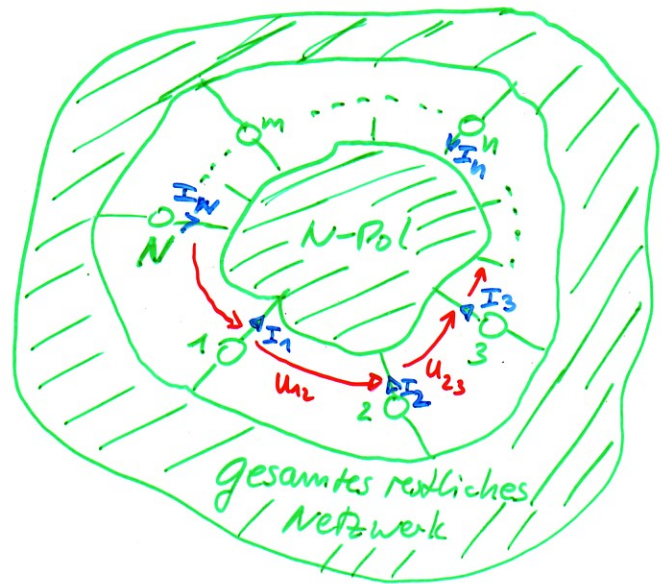


Abgegebene / Aufgenommene Leistung von N-Polen

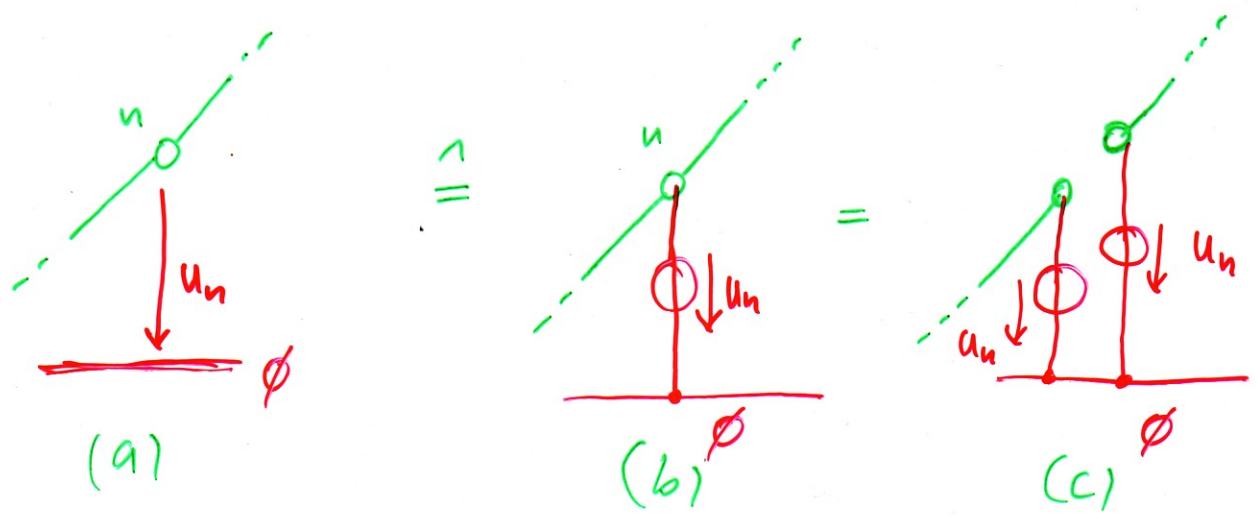


Aufgabe:
Bestimme die vom N-Pol aufgenommene bzw. abgegebene Leistung.

1) Wandle Spannungen zwischen zwei Knoten um in Spannungen auf einen beliebigen Bezugspunkt (für alle Spannungen der NW gleich)

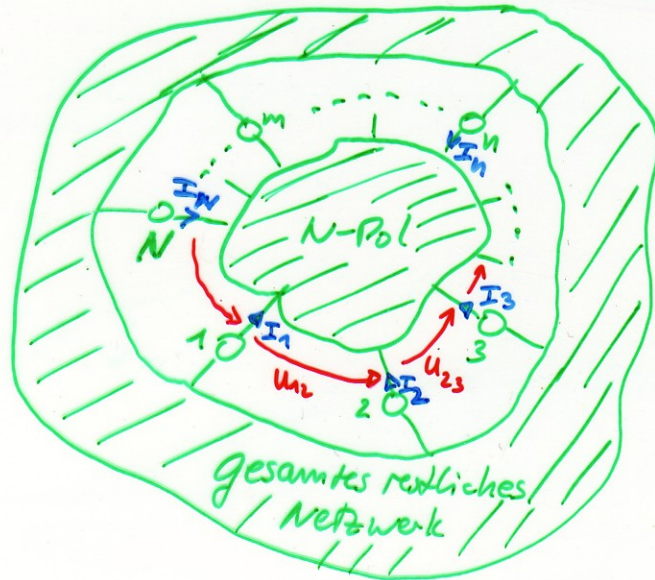


2) Zeige, dass für U_n, U_m, \dots Spannungsquellen eingesetzt werden können



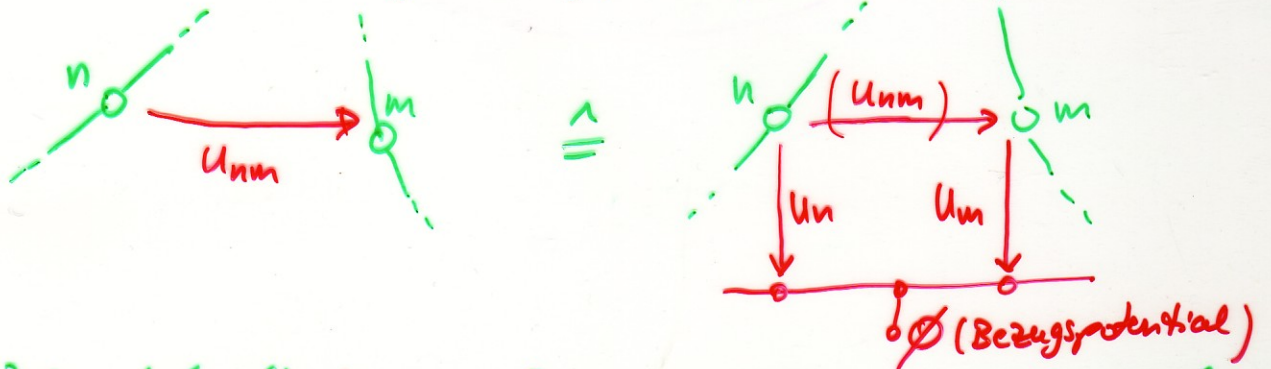
⇒ (a), (b), (c) sind äquivalent bzgl. der im N-Pol herrschenden Verhältnisse
 ⇒ Variante (c) erlaubt Trennung des N-Pols vom restl. NW

Abgegebene / Aufgenommene Leistung von N-Polen

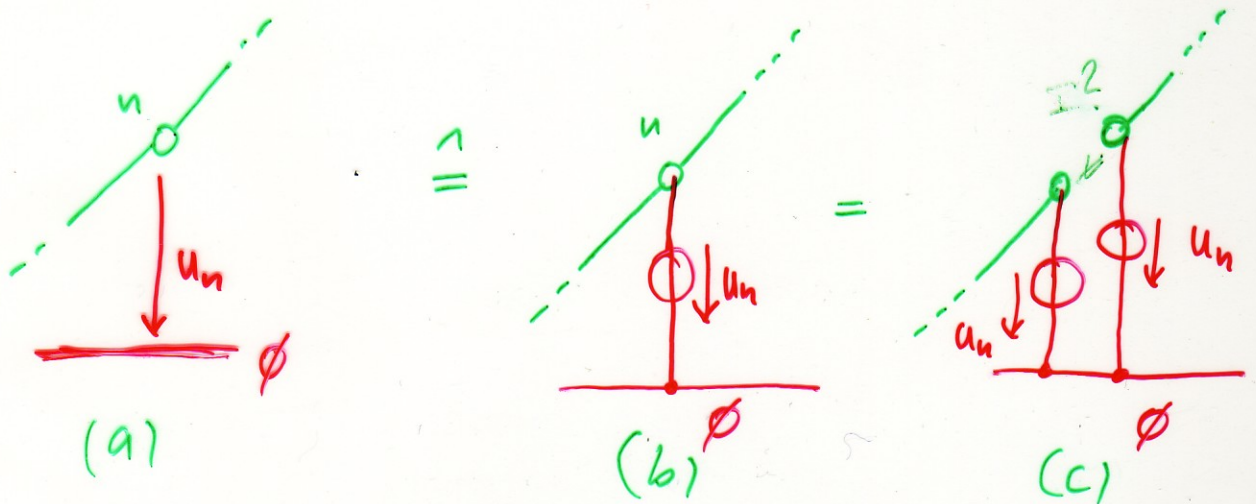


Aufgabe:
Bestimme die vom N-Pol aufgenommene bzw. abgegebene Leistung.

- 1) Wandle Spannungen zwischen zwei Knoten um in Spannungen auf einen beliebigen Bezugspunkt (für alle Spannungen des NW gleich.)



