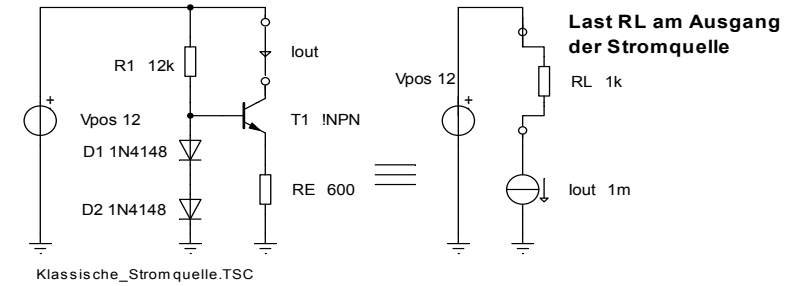


Grundschialtung	typische Anwendung der Grundschialtung	Ein- und Ausgangswiderstände des Transistors		Verstärkung (Spannungs- bzw. Stromverstärkung)	
		$r_{in}$	$r_{out}$	$A_v$	$A_i$
<b>Emitterschialtung</b>	Verstärker für tiefe bis mittlere Frequenzen	gross	gross	gross	gross
<b>Basisschialtung</b>	Verstärker für hohe Frequenzen (HF-Verstärker)	klein	gross	gross	$\approx 1$
<b>Kollektorschialtung (Emitterfolger)</b>	Impedanzwandler, Leistungstreiber	gross	klein	$\approx 1$	gross

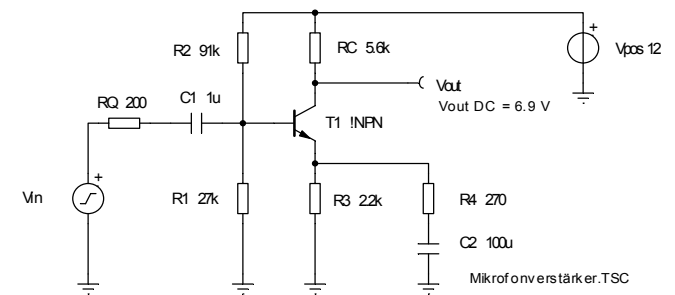
Grundschialtung	typische Anwendung der Grundschialtung	Ein- und Ausgangswiderstände des Transistors	
		$r_{in}$	$r_{out}$
<b>Source-Schialtung</b>	Verstärker für tiefe bis mittlere Frequenzen	gross	gross
<b>Gate-Schialtung</b>	Verstärker für hohe Frequenzen (HF-Verstärker)	klein	gross
<b>Drain-Schialtung (Source-Folger)</b>	Spannungsfolger ( $A = 1$ ) Impedanzwandler Leistungstreiber	gross	klein

Transistor-typ	Bipolar-Transistor (genormte Symbole)		Feldeffekt-Transistor (auch Unipolar-Transistor genannt) (genormte Symbole)				
	Leitungstyp (Schichtfolge)	NPN-Schichtfolge	PNP-Schichtfolge	N-Kanal (JFET)	P-Kanal (JFET)	N-Kanal (MOSFET)	P-Kanal (MOSFET)
Symbol							
				selbstleitend	selbstleitend	selbstleitend	selbstleitend
						selbstsperrend	selbstsperrend

