

Wie kommen die 50Ω zum Transceiver



Ortsverband Pulheim G40

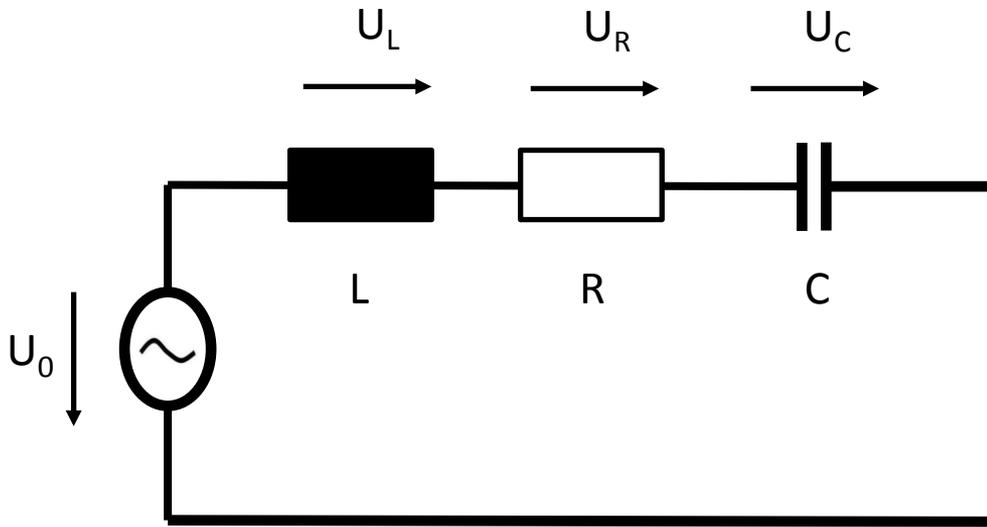
Inhalt

1. Antennenimpedanz
2. Notwendigkeit der Anpassung
3. *Transformation*
 1. *Leitung*
 2. *LC*
4. Transformation in Gaußsche Zahlenebene
5. Smith-Chart
6. Beispielkoppler

1. Antennenimpedanz

Schwingkreis

Serienschwingkreis

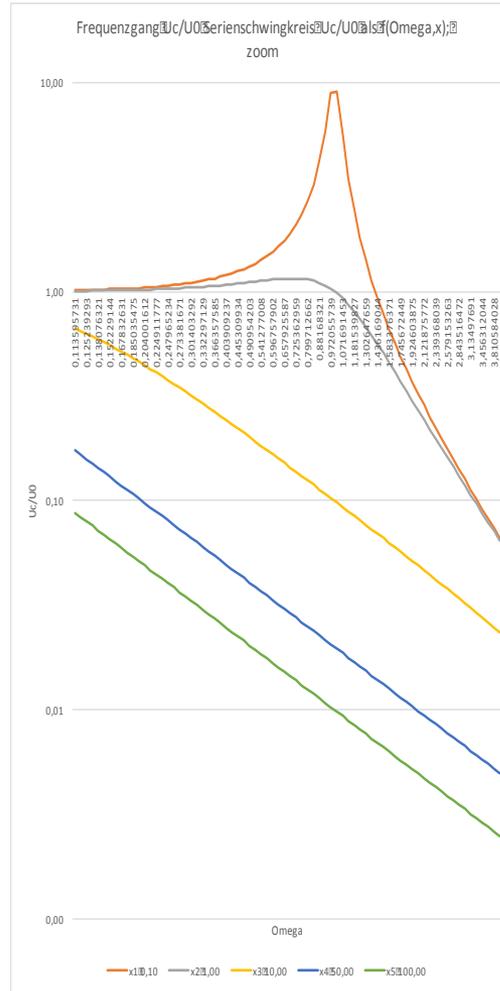
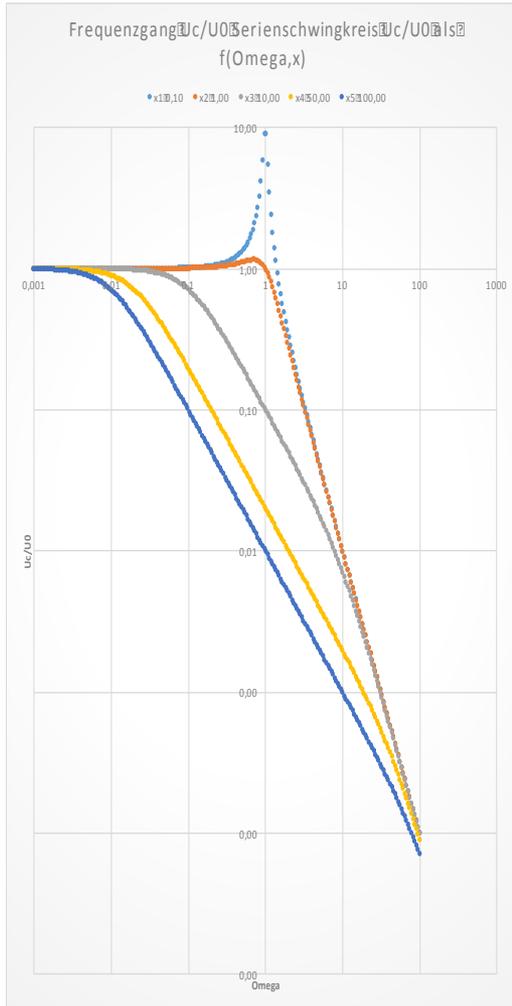


$$U_0 = I * j\omega L + I * R + I * \frac{1}{j\omega C}$$

mit $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0} = \omega * \sqrt{L * C}$

$$\frac{U_C}{U_0} = \frac{1}{\sqrt{(1-\Omega^2)^2 + (\Omega R \sqrt{C/L})^2}}$$

Serienschwingkreis



$\frac{U_c}{U_0} \approx 1$ sehr niedrige Frequenzen

$\frac{U_c}{U_0} \approx \frac{1}{\Omega^2}$ sehr hohe Frequenzen

Bei Parallelschwingkreise gilt der Zusammenhang für die Ströme

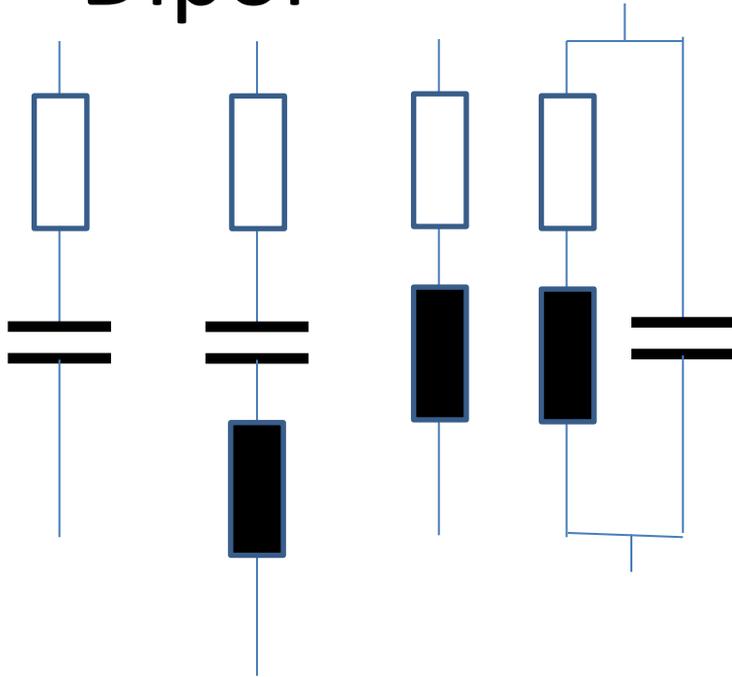
$$\frac{U_c}{U_0} = \frac{1}{\sqrt{(1-\Omega^2)^2 + (\Omega R \sqrt{C/L})^2}}$$

$$\Omega = R * \sqrt{C/L}$$

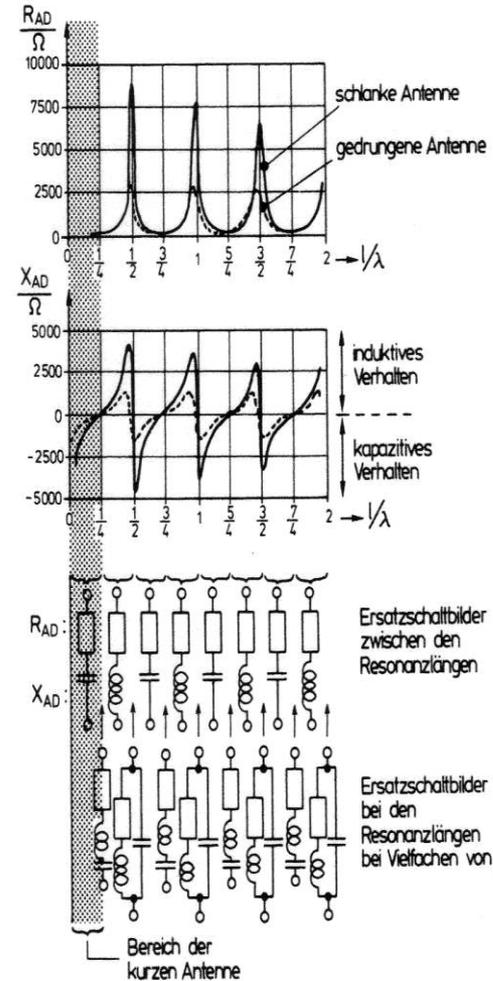
1. Antennenimpedanz

Antennenspezifika

Eingangsimpedanz Dipol



$0 < l = \lambda/4$ $l = \lambda/4$ $\lambda/4 < l < \lambda/2$ $l = \lambda/2$



© Janzen, Kurze Antennen

Angaben /2 gelten ebenso für Monopolanatennen

igs-
gig-
iz-

Antenneneingangsimpedanz

Für $l=\lambda/4$ (d.h. Dipollänge $\lambda/2$) gilt:

Dipol (unendlich dünner Leiter) : $Z_{AD} = 73,3 \Omega + j 42,5 \Omega$

Der induktive Anteil kann durch 5% ige Kürzung (abh. vom Drahtdurchmesser) kompensiert werden (Dachkapazität)

$$Z_{AD} = 68 \Omega$$

Monopol (unendlich dünner Leiter) : $Z_{AM} = 36,7 \Omega + j 21,3 \Omega$

resp (s.o.)

$$Z_{AM} = 34 \Omega$$

**Reeller Strahlungswiderstand
ist der Widerstand, der die abgestrahlte Verlustleistung repräsentiert**

Antennenimpedanz als $f(h)$

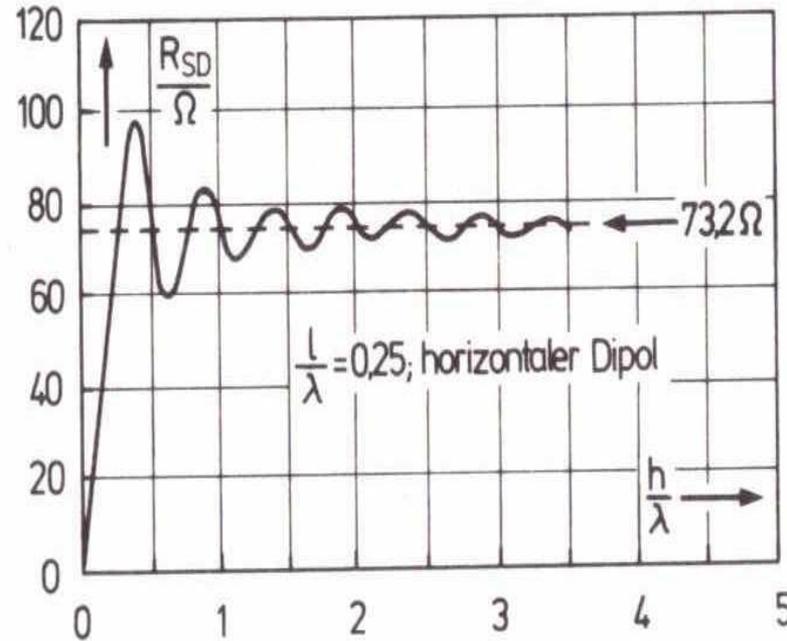
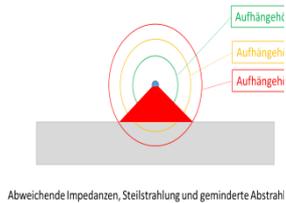
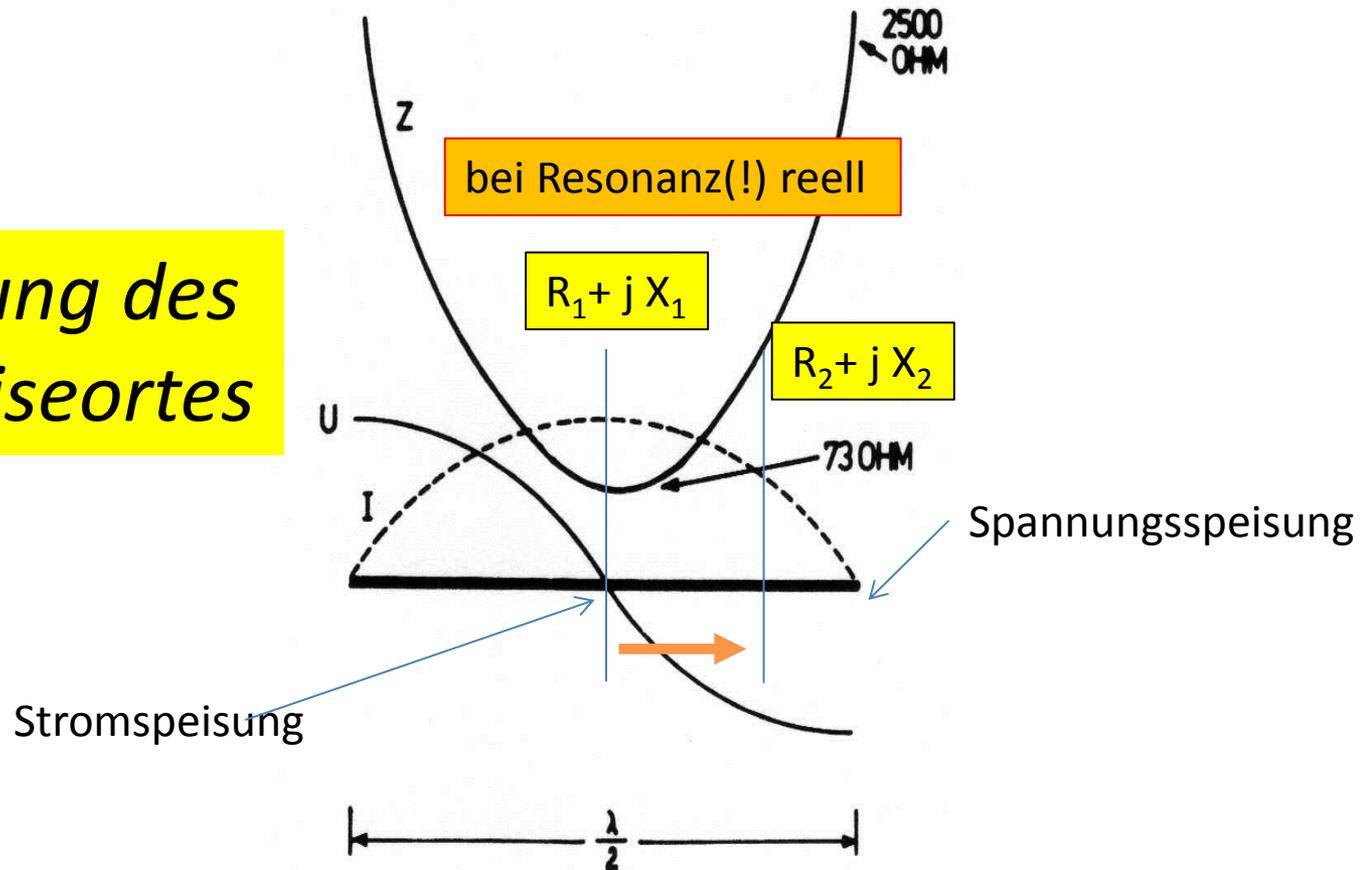


Abb 2.29 Strahlungswiderstand R_{SD} des $\lambda/2$ -Dipols in Abhängigkeit von der normierten Höhe h/λ über dem Erdboden

**Was passiert nun in der Realität,
wenn nicht immer resonante Antennen,
mittige Einspeisepunkte und ideale
Aufhängehöhen verfügbar sind?
(Multibandantennen)**

