Hochfrequenztechnik
Klausur TEL10NT Dezember 2012
Duale Hochschule Karlsruhe
Dozent: Prof. Dr.-Ing. Gerald Oberschmidt

Hilfsmittel/ Bemerkung:

- 2 Blatt DIN A4, Mobilfunkantennen-Paper
- Taschenrechner (Casio wie vorgeschrieben)
- Stift, (leeres) Papier, Geodreieck/ Lineal, Zirkel
- Aufgaben mit (*) sind anspruchsvoll und ggf. nicht für jederman.

Ihr Name:

Ihre Immatrikulationsnummer:

Nr.	Punkte	Ihr Ergebnis
1	14	
2	16	
3	16	
Ges.	46	

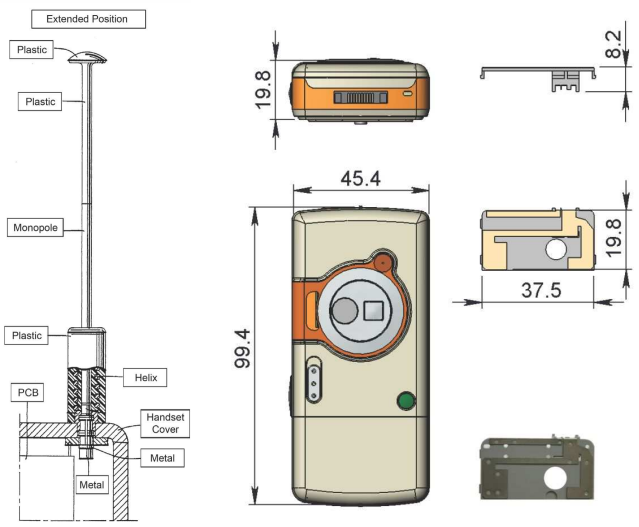
1 Antennen und Wellenausbreitung (14 Punkte)

Ein Handy unterstützt drei Mobilfunkbänder (GSM-900 (Europa), GSM-1800 und UMTS Band I). Für GSM-900 wird eine Monopol-Antenne verwendet, für die anderen beiden Frequenzbänder eine PIFA (im Sinne des gegebenen Papers).

(a) Zeichnen Sie (schematisch) die beiden Antennen und geben Sie so genau Sie können die wichtigsten Dimensionen an! (4 Punkte)
Lösung: Die Monopol-Antenne ist einfach ein Stab von ca. $\lambda/4$ Länge, was bei 900 MHz in etwa 8,3 cm ausmacht. Die Resonanz würde natürlich eine Länge der halben Wellenlänge erfordern, diese Hälfte wird aber nicht benötigt, weil die Masse des Mobilteils quasi als Spiegel agiert und somit aus $\lambda/4$ die entscheidende Länge spiegelt.

Die PIFA ist ein Mikrostrip-Patch, der an einer Seite kurzgeschlossen wird und außerhalb des Zentrums gespeist wird. Der Patch kann auch degenerieren zu einer mäandrierten oder einfachen Leitung. Im Sinne dieses Papers entscheidend ist, dass der Patch mit einer Rückseitenmetallisierung zusammen daher kommt. Insgesamt ist die resonante Länge wieder $\lambda/2$, durch die Masse verkürzt sich das aber wieder auf $\lambda/4$, Substrat und Leitungsführung können die Baugröße weiter verringern, so dass man bei einer Baugröße von ca. 4-5 cm für die verwendeten Frequenzen herauskommt

(b) Ist die oben angeführte Wahl der Antennen für die entsprechenden Frequenzbereiche sinnvoll? Bzw. Welche Vor- oder Nachteile hat die o.g. Auswahl? (4 Punkte)
Lösung: Die Auswahl erscheint nicht sinnvoll, weil die Antenne für die geringste Frequenz auch gleichzeitig die Antenne ist, die - relativ gesehen - die größten Ausmaße annehmen muss. Wenn man schon eine $\lambda/4$-Antenne verwenden möchte, dann würde es sich anbieten, diese bei den hohen Frequenzen zu verwenden, denn dort reicht ca. die halbe (absolute) Größe.



(a) (b)

Abbildung 1: Monopol (a) mit Helix (nicht in Klausur gefordert) und (b) PIFA Antenne

Der Vorteil der $\lambda/4$-Antenne sind sicher, die hohe Effizienz und damit gute Sende und Empfangseigenschaften. Wenn also das GSM-900 Band zur Sicherheit in abgelegenen Gebieten vorgesehen ist, dann kann mit Hilfe dieser Antennenauswahl nochmals die Erreichbarkeit des Mobiles gesteigert werden. Weiterhin ist die $\lambda/4$-Antenne einfach zu fertigen und konzeptionell einfach. Jedoch kann man sie kaum als Dual-Band-Antenne aufbauen, so dass eine Verwendung bei zwei Frequenzen sich ausschließt.

Letzteres wäre mit der PIFA möglich. Dieser Antennentyp ist relativ klein, leicht zu fertigen und kann im Gehäuse versteckt werden. Dadurch, dass die PIFA eine Massefläche unter dem strahlenden Element aufweist, hat sie in der Regel eine Vorzugsrichtung (Hauptkeule), die so gelegt werden kann, dass die abgestrahlte Leistung vom Kopf weg gerichtet wird. Dieses senkt die SAR-Werte.

Im Anhang finden Sie Messergebnisse der Antennen zweier Handies, beide für die GSM-Bänder ausgelegt. (Motorola W208 und L2000)

(c) Vergleichen Sie die Ergebnisse beider Handies miteinander! Bewerten Sie die Ergebnisse bzgl. elektrischer Leistungsfähigkeit! Welche Antenne stellt die gerinderen Anforderungen an die vor- bzw. nachgeschaltete HF-Elektronik? (3 Punkte)
Lösung: Die Antenne des L2000 ist der anderen in elektrischer Hinsicht weit, eigentlich in allen Belangen, überlegen. Die Antenne des L2000 ist breitbandiger, hat einen höheren Gewinn und vor allem auch eine höhere Effizienz. Damit wird natürlich die Anpassung an die vor- bzw. nachgeschaltete Elektronik wesentlich erleichtert, fertigungstechnisch wird diese Antenne weniger anfällig für Toleranzen sein. Höhere Effizienz (und bei idealer Ausrichtung auch der höhere Gewinn) ermöglichen eine bessere Ausnutzung der abzustrahlenden bzw. empfangenen Leistung.

(d) Welche Antenne würden Sie als Startpunkt verwenden, wenn Sie den Frequenzbereich in das UMTS Band I erweitern sollen? Welche Bauform, wenn es um „Design“ und Aussehen

geht? (3 Punkte)

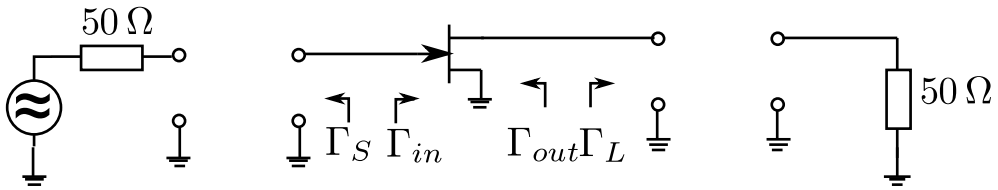
Lösung: Den Daten nach ist die Antenne des L2000 überlegen. Gerade auch die Anpassung ist im UMTS-Bereich schon gut genug. Diese Bauform ist allerdings nicht leicht im Handy zu integrieren. Wenn es um Design geht, ist also die Antenne des W208 zu bevorzugen.

