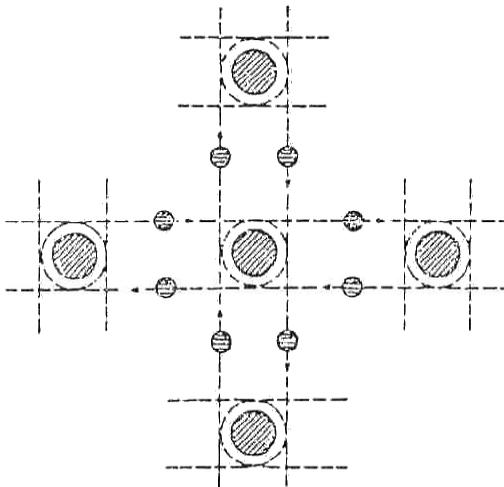


Räumlicher
Gitteraufbau



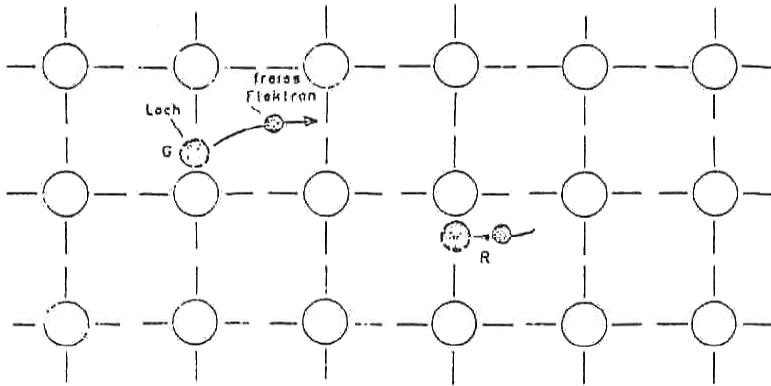
Elektronen-
paarbindung

Halbleiterkristalle sind so aufgebaut, daß jedes Atom 4 Nachbaratome hat. Die Halbleiter Si und Ge besitzen auf der äußersten Schale 4 Elektronen. Man nennt die Elektronen auf der äußersten Schale Valenzelektronen.

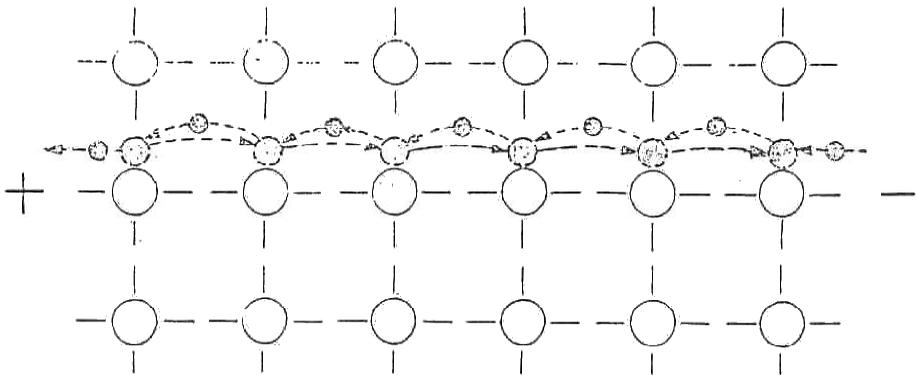
Für die Bindung im Kristallgitter benötigt ein Atom alle 4 Valenzelektronen. Durch die Elektronenpaarbindung wird jedes Atom von 4 Elektronenpaaren = 8 Elektronen umkreist.

Die äußerste Schale ist damit für jedes Atom gefüllt .

Eigenleitung

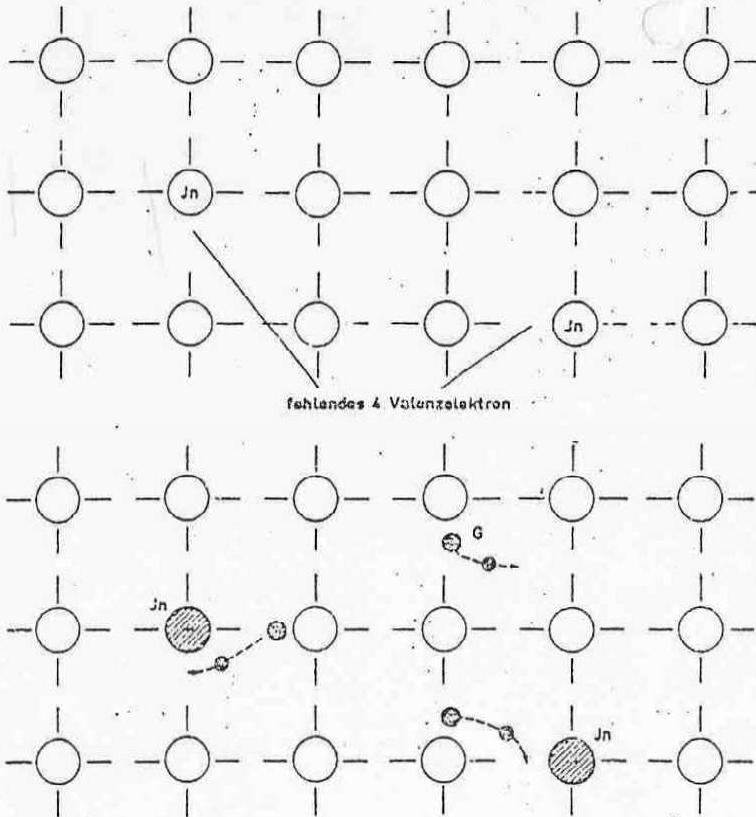


G = Gitteraufbruch (Generation) - R = Rekombination (Regeneration)



Durch die Wärmeschwingungen der Atome und durch einfallende Lichtenergie können Gitterbindungen **aufbrechen**. Bei einem Gitteraufbruch entsteht jeweils ein **Ladungsträgerpaar**. Die positiven Ladungsträger nennt man **Defektelektronen** oder auch **Löcher**. Durch Übergang eines Elektrons von einem Atom zu einem anderen entsteht eine **scheinbare** Wanderung der Löcher in **entgegengesetzter Richtung**. Unter dem Einfluß einer äußeren Spannung beginnen die Ladungsträger eine **gerichtete** Bewegung. Leitfähigkeit, hervorgerufen durch Gitteraufbrüche, nennt man **Eigenleitung**. Sie ist abhängig von der **Temperatur**. Die Maximaltemperatur beträgt bei Germanium **90 ... 95°C** und bei Silizium **190 ... 200°C**.

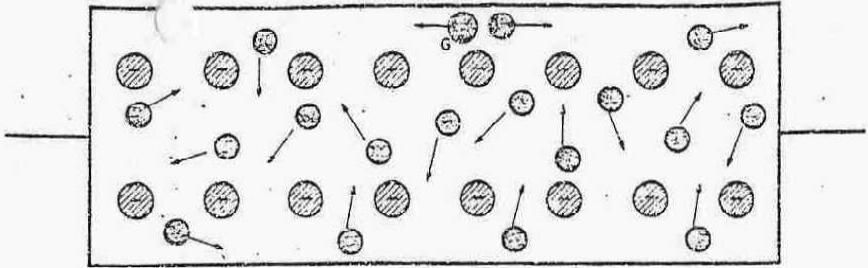
Dotierung mit Akzeptoren



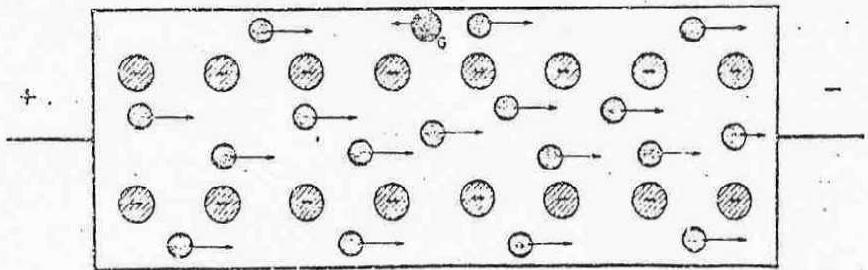
Unter Dotierung versteht man die gezielte Verunreinigung des reinen Halbleitermaterials mit **3wertigen** oder **5wertigen** Elementen . Akzeptoren sind **3wertige** Elemente, z.B. In, Ga, B, Al .

Durch die Dotierung mit Akzeptoren entsteht je Akzeptor ein **zusätzliches Loch** . Der Akzeptor selbst wird zu einem **negativen Ion** . Freie Elektronen entstehen hier nur durch **Gitteraufbrüche** . Die freien Elektronen sind hier **Minoritätsladungsträger** , da sie in der Minderheit sind.

