

HF-Technik II

7 HF-Verstärker – von der passiven Technik zur aktiven

7.1 Was ist anders?

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften, Rauschen

7.3 Betriebsarten

7.4 HF-Transistoren und -Schaltkreise

7.5 ausgewählte Schaltungen

7.6 der Pegelplan

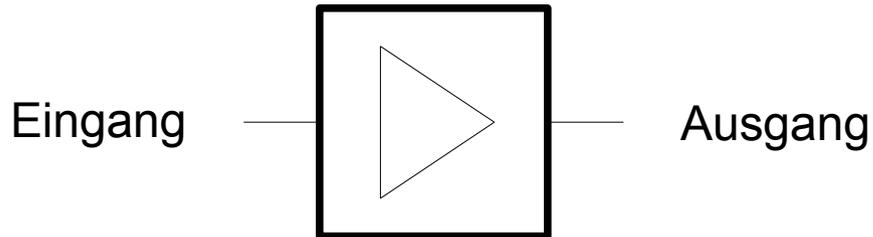
7 HF-Verstärker

7.1 Was ist anders? (1)

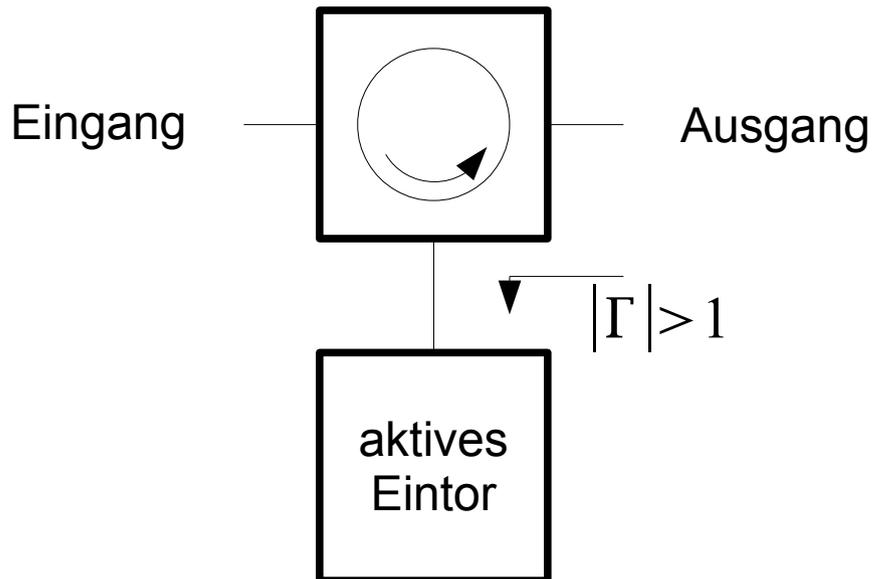
- In der Empfangstechnik wird oft mit Spannungen im μV -Bereich und noch darunter gearbeitet. Für eine Auswertung der Signale ist das deutlich zu wenig.
- In der Sendetechnik erfolgt die Signalaufbereitung mit Pegeln im V-Bereich und darunter. Das ergibt meist Leistungen im Bereich von mW. Für eine Übertragung ist das meist viel zu wenig.
- Bei der Übertragung über Leitungen entstehen oft Verluste, die auch oft auszugleichen sind.
- Bei der Verarbeitung von Signalen sind die Pegel der jeweiligen Eingangssignale oft an die Verarbeitungsstufen anzupassen, teilweise nach unten und teilweise nach oben.
-  Die Anhebung von Pegeln erfolgt durch Verstärker.
- Bei der Verwendung von HF für andere Zwecke, als für die Signalübertragung (meist technologische Anwendungen), sind die erzeugten Leistungen teilweise nicht ausreichend. Das soll hier aber eine untergeordnete Rolle spielen.

7.1 Was ist anders? (2)

-verstärker



-verstärker (für sehr hohe Frequenzen) – hier nicht weiter betrachtet



7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (1)

- Betriebsspannung/ -spannungsbereich, zulässiger Temperaturbereich, zulässige Höhe über NN etc. → werden hier (erst einmal) übergangen
- verfügbarer Gewinn
- Phasengang, Stabilität
- Spannungs-, Leistungsverstärkung
- Frequenzbereich, Bandbreite
- Rauschen, Rauschzahl
- Eingangswiderstand/ -Impedanz
- Ausgangswiderstand/ - Impedanz
- Soll-Lastwiderstand/ -Impedanz
- max. Eingangsspannung, maximale U_{ein} für Linearität
- max. Ausgangsleistung, maximale P_{aus} für Linearität
- Linearität, verwandte Werte (Intermodulation, Oberwellen)

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (2)

- verfügbarer Gewinn (Leistungsgewinn, Leistungsverstärkung):

$$G_A = \frac{|s_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_G|^2)}{|1 - s_{11} \Gamma_G|^2 - |s_{22}(1 - s_{11} \Gamma_G) + s_{12} s_{21} \Gamma_G|^2}$$

G_A ist bei gegebenen s-Parametern über den beeinflussbar.

Der maximal verfügbare Gewinn ist der bezüglich des
maximierte verfügbare Gewinn.

Wenn der Nenner zu 0 wird, wird G_A unendlich. Da die Ausgangsleistung endlich bleibt, wird die Eingangsleistung zu 0. Der Verstärker liefert ein Ausgangssignal ohne Eingangssignal, er schwingt, er wird zum (Oszillator).

Instabilität tritt an den Nullstellen des Nennerpolynoms auf:

$$|1 - s_{11} \Gamma_G|^2 = |s_{22}(1 - s_{11} \Gamma_G) + s_{12} s_{21} \Gamma_G|^2$$

$$\left| s_{22} + \frac{s_{12} s_{21} \Gamma_G}{1 - s_{11} \Gamma_G} \right| = 1$$

(Diskussion zu Beträgen und kompl. Werten)

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (3)

- verfügbarer Gewinn (Leistungsgewinn, Leistungsverstärkung):

„Ein linearer Verstärker ist an seinem Ausgang unbedingt stabil, wenn sein Leistungsgewinn (gemessen vom Eingang zum Ausgang) für beliebige passive Generator- und Lastreflexionsfaktoren endlich bleibt. Er ist an seinem Ausgang bedingt stabil, wenn sein Leistungsgewinn nur für bestimmte passive Generator- und Lastreflexionsfaktoren endlich bleibt. Ansonsten ist er an seinem Ausgang instabil.

(Quelle: Hoffmann: Hochfrequenztechnik, Springer 1997)

Die Untersuchung des verfügbaren Gewinns führt also direkt zur Betrachtung der Stabilität des Verstärkers.

(mehr zur Stabilität auf der folgenden Seite)

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (4)

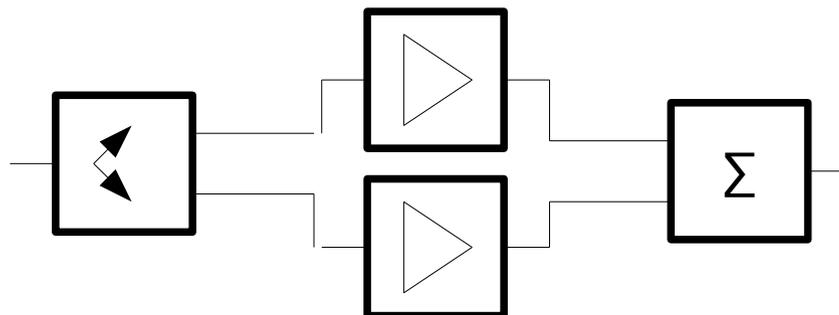
- Phasengang, Stabilität
 - Phasengang
Spielt eine Rolle sowohl hinsichtlich des abgegebenen Nutzsignals – Wirkung nach außen als auch hinsichtlich der Stabilität des Verstärkers – Wirkung nach innen

Wirkung nach außen:

Einfluss auf aufmodulierte Information, meist bei breitbandigeren Anwendungen zu beachten (Einfluss auf Symbole)

Nutzung jeweils schmaler Frequenzbereiche – Phasengang relevant, wenn Signale nach dem Verstärker in Bezug zueinander gesetzt werden (z. B. Addition zur Leistungserhöhung)

Beispiel



7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (5)

- Phasengang, Stabilität
 - Stabilität
siehe hierzu unter 9.2 – verfügbarer Gewinn

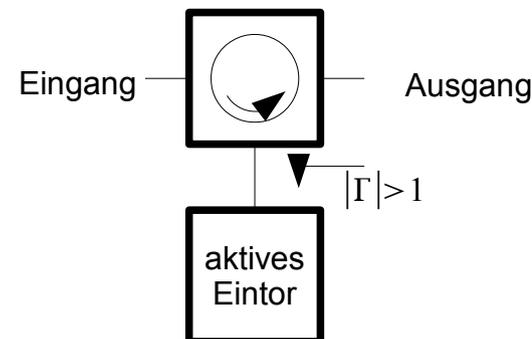
In Erweiterung dazu:

„Ein linearer Verstärker ist an seinem Eingang unbedingt stabil, wenn sein Leistungsgewinn in Rückwärtsrichtung (gemessen vom Ausgang zum Eingang) für beliebige passive *Generator- und Lastreflexionsfaktoren* endlich bleibt. Er ist an seinem Eingang bedingt stabil, wenn sein Leistungsgewinn nur für bestimmte passive *Generator- und Lastreflexionsfaktoren* endlich bleibt. Ansonsten ist er an seinem Eingang instabil.

(Quelle: Hoffmann: Hochfrequenztechnik, Springer 1997)

Sowohl die Elemente des Verstärkers als auch die an den Eingang und die an den Ausgang eines Verstärkers geschalteten Elemente beeinflussen dessen Stabilität.

Besonders gut kann das am Reflexionsverstärker verdeutlicht werden.



7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (6)

- Phasengang, Stabilität
 - Wirkung der s-Parameter wie in der Formel angegeben
überschlägig auch aus den Diagrammen erkennbar

$$V_{CE} = 10V$$

$$I_C = 14mA$$

$$Z_0 = 50 \text{ Ohm}$$

s_{21} und s_{12}
MAG linear

Frequenzangaben
bei s_{21} offensichtlich
falsch

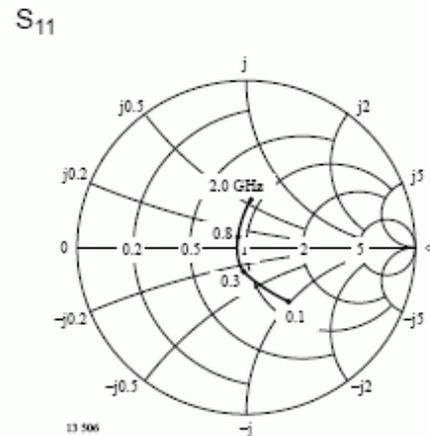


Figure 5. Input reflection coefficient

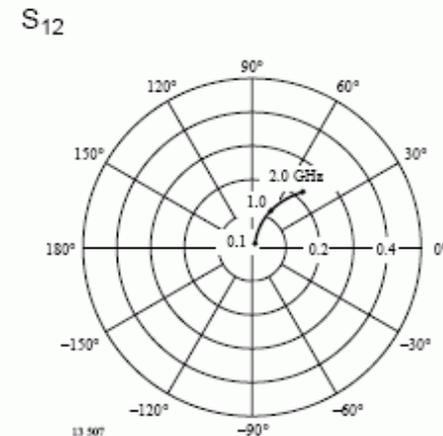


Figure 7. Reverse transmission coefficient

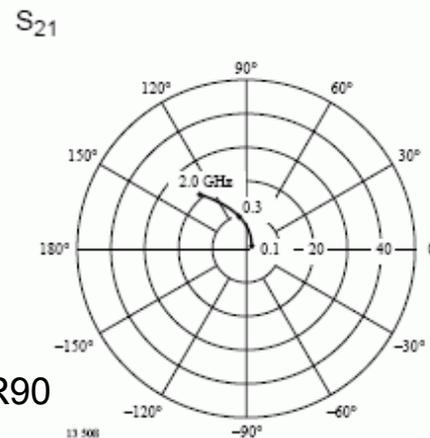


Figure 6. Forward transmission coefficient

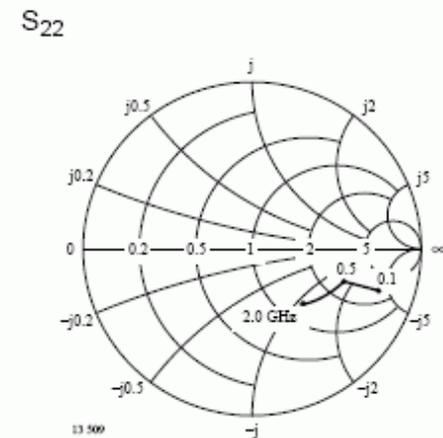


Figure 8. Output reflection coefficient

Quelle: Vishay Semiconductors: Datenblatt BFR90

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (7)

- Spannungs-, Leistungsverstärkung

$$V_U \quad V_P$$

V_P ist der Betrag des Gewinns (nicht des verfügbaren Gewinns). Der jeweilige Wert gilt nur in Verbindung mit den am Ein- und Ausgang angeschalteten Elementen. Die Leistungsverstärkung ist in der Praxis weit verbreitet. Leistungen sind meist gut messbar. Die Grenze der Verwendbarkeit ist durch die fehlende Trennung in die komplexen Komponenten gegeben.

(Diskussion anhand der Formel)

$$G_A = \frac{|s_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_G|^2)}{|1 - s_{11} \Gamma_G|^2 - |s_{22}(1 - s_{11} \Gamma_G) + s_{12} s_{21} \Gamma_G|^2}$$

V_U ist der Betrag der Spannungsverstärkung bei gegebener Eingangs- und Ausgangsbeschaltung. In Schaltungen sind die Spannungspegel, auch bis zu Frequenzen von einigen 100 MHz, recht einfach messbar. Das begründet die Verwendung des Wertes der Spannungsverstärkung auch in der HF-Technik. Bei bekannten Impedanzen kann in Leistungen umgerechnet werden.

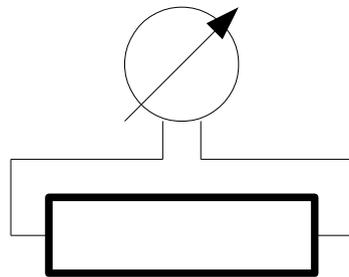
7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (8)

- Frequenzbereich, Bandbreite
 - In der Regel sind HF-Verstärker für Gleichspannungen nicht durchlässig oder haben zumindest für Gleichspannungen keine Verstärkung. Die Verstärkung steigt zu höheren Frequenzen an.
 - Jeder HF-Verstärker hat eine obere Grenzfrequenz, oberhalb der die Verstärkung immer weiter abfällt.
 - Die obere und die untere Grenzfrequenz werden durch den Abfall der Verstärkung gegenüber dem Maximalwert um einen bestimmten Faktor bestimmt. Gebräuchlich ist ein Wert von -.....dB ($\frac{1}{2}$ der maximalen Leistungsverstärkung).

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (9)

- Rauschen, Rauschzahl

An einen passiven Widerstand wird ein Spannungsmesser für Wechselspannungen angeschlossen.