- 2) Zeige, daß für U_n, U_m, \dots Spannungsquellen eingesetzt werden können



⇒ (a), (b), (c) sind äquivalent bzgl. der im N-Pol herrschenden Verhältnisse

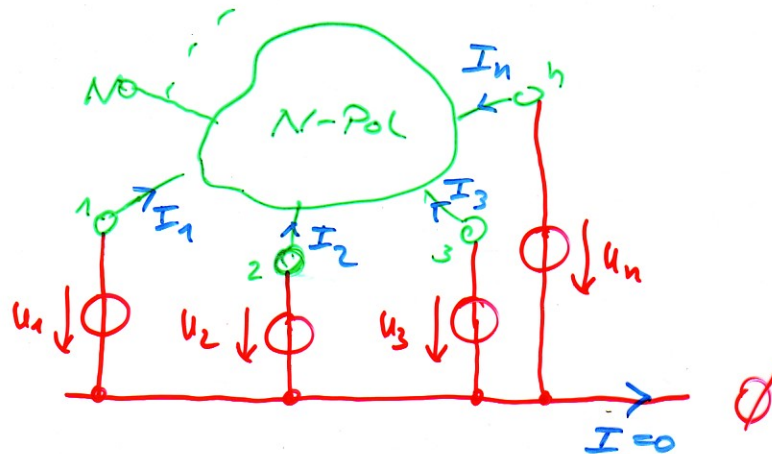
⇒ Variante (c) erlaubt Trennung des N-Pols vom restl. NW

Abgegebene / Aufgenommene Leistung von N-Polen

(2)

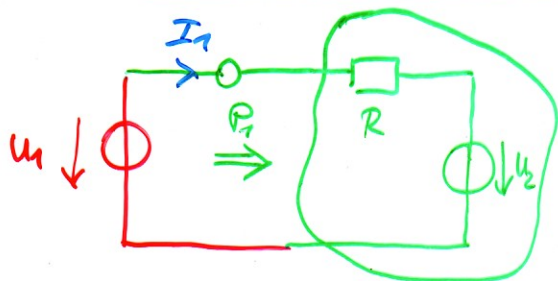
Weiter mit Variante (c):

vereinfachte Betrachtung durch isolierten N-Pol mit gemeinsamen Bezugspotential \emptyset



\Rightarrow Da $\sum I = 0$ ist Wahl des Bezugspotentials ohne Auswirkung auf ermittelte Leistung

3) Verbraucher- / Erzeuger-Zählplatzsystem



An Tor 1 dem N-Pol zugeführte Leistung:

$$P_1 = U_1 I_1 = U_1 \frac{U_1 - U_2}{R}$$

\Rightarrow wenn $U_1 > U_2 \Rightarrow$ P_1 positiv \Rightarrow dem Tor wird Leistung zugeführt

$U_1 < U_2 \Rightarrow$ P_1 negativ \Rightarrow Tor gibt Leistung ab.

4) Gesamte, von N-Tor abgegebene / aufgenommene Leistung

$$\sum \text{Leistungen der einzelnen Quellen} = \sum_{n=1}^N U_n I_n = P_{\text{gesamt}}$$

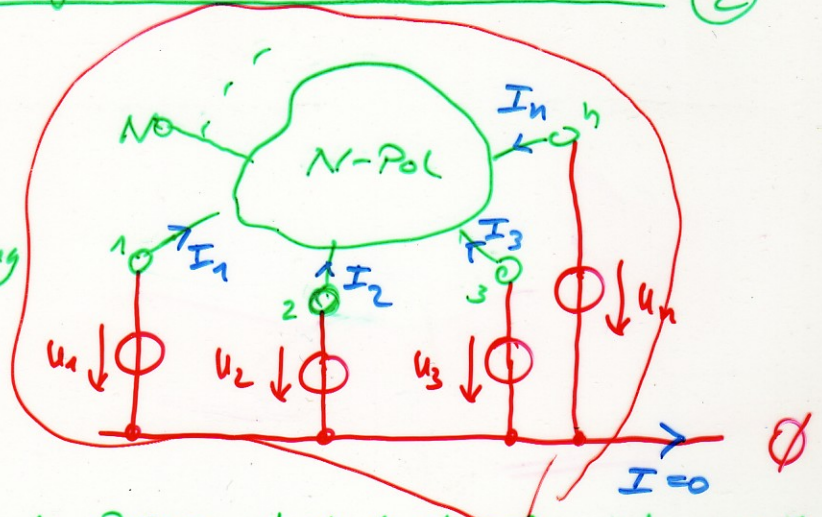
$P_{\text{gesamt}} > 0$: N-Pol nimmt Leistung auf
 < 0 : " " gibt " ab

Abgegebene / Aufgenommene Leistung von N-Polen

(2)

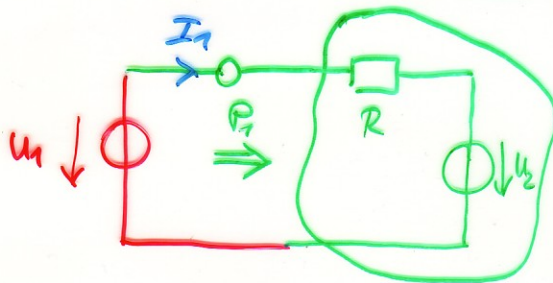
Weiter mit Variante (c):

Vereinfachte Betrachtung durch isolierten N-Pol mit gemeinsamem Bezugspotential \emptyset



\Rightarrow Da $\sum I = 0$ ist Wahl des Bezugspotentials ohne Auswirkung auf erweiterte Leistung

3) Verbraucher-/Erzeuger-Zählpaarsystem



An Tor 1 dem N-Pol zugeführte Leistung:

$$P_1 = U_1 I_1 = U_1 \frac{U_1 - U_2}{R}$$

\Rightarrow wenn $U_1 > U_2 \Rightarrow$ P_1 positiv \Rightarrow dem Tor wird Leistung zugeführt

$U_1 < U_2 \Rightarrow$ P_1 negativ \Rightarrow Tor gibt Leistung ab.

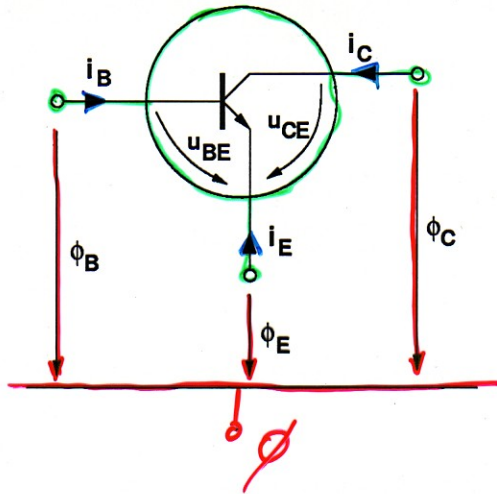
4) Gesamte, von N-Tor Abgegebene / aufgenommene Leistung

$$\sum \text{Leistungen der einzelnen Quellen} = \sum_{n=1}^N U_n I_n = P_{\text{gesamt}}$$

$P_{\text{gesamt}} > 0$: N-Pol nimmt Leistung auf
 < 0 : " " gibt " ab

3.2 Verlustleistung ~~3.2.1~~ EIGENSCHAFTEN LINEARER NETZWERKE

Beispiel: Verlustleistung eines Transistors:



$$P_V = \phi_B i_B + \phi_E i_E + \phi_C i_C$$

$$\text{Überknoten: } -i_E = i_B + i_C$$

$$P_V = (\phi_B - \phi_E) i_B + (\phi_C - \phi_E) i_C$$

$$\phi_B - \phi_E = U_{BE}$$

$$\phi_C - \phi_E = U_{CE}$$

$$P_V = U_{BE} i_B + U_{CE} i_C \approx U_{CE} i_C$$

meist vernachlässigbar

4 Anmerkungen zur Entwicklung elektronischer Schaltungen

Es ist wichtig darauf zu achten, dass die Bezeichnungen Entdeckungen erleichtern. In wundervoller Weise kann man so die Arbeit des Geistes reduzieren.

Gottfried Wilhelm Leibniz (1646-1716)

alternative
Formulierung
"KISS"
(Keep it
Simple &
Stupid)

Elektronische Schaltungen sind in der Praxis oft sehr komplex aufgebaut. Ihr Umfang geht in der Regel weit über die hier behandelten einfachen Grundschaltungen hinaus. Hinzu kommen eine Vielzahl von Optimierungs- und Qualitätskriterien, die der Entwickler bei seiner Arbeit berücksichtigen muss. Für einen Verstärker orientiert sich die Entwicklung u.a. an der Optimierung von Kriterien wie:

- Ein- und Ausgangsimpedanz, Anpassung, Reflektionsfaktor,
- Grenzfrequenzen, Frequenzgang, Phasengang, Gruppenlaufzeit,
- Minimale- maximale Eingangsspannung (Dynamikbereich),
- Linearität, Klirrfaktor, 1dB Kompressionspunkt,
- Offsetspannung,
- Temperaturdrift, minimale-, maximale Temperatur,
- Stabilität, Rückwirkung (Entkopplung),
- PSRR (Power Supply Rejection Ratio), CMRR ...

