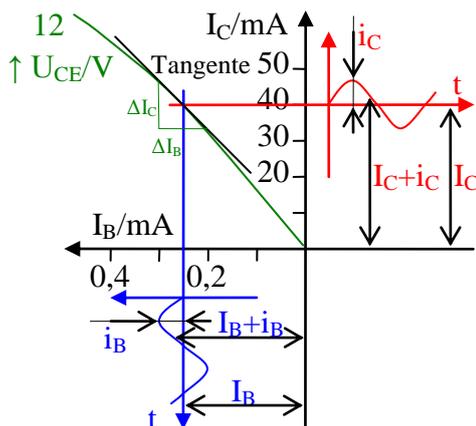
Dazu werden  $U_{CE}$  und  $I_C$  der Kennlinie (Abb. 2.23 1. Quadrant) oder den Herstellerangaben (Standardarbeitspunkt) entnommen. Für den gleichen Arbeitspunkt sind der Basisstrom und die Basisspannung abzulesen (2. und 3. Quadrant). Danach wird der Spannungsteiler ( $R_1$  und  $R_2$  gemäß Abb. 2.24 a) ausgelegt. Damit der Spannungsteiler praktisch belastungslos wird, sollte er für etwa den zehnfachen Querstrom ausgelegt werden.

$$R_1 + R_2 = \frac{U_{Bat}}{10 I_B} \quad \text{und} \quad \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{U_{BE}}{U_{Bat}} \quad (2.10)$$

Wegen der Exemplarstreuung bei Transistoren wird zumindest für den Testbetrieb der Spannungsteiler durch einen Einstellregler realisiert und der Arbeitspunkt durch Messen justiert.

Zur Stabilisierung gegen eine Verschiebung des Arbeitspunktes durch Erwärmung wird der Kollektorwiderstand in  $R_C'$  und  $R_E$  aufgeteilt (Abb. 2.24 b). Ein Anstieg von  $I_C$  (somit auch von  $I_E$ ) reduziert  $U_{BE}$  um den Spannungsanstieg an  $R_E$  und dann rückwirkend  $I_C$  (Prinzip der Gegenkopplung, siehe auch Abschnitt (Abb. 2.25)). Die Größe von  $R_E$  ist Schaltungsbeispielen der Hersteller zu entnehmen oder experimentell zu ermitteln. (Für die Signale wird dann  $R_E$  durch einen Kondensator „kurzgeschlossen“, so dass er nur für den Arbeitspunkt wirksam ist.)

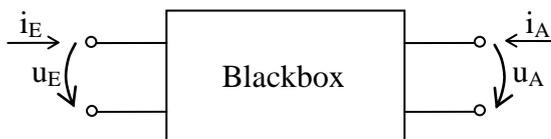
Die Betrachtungsweise zur Kleinsignalaussteuerung ermöglicht die weitere Behandlung der Transistorstufe. Ihre Entwicklung stellte den Durchbruch für die Schaltungstechnik dar.



**Abb. 2.25: Prinzip der Kleinsignalaussteuerung (Ein- und Ausgangstrom-Kennlinie)**

Nach dem Überlagerungsprinzip (vergleiche auch AEP I) können bei linearen Elementen Ströme und Spannungen addiert werden. Bewegen sich Änderungen  $\Delta I_B = i_B$  nur in einem kleinen Bereich um den Arbeitspunkt (Abb. 2.25) und kann die Kennlinie in diesem Bereich hinreichend genau durch die Tangente im Arbeitspunkt genähert werden, ist die Anwendung des Überlagerungsprinzips gegeben. Damit ist es möglich, die Dimensionierung des Arbeitspunktes (Gleichstromquelle  $U_{Bat}$ ) ohne Berücksichtigung der Signale durchzuführen und die Signale ohne die Berücksichtigung der Stromversorgung zu behandeln.

Vierpole sind eine wichtige Abstraktionsform und obendrein ein allgemeines Denkprinzip, das zu einfach handhabbaren Ersatzschaltungen führt; vergleiche auch Ersatzzweipole.



**Abb. 2.26: Blackbox als allgemeiner Vierpol mit vier Ein- und Ausgangsgrößen**

Der Zusammenhang der vier Ein- und Ausgangsgrößen in Abb. 2.26 ergibt für lineare Vierpole zur Beschreibung zwei einfache Gleichungen. Dabei ermöglichen verschiedene Kombinationen dieser Größen sechs unterschiedliche Betrachtungsweisen (siehe auch [ 7 ]).

Aus den jeweiligen Gleichungen der einzelnen Betrachtungsweisen können Messvorschriften für die betreffenden vier Parameter der Gleichungen abgeleitet werden. Dazu werden ein- bzw. ausgangsseitige Leerlauf- ( $i_{E/A} = 0$ ) und Kurzschlussmessungen ( $u_{E/A} = 0$ ) benötigt.

**Gleichungen und Ersatzschaltung:**  
(für beliebige innere Struktur)

**Bestimmung der Parameter:**  
aus Leerlauf- ( $i = 0$ ) und Kurzschlussmessungen ( $u = 0$ )

**1. Widerstandsform** (günstige Reihenschaltung der Ein- und Ausgänge)

$$u_E = Z_{11} i_E + Z_{12} i_A$$

$$u_A = Z_{21} i_E + Z_{22} i_A$$

$Z_{11} = u_E / i_E \Big|_{i_A=0}$

$Z_{22} = u_A / i_A \Big|_{i_E=0}$

$Z_{12} = u_E / i_A \Big|_{i_E=0}$

$Z_{21} = u_A / i_E \Big|_{i_A=0}$

**Abb. 2.27: Ersatzschaltung aus realen gesteuerten Ersatzspannungsquellen**

**2. Leitwertform** (günstige Parallelschaltung der Ein- und Ausgänge)

$$i_E = y_{11} u_E + y_{12} u_A$$

$$i_A = y_{21} u_E + y_{22} u_A$$

$y_{11} = i_E / u_E \Big|_{u_A=0}$

$y_{22} = i_A / u_A \Big|_{u_E=0}$

$y_{12} = i_E / u_A \Big|_{u_E=0}$

$y_{21} = i_A / u_E \Big|_{u_A=0}$

**Abb. 2.28: Ersatzschaltung aus realen gesteuerten Ersatzstromquellen**

**3. Hybridform** (günstig Eingang mit Reihen-, Ausgang mit Parallelschaltung) (gibt es auch umgekehrt, d.h. zwei Varianten)

$$u_E = h_{11} i_E + h_{12} u_A$$

$$i_A = h_{21} i_E + h_{22} u_A$$

$h_{11} = u_E / i_E \Big|_{u_A=0}$

$h_{22} = i_A / u_A \Big|_{i_E=0}$

$h_{12} = u_E / u_A \Big|_{i_E=0}$

$h_{21} = i_A / i_E \Big|_{u_A=0}$

**Abb. 2.29: Ersatzschaltung aus realer gesteuerter Ersatzspannungs- und -stromquelle**

**4. Kettenform** (günstig für Kettenschaltungen) (gibt es auch als Ausgang = f{Eingang}, d.h. zwei Varianten; die innere Struktur bleibt bei dieser Form „abstrakt“)