Fragen:

- Ist eine Spannung zu messen?
- Spielt die Frequenz eine Rolle?
- Spielt die Bandbreite der Messanordnung eine Rolle?

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (10)

- Rauschen, Rauschzahl (2)
 - thermisches Rauschen, verursacht durch zufällige Bewegungen frei verschiebbarer Ladungsträger, Prozess

Vor ca. 80 Jahren wurde im heutigen NF-Bereich eine Rauschleistungsdichte gemessen:

$$N(f) = k_B T$$

N : Leistungsdichte
 f : Frequenz
 k_B : Boltzmannkonstante ($1,380662 \cdot 10^{-23}$ Ws/K)
(aktueller $1,3806504 \cdot 10^{-23}$ Ws/K)
 T : Temperatur in Kelvin

In der selben Zeit wurde durch H. Nyquist eine mathematische Deutung aus der Thermodynamik abgeleitet. Diese ergab für bestimmte Randbedingungen eine gute Übereinstimmung mit dem Ergebnis der Messung.

In der Folgezeit wurden aus physikalischen Überlegungen heraus zwei weitere Modelle entwickelt.

Selbst bis heute scheint es kein Modell zu geben, dass für alle Bereiche der Randbedingungen eine zufriedenstellende Erklärung liefert.

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (11)

- Rauschen, Rauschzahl (3)

„N“ - Nyquist-Modell, J – Johnson-Modell, C-W - Callen-Welton-Modell

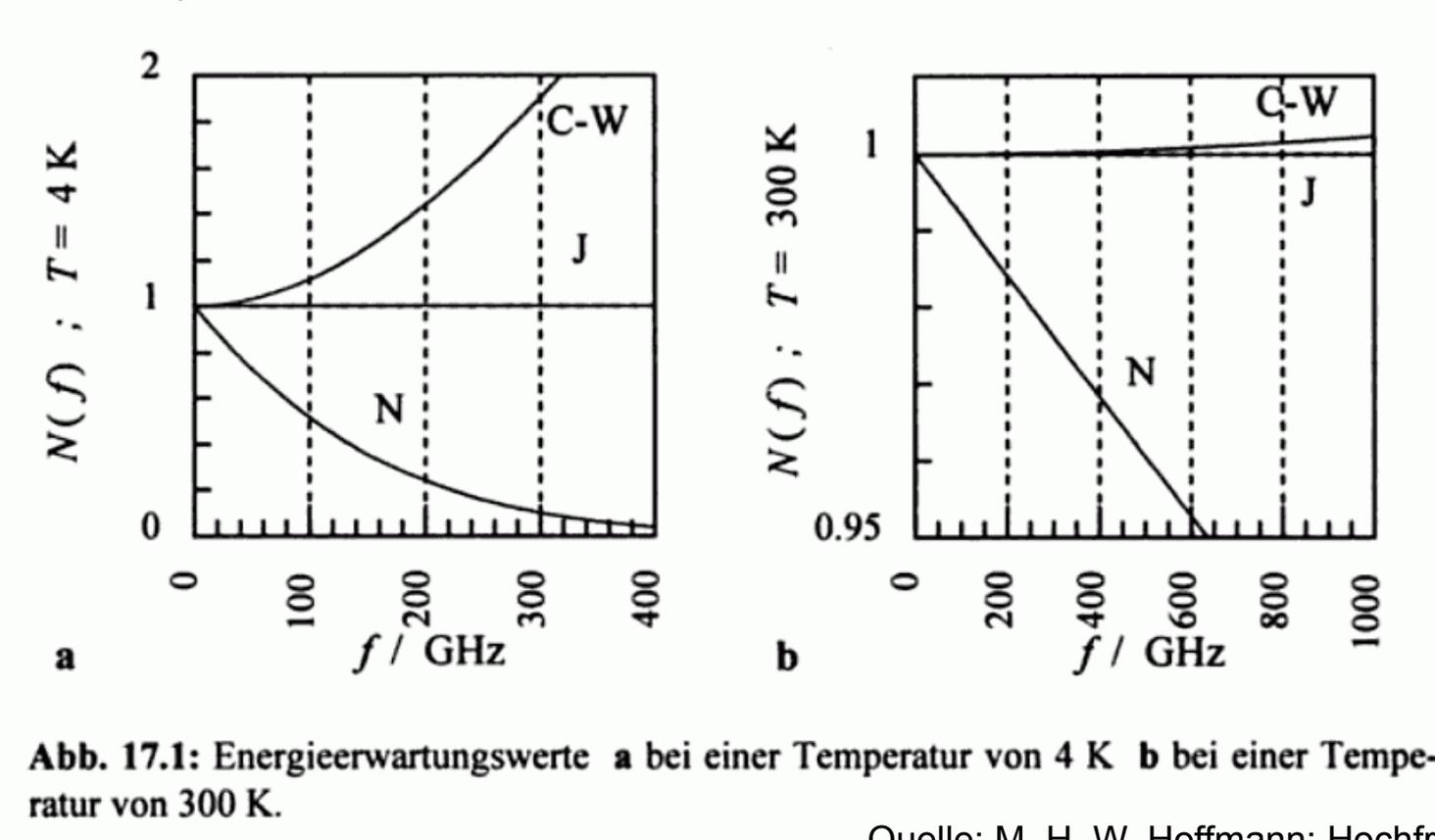


Abb. 17.1: Energieerwartungswerte **a** bei einer Temperatur von 4 K **b** bei einer Temperatur von 300 K.

Quelle: M. H. W. Hoffmann: Hochfrequenztechnik

Diskussion der Kurven und der Randbedingungen, Einsatzbereiche

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (12)

- Rauschen, Rauschzahl (4)

Bei gängigen Arbeitstemperaturen und Frequenzen bis zu einigen 100 GHz ist das Nyquist-Modell offensichtlich gut anwendbar. Damit lautet die für das thermische Rauschen zu verwendende Formel:

$$N(f) = k_B T$$

Schrotrauschen:

Ein elektrischer Strom ist kein kontinuierlicher Prozeß. Durch die Ladungsträger mit ihren jeweiligen Ladungen fließt ein Strom diskontinuierlich, vergleichbar mit Schrotkörnern (akustische Analogie).

Die Rauschleistungsdichte ist bei den üblichen Randbedingungen der mittleren Stromstärke proportional.

Bereits fließender Gleichstrom verursacht so ein Rauschen.

Generations-Rekombinations-Rauschen:

Tritt in Halbleitern auf und ist dem Schrotrauschen verwandt.

1/f-Rauschen:

Spielt je nach aktivem Bauelement bei Frequenzen bis einige 100 Hz oder aber auch bis an den Beginn des Kurzwellenbereiches eine Rolle (dominiert gegenüber dem thermischen Rauschen).

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (13)

- Rauschen, Rauschzahl (5)

Die Werte des Rauschens bei aktiven Bauelementen können den jeweiligen Datenblättern entnommen werden. Das Rauschen kann durch die Wahl des Arbeitspunktes (Gleichstrom) beeinflusst werden (Generations-Rekombinations-Rauschen).

Den Beitrag der meisten anderen Bauelemente zum Rauschen kann man bei voll funktionsfähigen und dem Stand der Technik entsprechenden Bauelementen sowie bei gängigen Randbedingungen in der Regel vernachlässigen. Ausnahmen sind ohmsche Widerstände im Signalpfad.

Es reicht meist aus, wenn außer dem Rauschen durch das aktive Element noch das thermische Rauschen des ohmschen Ersatzwiderstandes einer Signalquelle und weiterer am Verstärkereingang und im Signalpfad wirkender ohmscher Widerstände berücksichtigt werden. Das betrifft besonders sehr empfindlichen elektronischen Schaltungen.

Dazu mehr bei der späteren Betrachtung von Kettenschaltungen.

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (14)

- Rauschen, Rauschzahl (6)
 - Überlagerung Signal – Rauschen und Rauschen – Rauschen
Bei voneinander unabhängigen Prozessen ergibt sich die gesamte Rauschleistungsdichte durch Addition der einzelnen Rauschleistungsdichten:

$$N_{Sum}(f) = N_1(f) + N_2(f) + \dots + N_n$$

- Baugruppen, die selber Rauschen produzieren und dem Signal überlagern, werden durch ihre Rauschzahl (oder ihre Rauschtemperatur) charakterisiert.

$$F = \left(\frac{P_{S\ ein}}{P_{N\ ein}} \right) / \left(\frac{P_{S\ aus}}{P_{N\ aus}} \right)$$

F : Rauschzahl (Interpretation)

P_S : Signalleistung

P_R : Rauschleistung

ein : am Eingang

aus : am Ausgang

N : Rauschleistungsdichte

B_R : äquivalente Rechteckbandbreite

$$P_N = N \cdot B_R$$

Das SNR ist meist wichtiger, als die absoluten Größen von S und N.

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (15)

- Rauschen, Rauschzahl (7)
 - Ach wenn die Formel für F nur relative Bezüge enthält, so hat F doch einen absoluten Bezug!
Das Rauschen, das für die Bestimmung von F von außen an den Eingang angelegt sein soll, stammt vom ohmschen Quellwiderstand R. Dessen Rauschleistungsdichte ist bei bekannter Temperatur ein absoluter Wert.

$$F = \left(\frac{P_{S \text{ ein}}}{P_{N \text{ ein}}} \right) / \left(\frac{P_{S \text{ aus}}}{P_{N \text{ aus}}} \right) = \frac{P_{S \text{ ein}} \cdot P_{N \text{ aus}}}{P_{N \text{ ein}} \cdot V_P \cdot P_{S \text{ ein}}} = \frac{P_{N \text{ aus}}}{P_{N \text{ ein}} \cdot V_P} = \frac{P_{N \text{ ein gesamt}}}{P_{N \text{ ein}}}$$

$P_{N \text{ ein}} = k_B \cdot T \cdot B_R$

F gibt also, bezogen auf den Eingang des Zweitores, an, um welchen Faktor die Rauschleistung höher ist, als wenn nur der ohmsche Widerstand am Eingang vorhanden wäre.

erstes Problem: welche Temperatur??? → eingeschränkte Gültigkeit von F!
F allerdings weit verbreitet!

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (16)

- Rauschen, Rauschzahl (8)
 - Achtung!
 - Bei Überlagerung werden Momentanwerte der Spannung addiert.
 - Signalspannungen (Momentanwerte) sind determiniert und können mathematisch addiert werden.
 - Rauschspannungen (Momentanwerte) sind nicht determiniert und sind für eine mathematische Addition praktisch nicht zugänglich. Statistische Betrachtungen zeigen, dass Rauschleistungen addiert werden können (Gaußsches Rauschen).

$$P_r = P_{r1} + P_{r2}$$

$$P_r \sim u_{r \text{ eff}}^2$$

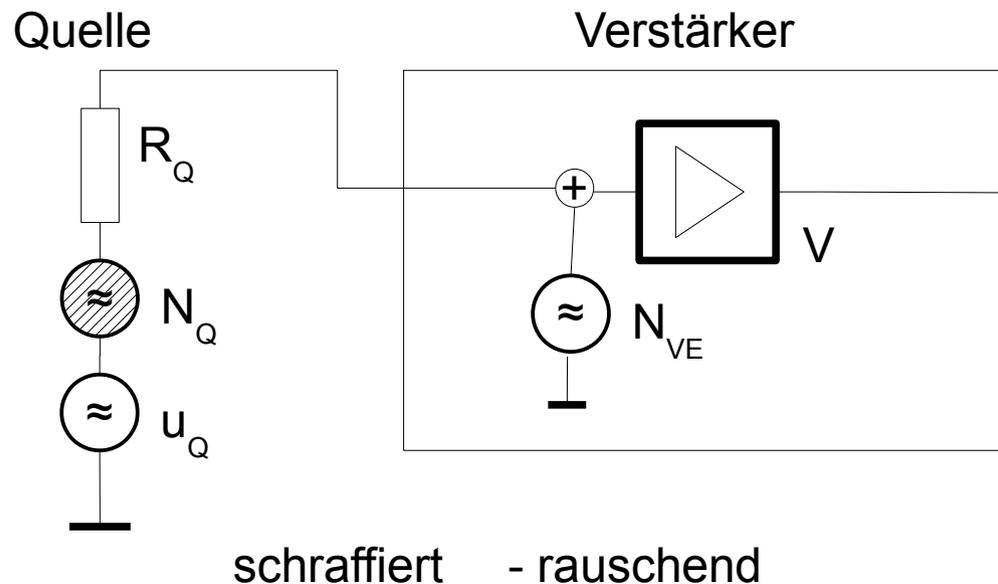
$$u_{r \text{ eff}} = \sqrt{u_{r1 \text{ eff}}^2 + u_{r2 \text{ eff}}^2}$$

Rolle von u_{eff} !

Etwas anderes gilt nur, wenn eine Rauschquelle von einer anderen ganz oder teilweise abhängt (wenn die Momentanwerte sind). Bei vollständiger werden die Momentanwerte addiert, auch wenn jeder einzelne Momentanwert für sich allein nicht determiniert ist.

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (17)

- Rauschen, Rauschzahl (9)
 - Ersatzschaltbild aus Generator mit Signalquelle und Rauschquelle und rauschfreiem Verstärker mit Ersatzrauschquelle am Eingang
Randbedingung Leistungsanpassung, sonst: i- und u-Rauschquellen (zweites Problem)

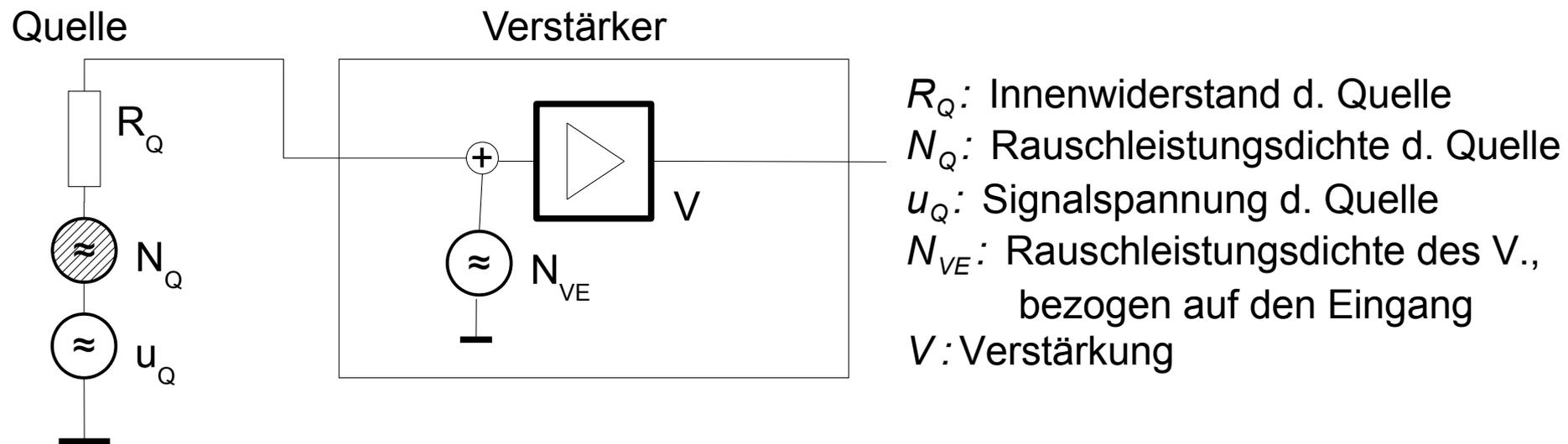


R_Q : Innenwiderstand d. Quelle
 N_Q : Rauschleistungsdichte d. Quelle
 u_Q : Signalspannung d. Quelle
 N_{VE} : Rauschleistungsdichte des V.,
bezogen auf den Eingang
 V : Verstärkung

Mit diesem Ansatz und unter Berücksichtigung der Reflexionsfaktoren, der s-Parameter und der statistischen Abhängigkeiten bzw. Unabhängigkeiten der einzelnen Quellen können auch Berechnungen mittels Signalflussgraphen durchgeführt werden.

