

AntennenBasics

Michael, DK3CJ

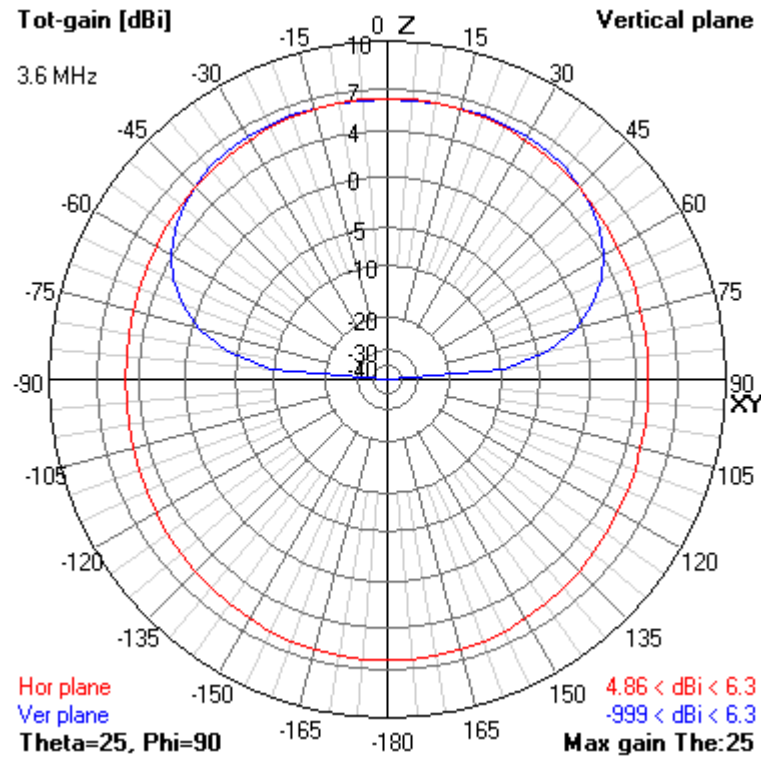
G40

Antennenberechnung mit 4NEC2

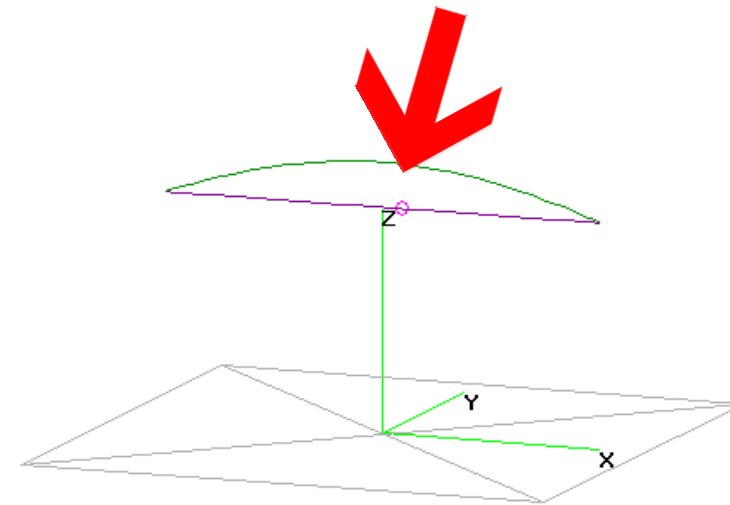
gemeinsame Einführung im Rahmen des Fielddays Nov. 2016

hier: Vorbereitung mit einigen Grundbegriffen der Antennentheorie

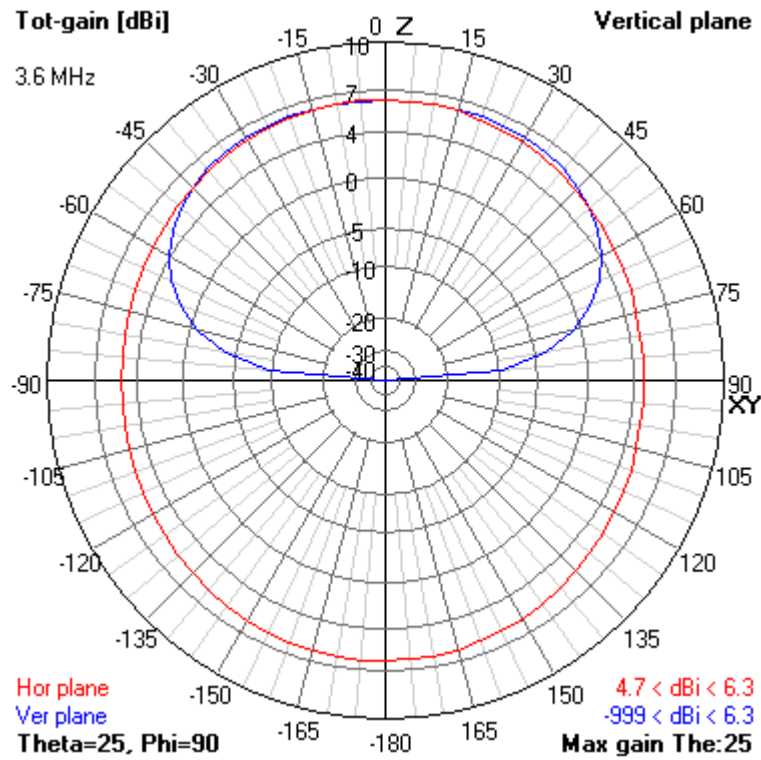
80m Dipol 20m Höhe Einspeisung aussermittig



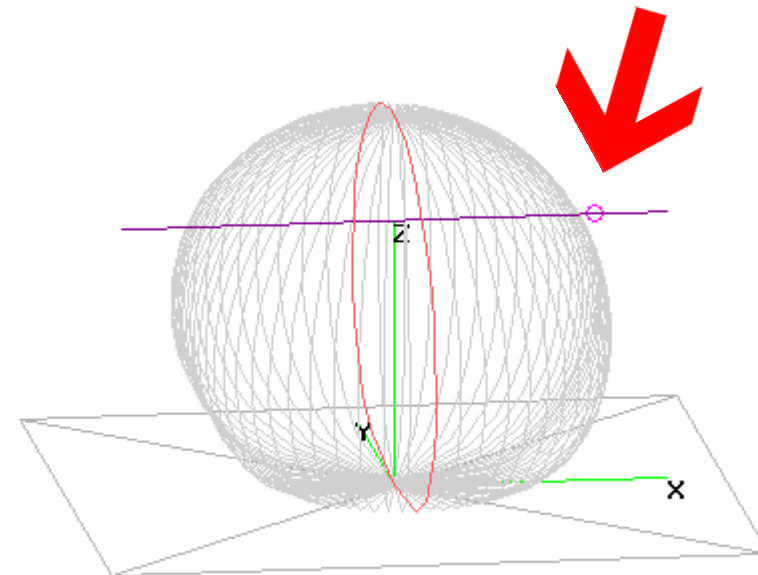
$82,4 - j 6,37$



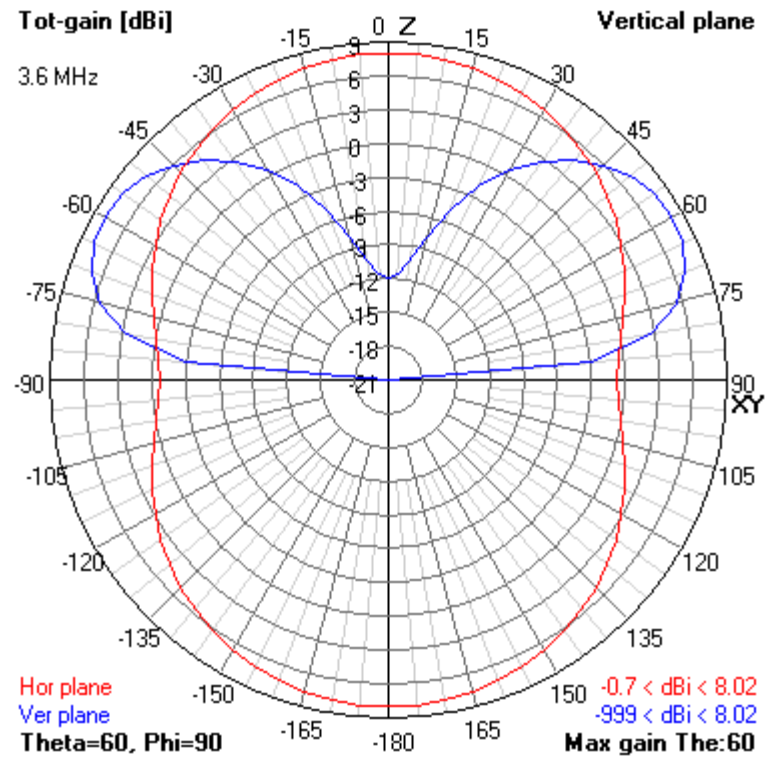
80m Dipol 20m Höhe Einspeisung aussermittig



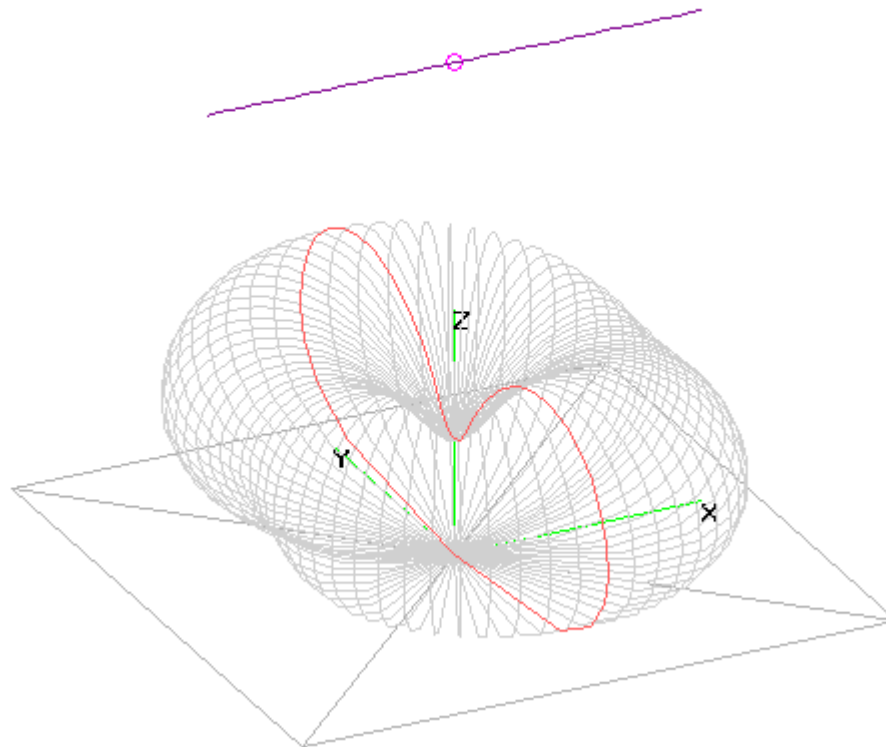
398-j 111



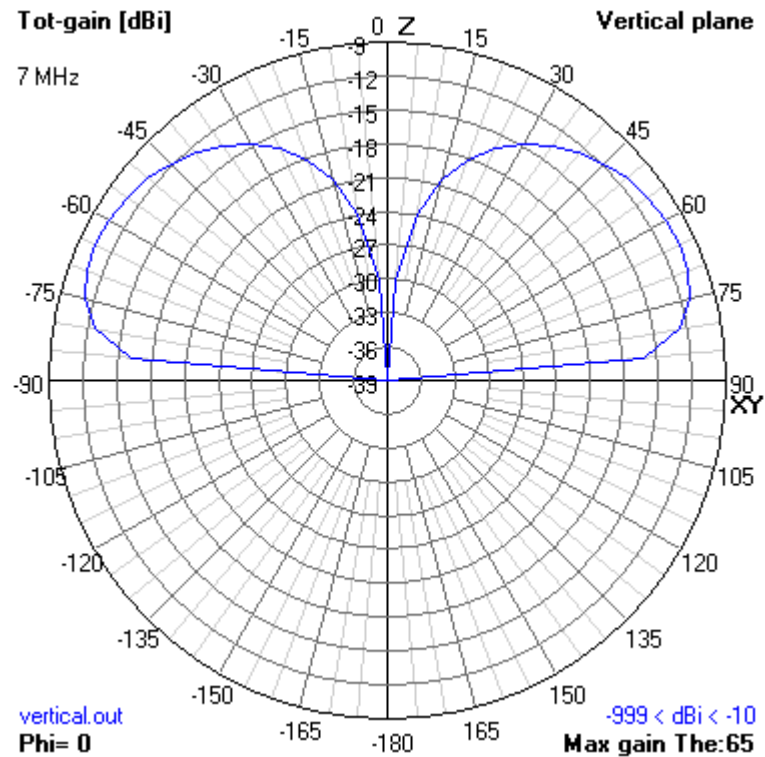
80m Dipol 40m Höhe Einspeisung mittig



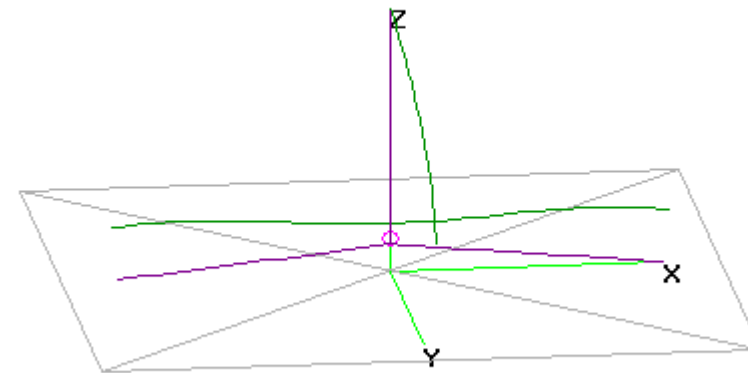
$63,5 - j 37,3$



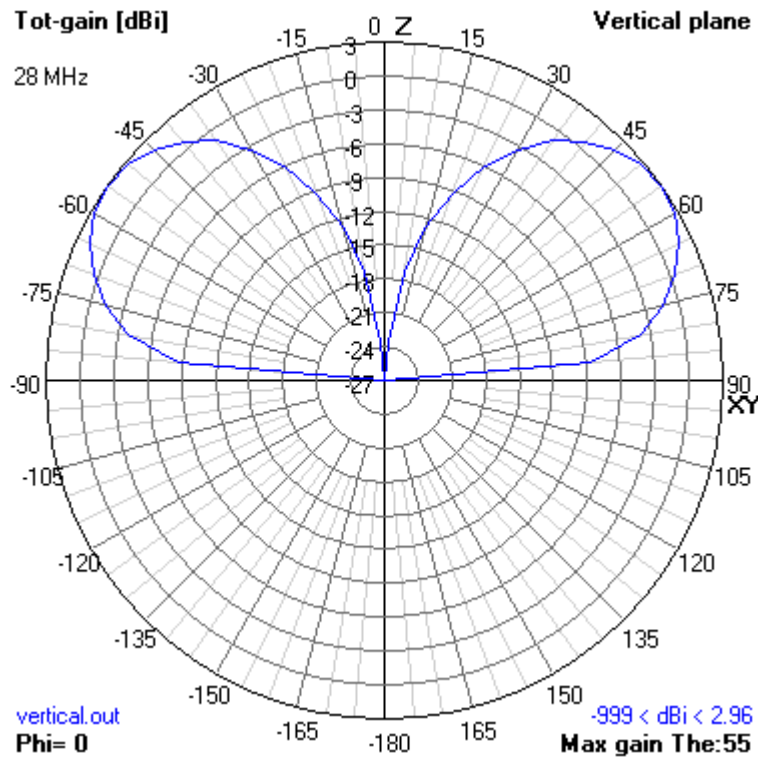
7 MHz Vertical Länge 10m Radials 2 x 10 m



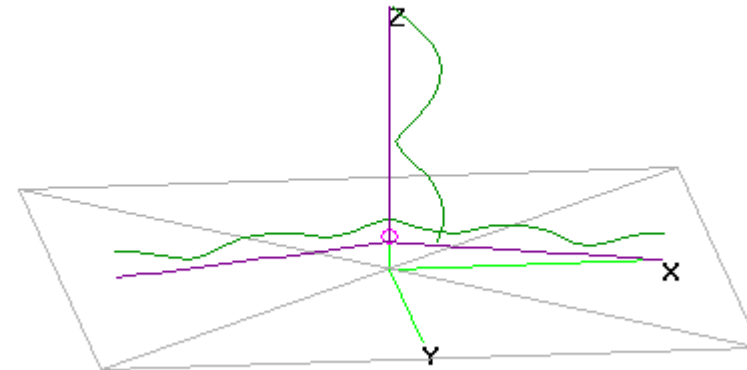
$$560 - j 17,8$$



28 MHz Vertical Länge 10m Radials 2 x 10 m



$259 + j 160$

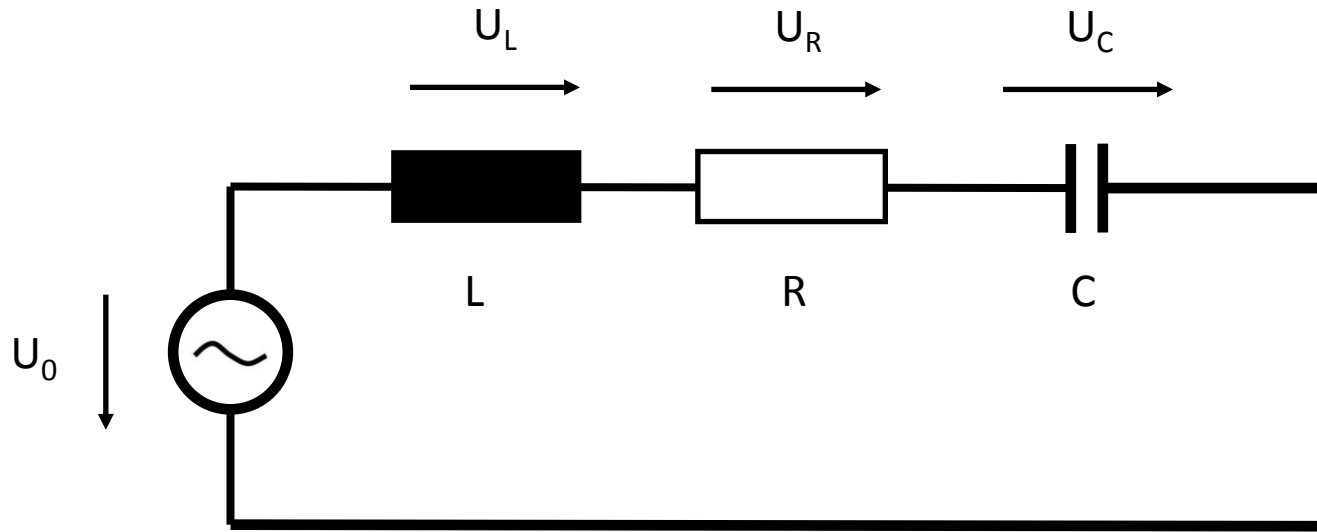


Vorbereitung, Grundlagen Antennen

- Schwingkreis
- Theorie, Maxwellsche Gleichungen
- Hertzscher Dipol
- Leitungen
- LC-Netzwerke

Schwingkreis

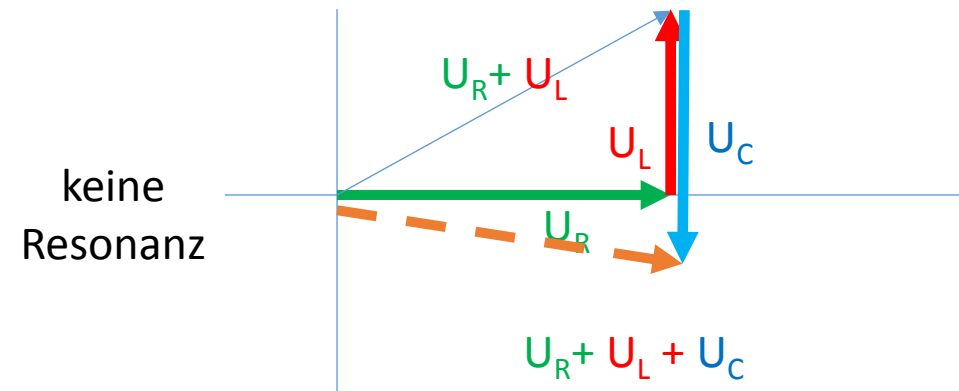
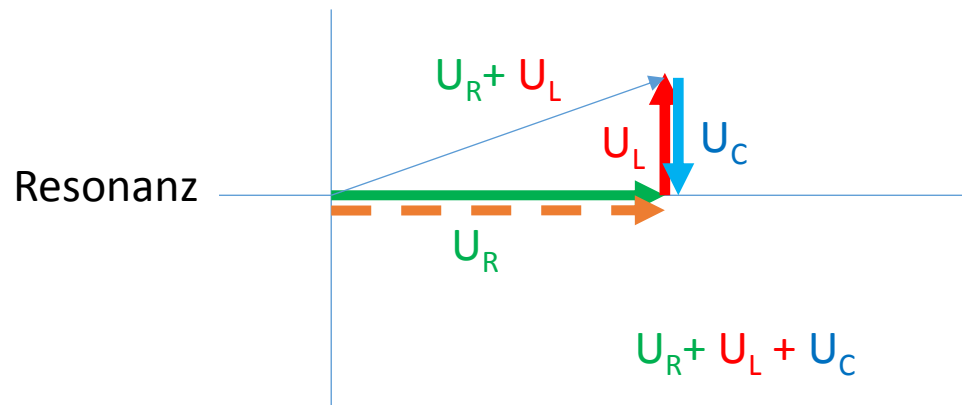
Serienschwingkreis



