

## Inhaltsverzeichnis

Aktive Schaltungstechnik.....	1
5.1 Einführung.....	1
5.2 Grundlagen .....	2
5.2.1 Verstärkungsdefinitionen .....	2
5.2.1.1 Übertragungsleistungsverstärkung (Transducer Power Gain) .....	3
5.2.1.2 Betriebsleistungsverstärkung (Operating Power Gain) .....	5
5.2.1.3 Verfügbare Leistungsverstärkung (Available Power Gain) .....	7
5.2.1.4 Unilaterale Zweitore (rückwirkungsfrei) .....	8
5.3 Stabilität .....	11
5.3.1 Unstabil (unstable) .....	12
5.3.2 Unbedingt stabil (unconditionally stable) .....	12
5.3.3 Bedingt stabil (conditionally stable) .....	14
5.4 Smith Chart .....	15
5.4.1 Stabilitätskreise.....	15
5.4.2 Verstärkungskreise .....	21
5.4.2.1 Unilaterale Verstärker.....	21
5.4.2.2 Bilaterale Verstärker .....	24
5.4.3 Kreise konstanten Rauschmasses .....	28
5.4.4 Kreise konstanter Ausgangsleistung, Intermodulation oder Wirkungsgrad.....	31
5.5 Verstärkerdimensionierung .....	32
5.5.1 Transistor Stabilisierung .....	33
5.5.2 DC-Arbeitspunkteinstellung .....	44
5.5.2.1 Arbeitspunkteinstellung ohne Stabilisierung des Arbeitspunktes.....	45
5.5.2.2 Arbeitspunkteinstellung mit Stabilisierung durch Gegenkopplung .....	48
5.5.2.3 Arbeitspunktstabilisierung mit Regelschaltung (Aktive Arbeitspunkteinstellung) .....	52
5.5.2.4 Netzwerke zur Zuführung von Basisstrom und Kollektorspannung .....	55
5.5.3 Entwurfsmethoden.....	58
5.5.3.1 Unilateraler Verstärkerentwurf ( $S_{12} = 0$ ) .....	58
5.5.3.2 Bilateraler Verstärkerentwurf für maximale Verstärkung.....	64
5.5.3.3 Bilateraler Verstärkerentwurf für maximale Ausgangsleistung.....	71
5.5.3.4 Bilateraler Verstärkerentwurf für minimales Rauschen .....	76
5.5.3.5 Bilateraler Verstärkerentwurf für vorgegebene Verstärkung .....	87
5.5.3.6 Bilateraler Verstärkerentwurf für grosse Bandbreiten .....	89
5.6 Literatur zu Kapitel 5 .....	95

## Abbildungsverzeichnis

Abbildung 5.1: Zweitor mit Quelle und Last.....	2
Abbildung 5.2: Signalflussdiagramm für beschalteten Zweitor .....	3
Abbildung 5.3: Zweitor mit Anpassungsnetzwerken .....	3
Abbildung 5.4: Zweitor mit Anpassungsnetzwerken .....	5
Abbildung 5.5: Zweitor mit Anpassungsnetzwerken .....	7
Abbildung 5.6: Zweitor mit Anpassungsnetzwerken .....	8
Abbildung 5.7: Maximaler Fehler bei unilateraler Verstärkung .....	9
Abbildung 5.8: Zweitor für Stabilitätsbetrachtung.....	12
Abbildung 5.9: Stabilitätskreis auf der Smith-Chart.....	16
Abbildung 5.10: Mögliche Stabilitätskreise in der Eingangs-Ebene ( $ S_{22}  < 1$ ) oder in der Ausgangs-Ebene ( $ S_{11}  < 1$ ) .....	18
Abbildung 5.11: Stabilitätskreise des Transistors BFG33 ( $U_{CE} = 5\text{ V}$ , $I_C = 10\text{ mA}$ ) bei 100 MHz ..	19
Abbildung 5.12: Stabilitätskreise des Transistors BFG33 ( $U_{CE} = 5\text{ V}$ , $I_C = 10\text{ mA}$ ) bei verschiedenen Frequenzen.....	19
Abbildung 5.13: Verstärkungskreise in der Eingangs-Ebene: a) $K < 1$ , potentiell instabil, BFG33 ( $U_{CE} = 5\text{ V}$ , $I_C = 10\text{ mA}$ ) bei 500 MHz .....	26
b) $K > 1$ , unbedingt stabil, BFG33 ( $U_{CE} = 5\text{ V}$ , $I_C = 10\text{ mA}$ ) bei 2 GHz.....	26
Abbildung 5.14: Verstärkungskreise in der Ausgangs-Ebene: a) $K < 1$ , potentiell instabil, BFG33 ( $U_{CE} = 5\text{ V}$ , $I_C = 10\text{ mA}$ ) bei 500 MHz .....	27
b) $K > 1$ , unbedingt stabil, BFG33 ( $U_{CE} = 5\text{ V}$ , $I_C = 10\text{ mA}$ ) bei 2 GHz.....	27
Abbildung 5.15: Rauschkreise und Verstärkungskreise in der Eingangs-Ebene: $K > 1$ , unbedingt stabil, BFG33 ( $U_{CE} = 5\text{ V}$ , $I_C = 10\text{ mA}$ ) bei 2 GHz.....	30
Abbildung 5.16: Bestimmung des minimalen Wertes des Serie-Dämpfungswiderstandes am Eingang.....	34
Abbildung 5.17: Stabilitätskreis für Seriewiderstand $R_1 = 60\text{ Ohm}$ am Eingang.....	34
Abbildung 5.18: Bestimmung des maximalen Wertes des Parallel-Dämpfungs-widerstandes am Eingang.....	35
Abbildung 5.19: Stabilitätskreis für Parallelwiderstand $R_2 = 72\text{ Ohm}$ am Eingang .....	35
Abbildung 5.20: Bestimmung des minimalen Wertes des Serie-Dämpfungswiderstandes am Ausgang.....	36
Abbildung 5.21: Stabilitätskreis für Seriewiderstand $R_3 = 84\text{ Ohm}$ am Ausgang.....	36
Abbildung 5.22: Bestimmung des maximalen Wertes des Parallel-Dämpfungs-widerstandes am Ausgang.....	37
Abbildung 5.23: Stabilitätskreis für Parallelwiderstand $R_4 = 164\text{ Ohm}$ am Eingang .....	37
Abbildung 5.24: Frequenzabhängige Stabilisierungen. Stabilisierung wirksam für: a), d) tiefe Frequenzen; b) ausserhalb der Arbeitsfrequenz $f_r$ ; c) ausserhalb der Arbeitsfrequenz $f_r$ und deren ungeradzahigen Harmonischen .....	38
Abbildung 5.25: Stabilitätsfaktor $K$ des Transistors BFP620 ( $U_{CE} = 2\text{ V}$ , $I_C = 20\text{ mA}$ ) .....	39
Abbildung 5.26: Maximale stabile Verstärkung MSG und 50 Ohm-Vertärkung des Transistors BFP620 ( $U_{CE} = 2\text{ V}$ , $I_C = 20\text{ mA}$ ).....	39
Abbildung 5.27: Eingangs- und Ausgangs-Stabilitätskreise für Frequenzen von 10 MHz bis 6 GHz für den Transistor BFP620 ( $U_{CE} = 2\text{ V}$ , $I_C = 20\text{ mA}$ ) .....	40
Abbildung 5.28: Bedämpfung des Ausgangskreises durch Serie- (700 Ohm) oder Parallel- Widerstand (65 Ohm) .....	40
Abbildung 5.29: Stabilitätsfaktor $K$ nach Bedämpfung mit einem 100 Ohm-Parallel-Widerstand am Ausgang .....	41
Abbildung 5.30: Bedämpfung des Eingangskreises durch einen Serie-Widerstand von 18 Ohm ..	41
Abbildung 5.31: Stabilitätsfaktor $K$ mit einem Serie-Widerstand von 18 Ohm am Eingang und einem Parallel-Widerstand von 100 Ohm am Ausgang .....	42
Abbildung 5.32: Stabilitätskreise nach Bedämpfung mit einem Serie-Widerstand von 18 Ohm am Eingang und einem Parallel-Widerstand von 100 Ohm am Ausgang (dargestellt in der „Compressed Smith Chart“ mit $ \Gamma  = 2$ ) .....	42
Abbildung 5.33: Schema zur Simulation in ADS .....	42
Abbildung 5.34: Schema nach Optimierung in ADS .....	43

Abbildung 5.35: Stabilität und Verstärkungen des stabilisierten Transistors BFP620 ( $U_{CE} = 2\text{ V}$ , $I_C = 20\text{ mA}$ ) mit optimierten Elementwerten.....	43
Abbildung 5.36: Wechselstrommässiger Kurzschluss von L1 mit C2.....	44
Abbildung 5.37: Arbeitspunkte im Ein- und Ausgangskennlinienfeld.....	44
Abbildung 5.38: Arbeitspunkteinstellung mit Basisspannungsteiler.....	45
Abbildung 5.39: Analyse für Basisspannungsteiler.....	46
Abbildung 5.40: Arbeitspunkteinstellung mit Basiswiderstand.....	47
Abbildung 5.41: Stromgegenkopplung über den Emitterwiderstand $R_E$ .....	49
Abbildung 5.42: Spannungsgegenkopplung über $R_1$ .....	50
Abbildung 5.43: Temperaturkompensation mit Diode $D_1$ .....	52
Abbildung 5.44: Aktive Arbeitspunktstabilisierung.....	52
Abbildung 5.45: Infineon BCR400.....	53
Abbildung 5.46: Anwendungen mit BCR400.....	53
Abbildung 5.47: Aktive Arbeitspunktstabilisierung eines HF-Verstärkers.....	54
Abbildung 5.48: Zuführung der Speisung über Elemente des Anpassungsnetzwerkes.....	55
Abbildung 5.49: Zuführung der Speisung über Drosseln.....	55
Abbildung 5.50: Zuführung der Speisung über $\lambda/4$ -Leitungen.....	56
Abbildung 5.51: Speisungs-Abblockung.....	56
Abbildung 5.52: $\lambda/4$ -Stub und Radialstub.....	57
Abbildung 5.53: Eigenschaften des stabilisierten Transistors BFP620 @ $U_{CE} = 2.0\text{ V}$ , $I_C = 20\text{ mA}$ .....	66
Abbildung 5.54: Eingangsanpassungsnetzwerk.....	67
Abbildung 5.55: Ausgangsanpassungsnetzwerk.....	68
Abbildung 5.56: Schema zur Simulation in ADS.....	68
Abbildung 5.57: Simulationsresultate für den bilateralen Verstärker mit maximaler Verstärkung.....	69
Abbildung 5.58: Stabilitätsfaktor des Transistors CLY2.....	72
Abbildung 5.59: Schaltung zur Stabilisierung des Transistors CLY2.....	72
Abbildung 5.60: Stabilitätsfaktor mit Stabilisierungsnetzwerk.....	72
Abbildung 5.61: Verstärkungskreise und $\Gamma_L$ (GamPout) für maximale Ausgangsleistung bei 1.8 GHz.....	73
Abbildung 5.62: Ausgangs Anpassungsnetzwerk.....	73
Abbildung 5.63: Eingangs Anpassungsnetzwerk.....	74
Abbildung 5.64: Schema zur Simulation des Verstärkers.....	75
Abbildung 5.65: Simulationsresultate des Verstärkers.....	75
Abbildung 5.66: S-Parameter-File im Touchstone-Format (Auszug).....	77
Abbildung 5.67: Daten des Transistors BFP620 im gewählten Arbeitspunkt $U_{ce} = 2.0\text{ V}$ , $I_c = 10\text{ mA}$ bei 2.4 GHz.....	77
Abbildung 5.68: Rauschmass, Stabilitätsfaktor und maximale stabile Verstärkung in Funktion des Kollektorstromes für den Transistor BFP620 bei $U_{ce} = 2\text{ V}$ , $f = 2.4\text{ GHz}$ .....	78
Abbildung 5.69: Prinzipschaltung zur Stabilisierung des Transistors.....	79
Abbildung 5.70: Vollständige Stabilisierungsschaltung mit realen Elementen.....	80
Abbildung 5.71: Erreichte Stabilität mit der Schaltung nach Abbildung 5.70.....	80
Abbildung 5.72: Rausch- und Verstärkungskreise in der Smith-Chart (2.4 GHz).....	81
Abbildung 5.73: Ausgangsanpassungsnetzwerk.....	82
Abbildung 5.74: Komplette Schaltung mit realen Elementen für lineare Simulation.....	83
Abbildung 5.75: Resultate der linearen Simulation.....	83
Abbildung 5.76: Komplette Schaltung mit realen Elementen für nichtlineare Simulation.....	84
Abbildung 5.77: Intermodulation 3. und 5. Ordnung des LNA.....	84
Abbildung 5.78: 1dB-Kompression und Begrenzung des LNA.....	85
Abbildung 5.79: Balanced- Verstärker.....	89
Abbildung 5.80: Breitbandverstärker mit Gegenkopplungen.....	90
Abbildung 5.81: Breitbandverstärker mit frequenzabhängiger Gegenkopplung.....	90
Abbildung 5.82: $S_{21}$ in Funktion der Frequenz (BFP620, $U_{CE} = 2\text{ V}$ , $I_C = 20\text{ mA}$ ).....	91
Abbildung 5.83: Impedanzen von Chip-Widerständen (Baugrössen 0402, 0603).....	92
Abbildung 5.84: S-Parameter des Transistors BFP620 mit $U_{CE} = 2\text{ V}$ , $I_C = 20\text{ mA}$ (Auszug).....	92
Abbildung 5.85: Schema und Simulationsresultate des Breitbandverstärkers.....	93
Abbildung 5.86: Schema und Simulationsresultate des optimierten Breitbandverstärkers.....	94



# Kapitel 5

## Aktive Schaltungstechnik

### Entwurf von Mikrowellenverstärkern mit Hilfe der S-Parameter

#### 5.1 Einführung

Die wichtigsten Parameter für Verstärker sind:

- Leistungsverstärkung
- Rauschen
- Stabilität
- Bandbreite
- Linearität
- Eingangs- und Ausgangsanpassung
- Leistungsaufnahme
- Amplitudengang

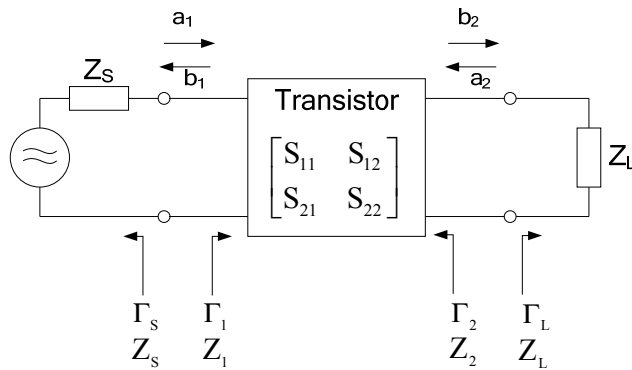
Kleinsignalverstärker können hauptsächlich in drei Gruppen eingeteilt werden:

- Rauscharme Verstärker (Low Noise)**
  - Anpassungsnetzwerk am **Eingang** auf minimales Rauschen dimensionieren
  - Anpassungsnetzwerk am **Ausgang** auf grosse Verstärkung und Stabilität dimensionieren
- Verstärker mit maximaler Verstärkung**
  - Anpassungsnetzwerke am **Ein-** und **Ausgang** auf grosse Verstärkung, Anpassung und Stabilität dimensionieren
- Verstärker mit maximaler Ausgangsleistung, Wirkungsgrad oder minimaler Intermodulation**
  - Anpassungsnetzwerke am **Ausgang** auf maximale Ausgangsleistung, maximaler Wirkungsgrad oder minimale Intermodulation dimensionieren
  - Anpassung am **Eingang** auf maximale Verstärkung dimensionieren

Die folgenden graphischen und rechnerischen Methoden vermitteln ein tieferes Verständnis der Entwurfsmethoden und sind für die Anwendung von CAE-Werkzeugen unabdingbar.

## 5.2 Grundlagen

### 5.2.1 Verstärkungsdefinitionen



**Abbildung 5.1:** Zweitor mit Quelle und Last

Für beschaltete Zweitore werden folgende Verstärkungen definiert:

#### Übertragungsleistungsverstärkung (Transducer Power Gain)

Beliebige  $\Gamma_s$  und  $\Gamma_L$  (Allgemeiner Fall)

$$G_T = \frac{\text{Leistung geliefert an Last}}{\text{Leistung verfügbar von Gen.}} = \frac{P_L}{P_{Avs}} \quad (5.1)$$

#### Betriebsleistungsverstärkung (Operating Power Gain):

Unabhängig von  $\Gamma_s$  (beliebiges  $\Gamma_L$  mit  $\Gamma_s = \Gamma_1^*$ )

( $\Gamma_L$  gegeben, für max. Ausgangsleistung, min. Intermodulation oder max. Wirkungsgrad)

$$G_p = \frac{\text{Leistung geliefert an Last}}{\text{Leistung geliefert an Eingang}} = \frac{P_L}{P_i} \quad (5.2)$$

#### Verfügbare Leistungsverstärkung (Available Power Gain):

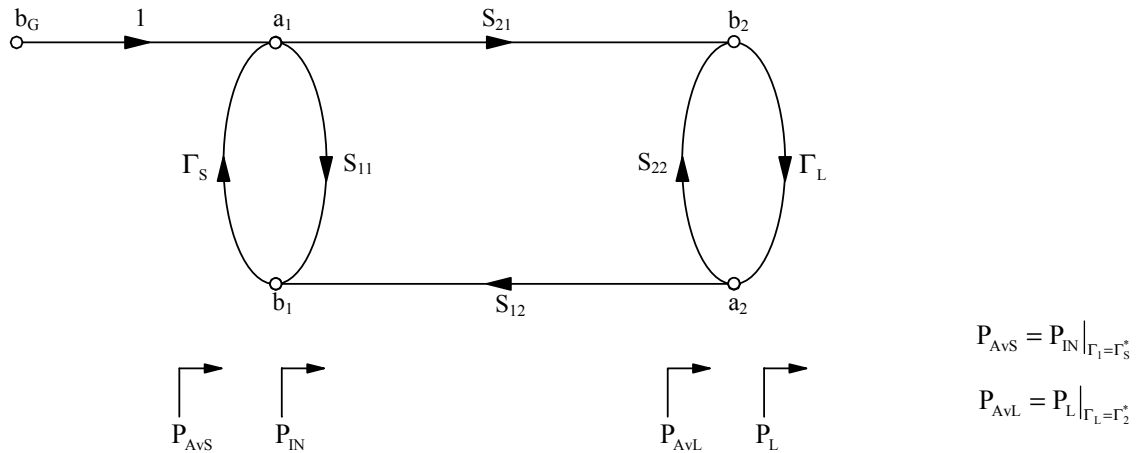
Unabhängig von  $\Gamma_L$  (beliebiges  $\Gamma_s$  mit  $\Gamma_L = \Gamma_2^*$ )

( $\Gamma_s$  gegeben, für min. Rauschen, LNA)

$$G_A = \frac{\text{Leistung verfügbar vom Ausg.}}{\text{Leistung verfügbar vom Gen.}} = \frac{P_{AvL}}{P_{Avs}} \quad (5.3)$$

Die folgenden Gleichungen sind mit Hilfe der "Flow Chart Analysis" hergeleitet. Diese Methode eignet sich sehr gut zur Bearbeitung von beschalteten Zweitoren.

In Lit..[1],[5],[8],[10]. ist dieses Verfahren sehr verständlich beschrieben.

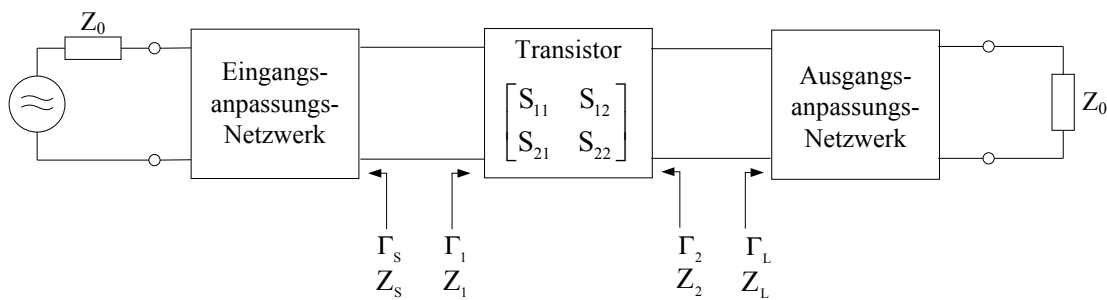


**Abbildung 5.2:** Signalflussdiagramm für beschalteten Zweitor

### 5.2.1.1 Übertragungsleistungsverstärkung (Transducer Power Gain) (Allgemeiner Fall)

Beliebige  $\Gamma_S$  und  $\Gamma_L$

$$G_T = \frac{\text{Leistung geliefert an Last}}{\text{Leistung verfügbar von Gen.}} = \frac{P_L}{P_{AvS}} \quad (5.4)$$



**Abbildung 5.3:** Zweitor mit Anpassungsnetzwerken

Für die Übertragungsleistungsverstärkung findet man für beliebige  $\Gamma_S$  und  $\Gamma_L$  am einfachsten mit Hilfe der Signalflusstheorie Lit. [10]:

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) (1 - |\Gamma_S|^2)}{|(1 - \Gamma_S S_{11})(1 - \Gamma_L S_{22}) - S_{12} S_{21} \Gamma_S \Gamma_L|^2} \quad (5.5)$$



Diese Gleichung kann mit der Abhängigkeit des Ein(Aus)gangsreflexionsfaktors  $\Gamma_1$ , ( $\Gamma_2$ ) vom Last(Generator)reflexionsfaktor  $\Gamma_L$ , ( $\Gamma_S$ ) und den S-Parametern auch in zwei einfacher anzuwendenden Gleichungspaaren geschrieben werden:

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_S\Gamma_1|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_L S_{22}|^2} \quad (5.6)$$

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L}$$

oder

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_S S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_L\Gamma_2|^2} \quad (5.7)$$

$$\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S}$$

Für  $Z_G = Z_0 = Z_L$  ( $\Gamma_S = 0, \Gamma_L = 0$ ) wird

$$G_{T_{Z_0}} = |S_{21}|^2$$

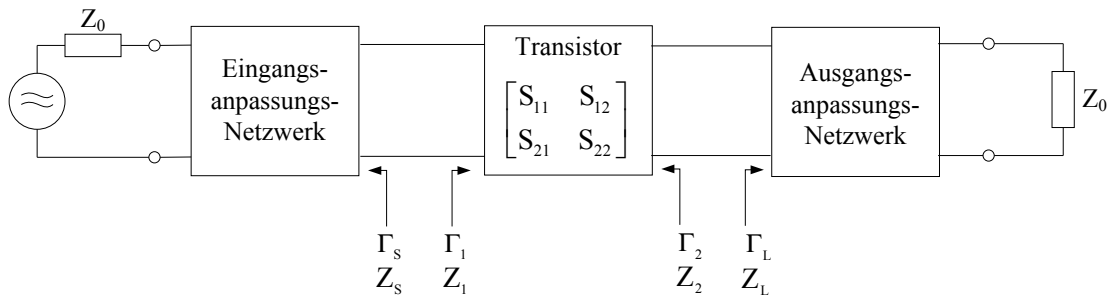
$$G_{T_{Z_0}} [\text{dB}] = 10 \log |S_{21}|^2 = 20 \log |S_{21}| \quad (5.8)$$

### 5.2.1.2 Betriebsleistungsverstärkung (Operating Power Gain)

Unabhängig von  $\Gamma_s$  (beliebiges  $\Gamma_L$  mit  $\Gamma_s = \Gamma_1^*$ )

( $\Gamma_L$  gegeben, für max. Ausgangsleistung, min. Intermodulation oder max. Wirkungsgrad)

$$G_p = \frac{\text{Leistung geliefert an Last}}{\text{Leistung geliefert an Eingang}} = \frac{P_L}{P_1} \quad (5.9)$$



**Abbildung 5.4:** Zweitor mit Anpassungsnetzwerken

Die Betriebsleistungsverstärkung erhält man durch Einsetzen von  $\Gamma_s = \Gamma_1^*$  in den Transducer Gain (5.5).

$$\begin{aligned} G_p &= \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_1|^2) |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \\ &= \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 - |S_{11} - \Delta\Gamma_L|^2} \\ &= \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{\left(1 - \left|\frac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}\right|^2\right) |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \\ &= \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{1 - |S_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}[\Gamma_L (S_{22} - S_{11}^* \Delta)]} \end{aligned}$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (5.10)$$

**Maximale Betriebsleistungsverstärkung (maximum available power gain) MAG:**

$\Gamma_S = \Gamma_1^*$  und  $\Gamma_L = \Gamma_2^*$ , bei unbedingter Stabilität

$$\text{MAG} = G_{p_{\max}} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left( K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (K > 1) \quad (5.11)$$

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{12}| \cdot |S_{21}|} \geq 1$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

$$\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}$$

**Maximale stabile Betriebsleistungsverstärkung (maximum stable gain) MSG:**

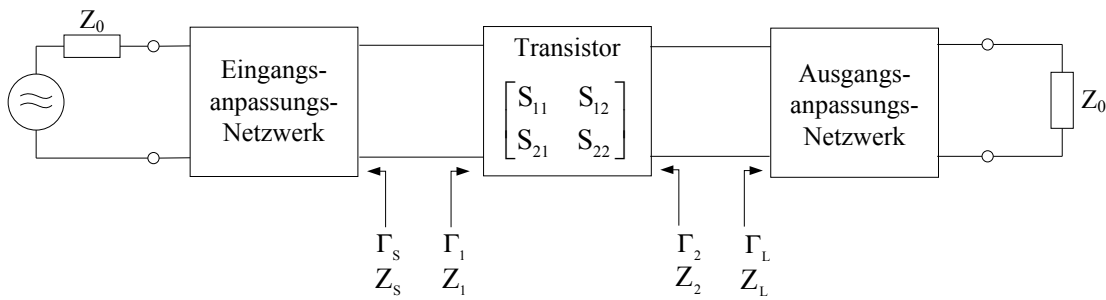
$$\text{MSG} = G_{p_{\max(\text{stabil})}} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (K = 1) \quad (5.12)$$

### 5.2.1.3 Verfügbare Leistungsverstärkung (Available Power Gain)

Unabhängig von  $\Gamma_L$  (beliebiges  $\Gamma_S$  mit  $\Gamma_L = \Gamma_2^*$ )

( $\Gamma_S$  gegeben, für min. Rauschen, Low Noise Amplifier LNA)

$$G_A = \frac{\text{Leistung verfügbar vom Ausg.}}{\text{Leistung verfügbar vom Gen.}} = \frac{P_{AvL}}{P_{AvS}} \quad (5.13)$$



**Abbildung 5.5:** Zweitor mit Anpassungsnetzwerken

Die verfügbare Leistungsverstärkung erhält man durch Einsetzen von  $\Gamma_L = \Gamma_2^*$  in den Transducer Gain (5.5).

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |\Gamma_2|^2} \quad (5.14)$$

$$= \frac{(1 - |\Gamma_s|^2) |S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2 + |\Gamma_s|^2 (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \operatorname{Re}[\Gamma_s (S_{11} - S_{22}^* \Delta)]}$$

### 5.2.1.4 Unilaterale Zweitore (rückwirkungsfrei)

$$S_{12} = 0 \quad \rightarrow \quad \Gamma_1 = S_{11} \quad \Gamma_2 = S_{22}$$

Wird  $S_{12} = 0$  angenommen, was in vielen Fällen als erste Approximation zulässig ist, wird  $\Gamma_1 = S_{11}$  und  $\Gamma_2 = S_{22}$ . Man bezeichnet dies als Unilateralen Zweitor, bei dem keine Rückwirkung vom Ausgang auf den Eingang vorhanden ist.

Aus Gl. (5.5) erhält man durch einsetzen von  $S_{12} = 0$ ,  $\Gamma_1 = S_{11}$  und  $\Gamma_2 = S_{22}$  die Unilaterale Übertragungsverstärkung (Unilateral Transducer Power Gain).

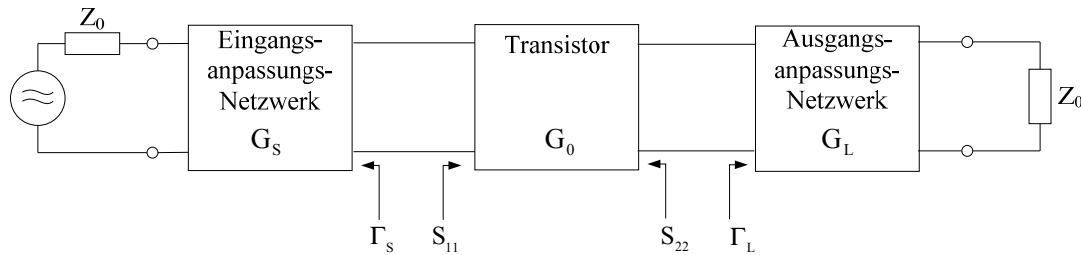


Abbildung 5.6: Zweitor mit Anpassungsnetzwerken

Für den Fall der nicht konjugiert komplexen Anpassung:

$$\Gamma_S \neq S_{11}^* \quad \text{und} \quad \Gamma_L \neq S_{22}^* :$$

$$G_{TU} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_L S_{22}|^2} \quad (5.15)$$

Der erste Term ist abhängig von  $S_{11}$  und  $\Gamma_S$ . Der zweite Term hängt nur vom S-Parameter  $S_{21}$  des Transistors ab und der dritte Term ist abhängig von  $S_{22}$  und  $\Gamma_L$ .

Man kann sich nun  $G_{TU}$  aus drei unabhängigen Gewinnblöcken vorstellen

$$G_{TU} = G_S \cdot G_o \cdot G_L \quad (5.16)$$

wobei

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S S_{11}|^2} \quad G_o = |S_{21}|^2 \quad G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_L S_{22}|^2} \quad (5.17)$$

Der Verstärker kann also in das oben gezeigte Blockschaltbild aufgeteilt werden:

Die Blöcke  $G_S$  und  $G_L$  repräsentieren die Verstärkung (oder Verluste) die durch Anpassung oder Fehlanpassung am Ein- und Ausgang entstehen.

Normalerweise herrscht eine erhebliche Fehlanpassung am Eingang zwischen Generator und Transistor ( $\Gamma_S \neq S_{11}^*$ ). Verringern wir nun durch ein verlustloses Anpassungsnetzwerk diese Fehlanpassung, entsteht ein entsprechender Gewinn  $G_S$ . Das gleiche gilt für den Ausgang.

Vergleicht man  $G_{TU}$  mit  $G_T$ , also den vereinfachten unilateralen Verstärker mit dem genauen bilateralen Verstärker, kann der Fehler der unilateralen Berechnung abgeschätzt werden. Dazu verwendet man die „Unilateral Figure of Merit“  $U$ :

$$U = \frac{|S_{12}| |S_{21}| |S_{11}| |S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad (5.18)$$

$$\text{Mit} \quad \frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-U)^2} \quad \triangleq \quad E^+ < E_{\text{eff}} < E^- \quad (5.19)$$

erhält man die positive und negative Fehlergrenze einer unilateralen Berechnung der Anpassungsnetzwerke.

Eine Logarithmierung obiger Gleichung ergibt die Fehlergrenzen in dB:

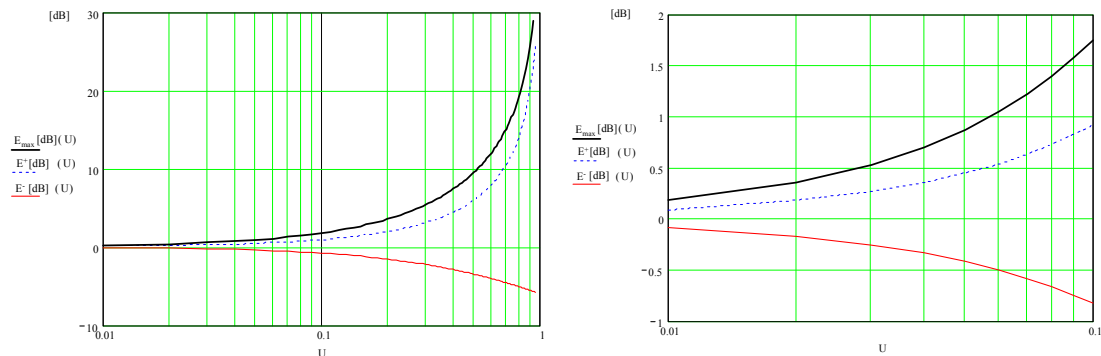
$$10 \log \left( \frac{1}{(1+U)^2} \right) < 10 \log \left( \frac{G_T}{G_{TU}} \right) < 10 \log \left( \frac{1}{(1-U)^2} \right) \quad (5.20)$$

$$\text{negativer Fehler in dB} < \text{effektiver Fehler in dB} < \text{positiver Fehler in dB}$$

Der maximale Fehler in dB berechnet sich demnach zu

$$E_{\text{max}} [\text{dB}] = \left| 10 \log \left( \frac{1}{(1+U)^2} \right) \right| + \left| 10 \log \left( \frac{1}{(1-U)^2} \right) \right| \quad (5.21)$$

Bei Fehlern von **größer  $\pm 1$  dB** ( $U > 0.1$ ) sollte die unilaterale Approximation **nicht** verwendet werden.



**Abbildung 5.7:** Maximaler Fehler bei unilateraler Verstärkung

### Maximale Unilaterale Übertragungsleistungsverstärkung (Maximum Unilateral Transducer Power Gain):

Den maximalen Gewinn und damit die maximale Unilaterale Übertragungsleistungsverstärkung erhält man durch konjugiert komplexe Anpassung am Ein- und Ausgang mit

$$\Gamma_S = S_{11}^* \quad \text{und} \quad \Gamma_L = S_{22}^*$$

und damit

$$G_{S_{\max}} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \quad (5.22)$$

$$G_{L_{\max}} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (5.23)$$

$$G_{TU_{\max}} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (5.24)$$

### 5.3 Stabilität

In diesem Kapitel werden einige Gesichtspunkte betreffend Stabilität von Verstärkern behandelt. Stabilität ist nebst Leistungsverstärkung, Bandbreite und Rauschen eines der wichtigsten Kriterien eines Verstärkers.

Mit Stabilität wird die Eigenschaft eines Zweitors bezüglich Selbsterregung und Oszillation beschrieben.

Es wird unterschieden:

**Instabil (unstable)**

*ist ein Zweitor, wenn Störamplituden anklingen  
und so zu einer Oszillation führen.*

**Unbedingt stabil (unconditionally stable)**

*ist ein Zweitor, wenn bei einer Frequenz der  
Realteil von  $Z_1$  und  $Z_2$  positiv ist für alle positiven,  
reellen Quell- und Lastimpedanzen ( $Z_S$  und  $Z_L$ ).*

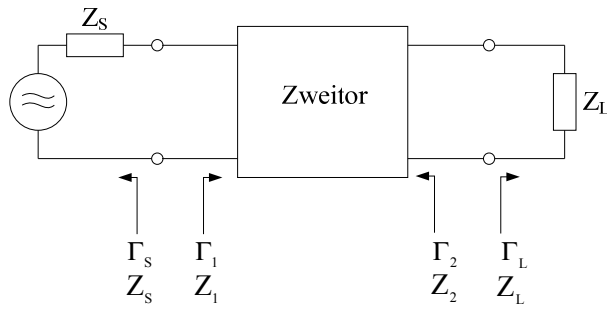
**Bedingt stabil (conditionally stable)**

*ist ein Zweitor, wenn bei einer Frequenz der  
Realteil von  $Z_1$  und  $Z_2$  positiv ist für einige  
positive, reelle Quell- und Lastimpedanzen  
( $Z_S$  und  $Z_L$ ).*

**Diese Bedingungen gelten jeweils nur für eine Frequenz.** Für breitbandige Stabilität müssen die Netzwerke bei vielen Frequenzen untersucht werden. Für praktische Anwendungen sollte wenn möglich immer eine unbedingte Stabilität für alle Frequenzen angestrebt werden.