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (18)

- Rauschen, Rauschzahl (10)
 - Rauschzahl auf das Ersatzschaltbild umgerechnet



R_Q : Innenwiderstand d. Quelle
 N_Q : Rauschleistungsdichte d. Quelle
 u_Q : Signalspannung d. Quelle
 N_{VE} : Rauschleistungsdichte des V.,
 bezogen auf den Eingang
 V : Verstärkung

$$F = \left(\frac{P_{S\,ein}}{P_{N\,ein}} \right) / \left(\frac{P_{S\,aus}}{P_{N\,aus}} \right) \quad \begin{aligned} P_{S\,aus} &= V_P \cdot P_{S\,ein} \\ P_{N\,aus} &= V_P \cdot (P_{N\,ein} + P_{N\,VE}) \end{aligned} \quad \text{(Interpretation)}$$

$$F = \frac{P_{S\,ein} \cdot P_{N\,aus}}{P_{N\,ein} \cdot P_{S\,aus}} = \frac{P_{S\,ein} \cdot V_P \cdot (P_{N\,ein} + P_{N\,VE})}{P_{N\,ein} \cdot V_P \cdot P_{S\,ein}} = 1 + \frac{P_{N\,VE}}{P_{N\,ein}}$$

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (19)

- Rauschen, Rauschzahl (11)
 - Betrachtung von Sonderfällen:
 - Rauschfreier Verstärker
 - Rauschen der Quelle und des Verstärkers gleich groß
Wann tritt ein solcher Fall auf?
 - Rauschen der Quelle $>$ Rauschen des Verstärkers
Wann tritt ein solcher Fall auf?
 - Rauschen der Quelle $<$ Rauschen des Verstärkers
Wann tritt ein solcher Fall auf?
 - Betrachtung der Fälle mit und ohne Anpassung am Eingang und/ oder am Ausgang

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (20)

- Rauschen, Rauschzahl (12)

- Kettenschaltung

Mehrere Zweitore werden in Reihe geschaltet. Die Rauschzahlen und Verstärkungen sind genau für die Eingangs- und Ausgangsanschlüsse bekannt, die bei der Reihenschaltung vorliegen.

ein Zweitor: $F_g = F_1 = 1 + F'_{il} = 1 + (F_1 - 1)$

F_g : F gesamt

F_n : F des Zweitores n

F_i : inneres Rauschen

V_{Pn} : Leistungsverstärkung
des Zweitores n

zwei Zweitore: $F_g = 1 + (F_1 - 1) + \frac{(F_2 - 1)}{V_{P1}}$

n Zweitore:
Friis-Formel $F_g = 1 + (F_1 - 1) + \frac{(F_2 - 1)}{V_{P1}} + \dots + \frac{(F_n - 1)}{V_{P1} \cdot \dots \cdot V_{P_{n-1}}}$

Alle inneren Rauschleistungen der Zweitore werden auf den des ersten Zweitores zurückgerechnet und dort zusammen mit der Rauschleistung des ohmschen Quellwiderstandes addiert. (Interpretation der einzelnen Beiträge)

Damit kommen wir zu einem Ersatzzweitor. (Bild)

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (21)

- Rauschen, Rauschzahl (13)
 - Messung
 - z. B. über Hot-Cold-Methode

Quellwiderstand kann in die Zustände heiß und kalt gebracht werden. In beiden Zuständen wird das Rauschen am Ausgang des Messobjektes gemessen.

Wenn die des Messobjektes und das des Messgerätes bekannt sind, kann das des Messobjektes berechnet werden.

Die Berechnung von Kettenschaltungen mittels der Rauschtemperatur ist einfacher, als mit der Rauschzahl.

Weiterhin ist die Verwendung der Rauschtemperatur universeller.

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (22)

- Rauschen, Rauschtemperatur (1) (Lösung des ersten Problems)
 - Die Rauschtemperatur ist keine real vorhandene Temperatur!
 - Ein bestimmter Rauschwert wird dadurch quantifiziert, dass die laut der Formel $N(f) = k_B T$ rechnerisch ermittelte, scheinbare Temperatur eines ohmschen Widerstandes angegeben wird.
 - Eine Rauschquelle (Rauschgenerator) hat eine auf den Quellwiderstand bezogene scheinbare T_Q . Kann die Quelle z. B. eine Rauschleistungsdichte von $2 \cdot k_B \cdot T$ liefern, so ist $T_Q = 2 \cdot T$. Man stellt sich die Rauschquelle als ohmschen Widerstand vor, dessen (scheinbare) Temperatur so hoch ist, dass die Größe des real vorhandenen Rauschens erreicht wird.
 - Bezogen auf das bekannte Ersatzschaltbild wird die Rauschtemperatur eines Zweitores so ermittelt, dass ein ohmscher Widerstand innen am Eingang des Verstärkers gerade die Temperatur hat, die das innere Rauschen des Zweitores auf den Eingang bezogen ergibt.
 - Die (scheinbare) Temperatur des Gesamttrauschens ist gleich der Summe der beiden einzelnen Rauschtemperaturen.

$$T_{gesamt} = T_Q + T_{VE} = T_0 + T_{VE}$$

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (23)

- Rauschen, Rauschtemperatur (2)

- Umrechnung

$$N_{\text{gesamt}} = F \cdot K_B \cdot T_0 \quad T_0: \text{Temperatur des Quellenwiderstandes}$$

$$N_{\text{gesamt}} = K_B \cdot T_{\text{gesamt}} \quad T_{\text{gesamt}} = F \cdot T_0$$

$$T_{\text{gesamt}} = T_0 + T_V$$

$$F \cdot T_0 = T_0 + T_V \quad T_V = T_0 \cdot (F - 1)$$

- Kettenschaltung

$$T_g = T_0 + T_{V1} + \frac{T_{V2}}{V_{P1}} + \dots + \frac{T_{Vn}}{V_{P1} \cdot \dots \cdot V_{Pn-1}}$$

T_g : Rauschtemperatur - gesamt
 T_{Vn} : Rauschtemperatur des Zweitores n
 V_{Pn} : Leistungsverstärkung
des Zweitores n

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (24)

- Rauschen, Rauschtemperatur (3)
 - Betrachtung von Sonderfällen:
 - Rauschfreier Verstärker
 - Rauschen der Quelle und des Verstärkers gleich groß

Wann tritt ein solcher Fall auf?

- Rauschen der Quelle \gg Rauschen des Verstärkers

Wann tritt ein solcher Fall auf?

- Rauschen der Quelle $<$ Rauschen des Verstärkers

Wann tritt ein solcher Fall auf?

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (25)

- Rauschen, Rauschzahl und Rauschtemperatur eines Dämpfungsgliedes
 - Ergänzende Betrachtung eines Dämpfungsgliedes bei Anpassung:
 - ist ohmsch
 - Am Eingang liegt als Rauschquelle ein rauschender Widerstand R_0 mit der Temperatur T .
 - Das Dämpfungsglied ist für Eingangs- und Ausgangsimpedanz R_0 dimensioniert.
 - Das (passive) Dämpfungsglied hat ebenfalls die Temperatur T .
 - Vom Ausgang in das Dämpfungsglied gemessen wird der ohmsche Widerstand R_0 festgestellt. Die Rauschleistungsdichte am Ausgang ist gleich zu der der Rauschquelle am Eingang.
 - Ein vorhandenes Signal wird jedoch gedämpft, das SNR also durch das Dämpfungsglied verschlechtert.

$$F = D \quad D: \text{Dämpfung der Leistung}$$

$$V_P = \frac{1}{D} \quad D: \text{Dämpfung der Leistung}$$

(Diskussion: Vergleich zum Verstärker)

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (26)

- Rauschen, Rauschzahl und Rauschtemperatur eines Umsetzers
 - Ergänzende Betrachtung eines Umsetzers bei Anpassung:
 - typisch Frequenzumsetzung, Nutzsignal wird auf eine andere Frequenz umgesetzt
 - Bezogen auf das Nutzsignal tritt eine Veränderung des Pegels ein.
 - Der Umsetzer produziert selber einen Rauschanteil.
 - Die Behandlung erfolgt wie beim Verstärker, selbst wenn der Pegel geringer wird.

(Diskussion: Vergleich zum Verstärker und
Vergleich zum Dämpfungsglied)

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (27)

- Rauschen, Rauschzahl und Rauschtemperatur
 - weiterführende Themen:
 - Leistungsanpassung und Rauschanpassung
 - Betrachtung mittels Signalflussgraphen bei Anordnungen mit Reflexionsfaktoren ungleich 0 (nicht nur Anpassung)

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (28)

- Eingangswiderstand/ -Impedanz

tatsächlich messbarer Wert, in der Regel komplex und abhängig von der Frequenz

- Ausgangswiderstand/ - Impedanz (Innenwiderstand/ -.....)

tatsächlich messbarer Wert, in der Regel komplex und abhängig von der Frequenz

- Soll-Lastwiderstand/ -Impedanz

außen anzuschließender Wert, für die der Verstärker dimensioniert wurde
in der HF-Technik z. B. 50 Ohm oder 75 Ohm

- Ist-Lastwiderstand/ -Impedanz

tatsächlich von außen angeschlossener Wert

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (29)

- max. Eingangsspannung

maximale U_{ein} für Linearität^{*)} oder
maximale U_{ein} fürs „Überleben“

- max. Ausgangsleistung

maximale P_{aus} für Linearität^{*)} oder
maximale entnehmbare P_{aus}

- ^{*)} Die Linearität wird oft für eine maximale Abweichung der Verstärkung um 1 dB (1 dB-Kompression) angesetzt.

Bei ausdrücklicher Angabe kann auch ein anderes Kriterium gelten, z. B. ein anderer Kompressionswert oder der IP3.

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (30)

- Linearität, verwandte Werte (Intermodulation, Oberwellen)

Die Kennlinie der Verknüpfung von Ausgangssignal und Eingangssignal ist bei realen aktiven Bauelementen Das bedeutet, der Quotient aus Ausgangssignal geteilt durch das Eingangssignal ist nicht konstant, sondern aussteuerungsabhängig.

Was das für das Ausgangssignal für Konsequenzen hat, wird genauer unter 9.3 und noch später im Kapitel Mischung und Frequenzvervielfachung gezeigt.

Für die Praxis hat sich bewährt, außer den Abweichungen der Kennlinie vom Ideal auch Kenngrößen anzugeben, die durch die Nichtlinearität entstehende Effekte beschreiben:

Kompression	-	Abweichungen der Verstärkung von der idealen Kennlinie
Oberwellen	-	(unerwünschte) harmonische Produkte
Intermodulation	-	(unerwünschte) Mischprodukte

7.2 Kenngrößen, Eigenschaften (31)

- Arbeitspunkt
 - Der Arbeitspunkt (Gleichstrom) des aktiven, verstärkenden Bauelementes, ist kein Parameter, der den Verstärker nach außen repräsentiert.

Der Arbeitspunkt hat Einfluss auf mehrere andere Parameter, die von außen sichtbar sind, z. B. die Verstärkung, die obere Grenzfrequenz, die Aussteuerbarkeit, die Linearität und das Rauschen/ die Empfindlichkeit.

Typical Characteristics ($T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified)

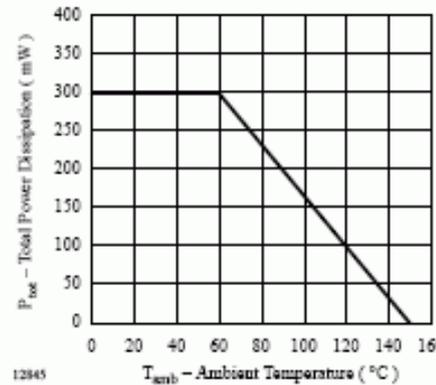


Figure 1. Total Power Dissipation vs. Ambient Temperature

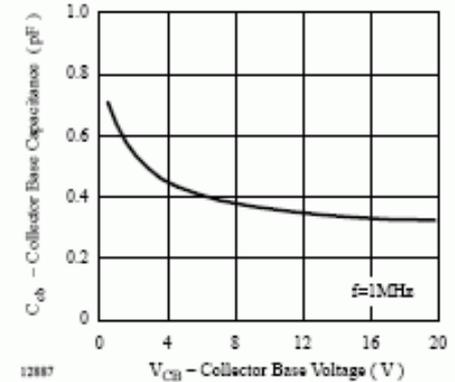


Figure 3. Collector Base Capacitance vs. Collector Base Voltage

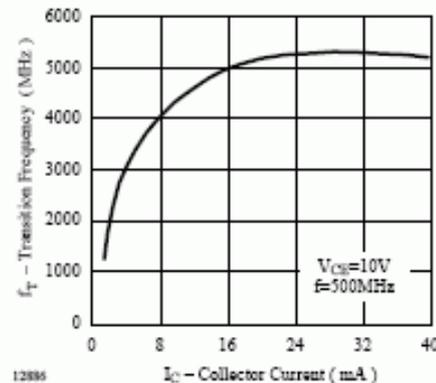


Figure 2. Transition Frequency vs. Collector Current

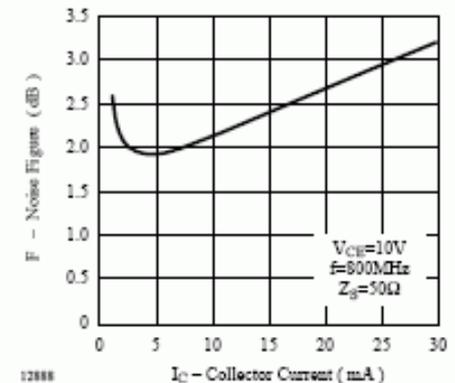


Figure 4. Noise Figure vs. Collector Current

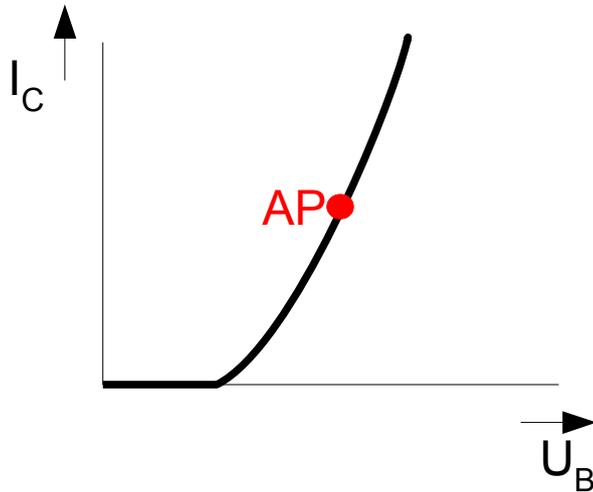
7.3 Betriebsarten (1)

- Je nach Anwendung kann der Arbeitspunkt auf der Kennlinie gewählt werden.
 - Zur groben Unterscheidung werden festgelegt. Hier entscheidet die prinzipielle Lage des Im Wesentlichen erfolgt eine Optimierung zwischen Wirkungsgrad und Linearität.
 - Innerhalb der jeweiligen kann der Arbeitspunkt feiner optimiert werden. So lassen sich z. B. die Verstärkung, das Rauschen und die maximale Leistung oder Eingangsspannung optimieren.