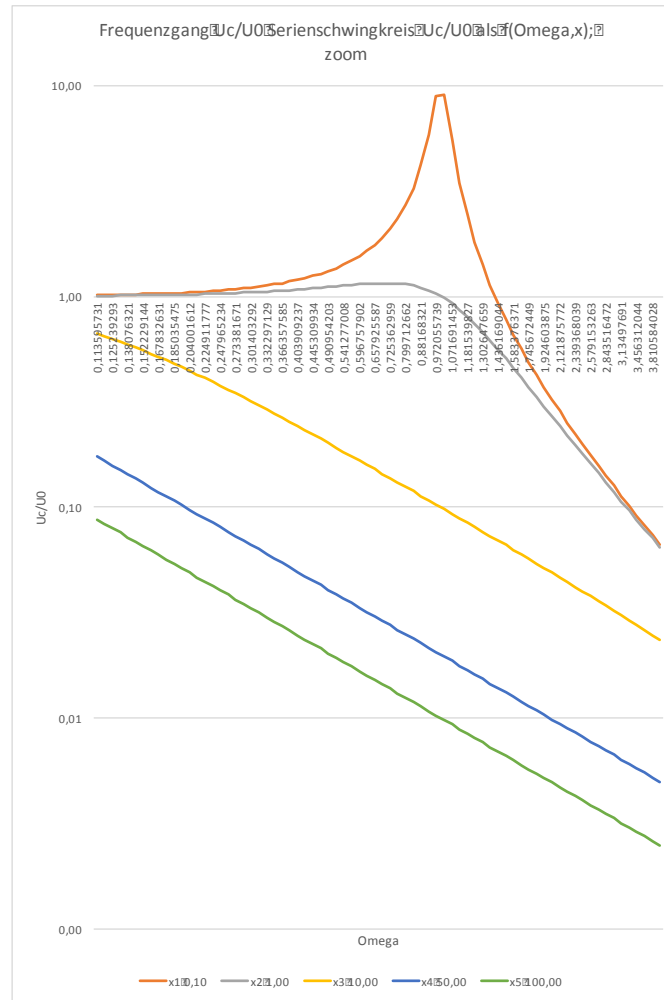
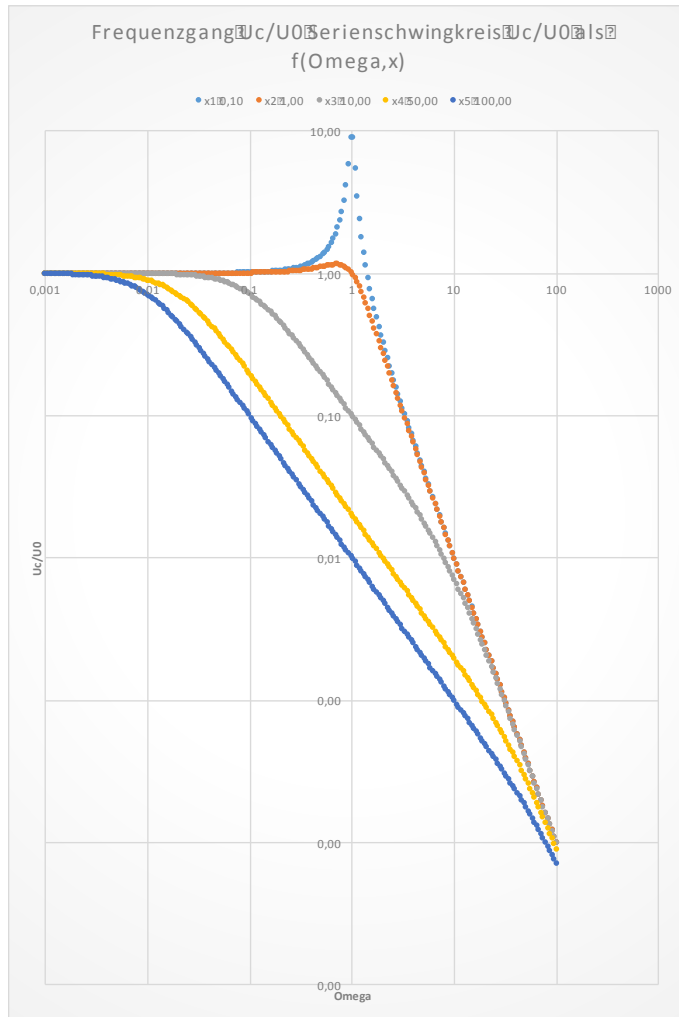
$$U_0 = I * j\omega L + I * R + I * \frac{1}{j\omega C}$$

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

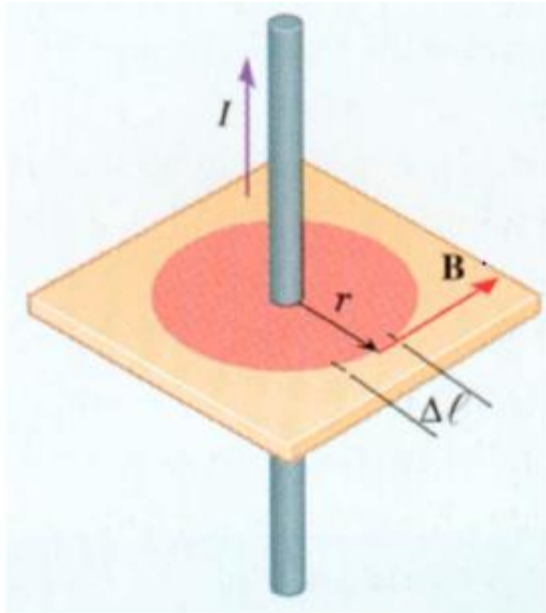
Bei Parallelschwingkreise gilt der Zusammenhang für die Ströme

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

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

Theorie, Maxwell'sche Gleichungen

Amperesches Gesetz

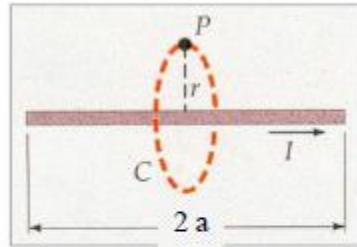


$$\oint_K \vec{B} d\vec{l} = B \oint_K dl = \mu_0 I$$
$$B(2\pi r) = \mu_0 I$$
$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi r}$$

Amperesches Gesetz

Grenzen des Ampere'schen Gesetzes:

1. Beispiel:



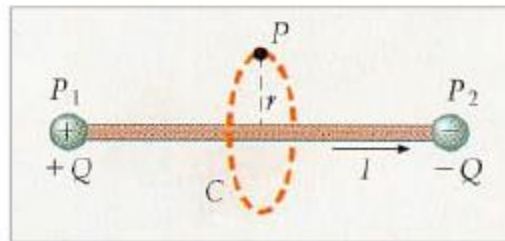
Für endlichen Leiterabschnitt liefert Ampere:

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi r}$$

Biot-Savart liefert richtiges Ergebnis:

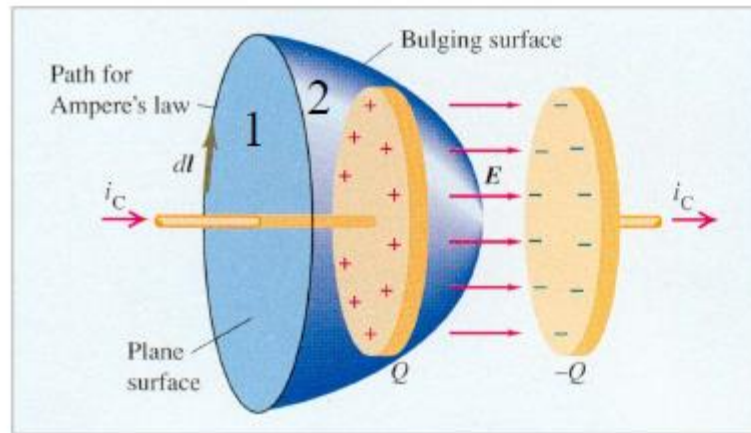
$$B = \frac{\mu_0 I 2a}{4\pi x \sqrt{x^2 + a^2}}$$

2. Beispiel:



Ampere gilt nur für geschlossene Stromkreise

Amperesches Gesetz



Problem

Für Kurve der Oberfläche 1:

$$\oint \vec{B} d\vec{l} = \mu_0 I = \mu_0 i_c$$

Für Kurve der Oberfläche 2:

$$\oint \vec{B} d\vec{l} = 0$$

Widerspruch!

Lösung: Man ersetze Strom \mathbf{I} durch $\mathbf{I} + \mathbf{I}_v$ mit

Maxwell'sche Verschiebungsstrom

$$I_v = \epsilon_0 \frac{d\phi_e}{dt} = \epsilon_0 \frac{d}{dt} \int \vec{E} d\vec{A}$$

Amperesches Gesetz

Verallgemeinerte Form des Ampere'schen Gesetzes:

$$\oint \vec{B} d\vec{l} = \mu_0(I + I_v) = \mu_0 I + \mu_0 \epsilon_0 \frac{d\phi_e}{dt}$$

Beachte:

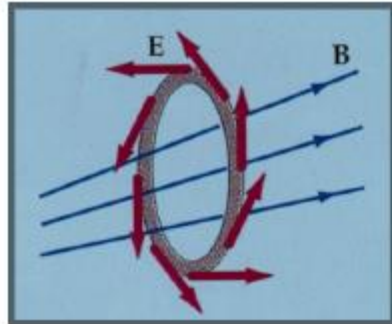
1. Das Ampere'sche Gesetz gilt auch im Vakuum (keine Ströme)
2. Ein **zeitlich variables** \vec{E} -Feld produziert \vec{B} -Feld

Frage:

Wenn **zeitlich sich änderndes** \vec{E} -Feld Ursache für ein \vec{B} -Feld ist, ist dann ein **zeitlich sich änderndes** \vec{B} -Feld Ursache für ein \vec{E} -Feld?

Antwort: JA!!! Magnetische Induktion

Faradaysches Gesetz



Beispiel: Leiterschleife in **B**-Feld mit $d\mathbf{B}/dt \neq 0$

Experimente zeigen: Faraday'sches Gesetz

$$\underline{U = \oint_K \vec{E} d\vec{l} = -\frac{d\phi_m}{dt}}$$

U = Induktionsspannung

$\phi_m = \int \vec{B} d\vec{A}$ = Magnetischer Fluss

Maxwellsche Gleichungen

$$\oint \vec{E} d\vec{A} = \frac{q}{\epsilon_0}$$

Gaußsches Gesetz : das aus einer Hüllkurve austretende E-Feld entspricht der eingeschlossenen elektrischen Ladung; Quelle

$$\oint \vec{B} d\vec{A} = 0$$

Gaußsches Gesetz : Quellenfreiheit des magnetischen Feldes; es gibt keine magnetischen Monopole

$$\oint \vec{E} d\vec{l} = -\frac{d}{dt} \int \vec{B} d\vec{A}$$

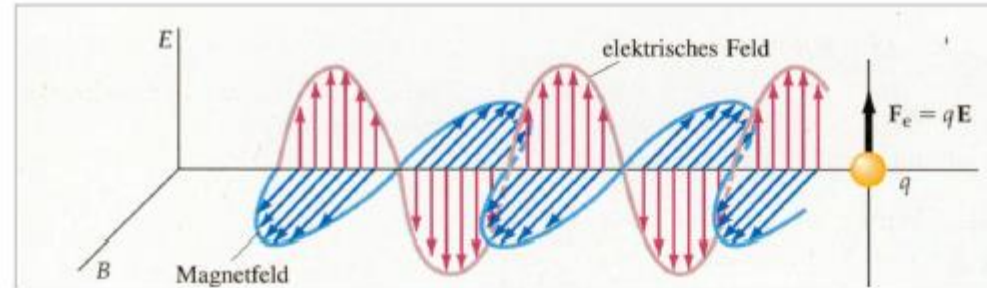
Faradaysches Gesetz

$$\oint \vec{B} d\vec{l} = \mu_0 I + \mu_0 \epsilon_0 \frac{d}{dt} \int \vec{E} d\vec{A}$$

Amperesches Gesetz mit Verschiebungsstrom

Lösung der Maxwell'schen Gleichungen

Elektromagnetische Wellen sind **transversal**.

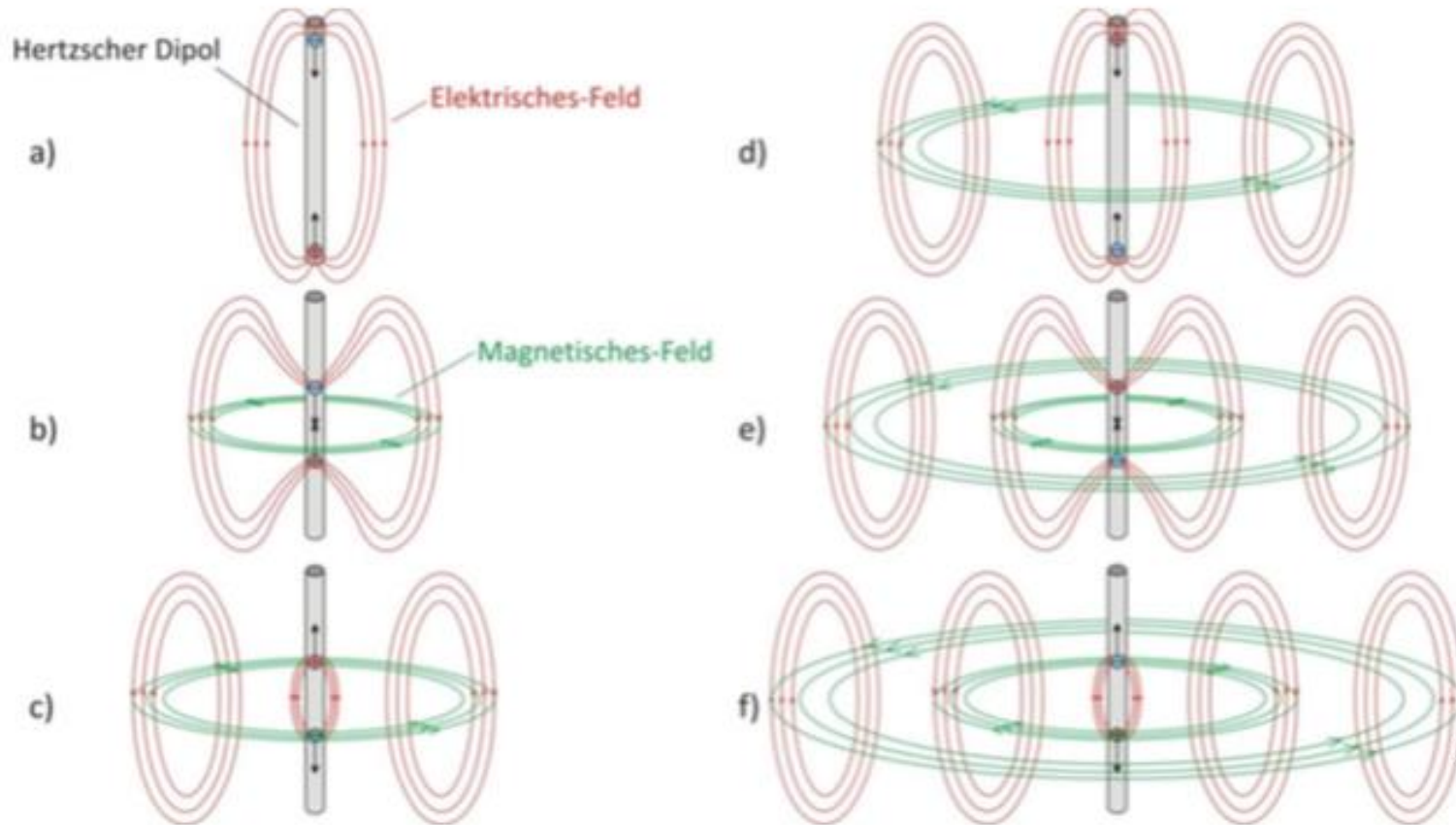


Wellenfunktion (z.B.):

$$E_x = E_{x0} \sin(kz - \omega t)$$
$$B_y = \frac{k}{\omega} E_{x0} \sin(kz - \omega t) = B_{y0} \sin(kz - \omega t)$$

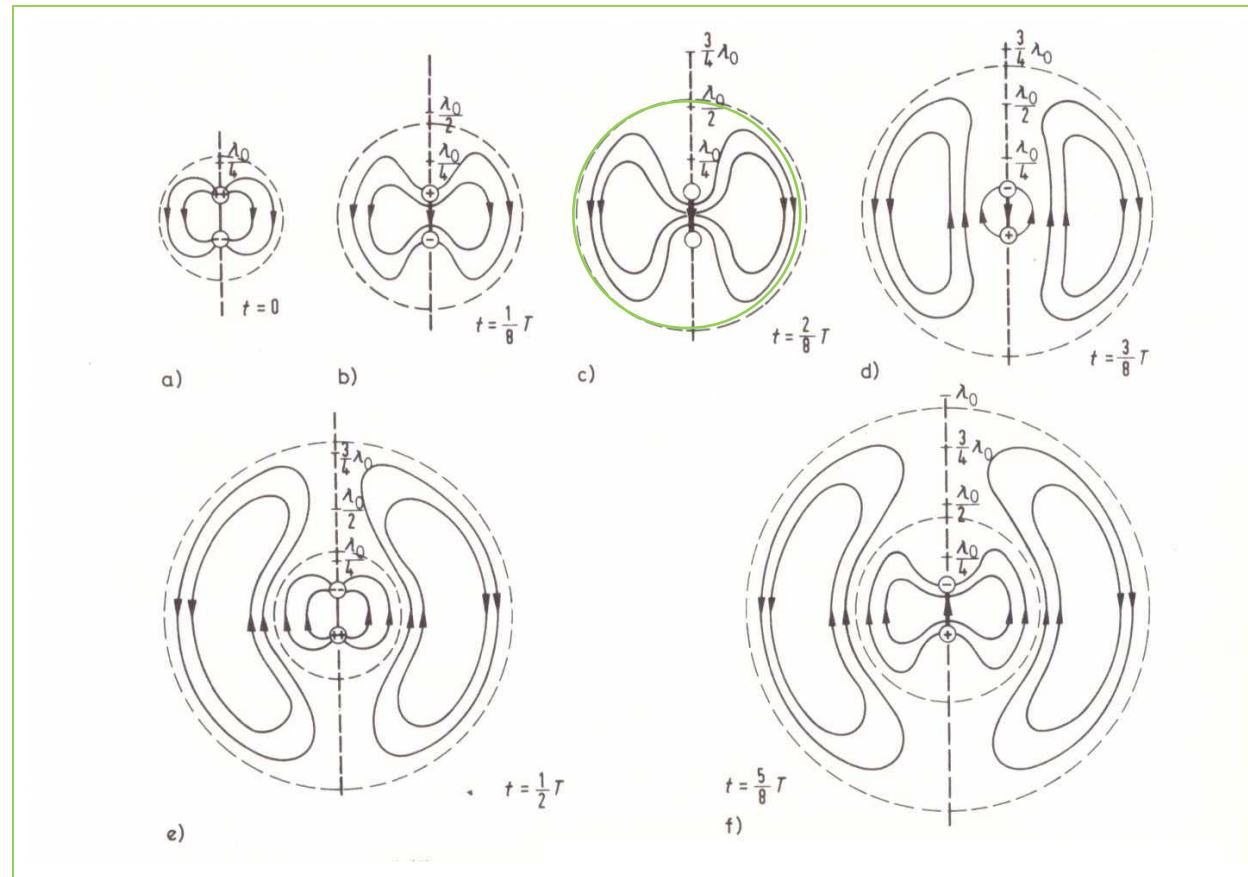
\vec{E} und \vec{B} sind **senkrecht** zueinander
 \vec{E} und \vec{B} sind **phasengleich** (harmonische Wellen)

