

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis.....	1
1. Lösungen zu den Übungsaufgaben zur Hochfrequenz.....	1
1.1 Passive Bauelemente	2
1.1.1 Lö1a Serienschwingkreis	2
1.1.2 Lö2a Parallelschwingkreis	2
1.1.3 Lö3a Ein Bandfilter	2
1.1.4 Lö4a Bandbreite und Phasengang	2
1.1.5 Lö5a Ortskurven einer Reihenschaltung	3
1.1.6 Lö6a Ortskurven einer Parallelschaltung	4
1.1.7 Lö7a Ein Reihenschwingkreis mit Belastung	5
1.1.8 Lö8a Wandlung von Reihen- in Parallelschaltung.....	5
1.1.9 Lö9a Ein Beispiel für lose Kopplung	6
1.1.10 Lö10a Zeigerbild und Ortskurve	7
1.1.11 Lö11a Reihenschwingkreis am Generator	9
1.2 Vierpole	10
1.2.1 Lö1b Induktivitätsarme Masseanbindung und Stabilität.....	10
1.2.2 Lö2b Ein Kleinsignalverstärker	12
1.2.3 Lö3b Ein Dämpfungsglied.....	13
1.2.4 Lö4b Vierpolrechnung zu einem Anpassnetzwerk	18
1.3 Filter	19
1.4 Anpassung	20
1.4.1 Lö1d Impedanzablesungen im Smithdiagramm.....	20
1.4.2 Lö2d Reflexionsfaktorablesungen im Smithdiagramm.....	20
1.4.3 Lö3d Impedanz und Admittanz.....	20
1.4.4 Lö4d Entwicklung einer Ausgangsanpassung.....	20
1.5 Verstärker	23
1.5.1 Lö1e Umrechnung von W in dBm	23
1.5.2 Lö2e Umrechnung von dBm in W	23
1.5.3 Lö3e Ein SFET Breitbandverstärker	24
1.5.4 Lö4e Ein SFET Selektivverstärker.....	27

1. Lösungen zu den Übungsaufgaben zur Hochfrequenz

Die hier vorgestellten Lösungswege sollen als Beispiel dienen. Es gibt häufig noch andere Ansatzmöglichkeiten.

1.1 Passive Bauelemente

1.1.1 Lö1a Serienschwingkreis

$$C_{\text{Nenn}} = \underline{2.4 \cdot pF} \quad ; \quad R_S = \underline{0.307 \cdot \Omega}$$

1.1.2 Lö2a Parallelschwingkreis

$$L_P = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_R)^2 \cdot C} = \underline{79nH} \quad ; \quad Q = \frac{f_R}{B} = \underline{628.67} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_R \cdot C}{G_P} = 2 \cdot \pi \cdot f_R \cdot C \cdot R_P$$

$$R_P = \underline{29.4k\Omega}$$

1.1.3 Lö3a Ein Bandfilter

$$f_R = \sqrt{f_U \cdot f_O} \quad ; \quad L_S = \frac{1}{\omega_R^2 \cdot C} = \underline{43.8nH} \quad ; \quad Q = \frac{f_R}{B} = \frac{f_R}{f_O - f_U} = \underline{7.03} = \frac{\omega_R \cdot L_S}{R_S}$$

$$R_S = \frac{\omega_R \cdot L_S}{Q} = 4.97\Omega \approx \underline{5\Omega}$$

1.1.4 Lö4a Bandbreite und Phasengang

Der Ansatz ist, dass bei der unteren 3dB Grenzfrequenz des Reihenschwingkreises der Phasenwinkel -45° beträgt. Alternativ kann auch mit der oberen 3dB Grenzfrequenz angefangen werden. Hier beträgt der Phasenwinkel $+45^\circ$. Machen Sie sich bei Unklarheiten immer eine Skizze vom Impedanzzeiger und seiner Ortskurve. Mit

$$\tan \varphi = \frac{X}{R} = 1 \quad \text{für } \varphi = 45^\circ \quad \text{folgt } X = R \quad \text{für den Fall der oberen 3dB}$$

Grenzfrequenz. Der Reihenschwingkreis ist hier bereits induktiv. Das bedeutet, wenn Sie an dieser Frequenz und nur an dieser eine Impedanzmessung durchführen würden, dann würden Sie im Ergebnis einen positiven Blindwiderstand erhalten und daraus auf eine Spulen-Widerstandskombination als Ersatzschaltbild schließen. Erst wenn Sie an einer zweiten Frequenz z.B. unterhalb der Resonanz eine weitere Messung durchführen würden, erst dann könnten Sie auf einen Resonator schließen. Für die obere 3dB Grenzfrequenz geht die Rechnung weiter mit:

$$R = \frac{Z_K}{Q} = \frac{\omega_R \cdot L}{Q} = \underline{0.43\Omega} \quad \text{und} \quad X = \omega_O \cdot L - \frac{1}{\omega_O \cdot C} \quad \text{mit dem Ansatz } X=R \text{ folgt:}$$

$$0.43\Omega = \omega_O \cdot L - \frac{1}{\omega_O \cdot C}$$

Die daraus sich ergebende quadratische Gleichung führt als eine der beiden Lösungen zu

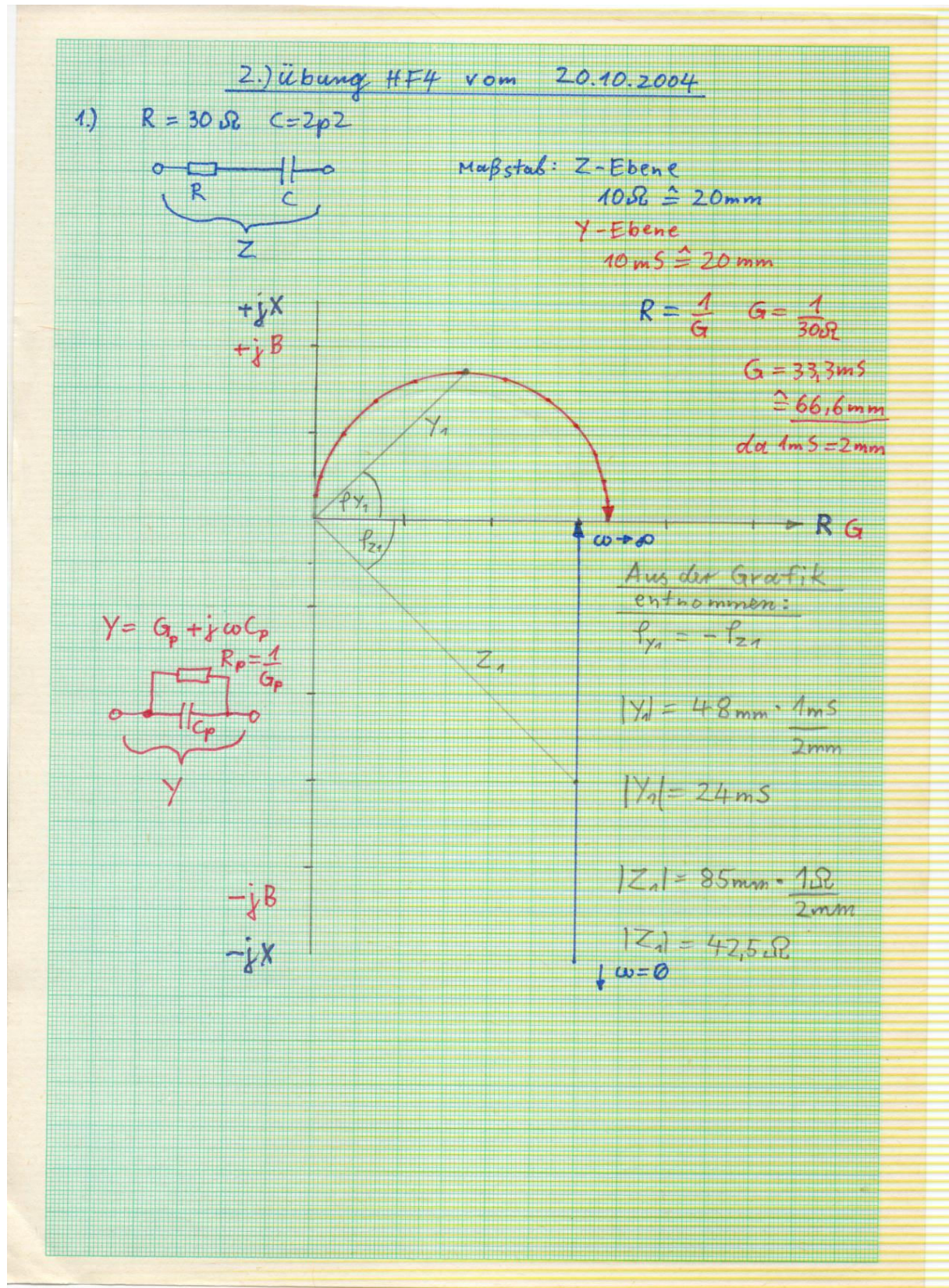
$$f_O = \underline{1.87829GHz}$$

Mit $f_R^2 = f_O \cdot f_U$ kann man sich jetzt die untere 3dB Eckfrequenz ausrechnen.

$$f_U = \underline{1.857GHz}$$

Bei der Resonanzfrequenz selber beträgt die Phase immer 0° . Daher gehört in die mittlere Spalte der Tabelle die Resonanzfrequenz.

