

Antenne und Speiseleitung

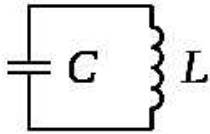
- DK6NR -

- **Schwingkreis mit L und C**
- **Dipol und Resonanz**
- **Impedanz oder Fußpunktwidestand**
- **Stehwelle und SWR**
- **Verluste und Mantelwellen**

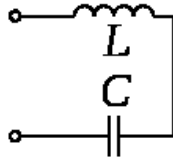
Als Onlinelektüre sei die Reihe von Dr. Schau, Walter - DL3LH, auf <http://www.ham-on-air.de> empfohlen.

Schwingkreis

Parallelschwingkreis



Reihenschwingkreis



Berechnung

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Einheiten: Hz, H, F

In für uns brauchbare Formeln und Einheiten umgestellt:

$$f_0 = \frac{159,2}{\sqrt{LC}}; L = \frac{25344}{f_0^2 C}; C = \frac{25344}{f_0^2 L} \quad ; \text{ MHz, } \mu\text{H, pF}$$

Beispiel 1:

Für einen Parallelschwingkreis mit einem L von 10 μH wird für eine Resonanzfrequenz von 3,65 MHz der Kondensator gesucht. Rechnung: $C = 25344 / 3,65^2 \times 10$; $C = 190,24 \text{ pF}$
Probe: $159,2 / \text{Wurzel}(10 \times 190,24) = \underline{3,6499 \text{ MHz}}$

Beispiel 2:

Für einen Parallelschwingkreis mit einem C von 95,12 pF wird für eine Resonanzfrequenz von 3,65 MHz die Spule bzw. das L gesucht. Rechnung: $C = 25344 / 3,65^2 \times 95,12$; $L = 20 \mu\text{H}$

Welcher der beiden Schwingkreise ist nun der bessere?

Im 1. Beispiel beträgt der frequenzabhängige Widerstand für eine Induktivität von 10 μH bei 3,65 MHz ca. 229,34 Ohm. Die dazugehörige Kapazität von 190,24 pF hat bei 3,65 MHz einen frequenzabhängigen Widerstand von auch 229,34 Ohm.

Bei Resonanz haben beide Bauteile den gleichen frequenzabhängigen Widerstand!

Im 2. Beispiel betragen die beiden frequenzabhängigen Widerstände 458,67 Ohm, also genau das doppelte. Das LC-Verhältnis und somit auch der Resonanzwiderstand ist hier höher. Im 2. Beispiel hat der Schwingkreis eine höhere (Resonanz-) Güte, sofern die Spulengüte nicht einen Strich durch die Rechnung macht!

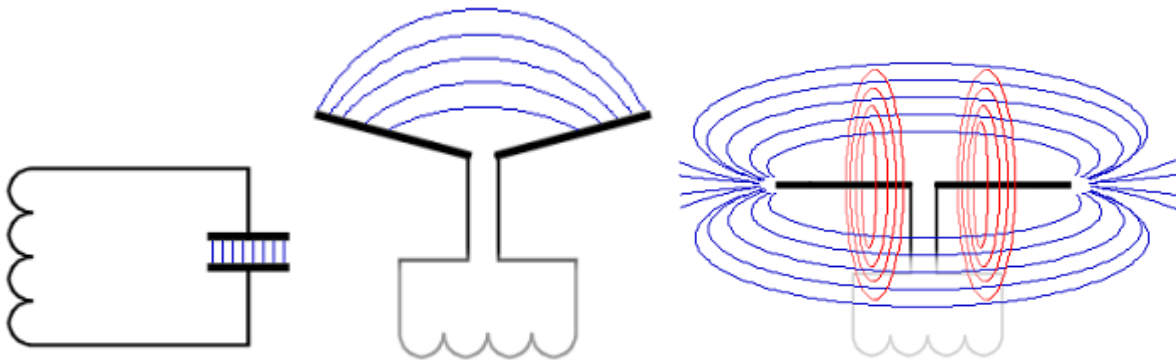
Frequenzabhängige Widerstände von L (Spule) und C (Kondensator)

Induktiver Widerstand: $X_L = \omega \cdot L = 2\pi f \cdot L$

Kapazitiver Widerstand: $X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$

Mit festgelegten L sowie C und steigender Frequenz wird der induktive Widerstand einer Spule größer und der kapazitive Widerstand eines Kondensators kleiner. Bei abnehmender Frequenz verhält es sich genau umgekehrt.