P-Material

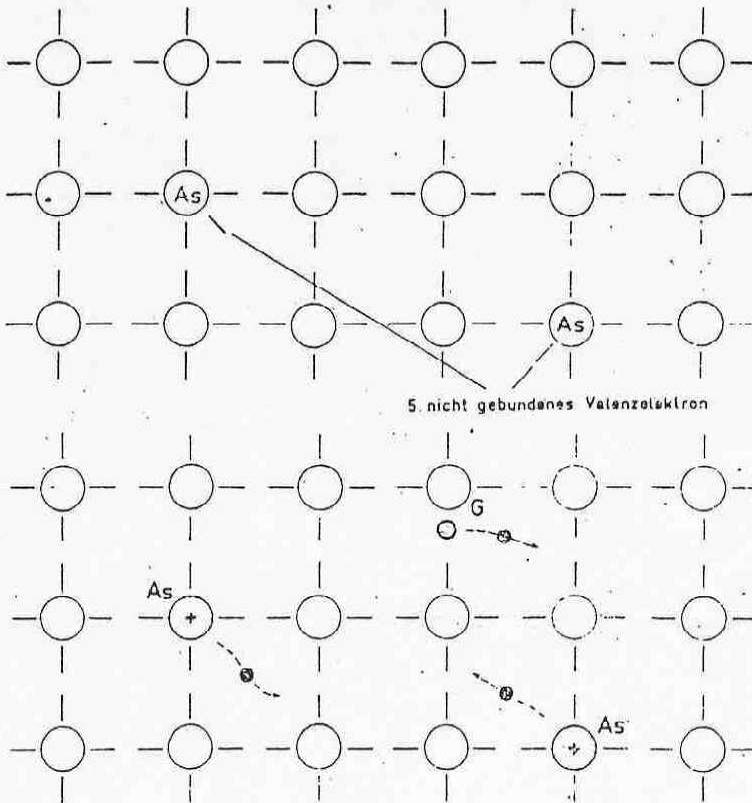


P-Leitfähigkeit



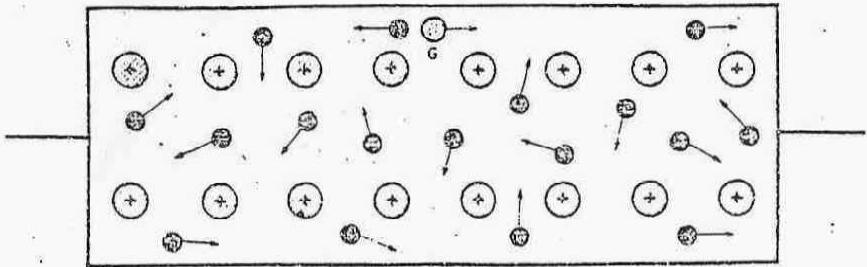
Bei einem mit Akzeptoren dotierten Halbleiter sind die **Lücher** in der Überzahl. Sie sind in diesem Falle die **Majoritätsladungsträger**. Da die Leitfähigkeit im wesentlichen durch die positiven Ladungsträger bestimmt wird, spricht man auch von **P-Leitfähigkeit**. Das Halbleitermaterial selbst bezeichnet man dann als **P-Material**.

Dotierung mit Donatoren

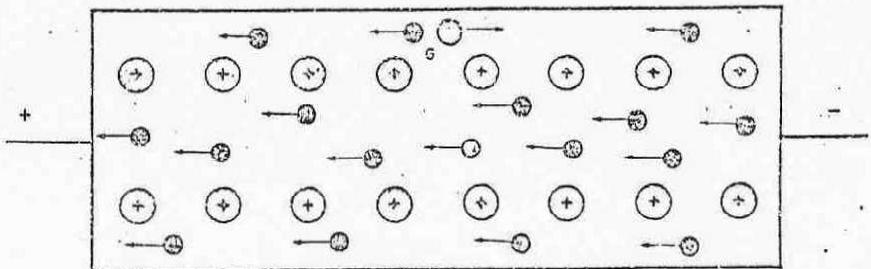


Donatoren sind **5wertige** Elemente, **z.B. P, As, Sb**. Das 5. Valenzelektron wird zur Bindung im Kristallgitter nicht benötigt. Durch die Dotierung mit Donatoren erhält man je Donator ein **freies Elektron**. Der Donator selbst wird zu einem **positiven Ion**. Löcher entstehen hier nur durch **Gitteraufbrüche**. Die Löcher sind hier **Minoritätsladungsträger**, da sie in der Minderheit sind.

N-Material



N-Leitfähigkeit

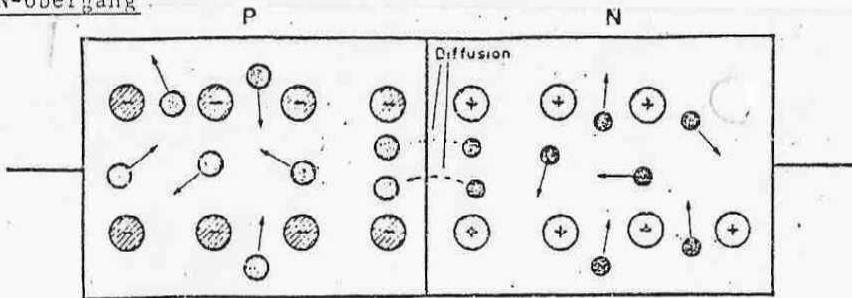


Bei einem mit Donatoren dotierten Halbleiter sind die freien Elektronen in der Überzahl.

Sie sind in diesem Fall die Majoritätsladungsträger.

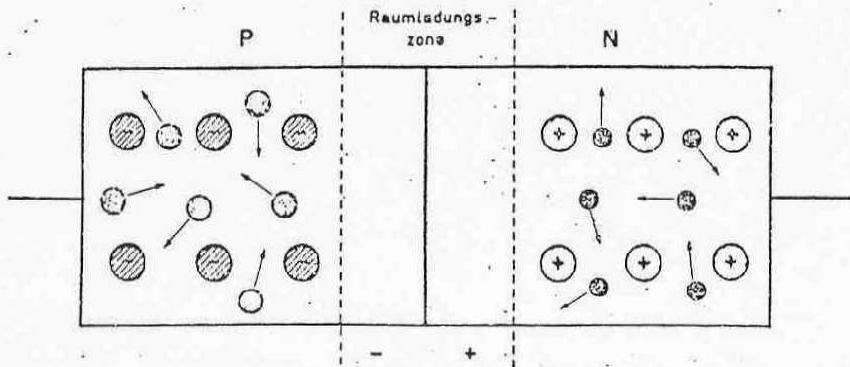
Da die Leitfähigkeit im wesentlichen durch die negativen Ladungsträger bestimmt wird, spricht man auch von N-Leitfähigkeit. Das Halbleitermaterial selbst bezeichnet man dann als N-Material.

PN-Übergang



Das große Gefälle zwischen der positiven und negativen Ladungsträgerkonzentration am PN-Übergang führt dazu, daß freie Elektronen aus dem N-Material in das P-Material und Löcher aus dem P-Material in das N-Material überwechseln. Man nennt diesen Vorgang Diffusion.

PN-Übergang ohne äußere Spannung



Als Folge der Diffusion entsteht am PN-Übergang eine Raumladungszone. Die innerhalb der Raumladungszone auftretende Potentialdifferenz nennt man Diffusionsspannung. Innerhalb der Raumladungszone tritt eine Verarmung an Ladungsträgern auf.

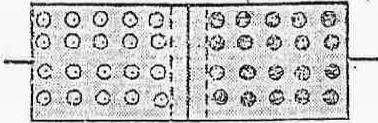
Erkenntnis: Der Aufbau dieser Potentialdifferenz beendet den Diffusionsvorgang. Die Spannung ist für die beiden hauptsächlich verwendeten Materialien in einer bestimmten Größe gegeben:

Si: 0,4 ... 1,0 V Mittelwert: 0,7 V
Ge: 0,1 ... 0,7 V Mittelwert: 0,2 V

Dotierungsabhängigkeiten bei der Raumladungszone

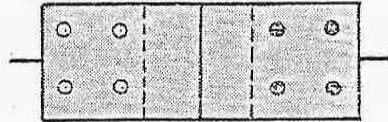
Dotiert stark

Auf $10^2 \dots 10^4$
Halbleiteratome kommt
ein Fremdatom



Dotierung schwach

Auf $10^6 \dots 10^9$
Halbleiteratome kommt
ein Fremdatom

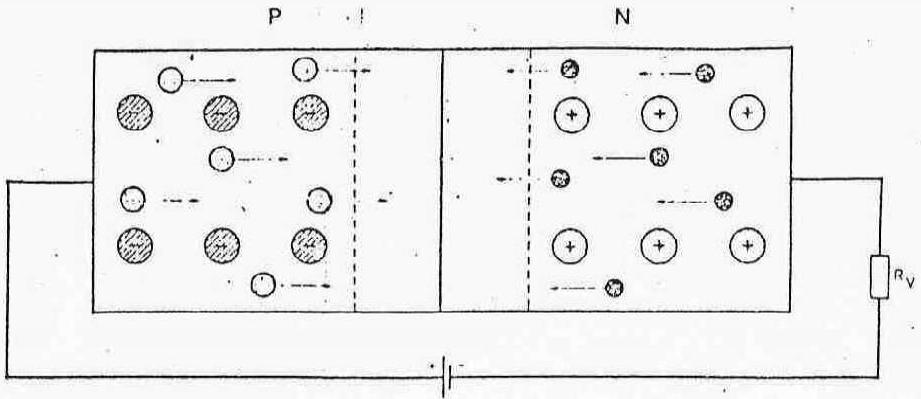


Erkenntnisse: Die Breite der Raumladungszone fällt mit zunehmender Dotierung

Die Diffusionsspannung ist von der Dotierung unabhängig

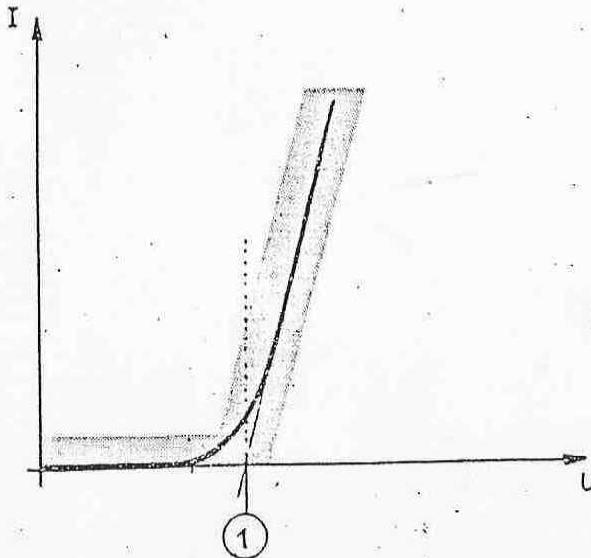
Die Feldstärke steigt mit zunehmender Dotierung

PN-Übergang in Durchlaßrichtung



Ein PN-Übergang wird in Durchlaßrichtung beansprucht, wenn Pluspol an P-Material und Minuspol an N-Material anliegt.

