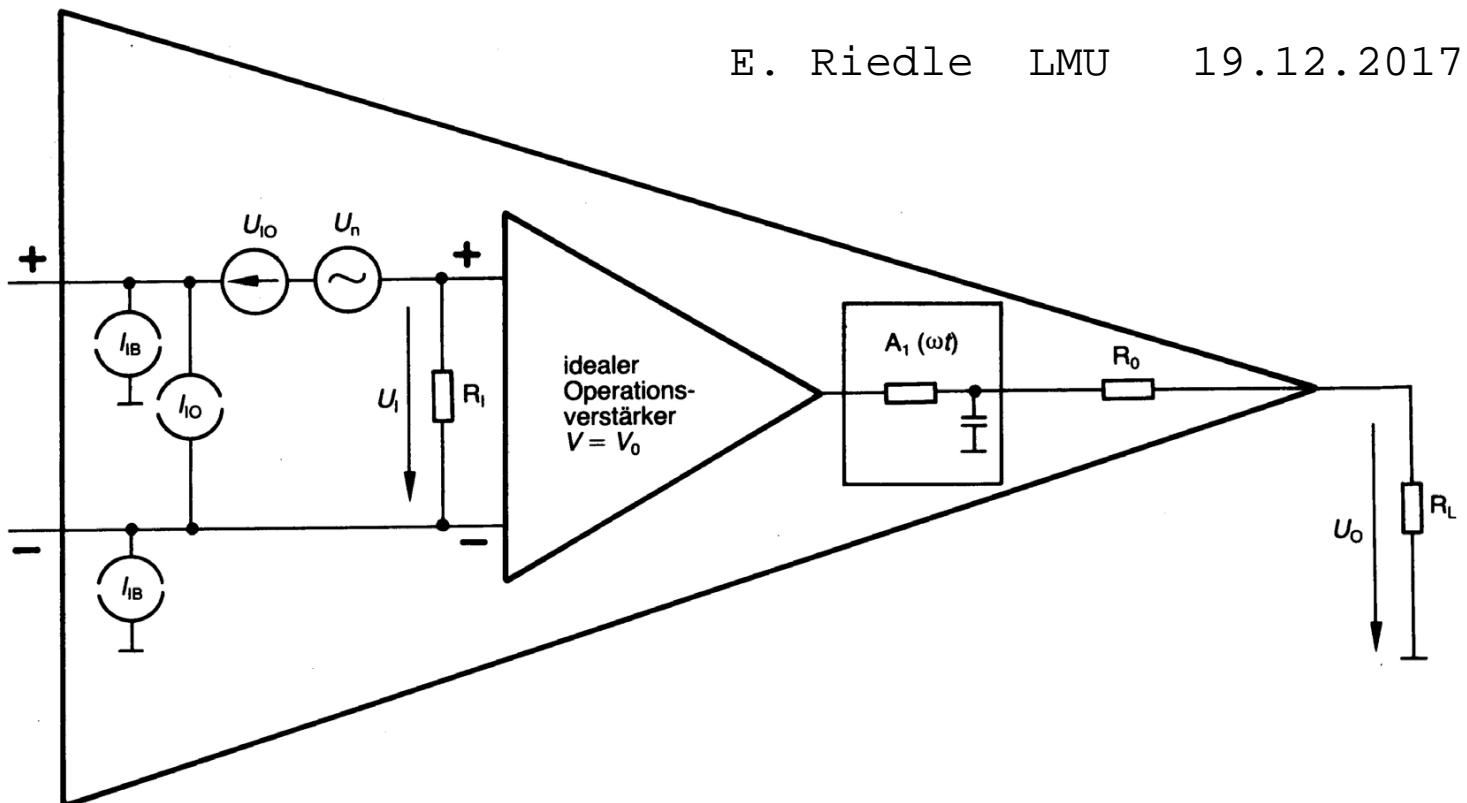


# Realer Operationsverstärker

E. Riedle LMU 19.12.2017



E. Riedle

Physik <sup>LMU</sup>

Tabelle 8-2. Begriffe beim Operationsverstärker.

Grenzwerte (Absolute maximum ratings)	Werte	Diese Werte dürfen nicht überschritten werden, ohne den Verstärker zu beschädigen.
Speisespannung (Supply voltage)	$U_s = \pm 18 \text{ V}$	höchstzulässige Versorgungsspannung
Eingangsspannung (Input voltage range)	$U_I = \pm 15 \text{ V}$	höchstzulässige Eingangsspannung
Differenzeingangsspannung (Differential input range)	$U_{ID} \pm 30 \text{ V}$	höchstzulässige Spannung zwischen den Eingängen
Kurzschlußdauer (Duration of output short circuit)	$t_z = \infty$	Diese Zeit darf der OPV bei 25°C Umgebungstemperatur gegen 0 V kurzgeschlossen sein.
Sperrschichttemperatur (Junction temperature)	$T_j = 150^\circ \text{C}$	höchstzulässige Sperrschichttemperatur im Betrieb
Lagertemperatur (Storage temperature)	$T_{\text{stg}} = -55^\circ \text{C}$ $125^\circ \text{C}$	zulässiger Bereich der Umgebungstemperatur ohne Betrieb
Funktionsbereich (Operating range)		In diesem Bereich hält der Verstärker die angegebenen Daten ein.
Speisespannung (Supply voltage)	$U_s = \pm 3 \text{ V}$ $\pm 18 \text{ V}$	In diesem Bereich arbeitet der Verstärker linear.
Umgebungstemperatur (Operating free-air temperature)	$T_U = 0^\circ \text{C}$ bis $70^\circ \text{C}$ $T_A$	In diesem Bereich hält der Verstärker die angegebenen Daten ein.

