



Elektronik I, Foliensatz 2

Wiederholung Halbleiter, Dioden

G. Kemnitz

Institut für Informatik, Technische Universität Clausthal
12. Juli 2013



Inhalt des Foliensatzes

Wiederholung Halbleiter

- 1.1 Halbleiter
- 1.2 Dotierung
- 1.3 Kontrollfragen

pn-Diode

- 2.1 Spannungsfreier pn-Übergang
- 2.2 Durchlassbereich
- 2.3 Sperrbereich
- 2.4 Durchbruchbereich
- 2.5 Temperaturverhalten
- 2.6 Schaltverhalten
- 2.7 Kleinsignalmodell
- 2.8 Kontrollfragen

Spezielle Dioden

- 3.1 Schottky-Diode
- 3.2 Z-Diode
- 3.3 PIN-Diode
- 3.4 Kapazitätsdiode
- 3.5 Kontrollfragen

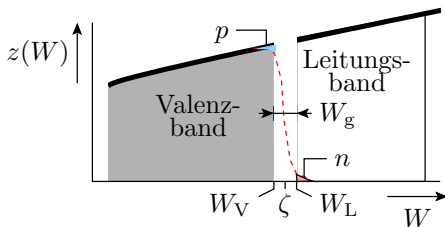


Wiederholung Halbleiter



Halbleiter

Halbleiter

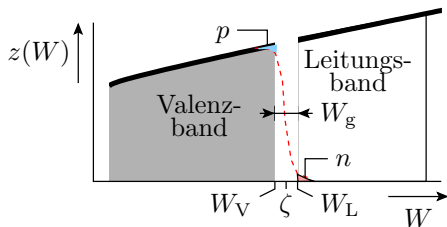


- Besetzungswahrscheinlichkeit $p(W, T)$ (Fermi-Verteilung):

$$p(W, T) = \left(e^{\frac{W-\zeta}{k_B \cdot T}} + 1 \right)^{-1}$$

- $k_B \cdot T$ – mittlere thermische Energie, ca. 26 meV bei 300 K (26,85°C)
- W_g – Energetische Breite der Bandlücke, für Silizium:

$$W_g = W_L - W_V \approx 1,1 \text{ eV}$$



$\frac{W-\zeta}{k_B \cdot T}$	-20	-10	0	10	20
$p(W, T)$	$1 - 2 \cdot 10^{-9}$	$1 - 4,5 \cdot 10^{-5}$	0,5	$4,5 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^{-9}$

- Dichte der beweglichen Elektronen (besetzte Zustände im Leitungsband):

$$n = \int_{W_L}^{\infty} z(W) \cdot \frac{1}{e^{\frac{W-\zeta}{k_B \cdot T}} + 1} \cdot dW$$

- Löcherdichte p (frei Zustände im Valenzband):

$$p = \int_{-\infty}^{W_V} z(W) \cdot \left(1 - \frac{1}{e^{\frac{W-\zeta}{k_B \cdot T}} + 1}\right) dW = \int_{-\infty}^{W_V} z(W) \cdot \frac{1}{e^{\frac{\zeta-W}{k_B \cdot T}} + 1} dW$$



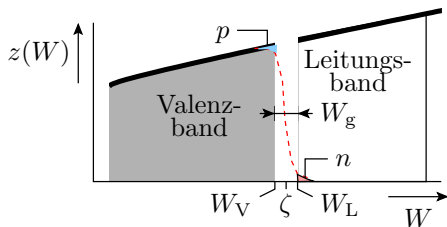
Das chemisches Potential ergibt sich aus der Neutralitätsbedingung $n = p$.

Für Silizium mit einer Bandlücke von $W_g = W_L - W_V \approx 1,12 \text{ eV}$:

- für $T = 0$: $n = p = 0$
- für $T = 300 \text{ K}$: $n = p = n_i \approx 2 \cdot 10^9 \text{ cm}^{-3}$ (n_i – instrinsische Leitfähigkeit)
- exponentielle Zunahme mit der Temperatur um $7\%/K$.

Für andere Temperaturen:

$$n_i(T) = n_i(300 \text{ K}) \cdot (1 + 7\%)^{\frac{T-300\text{K}}{1\text{K}}}$$



Verschiebung von ζ z.B. durch eine äußere Spannung nach

- rechts: $n \sim e^{\Delta\zeta}$, $p \sim e^{-\Delta\zeta}$
- links: $p \sim e^{\Delta\zeta}$, $n \sim e^{-\Delta\zeta}$

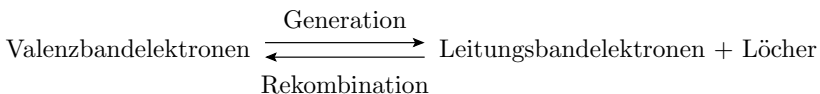
Eine exponentielle Abnahme/Zunahme der Dichte der beweglichen Ladungen erhöht/verringert den Widerstand des Halbleiters exponentiell.



Generation und Rekombination

Die Bildung beweglicher Elektronen und Löcher ist ein Gleichgewichtsprozess, der dem Massenwirkungsgesetz gehorcht:

- Generation: thermischen Anregung
- Rekombination: Energieabgabe



- $(n \cdot p) \uparrow \rightarrow \text{Rekombinationsrate} \uparrow \rightarrow (n \cdot p) \downarrow$
- $(n \cdot p) \downarrow \rightarrow \text{Rekombinationsrate} \downarrow \rightarrow (n \cdot p) \uparrow$
- Gleichgewichtskonstante:

$$n \cdot p = n_i \cdot p_i = n_i^2$$

(n_i – instrinsische Ladungsträgerdichte, Ladungsträgerdichte des undotierten Halbleiters; $n_i^2(300\text{ K}) \approx 4 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-6}$)



Dotierung



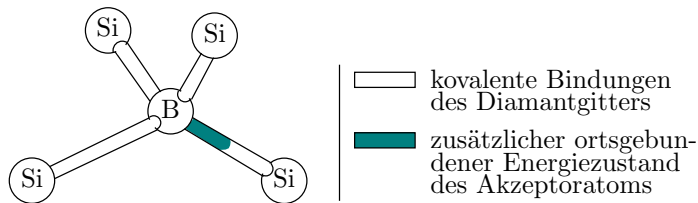
Dotierung

Halbleiter sind Kristalle mit einem regelmäßigen Gitter. Die technisch wichtigsten Halbleitermaterialien, Silizium und Germanium, besitzen vier Außenelektronen, mit kovalenten Bindungen zu Nachbaratomen (Diamantgitter).

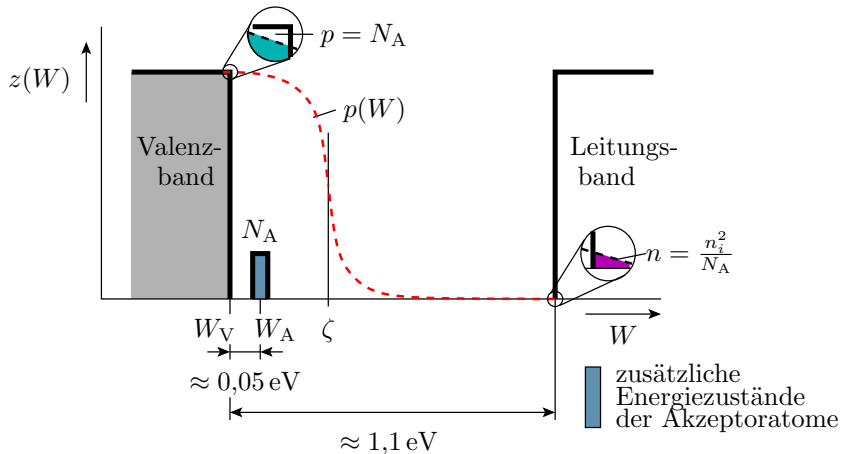
- Bändermodell setzt idealen Kristall voraus
- Fremdatome, Gitterfehler \Rightarrow zusätzliche Energiezustände in der Bandlücke
- Dotierung
 - \Rightarrow gezielter Einbau von Fremdatomen
 - \Rightarrow ortsgebundene zusätzliche Energiezustände

Herstellung von p-Gebieten

- Dotierung mit Akzeptoren (Fremdatome mit 3 Außenelektronen)
- Es fehlt das Außenelektron der vierten kovalenten Bindung.



- Ortsgebundene Energiezustände in der Bandlücke nahe am Valenzband.