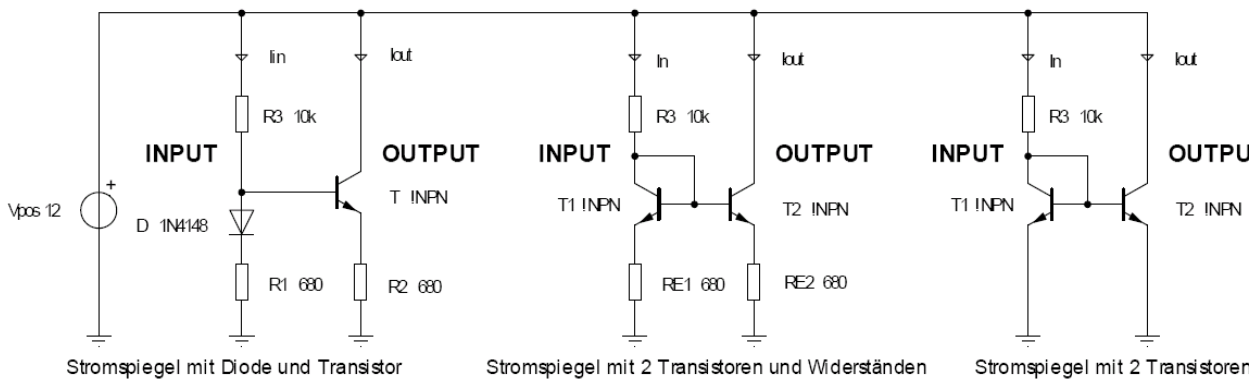
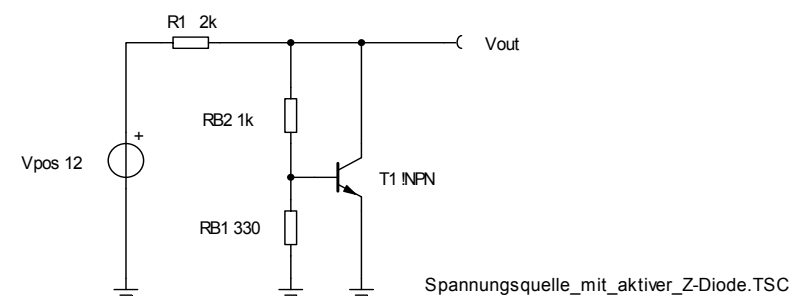
### Klassische Stromquelle



### Mikrofonverstärker



### Parallel- oder Shunt-Spannungsregler



Transistor ersetzt Diode:  
Da geringerer Leckstrom  
(100 mal kleiner), aber kleinere  
Sperrspannung (6 – 9V)

Die beiden Transistoren  
müssen thermisch  
miteinander gekoppelt  
sein.

Nur bei Chip-Design:  
R\_E weglassen.

### 3.1.1 Invertierender Verstärker S3-7

Beim invertierenden Verstärker ist die Ausgangsspannung gegenphasig zur Eingangsspannung.

Closed-Loop Spannung:

$$A_{CL} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_F}{R_1}$$

$$i_1 = \frac{v_{in} + v_d}{R_1}$$

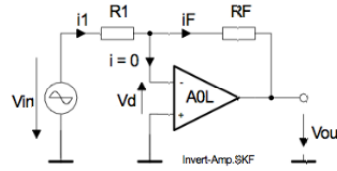
$$i_F = -\frac{v_{out} + v_d}{R_F}$$

Ausgangswiderstand des I-Verstärkers:

$$r_{out} = 0\Omega$$

Eingangswiderstand des I-Verstärkers:

$$r_{in} = R_1$$



### 3.1.2 Nichtinvertierender Verstärker S3-10

Beim nichtinvertierenden Verstärker ist die Ausgangsspannung gleichphasig zur Eingangsspannung.

Closed-Loop Gain:

$$A_{CL} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_F}{R_1} + 1$$

$$i_1 = \frac{v_{in} - v_d}{R_1}$$

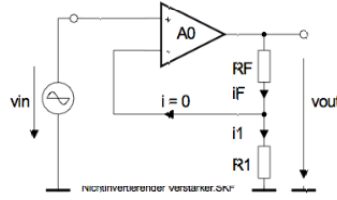
$$i_F = \frac{v_{out} - v_d}{R_F + R_1}$$

Ausgangswiderstand des NI-Verstärkers:

$$r_{out} = 0\Omega$$

Eingangswiderstand des NI-Verstärkers:

$$r_{in} = \infty$$



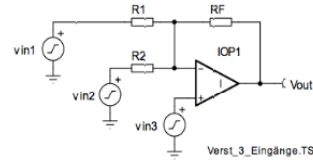
### 3.1.3 Verstärker mit mehreren Eingängen S3-12

$$A_{CL1} = -\frac{R_F}{R_1}$$

$$A_{CL2} = -\frac{R_F}{R_2}$$

$$A_{CL3} = \frac{R_F + (R_1 // R_2)}{(R_1 // R_2)}$$

$$v_{out} = A_{CL1}v_1 + A_{CL2}v_2 + A_{CL3}v_3 = -\frac{R_F}{R_1}v_1 - \frac{R_F}{R_2}v_2 + \frac{R_F + (R_1 // R_2)}{(R_1 // R_2)}v_3$$