2 Smith-Diagramm (16 Punkte)

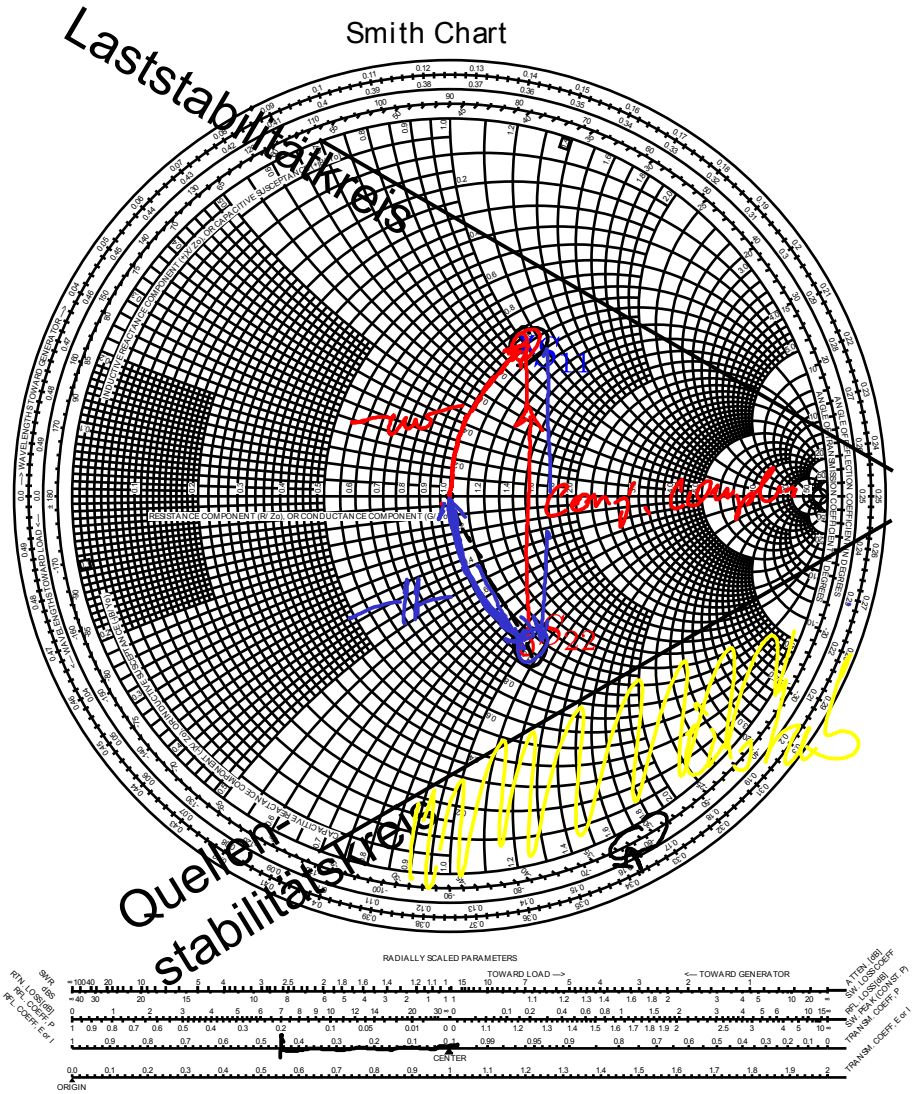
Lösen Sie die folgenden Aufgaben wo nötig grafisch im Smith-Diagramm und vergessen Sie nicht, dieses beizulegen! Tipp: Diese Aufgabe ist mit Sorgfalt erheblich leichter zu lösen als mit Kreativität!
Aus einem Datenblatt eines (fiktiven) Transistors sind folgende Daten zu entnehmen, die für alle Frequenzen gelten:

- Die Eingangsimpedanz bei ausgangseitigem Abschluss ($50\,\Omega$) beträgt $Z_{in,50} = (50 + j50)\,\Omega$.
- $S_{22} = 0,45\,e^{-j63,4°}$ $\quad z'_{in} = (1+j)$
- $S_{21} = 6, \quad S_{12} = 0,1$

Die dazugehörigen Stabilitätskreise für die Last und die Quelle sind im Smith-Diagramm eingezeichnet. Die Kreise schließen sich in der oberen (Last) bzw. unteren (Qulle) Halbebene.

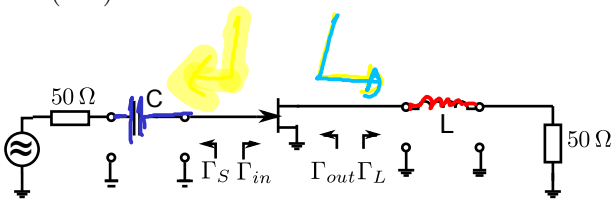


(a) Tragen Sie in das vorbereitete Smith-Diagramm die gegebenen Werte für S_{11} und S_{22} ein. (2 Punkte)
Lösung: Siehe Diagramm



(b) Konstruieren Sie im Smith-Diagramm jeweils eine Anpassschaltung für Eingang und Ausgang des Transistors für konjugiert komplexe Anpassung! Verwenden Sie dazu die rückwirkungsfreie Näherung ($S_{12} = 0$) und zeichnen Sie die bei 3 GHz zu verwendenden Elemente in das vorbereitete ESB (s.o.) ein. Geben Sie die Werte der Elemente an! (4 Punkte)

Lösung:



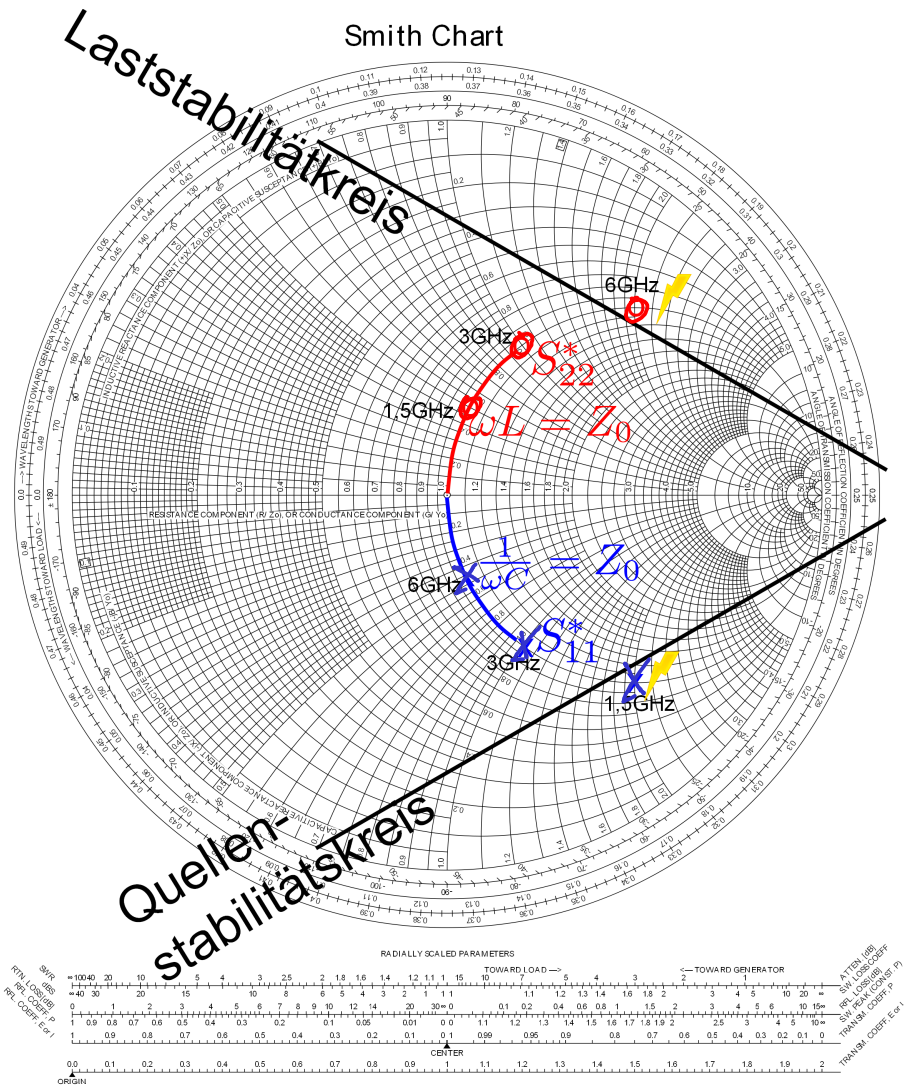
Anpassung mit jeweils $\pm j50\Omega = j\omega L$

$= -\frac{1}{\omega C}$

$\Leftrightarrow L = \frac{50\Omega}{\omega}$; $C = \frac{1}{50\Omega}$

$\omega = 2\pi \cdot 3 \cdot 10^9 \frac{1}{s}$

Taschenrechner ...



