

Das Smith-Diagramm - Grundlagen der Anwendung

Vortrag zur 40. Weinheimer UKW-Tagung 16./17.Sept. 1995

Referent: Stefan Steger, DL7MAJ, Gulbranssonstr. 20, 81477 München (089/7900920)

1. Einleitung

Auch im Zeitalter leistungstarker PC's und entsprechender Programme ist das Smith-Diagramm ein nützliches Hilfsmittel zur graphischen Darstellung komplexer Impedanzen und zur Ermittlung von Netzwerken zur Anpassung (z.B. Antennenanpassung). Eine genaue Kenntnis dieser Darstellungsform und des Umgangs damit ist daher eine Voraussetzung für jeden technisch engagierten Funkamateuer.

"Die Erkenntnisse, die mit Hilfe dieses Smith-Diagramms in Anpassfragen zu gewinnen sind, lassen sich auch durch Hunderte von Seiten Text in Amateurzeitschriften nicht ersetzen" (DL1BU, siehe /3/, S.397).

2. Komplexe Impedanz und Admittanz

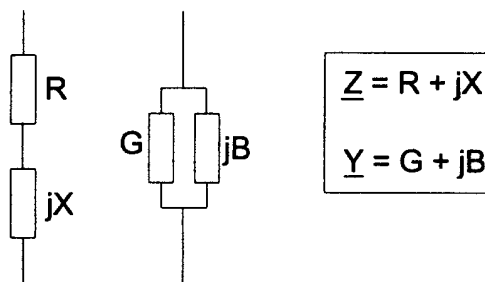


Bild 1 Komplexe Impedanz und Admittanz

Wechselstromwiderstände (Impedanzen) und Leitwerte (Admittanzen) werden als Summe von einem Realteil und einem Blindanteil dargestellt:

$$\underline{Z} = R + j X \quad \underline{Y} = G + j B$$

Formeln 1

Z = Impedanz, R = Wirkwiderstand (Resistanz), X = Blindwiderstand (Reaktanz)

Y = Admittanz, G = Wirkleitwert (Konduktanz), B = Blindleitwert (Suszeptanz)

wobei $j = \sqrt{-1}$ (imaginäre Zahl) in der komplexen Ebene eine Drehung um 90° bewirkt.

Für die Beträge gilt: $|Z| = \sqrt{R^2 + X^2}$ und $|Y| = \sqrt{G^2 + B^2}$

Die Phasenwinkel berechnen sich zu:

$$\varphi = \arctan \left[\frac{X}{R} \right] \quad \text{und} \quad \Psi = \arctan \left[\frac{B}{G} \right] \quad \text{wobei} \quad \Psi = -\varphi$$

Formeln 2

Die Umrechnung Impedanzen \leftrightarrow Admittanzen erfolgt nach:

$$R = \frac{G}{G^2 + B^2} \quad G = \frac{R}{R^2 + X^2}$$

$$X = \frac{-B}{G^2 + B^2} \quad B = \frac{-X}{R^2 + X^2}$$

Formeln 3

3. Darstellung einer komplexen Impedanz in der Gauß'schen Zahlenebene

Die Gauß'sche Zahlenebene ist ein *unendlich ausgedehntes, lineares und rechtwinkliges* Koordinatensystem. Wegen der linearen Teilung ist sie nur für begrenzte Zahlenbereiche nutzbar.

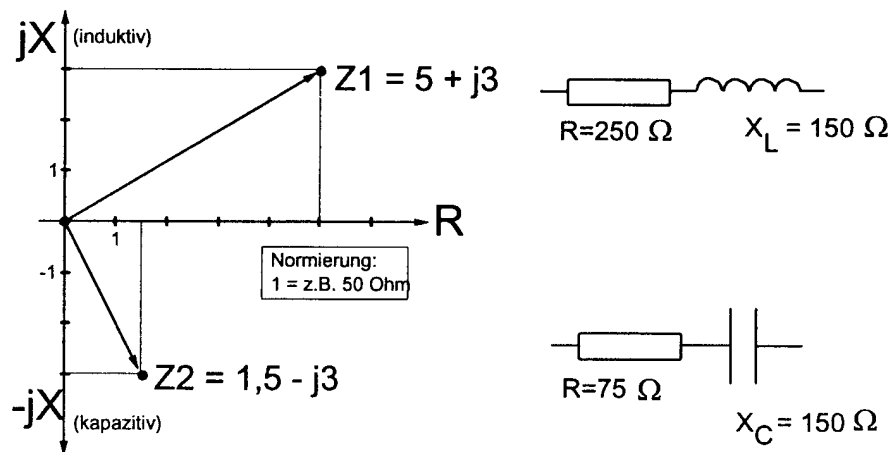


Bild 2 Komplexe Impedanzen in der Gauß'schen Zahlenebene (Beispiele)

Die Reaktanzen errechnen sich mit $\omega = 2 \times \pi \times f$ und $\frac{1}{j} = -j$ zu:

$$X_L = j \times \omega \times L \quad X_C = \frac{1}{j \times \omega \times C}$$

Formeln 4

In der Gauß'schen Zahlenebene sind extreme Admittanzen bzw. extreme Impedanzen nicht darstellbar, eine Umrechnung von Impedanzen in Admittanzen und umgekehrt ist nur mit einer mathematischen Rechnung möglich, ein graphischer Weg existiert hier nicht! Während der 1. Punkt durch Wahl eines geeigneten Maßstabes i.A. gelöst werden könnte, ist insbesondere der 2. Punkt wichtig, da bei der Analyse von Schaltungen (Anpassung, etc.) häufig zwischen Serienschaltung (Addition von Impedanzen) und Parallelschaltung (Addition von Leitwerten) "umgeschaltet" werden muß!

4. Leitungsdiagramm der 1. Art

Zur Lösung des 2. Punktes ist das Leitungsdiagramm der 1. Art geeignet (**Bild 3**).

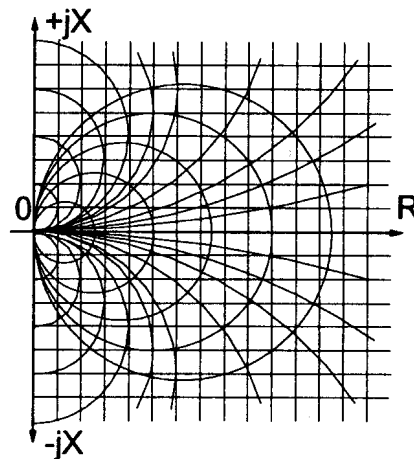


Bild 3 Leitungsdiagramm der 1. Art

Mit diesem Diagramm, auch Inversionsdiagramm genannt (Siehe /1/, S.C4 ff) ist eine graphische Umrechnung möglich.