Die Entstehung eines Dipols



Ein Dipol entsteht indem der Kondensator eines Schwingkreises aufgeklappt und die Spule auseinander gezogen wird.

Spule und Kondensator bestehen jetzt aus einem gestreckten Leiter bzw. Draht.

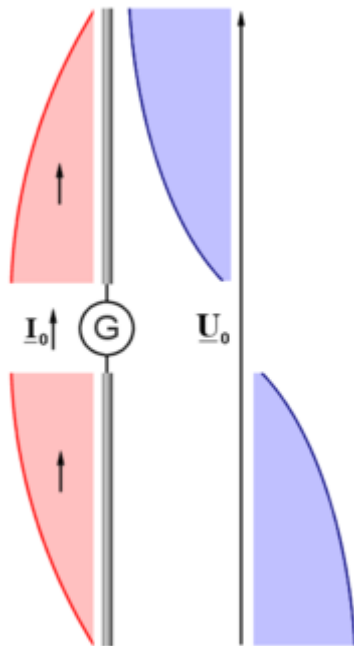
Die kleinste Länge eines Dipols in Resonanz beträgt $\lambda/2$. Für 3,65 MHz ist das $300/3,65 = 41,1\text{m}$. Ein Dipol muss aber nicht in Resonanz betrieben werden!

Die Resonanz einer Antenne hat nichts mit ihrer Leistungsfähigkeit zu tun!

Durch die Drahtdicke, eine Isolation auf dem Draht und Bodeneinflüsse (Antennenhöhe) entstehen zusätzliche Kapazitäten (Kondensator). Um Resonanz herzustellen muss der Draht gekürzt werden. In diesem Fall spricht man von einem Verkürzungsfaktor.

Bei einem gestreckten und gegenüber der Wellenlänge rel. dünnen Draht ohne Isolierung kann von einer Induktivität (Spule) von ca. $1 \mu\text{H/m}$ ausgegangen werden.

Resonanz einer Antenne

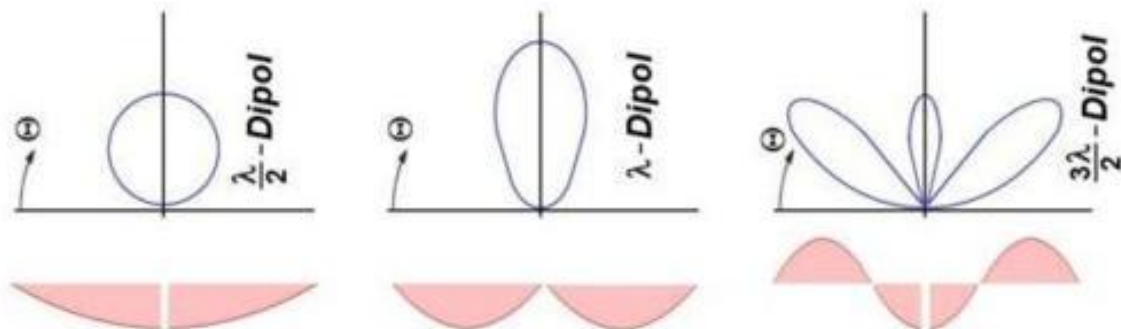


Die Spannungs- und Stromverteilung auf einer in Resonanz betriebener Antenne ist fast in Sinusform. Wobei Strom und Spannung nahezu um 90° phasenverschoben sind. D.h. dort wo ein Strommaximum vorhanden ist, ist gleichzeitig ein Spannungsminimum und umgekehrt.

Die Resonanz einer Antenne ist gegeben wenn die Strom- und Spannungskurve mind. einmal (180°) durchlaufen wurde.