Wirkungsweise:



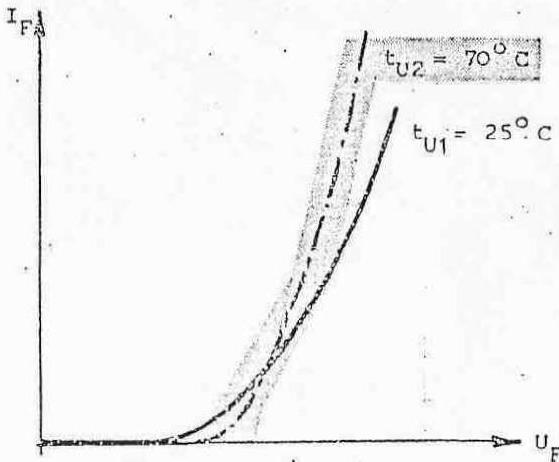
Erkenntnis: Solange die Diffusionsspannung der äußeren Spannung entgegensteht, ist der PN-Übergang hochohmig. Erst nach Überschreiten des Punktes ① (Schleusenspannung) wird der PN-Übergang niederohmig.

Achtung: Der Strom I würde jetzt ohne Vorwiderstand R_V sehr groß werden: Zerstörung des Bauelementes.

Auswirkung von Temperaturänderungen

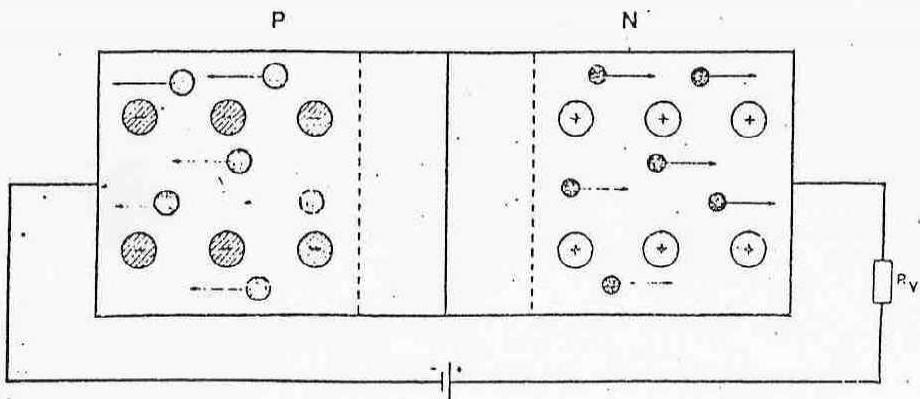
Beispiel: $t_{U1} = 25^\circ \text{C}$, Erhöhung auf $t_{U2} = 70^\circ \text{C}$

Folge: Es werden mehr Ladungsträger frei, der Durchlaßstrom steigt.



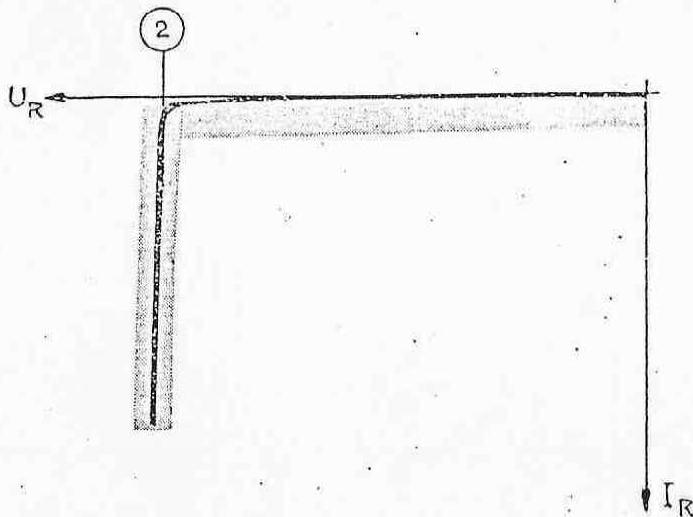
Merke: Temperaturänderungen des Halbleiterkristalls entstehen nicht nur durch die Umgebungstemperatur t_U , sondern vor allem durch den Durchlaßstrom.

PN-Übergang in Sperrrichtung



Ein PN-Übergang ist in Sperrrichtung vorgespannt, wenn der Pluspol am N-Material und der Minuspol am P-Material anliegt.

Wirkungsweise:



Erkenntnisse: Durch Vergrößern der angelegten Spannung wird

- die Raumladungszone **breiter**
- die Feldstärke in der Raumladungszone **größer**
- der Sperrstrom **größer**

Wird der Punkt ② der Kennlinie erreicht, so **nimmt** der Strom schlagartig **zu**.

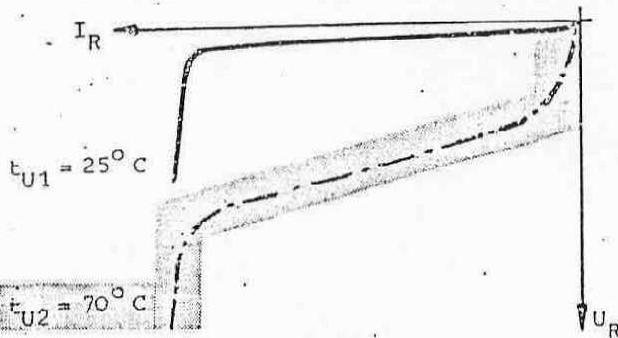
- Ursachen:
- Wärmedurchbruch (hohe Verlustleistung)**
 - Lawineneffekt (Stoßionisation)**
 - Feldstärkedurchbruch ($E_{krit} \approx 25kV/mm$)**

Ursache des Sperrstromes: Es entsteht durch **Gitteraufbrüche** innerhalb der Raumladungszone. Man nennt diese Ladungsträger **Minoritätsträger**.

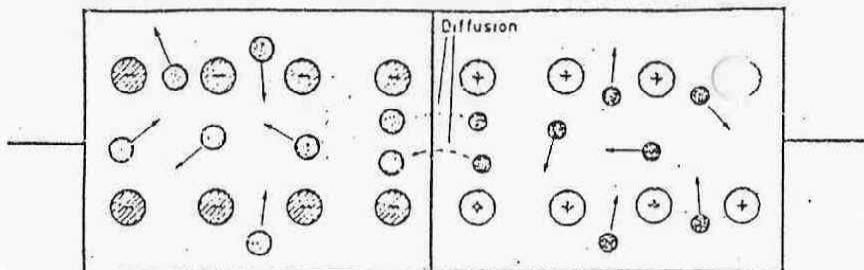
Auswirkung von Temperaturänderungen:

Beispiel: $t_{U1} = 25^\circ C$, Erhöhung auf $t_{U2} = 70^\circ C$

Folge: Es entstehen mehr Gitteraufbrüche **in der Raumladungszone**, deshalb **steigt** der Sperrstrom.

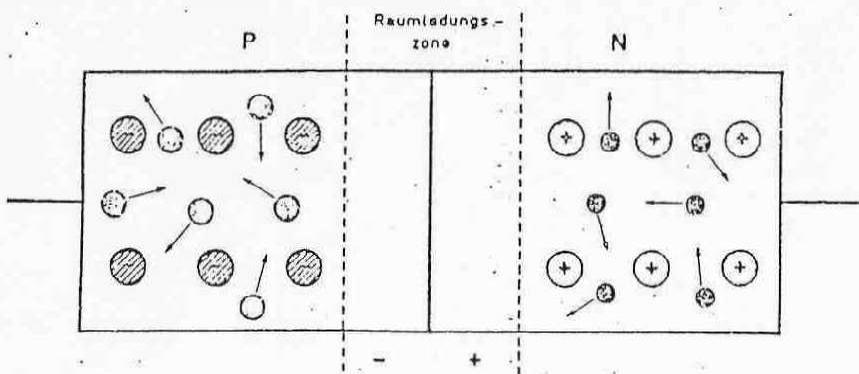


Merke: Die Stromerhöhung erfolgt nicht nur durch Erhöhung von t_U , sondern auch durch einen länger fließenden **Sperrstrom**.



Das große Gefälle zwischen der positiven und negativen Ladungsträgerkonzentration am PN-Übergang führt dazu, daß freie Elektronen aus dem N-Material in das P-Material und Löcher aus dem P-Material in das N-Material überwechseln. Man nennt diesen Vorgang Diffusion.

PN-Übergang ohne äußere Spannung



Als Folge der Diffusion entsteht am PN-Übergang eine Raumladungszone. Die innerhalb der Raumladungszone auftretende Potentialdifferenz nennt man Diffusionsspannung. Innerhalb der Raumladungszone tritt eine Verarmung an Ladungsträgern auf.