An den Schnittpunkten des kartesischen Koordinatensystems können auf den Kreisen die umgerechneten Werte abgelesen werden, die Umrechnung ist in beiden Richtungen möglich! Außerdem können auf graphischem Wege Serien- und Parallelschaltungen gelöst werden. Sollten hier jedoch bei einer Bearbeitung einer Aufgabe extreme Impedanzen oder Leitwerte auftreten, so ist dieses Diagramm ungeeignet, da in einem solchen Fall neu gezeichnet werden müsste! Außerdem werden Z und Y ungleich behandelt (Kreise-Geraden).

5. Leitungsdiagramm der 2. Art (Smithdiagramm)

Durch eine geeignete Transformation entsteht das Smith-Diagramm, das nach seinem Entwickler Phillip H. Smith, der es erstmals 1939 beschrieb, benannt ist (Siehe /6/).

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

Dies wird durch eine **umkehrbar eindeutige** und **konforme Abbildung** erreicht. Konform bedeutet, daß die Abbildung im Kleinenbereich ähnlich und winkeltreu ist. Eine genaue Herleitung ist in /2/, S. 382 ff zu finden.

Das so entstehende Leitungsdiagramm der 2. Art (Smith-Diagramm in Dualform - **Bild 4**) ist hier der Übersichtlichkeit halber in zwei getrennten Kreisscharen dargestellt, die sonst übereinander zu liegen kommen (Siehe /1/, S.C8 und /5/):

- A: Kreise konstanten Wirk- und Blindwiderstandes (Z-Smith-Diagramm)
- B: Kreise konstanten Wirk- und Blindleitwertes (Y-Smith-Diagramm)

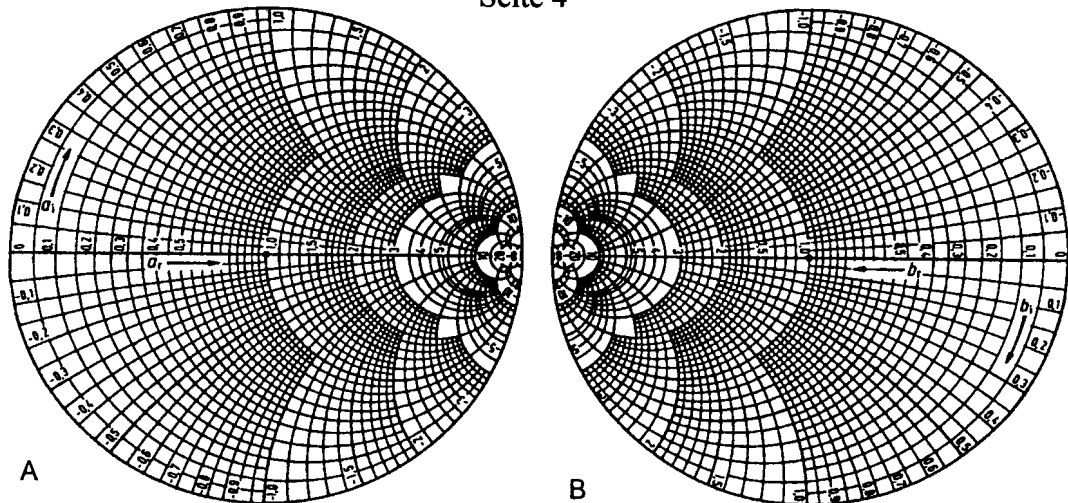


Bild 4 Leitungsdiagramm der 2.Art (Smithdiagramm in Dualform)

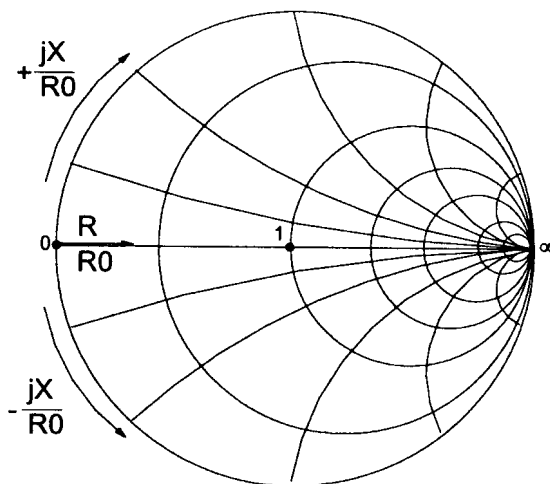


Bild 5 Leitungsdiagramm der 2.Art (Smithdiagramm)
(Übliche Darstellung als Z-Smith-Diagramm)

Es ist in **Bild 4** zu erkennen, daß die beiden Teildiagramme, wenn sie in einem Bild dargestellt werden, spiegelbildlich zum Mittelpunkt sind! Daher kann in der Praxis auf eines der beiden Diagramme verzichtet werden; die Umwandlung einer Impedanz in eine Admittanz (und umgekehrt) erfolgt somit nur durch eine Punktspiegelung. Das Smith-Diagramm wird üblicherweise nur in der Impedanzebene dargestellt (**Bild 5**). Eine Serienschaltung eines ohmschen Widerstandes mit einer Induktivität wird im oberen Bereich des Diagramms dargestellt, bei einer Kapazität entsprechend im unteren Bereich.

Vor jeder Verwendung muß das Diagramm normiert werden!

Es ist festzulegen, welchem (ohmschen) Widerstand R_0 , die Mitte des Diagramms, entspricht. Typische Werte sind z.B. 50Ω , 75Ω , 240Ω , etc.. Damit sind dann auch *alle* Kreise im

Diagramm normiert! Wird z.B. auf $Z_0=50\Omega$ normiert, so entspricht dies auch einer Normierung auf $1/Z_0 = 20\text{mS}$ für Leitwerte!

In **Bild 6** sind die grundlegenden Anwendungen des Smith-Diagramms dargestellt:

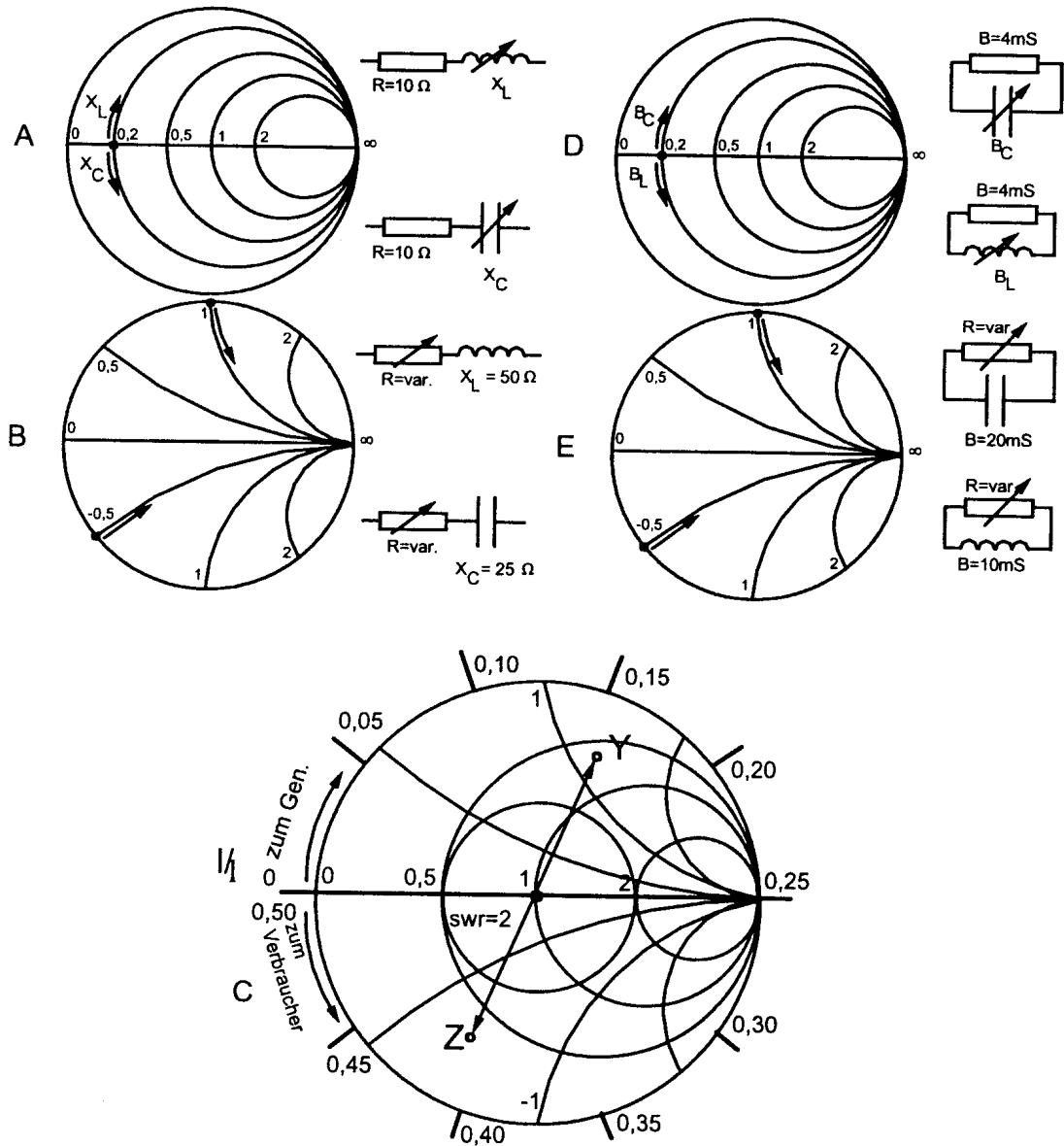


Bild 6 Anwendungen des Smith-Diagramms

A) Kreise konstanten Wirkwiderstandes:

Mit steigendem X_L (Induktivität steigt) bzw. steigendem X_C (Kapazität nimmt ab) wandert die resultierende Impedanz in Richtung " ∞ ".

B) Kreise konstanten Blindwiderstandes:

Mit steigendem R (Wirkwiderstand) wandert die resultierende Impedanz in Richtung " ∞ ".

C) Kreise mit konstantem Stehwellenverhältnis:

Kreise um den Mittelpunkt stellen die Orte mit konstantem SWR dar. Hier ist $SWR=2$ dargestellt; der Kreis geht durch $R=0,5$ und $R=2$. In einigen Smith-Diagrammen wird auf einer äußeren Skala zusätzlich der Winkel ($\text{arc}(r)$) des Reflexionsfaktors r dargestellt.

C) Phasendrehung auf einem Kabel:

Auf der äußeren Skala ist die resultierende Phasendrehung bei einer Verlängerung mit einem Kabel dargestellt. Bei einer Verlängerung um elektrisch $\lambda/2$ (Verkürzungsfaktor beachten!) wiederholen sich bekanntermaßen die Impedanzverhältnisse auf einem Kabel.

Dieses Kabel muß einen normierten Wellenwiderstand von 1 haben ($= Z_0$).

C) Umwandlung einer Impedanz in einen Leitwert und umgekehrt:

Durch einfaches Spiegeln am Mittelpunkt des Diagramms wird eine Impedanz Z in einen Leitwert Y umgewandelt und umgekehrt. Dabei entspricht bei einem normierten $Z_0 = 50\Omega$ der Mittelpunkt für die Leitwerte $1/Z_0 = 20\text{mS}$!

D) Kreise mit konstantem Wirkleitwert:

Mit steigendem Blindleitwert B_L oder B_C wandert der resultierende Leitwert in Richtung " ∞ ".

E) Kreise mit konstantem Blindleitwert:

Mit steigendem Wirkleitwert $G (=1/R)$ wandert der resultierende Leitwert in Richtung " ∞ ".

6. Beispiele zur Anwendung des Smith-Diagramms

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.

