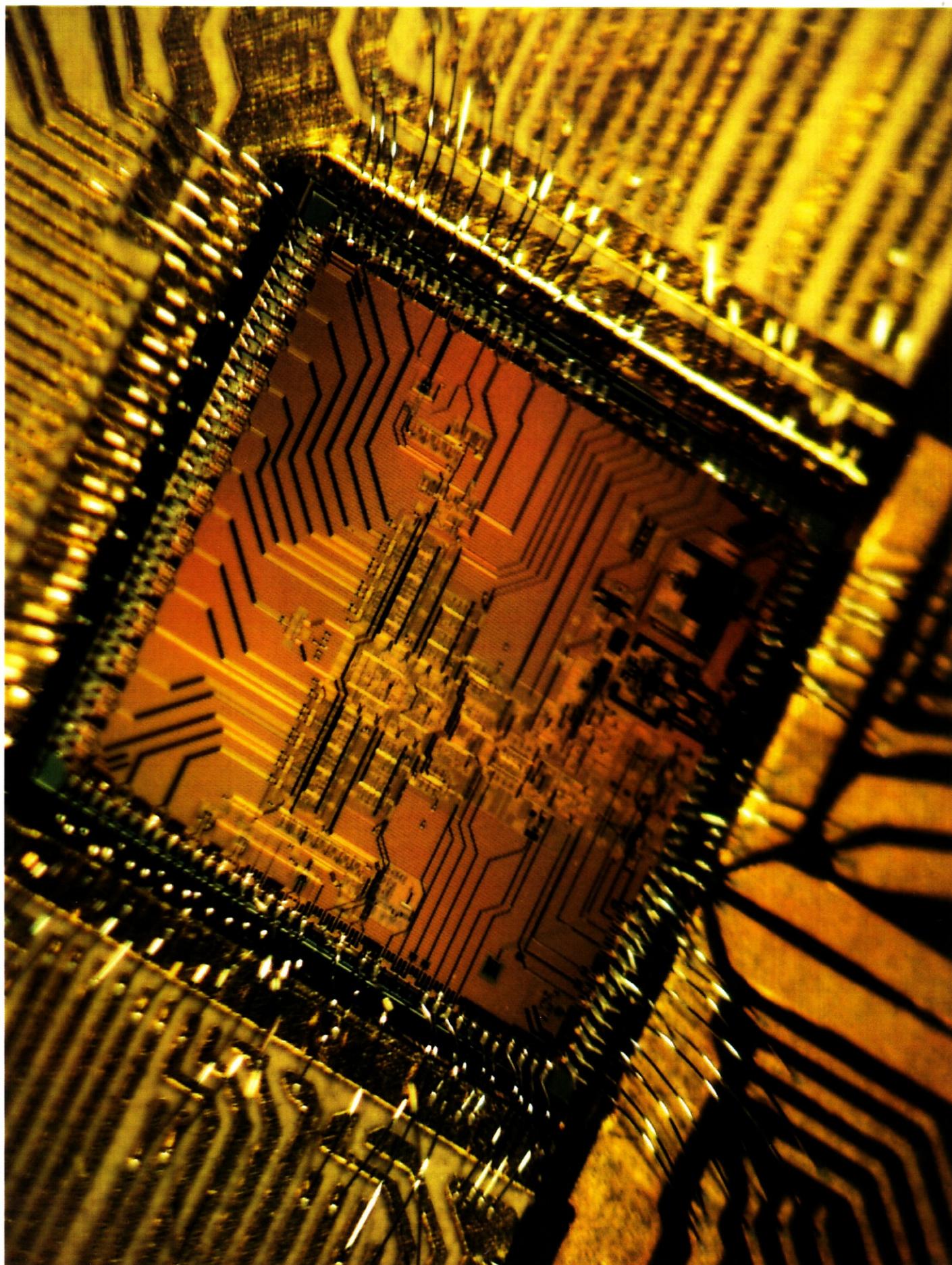


50 Gbit/s 16:1 MUX, P=20 W, size 4.5 x 4.5mm², P/A= 1W / mm²



30 AUG 01
16:55:17

EPD .80

AUTO-H XI

T UNCAL

UNCAL

120°C

PN2

15°C

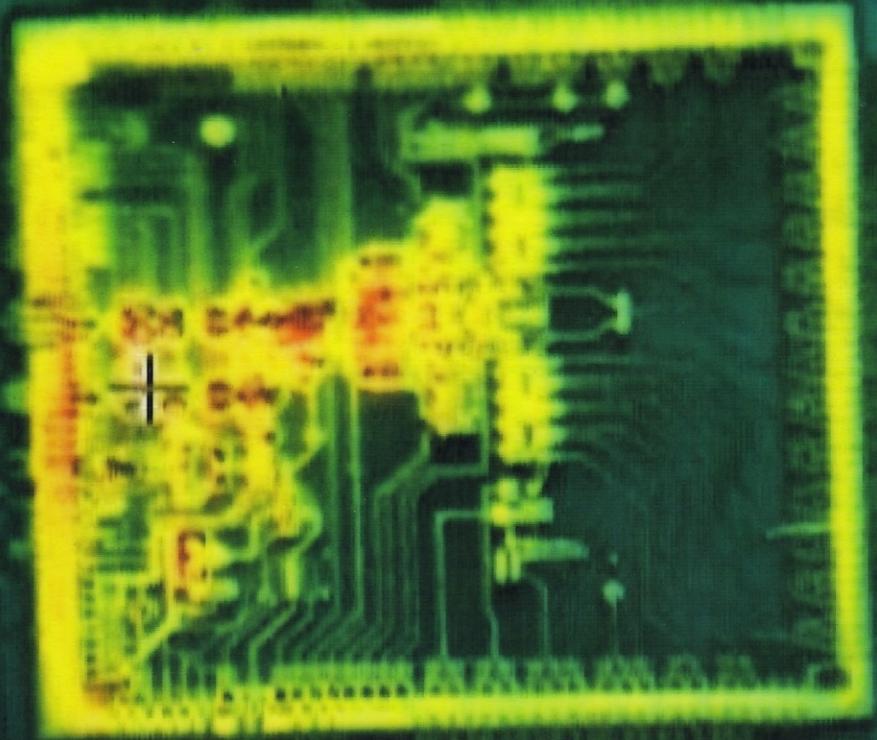
UNCAL

SECONDARY
TURNS =
1.00

THERMOXAM

FLIR

MUX UNIT #BBB6



8.3 Wärmeleitung

8.3 Wärmeleitung

Die im Transistor erzeugte Verlustleistung wird durch Wärmeleitung oder Konvektion abgeführt. Dafür gilt das im folgenden abgeleitete thermische Ersatzschaltbild, das sich als Lösung der eindimensionalen Wärmeleitungsgleichungen:

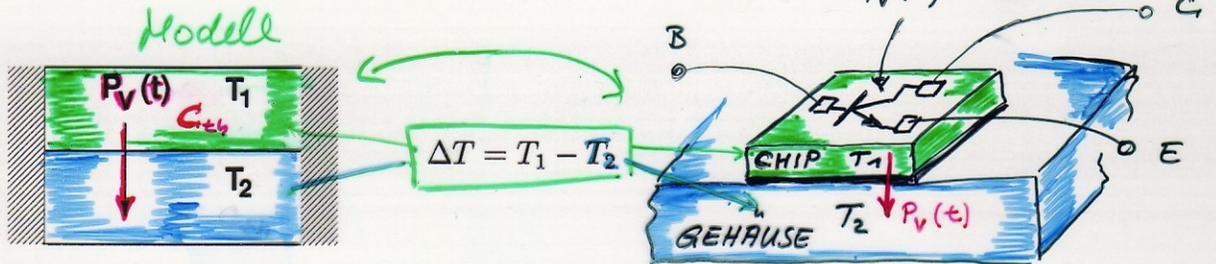
Wärmekapazität
[$\frac{Ws}{K}$]

$$C_{th} \frac{d\Delta T}{dt} + \frac{\Delta T}{R_{th}} = P_V(t) \quad (93)$$

Temp.-differenz zum angrenzenden Gebiet
1-Dim. Wärmeleitungsgleichung
Thermischer Widerstand [$\frac{K}{W}$]

ergibt. Darin ist

- $P_V(t)$: Wärmestrom, der eine Temperaturdifferenz ΔT hervorruft
- ΔT : Temperaturdifferenz zwischen zwei Körpern
- R_{th} : Thermischer Widerstand in $\frac{K}{W}$ (für den Übergang)
- C_{th} : Wärmekapazität in $\frac{Ws}{K}$



Beliebiger
Trick

Substituiert man:

Substitution

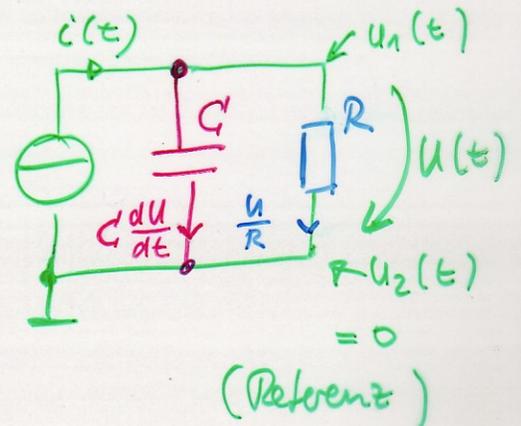
$$\begin{aligned} P_V(t) &\rightarrow i(t) \\ \Delta T(t) &\rightarrow u(t) = u_1 - u_2 \\ C_{th} &\rightarrow C \\ R_{th} &\rightarrow R \end{aligned}$$

ergibt sich aus (103):

$$C \frac{du(t)}{dt} + \frac{u(t)}{R} = i(t)$$

Lösung der DGL mit Laplace Transformation:

aus Wärmeleitungs-DGL
wird DGL für RC-Kreis



8.3 Wärmeleitung

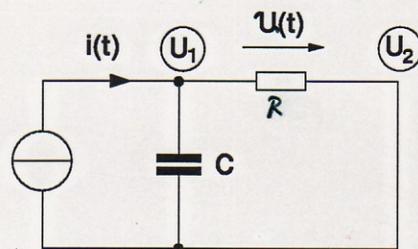
Zeitbereich
Laplace
Frequenzbereich
(Bildbereich)

$$C \frac{du}{dt} + \frac{u}{R} = i$$

$$CsU + \frac{U}{R} = \underline{I} \circ i(t) \quad (94)$$

$$\Rightarrow \underline{U} = \frac{\underline{I}}{\frac{1}{R} + Cs} \quad (95)$$

$$\underline{U} = \frac{R\underline{I}}{1 + RCs} \quad (96)$$



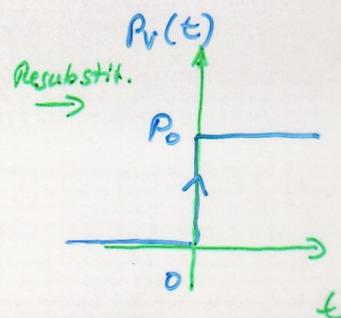
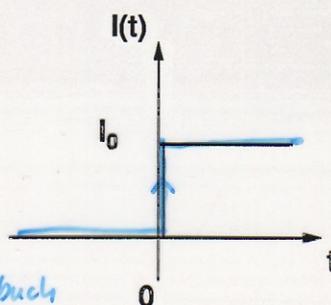
Referenzpotential

Für den Sonderfall einer sprungförmigen Anregung folgt mit $RC = \tau$:

Anregung

$$i(t) = \begin{cases} 0 & t < 0, \\ I_0 & t > 0 \end{cases} \quad \underline{I} = \frac{1}{s} I_0$$

bekannt, z.B. aus Laplace transf. Tabellenbuch (oder selbst berechnen)

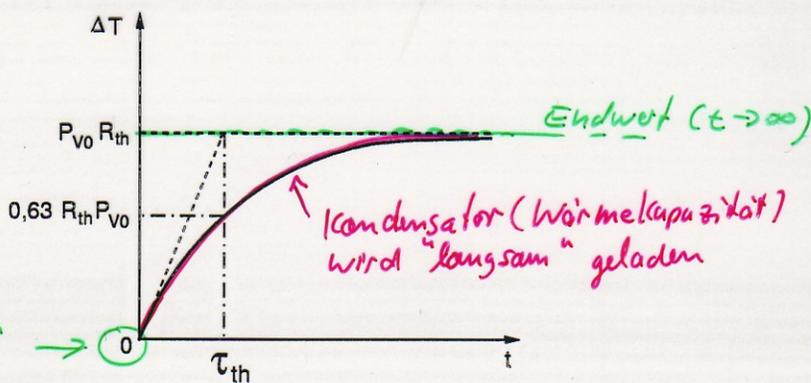


$$\underline{U} = \frac{R I_0}{s(1 + \tau s)} \circ RI_0(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = \underline{u}(t) \quad (97)$$

Rücktransformation (z.B. aus Tabelle/Buch)

Resubstitution liefert:

$$u(t) \rightarrow \Delta T(t) = R_{th} P_{V0} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{th}}}), \quad \tau_{th} = R_{th} C_{th} \quad (98)$$



Condensator (Wärmekapazität) wird "langsam" geladen

Referenztemperatur (Startwert)

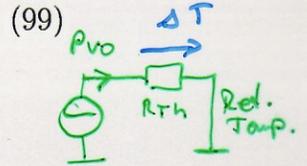
z.B. Raumtemperatur

Abb. 31: Temperaturdifferenz über einem thermischen Übergang mit $\tau_{th} = R_{th} C_{th}$ bei einem Verlustleistungssprung nach Gl. (100).