7.3 Betriebsarten (2)

- Klasse A
 - linearer Betrieb, Arbeitspunkt mitten auf der Kennlinie, typisch in der Mitte oder im möglichst linearen Bereich
 - vorzugsweise für Kleinsignalverstärkung, eher selten für
 - Der Wirkungsgrad ist relativ gering (Betrachtung).
 - Eintaktschaltungen

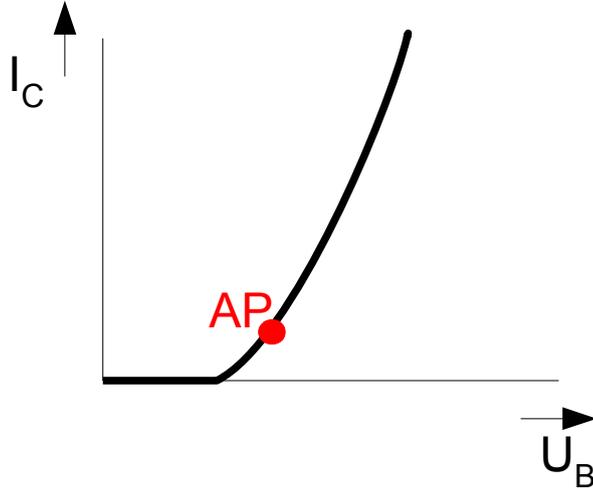
(Aussteuerung einzeichnen)



7.3 Betriebsarten (3)

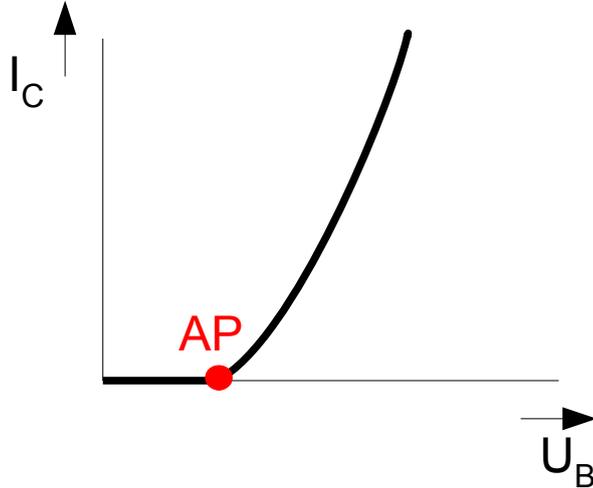
- Klasse AB
 - Der Betrieb ist noch annähernd linear. Der Arbeitspunkt liegt unsymmetrisch auf dem unteren Teil der Kennlinie.
 - vorzugsweise für Leistungsverstärker
 - Der Wirkungsgrad ist als beim A-Betrieb.
 - meist Eintaktschaltungen.

(Aussteuerung einzeichnen)



7.3 Betriebsarten (4)

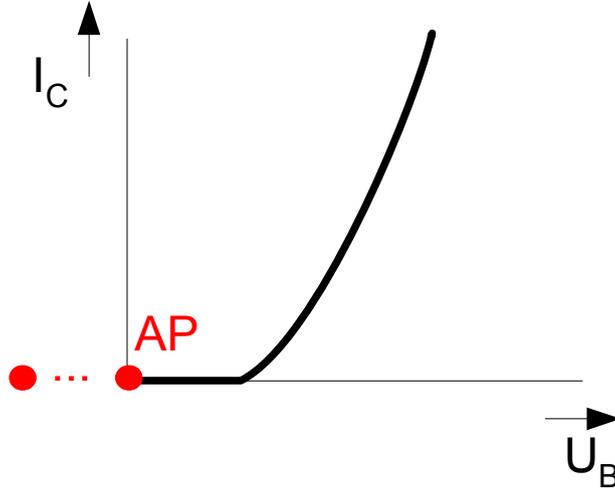
- Klasse B
 - Der Betrieb ist bei Gegentaktschaltungen linear. Der Arbeitspunkt liegt jeweils weit im unteren Teil der Kennlinie, da, wo der Stromfluss gerade beginnt.
 - vorzugsweise für Leistungsverstärker
 - Der Wirkungsgrad ist, als beim AB-Betrieb.
 - üblicherweise in Gegentaktschaltung
(Aussteuerung einzeichnen)



7.3 Betriebsarten (5)

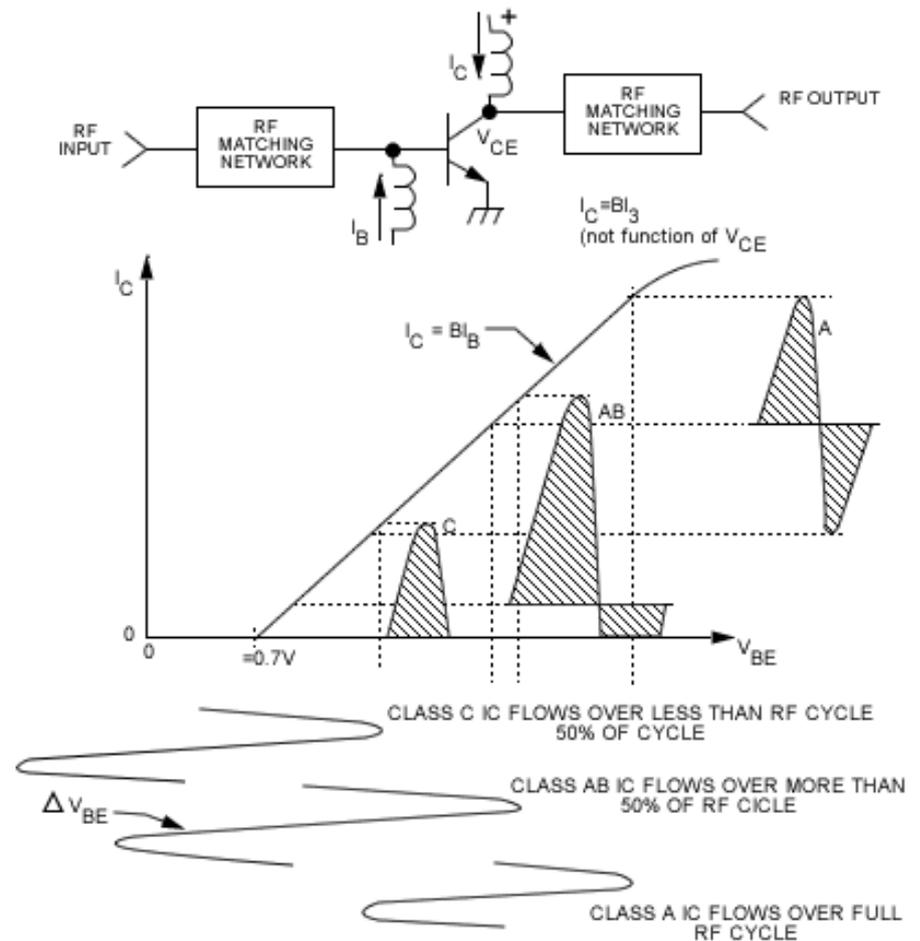
- Klasse C
 - Der Betrieb ist stark nichtlinear. Der „Arbeitspunkt“ liegt deutlich unterhalb eines Stromflusses. Es gibt nur ganz bestimmte Anwendungsfälle.
 - In der Regel für Leistungsverstärker (und Frequenzvervielfacher)
 - Der Wirkungsgrad ist zumindest gleich hoch, wie bei B-Verstärkern. Der Aufbau ist deutlich einfacher, als bei B-Verstärkern.

(Aussteuerung einzeichnen)



7.3 Betriebsarten (6)

- Klasse A, AB und C im Vergleich
 - Hier nur im Eintaktbetrieb
 - Stromflusswinkel mit angegeben



Quelle: http://www.rf-amplifiers.com/images/class_amp.gif

7.3 Betriebsarten (7)

- Klasse D
 - Verstärkerelemente arbeiten im Schalterbetrieb
 - in der Regel für
 - Der Wirkungsgrad ist
 - aufwendige Schaltungstechnik, hohe Anforderungen an die Verstärkerbauelemente

7.3 Betriebsarten (8)

- Klasse E
 - Verstärkerelemente arbeiten im Schalterbetrieb. Spezielle Steuerung der Schaltzeiten
 - in der Regel für
 - Der Wirkungsgrad ist hoch (kann $> 70\%$ sein, Beispiel)
 - aufwendige Schaltungstechnik, hohe Anforderungen an die Verstärkerbauelemente, für HF noch spezielleres Design als sonst für E-Verstärker
 - Aktuelle Forschung und Entwicklung

7.3 Betriebsarten (9)

- Klasse S
 - Verstärkerelemente arbeiten im Schalterbetrieb Spezielle Steuerung der Schaltzeiten
 - in der Regel für
 - Der Wirkungsgrad ist (kann > 70% sein, Beispiel)
 - aufwendige Schaltungstechnik, hohe Anforderungen an die Verstärkerbauelemente, für HF noch spezielleres Design als sonst für E-Verstärker
 - Aktuelle Forschung und Entwicklung

7.3 Betriebsarten (10)

- Envelope Elimination and Restoration
 - Die einhüllende Information (vergleichsweise niedrige Frequenzen) wird entfernt, das hochfrequente Signal mit konstanter Amplitude verstärkt und die Einhüllende mittels Änderung der Betriebsspannung danach wieder aufmoduliert.
 - Verstärkerelemente können im nichtlinearen Betrieb arbeiten
 - für
 - Der Wirkungsgrad ist
 - aufwendige Schaltungstechnik, hohe Anforderungen an die Verstärkerbauelemente, für HF spezielles Design
 - Aktuelle Forschung und Entwicklung; moderne Anwendungen

7.3 Betriebsarten (11)

- zur Kenngröße Ausgangsleistung
 - Die Leistung (Wirkleistung), die an die Last abgegeben wird
 - Für konstante HF-Amplitude (constant envelope) einfach zu ermitteln
 - Anspruch an den Verstärker einfach zu formulieren
 - Für veränderliche HF-Amplitude (variable envelope; Information in der Amplitude) abhängig von der Einhüllenden
 - Wie ist der Anspruch an den Verstärker zu formulieren?
- – PEP
 - Leistungsvermögen des Verstärkers, um die HF-Spitzenleistung mit (hinreichender) Linearität zu erbringen
 - interessant bei variable envelope-Signalen
 - Verstärker mit angegebener PEP muss diese Leistung nicht unbedingt als erbringen können (thermisches Problem).

(Skizzen)

7.4 HF-Transistoren und -Schaltkreise (1)

- Im Wesentlichen haben in Verstärkern der HF-Technik (zur Informationsübertragung) Transistoren andere aktive Bauelemente verdrängt. In diesem Abschnitt werden die wesentlichen Arten dieser Transistoren beschrieben.

Anfang bis Mitte der 60er Jahre des letzten Jahrhunderts erlangten Transistoren auch in HF-Schaltungen bei Frequenzen bis in den unteren MHz Bereich und für geringe Leistungen Verbreitung.

In den Jahren darauf wurde die Frequenzgrenze und die erreichbare Leistung erhöht.

In den 70er Jahren erfolgte der Einsatz im unteren GHz-Bereich. Bei niedrigeren Frequenzen wurden auch Leistungen bis 100 W und darüber möglich.

Mittlerweile werden mit Transistoren folgende Parameter erreicht:

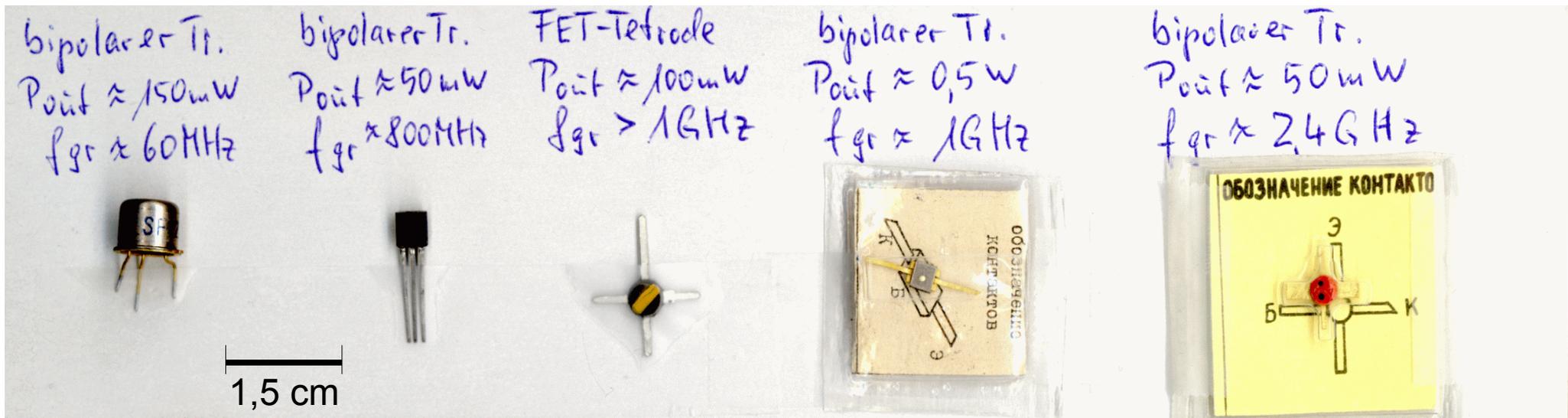
- Einsatzfrequenzen bis über 100 GHz
- Leistungen über 1 kW (mehrere Transistoren im Verbund)
- Rauschzahlen unter 0,5 (teils 0,25) dB

7.4 HF-Transistoren und -Schaltkreise (2)

- Wesentliche Arten von Transistoren
 - Bipolartransistoren
 - „Standard“ und Multiemittertransistoren
 - Feldeffekttransistoren
 - S-FET bzw. JFET oder MISFET
..... FET/ FET
..... FET
 - GaAs als Material
höhere Elektronenbeweglichkeit, höhere Frequenzen und geringes Rauschen
 - MESFET – Field Effect Transistor
Gate als Schottky-Übergang, Material GaAs, höhere Frequenzen sind möglich
 - HEMT – High Electron Mobility Transistor
Weiterentwicklung des MESFET
höhere Frequenzen ($f_T \gg 300$ GHz gemessen), extrem niedriges Rauschen,
in der Regel aus GaAs, aber auch andere Materialien sind möglich

7.4 HF-Transistoren und -Schaltkreise (3)

- Einige Bauformen von Transistoren
 - Beispiel, ca. um 1975...1990
 - bereits bis in den Ghz-Bereich
 - alle Bauformen so oder ähnlich bis heute