Kennwerte (Electrical characteristics)		
<p>Eingangsnullspannung, Eingangsfehlspannung (Input offset voltage)</p> <p>Temperaturkoeffizient der Eingangsfehlspannung (Temperature coefficient of input offset voltage)</p> <p>Eingangsnullstrom, Eingangsfehlstrom (Input offset current)</p> <p>Temperaturkoeffizient des Eingangsfehlstroms (Temperature coefficient of input offset current)</p> <p>Eingangsstrom (Input bias current)</p> <p>Eingangswiderstand (Input resistance differential mode)</p> <p>Eingangskapazität (Input resistance differential mode)</p>	<p><math>U_{I0} = \pm 2 \text{ mV}</math></p> <p><math>\alpha_{U_{I0}} = 3 \mu\text{V/K}</math> <math>\alpha_{V_{I0}}</math></p> <p><math>I_{I0} = \pm 20 \text{ nA}</math></p> <p><math>\alpha_{I_{I0}} = 0,5 \text{ nA/K}</math></p> <p><math>I_1 = 60 \text{ nA}</math> <math>I_{IB}</math></p> <p><math>R_1 = 2 \text{ M}\Omega</math></p> <p><math>C_1 = 1,5 \text{ pF}</math></p>	<p>Bei dieser Eingangsspannung wird die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers 0 V.</p> <p>Änderung der Eingangsfehlspannung als Funktion der Sperrschichttemperatur</p> <p>Bei dieser Eingangsstromdifferenz wird die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers 0 V.</p> <p>Änderung des Eingangsfehlstroms als Funktion der Sperrschichttemperatur.</p> <p>Mittelwert der beiden Eingangsströme bei Eingangs- und Ausgangsspannung gleich 0 V</p> <p>Eingangswiderstand zwischen den beiden Eingängen des OPV bei kleinen Eingangssignalen</p> <p>Eingangskapazität zwischen den beiden Eingängen des OPV bei kleinen Eingangssignalen</p>

Grenzwerte (Absolute maximum ratings)	Werte	Diese Werte dürfen nicht überschritten werden, ohne den Verstärker zu beschädigen.
<p>Rauschdichte der Eingangsspannung (Input noise voltage density)</p> <p>Rauschdichte des Eingangsstroms (Input noise current density)</p> <p>Gleichtaktunterdrückung (Common mode rejection ratio: CMRR)</p> <p>Betriebsspannungsunterdrückung (Power supply rejection ratio: PSRR)</p> <p>Spannungsverstärkung, Leerlaufspannungsverstärkung (Large signal voltage gain)</p>	<p><math>U_n = 15 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}</math></p> <p><math>I_n = 3 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}</math></p> <p><math>CMRR = 90 \text{ dB}</math></p> <p><math>PSRR = 20 \mu\text{V/V}</math></p> <p><math>v_{U0} = 110 \text{ dB}</math> <math>220 \text{ V/mV}</math></p> <p><math>A_{V0}</math></p>	<p>Effektivwert der scheinbaren Eingangsspannung, die über den Verstärker die Rauschspannung am Ausgang in einem vorgegebenen Frequenzbereich erzeugt</p> <p>Effektivwert des scheinbaren Eingangsstroms, der über den Verstärker die Rauschspannung am Ausgang in einem vorgegebenen Frequenzbereich erzeugt</p> <p>Um dieses Verhältnis werden gleichsinnige Änderungen der Eingangsspannung weniger verstärkt als Differenzeingangsspannungen.</p> <p>Die Änderung der Betriebsspannung <math>U_S</math> um 1 V verursacht die gleiche Änderung der Ausgangsspannung wie 20 <math>\mu\text{V}</math> Eingangsspannungsänderung. Die Werte können für die positive und die negative Ausgangsspannung verschieden sein.</p> <p>Spannungsverstärkung im linearen Bereich für Gleichspannungen und niedrige Frequenzen. Angabe als <math>U_0/U_1</math> in V/mV oder als <math>A_{V0} = 20 \lg U_0/U_1</math> in dB.</p>

Aussteuerbereich der Ausgangsspannung (Output voltage swing)	$U_{OSS} = \pm 12 \text{ V}$ $V_{OM}$	Linearer Bereich der Ausgangsspannung bei vorgegebener Betriebsspannung und vorgegebenem Lastwiderstand
Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung (Slew rate)	$S = 0,8 \text{ V}/\mu\text{s}$ $SR$	Bauartbedingte schnellste Änderung der Ausgangsspannung. Der Wert liegt beim kompensierten OPV fest und kann beim unkompensierten durch externe Beschaltung reduziert werden.
Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (Unity-gain bandwidth)	$B_1 = 3 \text{ MHz}$	Frequenz, bei der die offene Verstärkung auf 1 abgesunken ist
Leistungsbandbreite (Full power bandwidth)	$B_{max} = 15 \text{ kHz}$	Höchste Frequenz, bei der der Verstärker noch den vollen Hub der Ausgangsspannung erreicht
Phasenreserve bei der Verstärkung $v=1$ (Phase margin at unity gain)	$\varphi_m = 60^\circ$	Reserve bis zur kritischen Phasendrehung ( $180^\circ$ ) bei hohen Frequenzen mit der Verstärkung 1
Ausgangswiderstand (Open loop output resistance)	$R_o = 100 \Omega$	Ausgangs-(Innen-)Widerstand des nicht gegengekoppelten Verstärkers
Ausgangskurzschlußstrom (Short circuit output)	$I_{OS} = 10 \text{ mA}$	Strom im Ausgang, wenn dieser nach Masse kurzgeschlossen ist
Stromaufnahme (Supply current)	$I_s = 2 \text{ mA}$	Stromaufnahme des Verstärkers beim Ausgangsstrom 0. Ist der Ausgangsstrom $\neq 0$ , dann erhöht sich die Stromaufnahme entsprechend.

E. Riedle

Physik <sup>LMU</sup>

Tabelle 8-1. Vergleich eines idealen und eines realen Operationsverstärkers.