- Besetzungswahrscheinlichkeit der zusätzlichen Energiezustände fast 100%



- Verschiebung des elektrochemischen Potentials, so dass die Löcherdichte gleich der Akzeptordichte ist:

$$p = N_A$$

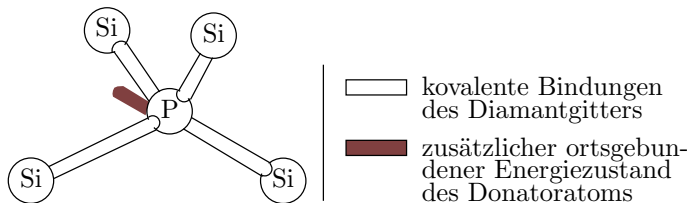
- Gleichgewichtsdichte der beweglichen Elektronen:

$$n = \frac{n_i^2}{N_A} \ll n_i$$

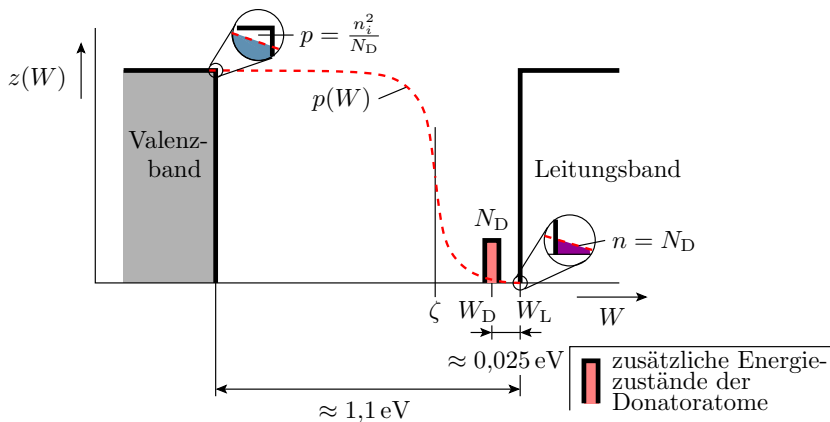
- typ. Akzeptor- bzw Löcherdichte: $N_A \approx 10^{14} \dots 10^{19} \text{ cm}^{-3}$
 - ⇒ Löcher: Majoritätsladungsträger
- Dichte der beweglichen Elektronen: $0,4 \dots 4 \cdot 10^4 \text{ cm}^{-3}$
 - ⇒ Elektronen: Minoritätsladungsträger

Herstellung von n-Gebieten

- Dotierung mit Donatoren (Fremdatome mit 5 Außenelektronen).
- Ungebundenes 5. Außenelektron im Kristallgitter.



- Ortsgebundener Energiezustand in der Bandlücke nahe dem Leitungsband.



- Besetzungswahrscheinlichkeit der zusätzlichen Energiezustände fast Null.



- Verschiebung des elektrochemischen Potentials, so dass die Dichte der Leitungsbandelektronen gleich der Donatordichte ist:

$$n = N_D$$

- Gleichgewichtsdichte der beweglichen Löcher:

$$p = \frac{n_i^2}{N_D} \ll n_i$$

- typ. Donator- bzw Elektronendichte:

$$N_D \approx 10^{14} \dots 10^{19} \text{ cm}^{-3}$$

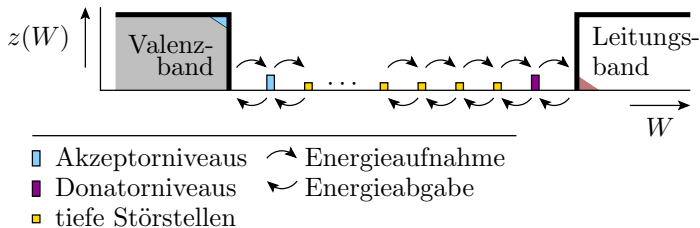
⇒ Elektronen: Majoritätsladungsträger

- Dichte der beweglichen Elektronen: $0,4 \dots 4 \cdot 10^4 \text{ cm}^{-3}$

⇒ Löcher: Minoritätsladungsträger

Tiefe Störstellen

Gleichmäßig in der Bandlücke verteilte zusätzliche Energiezustände durch Gitterfehler und Verunreinigungen.



- Aufnahme/Abgabe der 40-fachen mittleren thermischen Energie bei Gitterzusammenstoß unwahrscheinlich.
- Energieaufnahme/-abgabe in kleineren Schritte
- Je reiner ein Halbleiter, desto länger bleiben Gleichgewichtsstörungen erhalten.



Kontrollfragen



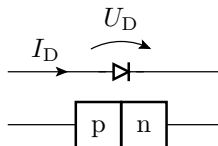
- Wie groß sind die Löcher- und die Elektronendichte im undotierten Silizium bei 10 °C, bei 30 °C 60 °C?
- Wie groß sind die Elektronen- und Löcherdichten in Si bei 300 K bei einer Dotierung
 - 1 mit $N_A = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ Boratomen
 - 2 mit $N_D = 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ Phosphoratomen?



pn-Diode



pn-Übergang



- Ladungsträgerdichte/Dotierdichte
- p-Gebiet (Löcher/Akzeptoren):

$$p = N_A \approx 10^{14} \dots 10^{19} \text{ cm}^{-3}$$

- Ladungsträgerdichte/Dotierdichte n-Gebiet (Elektronen/Donatoren):

$$n = N_D \approx 10^{14} \dots 10^{19} \text{ cm}^{-3}$$

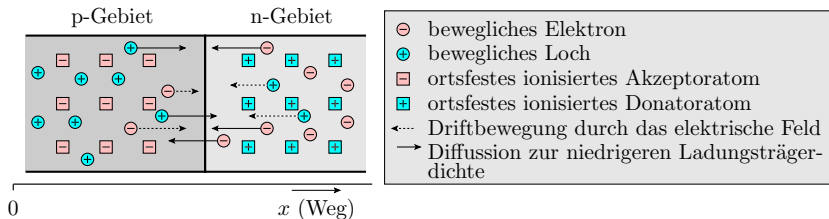
- Arbeitsbereiche:
 - Sperrbereich
 - Durchlassbereich
 - Durchbruchbereich.



Spannungsfreier pn-Übergang

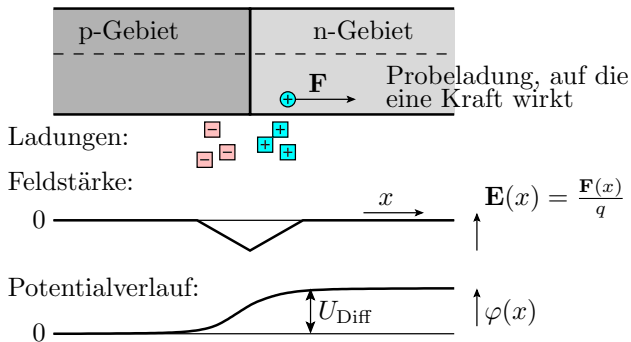
Spannungsfreier pn-Übergang

- Diffusion: Ausgleich der Konzentrationsunterschiede beweglicher Ladungen durch die thermische Bewegung.
- Aufladung der Grenzschicht: p-Gebiet negativ; n-Gebiet positiv.



- Gleichgewichtsstörungen $n \cdot p \gg n_i^2$: Abbau durch Rekombination.

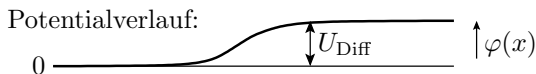
Raumladung und Feldstärke



- Der pn-Übergang lädt sich auf.
- Die Ladungen verursachen ein elektrisches Feld.
- Die Ladungsträger im p- und n-Gebiet haben unterschiedliche Potentiale.



Potenzial und Diffusionsspannung



Die Potentialdifferenz U_{Diff}

- heißt Diffusionsspannung,
- ist ein Bauteilparameter, der von den Dotierungen abhängt,
- ist gleich der Differenz der chemischen Potentiale im n- und p-Gebiet geteilt durch die Elementarladung:

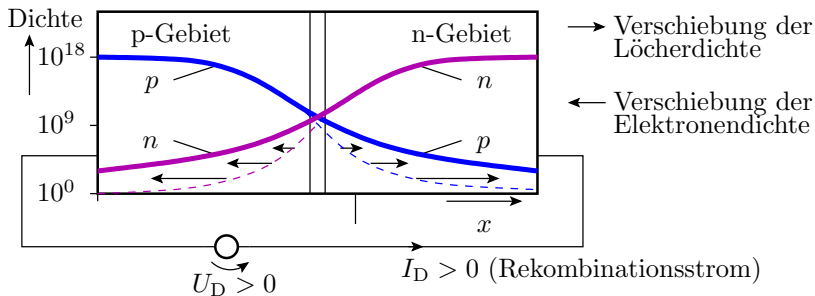
$$U_{\text{Diff}} = \int_0^l \mathbf{E}(x) \cdot dx = \frac{\zeta_n - \zeta_p}{q}$$

Param.	Spice	Bezeichnung	1N4148	1N4001	Einheit
U_{Diff}	VJ	Diffusionsspannung	0,5	0,325	V



Durchlassbereich

Durchlassbereich



- Spannung in Durchlassrichtung \uparrow
 - Überlagert/mindert Diffusionsspannung (Feldschwächung).
 - Exponentielle Zunahmen der in das andere Gebiet diffundierenden Ladungsträger.
 - Exponentielle Zunahme der in der Sperrschicht rekombinierenden Ladungsträger.

