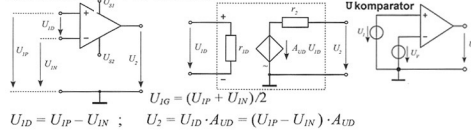


# Operationsverstärker

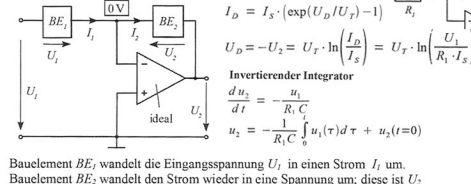


$U_{ID} = U_{IP} - U_{IN}$ ;  $U_2 = U_{ID} \cdot A_{UD} = (U_{IP} - U_{IN}) \cdot A_{UD}$

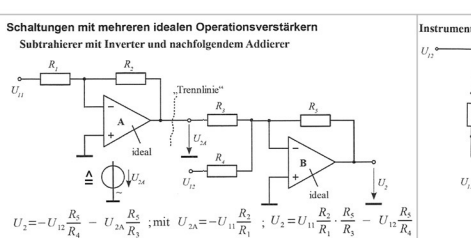
**Allgemeine Analyseverfahren für gegengekoppelte Schaltungen mit idealem OPV**

- Schritt:  $I_{IP} = 0$ ,  $I_{IN} = 0$  setzen. Welche Konsequenzen ergeben sich daraus für die Schaltung?
- Schritt:  $U_{IP}$  bestimmen.
- Schritt: Die Spannung  $U_1$  am Ausgang des OPVs stellt sich so ein, dass am Eingang des OPV gilt:  $U_{ID} = 0$  bzw.  $U_{IP} = U_{IN}$ .

## Rechenhaltungen



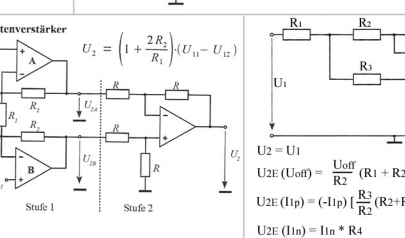
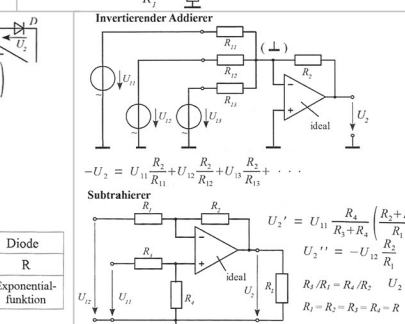
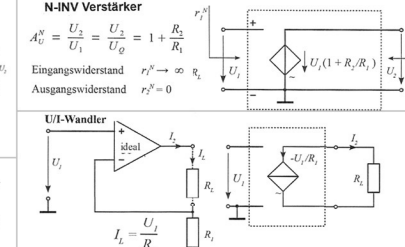
$BE_1$	R	R	L	C	R	Diode
$BE_2$	R	C	R	R	Diode	R
<b>Funktion</b>	INV Verstärker	Integrator	Integrator	Differenzierer	Logarithmierer	Exponentialfunktion



**Schaltungen mit mehreren idealen Operationsverstärkern**

Subtrahierer mit Inverter und nachfolgendem Addierer

$U_2 = -U_{12} \frac{R_4}{R_3} - U_{11} \frac{R_2}{R_1}$ ; mit  $U_{2max} = -U_{11} \frac{R_2}{R_1}$ ;  $U_2 = U_{11} \frac{R_2}{R_1} \frac{R_3}{R_4} - U_{12} \frac{R_4}{R_3}$

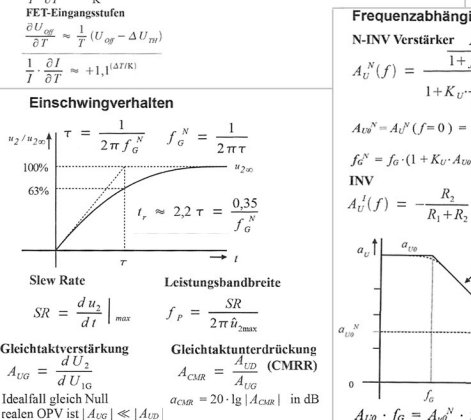


**AC-Fehlgrößen**

**Betriebs-eigenschaft**

N-INV Verstärker:  $A_V^N = \frac{A_{UD}}{1 + \frac{R_1}{R_2} \cdot A_{UD}}$

INV Verstärker:  $A_V^I = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{A_{UD}}{1 + \frac{R_1}{R_2} \cdot A_{UD}}$