Eigenschaft des Operationsverstärkers (OPV)	Symbol	Einheit	Idealer OPV	Realer OPV
Eingangsfehlspannung	$U_{I0}$	mV	0	10 $\mu\text{V}$ bis 10 mV
Temperatureinfluß auf $U_{I0}$	$\alpha_{U_{I0}}$	$\mu\text{V}/\text{K}$	0	0,2 $\mu\text{V}/\text{K}$ bis 10 $\mu\text{V}/\text{K}$
Rauschen (Noise)	$U_n$	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	0	2,5 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bis 100 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Eingangsstrom	$I_1$	nA	0	0,1 pA bis 1 $\mu\text{A}$
Eingangswiderstand	$R_1$	M $\Omega$	$\infty$	100 k $\Omega$ bis $10^{15} \Omega$ (MOSFET)
Gleichtaktunterdrückung	$CMMR$	dB	$\infty$	70 dB bis 120 dB
Einfluß der Speisespannung	$PSRR$	$\mu\text{V}/\text{V}$	0	0,1 $\mu\text{V}/\text{V}$ bis 0,1 mV/V
Verstärkung bei Gleichstrom	$V_{U0}$	V/mV	$\infty$	10 V/mV bis $10^4 \text{ V}/\text{mV}$
Frequenzabhängigkeit der Verstärkung (Grenzfrequenz)	$f_g$		$\infty$	1 Hz bis 10 kHz Abfall $V_{U0}$ mit 20 dB/Dekade
Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung	$S$	V/ $\mu\text{s}$	$\infty$	0,5 V/ $\mu\text{s}$ bis 2000 V/ $\mu\text{s}$
Ausgangswiderstand	$R_o$	$\Omega$	0	10 $\Omega$ bis 1 k $\Omega$

Tabelle 1.4: Vergleich zwischen dem Rauschverhalten des bipolaren Standard-Operationsverstärkers 741 und dem FET-Operationsverstärker 8007

	$e_n$ (bei 10 Hz)	$i_n$ (bei 10 Hz)
8007	200 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	< 0,01 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
741	25 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	0,7 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$

# Amplifier Products

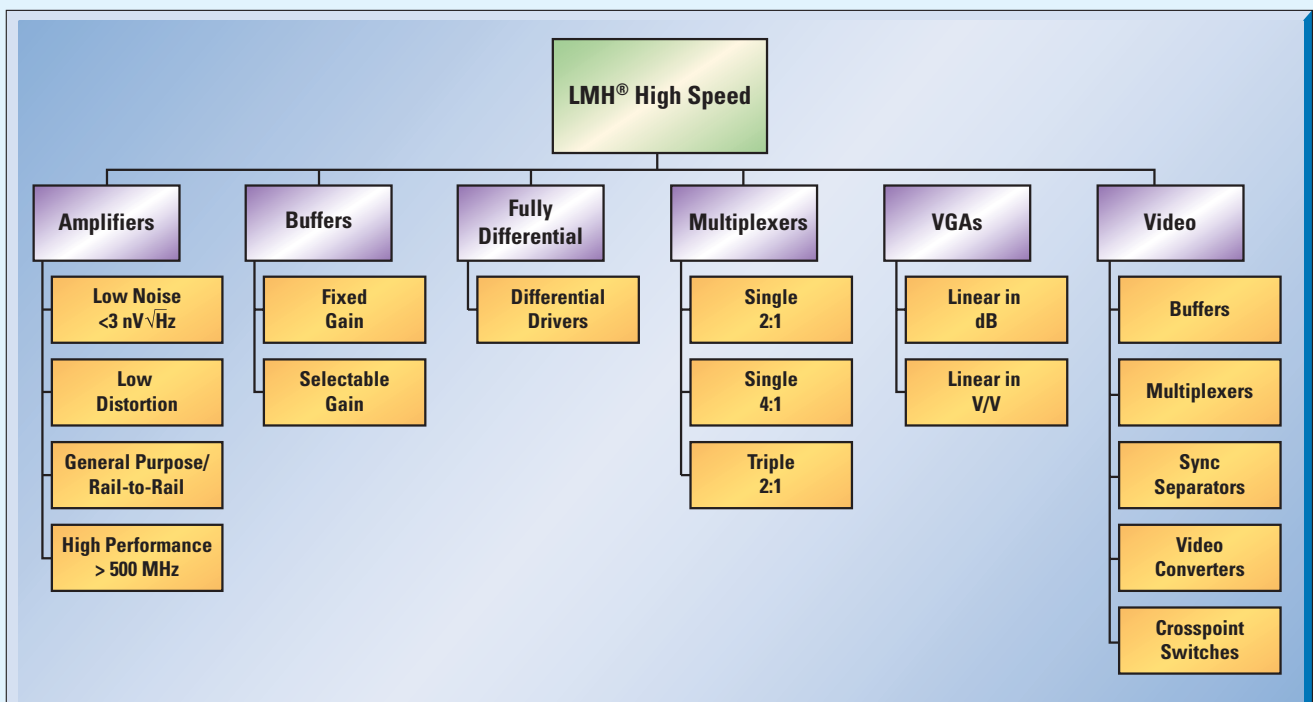
## Selection Guide

4Q 2006

- High-Speed Amplifiers ..... 4-11
- Analog Video Products ..... 12-13
- Precision Amplifiers ..... 14-15
- CMOS Input Operational Amplifiers ..... 16-17
- Low-Voltage, Low-Power Amplifiers ..... 18-21
- Application-Specific Amplifiers ..... 22-23
- Comparators ..... 24-25
- Design Tools ..... 26-27
- Packaging ..... 28