Bei einer resonanten $\lambda/4$ Vertikalantenne wird der fehlende Teil des Vertikaldipols in der Erde oder in Radialen (Gegengewicht) gebildet der/die kaum zur Abstrahlung beitragen. Daraus ergibt sich zwangsläufig eine geringere Strahlungsleistung gegenüber einem gestreckten $\lambda/2$ - Dipol.

Andere Antenneneigenschaften, wie z. B. ein flacher Abstrahlwinkel und Rundstrahlung, können aber für bestimmte Zwecke von Vorteil sein.

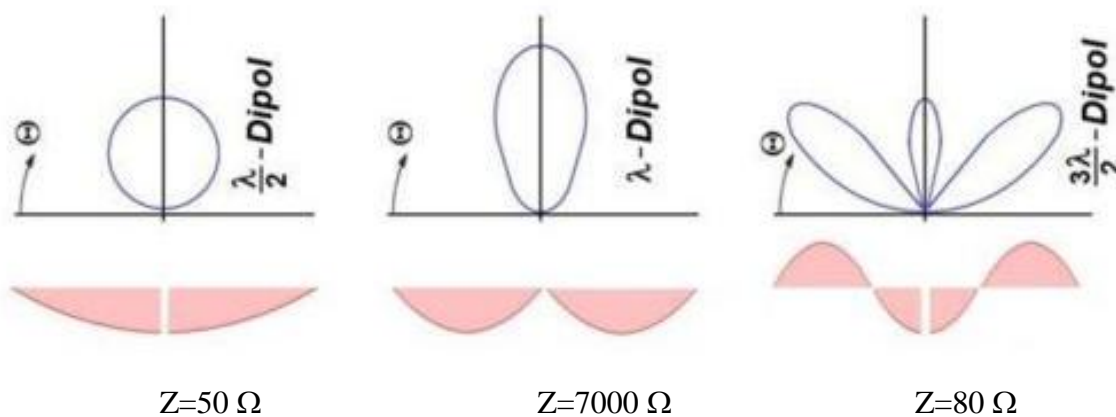


Stromverteilung und Strahlungswinkel von verschiedenen resonanten Dipolen im Freiraum.

Impedanz oder Fußpunktwiderstand

Antennen weisen eine bestimmte Induktivität und Kapazität auf, welche im Gegensatz zu gestreckten elektrischen Leitungen (z.B. Koaxialkabel, Zweidrahtleitung) nicht entlang des Leiters konstant sind. So fällt bei Antennen die Kapazität zu den Strahlenden hin ab. Über das Verhältnis von Induktivität und Kapazität zueinander ändert sich der Fußpunktwiderstand bzw. die Impedanz einer Antenne genauso wie der Resonanzwiderstand eines Schwingkreises.

Anschlussimpedanzen von Dipolen in Resonanz für das 80m-Band in 10m Höhe über normalen, realen Grund. Ungefäher Fußpunktwiderstand (Z) bei mittiger Speisung:



Wird der λ -Dipol im Strombauch gespeist so ist der Fußpunktwiderstand Z ca. 68Ω .

Durch Verschiebung des Speisepunktes könnten bei dem hier gezeigten $\lambda/2$ -Dipol Fußpunktwiderstände von 50Ω bis mehreren tausend Ω eingestellt werden.