1.1.5 Lö5a Ortskurven einer Reihenschaltung



14.06.2007



1.1.7 LÖ7a Ein Reihenschwingkreis mit Belastung

Die Lösung beginnt mit der Bestimmung der Resonanzfrequenz:

$$f_R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}} = \underline{\underline{50.33 \text{ MHz}}}$$

Weiter geht es mit der Leerlaufgüte, welche durch die Kondensatorgüte und die Güte der Spule beeinflusst wird:

$$Q_C = \frac{X_C}{R_C} = \frac{1}{\omega_R \cdot C \cdot R_C} ; \quad R_C = \frac{1}{\omega_R \cdot C \cdot Q} = \underline{\underline{0.211 \Omega}}$$

$$Q_L = \frac{X_L}{R_{LS}} = \frac{\omega_R L}{R_{LS}} ; \quad R_{LS} = \frac{\omega_R L}{Q_L} = \frac{63.4 \Omega}{90} = \underline{\underline{0.703 \Omega}}$$

Aus der Reihenschaltung dieser beiden Widerstände setzen sich die Verluste des unbelasteten Kreises zusammen:

$$Q_{\text{Leerlauf}} = \frac{\omega_R L}{R_C + R_{LS}} = \frac{63.24 \Omega}{0.914 \Omega} = \underline{\underline{69.2}}$$

Durch den direkten Anschluß von Quelle und Last wird der Kreis zusätzlich bedämpft.

$$Q_{\text{Betrieb}} = \frac{\omega_R L}{R_C + R_{LS} + R_Q + R_L} = \frac{63.24 \Omega}{11.914 \Omega} = \underline{\underline{5.3}}$$

Das ist eine erhebliche Verminderung. Rechnen Sie mal die Bandbreiten für beide Fälle aus und vergleichen Sie diese!

1.1.8 LÖ8a Wandlung von Reihen- in Parallelschaltung

$$Z = R - j \cdot \frac{1}{\omega \cdot C} = 25 \Omega - j \cdot 40.19 \Omega = \underline{\underline{47.33 \Omega \cdot e^{-j58.11^\circ}}}$$

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{47.33 \Omega} \cdot \frac{1}{e^{-j58.11^\circ}} = \underline{\underline{21.12 \text{ mS} \cdot e^{+j58.11^\circ}}} = 11.16 \text{ mS} + j17.94 \text{ mS} = G_p + jB_c$$

$$R_p = \frac{1}{G_p} = \underline{\underline{89.6 \Omega}} \quad \text{und} \quad B_c = \omega \cdot C = 17.94 \text{ mS}$$

Es ergibt:

$$C = \frac{17.94 \text{ mA} \cdot \text{s}}{2 \cdot \pi \cdot 1.8 \cdot 10^9 \cdot \text{V}} = \underline{\underline{1.58 \text{ pF}}}$$

Die ermittelte Parallelschaltung aus 89.6Ω und 1.58pF weist bei 1.8 GHz und nur bei dieser Frequenz das gleiche Verhalten auf wie die Reihenschaltung aus 25Ω und 2.2pF. Die Abweichungen bei eng benachbarten Frequenzen sind zu diskutieren.

1.1.9 Lö9a Ein Beispiel für lose Kopplung

Die Lösung beginnt mit der Bestimmung des Kondensators C:

$$(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{Res}})^2 = \frac{1}{L \cdot C} \quad \text{wird umgestellt nach C:}$$

$$C = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{Res}})^2 \cdot L} = \underline{\underline{18.2 \text{ pF}}}$$

Weiter geht es mit der Berechnung der Betriebsgüte des Parallelschwingkreises, die später mit der Festlegung von $\ddot{u}$ eingestellt werden muss um die vorgegebene 3dB Bandbreite von 11,8MHz zu erhalten:

$$Q_{\text{Betrieb}} = \frac{f_{\text{Res}}}{B} = \frac{118 \text{ MHz}}{11.8 \text{ MHz}} = 10 = \frac{B_C}{G_{\text{Ges}}}$$

In G_{Ges} sind alle Verluste enthalten. Diese setzen sich aus 4 Ursachen zusammen. Die endliche Güte des C und seine Verluste werden in einem parallelen Wirkleitwert zusammengefasst :

$$Q_C = \frac{B_C}{G_C} = 300$$

wird umgestellt und führt zu:

$$G_C = \frac{B_C}{Q_C} = \frac{\omega_{\text{Res}} \cdot C}{300} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 118 \text{ MHz} \cdot 18.2 \text{ pF}}{300} = \underline{\underline{45 \mu\text{S}}}$$

Die Verluste der Induktivität werden in einem weiteren Wirkleitwert erfasst :

$$G_L = \frac{B_L}{Q_L} = \frac{1}{\omega_{\text{Res}} \cdot L_{\text{Ges}} \cdot Q_L} = 149.8 \mu\text{S} \approx \underline{\underline{150 \mu\text{S}}}$$

Der dritte Verlust entsteht durch die Belastung am Ausgang:

$$G_{\text{Last}} = \frac{1}{R_{\text{Last}}} = \frac{1}{5 \text{ k}\Omega} = \underline{\underline{200 \mu\text{S}}}$$

Durch die Ankopplung der Quelle wird der Kreis zusätzlich bedämpft. Das ist der vierte Verlust der mit einem Wirkleitwert ausgedrückt wird. Jedoch liegt der Innenwiderstand des Generators nicht direkt parallel zum Schwingkreis. Durch das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ ist parallel zum Resonator $R_I \cdot \ddot{u}^2$ wirksam. Dadurch erhalten wir mit

$$R_I = 50 \Omega :$$

$$G_{\text{Quelle}} = \frac{1}{R_I \cdot \ddot{u}^2} = \frac{G_I}{\ddot{u}^2} = \frac{20 \text{ mS}}{\ddot{u}^2}$$

Die Betriebsgüte des vollständig belasteten Kreises ergibt sich jetzt wie folgt:

$$Q_{\text{Betrieb}} = \frac{\omega_R C}{G_C + G_L + G_{\text{Last}} + \frac{G_I}{\ddot{u}^2}}$$

Dieser Ausdruck wird nach $\ddot{u}$ umgestellt:

$$G_C + G_L + G_{Last} + \frac{G_I}{\ddot{u}^2} = \frac{\omega_{Res} \cdot C}{Q_{Betrieb}}$$

$$\frac{G_I}{\ddot{u}^2} = \frac{\omega_{Res} \cdot C}{Q_{Betrieb}} - \frac{(G_C + G_L + G_{Last}) \cdot Q_{Betrieb}}{Q_{Betrieb}}$$

$$\frac{G_I}{\ddot{u}^2} = \frac{\omega_{Res} \cdot C - (G_C + G_L + G_{Last}) \cdot Q_{Betrieb}}{Q_{Betrieb}}$$

Das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}$ ergibt sich damit wie folgt:

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{G_I \cdot Q_{Betrieb}}{\omega_{Res} \cdot C - (G_C + G_L + G_{Last}) \cdot Q_{Betrieb}}} = \sqrt{\frac{20mS \cdot 10}{13.49mS - (45\mu S + 150\mu S + 200\mu S) \cdot 10}} = \underline{\underline{4.57}}$$

1.1.10 LÖ10a Zeigerbild und Ortskurve

Es beginnt mit der Berechnung des Leitwertes des 100Ω Widerstandes:

$$G = \frac{1}{R} = \frac{1}{100\Omega} = \underline{10mS}$$

Der Blindleitwert der $4.7nH$ Spule ist frequenzabhängig:

$$B_L = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L}$$

Die Admittanz berechnet sich für den Fall L parallel R wie folgt:

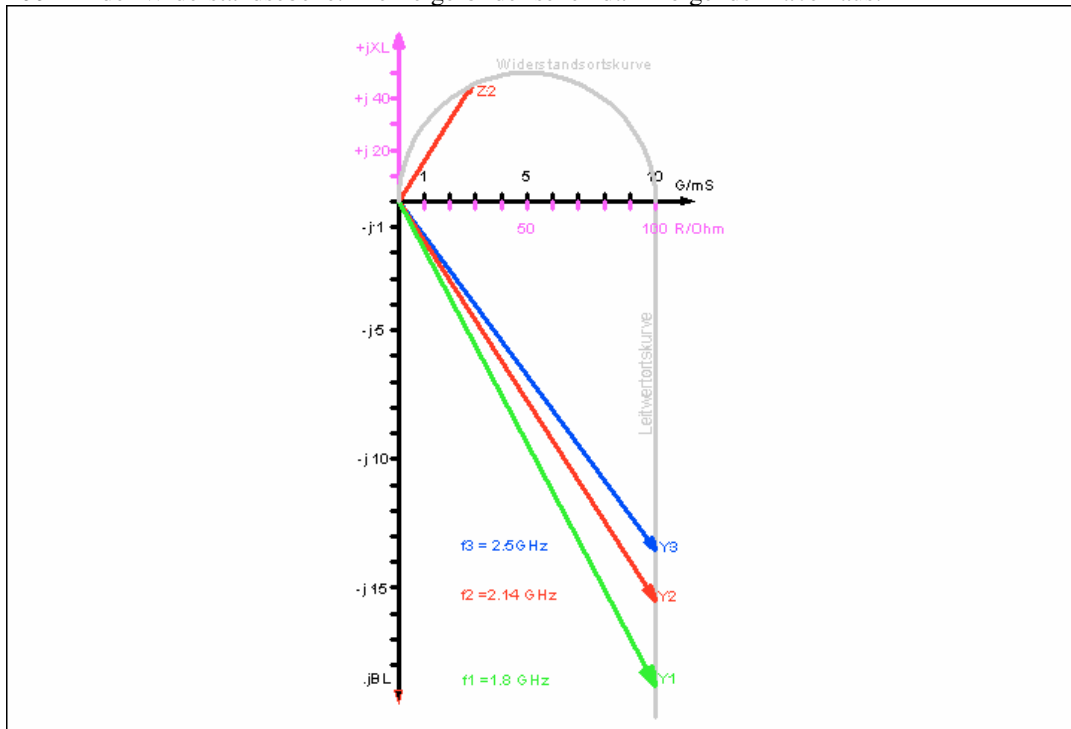
$$Y = G - j \cdot B_L$$

Für mehrere Frequenzen ist hier eine Tabelle zum Erfassen der Zwischenergebnisse praktisch:

Laufender Index n	1	2	3
f_n / GHz	1.8	2.14	2.5
G / mS	10		
$-jB_{Ln} / mS$	-j18.81	-j15.82	-j13.54
$ Y _n / mS$	21.32	18.71	16.83
$\varphi_{Yn} / ^\circ$	-62	-57.7	-53.5

Mit der Tabelle als Ausgangsbasis lassen sich jetzt die Zeigerbilder und vor allem die Wahl eines geeigneten Zeichenmaßstabes besser planen:

Vorschlag für den Maßstab: 100mm entsprechen 10mS in der Leitwertebene und 100 mm entsprechen 100Ω in der Widerstandsebene. Die Zeigerbilder sehen dann folgendermaßen aus:



Das

Ermitteln der äquivalenten Reihenschaltung für den Fall $f_2 = 2.14 \text{ GHz}$: Entweder die Lösung erfolgt grafisch auf der Grundlage der Kenntnisse über Ortskurven oder Sie erfolgt rechnerisch. Für die grafische Lösung wird nur der Zeiger Z2 ausgemessen im obigen Diagramm und dann die Länge mittels Verhältnissbildung ($100 \text{ mm} = 100 \Omega$ dann sind $1 \text{ mm} = 1 \Omega$) in einen Ohmwert umgerechnet. Um Z2 grafisch zu erhalten müssen Sie den Y2 Zeiger an der x-Achse spiegeln. Der Schnittpunkt mit dem Halbkreis ergibt die Länge von Z2. Der Durchmesser des Halbkreises ist G, da bei unendlich hoher Frequenz der Blindleitwert der Spule Null wird. Da R und L parallel liegen, bestimmt der Widerstand R alleine den Gesamtleitwert. Beim Phasenwinkel von Z2 ist der Betrag des Winkels der gleiche wie bei Y2 nur das Vorzeichen hat gewechselt durch die Inversion.