Strom/Spannungssituation Dipol

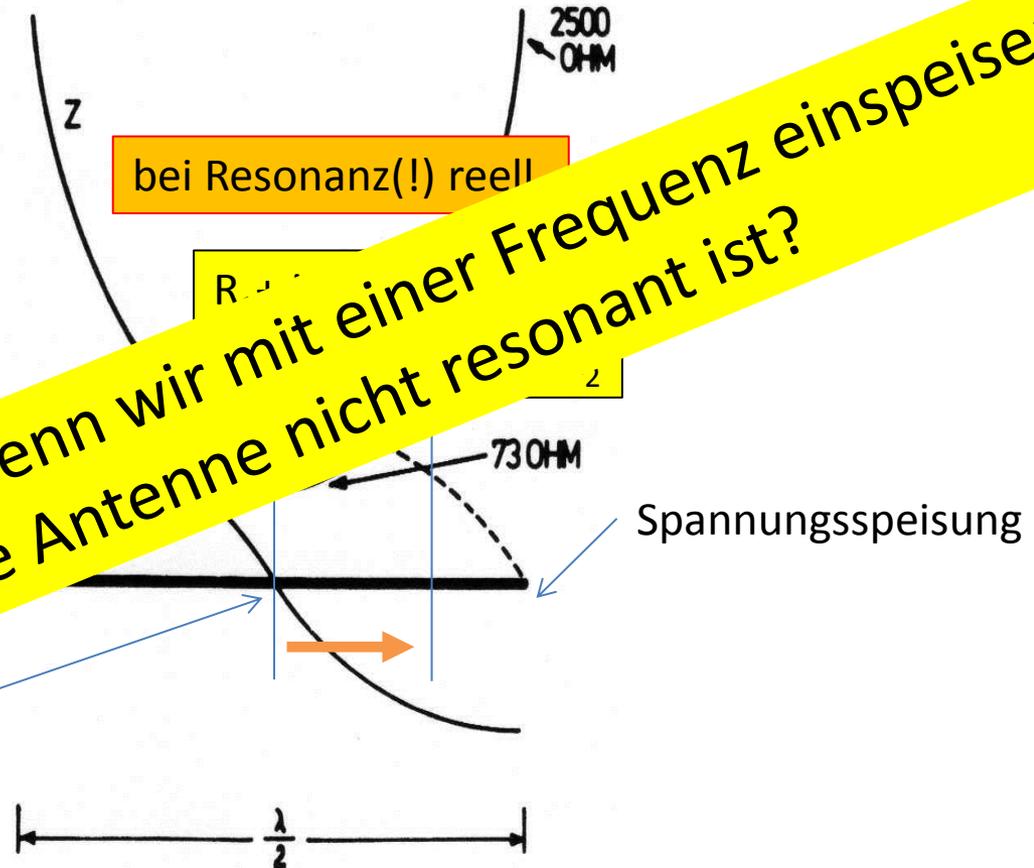
Änderung des
Einspeiseortes



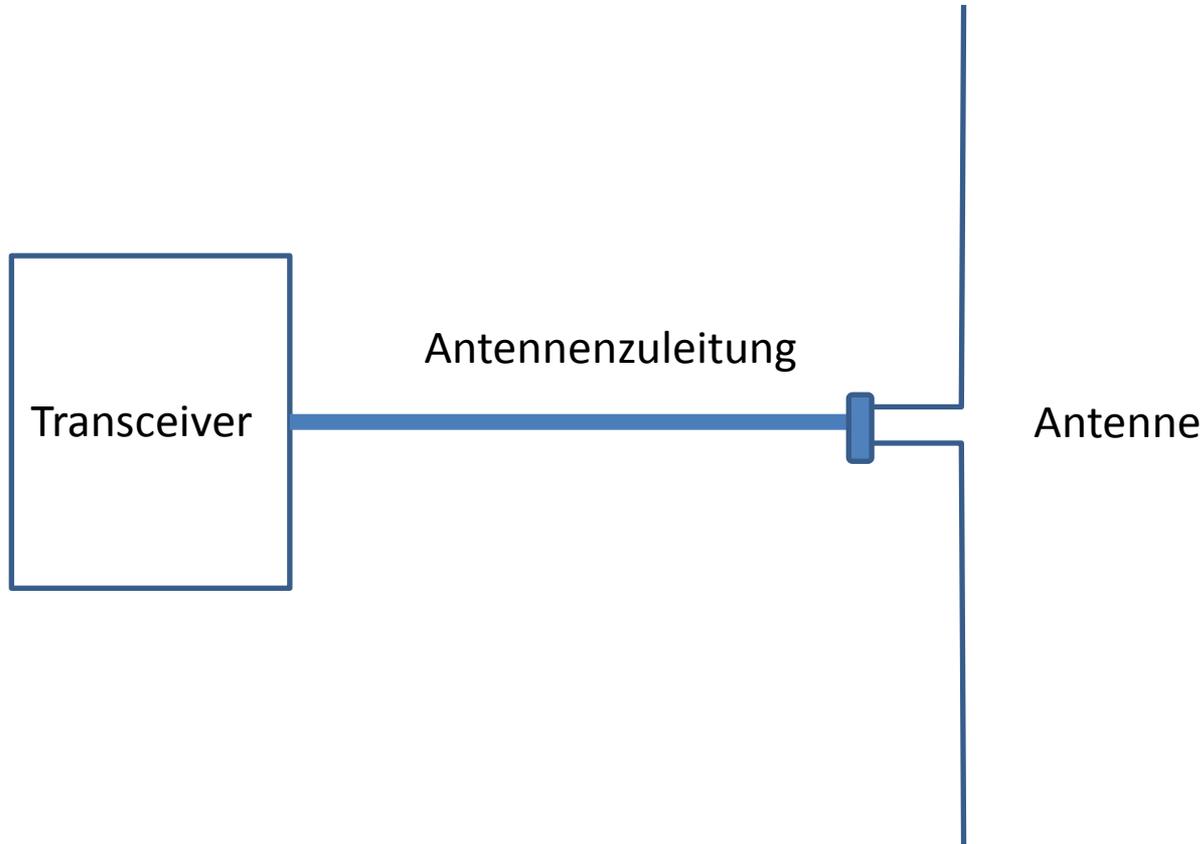
Strom/Spannungssituation Dipol

Änderung des
Einspeiseortes

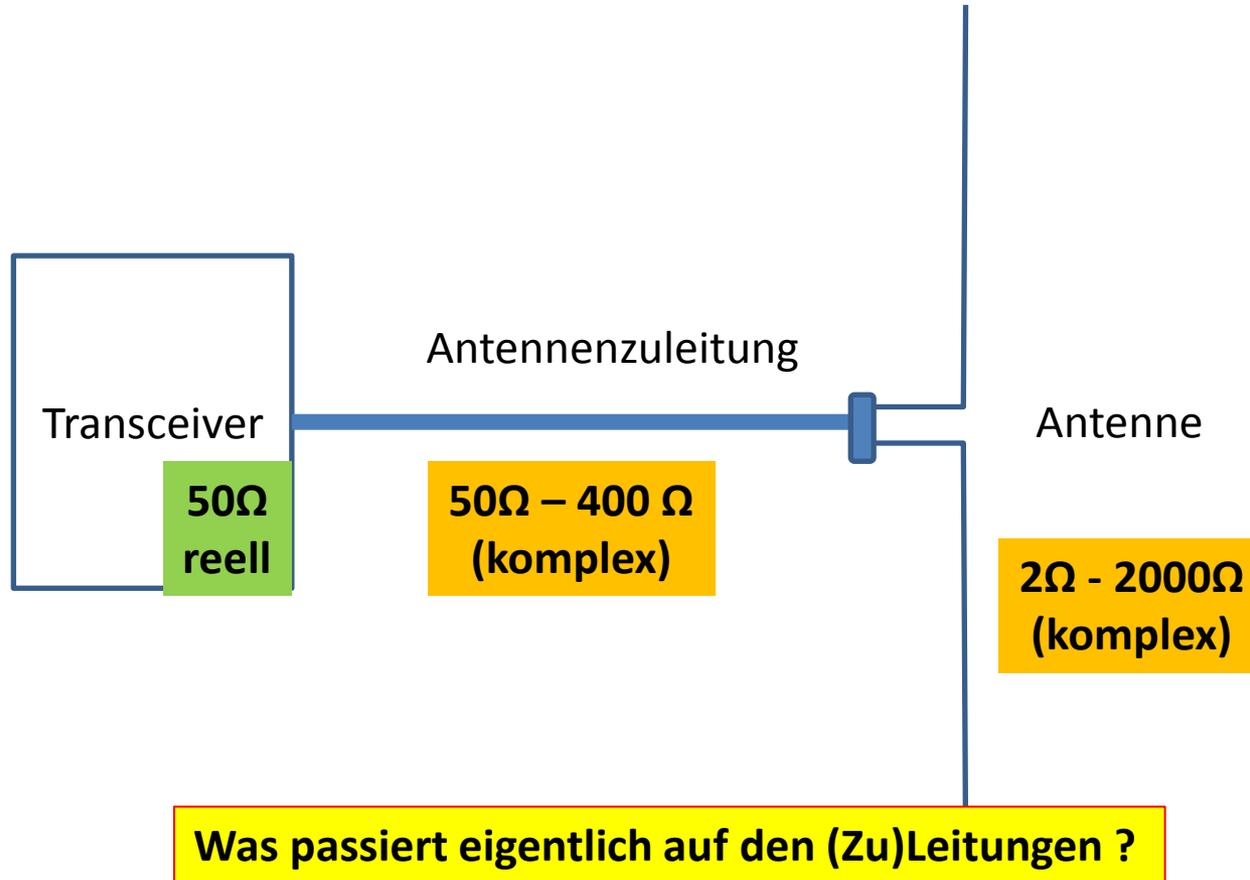
...und was geschieht, wenn wir mit einer Frequenz einspeisen,
auf der die Antenne nicht resonant ist?



Einrichtung Sende / Empfangsanlage



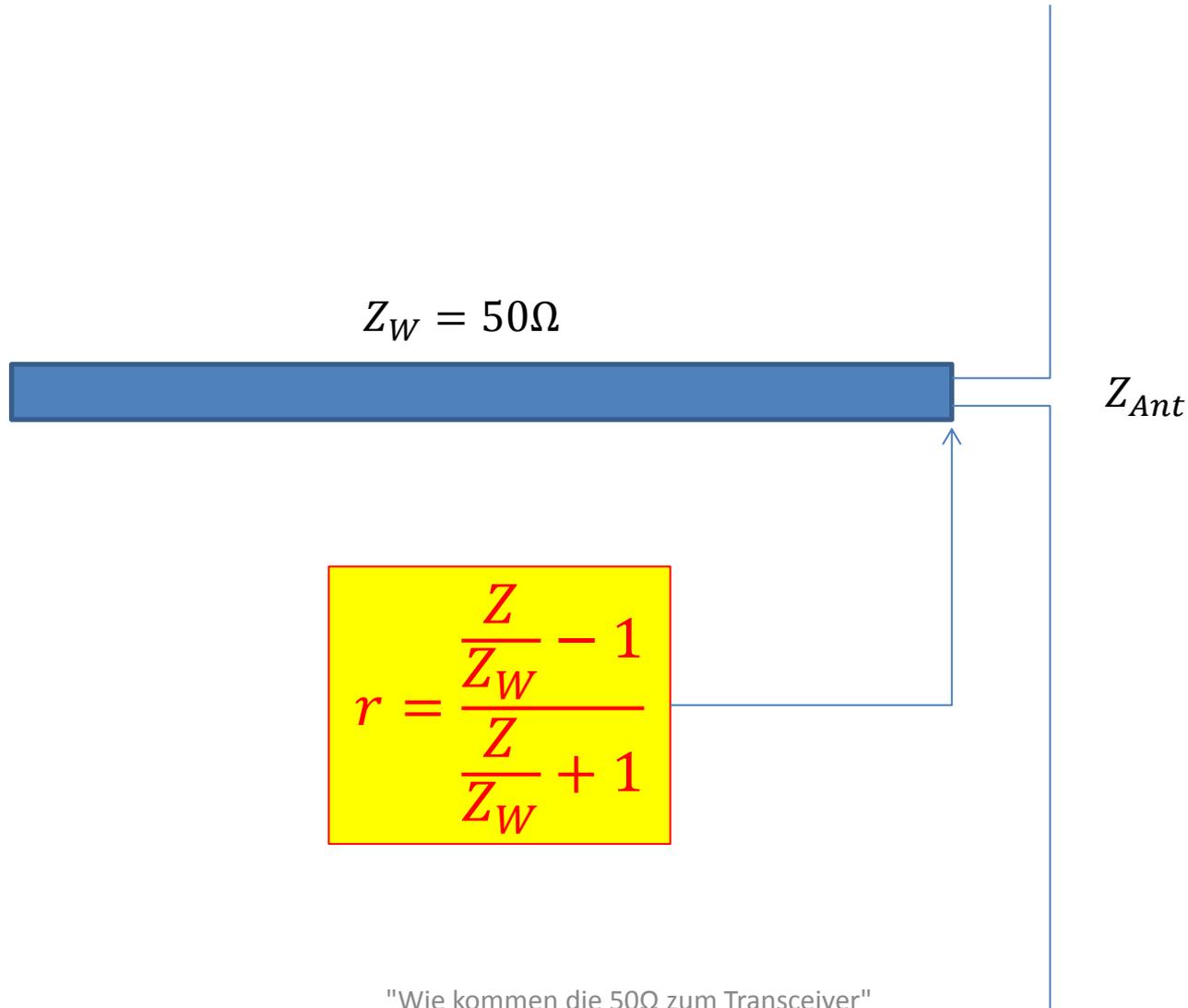
Einrichtung Sende / Empfangsanlage



2. Notwendigkeit der Anpassung

Reflektionsfaktor

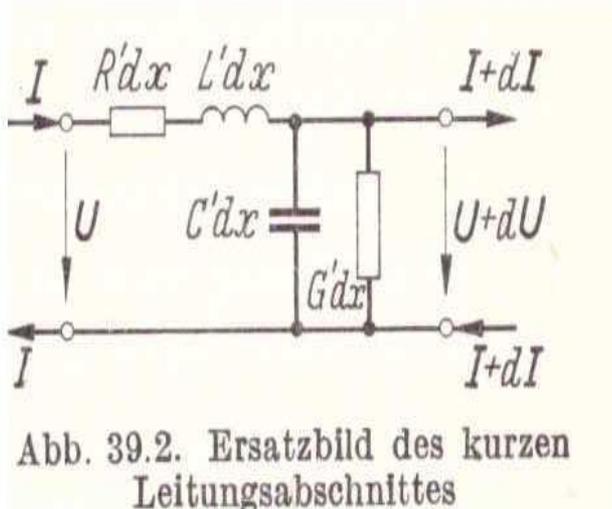
Reflektionsfaktor



3. Transformation

3.1 Antennenleitung

Ersatzbild einer Leitung



$$U = I (R' + j \omega L') dx + U + dU,$$

$$I = (U + dU) (G' + j \omega C') dx + I + dI.$$

$$Z_w = \sqrt{\frac{R' + j \omega L'}{G' + j \omega C'}}$$

U und I sind Funktionen von x !!

und stehen über den Wellenwiderstand in Beziehung

Zudem pflanzen die Wellen sich wellenförmig in dem Leiter fort und bilden so an verschiedenen Punkten der Leiter unterschiedliche Impedanzen aus

Leitungsanpassung

Mit Wellenwiderstand abgeschlossen

Teilreflexion

Kurzschluß

Leerlauf

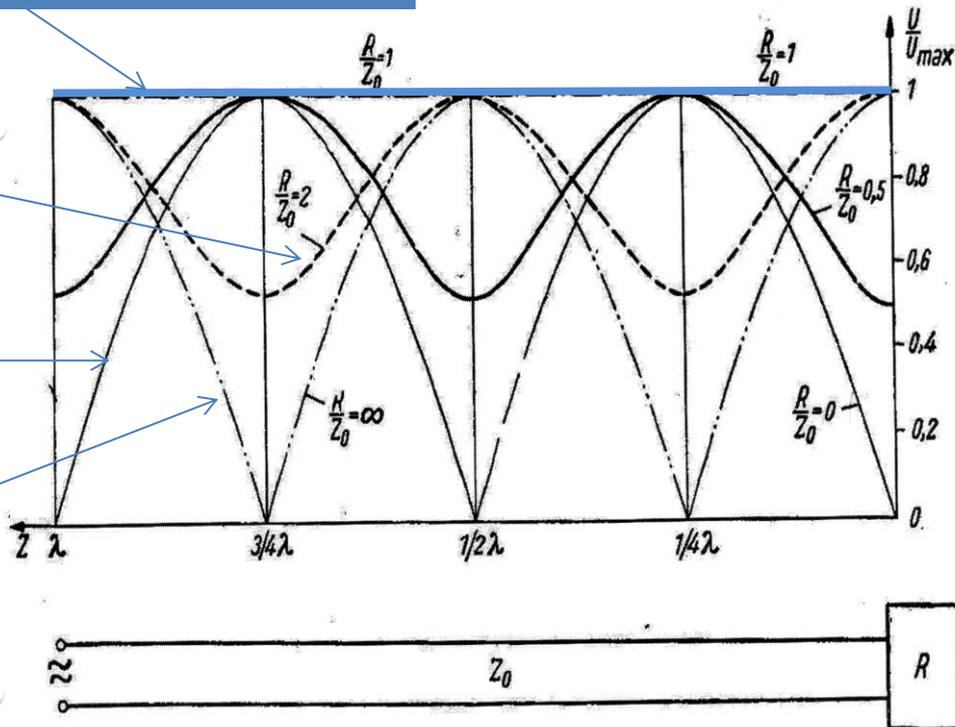


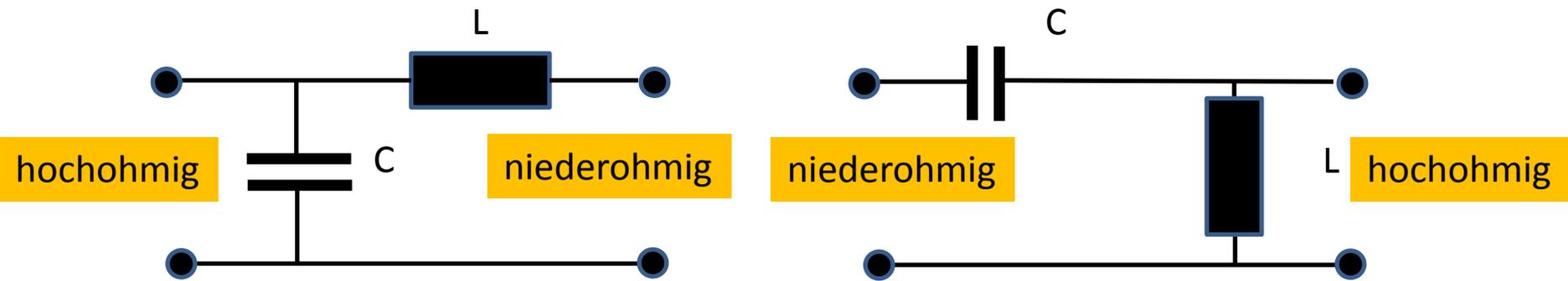
Abb. 207. Amplitudenverteilung der den verschiedenen Abschlußwiderständen zu geordneten Spannungen längs der Leitung

3. Transformation

3.2 LC Transformation

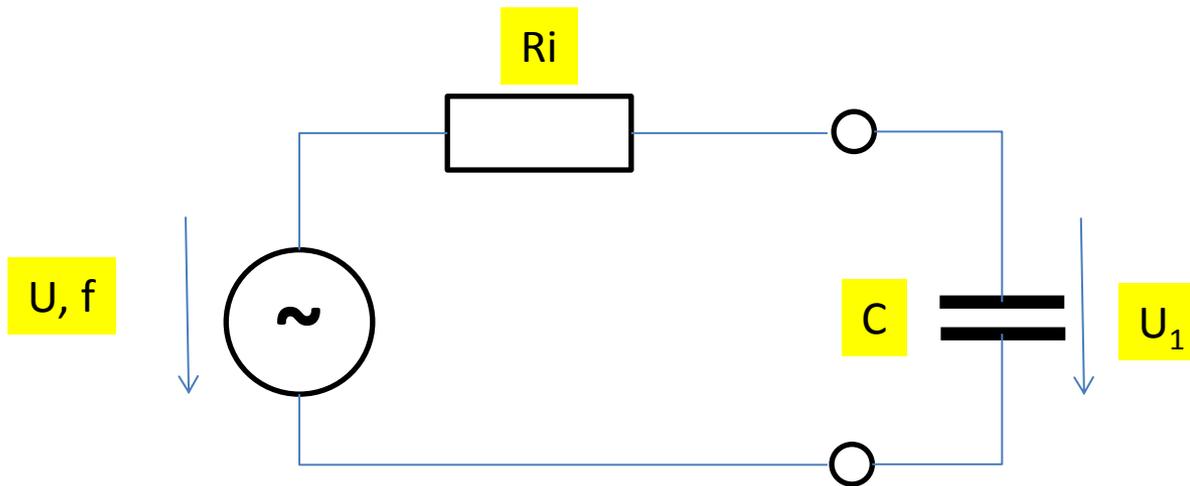
LC Transformation

Vierpol



und wie funktioniert das?

Beispiel: Abwärtstransformation

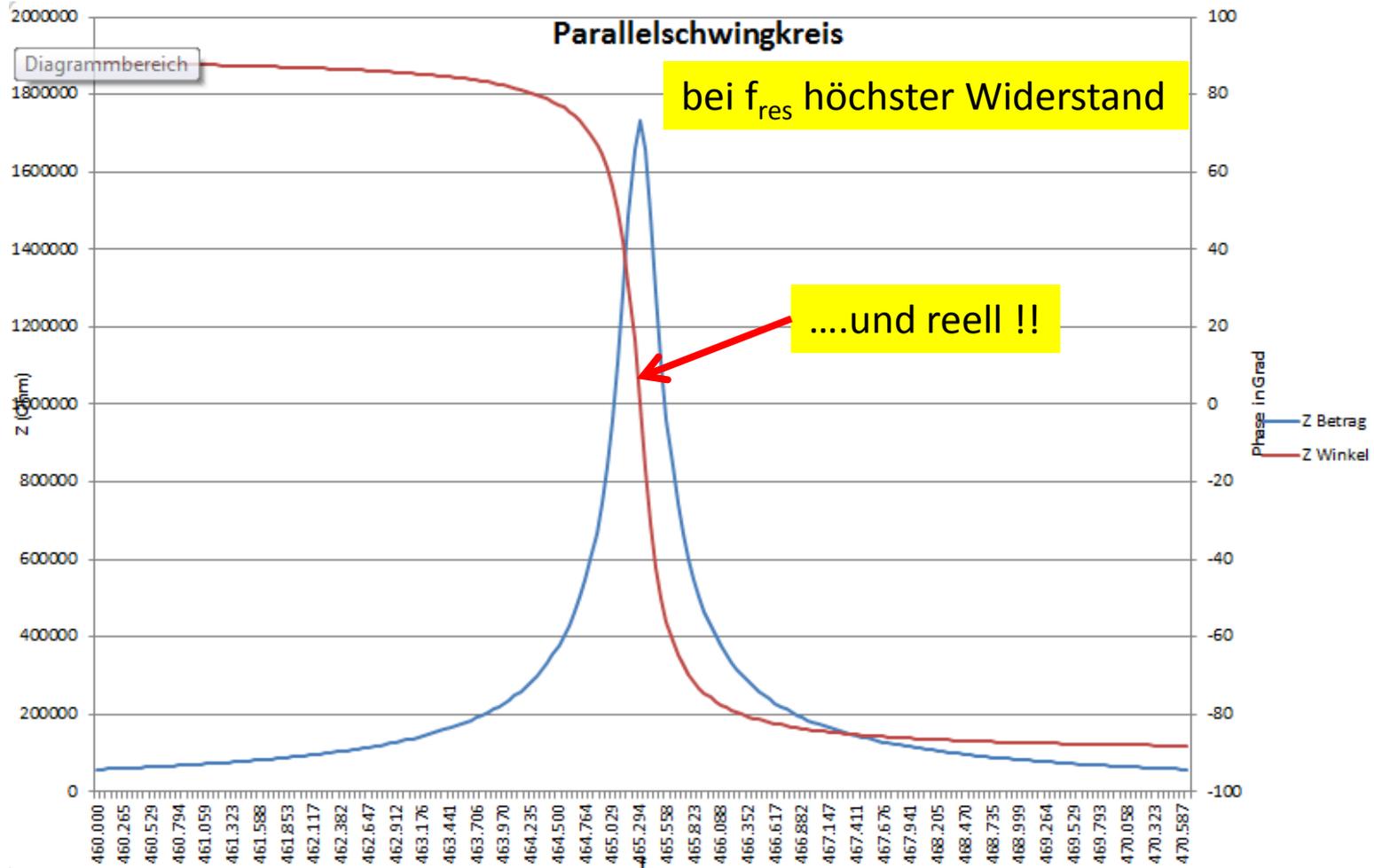


Gedankenexperiment:

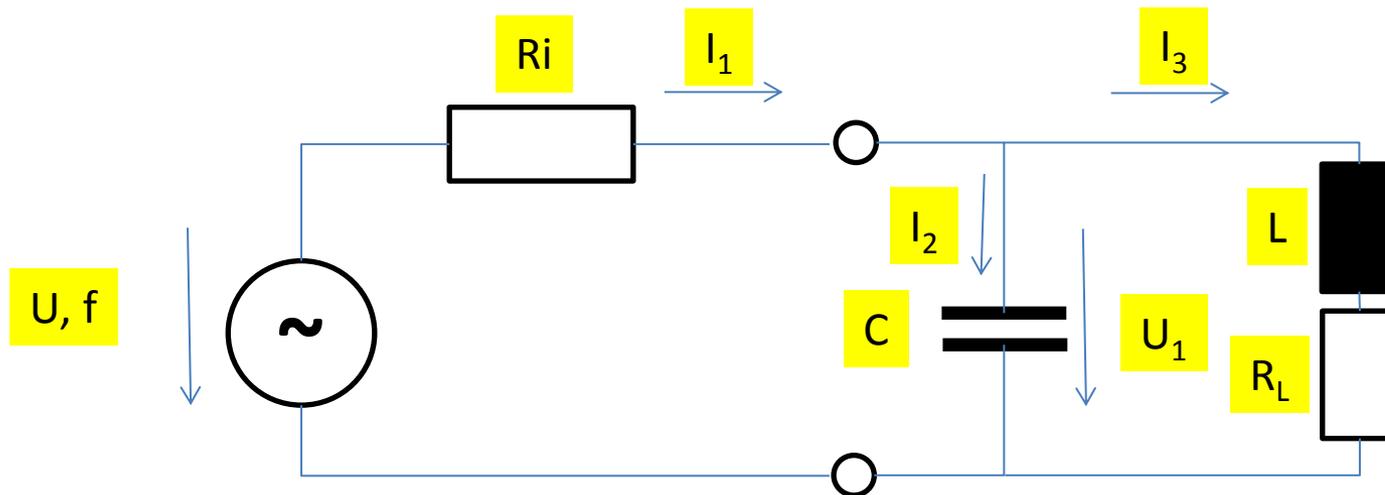
U groß
R_i groß
C groß

Wegen $X_C \ll R_i$ bricht U_1 ein ! Was tun?