**Nichtideale Eigenschaften**

**DC-Fehlgrößen**

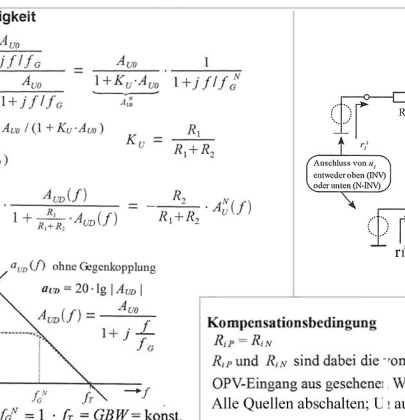
Setzt man  $U_{ID} = -U_{off}$ , so wird  $U_2 = 0$  V

$I_b = (I_{IP} + I_{IN})/2$ ;  $I_{IP} = I_b + I_{off}/2$ ;  $I_{IN} = I_b - I_{off}/2$

**Temperaturabhängigkeit**

bipolare Eingangsstufen:  $\frac{1}{U_{off}} \frac{\partial U_{off}}{\partial T} \approx \frac{1}{T} \approx 0,33\% / K$

FET-Eingangsstufen:  $\frac{1}{U_{off}} \frac{\partial U_{off}}{\partial T} \approx -1\% / K$



**AC-Fehlgrößen**

**Betriebs-eigenschaft**

N-INV Verstärker:  $A_V^N = \frac{A_{UD}}{1 + \frac{R_1}{R_2} \cdot A_{UD}}$

INV Verstärker:  $A_V^I = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{A_{UD}}{1 + \frac{R_1}{R_2} \cdot A_{UD}}$

**Passive und aktive RC-Schaltungen**

**komplexe Frequenz**  $s = \sigma + j\omega$

$u(t) = \hat{u} \cdot e^{st} = \hat{u} \cdot e^{\sigma t} \cdot e^{j(\omega t + \varphi)}$

$u(t) = \text{Re}\{u(t)\} = \hat{u} \cdot e^{\sigma t} \cdot \cos(\omega t + \varphi)$

**Widerstand (Impedanz) Leitwert (Admittanz)**

$Z_L = s \cdot L$ ;  $Y_L = \frac{1}{s \cdot L}$

$Z_C = \frac{1}{s \cdot C}$ ;  $Y_C = s \cdot C$

**Passive RC-Schaltungen**  $A_V = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2}$

$Z_1$	$Z_2$	Funktion	Betragsverlauf
$R_1$	$\frac{1}{s \cdot C_2}$	RC-Tiefpass ohne Grunddämpfung	
$R_1$	$R_2 \parallel \frac{1}{s \cdot C_2}$	RC-Tiefpass mit Grunddämpfung	
$\frac{1}{s \cdot C_1}$	$R_2$	RC-Hochpass ohne Grunddämpfung	
$R_1 + \frac{1}{s \cdot C_1}$	$R_2$	RC-Hochpass mit Grunddämpfung	
$R_1 \parallel \frac{1}{s \cdot C_1}$	$R_2$	$f \rightarrow 0$ : Spannungsteiler $f \rightarrow \infty$ : $a_U = 0$ dB	
$R_1$	$R_2 + \frac{1}{s \cdot C_2}$	$f \rightarrow 0$ : $a_U = 0$ dB $f \rightarrow \infty$ : Spannungsteiler	
$R + \frac{1}{s \cdot C}$	$R \parallel \frac{1}{s \cdot C}$	RC-Bandpass; „Wien-Glied“	

**Frequenzabhängigkeit**

N-INV Verstärker:  $A_{VN}^N(f) = \frac{1}{1 + jf/f_G} = \frac{A_{UD}}{1 + jf/f_G} \cdot \frac{1}{1 + K_V \cdot A_{UD}}$