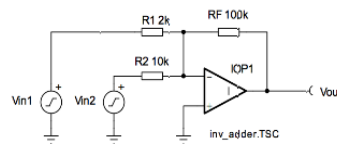


### 3.1.4 Invertierender Addierer S3-20

$$V_{out} = A_{CL1}V_{IN1} + A_{CL2}V_{IN2} + \dots$$

$$A_{CL1} = -\frac{R_F}{R_1}$$

$$A_{CL2} = -\frac{R_F}{R_2}$$

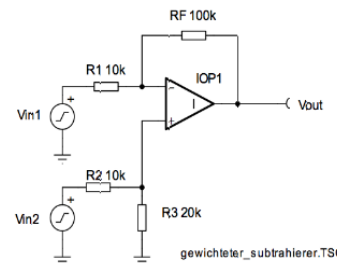


### 3.1.5 Gewichteter Subtrahierer S3-20

$$A_{CL1} = -\frac{R_F}{R_1}$$

$$A_{CL2} = \frac{R_3}{R_3 + R_2} \left( 1 + \frac{R_F}{R_1} \right)$$

$$v_{out} = \frac{R_3}{R_3 + R_2} \left( 1 + \frac{R_F}{R_1} \right) v_{in2} - \frac{R_F}{R_1} v_{in1}$$



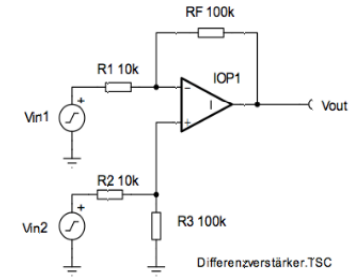
### 3.1.8 Differenzverstärker S3-21

$$A_{diff} = \frac{v_{out}}{(v_{in2} - v_{in1})}$$

Widerstandsbedingung für den Differenzverstärker

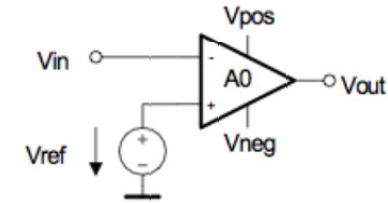
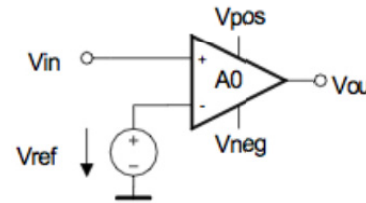
$$\frac{R_F}{R_1} = \frac{R_3}{R_2}$$

$$A_{diff} = \frac{R_F}{R_1} = \frac{R_3}{R_2}$$



### 3.1.9 Komparatorschaltung S3-27

Wenn ein Operationsverstärker als Verstärker ohne Gegenkopplung betrieben wird, spricht man von einer Komparatorschaltung. Der Operationsverstärker wird dann als Komparator betrieben.



Beim nichtinvertierenden Komparator (links)

$$V_{out} = V_{out\ max} = V_{pos} - V_{Rand} \text{ wenn } V_{in} > V_{ref} \pm V_{OS} \text{ bzw. } V_{diff} \pm V_{OS} > 0$$

$$V_{out} = V_{out\ min} = V_{neg} + V_{Rand} \text{ wenn } V_{in} < V_{ref} \pm V_{OS} \text{ bzw. } V_{diff} \pm V_{OS} < 0$$

Beim invertierenden Komparator (rechts)

$$V_{out} = V_{out\ max} = V_{pos} - V_{Rand} \text{ wenn } V_{in} < V_{ref} \pm V_{OS} \text{ bzw. } V_{diff} \pm V_{OS} < 0$$

$$V_{out} = V_{out\ min} = V_{neg} + V_{Rand} \text{ wenn } V_{in} > V_{ref} \pm V_{OS} \text{ bzw. } V_{diff} \pm V_{OS} > 0$$