Feldablösung



•© M.Brennscheidt

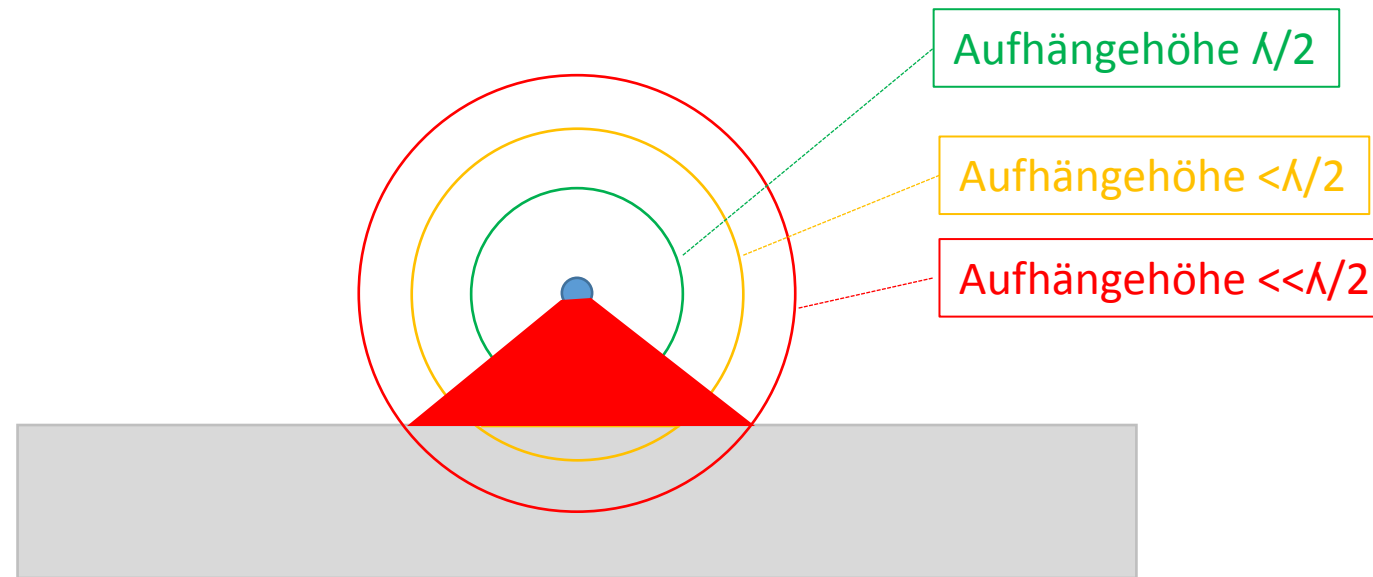
Feldablösung



Ab einer Länge von $\lambda/2$ lösen sich die Feldlinien ab = Grenzfeldlinie

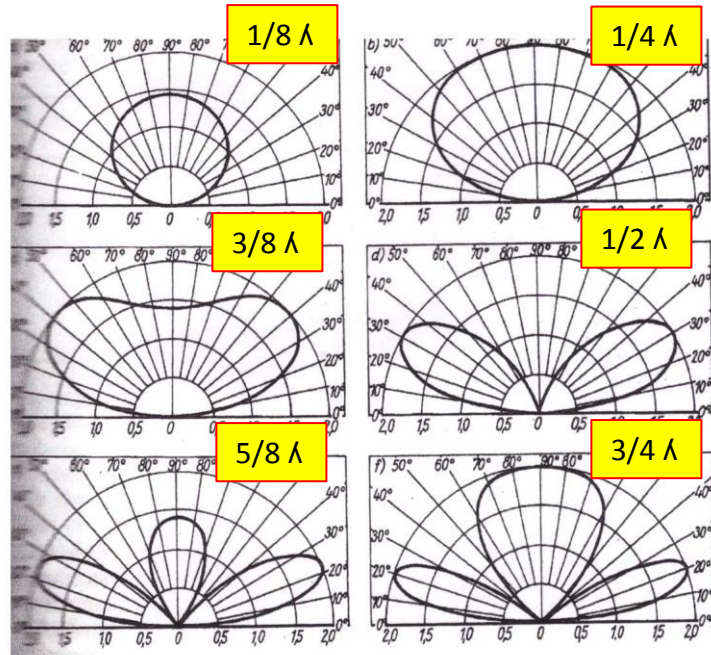
© E. Stirner

Feldlinienablösung, Einfluss Höhe



Abweichende Impedanzen, Steilstrahlung und geminderte Abstrahlung

Vertikaldiagramme horizontaler Dipol



Vertikaldiagramme eines horizontalen Halbwellendipols in Abhängigkeit von der Höhe über ideal leitender Erde (I)
 a) - $1/8 \lambda$, b) - $1/4 \lambda$, c) - $3/8 \lambda$
 d) - $1/2 \lambda$, e) - $5/8 \lambda$, f) - $3/4 \lambda$

40 m - $\lambda/2 = 20\text{m}$ Höhe
 20 m - $\lambda/2 = 10\text{m}$ Höhe

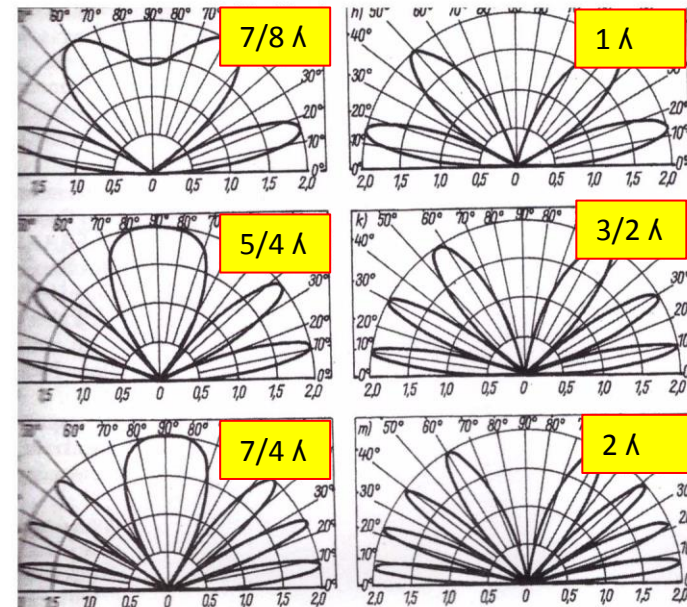
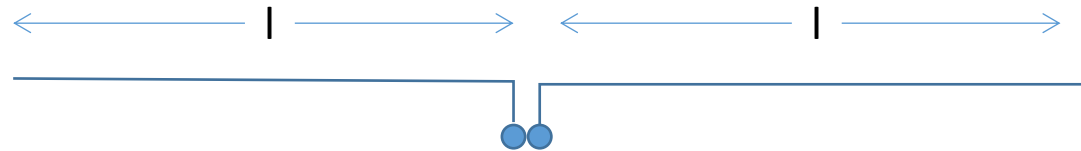


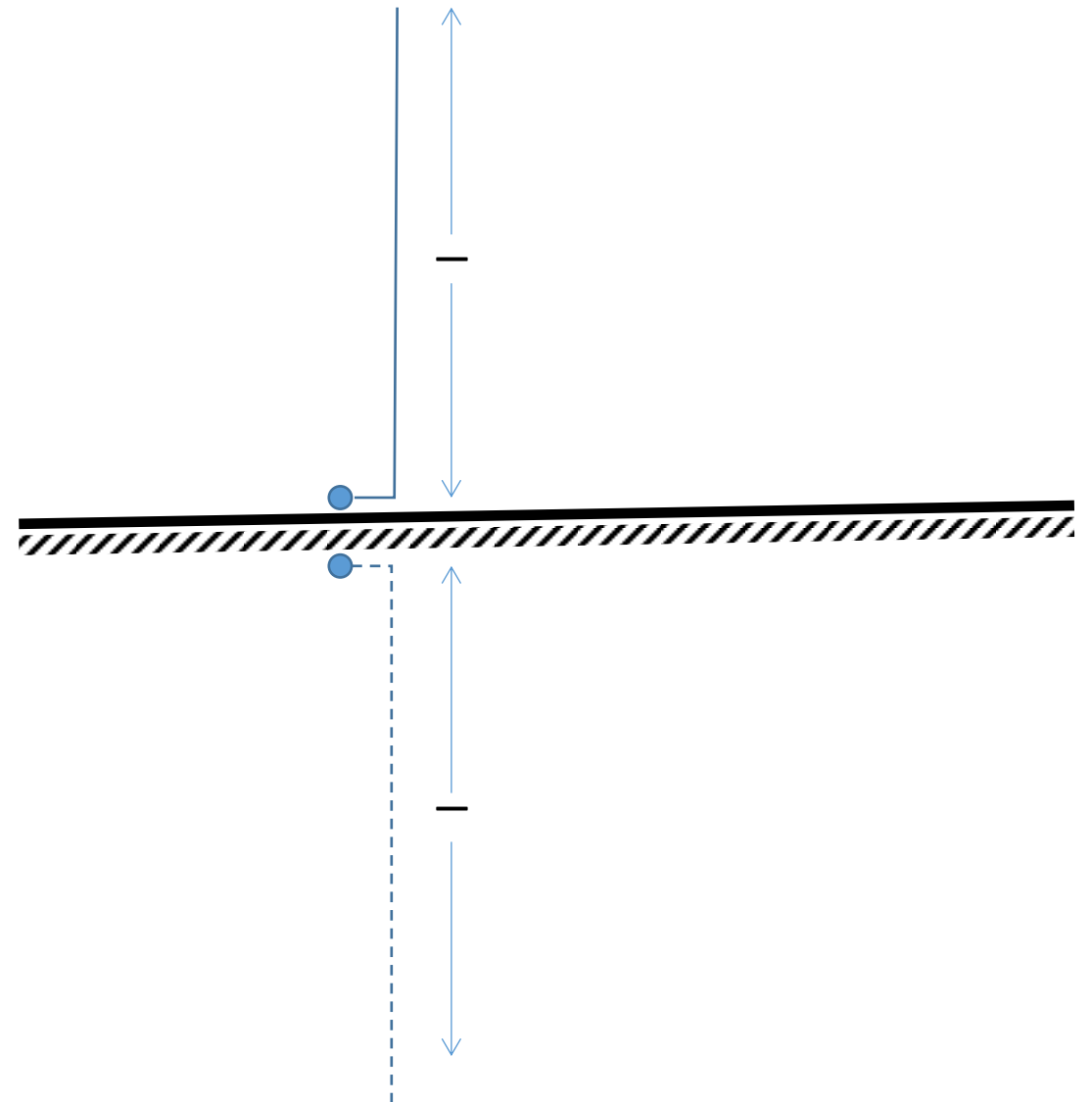
Bild 9.1.10 Vertikaldiagramme eines horizontalen Halbwellendipols in Abhängigkeit von der Höhe über ideal leitender Erde (II)
 g) - $7/8 \lambda$, h) - 1λ , j) - $5/4 \lambda$
 k) - $3/2 \lambda$, l) - $7/4 \lambda$, m) - 2λ

© Rothammel

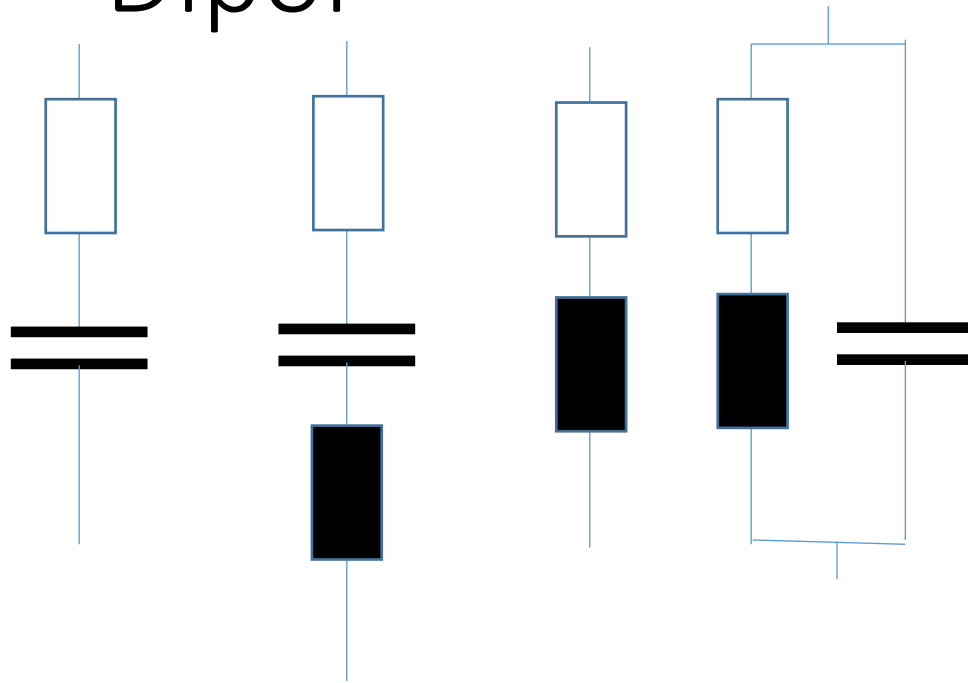
Elektrische Eigenschaften von Dipol- und Monopolantennen



$$Z_{AD} = R_{AD} + jX_{AD}$$



Eingangsimpedanz Dipol



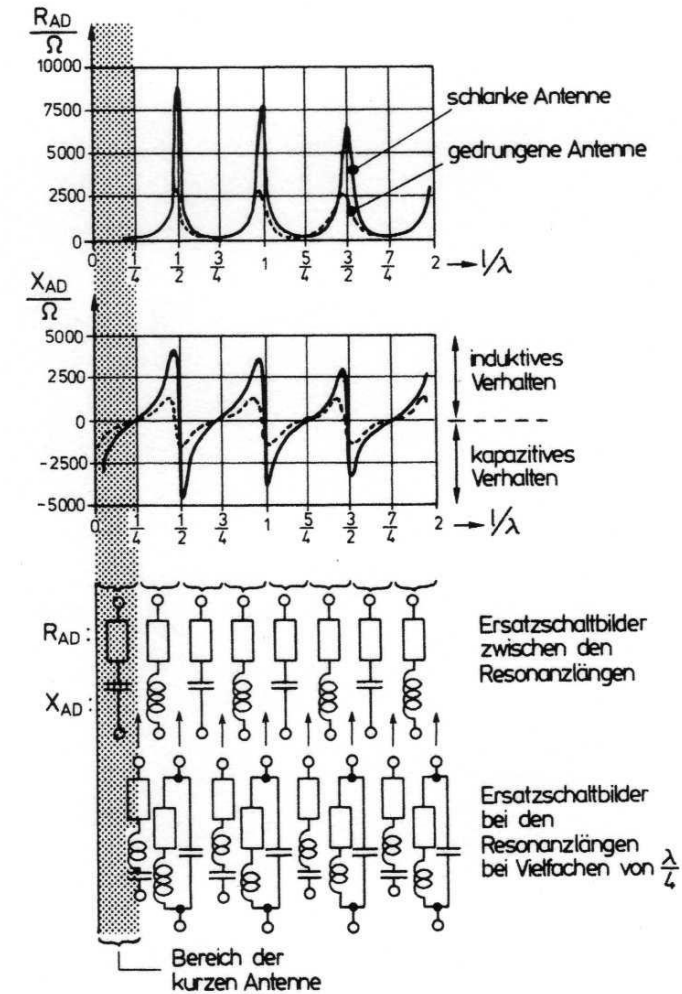
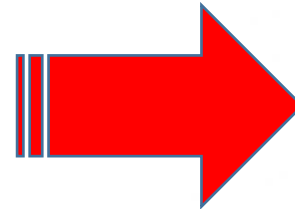
$$0 < l \leq \lambda/4$$

$$l = \lambda/4$$

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

$$l = \lambda/2$$

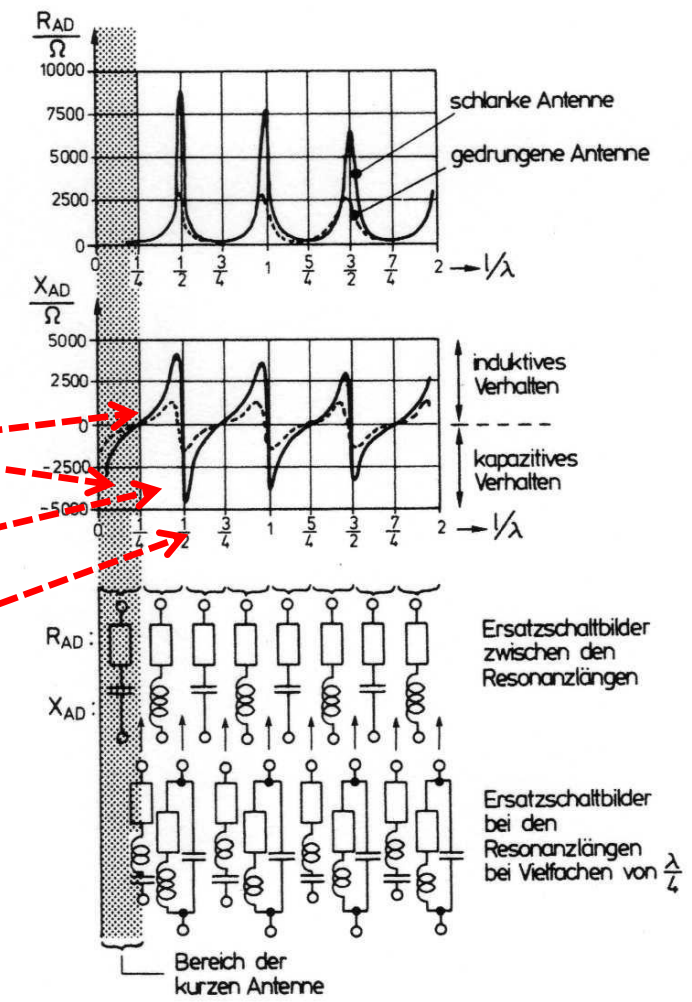
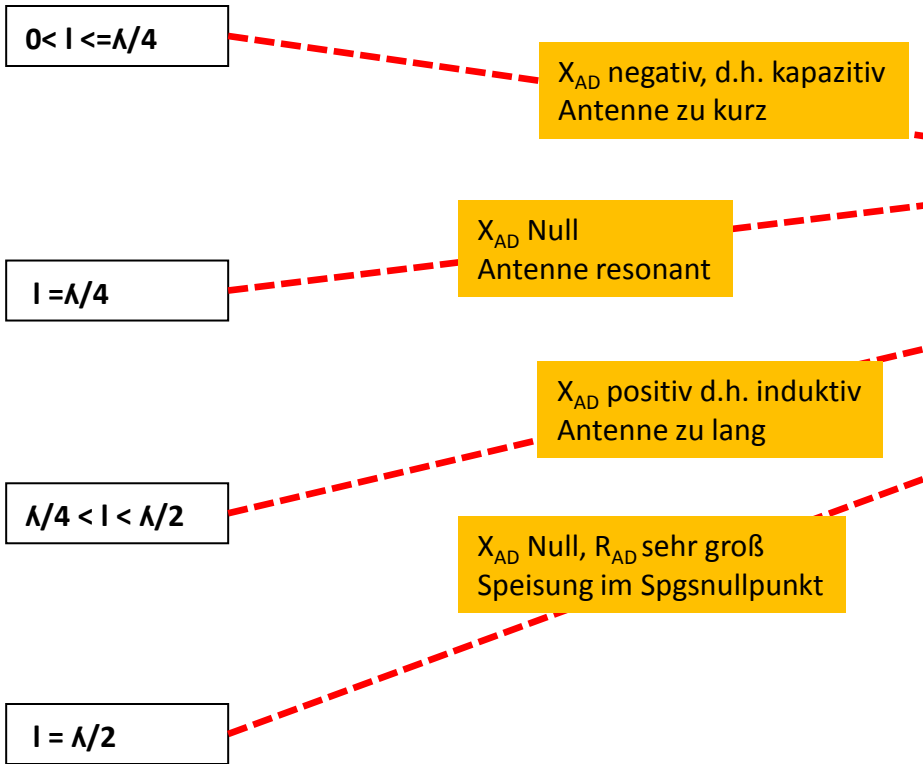
Angaben /2 gelten ebenso für Monopolanantennen



© Janzen, Kurze Antennen

Abb. 2.3 Realteil R_{AD} und Imaginärteil X_{AD} des komplexen Eingangswiderstandes Z_{AD} des mittengespeisten gestreckten Dipols in Abhängigkeit von der normierten Dipolhalblänge l/λ (schematisch) und Ersatzschaltbilder für verschiedene Antennen

Eingangsimpedanz Dipol



© Janzen, Kurze Antennen

Abb. 2.3 Realteil R_{AD} und Imaginärteil X_{AD} des komplexen Eingangswiderstandes Z_{AD} des mittengespeisten gestreckten Dipols in Abhängigkeit von der normierten Dipolhalblänge l/λ (schematisch) und Ersatzschaltbilder für verschiedene Antennen

Antenneneingangsimpedanz

Für $l=\lambda/4$ 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“ an den Enden)

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

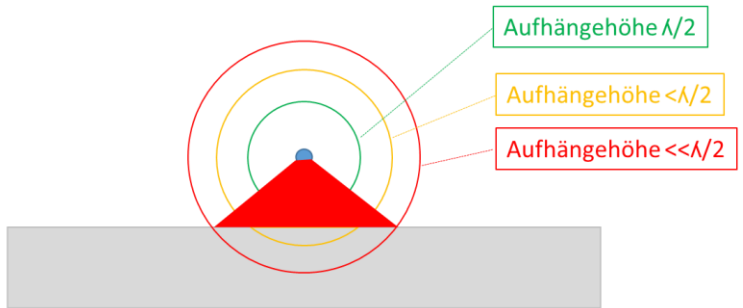
Monopol (unendlich dünner Leiter) : $Z_{AM} = 36,7 \Omega + j 21,3 \Omega$

resp (s.o.)