Einige
Optimierungs-
Kriterien
↓
müssen z.T.
alle von
einer
Schaltung
erfüllt werden

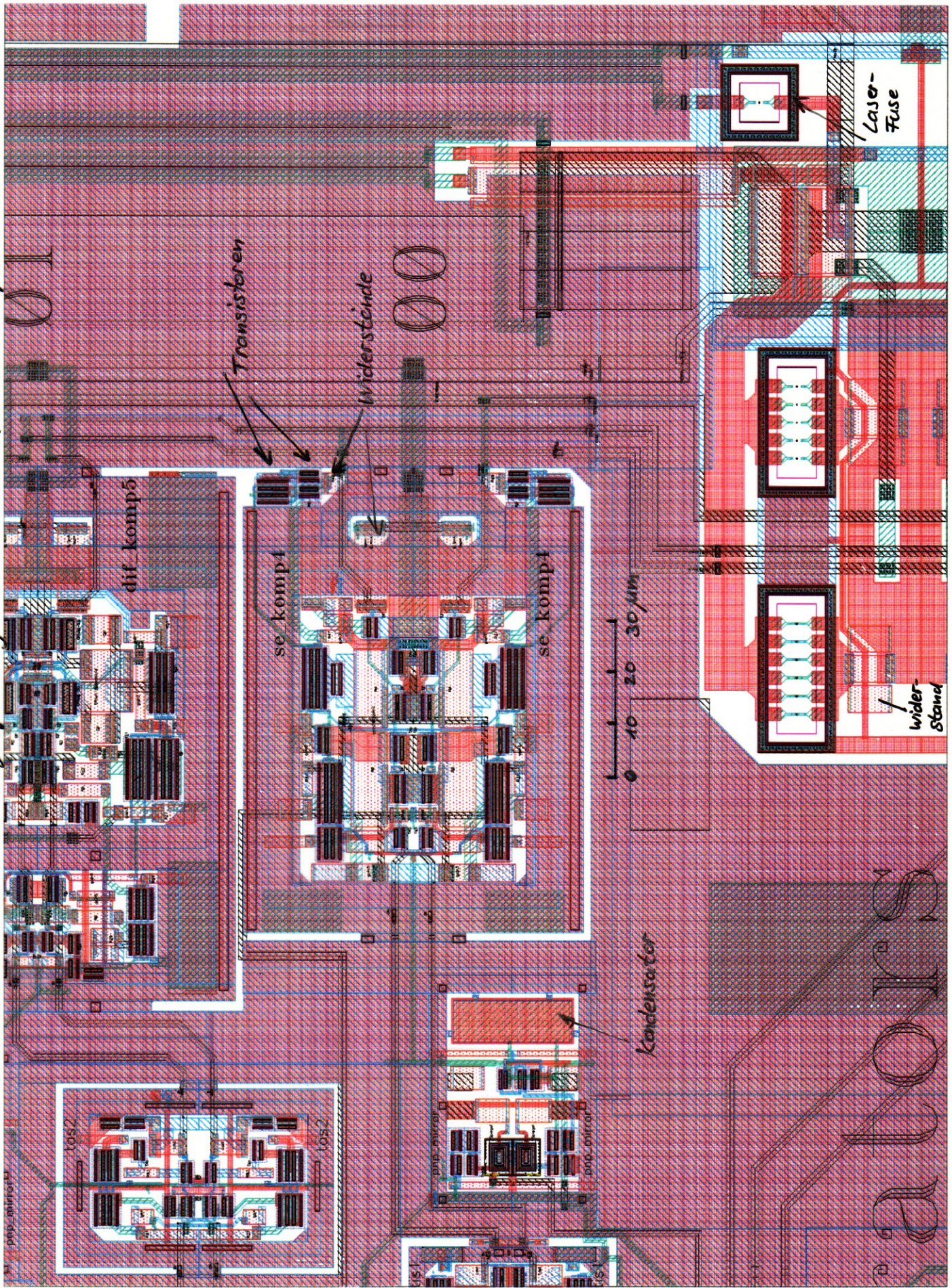
Für jedes dieser Kriterien kann die Schaltung mit den bekannten Methoden der Netzwerktheorie unter Zuhilfenahme der mathematischen Beschreibung der Bauelementeeigenschaften in dem jeweiligen Betriebsbereich analysiert werden. Oft ergeben sich schon bei kleineren Schaltungen komplizierte Ausdrücke die zwar ausgewertet, aber nur schwer oder gar nicht interpretierbar sind.

↓
Schaltungs-
entwickler
braucht
"Übersicht"
über

Zusammenhang der Kriterien
und Schaltungsparameter

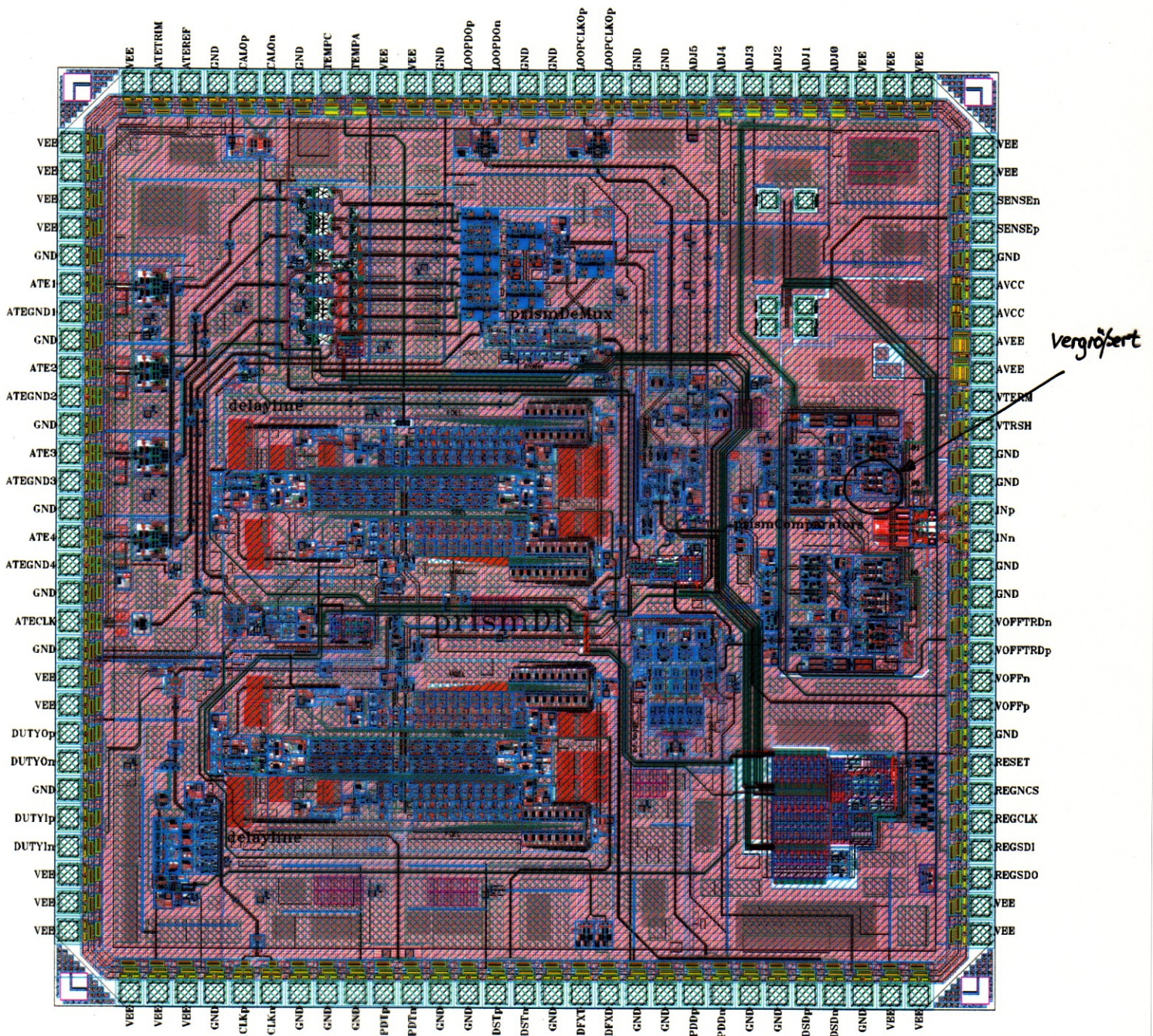
⇒ z.T. gegensätzliche Forderungen (Bspl. Verstärkung ↑
↓
Linearität ↑)

Ausschnitt vergrößerung des Datenanalysator-Chips



PROLOGIS

Beispiel zur Schaltungskomplexität:
13 Gbit/s Datenanalysator in SiGe Bipolar Technologie



Größe ca $3,3 \times 3,3 \text{ mm}$

Verlustleistungsdichte ca $0,5 \frac{\text{W}}{\text{mm}^2}$

4 ANMERKUNGEN ZUR ENTWICKLUNG
ELEKTRONISCHER SCHALTUNGEN

ren Verlauf neben einer genauen aber leider meist unhandlichen Herleitung und Darstellung von Eigenschaften und Sachverhalten auch von der Bildung intuitiver Modelle Gebrauch gemacht. In Vergleich mit der genauen Darstellung können so auch die Grenzen der einfacheren Modelle ermittelt werden. In diesem Zusammenhang werden auch Näherungen eingeführt deren Gültigkeitsbereich bei der Anwendung zu beachten und zu hinterfragen ist. Es sei jedoch darauf hingewiesen, dass übertriebene Genauigkeit bei der Schaltungsentwicklung aufgrund der Toleranzen der verwendeten Bauelemente meist nicht sinnvoll ist (**Ingenieurmäßiges Vorgehen**).

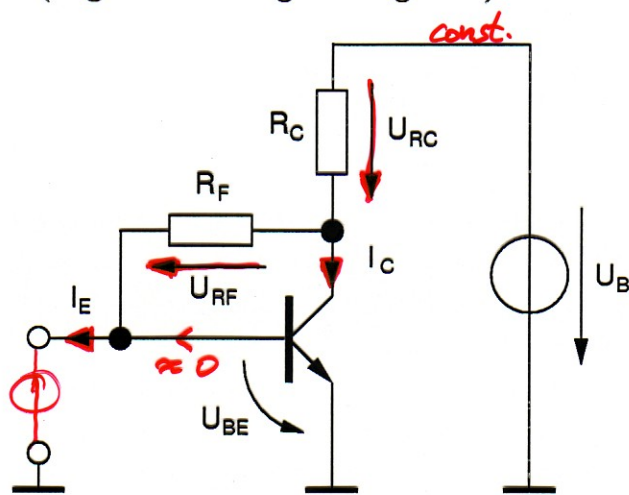


Abb. 12: Transimpedanzstufe zur Erläuterung der intuitiven Schaltungsanalyse.



Beispiel für einfache Gesamtmodellvorstellung einer Transimpedanzstufe

1. allgemeine Theorie



2. problemangepasste Vereinfachungen

→ vernachlässigen

(→ Runden
~~1,2~~~~1,2~~~~1,2~~ mV)

3. Einfache Gesamtmodellvorstellung

4. Erwartungswert aufstellen

5. Ergebnisse mit Erwartungswert in Eingang bringen.

5 Verstärker

5.1 Einleitung

Was ist ein Verstärker: Schaltung mit einem oder mehreren aktiven Bauelementen (i.d. Regel Transistoren), mit der Eigenschaft, ein eingangsseitig eingespeistes Signal (Quelle) am Ausgang in vergrößerter (manchmal auch gewandelter) Form einem Abnehmer (Last, Wandler, Senke, ... → Wirkung) zur Verfügung zu stellen.