8.3 Wärmeleitung

Die Lösung in Gl. (94) beschreibt die Reaktion des thermischen Übergangs auf einen Verlustleistungssprung

$$P(t) = \begin{cases} 0 & t < 0, \\ P_{V0} & t > 0 \end{cases}$$



Im stationären Zustand: $\frac{d\Delta T}{dt} = 0$ wird aus Gl. (103):

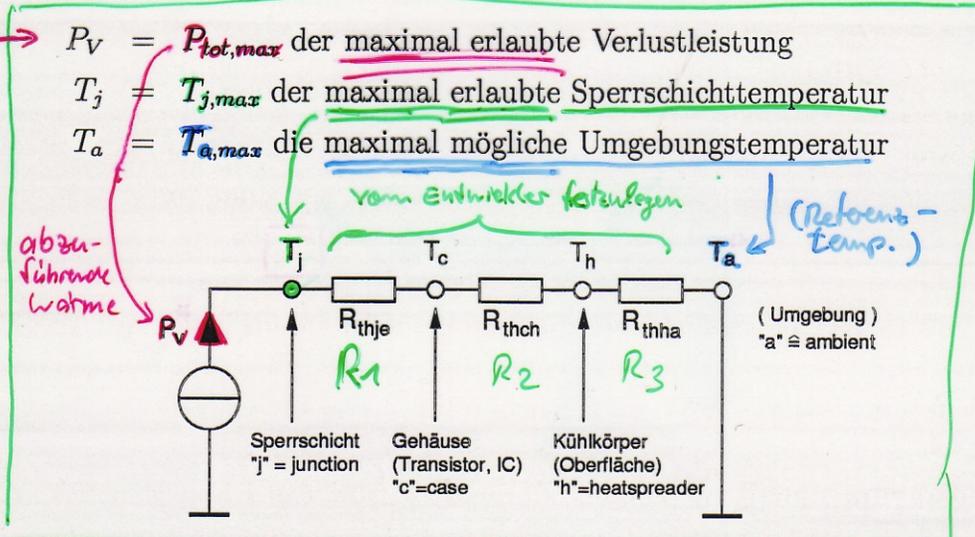
$$C_{th} \frac{d\Delta T}{dt} + \frac{\Delta T}{R_{th}} = P_V \Rightarrow \Delta T = R_{th} P_{V0}$$

(100) Stationärer Zustand (genügt meist als Betrachtung)

In Anwendungen, in denen die Verlustleistung eines Transistors eine Temperaturerhöhung des Transistors (oder anderer umgebender Bauelemente) hervorruft, die die elektrischen Eigenschaften oder die Lebensdauer unzulässig verschlechtert, muss die Wärme mit gezielten Maßnahmen abgeführt werden. In der Praxis strebt man einen sog. "thermischen Kurzschluss" an, ($R_{th} = 0$) bei dem die Sperrschichttemperatur nahezu den Wert der kühleren Soll-Temperatur annimmt. Im einfachsten und häufigsten Fall ist die Soll-Temperatur durch die Umgebungstemperatur vorgegeben. Die Sperrschicht gibt dann über die zwischen ihr und der Umgebungstemperatur liegenden thermischen Widerstände ihre Wärme ab. Die Temperaturdifferenz zwischen Sperrschicht und Umgebung ist dann die Summe der Temperaturabfälle an den einzelnen thermischen Widerständen des Übergangs. Ist:

Ziel:
thermischer Kurzschluss
($R_{th} = 0$)
↓
Sperrschichttemperatur = Umgebungstemperatur

max. mögliche Verlustleistung



Überlegung zur notwendigen Kühlung eines Transistors

Abb. 32: Elektrisches Ersatzschaltbild des Wärmewiderstandes.

$$P_V \cdot (R_1 + R_2 + R_3) = T_j - T_a \Rightarrow R_1 + R_2 + R_3 = \frac{T_j - T_a}{P_V}$$

Trs.-Sperrschicht → Gehäuse (meist vorgegeben)

Kühlkörper → Umgebung
Gehäuse → Kühlkörper
zu dimensionieren

8.3 Wärmeleitung

dann gilt folgende Dimensionierungsvorschrift für Kühlkörper mit Kühlmechanismus (Abstrahlung, Konvektion,...).

$$R_{thch} + R_{thha} < \frac{T_{j,max} - T_{a,max}}{P_{tot,max}} - R_{thjc} \quad (101)$$

9 Einstellung des Arbeitspunktes bei Feldeffekttransistoren (FET)

Wie bei Bipolartransistoren (npn, pnp) wird auch bei den FET zwischen dem Elektronen- oder Löcherleitungstyp unterscheiden d.h. dem n- oder p-Kanal-FET. Die Kennlinien des jeweils anderen Typs erhält man durch Spiegelung an der x- und y-Achse der Kennlinienfelder. Daher beschränken wir uns im Folgenden auf die Darstellung des n-Kanal-Typen.

9.1 Kennlinien der n-Kanal-Typen

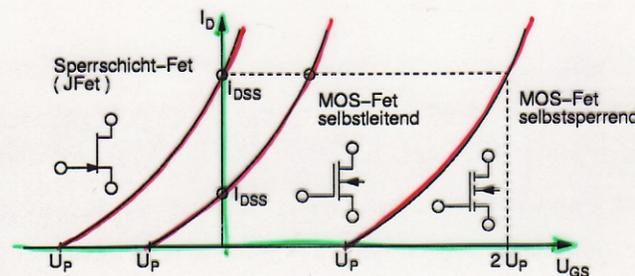


Abb. 33: Steuerkennlinien verschiedener n-Kanal Feldeffekttransistoren.