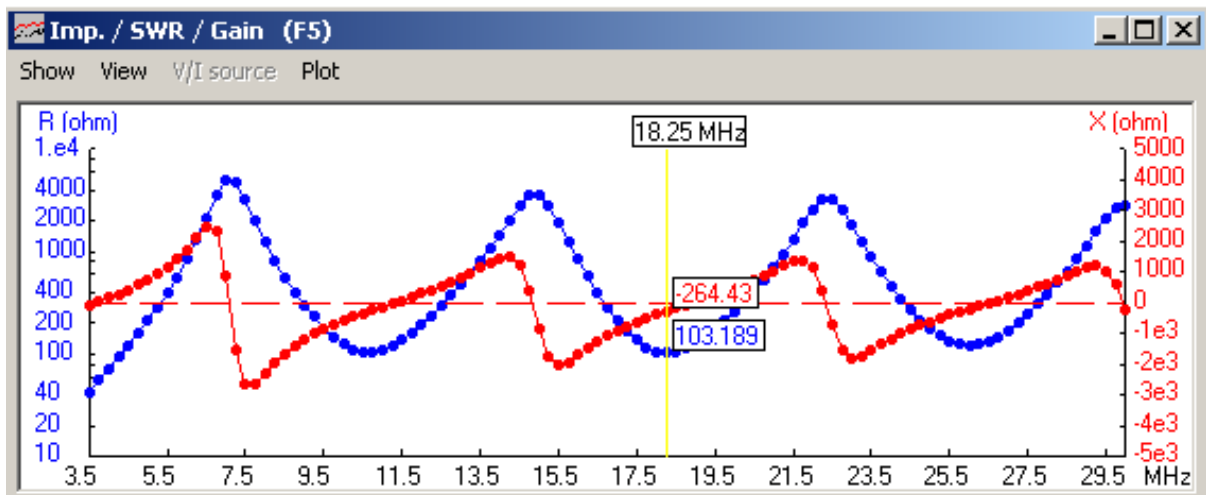
Ein Dipol im Freiraum hat bei mittiger Speisung ca. 73Ω . Eine $\lambda/4$ -Vertikalantenne über idealen Grund ca. $36,5 \Omega$.

Resonanz und 50 Ohm treffen innerhalb eines Antennensystems nur selten zusammen und sind 2 unabhängige Dinge!

Impedanzen an der Antenne

Beträgt die Anschlussimpedanz Z einer Antenne $50\ \Omega$ so ist das innerhalb eines $50\ \Omega$ -Systems durch die vorhandene Leistungsanpassung ideal. Auch könnte z. B. in einem $300\ \Omega$ -System durch Verschiebung des Anschlusspunktes eine ideale Impedanz von $300\ \Omega$ an einem resonanten Dipol ohne Nachteil gefunden werden. Nur das Strahlungsdiagramm würde sich ändern. Es könnte auch mit einem HF-Transformator (Balun), ohne große Verluste, auf die benötigte Impedanz transformiert werden.

Bleiben wir in einem $50\ \Omega$ -System. Wenn man sich die vorher gezeigten Dipole anschaut, so erkennt man das bei $\lambda/2$ oder ein ungerades vielfaches davon sich rel. niedrige Anschlussimpedanzen ergeben, also bei $\lambda/2$, $\lambda 1/2$, $\lambda 2/2$ u.s.w. Ist ein Dipol für das 80m-Band ($3,65\ \text{MHz}$) bemessen, so müsste er doch auch für das 17m-Band ($18,25\ \text{MHz}$) gehen, oder? $3,65\ \text{MHz} \times 5 = 18,25\ \text{MHz}$. Da wir dort nicht senden dürfen rechnen wir mit $18,15\ \text{MHz}$. Der Dipol mit $2 \times 19,7\ \text{m}$ Länge in $10\ \text{m}$ Höhe hat im 80m-Band eine Impedanz Z von real $50\ \Omega$. Im 17m-Band sind das ca. $104\ \Omega$ und $X-306\ \Omega$. Aber was ist das mit dem „X“?



Impedanzverlauf des $2 \times 19,7\ \text{m}$ -Dipols zwischen $3,5\ \text{MHz}$ und $30\ \text{MHz}$.

Die komplexe Impedanz „Z“ einer Antenne

Im 80m-Band hat die Beispiel-Antenne ein Z von real 50 Ω. Das angeschlossene 50 Ω-Koaxialkabel und der TRX freuen sich, es herrscht optimale Leistungsanpassung.