Die Lösung ohne Grafik für den Fall $f = 2.14 \text{ GHz}$:

$$Z_2 = \frac{1}{Y_2} = \frac{1}{18.71 \text{ mS}} \cdot \frac{1}{e^{-j57.7^\circ}} = \underline{\underline{53.44 \cdot e^{j57.7^\circ} \cdot \Omega}}$$

Jetzt umwandeln in die kartesische Form:

$$Z_2 = |Z_2| \cdot (\cos 57.7^\circ + j \sin 57.7^\circ) \cdot \Omega = \underline{\underline{(28.3 + j \cdot 44.8) \cdot \Omega}}$$

Das ergibt in der Impedanzwelt einen 28.3Ω Widerstand mit einer Spule in Reihe, welche einen Blindwiderstand von 44.8Ω bei $f = 2.14 \text{ GHz}$ aufweist. Jetzt muss nur noch L errechnet werden:

$$X_{L2} = 2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot L_2$$

Nach L umgestellt

$$L_2 = \frac{X_{L2}}{2 \cdot \pi \cdot f_2} = \underline{\underline{3.3 \text{ nH}}} \quad R_2 = \underline{\underline{28.3 \Omega}}$$

Der Index 2 soll daran erinnern, dass diese Werte nur für 2.14 GHz zutreffen. Für jeden Punkt auf der Ortskurve muss eine eigene äquivalente Schaltung errechnet werden! Prüfen Sie doch mal die Bauelementewerte für f_1 und f_3 durch Ausrechnen ab und schauen Sie sich die Veränderung des L- und R-Wertes an.

1.1.11 LÖ11a Reihenschwingkreis am Generator

Die gegebene Reihenschaltung stellt einen Serienschwingkreis dar.
Es beginnt mit der Ermittlung der Resonanzfrequenz:

$$\omega_{Res} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{\sqrt{8.2nH \cdot 5.6pF}} = 4.666 \cdot 10^9 \frac{1}{s}$$

$$f_{Res} = \frac{\omega_{Res}}{2 \cdot \pi} = \underline{\underline{742.71MHz}}$$

Über die Güten von L und C berechnen wir deren jeweiligen Anteil an den Verlusten:

$$Q_L = \frac{X_L}{R_{VL}} \quad \text{umgestellt nach}$$

$$R_{VL} = \frac{X_L}{Q_L} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 742.71 \cdot 10^6 \cdot 8.2 \cdot 10^{-9} \cdot V \cdot s}{20 \cdot s \cdot A} = \frac{38.26 \cdot \Omega}{20} = \underline{\underline{1.913 \cdot \Omega}}$$

Für den Kondensator gilt das analog. Da bei Resonanz $X_L = X_C$ gilt, kann gleich der für X_L bereits ermittelte Wert eingesetzt werden:

$$R_{VC} = \frac{X_C}{Q_C} = \frac{38.26 \cdot \Omega}{100} = \underline{\underline{0.38 \cdot \Omega}}$$

Die Leerlaufgüte des Kreises ergibt sich jetzt wie folgt:

$$Q_{Kreis} = \frac{X_L}{R_{VL} + R_{VC} + R1} = \frac{38.26 \cdot \Omega}{(1.913 + 0.383 + 4.7) \cdot \Omega} = \frac{38.26}{7} = \underline{\underline{5.47}}$$

Bei Resonanz heben sich die Blindelemente gegenseitig auf. Daher kann man bei der Resonanzfrequenz die Schaltung rein ohmsch betrachten und erhält effektiv nur eine Kette aus Wirkwiderständen, welche als Reihenschaltung den Generator belastet. Der Generator wird als ideale Spannungsquelle mit zusätzlichem 50Ω Innenwiderstand beschrieben. Zu diesen 50Ω in Reihe liegen der $R1$ und R_{VC} und R_{VL} . Die Spannung über $R1$ errechnet sich nun wie folgt:

$$\frac{U_{R1}}{U_{LeerGen}} = \frac{4.7 \cdot \Omega}{(50 + 1.913 + 0.383 + 4.7) \cdot \Omega} = \frac{4.7}{57} = \underline{\underline{0.0824}}$$

daraus folgt:

$$U_{R1eff} = 0.0824 \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} U_{LeerGen,SpitzeSpitze}$$

$$U_{R1eff} = 0.0291 \cdot 250mV = \underline{\underline{7.29mV}}$$

1.2 Vierpole

1.2.1 LÖ1b Induktivitätsarme Masseanbindung und Stabilität

- a) Die z-Parameter sind geeignet, da die Vierpole A und B übereinander in Reihe geschaltet sind. Der Klemmenstrom vom Eingang des Vierpoles A fließt aus der unteren Klemme heraus und ist gleich dem Klemmenstrom, der an der oberen Klemme am Eingang des Vierpoles B hineinfließt. Die Eingangsklemmenpaare liegen in Reihe, haben einen gemeinsamen Strom und ihre Spannungen addieren sich wie bei Reihenschaltungen üblich. Da die Impedanz Z_{11} proportional U ist, addieren sich auch die in Reihe liegenden Impedanzen Z_{11a} und Z_{11b} . Der analoge Fall liegt am Ausgang vor. Daher sind für diese Aufgabe z-Parameter die richtige Wahl.
- b) Die s-Matrix muss in eine z-Matrix gewandelt werden. Dazu verwenden Sie bitte die Formeln aus der Umrechnungstabelle, welche im Dokument Vierpole zu finden ist. Dabei ist zu beachten, dass die aus der Umrechnungstabelle erhaltene z-Matrix eine dimensionslose normierte Matrix ist, welche dann erst mit dem Bezugswellenwiderstand von 50Ω multipliziert werden muss um die vollständige z-Matrix zu erhalten :

Gegeben sind die S-Parameter für den Vierpol A in polarer Form:

$$S_A = \begin{vmatrix} 0.1497 \cdot e^{j77.14^\circ} & 0.051 \cdot e^{-j69.6^\circ} \\ 5.317 \cdot e^{-j10.85^\circ} & 0.343 \cdot e^{-j167.8^\circ} \end{vmatrix}$$

Für die Umrechnung empfiehlt sich die Verwendung einer Mathematiksoftware (Matlab, Mathcad, Mathematica oder ähnliches) oder die Eingabe in einen programmierbaren Taschenrechner. Vielleicht ein HP 48 oder ein TI 89. Wird das Programm geschickt aufgesetzt ist es später für ähnliche Aufgaben und Fragestellungen wiederverwendbar.

Die z-Matrix für den Transistor bei 2.14GHz errechnet sich unter Verwendung der Umrechnungstabelle aus dem Dokument Vierpole wie folgt:

$$z_A = \begin{vmatrix} 1.111 - j0.1245 & 0.0194 - j0.078 \\ 8.023 - j2.504 & 0.492 - j0.401 \end{vmatrix} \cdot 50\Omega = \begin{vmatrix} 55.57 - j6.22 & 0.97 - j3.917 \\ 401.15 - j125.18 & 24.61 - j20.08 \end{vmatrix} \cdot \Omega$$

- c) Für die Induktivität wird die Z-Matrix B aufgestellt. Die Impedanz der idealen Induktivität ist rein imaginär:

$$jX_L = j\omega L$$

für $L = 1.5\text{nH}$ ergibt sich

$$z_B = \begin{vmatrix} j20.17 & j20.17 \\ j20.17 & j20.17 \end{vmatrix} \cdot \Omega$$

d) Die z-Matrix A und die z-Matrix B werden addiert:

$$z_C = z_A + z_B = \begin{vmatrix} 55.57 + j13.94 & 0.97 + j16.25 \\ 401.15 - j105.01 & 24.61 + j0.08 \end{vmatrix} \cdot \Omega$$

e) Die so entstandene z-Matrix der Gesamtschaltung wird zurückgewandelt in eine s-Matrix:

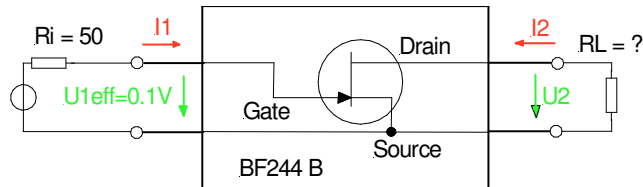
Für $L = 1.5\text{nH}$ in der Emitterleitung erhalten wir

$$s_C = \begin{vmatrix} 0.714 \cdot e^{-j64.48^\circ} & 0.206 \cdot e^{j129^\circ} \\ 5.256 \cdot e^{j28.2^\circ} & 1.049 \cdot e^{-j82.35^\circ} \end{vmatrix} \cdot \Omega$$

Auswertung: Ein Zahlenwert in der Hauptdiagonale der s-Matrix weist einen Betrag größer als 1 auf. Die Koeffizienten in der Hauptdiagonale sind s_{11} und s_{22} , die Reflexionsfaktoren an den jeweiligen Toren. Kehrt an einem Tor eine größere Welle zurück als hineingelaufen ist, dann zeigt das Oszillationen an. D.h. die erhaltene neue Gesamtschaltung ist ins Schwingen gekommen. Beachten Sie bitte auch den s_{12} -Betrag. Der Transistor allein hatte einen s_{12} -Betrag von 0.05. Im Falle der 1.5nH Induktivität hat sich der s_{12} -Betrag ungefähr vervierfacht auf 0.206. Diese bei Verstärkern unerwünschte Erhöhung der Rückkopplung entstand allein durch die veränderte Masseanbindung. Die Stabilitätsreserve ist nicht ausreichend für eine Anwendung in der Praxis. Als Konsequenz muss durch ein sehr gutes Layout der Platine die Induktivität in der Emitterleitung noch kleiner gehalten werden. Das kann z.B. durch parallelschalten mehrerer nebeneinander liegender Durchkontaktierungen erreicht werden (Zwei gleichartige Induktivitäten in Parallelschaltung ergeben zusammen den halben Wert der Einzelinduktivität). Die Masse muss extrem kurz angebunden werden.