$$u_E = a_{11} u_A + a_{12} i_A$$

$$i_E = a_{21} u_A + a_{22} i_A$$

$a_{11} = u_E / u_A \Big|_{i_A=0}$

$a_{22} = i_E / i_A \Big|_{u_A=0}$

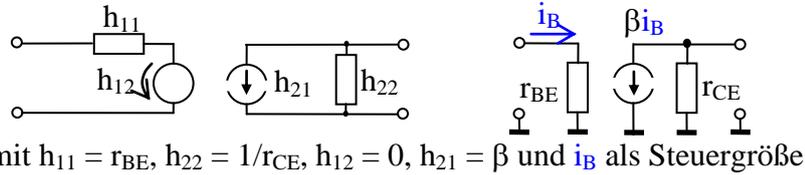
$a_{12} = u_E / i_A \Big|_{u_A=0}$

$a_{21} = i_E / u_A \Big|_{i_A=0}$

**Abb. 2.30: Kettenschaltung zweier Vierpole**

(Alle Vierpolgleichungen lassen sich in Matrizenform schreiben. Durch Matrixkonvertierungen können die Parameter der sechs Formen ineinander umgewandelt werden.)

Für **Transistorschaltungen** hat sich die Verwendung der Hybridform mit den **h-Parametern** durchgesetzt. Es ist zu sehen, dass die **Messvorschrift mit den Anstiegen**  $\Delta U_{BE}/\Delta I_B$ ,  $\Delta I_C/\Delta U_{CE}$ ,  $\Delta U_{BE}/\Delta U_{CE}$  und  $\Delta I_C/\Delta I_B$  übereinstimmt<sup>15</sup> (Abb. 2.23). Dabei wird  $h_{12}$  in der Regel vernachlässigt (vergleiche Abb. 2.23 vierter Quadrant), weil die Rückwirkungen sehr gering sind. Für den Transistor werden gleichwertig auch der Verstärkungsfaktor  $\beta$  sowie die Kleinsignalwiderstände  $r_{BE}$  und  $r_{CE}$  verwendet.

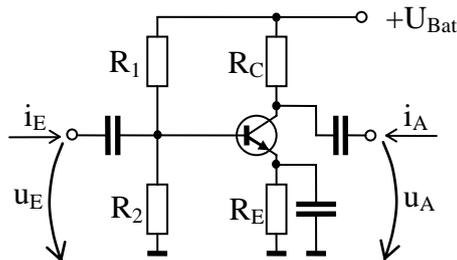


**Abb. 2.31: Kleinsignalerersatzschaltung des Transistors**

Es gibt drei Transistorgrundschaltungen mit unterschiedlichen Betriebseigenschaften. Diese können an den Kleinsignalerersatzschaltungen verdeutlicht werden.

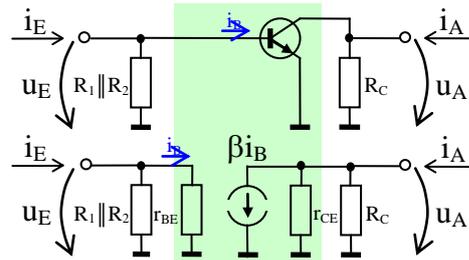
Die Kondensatoren sowie die Batterie in Abb. 2.32, Abb. 2.33 und Abb. 2.34 sollen für die Signalfrequenz (das Kleinsignal) keinen Widerstand ( $0 \Omega$ ) haben. (Für Gleichstrom haben die Kondensatoren einen unendlichen Widerstand.)

**vollständige Schaltung:**



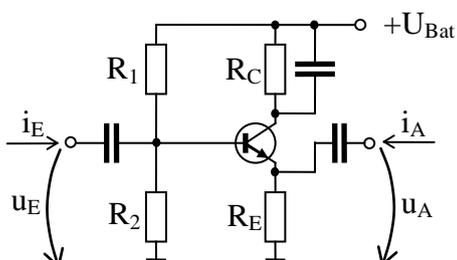
**Abb. 2.32: Emitterschaltung**

**Kleinsignalerersatzschaltung ohne und mit Transistorersatzschaltung :**

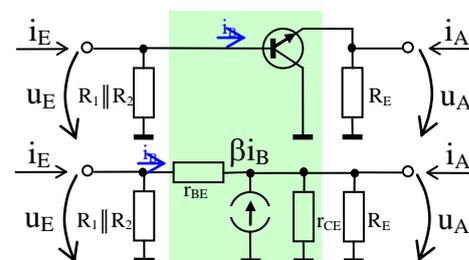


Mit der Emitterschaltung lassen sich folgende Betriebswerte erreichen:

$R_{EIN} = (R_1 \parallel R_2) \parallel r_{BE}$	$\approx 0,5 \dots 20 \text{ k}\Omega$	mittel
$R_{AUS} = R_C \parallel r_{CE}$	$\approx 1 \dots 100 \text{ k}\Omega$	mittel
$v_{u \text{ leer}} = -\beta (R_C \parallel r_{CE})/r_{BE}$	$\approx -100 \dots 1 \text{ 000}$	gegenphasig, hoch
$v_i \text{ kurz} = \beta (R_1 \parallel R_2) / (R_1 \parallel R_2 + r_{BE})$	$\approx \beta$	$\approx 100$ hoch



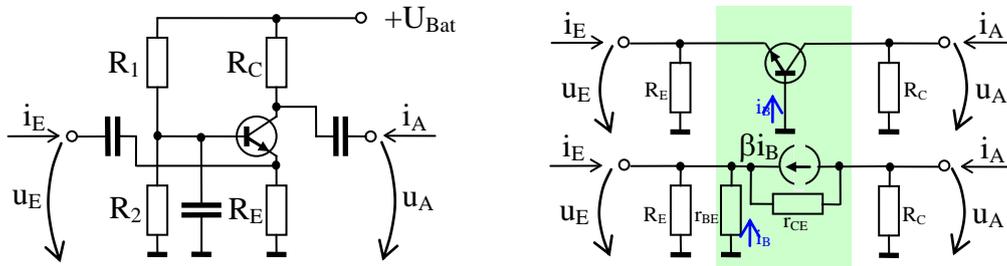
**Abb. 2.33: Kollektorschaltung**



<sup>15</sup> Diese werden immer mit dem feststehenden Parameter der Kurvenschar, also keiner Änderung (Kleinsignal ist Null) bestimmt.