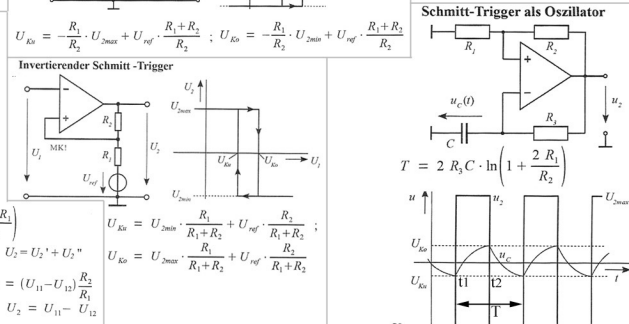
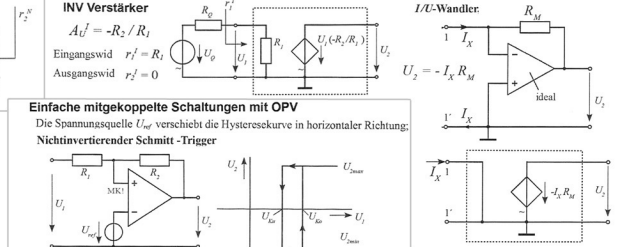
INV Verstärker:  $A_{VI}^I(f) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{1 + jf/f_G} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot A_{VN}^N(f)$

**Kompensationsbedingung**

$R_{1P} = R_{1N}$

$R_{1P}$  und  $R_{1N}$  sind dabei die vom jeweiligen OPV-Eingang aus gesehene Widerstände.

Alle Quellen abschalten; U: auf Masse



**Schmitt-Trigger als Oszillator**

$T = 2 \cdot R_3 \cdot C \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$

**Spg ohne Umschaltvorgang:**

$u(t) = U_{ku} + (U_{2max} - U_{ku})(1 - e^{-t/\tau})$

$\tau = R_3 \cdot C$   $U_{ku} = U_{2min} = R_1 / (R_1 + R_2)$

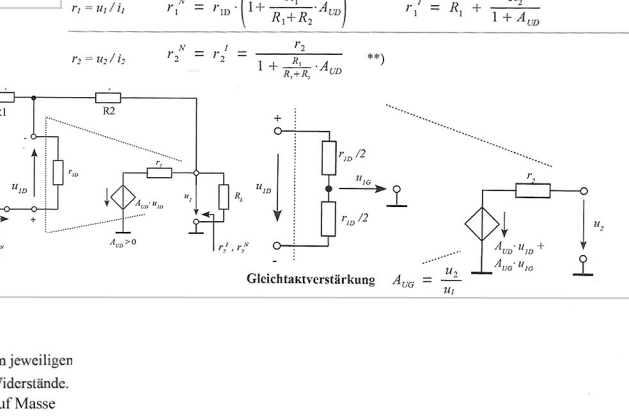
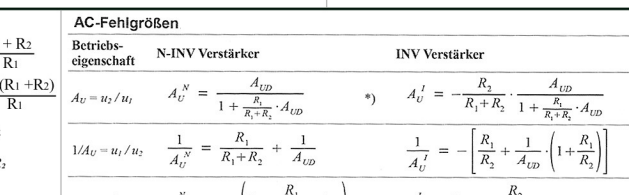
**Zeit des Umschaltens:**

$u(t_2) = U_{ku} = U_{ku} + (U_{2max} - U_{ku})(1 - e^{-t_2/\tau})$

$\Rightarrow$  auflösen nach  $t_2 = R_3 \cdot C \cdot \ln(1 + 2R_1/R_2)$

**Schwingfrq:**

$f = 1/T = 1/(2 \cdot T)$



**Übertragungsfunktion einer Kettschaltung**

$A_{VGES}(s) = \prod_{i=1}^n A_{Vi}$  bzw.  $a_{VGES} = \prod_{i=1}^n a_{Vi}$

$A_{VGES}(s) = A_{UD} \cdot \left( \frac{1+sC_1R_1}{1+sC_1R_2} \right) \cdot \left( \frac{1+sC_2R_2}{1+sC_2R_3} \right) \cdot \dots \cdot \left( \frac{1+sC_nR_n}{1+sC_nR_{n+1}} \right)$