Def. eines Verstärkers

ist einfach

bietet aber

Aus dieser Formulierung wird unmittelbar ersichtlich, dass die grundlegende Eigenschaft eines (linearen) Verstärkers durch die Wirkungsfunktion

$$\text{Wirkungsfunktion} = \frac{\text{Ausgangs(signal)größe}}{\text{Eingangs(signal)größe}} \quad (51)$$

beschrieben wird.

Zur **Klassifizierung** von Verstärkern könnten die verschiedensten Kriterien herangezogen werden. Die häufigsten sind:

viele Möglichkeiten

- Physikalische Repräsentation des Signals

- Spannungsverstärker,
- Stromverstärker,
- Leistungsverstärker.

- Bei der Aussteuerung genutzter Bereich der Übertragungskennlinie

- Kleinsignalverstärker,
- Großsignalverstärker.

⇒ Bild auf nächster Seite

- Bandbreite der Signalübertragung

- Schmalbandverstärker (HF, ZF) :

Eine absolute Zahl, bei welcher Frequenz HF (Hochfrequenz) beginnt und wo ZF (Zwischenfrequenz) endet, lässt sich nicht angeben, da von System zu System unterschiedlich (z.B. Handy ~ 1GHz, Car Radar > 70 GHz, Radio ~ 100 MHz). Bei abwärts mischenden Systemen gilt aber immer $f_{ZF} < f_{HF}$.

⇒ Bild auf nächster Seite

- Breitbandverstärker

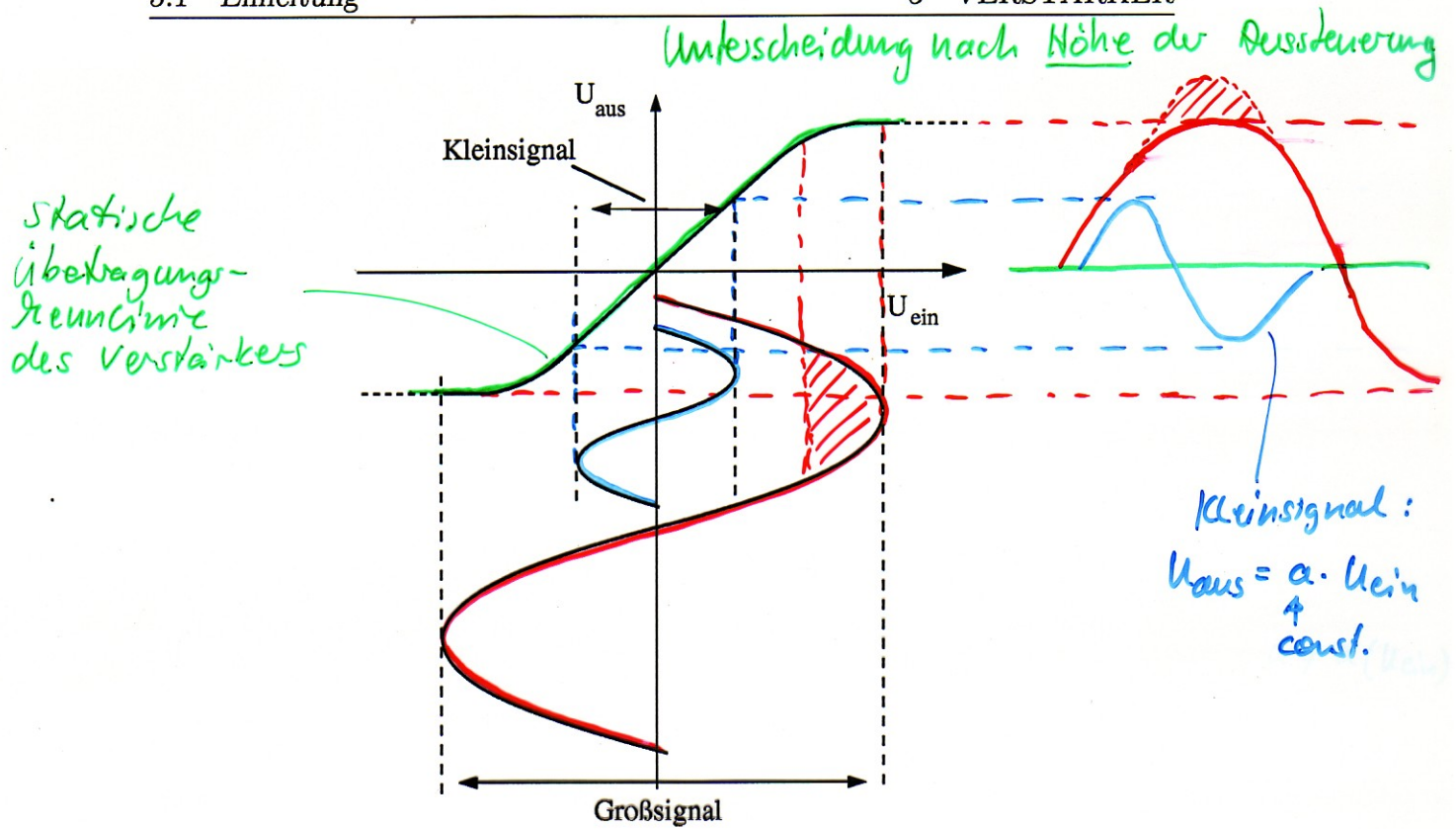


Abb. 13: Groß- und Kleinsignalaussteuerung (Signale müssen nicht symmetrisch zum Nullpunkt liegen).

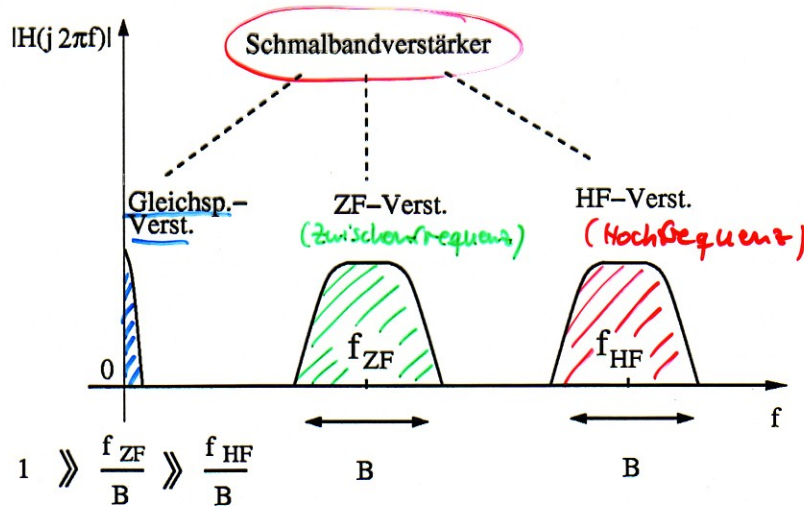


Abb. 14: Definition der Bandbreiten bei Schmalbandverstärkern.

- * Hochfrequenz(HF)-Verstärker
- * Niederfrequenz(NF)-Verstärker
- * (Operationsverstärker)

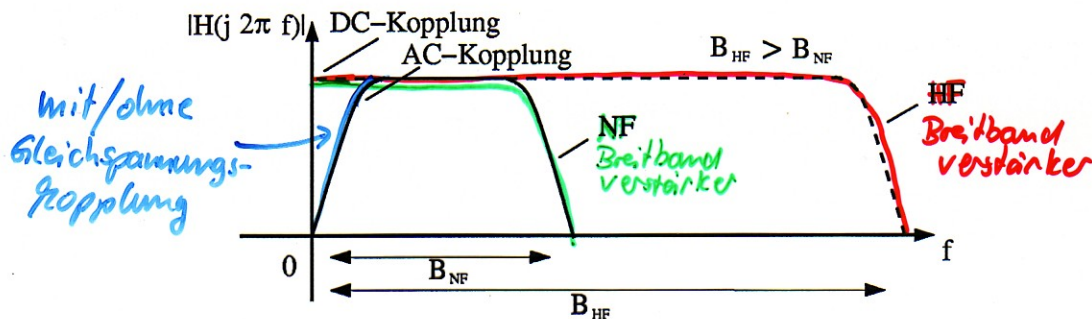


Abb. 15: Frequenzband Schmalbandverstärker.

Auch hier läßt sich keine Zahl angeben, wo der Niederfrequenzbereich endet und der Hochfrequenzbereich beginnt. Die Unterscheidung ist eher systembedingt und spiegelt die Gesichtspunkte und Kriterien des Entwicklers wider unter deren Maßgabe der Verstärker entwickelt wurde. Gesichtspunkte bei der Entwicklung von HF-Verstärkern sind z.B.: Reflektionsfaktor, Leitungstransformation, Skin Effekt, Abstrahlung, induktive parasitäre Elemente, magnetische Kopplung, Abstrahlung.

Wichtig: Breitbandverstärker gibt es mit und ohne Gleichspannungskopplung. Ohne Gleichspannungskopplung wird die Gleichspannungskomponente des Eingangssignals nicht übertragen und der Verstärker hat eine untere Grenzfrequenz (i.d. Regel Hz ... kHz Bereich). Bei zu hoher unterer Grenzfrequenz kommt es insbesondere bei der Übertragung von Datensignalen mit längeren 0- oder 1-Folgen zu Fehlern in der nachfolgenden Verarbeitung der verstärkten Signale.

Entsprechend der vorangegangenen Definition zählt auch der Operationsverstärker zu den Breitbandverstärkern. Er ist gleichspannungsgekoppelt und wird eher im Niederfrequenzbereich betrieben, obwohl es schon Operationsverstärker in Sonderanwendungen bis zum GHz-Bereich gibt.