Mit der Kollektorschaltung lassen sich folgende Betriebswerte erreichen:

$$\begin{aligned}
 R_{\text{EIN}} &= (R_1 \parallel R_2) \parallel [r_{\text{BE}} + (\beta + 1)r_{\text{CE}} \parallel R_{\text{E}}] \approx 0,2 \dots 1 \text{ M}\Omega && \text{hoch} \\
 R_{\text{AUS}} &= (R_{\text{E}} \parallel r_{\text{CE}}) \parallel r_{\text{BE}} / (\beta + 1) \approx 50 \dots 500 \Omega && \text{niedrig} \\
 v_{u \text{ leer}} &= [r_{\text{BE}} / (\beta + 1) R_{\text{E}} \parallel r_{\text{CE}} + 1]^{-1} < 1 && \text{keine} \\
 v_{i \text{ kurz}} &= -\beta (R_1 \parallel R_2) / (R_1 \parallel R_2 + r_{\text{BE}}) \approx -\beta \approx -100 && \text{gegenphasig, hoch}
 \end{aligned}$$



**Abb. 2.34: Basisschaltung**

Mit der Kollektorschaltung lassen sich folgende Betriebswerte erreichen:

$$\begin{aligned}
 R_{\text{EIN}} &= (R_{\text{E}} \parallel r_{\text{BE}}) / \beta \approx 50 \dots 200 \Omega && \text{niedrig} \\
 R_{\text{AUS}} &= (R_{\text{C}} \parallel r_{\text{CE}}) (1 + \beta R_{\text{E}} / r_{\text{BE}}) \approx 0,5 \dots 2 \text{ M}\Omega && \text{hoch} \\
 v_{u \text{ leer}} &= \beta (R_{\text{C}} \parallel r_{\text{CE}}) / r_{\text{BE}} \approx 100 \dots 1 \text{ 000} && \text{hoch} \\
 v_{i \text{ kurz}} &\approx -1 && \approx -1 \quad \text{gegenphasig, keine}
 \end{aligned}$$

Die Standardverstärkerstufe im NF-Bereich wird mit der Emitterschaltung realisiert (hohe Verstärkung). Kollektorstufen finden ihre Verwendung vor allem in Impedanzwandlerstufen (hoher Ein-, geringer Ausgangswiderstand, keine Verstärkung). Die Basisschaltung wird z.T. für Hochfrequenzanwendungen eingesetzt (günstigere Rauschanpassung mit geringem Eingangswiderstand).

Soll das dynamische Verhalten auch für höhere Frequenzen richtig wiedergegeben werden, sind Gehäuse und Sperrschichtkapazitäten in die Ersatzschaltungen einzufügen. Für das Großsignalverhalten wurden von Ebers und Moll Ersatzschaltungen entwickelt, sie werden abgewandelt in Simulationssystemen verwendet.

Weiterführendes zur Schaltungstechnik ist der Spezialliteratur zu entnehmen (siehe z.B. [ 7 ] und insbesondere [ 8]). Die Behandlung der Eigenschaften wichtiger Signale wird in AEP III fortgeführt.

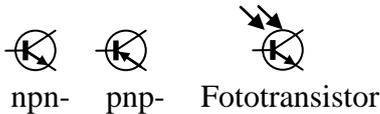
### 2.3.4 Kennwerte und Übungen zum Transistor

Wichtige Kennwerte von Bipolartransistoren sind:

1. Grenzdaten
  - Maximaler Kollektorstrom  $- I_{\text{CM}}$  (bei Stoß mit Angabe der Zeitdauer)
  - Maximaler mittlerer Kollektorstrom  $- I_{\text{CAV}}$
  - Maximaler Basisstrom  $- I_{\text{BM}}$  (bei Stoß mit Angabe der Zeitdauer)
  - Max. Kollektor-Emitter-Sperrspannung  $- U_{\text{CE0}}$
  - Maximale Sperrschichttemperatur  $- \vartheta_{\text{J}}$
  - Maximale Verlustleistung  $- P_{\text{tot}}$
2. Kenndaten
  - Gleichstromverstärkung  $- B = I_{\text{C}} / I_{\text{B}}$  (bei Nennarbeitspunkt)

- Kurzschlussstromverstärkung  $-\beta$  (bei Nennarbeitspunkt)
- Transitfrequenz  $-f_T$  (bei Nennarbeitspunkt)
- Rauschzahl  $-F$  (bei Nennarbeitspunkt)

3. Schaltzeichen



**Aufgabe 2.3.1**

Für einen Transistor empfiehlt der Hersteller den Arbeitspunkt  $U_{CE} = 5 \text{ V}$  und  $I_C = 2 \text{ mA}$ . Die Gleichstromverstärkung wird mit  $B = 180$  für diesen Arbeitspunkt angegeben. Zur Spannungsversorgung steht eine Batterie mit  $12 \text{ V}$  zur Verfügung.

Frage 1: Wie sind  $R_C$ ,  $R_1$  und  $R_2$  zu wählen?

Hinweis: Aus  $B$  kann  $I_B$  bestimmt werden, nur Normwerte (E 6 mit 20 %) verwenden.

Frage 2: Wie verändert sich  $R_C$ , wenn ein  $R_E$  mit  $220 \Omega$  eingesetzt werden soll?

Frage 3: Wie könnte die Schaltung aussehen mit einem Einstellregler für  $R_1$  und  $R_2$ ?

**Aufgabe 2.3.2**

Für den gleichen Arbeitspunkt, wie er in Aufgabe 2.3.1 verwendet wird, gibt der Hersteller für  $1 \text{ kHz}$  die  $h$ -Parameter  $h_{11} = 2,7 \text{ k}\Omega$ ,  $h_{22} = 18 \mu\text{S}$ ,  $h_{12} = 10^{-4}$  und  $h_{21} = 220$  an. Für eine Verstärkerstufe in Emitterschaltung Abb. 2.32 kann damit und mit den in Aufgabe 2.3.1 ermittelten Werten für  $R_C$  ( $R_E$  soll durch einen Kondensator unwirksam sein),  $R_1$  und  $R_2$  die Leerlaufspannungsverstärkung  $v_{u \text{ leer}} = u_A/u_E$  bei  $i_A = 0$  bestimmt werden.

Frage: Wie groß ist  $v_{u \text{ leer}}$ ?

Hinweis: Am Eingang die Stromteilung beachten; am Ausgang reicht die Gesamtspannung.

**Aufgabe 2.3.3**

Für einen Leistungstransistor empfiehlt der Hersteller den Arbeitspunkt  $U_{CE} = 2 \text{ V}$  und  $I_C = 150 \text{ mA}$ . Die Gleichstromverstärkung wird mit  $B = 100$  für diesen Arbeitspunkt angegeben. Zur Spannungsversorgung steht eine Batterie mit  $12 \text{ V}$  zur Verfügung.

Frage 1: Wie sind  $R_C$ ,  $R_1$  und  $R_2$  zu wählen?

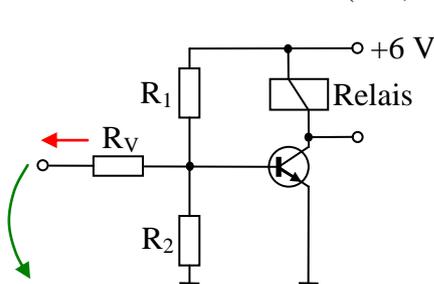
Hinweis: Aus  $B$  kann  $I_B$  bestimmt werden, nur Normwerte (E 6 mit 20 %) verwenden.