### 5.3.1 Unstabil (unstable)



**Abbildung 5.8:** Zweitor für Stabilitätsbetrachtung

Oszillationen eines Zweitors sind nur möglich, wenn  $Z_1$  oder  $Z_2$  (oder beide) einen negativen Realteil besitzen.

Das bedeutet:

$$|\Gamma_1| > 1 \quad (5.25)$$

oder

$$|\Gamma_2| > 1 \quad (5.26)$$

Für den unilateralen Verstärker bedeutet dies:

$$|S_{11}| > 1 \quad (5.27)$$

oder

$$|S_{22}| > 1 \quad (5.28)$$

Auch unter diesen Bedingungen kann das Netzwerk stabil arbeiten, wenn die Stabilitätskriterien nach Nyquist erfüllt sind.

### 5.3.2 Unbedingt stabil (unconditionally stable)

Die Bedingungen für unbedingte Stabilität können mit Hilfe der Reflexionsfaktoren wie folgt ausgedrückt werden:

$$|\Gamma_s| < 1 \quad (5.29)$$

$$|\Gamma_L| < 1 \quad (5.30)$$

$$|\Gamma_1| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (5.31)$$

$$|\Gamma_2| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \right| < 1 \quad (5.32)$$

Selbstverständlich sind alle Grössen auf die gleiche Impedanz  $Z_0$  normiert.

Aus den Gleichungen (5.29) bis (5.32) können folgende Bedingungen für unbedingte Stabilität abgeleitet werden:

$$|\Gamma_s| < 1 \quad (5.33)$$

$$|\Gamma_L| < 1 \quad (5.34)$$

$$|S_{11}| < 1 \quad (5.35)$$

$$|S_{22}| < 1 \quad (5.36)$$

$$K = \frac{1 - |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (5.37)$$

$$|\Delta| < 1 \quad (5.38)$$

Mit dem Betrag der Determinante

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \quad (5.39)$$

Die Nebenbedingungen für Stabilität können auch in einem sogenannten Stabilitätsmass  $B$  zusammengefasst werden. Die Bedingungen für unbedingte Stabilität lauten dann:

$$K = \frac{1 - |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (5.40)$$

$$B = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \quad (5.41)$$

Eine neuere Stabilitätsdefinition MU nach Edwards/Sinsky [4] berücksichtigt die für  $K$  notwendigen Nebenbedingungen und erlaubt eine sichere Stabilitätsuntersuchung. Diese Gleichungen beschreiben den geometrischen Abstand des zentrurnächsten Punktes der Ein- und Ausgangs-Stabilitätskreise zum Zentrum der Smith-Chart. Liegt dieser Punkt ausserhalb der Smith-Chart ( $>1$ ) und das stabile Gebiet ausserhalb des Stabilitätskreises, oder umschliesst der Stabilitätskreis die gesamte Smith-Chart, liegt unbedingte Stabilität vor.

Ausgang:

$$MU_L = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^*| + |S_{21}S_{12}|} \quad (5.42)$$

Eingang:

$$MU_S = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - \Delta \cdot S_{22}^*| + |S_{21}S_{12}|} \quad (5.43)$$

Für unbedingte Stabilität muss gelten:  $MU_k > 1$ . Es genügt, wenn einer der beiden  $MU_k > 1$  ist, dann ist der zweite ebenfalls  $> 1$ .

$S_{ij}^*$  = konjugiert komplexes  $S_{ij}$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

### Beispiel:

Untersuchen Sie die Stabilität für den Transistor BFG33 mit  $U_{CE} = 5V$ ,  $I_C = 10 \text{ mA}$  bei den Frequenzen 100 MHz und 2000 MHz.

### 5.3.3 Bedingt stabil (conditionally stable)

Wie das vorgehende Beispiel zeigt, ist der Transistor BFG33 bei 100 MHz nicht unbedingt stabil. Es können vielleicht Werte für  $\Gamma_S$  und/oder  $\Gamma_L$  gefunden werden, bei denen der Realteil von  $Z_1$  und  $Z_2$  positiv wird. Dies ergibt die bedingte Stabilität, d.h. Stabilität ist nur für bestimmte Wertebereiche von  $Z_S$  und  $Z_L$  gegeben.

Mit Hilfe einer graphischen Darstellung in der Smith-Chart können diese Lösungen gefunden werden.

Eine ausführliche Anleitung dieser Methode ist in Lit. [10] zu finden und wird im Kapitel 5.5 Verstärkerdimensionierung weiter behandelt.

## 5.4 Smith Chart

In vielen Fällen muss ein Kompromiss zwischen den verschiedenen Eigenschaften wie Verstärkung, Stabilität, Rauschmass, Ausgangsleistung, Bandbreite, etc. gefunden werden. Unter diesen Bedingungen kann nicht für maximale Verstärkung dimensioniert werden. Graphische Hilfen zur Lösung dieser Probleme bietet die Smith Chart. Dazu werden die Ortskreise der Stabilitätsgrenzen (Stabilitätskreise), die Ortskreise konstanter Verstärkung (Verstärkungskreise), die Ortskreise konstanter Rauschmasse (Rauschkreise) und die Ortskreise konstanter Ausgangsleistung, Intermodulation oder Wirkungsgrad in die Smith-Chart eingetragen und die Ein- und Ausgangsnetzwerke so gewählt, dass die gewünschten Eigenschaften erreicht werden.

### 5.4.1 Stabilitätskreise

Aus den Bedingungen für unbedingte Stabilität

$$|\Gamma_1| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (5.44)$$

$$|\Gamma_2| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (5.45)$$

kann die Stabilitätsgrenze bestimmt werden:

$$\begin{aligned} |\Gamma_1| &= 1 \\ |\Gamma_2| &= 1 \end{aligned} \quad (5.46)$$

Aus obigen Gleichungen erhält man für die Stabilitätsgrenzen:

$$\left| \Gamma_L - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (5.47)$$

$$\left| \Gamma_S - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (5.48)$$

$$\text{mit } \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

Diese Gleichungen beschreiben in der Smith-Chart Kreise der Stabilitätsgrenzen.

**Eingangs-Stabilitäts-Kreis:**

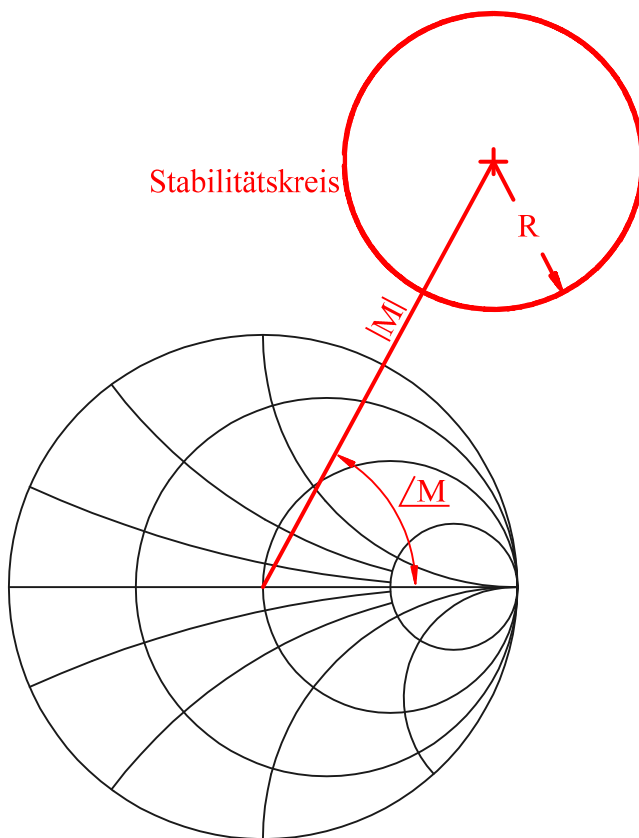
$$\text{Radius} = R_{\text{GS}} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (5.49)$$

$$\text{Mittelpunkt} = M_{\text{GS}} = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (5.50)$$

**Ausgangs-Stabilitäts-Kreis:**

$$\text{Radius} = R_{\text{LS}} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (5.51)$$

$$\text{Mittelpunkt} = M_{\text{LS}} = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (5.52)$$

**Abbildung 5.9:** Stabilitätskreis auf der Smith-Chart

Auf einer Seite des Kreises ist das Netzwerk stabil, auf der anderen Seite instabil.

Wir suchen nun den Bereich in der Eingangs-Ebene, in dem der Verstärker stabil ist:

$$|\Gamma_2| = 1 \quad \text{ergibt den Stabilitätskreis in der Eingangs-Ebene}$$

$$\Gamma_s = 0 \quad \text{ist der Mittelpunkt der Smith-Chart in der Eingangs-Ebene}$$

Mit  $\Gamma_s = 0$  wird nach Gleichung (5.45)  $|\Gamma_2| = S_{22}$

Wenn  $|S_{22}| > 1$ , muss diejenige Seite des Stabilitätskreises unstabil sein, die  $\Gamma_s = 0$  enthält.

**Wenn mit  $\Gamma_s = 0$   $|S_{22}| > 1$  ist, muss diejenige Seite des Stabilitätskreises unstabil sein, die  $\Gamma_s = 0$  (Zentrum der SC) enthält.**

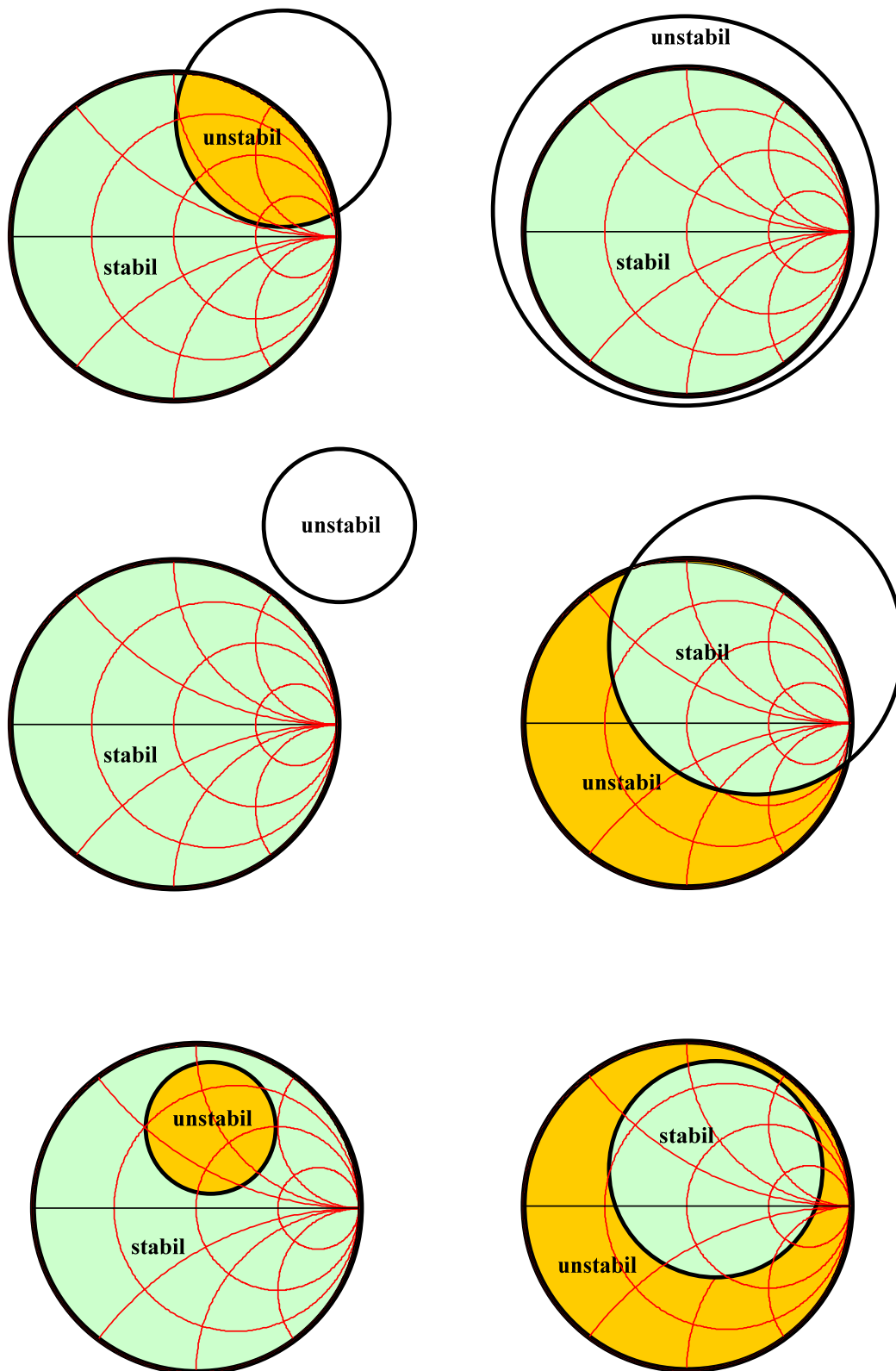
**Wenn mit  $\Gamma_s = 0$   $|S_{22}| < 1$  ist, muss diejenige Seite des Stabilitätskreises stabil sein, die  $\Gamma_s = 0$  (Zentrum der SC) enthält.**

Bei Transistoren und FET's ist üblicherweise  $|S_{11}| < 1$  und  $|S_{22}| < 1$  und es gilt dann:

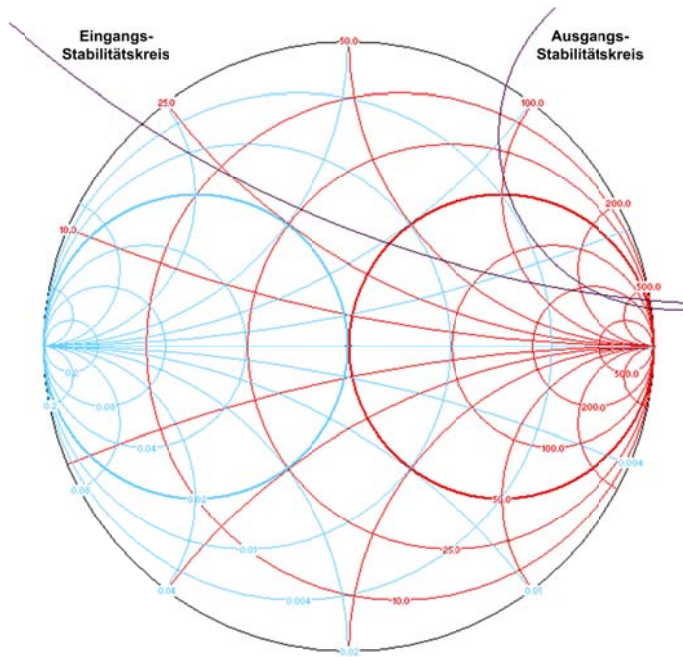
**Wird das Zentrum der Smith-Chart vom Stabilitätskreis umschlossen, ist Stabilität innerhalb des Stabilitätskreises vorhanden, in allen andern Fällen ausserhalb.**

Daraus geht auch hervor, dass für unbedingte Stabilität die Stabilitätskreise die SC entweder voll umschliessen müssen, oder die SC nicht berühren dürfen (siehe Abbildung 5.10).

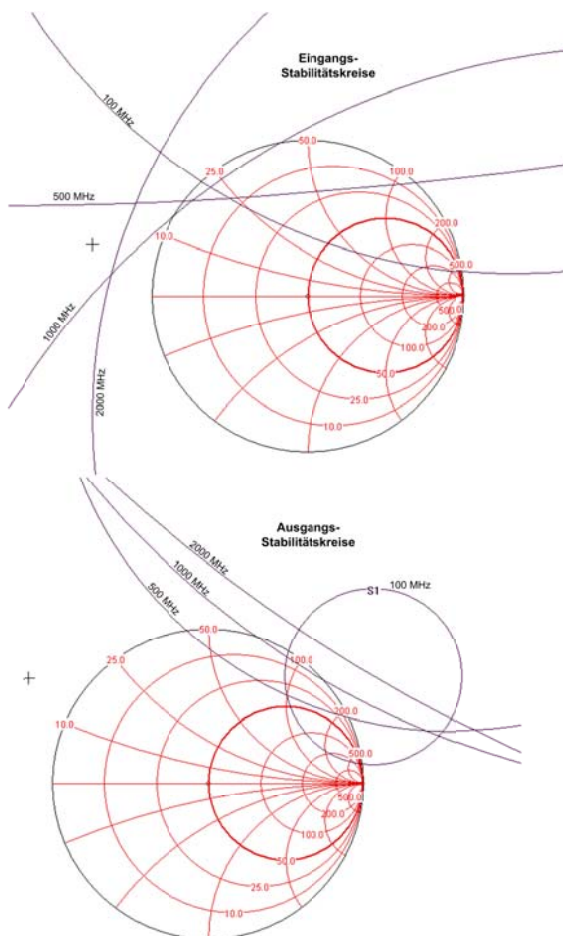
Die gleichen Betrachtungen gelten entsprechend auch für die Ausgangs-Ebene.



**Abbildung 5.10:** Mögliche Stabilitätskreise in der Eingangs-Ebene ( $|S_{22}| < 1$ ) oder in der Ausgangs-Ebene ( $|S_{11}| < 1$ )



**Abbildung 5.11:** Stabilitätskreise des Transistors BFG33 ( $U_{CE} = 5\text{ V}$ ,  $I_C = 10\text{ mA}$ ) bei 100 MHz



**Abbildung 5.12:** Stabilitätskreise des Transistors BFG33 ( $U_{CE} = 5\text{ V}$ ,  $I_C = 10\text{ mA}$ ) bei verschiedenen Frequenzen





## 5.4.2 Verstärungskreise

### 5.4.2.1 Unilaterale Verstärker

Soll der unilaterale Verstärker nicht für maximale Verstärkung, sondern für minimales Rauschen oder andere Eigenschaften optimiert werden, sind für die Bestimmung der Verstärkung Kreise konstanter Verstärkung hilfreich.

Für die unilaterale Übertragungsleistungsverstärkung gilt:

$$G_{TU} = G_G \cdot G_o \cdot G_L = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (5.53)$$

$G_G$  und  $G_L$  sind maximal, wenn  $\Gamma_s = S_{11}^*$  und  $\Gamma_L = S_{22}^*$ . Damit reduziert sich die Gleichung (5.53) auf die Gleichungen (5.54).

$$G_{G\max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \quad (5.54)$$

$$G_{L\max} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

Normieren wir die Verstärkungen, erhalten wir

$$g_{GTU} = \frac{G_G}{G_{G\max}} = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} \cdot (1 - |S_{11}|^2) \quad (5.55)$$

$$g_{LTU} = \frac{G_L}{G_{L\max}} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \cdot (1 - |S_{22}|^2) \quad (5.56)$$

Beachten Sie:  $0 \leq g_i \leq 1$

Den Ortskreis konstanter Verstärkung für den Eingangskreis erhalten wir

$$g_{GTU} (|1 - S_{11}\Gamma_s|^2) = (1 - |\Gamma_s|^2) (1 - |S_{11}|^2)$$

mit  $|1 - S_{11}\Gamma_s|^2 = 1 - S_{11}\Gamma_s - S_{11}^*\Gamma_s^* + |S_{11}|^2 |\Gamma_s|^2$  erhält man

$$g_{GTU} - g_{GTU} S_{11}\Gamma_s - g_{GTU} S_{11}^*\Gamma_s^* + g_{GTU} |S_{11}|^2 |\Gamma_s|^2 = 1 - |S_{11}|^2 - |\Gamma_s|^2 + |S_{11}|^2 |\Gamma_s|^2$$

$$|\Gamma_s|^2 (g_{GTU} |S_{11}|^2 - |S_{11}|^2 + 1) - g_{GTU} (S_{11}\Gamma_s + S_{11}^*\Gamma_s^*) = 1 - |S_{11}|^2 - g_{GTU}$$

$$|\Gamma_s|^2 - \frac{g_{GTU} (S_{11}\Gamma_s + S_{11}^*\Gamma_s^*)}{|S_{11}|^2 (g_{GTU} - 1) + 1} = \frac{1 - |S_{11}|^2 - g_{GTU}}{|S_{11}|^2 (g_{GTU} - 1) + 1}$$

Auf beiden Seiten der Gleichung  $\frac{g_{GTU} |S_{11}|^2}{[|S_{11}|^2 (g_{GTU} - 1) + 1]^2}$  addieren:

$$\left| \Gamma_s - \frac{g_{GTU} S_{11}^*}{|S_{11}|^2 (g_{GTU} - 1) + 1} \right|^2 = \frac{[|S_{11}|^2 (g_{GTU} - 1) + 1] (1 - |S_{11}|^2 - g_{GTU}) + g_{GTU}^2 |S_{11}|^2}{[|S_{11}|^2 (g_{GTU} - 1) + 1]^2}$$

$$\left| \Gamma_s - \frac{g_{GTU} S_{11}^*}{|S_{11}|^2 (g_{GTU} - 1) + 1} \right| = \frac{\sqrt{1 - g_{GTU}} (1 - |S_{11}|^2)}{|S_{11}|^2 (g_{GTU} - 1) + 1} \quad (5.57)$$

Diese Gleichung beschreibt einen Kreis konstanter Verstärkung in der Eingangs-Ebene ( $\Gamma_G$ -Ebene) der Smith-Chart.

**Eingangs-Ebene:**

$$\text{Radius} = R_{GTU} = \frac{\sqrt{1 - g_{GTU}} (1 - |S_{11}|^2)}{|S_{11}|^2 (g_{GTU} - 1) + 1} \quad (5.58)$$

$$\text{Mittelpunkt} = M_{GTU} = \frac{g_{GTU} S_{11}^*}{|S_{11}|^2 (g_{GTU} - 1) + 1} \quad (5.59)$$

$$g_{GTU} = \frac{G_G}{G_{G\max}} = G_G \cdot (1 - |S_{11}|^2) \quad (5.60)$$

$G_G$ : Gewünschte Verstärkung

Den Ortskreis konstanter Verstärkung für den Ausgangskreis erhält man analog dazu.

**Ausgangs-Ebene:**

$$\text{Radius} = R_{\text{LTU}} = \frac{\sqrt{1 - g_{\text{LTU}}} (1 - |S_{22}|^2)}{|S_{22}|^2 (g_{\text{LTU}} - 1) + 1} \quad (5.61)$$

$$\text{Mittelpunkt} = M_{\text{LTU}} = \frac{g_{\text{LTU}} S_{22}^*}{|S_{22}|^2 (g_{\text{LTU}} - 1) + 1} \quad (5.62)$$

$$g_{\text{LTU}} = \frac{G_{\text{L}}}{G_{\text{Lmax}}} = G_{\text{L}} \cdot (1 - |S_{22}|^2) \quad (5.63)$$

$G_{\text{L}}$ : Gewünschte Verstärkung

Aus den Gleichungen für  $M_{\text{GTU}}$  und  $M_{\text{LTU}}$  ist ersichtlich, dass die Mittelpunkte aller Kreise auf einer Linie vom Zentrum der Smith-Chart nach  $S_{11}^*$ , resp.  $S_{22}^*$  liegen.

Für  $g_{\text{GTU}} = 1$  (max. Verstärkung) oder  $g_{\text{LTU}} = 1$  gilt:

$$M_{\text{GTU}} = S_{11}^*$$

$$M_{\text{LTU}} = S_{22}^*$$

$$R_{\text{GTU}} = 0$$

$$R_{\text{LTU}} = 0$$

Für  $G_{\text{G}} = 1$  (0 dB) oder  $G_{\text{L}} = 1$  gilt:

$$g_{\text{GTU}} = \frac{1}{G_{\text{Gmax}}} = 1 - |S_{11}|^2$$

$$g_{\text{LTU}} = \frac{1}{G_{\text{Lmax}}} = 1 - |S_{22}|^2$$

$$|M_{\text{GTU}}| = R_{\text{GTU}} = \frac{|S_{11}|}{1 + |S_{11}|^2}$$

$$|M_{\text{LTU}}| = R_{\text{LTU}} = \frac{|S_{22}|}{1 + |S_{22}|^2}$$

$|M_{\text{i}}| = R_{\text{i}}$  bedeutet, dass die Kreise durch den Mittelpunkt der Smith-Chart laufen.

Die Kreise konstanter unilateraler Verstärkung können nun für die Eingangs-Ebene wie folgt gezeichnet werden:

1. Zeichne eine Linie vom Zentrum der SC zu  $S_{11}^*$ . Bei  $S_{11}^*$  ist  $G_{G\max} = \frac{1}{1-|S_{11}|^2}$
2. Wähle verschiedene  $G_G$  ( $0 \leq G_G \leq G_{G\max}$ ) und berechne die zugehörigen  

$$g_{GTU} = \frac{G_G}{G_{G\max}}$$
3. Berechne  $R_{GTU}$  und  $|M_{GTU}|$  für jedes  $g_{GTU}$
4. Zeichne die Kreise

Für die Ausgangs-Ebene ist analog dazu zu verfahren.

#### 5.4.2.2 Bilaterale Verstärker

In Fällen in denen die unilaterale Approximation nicht zulässig ist ( $S_{12} \neq 0$ ), müssen die Kreise konstanter Verstärkung auf Basis der verfügbaren Leistungsverstärkung bestimmt werden.

Für den nicht unilateralen Fall können die Kreise konstanter Verstärkung bestimmt werden, indem die verfügbare Leistungsverstärkung  $G_A$  auf die Übertragungsleistungsverstärkung (Transducer Power Gain)  $G_T$  für  $Z_S = Z_L = Z_0$  normiert wird.

$$G_A = |S_{12}|^2 \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_S S_{11}|^2 (1-|\Gamma_2|^2)} \quad (5.64)$$

$$\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S}$$

Daraus erhält man nach längerer algebraischer Umformung

$$G_{GA} = |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_S|^2}{1-|S_{22}|^2 + |\Gamma_S|^2 (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \cdot \text{Re}[\Gamma_S (S_{11} - S_{22}^* \Delta)]} \quad (5.65)$$

und entsprechend für die Ausgangs-Ebene mit

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L}$$

$$G_{LA} = |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{1-|S_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \cdot \text{Re}[\Gamma_L (S_{22} - S_{11}^* \Delta)]} \quad (5.66)$$

Die Verstärkungen werden auf  $G_T = |S_{21}|^2$  normiert:

$$\begin{aligned} g_{GA} &= \frac{G_{GA}}{G_T} = \frac{G_{GA}}{|S_{21}|^2} \\ g_{LA} &= \frac{G_{LA}}{G_T} = \frac{G_{LA}}{|S_{21}|^2} \end{aligned} \quad (5.67)$$

Damit erhält man aus Gl. (5.65)

$$g_{GA} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{1 - |S_{22}|^2 + |\Gamma_S|^2 (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) - 2 \cdot \operatorname{Re}[\Gamma_S (S_{11} - S_{22}^* \Delta)]} \quad (5.68)$$

Mit 
$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (5.69)$$

erhält man nach längerer Umformung die Kreisgleichung

$$|\Gamma_S - M_{GA}|^2 = R_{GA}^2$$

$$G_{A_{\max}} = G_{T_{\max}} = \text{MAG, MSG}$$

**Eingangs-Ebene:**

$$M_{GA} = \frac{g_{GA} (S_{11} - S_{22}^* \Delta)^*}{1 + g_{GA} (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (5.70)$$

$$R_{GA} = \frac{\sqrt{1 - 2 \cdot K \cdot g_{GA} |S_{12}S_{21}| + g_{GA}^2 |S_{12}S_{21}|^2}}{|1 + g_{GA} (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (5.71)$$

$$g_{GA} = \frac{G_{GA}}{G_T} = \frac{G_{GA}}{|S_{21}|^2} \quad (5.72)$$

$G_{GA}$ : Gewünschte Verstärkung

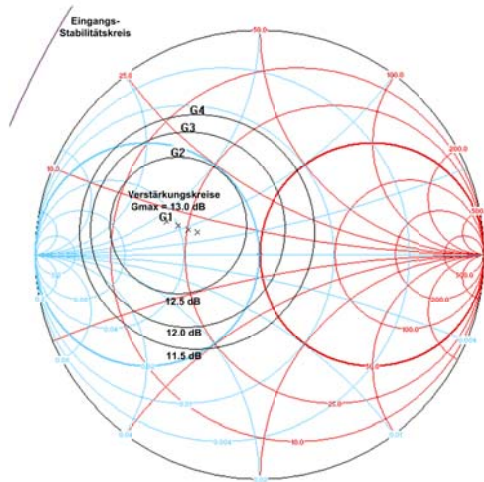
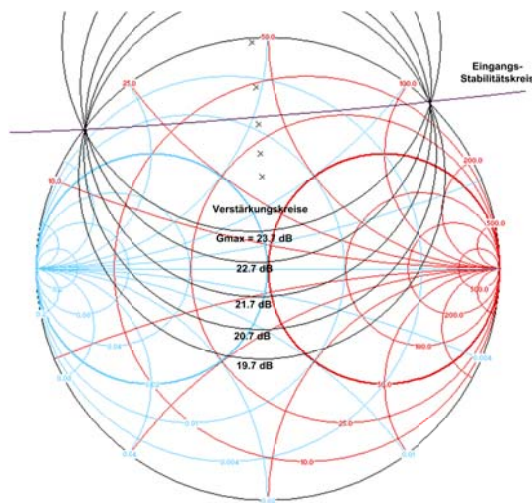
**Ausgangs-Ebene:**

$$M_{LA} = \frac{g_{LA} (S_{22} - S_{11}^* \Delta)^*}{1 + g_{LA} (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (5.73)$$

$$R_{LA} = \frac{\sqrt{1 - 2 \cdot K \cdot g_{LA} |S_{12}S_{21}| + g_{LA}^2 |S_{12}S_{21}|^2}}{|1 + g_{LA} (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (5.74)$$

$$g_{LA} = \frac{G_{LA}}{G_T} = \frac{G_{LA}}{|S_{21}|^2} \quad (5.75)$$

$G_{LA}$ : Gewünschte Verstärkung



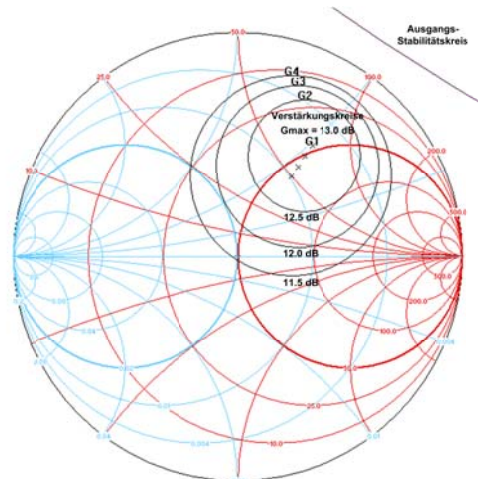
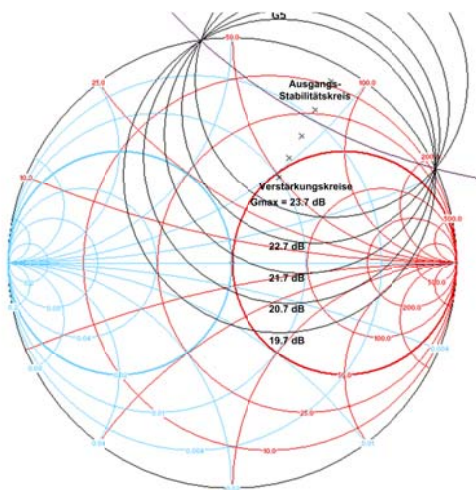
a)

b)

**Abbildung 5.13:** Verstärkungsreise in der Eingangs-Ebene:

a)  $K < 1$ , potentiell instabil, BFG33 ( $U_{CE} = 5$  V,  $I_C = 10$  mA) bei 500 MHz

b)  $K > 1$ , unbedingt stabil, BFG33 ( $U_{CE} = 5$  V,  $I_C = 10$  mA) bei 2 GHz



a)

b)

**Abbildung 5.14:** Verstärungskreise in der Ausgangs-Ebene:

a)  $K < 1$ , potentiell instabil, BFG33 ( $U_{CE} = 5\text{ V}$ ,  $I_C = 10\text{ mA}$ ) bei 500 MHz

b)  $K > 1$ , unbedingt stabil, BFG33 ( $U_{CE} = 5\text{ V}$ ,  $I_C = 10\text{ mA}$ ) bei 2 GHz



### 5.4.3 Kreise konstanten Rauschmasses

Das Rauschmass eines Zweitorts ist gegeben durch

$$F = F_{\min} + \frac{r_n}{\operatorname{Re}(Y'_G)} |Y'_G - Y'_{\text{Gopt}}|^2 \quad (5.76)$$

$$r_n = \frac{R_n}{Z_o} = \quad \text{normierter äquivalenter Rauschwiderstand}$$

$$Y'_G = \frac{Y_G}{Y_o} = \quad \text{normierte Quellenadmittanz}$$

$$Y'_{\text{Gopt}} = \frac{Y_{\text{Gopt}}}{Y_o} = \quad \text{normierte Quellenadmittanz für } F_{\min}$$

Wenn die Admittanzen in Reflexionsfaktoren ausgedrückt werden, erhalten wir:

$$Y'_G = \frac{1 - \Gamma_S}{1 + \Gamma_S} \quad Y'_{\text{Gopt}} = \frac{1 - \Gamma_{\text{Sopt}}}{1 + \Gamma_{\text{Sopt}}}$$

$$F = F_{\min} + \frac{4 \cdot r_n |\Gamma_S - \Gamma_{\text{Sopt}}|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2) |1 + \Gamma_{\text{Sopt}}|^2} \quad (5.77)$$

$F_{\min}$ ,  $r_n$ ,  $\Gamma_{\text{Sopt}}$  sind dem Datenblatt des Transistors zu entnehmen.

Die Gleichung (5.77) umgestellt:

$$\frac{F_i - F_{\min}}{4r_n} |1 + \Gamma_{\text{Sopt}}|^2 = \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{\text{Sopt}}|^2}{1 - |\Gamma_S|^2} = N_i \quad (5.78)$$

Darin ist  $N_i$  ein Rauschparameter der zum gewünschten  $F_i$  gehört.

$$\text{Mit } |\Gamma_S - \Gamma_{\text{Sopt}}|^2 = (\Gamma_S - \Gamma_{\text{Sopt}})(\Gamma_S^* - \Gamma_{\text{Sopt}}^*) \text{ wird Gleichung (5.78)}$$

$$(\Gamma_S - \Gamma_{\text{Sopt}})(\Gamma_S^* - \Gamma_{\text{Sopt}}^*) = N_i - N_i |\Gamma_S|^2$$

$$|\Gamma_S|^2 - \Gamma_{\text{Sopt}} \Gamma_S^* + |\Gamma_{\text{Sopt}}|^2 - \Gamma_{\text{Sopt}}^* \Gamma_S = N_i - N_i |\Gamma_S|^2$$

$$|\Gamma_S|^2 (1 + N_i) + |\Gamma_{\text{Sopt}}|^2 - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_S \Gamma_{\text{Sopt}}^*) = N_i$$

Beide Seiten der Gleichung mit  $1 + N_i$  multipliziert:

$$|\Gamma_s|^2 (1 + N_i)^2 + |\Gamma_{\text{Sopt}}|^2 - 2(1 + N_i) \cdot \text{Re}(\Gamma_s \Gamma_{\text{Sopt}}^*) = N_i^2 + N_i (1 - |\Gamma_{\text{Sopt}}|^2)$$

$$\left| \Gamma_s - \frac{\Gamma_{\text{Sopt}}}{1 + N_i} \right|^2 = \frac{N_i^2 + N_i (1 - |\Gamma_{\text{Sopt}}|^2)}{(1 + N_i)^2} \quad (5.79)$$

Diese Gleichung stellt einen Kreis in der Smith-Chart dar.