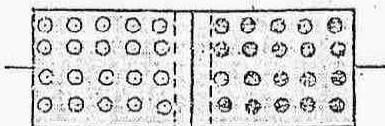
Erkenntnis: Der Aufbau dieser Potentialdifferenz beendet den Diffusionsvorgang. Die Spannung ist für die beiden hauptsächlich verwendeten Materialien in einer bestimmten Größe gegeben:

Si:	0,4 ... 1,0 V	Mittelwert: 0,7 V
Ge:	0,1 ... 0,7 V	Mittelwert: 0,2 V

Dotierungsabhängigkeiten bei der Raumladungszone

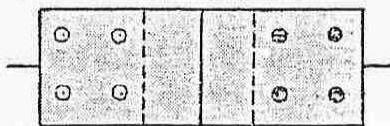
Dotierung stark

Auf $10^2 \dots 10^4$
Halbleiteratome kommt
ein Fremdatom



Dotierung schwach

Auf $10^6 \dots 10^9$
Halbleiteratome kommt
ein Fremdatom



Erkenntnisse: Die Breite der Raumladungszone fällt mit zunehmender Dotierung

Die Diffusionsspannung ist von der Dotierung unabhängig

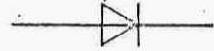
Die Feldstärke steigt mit zunehmender Dotierung

Anwendung des PN-Überganges: Die Halbleiterdiode

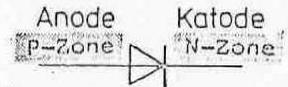
Grundsätzliches:

Der wirksame Teil einer Halbleiterdiode ist ein PN-Übergang.

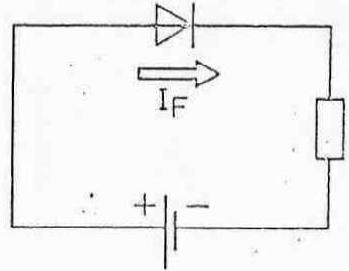
Schaltsymbol der Halbleiterdiode:



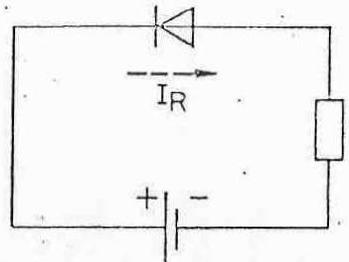
Die Anschlüsse (Elektroden) werden mit Anode und Katode bezeichnet.



Der Durchlaßstrom I_F fließt von der Anode zur Katode, wenn die Spannungsquelle so gepolt wird, daß das Potential an der Anode höher ist als das an der Katode.



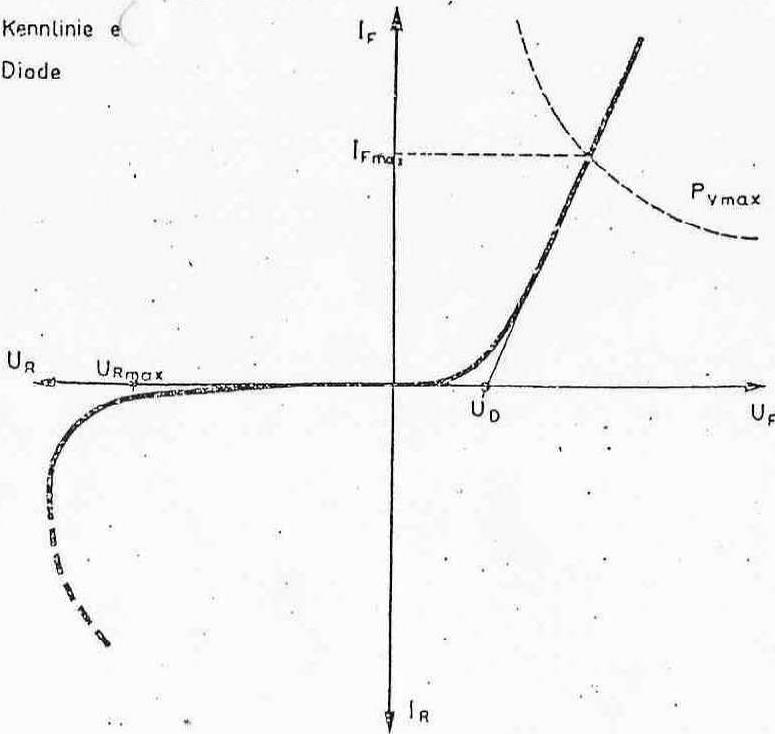
Bei umgekehrter Polung sperrt die Diode nahezu vollständig. Ihr Widerstand wird sehr hoch, es fließt nur der sehr geringe Sperrstrom I_R .



Je nach Polung der angelegten Spannung wird daher zwischen der Sperr- und der Durchlaßrichtung unterschieden.

Im Gegensatz zum ohmschen Widerstand ist eine Diode ein richtungsabhängiger Widerstand.

Kennlinie e
Diode



U_F = Durchlaßspannung

I_F = Durchlaßstrom

U_R = Sperrspannung

I_R = Sperrstrom

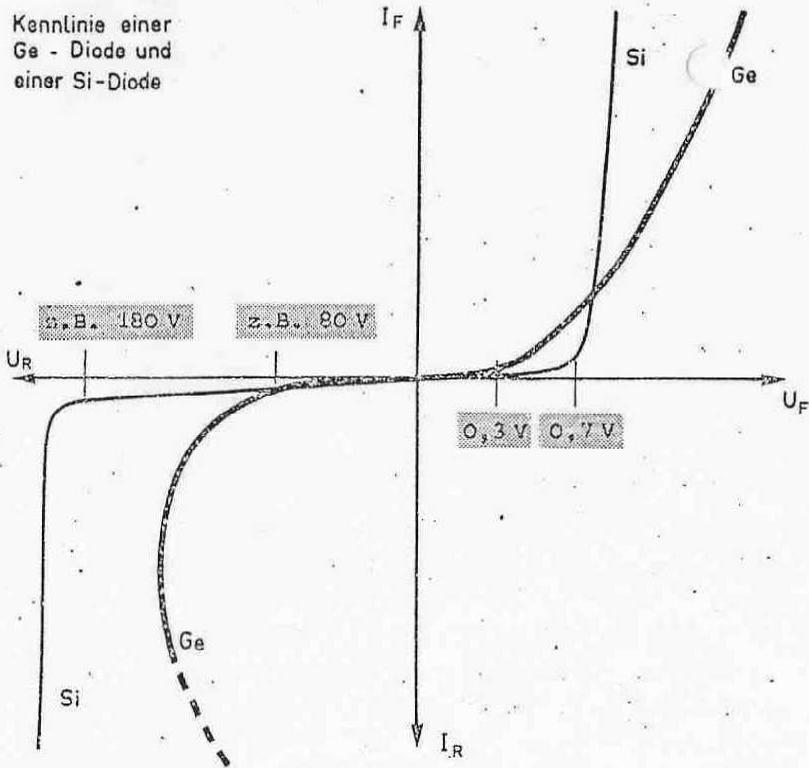
U_{SCH} = Schließenspannung
wird oft auch als U_D bezeichnet

U_{Rmax} = maximale zulässige Sperrspannung

P_{Vmax} = maximale zulässige Verlustleistung

I_{Fmax} = maximaler Durchlaßstrom

Kennlinie einer
Ge - Diode und
einer Si-Diode



Aus der Kennlinie können folgende Unterschiede entnommen werden:

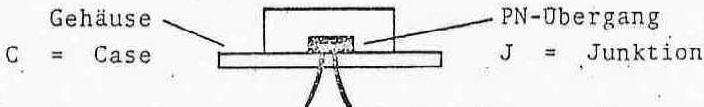
- U_D ist bei Siliziumdioden **höher** als bei Germaniumdioden.
- U_{Rmax} ist bei Siliziumdioden **höher** als bei Germaniumdioden.
- r_F ist bei Siliziumdioden **kleiner** als bei Germaniumdioden (für $U = 0,7 V$).
- R_R ist bei Siliziumdioden **größer** als bei Germaniumdioden.
- t_{Jmax} ist bei Siliziumdioden **höher** als bei Germaniumdioden (ca. $175^\circ C$ bei Si, ca. $85^\circ C$ bei Ge).

Kennwerte der Diode

Verlustleistung P_V

Darunter versteht man, wie hoch das Bauelement elektrisch belastet werden kann. Dies ist vor allem von dem Temperaturunterschied zwischen der **Sperrschicht** und der **Umgebung** abhängig. Außerdem von der thermischen **Leitfähigkeit** des Materials, das den PN-Übergang mit der Umgebung verbindet.

Beispiel:



R_{th} = Wärmewiderstand

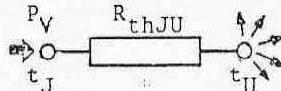
Der Wert gibt das Temperaturgefälle entlang des Widerstandes an, der die durch eine Verlustleistung entstehende Wärme weiterleitet.

R_{thJC} = Wärmewiderstand zwischen PN-Übergang und Gehäuseboden

R_{thJU} = Wärmewiderstand zwischen PN-Übergang und Umgebung

} in °C/W=K/W

$$R_{thJU} = \frac{\Delta t}{P_V} = \frac{t_J - t_U}{P_V}$$



Daraus ergibt sich die maximal zulässige Verlustleistung:

$$P_{Vmax} = \frac{t_{Jmax} - t_U}{R_{thJU}}$$

Merke: Die Verlustleistung P_V wird immer für eine ganz bestimmte Umgebungstemperatur t_U angegeben.