**Koeffizientenvergleich**  $s_{z1} = -\frac{1}{(C_1 R_1)}$

Systemfunktion	Übertragungsfunktion	Ortskurve	P-N-Plan	Bode-Diagramm	Bemerkungen
$A(s) = \pm A_0$	$A(\omega) = \pm A_0$				Konstante Verstärkung/Dämpfung Phasenmargin für $A_0 < 0$ Proportional-Element (P-Element)
$A(s) = \frac{s}{s_1}$	$A(\omega) = \frac{j\omega}{j\omega_1} = \frac{f}{f_1}$				idealer Integrator I-Element $ A  = 1$ bzw. $a = 0$ dB bei $f = f_1$
$A(s) = \frac{s}{s_1}$	$A(\omega) = \frac{j\omega}{j\omega_1} = \frac{f}{f_1}$				idealer Differenzierer D-Element $ A  = 1$ bzw. $a = 0$ dB bei $f = f_1$
$A(s) = \frac{1}{1 - \frac{s}{s_p}}$	$A(\omega) = \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_p}}$				Tiefpass 1. Ordnung (z.B. RC-TP) PTI-Element „rechter“ Pol
$A(s) = \frac{s}{1 - \frac{s}{s_p}}$	$A(\omega) = \frac{j\omega}{1 + \frac{j\omega}{\omega_p}}$				Hochpass 1. Ordnung (z.B. RC-HP) DTI-Element
$A(s) = 1 - \frac{s}{s_2}$	$A(\omega) = 1 + \frac{j\omega}{\omega_2}$				reelle Nullstelle ( $s_2 < 0$ ) PD-Element
$A(s) = 1 - \frac{s_2}{s}$	$A(\omega) = 1 + \frac{j\omega}{\omega_2}$				reelle Nullstelle ( $s_2 < 0$ ) PI-Element

# Rückkopplung

**Übertragungsfunktion:** des Verstärkers ohne RK (offene Verstärkung) des RK-Netzwerkes

$$A = \frac{S_2}{S_1} = \frac{u_2/u_1}{i_1/i_2} = \frac{U_2/S_2}{U_1/S_1} = \frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{S_1}{S_2}$$

**Übertragungsfunktion des rückgekoppelten Verstärkers**  
 Betreibensverstärkung, Closed Loop Gain

$$A^R = \frac{S_2^R}{S_1^R} = \frac{A \cdot S_1}{S_1 + S_2} = \frac{A \cdot S_1}{S_1 + A \cdot K} = \frac{A}{1 + A \cdot K}$$

**Nichtinvertierender Verstärker**  
 $A_S = A_U \cdot R_1 / (R_1 + R_2) = A_U \cdot K_U$   
 $A_S = A_{SR}$

**Invertierender Verstärker**  
 $A_S = \frac{i_{2K,KS}}{i_1} = A_2' \cdot K_Y = r_1 \cdot A_U \cdot G_2 = \frac{r_1 \cdot A_U}{R_2}$   
 $A_{SR} = A_U \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

**Frequenzgang**  
 oberhalb der  $f_{SR}$  ist  $a^R = a_v$   
 unterhalb der  $f_{SR}$  ist  $a^R = -k_v$

Verstärker-Eigenschaft	Rückkopplungsart			
	U/U-RK => N-INV	U/I-RK => INV	I/U-RK => Trans. Schalt	(I/I-RK)
Spannungsverstärkung $A_U^R$	$\frac{A_U}{1 + A_S}$	$A_U$	$\frac{A_U}{1 + A_S}$	$A_U$
Stromverstärkung $A_I^R$	$A_I$	$\frac{A_I}{1 + A_S}$	$A_I$	$\frac{A_I}{1 + A_S}$
Eingangswiderstand $r_{iR}$	$r_i(1 + A_S)$	$\frac{r_i}{1 + A_S}$	$r_i(1 + A_S)$	$\frac{r_i}{1 + A_S}$
Ausgangswiderstand $r_{oR}$	$\frac{r_o}{1 + A_{SR}}$	$\frac{r_o}{1 + A_{SR}}$	$r_o(1 + A_{SR})$	$r_o(1 + A_{SR})$
Bandbreite $f_{BR}^R = b^R$	$\frac{GBW}{A_U} = b(1 + A_S)$		Gültig für alle Rückkopplungsarten, unmittelbar jedoch nur für die stabilisierte Übertragungsfunktion.	
Änderungsfaktor für Klirren	$\frac{1}{1 + A_S}$			
Stabilitätsfaktor (Empfindlichkeit gegen Parameteränderungen)	$\frac{1}{1 + A_S}$			
Änderung der Ein- und Ausgangswiderstände unter Einfluß der GK:				
Eingangswiderstand	↑	↓	↑	↓
Ausgangswiderstand	↓	↓	↑	↑