Auf dem 17m-Band ergibt sich bei gleicher Antenne ein R von 104 Ω. Das X ignorieren wir zuerst einmal. Mit 15m RG-213 haben wir dann am TRX ca. 41 Ω. Den Rest macht evtl. der interne TRX-Tuner. Das SWR bleibt unter 2 und die Kabelverluste bleiben mit 0,6 dB (12,5%) noch relativ gering. Jetzt ist aber erkennbar dass das Koaxialkabel eine Transformation vorgenommen hat!

Wird eine Speiseleitung nicht mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen, so wirkt sie wie ein von der Frequenz und Leitungslänge abhängiger Transformator!

Aber da war ja noch das „X“. Das X ist der imaginäre Anteil von Z und ist frequenzabhängig. Ist eine Antenne resonant so ist $Z=R$ und $jX=0$.

Nur bei einer resonanten Antenne ist $jX=0$, die Anschlussimpedanz Z hat einen rein ohmschen Wert und ist somit real. Ist eine Antenne nicht resonant, so entsteht zusätzlich eine frequenzabhängige Blindkomponente jX in Ohm.

Befindet sich die Antenne unterhalb ihrer Resonanz, ist also zu kurz, so wird sie kapazitiv und j erhält das Vorzeichen „-“. Ist die Antenne zu lang so wird sie induktiv und das j erhält ein „+“ als Vorzeichen.

Die Impedanz Z einer Antenne ist komplex: $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$

Das „X“ aus dem vorhergehenden Beispiel können wir also nicht einfach ignorieren!

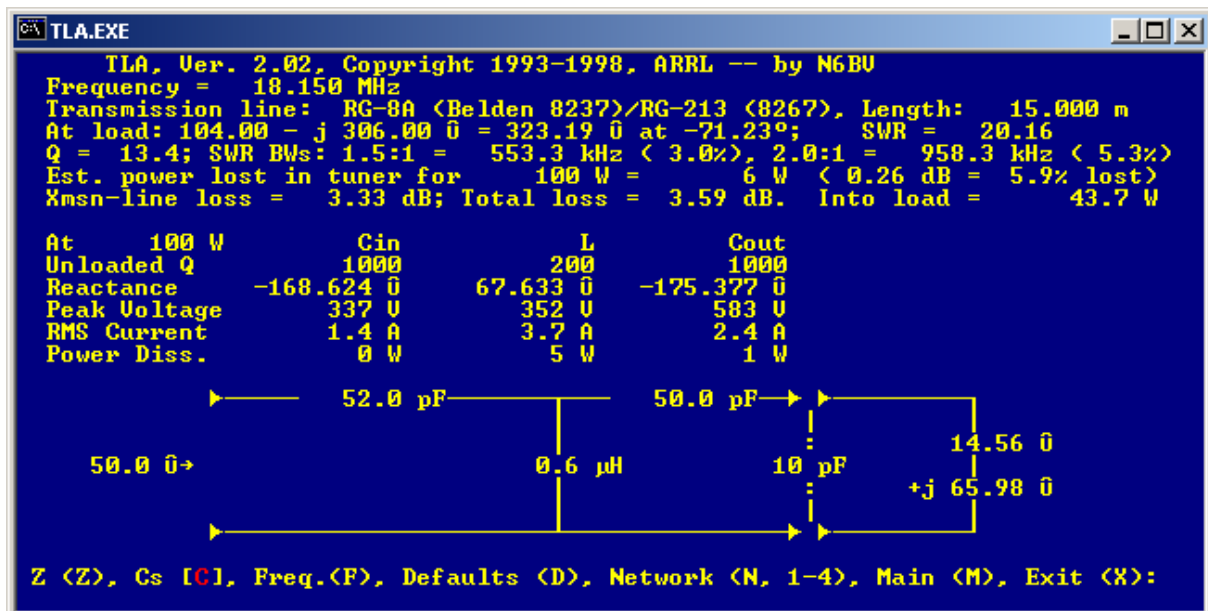
Leider wird diese Tatsache nicht von allen, erst recht nicht von den „selbst ernannten Antennenexperten“, verstanden. Nur so kann ich mir so manche konfuse Vorstellung über Antennen und Anpassungslösungen erklären.