Bestimmung der Verlustleistung

Geg.: Ge-Diode mit den dargestellten Kennlinien

$$R_{thJU} = 0,5^{\circ}\text{C/W} \text{ und } t_{Jmax} = 90^{\circ}\text{C}$$

Ges.: P_{vmax} und I_{Fmax} für $t_U = 25^{\circ}\text{C}$ und 60°C

$$t_U = 25^{\circ}\text{C}: P_{vmax} = \frac{t_{Jmax} - t_U}{R_{thJU}} = \frac{90^{\circ}\text{C} - 25^{\circ}\text{C}}{0,5^{\circ}\text{C/W}} = 130 \text{ mW}$$

$$t_U = 60^{\circ}\text{C}: P_{vmax} = \frac{90^{\circ}\text{C} - 60^{\circ}\text{C}}{0,5^{\circ}\text{C/W}} = 60 \text{ mW}$$

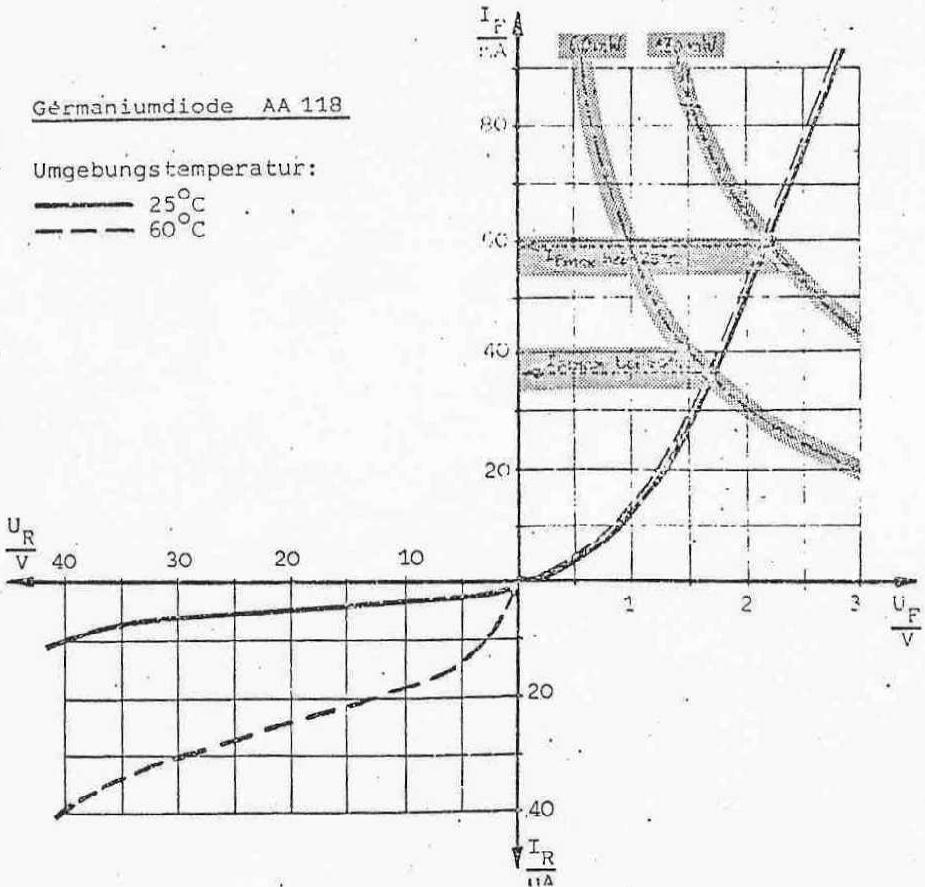
Für P_V -Linie:

U/V	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0
I/mA für 130mW	130	86	65	52	43
I/mA für 60mW	60	40	30	24	20

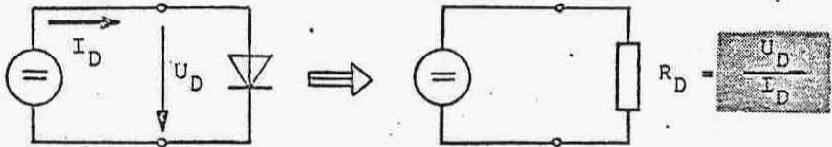
Germaniumdiode AA 118

Umgebungstemperatur:

— 25°C
 - - - 60°C



Der statische Widerstand gilt für die **Gleichstromwerte** der Diode im Arbeitspunkt



Beispiele für verschiedene Arbeitspunkte in der Kennlinie auf Arbeitsblatt 5.13.1:

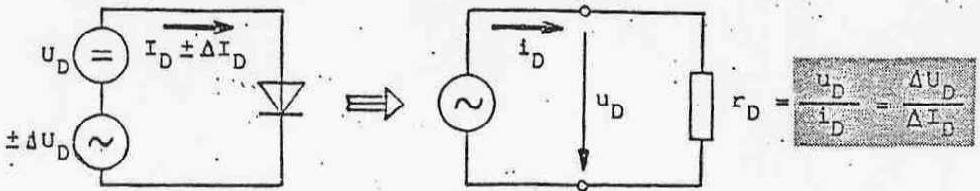
Arbeitspunkt A_1 :	$U_D = U_F = 0,5 \text{ V}$
	$I_D = I_F = 5 \text{ mA}$
	$R_D = R_F = \frac{0,5 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 100 \text{ Ohm}$
Arbeitspunkt A_2 :	$U_D = U_F = 2 \text{ V}$
	$I_D = I_F = 50 \text{ mA}$
	$R_D = R_F = \frac{2 \text{ V}}{50 \text{ mA}} = 40 \text{ Ohm}$
Arbeitspunkt A_3 :	$U_D = U_R = 2,5 \text{ V}$
	$I_D = I_R = 2,5 \text{ }\mu\text{A}$
	$R_D = R_R = \frac{2,5 \text{ V}}{2,5 \text{ }\mu\text{A}} = 1 \text{ MOhm}$
Arbeitspunkt A_4 :	$U_D = U_R = 20 \text{ V}$
	$I_D = I_R = 6 \text{ }\mu\text{A}$
	$R_D = R_R = \frac{20 \text{ V}}{6 \text{ }\mu\text{A}} = 3,3 \text{ MOhm}$

Erkenntnis:

Der statische Widerstand einer Diode muß für jeden **Arbeitspunkt** neu errechnet werden. Im Durchlaßbereich ist er **klein** und wird **R_F** benannt, im Sperrbereich **groß** und als **R_R** bezeichnet.

Der dynamische Widerstand

Der dynamische Widerstand ist derjenige Widerstand, den die Diode bei einer Spannungsänderung (Wechselspannung) der Stromänderung (dem Wechselstrom) entgegensetzt.



Beispiele für verschiedene Kennlinienbereiche in der Kennlinie auf Arbeitsblatt 5.13.1:

Bereich um A_2 :

$$u_D = u_F = \Delta U_F = U_{F2} - U_{F1}$$
$$= 2,5 \text{ V} - 1,5 \text{ V} = 1 \text{ V}$$
$$i_D = i_F = \Delta I_F = I_{F2} - I_{F1}$$
$$= 75 \text{ mA} - 28 \text{ mA} = 48 \text{ mA}$$
$$r_D = r_F = \frac{u_F}{i_F} = \frac{1 \text{ V}}{48 \text{ mA}} = 21 \text{ Ohm}$$

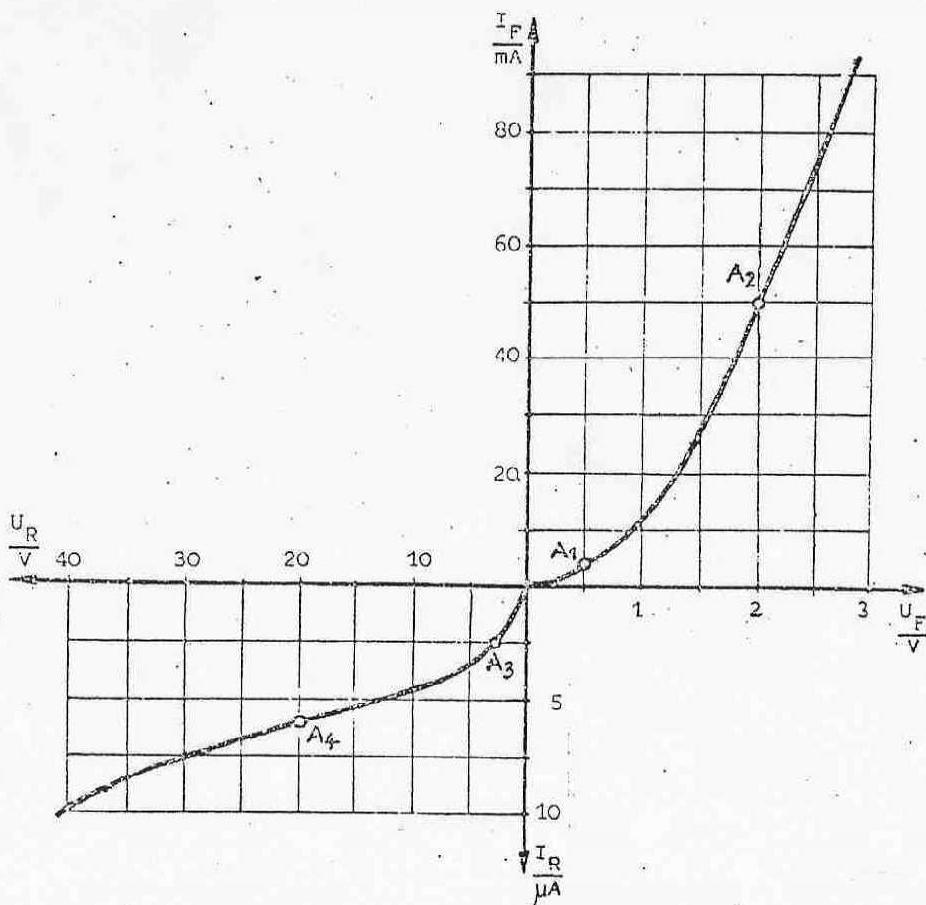
Bereich um A_4 :

$$u_D = u_R = \Delta U_R = U_{R2} - U_{R1}$$
$$= 30 \text{ V} - 10 \text{ V} = 20 \text{ V}$$
$$i_D = i_R = \Delta I_R = I_{R2} - I_{R1}$$
$$= 7,5 \text{ } \mu\text{A} - 4,5 \text{ } \mu\text{A} = 3 \text{ } \mu\text{A}$$
$$r_D = r_R = \frac{u_R}{i_R} = \frac{20 \text{ V}}{3 \text{ } \mu\text{A}} = 6,7 \text{ MOhm}$$

Erkenntnis:

Für den Arbeitsbereich der Diode (geradliniger Kennlinienteil) kann der dynamische Widerstand als konstant angenommen werden. Für Wechselspannungen wirkt der durchlässige PN-Übergang fast als Kurzschluß; r_F ist also sehr klein. Im Sperrbereich wirkt die Diode für Wechselspannungen als nahezu unendlicher Widerstand; r_R ist also sehr groß.