7.4 HF-Transistoren und -Schaltkreise (4)

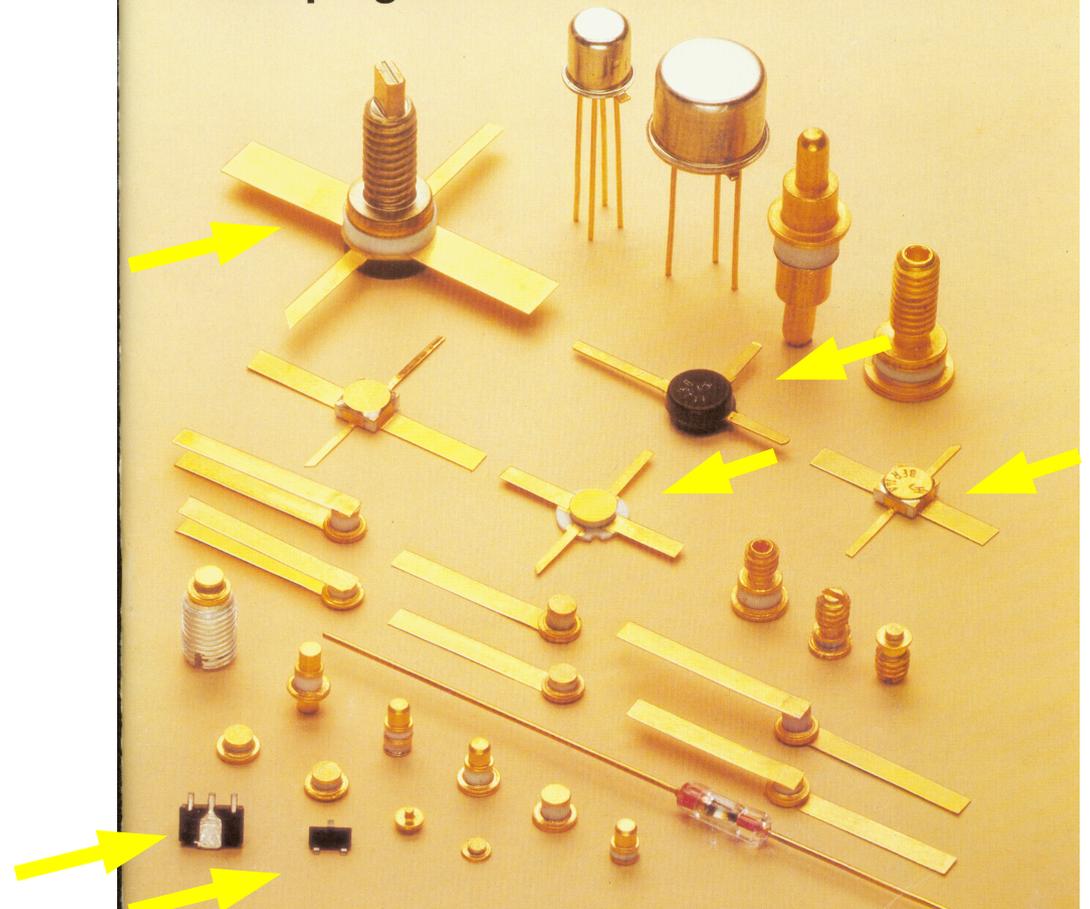
SIEMENS

- Einige Bauformen von Transistoren

Einige der Bauformen auf diesem Bild sind so oder leicht verändert auch heute noch üblich

Die technischen Daten wurden in der Regel verbessert.

Mikrowellenhalbleiter Transistoren Dioden Module Lieferprogramm 1980/81

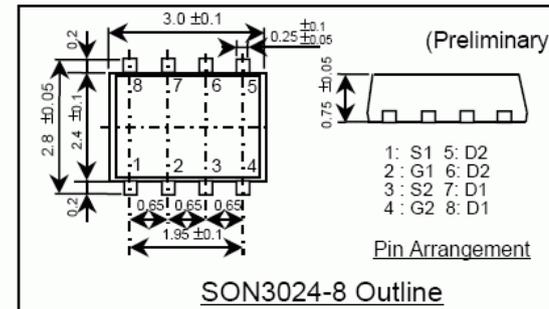


7.4 HF-Transistoren und -Schaltkreise (5)

Next Generation Small Package and Low Loss 2 in 1 Power MOSFET Series

Hitachi's MOSFET in a small package support smaller and more lighter weight for portable equipment.

- ★ Multiple chips in SON3024, TSOP-6, and CMPAK-6 packages
- Mounting area of SON3024 is equal to that of TSOP-6. Development of six products with next generation process (D-8) is planned. Low on-state resistance of 70 mΩ max. (Pch, -12 V)
- Development of product with two built-in Pch FETs in TSOP-6 and CMPAK-6 packages is planned.



Product Lineup

Package	Component	Part No.	Gate drive voltage	VDSS (V)	ID (A)	VGSS (V)	RDS (on) (W) max.				Status	
							VGS = 10 V	VGS = 4.5 V	VGS = 2.5 V	VGS = 1.8 V	WS	MP
SON3024-8	Pch x 2	HAT1073S	-1.8 V	-12	-3.5	±8	-	(52 m)	(70 m)	(95 m)	OK	Dec/02
TSOP-6	Pch x 2	HAT1063M	-1.8 V	-12	-3	±8	-	150 m	265 m	-	OK	OK
CMPAK-6	Pch x 2	HAT1062G	-2.5 V	-20	-0.3	±12	-	570 m	960 m	-	OK	OK

Package	Package size (mm x mm)	Mount area max. (mm ²)	Ratio	Height max. (mm)
TSOP-6	2.8 x 2.95	9.3	1.00	1.10
SON3024-8	3.0 x 2.8	8.8 (8.4)	0.95	0.80
ECH-8	2.9 x 2.8	(8.1)	0.87	(0.90)
1212-8	3.3 x 3.3	(10.9)	0.82	0.82

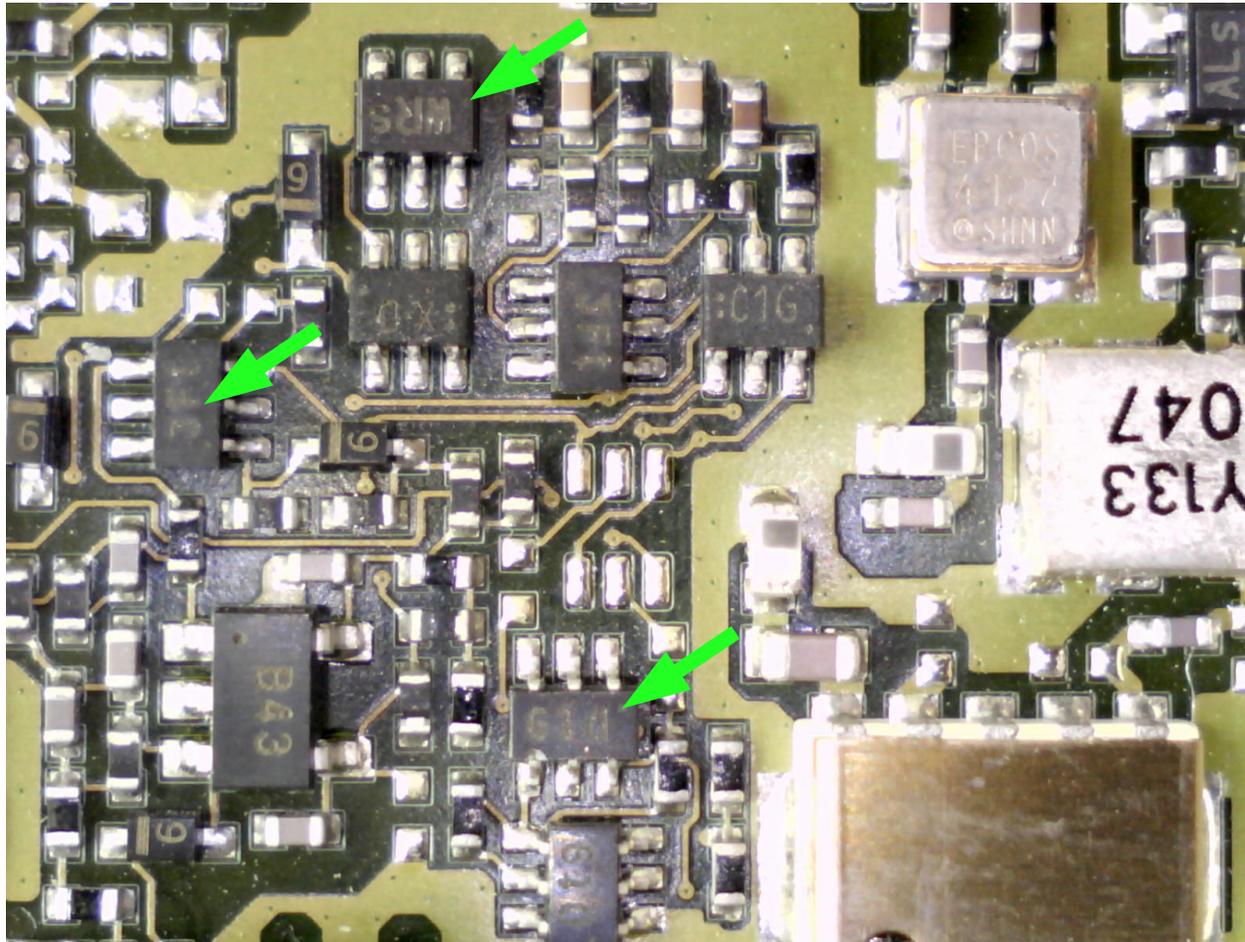
(): Typ. value

(): Target specification

7.4 HF-Transistoren und -Schaltkreise (6)

- Einige Bauformen von Transistoren

aktuelle Bauformen



Zuordnung ohne Gewähr!

7.4 HF-Transistoren und -Schaltkreise (7)

- In den 70er Jahren des 20. Jahrhunderts kamen auch integrierte Schaltkreise für HF-Zwecke zum Einsatz, zuerst als Hybridschaltungen und später auch monolithisch integriert.

Bereits Anfang der 80er Jahre waren auch monolithische Schaltkreise für Frequenzen bis ca. 100 MHz für den breiten Einsatz verfügbar.

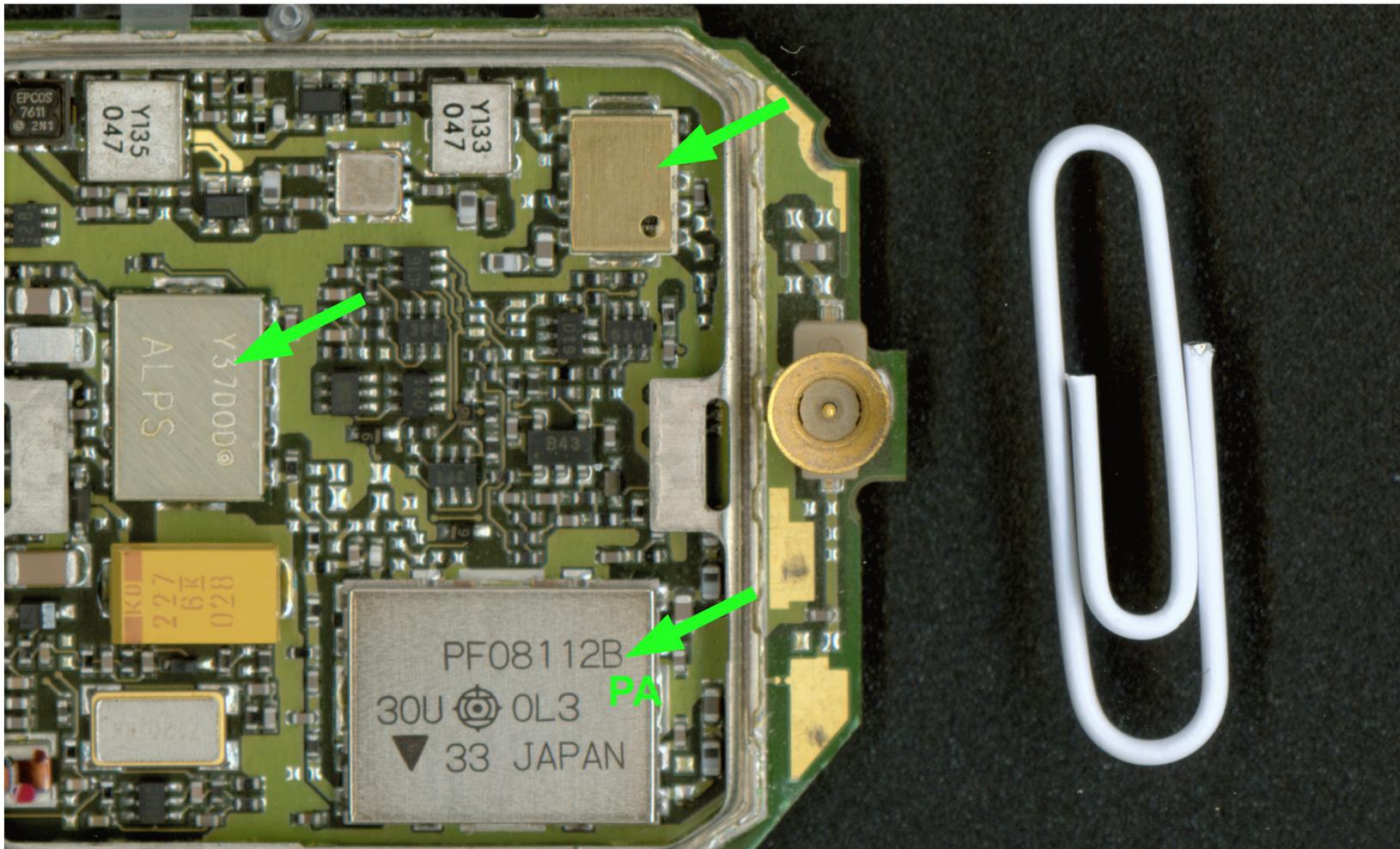
Heute ist der Einsatz bis weit in den GHz-Bereich üblich. Die Anwendung für Mobilfunk und WLAN sind zwei Beispiele.

Bei hohen Frequenzen werden heute vorwiegend (?) Hybridschaltungen eingesetzt.

Auch monolithisch sind Frequenzen bis 100 GHz (und darüber ?) möglich, aber ist es auch immer wirtschaftlich sinnvoll?