Parallelschwingkreis



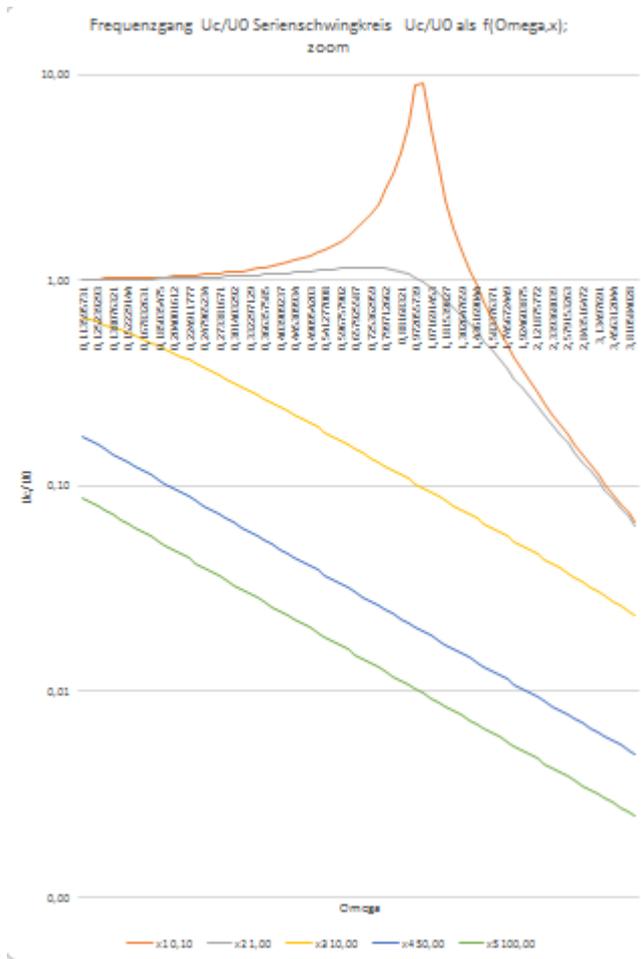
Beispiel: Abwärtstransformation



Im Resonanzfall sind wegen $R_i \ll R_L$ $U_1 = U$, also sehr hoch

I_2 wegen der geringen Impedanz sehr hoch; Energie pendelt zwischen L und C hin und her; I_1 liefert lediglich den Verluststrom

Beispiel: Abwärtstransformation



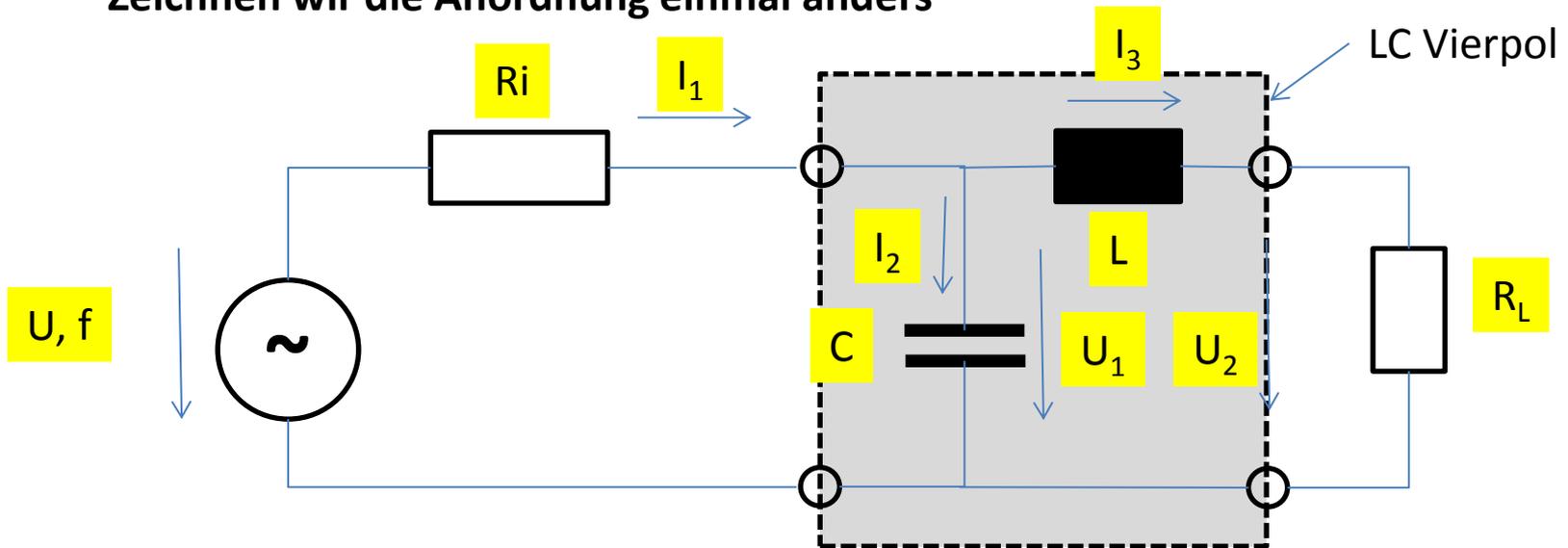
Spannungs-/Stromsituation im Schwingkreis
in Abhängigkeit der Relation L,C,R

darin drücken sich Bandbreite und Güte aus

was nutzt das alles ???

Beispiel: Abwärtstransformation

Zeichnen wir die Anordnung einmal anders



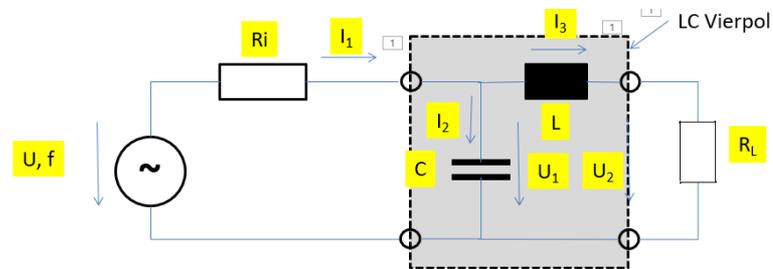
da die Ströme I_2 und I_3 betragsmäßig gleich sind, kann man L und C tauschen

Fazit

wir machen aus einem kleinen I_1 einen großen I_2 nutzbar

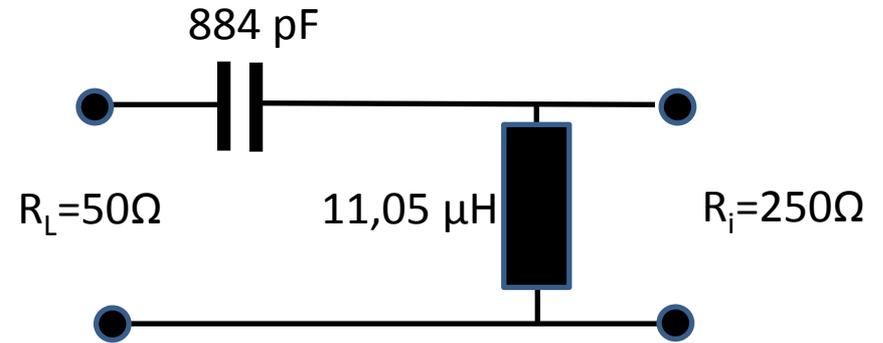
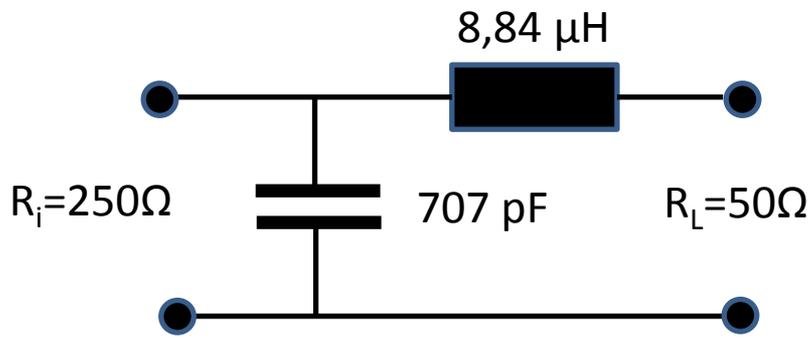
optimale Leistungsanpassung bei $U_1=U/2$
der notwendige Wert von R_L hängt dabei von der Dimensionierung
L und C ab

man erkennt hier die Funktion der Anpassung



Dimensionierung Beispiel

Annahme : $f=1,8 \text{ MHz}$; $R_i=250\Omega$; $R_L=50\Omega$

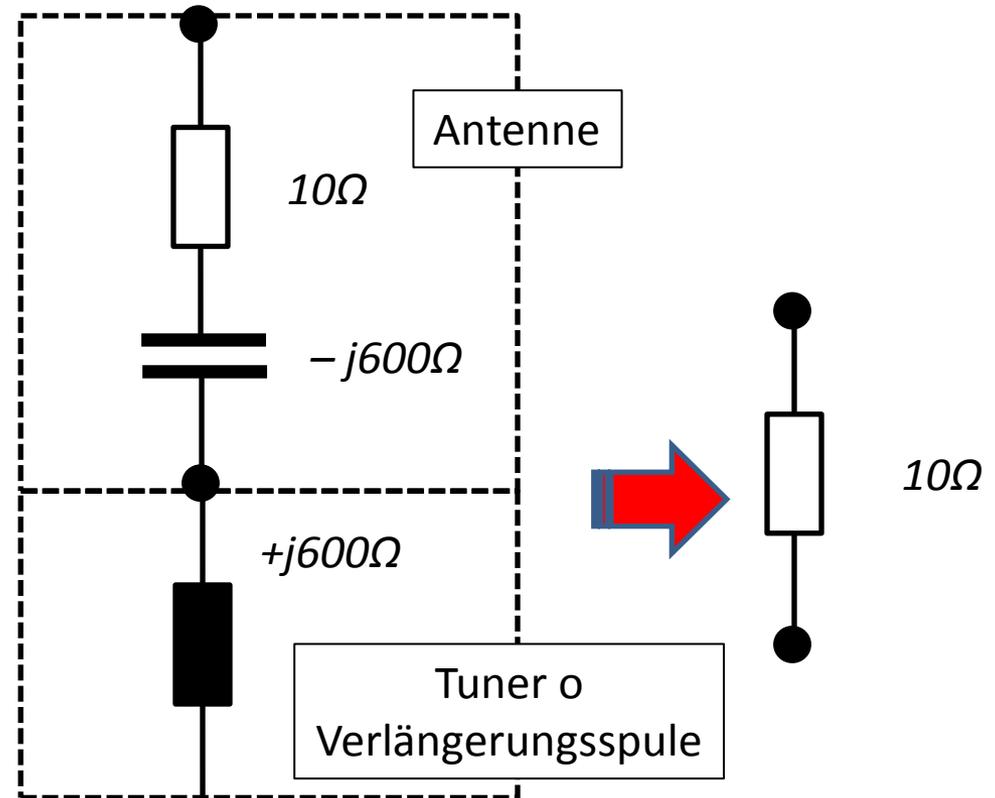
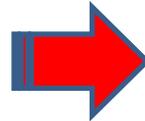
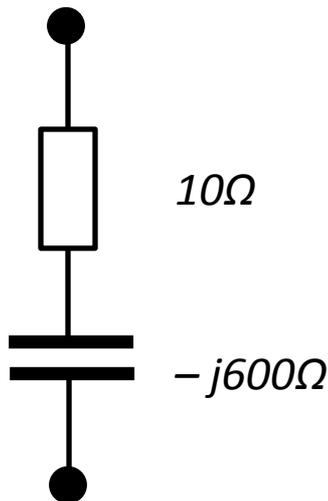


gleichwertiger Hoch- / Tiefpaß

Transformation komplexer Größen

In realen Situationen ergeben sich bei Antennen fast immer komplexe Impedanzen

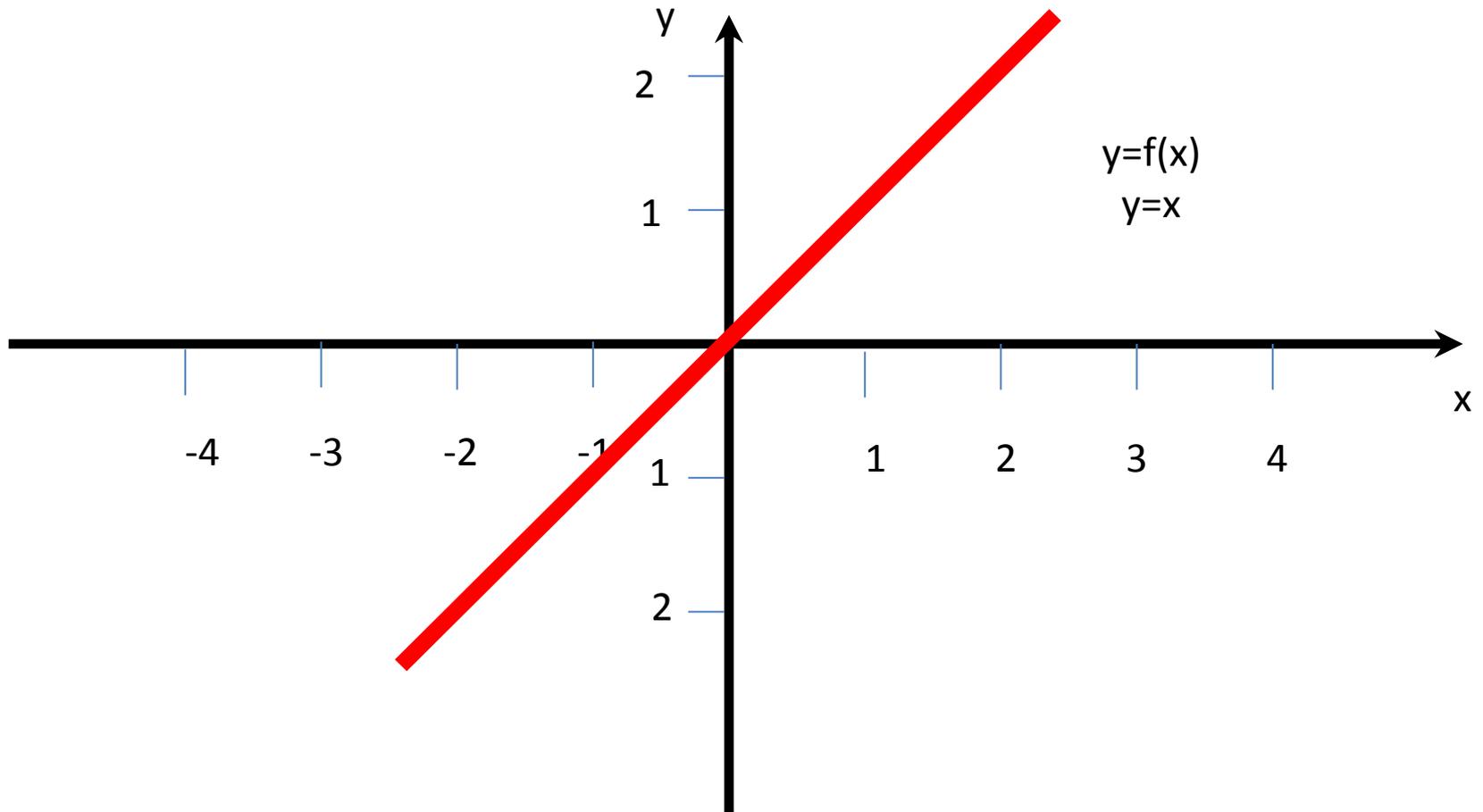
Beispiel : eine zu kurze Antenne habe einen Impedanzwert von $10\Omega - j600\Omega$



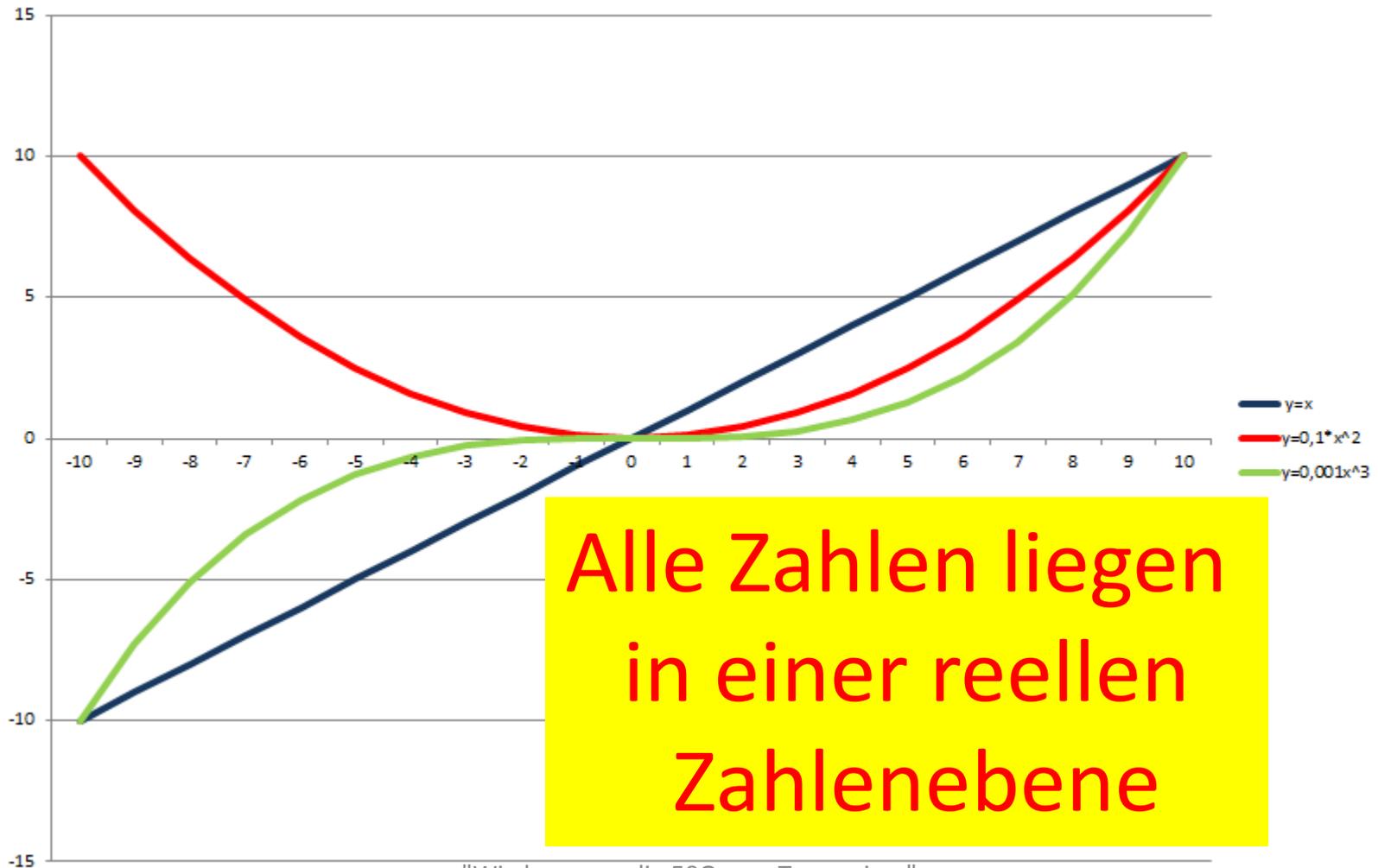
4. Darstellung komplexer Größen

4.1 imaginäre Zahlenebene

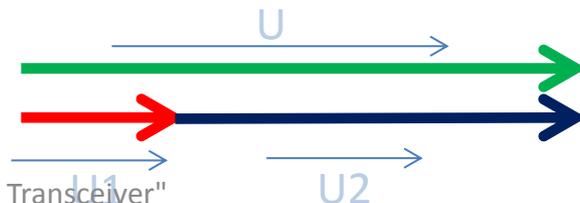
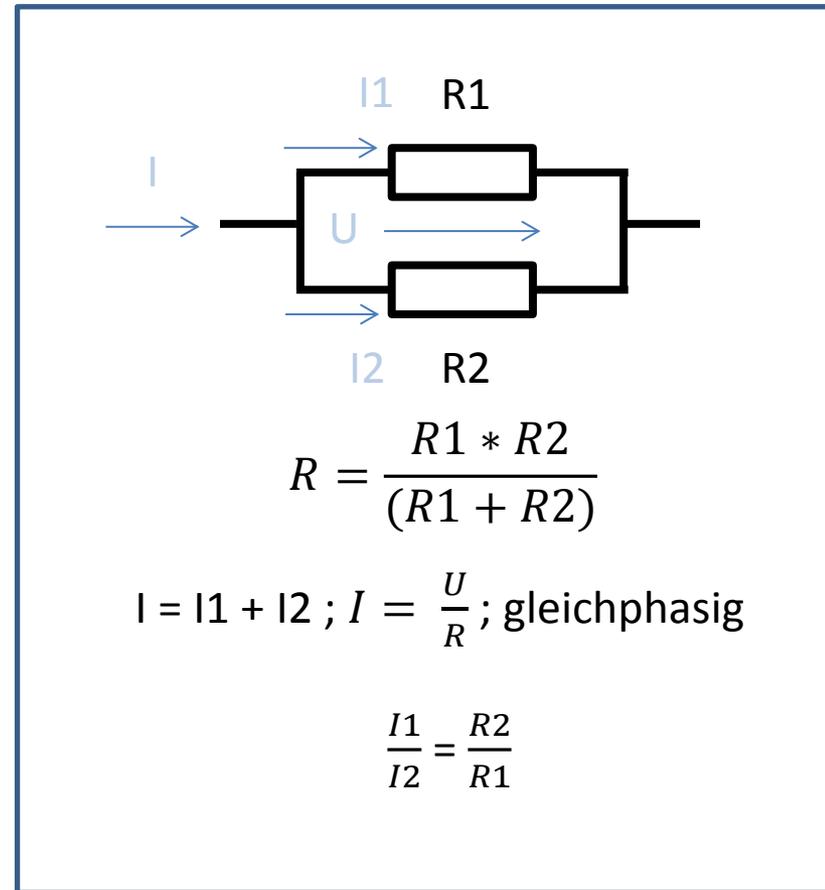
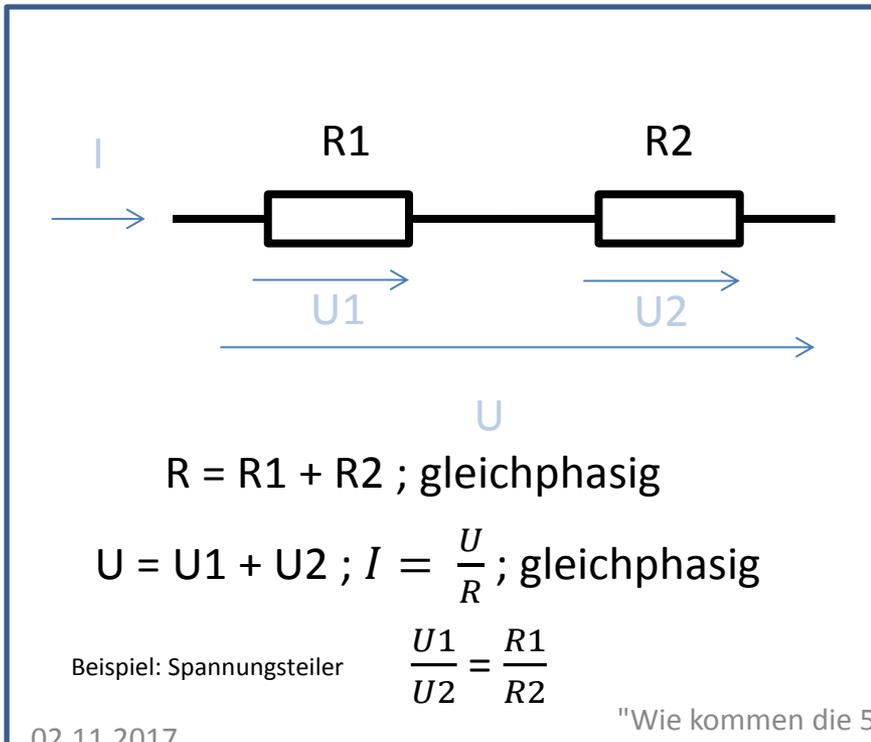
Darstellung im kartesischen Koordinatensystem