## National's Amplifier Product Portfolio

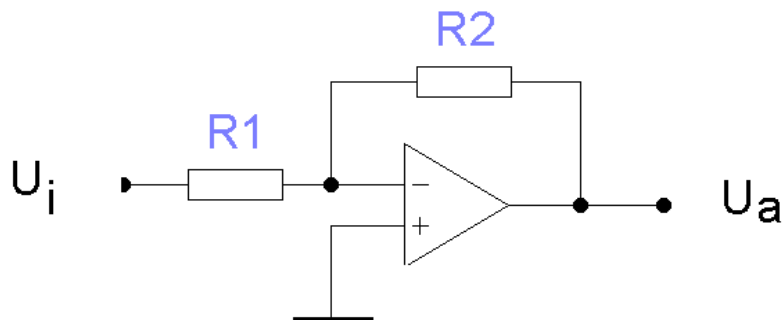


## Released Products

## High-Speed Amplifier Products

Part Number	Release Date	Package Type	Key Features	Mode	SSBW MHz	Av V/V <sup>1</sup>	Slew Rate V/ $\mu$ s	I <sub>CC</sub> mA/ch	2nd/3rd HD into R <sub>L</sub> = 100 $\Omega$	NTSC Diff G/P %/deg
LMH6622	Released	Dual	Very Low Noise	VFB	160	2	85	4.3	-90/-94 at 1 MHz	0.03/0.03
LMH6628	Released	Dual	Widebandwidth, Very Low Noise	VFB	300	1	550	9	-65/-74 at 10 MHz	N/A
LMH6639	Released	Single	CMIR < 0V, Rail-to-Rail Output, Disable	VFB	190	1	172	3.6	-65 at 5 MHz	0.07/0.05
LMH6642	Released	Single	CMIR < 0V, Rail-to-Rail Output	VFB	130	1	135	2.7	-62 at 5 MHz	0.15/0.04
LMH6643	Released	Dual	CMIR < 0V, Rail-to-Rail Output	VFB	130	1	135	2.7	-62 at 5 MHz	0.15/0.04
LMH6644	Released	Quad	CMIR < 0V, Rail-to-Rail Output	VFB	120	1	125	2.7	-60 at 5 MHz	0.16/0.05
LMH6645	Released	Single	Rail-to-Rail Input/Output	VFB	55	1	22	0.65	N/A	N/A
LMH6646	Released	Dual	Rail-to-Rail Input/Output	VFB	55	1	22	0.65	N/A	N/A
LMH6647	Released	Single	Rail-to-Rail Input/Output, 10 $\mu$ A Shutdown	VFB	55	1	22	0.65	N/A	N/A
LMH6654	Released	Single	Low Noise	VFB	250	1	200	4.5	-80/-85 at 5 MHz	0.01/0.025
LMH6655	Released	Dual	Low Noise	VFB	250	1	200	4.5	-80/-85 at 5 MHz	0.01/0.025
LMH6657	Released	Single	3V Single Supply, CMIR < 0V	VFB	270	1	700	6.2	-70/-57 at 5 MHz	0.03/0.1
LMH6658	Released	Dual	3V Single Supply, CMIR < 0V	VFB	270	1	700	6.2	-70/-57 at 5 MHz	0.03/0.1
LMH6672	Released	Dual	12V, Low Distortion, Line Driver	VFB	130	2	170	6.2	-92/-95 at 1 MHz	N/A
LMH6715	Released	Dual	Wideband Video	CFB	400	2	1300	5.8	-60/-75 at 20 MHz	0.02/0.02
LMH6718	Released	Dual	Programmable Gain Buffer, , Av = 1, +1 or +2	PGB	130	2	600	2.6	-84/-84 at 1 MHz	0.04/0.03
LM6171	Released	Single	30V, High Slew Rate	VFB	160	1	3600	2.5	-72/-70 at 1 MHz	0.03/0.5
LM6172	Released	Dual	30V, High Slew Rate	VFB	160	1	3000	2.3	-72/-70 at 1 MHz	0.28/0.6
LM6181	Released	Single	30V, General Purpose	CFB	160	2	2000	7.5	-50/-55 at 10 MHz	0.05/0.04
LM6182	Released	Dual	30V, General Purpose	CFB	100	2	2000	7.5	-50/-55 at 10 MHz	0.05/0.04
LM7121	Released	Single	30V, General Purpose SOT23	VFB	235	1	1300	5	N/A	0.3/0.65
LM7171	Released	Single	30V, Very High Slew Rate, Av = +2 (min)	VFB	220	2	4100	6.5	-75/-55 at 5 MHz	0.01/0.02
LM7372	Released	Dual	30V, Low Distortion, Line Driver	VFB	120	1	3000	6.5	-80/-91 at 1 MHz	0.01/0.02

### Invertierender Spannungsverstärker (Rückkopplung):



$$U_- = U_+ = 0 \text{ V}$$

$$\frac{U_i}{R_1} + \frac{U_a}{R_2} \approx 0 \quad \text{Kirchhoff}$$

$$\Rightarrow U_a = - \frac{R_2}{R_1} U_i ; \text{ Verstärkung } - \frac{R_2}{R_1}$$

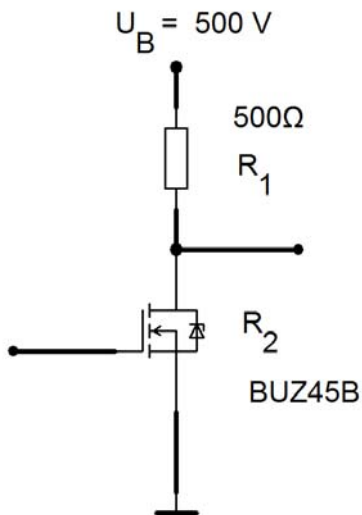
# Hochspannungsverstärker

Kontrollierte Hochspannung wird z.B. benötigt, um piezoelektrische Stellelemente anzusteuern.

Als "Steuerelement" bieten sich MOSFET-Transistoren an.

z.B.: BUZ45B (n-Kanal MOSFET) mit

10 A	maximalem Strom
500 V	maximaler Spannung
125 W	maximaler Leistung
100 ns	Schaltzeit



Erhöhung der gate-Spannung führt zur Erhöhung des drain-source-Stroms! Dabei wird Leistung im Transistor verbraucht!