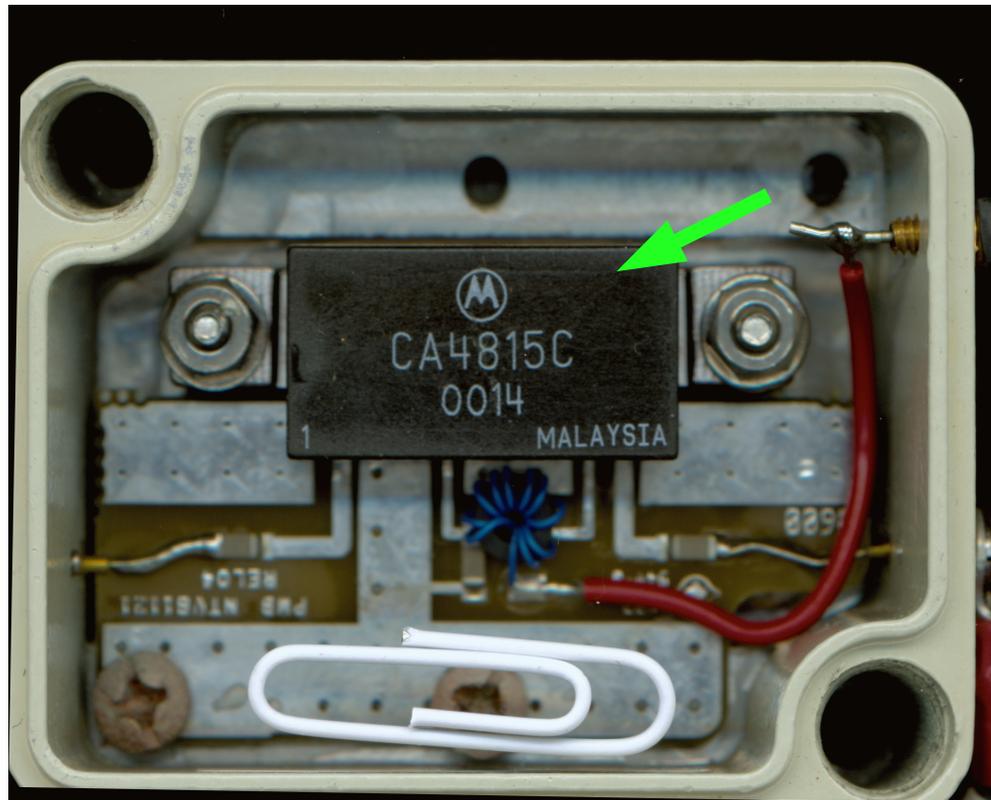
7.4 HF-Transistoren und -Schaltkreise (8)

- Beispiele für Schaltkreise, Technik nach 2000
(Zuordnung ohne Gewähr!)



7.4 HF-Transistoren und -Schaltkreise (9)

- Beispiele für Schaltkreise (2), Technik nach 2000



7.4 HF-Transistoren und -Schaltkreise (10)

- Beispiele für Schaltkreise (2), Technik nach 2000

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 24\text{ V}$ for CA4800C; 12 V for CA4812C; 15 V for CA4815C, 50 Ohm System)

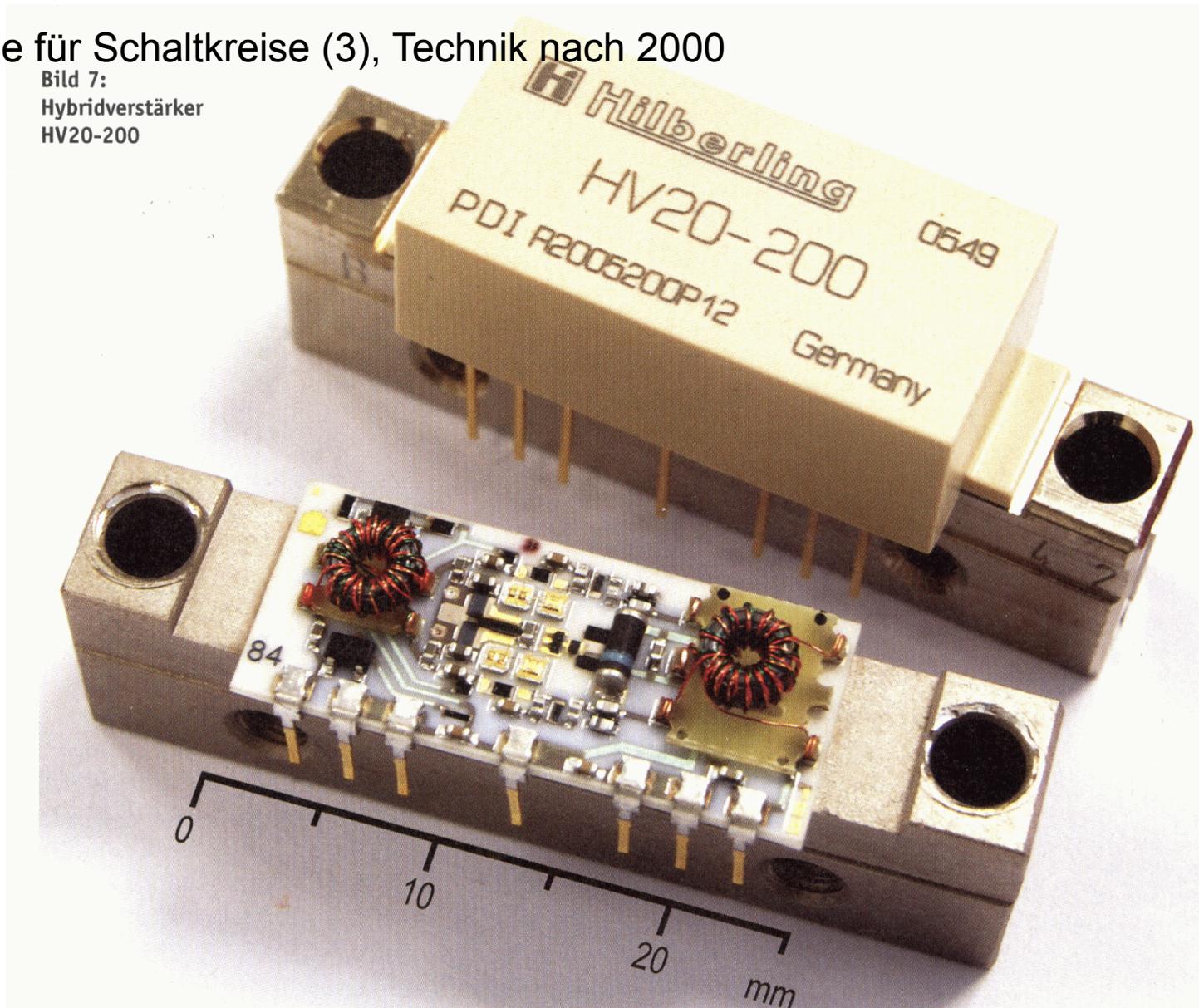
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Supply Current CA4800C,CS CA4812C,CS; CA4815C,CS	I_{DC}	— —	220 380	240 400	mA
Power Gain (f = 1000 MHz)	PG	16.5	17.5	18.5	dB
Bandwidth (3 dB Down at 10 MHz)	BW	10	—	1000	MHz
Gain Flatness (f = 40–1000 MHz)	FL	—	1	2	dB
Power Output — 1 dB Compression (f = 900 MHz)	$P_{O\ 1dB}$	300	400	—	mW
Input/Output VSWR f = 40–900 MHz f = 900–1000 MHz	VSWR	— —	— —	2:1 2.6:1	—
Noise Figure, Broadband f = 500 MHz f = 1000 MHz	NF	— —	6.5 7.5	8 9	dB
Third Order Intercept ($f_1 = 10\text{--}1000\text{ MHz}$, See Figure 1)	ITO	37	38	—	dBm
Second Harmonic Distortion ($P_o = 100\text{ mW}$, $f_{2H} = 1000\text{ MHz}$)	dso	—	–50	–40	dB
Second Order Intermodulation Distortion ($P_o = 2.75\text{ dBm}$, $f_1 = 373\text{ MHz}$, $f_2 = 450\text{ MHz}$, See Figure 1)	IM2	—	—	–60	dB
Intermodulation Distortion, 3 Tone (f = 860 MHz, $P_{sync} = 200\text{ mW}$, See Figure 2)	IM3	—	–60	—	dB

Quelle: Motorola: Datenblatt CA4800C/D

7.4 HF-Transistoren und -Schaltkreise (11)

- Beispiele für Schaltkreise (3), Technik nach 2000

Bild 7:
Hybridverstärker
HV20-200



Quelle: CQDL, 2007 H.5, S.337, DARC e.V.

7.4 HF-Transistoren und -Schaltkreise (12)

- Eingang der Transistoreigenschaften in Berechnungen

- Über (tabellarische) Vierpolparameterwerte

Transistor als black box -

in Simulationen oder andere Rechenverfahren einbeziehen

- über Ersatzschaltbilder

Ersatz durch Schaltung aus idealen Bauelementen

auch klassische Analyseverfahren sind möglich (Netzwerkberechnung, z. B. in Pspice)

Ursachen für bestimmtes Verhalten besser erkennbar, Ersatzelemente haben direkten Bezug zu Strukturelementen der Transistoren

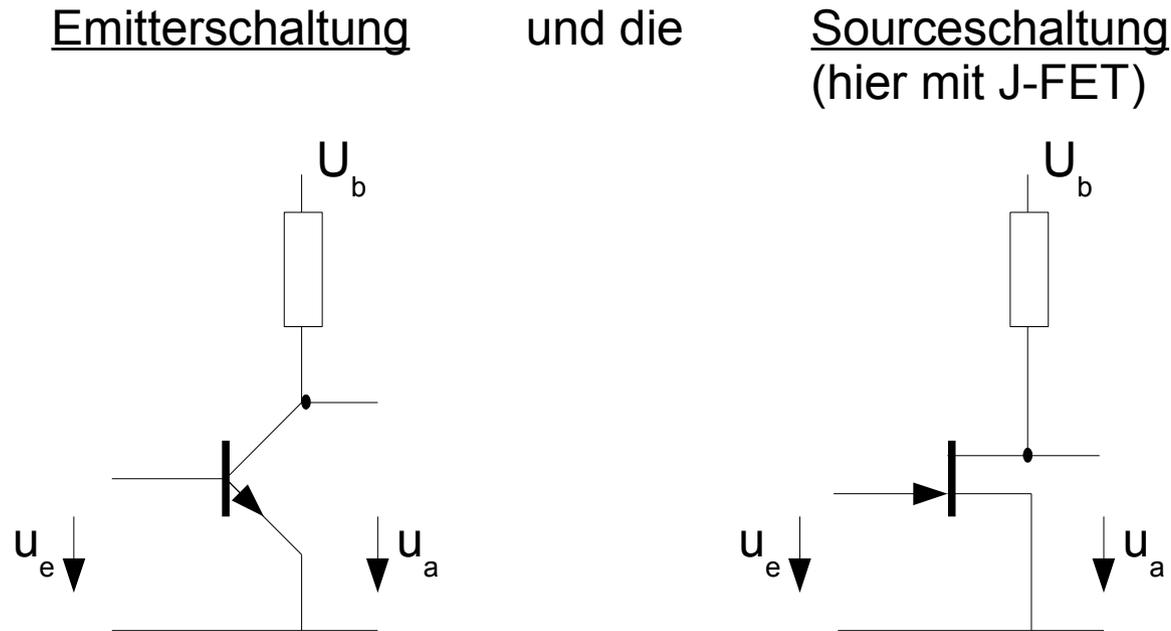
- Ebers-Moll-Modell als einfachste Variante (bitte selber ansehen)
- komplexere Modelle für HF-Technik enthalten auch Blindkomponenten

7.4 HF-Transistoren und -Schaltkreise (13)

- Eingang der Eigenschaften in Berechnungen - wichtige HF-Parameter
 - Transitfrequenz
 - max. Ausgangsleistung
 - max. Verlustleistung (teils abhängig von f)
 - Rauschzahl
 - s-Parameter oder äquivalente Parameter

7.4 ausgewählte Schaltungen (1)

- Die wohl häufigsten Schaltungen sind die

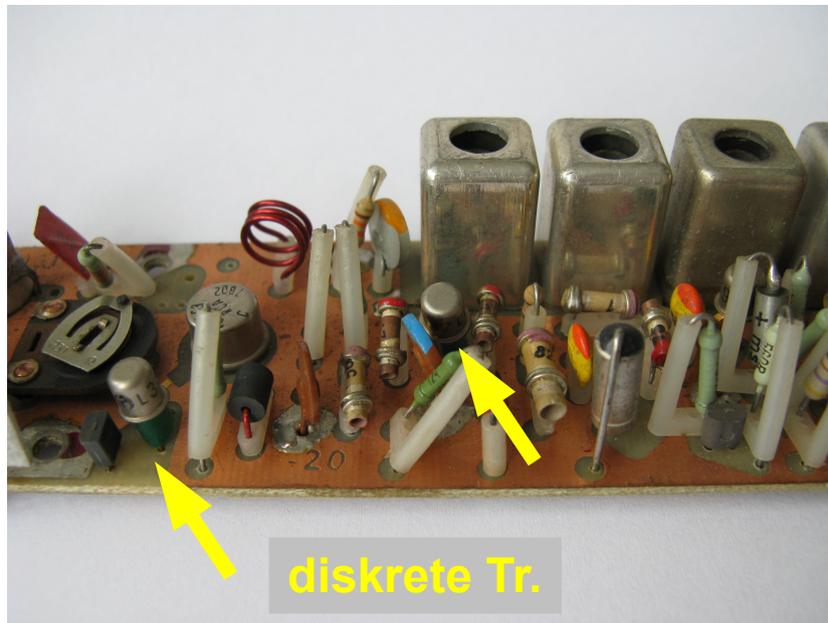


(ohne Bauelemente zur Einstellung des Gleichstromarbeitspunktes)

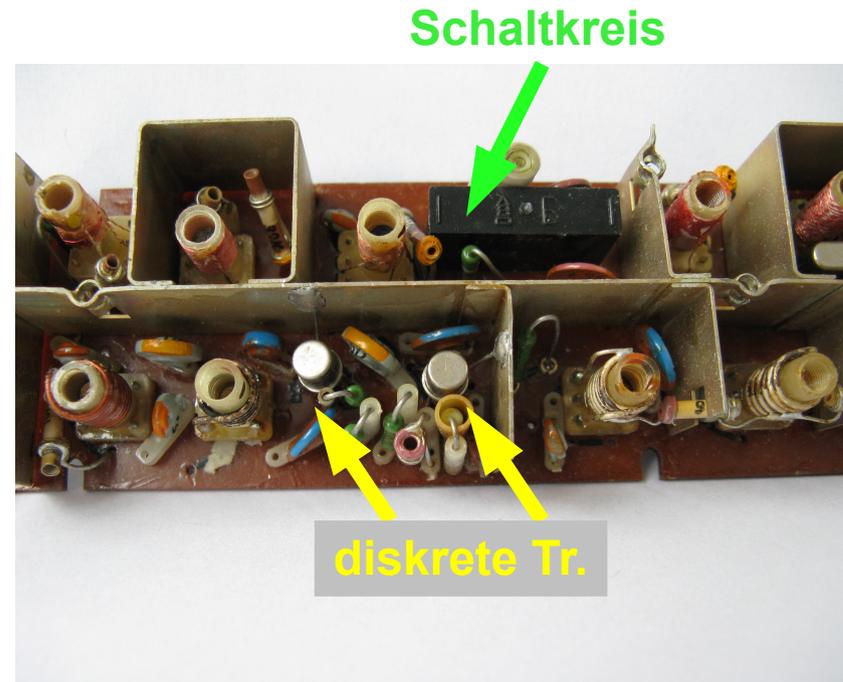
- Beim Aufbau sind spezielle Regeln zu beachten, wie z. B.:
 - HF breitet sich auch im Raum aus.
 - Es gibt viele parasitäre Elemente (Drähte sind Induktivitäten; Kapazitäten haben Verlustwiderstände; u. v. A. m.)