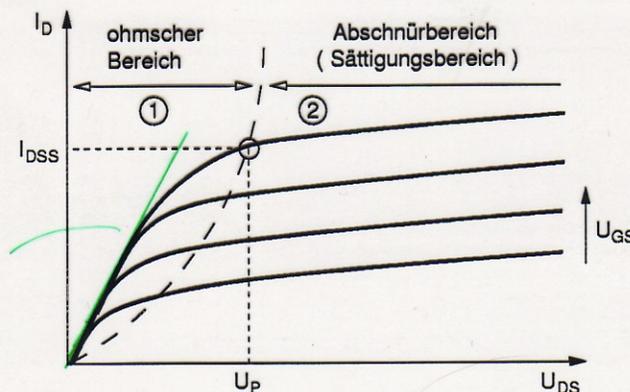


Abb. 34: Ausgangskennlinienfeld eines n-Kanal Feldeffekttransistors.

Das Ausgangskennlinienfeld besitzt für alle n-Kanal-Typen die gleiche Charakteristik. Nach [Sze] kann unter der Annahme idealisierter Ladungsver-

n-Kanal Fets:
alle Typen i.e.g. gleiche
Verläufe (verschoben?)

p-Kanal Typ:
Spiegelung d. Kennlinien
an x; y-Achsen

prinzipiell
gleiche Überleg.
für alle Typen

Durch Ähnlichkeit
mit bipolar Trs.
Kennlinien:
gleiche Über-
legung

sogar identisch für
selbstsperrenden Typ

für JFet und
selbstleitenden
MOSFet:

negative (n-Kanal)

Vorspannung
gegenüber source

lineare
 $I_D(U_{DS})$
Zusammenhang
 $\Rightarrow I_D = \frac{1}{R} U_{DS}$

ohmsch

9 EINSTELLUNG DES ARBEITSPUNKTES BEI 9.1 Kennlinien der n-Kanal-Transistoren (FET)

teilungen im Kanal für JFET und MOSFET der Ausgangsstrom in Abhängigkeit von der Steuerspannung in gleicher Weise angenähert werden:

Sperrbereich ($U_{GS} < U_p$):

$$I_D \approx 0 \quad (102)$$

Ohmscher Bereich ($0 \leq U_{DS} < U_{GS} - U_p$ und $U_{GS} \geq U_p$):

$$I_D \approx \frac{2I_{DSS}}{U_p^2} (U_{GS} - U_p - \frac{U_{DS}}{2}) U_{DS} \quad (\text{für } \frac{U_{DS}}{2} \ll U_{GS} - U_p: I_D \sim U_{DS} \text{ (ohmsch)}) \quad (103)$$

Abschnür-(Sättigungs)bereich ($U_{DS} \geq U_{GS} - U_p$ und $U_{GS} > U_p$):

$$I_D \approx \frac{I_{DSS}}{U_p^2} (U_{GS} - U_p)^2 = \frac{g}{2} (U_{GS} - U_p)^2 \quad (104)$$

Kennlinien aus Feld. I

Für den MOS-FET wird oft k statt

$$I_{DSS} = \frac{kU_p^2}{2} \quad (105)$$

verwandt. k läßt sich direkt aus der Geometrie, der Dielektrizitätskonstante des Gateoxids ϵ_{ox} und der Beweglichkeit der Ladungsträger des jeweiligen Kanaltypes bestimmen:

$$k = \mu_n \frac{\epsilon_{ox}}{d_{ox}} \frac{b}{L} \quad (EL.I) \quad (106)$$

Gemeinsamkeiten mit AP-Einstellungen des Bipolartransistors: Aufgrund der Ähnlichkeit der Kennlinien der FETs untereinander kann auf die Diskussion der einzelnen Typen verzichtet werden. Auch ergeben sich aufgrund der ähnlichen Verläufe der Steuer- und Ausgangskennlinien analoge Überlegungen und Berechnungen wie bei Bipolartransistoren.

Unterschiede (Vorspannung): Bezüglich der Arbeitspunkteinstellung benötigen (n-Kanal-)Sperrschicht-FET und selbstleitender MOS-FET im Unterschied zum vergleichbaren npn-Transistor eine negative Gate-Source-Spannung. Diese kann wie in Abb. (35(a)) z. B. mit Hilfe der gleichen Schaltung wie für den Bipolartransistor eingestellt werden: Aufgrund des sehr kleinen Gate-

9 EINSTELLUNG DES ARBEITSPUNKTES BEI
 9.1 Kennlinien der n-Kanal-~~FELDEFFEKT~~TRANSISTOREN (FET)

Schaltung zur Erzeugung einer negativen G_{GS}-Vorspannung
 (Ziel: keine zusätzliche Spannungsquelle)

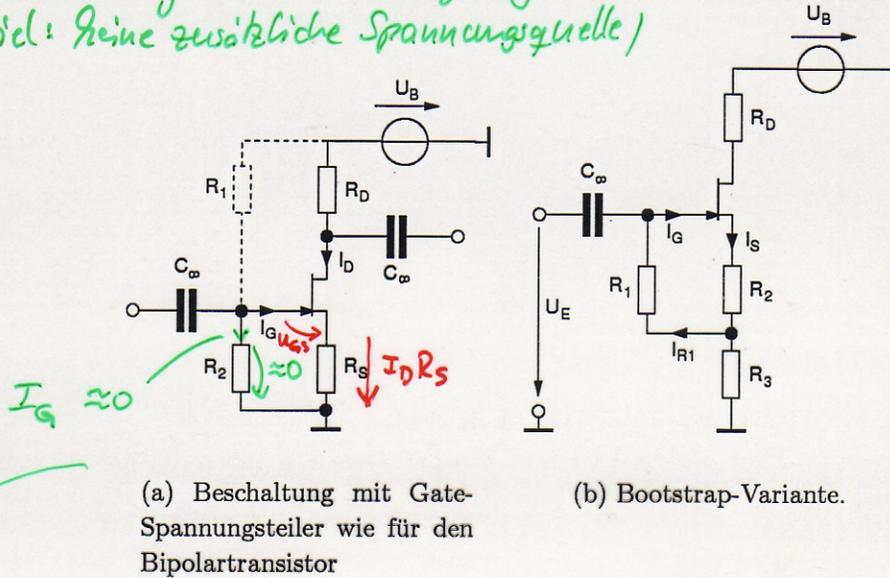


Abb. 35: Arbeitpunkteinstellung für Sperrschicht-FET und selbstleitenden MOS-FET (beide n-Kanal) in Sourceschaltung.