Statischer und dynamischer Widerstand

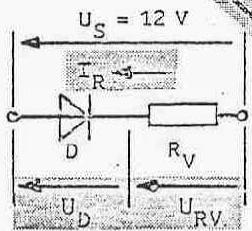
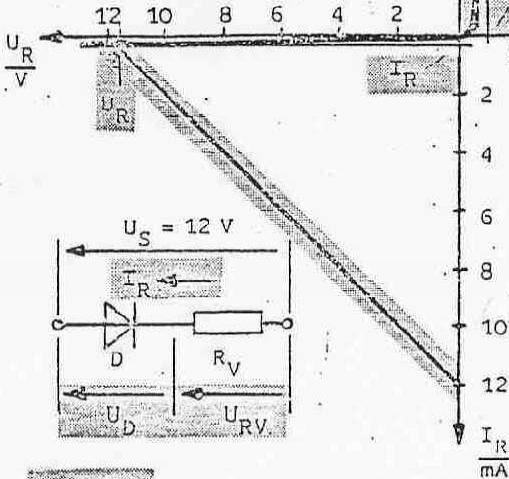
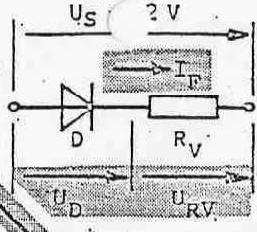
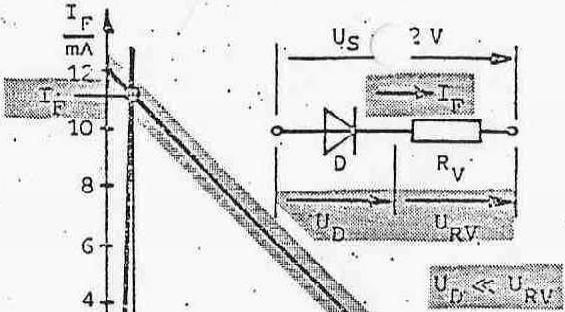


Diode als Schalter

$$U_D = U_F = 1 \text{ V}$$

$$I_D = I_F = 11 \text{ mA}$$

$$R_D = R_F = \frac{1 \text{ V}}{11 \text{ mA}} = 90 \text{ Ohm}$$



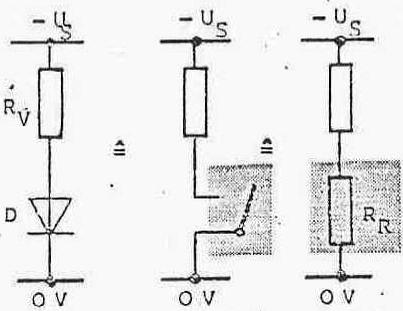
$$U_D = U_R = 11,8 \text{ V}$$

$$I_D = I_R = 0,2 \text{ mA}$$

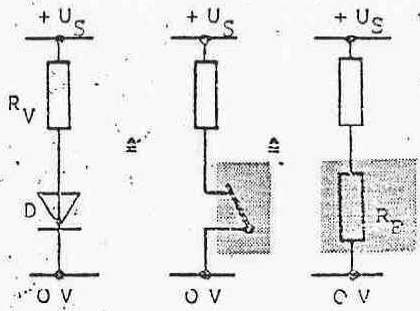
$$R_D = R_R = \frac{11,8 \text{ V}}{0,2 \text{ mA}} = 59 \text{ kOhm}$$

$U_D \gg U_{RV}$

Diode D hochohmig



Diode D niederohmig

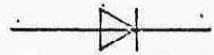


Anwendung des PN-Überganges: Die Halbleiterdiode

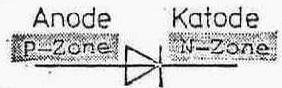
Grundsätzliches:

Der wirksame Teil einer Halbleiterdiode ist ein **PN-Übergang**.

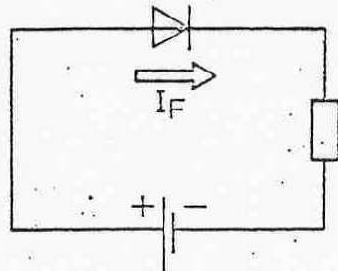
Schaltsymbol der Halbleiterdiode:



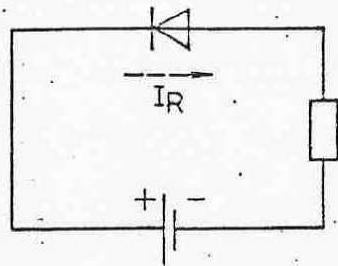
Die Anschlüsse (Elektroden) werden mit Anode und Katode bezeichnet.



Der Durchlaßstrom I_F fließt von der **Anode** zur **Katode**, wenn die Spannungsquelle so gepolt wird, daß das Potential an der Anode höher ist als das an der Katode.



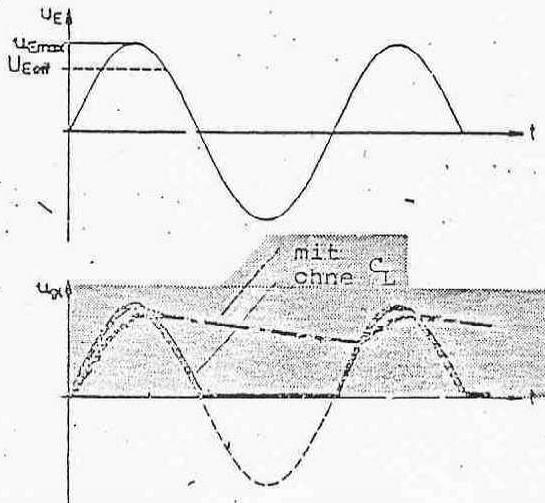
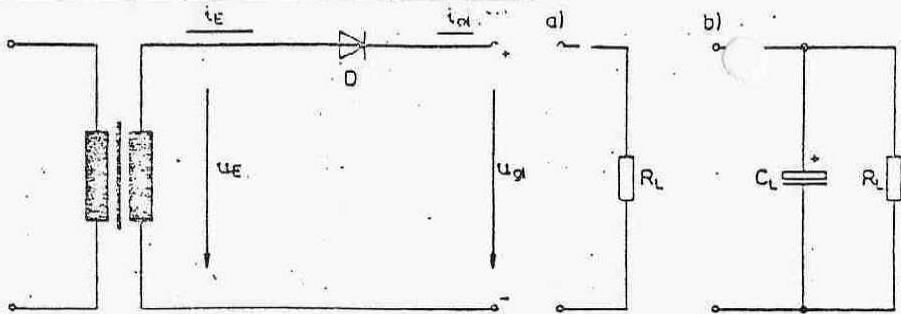
Bei umgekehrter Polung sperrt die Diode nahezu vollständig. Ihr Widerstand wird sehr hoch, es fließt nur der sehr geringe Sperrstrom I_R .



Je nach Polung der angelegten Spannung wird daher zwischen der **Sperr-** und der **Durchlaßrichtung** unterschieden.

Im Gegensatz zum ohmschen Widerstand ist eine Diode ein richtungsabhängiger Widerstand.