Siehe Bild mit den Elementwerten

$$L = 2,65\,\text{nH}, \qquad \omega L = 1 \times Z_0$$

$$C = 1,06\,\text{pF}, \qquad \frac{1}{\omega C} = 1 \times Z_0$$

als normierte Blindwiderstände bzw. -leitwerte aus dem Smith-Diagramm abgelesen

(c) Benennen Sie die Art der Stabilität des Transistors und identifizieren Sie den stabilen Bereich für die Quellenreflexion im Smith-Diagramm! (vollständige Sätze) (2 Punkte)
Lösung: Der Transistor ist bedingt stabil, der stabile Bereich ist jeweils außerhalb des gezeigten Stabilitätskreises um den Ursprung herum.

(d) Die Stabilität muss bei tieferen und höheren Frequenzen überprüft werden. Sie S-Parameter des Transistors und damit die Stabilitätskreise, ändern sich nicht. Überprüfen Sie die Stabilität für $f = 1,5;\ 3;\ 6\,\text{GHz}$. (6 Punkte)

Quelle $Z = 50\Omega - j\frac{1}{\omega C}$ @ 3GHz $50\Omega - j50\Omega$
@ 1,5GHz $50\Omega - j100\Omega$
@ 6 GHz $50\Omega - j25\Omega$

Last $Z = 50\Omega + j\omega L$ 3GHz $50\Omega + j100\Omega$
3GHz $50\Omega + j50\Omega$ 1,5GHz $50\Omega + j25\Omega$

Lösung: Zuerst muss die Lastreflexion bestimmt werden, die ist gemäß ESB die 50 Ω-Last in Serie mit der Induktivität, deren Blindwiderstand

$$\omega_{1.5}L = 0,5 \times Z_0$$
$$\omega_3 L = 1 \times Z_0$$
$$\omega_6 L = 2 \times Z_0$$

Für 1,5 GHz und für 6 GHz wird der Verstärker instabil.

ist. Diese Werte werden ins SD eingetragen.

Dann wird die Quelle betrachtet, hier ist

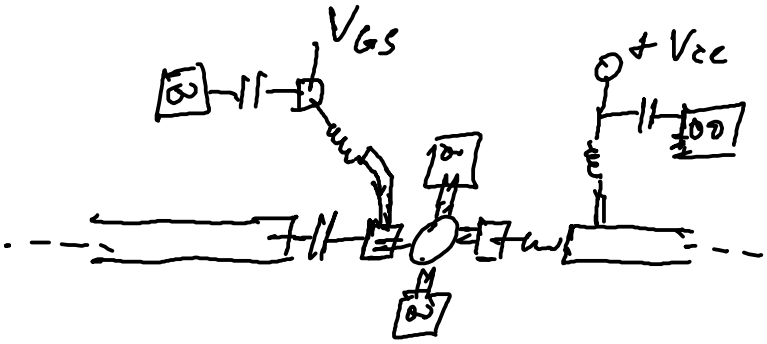
$$\frac{1}{\omega_{1.5}C} = 2 \times Z_0$$
$$\frac{1}{\omega_3 C} = 1 \times Z_0$$
$$\frac{1}{\omega_6 C} = 0,5 \times Z_0$$

Auch diese Werte werden in das SD eingetragen und man erkennt sofort, dass man quellenseitig bei 1,5 GHz und lastseitig bei 6 GHz bzw. jeweils etwas darüber oder darunter mit den Reflexionskoeffizienten in den instabilen Bereich rutscht.

(e) Worauf ist bei der Auslegung eines Vorspannungsnetzwerkes zu achten, welche Elemente kommen zum Einsatz? (2 Punkte)

Lösung: Das Vorspannungsnetzwerk muss Gate und Drain entsprechend der Anforderungen aus dem Datenblatt mit Gleichspannung und -strom versorgen, es muss also für sehr geringe Freqeunzen durchlässig sein. Gleichzeitig muss es die hohen Signalfrequenzen wirksam sperren, so dass das Vorspannungsnetzwerk für die Signal hochohmig, also unsichtbar ist. Man kann das Vorspannungsnetzwerk mit resistiven Elementen ausstatten und damit bei Frequenzen außerhalb der Nutzbandbreite Stabilität erzwingen.

Man verwendet dazu HF-Drosseln, die bei hohen Frequenzen hohe Blindwiderstände darstellen. Zudem werden Kondensatoren zur Masse verwendet, um HF, die in den DC-Kreis gelangt sein sollte, zu Masse abzuleiten. Für hohe Frequenzen kann man dieses auch mit einer geschickten Anordnung von ggf. leerlaufenden $\lambda/4$-Leitungen erreichen.