Bestimmung der maximalen Verlustleistung im FET:

$$U_B = I \cdot (R_1 + R_2)$$

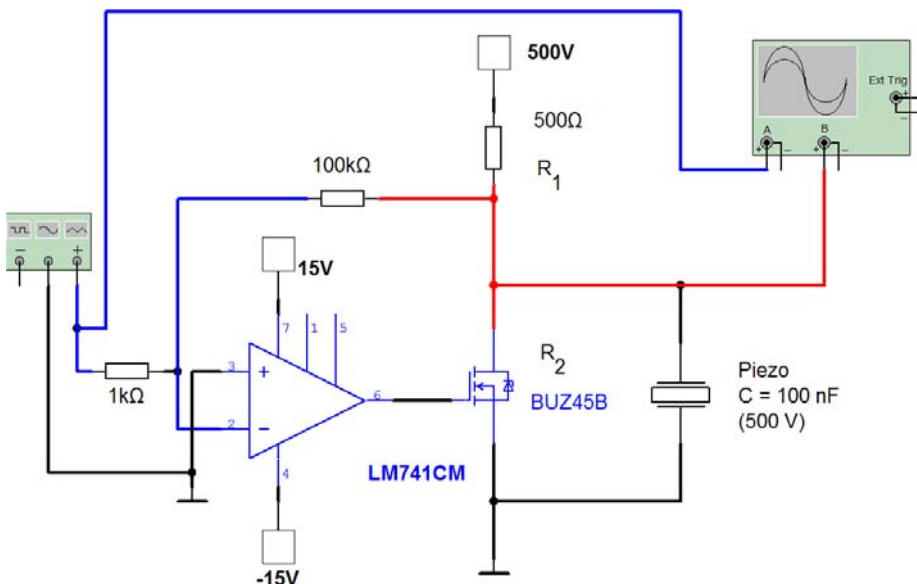
$$P_{FET} = I^2 R_2 = \frac{U_B^2}{(R_1 + R_2)^2} R_2$$

$$0 = \frac{dP}{dR_2} = U_B^2 \frac{(R_1 + R_2)^2 - R_2 \cdot 2(R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2)^4} \Rightarrow 0 = R_1 + R_2 - 2R_2 = R_1 - R_2 \Rightarrow R_1 = R_2$$

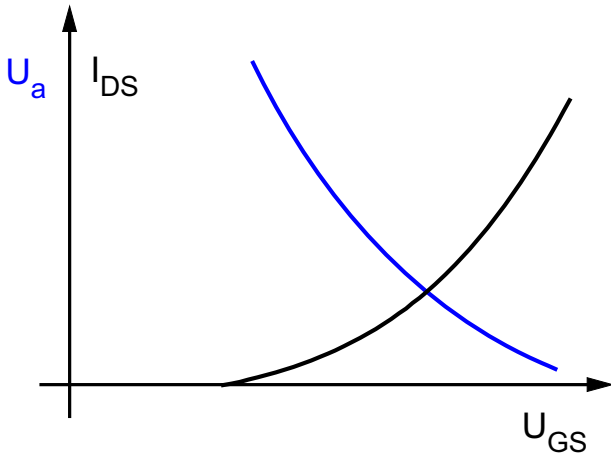
$$125 W = \frac{U^2}{R} = \frac{(250 V)^2}{R} \Rightarrow R = 500 \Omega \text{ und } I = 0,5 A$$

Die Leistung des Netzteils muß daher mindestens sein:

$$P_{\text{Netzteil}} = 500 V \cdot 0,5 A = 250 W$$



$$U_a = -100 U_e$$

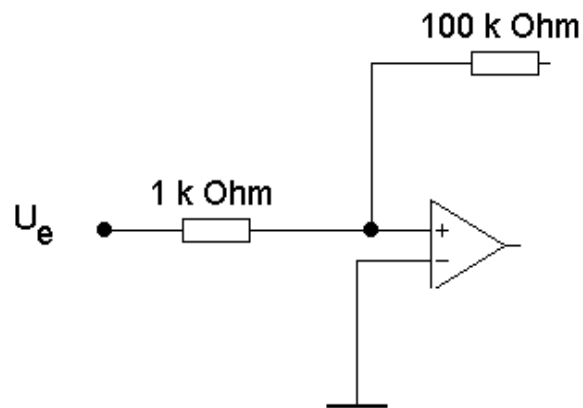


## Stimmt die "Polung" des OpAmp?

- 1) Für die gewünschte positive Hochspannung wird  $U_e$  negativ benötigt.
- 2) Eine Zunahme von  $|U_e|$  entspricht also einer Abnahme von  $U_a$  und damit in der gezeigten Polung einer Zunahme von  $U_{aus}(\text{OpAmp}) = U_{GS}$ .
- 3) Diese führt zu einer Zunahme von  $I_{DS}$  und damit zu einer Abnahme von  $U_a$ .

**Die gezeigte Polung ist also falsch!**

Richtige Polung:



## Dynamisches Verhalten des Hochspannungsverstärkers

Es gilt  $Q = CU \quad I = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dU}{dt}$

$$U_{Piezo} = 250V + 250V \sin \omega t \Rightarrow I = C \cdot 250V \cdot \omega \cos \omega t$$

$$I_{max} \text{ bei } U_a = 250 V$$

also  $I_{max} = 0,5 A = C \cdot 250 V \cdot \omega_{max}$

und damit

$$\omega_{max} = \frac{0,5 A}{250 V \cdot 100 nF} \Rightarrow \nu_{max} = 3,2 \text{ kHz}$$