### 3.1.10 Schmitt-Trigger S3-31

Hysteresespannung:

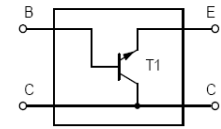
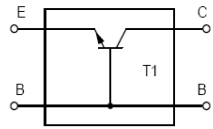
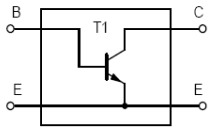
Nichtinvertierender Schmitt-Trigger	Invertierender Schmitt-Trigger
$V_H = (V_{out\ max} - V_{out\ min}) \frac{R_1}{R_F}$	$V_H = (V_{out\ max} - V_{out\ min}) \frac{R_1}{R_1 + R_F}$

Schwellspannung:

Nichtinvertierender Schmitt-Trigger	Invertierender Schmitt-Trigger
$V_{T+} = V_{ref} + (V_{ref} - V_{out\ min}) \frac{R_1}{R_F}$	$V_{T+} = V_{ref} + (V_{out\ max} - V_{ref}) \frac{R_1}{R_1 + R_F}$
$V_{T-} = V_{ref} - (V_{out\ max} - V_{ref}) \frac{R_1}{R_F}$	$V_{T-} = V_{ref} - (V_{ref} - V_{out\ min}) \frac{R_1}{R_1 + R_F}$

# Bipolar-Transistor

## Vierpol Parameter



Vierpole\_in\_3\_Grundsaltungen.TSC

$$\begin{bmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{bmatrix}$$

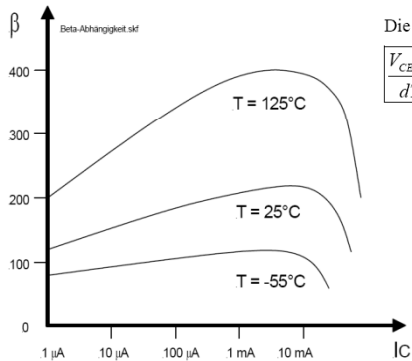
$$\begin{bmatrix} h_{11b} & h_{12b} \\ h_{21b} & h_{22b} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} h_{11c} & h_{12c} \\ h_{21c} & h_{22c} \end{bmatrix}$$

Physikalisches Ersatzelement der Kleinsignal-Ersatzschaltung	h-Parameter (amerikanisch) für Emitterschaltung	h-Parameter (europäisch) für Emitterschaltung	Einheit	Messbedingungen
$r_{BE}$	$h_{ie}$ (input parameter)	$h_{11e}$	$\Omega$	$v_1/i_1 (v_2 = 0)$
$\beta$	$h_{fe}$ (forward transfer parameter)	$h_{21e}$	1	$i_2/i_1 (v_2 = 0)$
$1/r_{CE}$	$h_{oe}$ (output parameter)	$h_{22e}$	$\Omega^{-1}$	$i_2/v_2 (i_1 = 0)$
$\approx C_{CB}/C_{B'E} \rightarrow 0$	$h_{re}$ (reverse transfer parameter)	$h_{12e}$	1	$v_1/v_2 (i_1 = 0)$

## Temperaturabhängigkeit

$\beta$  bzw.  $\beta$  sind vom Kollektor-Ruhestrom  $I_C$  und von der Temperatur  $T$  abhängig (Bild 2-3).  $\beta$  und  $\beta$  wachsen pro Grad Temperaturerhöhung um rund 1 % an (genauer 0.7 %).



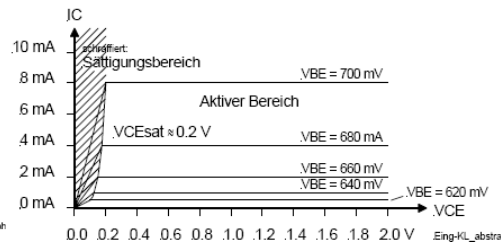
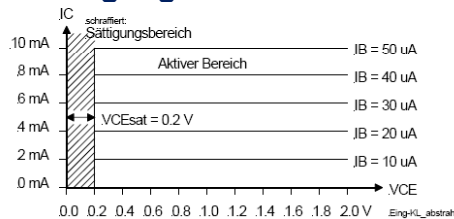
Die CE-Sättigungsspannung (von typisch 0.2V) steigt mit der Temperatur um