Das Zentrum und der Radius für den Rauschparameter  $N_i$  ist demnach:

$$M_{Fi} = \frac{\Gamma_{\text{Sopt}}}{1 + N_i} \quad (5.80)$$

$$R_{Fi} = \frac{\sqrt{N_i^2 + N_i (1 - |\Gamma_{\text{Sopt}}|^2)}}{1 + N_i} \quad (5.81)$$

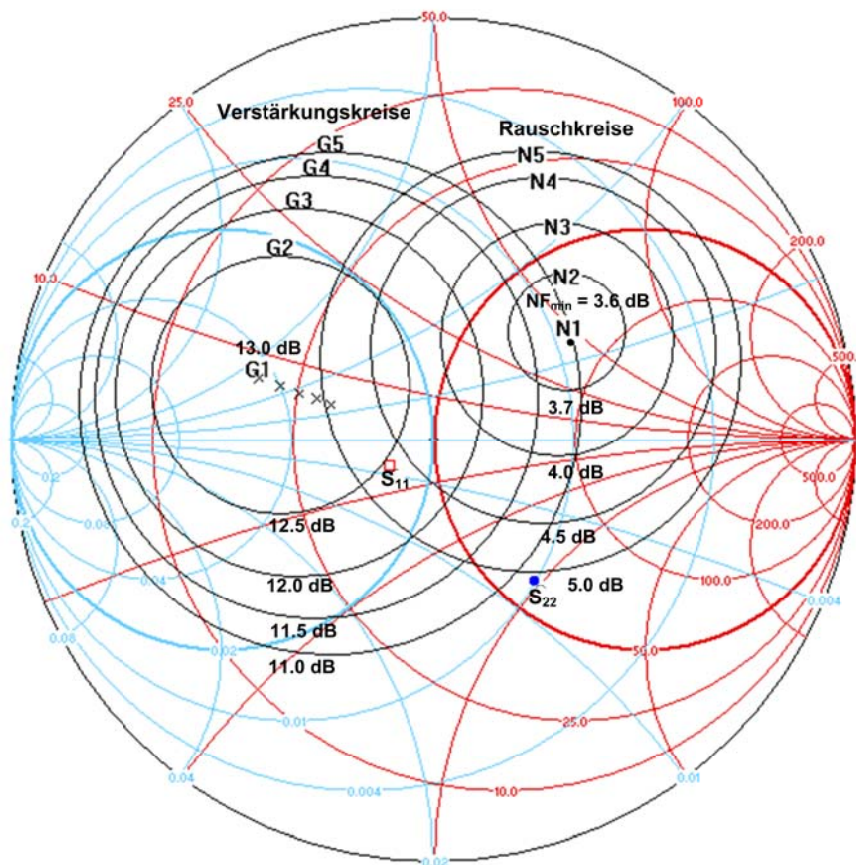
$$N_i = \frac{F_i - F_{\min}}{4r_n} \cdot |1 + \Gamma_{\text{Sopt}}|^2 \quad (5.82)$$

$F_i$ : Gewünschte Rauschzahl

Normalerweise kann das minimale Rauschmass nicht gleichzeitig mit der maximalen Verstärkung erreicht werden.

In der Eingangsebene werden die Kreise konstanten Rauschmasses und die Kreise konstanter Verstärkung in die Smith-Chart eingezeichnet und ein Kompromiss gewählt.

Der Rauschbeitrag der nachfolgenden Stufe und der Anpassungsnetzwerke am Eingang (Verluste) müssen für das gesamte Rauschmass ebenfalls berücksichtigt werden.



**Abbildung 5.15:** Rauschkreise und Verstärungskreise in der Eingangs-Ebene:  $K > 1$ , unbedingt stabil, BFG33 ( $U_{CE} = 5 \text{ V}$ ,  $I_C = 10 \text{ mA}$ ) bei 2 GHz

#### 5.4.4 Kreise konstanter Ausgangsleistung, Intermodulation oder Wirkungsgrad

Im Gegensatz zu den vorhergehend gezeigten Kreisen, können die Kreise konstanter Ausgangsleistung, Intermodulation und Wirkungsgrad nicht berechnet werden, sondern müssen messtechnisch erfasst werden. In der sogenannten Load-Pull-Technik wird der Lastreflexionsfaktor schrittweise verändert und bei jeweils konjugiert komplexer Anpassung am Eingang die gewünschten Parameter gemessen. Diese Messung kann nur auf einer Messeinrichtung mit computergesteuerten Anpassungsnetzwerken am Eingang und Ausgang des Messobjektes effizient durchgeführt werden. Anschliessend werden die Messwerte durch eine Software verarbeitet und graphisch dargestellt.

Bei Vorhandensein eines zuverlässigen, nichtlinearen Modells können diese Eigenschaften auch durch Simulation bestimmt werden.

#### AN1526

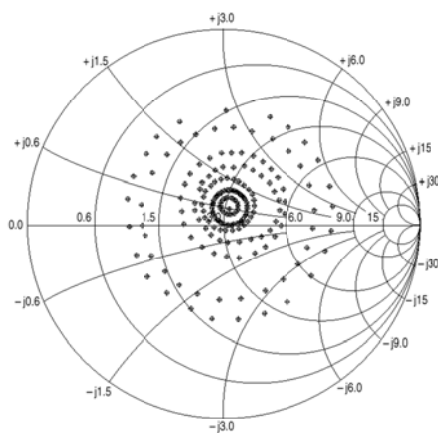
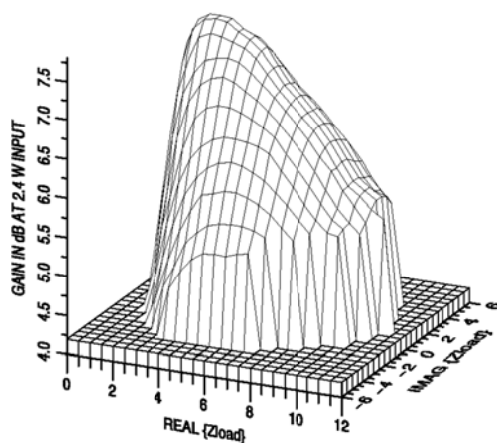


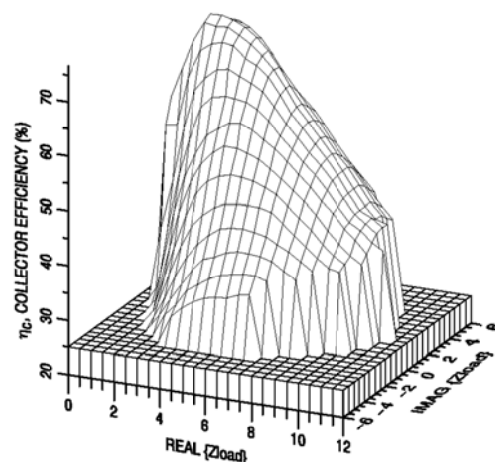
Chart  $Z_0 = 3.0$  Ohms

Figure 16. Load-Pull Impedances Presented to MRF873 at 870 MHz



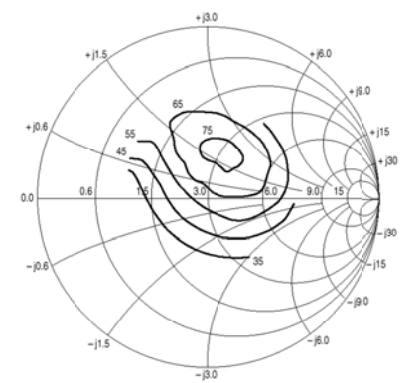
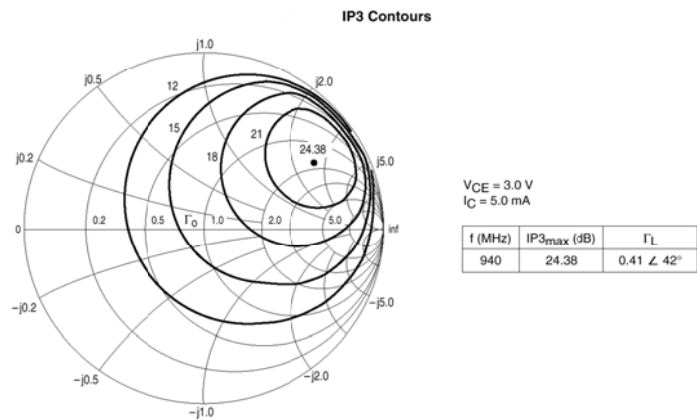
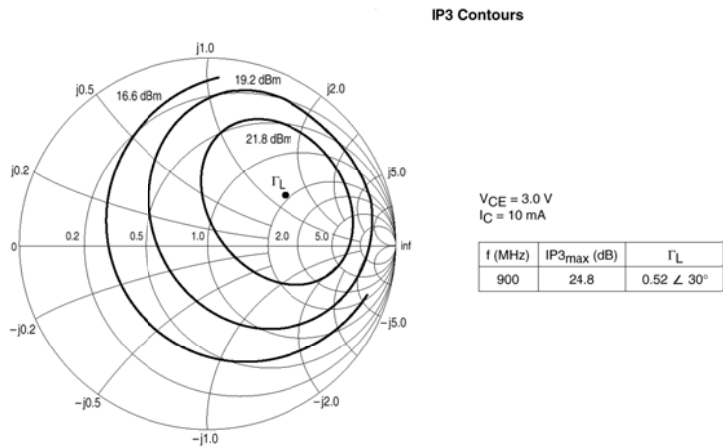
870 MHz, Class-C,  $V_{CE} = 12.5$  VDC,  $P_{in} = 2.4$  Watts

Figure 1. MRF873 Gain Surface vs Fundamental Load Impedance



870 MHz, Class-C,  $V_{CE} = 12.5$  VDC,  $P_{in} = 2.4$  Watts

Figure 2. MRF873 Efficiency Surface vs Fundamental Load Impedance



Load Impedance Chart  $Z_0 = 3.0\text{ Ohms}$   
870 MHz, Class-C,  $V_{CE} = 12.5\text{ VDC}$ ,  $P_{in} = 2.4\text{ Watts}$   
**Figure 13. MRF873 Constant Efficiency Contours**

## 5.5 Dimensionierung von Kleinsignalverstärkern

### 5.5.1 Transistor Stabilisierung

Um unbedingte Stabilität eines Verstärkers zu erreichen, müssen die Stabilitätsbedingungen nach Kapitel 5.3 Gleichungen (5.37) bis (5.43) erfüllt sein. Weist ein Transistor diese Bedingungen nicht für alle Frequenzen auf, sind folgende Möglichkeiten zur Stabilisierung vorhanden:

- Stabilisierung durch Gegenkopplung
- Stabilisierung durch Neutralisation
- Stabilisierung durch Bedämpfung

Stabilisierung durch Gegenkopplung:

Durch eine Seriegegenkopplung im Emitterkreis (nicht überbrückter Emitterwiderstand) oder eine Parallelgegenkopplung vom Kollektor auf die Basis wird eine Reduktion der Verstärkung und damit eine Verbesserung der Stabilität erreicht. Die Reduktion der Verstärkung ist vor allem gegen tiefe Frequenzen wichtig, da normalerweise bei tiefen Frequenzen die Verstärkung der Transistoren deutlich grösser ist als bei der Betriebsfrequenz. Die Gegenkopplung kann auch frequenzabhängig realisiert werden. Für die Dimensionierung der Gegenkopplung sind analytische Verfahren zu kompliziert und normalerweise werden diese Netzwerke mit Hilfe von CAE-Werkzeugen optimiert. Gegenkopplung alleine führt nicht immer zu den gewünschten Resultaten.

Stabilisierung durch Neutralisation:

Mit der Neutralisation wird die Miller-Kapazität ( $C_{CB}$ ) des Transistors kompensiert. Damit diese Kompensation über einen grossen Frequenzbereich wirksam ist, muss das Kompensationsnetzwerk meistens ziemlich aufwendig aufgebaut sein. Die Schaltung wird empfindlich auf Streuungen der Transistordaten und der Elemente der Kompensationschaltung.

Stabilisierung durch Bedämpfung:

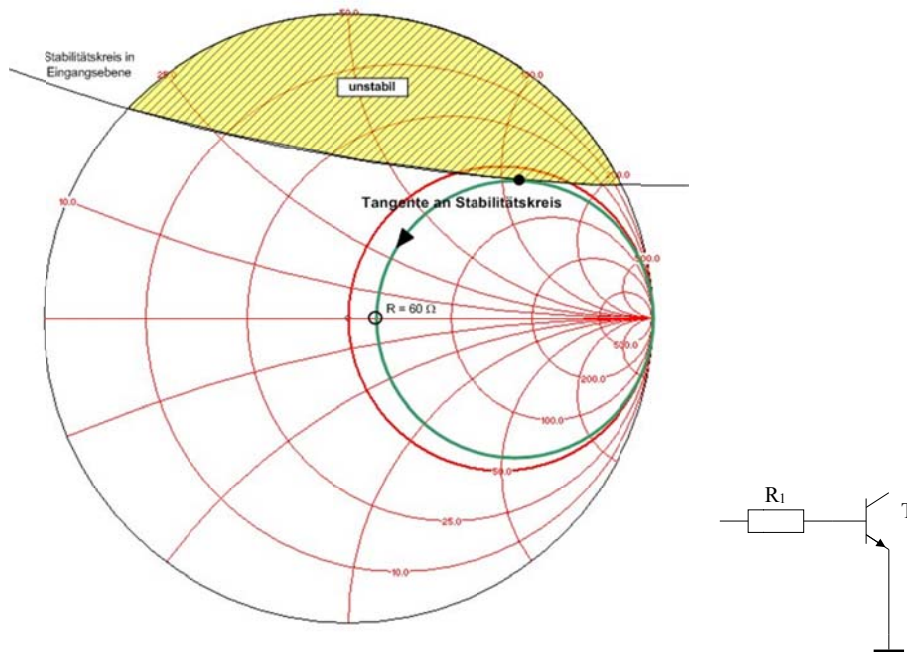
Durch eine Serie- oder Parallelschaltung von Widerständen am Ein- oder Ausgang des Transistors lässt sich im Allgemeinen recht einfach eine Stabilität über alle Frequenzen erreichen. Die Bedämpfung kann auch frequenzabhängig realisiert werden, so dass bei der Arbeitsfrequenz die Verstärkungsverluste klein sind.

Für rauscharme Verstärker wird die Bedämpfung am Ausgang des Transistors vorgenommen, damit kein zusätzliches Rauschen durch die Widerstände im Eingangskreis entsteht.

Bei Leistungsverstärkern ist die Bedämpfung am Eingang des Transistors vorzunehmen, damit nicht zusätzliche Leistung im Ausgangskreis von den Dämpfungswiderständen absorbiert wird.

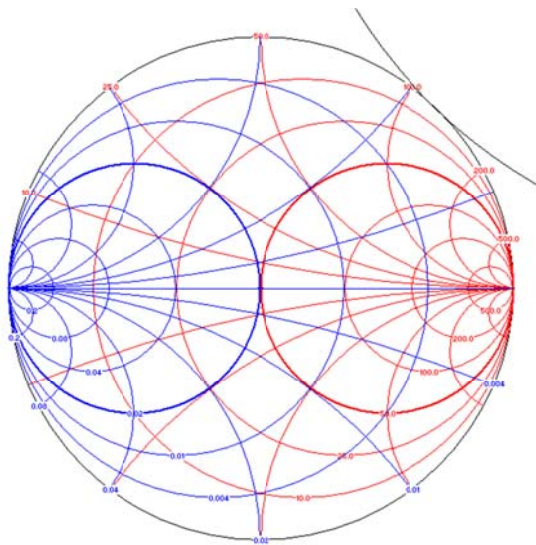
Die minimalen Werte (Seriewiderstand) und die maximalen Werte (Parallelschaltung) der Dämpfungswiderstände können mit Hilfe der Stabilitätskreise in der Smith-Chart leicht bestimmt werden. Dabei wird der Stabilitätskreis eingezeichnet, der den grössten instabilen Bereich in der Smith-Chart ergibt (meist bei tiefen Frequenzen).

Im Folgenden wird das graphische Verfahren zur Bestimmung der Dämpfungswiderstände illustriert:



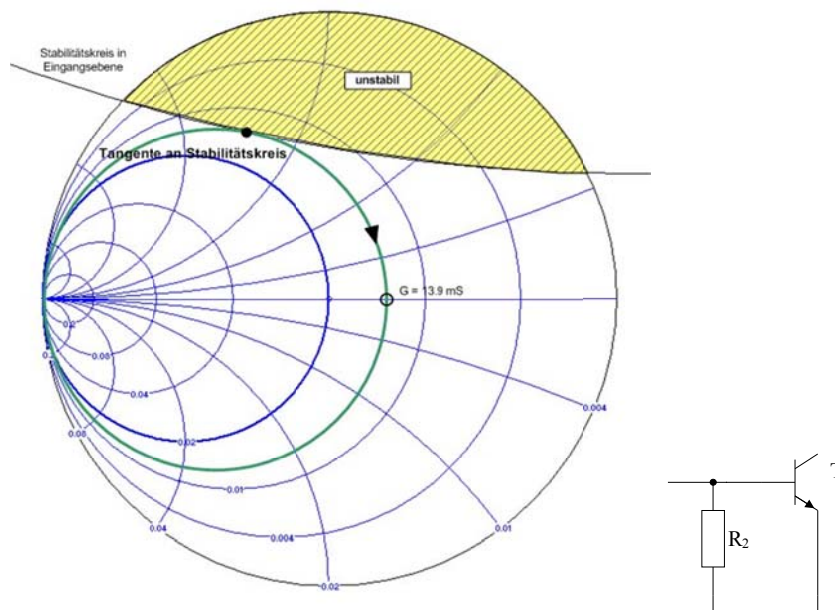
BFG33  $U_{CE} = 5 \text{ V}$ ,  $I_C = 10 \text{ mA}$  @ 300 MHz

**Abbildung 5.16:** Bestimmung des minimalen Wertes des Serie-Dämpfungswiderstandes am Eingang



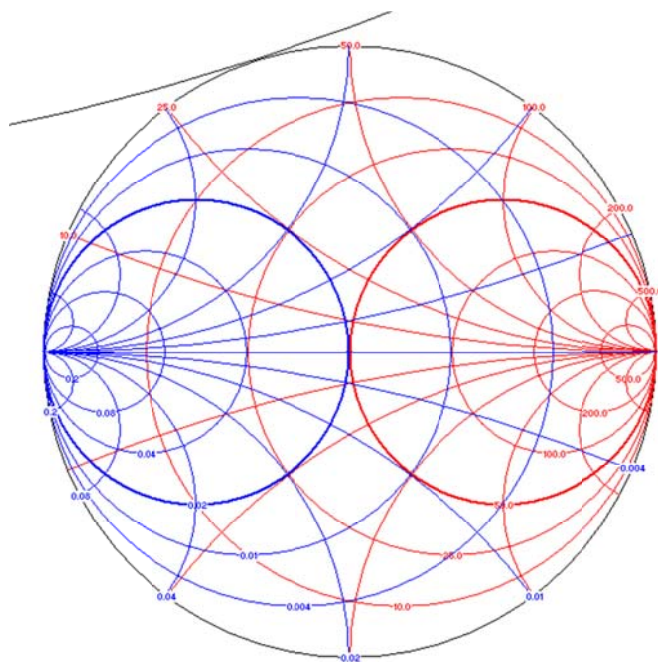
BFG33  $U_{CE} = 5 \text{ V}$ ,  $I_C = 10 \text{ mA}$  @ 300 MHz

**Abbildung 5.17:** Stabilitätskreis für Seriewiderstand  $R_1 = 60 \text{ Ohm}$  am Eingang



BFG33  $U_{CE} = 5 \text{ V}$ ,  $I_C = 10 \text{ mA}$  @ 300 MHz

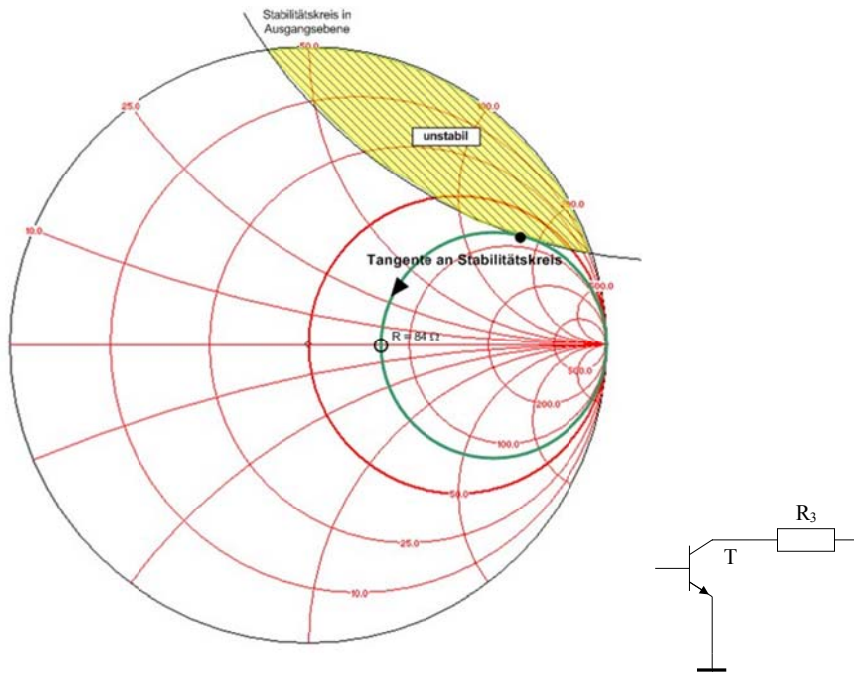
**Abbildung 5.18:** Bestimmung des maximalen Wertes des Parallel-Dämpfungs-widerstandes am Eingang



BFG33  $U_{CE} = 5 \text{ V}$ ,  $I_C = 10 \text{ mA}$  @ 300 MHz

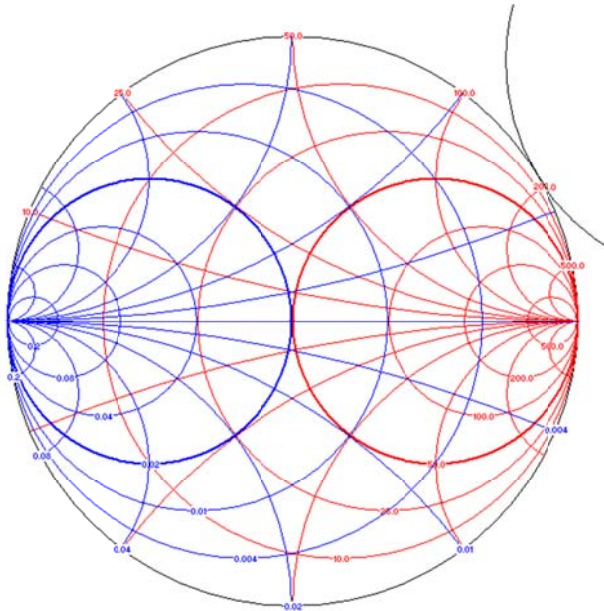
**Abbildung 5.19:** Stabilitätskreis für Parallelwiderstand  $R_2 = 72 \text{ Ohm}$  am Eingang





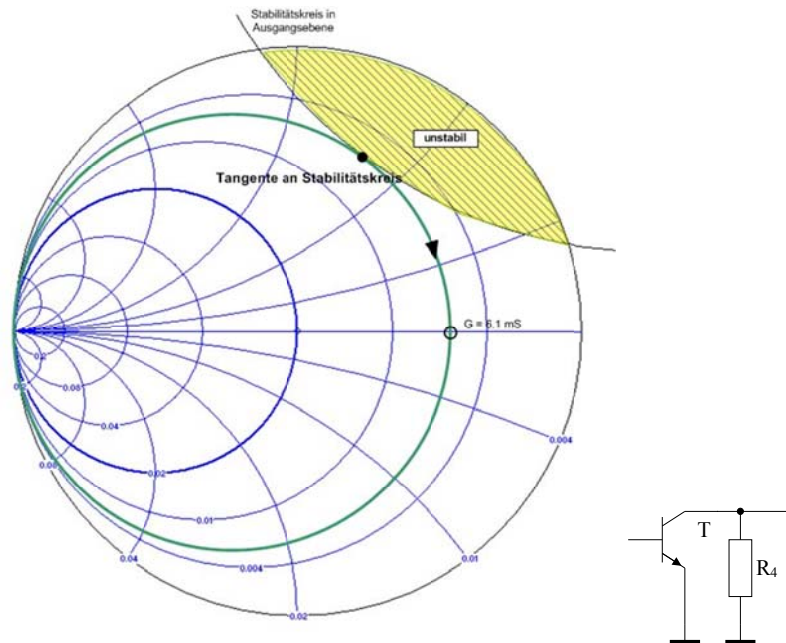
BFG33  $U_{CE} = 5 \text{ V}$ ,  $I_C = 10 \text{ mA}$  @ 300 MHz

**Abbildung 5.20:** Bestimmung des minimalen Wertes des Serie-Dämpfungswiderstandes am Ausgang



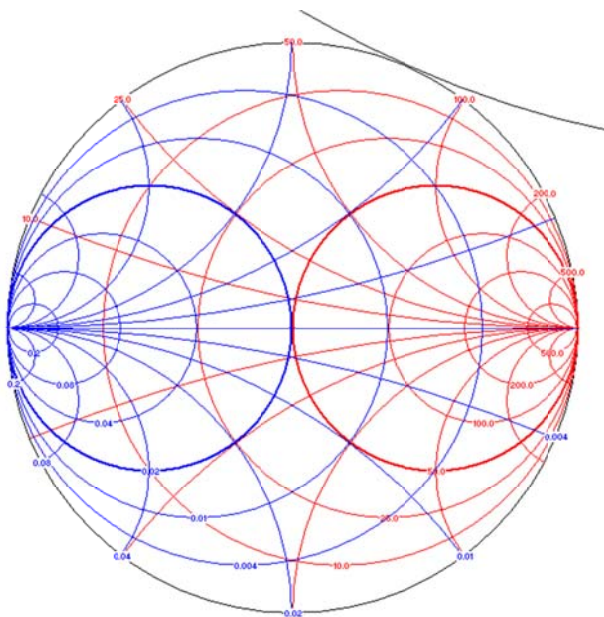
BFG33  $U_{CE} = 5 \text{ V}$ ,  $I_C = 10 \text{ mA}$  @ 300 MHz

**Abbildung 5.21:** Stabilitätskreis für Seriewiderstand  $R_3 = 84 \text{ Ohm}$  am Ausgang



BFG33  $U_{CE} = 5 \text{ V}$ ,  $I_C = 10 \text{ mA}$  @ 300 MHz

**Abbildung 5.22:** Bestimmung des maximalen Wertes des Parallel-Dämpfungs-widerstandes am Ausgang



BFG33  $U_{CE} = 5 \text{ V}$ ,  $I_C = 10 \text{ mA}$  @ 300 MHz

**Abbildung 5.23:** Stabilitätskreis für Parallelwiderstand  $R_4 = 164 \text{ Ohm}$  am Eingang

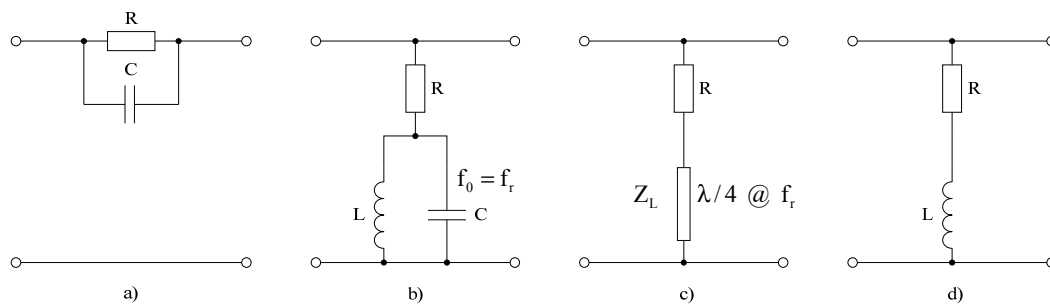
Je nach Lage der Stabilitätskreise ist eine Stabilisierung mit Serie- oder Parallelwiderstand nicht möglich. Generell kann festgehalten werden:

Wenn der Punkt  $Z = \infty$  (Leerlauf) auf der Smith-Chart im instabilen Bereich liegt, ist eine Stabilisierung mit einem Serie-Widerstand nicht möglich.

Wenn der Punkt  $Z = 0$  (Kurzschluss) auf der Smith-Chart im instabilen Bereich liegt, ist eine Stabilisierung mit einem Parallel-Widerstand nicht möglich.

Serie- oder Parallel-Widerstände verbessern die Stabilität bei allen Frequenzen, sofern die Widerstände als ideale Elemente betrachtet werden können. Gleichzeitig wird aber die Verstärkung verringert, bei Widerständen am Eingang das Rauschmass verschlechtert und bei Widerständen am Ausgang die maximale Ausgangsleistung verkleinert. In der Realität haben wegen endlichem  $S_{12}$  Widerstände am Ausgang auch Einfluss auf das Rauschmass und Widerstände am Eingang auch Einfluss auf die maximale Ausgangsleistung, allerdings nur in geringem Masse.

Eine Stabilisierung bei allen Frequenzen, auch oberhalb und unterhalb des Nutzfrequenzbereiches, ist dringend anzustreben, damit nicht ausserhalb des Nutzfrequenzbereiches Oszillationen auftreten können. Damit Verstärkung, Rauschmass und Ausgangsleistung im Nutzfrequenzbereich, oder in Frequenzbereichen in denen die Stabilität gut ist, nicht allzu stark verschlechtert werden, ist es manchmal sinnvoll, frequenzabhängige Bedämpfungen zu verwenden. Abbildung 5.24 zeigt einige grundsätzliche Möglichkeiten.



**Abbildung 5.24:** Frequenzabhängige Stabilisierungen. Stabilisierung wirksam für:

- a), d) tiefe Frequenzen;
- b) ausserhalb der Arbeitsfrequenz  $f_r$ ;
- c) ausserhalb der Arbeitsfrequenz  $f_r$  und deren ungeradzahligen Harmonischen

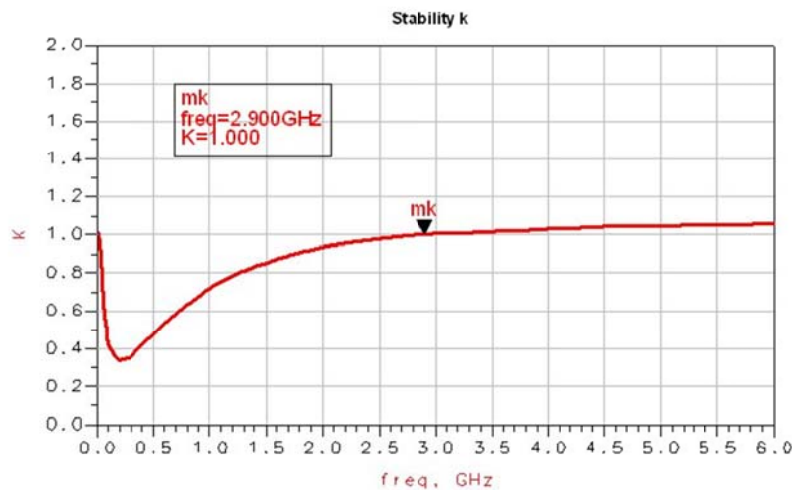
Bedämpfung und Gegenkopplung werden häufig auch kombiniert zur Stabilisierung eingesetzt. Ein Beispiel wird beim rauscharmen Verstärker mit verlustloser Gegenkopplung im Emitterkreis gezeigt. Die Hauptaufgabe der Gegenkopplung liegt in diesem Beispiel nicht bei der Stabilitätsverbesserung, sondern in der Rauschanpassung.

Diese Methode genügt für den ersten Schaltungsentwurf mit anschliessender Optimierung in einem CAE-Werkzeug.

**Praktisches Anwendungsbeispiel:**

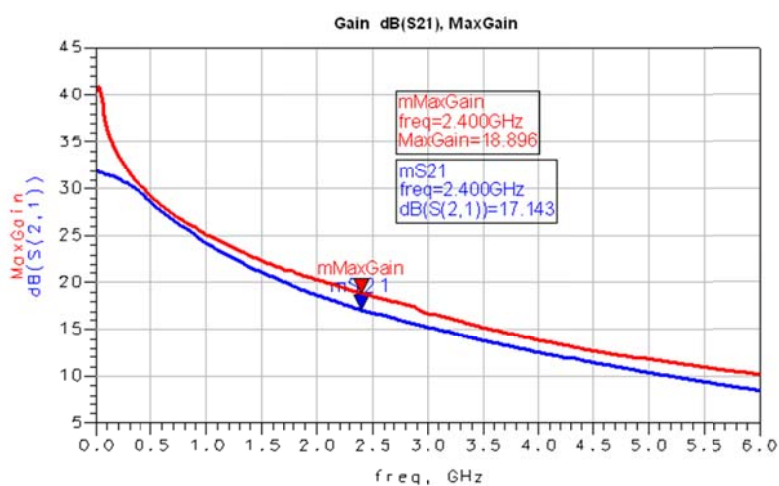
**Stabilisierung des SiGe-Transistors BFP620 ( $U_{CE} = 2\text{ V}$ ,  $I_C = 20\text{ mA}$ ) für eine Anwendung mit maximaler Verstärkung bei 2.4 GHz.**

Abbildung 5.25 zeigt, dass der Transistor bei Frequenzen oberhalb 2.9 GHz stabil ist. Die minimale Stabilität weist er bei 200 MHz auf. Eine Stabilisierung ist also hauptsächlich für tiefe Frequenzen notwendig. Die minimale Stabilität weist er bei ca. 200 MHz auf.

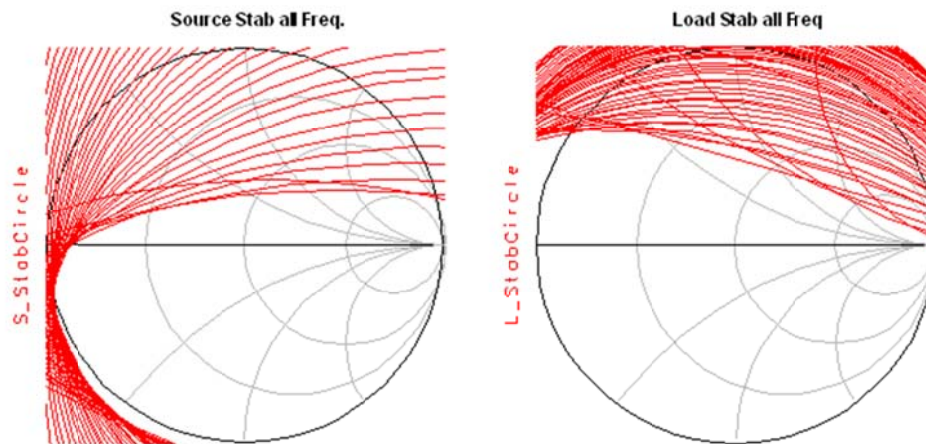


**Abbildung 5.25:** Stabilitätsfaktor  $K$  des Transistors BFP620 ( $U_{CE} = 2\text{ V}$ ,  $I_C = 20\text{ mA}$ )

Wie Abbildung 5.26 zeigt, ist bei 2.4 GHz ein maximaler stabiler Gewinn MSG von 18.896 dB und ein 50  $\Omega$ -Gewinn ( $20\log|S_{21}|$ ) von 17.143 dB vorhanden.