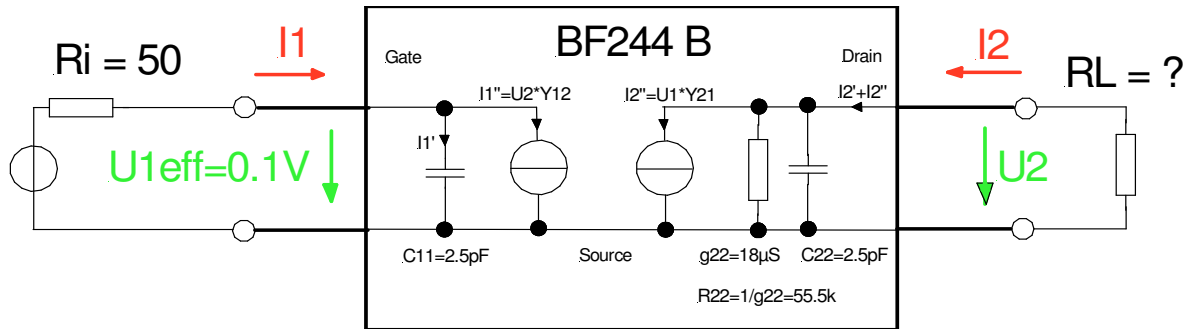
1.2.2 Lö2b Ein Kleinsignalverstärker

Schaltbild des Speerschichtfeldeffekttransistors als Übertragungsvierpol eingebettet zwischen Quelle und Last:



Mit den gegebenen Y-Parametern, welche für **einen** Arbeitspunkt messtechnisch ermittelt wurden kann das formale Ersatzschaltbild erstellt werden:

$$Y_{11} = +j\omega 2.5 \text{ pF}; \quad Y_{12} = -j\omega 0.85 \text{ pF}; \quad Y_{21} = 6 \text{ mS}; \quad Y_{22} = 18 \mu\text{S} + j\omega 2.5 \text{ pF}$$



Gesucht ist der rein reelle Lastwiderstand an Tor 2 für $v_U = 6$. Resonanz am Ausgang bedeutet, dass alle Blindanteile am Ausgang in die Resonanz eingebunden sind und sich gegenseitig am Tor 2 aufheben:

$$|B_{C_{ges}}| = |B_{L_{ges}}|$$

Im Resonanzfall verbleiben daher als Last für die I_2'' -Quelle der $55.5 \text{ k}\Omega$ Widerstand R_{22} und der R_L . Der Strom I_2'' berechnet sich aus der Steilheit und der Klemmenspannung an Tor1:

$$I_{2eff}'' = y_{21} \cdot U_{1eff} = 6 \text{ mS} \cdot 100 \text{ mV} = \underline{0.6 \text{ mA}}$$

Die Spannungsverstärkung ist $v_U = \frac{U_{2eff}}{U_{1eff}} = 6$ mit $U_{2eff} = R_L \cdot I_{2eff}''$ erhalten wir:

$$R_L = 6 \cdot \frac{U_{1eff}}{I_{2eff}''} = 6 \cdot \frac{100 \text{ mV}}{0.6 \text{ mA}} = \underline{\underline{1 \text{ k}\Omega}}$$

Für die Transformation von $1 \text{ k}\Omega$ auf 50Ω am Ausgang ergibt sich ü wie folgt:

$$R_{L_{TOR2}} = 1 \text{ k}\Omega = 50 \Omega \cdot \ddot{u}^2 \quad \ddot{u} = \sqrt{\frac{1000}{50}} = \sqrt{20} = \underline{\underline{4.47}}$$

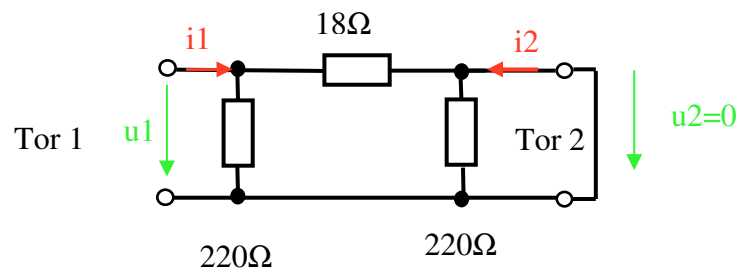
1.2.3 Lö3b Ein Dämpfglied

Die Berechnung der y-Matrix

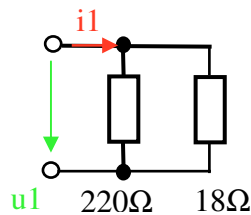
Es beginnt mit y_{11} , welches wie folgt definiert ist:

$$y_{11} = \left. \frac{i_1}{u_1} \right|_{u_2=0}$$

Die Bedingung $u_2=0$ bedeutet einen Kurzschluss für das Signal an Tor 2. Am besten ist es, sich für diesen Fall eine eigene Schaltungsskizze mit allen Spannungen und Strömen anzufertigen und diese gegebenenfalls umzuzeichnen:



Durch den Kurzschluss am Ausgang ist der 220Ω Widerstand am Ausgang überbrückt. Durch ihn fließt kein Strom mehr. Umzeichnen verdeutlicht das:



Der Eingangsleitwert ergibt sich daher wie folgt:

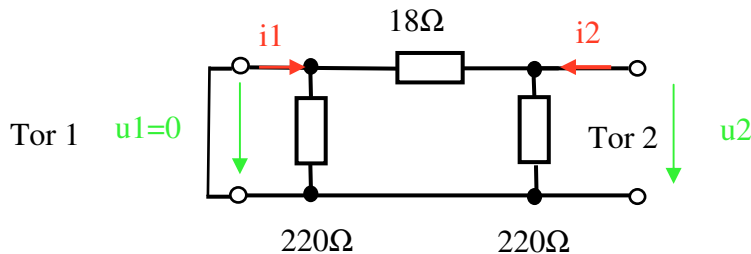
$$y_{11} = \frac{i_1}{u_1} = \frac{1}{220\Omega} + \frac{1}{18\Omega} = 4.54mS + 55.55mS = \underline{\underline{60.10mS}} = y_{22}$$

da es sich um ein symmetrisches Zweitor handelt.

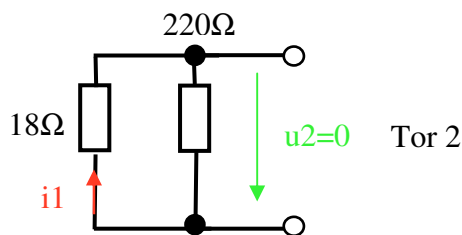
Weiter geht es mit y_{12} , welches folgendermaßen definiert ist:

$$y_{12} = \left. \frac{i_1}{u_2} \right|_{u_1=0}$$

Die Bedingung $u_1=0$ muss in diesem Fall durch einen Kurzschluss des Signals am Eingang sichergestellt werden:



Der gesamte Klemmenstrom i_1 fließt im Eingangskurzschluss. Der eingangsseitige 220Ω liegt parallel zu den 0Ω des Kurzschlusses und wird daher nicht durchflossen (Stromteilerregel). Umzeichnen schafft hier Klarheit über die Verhältnisse am Tor 2:



Im Strompfad von i_1 liegt nur der 18Ω Widerstand. Sein Leitwert allein bestimmt y_{12} . Da i_1 entgegengesetzt zu u_2 definiert ist, ist das Vorzeichen des Leitwertes negativ:

$$y_{12} = \frac{i_1}{u_2} = -\frac{1}{18\Omega} = \underline{\underline{-55.55mS}} = y_{21}$$

weil das Zweitor symmetrisch ist.

Damit sind alle Elemente der y -Matrix bestimmt:

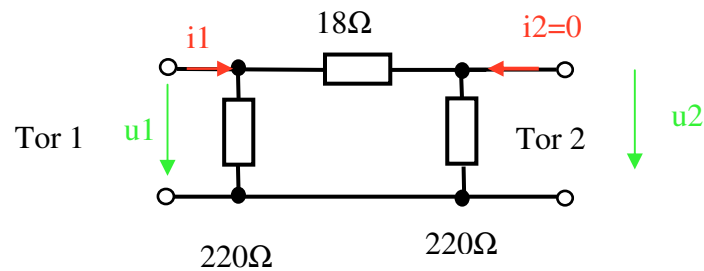
$$y = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 60.10mS & -55.55mS \\ -55.55mS & 60.10mS \end{bmatrix}$$

1 b) Die Berechnung der z-Matrix.

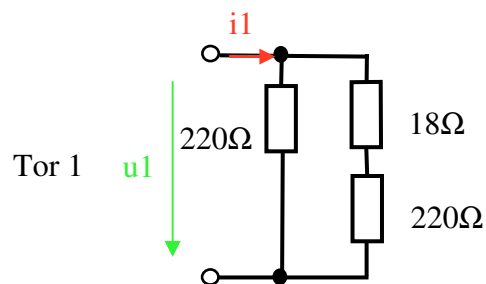
Es beginnt mit z_{11} . Es ist wie folgt definiert:

$$z_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{i_2=0}$$

Die Bedingung $i_2=0$ bedeutet einen Leerlauf am Tor 2.