Die maximale Geschwindigkeit, mit der der Piezo betrieben werden kann, ist also durch die maximale Verlustleistung im FET und nicht durch seine Schaltzeit beschränkt. Für kleinere Signalmodulationen ergibt sich ein deutlich günstigerer Wert:

$$U_{Piezo} = 250V + 1 V \sin \omega t \Rightarrow \nu_{max} = 800 \text{ kHz}$$

## Die funktionierende Schaltung

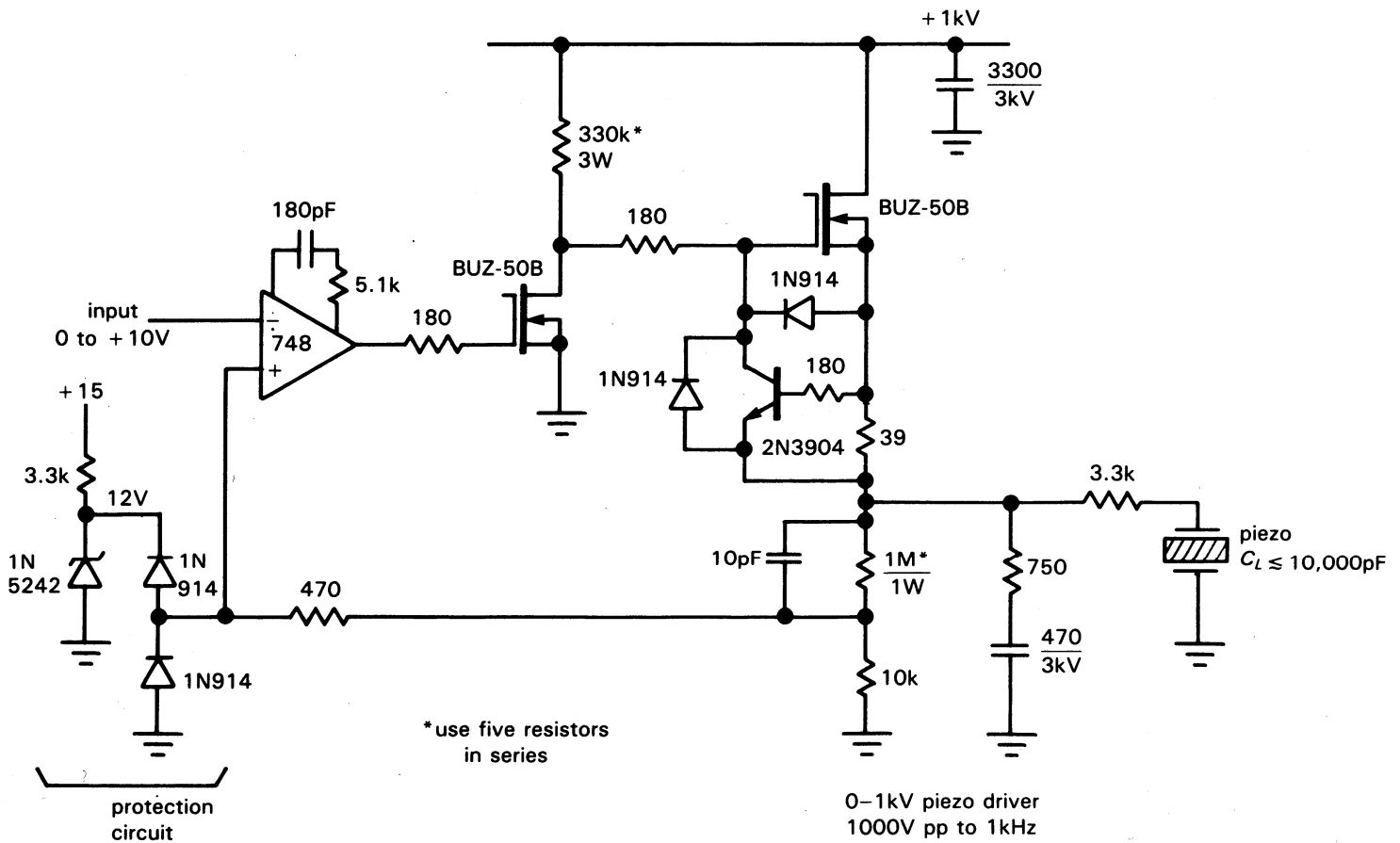
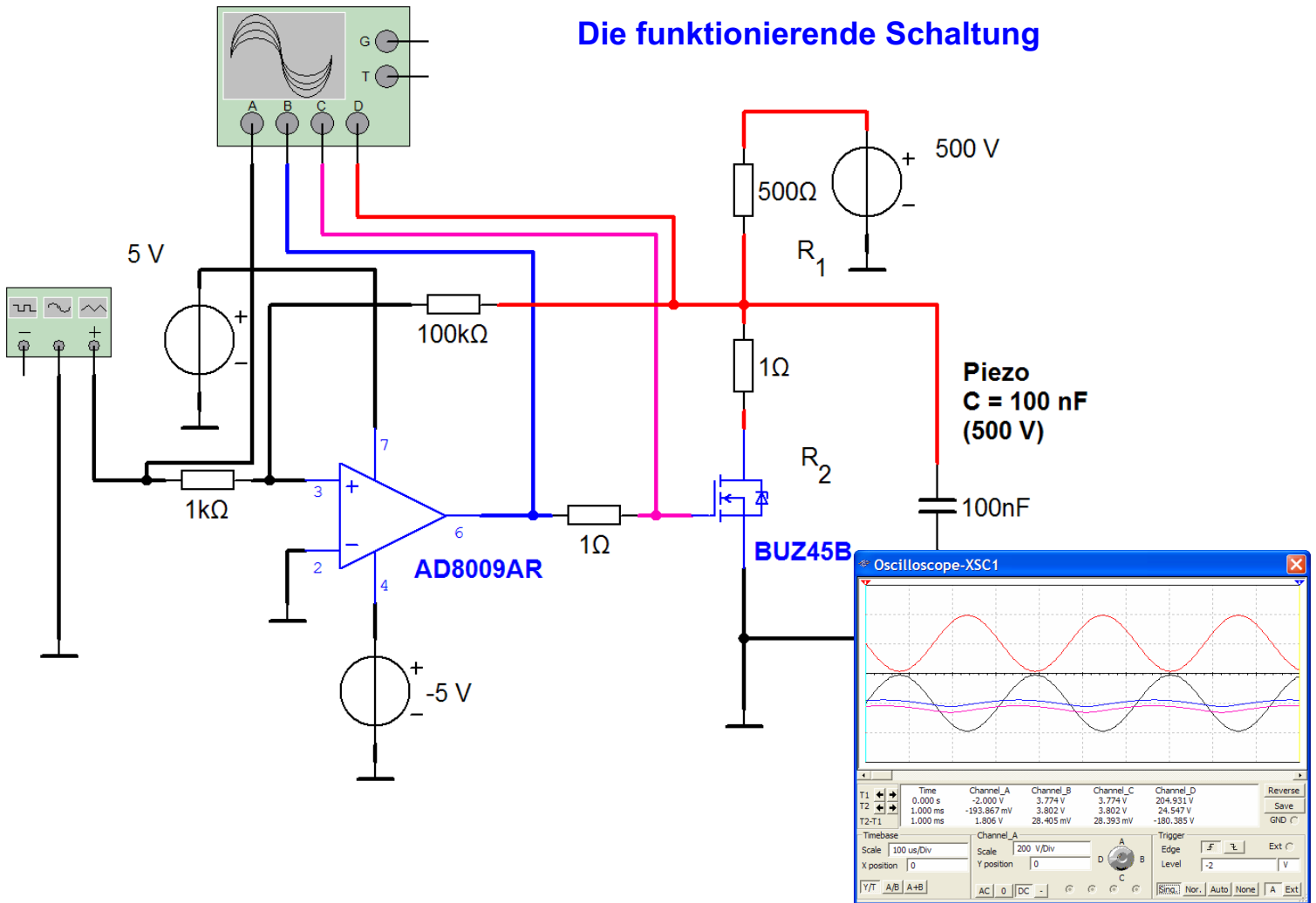
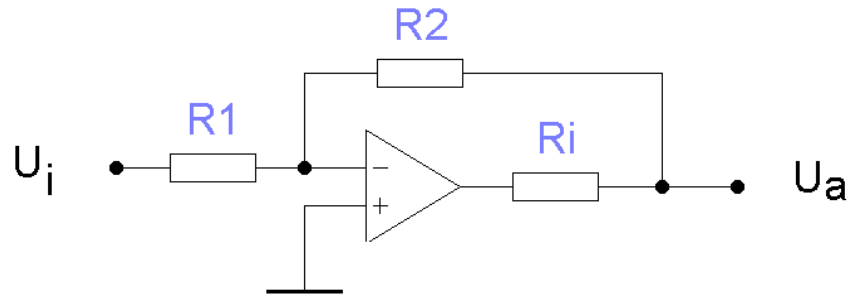