- Gleichspannungsverstärker
Gemeint ist hier nicht, dass nur $f = 0$ übertragen wird, denn dann

könnte niemals die verstärkte Spannung (oder Strom) einen anderen Wert annehmen.

Der Begriff „Gleich“ drückt vielmehr aus, dass sich die zu verstärkende Größe so langsam ändert, dass der Verstärker hinsichtlich dieses Signals als quasistatisch betrachtet werden kann. Typische Anwendung von Gleichspannungsverstärkern ist z.B. μV und mV Eingang vom Spannungsmeßgeräten (Multimeter). Man findet in breitbandigen gleichspannungsgekoppelten Präzisionsverstärkern häufig auch eine Kombination aus einem Gleichspannungsverstärker und einem nicht gleichspannungsgekoppelt (ac coupled) Breitbandverstärker (sog. Hybridverstärker)

Durch die Aufteilung von Gleich- und Wechselfspannungspfad

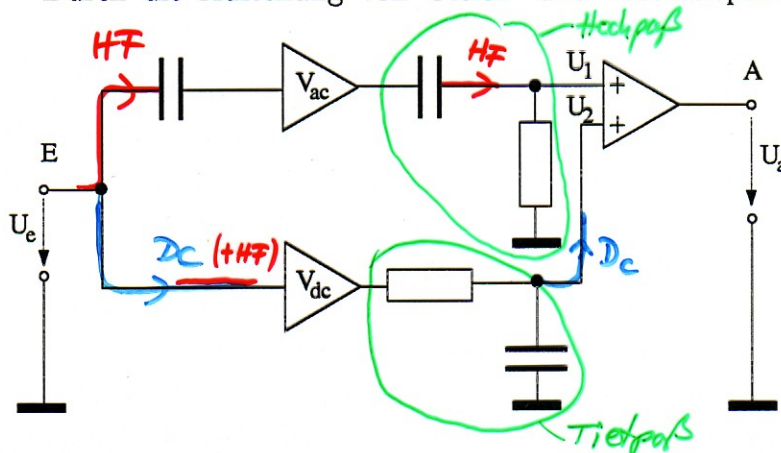


Abb. 16: Prinzipschaltung eines Hybridverstärkers.

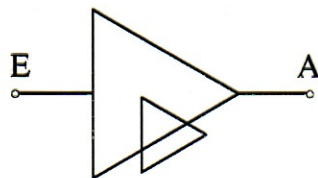


Abb. 17: Schaltungssymbol Hybridverstärker.

können die beiden Verstärker besser für ihre jeweiligen Aufgaben optimiert werden. Kompromisse in der Optimierung wie bei der Verwendung nur eines Verstärkers können vermieden werden (Optimierung: Gewinnen von Freiheitsgraden).

Schwierig:

genaue und zeitstabile Gleichspannungsverstärker

+ gleichzeitig hohe Bandbreite



Darfremmen des Eingangssignals in DC + HF-Pfad

↑ "high frequency"

(selten, aber gutes Beispiel für das Schaffen von FREIHEITSGRADEN i.d. OPTIMIERUNG)

• Lage des Arbeitspunktes (AP) im Steuer-Kennlinienfeld des Transistors

- **A**-Verstärker: Der AP liegt i.e. in der Mitte des linearen Kennlinienteils (Linearverstärker)
- **AB**-Verstärker: Der AP ist in der unteren Kennlinienhälfte
- **B**-Verstärker: Der AP ist im unteren Kennlinienknick (Gegentaktverstärker)(Gleichrichtung)
- **C**-Verstärker: Der AP im Sperrbereich der Kennlinie (Impulsgenerator oder HF-Sendeverstärker)

LAGE des AP
 ⇒ Verstärkerklasse ABC(D)

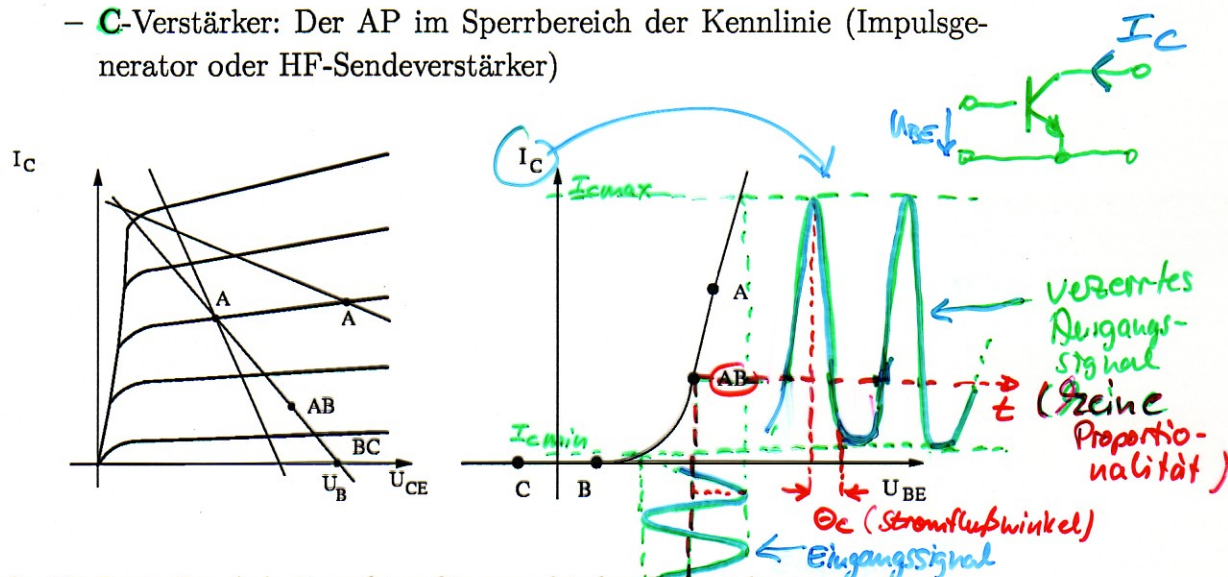
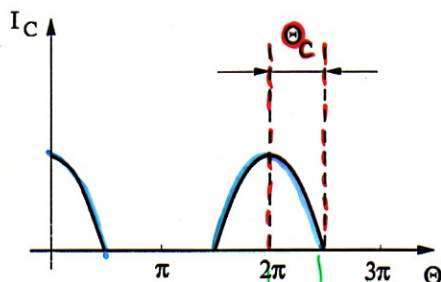


Abb. 18: Lage des Arbeitspunktes für verschieden Verstärkertypen. Links: Ausgangskennlinienfeld, rechts: Steuer-Kennlinie zur Definition des Arbeitspunktes.

Genauere Definition der Betriebsart über den Stromflußwinkel:



Klasse	θ_c
A	$\theta_c = \pi$
AB	$\frac{\pi}{2} < \theta_c < \pi$
B	$\theta_c = \frac{\pi}{2}$
C	$\theta_c < \frac{\pi}{2}$

$\theta_c = \pi$ (Vollwelle)
 (Halbwelle) = Gleichrichter

$\frac{\pi}{2}$ ⇒ B-Betrieb

Man sagt auch „Der Verstärker/Transistor arbeitet in A, B, AB, oder C-Betrieb“.

• Lage des Arbeitspunktes (AP) im Steuer-Kennlinienfeld des Transistors

- **A**-Verstärker: Der AP liegt i.e. in der Mitte des linearen Kennlinienteils (Linearverstärker)
- **AB**-Verstärker: Der AP ist in der unteren Kennlinienhälfte
- **B**-Verstärker: Der AP ist im unteren Kennlinienknick (Gegentaktverstärker)(Gleichrichtung)
- **C**-Verstärker: Der AP im Sperrbereich der Kennlinie (Impulsgenerator oder HF-Sendeverstärker)

LAGE des AP

⇒ Verstärkerklasse ABC (D)

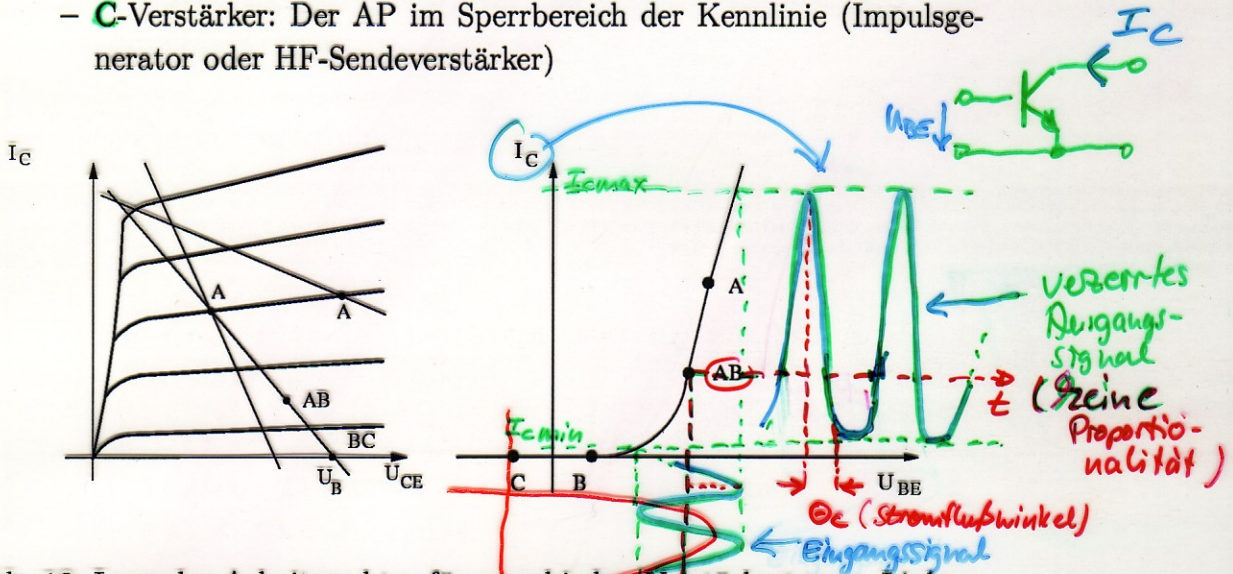
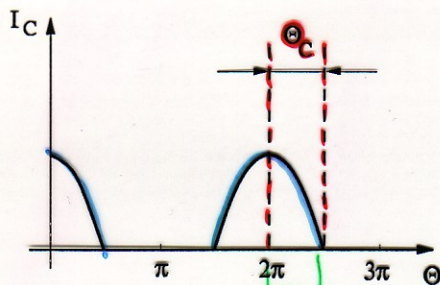


Abb. 18: Lage des Arbeitspunktes für verschieden Verstärkertypen. Links: Ausgangskennlinienfeld, rechts: Steuer-Kennlinie zur Definition des Arbeitspunktes.