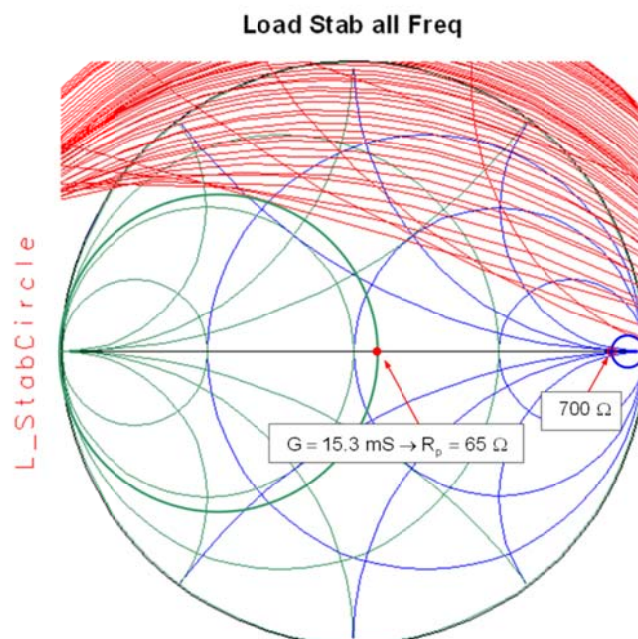
**Abbildung 5.26:** Maximale stabile Verstärkung MSG und 50 Ohm-Vertärkung des Transistors BFP620 ( $U_{CE} = 2\text{ V}$ ,  $I_C = 20\text{ mA}$ )



**Abbildung 5.27:** Eingangs- und Ausgangs-Stabilitätskreise für Frequenzen von 10 MHz bis 6 GHz für den Transistor BFP620 ( $U_{CE} = 2\text{ V}$ ,  $I_C = 20\text{ mA}$ )

Betrachten wir die Eingangs- und Ausgangs-Stabilitätskreise der Frequenzen von 10 MHz bis 6 GHz in Abbildung 5.27, so ist erkennbar, dass bei den Eingangs-Stabilitätskreisen der Kurzschluss ( $Z=0$ ) im instabilen Bereich liegt und damit eine Stabilisierung mit einem Parallel-Widerstand am Eingang nicht möglich ist.. Zudem liegt ein Grossteil der Quellen-Impedanzen im instabilen Bereich und deshalb ist der Eingangskreis für eine Stabilisierung in erster Wahl nicht geeignet.

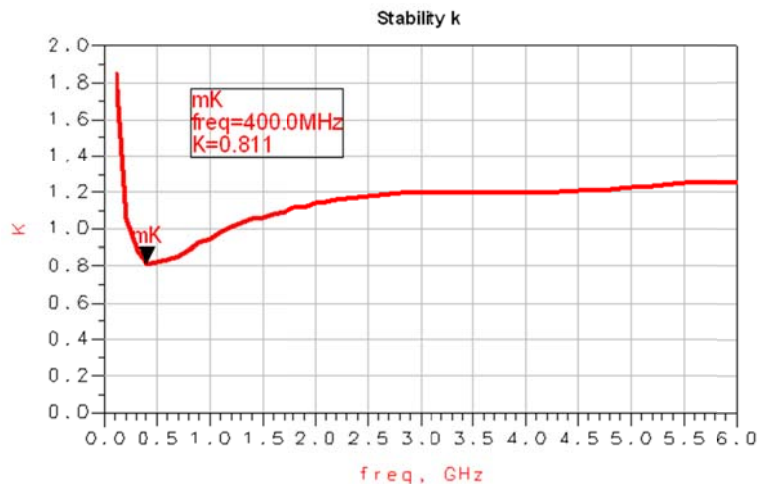
Bei den Ausgangs-Stabilitätskreisen liegt weder  $Z=0$  noch  $Z=\infty$  im instabilen Bereich. Grundsätzlich ist also eine Stabilisierung mit einem Serie- oder Parallel-Widerstand im Ausgangskreis möglich.



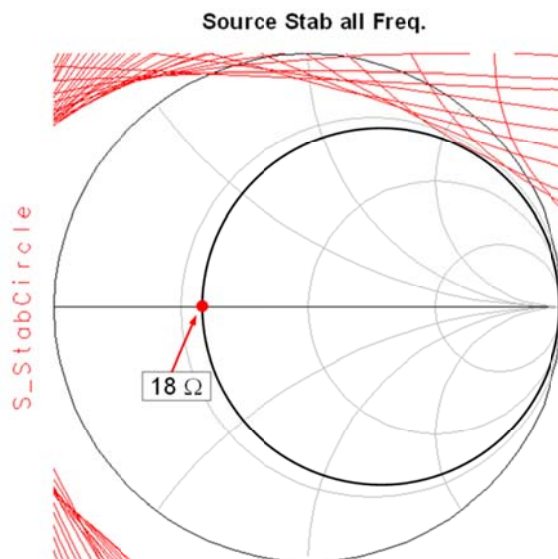
**Abbildung 5.28:** Bedämpfung des Ausgangskreises durch Serie- (700 Ohm) oder Parallel-Widerstand (65 Ohm)



Weil aber gemäss Abbildung 5.28 ein sehr hoher Seriewiderstand von rund  $700\ \Omega$  notwendig ist, wird eine Stabilisierung mit einem Parallel-Widerstand von maximal  $65\ \Omega$  gewählt. Damit die Bedämpfung zwischen Eingangs- und Ausgangskreis aufgeteilt werden kann, wird am Ausgang ein etwas höherer Widerstand gewählt, also nicht volle Stabilität erzielt. Mit einem Parallel-Widerstand von  $100\ \Omega$  bleibt der Transistor noch im Frequenzbereich von 200 MHz bis 1200 MHz instabil, mit einer minimalen Stabilität bei ca. 400 MHz (Abbildung 5.29).



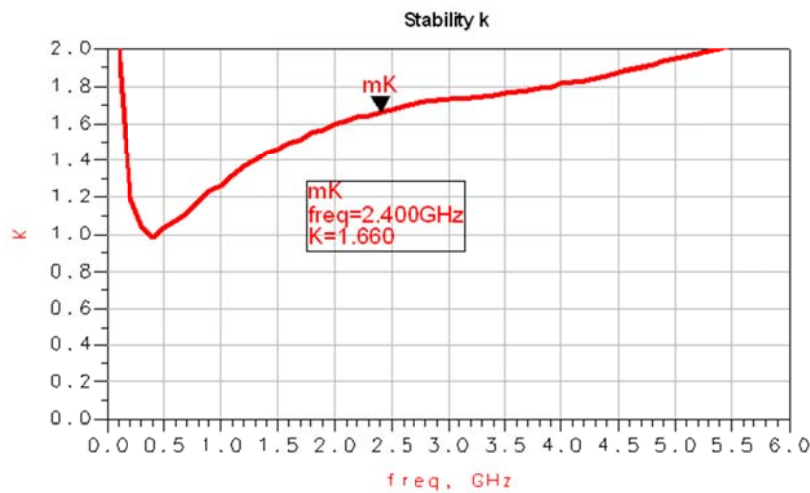
**Abbildung 5.29:** Stabilitätsfaktor K nach Bedämpfung mit einem 100 Ohm-Parallel-Widerstand am Ausgang



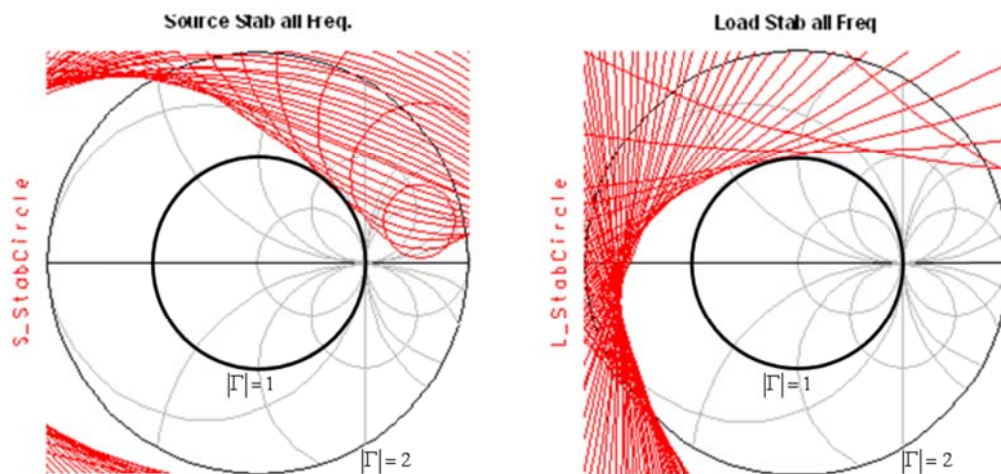
**Abbildung 5.30:** Bedämpfung des Eingangskreises durch einen Serie-Widerstand von 18 Ohm

Die Eingangs-Stabilitätskreise (Abbildung 5.30) zeigen, dass mit einem Serie-Widerstand von minimal  $18\ \Omega$  im Eingangskreis Stabilität erreicht werden kann. Mit dieser Massnahme wird absolute Stabilität bei allen Frequenzen erreicht (Abbildung 5.31 und Abbildung 5.32). Allerdings wird bei Frequenzen um 2.4 GHz die maximale stabile Verstärkung MAG von 18.89 dB auf

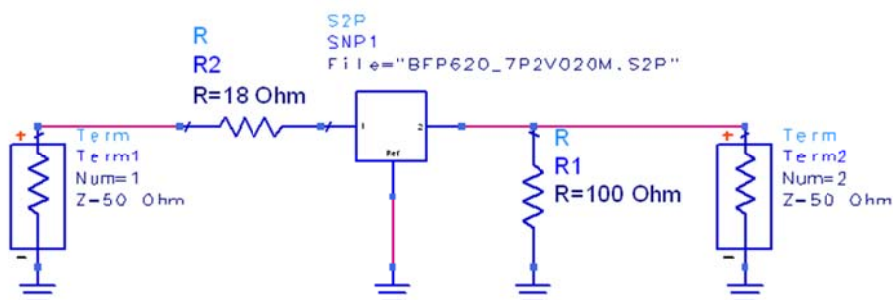
14.15 dB und die 50  $\Omega$ -Verstärkung von 17.14 dB auf 13.6 dB vermindert. Der Stabilitätsfaktor liegt bei dieser Frequenz mit  $k = 1.66$  relativ hoch.



**Abbildung 5.31:** Stabilitätsfaktor K mit einem Serie-Widerstand von 18 Ohm am Eingang und einem Parallel-Widerstand von 100 Ohm am Ausgang



**Abbildung 5.32:** Stabilitätskreise nach Bedämpfung mit einem Serie-Widerstand von 18 Ohm am Eingang und einem Parallel-Widerstand von 100 Ohm am Ausgang (dargestellt in der „Compressed Smith Chart“ mit  $|\Gamma|=2$ )



**Abbildung 5.33:** Schema zur Simulation in ADS

Werden die beiden Bedämpfungen durch frequenzabhängige Impedanzen ersetzt, so dass bei 2.4 GHz eine maximale Verstärkung  $MAG > 16$  dB und über alle Frequenzen ein  $k > 1.1$  erreicht wird, ergibt eine Optimierung mit einem CAE-Werkzeug die Elementwerte gemäss Abbildung 5.34 und die Eigenschaften ( $MAG$ ,  $k$ , Verstärkungen) gemäss Abbildung 5.35.

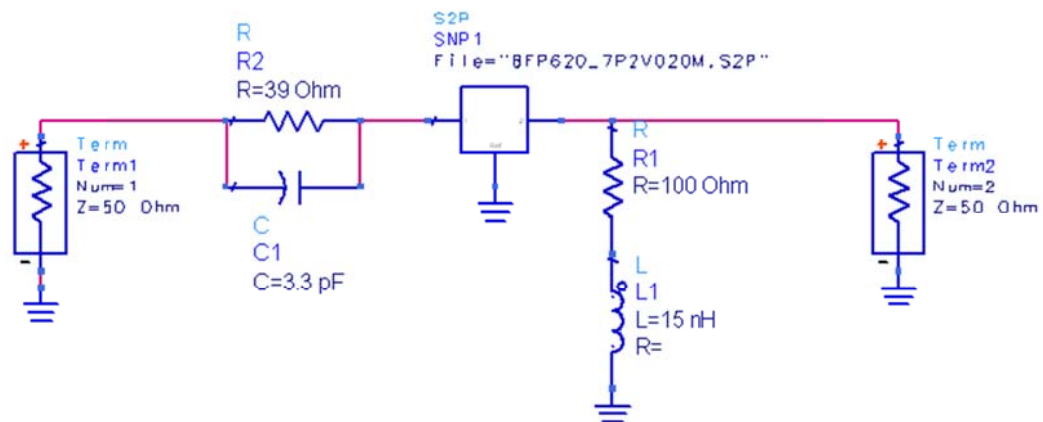


Abbildung 5.34: Schema nach Optimierung in ADS

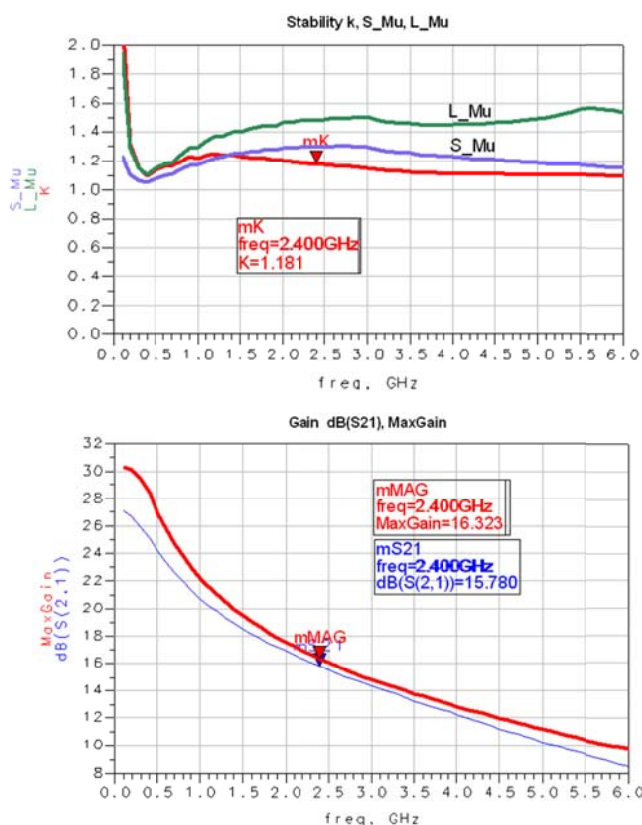


Abbildung 5.35: Stabilität und Verstärkungen des stabilisierten Transistors BFP620 ( $U_{CE} = 2$  V,  $I_C = 20$  mA) mit optimierten Elementwerten



Über die Induktivität  $L_1$  und den Widerstand  $R_1$  kann die Kollektorspannung zugeführt werden, wenn der wechselstrommässige Kurzschluss durch einen Kondensator vorgenommen wird, wie Abbildung 5.36 zeigt. Am Knoten  $L_1$ - $C_2$  kann  $U_{CC}$  angelegt werden.

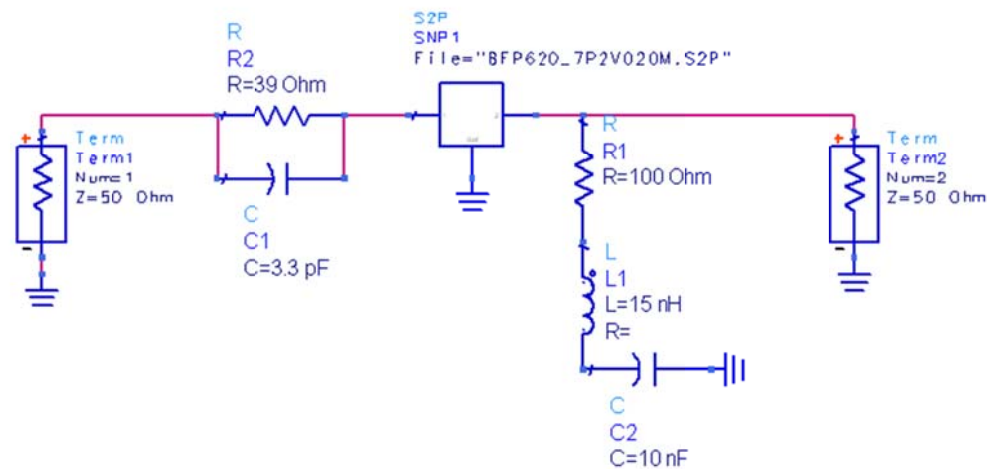


Abbildung 5.36: Wechselstrommässiger Kurzschluss von  $L_1$  mit  $C_2$

### 5.5.2 DC-Arbeitspunkteinstellung

Je nach Anwendung wird der Arbeitspunkt und die Schaltung für die Arbeitspunkteinstellung entsprechend gewählt. Mögliche Kriterien für die Wahl des Arbeitspunktes können sein:

- geringes Rauschen
- hohe Linearität
- hoher Wirkungsgrad
- geringe Leistungsaufnahme, Stromverbrauch
- Grösse der Versorgungsspannung
- Ein- und Ausgangswiderstand

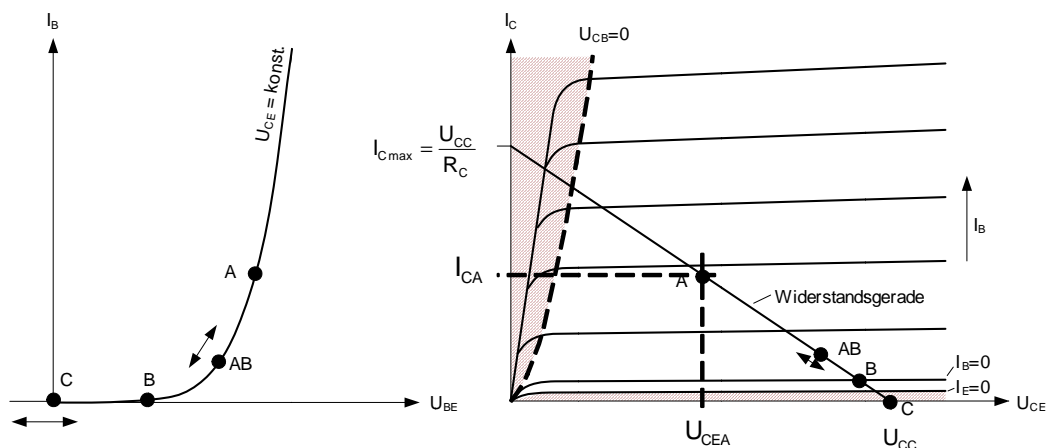


Abbildung 5.37: Arbeitspunkte im Ein- und Ausgangskennlinienfeld

Je nach Anwendung werden die Arbeitspunkte gemäss Bild 4.21 verschieden gewählt. Die Wahl der Arbeitspunkte wird in verschiedene **Betriebsarten** eingeteilt:

- A:** Lineare Verstärkeranwendungen (Kleinsignalverstärker)  
Der Kollektorstromflusswinkel beträgt  $360^\circ$
- B, AB:** Gegentakt-Leistungsverstärker (Push-Pull)  
Der Kollektorstromflusswinkel beträgt  $180^\circ < \phi_i < 360^\circ$  für AB und  $180^\circ$  für B
- C:** Nichtlineare Leistungsverstärker mit hohem Wirkungsgrad  
Der Kollektorstromflusswinkel beträgt  $< 180^\circ$

Kleinsignalverstärker die in diesem Kapitel diskutiert werden, werden ausschliesslich in der Betriebsart A betrieben.

Die Besprechung von Gegentakt- und Leistungsverstärker erfolgt in einem separaten Kapitel.

Bei der Wahl des Arbeitspunktes ( $I_{CA}, U_{CEA}, U_{CC}$ ) muss beachtet werden, dass auch unter Berücksichtigung der Wechselaussteuerung mit ihren Scheitelwerten keine vom Hersteller angegebenen Maximalwerte überschritten werden. Dies gilt ebenso für die maximal zulässige Kollektorverlustleistung ( $U_{CEA} \cdot I_{CA} \leq P_{Cmax}$ ).

#### 5.5.2.1 Arbeitspunkteinstellung ohne Stabilisierung des Arbeitspunktes

In Abbildung 5.38 ist eine Verstärkerstufe mit Quelle und Last, sowie allen für die Arbeitspunkteinstellung notwendigen Elemente gezeigt. Die Kondensatoren C am Ein- und Ausgang dienen zur gleichstrommässigen Entkopplung der Quelle und der Last, so dass die Gleichstromverhältnisse durch Quelle und Last nicht beeinflusst werden.

Für Kleinsignalverstärker wird die Betriebsart A vorausgesetzt. Der Indize A wird der Einfachheit halber für alle Ströme und Spannungen im Arbeitspunkt weggelassen.

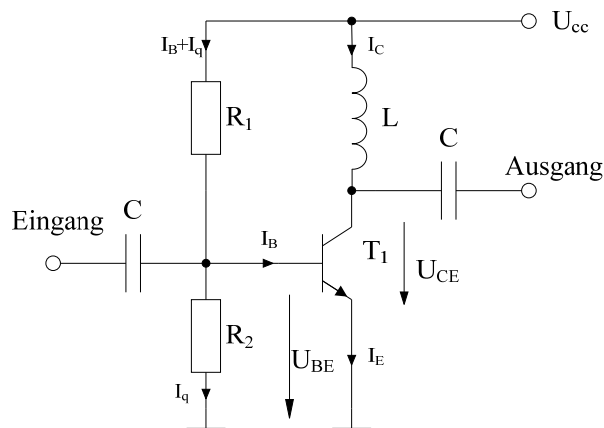


Abbildung 5.38: Arbeitspunkteinstellung mit Basisspannungsteiler

Auf Grund der gewünschten Eigenschaften und äusseren Bedingungen wird unter Zuhilfenahme des Datenblattes des gewählten Transistors der Arbeitspunkt ( $I_C$ ) und die Kollektor-Emitterspannung ( $U_{CE}$ ) festgelegt

Die Aussteuerung des Transistor kann gemäss Abbildung 5.37 so erfolgen, dass die Kollektor-Emitter-Spannung zwischen  $U_{CC}$  und  $U_{CEsat}$  variieren kann.

Dem Datenblatt kann für gegebenen  $I_C$  die Gleichstromverstärkung

$$h_{FE} = B = \frac{I_C}{I_B} \quad (5.83)$$

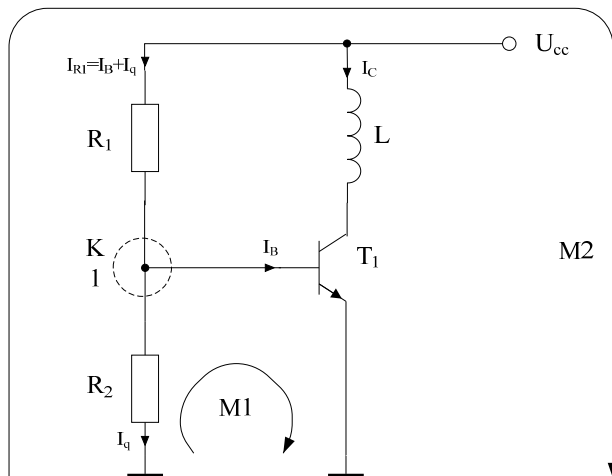
und die zugehörige Basis-Emitterspannung  $U_{BE}$  entnommen werden, so dass der Basis-Spannungsteiler berechnet werden kann. Der Querstromfaktor  $q$  ( $I_q = q \cdot I_B$ ) wird im Bereich von 1....10 gewählt. Bei  $q = 10$  wird der Spannungsteiler so niederohmig, dass die Spannungsteilung praktisch nur durch den Querstrom bestimmt wird und der Basisstrom  $I_B$  vernachlässigt werden kann. Wechselstrommässig liegen  $R_1$  und  $R_2$  parallel zum Wechselstrom-Eingangswiderstand des Transistors und belasten somit die Quelle.

$$R_2 = \frac{U_{BE}}{I_q} = \frac{U_{BE}}{q \frac{I_C}{h_{FE}}} = \frac{h_{FE} U_{BE}}{q \cdot I_C} \quad (5.84)$$

$$R_1 = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{I_q + I_B} \quad (5.85)$$

Bei einem Si-Transistor beträgt  $U_{BE} \approx 0.7 \text{ V}$ .

Die Analyse dieser Schaltung ergibt:



**Abbildung 5.39:** Analyse für Basisspannungsteiler

Herleitung von  $I_C = f(U_{CC}, R_1, R_2, R_E, U_{BE}, h_{FE})$ :

$$\text{M1:} \quad -I_q R_2 + U_{BE} = 0$$

$$\text{K1:} \quad I_q = I_{R1} - I_B = I_{R1} - \frac{I_C}{h_{FE}}$$

$$\text{M2:} \quad -U_{BE} - I_{R1} R_1 + U_{CC} = 0$$

$I_{R1}$  in K1 einsetzen

$$I_q = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_1} - \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{h_{FE}(U_{CC} - U_{BE}) - I_C R_1}{R_1 h_{FE}}$$

$I_q$  in M1 einsetzen und nach  $I_C$  auflösen

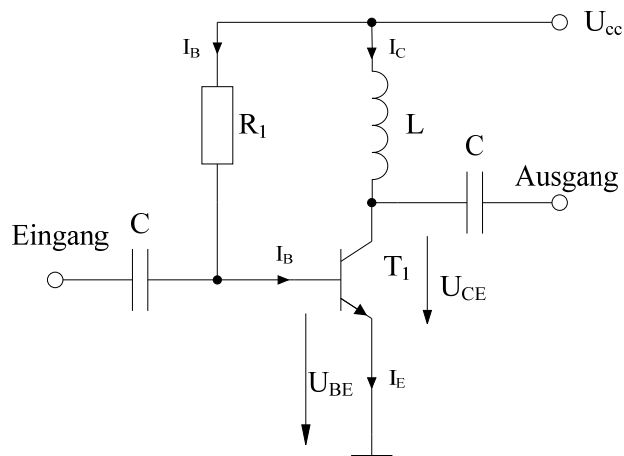
$$U_{BE} = \frac{h_{FE} R_2 (U_{CC} - U_{BE}) - I_C R_1 R_2}{R_1 h_{FE}}$$

$$\frac{I_C R_2}{h_{FE}} = \frac{R_2 (U_{CC} - U_{BE}) - U_{BE} R_1}{R_1}$$

$$I_C = \frac{h_{FE}}{R_2 R_1} (R_2 U_{CC} - U_{BE} R_2 - U_{BE} R_1)$$

$$I_C = \frac{h_{FE}}{R_1 R_2} [R_2 U_{CC} - U_{BE} (R_1 + R_2)] \quad (5.86)$$

Eine weitere Möglichkeit der Arbeitspunkteinstellung ist die Zuführung des Basisstromes über einen Widerstand gemäss Abbildung 5.40



**Abbildung 5.40:** Arbeitspunkteinstellung mit Basiswiderstand

Vorteil dieser Schaltung ist ein kleinerer Bauteileaufwand und ein grösserer Wechselstrom-eingangswiderstand.

Nachteilig ist, dass Exemplarstreuungen des Transistors eine grössere Streuung des Arbeitspunktes ergeben.

### 5.5.2.2 Arbeitspunkteinstellung mit Stabilisierung durch Gegenkopplung

Ein einmal eingestellter Arbeitspunkt soll möglichst konstant bleiben. Insbesondere soll er unabhängig sein gegenüber:

- Temperaturänderungen
- Exemplastreuerungen der Transistoren
- Speisespannungsänderungen
- Langzeitänderungen der Transistorparameter

Es sind schaltungstechnische Massnahmen notwendig um den Arbeitspunkt, d.h. den Kollektorstrom  $I_C$  konstant zu halten.

Für den normalen Betriebszustand „vorwärts aktiv“ kann das Verhalten durch die drei Grössen  $U_{BE}$ ,  $I_{CBO}$  und  $h_{FE}$  beschrieben werden. Änderungen dieser drei Grössen sind die Ursache von Arbeitspunktverschiebungen. Ist für eine Schaltung die Abhängigkeit von  $I_C = f(U_{BE}, I_{CBO}, h_{FE})$  bekannt, so lässt sich die Kollektorstromänderung berechnen nach

$$\Delta I_C \approx dI_C \approx \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \Delta U_{BE} + \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} \Delta I_{CBO} + \frac{\partial I_C}{\partial h_{FE}} \Delta h_{FE} \quad (5.87)$$

Bei Ge-Transistoren wird die Temperaturabhängigkeit des Arbeitspunktes hauptsächlich von  $I_{CBO}$  bestimmt. Bei Si-Transistoren kann  $I_{CBO}$  vernachlässigt werden und es dominiert der Einfluss von  $U_{BE}$ .

Für einen konstanten Kollektorstrom ändert sich die Basis-Emitterspannung  $U_{BE}$  bei Si- und Ge-Transistoren um ca. 2.5 mV/K.

$$\Delta U_{BE} \approx -2.5 \frac{\text{mV}}{\text{K}} \cdot \Delta T \quad (\text{nnp}) \quad (5.88)$$

$$\Delta U_{BE} \approx +2.5 \frac{\text{mV}}{\text{K}} \cdot \Delta T \quad (\text{pnp}) \quad (5.89)$$

Erhöht sich die Sperrschichttemperatur eines npn-Transistors um  $\Delta T$ , bleibt der Kollektorstrom nur dann konstant, wenn  $U_{BE}$  um den Wert  $-2.5 \frac{\text{mV}}{\text{K}} \cdot \Delta T$  verringert wird.

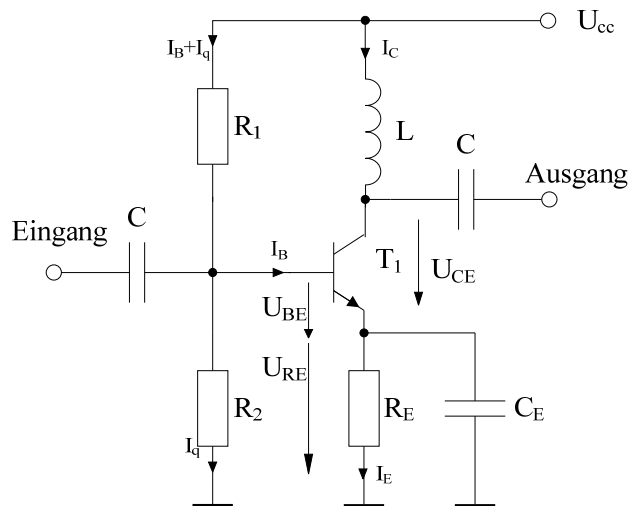
Falls  $U_{BE}$  konstant gehalten wird erhöht sich der Kollektorstrom um

$$\Delta I_C \approx \Delta I_E = I_{E0} \left( e^{\frac{\Delta U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) \quad (5.90)$$

Die Temperaturabhängigkeit von  $h_{FE}$  lässt sich nicht ohne Kenntnis der Diffusionseigenschaften beschreiben. Zudem ist die Streuung von  $h_{FE}$  für verschiedene Exemplare ein und desselben Typen sehr gross. Das Datenblatt des Transistors gibt normalerweise Auskunft über die Temperaturabhängigkeit und Streuung von  $h_{FE}$ .

Eine einfache aber wirksame Stabilisierung des Arbeitspunktes kann durch Strom- oder Spannungsgegenkopplung erreicht werden.

Die Schaltung nach Abbildung 5.41 verwendet eine **Gleichstromgegenkopplung** über den Emittorwiderstand  $R_E$ . Ein Anstieg des Kollektorstromes  $I_C$  infolge Temperaturerhöhung oder Exemplarstreuungen, bewirkt eine Erhöhung der Spannung  $U_{BE}$ . Da das Basispotential durch den Basisspannungsteiler  $R_1$  und  $R_2$  nahezu konstant gehalten wird, verringert sich  $U_{BE}$  und damit  $I_B$  und wirkt dadurch einer Erhöhung von  $I_C$  entgegen.



**Abbildung 5.41:** Stromgegenkopplung über den Emittorwiderstand  $R_E$

Bedingung für eine gute Stabilisierung sind:

- $|U_{RE}| \gg |\Delta U_{BE}|$ , Richtwert:  $|U_{RE}| \approx 1 \dots 2V$ . Diese Bedingung kann für kleine Versorgungsspannungen  $U_{CC}$  vielfach nicht erreicht werden und es muss ein Kompromiss gewählt werden.
- $|I_C| \gg |I_{CE0}|$ , für Siliziumtransistoren kann der Reststrom  $I_{CE0}$  meist vernachlässigt werden
- $I_{R_2} \gg I_B$ , damit  $U_{R_2}$  konstant bleibt, Richtwert:  $q = \frac{I_{R_2}}{I_B} = 3 \dots 10$

Für die Schaltung nach Abbildung 5.41 gilt:

$$U_{R_2} = U_{BE} + I_E R_E \quad (5.91)$$

$$I_E = I_C + I_B = I_C + \frac{I_C}{h_{FE}} = I_C \left( 1 + \frac{1}{h_{FE}} \right) \quad (5.92)$$

eingesetzt in 4.22:

$$I_C = \frac{U_{R_2} - U_{BE}}{R_E} \frac{h_{FE}}{h_{FE} + 1} \quad (5.93)$$

Daraus ist ersichtlich, dass der temperaturabhängige Einfluss von  $h_{FE}$  weitgehend eliminiert wird.

Damit der Emittewiderstand nur den Gleichstromarbeitspunkt stabilisiert und nicht für den Wechselstrom eine Gegenkopplung erzeugt und dadurch die Wechselspannungsverstärkung herabsetzt, muss  $R_E$  mit einer Kapazität wechselstrommässig kurzgeschlossen werden.

Nachteile dieser Stabilisation:

- für tiefe Frequenzen wird  $C_E$  sehr gross
- Der Aussteuerbereich von  $U_{CE}$  wird um die Spannung  $U_{R_E}$  verringert.

Die Analyse der Schaltung ergibt:

$$I_C = h_{FE} \frac{R_2 U_{CC} - U_{BE} (R_1 + R_2)}{R_1 R_2 + R_E (1 + h_{FE}) (R_1 + R_2)} \quad (5.94)$$

Die Schaltung nach Abbildung 5.42 verwendet eine **Gleichspannungsgegenkopplung** über  $R_1$ . Ein Anstieg des Kollektorstromes  $I_C$  infolge Temperaturerhöhung oder Exemplarstreuungen, bewirkt eine Erhöhung des Spannungsabfalls über  $R_3$ . Über den Spannungsteiler  $R_1$  und  $R_2$  wird dadurch  $U_{BE}$  kleiner und wirkt einer Erhöhung von  $I_C$  entgegen.