Durchlassstrom

Zu beobachten:

$$I_D \sim e^{U_D}$$

Stromanteile:

- Diffusionsstrom

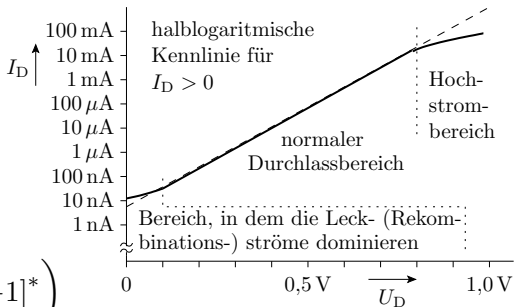
$$I_{DD} = I_S \cdot \left(e^{\frac{U_D}{n \cdot U_T}} [-1]^* \right)$$

mit $U_T = \frac{k_B \cdot T}{q}$

(* – für $U_D \gg U_T \approx 26 \text{ mV}$ vernachlässigbar; U_T –
Temperaturspannung; k_B – Boltzmannkonstante; q –
Elementarladung).

- Leck- (Rekombinations-) strom:

$$I_{DR} = I_{SR} \cdot \left(e^{\frac{U_D}{n_R \cdot U_T}} - 1 \right)$$





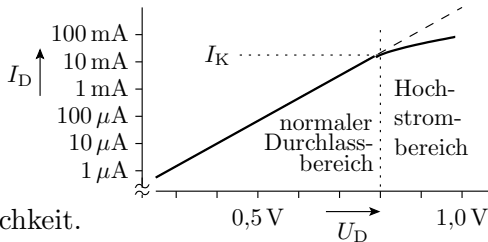
■ Leckstrom:
$$I_{DR} = I_{SR} \cdot \left(e^{\frac{U_D}{n_R \cdot U_T}} - 1 \right)$$

wegen $I_{SR} \ll I_S$ in Überschlügen oft vernachlässigbar.

Param.	Spice	Bezeichnung	1N4148	1N4001	
I_S	IS	Sättigungssperrstrom	2,68	14,1	nA
I_{SR}	ISR	Leck-Sättigungssperrst.	1,57	0	fA

Hochstrombereich:

Mit der Stromdichte nimmt die Driftgeschwindigkeit zu. Bei sehr hohen Driftgeschwindigkeiten verringert sich die Beweglichkeit.



Beobachtbares Verhalten: Ab einem Strom I_K halbiert sich der logarithmierte Anstieg.



Strom-Spannungsbeziehung im Durchlassstrom

$$I_D \approx [I_{DR+}] \frac{I_S \cdot e^{\frac{U_D}{n \cdot U_T}}}{\sqrt{1 + \frac{I_S}{I_K} \cdot e^{\frac{U_D}{n \cdot U_T}}}} \quad (1)$$

($[I_{DR+}]$ – Rekombinationsstrom, in Überschlügen vernachlässigbar)

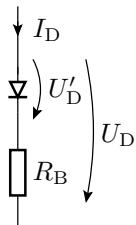
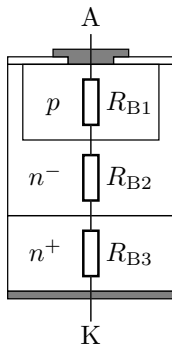
Param.	Spice	Bezeichnung	1N4148	1N4001	
I_S	IS	Sättigungssperrstrom	2,68	14,1	nA
n	N	Emissionskoeffizient	1,84	1,99	
I_{SR}	ISR	Leck-Sättigungssperrst.	1,57	0	fA
n_R	NR	Emissionskoeffizient	2	2	
I_K	IK	Kniestrom starke Injektion	0,041	94,8	A

1N4148 – Kleinsignaldiode; 1N4001 – Gleichrichterdiode

Bahnwiderstand

Die Halbleitergebiete haben einen Widerstand zwischen $0,01\Omega$ bei Leistungsdioden und 10Ω bei Kleinsignaldioden.

Nicht in jeder Anwendung vernachlässigbar



$$U_D = U'_D + R_B \cdot I_D$$

U'_D – Spannung über dem pn-Übergang. Bei Vernachlässigung von R_B ist $U'_D = U_D$.

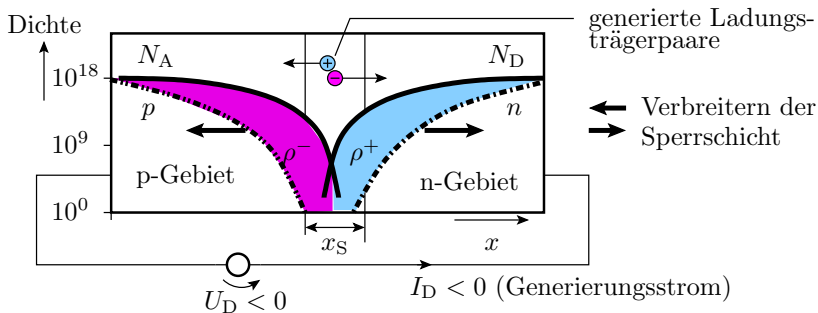
Param.	Spice	Bezeichnung	1N4148	1N4001	Einheit
R_B	RS	Bahnwiderstand	0,6	0,034	Ω



Sperrbereich

Sperrbereich

- Bewegliche Ladungsträger driften fort von der Sperrschicht.
- Verbreiterung der ladungsträgerfreien Schicht mit der Sperrspannung.



- Absaugen der in der Sperrschicht generierten Ladungsträger.



- Generationsstrom, der mit dem Volumen und damit mit der Sperschichtbreite zunimmt.
- Empirische Gleichung für die Zunahme des Sperrstroms für $U_D < 0$:

$$I_{DRS} = -I_{SR} \left(\left(1 - \frac{U_D}{U_{Diff}} \right)^2 + 0,005 \right)^{\frac{m_S}{2}} \quad (2)$$

- I_{SR} hängt stark von der Dichte der tiefen Störstellen ab, sehr klein, sehr toleranzbehaftet.

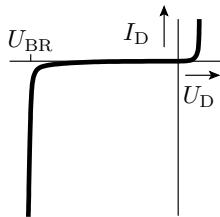
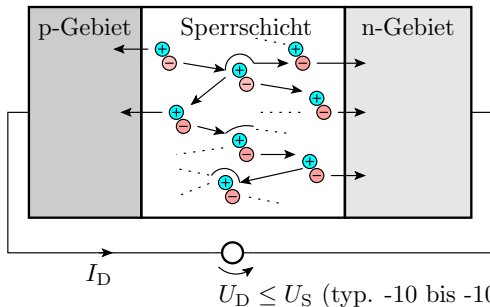
Param.	Spice	Bezeichnung	1N4148	1N4001	Einheit
I_{SR}	IS	Leck-Sättigungssperrst.	1,57	0	fA
U_{Diff}	VJ	Diffusionsspannung	0,5	0,325	V
m_S	M	Kapazitätskoeffizient	0,333	0,44	

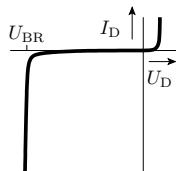
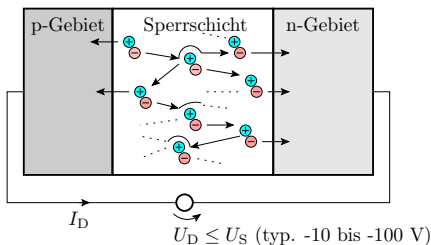


Durchbruchbereich

Durchbruchbereich (Lawinendurchbruch)

- Im Bereich $U_D < -U_{BR}$ nehmen die generierten Ladungsträger in der Sperrschicht soviel Energie auf, dass bei einem Zusammenstoß mit dem Gitter ein neues Elektronen-Loch-Paar generiert wird.
- Lawinenartige Vervielfachung der Ladungsträgerdichte in der Sperrschicht.





Exponentielle Stromzunahme:

$$I_{D\text{BR}} = -I_{\text{BR}} \cdot e^{-\frac{U_D - U_{\text{BR}}}{n_{\text{BR}} \cdot U_T}} \quad (3)$$

Param.	Spice	Bezeichnung	1N4148	1N4001	Einheit
I_{BR}	IVB	Durchbruch-Kniestrom	100	10	μA
n_{BR}	NBV	Emissionskoeffizient	1	1	
U_{BR}	BV	Durchbruchspannung	100	75	V



Temperaturverhalten



Temperaturabhängigkeit

Die Kennlinie einer Diode ist stark temperaturabhängig:

$$I_D(U_D, T) = I_S(T) \cdot \left(e^{\frac{U_D}{n \cdot U_T(T)}} - 1 \right)$$

mit

$$U_T(T) = \frac{k \cdot T}{q} = 86,142 \frac{\mu\text{V}}{\text{K}}$$

$$I_S(T) = I_S(T_0) e^{\left(\frac{T}{T_0} - 1\right) \cdot \frac{U_G}{n \cdot U_T(T)}} \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^{\frac{x_{T,1}}{n}}$$

(k – Boltzmannkonstante, q – Elementarladung; $U_G = \frac{W_G}{q}$ – Bandabstandsspannung, für Si $\approx 1,12$ V; W_G – Energiedifferenz der Bandlücke des Halbleiters).