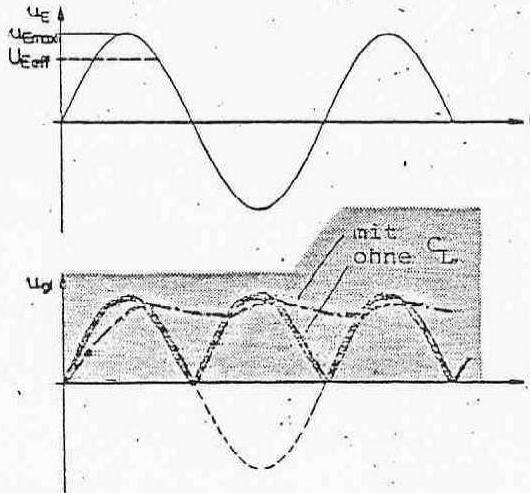
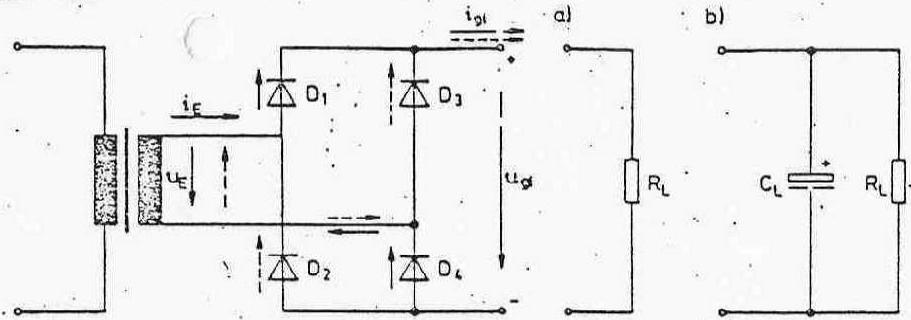
Diode als Gleichrichter: Einwegschaltung



Die Diode D schneidet die negativen Halbwellen ab.
 Vorteil: Es ist nur 1 Diode erforderlich.
 Nachteile: Gleichstromvormagnetisierung des Transformators; während der negativen (abgeschnittenen) Halbwellen wird der Ladekondensator tief entladen, es entsteht deshalb eine große Brummspannung und es fließen hohe Ladeströme.

	ohne C_L	mit C_L
maximale Gleichspannung am Ausgang U_{glmax}	$0,45 U_{Eeff}$	$1,41 U_{Eeff}$
maximale Sperrspannung der Diode $U_{Rm, x}$	$1,41 U_{Eeff}$	$2,82 U_{Eeff}$

Diode als Gleichrichter: Brückenschaltung (Graetzschaltung)



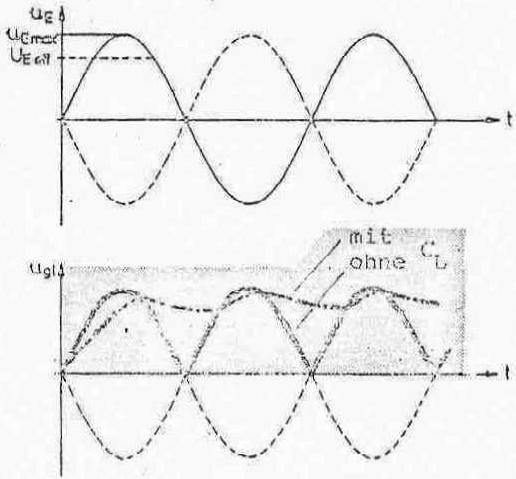
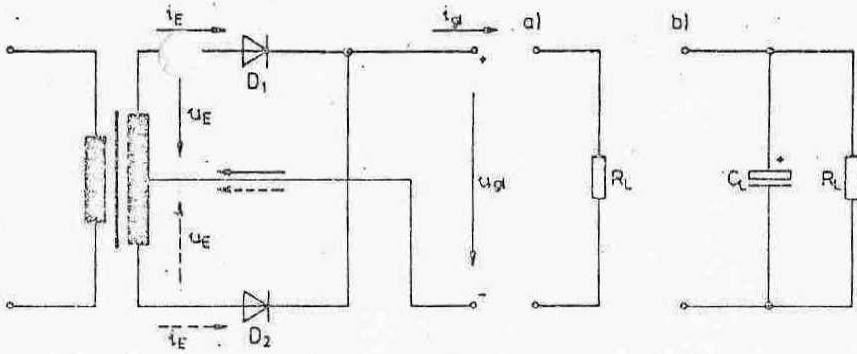
Die Brückenschaltung **klappt** für den Ausgang die negativen Halbwellen **nach oben um**.

Vorteile: Keine Gleichstromvormagnetisierung, kleine Brummspannung, beste Ausnutzung der Transformatorleistung.

Nachteile: **4** Dioden erforderlich; gleichzeitig Erdung von Sekundärwicklung und Gleichspannung **nicht möglich**.

	ohne C_L	mit C_L
maximale Gleichspannung am Ausgang U_{glmax}	$0,9 U_{Eeff}$	$1,41 U_{Eeff}$
maximale Sperrspannung der Diode U_{Rmax}	$1,41 U_{Eeff}$	$1,41 U_{Eeff}$

Diode als Gleichrichter: Mittelpunktschaltung



Der Transformator erzeugt zwei gegeneinander um 180° verschobene gleich große Teilspannung, von denen die beiden Dioden die negativen Halbwellen abschneiden.

Vorteile: kleinere Brummspannungen und Ladeströme gegenüber der Einwegschaltung, keine Gleichstromvormagnetisierung.

Nachteile: 2 Dioden, doppelte Sekundärwicklung.

	ohne C_L	mit C_L
maximale Gleichspannung am Ausgang U_{glmax}	$0,9 U_{Eeff}$	$1,41 U_{Eeff}$
maximale Sperrspannung der Diode U_{Rmax}	$2,82 U_{Eeff}$	$2,82 U_{Eeff}$

Gleichrichterschaltungen

Sie haben die Aufgabe, Gleichspannungen und Gleichströme bestimmter Größe zu liefern. Durch Gleichrichtung von Wechselströmen entstehen Mischströme, die außer einem Gleichstromanteil auch Wechselstromanteile verschiedener Frequenz enthalten. Diese Wechselstromanteile sind meist unerwünscht. Sie werden durch geeignete Siebschaltungen ausgesiebt. Dies ist jedoch nicht hundertprozentig möglich. Stets bleibt eine Restwelligkeit vorhanden.

1. Netzeleichrichterschaltungen

1. 1. Grundsaltungen

Siehe vorangegangene Stunden!

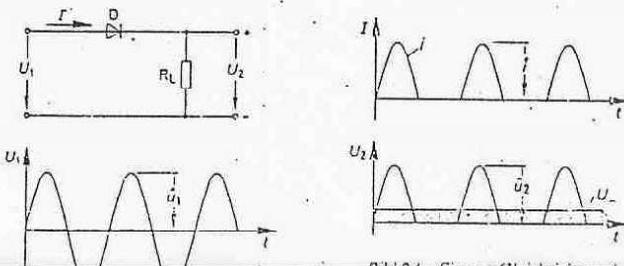
1. 2. Gleichrichterschaltung mit ohmscher Belastung

a) Einweg-Gleichrichterschaltung

Hier entspricht der Verlauf der Ausgangsspannung U_2 dem Verlauf des Stromes. I.

$$U_2 = I \cdot R_L$$

Die Ausgangsspannung U_2 ist eine Mischspannung!



Den Gleichspannungsanteil erhält man mit der Gleichung

$$U_- = \frac{\hat{U}}{\pi}$$

Da der Spannungsabfall während der positiven Halbwelle an der Diode klein ist und vernachlässigt werden kann, gilt:

$$U_2 = \hat{U}_1 \quad U_- = \frac{\hat{U}_1}{\pi} = 0,45 \cdot U_1$$

$$U_1 = 2,22 U_-$$

U_1 ist der Effektivwert der Eingangsspannung.

Um den im Strom i enthaltenen Gleichstromanteil bestimmen zu können, ist es zunächst notwendig, den Effektivwert von i zu berechnen. Da der Halbwellenstrom nur die halbe Leistung an R abgibt, wie ein sinusförmiger Wechselstrom, gilt:

$$P_2 = \frac{P_w}{2} = \frac{I_{\sim \text{eff}}^2 R}{2} = \frac{\hat{i}^2 R}{2 \cdot 2} = \frac{\hat{i}^2}{4} R = I_{\text{eff}}^2 R$$

$$I_{\text{eff}} = \frac{\hat{i}}{2}$$

I_{eff} : Effektivwert des Halbwellenstroms

$I_{\sim \text{eff}}$: Effektivwert des sinusförmigen Wechselstroms

\hat{i} : Scheitelwert des sinusförmigen Wechselstromes und des Halbwellenstromes

P_2 : Ausgangsleistung

Gleichstromanteil I_- und Scheitelwert hängen wie bei der Spannung zusammen:

$$I_- = \frac{\hat{I}}{\pi}$$

Damit ergibt sich für den Gleichstromanteil:

$$I_- = \frac{\hat{I}}{\pi} = \frac{2 \cdot I}{\pi} = 0,64 I_{\text{eff}}$$

$$I_{\text{eff}} = 1,57 \cdot I_-$$

Außer dem Gleichspannungsanteil enthält die Ausgangsspannung U_2 sinusförmige Wechselspannungsanteile.

Mit Hilfe der Fourier-Analyse kann der Effektivwert U_W aller Wechselspannungsanteile berechnet werden:

$$U_W = 1,21 U_- = 0,54 U_1$$

U_W : Welligkeitsspannung = Effektivwert aller Wechselspannungsanteile

Welligkeit w ist das Verhältnis U_W/U_-

Die Ausgangsspannung der Einweg-Gleichrichterschaltung hat eine Welligkeit von 1,21.

Effektivwert aller Wechselstromanteile des Ausgangsstromes:

$$I_W = 1,21 I_-$$

b) Zweiweg-Gleichrichterschaltungen

Wegen der großen Welligkeit der Ausgangsgleichspannung sind Einweggleichrichterschaltungen trotz Ladekondensator nur dann vertretbar, wenn Lastströme bis etwa 50 mA auftreten und keine besonderen Forderungen nach einer möglichst geringen Brummspannung bestehen. Zur Stromversorgung von elektronischen Schaltungen werden daher überwiegend Zweiweggleichrichterschaltungen verwendet, bei denen dann beide Halbwellen der Eingangswchselspannung ausgenutzt werden. Es wird zwischen Mittelpunktschaltung und Brückenschaltung unterschieden.

1) Mittelpunkt-Zweiweg-Gleichrichterschaltung

Eine Mittelpunktschaltung entsteht, wenn zwei Einweg-Gleichrichterschaltungen zusammengeschaltet werden (Siehe Beiblatt!).

Bei einer Mittelpunktschaltung muß der Transformator eine Mittelanzapfung besitzen. Dieser Mittelpunkt liegt an Masse und dient als Bezugspunkt.