Frage 3: Wie könnte die Schaltung aussehen mit einem Einstellregler für  $R_1$  und  $R_2$ ?

Zusatzaufgabe: Vergleiche die Ergebnisse mit Aufgabe 2.3.1!

**Aufgabe 2.3.4**

Ein Transistor soll ein Relais ( $6 \text{ V}$ ,  $10 \text{ mA}$  mit  $I_{\text{Schalt}} > 8 \text{ mA}$ ,  $I_{\text{Abfall}} < 1 \text{ mA}$ ) schalten.



Das Eingangssignal beträgt entweder  
 Low-Signal:  $0 \text{ V} \dots \text{ max. } 0,2 \text{ V}$  und  $\text{max. } 2 \text{ mA}$  oder  
 High-Signal:  $5 \text{ V} \dots \text{ min. } 3,4 \text{ V}$  und  $\text{max. } -0,2 \text{ mA}$ .  
 Auf der Arbeitsgeraden in der Kennlinie wurden zwei Arbeitspunkte ausgewählt:  
 $I_C = 9,75 \text{ mA}$ ,  $U_{CE} = 0,15 \text{ V}$ ,  $I_B = 0,1 \text{ mA}$ ,  $U_{BE} \approx 0,7 \text{ V}$   
 $I_C = 0,5 \text{ mA}$ ,  $U_{CE} = 5,7 \text{ V}$ ,  $I_B \approx 0 \text{ mA}$ ,  $U_{BE} < 0,4 \text{ V}$ .  
 Der Transistor wirkt als Schalter (kein Kleinsignal).

**Abb. 2.35: Relaisansteuerung mit einem Transistor**

Frage: Wie groß sind  $R_1$ ,  $R_2$  und  $R_V$  zu wählen?

Hinweis: Ungünstige Fälle berücksichtigen. Es werden praktisch zwei Arbeitspunkte (Teilschaltung des Eingangs für Low- und High- Signal) einzeln dimensioniert. Da es mehr Unbekannte ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_V$ ,  $I_E$ ,  $U_{B\text{Low}}$ ) als Gleichungen sowie Ungleichungen gibt, muss gewählt werden. Vorschlag:  $R_1 = \infty$  versuchen.

### 2.3.5 Messungen am Transistorverstärker

Ein Transistorverstärker ist mit dem Transistor BC 547 B nach den Schaltungen in Abb. 2.32, Abb. 2.33 und Abb. 2.34 aufzubauen und zu erproben. Das Datenblatt des Transistors BC 547 B steht zur Verfügung.

#### Versuchsaufbau:

Eingangsspannung (vom Funktionsgenerator): ca. 10 mV bei 1 kHz,  
Versorgungsspannung (vom Netzgerät): 12 V,  
Oszilloskop zum Messen von  $u_E$  und  $u_A$ ,  
Multimeter für das Einjustieren des Arbeitspunktes,  
Schaltung siehe Transistorgrundschaltungen Abb. 2.32, Abb. 2.33 und Abb. 2.34

#### Versuchsdurchführung:

1. Dimensionierung der Schaltung des Verstärkers ausgehend vom Arbeitspunkt  $U_{CE} = 5V$  und  $I_C = 2 \text{ mA}$  bei  $B = 180$  (Bestimmung und Wahl von  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_C$  bei  $R_E = 220 \Omega$ )
  2. Messen der Leerlaufspannungsverstärkung
  3. Messen des Eingangswiderstandes
  4. Messen des Ausgangswiderstandes
  5. Messen der Kurzschlussstromverstärkung
- } für Emitter-, Kollektor- und Basisschaltung

Die Kondensatoren werden zu  $10 \mu\text{F}$  gewählt. Die Kondensatoren parallel zum Emitterwiderstand und insbesondere der Koppelkondensator am Eingang der Basisschaltung müssen wegen der kleinen Widerstände größer gewählt werden, z.B.  $50 \mu\text{F}$ .

Der Ein- und der Ausgangswiderstand für das Signal kann nur durch Vergleich mit äußeren Widerständen ermittelt werden (Entspricht der Methodik beim Grundstromkreis.).

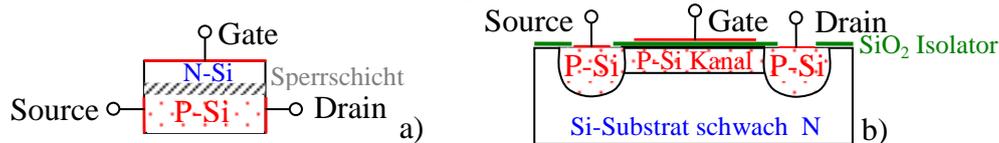
#### Zusammenfassung der Versuchsergebnisse:

- Die Dimensionierung des Arbeitspunktes erfolgt entsprechend Aufgabe 2.3.1. Zur Herstellung der Emitter-, Kollektor- und Basisschaltung sind nur die Anschlüsse der Kondensatoren zu verändern, der Arbeitspunkt wird beibehalten.
- Die gemessenen Verstärkungs- und Widerstandswerte entsprechen den Erwartungen. Mit dem Standardtransistor und dem allgemein gewählten Arbeitspunkt können natürlich nicht „Bestwerte“ für alle Varianten erreicht werden.
- Für die Messung des Eingangswiderstands kann mit einem definierten Vorwiderstand und für den Ausgangswiderstand durch eine definierte Last ein zweiter Messwert ermittelt werden und im Vergleich die Berechnung erfolgen. Dazu müssen beide Widerstände etwa die Größe des zu bestimmenden Widerstandes haben, um eine entsprechende Genauigkeit zu erreichen.

## 2.4 Feldeffekttransistor

### 2.4.1 Trägeranreicherung und –verarmung im Kanal

Der Feldeffekttransistor wurde Ende der 1920er Jahre als unipolarer Transistor bekannt, konnte aber erst mit entwickelter Siliziumtechnologie produziert werden. Den technologisch am einfachsten zu realisierenden Aufbau hat der **Sperrschicht-Feldeffekttransistor**. Bei diesem wird die Isolation durch einen in Sperrrichtung betriebenen PN-Übergang erreicht (diese ist nicht an der Halbleiteroberfläche, Abb. 2.36 a). Dagegen wird der **Feldeffekttransistor mit isoliertem Gate** an der Oberfläche eines Chips durch Fotolithografie realisiert (Abb. 2.36 b).