Temperaturabhängigkeit für Überschläge

Relative Stromzunahme mit der Temperatur:

$$\frac{1}{I_D} \cdot \frac{dI_D}{dT} \Big|_{U_D=\text{const.}} \approx 0,04 \dots 0,08 \text{ K}^{-1} \quad (4)$$

- Bei einer Temperaturerhöhung von $\approx 11 \text{ K}$ verdoppelt sich der Strom bei gleicher Spannung.

Spannungsabnahme bei konstantem Strom:

$$\frac{dU_D}{dT} \Big|_{I_D=\text{const.}} \approx -1,7 \text{ mV/K}$$

- Bei einer Temperaturerhöhung von $\approx 60 \text{ K}$ verringert sich die Durchlassspannung bei gleichem Strom um 100 mV .

-
- Schaltungen so wählen, dass das nicht stört.
 - Bei hohem Leistungsumsatz sind Halbleitertemperaturen von $50 \dots 100^\circ\text{C}$ normal.



Schaltverhalten



Sperrschichtkapazität

$$C_S = C_{S0} \cdot \begin{cases} \frac{1}{\left(1 - \frac{U_D}{U_{\text{Diff}}}\right)^{m_S}} & \text{für } U_D < f_S \cdot U_{\text{Diff}} \\ \frac{1 - f_S(1 - m_S) + \frac{m_S \cdot U_D}{U_{\text{Diff}}}}{(1 - m_S)^{(1 + m_S)}} & \text{für } U_D \geq f_S \cdot U_{\text{Diff}} \end{cases}$$

Param.	Spice	Bezeichnung	1N4148	1N4001	
C_{S0}	CJ0	Kapazität für $U_D = 0$	4	25,9	pF
U_{Diff}	VJ	Diffusionsspannung	0,5	0,325	V
m_S	M	Kapazitätskoeffizient	0,333	0,44	
f_S	FC	Koeffizient für den Verlauf der Kapazität	0,5	0,5	

1N4148 – Kleinsignaldiode; 1N4001 – Gleichrichterdiode

Diffusionskapazität

- Diffusionsladung:

$$Q_D = \tau_T \cdot I_{DD} \text{ mit } I_{DD} = I_S \cdot \left(e^{\frac{U_D}{n \cdot U_T}} \right)$$

($I_{DD} \approx I_D$ – Diffusionsstrom; U_T – Temperaturspannung)

- Diffusionskapazität:

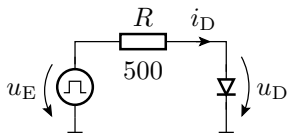
$$C_D = \frac{dQ_D}{dU_D} \approx \frac{\tau_T \cdot I_D}{n \cdot U_T}$$

- Diffusionskapazität und damit Ausschaltzeit $\sim I_D$.

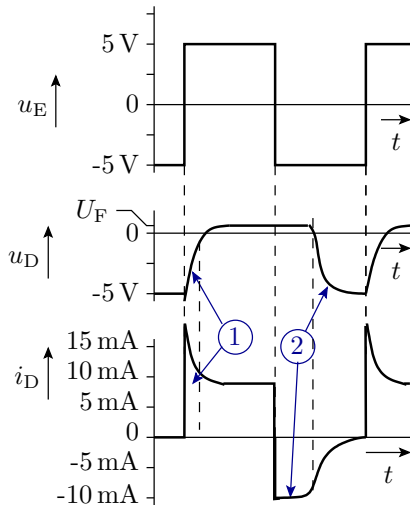
Param.	Spice	Bezeichnung	1N4148	1N4001	
τ_T	TT	Transitzeit	11,5	5700	ns
n	N	Emissionskoeffizient	1,84	1,99	

Schaltverhalten

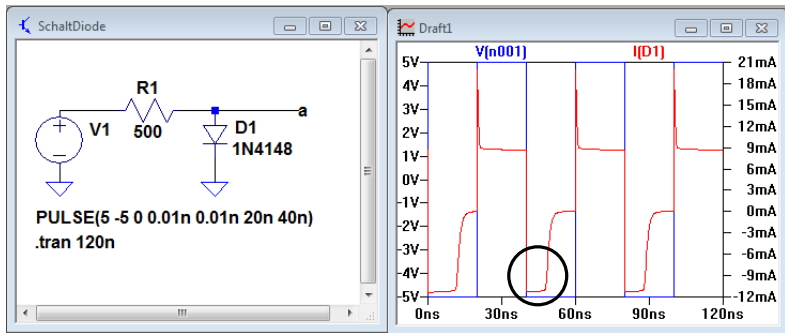
Messschaltung:



- ① Entladen der Sperrschicht
- ② Beseitigung der beweglichen Ladungen aus den Diffusionsgebieten



Kontrolle mittels Simulation



- Beim Einschalten Signalverlauf ähnlich wie geschaltetes RC-Glied.
- Beim Ausschalten Stromschleife (eingekreist).



Kontrollfragen

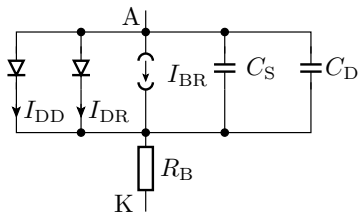
- Im Simulationsbeispiel ist die Dauer der Stromschleife etwa gleich der Transitzeit. Ist das Zufall oder gilt das auch für andere Werte von R ?



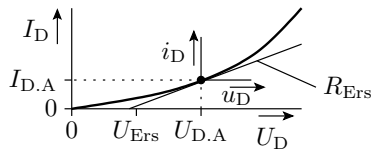
Kleinsignalmodell

Groß- und Kleinsignalmodell einer Diode

Großsignalmodell



Linearisierung im Arbeitspunkt



- Diodensymbole: Diffusions- und den Rekombinationsstrom
- Die Stromquelle beschreibt den Durchbruchstrom.
- C_S – Sperrschichtkapazität; C_D – Diffusionskapazität

Kleinsignalmodell:

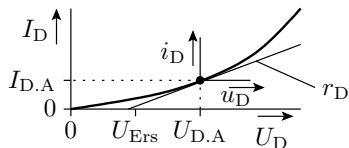
$$\frac{u_D}{i_D} = r_D$$

(r_D – Anstieg)

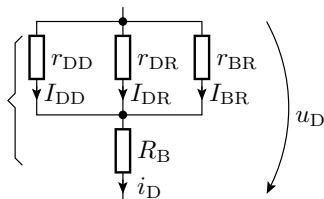


Statisches Kleinsignalmodell

Ersatz der nichtlinearen Strom-Spannungsbeziehung durch die Tangente im Arbeitspunkt¹.



$$U_D = U_{D,A} + r_D \cdot (I_D - I_{D,A})$$



- Im Durchlassbereich gilt nach Gl. 1:

$$I_D = \frac{I_S \cdot e^{\frac{U_D}{n \cdot U_T}}}{\sqrt{1 + \frac{I_S}{I_K} \cdot e^{\frac{U_D}{n \cdot U_T}}}} \approx \begin{cases} I_S \cdot e^{\frac{U_D}{n \cdot U_T}} & I_S \cdot e^{\frac{U_D}{n \cdot U_T}} < I_K \\ \sqrt{I_S \cdot I_K} \cdot e^{\frac{U_D}{2n \cdot U_T}} & I_S \cdot e^{\frac{U_D}{n \cdot U_T}} > I_K \end{cases}$$

¹Die Linearisierung vereinfacht Überschlüsse im Zeitbereich und ist

$$\frac{1}{r_D} = \frac{d I_S \cdot e^{\frac{U_D}{[2 \cdot] n \cdot U_T}}}{U_D} \Bigg|_{U_D=U_{D.A}}$$

$$= \frac{I_{D.A}}{[2 \cdot] n \cdot U_T}$$

$$r_D = R_B + \begin{cases} \frac{n \cdot U_T}{I_{D.A}} & I_{D.A} < I_K \text{ (normaler Durchlassbereich)} \\ \frac{2 \cdot n \cdot U_T}{I_{D.A}} & I_{D.A} > I_K \text{ (Hochstrombereich)} \end{cases}$$