Die obere Trafowicklung bildet zusammen mit der Diode D1 eine Einwegschaltung für positive Ausgangsspannung, die untere Trafowicklung zusammen mit der Diode D2 eine zweite Einwegschaltung für positive Ausgangsspannung.

Genau wie bei der Einweggleichrichterschaltung kann auch bei der Mittelpunktschaltung ein Ladekondensator parallel zu R_L geschaltet und damit die pulsierende Ausgangsspannung geglättet werden. Die Mittelpunktschaltung wird heute jedoch nur noch wenig eingesetzt, weil der erforderliche Transformator eine Sekundärwicklung mit Mittelanzapfung haben muß und daher unnötig teuer ist.

2) Brücken-Gleichrichterschaltung

Sie kommt mit einer Transformatorwicklung ohne Anzapfung auf der Sekundärseite aus, benötigt aber vier Dioden. (Siehe Beiblatt!)

Faustformel für die Kapazität des Ladekondensators:

1 μF je 1 mA Laststrom

Die Größe der Brummspannung U_{BrSS} hängt im wesentlichen von

- der Kapazität des Ladekondensators C_L ,
- der Größe des Laststromes I_L sowie
- einer schaltungsspezifischen Konstanten K

ab.

Einweggleichrichterschaltung: $K = 4,8 \cdot 10^{-3} \text{ s}$ (gilt nur, wenn $U_{2-} \gg U_{\text{Br}}$)

$$U_{\text{Br}} \approx 4,8 \cdot 10^{-3} \text{ s} \cdot \frac{I_L}{C_L}$$

$$U_{\text{BrSS}} \approx 14 \cdot 10^{-3} \text{ s} \cdot \frac{I_L}{C_L}$$

Mittelpunkt- und Brücken-Gleichrichterschaltung:

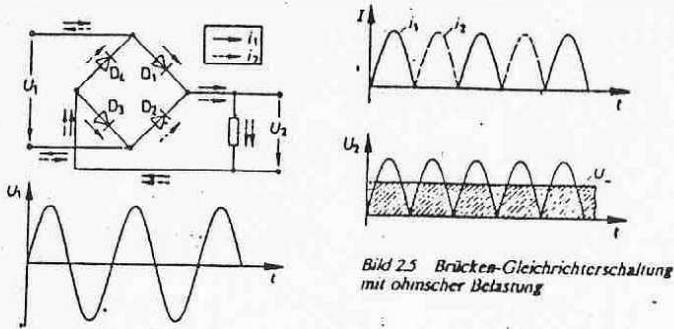
$K = 1,8 \cdot 10^{-3} \text{ s}$ (gilt nur, wenn $U_{2-} \gg U_{\text{Br}}$)

$$U_{\text{Br}} \approx 1,8 \cdot 10^{-3} \text{ s} \cdot \frac{I_L}{C_L}$$

$$U_{\text{BrSS}} \approx 7 \cdot 10^{-3} \text{ s} \cdot \frac{I_L}{C_L}$$

Gleichungen für Zweiweggleichrichterschaltungen

.) Brückengleichrichterschaltung



Die Ausgangsspannung U_2 ist eine Mischspannung und enthält als solch außer dem Gleichspannungsanteil verschiedene Wechselspannungsanteile

Der Gleichspannungsanteil müßte bei dieser Gleichrichterschaltung größer sein als bei der Einweggleichrichterschaltung, da zwischen den einzelnen Halbwellen kaum mehr Pausen sind.

Der Gleichspannungsanteil ist genau doppelt so groß:

$$U_- = 2 \cdot \frac{\hat{U}}{\pi}$$

Die Spannungsabfälle an den Gleichrichterioden sollen vernachlässigt werden. Dann ist:

$$\hat{U}_1 = \hat{U}_2$$

$$U_- = 2 \cdot \frac{\hat{U}_1}{\pi} = \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot U_1 = 0,9 \cdot U_1$$

$$U_1 = 1,11 \cdot U_-$$

U_1 : Effektivwert der Eingangsspannung

U_- : Gleichspannungsanteil

Der durch den Lastwiderstand fließende Strom i hat den gleichen Effektivwert wie ein sinusförmiger Wechselstrom.

$$I_{\text{eff}} = \frac{\hat{i}}{\sqrt{2}} \quad I_- = 0,9 \cdot I_{\text{eff}}$$

$$I_{\text{eff}} = 1,11 \cdot I_-$$

Jede Diode wird von einem Strom I_D durchflossen. Dieser erbringt nur die halbe Ausgangsleistung, ist also:

$$I_D = \frac{I_{\text{eff}}}{\sqrt{2}} = 0,78 \cdot I_-$$

Die Welligkeitsspannung, der Effektivwert aller Wechselspannungsanteile von U_2 , hat für die Brückenschaltung die Größe:

$$U_w = 0,435 \cdot U_-$$

Für die Brückenschaltung ergibt sich die Welligkeit von 0,435.

Der Effektivwert aller Wechselstromanteile des Ausgangstromes wird entsprechend berechnet:

$$I_W = 0,485 \cdot I_-$$

Welligkeit w :

$$w = \frac{U_W}{U_-} = 0,485$$

..) Mittelpunktzweiweggleichrichterschaltung

Es ergeben sich dieselben Gleichungen wie für die Brückengleichrichterschaltung, wenn als Eingangsspannung U_1 nur die Spannung zwischen einem äußeren Punkt der Sekundärwicklung und der Mittelanzapfung angenommen wird.

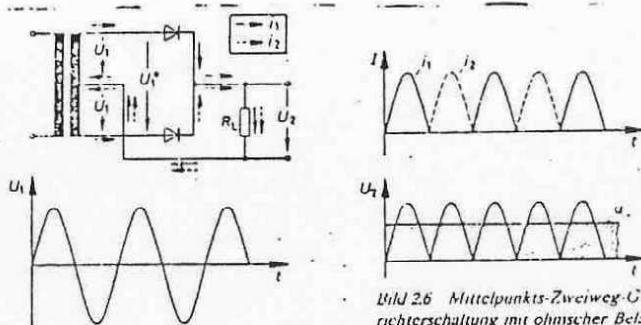


Bild 26 Mittelpunkts-Zweiweg-Gleichrichterschaltung mit ohmscher Belastung

$$U_1^* = 2 \cdot U_1$$

Es ist dann:

$$U_1 = 1,11 \cdot U_-$$

$$I_{\text{eff}} = 1,11 \cdot I_-$$

I_{eff} ist aber der Effektivwert des durch den Lastwiderstand fließenden Stromes. Durch jede Diode und durch den Trafo fließt ein Strom der Größe:

$$I_D = \frac{I_{\text{eff}}}{\sqrt{2}} = \frac{1,11 \cdot I_-}{\sqrt{2}}$$

$$I_D = 0,78 \cdot I_-$$

Diodenstrom = Sekundärstrom des Transformators!

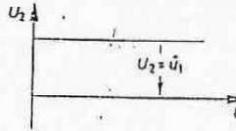
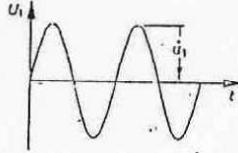
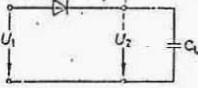
Für die Welligkeitsspannung gilt die Gleichung:

$$U_W = 0,485 \cdot U_-$$

1. 3. Gleichrichterschaltung mit kapazitiver Belastung

Annahme: Verluste des Kondensators sind vernachlässigbar.

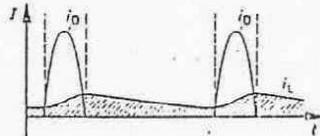
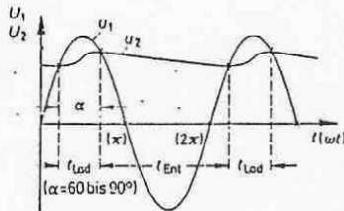
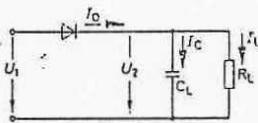
a) Einweg-Gleichrichterschaltung mit rein kapazitiver Belastung



Da dieser Schaltung kein Laststrom entnommen wird, lädt sich der Kondensator C_L auf den Scheitelwert der Eingangsspannung auf.

$$U_2 = \hat{u}_1 = U_-$$

b) Einweg-Gleichrichterschaltung mit kapazitiver Belastung und Stromentnahme (I_L)



Muß die Schaltung einen Laststrom liefern, so kann man von rein kapazitiver Belastung nicht mehr sprechen. Es ist nun parallel zum Kondensator ein ohmscher Widerstand anzunehmen, der sich aus dem Quotienten von Ausgangsspannung zu Ausgangsstrom ergibt.

$$R_L = \frac{U_2}{I_L}$$

Der Kondensator wird immer dann geladen, wenn der Augenblickswert der Eingangsspannung höher ist als der Wert der Kondensatorspannung U_2 . Dies ist im Zeitpunkt t_{Lad} der Fall, dem sogenannten Ladezeitraum. Während des Entladezeitraums t_{Ent} wird der Kondensator entladen. Die Ausgangsspannung U_2 zeigt eine gewisse Welligkeit.

Während des Ladezeitraums ist der Augenblickswert des Diodenstromes gleich der Summe der Augenblickswerte von Ladestrom und Kondensatorstrom.

$$i_D = i_C + i_L$$

Während des Entladezeitraums ist

$$i_C = i_L$$

Der Laststrom ist proportional der Spannung U_2 . Der Diodenstrom hat einen glockenförmigen Verlauf. Statt eines Ladezeitraums kann man auch, bezogen auf die Periode, einen Ladewinkel oder Stromflußwinkel angeben.