Darstellung im kartesischen Koordinatensystem



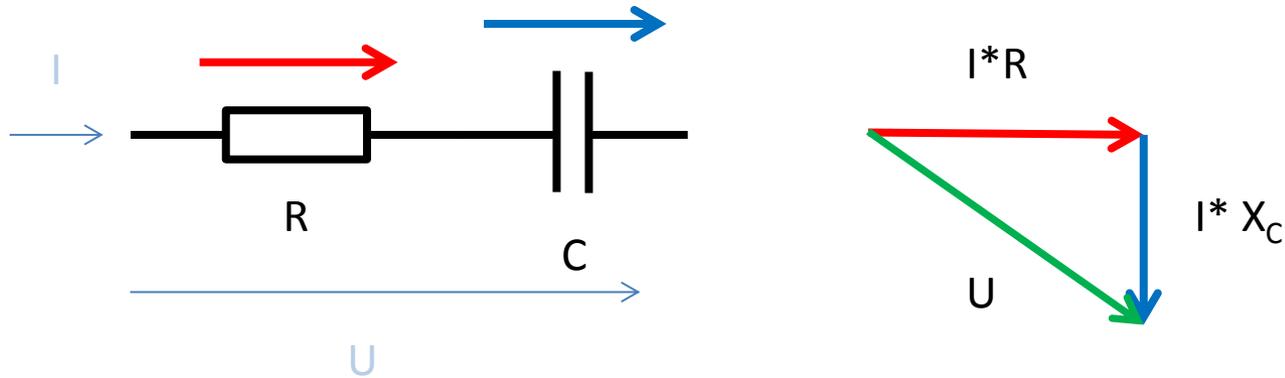
Widerstand



Kondensator



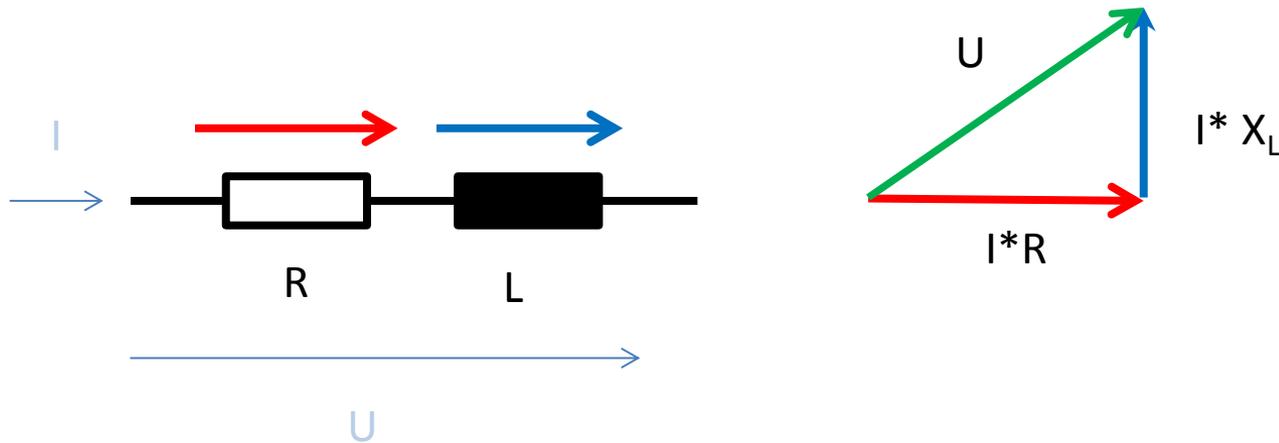
$$X_C = \frac{U}{I} = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{\omega C} \quad \text{mit } \varphi = -90^\circ \quad (\text{Def.: } \varphi = \varphi_u - \varphi_i)$$



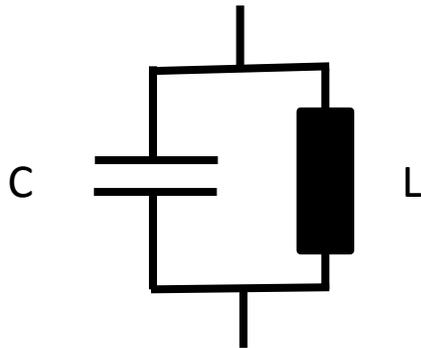
Induktivität



$$X_L = \frac{U}{I} = 2\pi fL = \omega L \quad \text{mit } \varphi=90^\circ \quad (\text{Def.: } \varphi = \varphi_u - \varphi_i)$$



Zusammenschaltung Kapazität und Induktivität

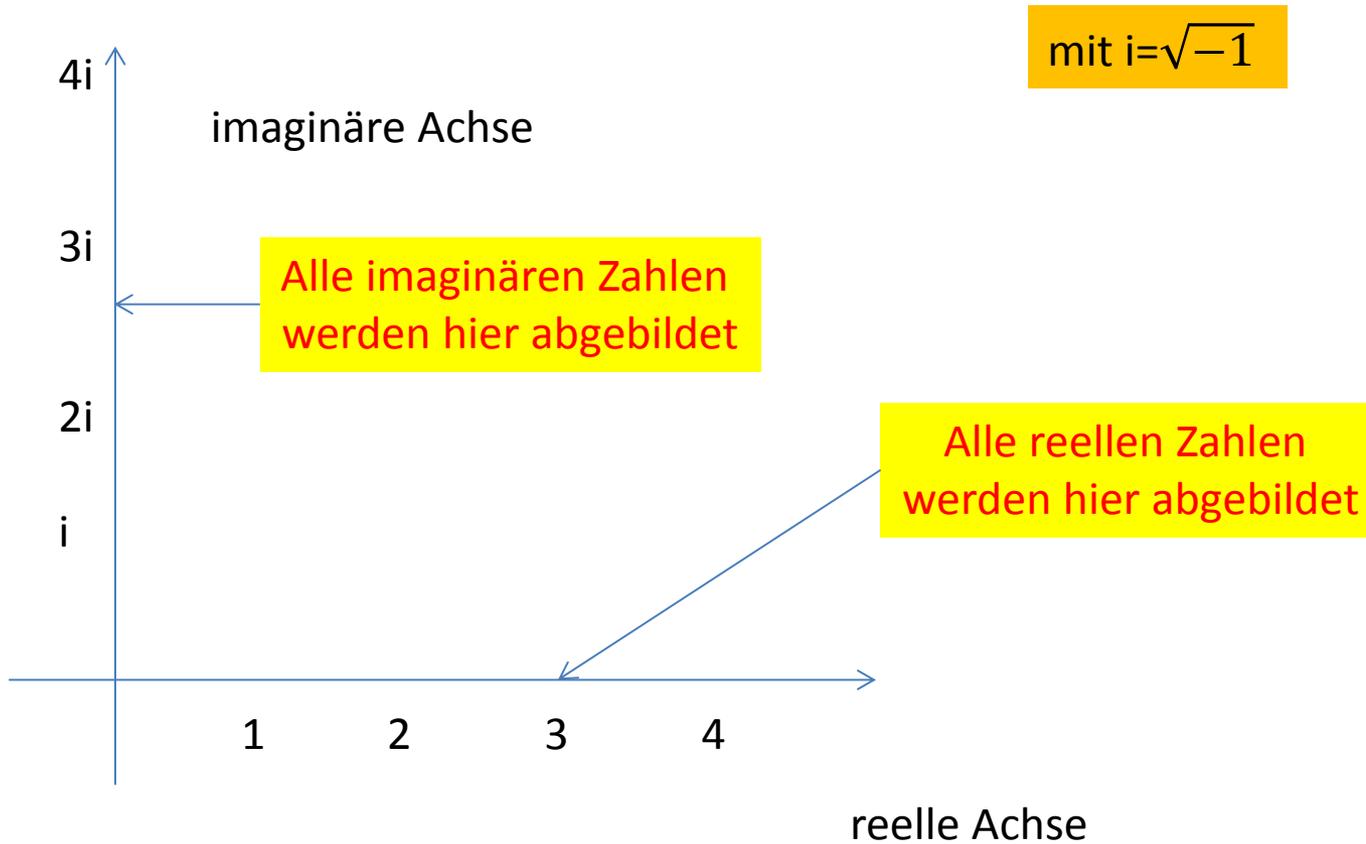


$$Z = \frac{X_C * X_L}{X_C + X_L}$$

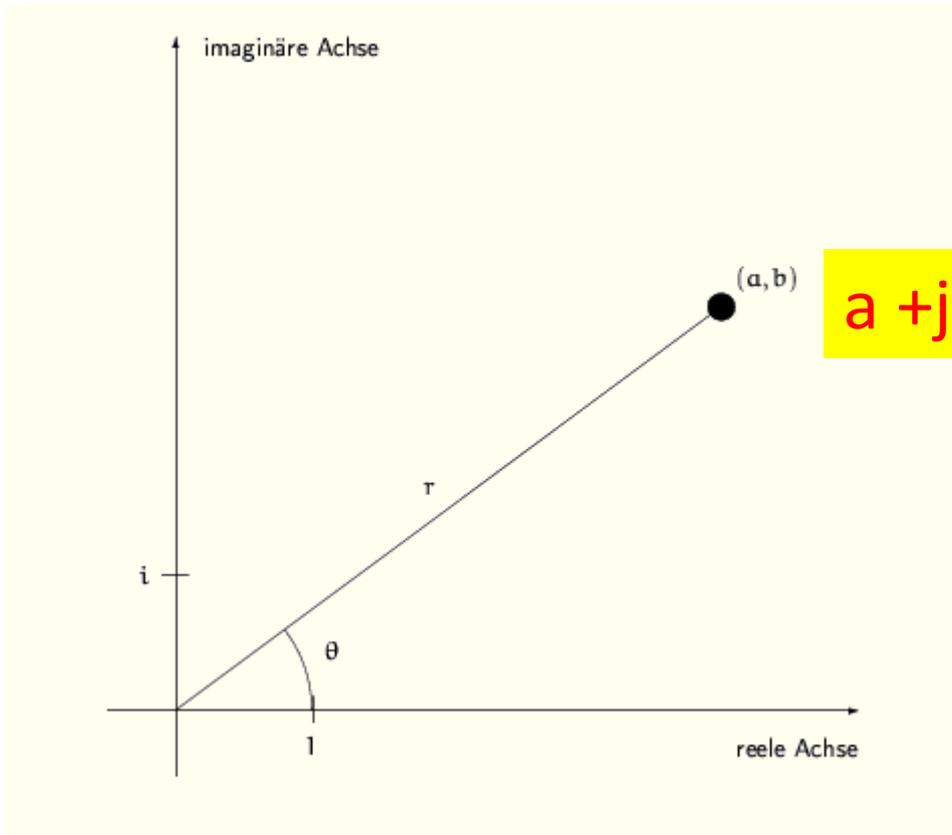
?

Wie berücksichtigt man nun einfach die unterschiedlichen Phasenlagen?

Gaußsche Zahlenebene



Gaußsche Zahlenebene



mit $i = \sqrt{-1}$

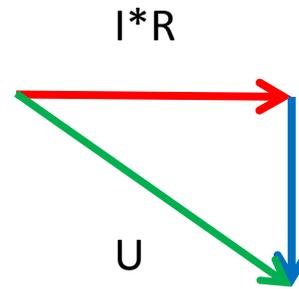
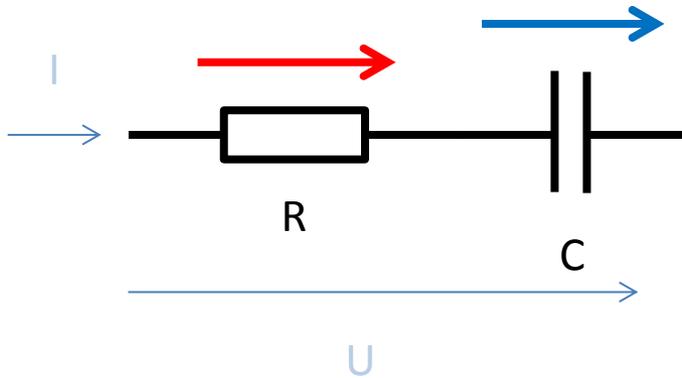
$a + jb$

Definition



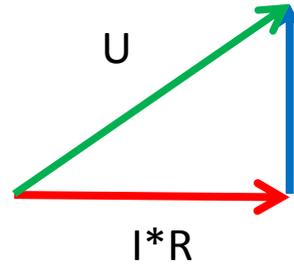
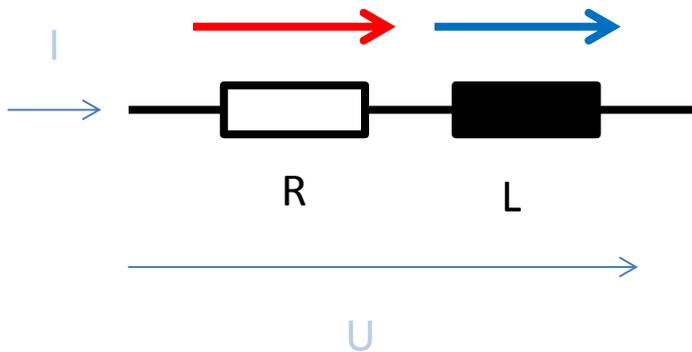
$$X_C = \frac{1}{j\omega C} \quad \text{mit } \frac{1}{j} = -j$$

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



$I * X_C$

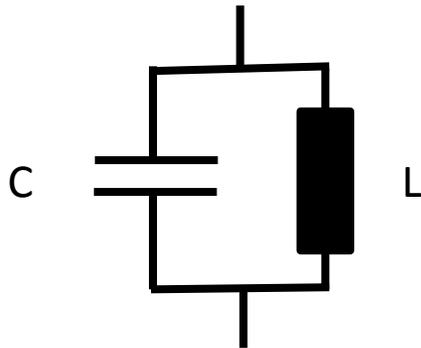
Definition



$I * X_L$

$$X_L = j\omega L$$

Zusammenschaltung Kapazität und Induktivität

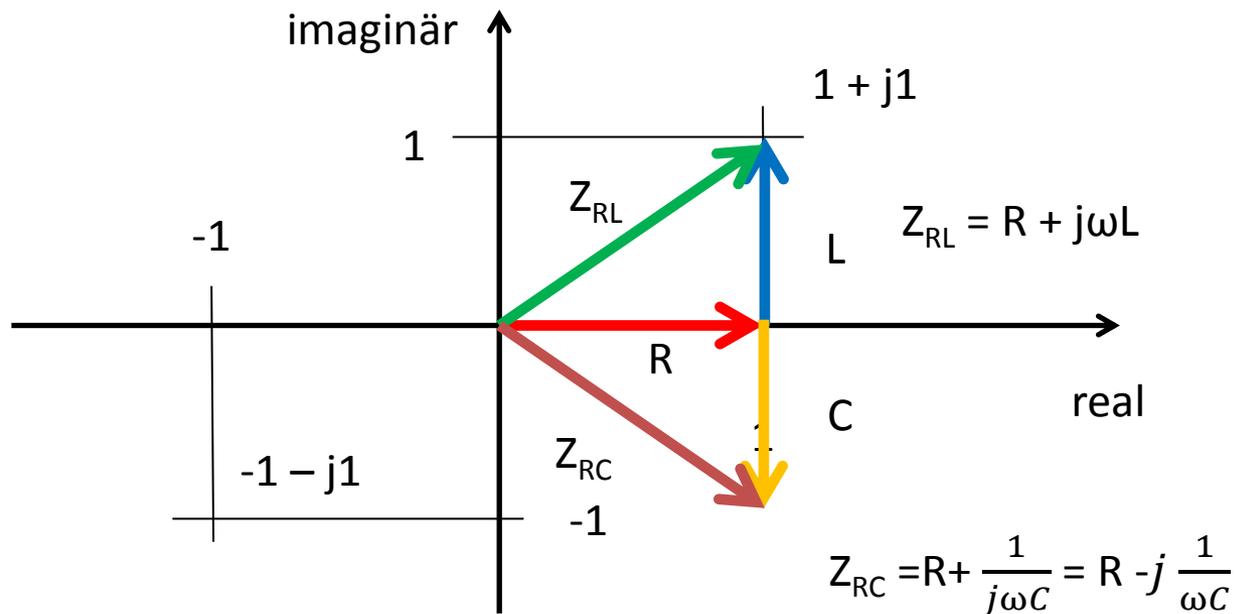


$$Z = \frac{X_C * X_L}{X_C + X_L}$$

Wie berücksichtigt man nun einfach die unterschiedlichen Phasenlagen?