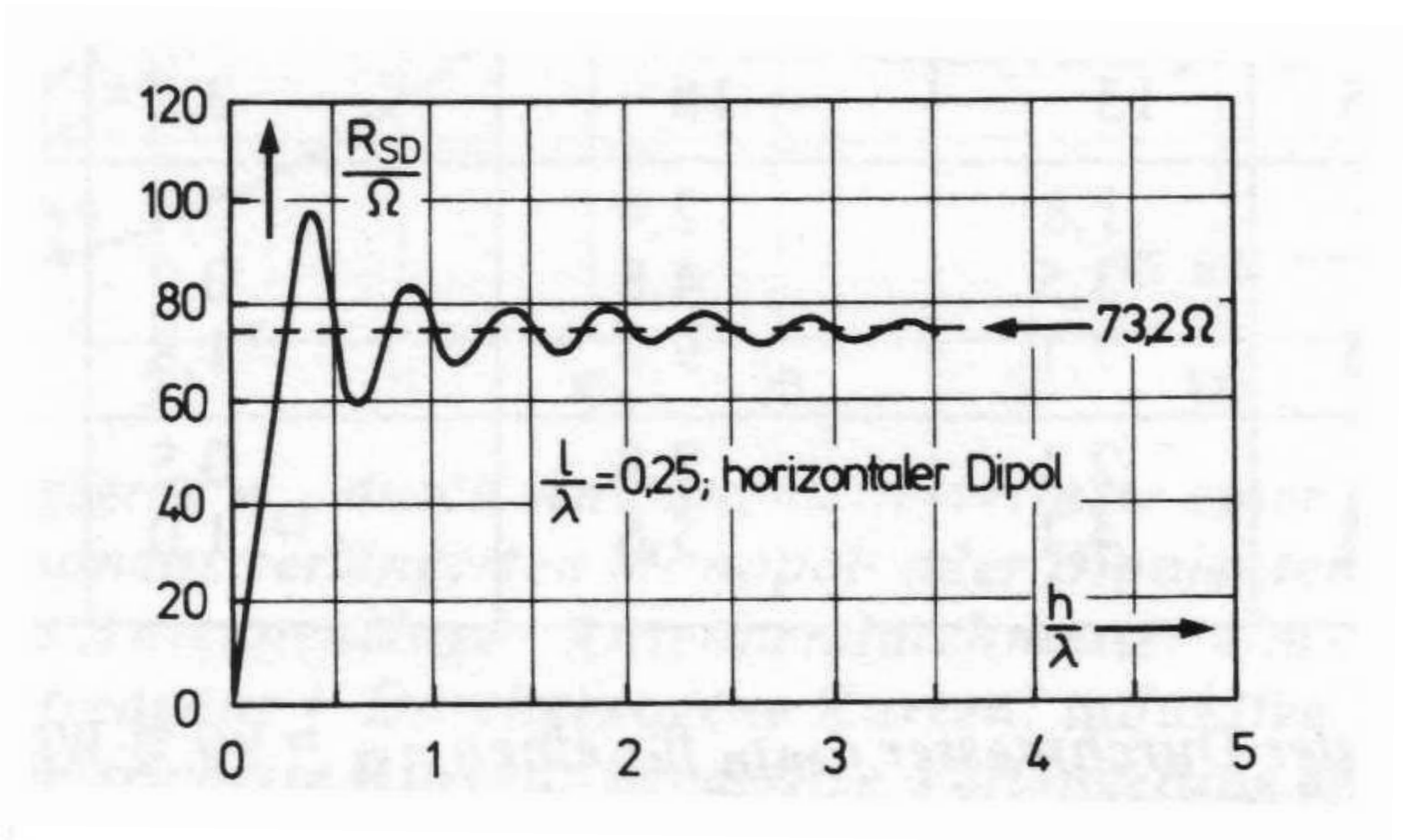
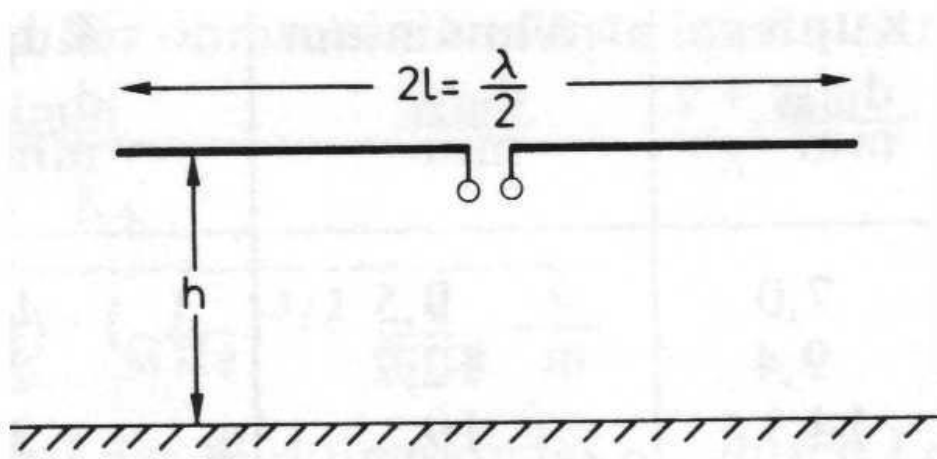
$$Z_{AM} = 34 \Omega$$

Reeller Strahlungswiderstand ist der Widerstand, der die abgestrahlte Verlustleistung repräsentiert; quasi der gewünschte „Verlustwiderstand“

Antennenimpedanz als $f(h)$



Abweichende Impedanzen, Steilstrahlung und geminderte Abstrahlung



© Janzen, Kurze Antennen

Nahfeld vs. Fernfeld

$$\operatorname{div} \mathbf{D} = \rho \quad \rho = 0 \text{ im Fernfeld} \quad (1)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{B} = 0 \quad (2)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = 0 \quad (3)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} - \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = \mathbf{j}. \quad i = 0 \text{ im Fernfeld} \quad (4)$$

Maxwellsche Gleichungen
(Differentialform)

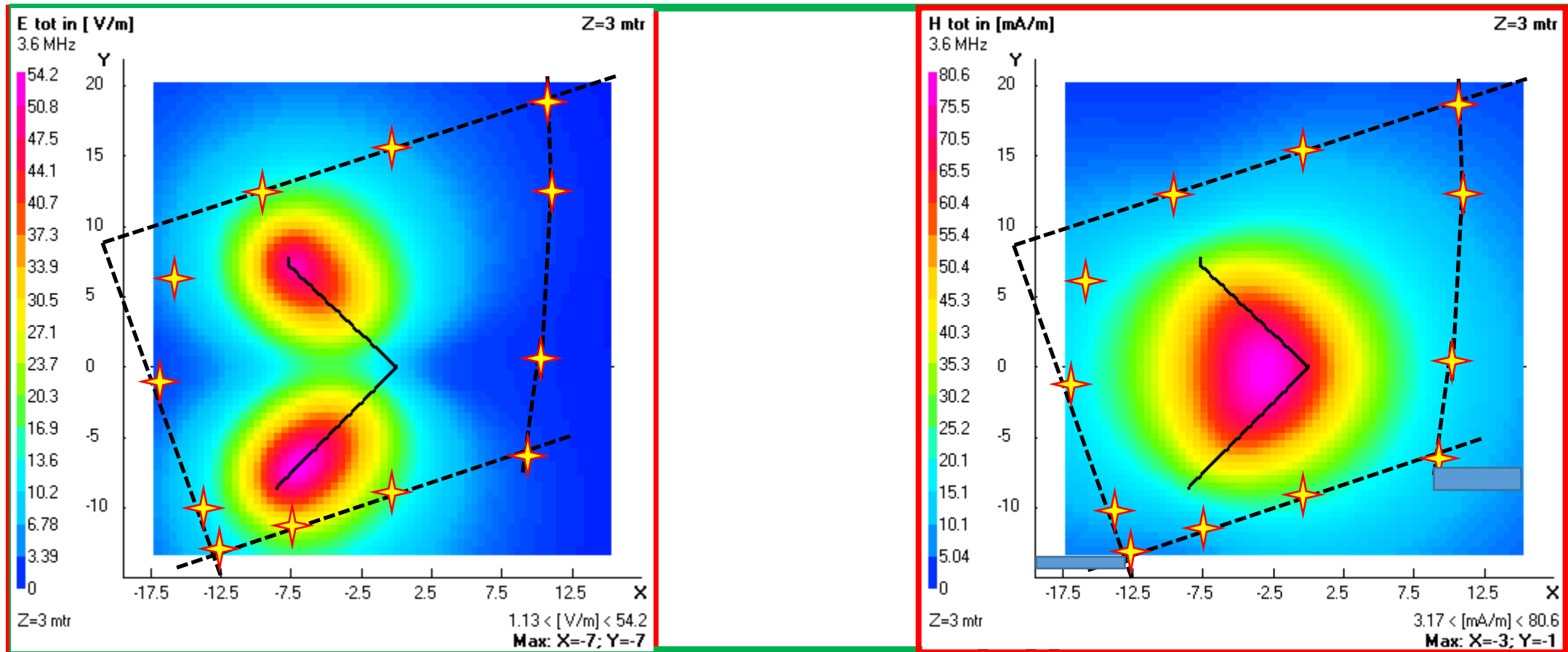
Nahfeld:

Das Nahfeld wird durch die Ladungen und Ströme mitbestimmt. Dieser Beitrag zu den Feldstärken von E und B klingt mit $1/r^2$ bzw. $1/r^3$ ab. E und H Feld stehen nicht senkrecht zueinander

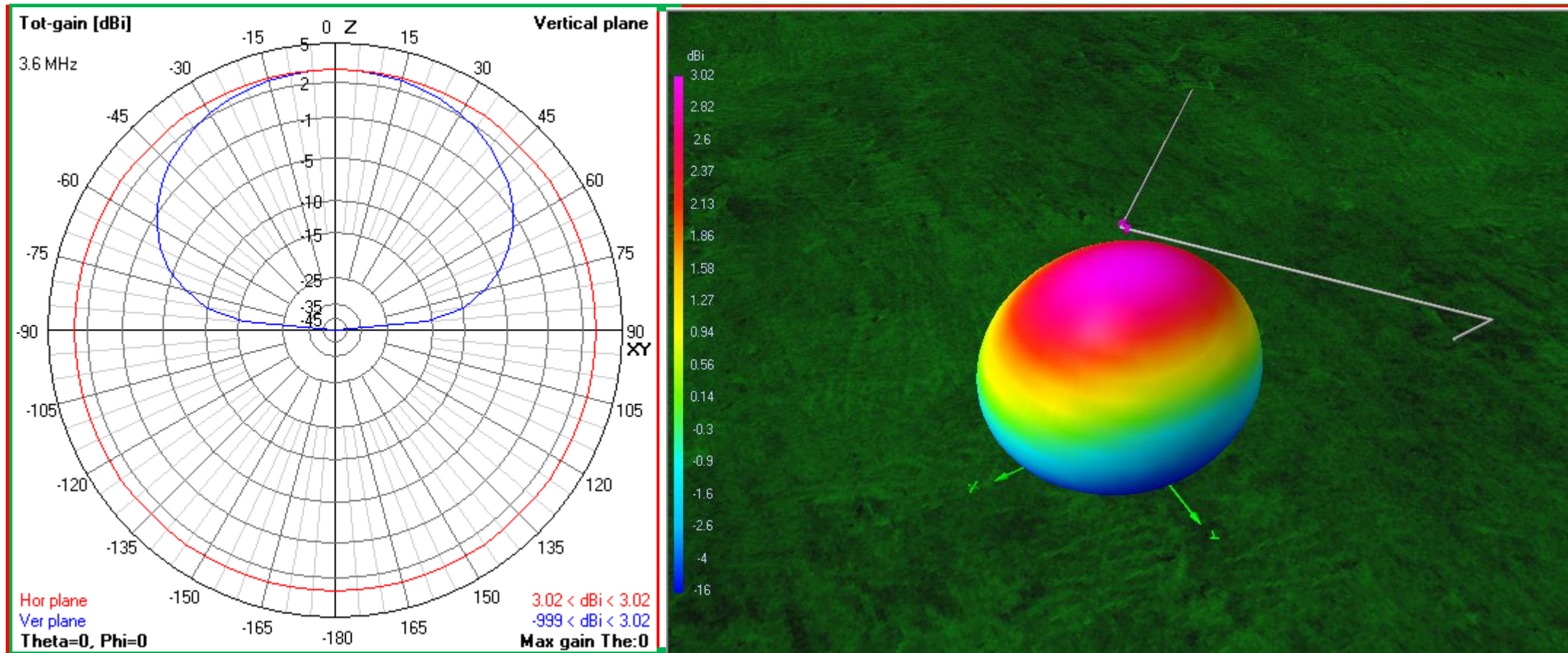
Fernfeld:

Im Fernfeld spielen Ladungen und Ströme keine Rolle mehr. Die Felder erzeugen sich durch ihre zeitliche Änderung gegenseitig.

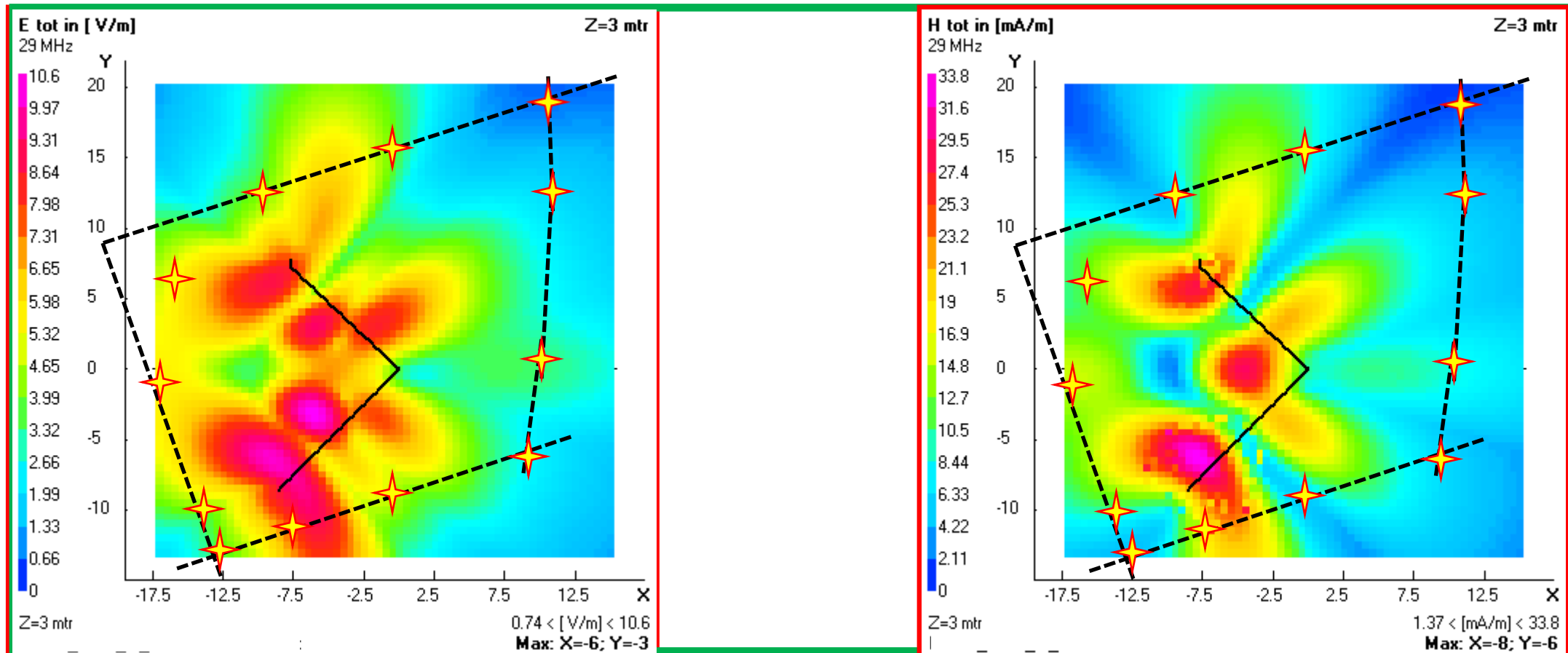
80 m E / H Nahfeld Output 90 W (6m;8,5m;7m)



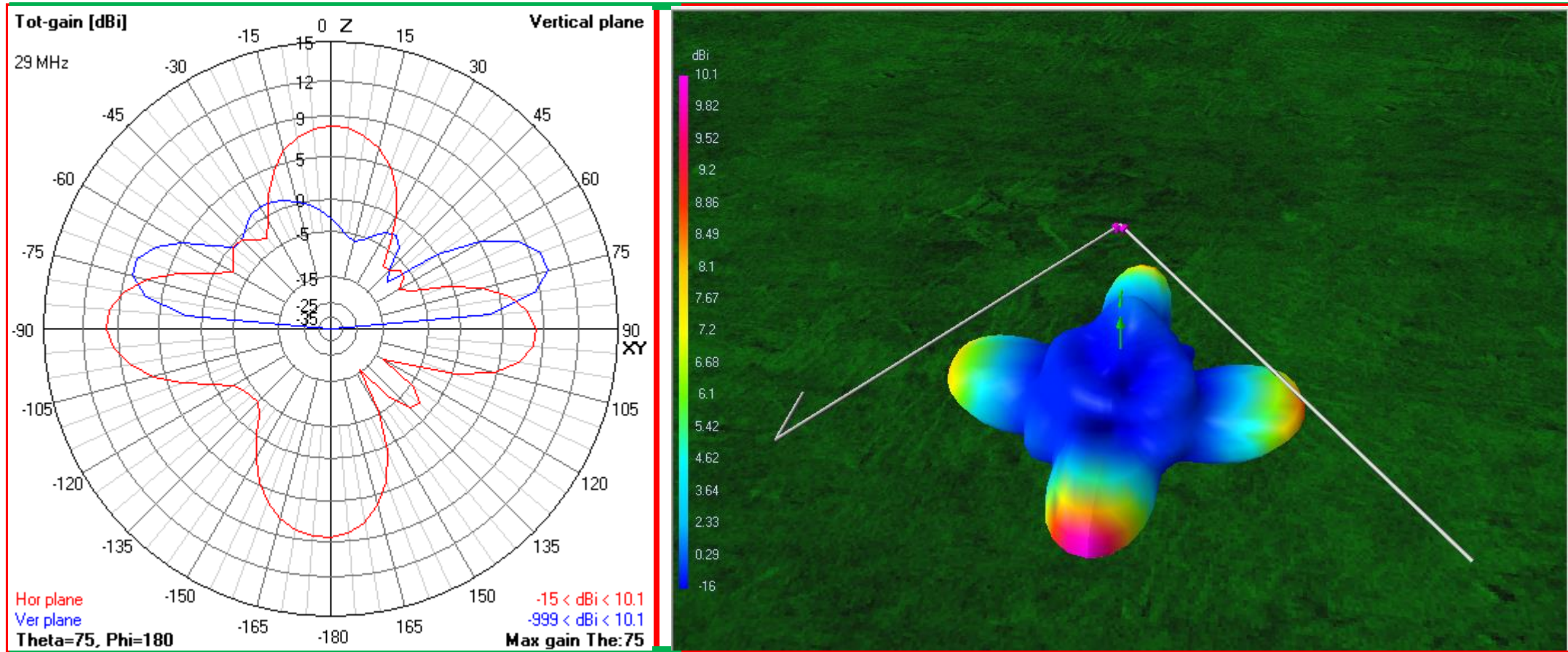
80 m Fernfeld Output 90 W_(hoch)



10 m E / H Nahfeld Output 90 W (6m;8,5m;7m)



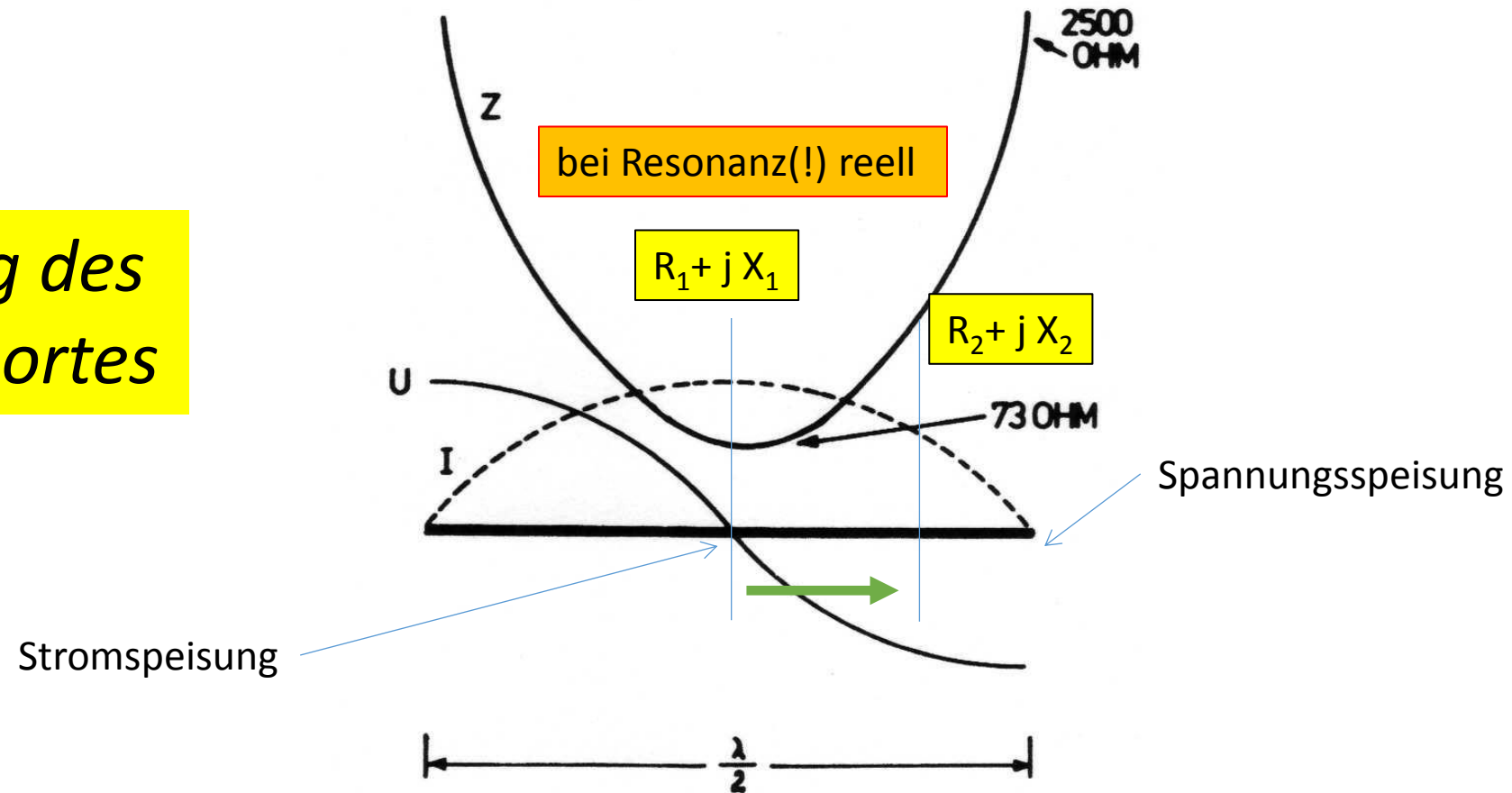
10 m Fernfeld Output 90 W_(hoch)