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

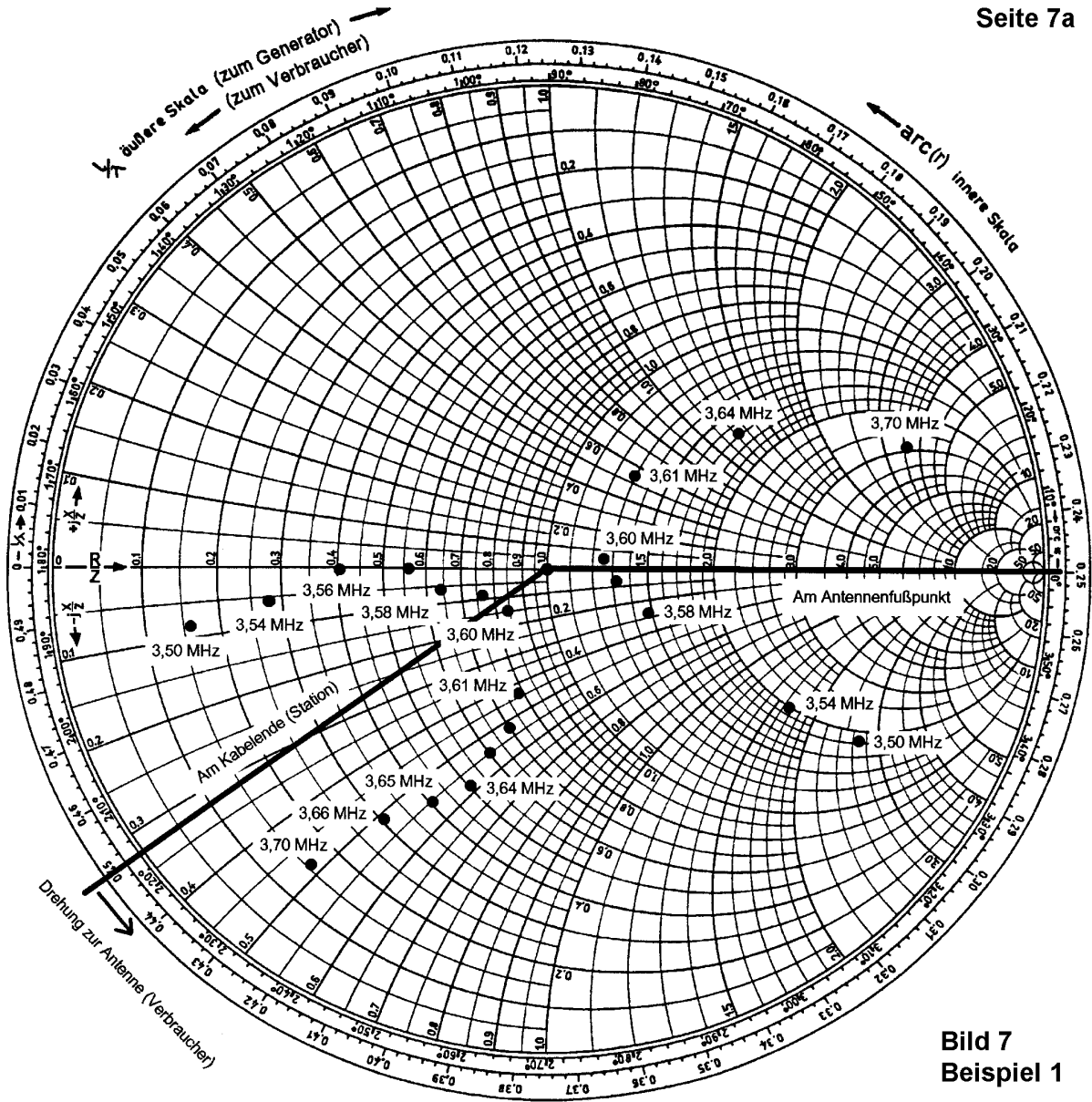


Bild 7
Beispiel 1

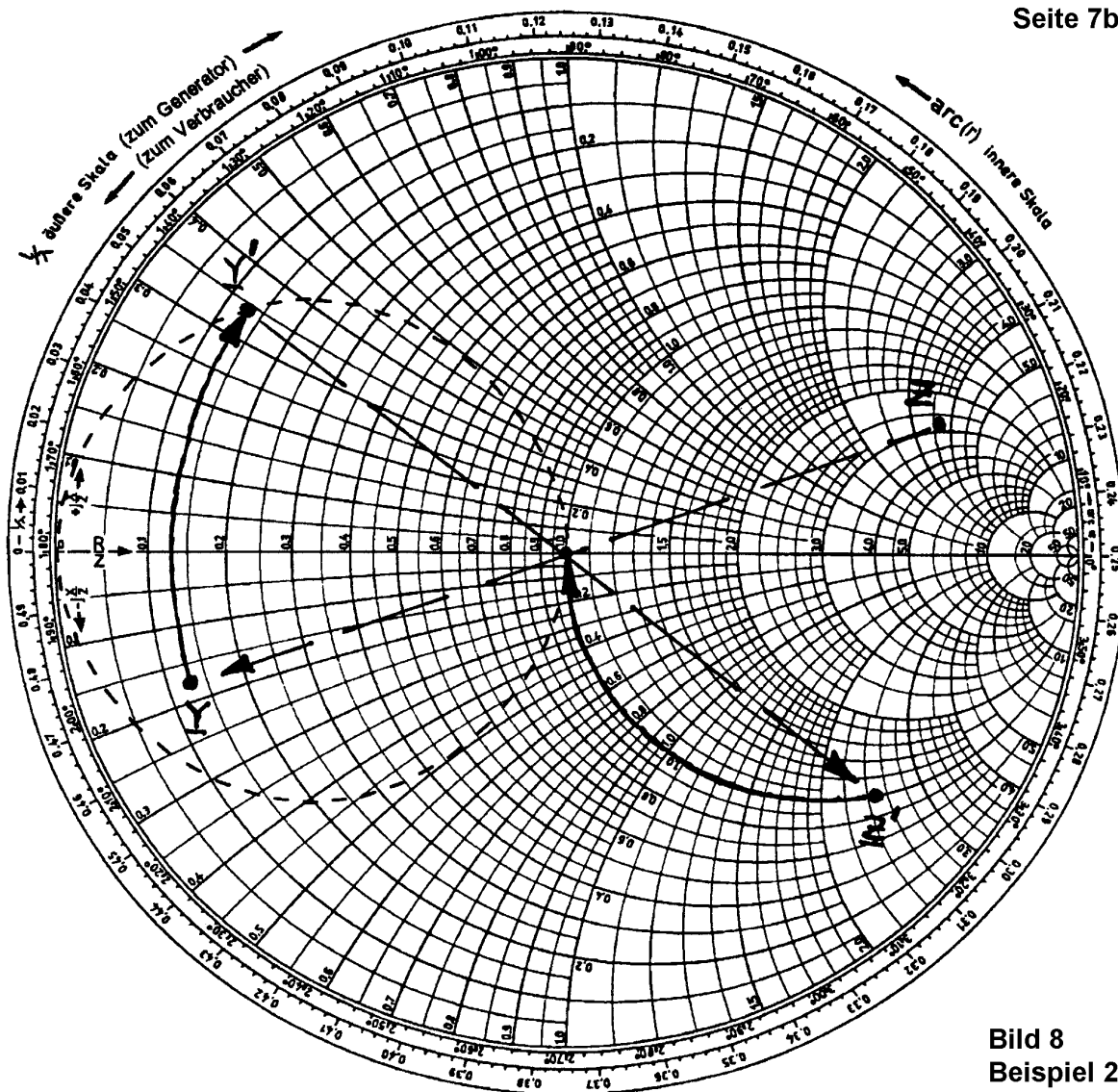


Bild 8
Beispiel 2

Spiegelung ergibt sich die Impedanz Z' und durch Reihenschaltung eines induktiven Widerstandes ($0 - (-2,5) = 2,5$) wird Anpassung erreicht.

Die Kapazität errechnet sich zu:

$$X_C = \frac{1}{0,51 \times 20 \text{ mS}} = 98,2 \Omega \quad C = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times 98,2 \Omega} = 438 \text{ pF}$$

Die Induktivität errechnet sich zu:

$$X_L = 2,5 \times 50 \Omega = 125,5 \Omega \quad L = \frac{125,5 \Omega}{2 \times \pi \times f} = 5,4 \mu\text{H}$$

Es ergibt sich eine Anpaßschaltung nach **Bild 9**.