Stroms im nA-Bereich ergibt sich

$I_G = 0 \Rightarrow$

$$U_{GS} = -I_D R_S \quad (107)$$

Für den Betrieb im Sättigungsbereich (Gl. (104)) gilt:

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{U_p^2} (U_{GS} - U_p)^2$$

Fet. Kennlinie (108) (Sättigungsbereich) AP im Sättigungsbereich

Umgestellt nach U_{GS} ergibt sich für Gl. (107)

$$U_{GS} = -R_S I_D = U_p \left(\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} - 1 \right)$$

nach U_{GS} gleichgesetzt (109)

Hieraus ergibt sich der für einen Strom I_S in Arbeitspunkt erforderliche Wert

$$R_S = \frac{U_p}{I_D} \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \right)$$

Bestimmungsgleichung für R_S (110) (bei vorgegebenem I_D)

Nachteil dieser Art der Arbeitpunkteinstellung ist, daß der Gate-Widerstand R_2 die Eingangsimpedanz der Stufe reduziert. Die Wahl eines sehr hochohmigen R_2 sollte aber vermieden werden, da

"Nachteil der Schaltungsvariante": R_2 reduziert Eingangswiderstand

Triviale Lösung für höheren Eingangswiderstand: R_2 größer wählen

9 EINSTELLUNG DES ARBEITSPUNKTES BEI
9.1 Kennlinien der n-Kanal-FELDEFFEKTTRANSISTOREN (FET)

- $I_G R_2 \approx 0$ (Gate-Potential soll unabhängig von I_G bleiben), *$I_G \neq 0$ (aber sehr klein)*
- Rauschspannung durch $R_2 \sim \sqrt{4kTB R_2}$, *↑*
- Realisierungsprobleme (Langzeitstabilität).

FBER
VORSICHT

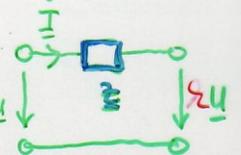
Die in Abb. (35(b)) gezeigte Bootstrap-Variante vermeidet dieses Problem: Wir analysieren die Wirkungsweise der Schaltung für Wechselspannung durch intuitive Überlegungen: Für einen Querstrom I_S durch $R_2 + R_3$ groß gegen I_{R_1} , ist die Spannung über R_3 unabhängig von I_{R_1} . Da der FET bezogen auf den Source-Anschluß als Source-Folger (Spannungsverstärkung ≈ 1) arbeitet, liegt über R_3 die Spannung $U_E \frac{R_3}{R_2 + R_3}$. Gemäß dem Millerschen Theorem transformiert sich R_1 bezüglich des Eingangs zu:

elektronischer
Trick:

Miller Theorem



allgemein:



$$\frac{u}{u_2} = z \frac{1}{1-z}$$

$$R_1^* \approx \frac{1}{1-v} R_1 \quad \text{mit } v \approx \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad (111)$$

$$R_1^* \approx \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) R_1 \quad (112)$$

Vergrößerter Eingangswiderstand durch BOOTSTRAP

Durch kapazitive Überbrückung (Wechselspannungs-Kurzschluß) von R_2 können sehr hohe Werte für R_1^* erzielt werden (theoretisch: $R_1^* \rightarrow \infty$)

Unterschiede (Temperatur): Für den Sperrschicht-FET gilt:

$$\text{FET: } \frac{dI_D}{dT} = \underbrace{-\frac{3I_D}{2T}}_{<0} + \underbrace{\frac{S}{T} \left(3U_T + \frac{W_g(T)}{q} - U_D \right)}_{>0} \quad (113)$$

Für den MOS-FET gilt:

$$\text{MOSFET: } \frac{dI_D}{dT} = \underbrace{\frac{I_D}{\mu_{n0}} \frac{d\mu_{n0}}{dT}}_{<0} + \underbrace{\frac{\mu_{n0} C_{ox}}{L^2} (U_{GS} - U_p)}_{>0} \underbrace{\frac{dU_p}{dT}}_{<0} \quad (114)$$

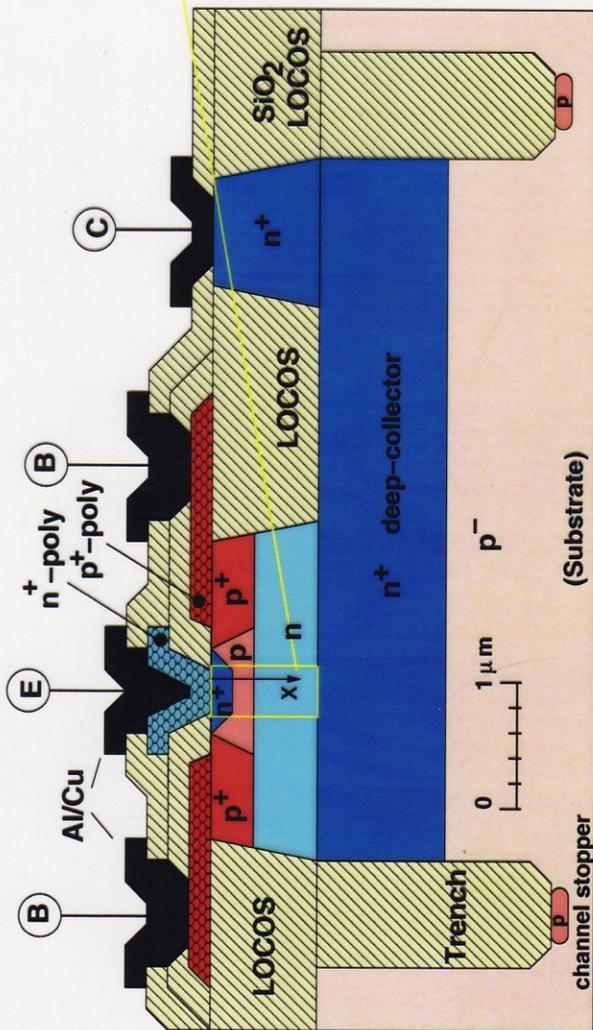
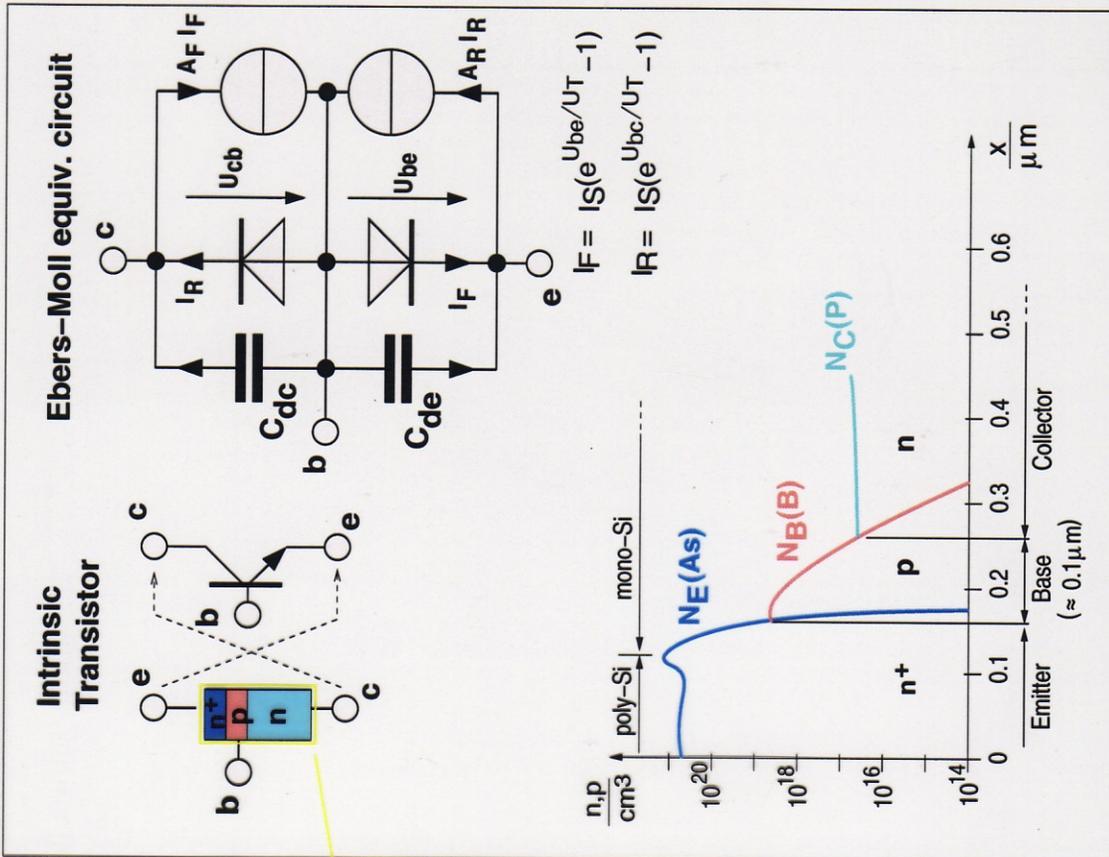
überwiegt bei $I_D \uparrow \Rightarrow$ therm. Gegenkopplung