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

Strom/Spannungssituation Dipol

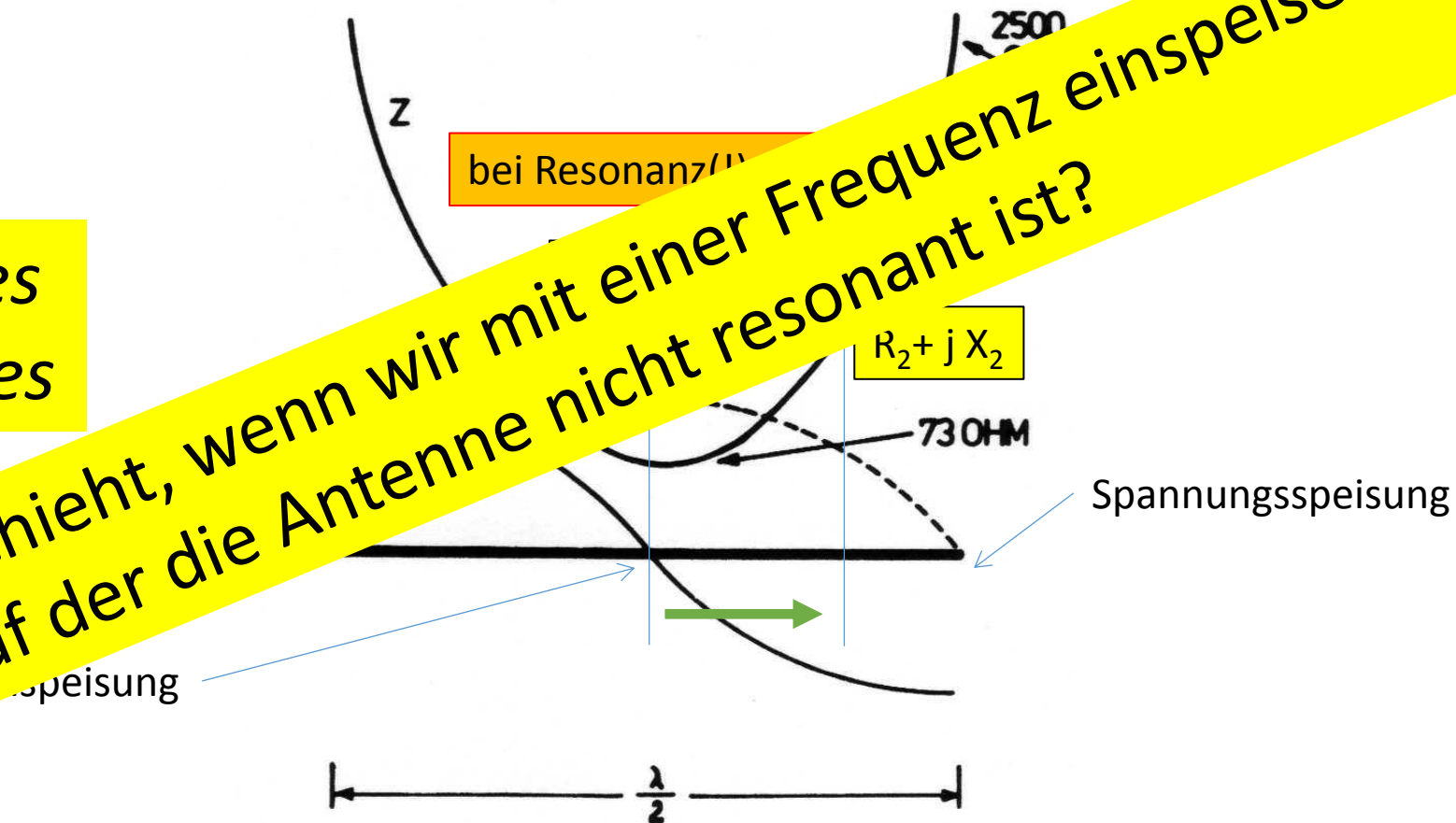
Änderung des
Einspeiseortes



Strom/Spannungssituation Dipol

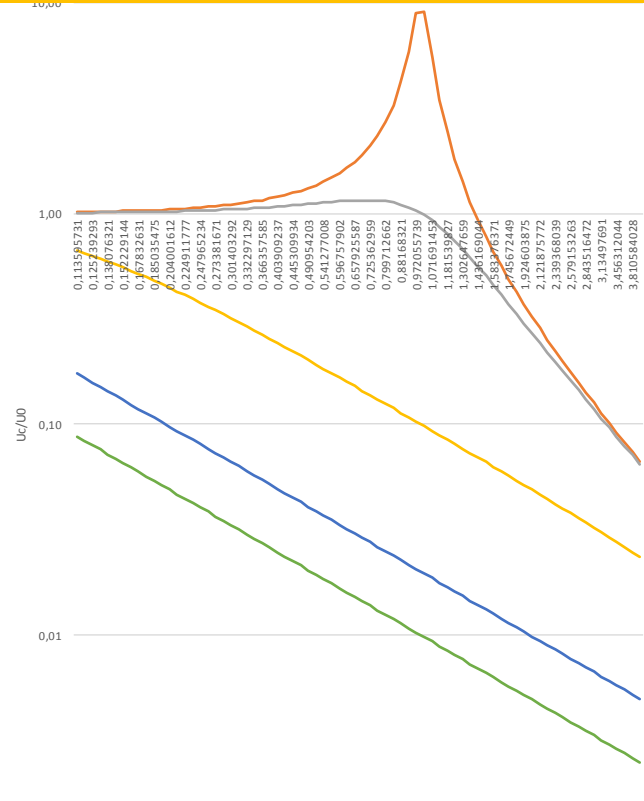
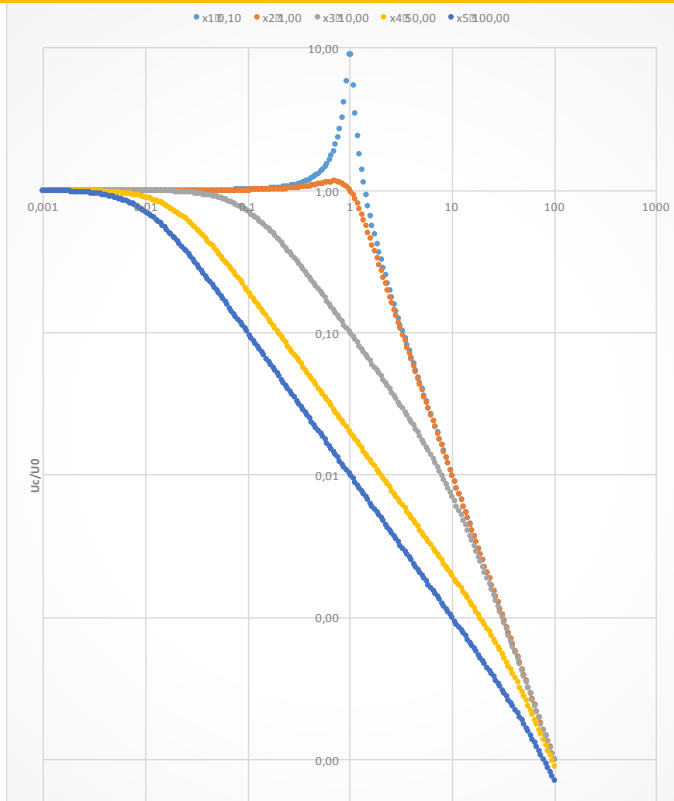
Änderung des
Einspeiseortes

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



Serienschwingkreis

Wir erinnern uns an das Verhalten der Schwingkreise bei unterschiedlichen Frequenzen



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

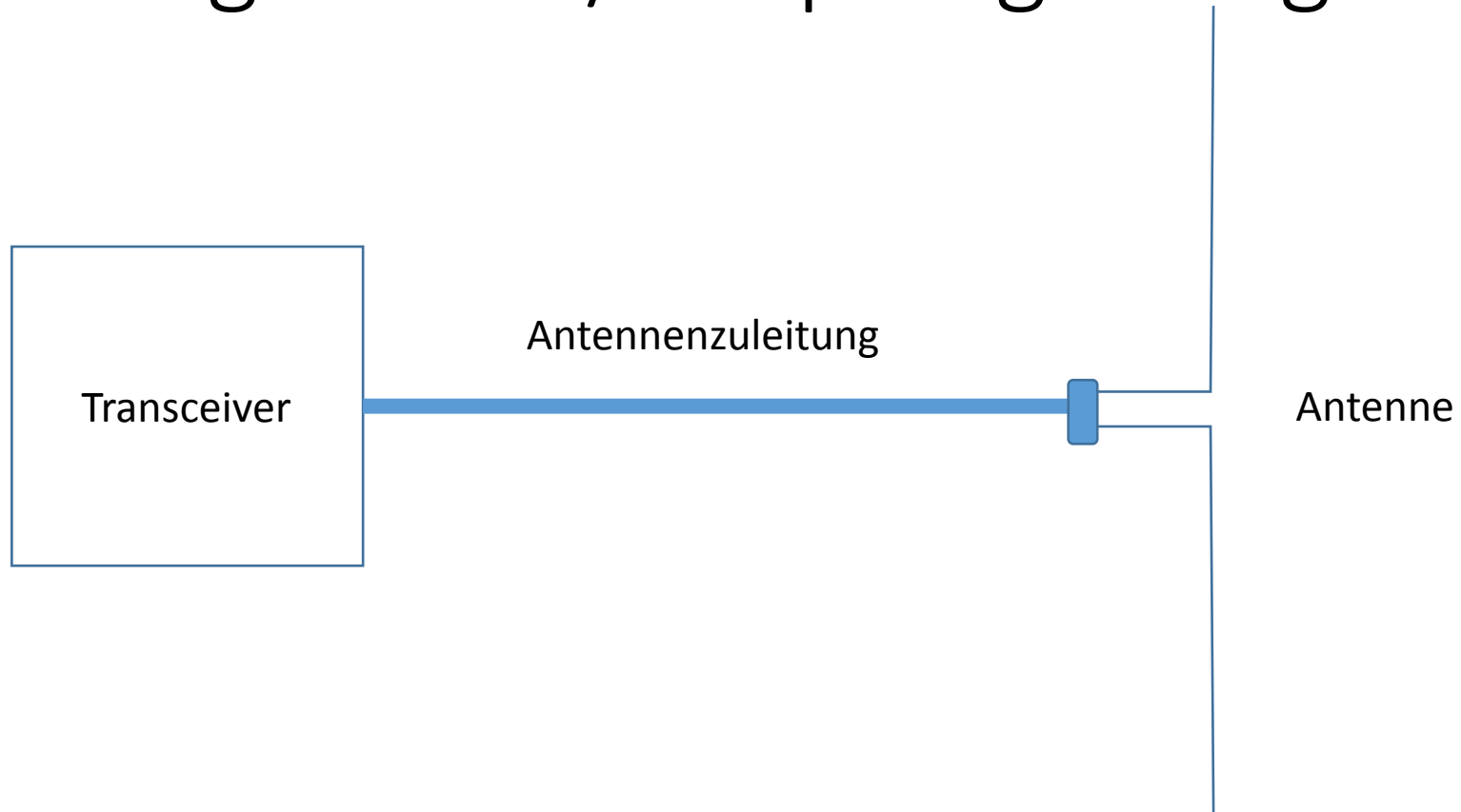
Bei Parallelschwingkreise gilt der Zusammenhang für die Ströme

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

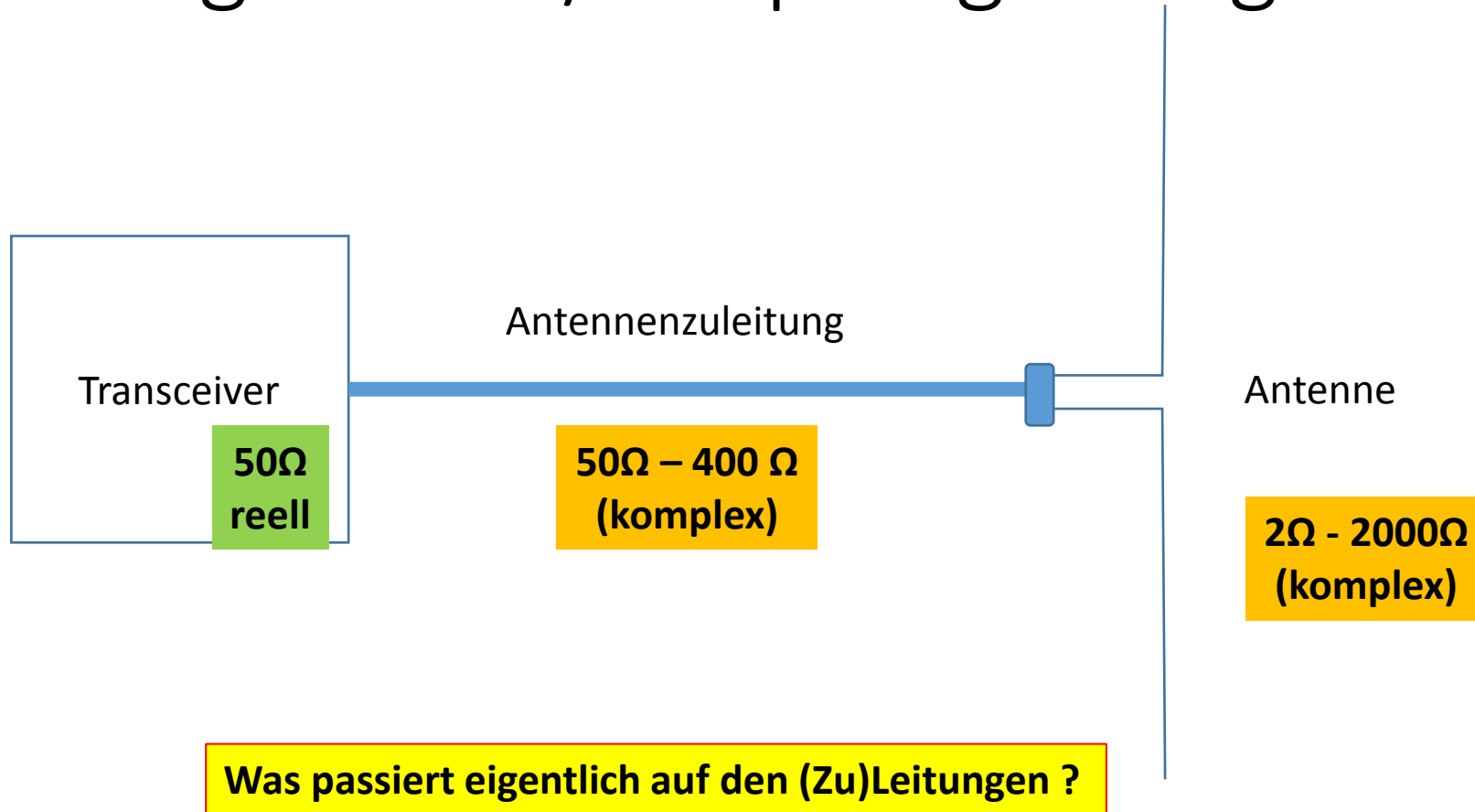
$$x = R * \sqrt{C/L}$$

Die Impedanz am Einspeisepunkt wird bei Änderung von f irgendeine komplexen Werte annehmen, die kaum reell und wahrscheinlich fernab von 50 Ohm liegen

Einrichtung Sende / Empfangsanlage

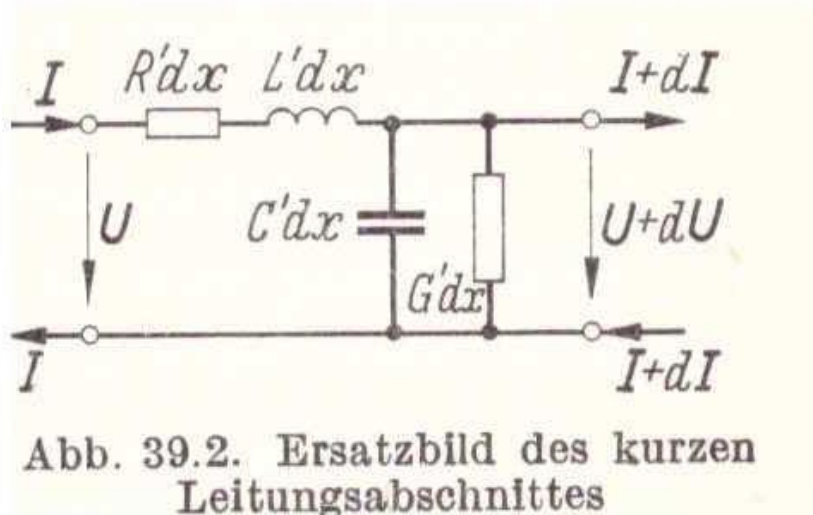


Einrichtung Sende / Empfangsanlage



Leitungsgleichungen

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 f !!

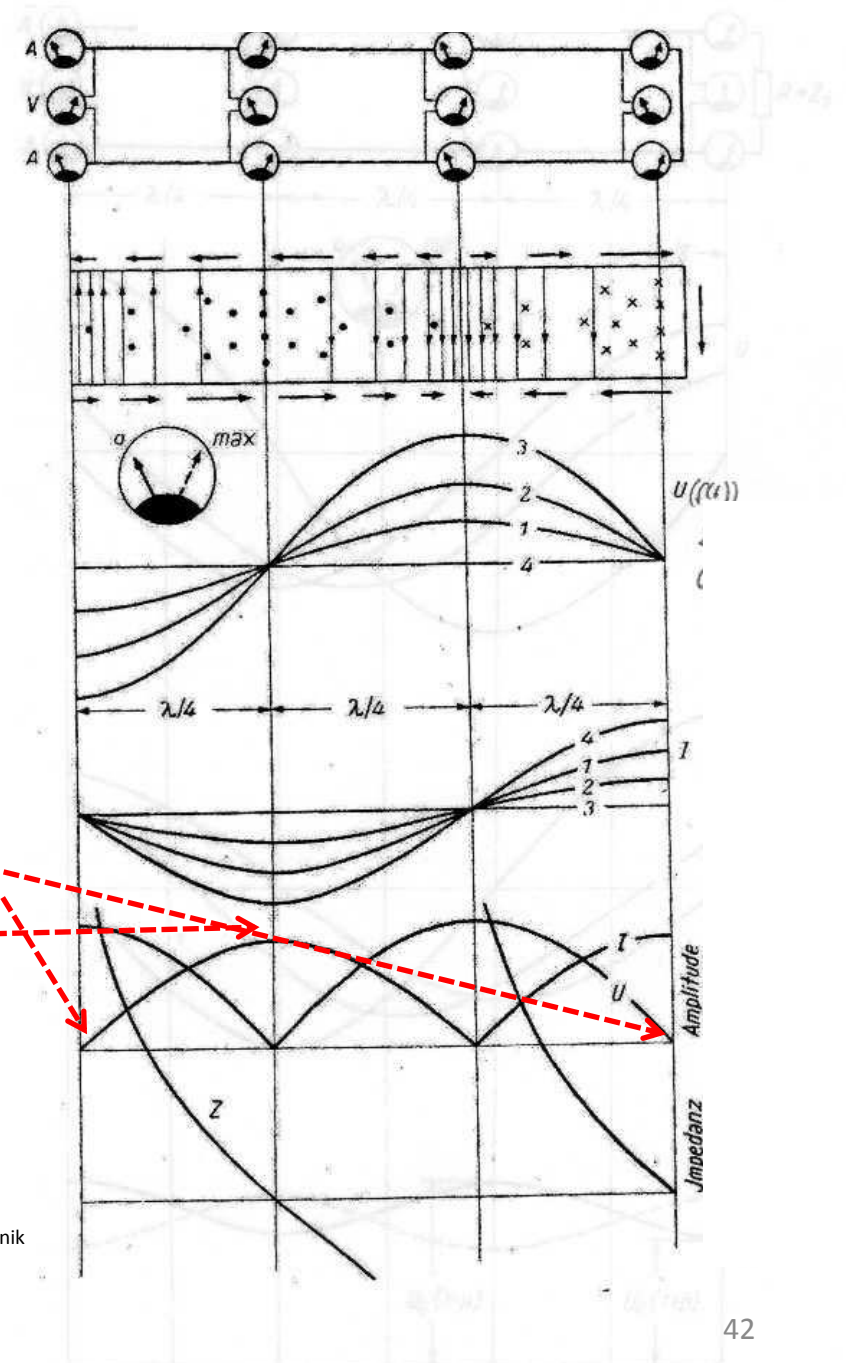
und stehen über den Wellenwiderstand in Beziehung (der im übrigen bei verlustlosen Leitungen reell wird!)
gilt nur bei ideal abgeschlossenen Leitungen