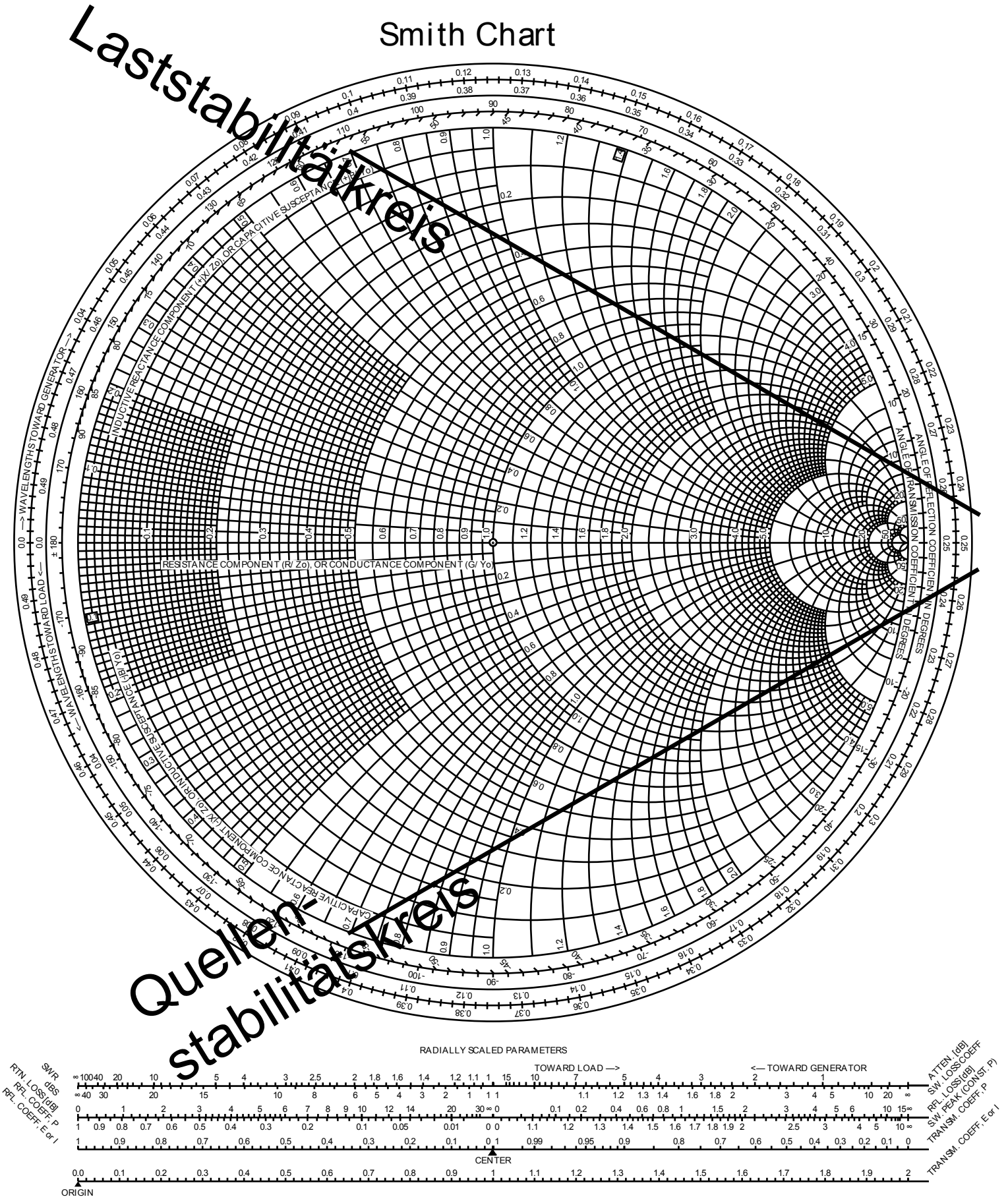


Vorspannungsnetzwerk muss die HF von der DC-Spannungsquelle abschoppeln, muss für die Signalfrequenz unsichtbar sein und darf bei keiner anderen Frequenz zu Instabilitäten führen.

Evtl. kann das Vorspannungsnetzwerk dazu genutzt werden, den Verstärker außerhalb des Betriebsbandes zu stabilisieren.

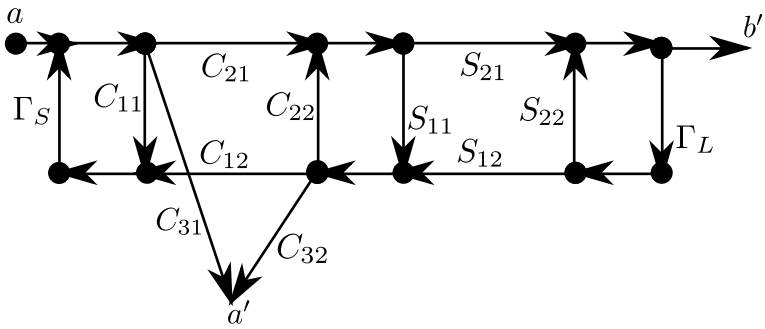
Es werden bei hohen Signalfrequenzen Leitungselemente, insb. $\frac{\lambda}{4}$-Leitungen und Radial-Stubs, verwendet, bei niedrigeren Frequenzen verwendet man HF-Drosseln, Kapazitäten zur Masse und zur Stabilisierung evtl. Widerstände.

Smith Chart


Lastastabilitätskreis
Quellenstabilitätskreis
RESISTANCE COMPONENT (R/ Zo), OR CONDUCTANCE COMPONENT (G/ Yo)
INDUCTIVE REACTANCE COMPONENT (+jX/ Zo), OR CAPACITIVE SUSCEPTANCE (+jB/ Yo)
CAPACITIVE REACTANCE COMPONENT (-jX/ Zo), OR INDUCTIVE SUSCEPTANCE (-jB/ Yo)
WAVELENGTHS TOWARD GENERATOR —>
<— WAVELENGTHS TOWARD LOAD
ANGLE OF REFLECTION COEFFICIENT IN DEGREES
ANGLE OF TRANSMISSION COEFFICIENT IN DEGREES
RADIALLY SCALED PARAMETERS
TOWARD LOAD —>
<— TOWARD GENERATOR
SWR
dBS
RTN. LOSS [dB]
RFL. COEFF. P
RFL. COEFF. E or I
ATTEN. [dB]
SW. LOSS COEFF
RFL. LOSS [dB]
SW. PEAK (CONST. P)
TRANSM. COEFF. P
TRANSM. COEFF. E or I
CENTER
ORIGIN

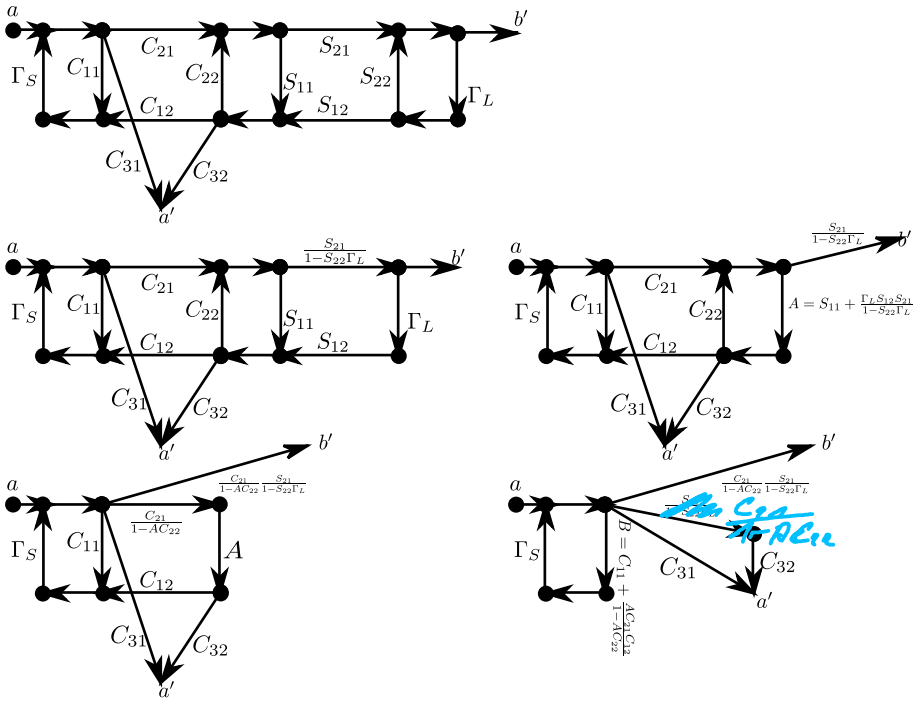
3 Signalflussgrafen (16 Punkte)

Eine Vorrichtung zur Messung des Durchlasses ist gegeben.