Genauere Definition der Betriebsart über den Stromflußwinkel:



Klasse	Θ_C
A	$\Theta_C = \pi$
AB	$\frac{\pi}{2} < \Theta_C < \pi$
B	$\Theta_C = \frac{\pi}{2}$
C	$\Theta_C < \frac{\pi}{2}$

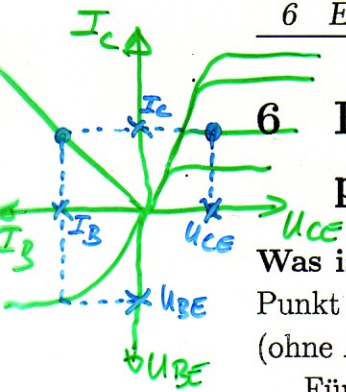
$\Theta_C = \pi$
 (Vollwelle)
 (Halbwelle) = Gleichrichter

$\frac{\pi}{2}$ ⇒ B-Betrieb

Man sagt auch „Der Verstärker/Transistor arbeitet in A, B, AB, oder C-Betrieb“.

Kein Signal ($u=0, \underline{i}=0$) \Rightarrow Ursache $=0 \Rightarrow$ Wirkung $=0$ (Vor. Stabilität)
 identisch mit $\omega=0$, da nur Gleichgrößen noch vorhanden

6 EINSTELLUNG UND STABILISIERUNG DES ARBEITSPUNKTES



6 Einstellung und Stabilisierung des Arbeitspunktes (AP)

Was ist ein Arbeitspunkt? Unter dem Arbeitspunkt versteht man den Punkt auf den Kennlinien eines Bauelementes, in dem es sich im Ruhezustand (ohne Anregung, ohne Signal) befindet.

Für einen Bipolartransistor ist der Arbeitspunkt durch Angabe des Parametersatzes $\{I_B, U_{BE}, I_C, U_{CE}\}$ eindeutig bestimmt (in integrierten Schaltungen muß zusätzlich noch die Kollektor-Substrat-Spannung festgelegt werden). Meist stellen sich durch die Wahl eines Steuerparameters (I_B oder U_{BE}) aufgrund der Beschaltung des Transistors die restlichen Parameter automatisch ein.

Aufgrund seiner Definition ist die Analyse des Arbeitspunktes eine statische bzw. quasistatische Analyse im Großsignalbetrieb des Transistors (nicht-lineare Gleichungen). D.h. die bezüglich des Arbeitspunktes zu analysierende Schaltung kann vereinfacht werden, indem:

- Kapazitäten als Leerlauf ($Z = \lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{1}{\omega C} \rightarrow \infty$),
- Induktivitäten als Kurzschluß ($Z = \lim_{\omega \rightarrow 0} \omega L \rightarrow 0$),
- Signalstromquellen als Leerlauf (vgl. Abb. 19) und
- Signalspannungsquellen als Kurzschluß (vgl. Abb. 19) (evtl. vorhandene Gleichspannungsanteile müssen jedoch berücksichtigt werden)

berücksichtigt werden.

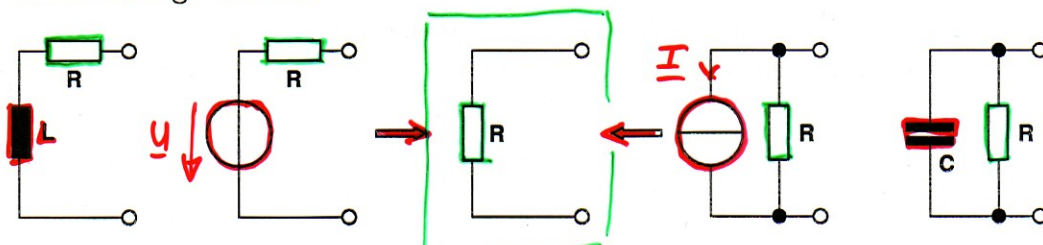


Abb. 19: Vereinfachungen von Schaltungen für statische Betrachtung im Arbeitspunkt.

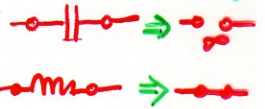
resultierende Schaltung f. d. AP Analyse

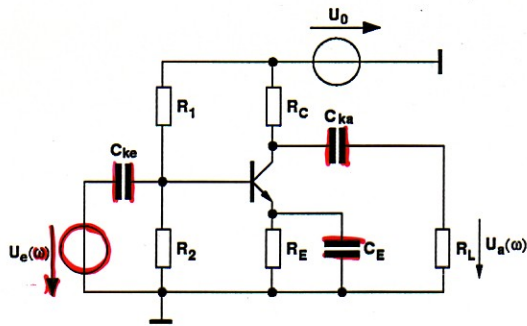
Arbeitspunkt
 \Downarrow
 Der Punkt auf jeder der Kennlinien eines Bauelem.
 ohne Signal (statisch, $u, i=0$)
 \Downarrow
 Gesamtheit d. Punkte:
 Parametersatz
 \Downarrow
 z.B. Bipol. Trs
 $\{I_B, U_{BE}, I_C, U_{CE}\}$

REGELN ZUR UMWANDLUNG einer SCHALTUNG für die AP-Analyse

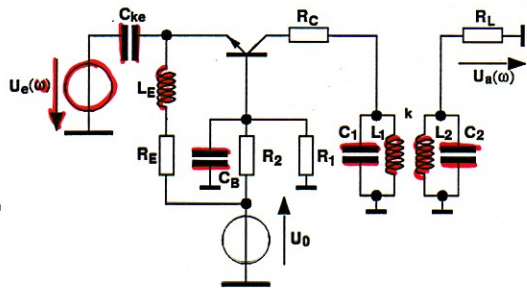
6 EINSTELLUNG UND STABILISIERUNG DES ARBEITSPUNKTES

Beispiel: Sowohl für die Emitterschaltung (Abb. 20(a)) als auch für die Basisschaltung (Abb. 20(b)) ergibt sich die gleiche vereinfachte Schaltung in Abb. (21(a)) für die Analyse des Arbeitspunktes. Die Maschengleichung für

Beispiel für Umwandlung


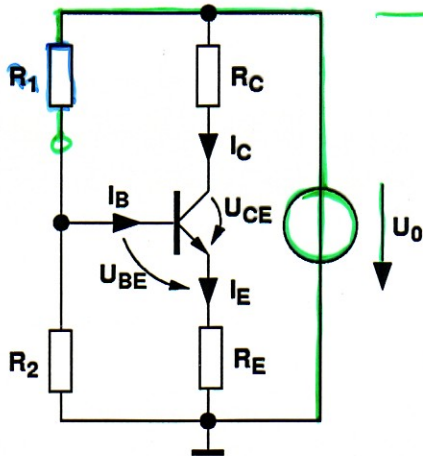


(a) Emitterschaltung (mit Gegenkopplung).



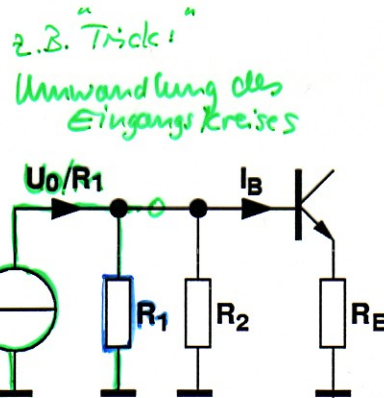
(b) Basisschaltung mit induktivem Koppelbandfilter am Ausgang.

Abb. 20: Beispiele von Schaltungen zur Analyse des Arbeitspunktes.



(a) Statisches Ersatzschaltbild der Schaltungen in Abb. 6.

Bspl. eines GLEICHSTROM-ESB's
 (relativ häufig)

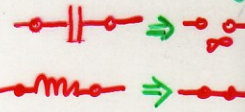


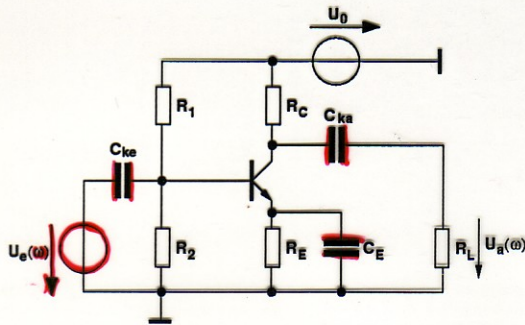
(b) Interpretation des Eingangskreises als innenwiderstandsbehaftete Stromquelle.

Abb. 21: Ersatzschaltungen zur Arbeitspunktanalyse.