↓
therm. stabil
ohne zusätzliche
Schaltungstechn.
Maßnahmen

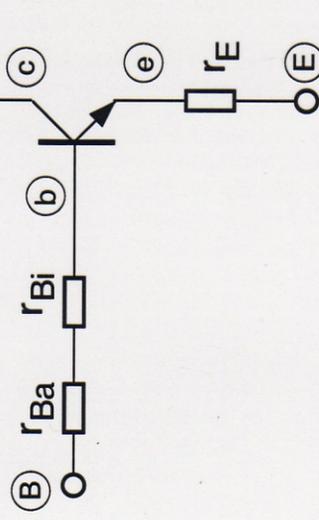
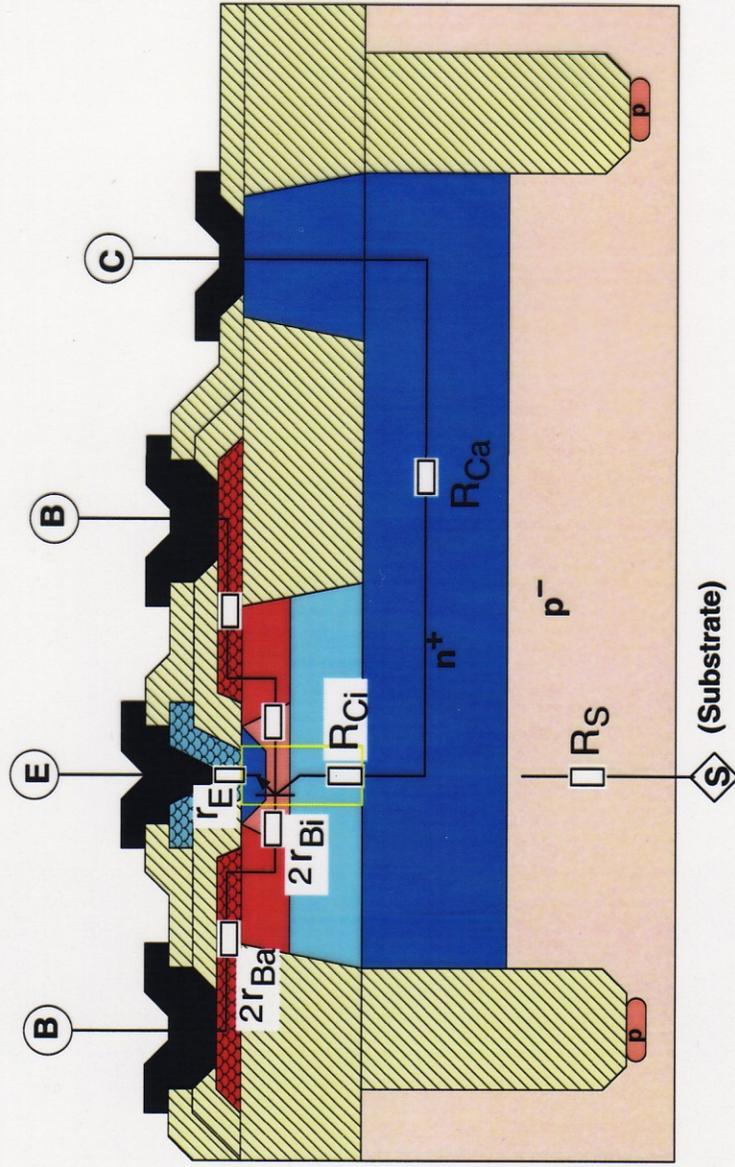
(vgl. Vorlesung Halbleiterbauelemente)

Für beide Typen gilt, daß für große Ströme von I_D der erste Term in Gl. (113) und (114) überwiegt, und damit der Drain-Strom mit steigender Temperatur abnimmt. Diese thermische Gegenkopplung erlaubt einen stabilen Betrieb der FETs ohne zusätzliche schaltungstechnische Maßnahmen wie bei den Bipolar-Transistoren.

State-of-the-art integrated self aligned Poly-Silicon Bipolar Transistor



Transistor Model Resistance Localization



10 Die Transistorgrundschaltungen im Kleinsignalbetrieb

Im folgenden betrachten wir den Kleinsignalbetrieb von Transistoren in Grundschaltungen. Wir zeigen die Vorgehensweise bei der Modellbildung, der Herleitung und der Interpretation der Ergebnisse beispielhaft für den NPN-Bipolar-Transistor. Der Transistor befindet sich jetzt in einem geeigneten Arbeitspunkt. Ein geeignetes Kleinsignalmodell für den Einsatz bis zu höchsten Frequenzen⁶ zeigt Abb. 36. Es wurde in der Vorlesung Halbleiterbauelemente hergeleitet und kann für die hier angestellten Betrachtungen vereinfacht werden.