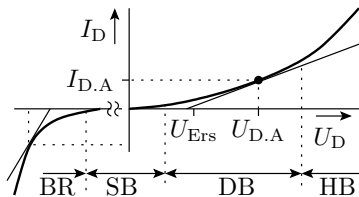
- Im Sperrbereich gilt näherungsweise $I_D \approx 0$, d.h. $r_D \rightarrow \infty$
- Im Durchbruchbereich folgt aus Gl. 3

$$I_{D,BR} = -I_{BR} \cdot e^{-\frac{U_D - U_{BR}}{n_{BR} \cdot U_T}}$$

$$r_D = R_B + -\frac{n_{BR} \cdot U_T}{I_{D.A}} \quad (5)$$



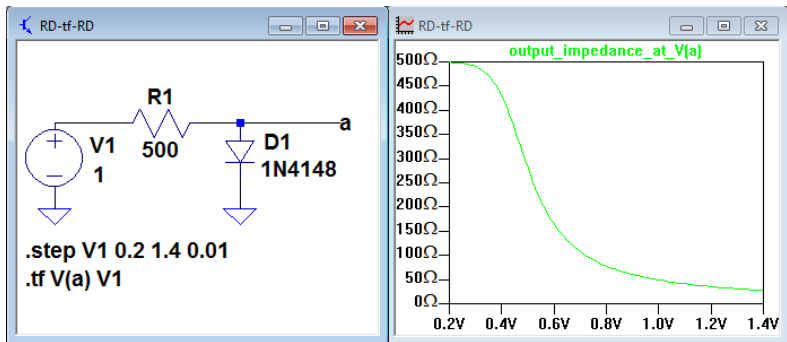
Für praktische Überschläge



$$r_D = R_B + \begin{cases} \frac{n \cdot U_T}{I_{D.A}} & U_{D.A} > U_T \wedge I_{D.A} < I_K \text{ (DB)} \\ \frac{2 \cdot n \cdot U_T}{I_{D.A}} & U_{D.A} > U_T \wedge I_{D.A} \geq I_K \text{ (HB)} \\ \rightarrow \infty & U_{BR} < U_{D.A} < U_T \text{ (SB)} \\ -\frac{n_{BR} \cdot U_T}{I_{D.A}} & U_{D.A} < U_{BR} \text{ (BR)} \end{cases}$$

Param.	Spice	Bezeichnung	1N4148	1N4001	
n	N	Emissionskoeffizient	1,84	1,99	
I_K	IK	Kniestrom starke Inj.	0,041	94,8	A
I_{BR}	IVB	Durchbruch-Kniestrom	100	10	μA
n_{BR}	NBV	Emissionskoeffizient	1	1	
U_{BR}	BV	Durchbruchspannung	100	75	V

Simulation RD-Spannungsteiler

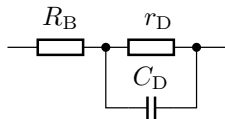


- Bestimmung der Transferfunktion für verschiedene DC-Eingabespannungen.
- Darstellung des Zweitor-Ausgangswiderstand:

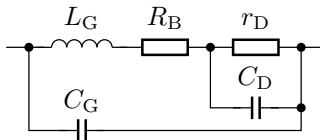
$$r_a = 500 \Omega \parallel r_D$$

Dynamisches Kleinsignalmodell

niedrige Frequenzen



hohe Frequenzen



Zusätzliche Berücksichtigung der Kapazitäten:

- Durchlassbereich: hauptsächlich Diffusionskapazität

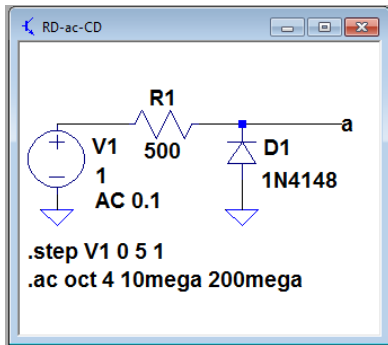
$$C_D \approx \frac{\tau_T}{r_D}; \quad r_D \approx \frac{n \cdot U_T}{I_{D.A.}}; \quad (6)$$

- Sperrbereich: Sperrschichtkapazität max. C_{S0}

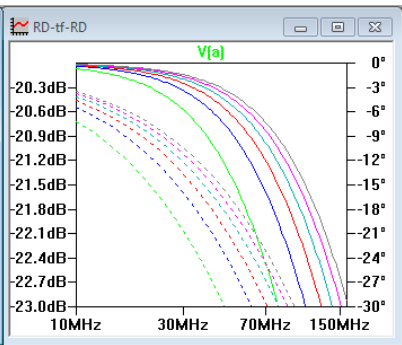
$$C_D \approx C_{S0}; \quad r_D \rightarrow \infty \quad (7)$$

- Für hohe Frequenzen: Gehäuseinduktivität $L_G \approx 1 \dots 10 \text{ nH}$,
Gehäusekapazität $C_G \approx 0,1 \cdot 1 \text{ pF}$.

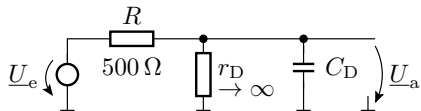
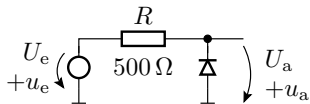
RC-Glied mit gesperrter Diode als gesteuertes C



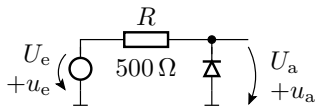
simulierte Schaltung



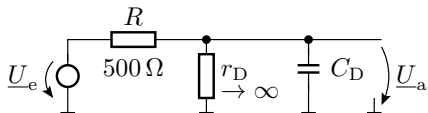
Kleinsignalersatzschaltung



simulierte Schaltung



Kleinsignalersatzschaltung



Übertragungsfunktion:

$$\underline{U}_a = \frac{\underline{U}_e}{1 + j\omega \cdot R \cdot C_D}$$

Übergangsfrequenz f_0 (Betragsabsenkung auf $1/\sqrt{2}$, 3dB-Abfall²):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C_D}$$

Abschätzung von C_D aus der Übergangsfrequenz:

V1 (DC) in V	0	1	2	3	4	5
f_0 in MHz	78,8	104,1	123,1	138,7	151,5	162,2
$C_D = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot f_0}$ in pF	4,04	3,06	2,59	2,30	2,10	1,96

²Auf Folie zuvor Abfall von -20 dB auf -23 dB.



Kontrollfragen



- 1 Steigt der Spannungsabfall über einer Diode, wenn sie wärmer wird oder fällt sie? Wie groß ist etwa die Änderung je Kelvin?
- 2 Nimmt die Verlustleistung einer Diode in einem Gleicherichter bei Erwärmung zu oder ab?
- 3 Welcher funktionale Zusammenhang besteht zwischen dem Kleinsignalersatzwiderstand einer Diode und dem Durchlassstrom im Arbeitspunkt
 - im Hochstrombereich
 - für kleinere Durchlassströme.
- 4 Welcher Zusammenhang besteht zwischen der Diffusionskapazität einer pn-Diode und dem Kleinsignalersatzwiderstand?
- 5 Wie groß ist bei einer Diode 1N4001 der Durchlassstrom bei einer Spannung von 0,7 V?



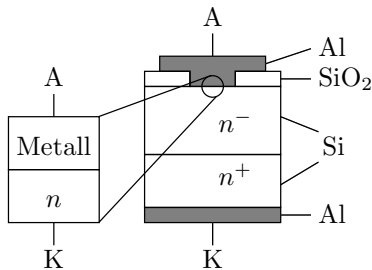
Spezielle Dioden



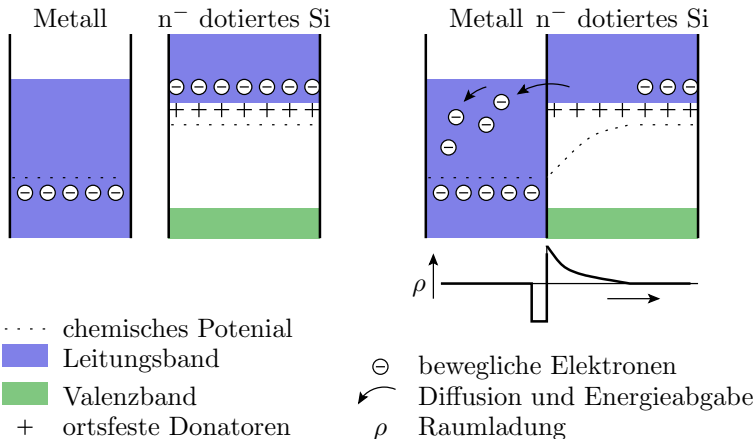
Schottky-Diode

Schottky-Diode

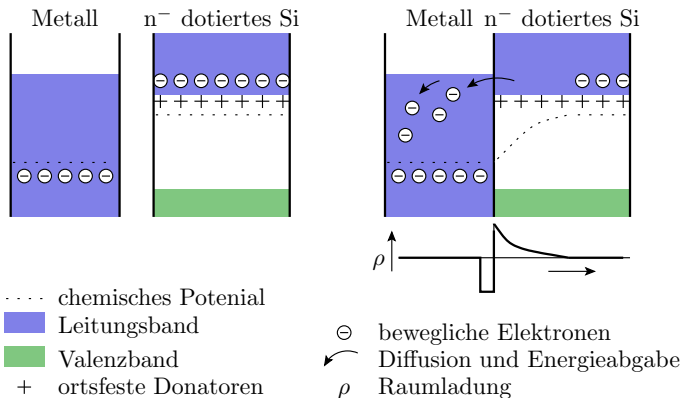
- Eine Schottky-Diode ist ein Metall-Halbleiter-Übergang, z.B. Aluminium zu einem niedrig dotierten n-Gebiet.
- Kleinere Einschaltspannungen.
- Kürzere Verzögerungszeiten.