7.4 ausgewählte Schaltungen (2)

- Die folgenden Schaltungen und Anwendungen sind nur Beispiele für die sehr breite existierende Palette:
 - Kleinsignalverstärker, diskrete Transistoren und Schaltkreise, klassische Form, ca. 70er Jahre

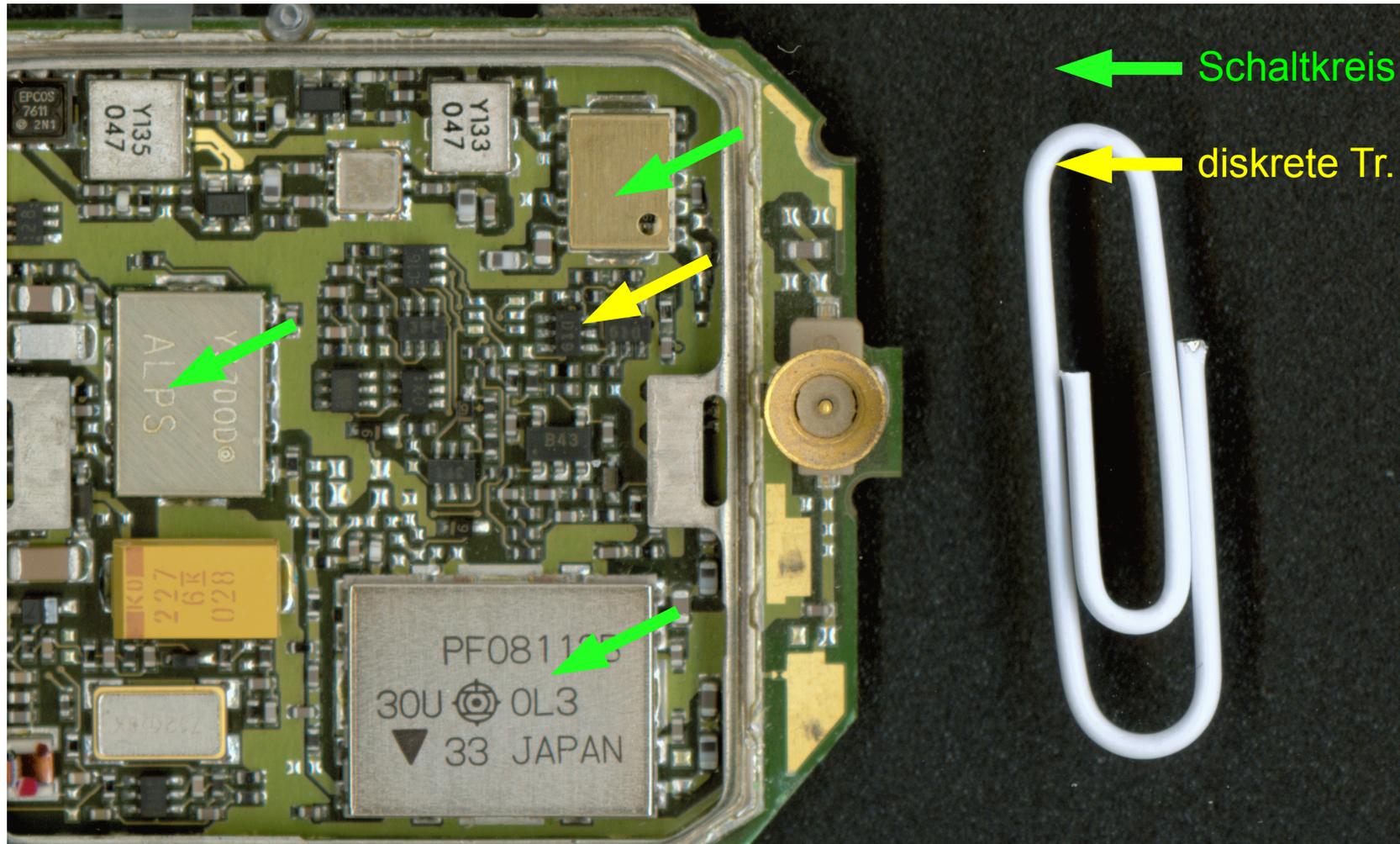


Abschirmungen!



7.4 ausgewählte Schaltungen (3)

- Kleinsignalverstärker und Leistungsverstärker, diskret und Schaltkreise, nach 2000

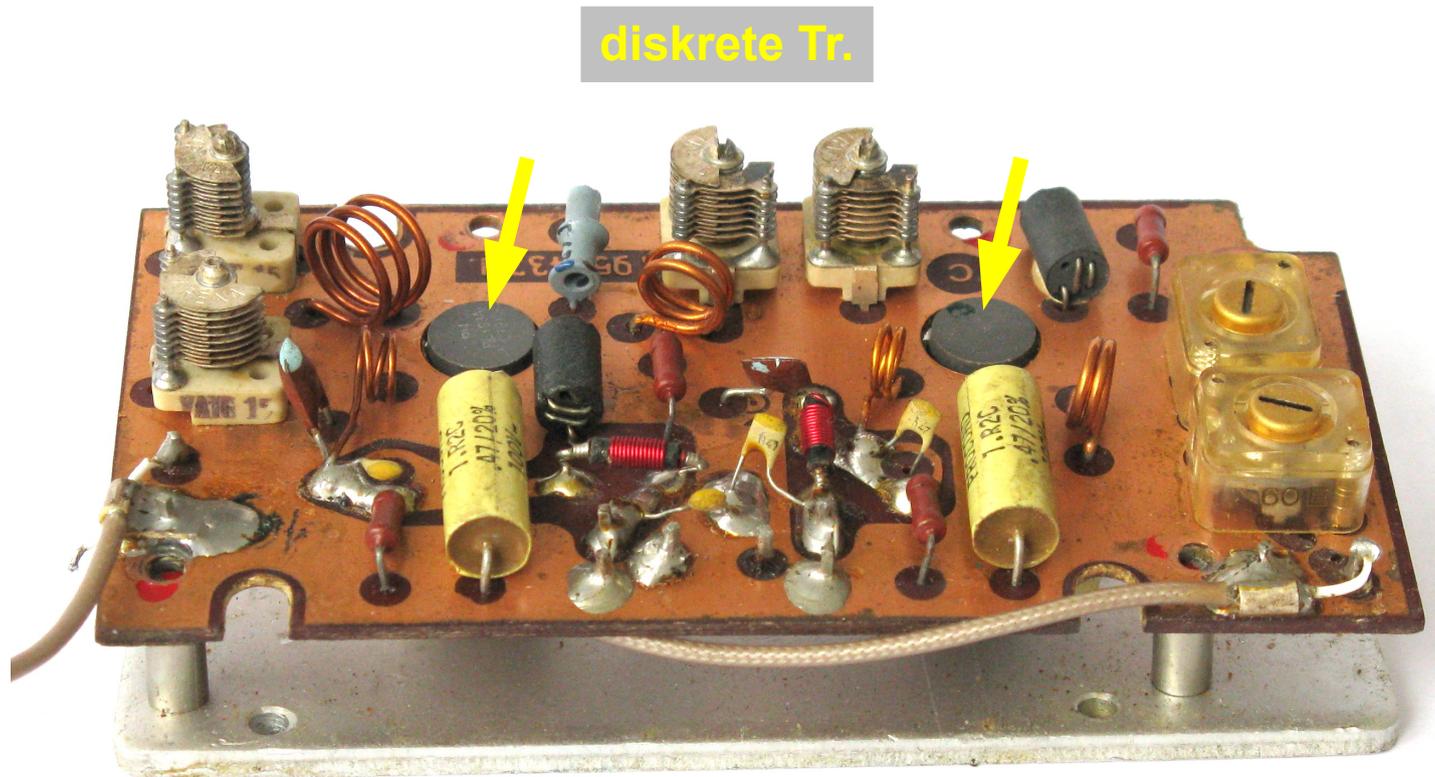


Zuordnung ohne Gewähr!

kurze Leitungen; kleine Abmessungen; Abschirmung

7.4 ausgewählte Schaltungen (4)

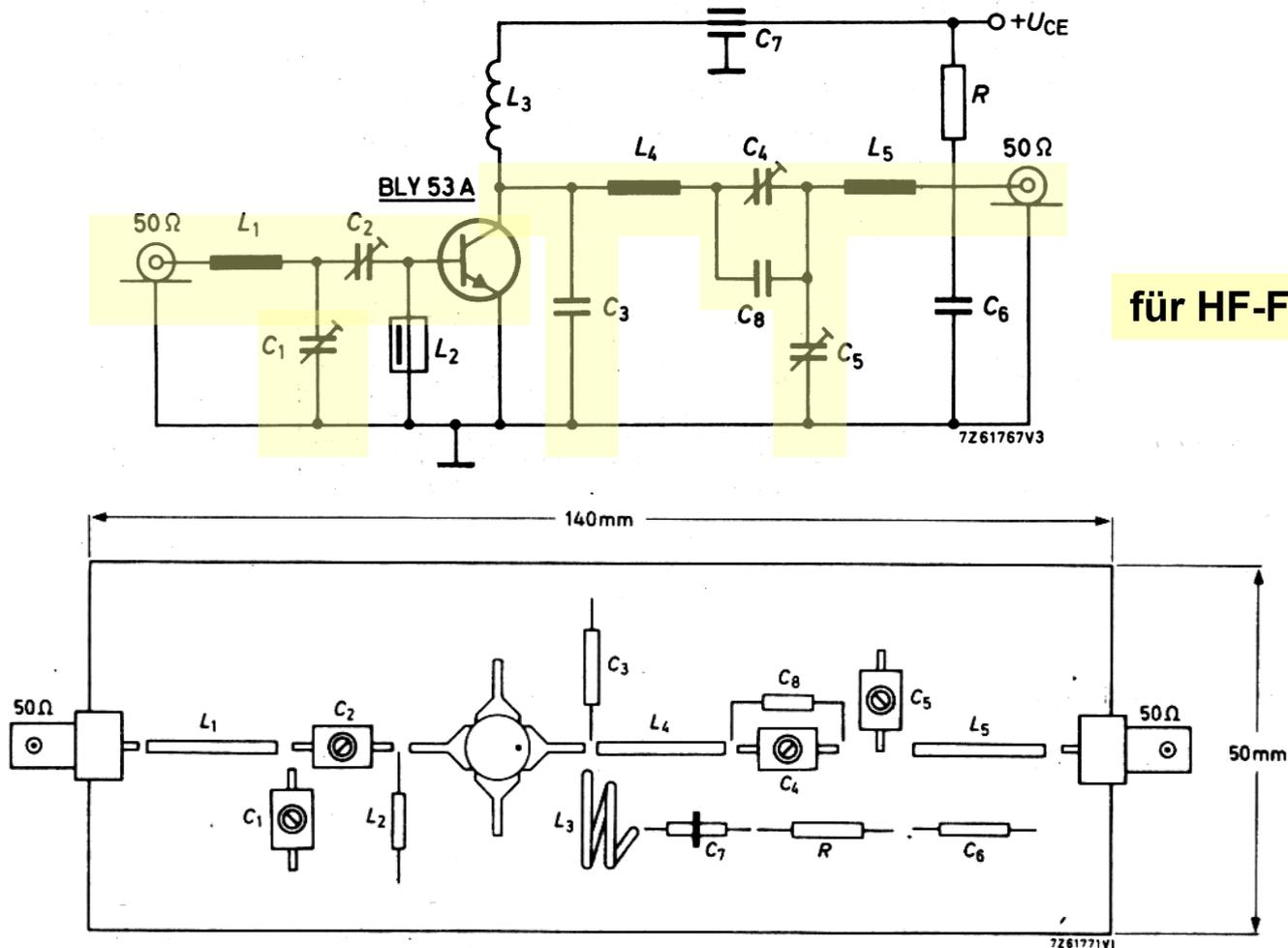
- Leistungsverstärker, diskret, klassische Form, ca. 70er Jahre



dicker Spulendraht → große Oberfläche

7.4 ausgewählte Schaltungen (5)

- Leistungsverstärker Klasse C, diskret, klassische Form, ca. 70er Jahre so oder ähnlich auch heute noch möglich, 470 MHz, $P_{\text{out}} = 7 \text{ W}$

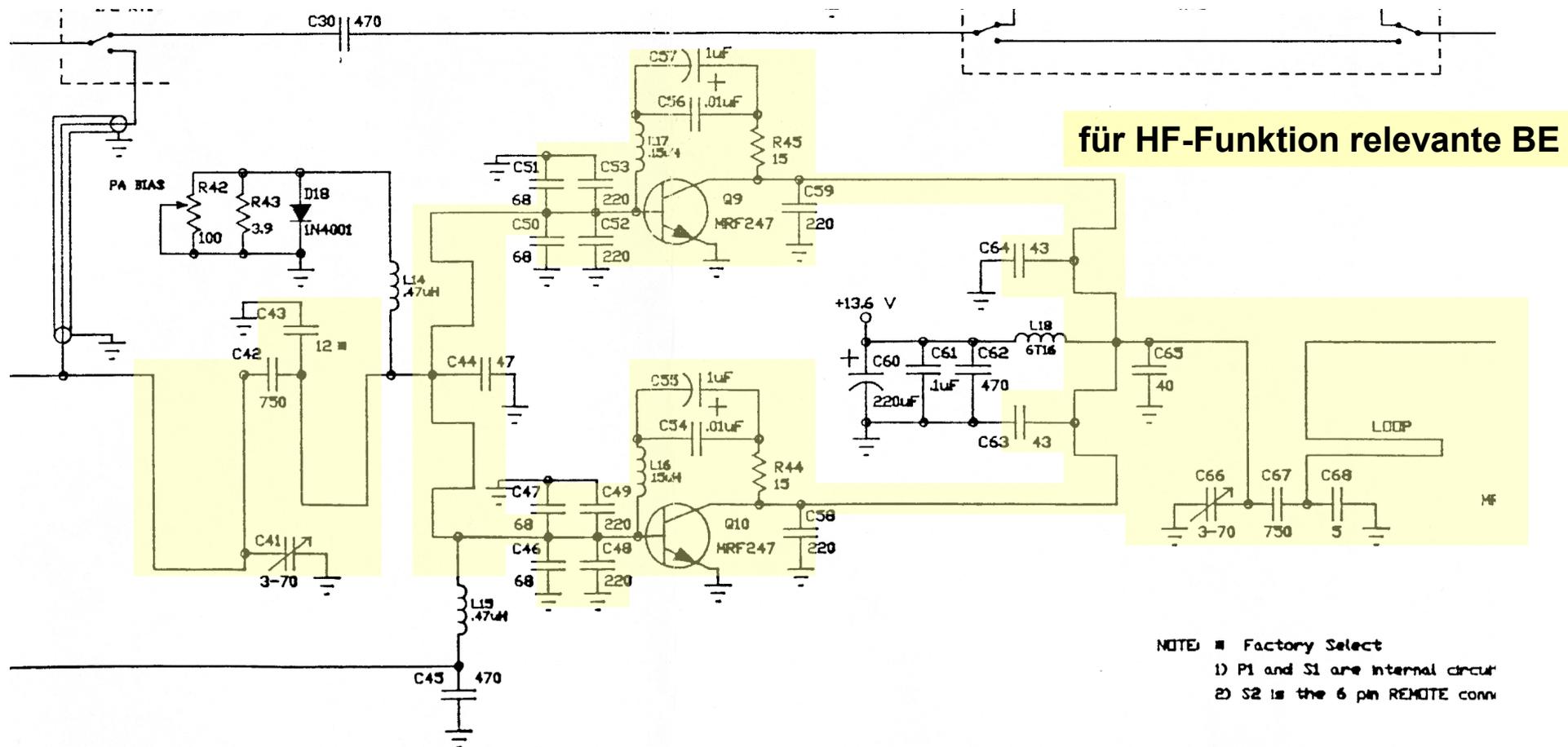


für HF-Funktion relevante BE

Quelle: VALVO: Sendetransistoren, 1973-74

7.4 ausgewählte Schaltungen (6)