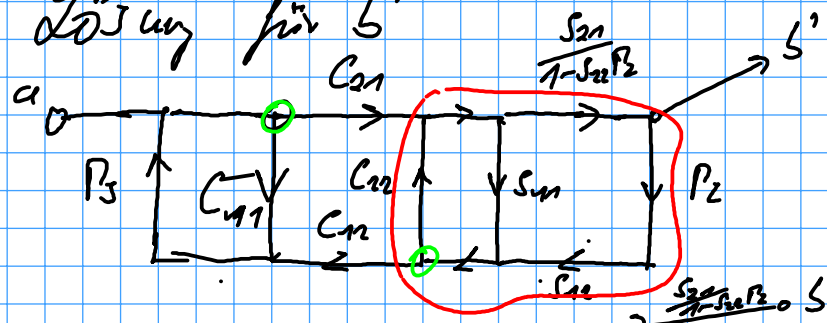


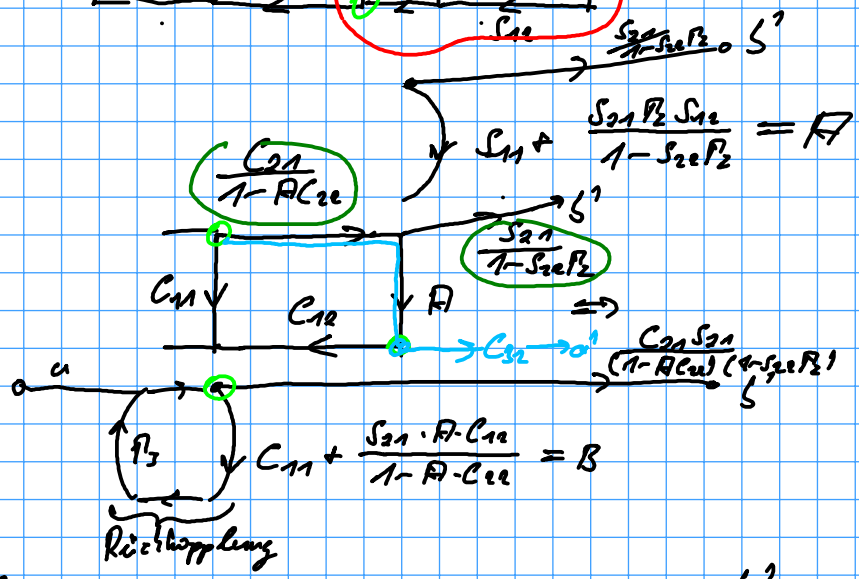
Sie besteht aus einer Quelle mit a und Γ_S, einem Leistungsmesser Γ_L, dem Prüfling S_{ij} und einem Koppler, um die Eingangsleistung zu beobachten C_{ij}.

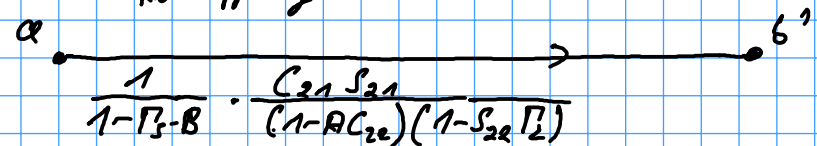
(a) (*) Nutzen Sie die Methode der Signalflußgrafen und berechnen Sie a', b' sowie b'/a' allgemein! (Bei Schwierigkeiten machen Sie weiter bei (b)) Sie dürfen sinnvolle Abkürzungen in den Formeln einführen, ggf. lösen Sie für a' und b' separat. (4 Punkte)
Lösung:

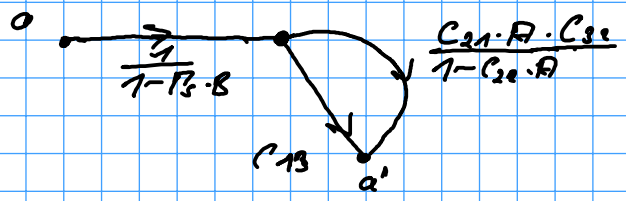


a) Lösung für b'









$$a' = a\cdot\frac{C_{21}AC_{32}}{\cancel{(1-C_{22}A)\cdot(1-\Gamma_3\cdot B)}} + \frac{C_{13}(1-C_{22}A)}{\cancel{(1-\Gamma_3 B)(1-C_{22}A)}}$$

$$b' = a\cdot\frac{1}{\cancel{1-\Gamma_3\cdot B}}\cdot\frac{C_{21}S_{21}}{\cancel{(1-AC_{22})}(1-S_{22}\Gamma_2)}$$

$$\frac{b'}{a'} = \frac{C_{21}S_{21}}{(1-S_{22}\Gamma_2)\left(C_{21}AC_{32}+C_{13}(1-C_{22}A)\right)}$$

noch für A einsetzen

zu b)

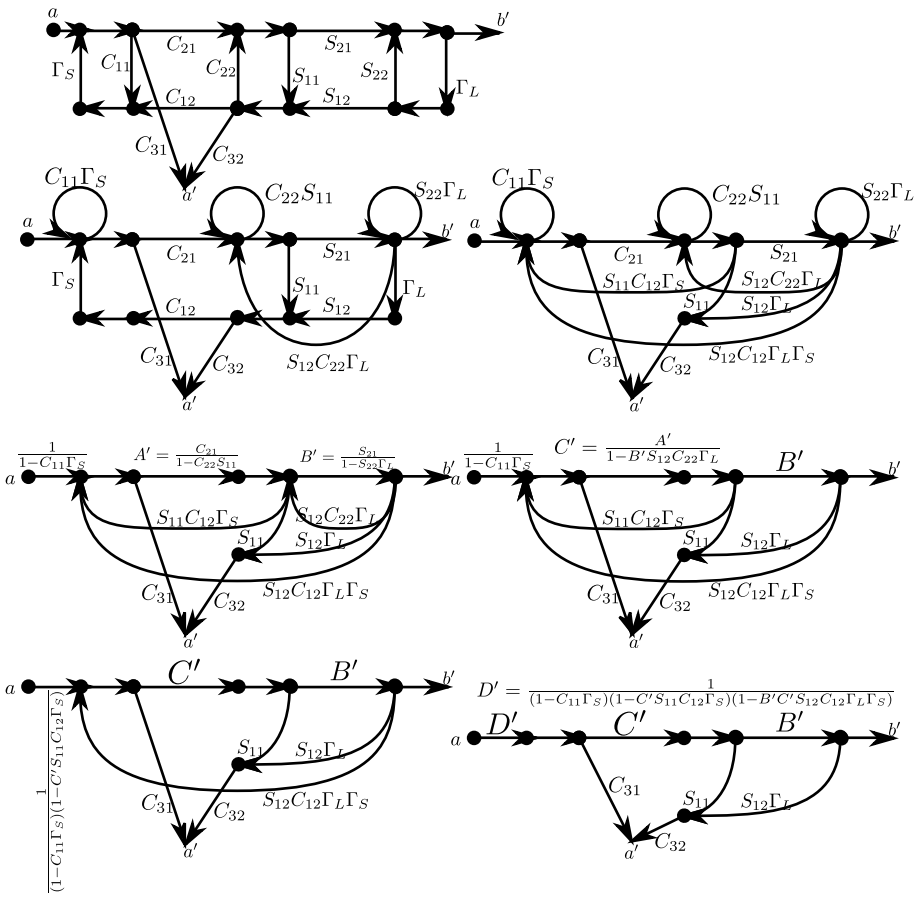
$$C_{22},\ C_{13},\ C_{32} = 0$$

—

im Ergebnis ergibt sich

$$\frac{b'}{a} = \frac{1}{1-\Gamma_S B} \times \frac{C_{21}}{1-C_{22}A} \times S_{21}(1-S_{22}\Gamma_L)$$
$$\frac{a'}{a} = \frac{1}{1-\Gamma_S B} \times \left(C_{31} + \frac{C_{32}AC_{21}}{1-C_{22}A}\right)$$
$$\frac{b'}{a'} = \frac{\frac{C_{21}}{1-C_{22}A} \times S_{21}(1-S_{22}\Gamma_L)}{C_{31} + \frac{C_{32}AC_{21}}{1-C_{22}A}} = \frac{1}{1-S_{22}\Gamma_L} \times \frac{C_{21}S_{21}}{C_{31}(1-C_{22}A) + C_{32}AC_{21}}$$