Komplettes
TTS-ESB
↓
sehr aufwendig

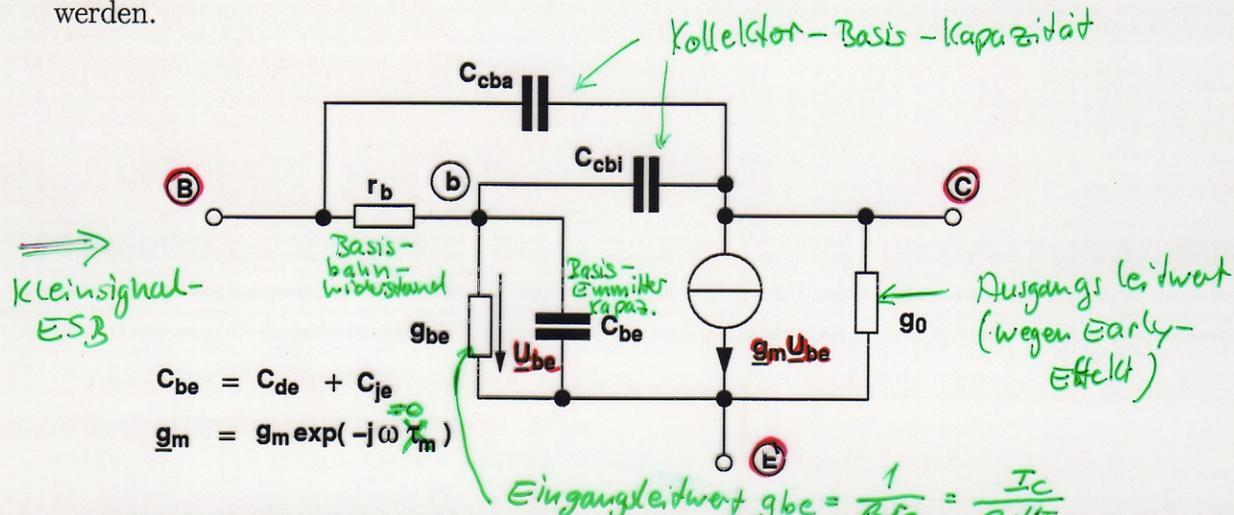
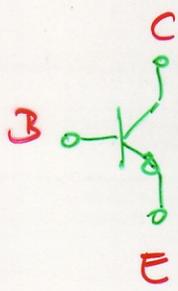


Abb. 36: Breitbandiges Kleinsignalmodell des Bipolar-Transistors mit Gültigkeit bis ca. $\frac{2}{3}f_T$.

Zur Analyse und zum Verständnis der Eigenschaften der Transistorgrundschaltungen genügt die Betrachtung bei tiefen Frequenzen, bzw. für den Fall, daß die Eigenschaften der äußeren Beschaltung des Transistors über der Frequenz dominieren. Das Ersatzschaltbild kann dann wie in Abb. 37 vereinfacht werden (vgl. auch Anhang Zusammenhang zwischen AP und Kleinsignalparametern).

Für prinzipielle
Eigenschaften
d. TTS-grund-
schaltungen

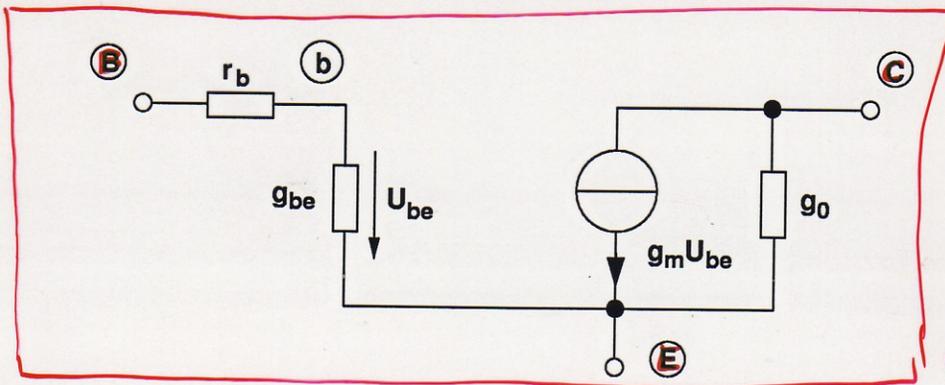
⁶In der Praxis hat sich dieses Modell zur Analyse von integrierten Schaltungen bis ca. $\frac{2}{3}f_T$ bewährt (Es gilt auch bei sehr hohen Transitfrequenzen wie z.B. für $f_T = 150$ GHz). Für die Untersuchung bei hohen Frequenzen können meist g_0 und g_{be} vernachlässigt werden (Vertiefungsvorlesung).

↓
vereinfachen
für $\omega \approx 0$

↓
NF-ESB

(quasi-statisch)

10 DIE TRANSISTORGRUNDSCHALTUNGEN
IM KLEINSIGNALBETRIEB



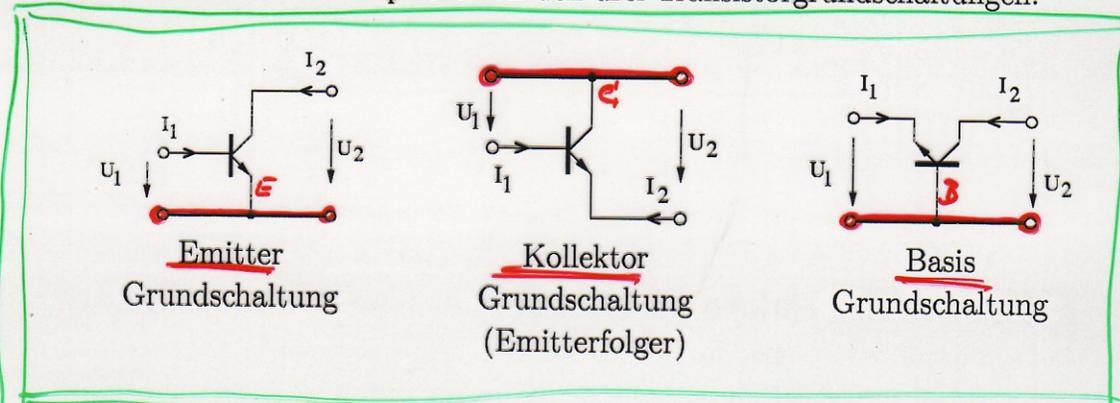
NF-ESB
berücksichtigt
keine dynamischen
Effekte
Grenzfrequenz = ∞

Abb. 37: Vereinfachtes NF-Ersatzschaltbild des Bipolar-Transistors.