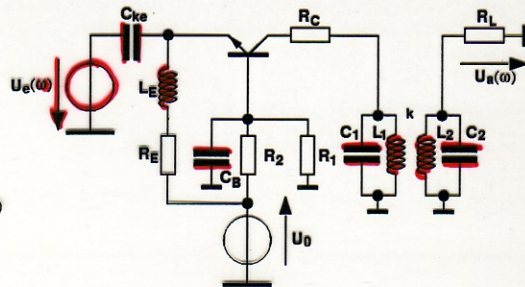
6 EINSTELLUNG UND STABILISIERUNG DES ARBEITSPUNKTES

Beispiel: Sowohl für die Emitterschaltung (Abb. 20(a)) als auch für die Basisschaltung (Abb. 20(b)) ergibt sich die gleiche vereinfachte Schaltung in Abb. (21(a)) für die Analyse des Arbeitspunktes. Die Maschengleichung für

Beispiel für Umwandlung


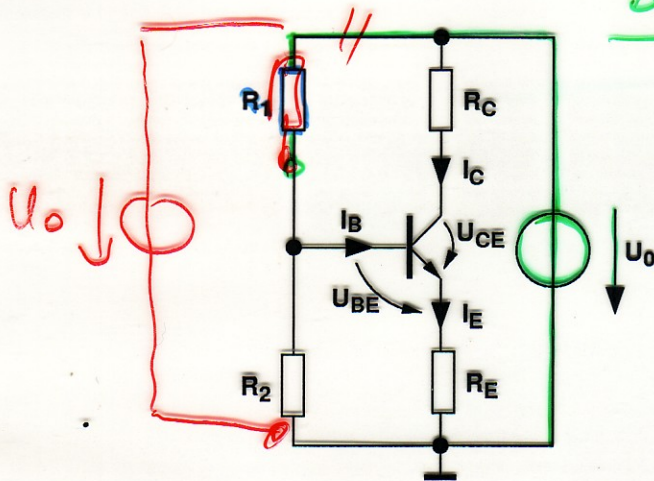


(a) Emitterschaltung (mit Gegenkopplung).



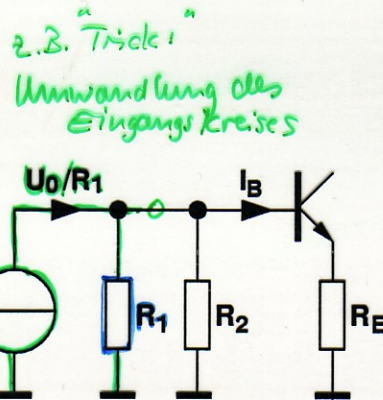
(b) Basisschaltung mit induktivem Koppelbandfilter am Ausgang.

Abb. 20: Beispiele von Schaltungen zur Analyse des Arbeitspunktes.



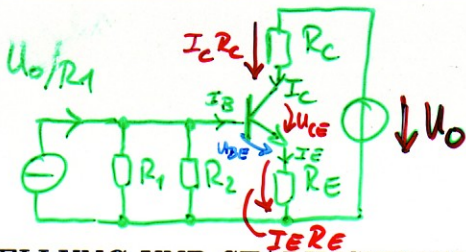
(a) Statisches Ersatzschaltbild der Schaltungen in Abb. 6.

Bsp. eines GLEICHSTROM-ESB's (relativ häufig)



(b) Interpretation des Eingangskreises als innenwiderstandsbehaftete Stromquelle.

Abb. 21: Ersatzschaltungen zur Arbeitspunktanalyse.



6 EINSTELLUNG UND STABILISIERUNG DES ARBEITSPUNKTES

Masche für Ausgangs-greis

den Ausgangskreis kann aus Abb. (21(a)) direkt angegeben werden:

$$U_0 = R_C I_C + U_{CE} + I_E R_E \quad \text{Ausgangs-greis (52)}$$

$$\text{mit } I_E = I_B + I_C \quad \text{(53)}$$

Durch Einsetzen von Gl. (52) in (53) ergibt sich die erste Bestimmungsgleichung für die Schaltungsparameter im Arbeitspunkt:

$$U_0 = R_E I_B + (R_C + R_E) I_C + U_{CE} \quad (54)$$

Die Größen I_B und I_C in Gl. (54) sind über die Stromverstärkung β_0 des Transistors verknüpft (Anm.: $1 \ll \beta_0 \approx 100$):

$$I_C = \beta_0 I_B$$

$$U_0 = I_C \left(\frac{R_E}{\beta_0} + R_C + R_E \right) + U_{CE} \quad (55)$$

$$I_C = \frac{U_0 - U_{CE}}{R_C + R_E \left(1 + \frac{1}{\beta_0} \right)}$$

Auch die Gleichung für den Eingangskreis lässt sich unmittelbar hinschreiben, wenn U_0 mit R_1 , wie in Abb. (21(b)) gezeigt, als innenwiderstandsbehaftete Stromquelle interpretiert wird:

$$\left(\frac{U_0}{R_1} - I_B \right) \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = U_{BE} + I_E R_E \quad \text{Masche des Eingangs-greises (56)}$$

Einsetzen von Gl. (53) für I_E und Umformen liefert die zweite Bestimmungsgleichung für die Arbeitspunktparameter I_B , I_C und U_{BE} mit den Elementen des Eingangskreises

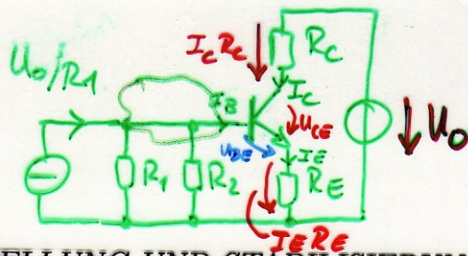
$$U_0 = \left(R_1 + \frac{R_1 + R_2}{R_2} R_E \right) I_B + R_E \frac{R_1 + R_2}{R_2} I_C + \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{BE} \quad (57)$$

Zwischen Basisstrom und Basis-Emitter Spannung herrscht ein nichtlinearer Zusammenhang, der allgemein aus dem Ebers-Moll-Ersatzschaltbild des npn-Transistors in Abb. (22) hergeleitet werden kann:

$$I_E = I_F - A_R I_R \begin{cases} I_F = I_{ES} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) \\ I_R = I_{CS} \left(e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right) \end{cases} \quad \text{Ebers-Moll es3 (allgemein) (58)}$$

Für den normal aktiven Bereich (BE-Diode leitet, BC-Diode sperrt) vereinfacht sich Gl. (58) zu

$$I_E = I_F = I_{ES} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) \approx I_C \quad \text{Normal-aktiv (59)}$$



6 EINSTELLUNG UND STABILISIERUNG DES ARBEITSPUNKTES

Masche für Ausgangs-greis

den Ausgangskreis kann aus Abb. (21(a)) direkt angegeben werden:

$$U_0 = R_C I_C + U_{CE} + I_E R_E \quad \text{Ausgangs-greis (52)}$$

$$\text{mit } I_E = I_B + I_C \quad \text{(53)}$$

Durch Einsetzen von Gl. (52) in (53) ergibt sich die erste Bestimmungsgleichung für die Schaltungsparameter im Arbeitspunkt:

$$U_0 = R_E I_B + (R_C + R_E) I_C + U_{CE} \quad (54)$$

Die Größen I_B und I_C in Gl. (54) sind über die Stromverstärkung β_0 des Transistors verknüpft (Anm.: $1 \ll \beta_0 \approx 100$):

Lastgerade

Gl. (1)

$I_C(U_{CE})$

$$I_C = \beta_0 I_B$$

$$U_0 = I_C \left(\frac{R_E}{\beta_0} + R_C + R_E \right) + U_{CE} \quad (55)$$

$$I_C = \frac{U_0 - U_{CE}}{R_C + R_E \left(1 + \frac{1}{\beta_0} \right)}$$

Auch die Gleichung für den Eingangskreis lässt sich unmittelbar hinschreiben, wenn U_0 mit R_1 , wie in Abb. (21(b)) gezeigt, als innenwiderstandsbehaftete Stromquelle interpretiert wird:

$$\left(\frac{U_0}{R_1} - I_B \right) \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = U_{BE} + I_E R_E \quad \text{Masche des Eingangs-greises (56)}$$

Einsetzen von Gl. (53) für I_E und Umformen liefert die zweite Bestimmungsgleichung für die Arbeitspunktparameter I_B , I_C und U_{BE} mit den Elementen des Eingangskreises

Steuergerde

Gl. (2)

$I_B(U_{BE})$

$$U_0 = \left(R_1 + \frac{R_1 + R_2}{R_2} R_E \right) I_B + R_E \frac{R_1 + R_2}{R_2} I_C + \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{BE} \quad (57)$$

$U_0(I_B, U_{BE})$

Zwischen Basisstrom und Basis-Emitter Spannung herrscht ein nichtlinearer Zusammenhang, der allgemein aus dem Ebers-Moll-Ersatzschaltbild des npn-Transistors in Abb. (22) hergeleitet werden kann:

nichtlinearer Zusammenhang

$$I_E = I_F - A_R I_R \begin{cases} I_F = I_{ES} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) \\ I_R = I_{CS} \left(e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1 \right) \end{cases} \quad \text{Ebers-Moll es3 (allgemein) (58)}$$

Für den normal aktiven Bereich (BE-Diode leitet, BC-Diode sperrt) vereinfacht sich Gl. (58) zu

Normal-aktiv

$$I_E = I_F = I_{ES} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) \approx I_C \quad (59)$$

6. EINSTELLUNG UND STABILISIERUNG DES ARBEITSPUNKTES

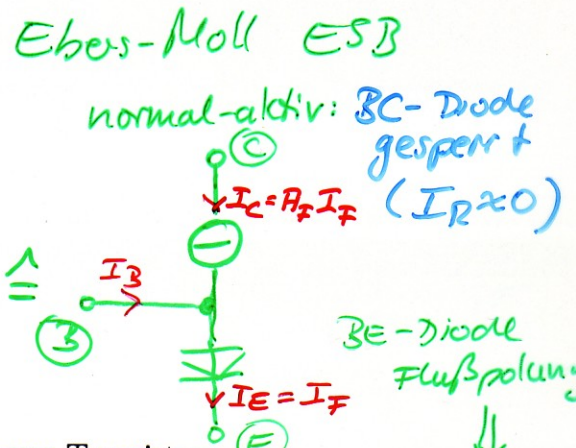
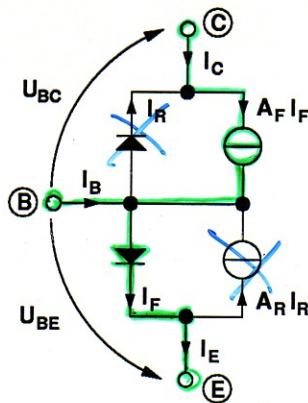