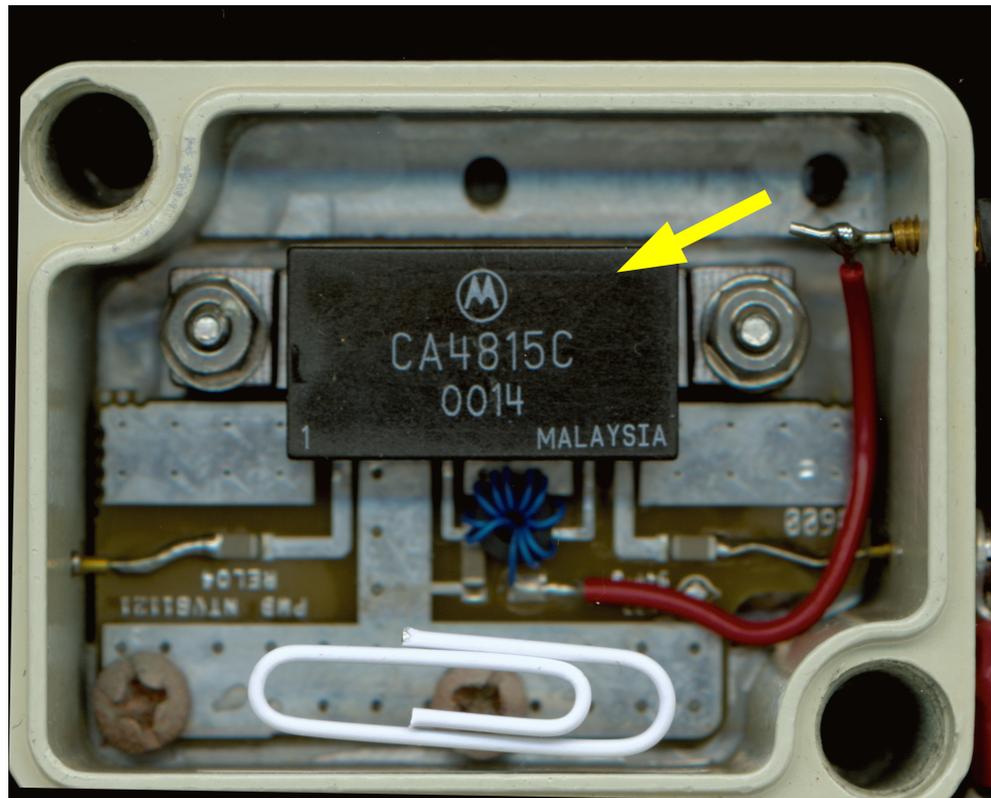
- Leistungsverstärker Klasse AB – im Gegentakt, diskret, klassische Form, ca. 90er Jahre
so oder ähnlich auch heute noch möglich, 145 MHz, $P_{out} = 160\text{ W}$



Quelle: Mirage Communications: B-2516-G Amplifier, Manual, 1992

7.4 ausgewählte Schaltungen (7)

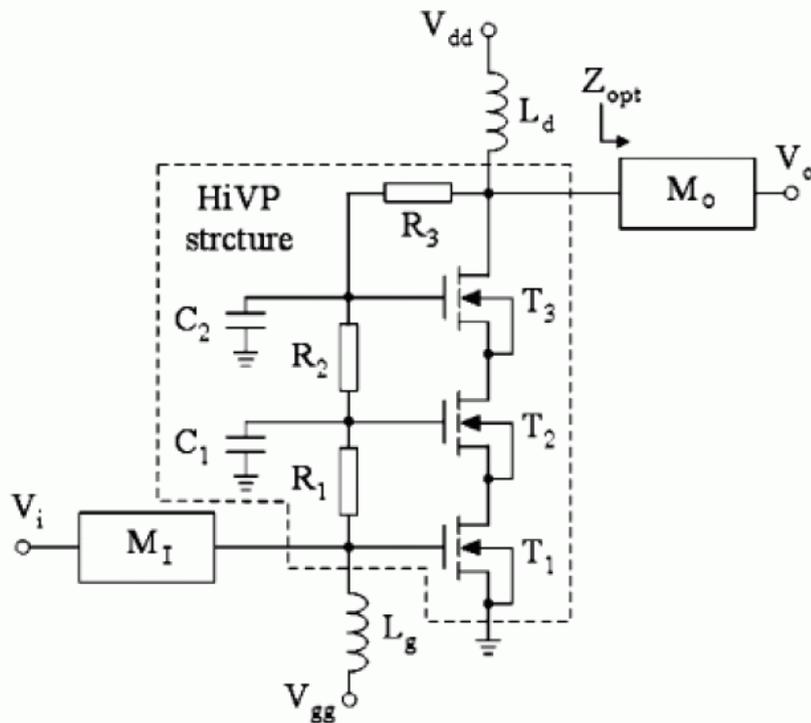
- Kleinleistungsverstärker, integriert (hybrid?), ca. 2000
40...1000 MHz, $P_{\text{out}} = 0,4 \text{ W}$, $R_{\text{in}}, R_{\text{out}} = 50 \text{ Ohm}$
enthält auch Anpaßnetzwerke, (sofern benötigt)



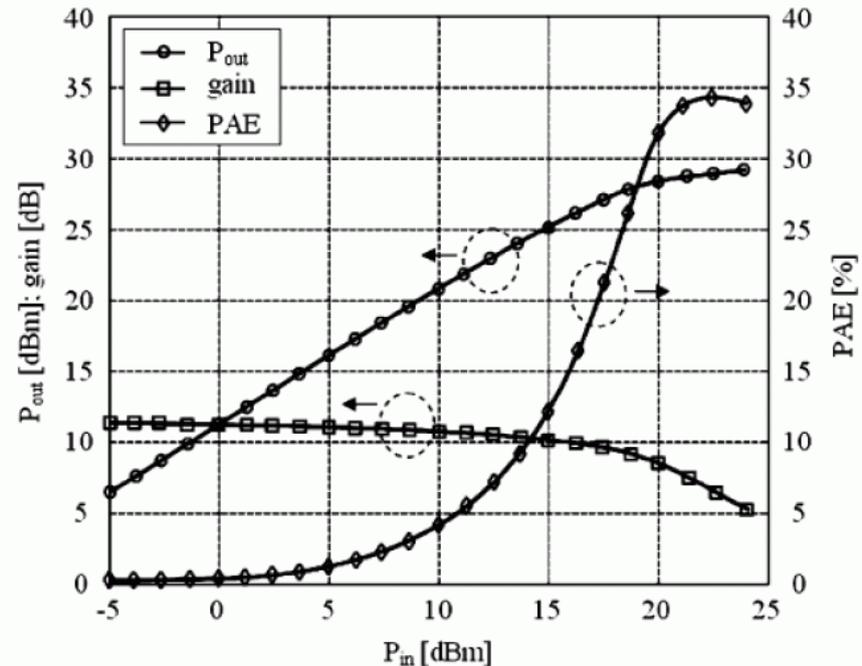
7.4 ausgewählte Schaltungen (8)

L. Wu et al. A 900-MHz 29.5-dBm 0.13- μ m CMOS HiVP Power Amplifier, Transactions on Microwave Theory and Techniques, September 2008

Problem: bei kleinen Gatelänge und der geforderte Leistung von 30dBm=1Watt reicht die Durchbruchspannung von einen Transistor nicht mehr aus
 \Rightarrow mehrere in Reihe schalten !!



Messung



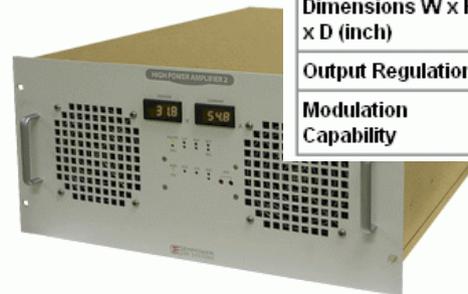
Quelle: R. Pfeiffer: Überblick über Leistungsverstärker

7.4 ausgewählte Schaltungen (9)

- Die Größeren

	250 Watt	625 Watt	1250 Watt
Specifications			
Model	BPA-250XXX	BPA-625XXX	BPA-1250XXX
Frequency Response	UHF Band	UHF Band	UHF Band
Power Output (average peak power)	250 Watts	625 Watts	1,250 Watts
Gain Adjustability	3 dB	3 dB	3 dB
Supply Voltage	28 ±2 VDC	28 ±2 VDC	28 ±2 VDC
Power Consumption	21 amps (peak)	53 amps (peak)	105 amps (peak)
Dimensions W x H x D (inch)	19"W x 9"H x 20"D	19"W x 23"H x 20"D	19"W x 49"H x 20"D
Output Regulation	Feed Forward/ Feedback	Feed Forward/ Feedback	Feed Forward/ Feedback
Modulation Capability	8VSB-OFDM-DVB-WiFi-WiMAX-HD Radio	8VSB-OFDM-DVB-WiFi-WiMAX-HD Radio	8VSB-OFDM-DVB-WiFi-WiMAX-HD Radio

ATSC RF Power Amplifiers
250 Watt/ 625 Watt/ 1250 Watt

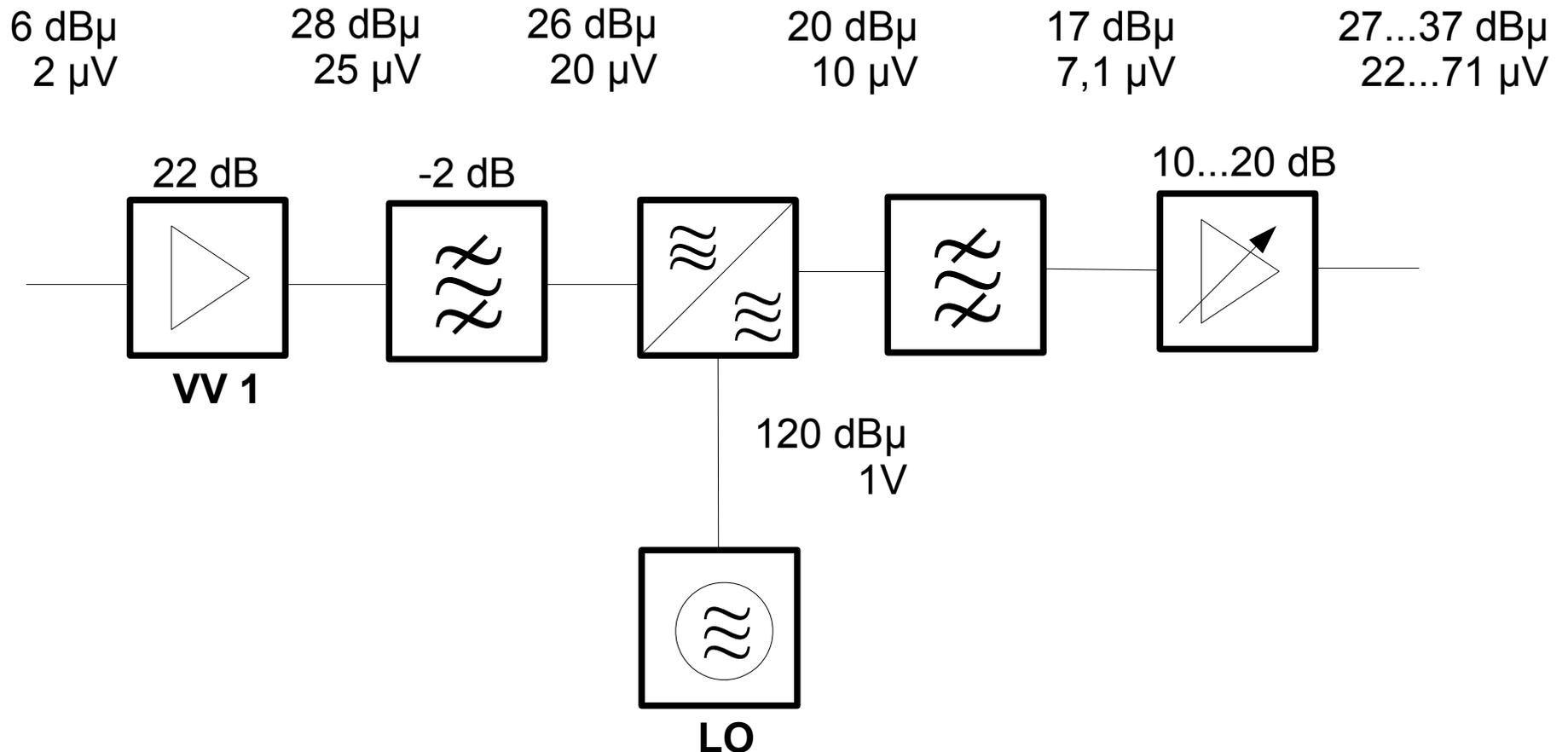


Our latest lineup of RF power amplifiers is perfectly suited for modulations with high crest factors, such as ATSC television and OFDM-based data services. Based on our advanced microstrip circuitry, the system requires virtually zero maintenance. Perfectly suited for hybrid AM/FM/digital broadcast and flexible enough for low-power local data transmission such as WiMAX, IPTV and MediaFLO.

7.5 der Pegelplan

- Weil es hier ganz gut passt: der Pegelplan enthält eine Darstellung der wesentlichen Funktionsblöcke mit zugeordneten Pegeln

Beispiel:



7.5 der Pegelplan (2)

- Übliche Angaben:
 - Nicht alle möglichen Angaben müssen immer vorhanden sein!!!
 - Zwischen den Funktionsblöcken / Stufen werden Werte angegeben, linear oder in dBx. Üblicherweise werden Spannungs- oder Leistungspegel angegeben.
 - An den Funktionsblöcken kann die jeweilige Verstärkung angegeben werden (..... Werte, Faktoren, linear oder in dB).
 - Die Werte beziehen sich in der Regel auf die Nutzsignale.
 - Es können auch jeweils mehrere Werte für unterschiedliche Betriebsbedingungen angegeben werden, z. B. bei Stufen mit veränderlicher Verstärkung und/ oder für unterschiedliche Eingangspegel, wenn bei diesen unterschiedliche Verstärkungen erreicht werden.
 - Es kann auch ein Pegelplan für die oder für aufgestellt werden, oder solche Werte können, extra gekennzeichnet, mit in den Signalpegelplan aufgenommen werden.