$$\frac{V_{CEsat}}{dT} = 0.3 \dots 1 \text{ mV/K an.}$$

$$r_E = \frac{1}{g_m} = \frac{V_{temp}}{I_C} \approx \frac{V_{temp}}{I_E}$$

mit  $V_{temp} = \frac{kT}{e} \approx 26 \text{ mV/K}$

## Ausgangskennlinien

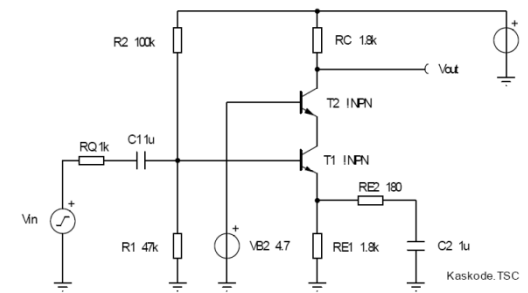


## Kaskodeschaltung

Von einer Transistor-Kaskade spricht man, wenn zwei identische Transistor-Grundsaltungen (z.B. zwei Emitterschaltungen) hintereinander folgen. Man kann zeigen, dass der Verstärkungsfaktor weitgehend demjenigen der einfachen Emitterschaltung entspricht.

$$A = - \frac{R_C}{R_{E1} + r_{E1}'}$$

Die Bandbreite der Kaskode grosser ist als diejenige der Emitterschaltung.



## Regel für die Verstärkungsberechnung bei mehrstufigen Verstärkern:

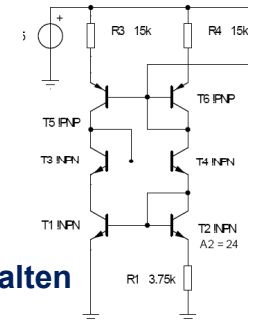
Bei der Berechnung der Verstärkung des ersten Transistors (AT1) darf auf die Belastung durch den Eingangswiderstand des zweiten Transistors verzichtet werden, wenn bei der Berechnung von AT2  $r_{E2}'$  ( $r_{E2}$  plus transformierte Basiswiderstände) statt  $r_{E2}$  verwendet wird. Dieses Verfahren wird empfohlen. Andernfalls muss die Belastung des ersten Transistors durch den Eingangswiderstand des zweiten Transistors berücksichtigt werden. Dieses Verfahren wird nicht empfohlen.

## Stromspiegel

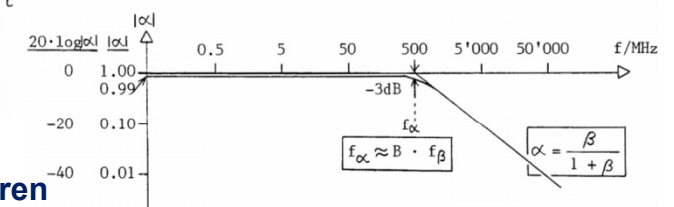
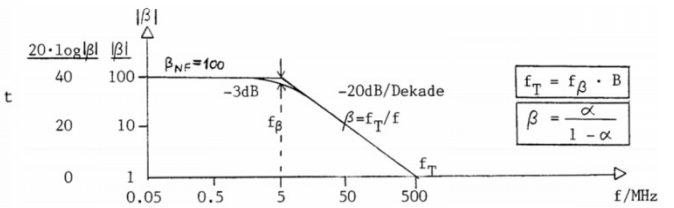
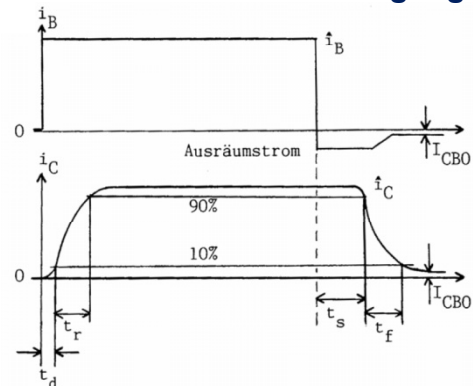
$$I_{R3} = I_{R4} = I_{E1} = I_{E2}$$

$$V_{BE1} - V_{BE2} = \Delta V_{BE} = V_{temp} \ln \left( \frac{A_2 \cdot I_{E1}}{A_1 \cdot I_{E2}} \right)$$