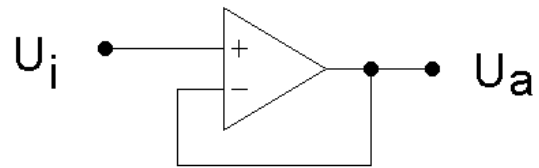
Figure 3.75. 1kV low-power piezo driver.



### Innenwiderstand:

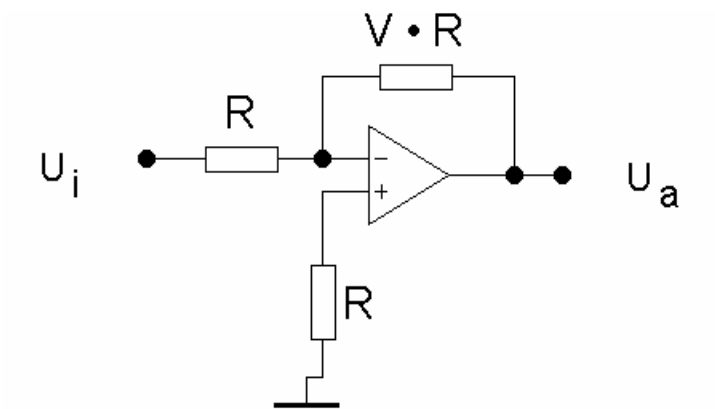


### Spannungsfolger:

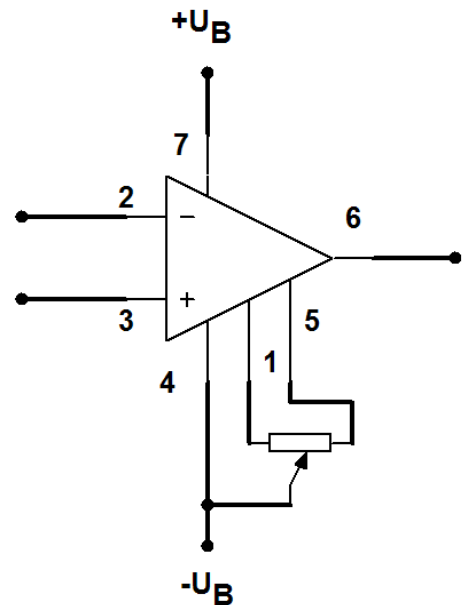


$$U_a = U_i$$

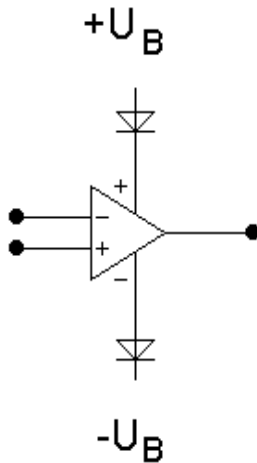
### Eingangsstromkompensation



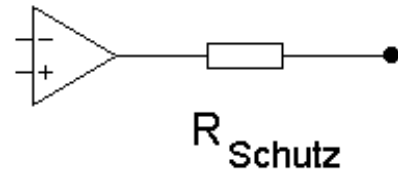
$V_{os}$  Adjustment



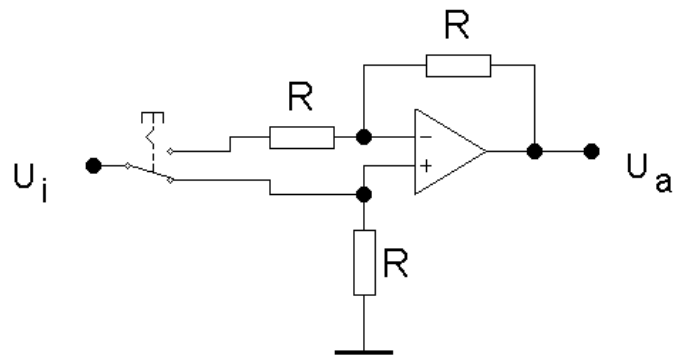
## Schutzschaltung (Verpolung)