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

Kurzgeschlossene Leitung

Länge $3/4 \lambda$ (3,5 MHz 60m ; 28 MHz 7,5m)

- am Ende der Leitung kommt es zu einer Totalreflexion der einlaufenden Welle, die insgesamt eine stehende Welle ausprägt.
- am Ende $U=0$, I max
- am Anfang Z sehr groß \rightarrow Leerlauf (Transformation Kurzschluß / Leerlauf)
- bei $\lambda/2$ entsteht wiederum ein Kurzschlussbild

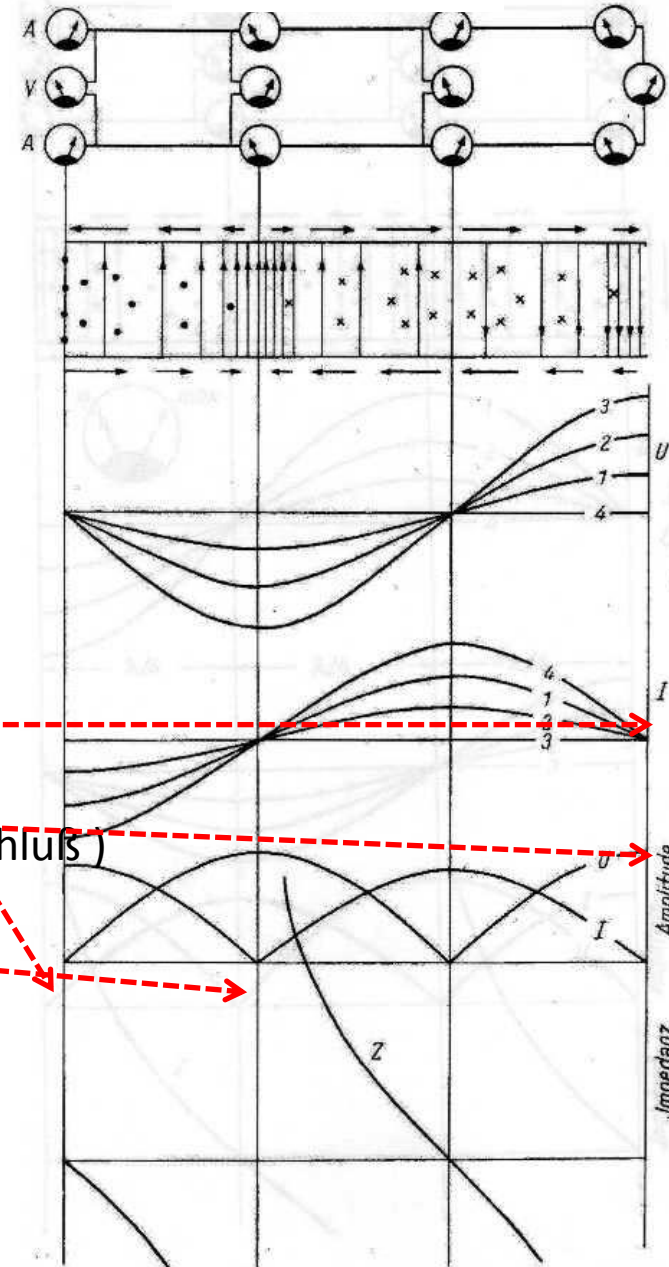


© Simonyi, Theoretische Elektrotechnik

Offene Leitung

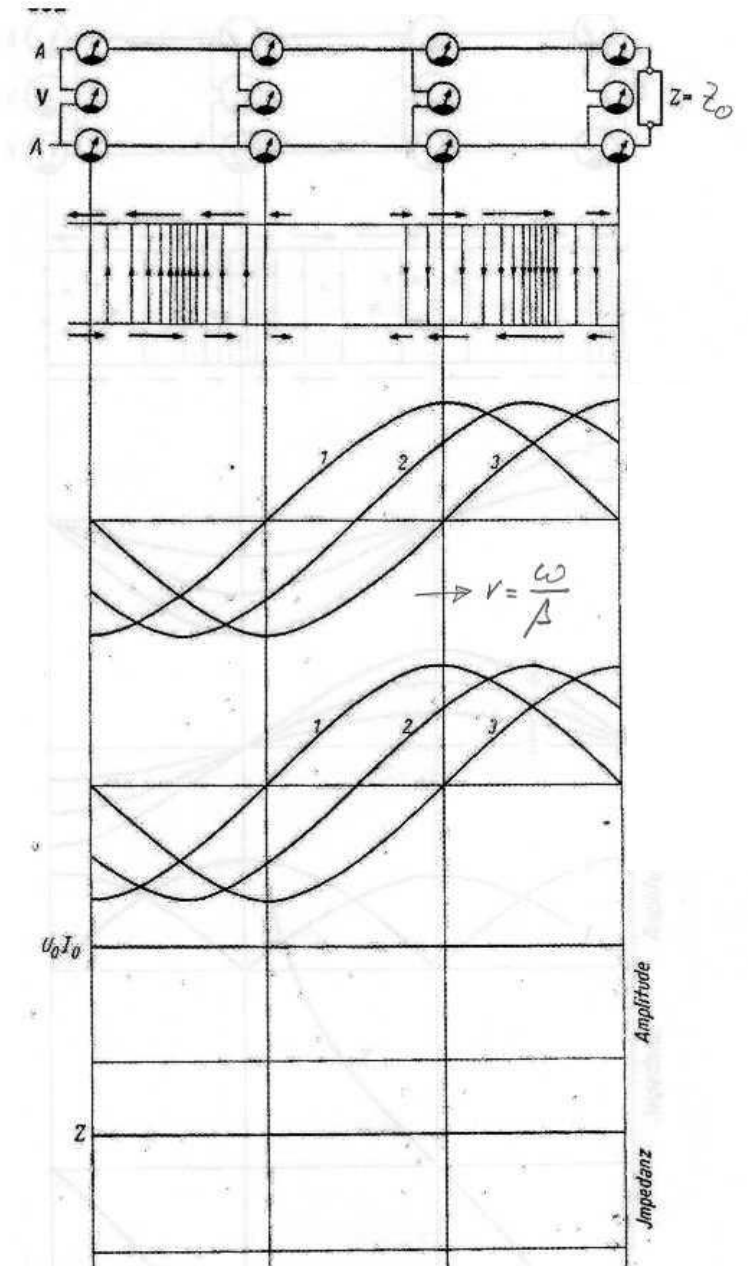
Länge $3/4 \lambda$ (3,5 MHz 60m ; 28 MHz 7,5m)

- am Ende der Leitung kommt es zu einer Totalreflexion der einlaufenden Welle, die insgesamt eine stehende Welle ausprägt.
- am Ende $I=0$, U max
- am Anfang („ $\lambda/4$ “) Z Null \rightarrow Kurzschluss (Transformation Leerlauf/Kurzschluss)
- bei $\lambda/2$ entsteht wiederum ein Leerlaufbild



Mit Z_w abgeschlossene Leitung

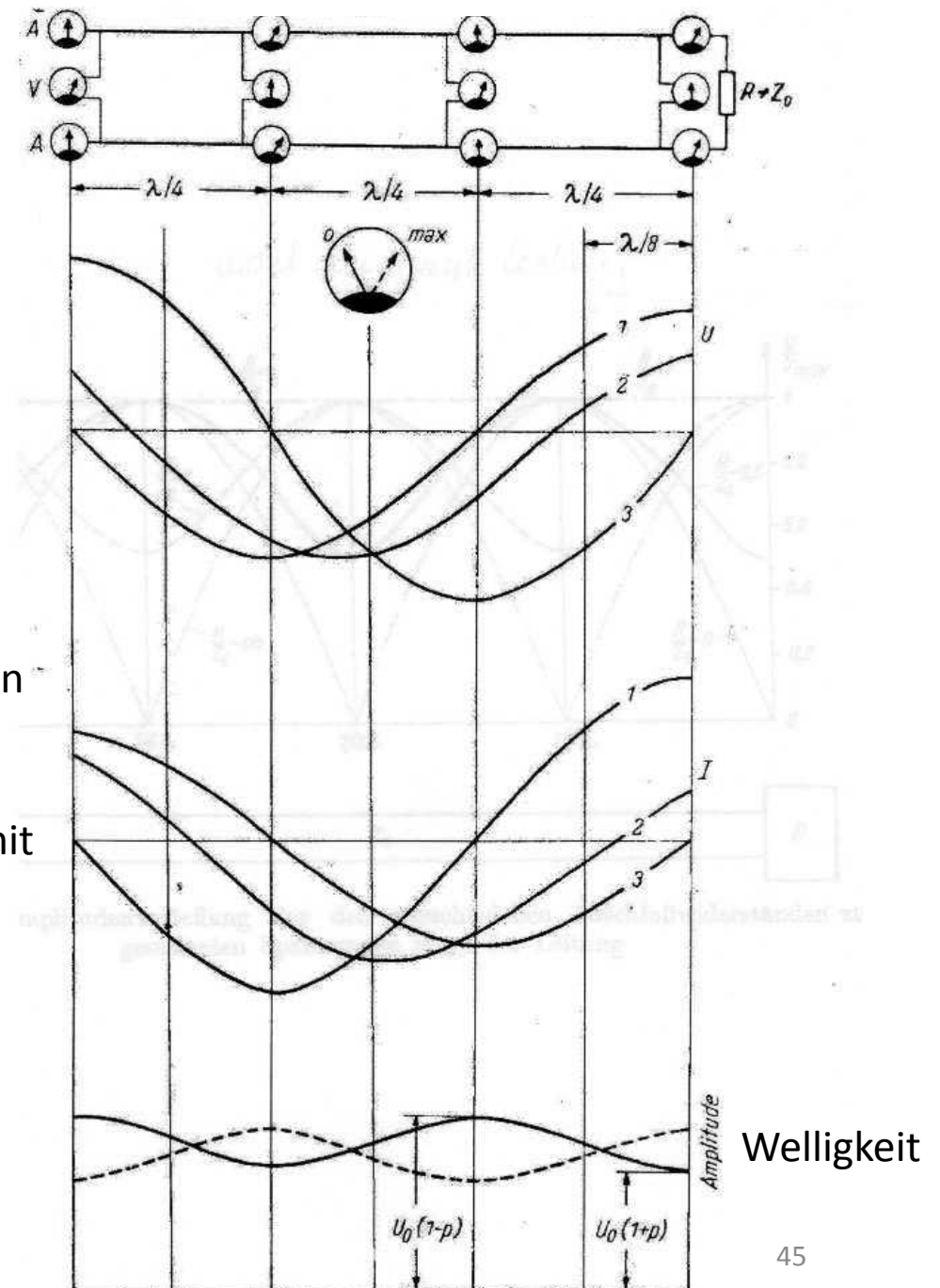
Keine
Phasenver-
schiebung;
Keine
Reflexion



Nicht angepasste Leitung

Länge $3/4 \lambda$ (3,5 MHz 60m ; 28 MHz 7,5m)

- am Ende der Leitung kommt es zu einer Teilreflexion der einlaufenden Welle
- Insgesamt entsteht durch vorlaufende und rücklaufende Welle eine „Welligkeit“ (U_{\max} , U_{\min}) (eigentlich Überlagerung einer stehenden mit einer fortschreitenden Welle)
- Stehwellenverhältnis $s = U_{\max} / U_{\min}$



Leitungsanpassung

wide

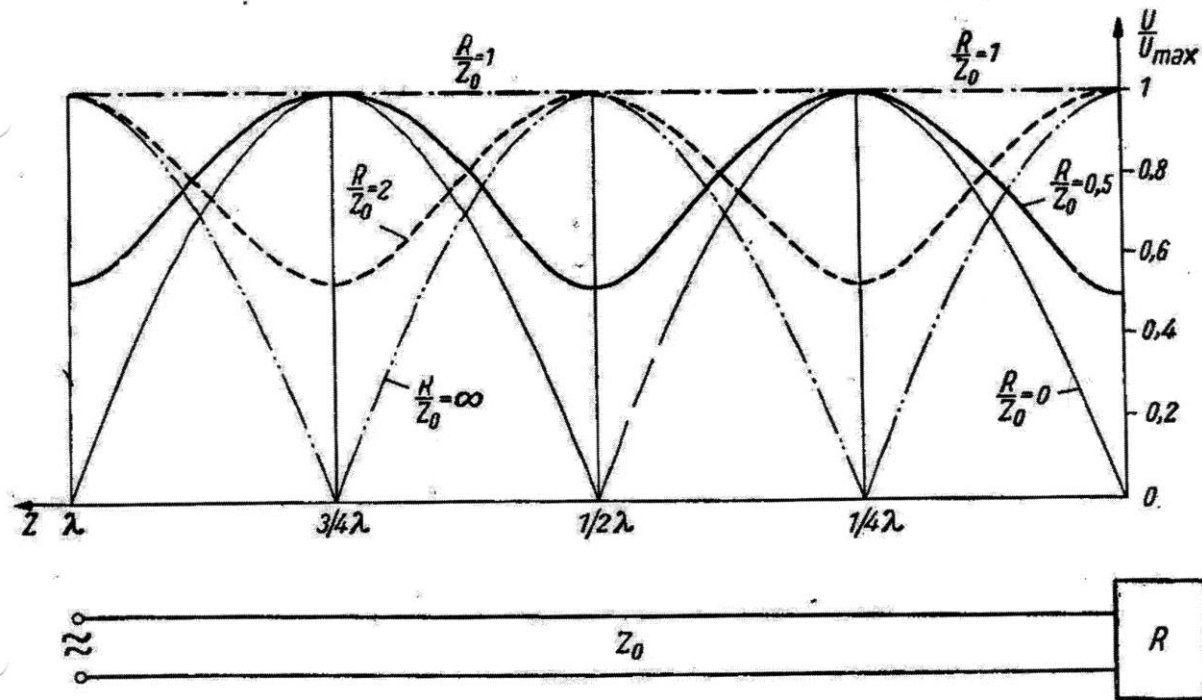
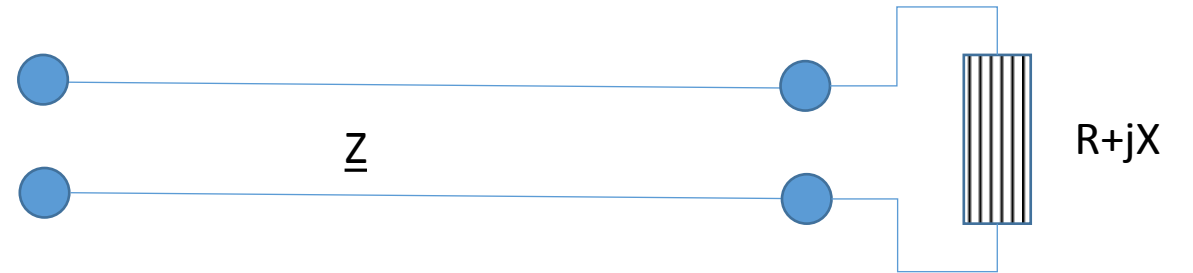


Abb. 207. Amplitudenverteilung der den verschiedenen Abschlußwiderständen zu geordneten Spannungen längs der Leitung

Reflexionsfaktor

$$|r| = \sqrt{\frac{(R - Z)^2 + X^2}{(R + Z)^2 + X^2}}$$

$$S = \frac{1 + |r|}{1 - |r|}$$

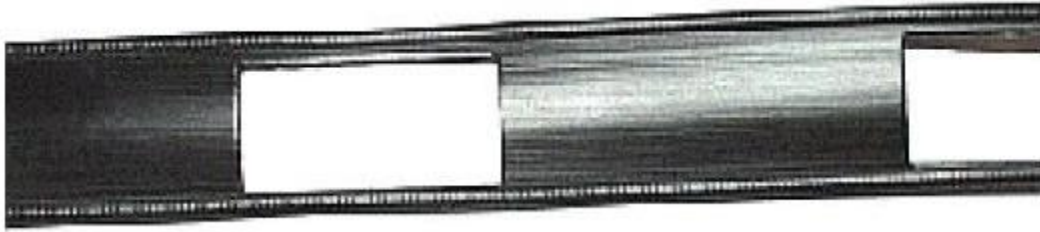


d.h., es darf am Übergang Antenne / Antennenleitung zu keiner Reflexion der eingespeisten Welle kommen

Gründe für Reflexionen

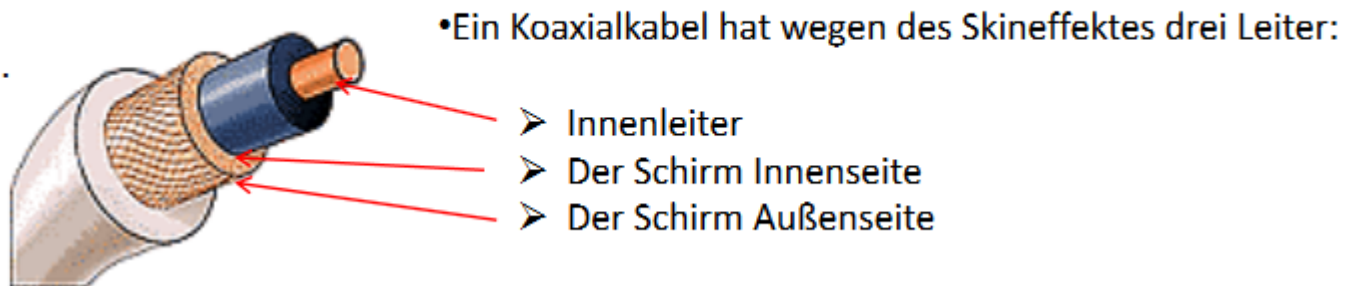
- Impedanzunterschiede
- Asymmetrien zwischen Leitungen und Antenne
(entsteht beim Übergang der (symmetrischen) Antenne auf ein (unsymmetrisches) Antennenkabel (Koax))

Symmetrierung



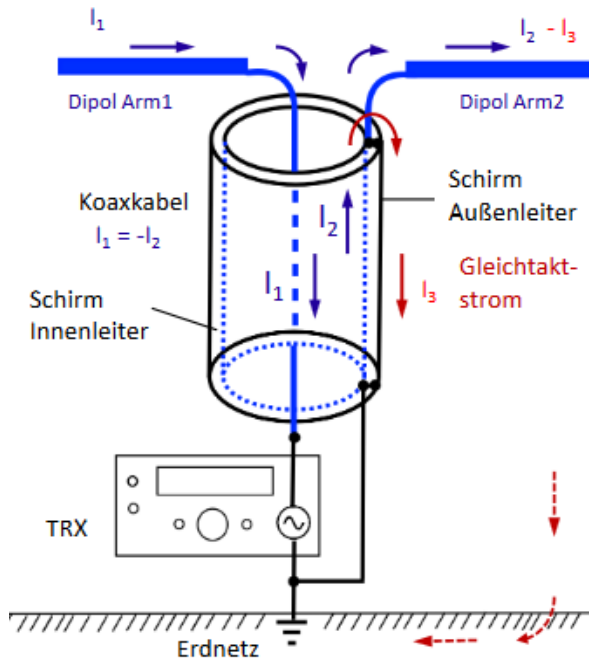
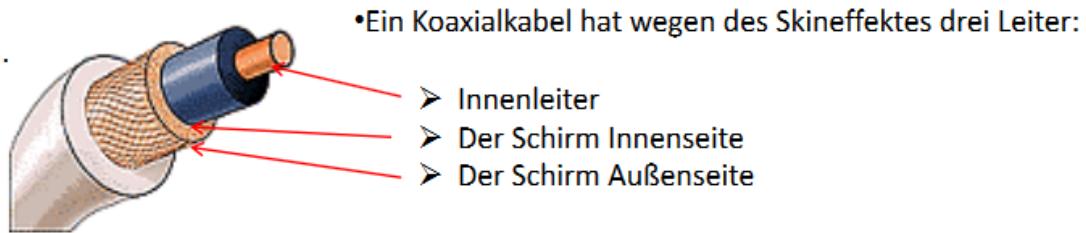
„Hühnerleiter“ 450 Ω ; symmetrisch
keine sep. Symmetrierung notwendig

©Günter Fred Mandel,DL4ZAO



Koaxleitung ; unsymmetrisch
sep. Symmetrierung notwendig

Symmetrierung

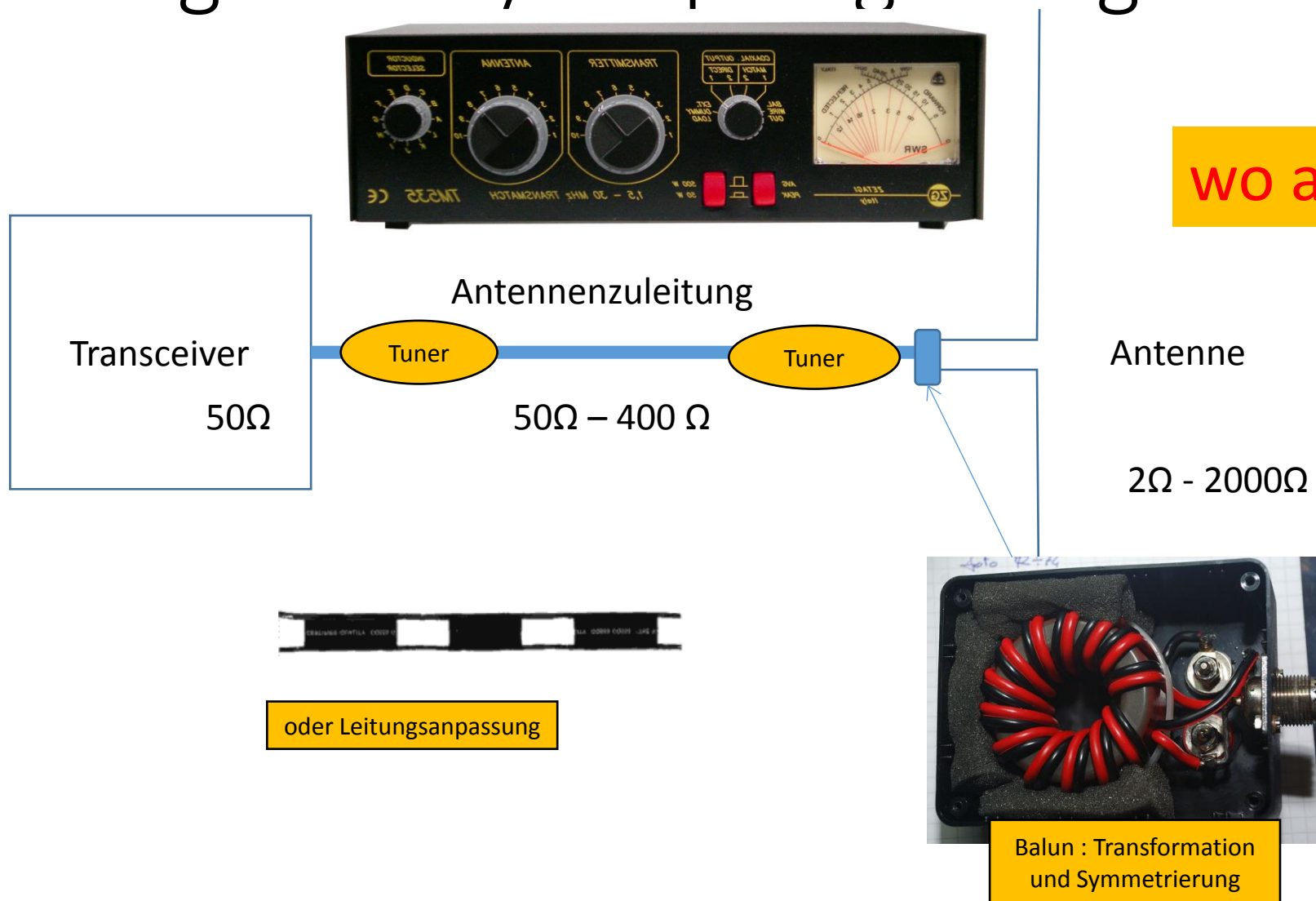


Mantelwellen entstehen durch Einstrahlung in den Aussenleiter des Koaxkabels ; Asymmetrien der Antennen (unterschiedliche räumliche Gegebenheiten, leitfähiges Material in der Nähe,....