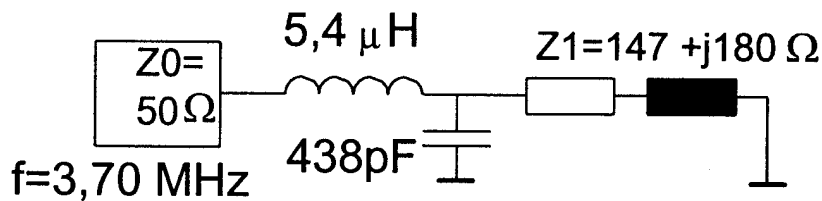


Bild 9 Anpaßschaltung Beispiel 2

Übung im Vortrag: Anpassung bei 3,70 MHz an der Station (Kabelende).

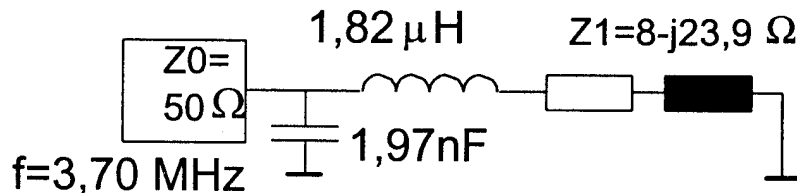


Bild 10 Ergebnis der Übung

Hinweis:

Je nach anzupassender Impedanz ist eine der beiden Anpaßschaltungen zu wählen; das im KW-Bereich häufig verwendete Pifilter (mit zwei Drehkondensatoren) deckt beide Fälle ab.

6.3. Beispiel 3

Anpaßschaltungen können auch unter Verwendung von Kabelstücken bestimmter Längen realisiert werden. Aus /3/ ist folgendes Beispiel entnommen: Der 10m-Beam soll auf der Frequenz 29,5 MHz angepaßt werden, die gemessene Impedanz (direkt an der Antenne) ist $35 - j 105 \Omega$ (**Bild 11**, Punkt Z).

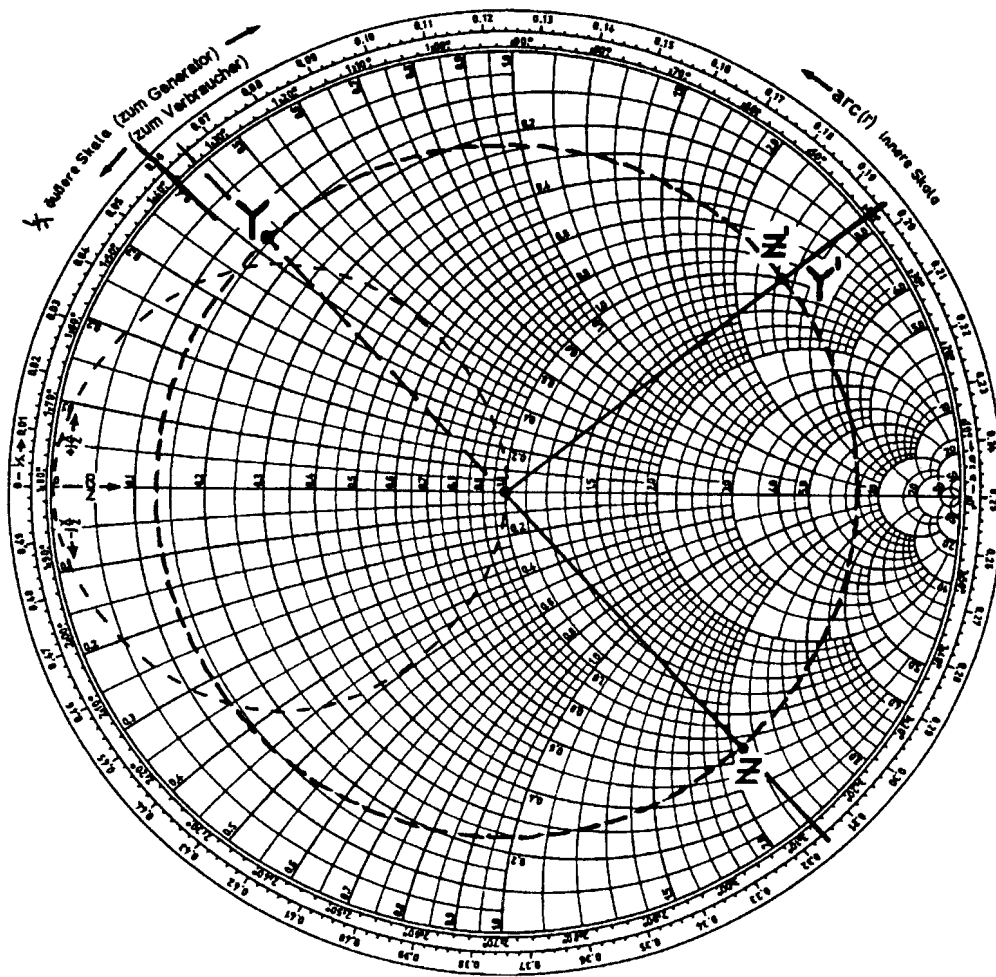


Bild 11 Beispiel 3

Die Anpaßregel lautet:

Wirkwiderstände anpassen, Blindwiderstände kompensieren
"konjugiert komplexe Anpassung"

Es gibt mehrere Lösungen, von denen zwei vorgestellt werden sollen (**Bild 12**):

A): Durch ein Kabel der elektrischen Länge von $l_{\text{elektr.}} = 3,865\text{m}$ wird der Punkt Z in den Punkt Z' (Wirkwiderstand 50Ω) gedreht. Die notwendige Kabellänge wird auf der Skala l/λ am Rand des Diagramms abgelesen, wobei die Drehrichtung "zum Generator" zu beachten ist: $0,5 - 0,316 + 0,196 = 0,38\lambda$. Da die Wellenlänge λ bei 29,5 MHz 10,17m beträgt, ergibt sich $l_{\text{elektr.}} = 0,38 \times 10,17\text{m} = 3,865\text{m}$. Die *mechanische* Länge des Kabels ergibt sich aus dem Verkürzungsfaktor (ca. 0,66) zu 2,55m. Zu beachten ist, daß auf diesem Kabel das Stehwellenverhältnis konstant $\text{swr}=8$ ist, es ändern sich nur (wie gewollt) die Impedanzverhältnisse! Um nun vom Punkt Z' zum Mittelpunkt ($\text{swr}=1$) zu kommen, muß

noch eine kapazitive Impedanz von $2,5 \times 50 \Omega = 125 \Omega$ in *Serie* geschaltet werden. Dies entspricht bei 29,5MHz einem Kondensator von 43,2pF (**Bild 12**, Var. A).