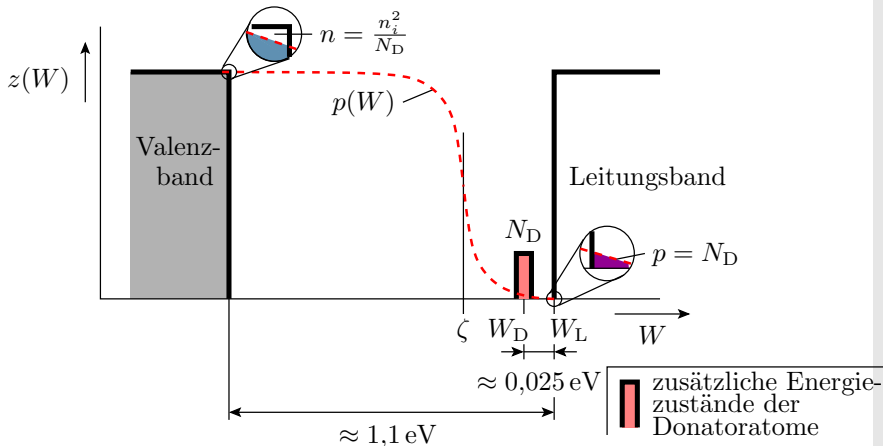
Physik am Metall-Halbleiter-Kontakten



Der n-dotierte Halbleiter hat ein höheres chemisches Potential. Bei Kontakt verbiegt sich das chemische Potential nach unten.

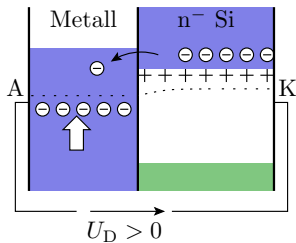


Die Besetzungswahrscheinlichkeit im Valenzband und damit auch die Leitfähigkeit nimmt in Richtung Metall exponentiell mit dem Abstand zur Bandkante ab.

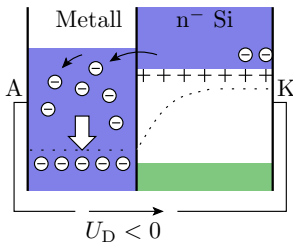


Die Verbiegung des chemischen Potentials zur Mitte der Bandlücke verringert die Dichte der beweglichen Elektronen exponentiell.

Erhöhung der Leitfähigkeit an der Halbleiteroberfläche mit einer $U_D > 0$



Verringerung der Leitfähigkeit an der Halbleiteroberfläche mit einer $U_D < 0$



- $U_D > 0$ verringert Verbiegung des chemischen Potentials. Exponentielle Zunahme der Leitfähigkeit und des Stroms.
- $U_D < 0$ erhöht Verbiegung des chemischen Potentials. Zunahme der Sperrschichtbreite und damit des Generationsstroms.
- Bei zu hoher Sperrspannung, zu hohe Feldstärke über der Sperrschicht. Durchbruch.



Verhaltensmodell

- Gleiches Spiece-Modell wie pn-Übergang mit anderen Parameterwerten.
- Kein Diffusionsstrom $I_D = 0$. Der Durchlassstrom ist ein Leckstrom:

$$I_D = I_{DR} = I_{SR} \cdot \left(e^{\frac{U_D}{n_R \cdot U_T}} - 1 \right)$$

Param.	Spice	Bezeichnung	1N4148	BAS40	
I_S	IS	Sättigungssperrstrom	2,68	0	nA
n	N	Emissionskoeffizient	1,84	1	
I_{SR}	IS	Leck-Sättigungssperrst.	1,57	254	fA
n_R	NR	Emissionskoeffizient	2	2	

1N4148 – Kleinsignaldiode; BAS40 – Schottky-Diode

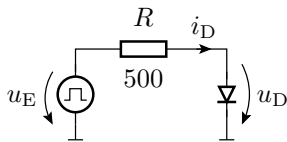


- Keine (kürzere) Transitzeit, da kein Diffusionsstrom:

Param.	Spice	Bezeichnung	1N4148	BAS40	
I_K	IK	Kniestrom starke Injektion	0,041	0,01	A
I_{BR}	IVB	Durchbruch-Kniestrom	100	10	μ A
n_{BR}	NBV	Emissionskoeffizient	1	1	
U_{BR}	BV	Durchbruchspannung	100	40	V
R_B	RS	Bahnwiderstand	0,6	0,1	Ω
C_{S0}	CJ0	Kapazität für $U_D = 0$	4	4	pF
U_{Diff}	VJ	Diffusionsspannung	0,5	0,5	V
m_S	M	Kapazitätskoeffizient	0,333	0,333	
τ_T	TT	Transitzeit	11,5	0,025	ns

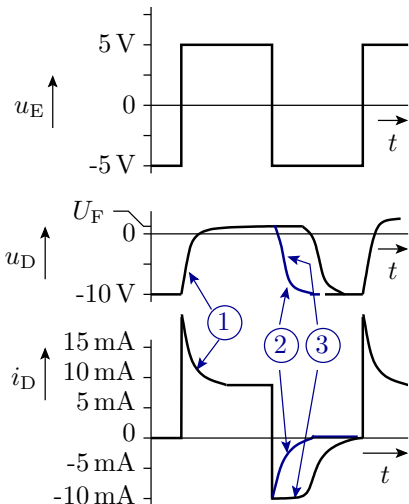
Kürzere Einschaltzeit als pn-Übergang

Messschaltung:



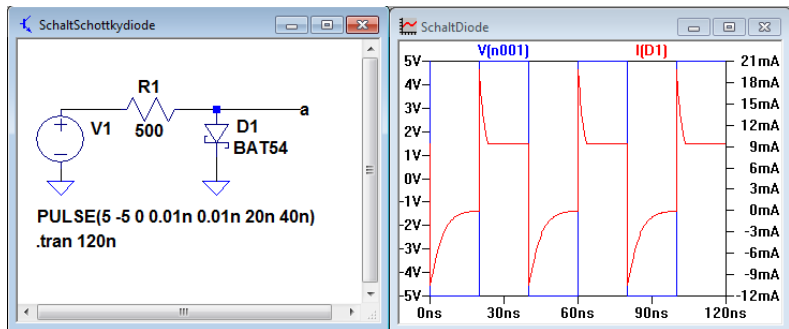
- ① Einschalten
- ② Ausschalten Schottky-Dioden
- ③ Ausschalten pn-Übergang

Schottky-Dioden haben nicht die charakteristische lange Ausschaltverzögerung von pn-Übergängen.



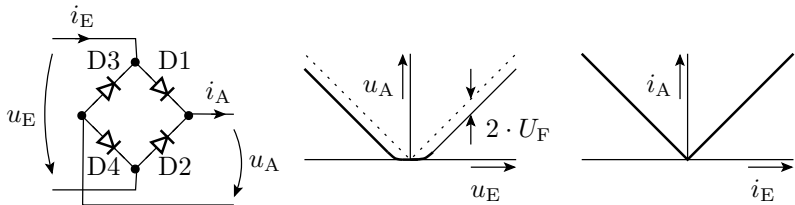
Beispielsimulation

Ersatz der Diode 1N4148 auf Folie Seite 46 durch eine Schottky-Diode BAT54.



Die Ausschaltzeit ist größer, weil in Durchlassrichtung die Sperrschicht schmäler und damit die Kapazität größer ist.

Anwendung Brückengleichrichter



Mit dem vereinfachten Verhaltensmodell für Dioden aus Elektronik 1:

$$u_A \approx \begin{cases} 0 & \text{sonst} \\ |u_E| - 2 \cdot U_F & |u_E| > 2 \cdot U_F \end{cases}$$

Mit Strom als Ein- und Ausgabe \Rightarrow exakte Betragbildung:

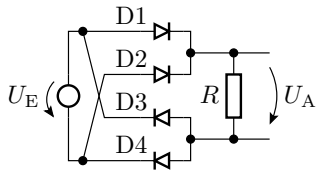
$$i_A = |i_E|$$

Einsatz als Messgleichrichter.