### Die vier Grundarten der Rückkopplung

Kurzbezeichnung	Signal am Ausgang	Signal am Eingang	Stabilisierte Übertragungsfunktion der gegengekoppelten Schaltung
U/U-RK	U	U	$A_U^R = u_2^R / u_1^R$ Spannungsverstärkung
I/U-RK	I	U	$A_I^R = i_2^R / u_1^R$ Stromverstärkung
U/I-RK	U	I	$A_U^R = u_2^R / i_1^R$ Transimpedanz
I/I-RK	I	I	$A_I^R = i_2^R / i_1^R$ Transadmittanz

**U/U-RK** Rechen-Parallel-RK, Series-Shunt Feedback  
 $A_U \rightarrow \infty; r_2 = 0; A_2 \rightarrow \infty; u_1 = 0$

**I/U-RK** Rechen-Reihen-RK, Series-Series Feedback  
 $A_U \rightarrow \infty; r_2 = 0; A_2 \rightarrow \infty; u_1 = 0$

**U/I-RK** Parallel-Parallel-RK, Shunt-Shunt Feedback  
 $A_U \rightarrow \infty; r_2 = 0; A_2 \rightarrow \infty; u_1 = 0$

**I/I-RK** Parallel-Reihen-RK, Shunt-Series Feedback  
 $A_U \rightarrow \infty; r_2 = 0; A_2 \rightarrow \infty; u_1 = 0$

**Stabilität rückgekoppelter Verstärker**  
 Definition: Ein rückgekoppeltes System ist stabil, wenn die Ortskurve der Schleifenverstärkung  $A_S(f)$  durchlaufen von  $\infty$  bis  $-\infty$  den Punkt  $(-1 + j0)$  der komplexen Ebene weder umschließt noch durchdringt. Die Ortskurve darf dabei den Kreis für  $|A_S(f)| = 1$  nur einmal schneiden.

**Phasenrand  $\rho$**   
 $\rho = \varphi_{AS}(f_{SR}) + 180^\circ$   
 $\varphi_{AS}(f_{SR}) = \arctan(A_S(f_{SR}))$

Ein rückgekoppelter Verstärker ist stabil, wenn sein Phasenrand  $\rho > 0$  ist. Die Schleifenfrequenz  $f_{SR}$  ist die Frequenz bei der der Betrag der Schleifenverstärkung gleich eins ist:  $|A_S(f_{SR})| = 1$

**Ermittlung des Phasenrandes**  
 $A_S = A_U \frac{1}{K_V} \Rightarrow a_S = a_v - (-k_v)$

$k_v$  ist die Spiegelung des Betragsverlaufs von  $k_v$  an der 0-dB-Achse. Die Schleifenfrequenz  $f_{SR}$  ist die Frequenz, bei der sich die beiden Kurven  $a_v(f)$  und  $-k_v(f)$  schneiden.

**Verhalten von Verstärkern mit unzureichendem Phasenrand  $\rho$**   
 Verhalten im Zeitbereich: Überschwingen („Klingeln“) mit  $f < f_{SR}$   
 Verhalten im Frequenzbereich: ausgeprägte „Resonanzüberhöhung“ bei  $f \approx f_{SR}$

Definition: Überschwingen in Prozent  
 $q = \frac{u_{2M} - u_{2\infty}}{u_{2\infty}} \cdot 100$

Definition: Resonanzüberhöhung in dB  
 $\hat{u}_{1UR} = a_{UR}^R - a_{GK}^R \approx 20 \log \left( \frac{1}{2 \cdot \sin(\rho/2)} \right)$

**Verstärkungsprinzip**  
 unterschiedliche DC- und AC-Schaltszustände  
 Leitwert  $\alpha_{DC} \rightarrow \infty$  DC Unter. AC KzSch.  
 Leitwert  $\alpha_{AC} = 0$   
 $U_A(t) =$  Wechselschaltung des Uchl. (=Masse bei AC)