Richtige Impedanzberechnung

Rechnen wir mit dem Beispiel auf 18.15 MHz weiter. Die Impedanz wird nun richtig aus $R = 104 \Omega$ und $-j 306 \Omega$ zusammengerechnet und wir erhalten ein Z von ca. 323Ω . Man könnte ein SWR von ca. 6,5 erwarten. Das ist aber falsch! Das SWR an der Antenne zu 50Ω ist jetzt 20,2!

Je größer der jX -Anteil (Blindkomponente) am komplexen Widerstand Z umso schlechter wird das SWR und eine evtl. Anpassung wird schwieriger.

Durch das 15m lange Koaxialkabel sind es am TRX dann ca. $Z = 67,6 \Omega$ mit $R = 14,6 \Omega$ und $+j 66 \Omega$. Das SWR beträgt am TRX nun ca. 9,9. Der interne TRX-Tuner kann das nicht mehr anpassen und es muss zusätzlich ein externer Tuner angeschlossen werden. Die Verluste liegen mit dem Koaxialkabel und Tuner bei weit über 50 %! Sofern der Tuner richtig eingestellt wurde. Das kann ohne Kenntnis der anliegenden Impedanzen noch viel schlimmer werden. Gerade bei dem hier gezeigten T-Tuner!



Auch hier hat das Koaxialkabel eine Impedanztransformation des komplexen Widerstands Z vorgenommen. Die nächste Resonanz des Dipols in diesem Frequenzbereich liegt bei ca. 18,9 MHz mit einer Impedanz von $Z=125 \text{ Ohm}$ mit dann $R=125 \text{ Ohm}$ und $jX=0 \text{ Ohm}$.

Da das Verhältnis Antennenhöhe zu Wellenlänge anders ist als im 80m-Band, macht sich u.a. der für das 17m-Band gegenüber dem 80m-Band unterschiedliche Verkürzungsfaktor bemerkbar. Der Oberwellenbetrieb hat so seine Tücken und es passt nicht so wie gedacht.

Die Resonanz einer Antenne und 50 Ohm (SWR 1:1) haben wenig bzw. selten miteinander zu tun!

Die Aussage „mein SWR ist 1:1, ich habe keinen Rücklauf, die Antenne ist in Resonanz und dadurch herrscht beste Performance“ wird leider von vielen Funkamateuren als Dogma propagiert. Das ist aber völliger Unsinn und kann mit einem grinsen abgetan werden.

Die Stehwelle und das SWR

Die Stehwelle als solches beschreibt lediglich die stehenden Wellen auf einer (Speise-) Leitung und ist nicht das SWR.

Das SWR ist das Stehwellenverhältnis - auch Stehwellenrelation - (englisch standing wave ratio, SWR) auf einem elektrischen Leiter und ergibt sich aus den Effektivspannungen der vor- und rücklaufenden Welle nach der Gleichung:

$$SWR = \frac{V + R}{V - R}$$

wobei V die Effektivspannung der vorlaufenden Welle und R die Effektivspannung der rücklaufenden Welle ist.

Nur aufgrund von Verlusten und TRX-Problemen ist ein SWR von ≤ 2 bzw. 3 mit einem Koaxialkabel anzustreben. Am Antennenanschlusspunkt sollten im speziellen bei der Koaxialkabelspeisung die Blindkomponenten minimiert werden.

Das Übertragen von zusätzlichen Blindkomponenten erzeugt immer größere Verluste.

Bei einer guten Zweidrahtleitung spielt das SWR eine untergeordnete Rolle. Die auftretenden Verluste einer Zweidrahtleitung durch ein hohes SWR betragen nur Bruchteile von dem eines Koaxialkabels bei gleichem SWR.

Die Zweidrahtleitung, Paralleldrahtleitung oder auch Hühnerleiter ist die verlustärmste und auch kostengünstigste Speiseleitung! Das gilt natürlich auch wenn eine Leitung zur Transformation benutzt wird.