mit der Gaußschen Zahlenebene

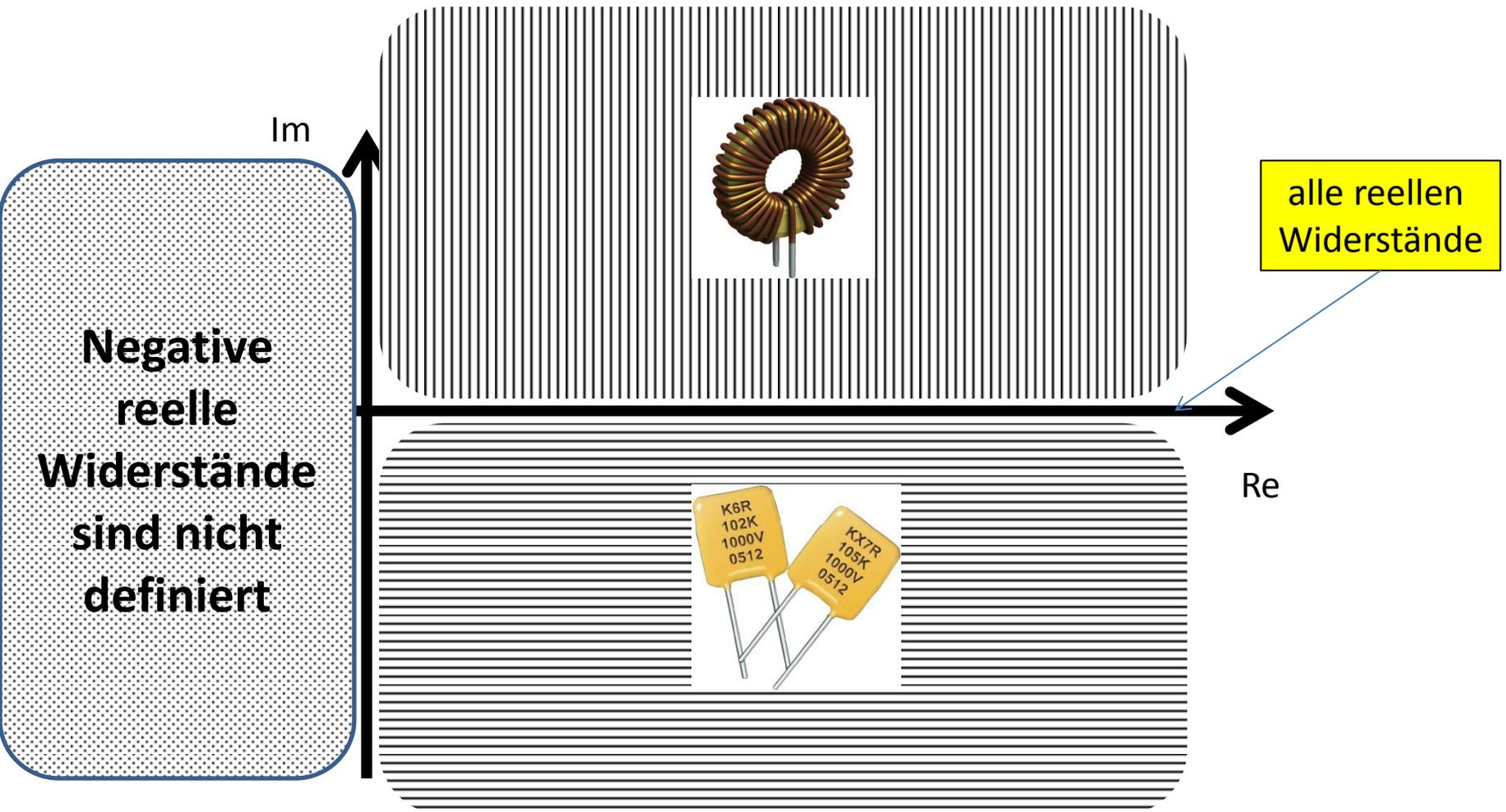
für sinusförmige Verhältnisse



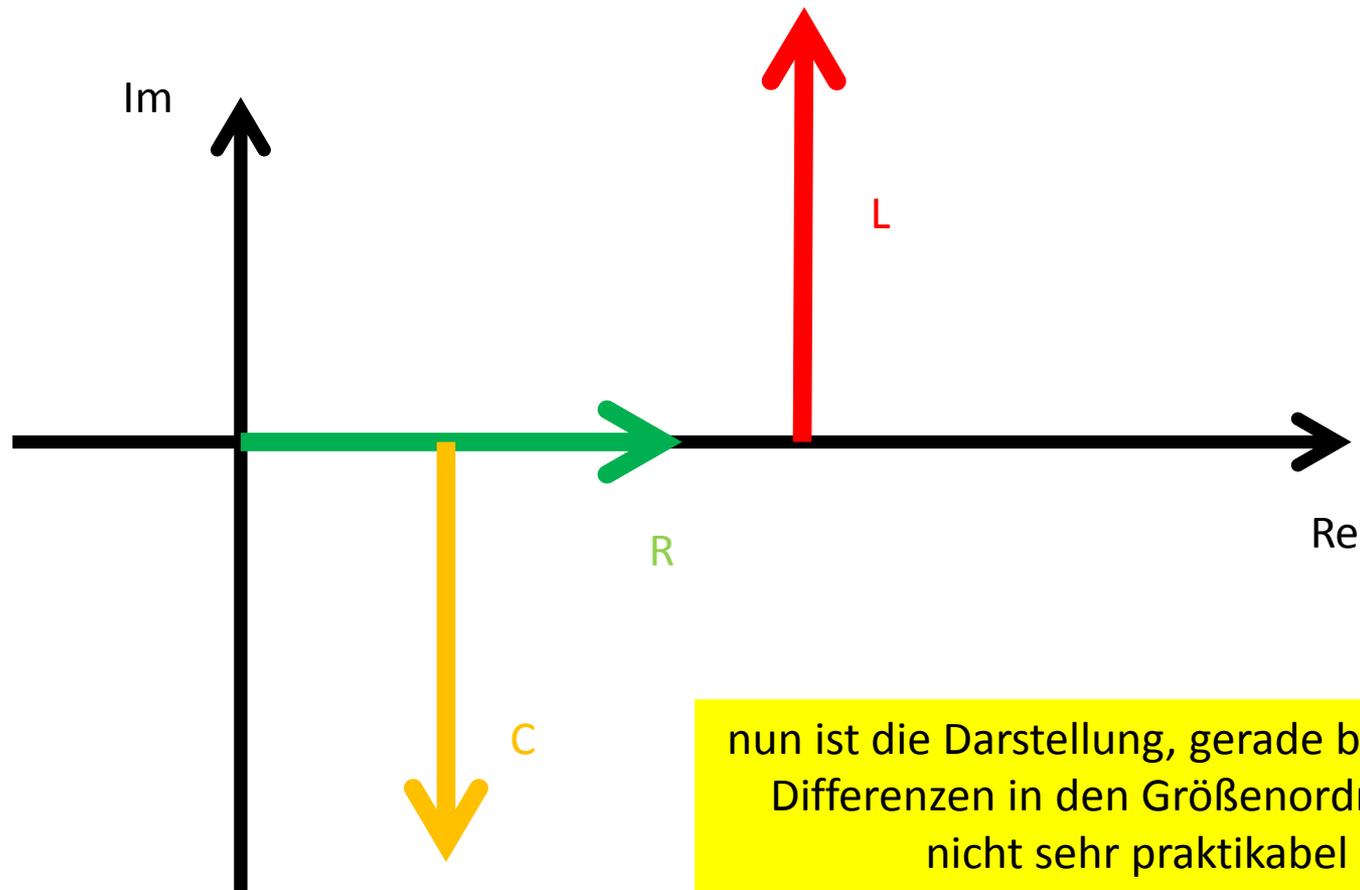
$$Z_{RL} + Z_{RC} = R + j\omega L + R - j\frac{1}{\omega C}$$

Damit ist die phasenrichtige Berechnung einfach möglich

Gaußsche Zahlenebene

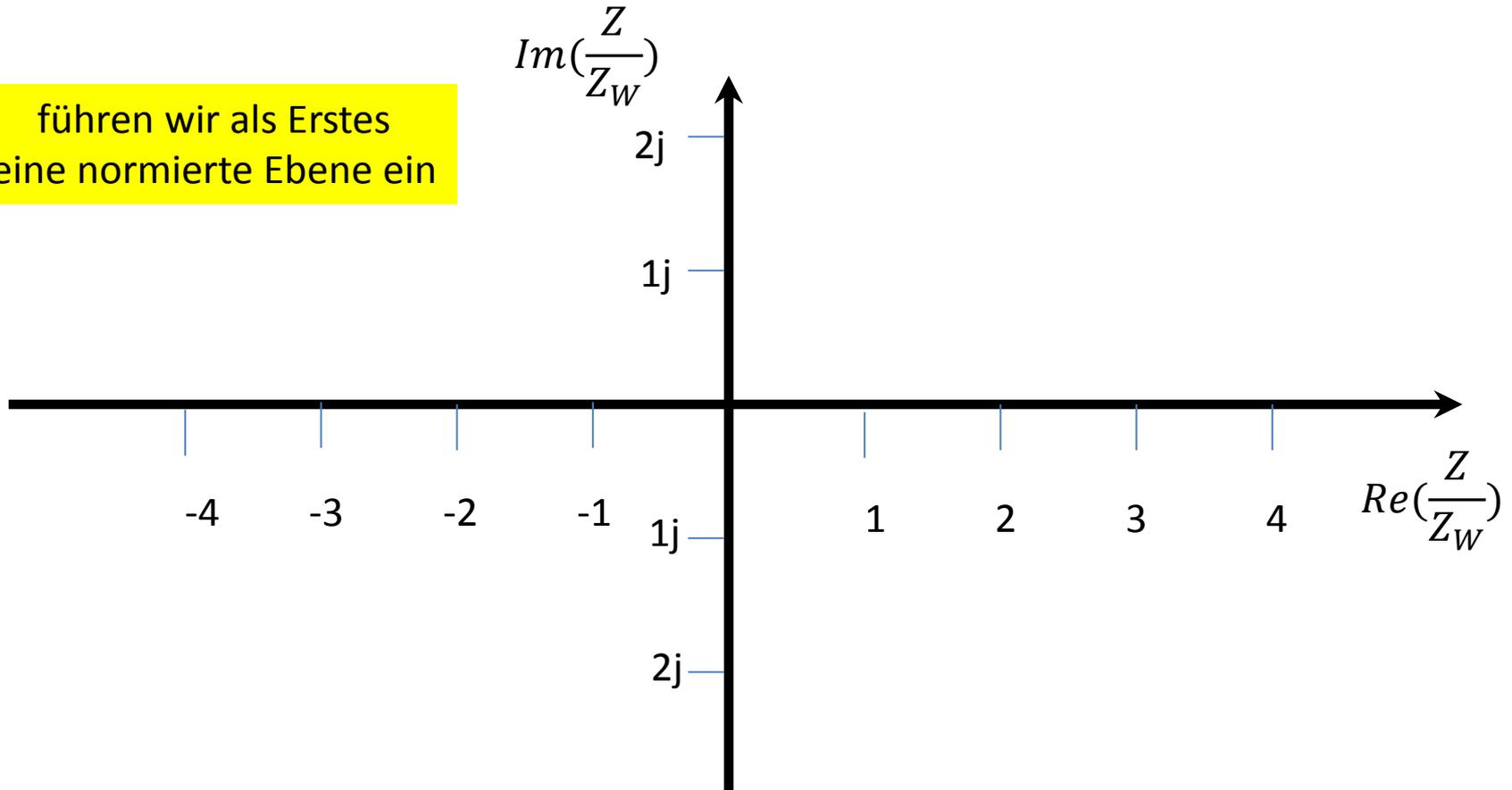


Gaußsche Zahlenebene



Normierte Zahlenebene

führen wir als Erstes
eine normierte Ebene ein

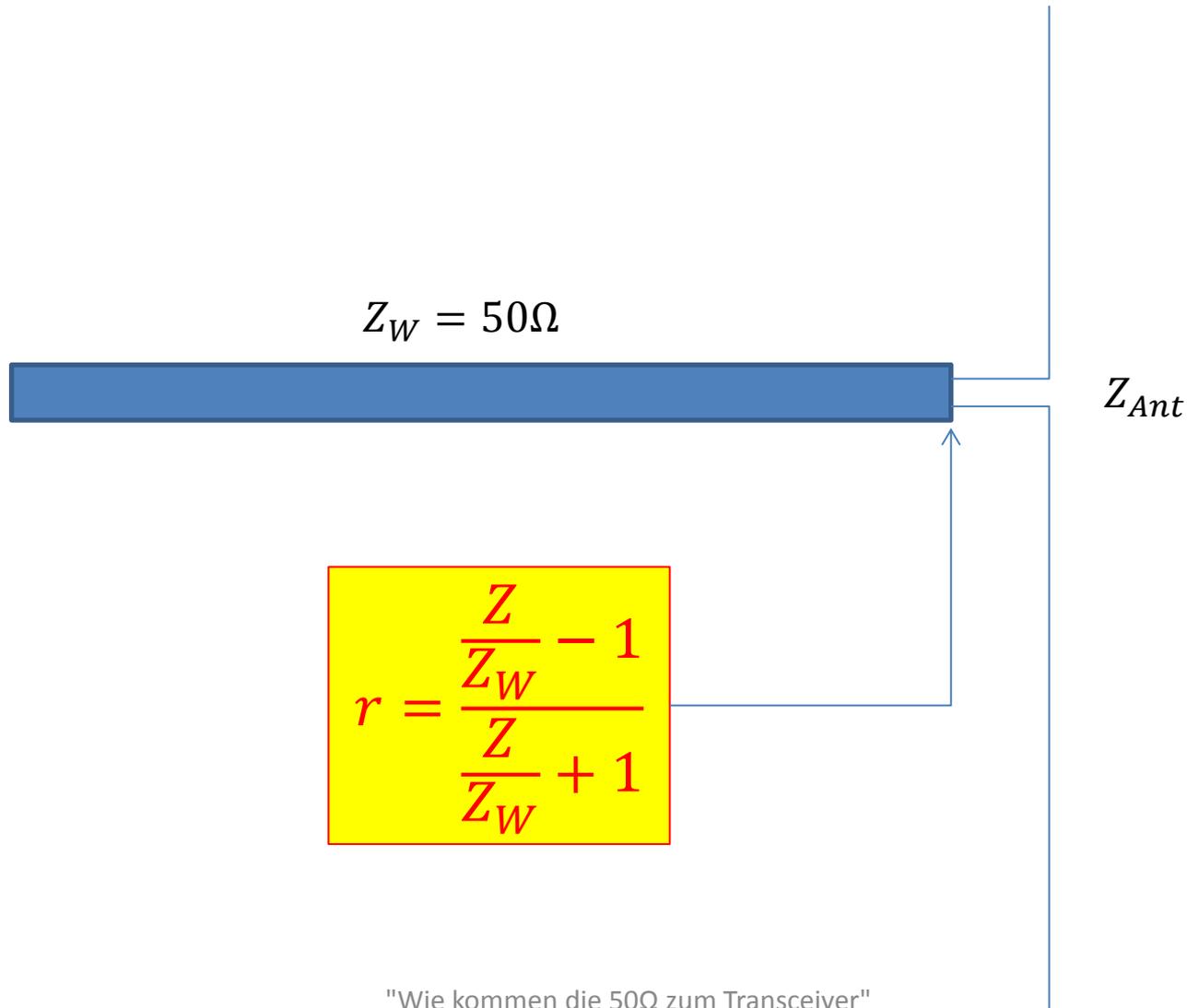


wir normieren nun die Gaußsche Zahlenebene auf den Wellenwiderstand der Speiseleitung, z.B. 50Ω

4. Darstellung komplexer Größen

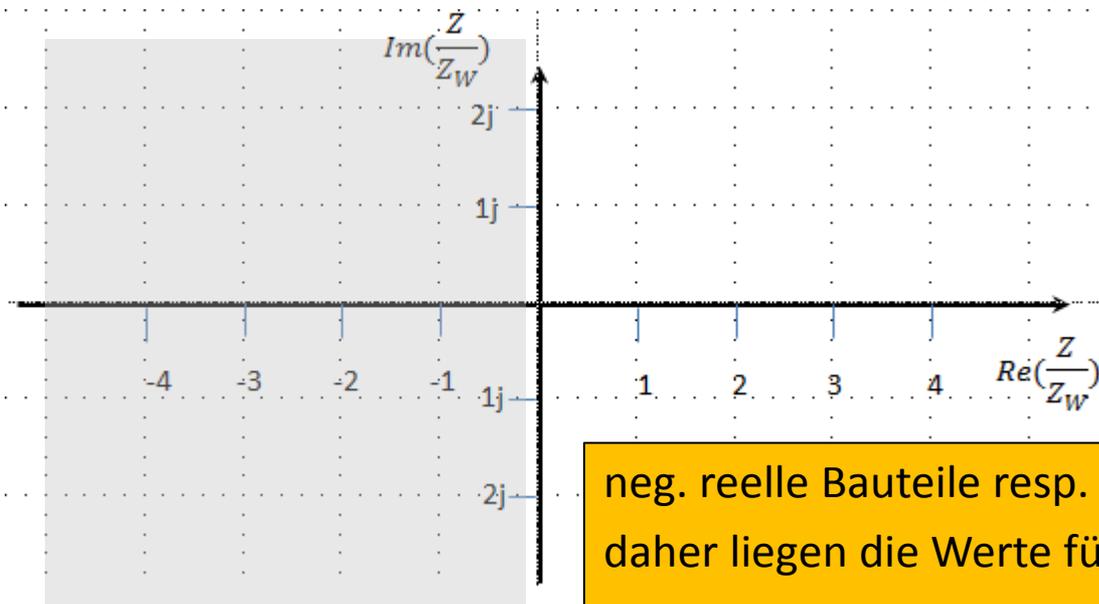
4.2 konforme Abbildung
Reflektionsebene

Verhalten der Einspeiseleitung



Konforme Abbildung

Wir bilden nun die Werte aus der normierten Zahlenebene auf eine neue Ebene ab, in dem wir jede Zahl mit einer Transformationsvorschrift multiplizieren. Als Transformationsvorschrift wählen wir den Reflektionsfaktor. Damit erhalten wir ein Abbild der normierten Zahlenebene in einer Reflektionsebene



$$r = \frac{\frac{Z}{Z_W} - 1}{\frac{Z}{Z_W} + 1}$$

neg. reelle Bauteile resp. Werte existieren nicht, daher liegen die Werte für $\frac{Z}{Z_W}$ zwischen 0 und ∞

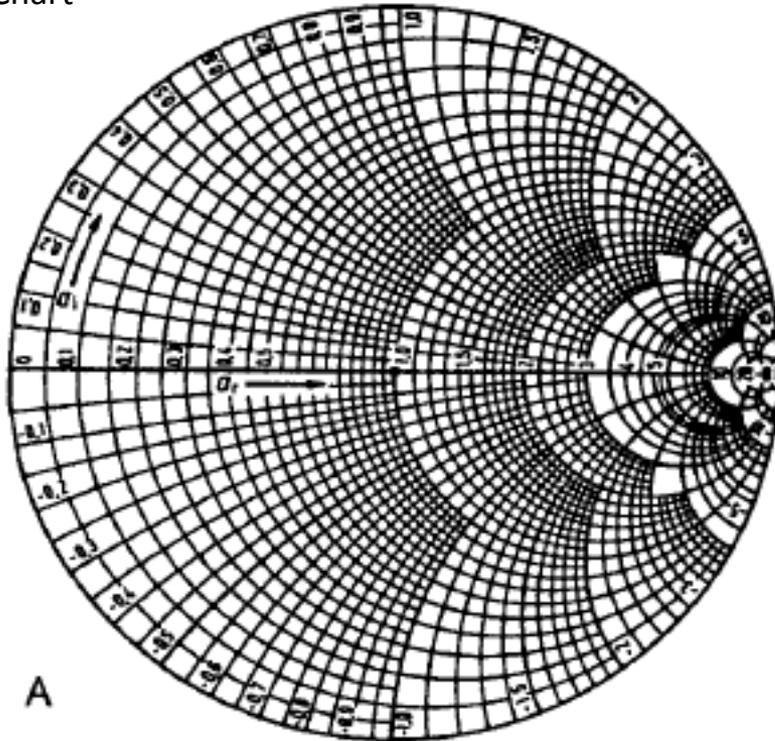
die imaginären Werte für $\frac{Z}{Z_W}$ liegen dagegen zwischen $-\infty$ und ∞

Konforme Abbildung

- Die imaginäre Achse geht in einen Kreis über
- Der Koordinatenursprung wird auf -1 gelegt
- Der unendlich ferne Punkt wird auf +1 abgebildet
- Der Normierungswiderstand wird in den Mittelpunkt gelegt
- Symmetrie zwischen Z und Y