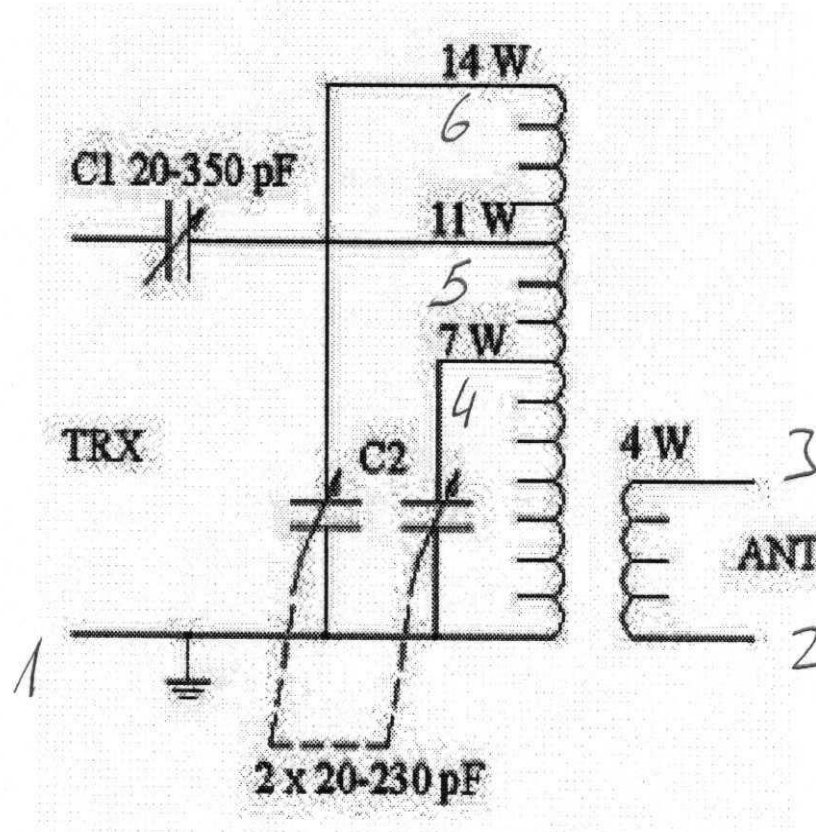
Antennenspeiseleitung

**Transformation und Symmetrierung durch Baluns :
sep. Einheit bei Interesse**

Einrichtung Sende / Empfangsanlage



LC Anpassung (Z-Match)



Grundsätzlich Anpassung von
10 - 2000 Ω

meist : niedrige Bänder niederohmig
höhere Bänder hochohmig

Kompromiß:

Stromspeisung : C1 groß

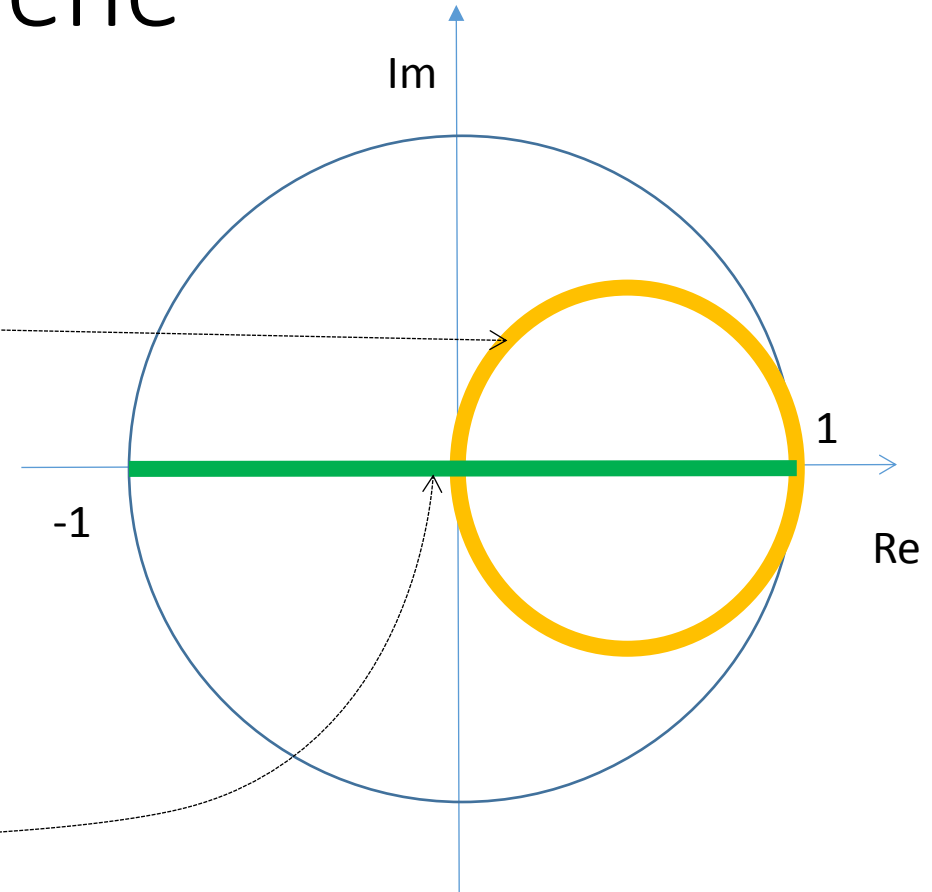
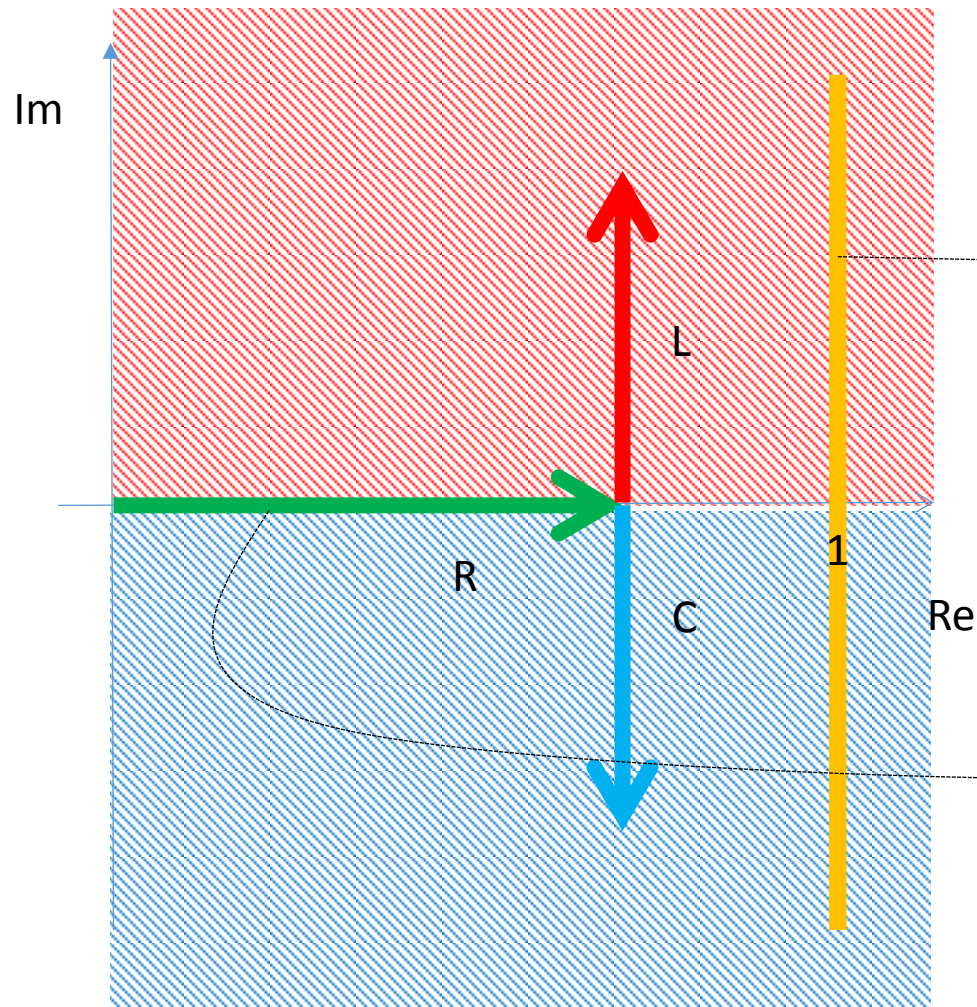
Spannungsspeisung : C1 klein

Problem:

Großes C1 führt zu einer großen
Anfangskapazität, was bei höheren
Frequenzen eher hinderlich ist

*Was ist das Geheimnis
dieser Transformation?*

Grafische Erklärung (und Lösung) Transformation der Re / Im Ebene



Leitwert

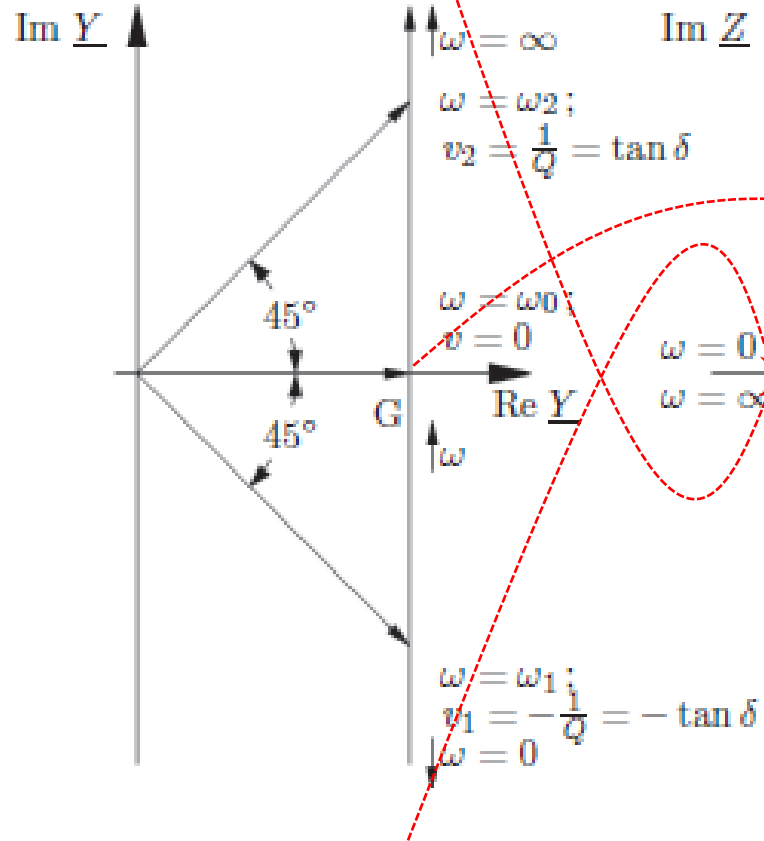


Abbildung 5. Ortskurve der Admittanz des Parallelschwingkreises.

Impedanz

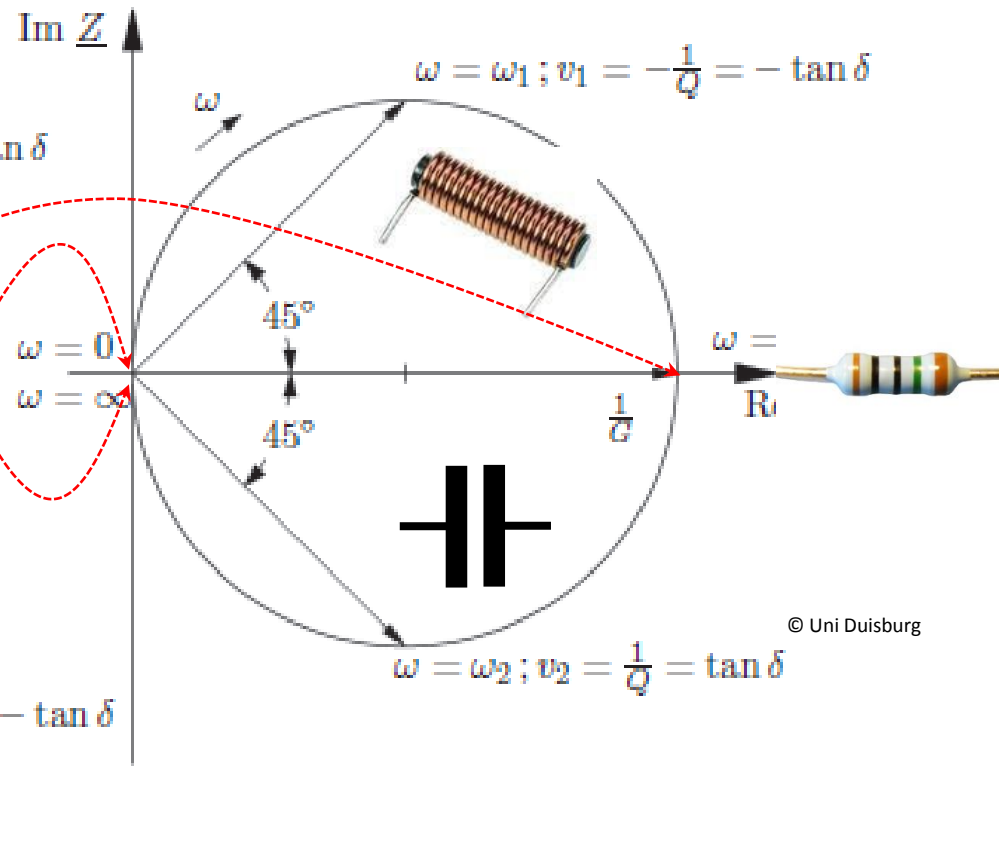
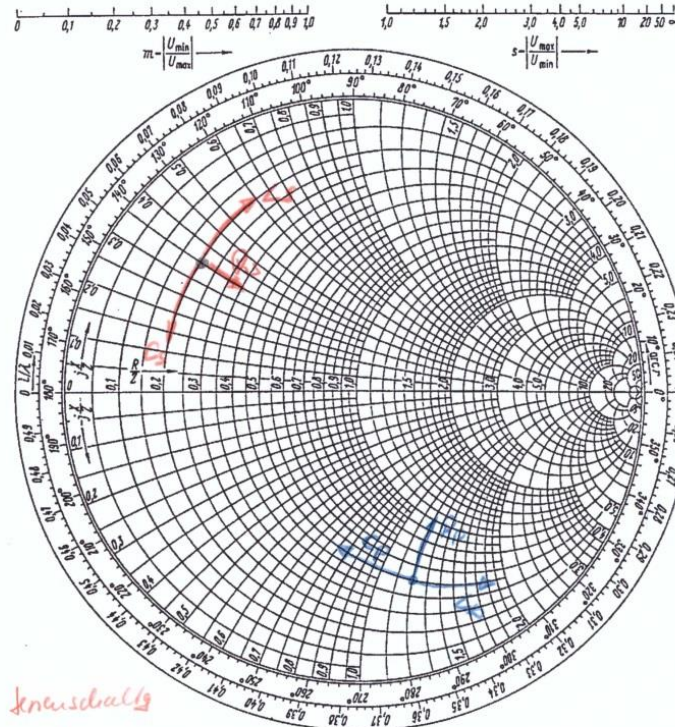


Abbildung 6. Ortskurve der Impedanz des Parallelschwingkreises.