AC  $R_o = R_C \parallel R_L$  DC  $R_o = R_E + R_C$

## Transistorschaltungen

### Bipolare Transistoren npn

**npn**  
 $I_C = B \cdot I_B$   
 $I_E > 0, U_{CE} > 0$

**pnp**  
 $I_C = B \cdot I_B$   
 $I_E < 0, U_{CE} < 0$

**pnp-Prägung brauchbar**  
 $\frac{\partial B/\partial T}{\partial T} \approx 1\% / K$   
 $I_C^0 = B \cdot I_B^0$  Arbeitsgerade:  $I_B = \frac{U_B - U_{BE}}{R_B} \approx \frac{U_B - 0,6V}{R_B}$   
 $U_{CE}^0 = U_C - I_C^0 \cdot R_C$

### Feldeffekt-Transistoren (FET)

**Ohmischer Bereich:**  $I_D = \pm \beta \left[ (U_{GS} - U_{TH}) U_{DS} - \frac{1}{2} U_{DS}^2 \right]$   
 $|U_{DS}| < |U_{DSsat}|$

**Sättigungsbereich:**  $I_D = \pm \frac{\beta}{2} (U_{GS} - U_{TH})^2 \Leftrightarrow U_{GS} = U_{TH} \pm \sqrt{\frac{2|I_D|}{\beta}}$   
 $|U_{DS}| \geq |U_{DSsat}|$   
 $U_{DSsat} = U_{GS} - U_{TH}$   
 $\beta = K \cdot \frac{W}{L}$

**Feldeffekt**  
 $\frac{1}{r_{DS}} = \beta |U_{GS}^0 - U_{TH} - U_{DS}|$   
 $r_{DS} = \frac{\partial U_{DS}}{\partial I_D} = \frac{u_{DS}}{I_D} = \frac{1 + \lambda |U_{DS}^0|}{\lambda |I_D^0|} \approx \frac{1}{\lambda |I_D^0|}$

**Graphische Bestimmung des APs**  
 FET im Sättigungsbereich  
 $U_{DS}^0 = U_G - I_D^0 (R_S + R_D) \geq U_{DSsat}$   
 zeichne die  $R_S$ -Arbeitsgerade und die Übertragungskennlinie des FETs. Schnittpunkt:

### p-Kanal-MOSFET

$I_D = -\frac{\beta}{2} (U_{GS} - U_{TH})^2$   
 $U_{GS} = U_{TH} - \sqrt{\frac{2|I_D|}{\beta}}$   
 $U_{DSsat} = U_{GS} - U_{TH} < 0$

**n-Kanal-MOSFET**  
 $I_D = +\frac{\beta}{2} (U_{GS} - U_{TH})^2$   
 $U_{GS} = U_{TH} + \sqrt{\frac{2|I_D|}{\beta}}$   
 $U_{DSsat} = U_{GS} - U_{TH} > 0$

**Aussteuerungsgrenzen**  
 $\hat{u}_{2max} = \min(I_C^0, (U_{CE}^0 - U_{CEsat}))$   
 $\hat{u}_{2max} = \min(U_D^0, (U_{DS}^0 - U_{DSsat}))$

### Kleinsignal-Ersatzschaltungen

**Bipolar:**  
 $g_m = \partial I_C / \partial U_{BE,AP} = i_C / u_{BE} = I_C^0 / U_T$   
 $\beta = \partial I_C / \partial I_B, AP = i_C / i_B = B$   
 $r_{CE} = \partial U_{CE} / \partial I_C = u_{CE} / i_C = (U_{CE}^0 + U_T) / I_C^0 \approx U_T / I_C^0$   
 $r_{BE} = \partial U_{BE} / \partial I_B, AP = u_{BE} / i_B = \beta I_m = \beta r_m$

**FET:**  
 $g_m = \partial I_D / \partial U_{GS} = \beta |U_{GS}^0 - U_{TH}|$   
 $r_{DS} = \frac{1}{\lambda |I_D^0|}$

### Stromquellen

$I_{SQ} = |I_C^0| = \frac{U_B - U_{BE}^0}{R_E}$   
 $r_{SQ} = r_{CE} (1 + g_m R_E)$

$I_{SQ} = |I_D^0| = \frac{U_B - U_{GS}^0}{R_S}$   
 $r_{SQ} = r_{DS} (1 + g_m R_S)$

### Stromspiegel

$r_{SQ} = r_{DS2} (1 + g_m R_S)$   
 $g_m = \sqrt{2 K I_{SQ} W / L}$   
 $r_{DS2} = U_{GS}^0 / I_{SQ}$

### Spannungsquellen

DC:  $U_{U0} \approx 0,6V$   
 AC:  $U_D = U_K + I_D R_D$   
 mit  $R_D \approx r_m = U_T / I_D^0$