Eine Lösung mit Schleifen ist ebenso möglich, wenn auch deutlich aufwändiger

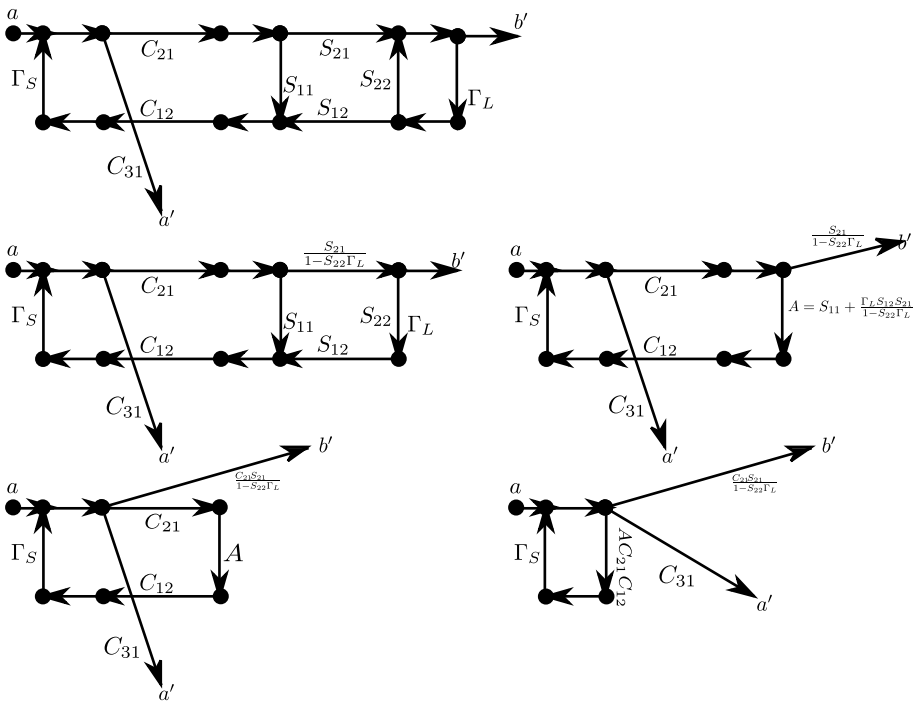


Mit den hier eingeführten Abkürzungen ergibt sich dann

$$\frac{b'}{a} = D'C'B'$$
$$\frac{a'}{a} = C_{31}D' + D'C'C_{32}\left(S_{11} + B'S_{12}\Gamma_L\right)$$
$$\frac{b'}{a'} = \frac{C'B'}{C_{31} + C'C_{32}\left(S_{11} + B'S_{12}\Gamma_L\right)}$$

Eine relativ lange und für die Klausur nicht erforderliche und nicht gefragte Handrechnung, die hier nicht wiedergegeben ist, zeigt, dass beide Ergebnisse gleich sind.

(b) Berechnen Sie die Parameter wie in (a), jedoch mit $C_{22} = C_{11} = C_{32} = 0$! Auch hier dürfen Sie sinnvolle Abkürzungen einführen. (6 Punkte)
Lösung:



im Ergebnis ergibt sich

$$\frac{b'}{a} = \frac{1}{1-\Gamma_S A C_{21} C_{12}} \times C_{21} \times S_{21} 1 - S_{22}\Gamma_L$$
$$\frac{a'}{a} = \frac{1}{1-\Gamma_S A C_{21} C_{12}} \times C_{31}$$
$$\frac{b'}{a'} = S_{21} 1 - S_{22}\Gamma_L \times C_{21} \times \frac{1}{C_{31}}$$
$$= \frac{C_{21}}{C_{31}} \times S_{21} \times \frac{1}{1-S_{22}\Gamma_L}$$

(c) Kommentieren Sie das Ergebnis, vor allem im Hinblich darauf, dass nur die Beträge von a' und b' gemessen werden können. Welcher Term lässt sich kalibrieren, welcher Einfluss ggf. nicht? (3 Punkte)
Lösung: Wie erwartet, ist das gemessene Verhältnis nicht einfach S_{21}, sondern dieser Wert, modifiziert um die Einfügedämpfung des Kopplers und den Koppelfaktor. Zudem tritt ein Term für die Fehlanpassung des Leistungssensors an b' an den Prüfling auf.

Mit einer vektoriellen Zweitormessung könnte man grundsätzlich beide Einflüsse (Koppler und Fehlanpassung des Leistungsmessers) herauskalibrieren, den Einfluss von Einfügedämpfung und Koppelfaktor aber nur (als Verhältnis) gemeinsam. Den weiteren Term

kann man mit diesem Aufbau allerdings nicht korrigieren, da es zum einen eine vektorielle Messung erfordert, und zu Kalibration die Kenntnis von S_{22} des Prüflings notwendig ist.

Die Fehlanpassung der Quelle Γ_S spielt gar keine Rolle, sie kürzt sich heraus.

(d) Zur Kalibration, bzw. Fehlerkompensation stehen Ihnen zur Verfügung, die zu diesem Zweck anstatt des Prüflings eingefügt werden können: (3 Punkte)

- Durchlass mit idealer Transmission und idealer Anpassung an beiden Seiten.
- Ein Leerlauf
- Ein Kurzschluss
- Ein Durchlass mit bekannter Transmission und bekannter Anpassung an beiden Seiten.

Welches Element/ bzw. welche Elemente würden Sie zur Kalibration verwenden, welche Fehlerquellen können herausgerechnet werden?
Lösung: Kurzschluss und Leerlauf sind natürlich nicht zu verwenden, da dann immer b' Null wäre, das ist unsinnig.

Mit den anderen beiden kann man wie folgt vorgehen:

- Idealer Durchlass mit $S_{21} = 1$ und $S_{22} = 0$ (nur diese beiden sind von Interesse): Hierbei ergibt sich

sollte man nehmen!

$$\left.\frac{b'}{a'}\right|_1 = \frac{C_{21}}{C_{31}}$$

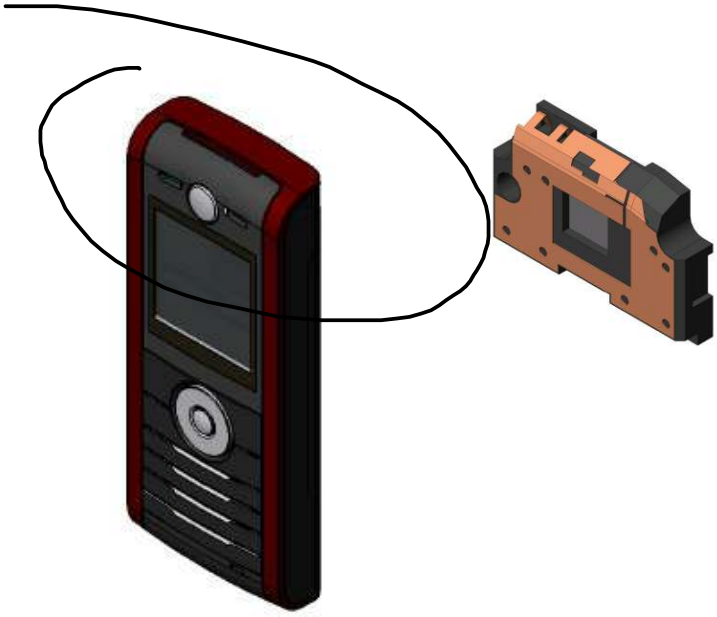
womit der Einfluss schon bestimmt wäre.