**Abb. 2.36:** a) Sperrschicht- und b) MOS-Feldeffekttransistor

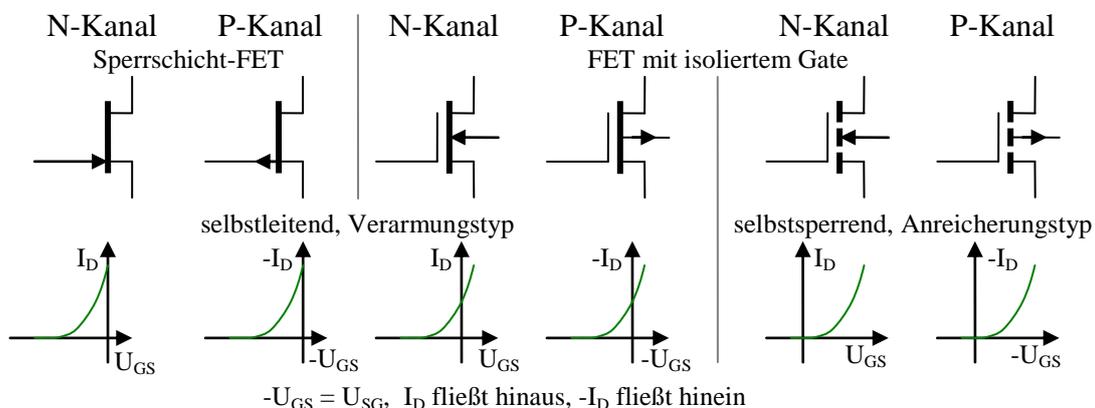
Der Kanal (zur Leitung vorgesehener Bereich, in Abb. 2.36 jeweils ein P-Kanal) befindet sich zwischen der Source- und der Drainelektrode. Dieser Kanal nutzt nur eine Trägerart, ist unipolar. Es gibt deshalb alle Ausführungen entweder mit P- oder mit N-Kanal.

Die Leitfähigkeit des Kanals wird durch Anreicherung bzw. Verdrängung der jeweiligen Trägersorte mit Hilfe des elektrischen Feldes vom Gate zum Kanal gesteuert.

An die Gateelektrode wird eine Spannung gegenüber dem Source  $U_{GS}$  angelegt. Diese sperrt den PN-Übergang beim Sperrschicht-Feldeffekttransistor (d.h. Isolation) und **verdrängt die Träger im Sperrschichtbereich** mit zunehmender Spannung (vergleiche Abschnitt 2.2.2 und Abb. 2.11 c, sichtbar an der Sperrschichtverbreiterung, die den Kanal abschnürt). Da nur der Sperrbereich genutzt werden kann, gibt es nur Verarmungstypen.

Beim Feldeffekttransistor mit isoliertem Gate entspricht die Anordnung **Gateelektrode – Isolator – Kanal einem Kondensator**. Das Feld dieses Kondensators verdrängt ebenfalls die Träger um die notwendige Ladung (als Raumladung bleiben die feststehenden Ionen) zu speichern. Mit dieser Anordnung können aber auch Träger angereichert werden, wenn durch ein Feld in umgekehrter Richtung zusätzliche Träger für den „Kondensator“ gespeichert werden.

Aus dieser Überlegung folgt, dass es sechs Typen von Feldeffekttransistoren (FET) gibt.



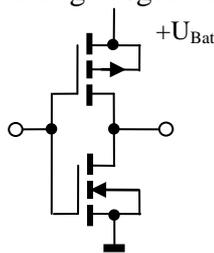
**Abb. 2.37:** Typen der Feldeffekttransistoren und ihre Steuerkennlinien

Dank der Isolation zwischen Gate und Kanal fließt nur ein **extrem geringer Gategleichstrom** (beim Sperrschicht-FET der Sperrreststrom  $< 1$  nA). Nur das Laden und Entladen der Gate-

Source-Kapazität bei Spannungsänderungen benötigt einen Strom. Deshalb spricht man von einer **leistungslosen Steuerung**.

Wegen der geringen Größe der Gate-Source-Kapazität reichen **kleinste Ladungsmengen, um die Durchbruchspannung** zu erreichen ( $U_{GS} = Q/C_{GC}$ ), wobei der Transistor insbesondere bei FETs mit isoliertem Gate zerstört würde. Deshalb werden viele Herstellertypen durch eine Z-Diode geschützt. Ungeschützte Exemplare werden mit kurzgeschlossenen Anschlüssen geliefert und müssen sehr vorsichtig gehandhabt werden.

Feldeffekttransistoren mit isoliertem Gate werden auf einem Chip mittels Fotolithografie in einem Durchlauf mit nur einem Diffusionsprozess realisiert und ermöglichen so umfangreiche Strukturen. Da heute wegen des geringen Leistungsbedarfs fast ausschließlich CMOS (komplementäre MOS) mit je einem selbstsperrenden N- und P-Kanal Transistor in Reihenschaltung ausgeführt werden, sind zwei Durchläufe notwendig.

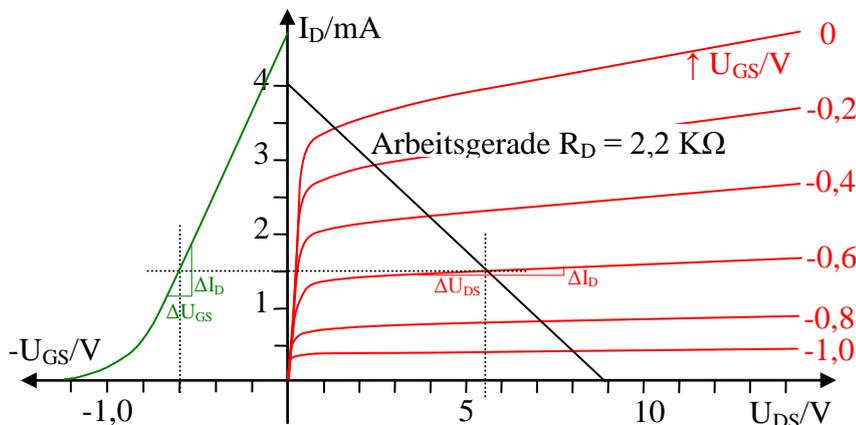


**Abb. 2.38: Schaltung eines CMOS Inverters [ 8 ]**

Liegt am Eingang von Abb. 2.38  $+U_{Bat}$ , leitet der untere (N-Kanal) Transistor und am Ausgang wird  $U = 0$ . Liegt dagegen  $U = 0$  am Eingang, leitet der obere (P-Kanal) Transistor und am Ausgang folgt  $U_{Bat}$ . Der andere Transistor ist jeweils gesperrt. Es kann also nie ein Strom quer von  $U_{Bat}$  nach 0 (Masse) fließen. Das Substrat ist z.B. auf Masse zu legen, damit der PN-Übergang zwischen P(bzw. N)-Substrat und N(bzw.P)-Kanal gesperrt ist. Im Umschaltmoment leiten allerdings beide (wenn auch unterschiedlich gut) und mit zunehmender Taktfrequenz wird dann mehr Leistung benötigt.