### Verstärkerstufe mit I/U-Gegenkopplung

Emitterwiderstand  $R_E$  nicht mit  $C_E$  überbrückt  
 => Emitter liegt nicht direkt auf Masse im AC - ESchB Bipolar

$A_S = g_m R_C$	$A_S^R = \frac{g_m R_C}{1 + g_m R_C}$	$r_{iR} = \beta r_m$	$\beta r_m$	$\infty$
$r_{iR} = \frac{r_m}{1 + \beta}$	$r_{iR}^R = r_{iR} (1 + A_S)$	$r_{oR} = r_{CE}$	$r_{oR} = r_{DS}$	
$r_{oR} = \frac{r_m}{1 + \beta}$	$r_{oR}^R = r_{oR} (1 + A_S)$	$R_K$	$R_E$	$R_S$

### Analyse einstufiger RC-Transistorverstärker

● AC-Ersatzschaltbild der Transistorstufe. Kondensatoren werden eliminiert

● Betriebsgrößen für Vorwärtsbetrieb  $r_{iR}, A_S$  bzw.  $A_S^R$  in Abhängigkeit von  $r_m$  nach Tabelle  
 ● Betriebsgrößen der Verstärkerstufe  $r_{iR}, A_S$  und  $A_S^R$  aus den Betriebsgrößen der Transistorstufe ( $r_{iR}, A_S$  und  $A_S^R$ ) und  $R_E$   
 Um  $A_{oR}$  zu bestimmen, außerdem  $R_E$

$r_{iR} = r_{iR} \parallel R_K$   
 $A_S = \frac{u_{iR}}{u_{iR}} = A_{iR}$   
 $A_S^R = \frac{u_2}{u_1} = \frac{u_2}{u_{iR}} \cdot \frac{u_{iR}}{u_1} = A_{iR} \cdot A_{iR} = -\frac{g_m r_{iR}}{1 + g_m R_E} \cdot \frac{r_{iR}}{r_{iR}}$

● Eingangsspannungsquelle kurzgeschlossen und „Testspannungsquelle“  $u_{2P}$  anstelle  $R_L$   
 ● Ausgangswiderstand  $r_{oR}$  nach Tabelle  
 ● Ausgangswiderstand der Verstärkerstufe  $r_{oR}$  aus  $r_{oR}$  und  $R_E$   
 $r_{oR} = r_{oR} \parallel R_E$

### Differenzverstärker mit aktiven Lasten

Verbesserung der Gleichtakterückdrückung

$g_{m1} = g_{m2} = g_m = I_{DQ} / U_T$   
 $i_1 = g_m u_1 = 2 I_1$   
 $i_2 = g_m u_2 = 2 I_2$

Reine Differenzsteuerung (Kleinsignalbetrieb)  
 $I_{BE} = \varphi_E + \varphi_{U2} / R_E$   
 $\varphi_{C2} = U_{C2}^0 = U_{C2}^0 - U_{BE}^0 = U_{C2}^0 - U_{BE}^0$

Reine Gleichtaksteuerung (Kleinsignalbetrieb)  
 Re in parallel  $2R_E$  Querstrom  $I_Q = 0$   
 $A_{GS} = \frac{-g_m r_{GS}}{1 + 2g_m R_E} \approx -\frac{r_{GS}}{2R_E}$  für  $2g_m R_E \gg 1$   
 symmetrischer  $A_G \approx \frac{-r_{GS} (-r_{GS})}{2R_E} = 0$  für  $r_{GS} = r_{GS}$

Falls  $\Delta r_m = r_{m1} - r_{m2}$   
 $A_G = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-\Delta r_m}{2R_E}$

	E-GS	(B-GS)	C-GS
Spannungsverstärkung $A_U = u_2 / u_1$	$-g_m r_o'$	$g_m r_o'$	$\frac{r_o'}{r_m + r_o'} < 1$
Stromverstärkung $A_I = i_2 / i_1$	$\beta \frac{r_o'}{r_m}$	$-\beta$	$-\beta \frac{r_o'}{r_m}$
Eingangswiderstand $r_{iR}$	$\beta r_m$	$r_m$	$\beta (r_m + r_o')$
Ausgangswiderstand $r_{oR}$	$r_{CE}$	$r_{CE} (1 + g_m r_o')$	$r_m + \frac{r_o}{\beta}$