- Mit dem Durchlass mit bekannter Transmission und bekannter Reflexion folgt

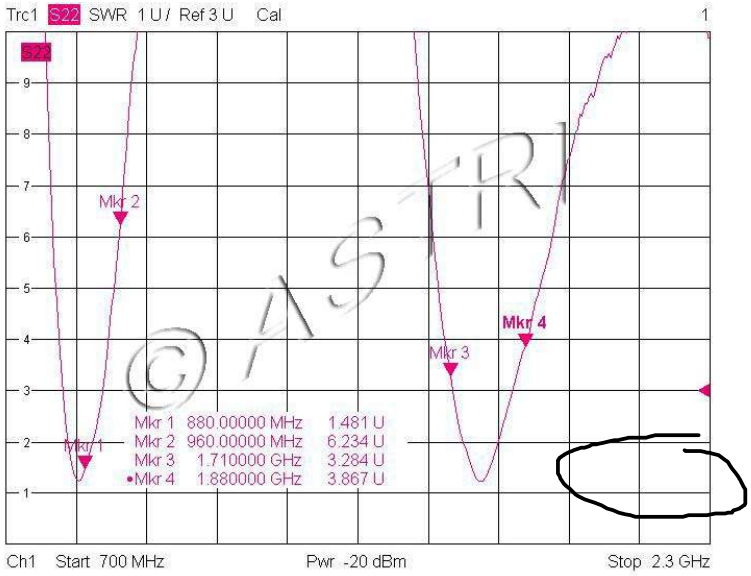
$$\left.\frac{b'}{a'}\right|_2 = \frac{C_{21}}{C_{31}} \times S_{21,2} \times \frac{1}{1 - S_{22,2}\Gamma_L}$$
$$\Leftrightarrow \frac{1}{1 - S_{22,2}\Gamma_L} = \left.\frac{b'}{a'}\right|_2 \times \frac{C_{31}}{C_{21}} \times \frac{1}{S_{21,2}} \ .$$

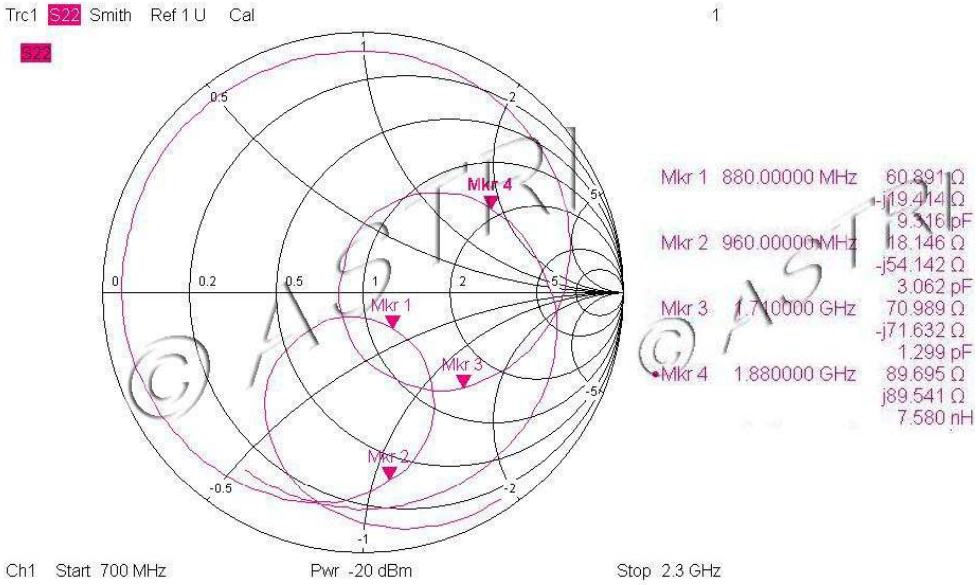
In vollständig komplexer (Betrag und Phase) Messung an beiden Sensoren lässt sich damit Γ_L bestimmen, in skalarer Messtechnik ginge nicht einmal das. Selbst wenn der Reflexionskoeffizient des Leistungsmessers bekannt ist, bedarf die Kalibration des fraglichen Terms noch die Kenntnis vonS_{22}, was aber mit diesem Messaufbau nicht möglich ist.