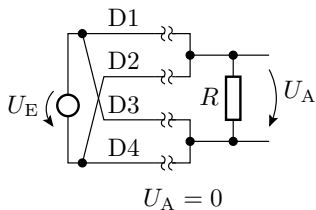


Ersatzschaltungen aus Elektronik 1

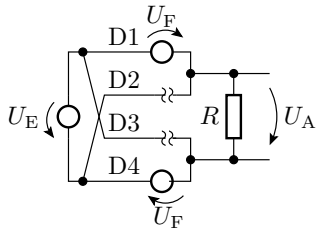
Schaltung



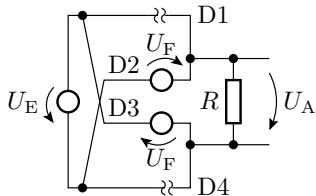
$$-2 \cdot U_F \leq U_E \leq 2 \cdot U_F$$

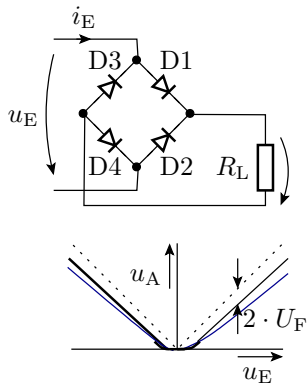


$$U_E > 2 \cdot U_F$$



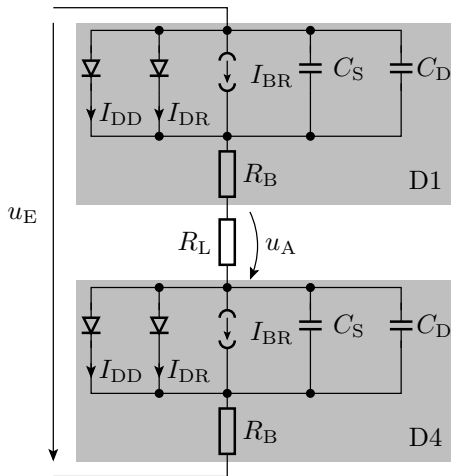
$$U_E < -2 \cdot U_F$$



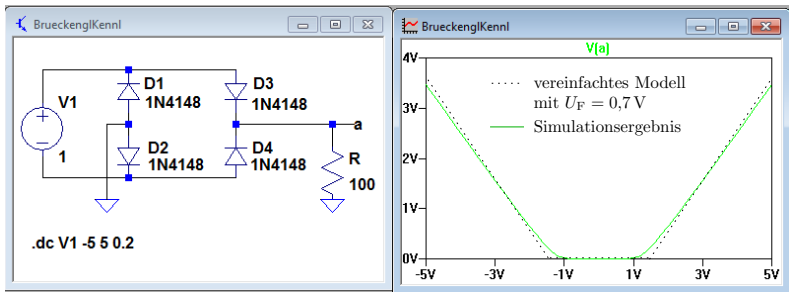


Übertragungsfunktion
 — vereinfachtes Modell
 — vollständiges Modell

Ersatzschaltung D1 und D4 ein



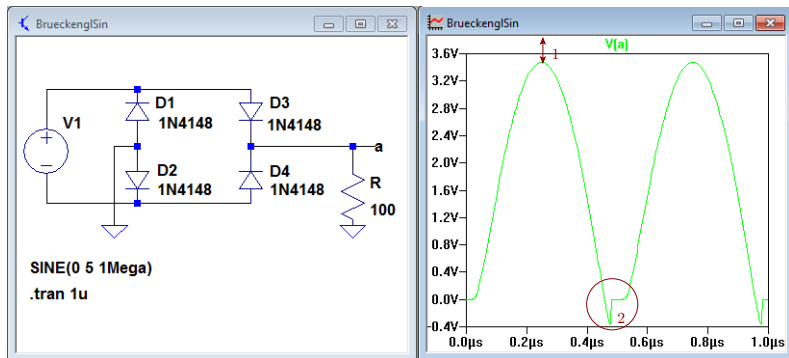
Simulation der Kennlinie



Erkennbar:

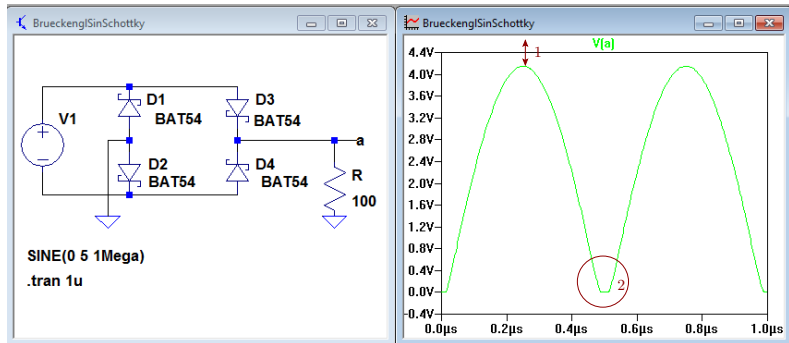
- Zunahme der Flussspannung bei kleinen I_a (kleinen U_a)
- Anstiegsbetrag < 1 durch Diodenwiderstand

Simulation des Zeitverhaltens



- 1 $\approx 1,6$ V Spannungsabfall über den Dioden.
- 2 Bei höheren Frequenzen schaltet eine pn-Diode nicht schnell genug aus, so dass auch noch kurze Zeit in Sperrichtung ein Strom fließt (Stromschleife).

Ersatz pn-Diode durch Schottky-Diode



- 1 Nur ≈ 1 V Spannungsabfall über den Dioden.
- 2 Keine Stromschleife.

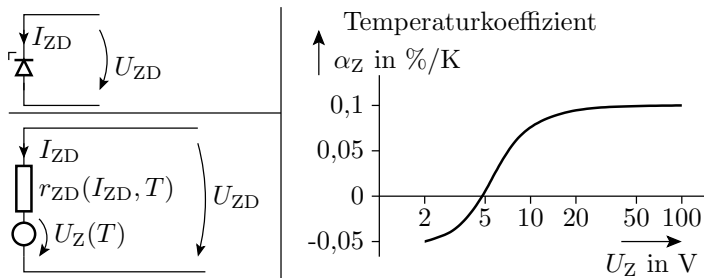
Für 50Hz-Gleichrichter mit geringen Strömen reichen pn-Dioden.
 Für hohe Frequenzen / geringe Verlustleistung Schottky-Dioden.



Z-Diode

Z-Dioden

- spezielle Dioden zum Betrieb im Durchbruchbereich



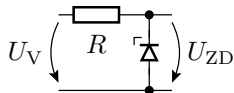
$$I_{ZD} = I_{BR} \cdot e^{\frac{U_{ZD} - U_{BR}}{n_{BR} \cdot U_T}}$$

$$r_{ZD} = \frac{n_{BR} \cdot U_T}{I_{ZD}}$$

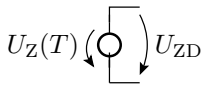
$$U_Z(T) = U_Z(T_0) \cdot (1 + \alpha_Z \cdot (T - T_0))$$

Spannungsstabilisierung mit einer Z-Diode

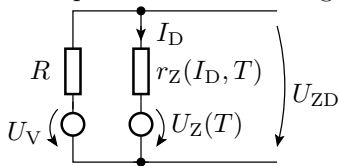
Spannungsstabilisierung
mit einer Z-Diode



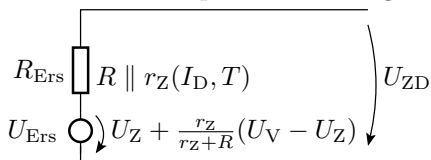
vereinfachte
Ersatzschaltung



komplette Ersatzschaltung

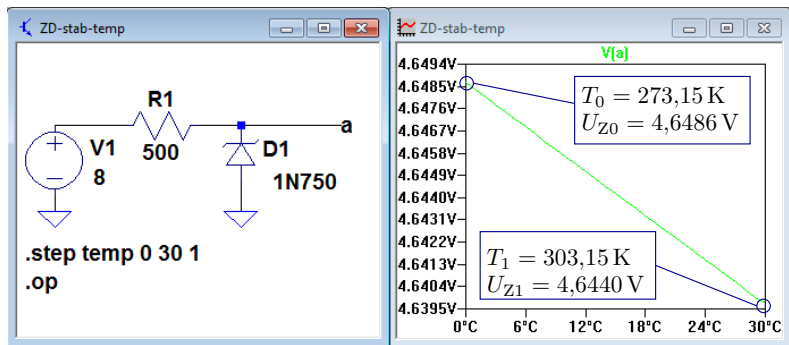


nach Zweipolvereinfachung



Die nachgebildete Quelle hat stromabhängigen Innenwiderstand, strom- und temperaturabhängige Quellspannung, ...

Simulation der Temperaturabhängigkeit

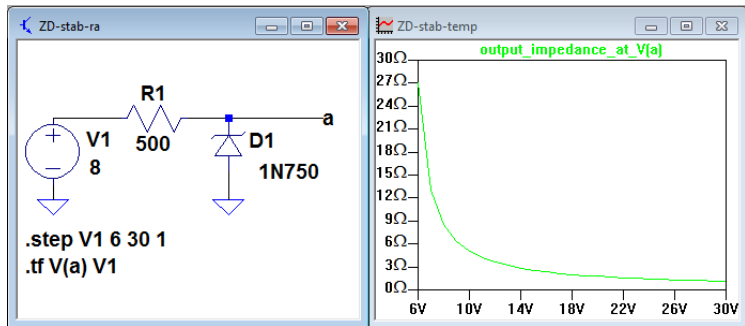


Temperaturkoeffizient:

$$\alpha = \left(\frac{U_{Z1}}{U_{Z0}} - 1 \right) \cdot \frac{T_0}{T_1} = -0,09\%$$