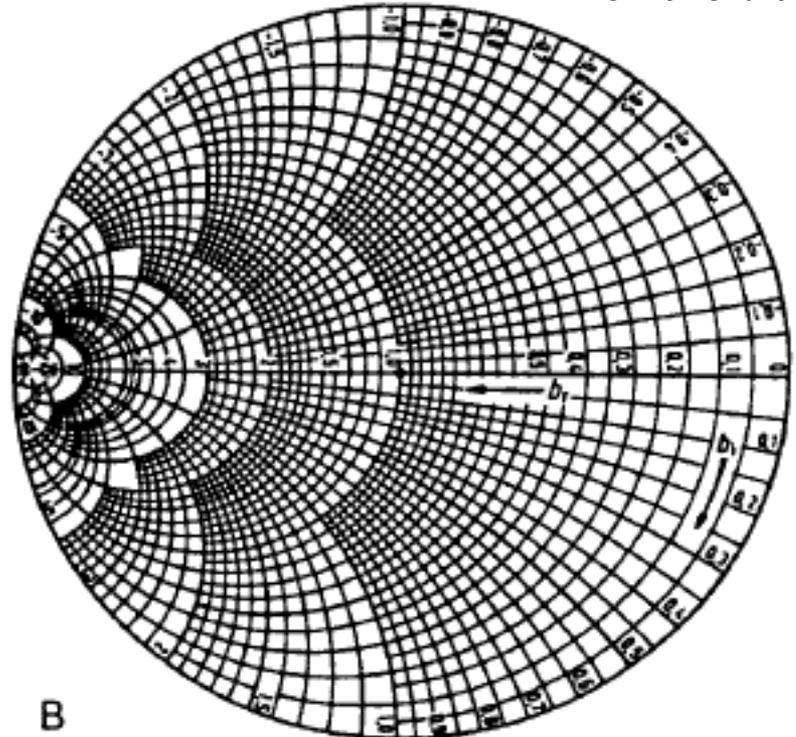
Smith-Chart

Kreise konst. Wirk- und Blindwiderstandes
Z-Smith Chart



Impedanz

Kreise konst. Wirk- und Blindleitwert
Y-Smith Chart

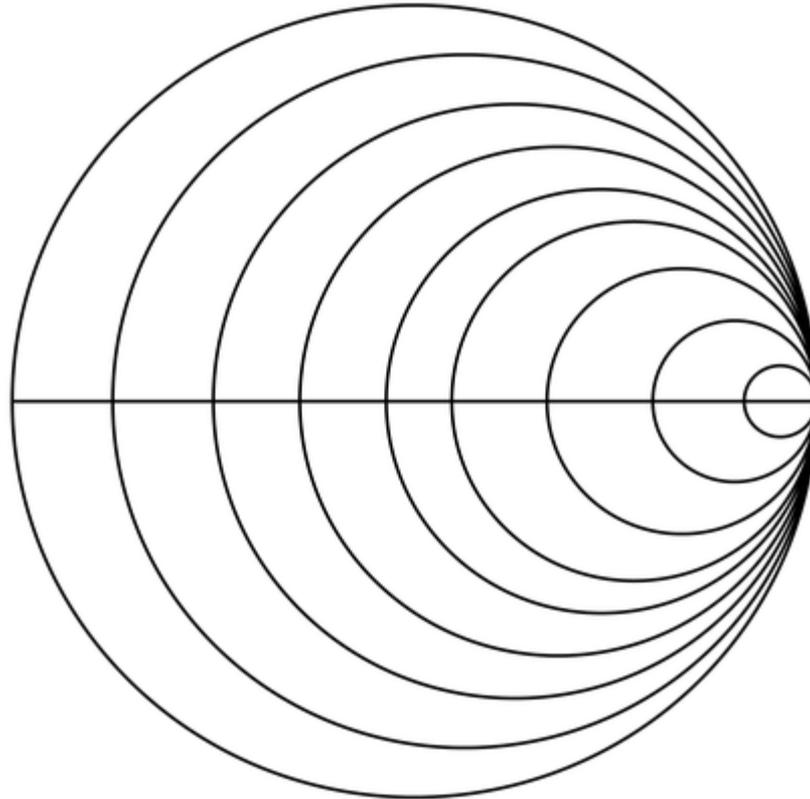


Admittanz

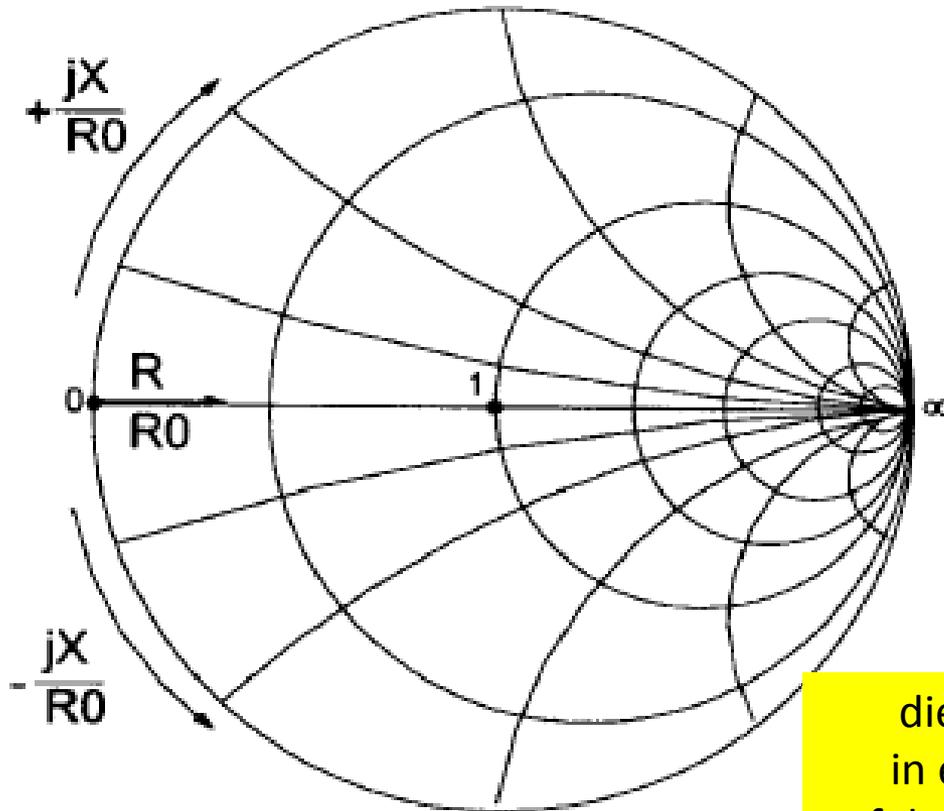
4. Darstellung komplexer Größen

4.3 Smith-Chart

Ortskurve gleicher reeller Widerstände



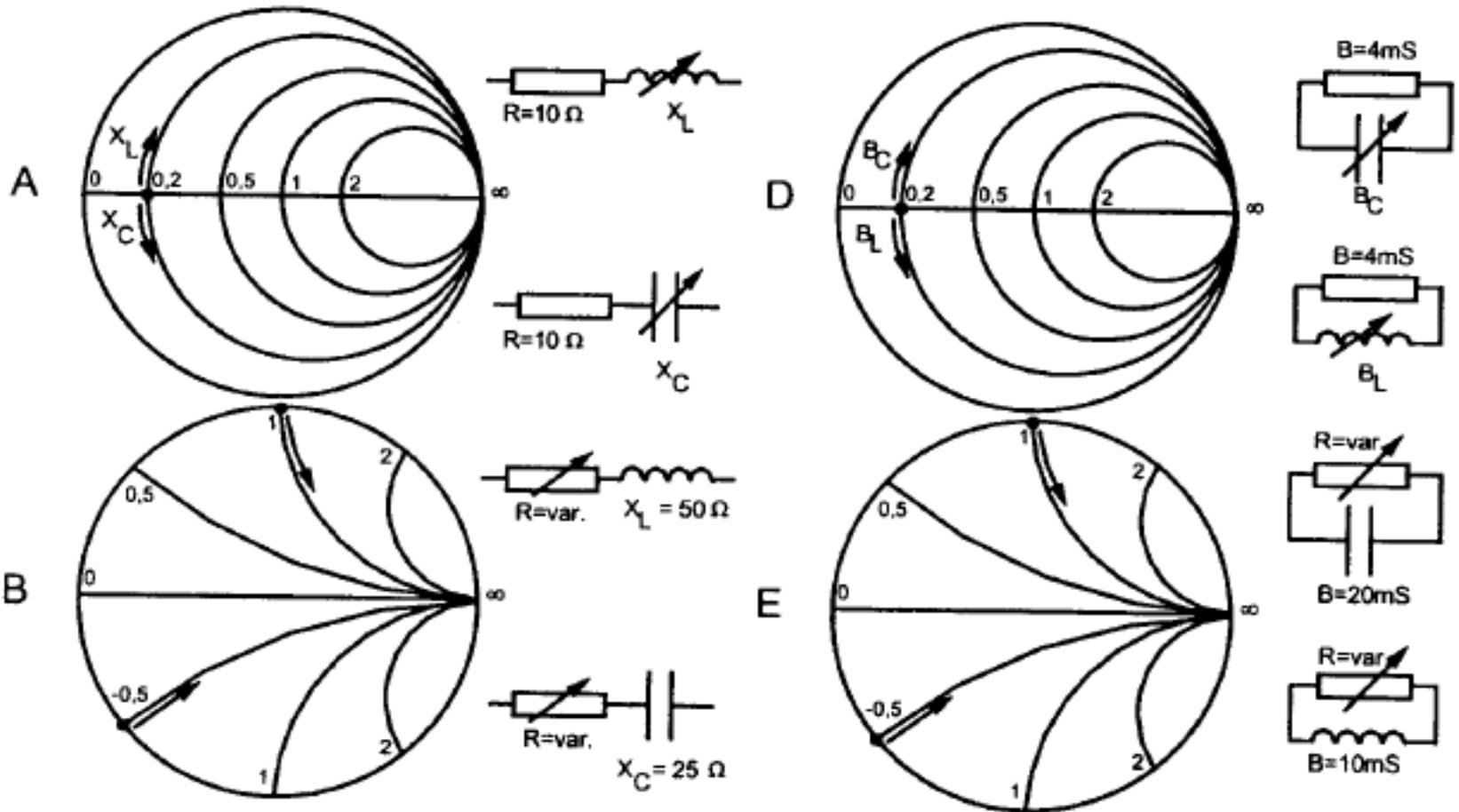
Smith-Chart



© DL7MAJ

die Umwandlung einer Impedanz
in eine Admittanz und umgekehrt
erfolgt durch Spiegelung am Mittelpunkt

Smith-Chart



© DL7MAJ

4. Darstellung komplexer Größen

4.4 Smith-Chart, Beispiele

Smith-Chart, Beispiel 1

Messung Impedanzen
am Kabelende

0,45

0,25

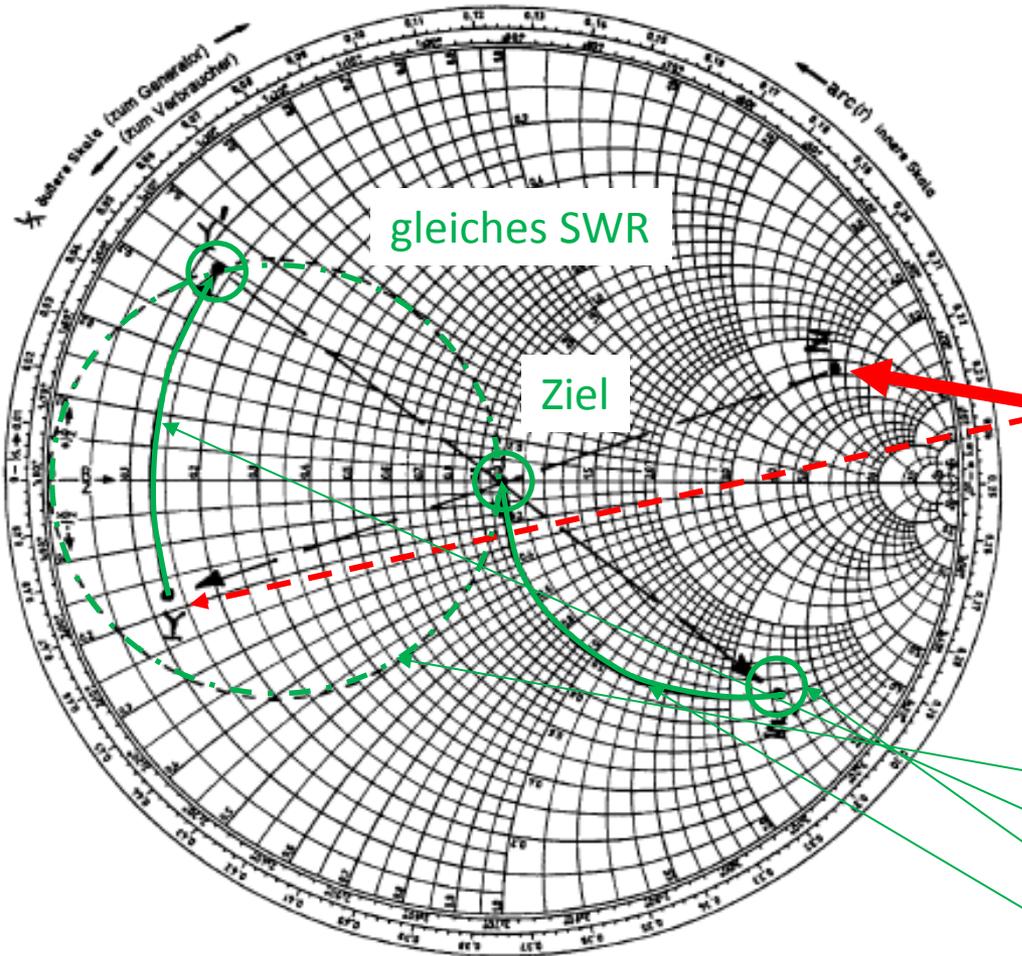
Impedanzen
am Antennenfußpunkt

kleinstes SWR bei 3,6 MHz mit 1,25

Vertikalantenne mit
Verlängerungsspule (Resonanz)
Anschluß an TX über 11m
Koaxkabel RG213

RG213, Verkürzungsf. $V=0,66$
 $l=11\text{m}/0,66=16,67\text{m}$
 $f=3,6\text{ MHz}$, $\lambda=83,33\text{m}$,
 $l/\lambda=0,2$
 Drehung zum Verbraucher 0,2

Smith-Chart, Beispiel 2

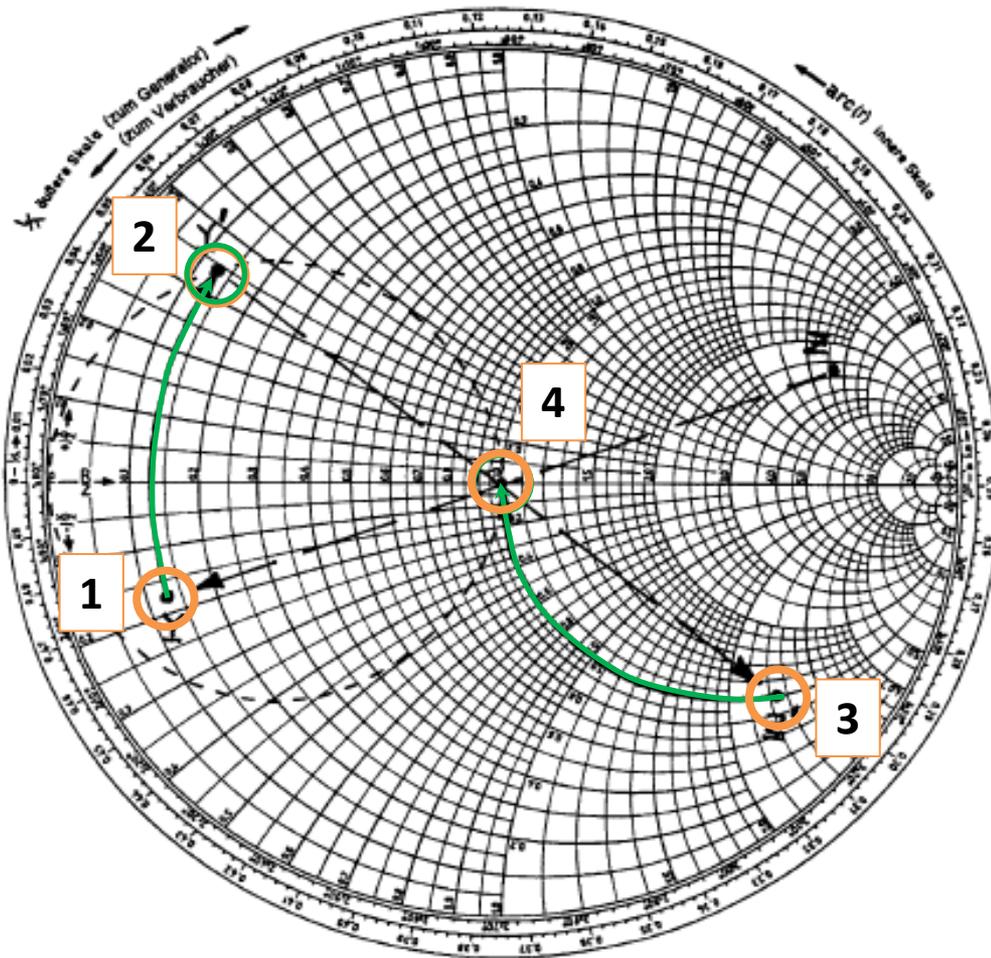


Vertikalantenne mit
Verlängerungsspule (Resonanz)
Anschluß an TX über 11m
Koaxkabel RG213

gesucht ist eine Anpassschaltung
am Fußpunkt für 3,7MHz
gemessen: $2,95 + j3,6$
entspricht $147\Omega + j180\Omega$

1. Ziel
2. Kreis konstanter SWR
3. \underline{Y}' mit Admittanz $\underline{Y} - \underline{Y}'$
4. Spiegelung $\underline{Y}' \rightarrow \underline{Z}'$
5. \underline{Z}' mit Impedanz zum Ziel

Smith-Chart, Beispiel 2



Vertikalantenne mit
Verlängerungsspule (Resonanz)
Anschluß an TX über 11m
Koaxkabel RG213

1 $Y_C = -0,17$

2 $Y_C = +0,34$

1-2 $Y_C = 0,51$ $X_C = \frac{1}{0,51 * 20mS} = 98,2\Omega$

1-2 $C = 438 \text{ pF}$

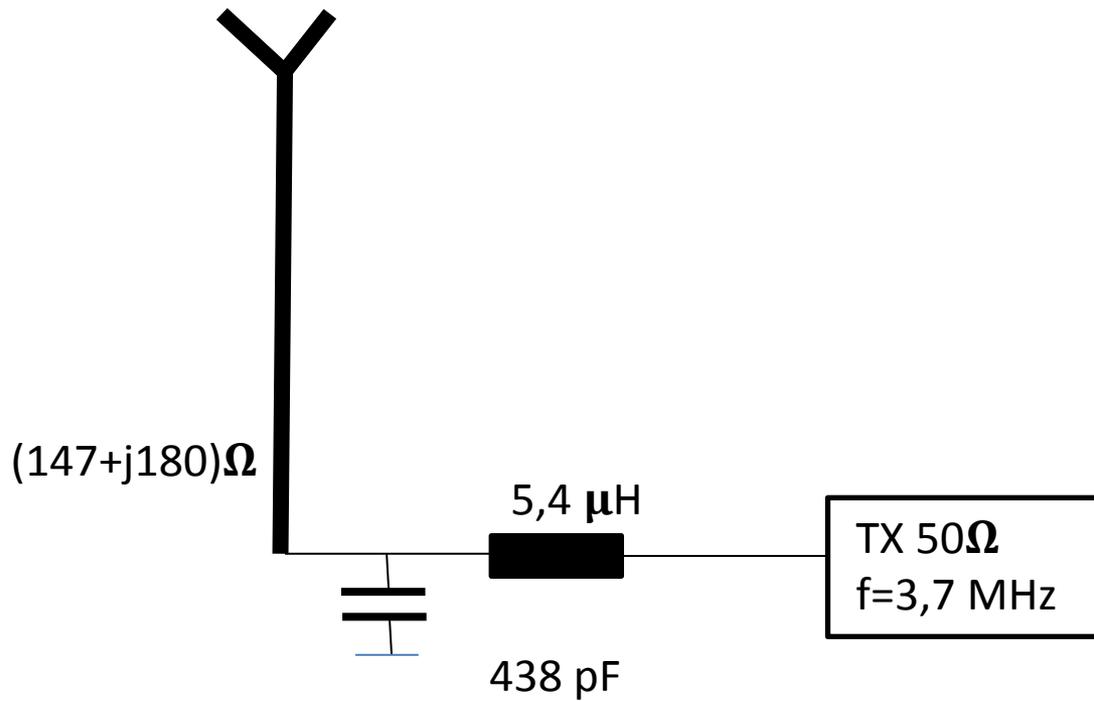
3 $X_L = 2,5$

4 $X_L = 0$

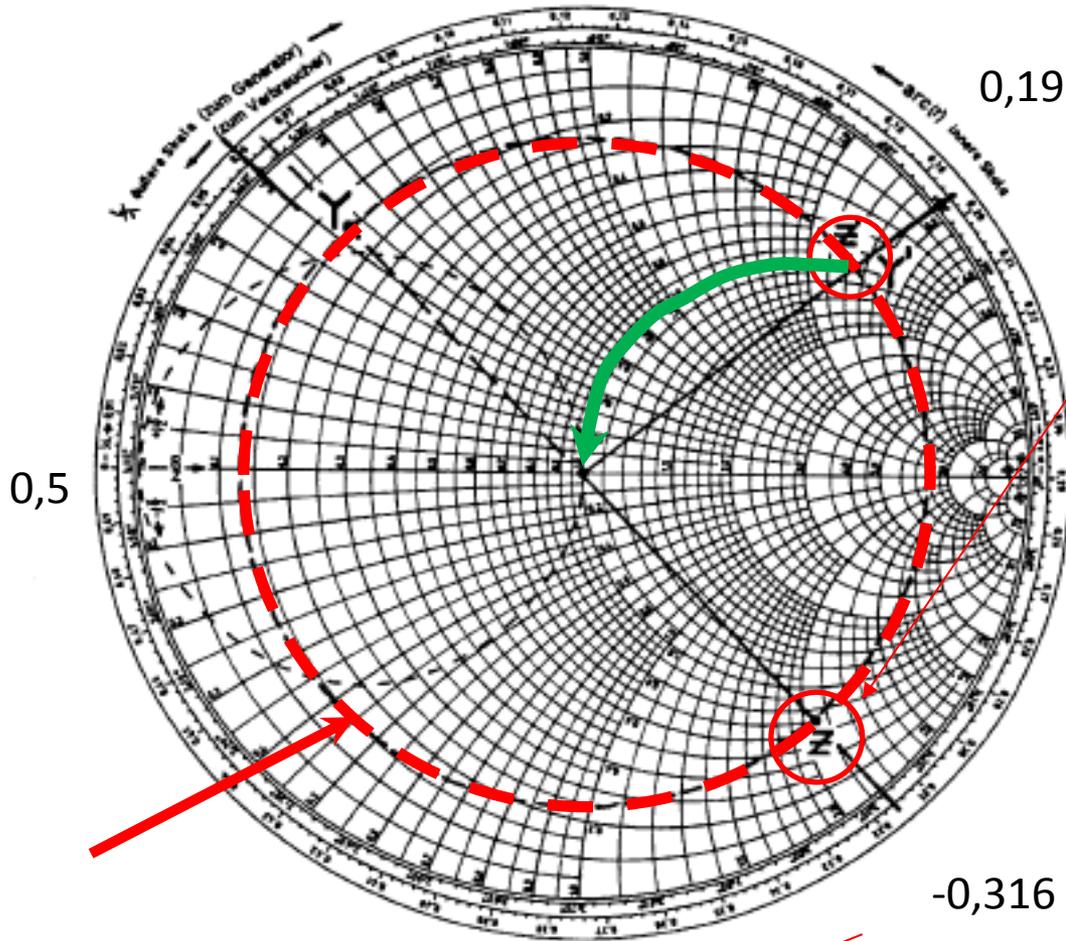
3-4 $X_L = 2,5$ $X_L = 2,5 * 50 = 125,5\Omega$

3-4 $L = 5,4\mu\text{H}$

Smith-Chart, Beispiel 2



Smith-Chart, Beispiel 3



0,196

10m Beam soll auf 29,5 MHz angepasst werden
gemessene Impedanz (an Antenne) beträgt $35\Omega - j105\Omega$. Pkt Z

Lösung 1:
Drehung Z in Z'
durch ein Kabel der Länge
 $0,5 - 0,316 + 0,196 = 0,38\lambda$
 $l_{\text{elektr}} = 0,38 * 10,17\text{m} = 3,865\text{m}$
 $l_{\text{mech}} = 0,66 * 3,865\text{m} = 2,55\text{m}$

Serienschaltung von C
 $X_C = 2,5 * 50\Omega$; $C = 43,2 \text{ pF}$

-0,316

konst SWR = 8 !