Abb. 22: Ebers-Moll Ersatzschaltbild eines npn-Transistors.

und mit $U_{BE} \gg U_T$ ($U_{BE} \approx 700 \dots 800 \text{ mV} \gg U_T \approx 25 \dots 30 \text{ mV}$) ($25^\circ\text{C} \dots 100^\circ\text{C}$) wird I_E in guter Näherung

$$I_E \approx I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \approx I_C \quad (I_S \text{ statt } I_{ES} \text{ zur verkürzten Schreibweise}) \quad (60)$$

$e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \gg 1$

$I_C = I_S (e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1) \approx I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \approx I_E$

und damit mit Gl. (55) für den Basiskreis

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_0} = \frac{1}{\beta_0 + 1} I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \quad (61)$$

Näherungen für alle Berechnungen im normal-aktiven Bereich ausreichend

Einsetzen von Gl. (61) in Gl. (57) führt zu keiner expliziten Lösung aufgrund der Exponentialfunktion.²

Eine Lösung für den gesamten Quadranten des Ausgangskennlinienfeldes liefert das Eintragen der Steuer- und Lastgeraden in die zugehörigen Kennlinienfelder:

Gl. (55) in (54), bzw. Gl. (55) in Gl. (57) liefert nach Umstellen:

Gl(1), Ausgangskreis: LASTGERADE

$$I_C = \frac{U_0 - U_{CE}}{R_C + R_E} \approx \frac{U_0 - U_{CE}}{R_C + R_E} \quad |\beta_0 \gg 1| \quad (62)$$

Gl(2), Eingangskreis: STEUERGERADE

$$I_B = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_B - U_{BE}}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + (\beta_0 + 1) R_E} \approx \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_B - U_{BE}}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \beta_0 R_E} \quad |\beta_0 \gg 1| \quad (63)$$

²Auch eine Reihenentwicklung der Exponentialfunktion führt zu keinem anwendbaren Ergebnis, da die ersten Glieder (bis ca. $(\frac{U_{BE}}{U_T})^{10} / 10!$) vernachlässigbar sind (für $\frac{U_{BE}}{U_T} \approx 30$ werden die Glieder $\frac{x^{12}}{12!} \dots \frac{x^{50}}{50!}$ benötigt!)

ABER: Nichtlineare $I_B(U_{BE})$ Zusammenhang
 ↓
 keine explizite Lösung
 ↓
 grafische Lösung mit Last- und Steuergeraden

Fehler im Skript
 $U_B \rightarrow U_0$
 (Betriebsspannung)

Graphische Lösung:

6 EINSTELLUNG UND STABILISIERUNG DES ARBEITSPUNKTES

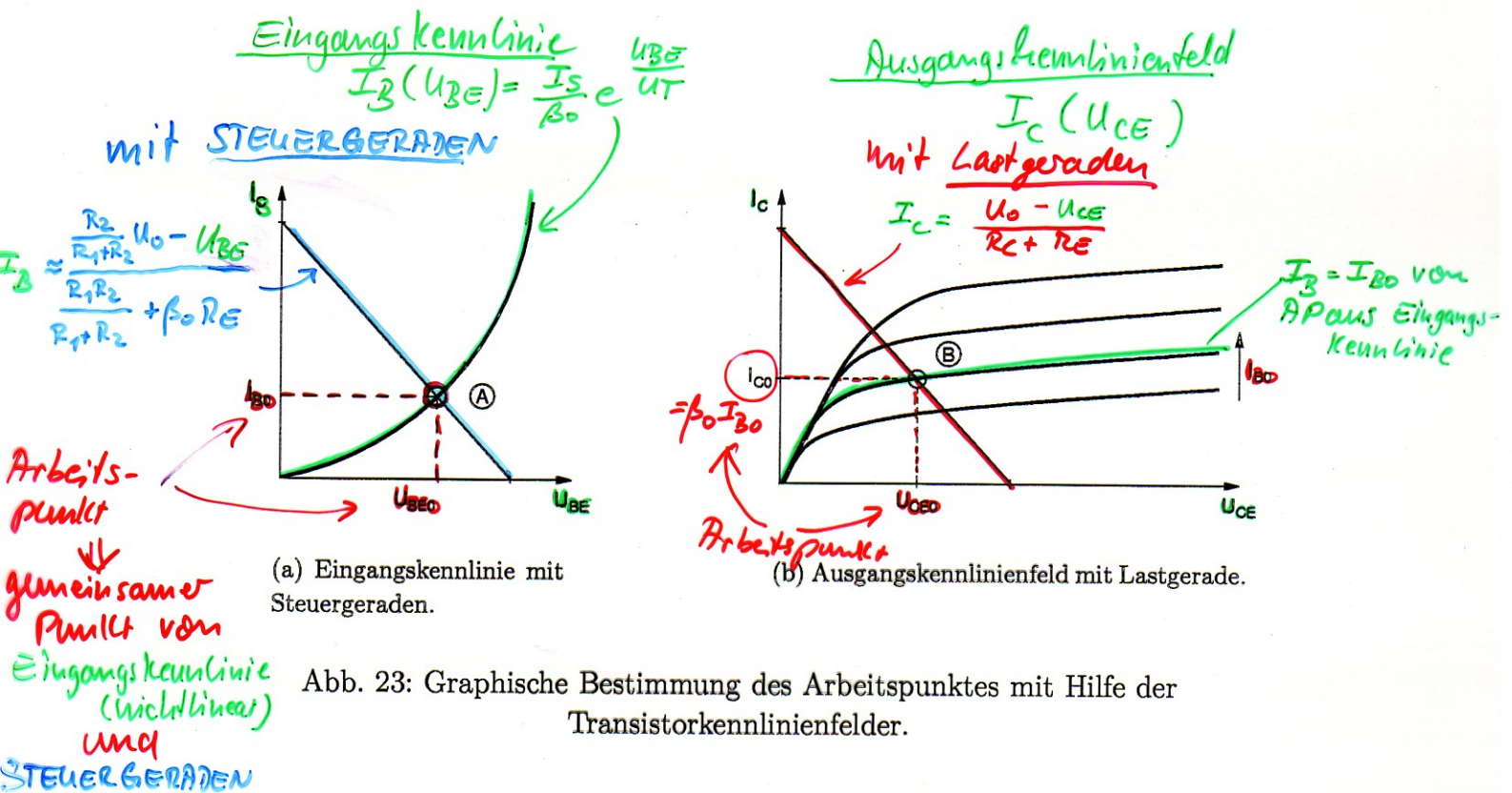


Abb. 23: Graphische Bestimmung des Arbeitspunktes mit Hilfe der Transistorkennlinienfelder.

Unter der Ann. $\beta_0 = const.$ liefert der Schnittpunkt von Steuergeraden und Eingangskennlinie (A) den Basisstrom I_{B0} im Arbeitspunkt (Ruhestrom). Der Schnittpunkt (B) der zu I_{B0} gehörenden Ausgangskennlinie mit der Lastgeraden (B) liefert die entsprechenden Ausgangsgrößen I_{C0} und U_{CE0} . Ist kein Kennlinienfeld verfügbar oder genügt eine Näherungslösung, führt folgender Lösungsweg weiter:

1. Bilde mit Gl. (62) und (63)

Gl. von Lastgeraden einsetzen

$$I_C = \beta_0 I_B \quad (64)$$

Gl. von Steuergeraden einsetzen

2. Gl. (64) enthält U_{CE} und U_{BE} als Unbekannte. Umstellen nach U_{CE} liefert

$$U_{CE} = U_0 - \beta_0 (R_C + R_E) \frac{\frac{R_2}{R_1+R_2} U_0 - U_{BE}}{\frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} + \beta_0 R_E} \quad (65)$$

U_{BE} kann in erster Näherung als konstant (0,7...0,8V) angesehen werden. Für ein bekanntes β_0 läßt sich damit eine Näherungslösung für U_{CE} berechnen.

Falls kein Kennlinienfeld
 ↓
 Näherungslösung

$$U_{BE} \approx const. \approx 700 \dots 800 \text{ mV}$$



Warum ist $U_{BE} \approx const.$?

31 \Rightarrow zeigen über $I_C = I_{C0} + \Delta I_C = I_{Cmin} \dots I_{Cmax}$

z.B. $\frac{I_{Cmax}}{I_{Cmin}} = 2 = \frac{I_S e^{\frac{U_{BEmax}}{U_T}}}{I_S e^{\frac{U_{BEmin}}{U_T}}} = e^{\frac{\Delta U_{BE}}{U_T}} \approx e^{\frac{\Delta U_{BE}}{U_T}}$

6 EINSTELLUNG UND STABILISIERUNG DES ARBEITSPUNKTES

Intuitive Lösung:

1. $\beta_0 \gg 1 \Rightarrow I_E \approx I_C$,
2. $U_{BE} = \text{const.} \approx 700 \text{ mV}$,
3. $\frac{U_0}{R_1+R_2} \gg I_B$,

\Rightarrow Spannung an R_2 : $U_2 = U_0 \frac{R_2}{R_1+R_2}$ (unbelasteter Spannungsteiler),

\Rightarrow Spannung an R_E : $U_E = U_2 - U_{BE}$,

\Rightarrow Strom durch $I_E = \frac{U_E}{R_E}$,

\Rightarrow Spannung an R_C : $U_C = R_C I_E$,

$\Rightarrow U_{CE} = U_0 - U_E - U_C$.