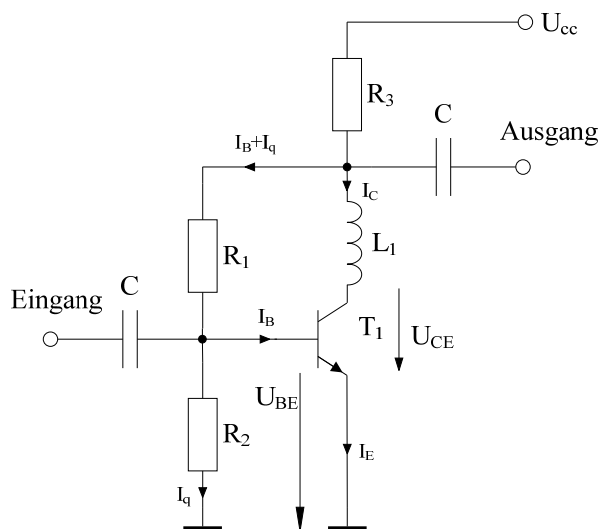


Abbildung 5.42: Spannungsgegenkopplung über  $R_1$

Für die Schaltung nach Abbildung 5.42 gilt unter Vernachlässigung der Restströme und bei  $I_C \gg I_{R_1}$ :

$$U_{CE} \approx U_{CC} - I_C R_3$$

$$I_C = \frac{h_{FE} \left[ U_{CC} - U_{BE} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \right]}{h_{FE} R_3 + R_1} \approx \frac{U_{CC} - U_{BE} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right)}{R_3} \quad (5.95)$$

Daraus ist ersichtlich, dass für eine gute Stabilisierung gelten muss:

$$R_3 h_{FE} \gg R_1$$

$$U_{CC} \gg U_{BE} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (5.96)$$

$$R_2 \text{ möglichst gross (Grenzfall: } R_2 = \infty)$$

Wenn die Wechselspannungsquelle einen Innenwiderstand hat, der wesentlich kleiner ist als der Eingangswiderstand der Verstärkerschaltung, so ist die Wechselspannungsgegenkopplung vernachlässigbar und vermindert die Wechselspannungsverstärkung der Schaltung nur unwesentlich.

Für hochohmige Quellen ist diese Schaltung nicht geeignet.

Die Analyse der Schaltung ergibt:

$$I_C = \frac{h_{FE} (U_{CC} - U_{BE})}{R_3 (1 + h_{FE}) + R_1} \quad (5.97)$$

Weitere Stabilisierungsmöglichkeiten sind mit temperaturabhängigen Widerständen (NTC, PTC) möglich, werden aber heute kaum mehr verwendet.

Eine Kompensationsschaltung, die Änderungen von  $U_{BE}$  in Funktion der Temperatur ausgleicht, ist in Abbildung 5.43 gezeigt. Hat die Diode D1 gleiche Eigenschaften wie die Basis-Emitterstrecke des Transistors und ist die Diode thermisch mit dem Transistor gekoppelt, ändern sich die Basisspannung und  $U_{BE}$  gleichmässig, so dass eine Stabilisierung des Arbeitspunktes erreicht wird. Als Richtwert für die Spannung über  $R_E$  gilt:  $U_{R_E} = 0.2 \dots 1V$



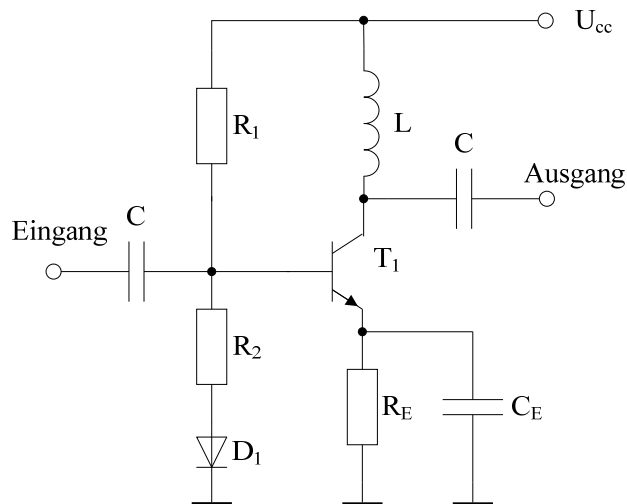


Abbildung 5.43: Temperaturkompensation mit Diode  $D_1$

### 5.5.2.3 Arbeitspunktstabilisierung mit Regelschaltung (Aktive Arbeitspunkteinstellung)

Für sehr hohe Anforderungen an die Stabilisierung oder grosse Streuungen der Transistorparameter kann eine aktive Regelschaltung gemäss Abbildung 5.44 eingesetzt werden. Diese Schaltung vermeidet auch einen Gegenkopplungswiderstand im Emittor und erlaubt, den Emittor des Verstärkertransistors sehr induktivitätsarm mit Masse zu verbinden. Dadurch wird eine wechselstrommässige Gegenkopplung im Emittorkreis minimiert. Aus diesem Grund ist die Schaltung für Hochfrequenzverstärker sehr geeignet.

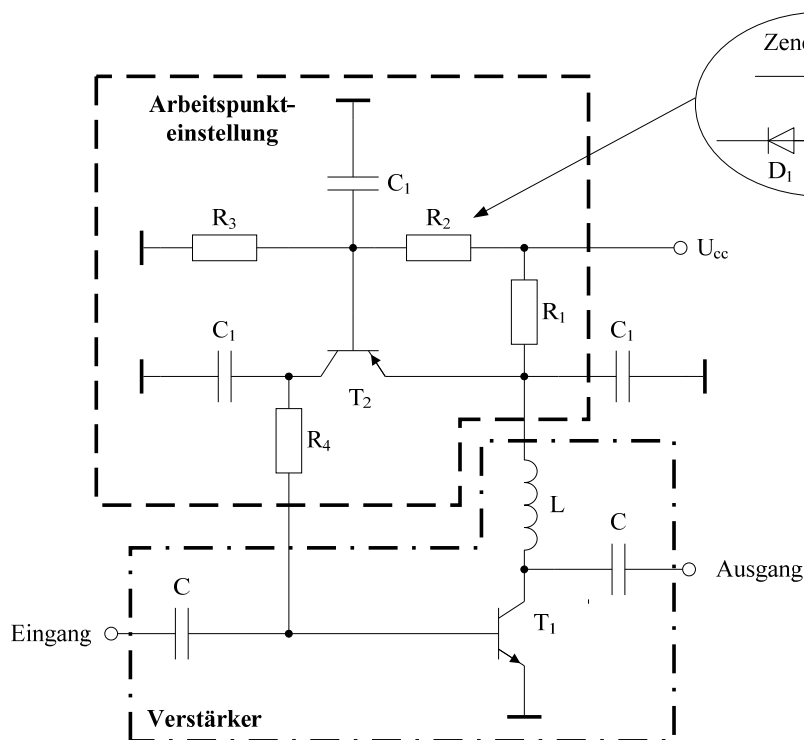
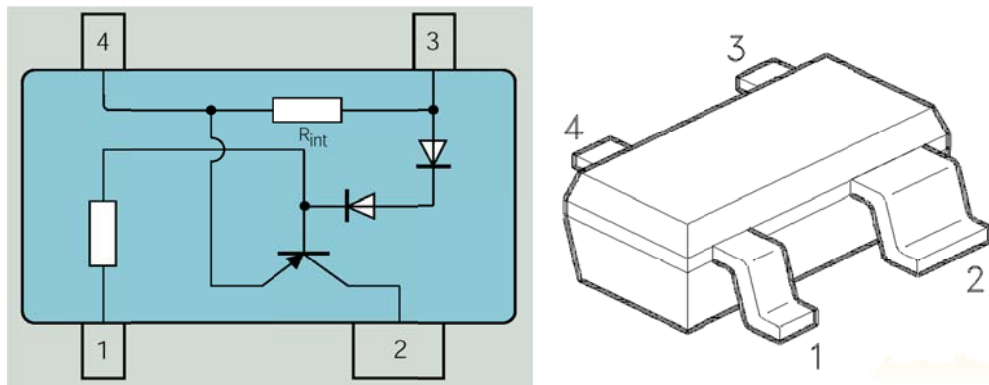


Abbildung 5.44: Aktive Arbeitspunktstabilisierung

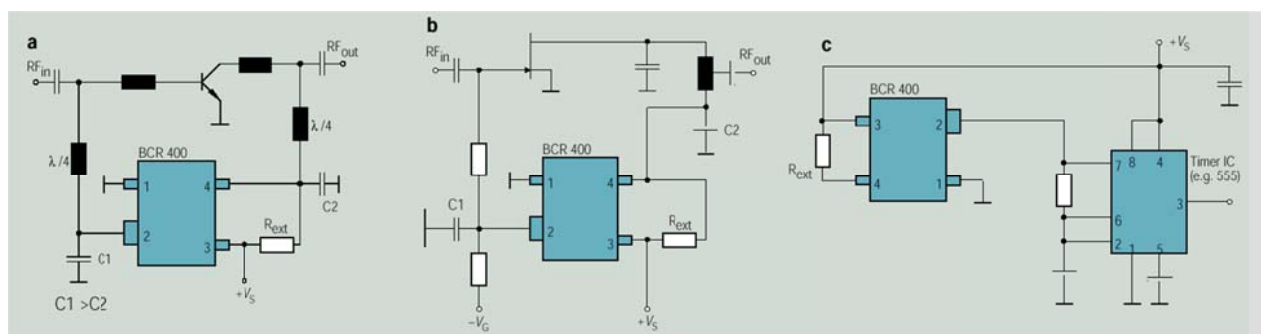
Die Spannung an der Basis von  $T_2$  wird über den Spannungsteiler  $R_2, R_3$  konstant gehalten. Varianten für den Spannungsteiler sind die Verwendung von Dioden oder Zenerdiode. Steigt der Kollektorstrom von  $T_1$ , erhöht sich der Spannungsabfall über  $R_1$ , die Basis-

Emitterspannung von T2 wird positiver, der Kollektorstrom von T2 und damit der Basisstrom von T1 wird kleiner. Damit nimmt der Kollektorstrom von T1 wieder ab. Die Spannung über R1 wird normalerweise im Bereich von 0.6 V bis 1 V gewählt.

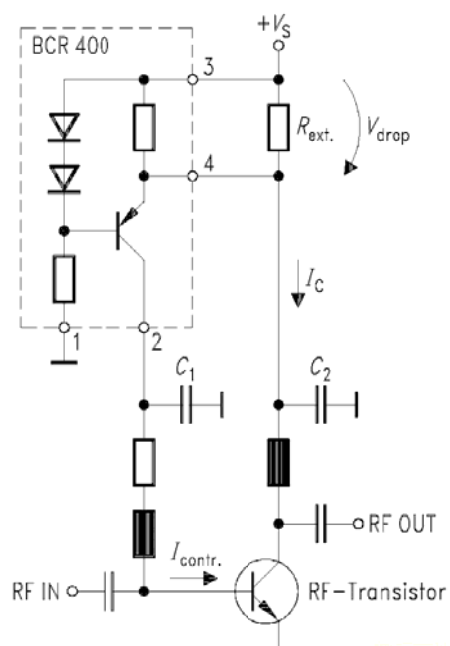
Für diese Arbeitspunktstabilisierung ist von Infineon (früher Siemens) eine Integrierte Schaltung BCR400 im SOT-143 oder SOT-343 erhältlich.



### Abbildung 5.45: Infineon BCR400



### Abbildung 5.46: Anwendungen mit BCR400



**Abbildung 5.47:** Aktive Arbeitspunktstabilisierung eines HF-Verstärkers

Weitere Angaben sind in der Application Note No. 014 von Infineon (Siemens) und im Datenblatt zu finden.

#### 5.5.2.4 Netzwerke zur Zuführung von Basisstrom und Kollektorspannung

##### Zuführung der Speisung über Elemente des Anpassungsnetzwerkes:

In einigen Fällen können die Anpassungsnetzwerke so ausgelegt werden, dass das erste Element am Transistor eine Parallelinduktivität ist. Damit kann der Basisstrom und die Kollektorspannung über diese Induktivitäten zugeführt werden. Dies ist die eleganteste Methode und benötigt am wenigsten zusätzliche Elemente.

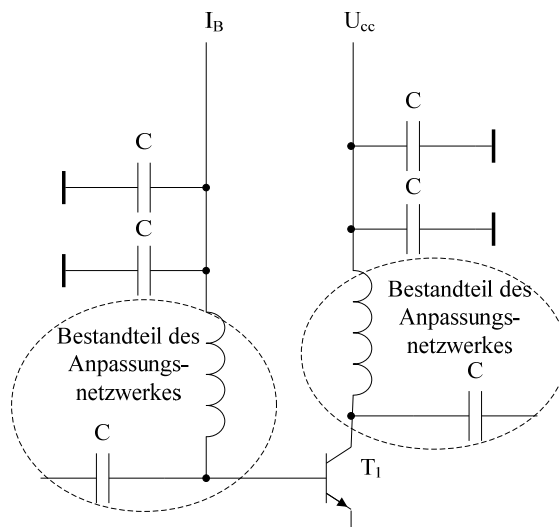


Abbildung 5.48: Zuführung der Speisung über Elemente des Anpassungsnetzwerkes

##### Zuführung der Speisung über Drosseln:

Ist eine Topologie der Anpassungsnetzwerke nicht geeignet für die Verwendung einer Induktivität als erstes Element, oder wird eine grössere Bandbreite verlangt, ist die Zuführung der Speisung über Drosseln geeignet. Als Drosseln kommen einfache Induktivitäten oder Induktivitäten mit Ferritkern (Breitbanddrosseln) in Frage. Die Reaktanz der Drosseln sollte im gewünschten Arbeitsfrequenzbereich gross sein gegenüber der Impedanz die ins Anpassungsnetzwerk hinein gesehen wird. Die Eigenresonanz der Drosseln muss unbedingt über der höchsten Arbeitsfrequenz liegen. Diese Forderung beschränkt den Einsatzbereich auf Frequenzen unterhalb ca. 1 GHz.

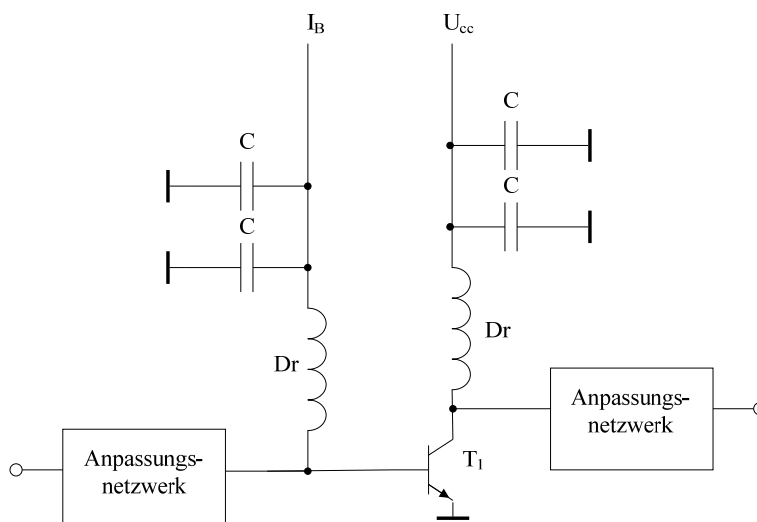


Abbildung 5.49: Zuführung der Speisung über Drosseln

### Zuführung der Speisung über $\lambda/4$ -Leitungen:

Bei Arbeitsfrequenzen über ca. 1 GHz, bei denen die oben beschriebenen Methoden nicht brauchbar sind, eignet sich die am Ende kurzgeschlossene  $\lambda/4$ -Leitung zur Zuführung der Speisung. Damit diese Leitung im Ersatzschaltbild möglichst kleine Parallelkapazität aufweist, ist die Leitungsimpedanz hochohmig zu wählen. In Mikrostrip-Technik lassen sich minimale Leitungsbreiten von ca. 0.15 mm realisieren, was Leitungsimpedanzen von ca. 120 Ohm entspricht. Der wichtigste Punkt dieser Methode ist wechselstrommässiger Kurzschluss am Ende der Leitung. Dieses Thema wird unten separat beschrieben.

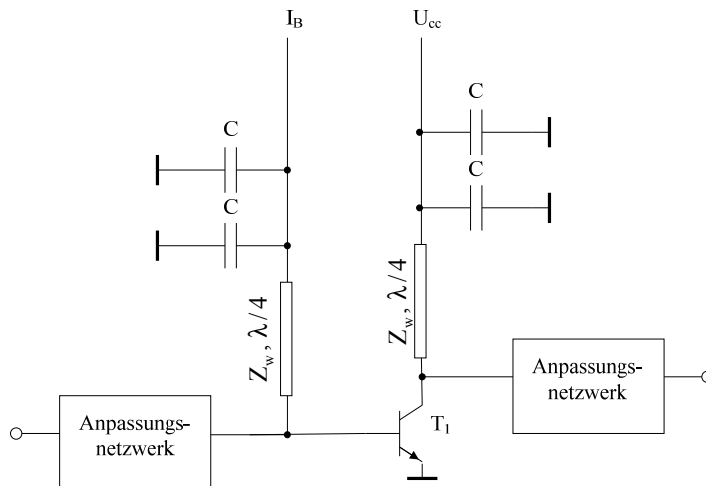


Abbildung 5.50: Zuführung der Speisung über  $\lambda/4$ -Leitungen

### Speisungs-Abblockung:

Bei allen oben beschriebenen Methoden der Speisungszuführung muss auf der Speisungsseite, bei  $U_{CC}$  und  $I_B$ , ein wechselstrommässiger Kurzschluss realisiert werden. Dieser Kurzschluss muss für alle Frequenzen (Arbeitsfrequenz bis sehr tiefe Frequenzen) möglichst niederohmig sein. Mit realen Kondensatoren ist dies nur mehrstufig annähernd zu erreichen. Es sind verschiedene Kapazitätswerte parallel zu schalten. Der kleinste Kapazitätswert muss eine Eigenresonanzfrequenz aufweisen, die bei der höchsten Arbeitsfrequenz oder etwas darüber liegt. Diese Kapazität ist physikalisch sehr nahe am Element für die Speisungszuführung anzubringen. Weitere grössere Kapazitätswerte sind notwendig um die tieferen Frequenzen bis in den NF-Bereich ebenfalls niederohmig kurzzuschliessen. Die kleinsten Kapazitäten sind am nächsten bei den Elementen für die Speisungszuführung zu platzieren.

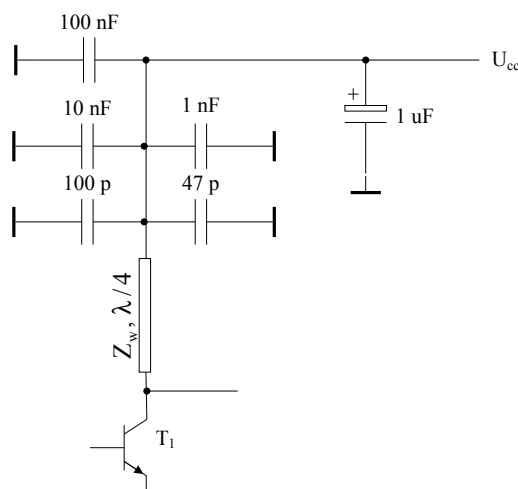
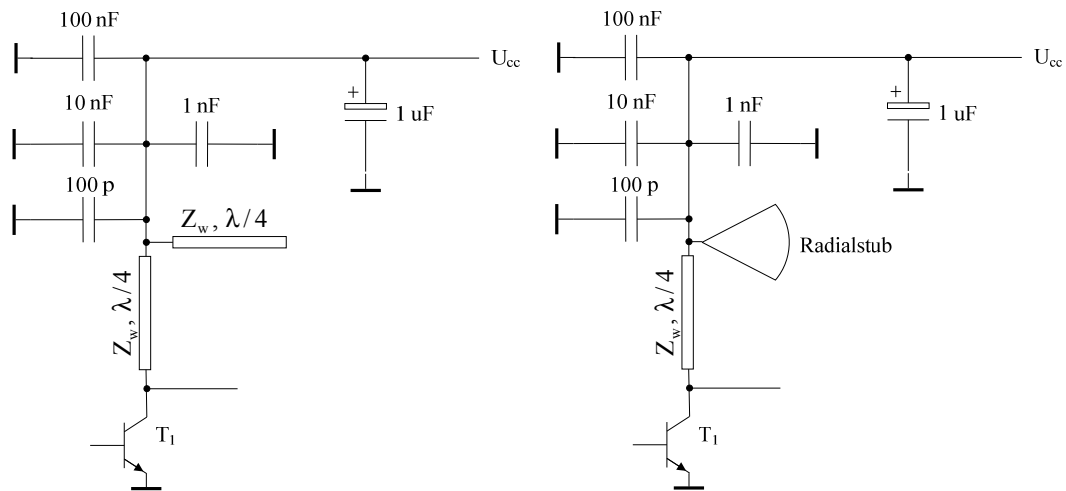


Abbildung 5.51: Speisungs-Abblockung

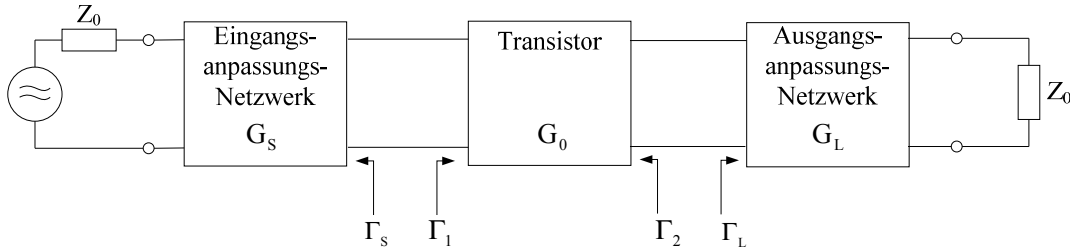
Für Frequenzen ab ca. 2 GHz eignen sich auch am Ende leer laufende  $\lambda/4$ -Leitungen für die Realisierung des wechselstrommässigen Kurzschlusses auf der Arbeitsfrequenz. Diese Stubs sind allerdings schmalbandig. Belieb ist auch der sogenannte Radialstub wie in Abbildung 5.52 gezeigt, der eine grössere Bandbreite aufweist als der normale Stub. Ein Modell dieses Stubs ist in allen CAE-Werkzeugen enthalten.



**Abbildung 5.52:**  $\lambda/4$ -Stub und Radialstub

### 5.5.3 Entwurfsmethoden

#### 5.5.3.1 Unilateraler Verstärkerentwurf ( $S_{12} = 0$ )



Es gilt:

$$S_{12} = 0 \quad \rightarrow \quad \Gamma_1 = S_{11} \quad \Gamma_2 = S_{22} \quad (5.98)$$

Für maximale Verstärkung muss erfüllt werden:

\* = konjugiert Komplex

$$\begin{aligned} \Gamma_s &= \Gamma_1^* = S_{11}^* \\ \Gamma_L &= \Gamma_2^* = S_{22}^* \end{aligned} \quad (5.99)$$

Die Verstärkung wird:

$$G_{TU\max} = G_{S\max} \cdot G_o \cdot G_{L\max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (5.100)$$

Für unbedingte Stabilität müssen folgende Bedingungen erfüllt sein:

$$\begin{aligned} |\Gamma_s| &< 1 \\ |\Gamma_L| &< 1 \\ |S_{11}| &< 1 \\ |S_{22}| &< 1 \\ K &= \frac{1 - |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{21}S_{12}|} > 1 \\ |\Delta| &= |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \end{aligned} \quad (5.101)$$

Für passive Ein- und Ausgangsnetzwerke die mit Impedanzen mit positivem Realteil abgeschlossen sind, gilt:

$$\begin{aligned} \Gamma_s &< 1 \\ \Gamma_L &< 1 \end{aligned}$$

Mit  $S_{12} = 0$  (unilateral) wird  $K = \infty$

Wenn  $|S_{11}| < 1$  und  $|S_{22}| < 1$ , wird auch  $|\Delta| < 1$

Somit sind die Bedingungen für unbedingte Stabilität des unilateralen Verstärkers:

$$\begin{aligned} |S_{11}| &< 1 \\ |S_{22}| &< 1 \end{aligned} \quad (5.102)$$

Für gegebene S-Parameter eines Transistors ist der Entwurfsablauf für einen **unilateralen Verstärker**:

1. Stabilität überprüfen:  $|S_{11}| < 1$        $|S_{22}| < 1$
2. Die Gültigkeit der unilateralen Approximation mit Gl. (5.18) ( $U < 0.1$ ) und Gl. (5.21) ( $E_{\max} < \pm 1 \text{ dB}$ ) überprüfen.
3.  $G_{TU \max}$  berechnen mit Gl. (5.100)
4.  $S_{11}$  auf Smith-Chart eintragen und von  $S_{11}$  ausgehend das Eingangsanpassungsnetzwerk mit Transformation auf  $50 \Omega$  bestimmen.
5.  $S_{22}$  auf Smith-Chart eintragen und von  $S_{22}$  ausgehend das Ausgangsanpassungsnetzwerk mit Transformation auf  $50 \Omega$  bestimmen.

**Vorsicht:** Der reale Transistor hat nicht ein  $S_{12} = 0$  → Die Schaltung könnte instabil sein.

Der unilaterale Verstärkerentwurf sollte nur für einen ersten Entwurf zur schnellen Abschätzung der Eigenschaften und Festlegung der Topologie der Anpassungsnetzwerke verwendet werden.



**Praktisches Anwendungsbeispiel: Unilateraler Verstärker**

- a) Entwurf eines Verstärkers für maximale Verstärkung mit LC-Anpassungsnetzwerken am Ein- und Ausgang.

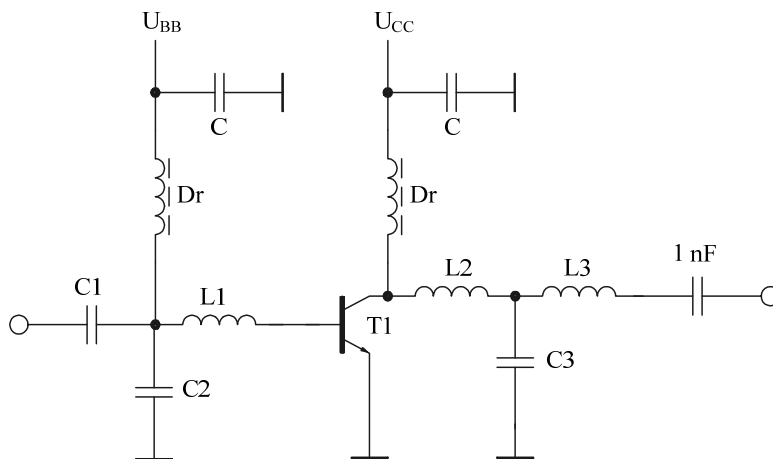
Transistor: BFG92A (Philips)  $U_{CE} = 10\text{ V}$   $I_C = 10\text{ mA}$

Frequenz: 1000 MHz

$$S = \begin{vmatrix} 0.453 \angle -163.3^\circ & 0.048 \angle 53.6^\circ \\ 5.359 \angle 87.7^\circ & 0.501 \angle -35.4^\circ \end{vmatrix}$$

Annahme:  $S_{12} = 0$  (unilateral)

$$S = \begin{vmatrix} 0.453 \angle -163.3^\circ & 0 \\ 5.359 \angle 87.7^\circ & 0.501 \angle -35.4^\circ \end{vmatrix}$$



Die Drosseln  $Dr$  dienen nur zur Speisungszuführung und sind so zu dimensionieren, dass sie bei der Arbeitsfrequenz hochohmig gegenüber der übrigen Schaltung sind ( $X_L$  ca.  $500\Omega$ ).

1. Überprüfung der Stabilität: Gemäss Daten ist  $|S_{11}| < 1$  und  $|S_{22}| < 1$ . Damit sind die Stabilitätsbedingungen für unilaterale Verstärker erfüllt.
2. Die Gültigkeit der unilateralen Approximation mit Gl. (5.18) ( $U < 0.1$ ) und Gl. (5.21) ( $E_{\max} < \pm 1\text{dB}$ ) überprüfen.

$$U := \frac{|S_{1,2}| \cdot |S_{2,1}| \cdot |S_{1,1}| \cdot |S_{2,2}|}{\left[1 - (|S_{1,1}|)^2\right] \cdot \left[1 - (|S_{2,2}|)^2\right]}$$

$$U = 0.098$$

$$E_{\max \text{dB}} := \left| 10 \log \left[ \frac{1}{(1+U)^2} \right] \right| + \left| 10 \log \left[ \frac{1}{(1-U)^2} \right] \right| \quad E_{\max \text{dB}} = 1.709 \text{ dB}$$

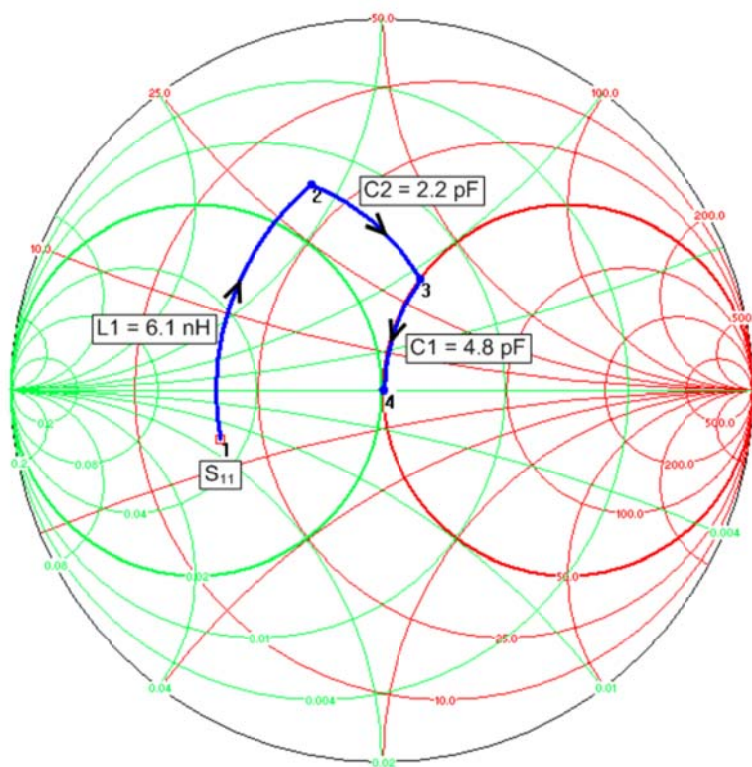
Damit ist die Gültigkeit einer unilateralen Approximation gegeben.

3. Berechnung von  $G_{\text{TUmax}}$  :

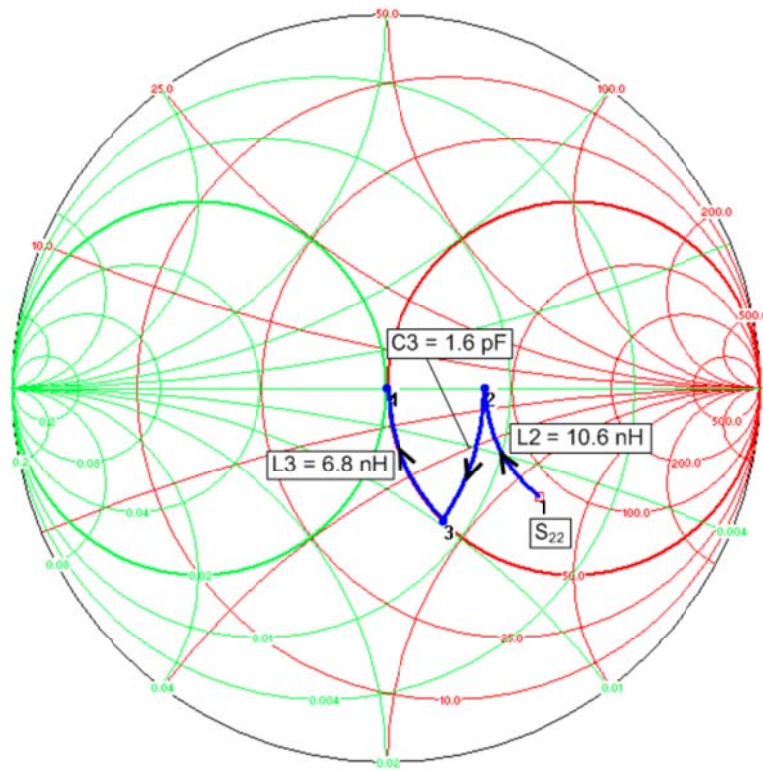
$$G_{\text{TUmax}} := \frac{1}{1 - (|S_{1,1}|)^2} \cdot (|S_{2,1}|)^2 \cdot \frac{1}{1 - (|S_{2,2}|)^2} \quad G_{\text{TUmax}} = 48.243$$

$$G_{\text{TUmaxdB}} := 10 \log(G_{\text{TUmax}}) \quad G_{\text{TUmaxdB}} = 16.834 \text{ dB}$$

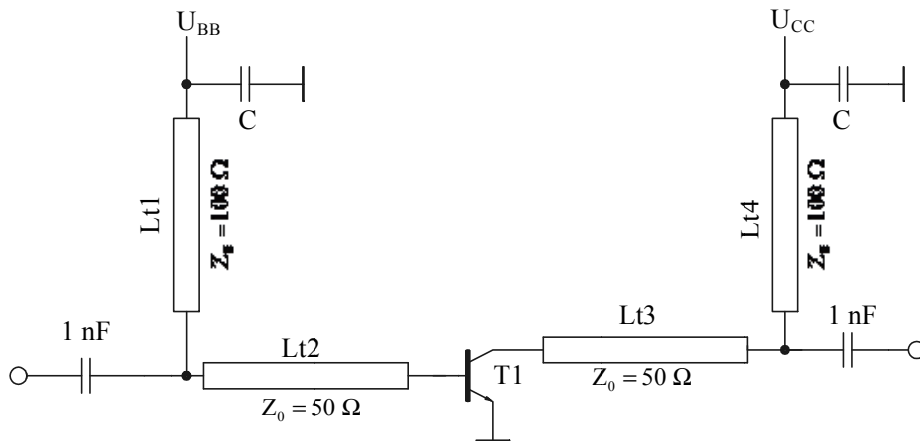
4. Eingangs-LC-Anpassungsnetzwerk:



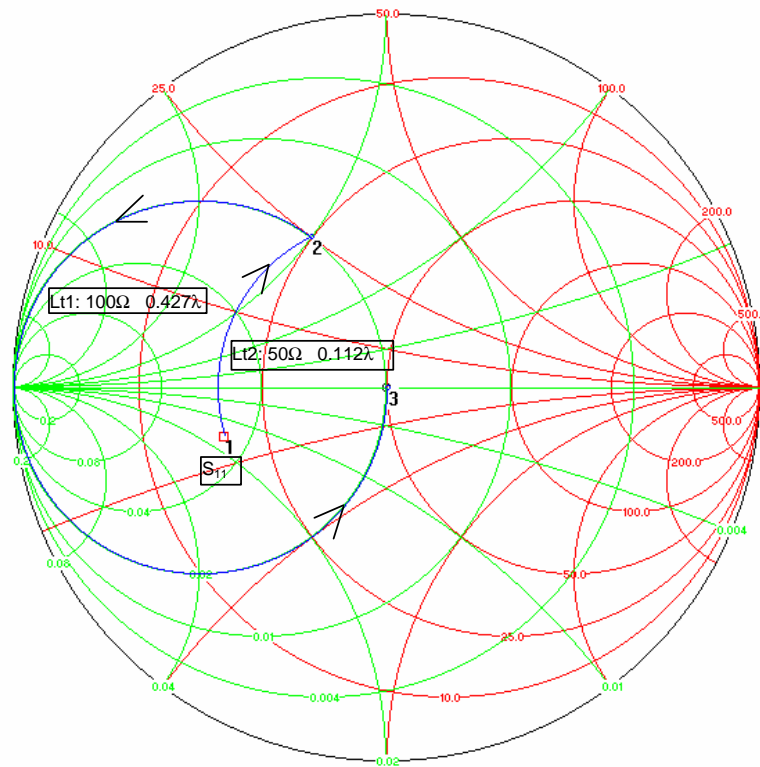
## 5. Ausgangs-LC-Anpassungsnetzwerk:



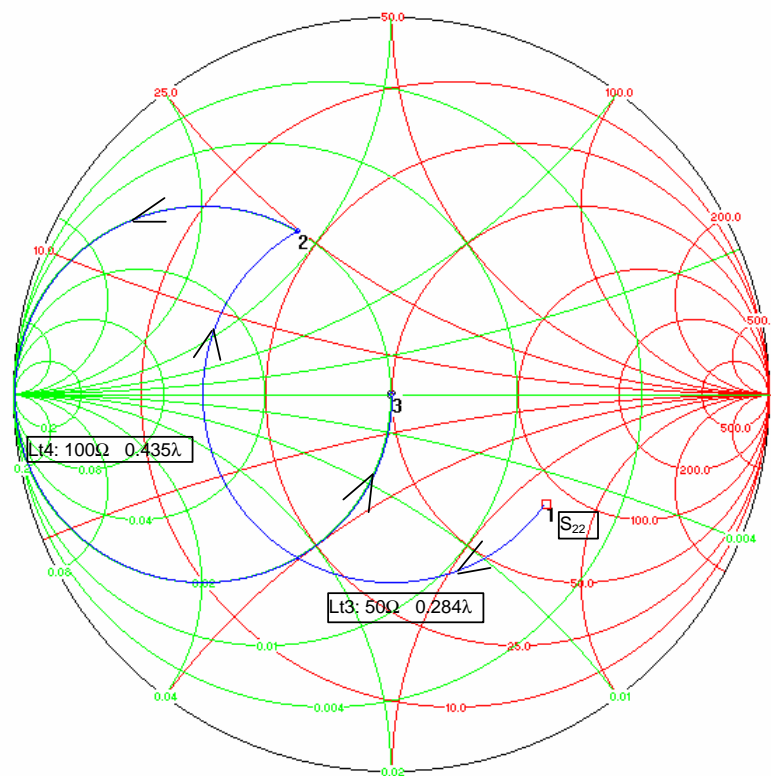
b) Für obigen Verstärker soll folgende Topologie gewählt werden:



## 4. Eingangs-Anpassungsnetzwerk:



## 5. Ausgangs-Anpassungsnetzwerk:



### 5.5.3.2 Bilateraler Verstärkerentwurf für maximale Verstärkung (Simultaneous Conjugate Match)

Die maximale Verstärkung erhält man bei konjugiert komplexer Anpassung am Ein- und Ausgang. Diese Methode ist nur für unbedingt stabile Transistoren geeignet. Gegebenenfalls sind die Transistoren zuerst zu stabilisieren.