Beachten: Dieses vereinfachte Transistormodell besitzt keine Rückwirkung vom Ausgang (Kollektor) zum Eingang (Basis) und eignet sich nur für Schaltungen, in denen die durch Miller-Transformation im Basiskreis liegende vergrößerte Kollektor-Basis-Kapazität vernachlässigbar ist.

Definiert man ein Eingangs- und ein Ausgangstor⁷, dann lassen sich die drei Anschlüsse⁸ des Transistors mit diesen Toren in drei sinnvollen Konfigurationen verbinden. Man spricht von den drei Transistorgrundsaltungen.

↓
einfach + über-
sichtlich
↓
Leichte Analyse
v. Eigenschaften
der



TRANSISTOR
GRUND-
SCHALTUNGEN



Abb. 38: Die drei möglichen Grundschaltungen eines Transistors.

Der Begriff „Grundschaltungen“ besitzt hierbei zwei Bedeutungen. Zum einen lassen sich alle Transistorschaltungen aus diesen Grundschaltungen aufbauen. Sie sind somit die Grundbestandteile komplexerer Schaltungen. Zum anderen stellt der gemeinsame Anschluß von Ein- und Ausgang den Bezugspunkt, also die Signalmasse („ground“) für Ein- und Ausgangssignal

Def.:
gemeinsamer
Anschluß von
Ein- und
Ausgang für
gibt der
Grundschaltung
ihren Namen

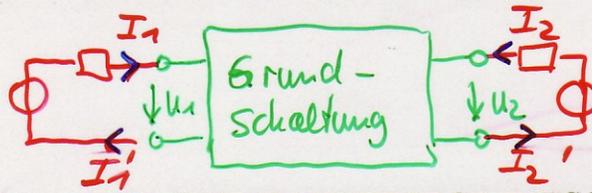
⁷Es läßt sich zeigen, daß für einen Dreipol die Torbedingung immer erfüllt ist.

⁸Genauer sind es meist (immer bei integrierten Schaltungen) vier Anschlüsse. Der vierte Anschluss ist das Halbleitersubstrat.

TORBEDINGUNG

$$I_1 = I_1'$$

$$I_2 = I_2'$$

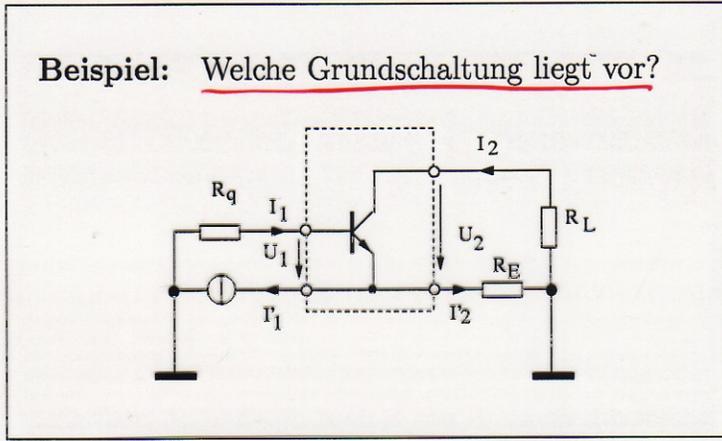


10 DIE TRANSISTORGRUNDSCHALTUNGEN IM KLEINSIGNALBETRIEB

! Eigenschaften der Grundschalt werden für erfüllte Torbed. ermittelt
 ↓
 um Eigenschaft der jeweiligen Grundschalt. zu erhalten, muß Torbed. erfüllt werden

dar. Der Transistoranschluß, der mit diesem Bezugspunkt verbunden ist, gibt der Grundschaltung ihren Namen.

Beachten: Die Grundschaltung besitzt nur dann die für sie typischen (und vom Entwickler erwarteten) Eigenschaften, wenn die *Torbedingung* ($I_1 \neq I_1' \neq 0$, $I_2 \neq I_2' \neq 0$) erfüllt wird. Dies muß der Entwickler durch geeignete schaltungstechnische Maßnahmen erreichen⁹.



In der 1. Übung zur Vorlesung „Einführung in die Elektronik II“, Sommersemester 2003, Prof. Blum, (Download von EuS Homepage) werden die vier Betriebskenngrößen Spannungs- und Stromverstärkung, Ein- und Ausgangswiderstand für die drei Grundschaltungen berechnet. Im folgenden sollen zur vereinfachten Schreibweise die dort verwendeten Symbole wie folgt ersetzt werden:

$$\beta := \beta_{AC}, r_b := r_{bb}, g_m := g_{mf} (= S)^{10} \quad (115)$$

für Vgl. mit Skript Prof. Blum.

verwendet werden. Anstelle g_m kann auch alternativ

$$r_e = \frac{1}{g_m} \quad (116)$$

Kurzschreibweise für Kehrwert der Steilheit

verwendet werden. Davon wird besonders dann Gebrauch gemacht, um den Widerstandscharakter (r_e) von dem Verstärkungscharakter (Transkonduktanz oder Steilheit) g_m bei der Interpretation zu unterscheiden.

Das Ergebnis der Berechnung ist in der Tabelle (1) der folgenden Seite zusammengefaßt.

⁹Dies geht aufgrund parasitärer Eigenschaften der Beschaltung des Transistors mit steigender Frequenz zunehmend schlechter. Bei höchsten Frequenzen liegen alle Grundschaltungen gleichzeitig vor (vgl. Elektronik III).

¹⁰ g_m wird bevorzugt, da S leicht mit Laplace Operator verwechselt werden kann.

Achtung: nicht $r_e = \frac{1}{g_m}$ mit $r_{be} = \frac{1}{g_{be}}$ verwechseln!

⇒ Zusammenhang:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} &= g_m \\ \frac{\partial I_C}{\partial I_B} &= \beta_0 \end{aligned} \right\} \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_C} \cdot \frac{\partial I_C}{\partial I_B} = \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} = \frac{\beta_0}{g_m} = \beta_0 r_e = r_{be} = \frac{1}{g_{be}}$$

beide für $U_{CE} = \text{const.}$

Wird immer dann benutzt, um den Widerstandscharakter zu betonen
 ↓
 g_m für Steuerungscharakter