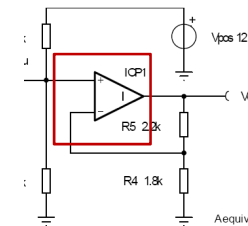
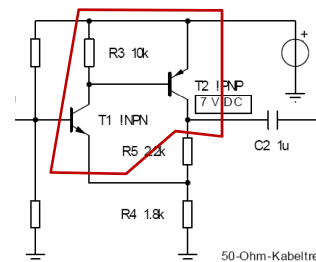
$A_1$  und  $A_2$  sind die sog. Emitterflächen der beiden Transistoren T1 und T2.



## Ein- und Ausschaltvorgänge, Dynamisches Verhalten



## Einfacher OP mit 2 Transistoren



50-Ohm-Kabeltre

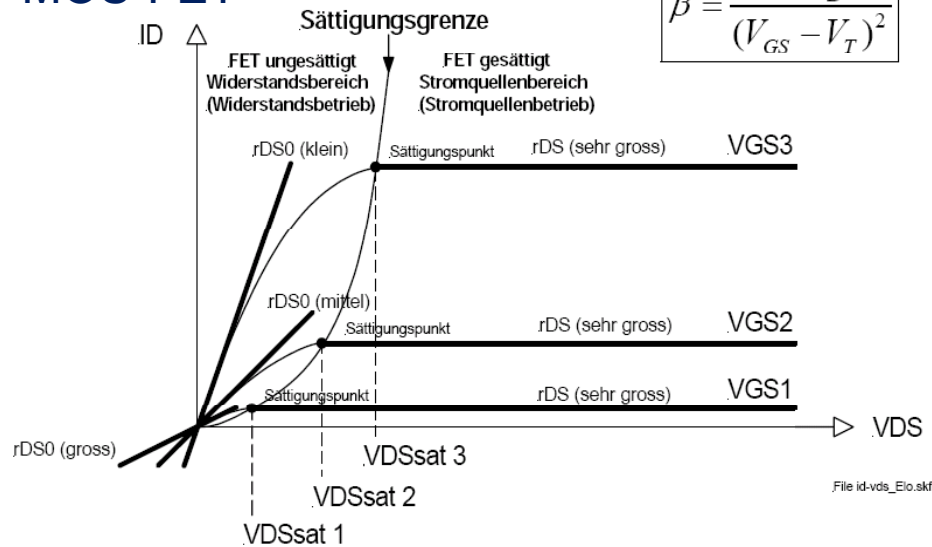
Aequiv

# Feldeffekt-Transistor

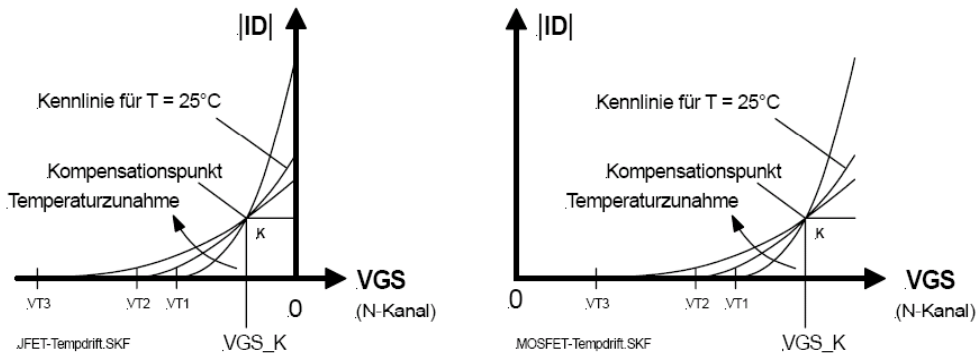
$$\lambda = 0, \beta = k$$

## MOS-FET

$$\beta = \frac{2 \cdot I_D}{(V_{GS} - V_T)^2}$$



## Temperaturabh. der Übertragungskennlinie



Sowohl die Schwellenspannung  $V_T$  als auch die „Steilheit“ der Übertragungskennlinie des FET ändern mit der Temperatur. Dabei „dreht sich“ die Kennlinie um den sog. Kompensationspunkt K. Das gilt sowohl für JFET (Bild 2-8 links) als auch für MOSFET (Bild 2-8 rechts).