Umzeichnen trägt auch hier zum besseren Verständnis bei. Da $i_2=0$ ist, kann dieser Zweig weggelassen werden:

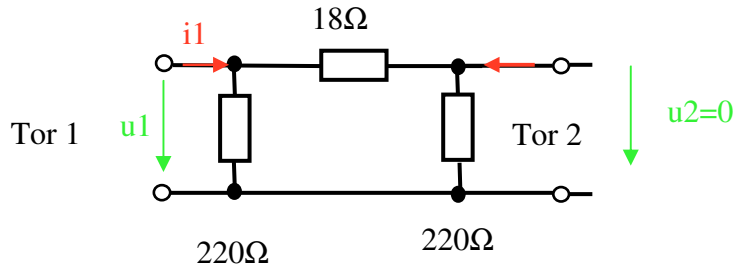


$$z_{11} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{220\Omega \cdot (220\Omega + 18\Omega)}{220\Omega + 220\Omega + 18\Omega} = \underline{\underline{114.32\Omega}} = z_{22} \text{ da das Zweitor symmetrisch ist.}$$

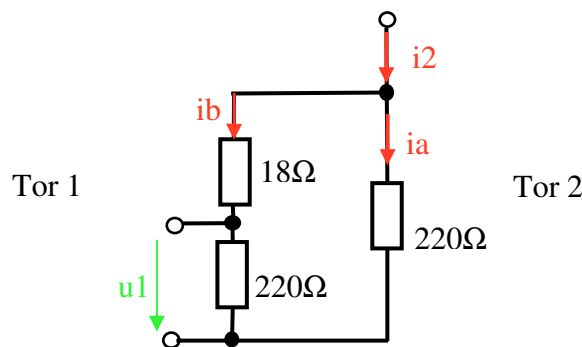
Es folgt die Berechnung von z_{12} . Es ist wie folgt definiert:

$$z_{12} = \left. \frac{u_1}{i_2} \right|_{i_1=0}$$

Die Bedingung $i_1=0$ bedeutet einen Leerlauf am Tor 1.



Umzeichnen und die Definition von zwei Zweigströmen i_a und i_b erleichtert die Arbeit:



Jetzt kann u_1 und i_2 mit Hilfe von i_b ausgedrückt werden:

Nach dem ohmschen Gesetz gilt:

$$u_1 = 220\Omega \cdot i_b$$

Die Anwendung der Stromteilerregel liefert den Ausdruck für i_2 : Der Gesamtstrom verhält sich zum Teilstrom wie der Ringwiderstand zum nichtdurchflossenen Teilwiderstand:

$$\frac{i_2}{i_b} = \frac{220\Omega + 220\Omega + 18\Omega}{220\Omega}$$

Umstellen nach i_2 liefert:

$$i_2 = \frac{220\Omega + 220\Omega + 18\Omega}{220\Omega} \cdot i_b$$

Damit erhalten wir für z_{12} :

$$z_{12} = \frac{u_1}{i_2} = \frac{220\Omega \cdot i_b \cdot 220\Omega}{(220\Omega + 220\Omega + 18\Omega) \cdot i_b} = \underline{\underline{105.67\Omega}} = z_{21} \quad \text{da das Zweitor symmetrisch ist.}$$

Die vollständige z-Matrix lautet wie folgt:

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 114.32\Omega & 105.67\Omega \\ 105.67\Omega & 114.32\Omega \end{bmatrix}$$

1c) Die Umrechnung in s-Parameter. Die im Dokument Vierpole.pdf abgedruckte Umrechnungstabelle kann dafür verwendet werden. Wichtig ist, dass die y, z oder h-Parameter vorher normiert werden auf den Bezugswellenwiderstand. Am Beispiel der y-Parameter soll das gezeigt werden. Jedes Element der y-Matrix, welche in 1a) errechnet wurde, wird durch $20mS = 1/50\Omega$ geteilt:

$$\frac{Y}{20mS} = \begin{vmatrix} 60.10mS & -55.55mS \\ -55.55mS & 60.10mS \end{vmatrix} \div 20mS = \begin{vmatrix} 3.005 & -2.7775 \\ -2.7775 & 3.005 \end{vmatrix} = y_{norm}$$

Mit den Elementen aus dieser normierten Matrix eingesetzt in die Umrechnungsformeln y nach s der Umrechnungstabelle erhalten wir die korrekten s-Parameter. Dazu wird als erstes die Determinante der normierten y-Matrix errechnet:

$$\Delta_y = y_{11} \cdot y_{22} - y_{21} \cdot y_{12} = 3.005 \cdot 3.005 - (-2.7775 \cdot (-2.7775)) = \underline{1.31155}$$

Die Anwendung der Umrechnungsformel liefert uns:

$$s_{11} = \frac{y_{22} + 1 - (\Delta_y + y_{11})}{y_{22} + 1 + \Delta_y + y_{11}} = \frac{3.005 + 1 - (1.31155 + 3.005)}{3.005 + 1 + 1.31155 + 3.005} = \frac{-0.3115}{8.321} = -0.0374 = \underline{\underline{0.0374 e^{-j180^\circ}}} = s_{22}$$

da das Zweitor symmetrisch ist.

$$s_{12} = \frac{-2 \cdot y_{12}}{y_{22} + 1 + \Delta_y + y_{11}} = \frac{-2 \cdot (-2.7775)}{3.005 + 1 + 1.31155 + 3.005} = \frac{5.555}{8.321} = 0.667 = \underline{\underline{0.667 \cdot e^{-j0^\circ}}} = s_{21}$$

da das Zweitor symmetrisch ist. Damit ist die vollständige s-Matrix bestimmt:

$$S = \begin{vmatrix} 0.0374 \cdot e^{-j180^\circ} & 0.667 \cdot e^{-j0^\circ} \\ 0.667 \cdot e^{-j0^\circ} & 0.0374 \cdot e^{-j180^\circ} \end{vmatrix}$$

Auswertung:

Was sagen uns diese Werte? Die s-Parameter sind wie folgt definiert:

$s_{nm} = \frac{b_n}{a_m}$ mit n und m als Portindex. Der Wellenparameter b ist die aus dem Tor herauslaufende Welle und der

Wellenparameter a ist die am Tor hineinlaufende Welle. $s_{21} = \frac{b_2}{a_1} = 0.667$ bedeutet, dass die am Ausgang

des Dämpfgebietes herauslaufende b_2 Welle die 0.667fache Amplitude der am Eingang hineinlaufenden a_1 Welle aufweist. Das heißt die Vorwärtstransmission ist kleiner 1, was für ein Dämpfgebiet plausibel ist. In umgekehrter Richtung verhält sich die Schaltung genauso, da sie symmetrisch ist. Deshalb ist in unserem Beispiel die Vorwärtstransmission gleich der Rückwärtstransmission.

$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} = 0.0374 \cdot e^{-j180^\circ}$ bedeutet, dass die an Tor 1 herauslaufende b_1 Welle die 0.0374fache Amplitude

der dort hineinlaufenden a_1 Welle aufweist. Es kehrt ein in unserem Beispiel relativ kleiner Teil der Signalenergie mit um 180° gedrehter Phase zurück. Das Tor weist eine gute Anpassung auf. Die s-Parameter mit $n=m$ also gleichen Portindizes sind die Reflexionsfaktoren an den jeweiligen Toren. Bei einer rein passiven Schaltung ohne zusätzliche Energieversorgung muss deren Betrag kleiner 1 sein, da die herauslaufende Welle nicht größer als die am gleichen Tor hineinlaufende Welle sein kann. Bei einem Verstärker würde ein Reflexionsfaktor größer als 1 auf eine meist unerwünschte Oszillation hindeuten, deren Speisung über die dann vorhandene Betriebsspannung erfolgt.

1.2.4 LÖ4b Vierpolrechnung zu einem Anpassnetzwerk

- a) Da es sich um eine Kette von zwei Zweitoren handelt, sind die A-Parameter geeignet.
- b) Die A-Parameter für den Transistor werden mit Hilfe der Umrechnungstabelle errechnet. Für 3GHz ergeben sie sich wie folgt:

$$A_{HBT\ 3GHz} = \begin{vmatrix} 0.1055 \cdot e^{j100.73^\circ} & 2.247 \cdot e^{j103.03^\circ} \cdot \Omega \\ 10.084 \cdot e^{j76.95^\circ} \cdot mS & 0.1745 \cdot e^{j110.64^\circ} \end{vmatrix}$$

- c) Für das Anpassnetzwerk berechnet man den Blindwiderstand für die Spule und den Kondensator bei 3GHz und errechnet dann jeden der 4 Parameter einzeln unter Beachtung der jeweiligen Randbedingung. Am besten man fertigt sich für jeden Fall eine eigene kleine Schaltungsskizze mit Richtungspfeilen für Ströme und Spannungen an. Als Ergebnis erhält man:

$$A_{Anpassnetzwerk\ 3GHz} = \begin{vmatrix} 0.651 \cdot e^{j0^\circ} & 13.195 \cdot e^{j90^\circ} \cdot \Omega \\ 26.389 \cdot e^{j90^\circ} \cdot mS & 1 \cdot e^{j0^\circ} \end{vmatrix}$$

- d) Für die Zweitorkette erhält man die resultierende Gesamtmatrix durch Multiplikation der beiden Matrizen (z.B. nach dem Falkschen Schema):

$$A_{Kette\ 3GHz} = \begin{vmatrix} 0.08898 \cdot e^{j142.49^\circ} & 2.691 \cdot e^{j134.16^\circ} \cdot \Omega \\ 5.553 \cdot e^{j120.60^\circ} \cdot mS & 0.271 \cdot e^{j134.67^\circ} \end{vmatrix}$$

Diese Matrix wird jetzt wieder in eine S-Matrix umgewandelt:

$$S = \begin{vmatrix} 0,594 \cdot e^{j173,467^\circ} & 0,035 \cdot e^{j175,898^\circ} \\ 2,918 \cdot e^{-j129,994^\circ} & 0,093 \cdot e^{j124,727^\circ} \end{vmatrix}$$

- e) Die Verbesserung des S21 Betrages in dB ergibt sich wie folgt:

$$\Delta_{S21} = 20 \cdot \log \frac{|S_{21HBT_and_Match}|}{|S_{21HBT}|} = 20 \cdot \log \frac{2,918}{2,493} = \underline{\underline{1,37dB}}$$

Auswertung: Durch das L-Netzwerk am Transistorausgang wird die Spannungsverstärkung des Verstärkers bei 3GHz um 1,37dB verbessert. Ganz erheblich hat sich der S22 Betrag, also der Ausgangsreflexionsfaktor durch das Anpassnetzwerk vermindert. Der Transistor allein weist einen Wert von etwas größer als 1/2 auf. Durch das Anpassnetzwerk ist der Wert jetzt kleiner als 0,1 das bedeutet die Ausgangsanpassung ist besser als 20dB.