## Kurzschluß?



" + / - "



Schaltung	Eigenschaft Besonderheiten	Eingangs- widerstand	Gleichung der Übertragungsfunktion	Bild der Übertragungsfunktion
	invertierender Spannungsverstärker	$R_e = R_1$	$U_a = -U_e \frac{R_2}{R_1}$ $V = -\frac{R_2}{R_1}$	
	nicht invertierender Spannungsverstärker Elektrometerverstärker sehr hoher Eingangs- widerstand	$R_e = R_{eo} \frac{V_o}{V}$	$U_a = U_e \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right)$ $V = \frac{R_2}{R_1} + 1$	
	Subtrahierverstärker $U_1$ invertierend $U_2$ nicht invertierend verstärkt nur die Differenz ( $U_2 - U_1$ )	$R_{e1} \approx R_1$  $R_{e2} = R_3 + R_4$	$U_a = U_2 \frac{R_2(R_1/R_2) + 1}{R_1(R_3/R_4) + 1} - U_1 \frac{R_2}{R_1}$ <p>für <math>R_1/R_2 = R_3/R_4</math> gilt:</p> $U_a = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1)$	
	Schmitt-Trigger schaltet bei der Schwelle  Die Schaltpunkte der an- steigenden und der ab- fallenden Flanke unter- scheiden sich um die Hysteresespannung $U_H$	$R_e = R_1$  Rück- wirkung auf den Eingang beim Schalten	$U_a = U_{+ \text{ sätt}} \text{ oder } U_{- \text{ sätt}}$ $V = \infty \text{ beim Schalten}$ $V = 0 \text{ in Ruhe}$ $U_H = (U_{+ \text{ sätt}} - U_{- \text{ sätt}}) \frac{R_1}{R_2}$	

	<p>invertierender Spannungsverstärker mit nichtlinearer Rückführung</p>	$R_e = R_1$	$U_a = U_e \frac{G_1}{G_2 + G_3 + \dots}$ <p>Die Verstärkung hängt von der Ausgangsspannung ab. siehe Text</p>	
	<p>addierender und invertierender Spannungsverstärker</p> <p>keine Rückwirkung der verschiedenen Eingangsspannungen aufeinander</p>	$R_{e1} = R_1$ $R_{e2} = R_2$ $R_{e3} = R_3$	$U_a = R_4 \left( \frac{U_{e1}}{R_1} + \frac{U_{e2}}{R_2} + \frac{U_{e3}}{R_3} + \frac{U_{en}}{R_n} \right)$ $V_1 = \frac{R_4}{R_1}$ $V_2 = \frac{R_4}{R_2} \text{ u.s.w.}$	
	<p>addierender und nicht invertierender Spannungsverstärker</p> <p>Rückwirkung der Eingangsspannungen über die Widerstände <math>R_{3.x}</math></p>	$R_{e1} = R_{31} + R_{32} \parallel R_{33}$ $R_{e2} = R_{32} + R_{31} + R_{33}$	$U_a = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) f(U_1, U_2, U_n, R_1, R_2, R_n)$ <p>siehe Text</p>	

Bild 8-20. Zusammenstellung statisch beschalteter Operationsverstärker.

Schaltung	Eigenschaft Besonderheiten	Eingangswiderstand	Gleichung der Übertragungsfunktion	Bild der Übertragungsfunktion
	<p>Einweg-Gleichrichter mit gemeinsamen Bezugspotential geeignet als Präzisionsgleichrichter zur elektrischen Weiterverarbeitung.</p>	$R_e = R_1$	$u_a = u_e \frac{R_2}{R_1} \text{ für } u_e < 0$ $u_a = 0 \text{ für } u_e > 0$	
	<p>Zweiweg-Gleichrichter ohne gemeinsames Bezugspotential geeignet als Präzisionsgleichrichter für mA-Meter</p>	$R_e = R_1$	$i_a =  i_e $ $i_a = \frac{u_e}{R_1}$	
	<p>Zweiweg-Gleichrichter mit gemeinsamen Bezugspotential Präzisionsgleichrichter zur elektrischen Weiterverarbeitung</p>	$R_e = R_1 \parallel 2 R_1$ $R_e = \frac{2}{3} R_1$	$u_a = \frac{R_2}{2 R_1}  u_e $	
	<p>Spitzenwertgleichrichter Die Schaltung hält einen kurzen Spitzenwert bis zum nächsten größeren fest.</p>	$R_e \approx R_{io} \parallel V_o$ $R_e$ sehr groß	<p>Der Kondensator C hält den den Spitzenwert der Eingangsspannung <math>u_e</math>, bis er von einem höheren Wert überschrieben wird. Der Kondensator C wird nur über den Lastwiderstand <math>R_L</math> entladen</p>	

	<p>Einfache Logarithmierschaltung Prinzipschaltung</p>	$R_e = R_1$	$I_R = e \frac{U_a}{U_T}$ $U_a = U_T R_1 \ln U_e$ <p>mit der Temperaturspannung <math>U_T \approx 25 \text{ mV}</math></p>	
	<p>Logarithmierschaltung verbesserte Logarithmierschaltung temperaturkompensiert, für positive und negative Eingangsspannung.</p>	$R_e = R_1$	$U_a = \frac{R_4}{R_3} \ln \left( \frac{U_e}{U_R} \cdot \frac{R_2}{R_1} \right)$	
	<p>De-logarithmierschaltung (Exponentialverstärker) verbesserte De-logarithmierschaltung temperaturkompensiert, für positive und negative Eingangsspannung</p>	$R_e = \frac{U_a}{U_e} R_1$	$U_a = U_R \frac{R_1}{R_2 (1 + 1/\beta)} e^{\frac{U_e}{U_T}}$	