Dies wird im englischen Sprachraum „Simultaneous Conjugate Match“ genannt (Gleichzeitige konjugiert komplexe Anpassung).

$$\Gamma_S = \Gamma_1^* \quad \text{und} \quad \Gamma_L = \Gamma_2^*$$

Für den nicht unilateralen Verstärker ( $S_{12} \neq 0$ ) gilt:

$$\Gamma_1 = \Gamma_S^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_2^*}{1 - S_{22}\Gamma_2^*} = \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_2^*}{1 - S_{22}\Gamma_2^*} \quad (5.103)$$

$$\Gamma_2 = \Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_1^*}{1 - S_{11}\Gamma_1^*} = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_1^*}{1 - S_{11}\Gamma_1^*}$$

Löst man die zweite Gleichung nach  $\Gamma_2^*$  auf und setzt das Resultat in die erste Gleichung ein, erhält man ein Polynom zweiter Ordnung

$$\begin{aligned} \Gamma_1^2 C_1^* - \Gamma_1 B_1 + C_1 &= 0 \\ \text{mit} \quad C_1 &= S_{11} - S_{22}^* \Delta \\ B_1 &= 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \end{aligned}$$

Die Lösung dieses Polynoms ergibt

$$\Gamma_1 = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1^*}$$

oder

$$\begin{aligned} \Gamma_{SCM} = \Gamma_1^* &= \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \\ C_1 &= S_{11} - S_{22}^* \Delta \\ B_1 &= 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \\ \Delta &= S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \end{aligned} \quad (5.104)$$

Entsprechend für die Ausgangsanpassung

$$\begin{aligned}\Gamma_{\text{LCM}} &= \Gamma_2^* = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \\ C_2 &= S_{22} - S_{11}^* \Delta \\ B_2 &= 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \\ \Delta &= S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}\end{aligned}\tag{5.105}$$

Es ist jeweils dasjenige Vorzeichen des Wurzelausdrucks (Plus oder Minus) zu wählen, das ein  $|\Gamma_s| < 1$  und  $|\Gamma_L| < 1$  ergibt.

Für ein unbedingt stabiles Zweitor ist das Minuszeichen das richtige.

Es kann gezeigt werden, dass wenn  $\left| \frac{B_i}{2C_i} \right| > 1$  und  $B_i > 0$  die Lösung mit dem Minuszeichen  $|\Gamma_i| < 1$  ergibt und die Lösung mit dem Pluszeichen  $|\Gamma_i| > 1$ .

Weiter kann gezeigt werden, dass  $\left| \frac{B_i}{2C_i} \right|^2 > 1$  gleichbedeutend ist mit  $K^2 > 1$ , also muss gelten

$$\frac{B_i}{2C_i} > 1 \quad \rightarrow \quad K > 1$$

Für bedingt stabile Zweitore ( $K < 1$ ) kann gleichzeitige konjugiert komplexe Anpassung zu Instabilität führen. Hier ist die Entwurfsmethode mit Stabilitätskreis und Kreise konstanter Verstärkung anzuwenden.

Die Verstärkung kann berechnet werden, indem in der Gl. (5.5) für den Transducergain  $\Gamma_L$  mit  $\Gamma_{\text{LCM}}$  und  $\Gamma_s$  mit  $\Gamma_{\text{SCM}}$  ersetzt wird:

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_{\text{LCM}}|^2) (1 - |\Gamma_{\text{SCM}}|^2)}{\left| (1 - \Gamma_{\text{SCM}} S_{11}) (1 - \Gamma_{\text{LCM}} S_{22}) - S_{12} S_{21} \Gamma_{\text{SCM}} \Gamma_{\text{LCM}} \right|^2 }\tag{5.106}$$

Durch Einsetzen von  $\Gamma_{\text{LCM}}$  und  $\Gamma_{\text{SCM}}$  und entsprechender Umstellung erhält man

$$\begin{aligned}G_T &= \text{MAG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left( K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (K > 1) \\ K &= \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{12}| \cdot |S_{21}|} \geq 1\end{aligned}\tag{5.107}$$

Für gegebene S-Parameter eines Transistors ist der Entwurfsablauf für einen **Simultaneous Conjugate Match Verstärker**:

1. Stabilität überprüfen:  $k > 1$  oder  $MU > 1$   
Bei  $k < 1$  oder  $MU < 1$ : Transistor stabilisieren, siehe Kap. 5.5.1
2.  $\Gamma_{LCM}$  und  $\Gamma_{SCM}$  berechnen mit Gl. (5.104) und (5.105)  
(S-Parameter des stabilisierten Transistors verwenden)
3. Verstärkung berechnen mit Gl.(5.107)
4.  $\Gamma_{SCM}^*$  (konj. kompl.  $\Gamma_{SCM}$ ) auf Smith-Chart eintragen und von diesem Punkt ausgehend das Eingangsanpassungsnetzwerk mit Transformation auf  $50\ \Omega$  bestimmen.
5.  $\Gamma_{LCM}^*$  (konj. kompl.  $\Gamma_{LCM}$ ) auf Smith-Chart eintragen und von diesem Punkt ausgehend das Ausgangsanpassungsnetzwerk mit Transformation auf  $50\ \Omega$  bestimmen.

### Praktisches Anwendungsbeispiel: Bilateraler Verstärker für maximale Verstärkung

Der in Kapitel 5.5.1 bereits stabilisierte Transistor soll mit dem verwendeten Arbeitspunkt von  $U_{CE} = 2.0\text{ V}$ ,  $I_C = 20\text{ mA}$  für einen Verstärker mit maximaler Verstärkung bei Frequenzen zwischen 2.3 GHz und 2.5 GHz eingesetzt werden. In Abbildung 5.53 sind die S-Parameter, Stabilität, Verstärkung und Anpassungsreflexionsfaktoren für den stabilisierten Transistor im interessierenden Frequenzbereich aufgelistet.

Frequenz	$S_{11}$		$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$	
	Betrag	Winkel	Betrag	Winkel	Betrag	Winkel	Betrag	Winkel
2.3	0.310	-121.9	6.354	88.2	0.0757	65.3	0.125	152.7
2.4	0.307	-126.7	6.152	86.3	0.0793	64.6	0.128	150.5
2.5	0.305	-131.3	5.981	84.4	0.0829	63.8	0.129	147.8

Frequenz	Stabilität	$ S_{21} ^2$	MAG	$\Gamma_{SCM}$		$\Gamma_{LCM}$	
				Betrag	Winkel	Betrag	Winkel
2.3	1.186	16.06	16.63	0.385	111.4	0.202	131.8
2.4	1.181	15.78	16.32	0.377	116.0	0.192	131.6
2.5	1.173	15.54	16.06	0.371	120.8	0.181	130.5

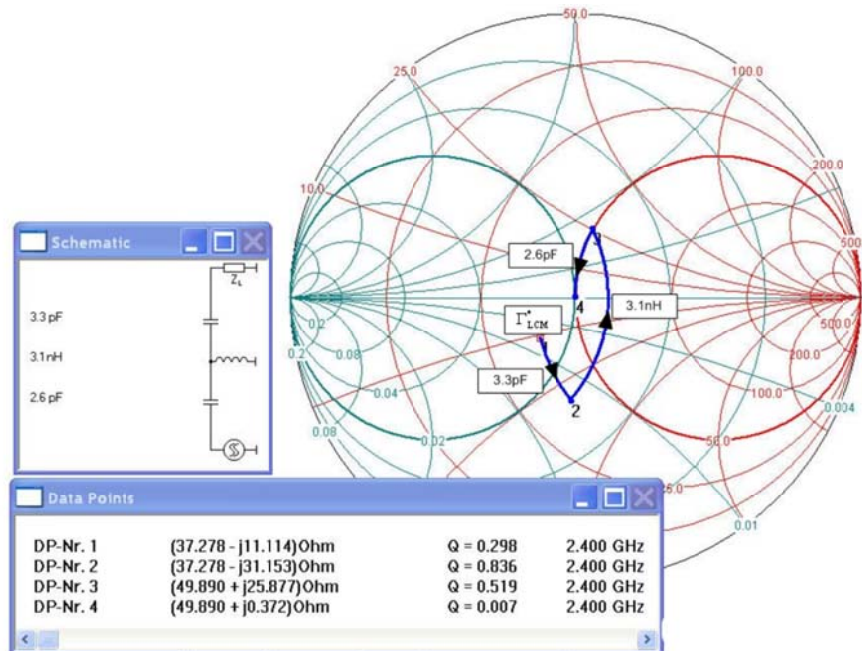
**Abbildung 5.53:** Eigenschaften des stabilisierten Transistors BFP620 @  $U_{CE} = 2.0\text{ V}$ ,  $I_C = 20\text{ mA}$





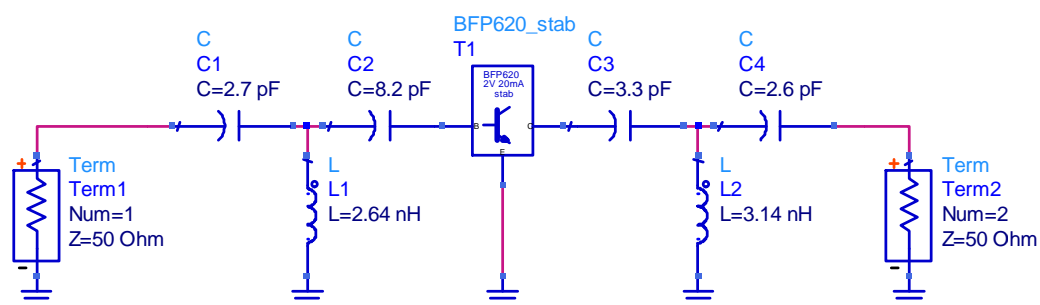
5. Für das Ausgangsanpassungsnetzwerk wurde ebenfalls ein Hochpass 3. Ordnung gewählt. Die gleichen Vorteile wie beim Eingangsanpassungsnetzwerk gelten auch hier.

Abbildung 5.55 zeigt die Lösung mit der Software „Smith“.

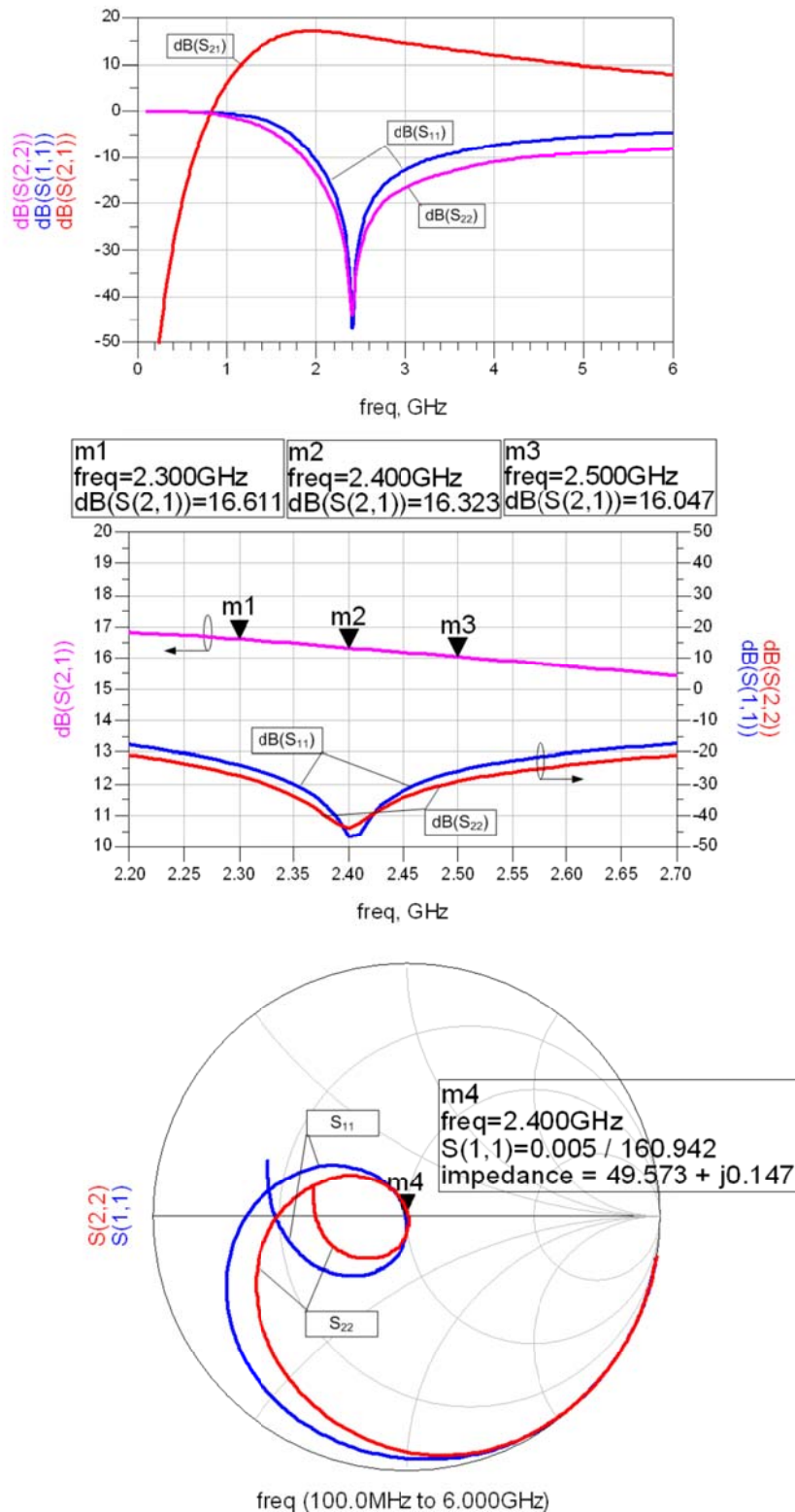


**Abbildung 5.55:** Ausgangsanpassungsnetzwerk

Diese Schaltungen werden nun zusammen mit dem stabilisierten Transistor in einem CAE-Werkzeug gemäss Abbildung 5.56 simuliert. Die Ein- und Ausgangsreflexionsfaktoren müssen bei der Designfrequenz von 2.4 GHz Null werden, da auf beiden Seiten konjugiert komplexe Anpassung vorgenommen wurde. Da alle Elemente ideal und verlustfrei verwendet wurden, muss auch die Verstärkung genau die berechneten 16.32 dB betragen. Kleine Abweichungen sind durch die begrenzte Genauigkeit der Elementwerte begründet. Abbildung 5.57 zeigt die Simulationsergebnisse.



**Abbildung 5.56:** Schema zur Simulation in ADS



**Abbildung 5.57:** Simulationsergebnisse für den bilateralen Verstärker mit maximaler Verstärkung

Als nächster Schritt zur Realisierung der Schaltung müssen die idealen Elemente durch reale ersetzt werden und parasitäre Elemente wie Streukapazitäten, Anschlussinduktivitäten und Vias (Durchplattierungen) hinzugefügt werden. Einige der Induktivitäten können oder müssen durch

hochohmige Leitungsstücke (Mikrostrip) ersetzt werden. Anschlussleitungen (Mikrostrip), Koppelkondensatoren, Gleichstromsiebglieder, etc. sind ebenfalls in die Simulation einzubeziehen. Mit diesen Ergänzungen werden sich die Schaltungseigenschaften mehr oder weniger stark ändern, so dass durch Optimierung im CAE-Werkzeug die endgültigen Elementwerte und Eigenschaften ermittelt werden sollten. Meistens sind mehrere Optimierungsdurchläufe mit verschiedenen Elementvariationen notwendig.

Dieser hier beschriebene Vorgang ist sehr zeitaufwendig. Die realen Elemente und ihre zugehörigen Modelle müssen sorgfältig ausgewählt werden. Je detailgetreuer die Schaltung simuliert wird, umso genauer sind die Simulationsergebnisse. Dafür wird man mit einem Resultat belohnt, das auf Anhieb richtig funktioniert.

### 5.5.3.3 Bilateraler Verstärkerentwurf für maximale Ausgangsleistung (Operating Power Gain)

Für maximale Ausgangsleistung, minimale Intermodulation oder maximalen Wirkungsgrad muss der Transistor eine bestimmte Lastimpedanz sehen. Diese Lastimpedanz oder der zugehörige Lastreflexionsfaktor  $\Gamma_L$  ist dem Datenblatt des Halbleiters zu entnehmen, oder muss allenfalls mit der Load-Pull-Methode messtechnisch ermittelt werden. Siehe Kap. 5.4.4.

Bei gegebenem  $\Gamma_L$  und konjugiert komplexer Anpassung am Eingang ist die Betriebsleistungsverstärkung (Operating Power Gain) nach Gl. (5.108) zu berechnen:

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 - |S_{11} - \Delta\Gamma_L|^2} \quad (5.108)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

Für gegebene S-Parameter eines Transistors ist der Entwurfsablauf für einen **Verstärker für maximale Ausgangsleistung**:

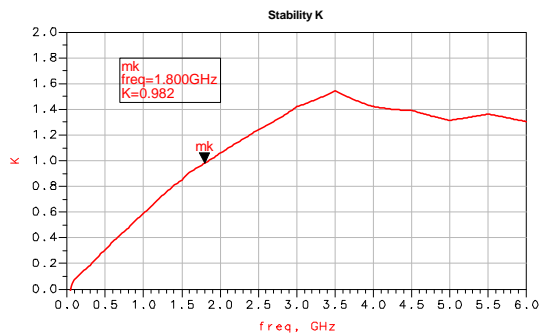
1. Stabilität überprüfen:  $k > 1$  oder  $MU > 1$   
Bei  $k < 1$  oder  $MU < 1$ : Transistor stabilisieren, siehe Kap. 5.5.1  
Bedämpfung am Eingang vornehmen.
2.  $\Gamma_L$  für maximale Ausgangsleistung festlegen (Datenblatt, Load-Pull-Messung oder -Simulation)
3. Verstärkung berechnen mit Gl. (5.108) (S-Parameter des stabilisierten Transistors verwenden)
4.  $\Gamma_L^*$  (konj. kompl.  $\Gamma_L$ ) auf Smith-Chart eintragen und von diesem Punkt ausgehend das Ausgangsanpassungsnetzwerk mit Transformation auf  $50 \Omega$  bestimmen.
5.  $\Gamma_1$  berechnen:  $\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$
6.  $\Gamma_1$  auf Smith-Chart eintragen und von diesem Punkt ausgehend das Eingangsanpassungsnetzwerk mit Transformation auf  $50 \Omega$  bestimmen.

### Praktisches Anwendungsbeispiel: Bilateraler Verstärker für maximale Ausgangsleistung

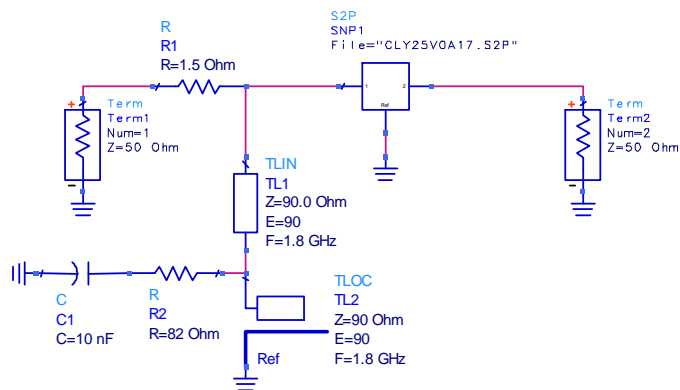
Ein Verstärker mit dem Transistor CLY2 soll bei 1.8 GHz die maximal mögliche Ausgangsleistung erzielen.

1. Stabilität überprüfen: Abbildung 5.58 zeigt, dass der Transistor für Frequenzen unterhalb 1.9 GHz instabil ist. Damit keine Ausgangsleistung in Dämpfungswiderständen absorbiert wird, wurde eine Bedämpfung gem. Abbildung 5.59 vorgenommen. Die  $\lambda/4$ -Leitung TL1 wird am Ende durch den leer laufenden  $\lambda/4$ -Stub TL2 kurzgeschlossen. Bei der Arbeitsfrequenz von 1.8 GHz hat somit dieses Netzwerk keinen Einfluss auf die Basis und R2 bedämpft den Transistor hauptsächlich bei tiefen Frequenzen. Die Stabilität bei 1.8 GHz wird durch R1 erreicht. Die maximale stabile Verstärkung wird durch die Stabilisierung von 18.7 dB

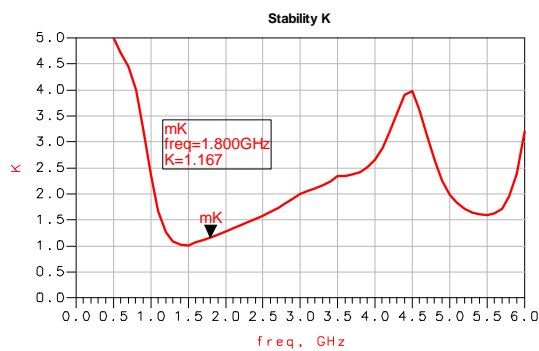
(unstabilisiert) auf 16.2 dB verringert. Der Stabilitätsfaktor  $K$  beträgt bei 1.8 GHz 1.16 (Abbildung 5.60).



**Abbildung 5.58:** Stabilitätsfaktor des Transistors CLY2



**Abbildung 5.59:** Schaltung zur Stabilisierung des Transistors CLY2

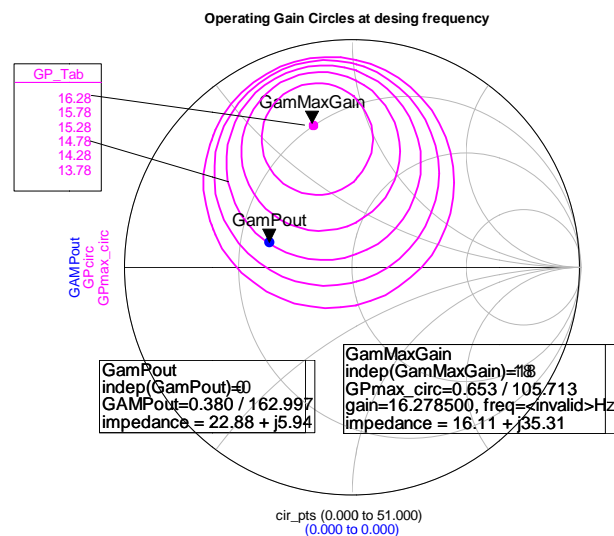


**Abbildung 5.60:** Stabilitätsfaktor mit Stabilisierungsnetzwerk

Der stabilisierte Transistor hat bei 1.8 GHz folgende S-Parameter:

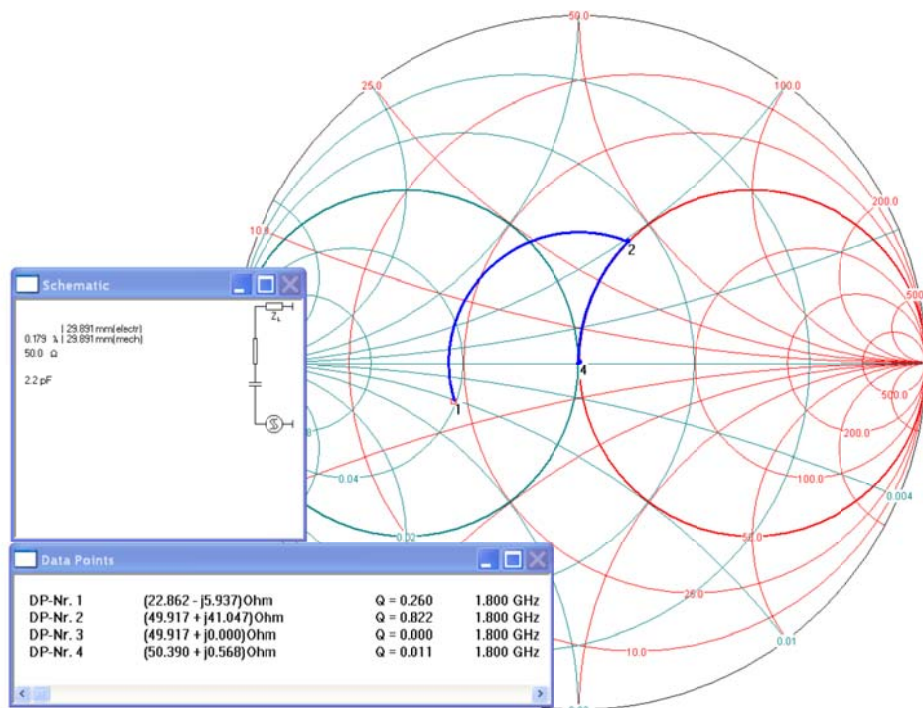
Frequenz	$S_{11}$		$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$	
	Betrag	Winkel	Betrag	Winkel	Betrag	Winkel	Betrag	Winkel
1.8	0.676	-148.7	3.945	78.9	0.0525	32.4	0.248	-110.9

2. In Abbildung 5.61 sind die Verstärungskreise und der nach Datenblatt optimale Lastreflexionsfaktor  $\Gamma_L = 0.38 \angle 163^\circ$  (GamPout) eingezeichnet.



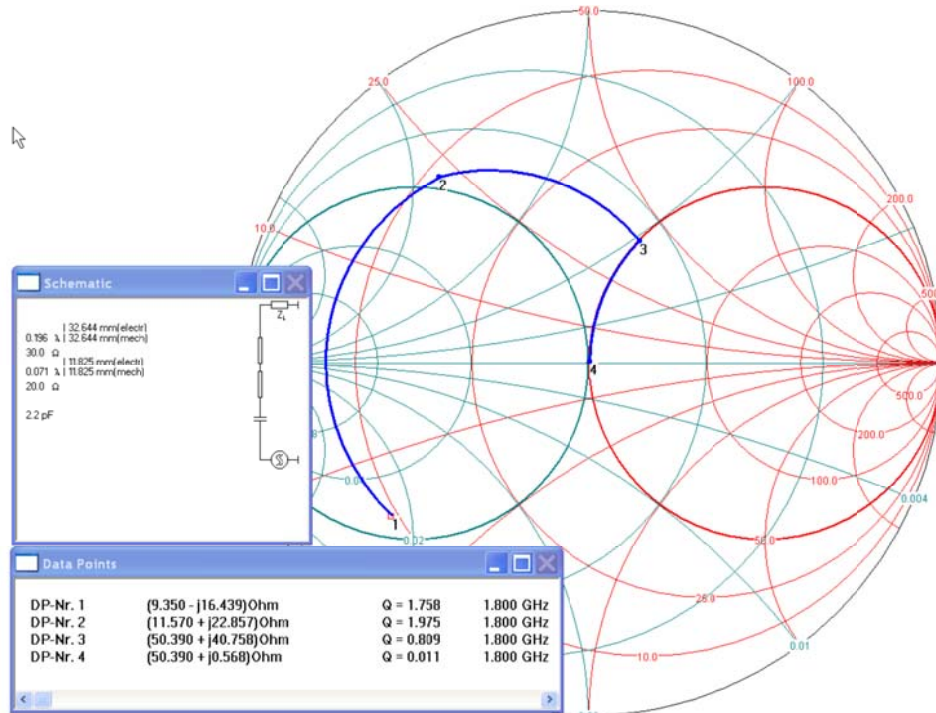
**Abbildung 5.61:** Verstärungskreise und  $\Gamma_L$  (GamPout) für maximale Ausgangsleistung bei 1.8 GHz

3. Für maximale Ausgangsleistung ist damit nur eine Verstärkung von 14.4 dB zu erreichen (Abbildung 5.61 und Gl. (5.108)).
4. Abbildung 5.62 zeigt eine Lösung für das Anpassungsnetzwerk am Eingang. Der Koppelkondensator ist Bestandteil des Anpassungsnetzwerkes.



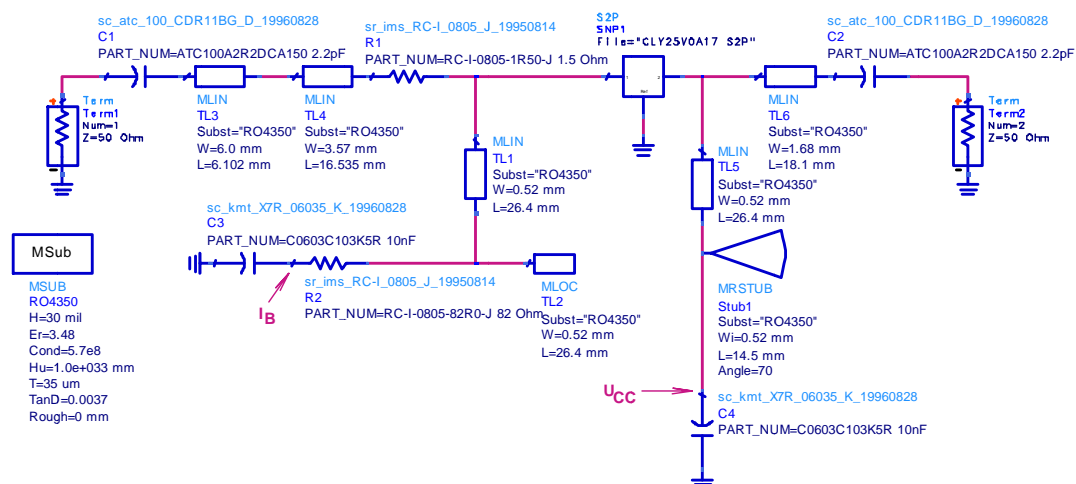
**Abbildung 5.62:** Ausgangs Anpassungsnetzwerk

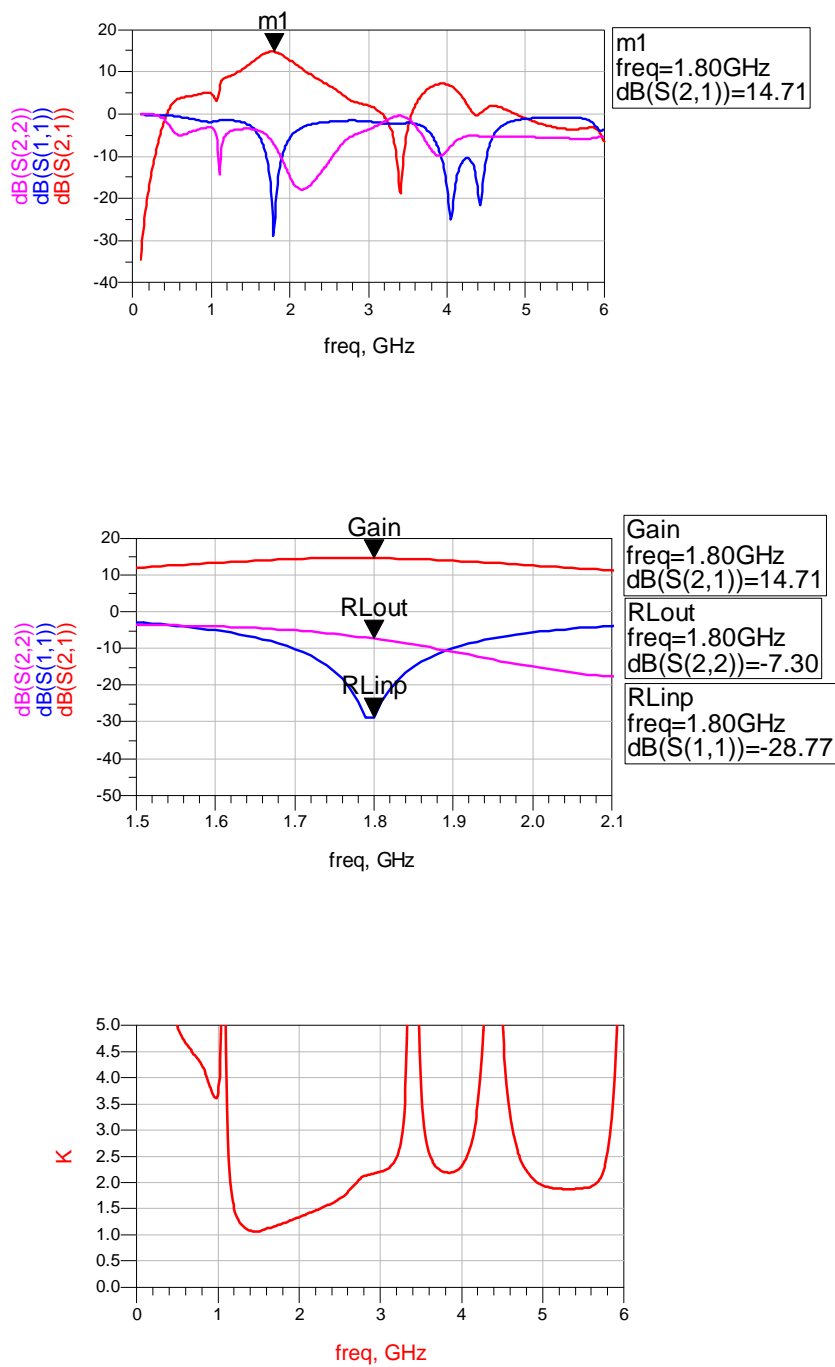
5. Mit dem Lastreflexionsfaktor von  $\Gamma_L = 0.38 \angle 163^\circ$  ergibt sich ein Eingangsreflexionsfaktor von  $\Gamma_1 = 0.712 \angle -142.5^\circ$ .
6. Abbildung 5.63 zeigt eine Lösung für das Anpassungsnetzwerk am Eingang. Der Koppelkondensator ist Bestandteil des Anpassungsnetzwerkes.