1.3 Filter

Tbd.

1.4 Anpassung

1.4.1 Lö1d Impedanzablesungen im Smithdiagramm

Die grafisch ermittelten Impedanzen:

a) $Z_a = (12,5 - j20)\Omega$

b) $Z_b = (5 + j5)\Omega$

c) $Z_c = (25 + j75)\Omega$

d) $Z_d = j50 \cdot \Omega$

e) $Z_e = (25 - j75)\Omega$

f) $Z_f = 100 \cdot \Omega$

Anmerkung: Wenn Ihre Ergebnisse um 1 bis 2 Ω von den hier gedruckten abweichen, dann handelt es sich mit hoher Wahrscheinlichkeit um Schwankungen durch Ablesetoleranzen. Besonders in der rechten Hälfte des Smith-Diagrammes in Richtung zum Rand wird es immer schwieriger exakt abzulesen. In der linken Hälfte hingegen ist die Genauigkeit meist recht gut.

1.4.2 Lö2d Reflexionsfaktorablesungen im Smithdiagramm

Die grafisch ermittelten Reflexionsfaktoren:

a) $r_a = 0.56 \cdot e^{j145^\circ}$

b) $r_b = 0.67 \cdot e^{j85^\circ}$

c) $r_c = 0.71 \cdot e^{j45^\circ}$

d) $r_d = 0.74 \cdot e^{j116^\circ}$

e) $r_e = 0.81 \cdot e^{j168^\circ}$

f) $r_f = 0.66 \cdot e^{j180^\circ}$

1.4.3 Lö3d Impedanz und Admittanz

Der Reflexionsfaktor r gehört zur Impedanzebene und $-r$ gehört zur Leitwertebene. Das entspricht einer Drehung des r -Zeigers um 180° ohne Betragsänderung. An der Spitze des $-r$ Zeigers können jetzt Real- und Imaginärteil der normierten Admittanz Y abgenommen werden. Nach der Entnormierung durch Multiplikation mit 20mS ergeben sich die grafisch ermittelten Leitwerte wie folgt:

a) $Y_a = (33,3 - j33,3)mS$

b) $Y_b = (6,9 - j \cdot 17,3)mS$

c) $Y_c = (4 - j8)mS$

d) $Y_d = (10 - j30)mS$

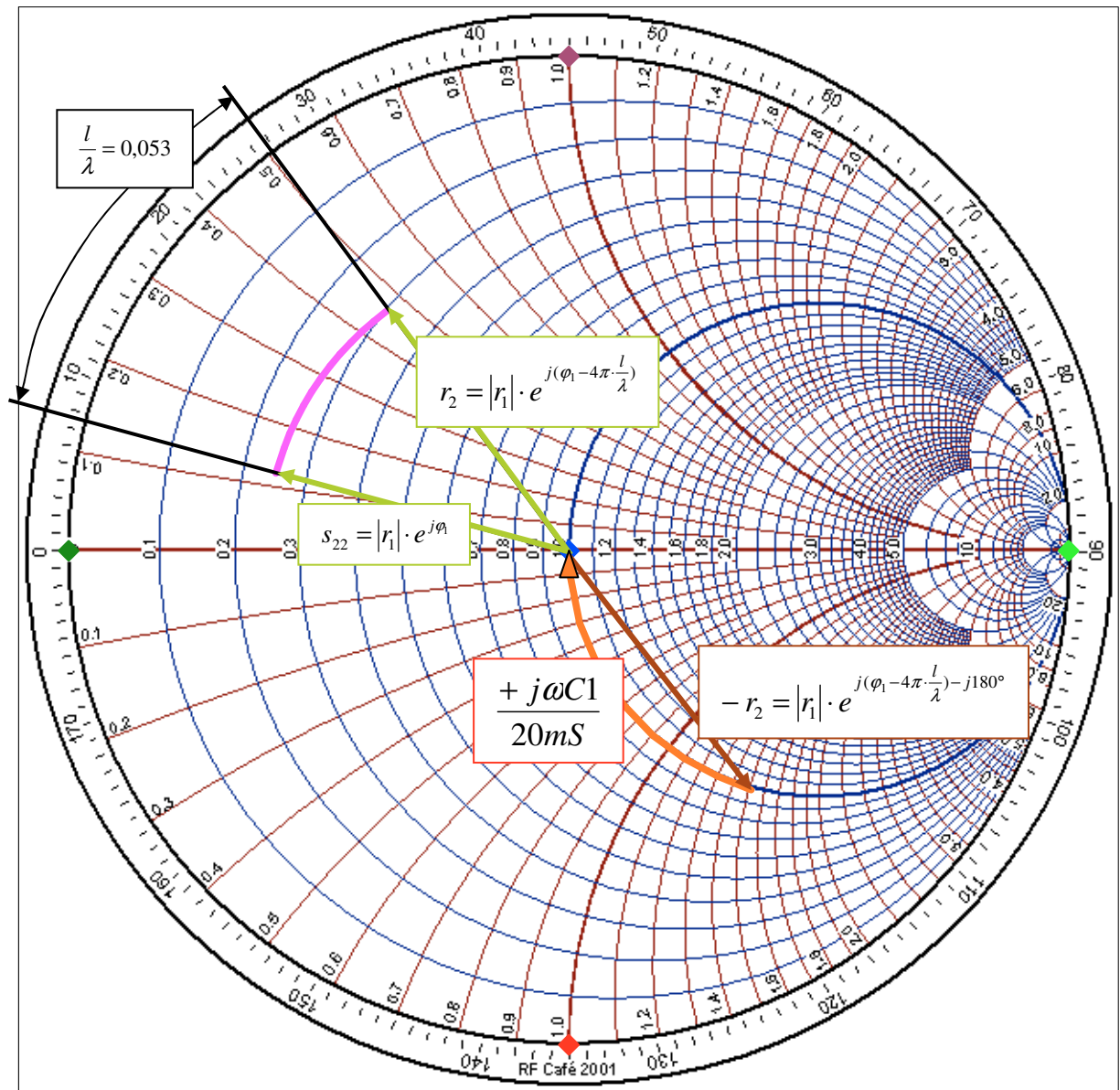
1.4.4 Lö4d Entwicklung einer Ausgangsanpassung

- 1.) Das Ausgangsanpassungsnetzwerk soll entwickelt werden. Da die Isolation S12 mit $-30dB$ ausreichend hoch ist können wir den Einfluss von Anpassungsänderungen am Eingang auf den Ausgang unberücksichtigt lassen. Daher wird von den 4 S-Parametern nur S22 benötigt. S22 ist der Reflexionsfaktor am Ausgang des Transistors bezogen auf 50Ω :

$$s_{22} = 0.606 \cdot e^{j165^\circ}$$

Der recht große Betrag von ungefähr 0.6 zeigt, dass der Transistor bezogen auf 50Ω schlecht angepasst ist. Der Phasenwinkel von 165° zeigt in die linke Hälfte des Smith-Diagramms. Alle Impedanzrealteile in der linken

Hälfte sind kleiner als der gewählte Bezugswiderstand von 50Ω . Es geht in Richtung Kurzschluss. Das zu entwickelnde Anpassnetzwerk hat die Aufgabe diese kleine Impedanz auf 50Ω hochzutransformieren:



Durch die Mikrostreifenleitung TL1 wird die Phase des Reflexionsfaktors $S_{22} = r_1$ verändert. Der Reflexionsfaktor r_2 am Ausgang der Leitung gehört zur Impedanzebene. Die Spitze des r_2 Zeigers zeigt auf die normierte Impedanz z_2 , welche am Ende von TL1 auftritt. Der Zeiger $-r_2$ gehört zur Leitwertebene und wird durch eine 180° Drehung des r_2 ermittelt. Die Spitze des $-r_2$ Zeigers zeigt auf die normierte Admittanz, die am Ende von TL1 vorherrscht. Die Länge von TL1 wurde so gewählt, dass die Spitze des $-r_2$ Zeigers genau auf den Real=1-Kreis zeigt (rosa Transformationsweg). Damit ist der Realteil der normierten Admittanz = 1 und wird damit nach dem Entnormieren zu $20mS = 1/50\Omega$.

Was jetzt noch stört ist der negative Blindanteil der normierten Admittanz mit dem Betrag von 1.5. Dieser kann mit einem gleichgroßen positivem Blindanteil kompensiert werden.

Ein positiver Blindleitwert wird mit einem Kondensator realisiert.
Es gilt folgende Beziehung:

$$j1.5 = \frac{j\omega C_1}{20mS} = j\omega C_1 \cdot 50\Omega$$

Umgestellt nach der Kapazität erhalten wir:

$$C_1 = \frac{j1.5}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot 2.15GHz \cdot 50\Omega} = \underline{\underline{2.2pF}}$$

Zum Abschluss muss die physische Länge der Mikrostreifenleitung errechnet werden. Das Diagramm gibt uns den $\frac{l}{\lambda}$ Wert.