	S-GS	(G-GS)	D-GS
Spannungsverstärkung $A_U = u_2 / u_1$	$-g_m r_o'$	$g_m r_o'$	$\frac{r_o'}{1/g_m + r_o'} < 1$
Stromverstärkung $A_I = i_2 / i_1$	---	-1	---
Eingangswiderstand $r_{iR}$	$\rightarrow \infty$ (ist kapazitiv)	$1/g_m$	$\rightarrow \infty$ (ist kapazitiv)
Ausgangswiderstand $r_{oR}$	$r_{DS}$	$r_{DS} (1 + g_m r_o')$	$1/g_m$

### Differenzverstärker

Ruhelage  $u_{1R} = u_{2R} = 0$   
 $U_{BE0} = U_{BE0} = -\varphi_{Q0} \approx 0,7V$   
 $I_{C0}^0 = I_{C0}^0 = I_{E0}^0 = I_{BE0} / 2$

mit  $I_{BE} = (\varphi_E + \varphi_{U2}) / R_E$   
 $\varphi_{C2} = U_{C2}^0 = U_{C2}^0 - U_{BE}^0 = U_{C2}^0 - U_{BE}^0$

**Reine Differenzsteuerung (Kleinsignalbetrieb)**  
 $I_{BE} = \varphi_E$  konst  $\varphi_E$  virtuelle Masse  
 $A_{iR} = \frac{u_{2a}}{u_{1D}} = \frac{u_{2a}}{2u_1} = -\frac{g_m r_{GS}}{2}$  mit  $r_{GS}' = r_{GS} \parallel R_E$   
 $A_{D0} = u_{2b} / u_{1D} > 0$   
 Annahme  $r_{GS} = r_{GS} = r_m$   
 $A_{D0} = \frac{u_2}{u_1} = -g_m r_m'$

**Reine Gleichtaksteuerung (Kleinsignalbetrieb)**  
 Re in parallel  $2R_E$  Querstrom  $I_Q = 0$   
 $A_{GS} = \frac{-g_m r_{GS}}{1 + 2g_m R_E} \approx -\frac{r_{GS}}{2R_E}$  für  $2g_m R_E \gg 1$   
 symmetrischer  $A_G \approx \frac{-r_{GS} (-r_{GS})}{2R_E} = 0$  für  $r_{GS} = r_{GS}$

Falls  $\Delta r_m = r_{m1} - r_{m2}$   
 $A_G = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-\Delta r_m}{2R_E}$

Differenzspannung  $u_{1D} = u_{1a} - u_{1b}$   
 Gleichtaktspannung  $u_{1G} = (u_{1a} + u_{1b})/2$

**Gleichtakterückdrückung**  
 asymmetrischer  $A_{CMR(a)} = \frac{A_{D0}}{A_{GS}} = g_m R_E$   
 symmetrischer  $A_{CMR} = \frac{A_{D0}}{\Delta r_m / r_m} = \frac{2g_m R_E}{\Delta r_m / r_m}$

Differenzspannung  $u_{1D} = u_{1a} - u_{1b}$   
 Gleichtaktspannung  $u_{1G} = (u_{1a} + u_{1b})/2$

**Differenzspannung**  
 $r_{1D} = \frac{u_{1D}}{i_{1D}} = 2\beta r_m$   
 mit  $r_m = \frac{U_T}{I_C^0}$

### Großsignalverhalten

**Differenzsteuerbereich**  
 maximale Steigung:  
 $\frac{\partial C_2 / \partial U_{1D}}{U_{1D}} = I_D / 2U_T = g_m / 2$

Differenzsteuerbereich überschreiten  
 gemeinsame Emitter- bzw. Source-Potential folgt stets dem leitenden Transistor des Pärchens  
 Steuerspannung  $U_{BE}$  bzw.  $U_{GS}$  den Strom  $2I_C$

**Slew Rate**  
 Transistoren wie ein einpoliger Umschalter  
 Last:  $\tau = R_C C_2$   
 ohne vollem Ausgangshub  $\frac{d u_2 / d t}{d t} = 2I_C / C_2$   
 jedem Hub  $\tau = R_C C_2$

**aktive Last**  $|d u_2 / d t| = SR = I_D / C_2$   
**Stromspiegel**  $|d u_2 / d t| = SR = 2I_D / C_2$