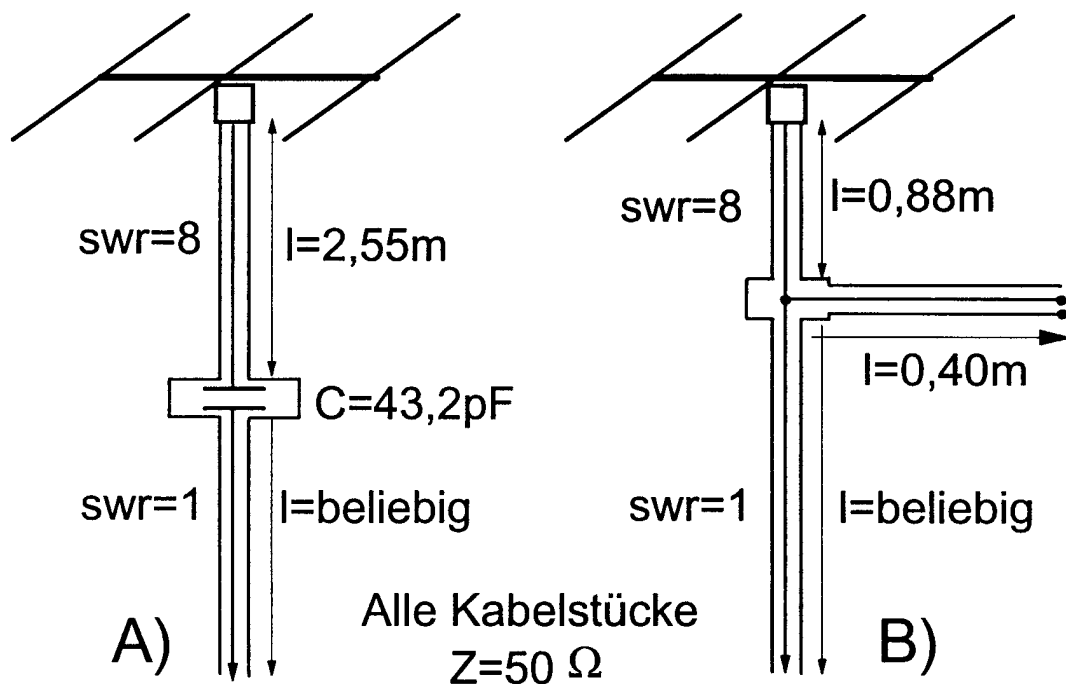


Bild 12 Lösungen zu Beispiel 3

B): Der Punkt Z wird durch Spiegelung am Mittelpunkt in den entsprechenden Leitwert Y umgerechnet. Durch ein Kabel von $l_{\text{elektr}} = 0,196 - 0,065 = 0,131\lambda = 1,33\text{m}$ (die mechanische Kabellänge beträgt $1,33\text{m} \times 0,66 = 0,80\text{m}$) wird Punkt Y erreicht. Durch *Parallelschalten* eines induktiven Leitwertes von $2,5 \times 20\text{mS} = 50\text{mS} (= 20\Omega)$ wird Anpassung erreicht. Diese Induktivität errechnet sich zu $0,108\mu\text{H}$.

Alternativ kann diese Induktivität durch ein Stück Kabel realisiert werden! Ein am Ende kurzgeschlossenes Kabel ($Z=0$) hat bei einer Länge von $l = 0,06 \times \lambda = 0,61\text{m}_{\text{elektr}} = 0,40\text{m}_{\text{mech}}$ einen induktiven Widerstand von $20\Omega (= 0,4 \times 50\Omega)$, abzulesen am Rand des Diagramms. Die sich ergebende Schaltung ist in **Bild12 B)** gezeigt.

Hinweis:

Durch Kabelstücke können auch Kapazitäten realisiert werden, indem bei einem leerlaufenden Kabel ($Z=\infty$) die Kabellänge entsprechend ermittelt wird!

Achtung: Wenn die Kabellänge $>\lambda/4$ wird, so wird die Kapazität zur Induktivität und umgekehrt!

6.4. Beispiel 4

Es soll für die Antenne aus Beispiel 3 bei einer Frequenz von 28.0 MHz und den beiden Anpaßschaltungen das Stehwellenverhältnis bestimmt werden. Der Beam hat bei 28,0 MHz

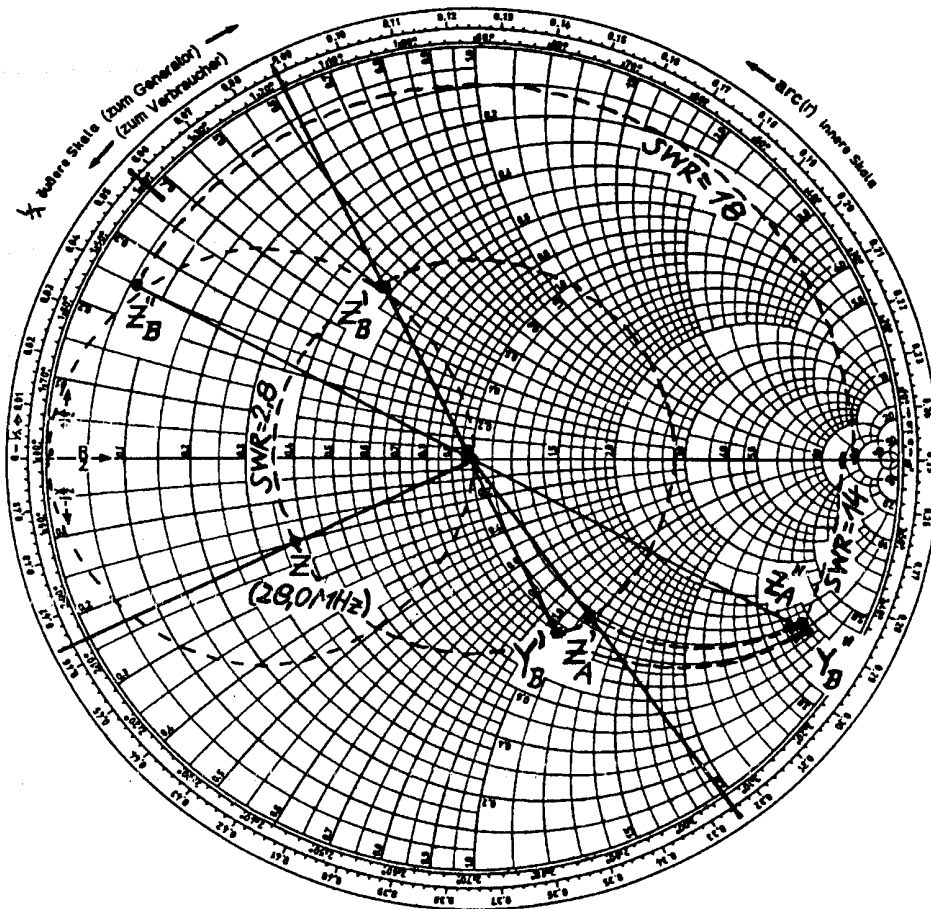


Bild 13 Beispiel 4

nach /3/ ohne Anpaßschaltung eine Impedanz von $0,38 - j 0,2 = 19 - j 10 \Omega$, dies entspricht einem SWR von 2,8 (Bild 14, Punkt Z).