zum Generator

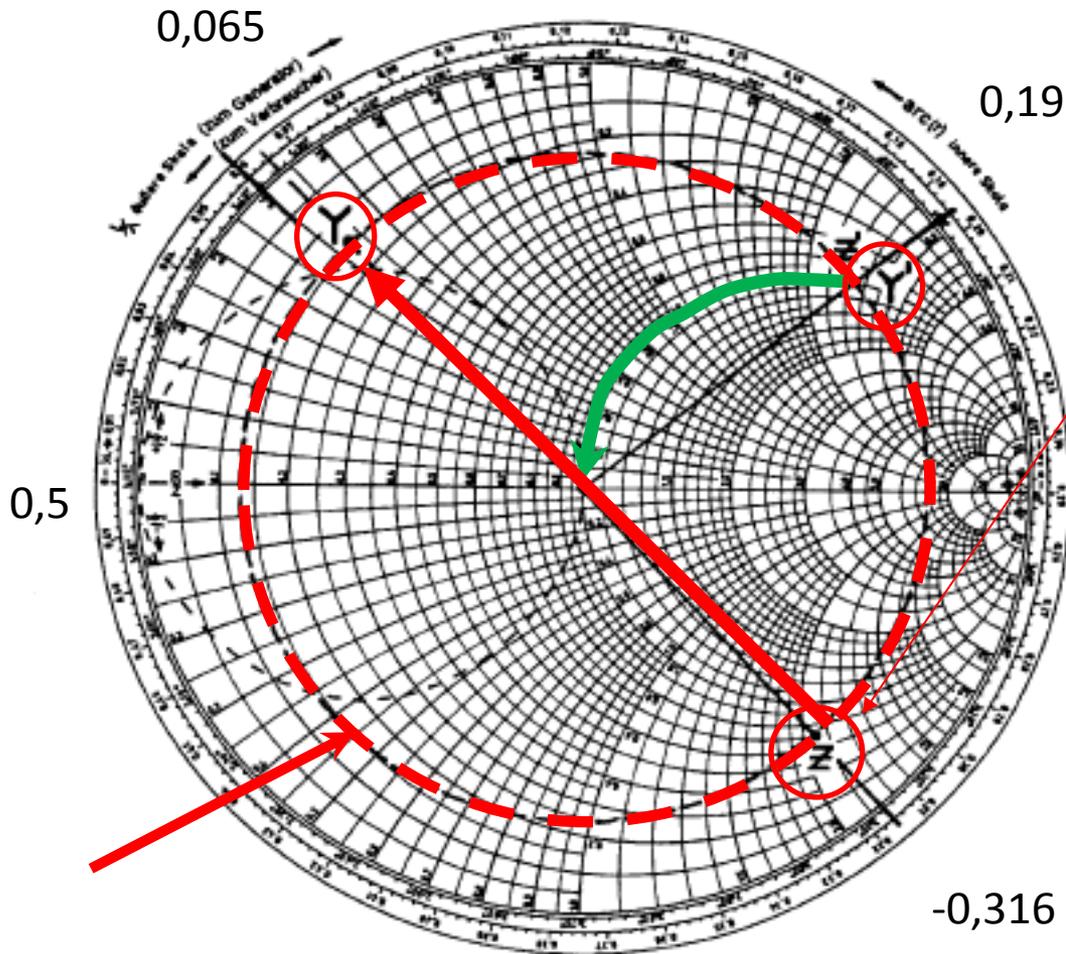
© DL7MAJ

02.11.2017

"Wie kommen die 50Ω zum Transceiver"
Michael DK3CJ G40 / IGA Pulheim

Smith-Chart, Beispiel 3

zum Generator



10m Beam soll auf 29,5 MHz angepasst werden
gemessene Impedanz (an Antenne) beträgt $35\Omega - j105\Omega$. Pkt Z

Lösung 2:
Spiegelung Z in Y'

durch ein Kabel von

$$l_{\text{elektr}} = 0,196 - 0,065 = 0,131\lambda$$

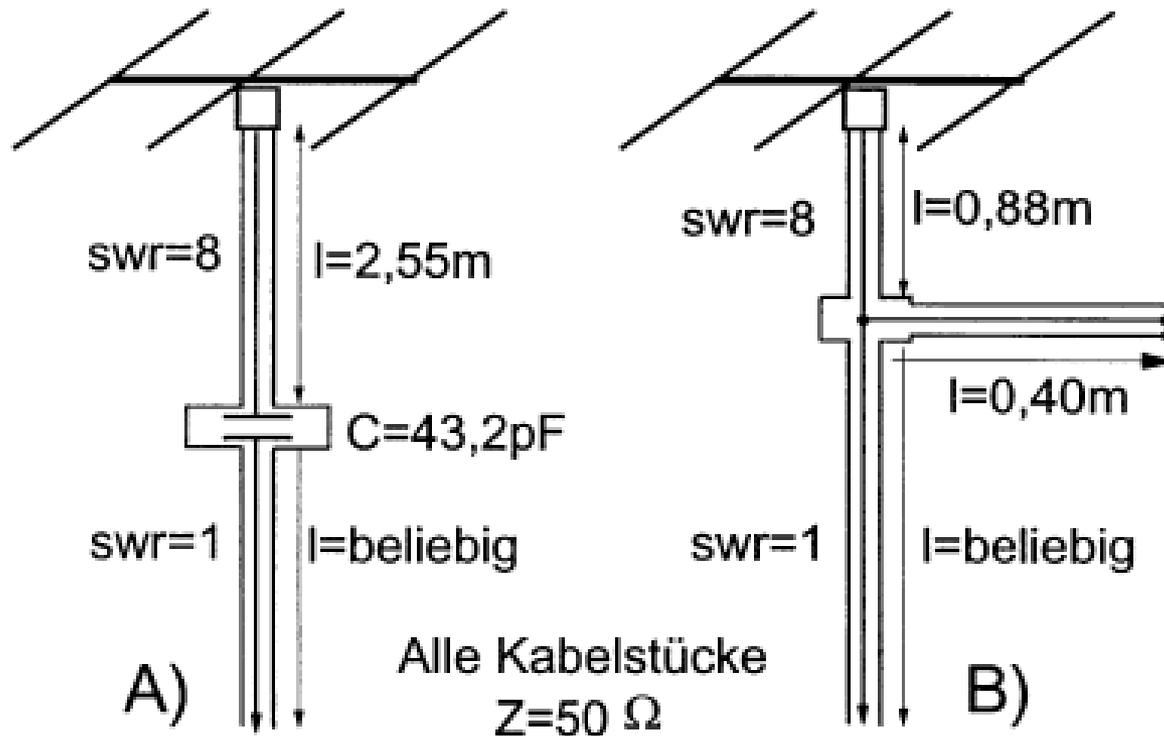
$$l_{\text{mech}} = 1,33\text{m} * 0,66 = 0,8\text{m}$$

wird Y' erreicht

Parallelschaltung von L

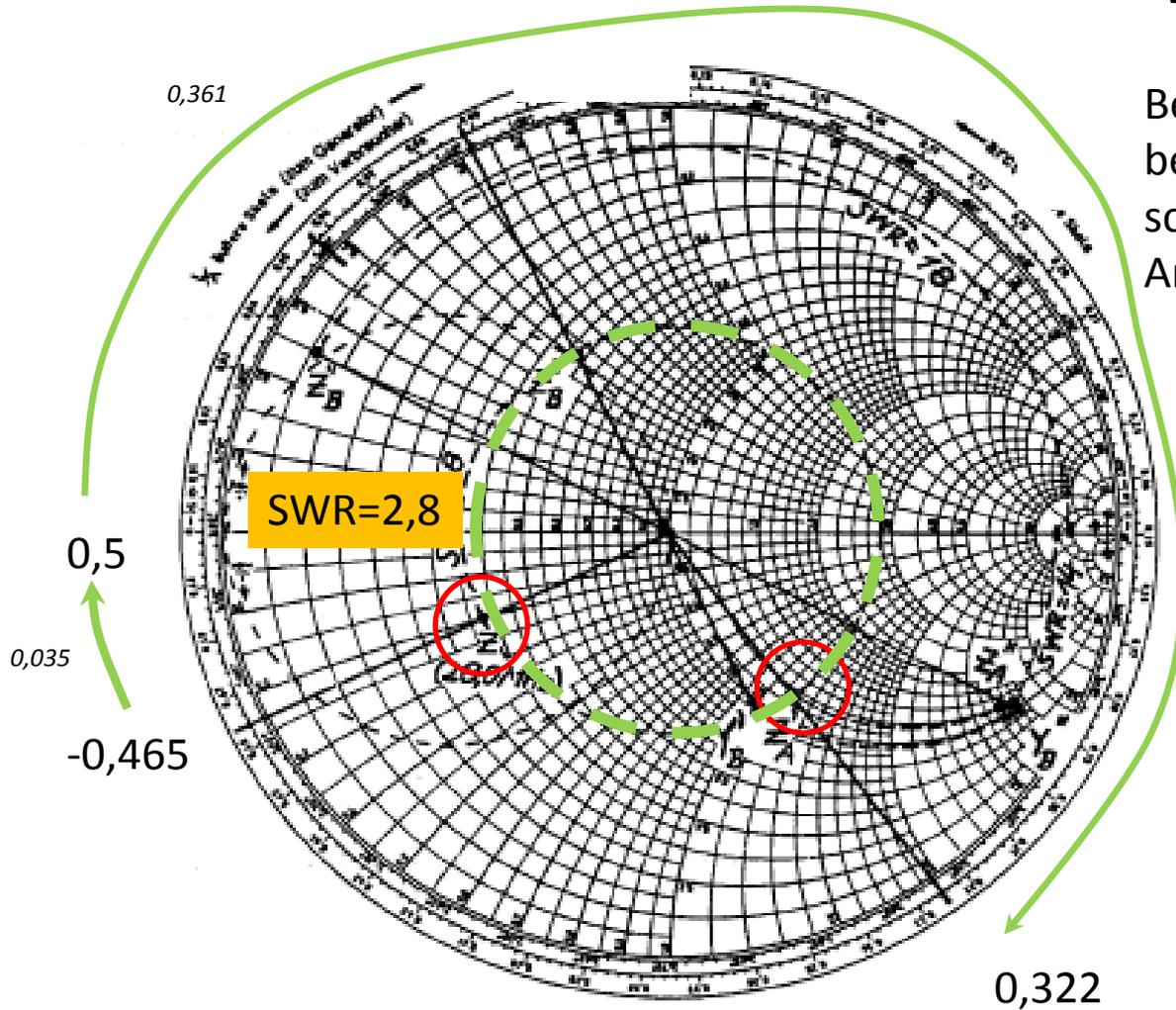
$$X_L = 2,5 * 20\text{mS} ; L = 0,108\mu\text{H}$$

Smith-Chart, Beispiel 3



Lösungen zu Beispiel 3

Smith-Chart, Beispiel 4



Bestimmung des SWR aus Beispiel 3 bei 28 MHz und beiden Anpassschaltungen

Antenne ohne Anpassschaltung hat

$$0,38 - j02 = 19\Omega - j10\Omega$$

das Kabel mit

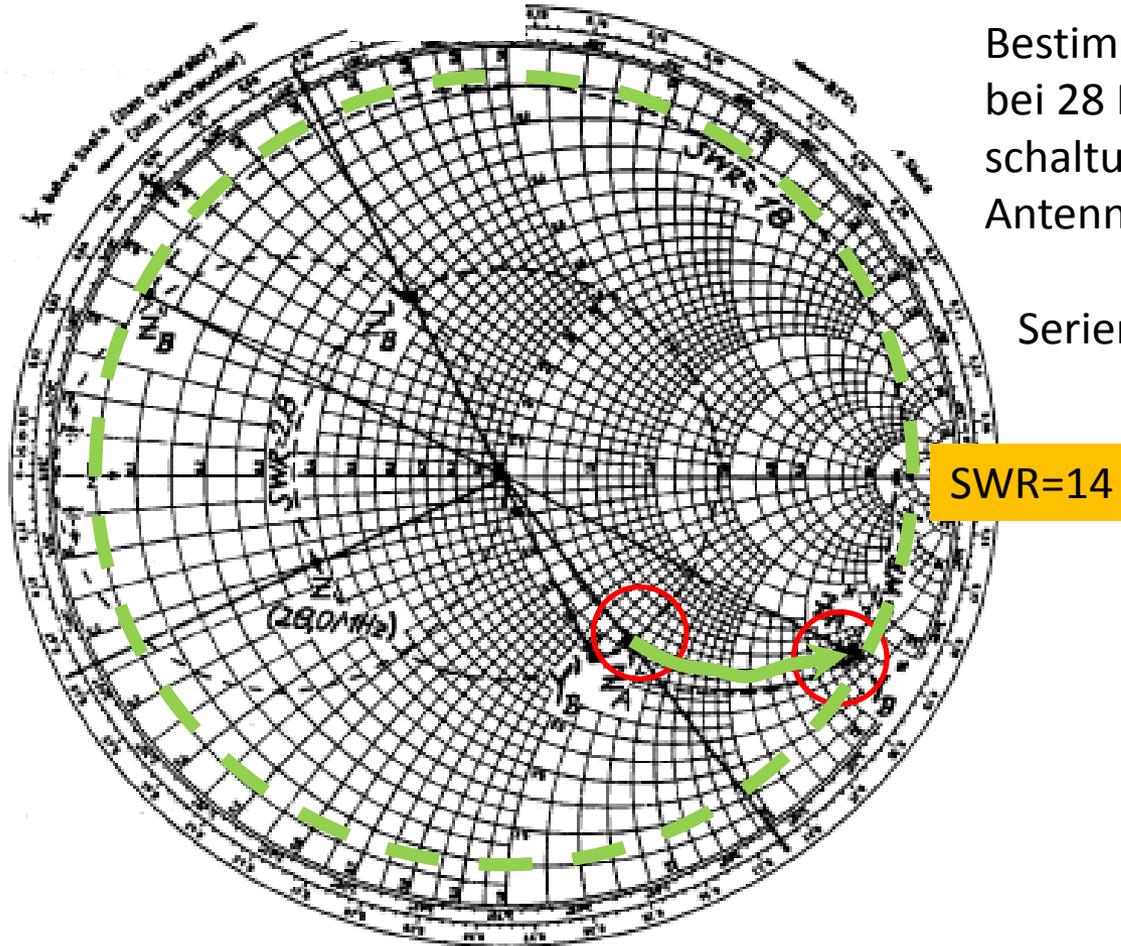
$$l_{\text{elektr}} = 3,864\text{m}$$

bei 28 MHz

$$\frac{l}{\lambda} = \frac{3,864\text{m}}{10,71\text{m}} = 0,361$$

$$(0,5 - 0,465) + 0,361$$

Smith-Chart, Beispiel 4



Bestimmung des SWR aus Beispiel 3
bei 28 MHz und beiden Anpass-
schaltungen

Antenne ohne Anpassschaltung hat

$$0,38-j02=19\Omega-j10\Omega$$

Serienschaltung mit $C=43,2\text{ pF}$

$$X_C=131,6\Omega=2,63$$

SWR=14

genug der Theorie

wie wird all das in Praxi umgesetzt, wenn man einen Tuner schaffen will

am Beispiel Symmetrischer 200 W Antennenkoppler von DL1SNG



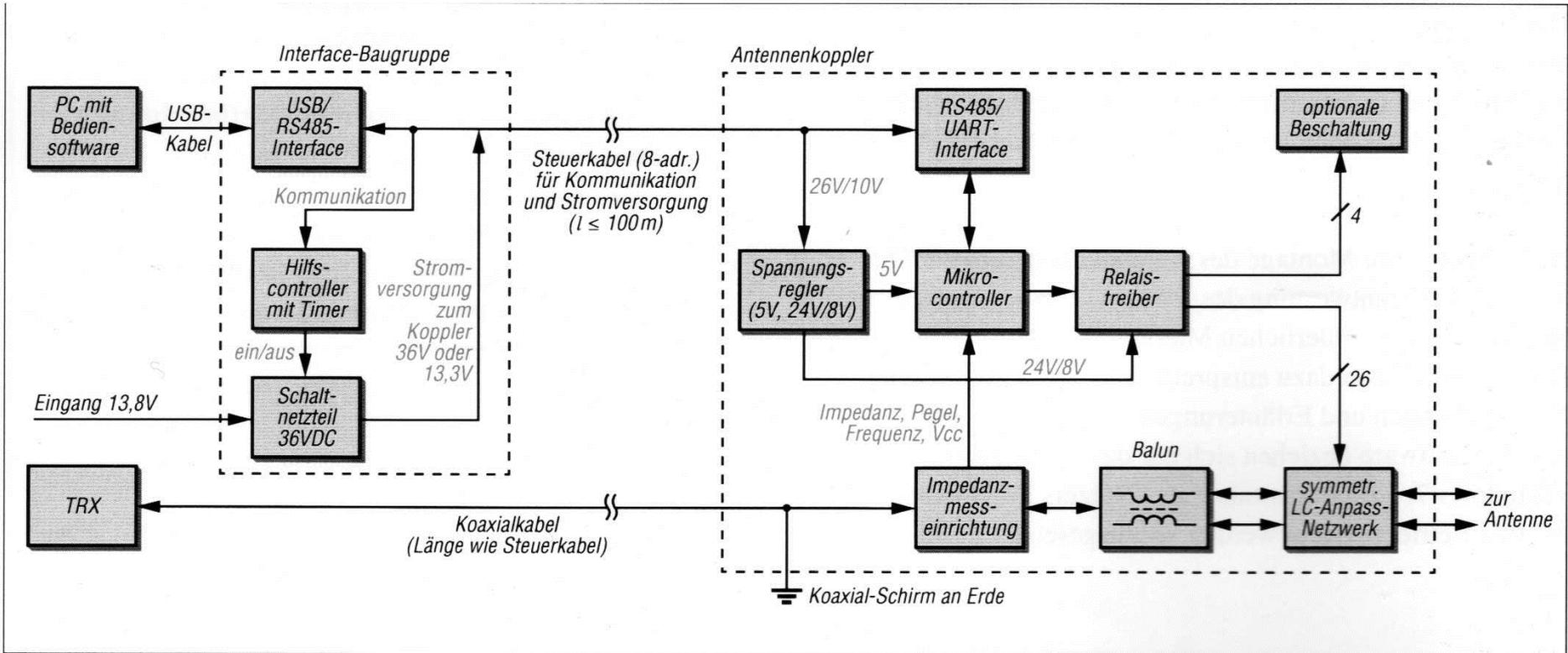


Bild 2: Blockschaltbild der gesamten Anlage; der Hilfscontroller „belauscht“ die Kommunikation und ist für die Schaltung der erforderlichen Relaisspannungen zuständig.

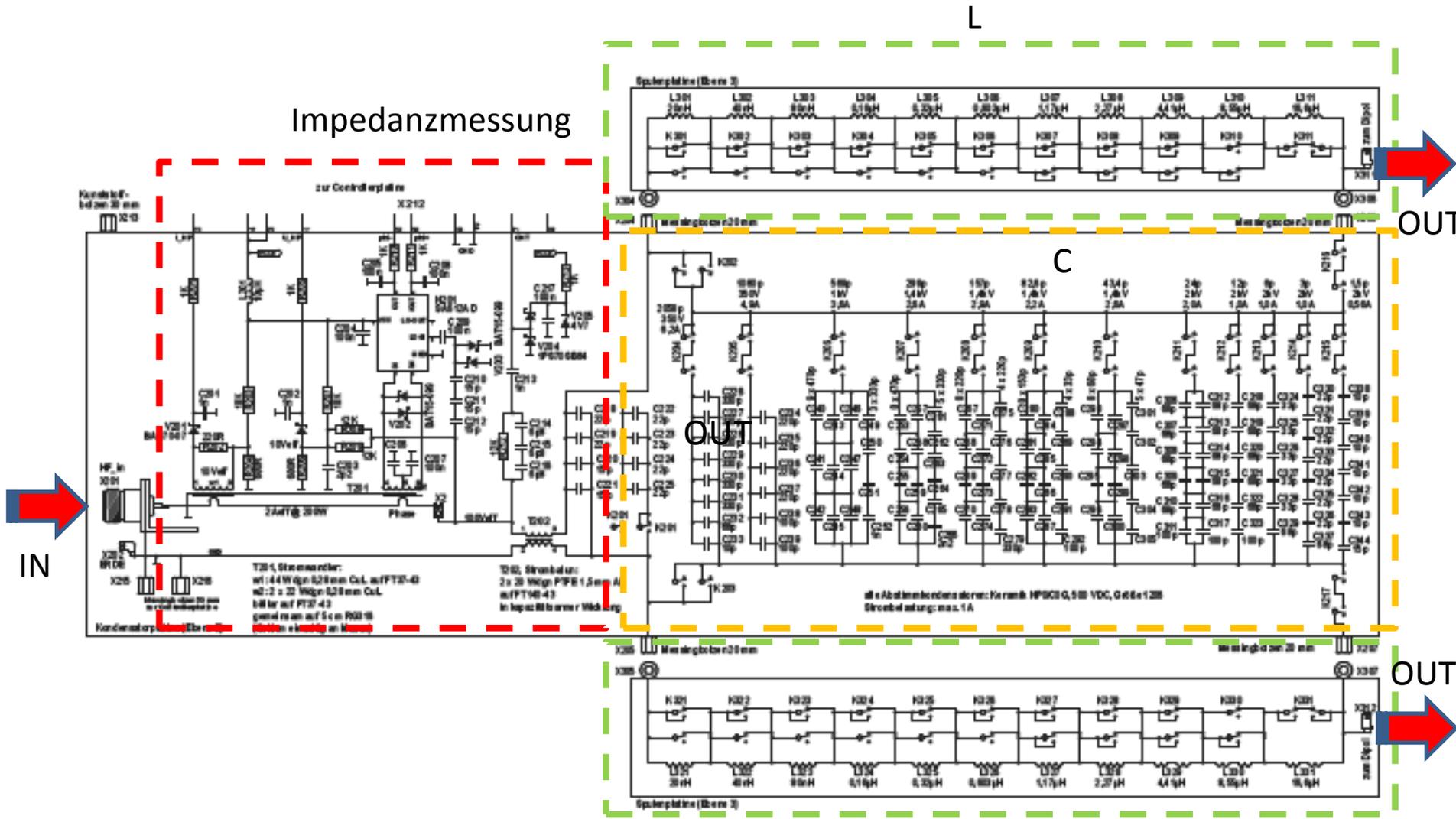
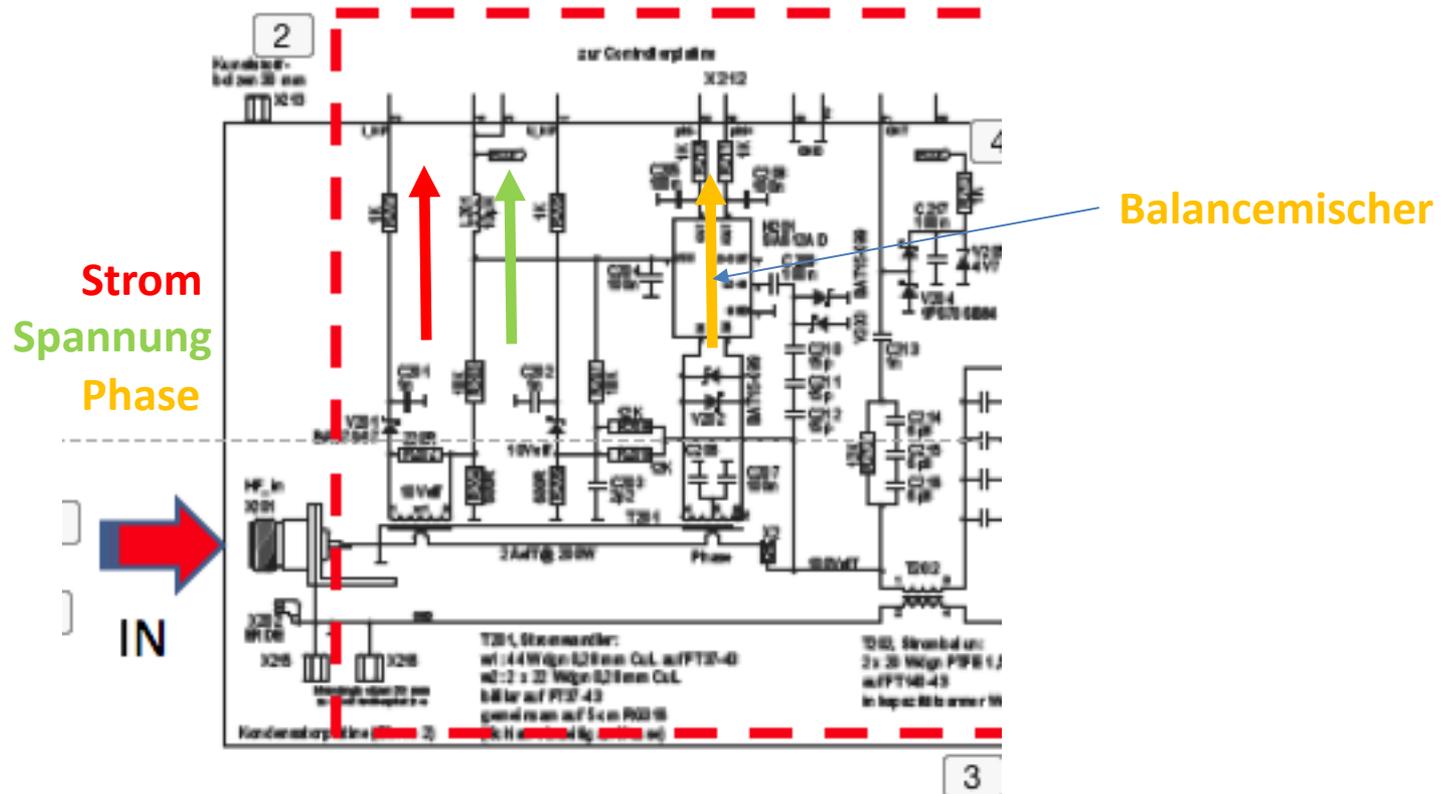