Motorola W208

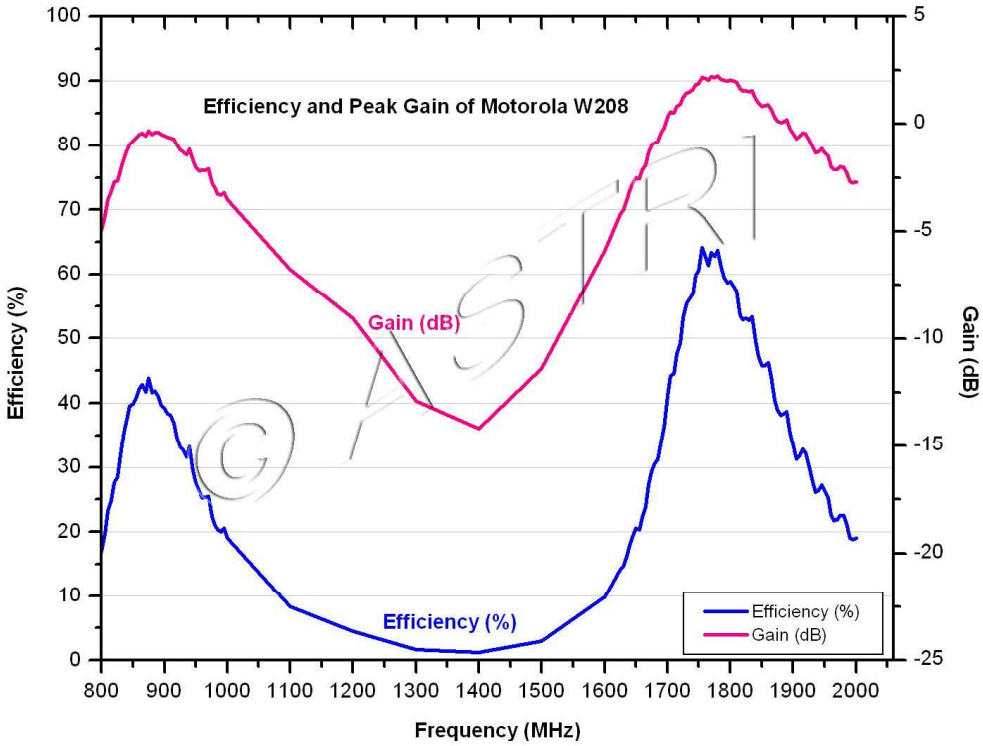


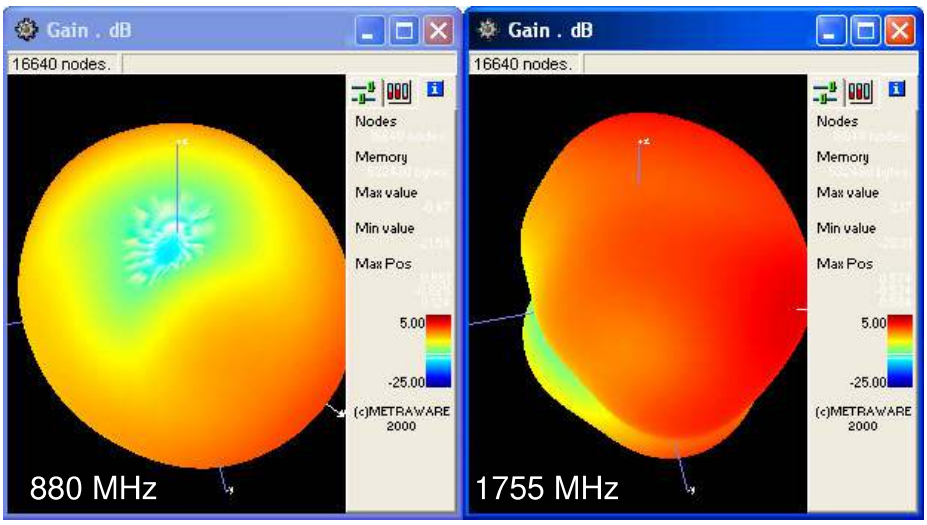
Impedance Results: Graphs





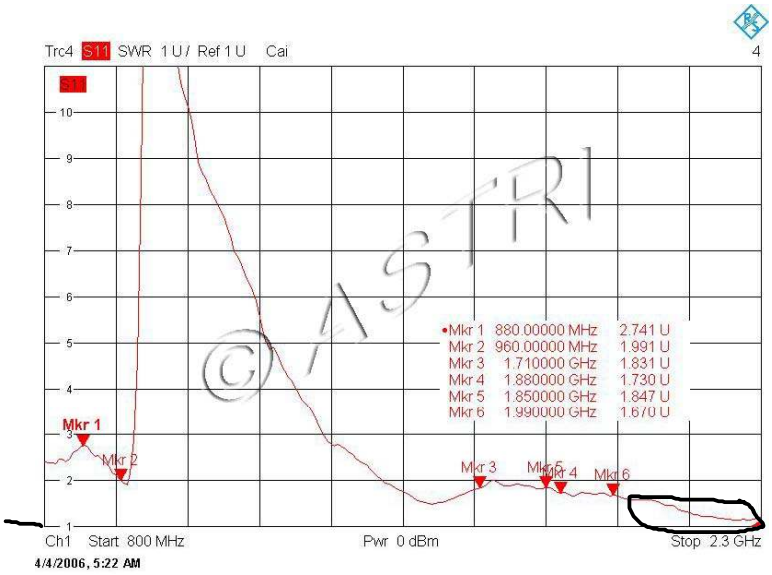
3D Radiation & Efficiency

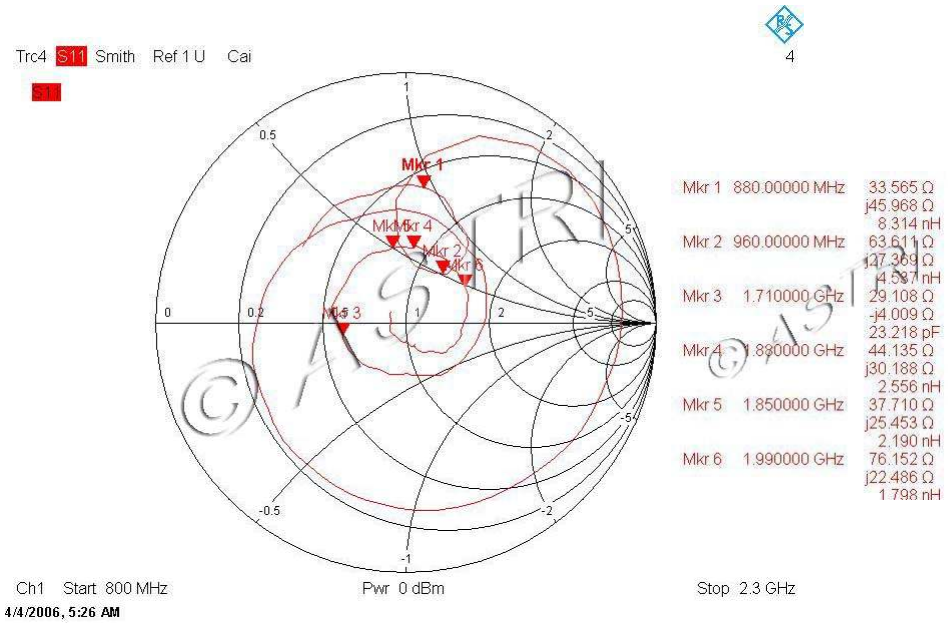
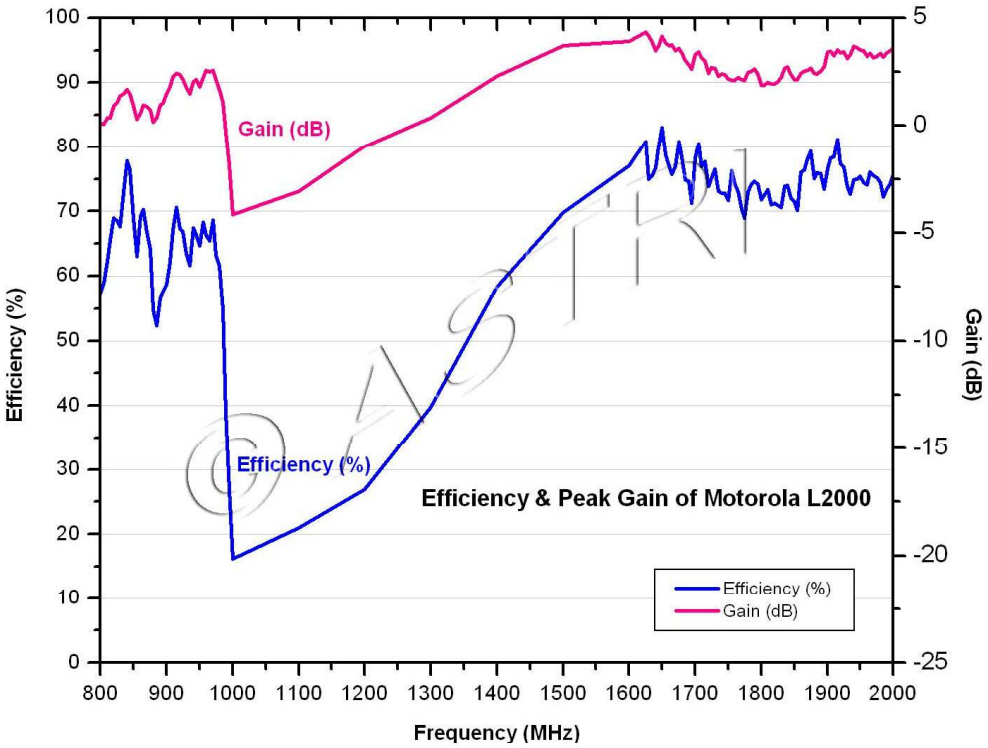
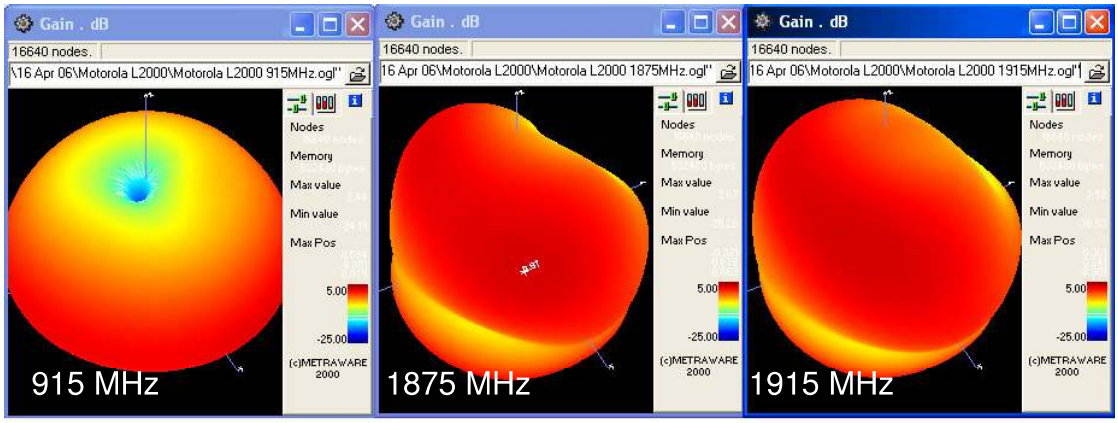




Motorola L2000

Impedance Results: Graphs





3D Radiation & Efficiency