Als erstes muss die Betriebswellenlänge ausgerechnet werden. Sie ergibt sich mit:

$$\lambda = \frac{c_0}{f}$$

Eine praktische Anwenderformel ist:

$$\lambda / m = \frac{300}{f / MHz} = \frac{300}{2150} = 0.1393m = \underline{\underline{13.9cm}}$$

Mit $\frac{l}{\lambda} = 0.053$ erhalten wir:

$$l = 0.053 \cdot 13.9cm = 0.739cm = \underline{\underline{7.39mm}}$$

Dieses l stellt die elektrische Länge der Leitung dar und berücksichtigt keine Verkürzung durch verminderte Phasengeschwindigkeit auf der Leitung. Da die Leitung nicht homogen umhüllt ist, muss die effektive Permittivität ϵ_{Reff} als Verkürzungsfaktor verwendet werden. Sie kann bei Vorliegen der Substratdaten durch Simulation ermittelt werden (Siehe unter tools). Für diese Aufgabe ist sie mit 2.75 gegeben. Wir erhalten für die Streifenleiterlänge:

$$l_{phys} = \frac{l}{\sqrt{\epsilon_{Reff}}} = \frac{7.39mm}{\sqrt{2.75}} = \underline{\underline{4.46mm}}$$

Am Ausgang des Transistors muss also eine 4.5mm lange Mikrostreifenleitung beginnen, an deren Ende ein 2,2pF Kondensator nach Masse geschaltet wird. Am Zusammenschaltungspunkt von Kondensator und Leitungsende ist dann eine Impedanz von 50Ω realisiert worden.

1.5 Verstärker

1.5.1 Lö1e Umrechnung von W in dBm

Um die Leistungen im Kopf umzurechnen, muss man sich nur 3 Sachverhalte merken.

- 1.) 10dB mehr verzehnfachen die Leistung, 10dB weniger ergeben ein zehntel der Leistung
- 2.) 3dB mehr verdoppeln die Leistung, 3dB weniger halbieren die Leistung
- 3.) 0dBm = 1mW

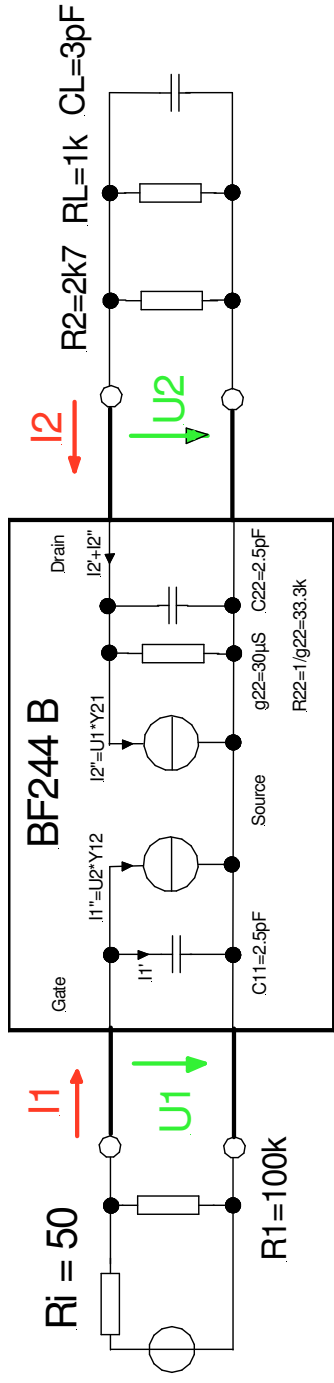
- a) **1W=30dBm** da $0\text{dBm} + 10\text{dB} + 10\text{dB} + 10\text{dB} = 1\text{mW} \text{ mal } 10 \text{ mal } 10 \text{ mal } 10 = 1\text{mW} \text{ mal } 1000 = 1\text{W}$
- b) **10W=40dBm** da $1\text{W}=30\text{dBm}$ und $30\text{dBm} + 10\text{dB} = 40\text{dBm}$ entspricht $1\text{W} \text{ mal } 10 = 10\text{W}$
- c) **5W= 37dBm** da $40\text{dBm} = 10\text{W}$ und die Hälfte von 10W sind 5W. Das entspricht $40\text{dBm} - 3\text{dB} = 37\text{dBm}$
- d) **2nW= -57dBm** da $0\text{dBm} - 60\text{dB} = -60\text{dBm} = 1\text{mW}/1000000 = 1\text{nW}$. (Das war 6mal durch 10 teilen)
 $1\text{nW} \text{ mal } 2 \text{ entspricht } -60\text{dBm} + 3\text{dB} = -57\text{dBm}$

1.5.2 Lö2e Umrechnung von dBm in W

- a) **47dBm = 50W** da gilt $50\text{dBm} - 3\text{dB} =$ die Hälfte von 100W
- b) **24dBm = 250mW** da $30\text{dBm} - 3\text{dB} - 3\text{dB} = 24\text{dBm} =$ Die Hälfte von 1W ist 0.5W und davon noch einmal die Hälfte sind 250mW .
- c) **-17dBm = 20µW** da $0\text{dBm} - 20\text{dB} = -20\text{dBm}$ das entspricht $1\text{mW} \text{ durch } 100 = 10\mu\text{W}$
 $10\mu\text{W} \text{ mal } 2 \text{ sind } 20\mu\text{W} = -20\text{dBm} + 3\text{dB} = -17\text{dBm}$
- d) **-47dBm = 20nW** da $-17\text{dBm} - 30\text{dB} = -47\text{dBm}$ das entspricht dem tausendstem Teil von $20\mu\text{W}$

1.5.3 Löse Ein SFET Breitbandverstärker

a) Es geht um einen Breitbandverstärker. Die Lösung beginnt mit dem vollständigen Kleinsignalersatzschaltbild. Am Besten ist es, wenn mit der formalen Ersatzschaltung für das aktive Zweitor begonnen wird. Das ist in unserem Fall der BF244B. Danach ergänzt man am Ein- und Ausgang des aktiven Zweitores die Bauelemente für die Arbeitspunktrealisierung und Versorgung. Bei Kondensatoren ist zu beurteilen, ob ihr Blindwiderstand einen Kurzschluss für das Signal darstellt oder ob der Blindwiderstand so groß ist, dass der Kondensator Phase und Betrag des Signals signifikant beeinflusst. In diesem Fall muss er ins Ersatzschaltbild aufgenommen werden und in alle Betrachtungen mit einbezogen werden. Die Batteriegleichspannung $U_b=20V$ stellt für das Signal einen Kurzschluss dar. Als letztes wird die Ersatzschaltung mit Quelle und Last vervollständigt und die Spannungen und Ströme definiert:

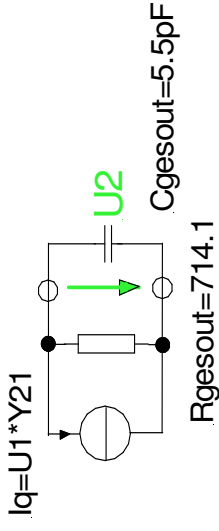


Die parallelen Widerstände und die parallelen Kondensatoren am Ausgang werden zusammengefasst. Für das Klemmenpaar am Ausgang erhält man dann:

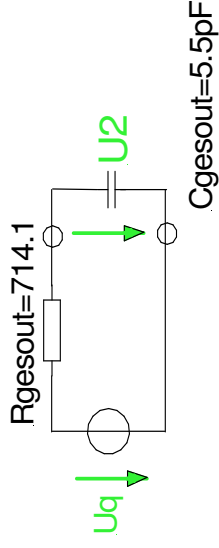
$$R_{gesOut} = \frac{1}{\frac{1}{RL} + \frac{1}{\frac{1}{1000\mu S + 370.3\mu S + 30\mu S} + g_{22}}} = \frac{1}{\frac{1}{1000\mu S + 370.3\mu S + 30\mu S} + 714.1\Omega} \quad \text{und} \quad C_{gesOut} = CL + C_{22} = 3pF + 2.5pF = 5.5pF$$

Aus elektrotechnischer Sicht verbleiben 3 Grundzweipole am Ausgangsklemmenpaar. Eine gesteuerte Stromquelle mit einer Steilheit von 6mS, ein Kondensator mit 5.5pF und ein Widerstand von 714.1Ω. Alle Grundzweipole sind parallelgeschaltet. Die Ersatzschaltung für den Ausgang des Vierpoles hat sich dadurch vereinfacht. Ein aktiver Zweipol Widerstand mit Einströmung durch eine ideale Stromquelle kann in eine ideale Spannungsquelle mit in Reihe liegendem Innenwiderstand umgewandelt werden. Der Widerstandswert bleibt bei diesem Vorgang erhalten:

Zweitorausgang
in Stromquellenform



Zweitorausgang
mit äquivalenter Spannungsquelle



Jetzt ist gut zu erkennen, dass der Breitbandverstärker sich wie ein Tiefpass verhält. Der Tiefpass hat eine 3dB Grenzfrequenz, welche durch die Zeitkonstante $R \cdot C$ festgelegt ist. Die Tiefpassübertragungsfunktion berechnet sich wie folgt:

$$\frac{U_2}{U_q} = \frac{1}{j\omega C_{gesout}} = \frac{1}{j\omega R_{gesout} \cdot C_{gesout} + 1} \quad \text{mit}$$

$$U_q = I_q \cdot R_{gesout} = U_1 \cdot y_{21} \cdot R_{gesout} \quad \text{erhalten wir:}$$

$$\frac{U_2}{U_1 \cdot y_{21} \cdot R_{gesout}} = \frac{1}{1 + j\omega R_{gesout} \cdot C_{gesout}} \quad \text{Das wird umgeformt zu} \quad \frac{U_2}{U_1} = v_u = y_{21} \cdot R_{gesout} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_{gesout} \cdot C_{gesout}} = v_{u \max} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_{gesout} \cdot C_{gesout}}$$

Das ist der Frequenzgang der Spannungsverstärkung mit der Einschränkung, dass letztere als frei von Rückwirkung betrachtet wird. Das bedeutet k ist 0 oder anders ausgedrückt eine U_2 -Änderung bewirkt keine U_1 -Änderung am Vierpol.