### Temperaturabhängigkeit des Transkonduktanzparameters k

Die Temperaturabhängigkeit der „Steilheit“ der Übertragungskennlinie in Bild 2-8 ist eine Folge der veränderten Ladungsträgerbeweglichkeit  $\mu$ . Näherungsweise gilt

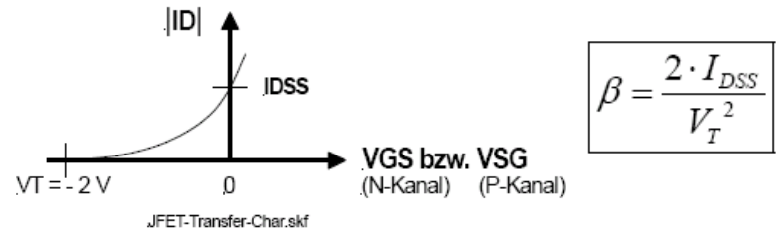
$$k(T) = k(298) \left( \frac{298}{T} \right)^{1.5}$$

### Temperaturabhängigkeit der Schwellenspannung

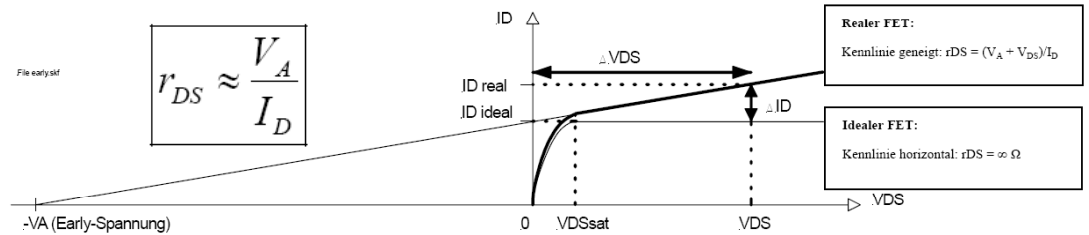
Der Betrag der Schwellenspannung von N- und P-Kanal-Transistoren nimmt mit zunehmender Temperatur ab. Ein typischer Wert ist

$$\frac{d|V_T|}{dT} = -3mV / K$$

# JFET

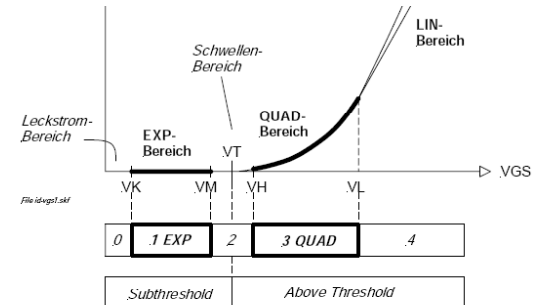


## Drain-Source Widerstand – Early Spannung



## Subthreshold Bereich

In integrierten Schaltungen werden die Transistoren manchmal absichtlich in schwacher Inversion betrieben, so dass wir dort das exponentielle Stromgesetz des sog. EXP-Bereiches benötigen.



## FET Kennlinien

Sperrschichtfet		Mosfet			
		Depletion - Mosfet		Enhancement - Mosfet	
n-Kanal	p-Kanal	n-Kanal	p-Kanal	n-Kanal	p-Kanal
diskrete Verstärker	diskrete Verstärker	diskrete Hochfrequenzverstärker	diskrete Hochfrequenzverstärker	diskrete Leistungsverstärker	diskrete Leistungsverstärker
analoge ICs	analoge ICs	digitale ICs	digitale ICs	digitale ICs	digitale ICs