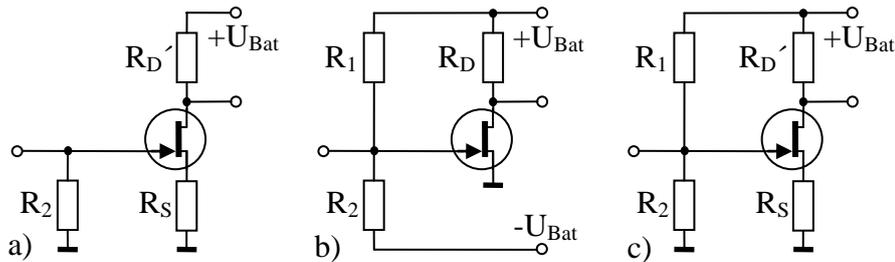
## 2.4.2 Kennlinien, Ersatz- und Grundschaltungen des FET

Das Ausgangskennlinienfeld der Feldeffekttransistoren sieht ähnlich aus wie das des Bipolartransistors. Die Steuerkennlinie ist mit der Elektronenröhre vergleichbar.



**Abb. 2.39: Kennlinie eines N-Kanal Sperrschicht-Feldeffekttransistors**

Die Kennlinie wird auch beim Feldeffekttransistor zur Dimensionierung des Arbeitspunktes benötigt. Dazu sind  $U_{DS}$  und  $I_D$  sowie das zugehörige  $U_{GS}$  entsprechend der gewählten Arbeitsgeraden abzulesen (bzw. Standardarbeitspunkte des Herstellers zu nutzen).



**Abb. 2.40: Schaltungen zur Einstellung des Arbeitspunktes eines FET**

Durch den Drainwiderstand ( $R_D$  in Abb. 2.40 b) wird der Arbeitspunkt festgelegt.

$$R_D = \frac{U_{\text{Bat}} - U_{\text{DS}}}{I_D} \quad (2.11)$$

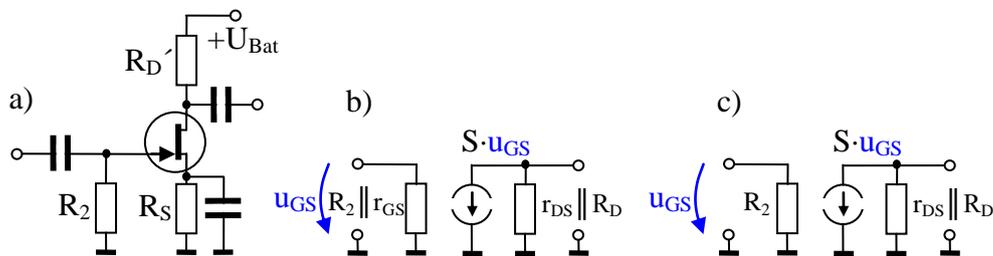
$R_1$  und  $R_2$  können sehr hochohmig ausfallen. Es muss aber die notwendige negative Gatevorspannung entweder durch eine zusätzliche Spannungsquelle ( $-U_{\text{Bat}}$  Abb. 2.40 b) oder durch eine Verschiebung der Sourcespannung (Abb. 2.40 a bzw. c durch  $R_S$ ) beachtet werden. Dafür ist dann  $R_D$  wieder in  $R_D'$  und  $R_S$  aufzuteilen.  $R_S$  ergibt sich in Abb. 2.40 a zu

$$R_S = \frac{U_{\text{GS}}}{I_D} \quad \text{und} \quad R_D' = R_D - R_S \quad (2.12)$$

Da normalerweise kein Eingangsstrom fließt, kann das Gate mit  $R_2$  (Abb. 2.40 a) hochohmig auf Masse gelegt werden (ca. 1 ... 10 M $\Omega$ ).

Außer der Sourceschaltung gibt es auch beim FET eine Drain- und eine Gateschaltung (Weiterführendes dazu siehe [ 7 ] und [ 8 ]).

Wie beim Bipolartransistor hat sich auch bei den Feldeffekttransistoren eine ähnliche Kleinsignalersatzschaltung für Kleinsignalanwendungen durchgesetzt.



**Abb. 2.41: Kleinsignalersatzschaltung des FET in Sourceschaltung**

Die Steilheit  $S = \Delta I_D / \Delta U_{\text{GS}} = y_{21}$  und  $r_{\text{DS}} = \Delta U_{\text{DS}} / \Delta I_D = 1/y_{22}$  entsprechen den Kennlinien in Abb. 2.39. (Es wird die Leitwertform verwendet Abb. 2.28.) Da  $r_{\text{GS}} = 1/y_{11}$  sehr groß ist (Isolationswiderstand zwischen Gate und Kanal), wird er üblicherweise ganz vernachlässigt (Abb. 2.41 c). Auch die Rückwirkungen  $y_{12}$  werden praktisch immer vernachlässigt. Deshalb findet man nur 2 Quadranten für das Kennlinienfeld. Vergleiche auch Abschnitt 2.3.3.

Für eine Ersatzschaltung, die auch das dynamische Verhalten richtig beschreiben soll, müssen zuerst die Gate-Source-Kapazität und weiter z.B. die Gehäusekapazität berücksichtigt werden.

Die Schaltungen der anderen Feldeffekttransistorentypen funktionieren entsprechend (Weiterführendes dazu siehe [ 7 ] und [ 8 ]).

### 2.4.3 Kennwerte und Übungen zum Feldeffekttransistor

Wichtige Kennwerte von Feldeffekttransistoren sind:

1. Grenzdaten
  - Maximaler Drainstrom –  $I_{DM}$  (bei Stoß mit Angabe der Zeitdauer)
  - Maximaler Drainkurzschlussstrom –  $I_{DSS}$  (bei gegebenem  $U_{DS}$  und  $U_{GS}$ )
  - Maximale Gate-Source-Spannung –  $U_{GS M}$  (bei Stoß mit Angabe der Zeitdauer)
  - Maximale Drain-Source-Spannung –  $U_{CE0}$
  - Maximale Sperrschichttemperatur –  $\vartheta_J$
  - Maximale Gesamtverlustleistung –  $P_{tot}$
2. Kenndaten
  - Vorwärtssteilheit –  $S = y_{21}$  (bei Nennarbeitspunkt)
3. Schaltzeichen

Die Schaltzeichen stehen in Abb. 2.37 für integrierte Feldeffekttransistoren. Einzelne Feldeffekttransistoren werden dagegen mit einem Kreis umrandet.

#### Aufgabe 2.4.1

Ein selbstleitender N-Kanal MOS-FET wird in Sourceschaltung entsprechend Abb. 2.41 a mit  $U_{Bat} = 9\text{ V}$  aufgebaut. Aus den Angaben des Herstellers folgen  $I_D = 1,5\text{ mA}$ ,  $U_{DS} = 5,5\text{ V}$  bei einer Gatevorspannung  $U_{GS} = -0,6\text{ V}$ . In diesem Arbeitspunkt wird  $S = 6\text{ mS}$  angegeben (vergleiche Abb. 2.39).

Frage 1: Wie sind  $R_D$  und  $R_S$  zu dimensionieren?

Frage 2: Wie groß wird die Leerlaufspannungsverstärkung  $v_{u\text{ Leer}}$ ?