Für den Spezialfall der 3dB Eckfrequenz des Spannungsverstärkungsfrequenzganges gilt $|\text{Re}| = |\text{Im}|$. Daraus folgt $\omega_{Eck} \cdot R_{gesout} \cdot C_{gesout} = 1$

$$\text{Das Einsetzen der Werte bringt: } \omega_{Eck} = \frac{1}{R_{gesout} \cdot C_{gesout}} = \frac{1}{714.1 \cdot \frac{V}{A} \cdot 5.5 \cdot 10^{-12} \frac{As}{V}} = \frac{1}{3.927ns} = 254.61 \cdot 10^6 \frac{1}{s} \quad f_{3dB} = \frac{\omega_{Eck}}{2\pi} = 40.52 MHz$$

Will man die Grenzfrequenz erhöhen, dann muss der Widerstand oder Kondensator verkleinert werden. Bei Widerstandsverkleinerung reduziert sich allerdings auch die Verstärkung in gleichem Maße. Um U2 zu halten müsste dann der Strom Iq vergrößert werden.

b) Der Verstärkungsfrequenzgang und eine Stabilitätsbetrachtung:

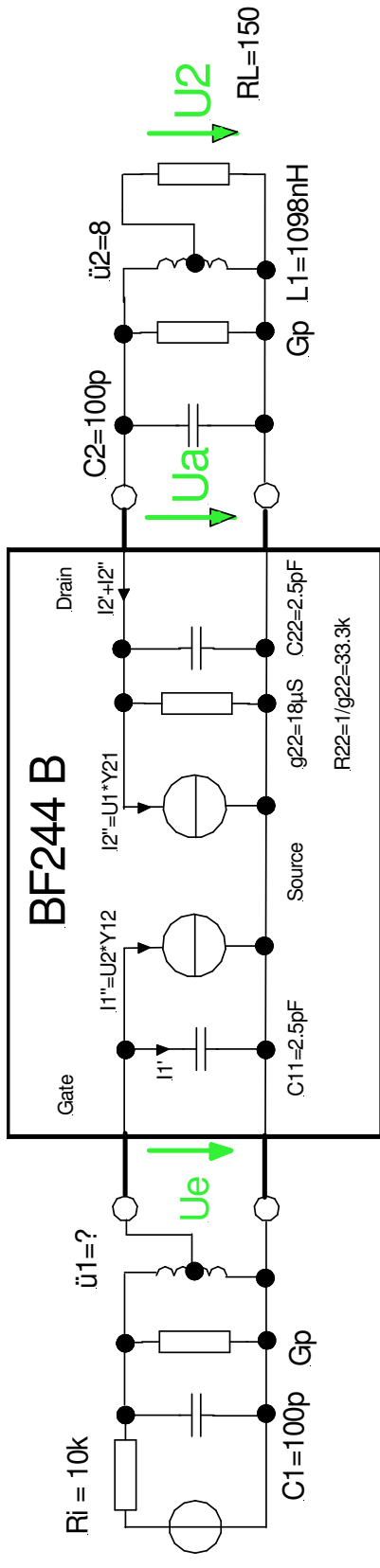
Wenn das Produkt $\underline{k} \cdot \underline{v}$ an einer beliebigen Stelle innerhalb des Betriebsfrequenzbereiches $=1$ oder >1 erreicht, dann ist der Verstärker an dieser Stelle instabil. Entscheidend ist, wie weit man von diesem Grenzwert wegleibt. Um eine erste Aussage zu erlangen, wird das Produkt $\underline{k} \cdot \underline{v}$ für 4 Frequenzen errechnet. Eine Tabelle für die Zwischenergebnisse hilft, die Übersicht zu behalten:

f / MHz	$\omega = 2\pi f$ $\text{in } \frac{10^6}{s}$	$j\omega C_{12}$ $= j\omega 0.85 \text{ pF}$	$j\omega C_{11}$ $= j\omega 2.5 \text{ pF}$	$j\omega C_{\text{gesamt}}$ $= j\omega 5.5 \text{ pF}$	$\underline{k} = \frac{-\underline{v}_{12}}{\underline{v}_1} = \frac{-j\omega C_{12}}{\frac{1}{50\Omega} + \frac{1}{100k\Omega} + j\omega C_{11}}$	$\underline{v} = \frac{-\underline{v}_{21}}{\underline{v}_2} = \frac{-6mS}{\frac{1}{714.1\Omega} + j\omega 5.5 \text{ pF}}$	$\underline{k} \cdot \underline{v}$
1	6.28	j5.34µS	j15.70µS	j34.56µS	-0.0000002 - j 0.0002669	-4.282 + j 0.106	-0.0000291 -j 0.0011428
10	62.83	j53.40µS	j157.08µS	j345.57µS	-0.0000209 - j 0.0026688	-4.039 + j 0.997	-0.0027444 -j 0.0107577
40.52	254.59	j216.40µS	j636.48µS	j1.400mS	-0.0003436 - j 0.0108039	-2.1424 + j 2.1423	-0.0238815 -j 0.0224106
100	628.3	j534.07µS	j1.570mS	j3.456mS	-0.0020824 - j 0.0265267	-0.604 + j 1.491	-0.0408189 -j 0.0129254

Abschließend lässt sich festhalten, dass in allen hier berechneten Fällen das Produkt $\underline{k} \cdot \underline{v}$ um vieles kleiner als 1 ist und damit keine Stabilitätsprobleme bei diesem Breitbandverstärker mit dieser Beschaltung (Quelle und Last) zu erwarten sind. Man kann aus der Tabelle einige wichtige Merkmale eines Breitbandverstärkers ableiten. Gut zu erkennen ist die gleichmäßige Abnahme der Verstärkung mit der Frequenz. Der Anstieg von k mit der Frequenz ist auch deutlich erkennbar. Der besondere Fall der 3dB Eckfrequenz ist farbig hervorgehoben. Real- und Imaginärteil der Spannungsverstärkung weisen an dieser Stelle den gleichen Betrag auf. Das vollständige Kleinsignalsatzschaltbild lässt sich auch sehr schön mit PSPICE simulieren. Die Spannungsgesteuerte Stromquelle hat als Kurzbezeichnung den Buchstaben G. Überprüfen Sie doch einmal die Rechnung mit dem Simulator. Sehr gut lassen sich auch Gedankenexperimente in Was wäre Wenn ? –Form mit dem Simulator durchführen. Sie können die Belastungen variieren oder andere Arbeitspunkte (gleich andere Steilheiten und andere Rückkoppelkapazitäten usw.) ohne viel Aufwand durchprobieren.

1.5.4 LÖ4e Ein SFET Selektivverstärker

a) Es beginnt wieder mit dem vollständigen Kleinsignalschaltbild:



Es beginnt mit der Berechnung der Resonanzfrequenz:

$$\omega_{\text{Res}} = \frac{1}{\sqrt{100 \text{ pF} \cdot 1098 \text{ nH}}} = 95.42 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{s}}$$

Weiter geht es mit Gp. Dieser Wirkleitwert drückt die Kreisverluste aus:

$$G_p = \frac{\omega_{\text{Res}} \cdot 100 \text{ pF}}{Q} = 112.24 \mu\text{S}$$

G1 ist der am Eingangsklemmenpaar belastende Gesamtwirkleitwert:

$$G_1 = \ddot{u}_1^2 \cdot \left(G_p + \frac{1}{R_i} \right) = \ddot{u}_1^2 \cdot (112.24 \mu\text{S} + 100 \mu\text{S}) = \ddot{u}_1^2 \cdot 212.24 \mu\text{S}$$

G2 ist der am Ausgangsklemmenpaar des

$$\text{aktiven Zweitores belastende Gesamtwirkleitwert: } G_2 = G_{gesout} = g_{22} + G_p + \frac{1}{\ddot{u}_2^2 \cdot R_L} = 18\mu S + 112.24\mu S + \frac{1}{64 \cdot 150\Omega} = \underline{234.41\mu S}$$

$$\text{Der Abstand zur Stabilitätsgrenze soll 26dB betragen: } S_{dB} = 20 \cdot \log S_{Num} = 26 \quad S_{Num} = 19.95 \approx \underline{20}$$

Zur einfachen Stabilitätskontrolle beim Selektivverstärker kann der folgende Ausdruck herangezogen werden:

$$\underline{k \cdot v} = \frac{1}{S_{Num}} = \frac{|y_{21} \cdot y_{12}|}{2 \cdot G_1 \cdot G_2} = \frac{1}{20} = \frac{6mS \cdot \omega_{res} \cdot 0.85pF}{2 \cdot G_1 \cdot G_2} \quad \text{Einsetzen der Werte liefert} \quad \frac{1}{20} = \frac{6mS \cdot 95.42 \cdot 10^6 s^{-1} \cdot 0.85pF}{2 \cdot 234.41\mu S \cdot 212.24\mu S \cdot \ddot{u}_1^2} = \frac{6 \cdot 81.1}{99.5 \cdot \ddot{u}_1^2} = \frac{4.89}{\ddot{u}_1^2}$$

$$\text{Nach } \ddot{u} \text{ umgestellt: } \ddot{u}_1^2 = 20 \cdot 4.89 = \underline{97.8} \quad \ddot{u}_1 = \sqrt{97.8} = \underline{9.89} \quad \text{ist die Lösung für 7.2a)}$$

$$\text{Um U2 zu errechnen wird als erstes der Eingang in eine Stromquelle umgeformt: } I_q = \frac{U_q}{R_i} = \underline{50\mu A}$$

$$\text{Jetzt wird daraus Ue errechnet: } U_e = \frac{I_q}{212.24\mu S} = \underline{235.58mV} \quad \text{Daraus ergibt sich: } U_a = \frac{U_e}{\ddot{u}_1} \cdot \frac{y_{21}}{G_2} = 23.82mV \cdot 25.62 = \underline{610.27mV}$$

$$\text{Zum Abschluss kann jetzt unter Berücksichtigung von } \ddot{u}_2 \text{ U2 errechnet werden: } U_2 = \frac{U_a}{\ddot{u}_2} = \frac{610.27mV}{8} = \underline{\underline{76.28mV}}$$