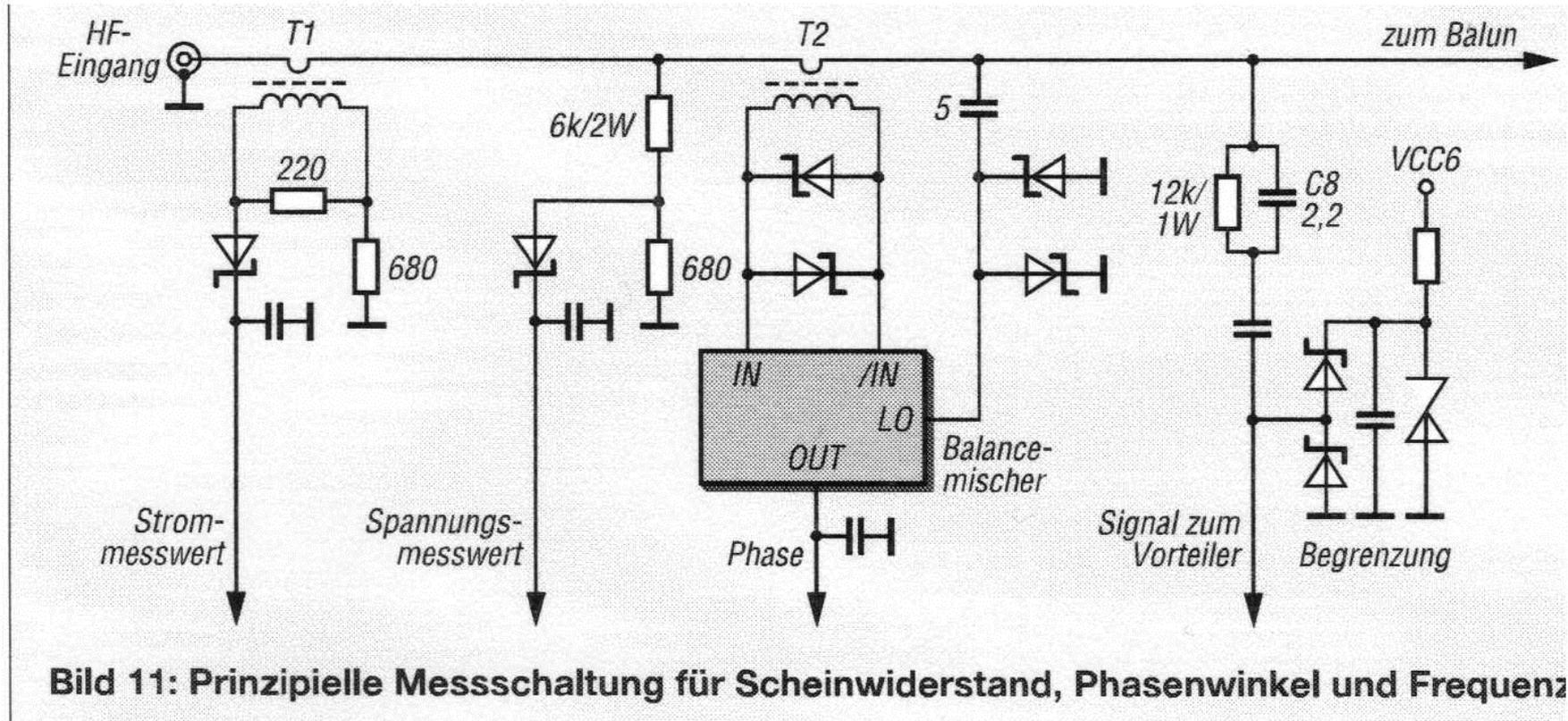
Bild A1: Schaltplan des HF-Teils

phasenkorrekte Impedanzmessung

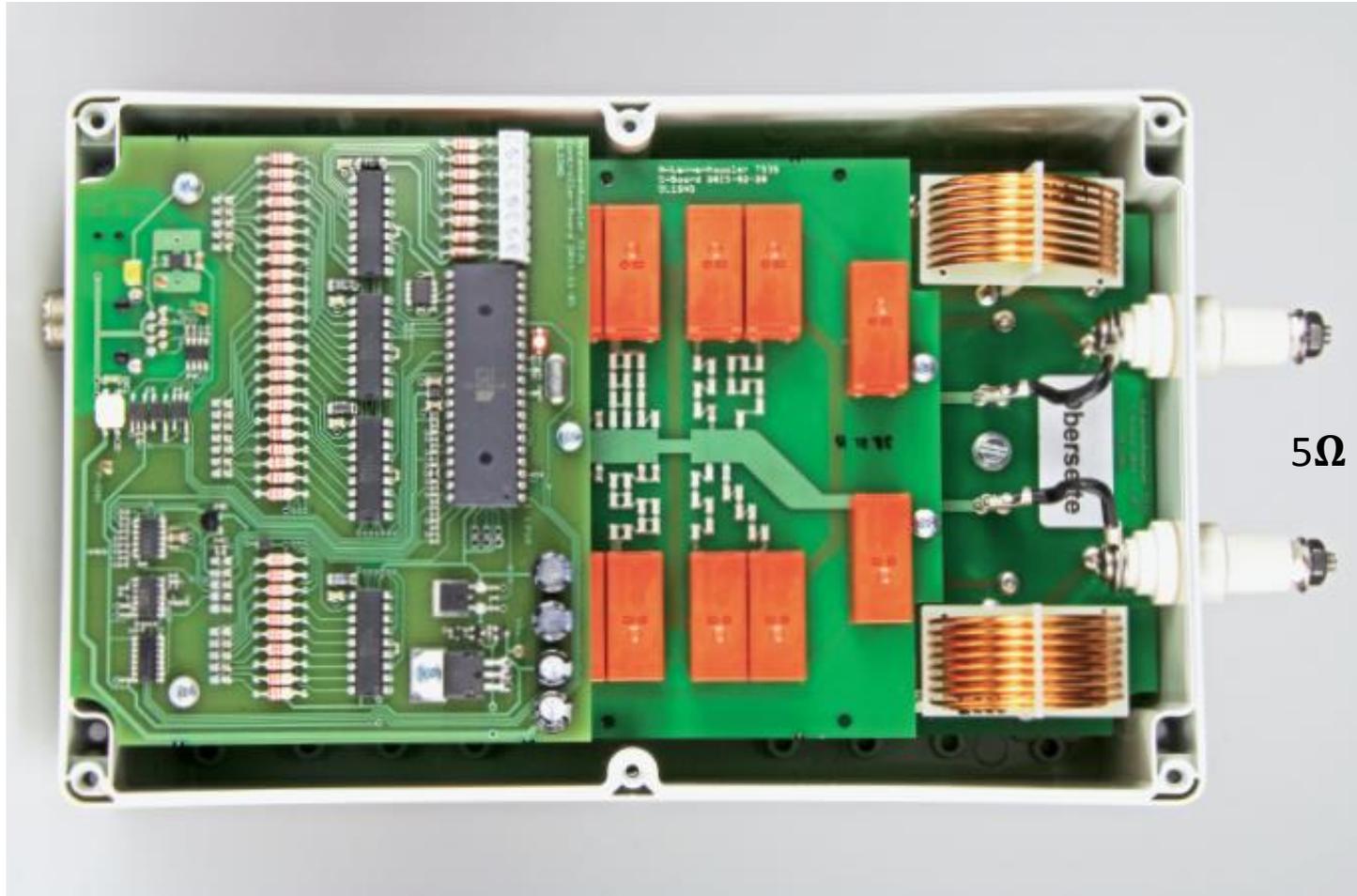
2 Impedanzmessung



phasenkorrekte Impedanzmessung



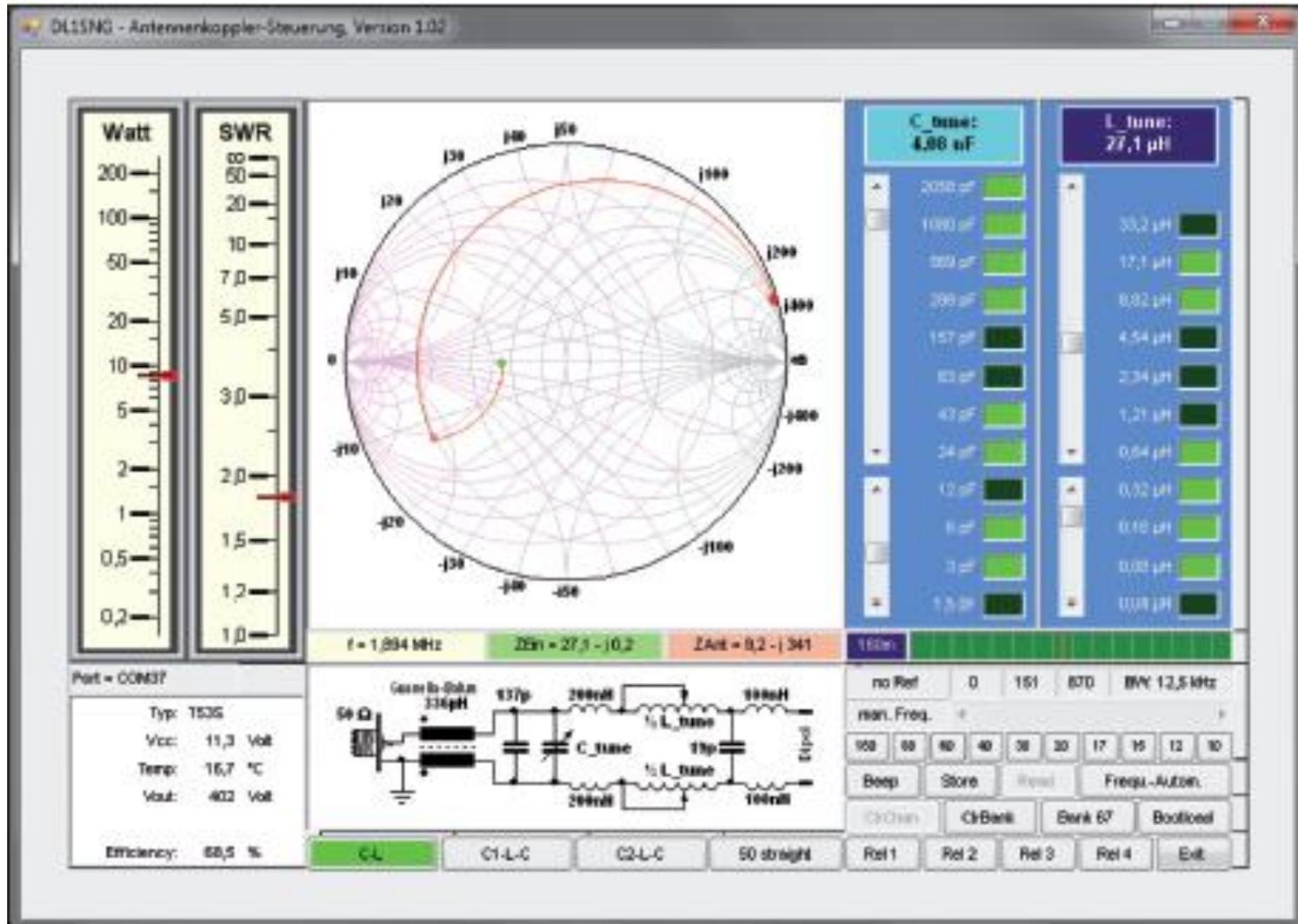
50Ω



5Ω ... 2,2 kΩ

200 W PEP

Bedienung



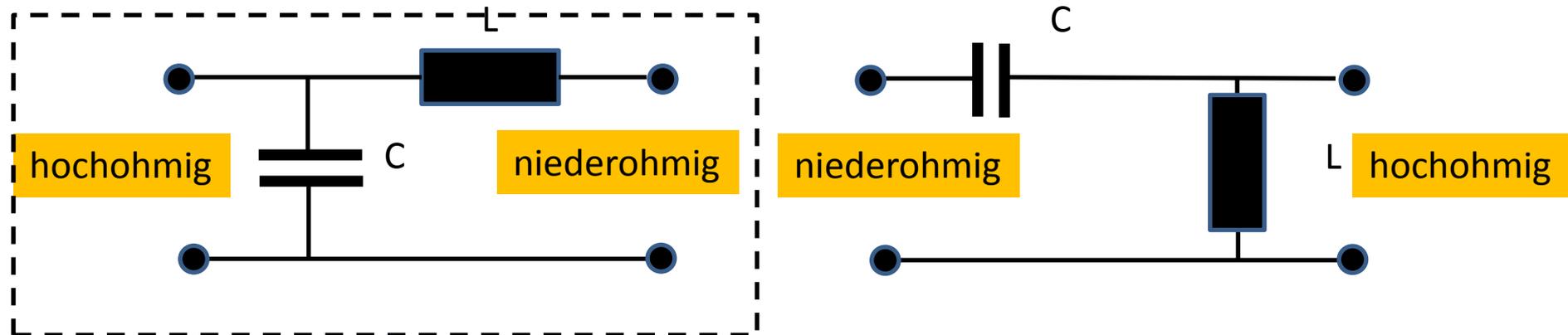
TESTKONFIGURATION

Tuner

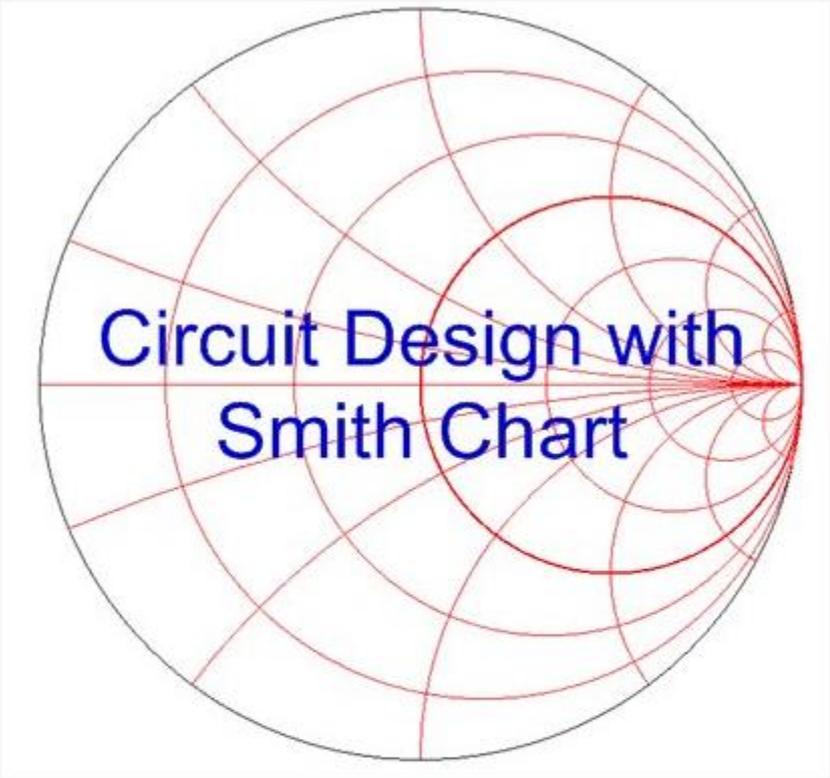


LC Transformation

Vierpol



$50 \Omega \rightarrow 220 \Omega$

A Smith Chart, a circular diagram used in electrical engineering for calculating parameters of transmission lines. It features a grid of red lines representing constant SWR, constant reflection coefficient, and constant impedance. The chart is centered at the origin of the complex plane.

Circuit Design with Smith Chart

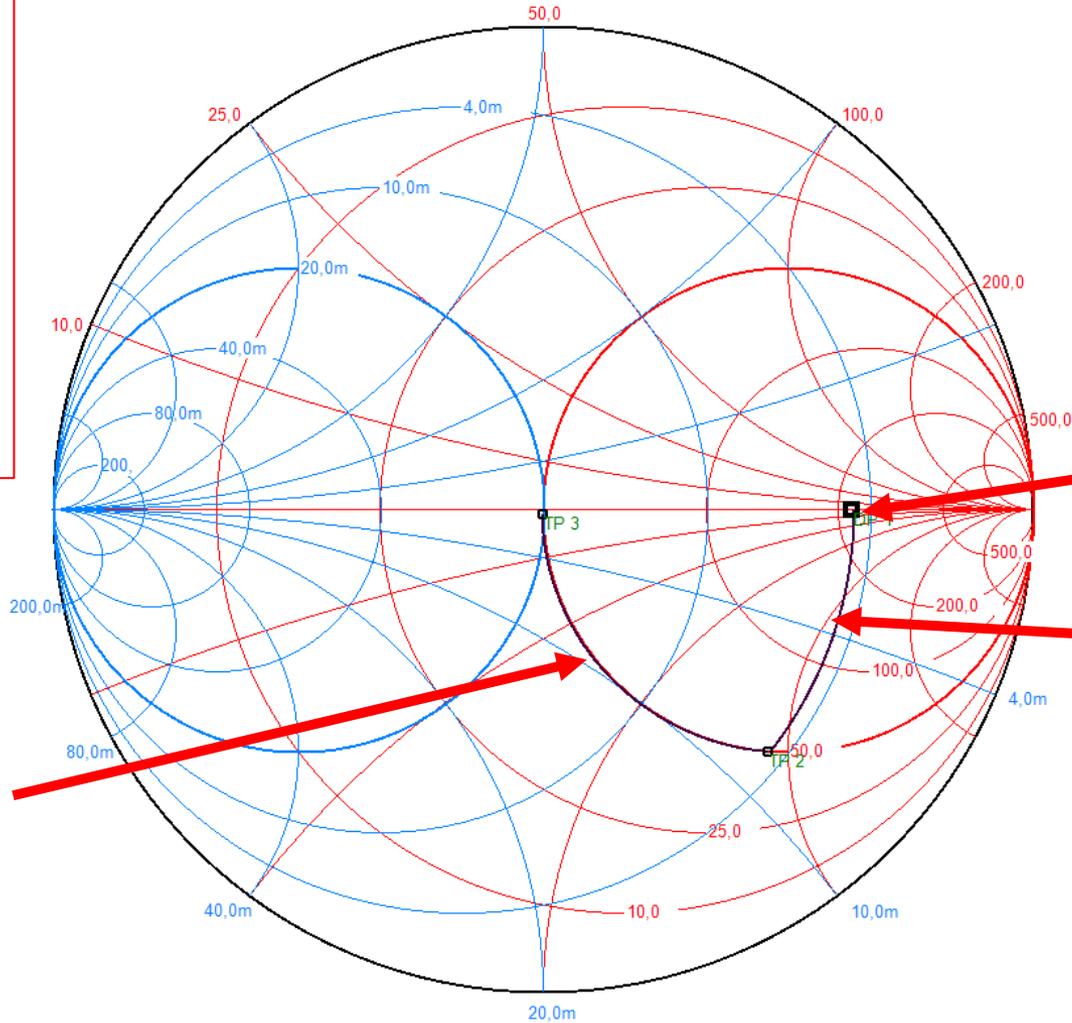
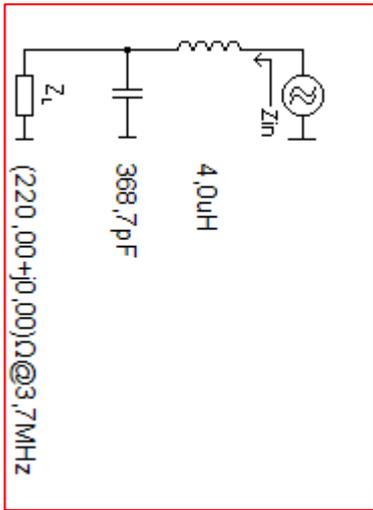
V3.10

© 1995 - 2010 Bern University of Applied Sciences
Switzerland

Fritz Dellsperger
fritz@dellsperger.net

verwendetes Smith Chart
Programm

Tuner



$Z_L = 220 \Omega$

C

L