Hinweis: Nutze Abb. 2.41 c! Es gilt  $R_D \ll r_{DS}^{16}$ , somit kann  $r_{DS}$  vernachlässigt werden. ( $R_2$  spielt keine Rolle und ist außerdem sehr groß gegenüber dem Ausgangswiderstand der Eingangsspannungsquelle, er kann z.B. zu  $1\text{ M}\Omega$  gewählt werden).

Zusatzfrage 1: Wie würde die Schaltung mit einem selbstleitenden P-Kanal MOS-FET aussehen (sonst vergleichbare Parameter)?

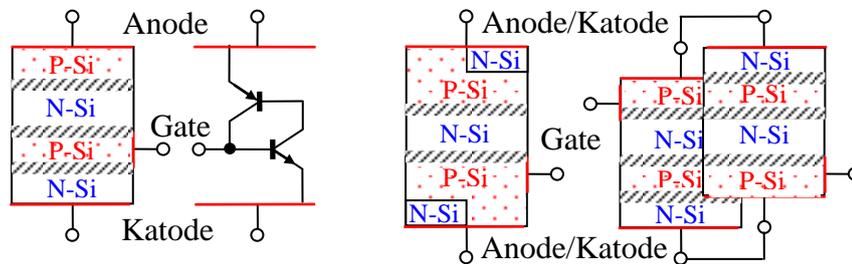
Zusatzfrage 2: Wie würde die Schaltung mit einem selbstsperrenden N-Kanal MOS-FET aussehen (sonst vergleichbare Parameter)?

---

<sup>16</sup> Die Steigung der Kennlinie ist sehr viel flacher als die der Arbeitsgeraden (Abb. 2.39).

## 2.5 Weitere Halbleiterbauelemente

Die Palette der Bauelemente und -varianten ist sehr groß. Dazu kommt eine Vielzahl komplexer integrierter Schaltungen. An dieser Stelle sollen die Vierschichtbauelemente – Vierschichtdiode, Tyristor, Diac und Triac – genannt werden.



Tyristor und Prinzipschaltung    Triac und Triac aus 2  $\updownarrow$  Tyristoren  
3 Sperrschichten

### Abb. 2.42: Schichtenfolge von Tyristor und Triac

Wird an den Tyristor in Abb. 2.42 eine Spannung (mit „+“ an die Anode und „-“ an die Katode) gelegt, befinden sich die beiden äußeren Sperrschichten in Durchlassrichtung und die mittlere in Sperrichtung. Durch eine positive Spannung am Gate (d.h. Durchlassrichtung für Kathode – Gate) beginnt wie beim Transistor die Trägerinjektion und die mittlere Sperrschicht wird leitend. Wird die Spannung vom Gate wieder entfernt, tritt ein Selbthalteeffekt ein, der an den beiden sich gegenseitig steuernden Transistoren der Prinzipschaltung sichtbar ist. Für diesen Prozess der „Zündung“ reicht also ein kurzer Spannungsimpuls.

Bei einer Spannung (mit „-“ an der Anode und „+“ an der Katode) sind die beiden äußeren Sperrschichten gesperrt und ein Leiten ist nicht möglich.

Weil die Zündung bei einer entsprechenden Durchbruchsspannung auch ohne Impuls erfolgt, kann ein „Tyristor ohne Gate“ als Vierschichtdiode mit definierter Schaltspannung hergestellt werden.

Der Triac in Abb. 2.42 besteht aus zwei antiparallel angeordneten Tyristoren und schaltet somit in beiden Richtungen. Der Diac ist das entsprechende Analogon zur Vierschichtdiode.

Da diese Bauelemente für die hohen Ströme der Leistungselektronik mit großen Querschnittsflächen hergestellt werden, erfolgt das Zünden nicht über die ganze Fläche einheitlich, sondern beginnt an einer Stelle und breitet sich von dort schnell lawinenartig über die ganze Fläche aus. Erfolgt der Stromanstieg schneller als das Ausbreiten, wird diese Stelle überlastet und der Tyristor zerstört. Deshalb muss ein maximal zulässiger Stromanstieg beachtet werden.

Der Tyristor wird erst wieder sperrend, wenn alle injizierten Träger abgeflossen sind. Daraus ergibt sich die Freierdezeit, die der Tyristor mindestens stromlos sein muss, um wieder sperren zu können.

In diesem Verhalten liegt die Problematik für die Herstellung „abschaltbarer“ leistungselektronischer Bauelemente. Für nicht so hohe Leistungen werden deshalb Bipolartransistoren, Leistungs-MOS-FET sowie deren Kombination im IGBT verwendet.

Die Anwendung dieser Bauelemente erfolgt im Rahmen der Veranstaltung AEP IV.

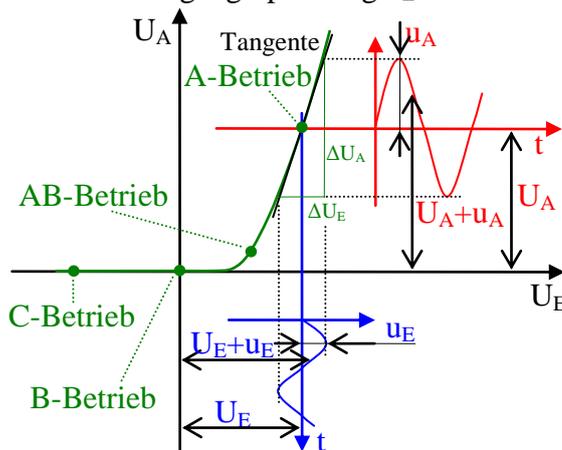
### 3 Analoge Schaltungstechnik

#### 3.1 Einteilung von Verstärkerschaltungen

##### 3.1.1 Arbeitspunkt, Eigenschaften und Betriebsverhalten

Ein Verstärker (mit Röhren, heute mit Halbleiterbauelementen) hat immer eine nichtlineare Kennlinie. Daher haben sich mit der Zeit mehrere Betriebsweisen herauskristallisiert.