### Abbildung 5.63: Eingangs Anpassungsnetzwerk

Abbildung 5.64 zeigt die Schaltung zur Simulation des Verstärkers. Sie wurde mit Elementen zur Zuführung des Basisstromes und der Kollektorspannung ergänzt. Der Basisstrom wird über R2 zugeführt und der wechselstrommässige Kurzschluss für tiefe Frequenzen mit C3 vorgenommen. Die Zuführung der Kollektorspannung erfolgt über die  $\lambda/4$ -Leitung TL5. Der Radialstüb Stüb1 sorgt für einen Kurzschluss bei 1.8 GHz und C4 für einen Kurzschluss bei tiefen Frequenzen. Layoutbedingte Elemente und Discontinuitäten sind in der Simulation noch nicht berücksichtigt. Abbildung 5.65 zeigt die Simulationsergebnisse.



**Abbildung 5.64:** Schema zur Simulation des Verstärkers**Abbildung 5.65:** Simulationsergebnisse des Verstärkers

Da am Ausgang nicht konjugiert komplex angepasst wird, ist das Ausgangsreturnloss nur ungefähr 7 dB. Konjugiert komplexe Anpassung am Ausgang ist bei gleichzeitig maximaler Ausgangsleistung nicht möglich.



#### 5.5.3.4 Bilateraler Verstärkerentwurf für minimales Rauschen (Available Power Gain)

Für minimales Rauschen muss der Transistor eine bestimmte Quellenimpedanz sehen. Siehe Kap. 5.4.3.

Das Datenblatt oder die Angaben im S-Parameter-File geben Auskunft über die Rauschdaten

$$F_{\min}, r_n, \Gamma_{\text{Sopt}}$$

Bei gegebenem  $\Gamma_s = \Gamma_{\text{Sopt}}$  und konjugiert komplexer Anpassung am Ausgang ist die verfügbare Leistungsverstärkung (Available Power Gain) nach Gl. (5.109) zu berechnen:

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_{\text{Sopt}}|^2}{|1 - \Gamma_{\text{Sopt}} S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |\Gamma_2|^2} \quad \Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_s}{1 - S_{11} \Gamma_s} \quad (5.109)$$

Für gegebene S-Parameter eines Transistors ist der Entwurfsablauf für einen **Verstärker für minimales Rauschen**:

1. Stabilität überprüfen:  $k > 1$  oder  $MU > 1$   
Bei  $k < 1$  oder  $MU < 1$ : Transistor stabilisieren, siehe Kap. 5.5.1  
Bedämpfung am Ausgang vornehmen.
2. Rausch- und Gain-Kreise in Smith-Chart zeichnen (in Software „Smith“ oder in CAE-Simulator, S-Parameter des stabilisierten Transistors verwenden)
3.  $\Gamma_s$  wählen:  $\Gamma_{\text{Sopt}}$  für minimales Rauschen,  $\Gamma_{\text{SG max}}$  für maximale Verstärkung oder  $\Gamma_{\text{SKom}}$  für Kompromiss
4. Verstärkung berechnen mit Gl. (5.109) (S-Parameter des stabilisierten Transistors verwenden)
5.  $\Gamma_s^*$  (konj. kompl.  $\Gamma_s$ ) auf Smith-Chart eintragen und von diesem Punkt ausgehend das Eingangsanpassungsnetzwerk mit Transformation auf 50  $\Omega$  bestimmen.
6.  $\Gamma_2$  berechnen:  $\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_s}{1 - S_{11} \Gamma_s}$
7.  $\Gamma_2$  auf Smith-Chart eintragen und von diesem Punkt ausgehend das Ausgangsanpassungsnetzwerk mit Transformation auf 50  $\Omega$  bestimmen.

#### Praktisches Anwendungsbeispiel: Bilateraler Verstärker für minimales Rauschen (Low Noise Amplifier LNA)

Mit dem SiGe-Transistor BFP620 soll ein rauscharmer Verstärker für 2.4 GHz entworfen werden. Die Wahl des Arbeitspunktes und die Abschätzung der zu erreichenden Daten erfolgt mit Hilfe des Datenblattes und der zur Verfügung stehenden S-Parameter Daten. Im Designablauf werden Aspekte wie Stabilisierung, Gegenkopplung, Simulation und Layout behandelt.

Wahl des Arbeitspunktes:

Minimales Rauschen ist bei bipolaren Transistoren bei bestimmten Arbeitspunkten und Quellenreflexionsfaktoren zu erreichen. Im Datenblatt sind nur rudimentäre Angaben darüber zu finden. Genauere Angaben sind in den S-Parameter-Files in den Rauschangaben zu finden. Die Rauschdaten befinden sich am Schluss der S-Parameter-Files. Diese ASCII-Files beschreiben die S-Parameter im Touchstone-Format und können mit dem Notepad eingesehen werden.

```
! Infineon Technologies Discrete & RF Semiconductors
! bfp620
!
! VCE = 2.0 V, IC = 5.0 mA
! Common Emitter S-Parameters: Sep 2002
# GHz S MA R 50
! f S11 S21 S12 S22
! GHz MAG ANG MAG ANG MAG ANG MAG ANG
0.100 0.9096 -8.2 15.692 172.9 0.0083 79.2 0.9868 -5.4
0.200 0.9056 -16.5 15.460 166.5 0.0163 79.5 0.9785 -10.8
0.300 0.8900 -24.6 15.091 160.2 0.0242 76.2 0.9592 -16.0
0.400 0.8681 -32.6 14.643 154.0 0.0317 72.3 0.9327 -21.0
.
.
.
19.000 0.8926 -13.9 0.514 -130.3 0.1868 -103.2 0.6271 -3.2
19.500 0.9111 -19.7 0.462 -131.5 0.1895 -102.1 0.6551 -8.7
20.000 0.8916 -22.9 0.412 -131.8 0.1868 -103.5 0.6625 -12.3
!
! noise parameter
! f Fmin Gammaopt rn/50
! GHz dB MAG ANG -
0.900 0.59 0.35 21 0.19
1.800 0.65 0.16 71 0.14
2.400 0.68 0.15 96 0.08
3.000 0.86 0.16 126 0.10
4.000 0.98 0.21 -173 0.07
5.000 1.20 0.28 -140 0.10
6.000 1.39 0.39 -112 0.17
!
! (c) 2002 Infineon Technologies AG, Munich
```

**Abbildung 5.66: S-Parameter-File im Touchstone-Format (Auszug)**

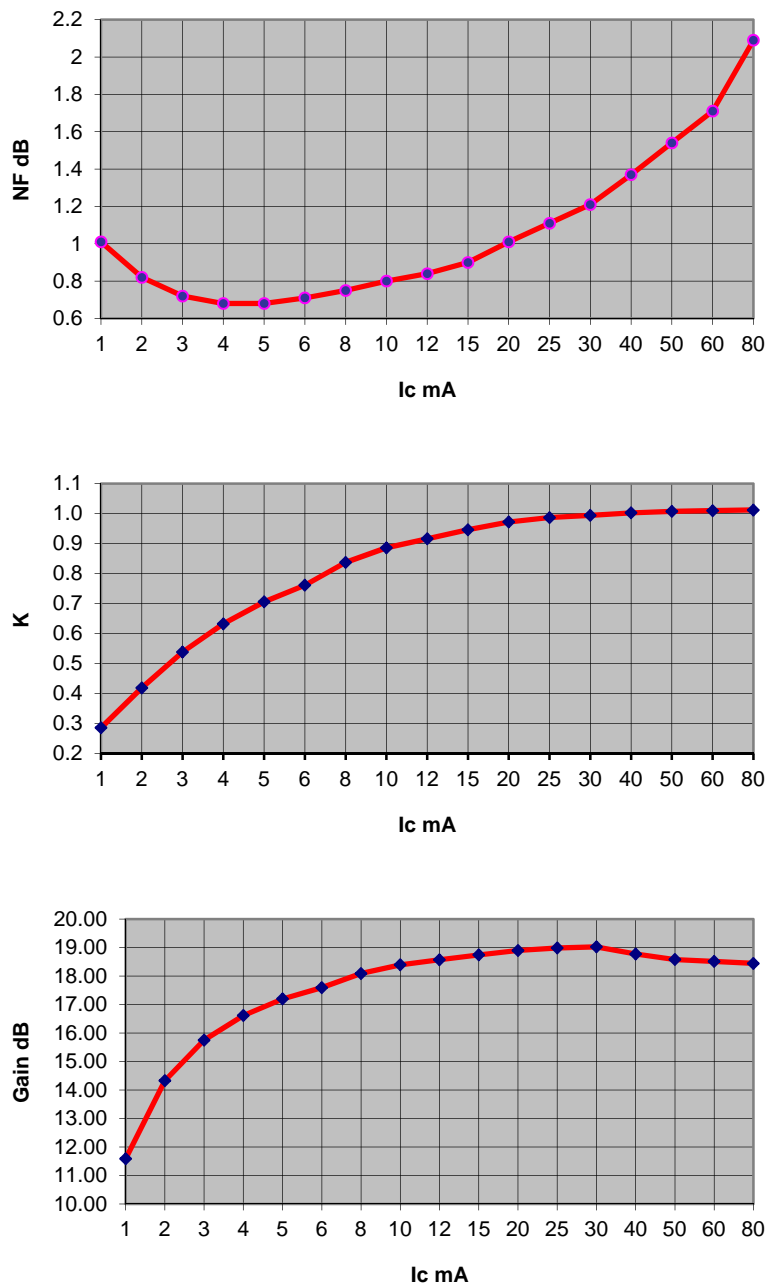
Die detaillierte Beschreibung des Touchstone-Formates ist im „Help“ der Software „Smith“ zu finden.

Von Infineon werden Files für alle sinnvollen Arbeitspunkte zur Verfügung gestellt.

Die Auswertung dieser Daten für eine Kollektorspannung von  $U_{ce} = 2.0$  V und eine Frequenz von 2.4 GHz ist in Abbildung 5.68 gezeigt. Das minimale Rauschmass ist bei einem Kollektorstrom von 5 mA zu erreichen. Bei einem Kollektorstrom von 10 mA ist das Rauschmass nur etwa 0.1 dB höher, dafür ist die Stabilität wesentlich besser und die Verstärkung etwas grösser. Es ist zu erwarten, dass bei diesem Kollektorstrom die Stabilisierung einfacher zu erreichen ist und wir wählen deshalb diesen Arbeitspunkt. Damit sind folgende Daten gegeben:

Uce	IC	freq	Nfmin	Gamma_opt		rn	S11		S21		S12		S22		K	MSG
V	mA	GHz	dB	Betrag	Winkel		Betrag	Winkel	Betrag	Winkel	Betrag	Winkel	Betrag	Winkel		dB
2	10	2.4	0.8	0.07	160	0.08	0.3863	-171.7	6.714	74.1	0.0972	41	0.2072	-109.8	0.886	18.39

**Abbildung 5.67: Daten des Transistors BFP620 im gewählten Arbeitspunkt  $U_{ce} = 2.0$  V,  $I_c = 10$  mA bei 2.4 GHz**



**Abbildung 5.68:** Rauschmass, Stabilitätsfaktor und maximale stabile Verstärkung in Funktion des Kollektorstromes für den Transistor BFP620 bei  $U_{ce} = 2$  V,  $f = 2.4$  GHz

Vorläufige Spezifikationen:

Es ist zu erwarten, dass der Verstärker ein Rauschmass von ca.  $0.8 \text{ dB} + 0.2 \text{ dB} = 1.0 \text{ dB}$  aufweisen wird.  $0.2 \text{ dB}$  sind geschätzte Verluste für Stabilisierung und verlustbehaftete, reale Elemente. Die maximale stabile Verstärkung von  $18.39 \text{ dB}$  wird durch die Stabilisierung und verlustbehaftete Elemente um 3 bis 4 dB kleiner sein. Damit können wir folgende vorläufigen Spezifikationen vorgeben:

Speisespannung	$U_{CC}$	3.0	V
Stromaufnahme	$I_{CC}$	<11	mA
Kollektor-Emitterspannung	$U_{ce}$	2.0	V
Kollektorstrom	$I_c$	10	mA
Rauschmass	NF	<1.0	dB
Verstärkung	v	>14	dB

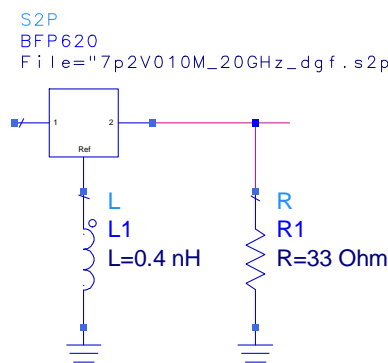
Returnloss am Eingang	$RL_{in}$	>10	dB
Returnloss am Ausgang	$RL_{out}$	>15	dB
Bandbreite	B	TBD	MHz
Amplitudengang	$\Delta v$	TBD	dB
Ausgangsinterceptpunkt 3. Ordn.	OIP3	TBD	dBm
1dB-Kompressionspunkt	$P_{out1dB}$	TBD	dBm

Der Verstärker soll mit möglichst kleinen Abmessungen auf einem Substrat Rogers RO4350 mit einer Dicke von 30 mil realisiert werden. Ein- und Ausgang SMA-Buchsen.

Schaltungsentwurf nach Entwurfsablauf für den Verstärker für minimales Rauschen:

### 1. Stabilität überprüfen, Stabilisierung des Transistors

Wie bereit oben festgestellt, ist der Transistor nicht stabil. Für die Stabilisierung wird eine Topologie mit verlustloser Gegenkopplung im Emitterkreis und Bedämpfung durch einen Parallelwiderstand am Ausgang gemäss Abbildung 5.69 gewählt.



**Abbildung 5.69:** Prinzipschaltung zur Stabilisierung des Transistors

Die Gegenkopplung mit L1 im Emitterkreis hat folgende Auswirkungen:

- Die Stabilität wird bei tiefen Frequenzen verbessert, bei hohen Frequenzen (einige GHz) aber meist verschlechtert.
- Der optimale Quellenreflexionsfaktor für minimales Rauschmass  $\Gamma_{Sopt}$  und der Quellenreflexionsfaktor für maximale Verstärkung  $\Gamma_{SGmax}$  werden verschoben. In vielen Fällen ist es so, dass die beiden Reflexionsfaktoren näher zusammenrücken. Je kleiner der Abstand der beiden Reflexionsfaktoren ist, um so besser wird die Eingangsanpassung des Verstärkers, wenn der Quellenreflexionsfaktor  $\Gamma_{Sopt}$  für die Dimensionierung gewählt wird. Es kann auch versucht werden, mit der Gegenkopplung  $\Gamma_{Sopt}$  in die Nähe des Zentrums der Smith-Chart ( $50 \Omega$ ) zu bringen, um damit das Eingangsanpassungsnetzwerk einzusparen. Damit nimmt man aber eine Fehlanpassung am Eingang des Verstärkers in Kauf. Die Grösse der Fehlanpassung ist abhängig vom Abstand der beiden Reflexionsfaktoren. Siehe Abbildung 5.72.
- Die Verstärkung wird durch die Gegenkopplung vermindert
- Das Intermodulationsverhalten wird verbessert

Die Schaltung aus Abbildung 5.69 wurde mit frequenzabhängigen Elementen ergänzt, um Stabilität im ganzen Frequenzbereich zu erreichen. Die ideale Induktivität L1 wurde durch kurze Mikrostrip-Leitungen von den beiden Emitteranschlüssen ersetzt und am Ende mit

Vias (Durchplattierungen) mit Masse verbunden. Im Verlauf der Optimierung der Stabilisierungsschaltung wurden alle Elemente durch Reale Bauteile ersetzt, um möglichst genaue Simulationsergebnisse zu erhalten.

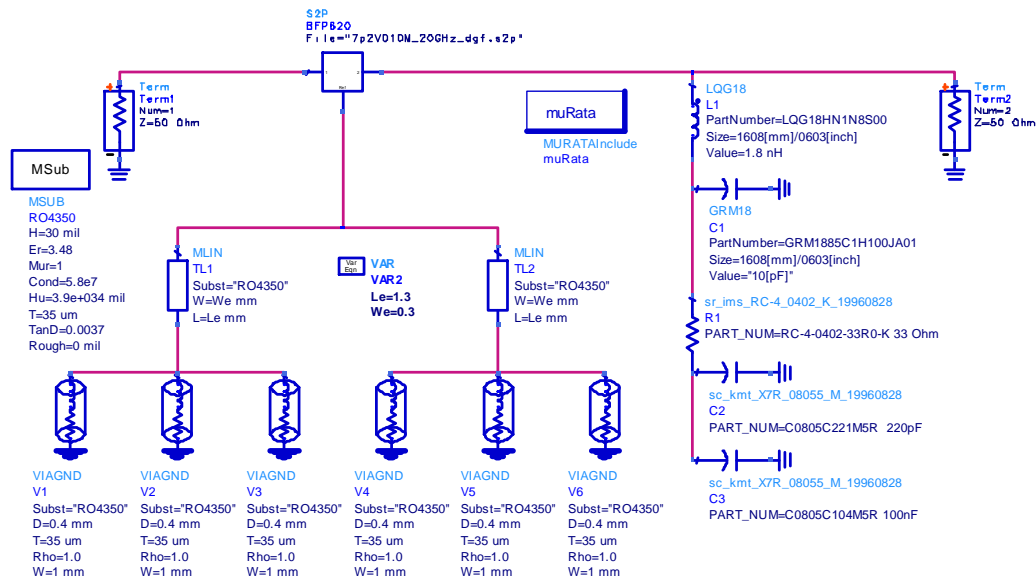


Abbildung 5.70: Vollständige Stabilisierungsschaltung mit realen Elementen

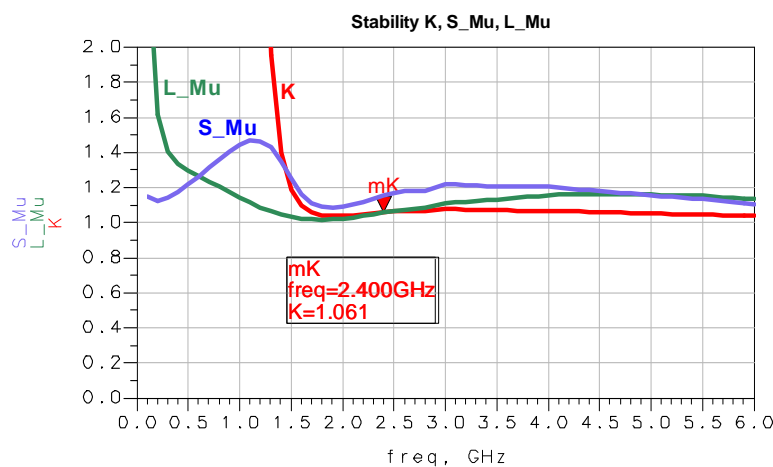
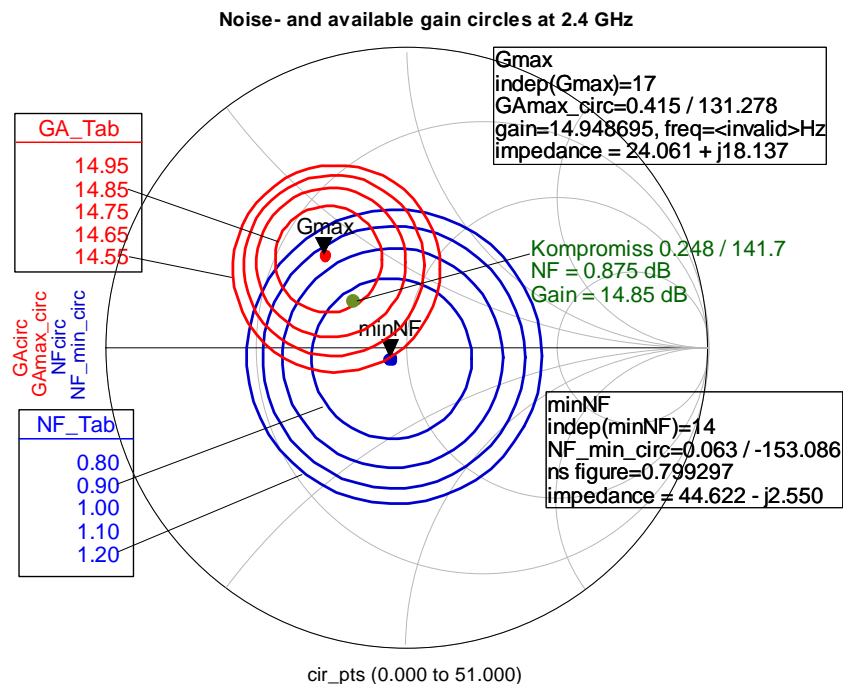


Abbildung 5.71: Erreichte Stabilität mit der Schaltung nach Abbildung 5.70

## 2. Rausch- und Verstärkungsreise in der Smith-Chart

Der Punkt minNF ist derjenige Quellenreflexionsfaktor  $\Gamma_{\text{Sopt}}$  der minimales Rauschen ergibt, der Punkt Gmax ist derjenige Quellenreflexionsfaktor  $\Gamma_{\text{SGmax}}$  der maximale Verstärkung ergibt (Abbildung 5.72).



**Abbildung 5.72:** Rausch- und Verstärkungskreise in der Smith-Chart (2.4 GHz)

### 3. Wahl des Quellenreflexionsfaktors

Wählt man  $\Gamma_{\text{Sopt}}$  als Quellenreflexionsfaktor erhält man ein Rauschmass von 0.8 dB bei einer Verstärkung von 14.55 dB mit Fehlanpassung am Eingang des Verstärkers.

Wählt man  $\Gamma_{\text{SGmax}}$  als Quellenreflexionsfaktor erhält man ein Rauschmass von 1.1 dB bei einer Verstärkung von 14.95 dB und idealer Anpassung am Eingang des Verstärkers.

Es können beliebige andere  $\Gamma_s$  als Quellenreflexionsfaktor als Kompromiss zwischen Rauschmass, Verstärkung und Fehlanpassung am Eingang des Verstärkers gewählt werden. Die Fehlanpassung ist um so kleiner, je kleiner der Abstand zwischen  $\Gamma_{\text{SGmax}}$  und dem gewählten  $\Gamma_s$ .

Für unser Beispiel wählen wir  $\Gamma_s = \Gamma_{\text{Sopt}}$ . Damit wird ein kleines Rauschmass, kleine Verstärkungseinbusse und kleine Fehlanpassung am Eingang erreicht. Da  $\Gamma_{\text{Sopt}}$  sehr nahe beim Zentrum der Smith-Chart liegt, kann auf ein Eingangsanpassungsnetzwerk verzichtet werden und es wird  $\Gamma_s = 0$ .

### 4. Berechnung der Verstärkung

Aus Abbildung 5.72 kann eine Verstärkung von 14.55 dB abgelesen werden. Die Berechnung mit Gl. (5.109) liefert das gleiche Resultat.

## 5. Eingangsanpassungsnetzwerk

Das Netzwerk entfällt, da  $\Gamma_s = 0$  ( $Z_s = 50\Omega$ ) gewählt wurde.

## 6. Ausgangsanpassungsnetzwerk

Für  $\Gamma_s = 0$  wird  $\Gamma_2 = S_{22}$  (S-Parameter des stabilisierten Transistors verwenden). Eine Lösung zeigt Abbildung 5.73.

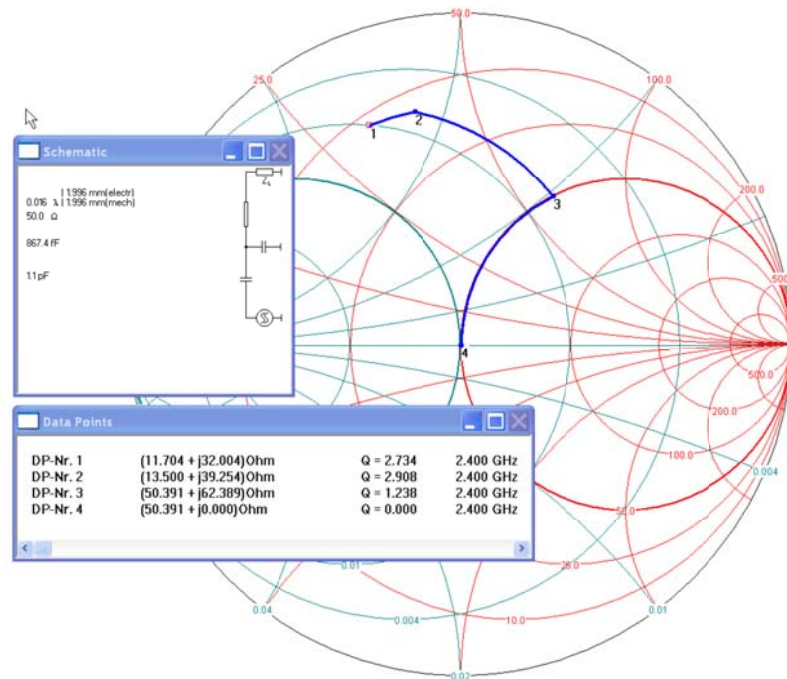


Abbildung 5.73: Ausgangsanpassungsnetzwerk

Durch Optimierung im Simulator konnte unter Verwendung realer Elemente die Parallelkapazität in Abbildung 5.73 eliminiert werden.

Abbildung 5.74 zeigt die Schaltung mit realen Elementen für die lineare Simulation mit S-Parametern. In Abbildung 5.75 sind die Simulationsergebnisse dargestellt. Bei 2.4 GHz wurden folgende Werte erreicht:

Rauschmass	NF	0.88	dB
Verstärkung	v	14.39	dB
Returnloss am Eingang	RL <sub>in</sub>	11.3	dB
Returnloss am Ausgang	RL <sub>out</sub>	26.2	dB

Eine Simulation mit einem nichtlinearen Modell für den Transistor liefert die gleichen Resultate. Diese Simulation liefert auch die Daten für die Intermodulation und Begrenzung

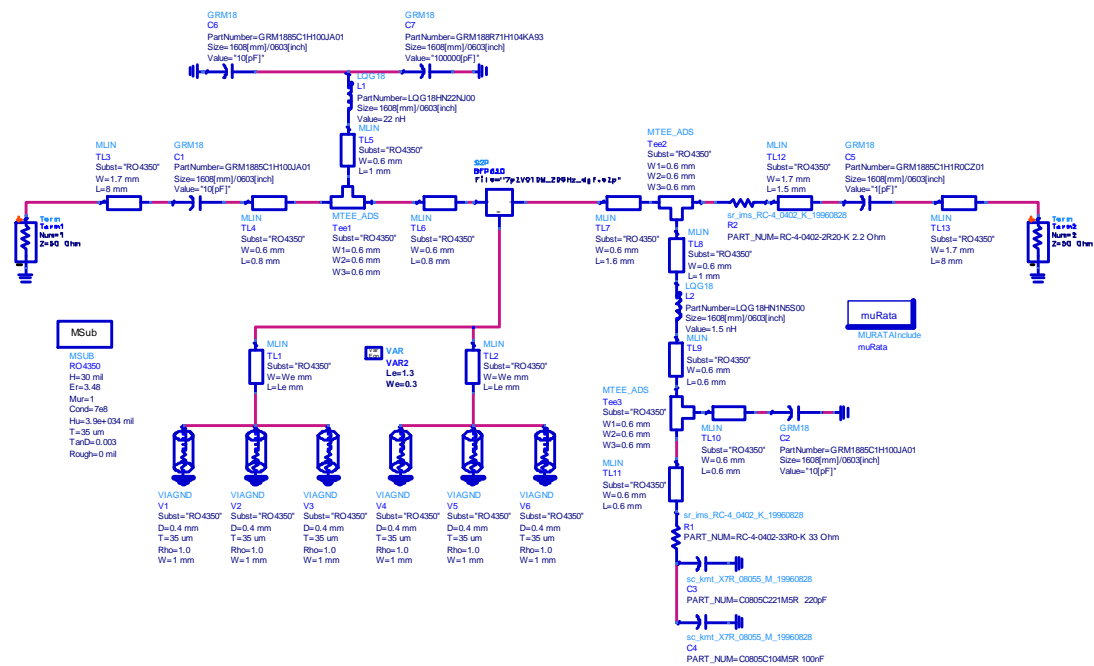


Abbildung 5.74: Komplettierte Schaltung mit realen Elementen für lineare Simulation

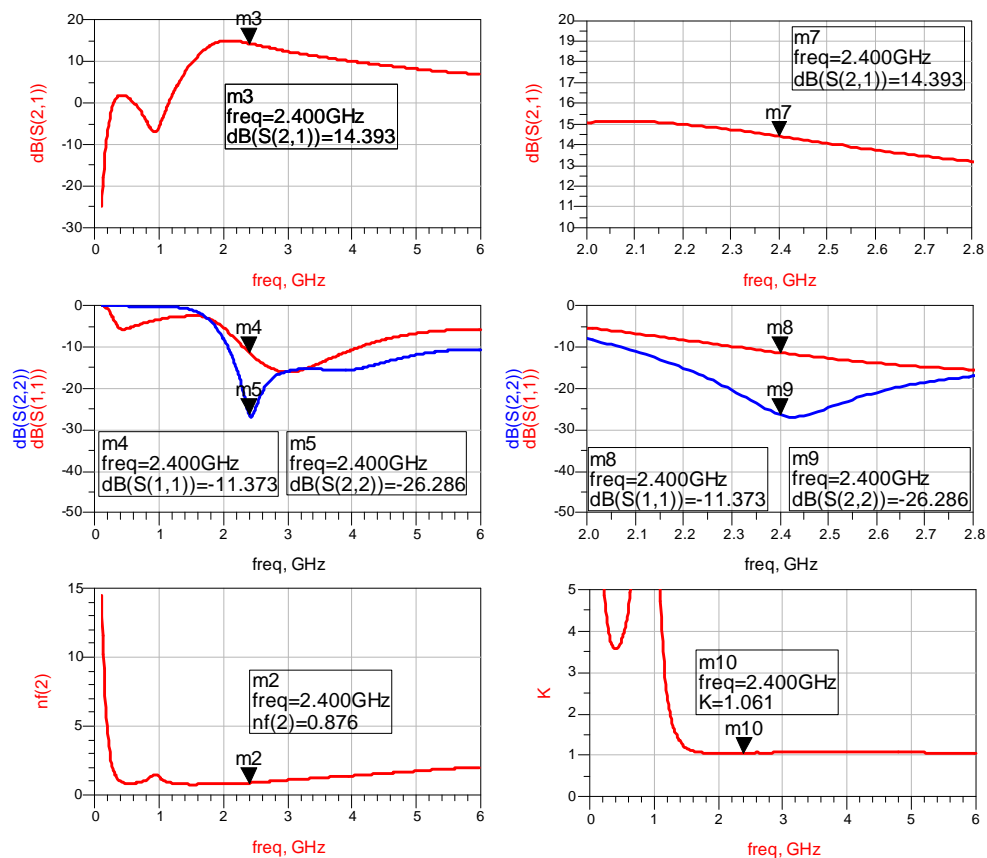


Abbildung 5.75: Resultate der linearen Simulation



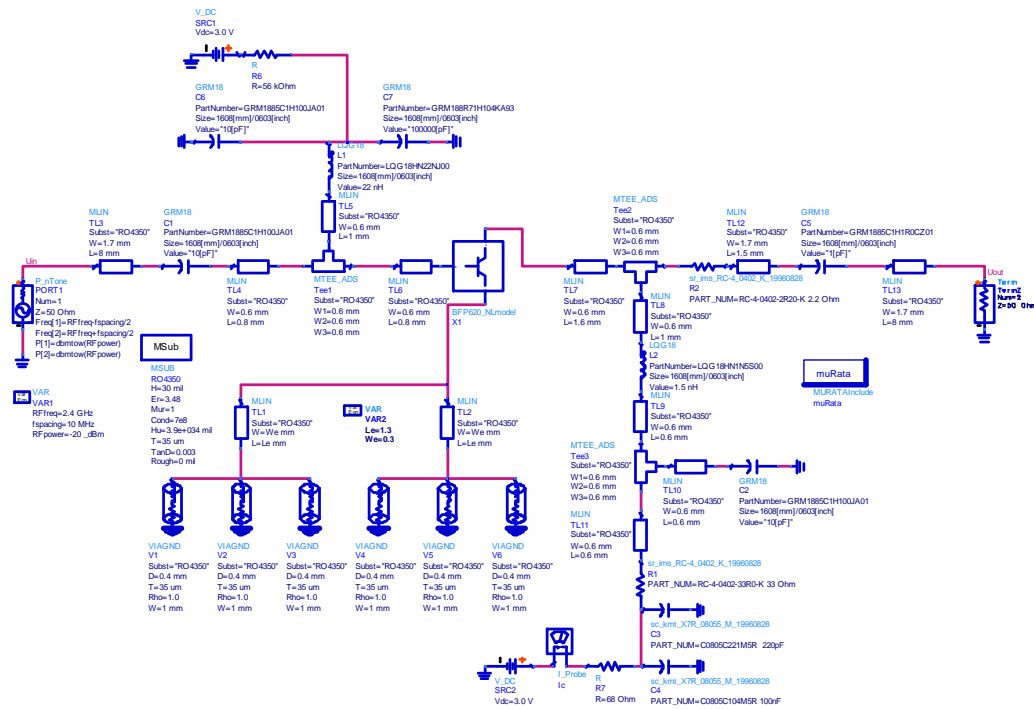


Abbildung 5.76: Komplette Schaltung mit realen Elementen für nichtlineare Simulation