Anpaßschaltung A nach Bild 12:

Das Kabel (2,55m) hat eine *elektrische* Länge von $l=3,864\text{m}$. Es ergibt sich bei 28MHz ($\lambda=10,71\text{m}$) eine Drehung um $l/\lambda = 3,864/10,71 = 0,361$ (►Punkt Z_A'). Die Serienschaltung mit dem Kondensator 43,2pF ($X_C = 131,6\Omega = 2,63\text{norm.}$) ergibt Z_A'' (SWR=14!!).

Anpaßschaltung B nach Bild 12:

Das Kabel (0,88m) eine *elektrische* Länge von $l=1,33\text{m}$. Es ergibt sich bei 28MHz ($\lambda=10,71\text{m}$) eine Drehung um $l/\lambda = 1,33/10,71 = 0,124$ (►Punkt Z_B' ►Punkt Y_B'). Der Stub (0,40m) mit der *elektrischen* Länge von 0,61m hat ein $l/\lambda = 0,0569$. Dies entspricht einer induktiven Impedanz von $0,375 \times 50\Omega = 18,75\Omega$ (Vom Punkt $Z=0$ auf der äußeren Skala bis $l/\lambda = 0,0569$ gehen und auf der Skala $+jX/Z$ ablesen) oder einem induktiven Leitwert von

$53,33\text{mS} = 2,67\text{norm}$. Der Punkt Y_B' wird durch die Parallelschaltung mit dem Stub in den Punkt Y_B'' ($\rightarrow Z_B''$) übergeführt (SWR=18!!).

Ergebnis:

Die beiden Anpaßschaltungen nach Beispiel 3, die bei $f=29,5\text{MHz}$ für eine Anpassung des Beams sorgen, verursachen bei $f=28\text{MHz}$ eine wesentliche Verschlechterung des SWR's!

Daher ist bei derartigen Anpaßschaltungen immer deren relativ geringe Bandbreite zu beachten, die zusammen mit der frequenzabhängigen Impedanz der Antenne schon bei geringen Frequenzänderungen eine große Fehlanpassung verursachen kann!

6.5. Beispiel 5 (Berücksichtigung der Kabelverluste der Speiseleitung)

Die Kabeldämpfung verursacht eine Änderung des SWR's längs der Speiseleitung wie im Beispiel 5 gezeigt ist: Eine 70cm-Antenne (Z_A) ist über ein Kabel ($l = 10\text{m}$, $d=15\text{dB}/100\text{m}$) an den Sender angeschlossen: $l_{\text{elektr}} = 10\text{m}/0,66 = 15,2\text{m}$, $a = 1,5\text{dB}$, $l/\lambda = 15,2/0,7 = 21,7$. Dies entspricht $21,7/0,5 = 43,4 = 0,4$ Umläufen auf der l/λ -Skala, der Punkt Z_A ergibt somit Punkt Z_A' . Die Kabelverluste von 1,5dB (nur einfach) werden auf der relativen Skala "Verluste (1dB-Schritte)" in Richtung Generator aufgetragen und daraus der Punkt Z_A'' ermittelt. Das SWR an der Antenne beträgt somit 1,6, am Kabelende (=Sender) nur noch 1,4. Wegen der 43,4 Umläufe nähert sich die Antennenimpedanz Z_A spiralförmig dem Punkt Z_A'' . Diese Methode kann auch rückwärts angewandt werden, um z.B. aus einer gemessenen Impedanz am Kabelende (Z_A'') die Antennenimpedanz Z_A zu ermitteln (Immer auf die Richtung Generator \leftrightarrow Verbraucher achten!).

Die Skala "Verlustkoeffizient" erlaubt eine *Schätzung* der Erhöhung der dielektrischen und ohmschen Kabelverluste durch die stehenden Wellen:

Der mittlere Verlustkoeffizient in diesem Beispiel ist ca. 1,09, die Kabelverluste steigen somit von 1,5dB auf ca. $1,5 \times 1,09 = 1,64\text{dB}$.

Aus diesen beiden Skalen ist zu ersehen, daß insbesondere bei sehr schlechter Anpassung eine Kabeldämpfung von wenigen dB das SWR bereits deutlich "verbessern" kann und andererseits die Kabelverluste erheblich steigen können!

Genauere Berechnungsverfahren sind in /6/ nachzulesen.

7. Schlußbemerkungen

Die Beispiele zeigen zeigen, wie das Smith-Diagramm u.A. zur Antennenanpassung verwendet werden kann.

Es muß aber immer berücksichtigt werden, daß eine "Matchbox" nicht die Ursache der Fehlanpassung beseitigt, sondern nur deren Auswirkungen auf den Transceiver. Besser ist in jedem Falle eine entsprechende Auslegung der Antenne, so daß die Anpassung auch ohne Anpaßglieder erreicht wird!

Auch sei an dieser Stelle vor einem "SWR-Fetischismus" bei der Beurteilung von Antennen gewarnt, der in der einschlägigen Literatur manchmal zu beobachten ist:

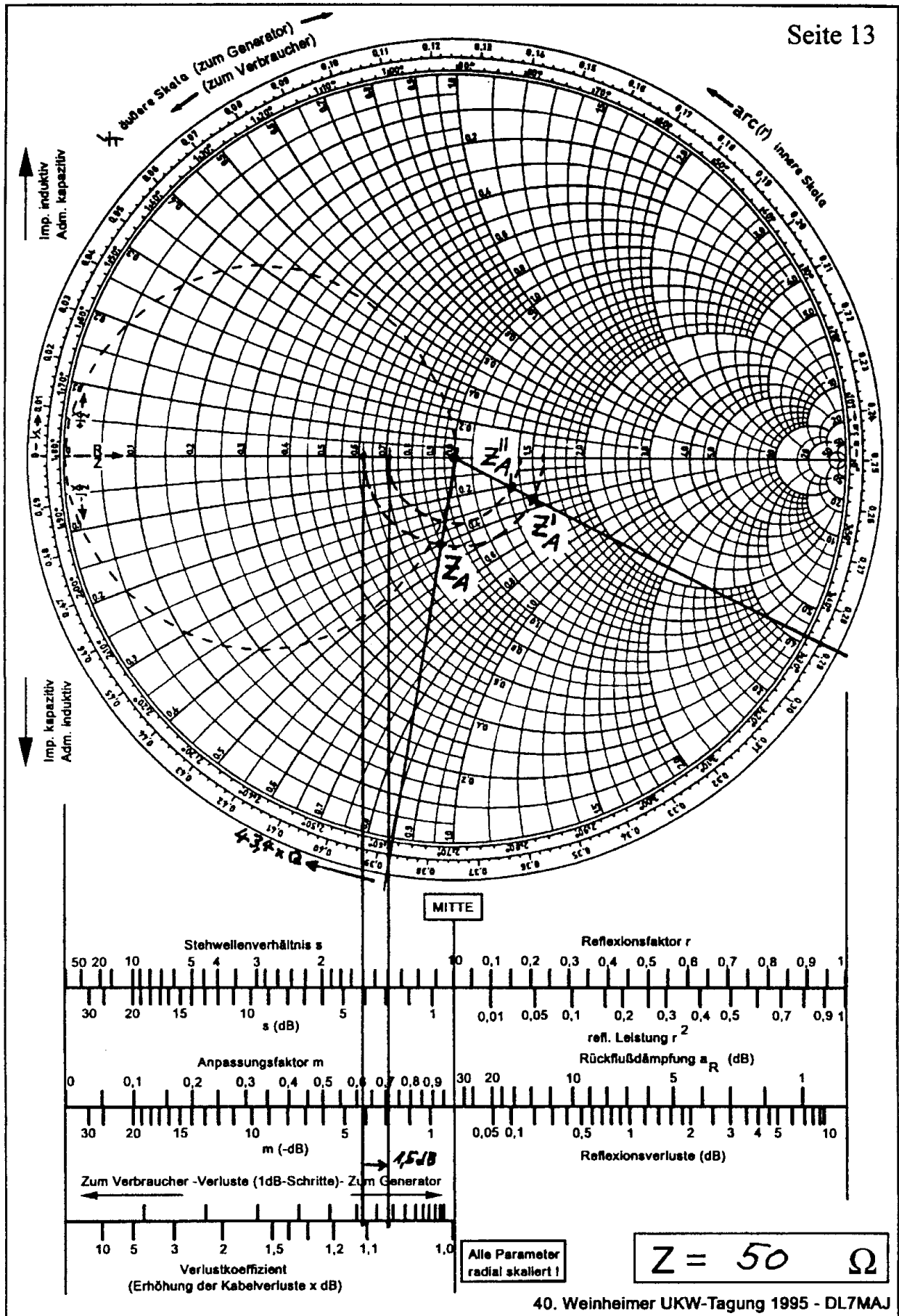


Bild 14 Beispiel 5

Ein SWR von 3:1 ("roter Bereich") sagt nur aus, daß 25% der Leistung reflektiert werden. Bei einem SWR von 5,8:1 werden 50% und bei einem SWR von 13,9:1 werden 75% der Leistung reflektiert.

Das SWR erlaubt nur eine Aussage über die reflektierte Leistung - mehr aber auch nicht

Bei der Beurteilung von Antennen sind aber andere Faktoren wesentlich entscheidender:

- ☒ Das Verhältnis von Strahlungs- zu Verlustwiderstand:
Es sagt aus, wieviel der (nicht reflektierten) Leistung tatsächlich abgestrahlt wird und wieviel in den unvermeidlichen Verlustwiderständen (Klemmen- und Übergangswiderstände, Skineffekt, Erdungsnetzwerk bei Vertikalstrahlern, Verluste der Verlängerungsspulen und Traps, ...) in Wärme umgewandelt wird.
- ☒ Das horizontale Richtdiagramm inklusive der Nebenzipfel:
Ein Beam bringt (in Vorzugsrichtung) eine bessere Abstrahlung als ein Rundstrahler. Viele Nebenzipfel verschlechtern die Antenne.
- ☒ Das vertikale Richtdiagramm ("Erhebungswinkel"):
Eine steilstrahlende KW-Antenne bringt Vorteile im Nahverkehr (innerhalb DL), ist aber sehr schlecht für den DX-Verkehr, für den flach abstrahlende Antennen gefordert sind.

Somit kann eine Antenne mit einem SWR von z.B. 3:1 auf Grund ihrer ggf. geringen Verluste und der Richtcharakteristik für DX wesentlich besser geeignet sein als eine Antenne mit einem SWR von 1,0001:1, die wegen eines schlecht leitenden Erdungsnetzwerkes nur den Erdboden aufheizt (=Dummyload)!!!!!!

Literaturnachweis

- /1/ Meinke/Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik 5. Auflage
- /2/ DF1DF: CQ/DL 4,6,8,10/81 "Kreisdiagramme in der Funktechnik"
- /3/ DL1BU: CQ/DL 9/78 "Antennenimpedanz und Transformation mit dem Smith-Diagramm"
- /4/ Y21BK, Rothammel: Antennenbuch 9. Auflage
- /5/ J.Jenne, 35.UKW-Tagung 1990, "Das Smith-Diagramm, Hilfsmittel zur Schaltungsanpassung am Beispiel einer Leistungsendstufe im 10 GHz-Bereich"
- /6/ The ARRL Antenna Book, 15th Edition

Anhang: Tabellen und Formelsammlung

Kabeltyp	Verkürzungsfaktor V
Paralleldrahtleitung luftisoliert	0,95...0,98
75 Ω Doppelleitung	0,68...0,71
150 Ω Doppelleitung	0,76...0,77
300 Ω Doppelleitung	0,82...0,84
Koaxialkabel, Polyäthylen voll	0,66
Koaxialkabel, Polyäthylen geschäumt	0,78...0,89
Koaxialkabel mit Luftraumisolation	0,87...0,96
Koaxialkabel, Teflon (PTFE)	0,71

Tabelle der Verkürzungsfaktoren nach /4/, S.75

Allg.: $V = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$ mit ϵ_r = relative Dielektrizitätskonstante des isolierenden Mediums

Reflexionsfaktor: $r = \frac{U_R}{U_V} = \frac{R_A - Z_0}{R_A + Z_0} \quad |r| = \frac{1-m}{1+m} = \frac{s-1}{s+1} \quad |r| = 0 \dots 1$

Reflexionsdämpfung: $a_R = -20 \times \log r = 20 \times \log\left(\frac{1}{|r|}\right)$ (in dB)

Leistungsverlust

durch Reflexion: $a_F = 10 \times \log\left(\frac{P_V - P_R}{P_V}\right) = 10 \times \log\left(1 - \frac{(s-1)^2}{(s+1)^2}\right)$ (in dB)

Anpassungsfaktor: $m = \frac{1}{s} = \frac{1 - |r|}{1 + |r|} \quad m = 0 \dots 1$

Welligkeit/Stehwellenverh.: $s = swr = \frac{1}{m} = \frac{1 + |r|}{1 - |r|} = \frac{U_V + U_R}{U_V - U_R} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}}$

$$s = \frac{1 + \frac{U_R}{U_V}}{1 - \frac{U_R}{U_V}} = \frac{1 + \sqrt{\frac{P_R}{P_V}}}{1 - \sqrt{\frac{P_R}{P_V}}}$$

Für $R_A > Z_0$: $s = \frac{R_A}{Z}$ Für $R_A < Z_0$: $s = \frac{Z}{R_A}$ $s = 1 \dots \infty$

R_A = Abschlußwiderstand, Z_0 = Kabelimpedanz, U_V = vorlaufende Spannung,
 U_R = rücklaufende Spannung, U_{\max} = maximale Spannung, U_{\min} = minimale Spannung,
 P_V = vorlaufende Leistung, P_R = rücklaufende Leistung.