Zuerst beherrschte wurde der **A-Betrieb** (Kleinsignalverstärker). Das Prinzip ist in Abb. 3.1 verdeutlicht. Die Eingangsspannung  $u_E$  wird auf den Arbeitspunkt

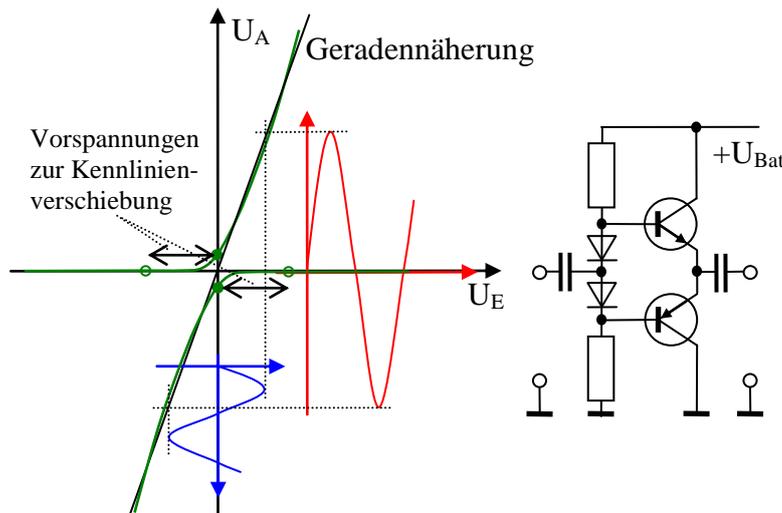


**Abb. 3.1: Betriebsweisen und ihre Arbeitspunkte**

(A-Betrieb,  $U_E$  und  $U_A$ ) aufaddiert und entsprechend der Steigung der Kennlinie in diesem Punkt verändert sich die Ausgangsspannung um  $u_A$ . Ist die Steigung hoch, wird eine hohe Verstärkung  $v = u_A/u_E$  erreicht. Die Signalspannungen  $u_E$  und  $u_A$  sind dabei grundsätzlich durch Schaltungsmaßnahmen am Ein- und Ausgang vom Arbeitspunkt zu trennen (vergleiche Abb. 2.32, Abb. 2.33 und Abb. 2.34), aber am Verstärkerelement zu addieren. Es können nur Aussteuerungen um den Arbeitspunkt zugelassen werden, die in einem hinreichend linearen Bereich um den Arbeitspunkt liegen. Die maximale Aussteuerung wird aus den maximal zulässigen Signalverzerrungen (Klirrfaktor im Audibereich, siehe AEP III) bestimmt. Der große Nachteil beim A-Betrieb ist der Ruhestrom (damit Leistungsverbrauch) auch ohne Signal durch den Arbeitspunkt.

Das wäre im **B-Betrieb** nicht der Fall (Abb. 3.1). Es würden aber insbesondere bei Transistoren<sup>17</sup> nur die Signalspitzen, bei denen die positive Halbwelle von  $u_E$  über den Kennlinienknick reicht, am Ausgang erscheinen. Deshalb wurde für die Transistortechnik der **AB-Betrieb** entwickelt, für den der Arbeitspunkt durch die Vorspannung des Arbeitspunktes  $U_E$  in den Knick verlegt wurde. Der geringe Ruhestrom muss dabei hingenommen werden. Diese Betriebsart hat sich heute als Gegentaktendverstärker durchgesetzt (Abb. 3.2). Dabei muss jede Halbwelle durch eine eigene Stufe verstärkt werden. Die Kennlinien beider Stufen sind komplementär zu justieren (1. und 3. Quadrant). Dazu wird in der Regel ein Paar komplementäre Transistoren (NPN- und PNP-Transistoren mit ausgesuchten spiegelgleichen Kennlinien) genutzt und durch passende Dioden die Arbeitspunktverschiebung realisiert. Die Ausgangssignale beider Transistoren werden addiert, so dass eine Summenkennlinie

<sup>17</sup> Bei Röhren war dies etwas günstiger.



**Abb. 3.2: AB-Gegentaktbetrieb** <sup>18</sup>

erscheint. Diese kann relativ genau einer Geraden entsprechen, wodurch praktisch ein Großsignalverstärker entsteht (Abb. 3.2).

Für Impulsverstärker (Aufrischung von Impulsen ohne kleine Störungen) wird der **C-Betrieb** genutzt (Abb. 3.1).

Eine weitere Betriebsart ist der Zerhackerverstärker (Choppverstärker) **D-Betrieb**, bei dem das Eingangssignal mit einem Gleichanteil zerhackt, dieses reine Wechsignale danach verstärkt (z.B. bei A-Betrieb) und anschließend wieder gleichgerichtet wird. Dieser Betrieb war notwendig, da mit A-, AB- oder B-Verstärkern keine Gleichsignale verarbeitet werden konnten. Heute steht dazu der Operationsverstärker zur Verfügung (siehe **Fehler! Verweisquelle konnte nicht gefunden werden.**). Das Grundprinzip beim D-Betrieb ähnelt stark einer Pulsamplituden- oder auch einer Pulsbreitenmodulation (siehe AEP III).

### 3.1.2 Anforderungen der Anwendung

Verstärker werden für verschiedene Anwendungen benötigt und gebaut. Es hat sich gezeigt, dass es nicht sinnvoll ist, einen Verstärker zu entwickeln, der alles kann. Unterschiedliche Anforderungen ergeben sich z.B. aus:

- dem Signalpegel (z.B. Spannungsbereich, Klein-, Großsignal...)
- dem notwendigen Eingangswiderstand,
- der Signalfrequenz und der Signalbandbreite,
- dem geforderten Ausgangswiderstand,
- der geforderten Verstärkung und Ausgangsleistung.

Danach haben sich z.B. folgende Grundtypen herausgestellt:

- Audioverstärker (NF-Verstärker angepasst an Audiosignale),
- Videoverstärker (Breitbandverstärker angepasst an Videosignale),
- HF-Verstärker (für unterschiedliche Einsatzfälle bei hohen Frequenzen),
- ZF-Verstärker (selektive HF-Verstärker für verschiedene Zwischenfrequenzen),
- Gleichspannungsverstärker (für Signale von 0 Hz bis ...) usw.

Als universell und am besten einsetzbar hat sich dabei der Operationsverstärker in Form eines integrierten Bausteins erwiesen.

<sup>18</sup> Die Schaltungen sind heute wesentlich ausgefeilter als das einfache Beispiel und außerdem als integrierte Bausteine verfügbar.

## 4 Literaturverzeichnis

- [ 1 ] Dörner, Dietrich: Die Logik des Misslingens, S. 58 und insgesamt, Rowohlt Verlag GmbH 1989
- [ 2 ] Mierdel, G.: Elektrophysik, S. 15-74, insbesondere 42 ff und 66 ff, VEB Verlag Technik Berlin 1970
- [ 3 ] Spenke, Eberhard: Elektronische Halbleiter, S. 4-30 und 247-390, Springer Verlag Berlin/Heidelberg/New York 1965
- [ 4 ] Paul, Reinhold: Halbleiterphysik, S. 78-125, VEB Verlag Technik Berlin 1974
- [ 5 ] Weißmantel, Christian und Hamann, Claus; Grundlagen der Festkörperphysik, S. 88, VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften Berlin 1981
- [ 6 ] Boeck, Erich: Theoretische Untersuchungen des Impulsverhaltens von Lumineszenzdioden, Heft 9 S. 989-994, Wissenschaftliche Zeitschrift der Universität Rostock 27. Jahrgang (1978) Mathematisch-Naturwissenschaftliche Reihe
- [ 7 ] Lindner, Brauer, Lehmann: Taschenbuch der Elektrotechnik und Elektronik, S. 402-411 und 424-425, Fachbuchverlag Leipzig-Köln 1993
- [ 8 ] Tietze, Ulrich und Schenk, Christoph: Halbleiterschaltungstechnik, insgesamt, Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York 1991