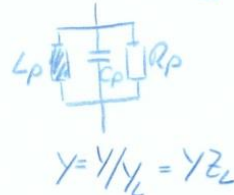
Anpassung der Impedanzen ; Smith Chart



Reihenschaltg



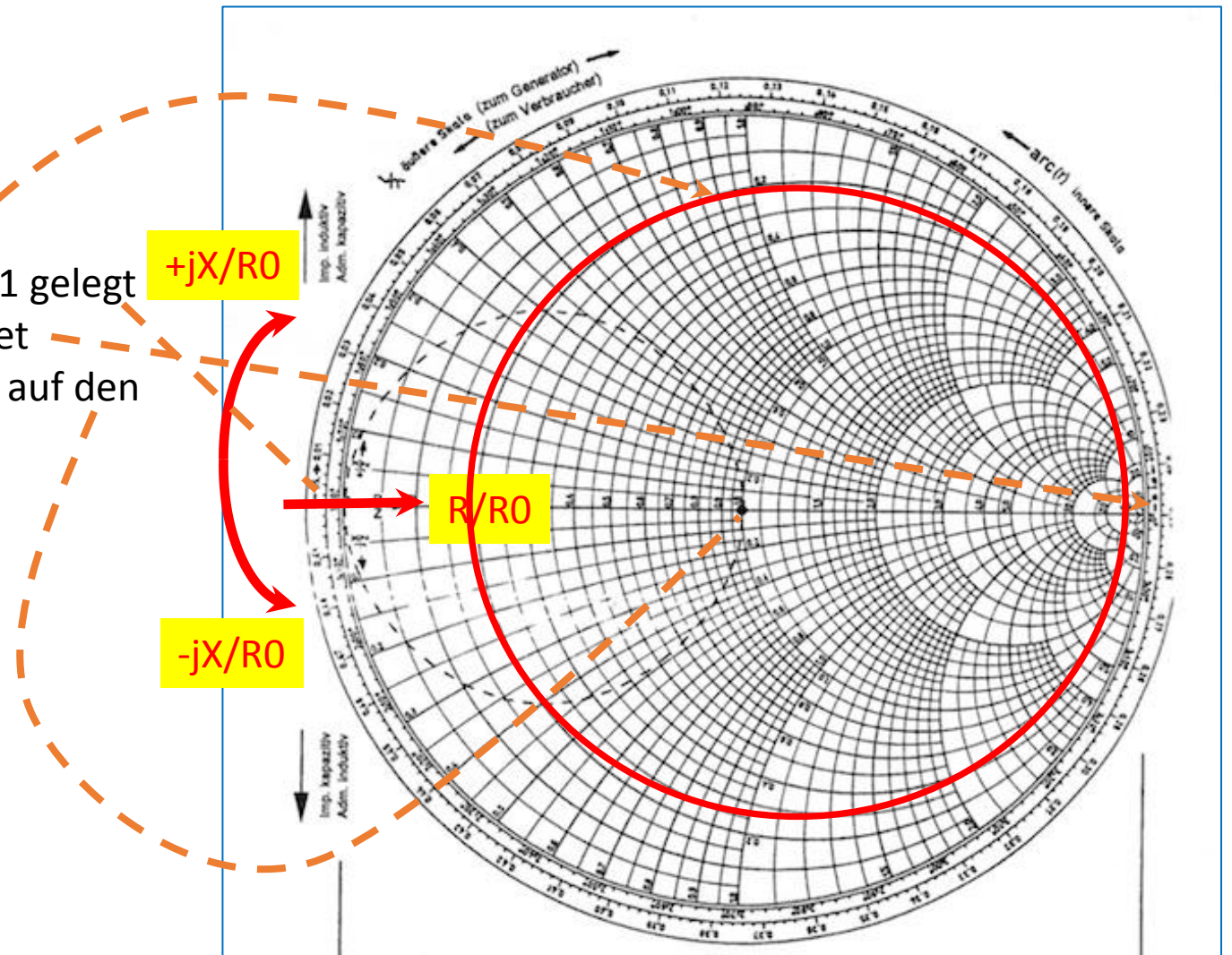
Parallelschaltg



Grafische Lösung von Anpassungsproblemen

Smith-Chart

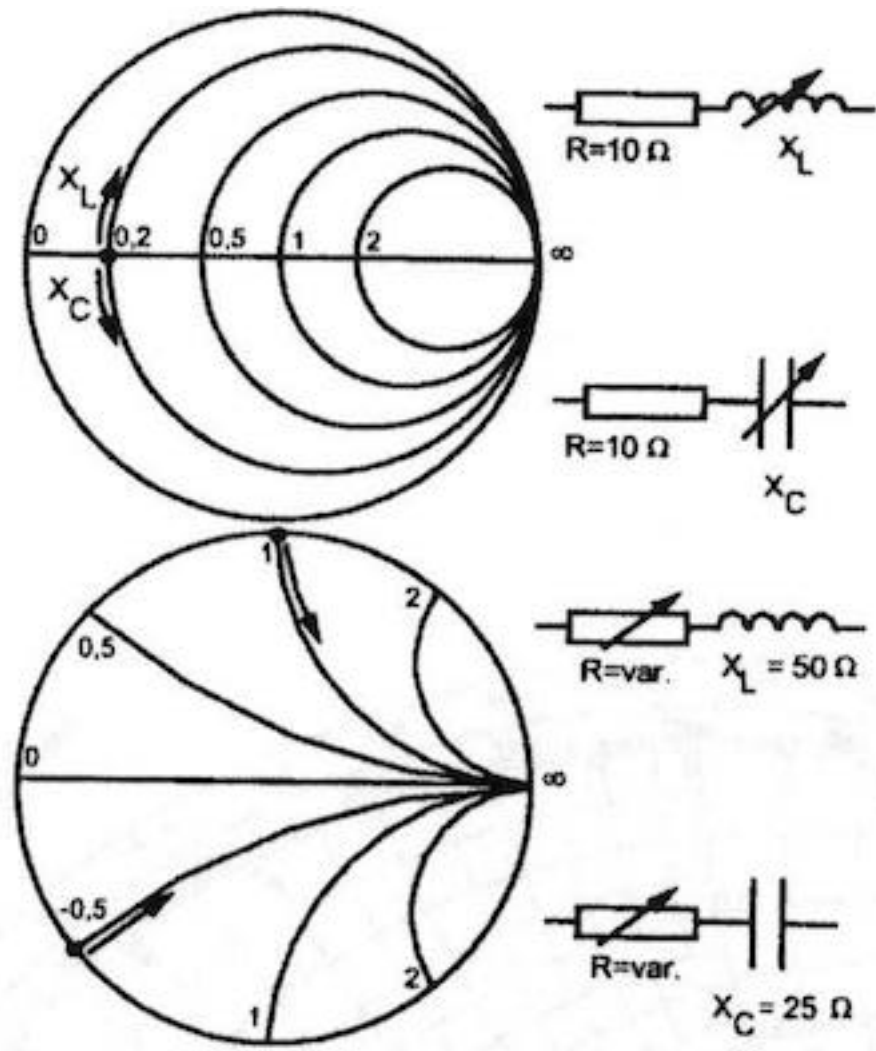
- Die imaginäre Achse geht in einen Kreis über
- Der Koordinatenursprung (Nullpunkt) wird auf -1 gelegt
- Der unendlich ferne Punkt wird auf +1 abgebildet
- Ein fest vorgegebener (reeller) Widerstand wird auf den Mittelpunkt gelegt
- Die Symmetrie zwischen \underline{Z} und \underline{Y} ist hergestellt



Smith-Chart

Kreise konst. Wirk- und Blindwiderstand

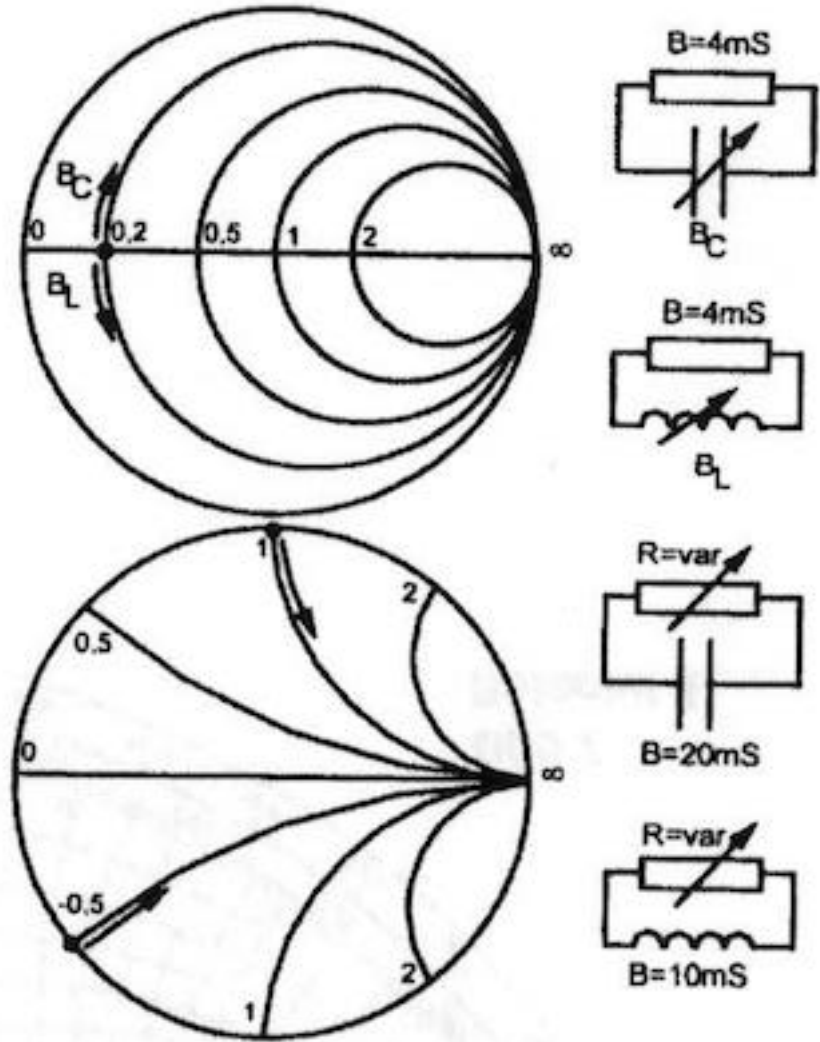
Kreise konst. Wirk- und Blindleitwert



Smith-Chart

Kreise konst. Wirkleitwert

Kreise konst. Blindleitwert

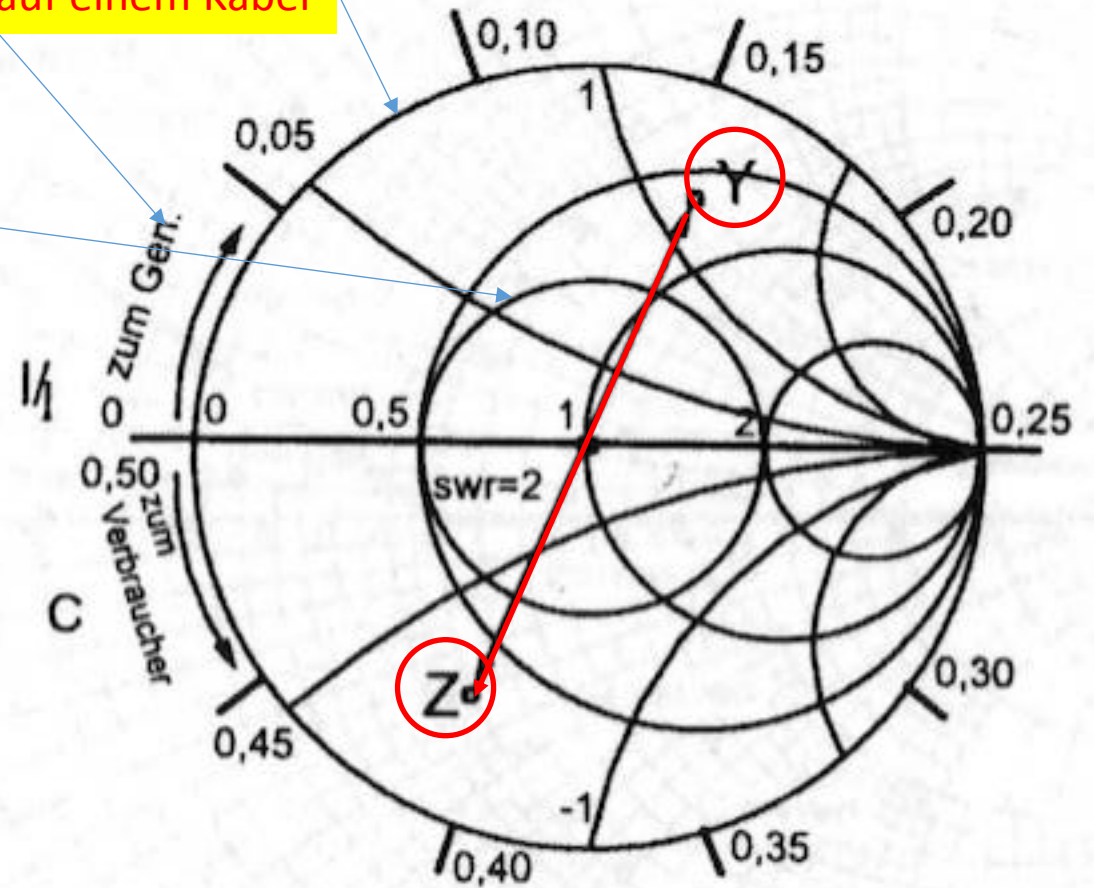


Smith-Chart

Phasendrehung auf einem Kabel

Kreise konst. SWR

Umwandlung Impedanz / Leitwert



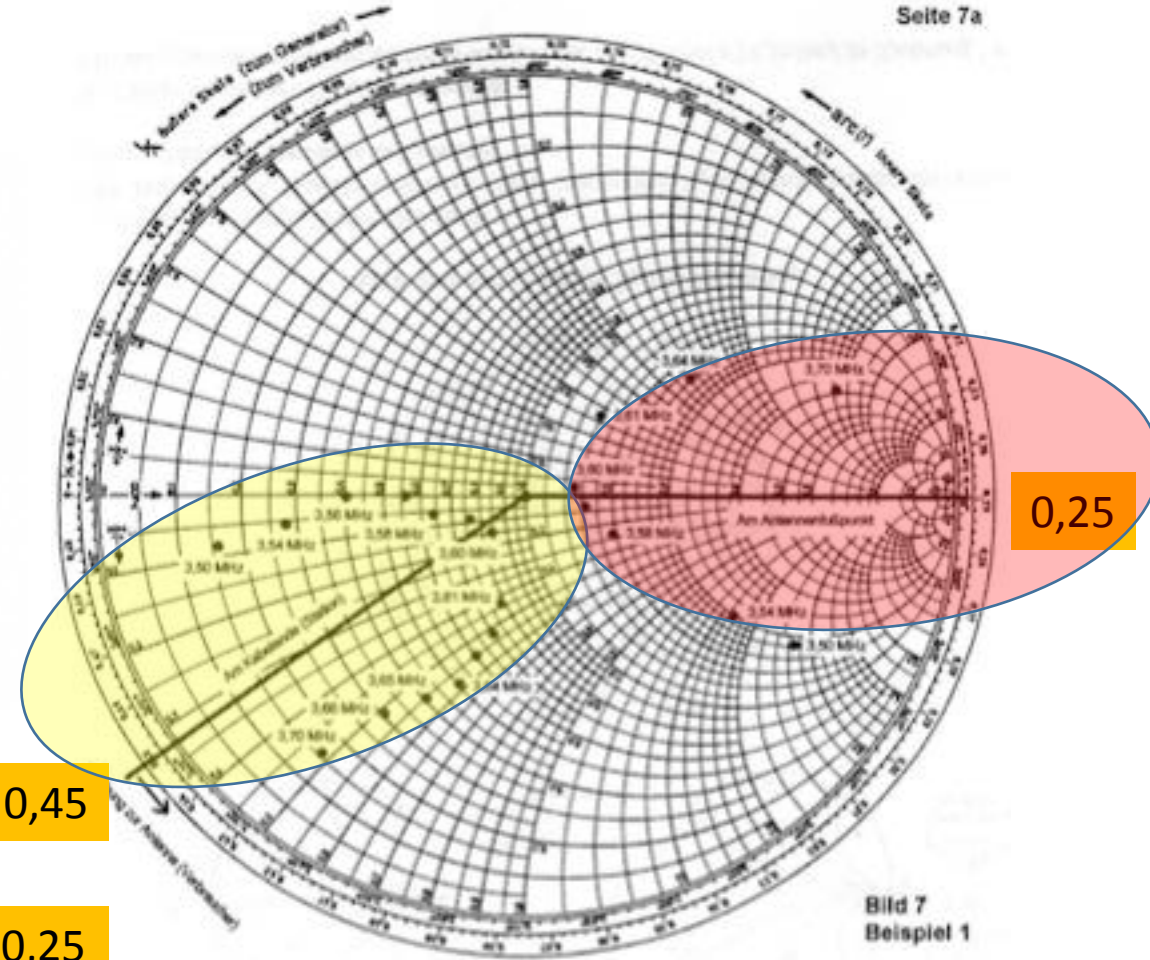
Smith-Chart

6.1. Beispiel 1

Der Verfasser verwendet auf KW eine Vertikalantenne, die auf 80m nur mit einer Verlängerungsspule in Resonanz zu bringen ist und daher entsprechend schmalbandig ist. Sie ist über ein (mechanisch) 11m langes Kabel RG213 an die Station angeschlossen. Mit einer Antennenrauschbrücke wurden die in **Bild 7** dargestellten Impedanzen am Kabelende (an der Station) gemessen.

Zur Ermittlung der Impedanzen am Antennenfußpunkt muß eine Drehung durchgeführt werden: Ein mechanisch 11m langes Kabel RG213 hat bei einem Verkürzungsfaktor $V=0,66$ eine elektrische Länge von $l=11\text{m}/0,66 = 16,67\text{m}$. Bei einer Frequenz von 3,60 MHz ($\lambda=83,33\text{m}$) ergibt sich ein l/λ von $16,67/83,33 = 0,20$. Die notwendige Drehung (zum Verbraucher) ist im **Bild 7** eingezeichnet.

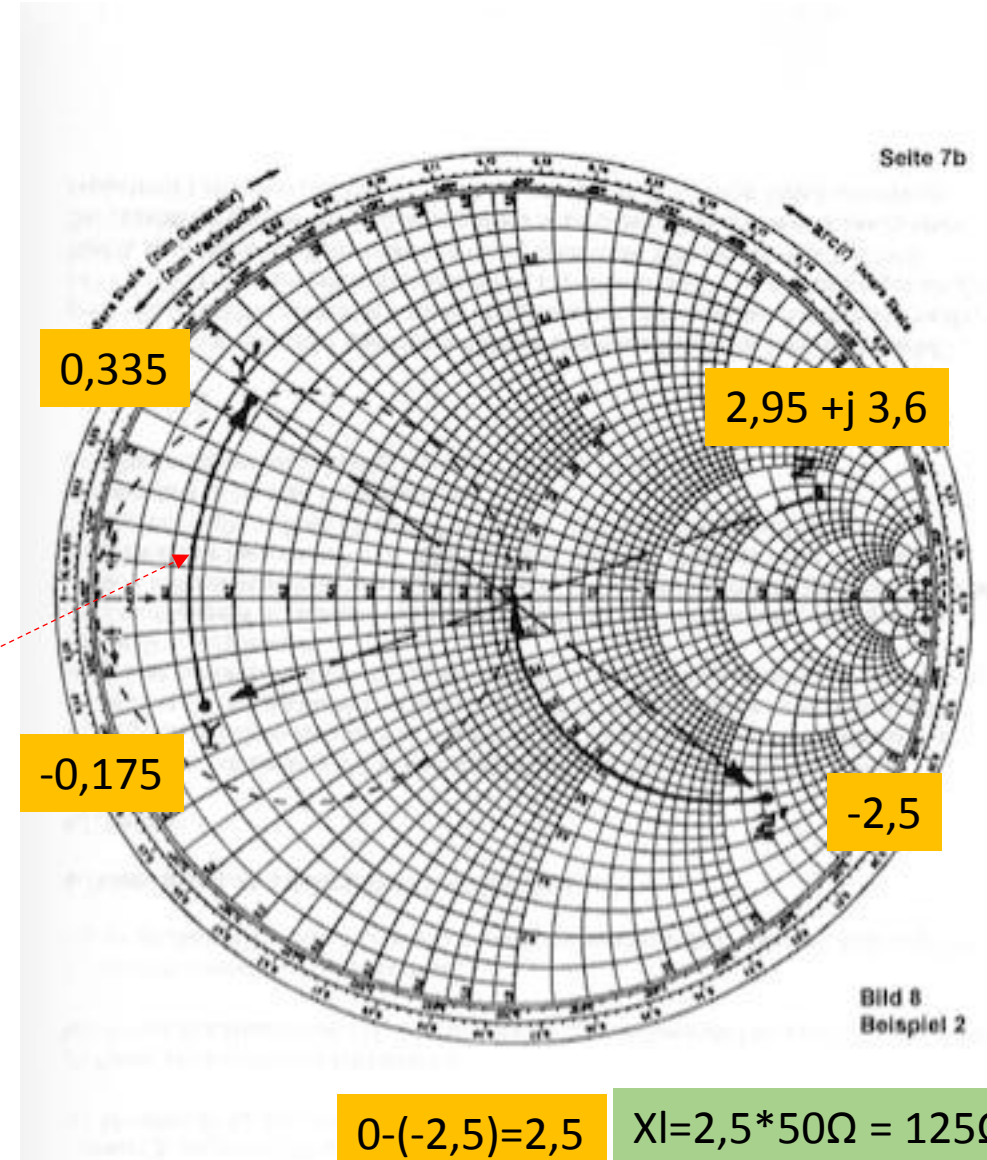
Das Stehwellenverhältnis beträgt minimal 1,25 bei 3,60 MHz.



Smith-Chart

6.2. Beispiel 2

Es soll für die in Beispiel 1 gemessene Antenne eine Anpaßschaltung (am Antennenfußpunkt) für 3,70 MHz entworfen werden. Die gemessene Impedanz (am Antennenfußpunkt) ist $147 + j 180 \Omega$. Dies entspricht normiert auf $50 \Omega (=20\text{mS})$: $2,95 + j 3,6$ (eingetragen als Z in **Bild 8**, der gestrichelte Kreis entspricht einem konstanten Wirkleitwert von $Y=20\text{mS}$). Der zugehörige Leitwert ist Y (Spiegelung am Mittelpunkt). Durch Parallelschalten eines kapazitiven Leitwertes ($0,335 - (-0,175) = 0,51$) wird Punkt Y' erreicht. Durch abermalige



$$20 \text{ mS} = 1/50\Omega$$

$$0,335 - (-0,175) = 0,51$$

$$X_c = 1/(0,51 * 20\text{mS})$$

$$C = 438 \text{ pF}$$

$$0 - (-2,5) = 2,5$$

$$X_l = 2,5 * 50\Omega = 125\Omega$$

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

bei Interesse sep. Einheit
Smith Chart

Berechnung LC Glieder

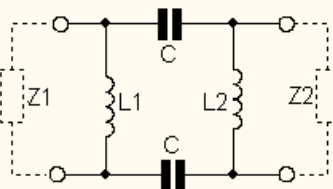
DL1ANHs Hochfrequenz Rechner Version 3.2

dB | dB rel. | dBm | dB μ V | XL / XC | LC-Schwingkreis | RC-Glieder | PI / T Att | Parallel-/Serientransf.
R - Anpassnetzwerk | L - Anpassnetzwerk | Pi - Anpassnetzwerk | T - Anpassnetzwerk | VSWR, RL, r

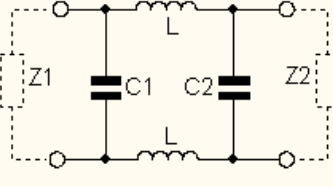
Pi - Anpassnetzwerk

unsym sym

Hochpass



Tiefpass



Eingaben

Betriebsgüte: 1,980

Frequenz F: 3,600 MHz

Impedanz Z1: 50,000 Ω

Impedanz Z2: 12,000 Ω

Güte L: 100,000

Güte C: 500,000

Betriebsgüte

Vorgabe

Eingabe

Ausgaben

	Hochpass		Tiefpass	
Induktivität	L1	1,117 nH	L	540,274 nH
Induk./Kapazi.	L2	1,249 μ F	C1	1,750 nF
Kapazität	C	3,618 nF	C2	1,565 nF
Dämpfung	a	0,2256 dB	a	0,1038 dB
abs. Bandbreite	B	1,404 MHz	B	3,031 MHz

Berechnung nach Drücken der Enter-Taste

Hilfe

Optionen Info Ende

4NEC2 Seminar

Einführung

beispielhafte Berechnung anhand eines realen Beispiels

eigene Rechnungen