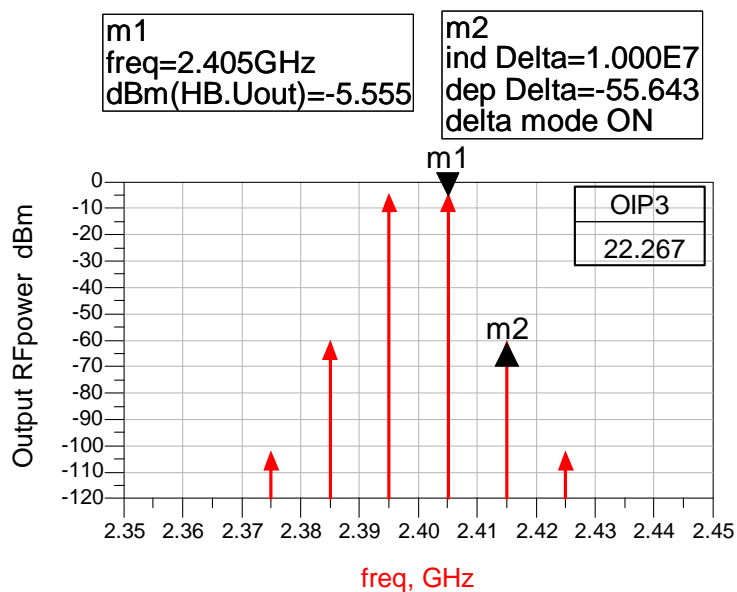
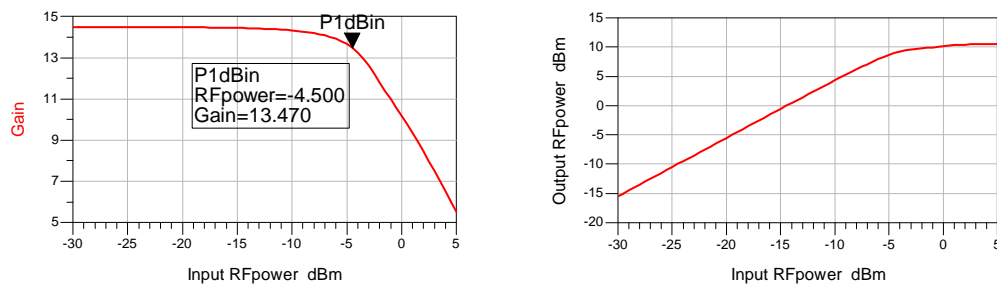


Abbildung 5.77: Intermodulation 3. und 5. Ordnung des LNA



**Abbildung 5.78:** 1dB-Kompression und Begrenzung des LNA

Damit können folgende Spezifikationen erreicht werden:

Speisespannung	$U_{CC}$	3.0	V
Stromaufnahme	$I_{CC}$	<11	mA
Kollektor-Emitterspannung	$U_{ce}$	2.0	V
Kollektorstrom	$I_c$	10	mA
Rauschmass	NF	0.9	dB
Verstärkung	$v$	14.3	dB
Returnloss am Eingang	$RL_{in}$	>10	dB
Returnloss am Ausgang	$RL_{out}$	>20	dB
Frequenzbereich		2.3 – 2.5	GHz
Amplitudengang	$\Delta v$	$\pm 0.4$	dB
Ausgangsinterceptpunkt 3. Ordn.	OIP3	22.2	dBm
1dB-Kompressionspunkt	$P_{out1dB}$	8.9	dBm

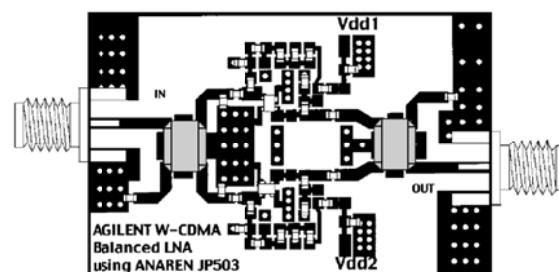
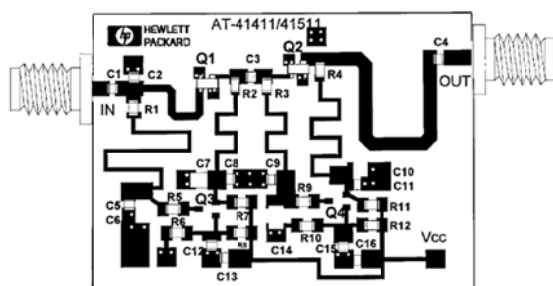
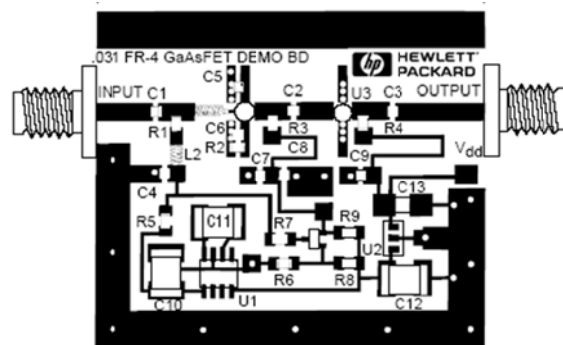
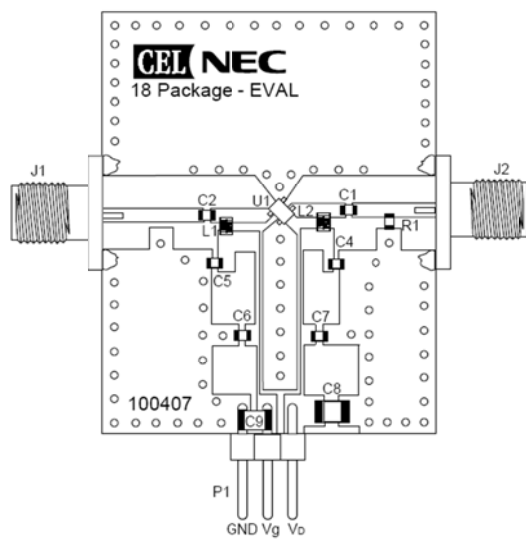
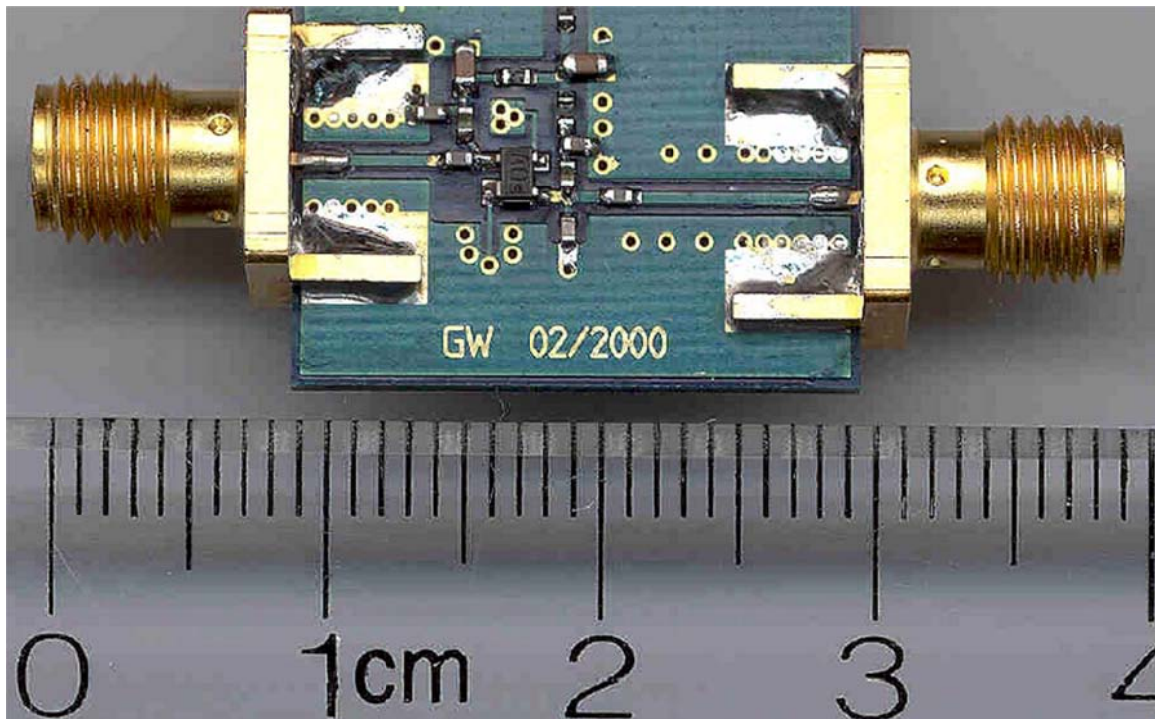
### Layoutaspekte

Für einen HF-gerechten Aufbau ist die Unterseite des Substrates möglichst mit voller Kupferfläche auszuführen. Signalleitungen sind ausschliesslich auf der Oberseite zu verlegen. Auch auf der Oberseite sind freie Flächen als Masseflächen auszuführen, die mit mehreren Vias mit der Masse auf der Unterseite zu verbinden sind. Werden in Ausnahmefällen Speiseleitungen auf der Unterseite geführt, ist darauf zu achten, dass sie nicht an Orten verlaufen, an denen das elektrische Feld von Mikrostrip-Leitungen gestört werden kann. Bei hoher Schaltungskomplexität werden meist Mehrlagenprints verwendet, bei denen auf der Bestückungsseite die Signalleitungen, auf der ersten Zwischenlage vollflächige Masse und auf den Lagen unterhalb der Masse die Speisungen und niederfrequente Signalleitungen geführt werden.

Masseverbindungen von der Bestückungslage sind induktivitätsarm mit Vias vorzunehmen und zwar physikalisch an dem Ort, an dem das Bauteil elektrisch auf Masse sein muss (Kapazitäten, Stubs, Stecker, etc.). Eine induktivitätsarme Masseverbindung kann durch mehrere benachbarte Vias erzielt werden.

Hochfrequente Signalleitungen mit Längen von grösser als einigen  $\lambda/100$  sind impeanzrichtig als Mikrostrip-Leitungen auszuführen.

Die folgenden Bilder geben einige Ideen zum HF-gerechten Layout.



### 5.5.3.5 Bilateraler Verstärkerentwurf für vorgegebene Verstärkung

Für eine vorgegebene Verstärkung stehen zwei Methoden zur Verfügung:

- a) Konjugiert komplexe Anpassung am Ausgang (Available Power Gain) mit Fehlanpassung am Eingang.
- b) Konjugiert komplexe Anpassung am Eingang (Operating Power Gain) mit Fehlanpassung am Ausgang.

Je nach gewünschten Spezifikationen wird eine dieser Methoden gewählt. Der Designablauf ist ähnlich zu 5.5.3.3 und 5.5.3.4. Es wird ein  $\Gamma_s$ , resp.  $\Gamma_L$  gewählt, das die gewünschte Verstärkung ergibt.

- a) Konjugiert komplexe Anpassung am Ausgang (Available Power Gain) mit Fehlanpassung am Eingang:

1. Stabilität überprüfen:  $k > 1$  oder  $MU > 1$   
Bei  $k < 1$  oder  $MU < 1$ : Transistor stabilisieren, siehe Kap. 5.5.1  
Bedämpfung am Ausgang vornehmen.
2. Verstärkungskreise auf der Eingangsebene der Smith-Chart eintragen und ein  $\Gamma_s$  das die gewünschte Verstärkung ergibt auswählen.  
(S-Parameter des stabilisierten Transistors verwenden)
3.  $\Gamma_s^*$  (konj. kompl.  $\Gamma_s$ ) auf Smith-Chart eintragen und von diesem Punkt ausgehend das Eingangsanpassungsnetzwerk mit Transformation auf  $50 \Omega$  bestimmen.
4.  $\Gamma_2$  berechnen:  $\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{Sopt}}{1 - S_{11}\Gamma_{Sopt}}$
5.  $\Gamma_2$  auf Smith-Chart eintragen und von diesem Punkt ausgehend das Ausgangsanpassungsnetzwerk mit Transformation auf  $50 \Omega$  bestimmen.

- b) Konjugiert komplexe Anpassung am Eingang (Operating Power Gain) mit Fehlanpassung am Ausgang:

1. Stabilität überprüfen:  $k > 1$  oder  $MU > 1$   
Bei  $k < 1$  oder  $MU < 1$ : Transistor stabilisieren, siehe Kap. 5.5.1  
Bedämpfung am Eingang vornehmen.
2. Verstärungskreise auf der Ausgangsebene der Smith-Chart eintragen und ein  $\Gamma_L$  das die gewünschte Verstärkung ergibt auswählen.  
(S-Parameter des stabilisierten Transistors verwenden)
3.  $\Gamma_L^*$  (konj. kompl.  $\Gamma_L$ ) auf Smith-Chart eintragen und von diesem Punkt ausgehend das Ausgangsanpassungsnetzwerk mit Transformation auf  $50 \Omega$  bestimmen.
4.  $\Gamma_1$  berechnen: 
$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$
5.  $\Gamma_1$  auf Smith-Chart eintragen und von diesem Punkt ausgehend das Eingangsanpassungsnetzwerk mit Transformation auf  $50 \Omega$  bestimmen.

### 5.5.3.6 Bilateraler Verstärkerentwurf für grosse Bandbreiten

Halbleiter weisen eine starke Frequenzabhängigkeit der S-Parameter auf. Um Verstärker mit konstanten Eigenschaften über einen grossen Frequenzbereich zu erreichen, werden hauptsächlich frequenzkompensierte Anpassungsnetzwerke oder Gegenkopplung verwendet.

#### Frequenzkompensierte Anpassungsnetzwerke:

Die Anpassungsnetzwerke am Eingang und Ausgang werden so dimensioniert, dass am oberen Bandende durch Anpassung die maximale Verstärkung erreicht wird und am unteren Bandende durch Fehlanpassung die gleiche Verstärkung wie am oberen Bandende erzielt wird. Die Fehlanpassung am unteren Bandende kann zu unerwünschten hohen Reflexionsfaktoren am Eingang der Gesamtschaltung führen. Werden zwei solche Verstärker mit 3dB-Kopplern zu einem sogenannten Balanced-Verstärker zusammengeschaltet, erhält man am Ein- und Ausgang der Gesamtschaltung sehr kleine Reflexionsfaktoren. Reflexionen am Eingang der einzelnen Verstärker summieren sich am isolierten Tor des 3dB-Kopplers auf der Eingangsseite.

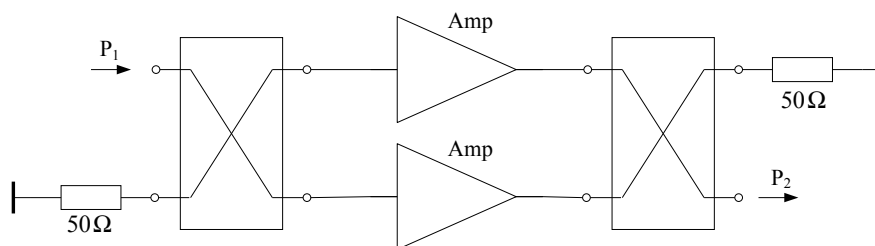


Abbildung 5.79: Balanced- Verstärker

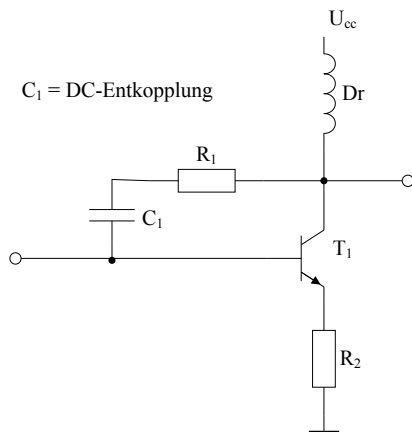
#### Verstärker mit Gegenkopplung:

Wird eine Seriegegenkopplung im Emitter und eine Parallelgegenkopplung vom Kollektor auf die Basis gleichzeitig verwendet, kann ein flacher Amplitudengang und gute Anpassung am Ein- und Ausgang gleichzeitig erzielt werden. Die Parallelgegenkopplung mit R1 ist hauptsächlich für die Verkleinerung der Ein- und Ausgangsimpedanz verantwortlich und R2 für die Einstellung der Verstärkung. Durch die Gegenkopplung wird auch die Linearität des Verstärkers deutlich verbessert. Als Nachteil muss eine reduzierte Verstärkung und ein erhöhtes Rauschmass in Kauf genommen werden.

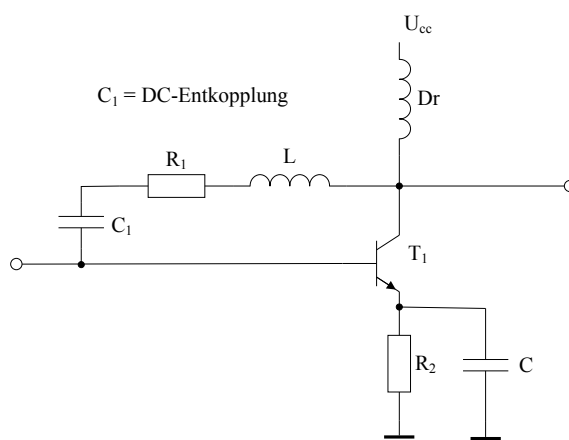
Für die Dimensionierung können folgende Approximationen verwendet werden:

$$\begin{aligned}
 R_1 &\approx Z_0 (1 + |v_u|) & v_u &= \text{gewünschte Spannungsverstärkung} < |S_{21_{f_{\max}}}| \\
 R_2 &\approx \frac{Z_0^2}{R_1} - \frac{2Z_0}{|S_{21_{f_{\min}}}|} & S_{21_{f_{\min}}}, S_{21_{f_{\max}}} &= S_{21} \text{ des Transistors bei der unteren,} \\
 Z_S = Z_L = Z_0 & & & \text{resp. oberen Grenzfrequenz des Verstärkers.}
 \end{aligned} \tag{5.110}$$

Diese Approximationen liefern gute Startwerte für eine CAE-Optimierung. Die Bandbreite kann durch eine frequenzabhängige Gegenkopplung wie in Abbildung 5.81 gezeigt noch vergrößert werden. Ein Parallel-C zu R<sub>2</sub> und ein Serie-L zu R<sub>1</sub> bewirkt eine Abnahme der Gegenkopplung bei höheren Frequenzen.



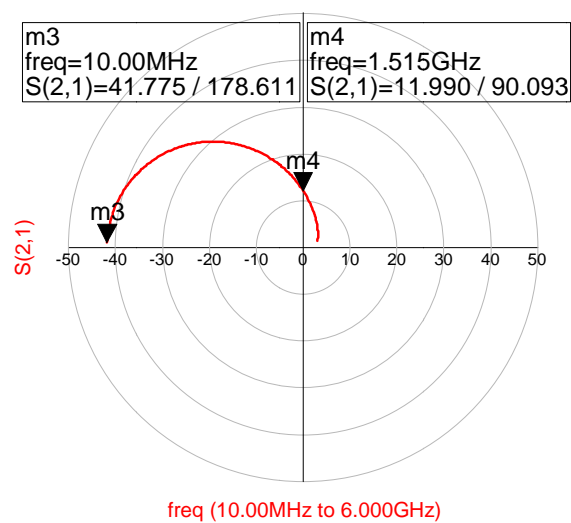
**Abbildung 5.80:** Breitbandverstärker mit Gegenkopplungen



**Abbildung 5.81:** Breitbandverstärker mit frequenzabhängiger Gegenkopplung

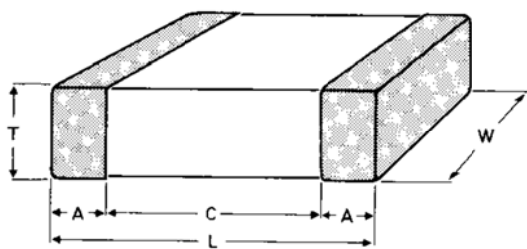
Bei Schaltungen mit Parallelgegenkopplung vom Ausgang auf den Eingang treten vielfach Stabilitätsprobleme auf. Bei der Emitterschaltung weicht mit zunehmender Frequenz die Phasendrehung immer mehr von 180 Grad ab und erreicht beim Transistor BFP620 bei 6 GHz beinahe 0 Grad. Bei Phasendrehungen unter 90 Grad liegt ein Teil der rückgekoppelten Spannung in Phase zum Eingangssignal, was zu erheblichen Stabilitätsproblemen führen kann. Abbildung 5.82 zeigt den Verlauf von  $S_{21}$  in Funktion der Frequenz beim Transistor BFP620 ( $U_{CE} = 2V$ ,  $I_C = 20\text{ mA}$ ). Hier ist deutlich ersichtlich, dass bereits ab 1.5 GHz die Phasendrehung kleiner als 90 Grad wird.

Der Grundsaltung in Abbildung 5.81 sind noch die Elemente für die Arbeitspunkteinstellung und Zuführung der Kollektorspannung, sowie eventuell weitere Netzwerke zur Stabilisierung und Ein- und Ausgangsanpassung hinzuzufügen. Die parasitären Elemente der Bauteile sind in einer Simulation ebenfalls zu berücksichtigen, oder noch besser die Bauteile durch reale Elemente zu ersetzen. Probleme bieten hier hauptsächlich die Widerstände, da die Widerstandswerte deutlich von den Werten abweichen, bei denen Widerstände einen kleinen reaktiven Anteil aufweisen. Chipwiderstände mit den Abmessungen 0402, 0603 und 0805 sind bei Werten um 80 Ohm bis zu hohen Frequenzen reell. Unterhalb 80 Ohm sind sie induktiv und oberhalb 80 Ohm kapazitiv (siehe Abbildung 5.83). Je grösser die Abmessungen der Bauteile, um so grösser ist der reaktive Impedanzanteil. Um den reaktiven Impedanzanteil klein zu halten sind niederohmige Widerstandswerte durch Parallelschaltung mehrerer Widerstände und hochohmige Widerstandswerte durch Serieschaltung mehrerer Widerstände zu realisieren.



**Abbildung 5.82:**  $S_{21}$  in Funktion der Frequenz (BFP620,  $U_{CE} = 2V$ ,  $I_C = 20\text{ mA}$ )

Chip-Abmessungen:



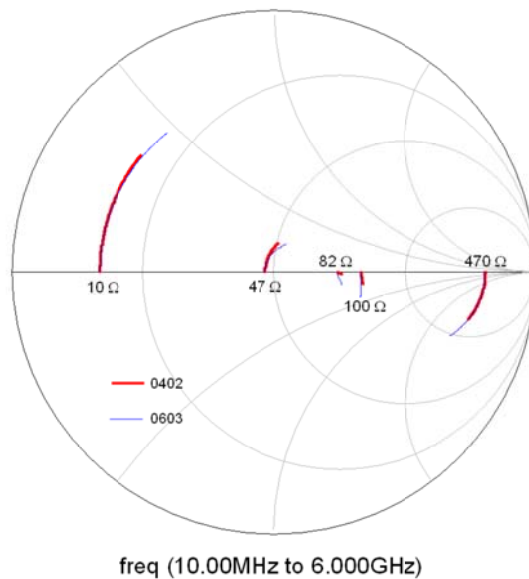
Bezeichnung	L (mm)	W (mm)
0402	1.0	0.5
0603	1.6	0.76
0805	2.0	1.25
1206	3.2	1.6
1210	3.2	2.5

Je zwei Stellen der Bezeichnung geben die Abmessung in Inch an.

Beispiel: 0805 L = 0.08 Inch W = 0.05 Inch

1 Inch = 25.4 mm





**Abbildung 5.83:** Impedanzen von Chip-Widerständen (Baugrößen 0402, 0603)

### Praktisches Anwendungsbeispiel: Breitbandverstärker für 10 MHz bis 3 GHz mit 12 dB Verstärkung

Der Verstärker soll im Frequenzbereich von 10 MHz bis 3 GHz eine Verstärkung von 12 dB  $\pm 0.2$  dB aufweisen. Ein- und Ausgnsreturnloss sollen für  $Z_0 = 50 \Omega$  20 dB nicht unterschreiten. Als Transistor wird wiederum der BFP620 mit einem Arbeitspunkt von  $U_{CE} = 2.0$  V,  $I_C = 20$  mA verwendet.

f	S11		S21		S12		S22		S21 in dB
GHz	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	dB
0.01	0.6410	-1.9	39.417	178.7	0.0032	18.1	0.9142	0.7	31.9
0.05	0.6443	-8.9	38.781	173.3	0.0042	56.3	0.9089	-5.9	31.8
0.10	0.6307	-17.2	38.014	166.9	0.0085	64.6	0.8990	-12.4	31.6
0.50	0.4827	-76.4	26.776	126.0	0.0320	59.8	0.6395	-52.8	28.6
1.00	0.3670	-121.8	16.289	101.3	0.0504	54.7	0.3846	-79.8	24.2
1.50	0.3363	-152.3	11.317	87.4	0.0656	53.3	0.2615	-99.4	21.1
2.00	0.3325	-173.3	8.601	77.4	0.0800	51.0	0.1912	-118.8	18.7
3.00	0.3637	156.9	5.759	61.0	0.1113	44.8	0.1393	-164.8	15.2
4.00	0.4418	135.7	4.259	46.5	0.1383	36.0	0.2072	157.2	12.6
5.00	0.5079	120.2	3.295	33.7	0.1599	27.7	0.2690	135.9	10.4
6.00	0.5592	109.3	2.665	22.5	0.1811	20.5	0.3133	116.0	8.5

**Abbildung 5.84:** S-Parameter des Transistors BFP620 mit  $U_{CE} = 2$  V,  $I_C = 20$  mA (Auszug)

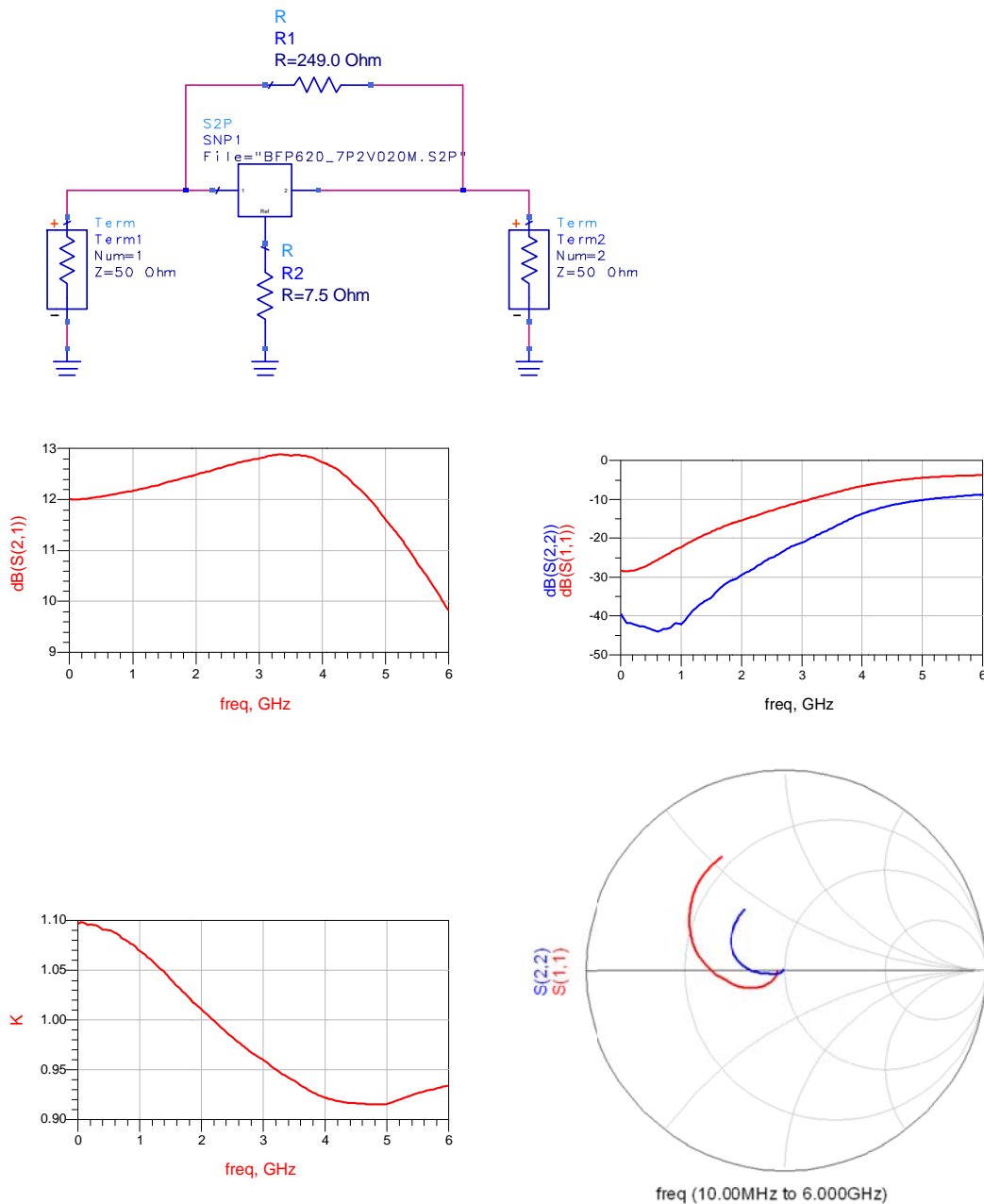
Der Transistor weist bei 3 GHz ein  $S_{21}$  von 5.795 (15.2 dB) auf. Es ist also genügend Verstärkungsreserve zu den geforderten 10 dB für die Gegenkopplung vorhanden ( $v_u < S_{21\text{fmax}}$ ).

Mit den Approximationen in Gl. (5.110) erhalten wir die Elementwerte für  $R_1$  und  $R_2$ :

$$v_u = 10^{\frac{12 \text{ dB}}{20}} = 3.98$$

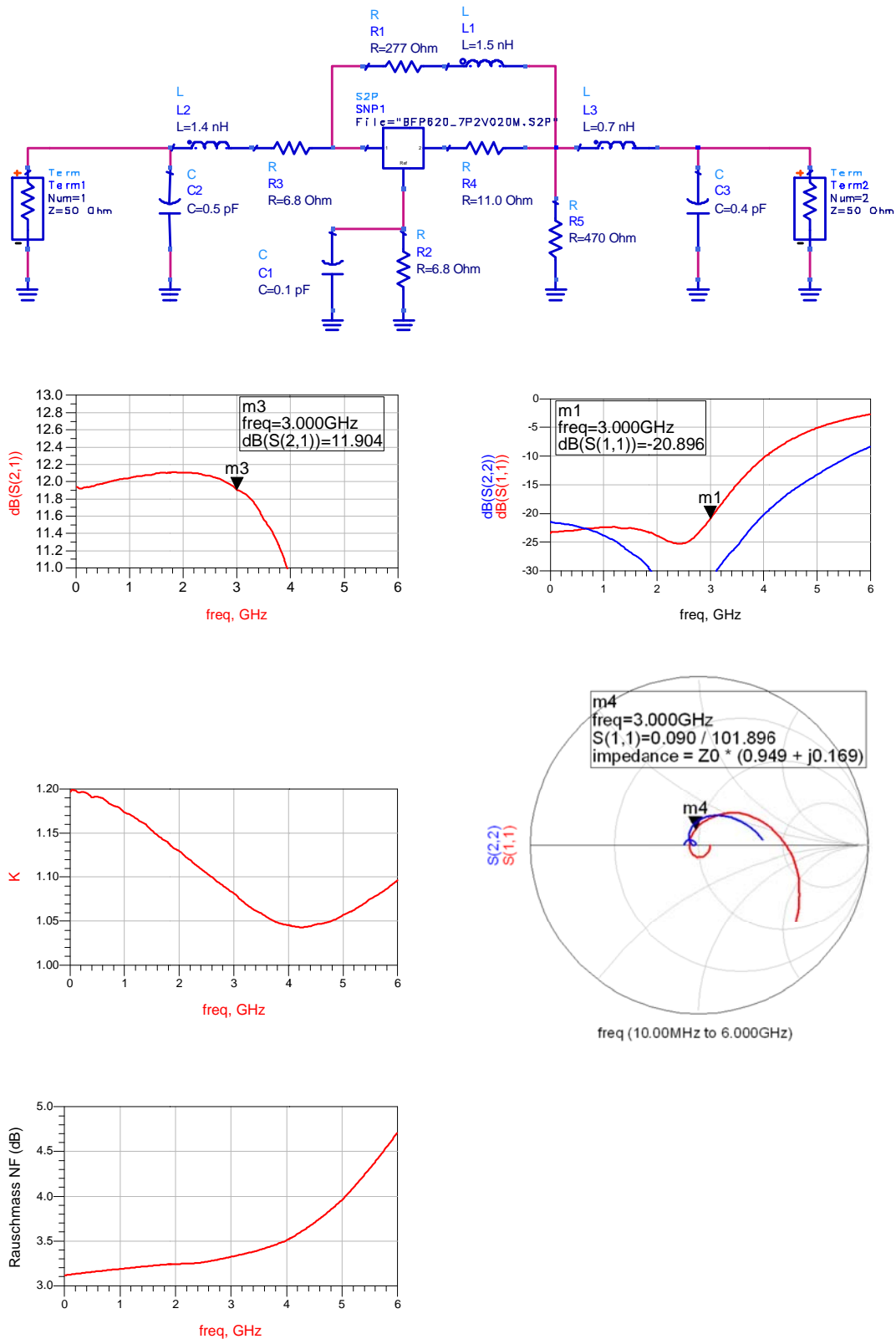
$$R_1 = Z_0 (1 + v_u) = 50 \Omega (1 + 3.98) = 249.0 \Omega$$

$$R_2 = \frac{Z_0^2}{R_1} - \frac{2Z_0}{S_{21f \min}} = \frac{(50 \Omega)^2}{249} - \frac{2 \cdot 50 \Omega}{39.417} = 7.5 \Omega$$



**Abbildung 5.85:** Schema und Simulationsergebnisse des Breitbandverstärkers

Aus Abbildung 5.85 ist ersichtlich, dass die erwarteten Stabilitätsprobleme oberhalb 2.2 GHz auftreten. Da die Ein- und Ausgangsimpedanzen kleiner als  $50 \Omega$  sind (siehe Smith-Chart), drängt sich eine Bedämpfung mit Seriewiderständen am Ein- und Ausgang auf. Der Amplitudengang erfüllt die geforderte Spezifikation von  $\pm 0.2$  dB nicht. Deshalb werden der Schaltung Elemente für eine frequenzabhängige Gegenkopplung hinzugefügt. Damit auch die Forderungen für das Ein- und Ausgangsreturnloss erfüllt werden können, wird ein- und ausgangsseitig ein Anpassungsnetzwerk mit Tiefpasscharakteristik angefügt. Eine Optimierung der Elementwerte im Simulator ergibt die Schaltung und Resultate nach Abbildung 5.86.



**Abbildung 5.86:** Schema und Simulationsresultate des optimierten Breitbandverstärkers

Weitere Optimierungen werden nach Einfügung der parasitären und realen Elemente notwendig sein.

## 5.6 Literatur zu Kapitel 5

- [1] Gonzalez, G.: Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design, Prentice Hall Inc. N.J., 1984 0-13-581646-7
- [2] Medley, M.W.: Microwave and RF Circuits: Analysis, Synthesis and Design Artech House, 1993 0-89006-546-2
- [3] Abrie, P.L.D.: Design of RF and Microwave Amplifiers and Oscillators Artech House, 1999 0-89006-797-X
- [4] M.L. Edwards/J.H. Sinsky: A new criterion for linear 2-port stability using geometrically derived parameters IEEE Transaction on MTT, Vol. 40, No. 12, pp. 2303-2311, Dec. 1992
- [5] Vendelin, G.D.: Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques Wiley-Interscience, N.Y., 1990 0-471-60276-0
- [6] Grosch, T.: Small Signal Microwave Amplifier Design Noble Publishing, 1999 1-884932-06-1
- [7] Carson, R.S.: High-Frequency Amplifiers, John Wiley & Son, N.Y. 1975 0-471-13705-7
- [8] Rizzi, P.A.: Microwave Engineering Passiv Circuits, Prentice-Hall, N.J., 1988 0-13-586702-9
- [9] Gupta, et al: Computer Aided Design of Microwave Circuits, Artech House, Inc., MA, 1981 0-890006-106-8
- [10] HP S-Parameter Design Application Note 154