Simulation R_{Ers} in Abhängigkeit von U_V

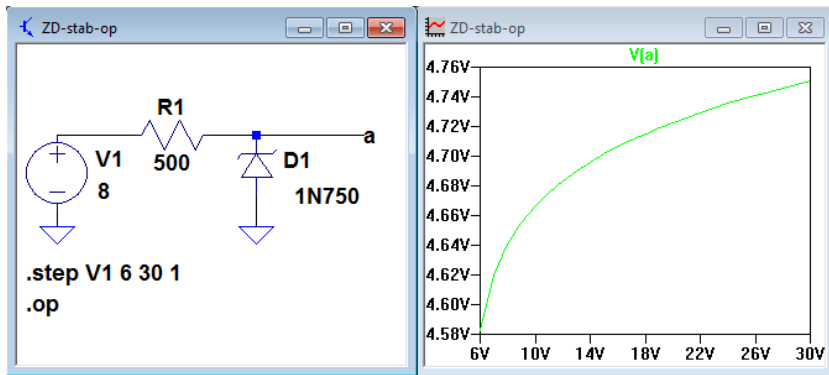
Berechnung der Transferfunktion und Anzeige des Ausgangswiderstands für Versorgungsspannungen von 6 bis 10 V.



$$R_{Ers}(U_V) = R \parallel \frac{n_{BR} \cdot U_T}{I_{ZD}} \approx 500 \Omega \parallel \left(500 \Omega \cdot \frac{50 \text{ mV}}{U_V - 5,64 \text{ V}} \right)$$

Simulation U_{Ers} in Abhängigkeit von U_V

Berechnung Arbeitspunkt für U_V von 6 bis 10 V. Anzeige von U_a .



$$U_a = 5,64 \text{ V} + \frac{r_Z}{R+r_Z} \cdot (U_V - 5,64 \text{ V}) \text{ mit } r_Z = 500 \Omega \cdot \frac{50 \text{ mV}}{U_V - 5,64 \text{ V}}$$



PIN-Diode

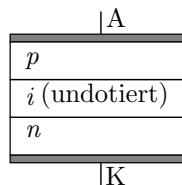


PIN-Diode

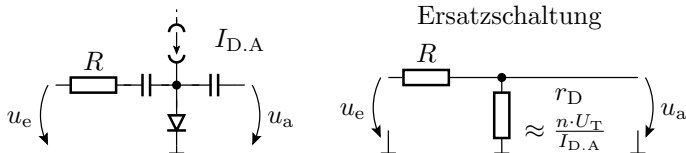
- undotierte Schicht zwischen p- und n-Gebiet.
- besonders große Lebensdauer der Ladungsträger in der undotierten Schicht, typ. $\tau \approx 0,1 \dots 5 \mu\text{s}$
- Für Frequenzen $f \gg \tau^{-1}$ vom Diodengleichstrom \bar{I}_D gesteuerter Widerstand:

$$r_{D.Pin} \approx \frac{n \cdot U_T}{\bar{I}_D}$$

- geringe Sperrkapazität bei $\bar{I}_D = 0$;



Spannungsteiler für Wechselspannungen



- Für hohe Frequenzen hat die PIN-Diode einen einstellbaren Widerstand statt der nichtlinearen Kennlinie.
- Ausgangswechselspannung:

$$u_a = \frac{n \cdot U_T}{n \cdot U_T + I_{D,A} \cdot R} \cdot u_e$$

- Ohne diodentypische Verzerrung für größere u_e .



Kapazitätsdiode

Kapazitätsdiode

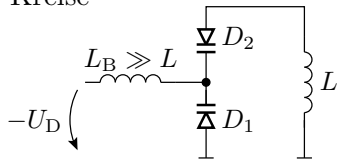
Ausnutzung der Sperrschichtkapazität:

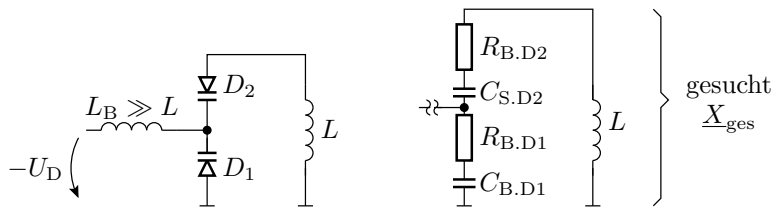
$$C_S = C_{S0} \cdot \frac{1}{\left(1 - \frac{U_D}{U_{D\text{diff}}}\right)^{m_S}} \quad \text{für } U_D < 0$$

Kapazitätsdioden haben

- hyperabrupte Dotierung ($m_S \approx 0,5 \dots 1$)
- geringe Bahnwiderstände

Anwendung: Frequenzabstimmung LC-Kreise





$$\begin{aligned} \underline{X}_{\text{ges}} &= 2 \cdot \left(R_B + \frac{1}{j\omega C_s} \right) \parallel j\omega L \\ &= \frac{j\omega L - \omega^2 R_B L C_s}{1 + j\omega R_B C_s - \omega^2 \frac{L C_s}{2}} \end{aligned}$$

mit $\omega_0 = \sqrt{\frac{2}{L C_s}}$, $\alpha = R_B \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot C_s}{L}}$ und $\frac{\alpha}{\omega_0} = R_B C_s$

$$\underline{X}_{\text{ges}} = \frac{j\omega L \cdot \left(1 + j\alpha \cdot \frac{\omega}{\omega_0} \right)}{1 + j\alpha \cdot \frac{\omega}{\omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}$$



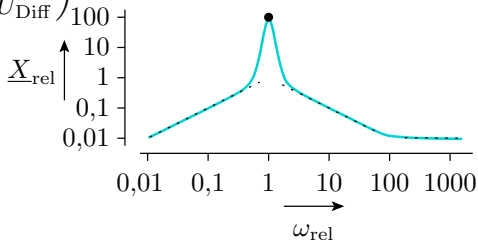
Frequenzgang für $\alpha \ll 1$, $R_B \ll \sqrt{\frac{L}{2 \cdot C_s}}$:

$\omega_{\text{rel}} = \frac{\omega}{\omega_0}$	$\ll 1$	1	$\gg 1$ und $\ll \frac{1}{\alpha}$	$\gg \frac{1}{\alpha}$
$\underline{X}_{\text{rel}} = \frac{\underline{X}_{\text{ges}}}{\omega_0 L}$	$j \cdot \omega_{\text{rel}}$	$\frac{1+j\alpha}{\alpha}$	$\frac{-j}{\omega_{\text{rel}}}$	α

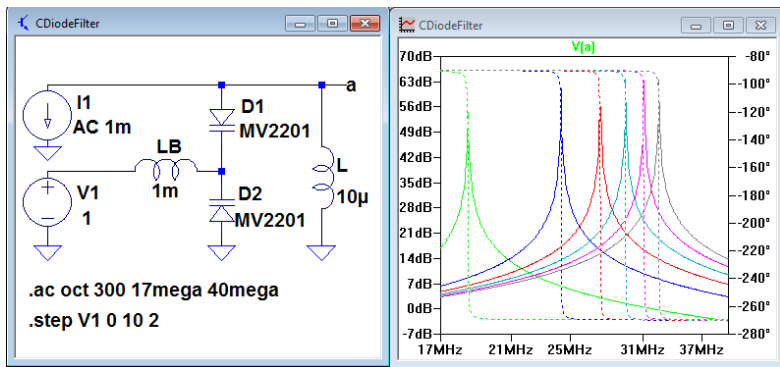
Resonanzfrequenz $\omega_0 = f(U_D)$:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2}{LC_s}} \text{ mit } C_s = C_{S0} \cdot \frac{1}{\left(1 - \frac{U_D}{U_{\text{Diff}}}\right)^{m_S}}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2}{L \cdot C_{S0}}} \cdot \left(1 - \frac{U_D}{U_{\text{Diff}}}\right)^{\frac{m_S}{2}}$$



Beispielsimulation



Resonanzfrequenz in Abhängigkeit von der Steuerspannung:

V1 in V	0	2	4	6	8	10
f_0 in MHz	18,42	24,30	27,32	29,45	31,16	32,52



Kontrollfragen



- Was sind die beiden wesentlichen Vorteile einer Schottky-Diode gegenüber einer pn-Diode bei Einsatz als Gleichrichter?
- Was ist die wesentliche Eigenschaft einer pin-Diode gegenüber einer normalen pn-Diode beim Einsatz als spannungsgesteuerter Widerstand für hochfrequente Signale? Gehen Sie bei dem Vergleich insbesondere auf den Zusammenhang zwischen der Amplitude der Wechselgröße und dem Klirrfaktor ein.
- Warum sind bei einer Kapazitätsdiode kleine Bahnwiderstände und große Kapazitätskoeffizienten wünschenswert?
- Warum ist für die Frequenzabstimmung eines Schwingkreises die linear mit dem Durchlassstrom zunehmende Diffusionskapazität einer pn-Diode nicht nutzbar?



- Bei pn-Dioden ist in Spannungsstabilisierungsschaltung genutzte Flussspannung und bei Z-Dioden die Durchbruchspannung temperaturabhängig.
 - 1 Bei welchen Fluss- oder Durchbruchspannungen nimmt die für die Stabilisierung genutzte Knickspannung mit der Temperatur zu und bei welchen ab?
 - 2 Wie könnte man durch Reihenschaltung von Dioden in Durchlass- und Z-Dioden in Sperrichtung ein Bauelement konstruieren, dessen Knickspannung (fast) temperaturunabhängig ist?
 - 3 Für welche Werte der Knickspannung wäre das möglich?