Die Eigenschaften eines Kabels haben bei bestimmten Längen wegen der auftretenden Leitungsresonanzen unterschiedliche Wirkungen. Beträgt die Kabellänge genau ein Vielfaches der halben Wellenlänge ($L = n \cdot \lambda/2$), „sieht“ der Sender **unabhängig vom Wellenwiderstand des Kabels** und vom Wert des SWR den gleichen Wert des Abschlusswiderstandes.

Trotzdem kann der Leistungsverlust im Kabel erheblich sein.

Zum Beispiel bei einer J-Antenne mit Koaxialkabelstub. Dort wird am Ende eines $\lambda/2$ -Dipols das Koaxialkabel zur Transformation von mehreren 1000 Ω hin zu 50 Ω benutzt.

Beträgt die Kabellänge genau ein ungerades Vielfaches der viertel Wellenlänge ($L = (1+2n) \cdot \lambda/4$), transformiert das Kabel in einem besonderen Verhältnis und es gilt:

$$Z_{\text{Sender}} \cdot Z_{\text{Antenne}} = (Z_{\text{Kabel}})^2$$

Die Kabellänge ist dabei die elektrische Länge der Leitung und es muss daher der Verkürzungsfaktor einer Leitung mit berücksichtigt werden. Bei z.B. RG-58 ist $V=0,66$. Die Transformationseigenschaften einer Leitung werden zum Teil nutzbringend in einem Antennensystem ausgenutzt.

Verluste und Mantelwellen

Das gemessene SWR am TRX sagt nichts über das SWR auf der Speiseleitung und an der Antenne aus. Das SWR hat nichts mit der Leistungsfähigkeit einer Antenne zu tun.

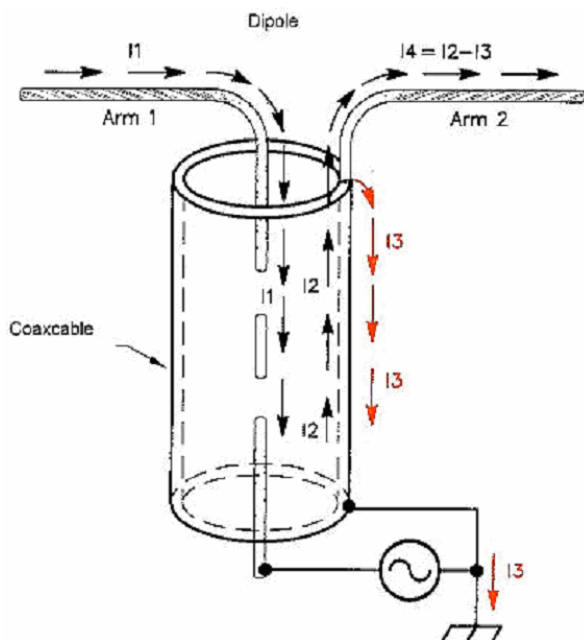
Somit können auch kaum Verlostausagen nur anhand des festgestellten SWR getroffen werden. Ist die Leitung gegenüber der Wellenlänge relativ kurz, so werden die Verluste bei schlechtem SWR noch überschaubar bleiben. Kann man die Anschlussimpedanz Z am TRX mit R und jX bestimmen, so kann auch eine Rückrechnung zur Antenne erfolgen und eine Verlustberechnung ermöglichen.

Für eine Verlustberechnung ist die bessere Betrachtungsweise von der Antenne über die Speiseleitung hin zum TRX.

Ein schlechtes am TRX gemessenes SWR kann zu weniger Systemverlusten führen als ein besseres SWR! Das SWR sagt nichts über die Leistungsfähigkeit einer Antenne aus! Das ist von der Antenne mit der komplexen Impedanz Z , der Antennenform, das eingesetzte Material u.s.w. und der Länge und Art der Speiseleitung abhängig.

Mantelwellen auf ein Koaxialkabel entstehen nicht durch ein schlechtes SWR.

Mantelwellen entstehen hauptsächlich durch Direkteinstrahlung und durch unzureichende Symmetrierung am Einspeisepunkt. **Das SWR spielt hierbei keine Rolle!**



Sobald die Ströme am Speisepunkt nicht symmetrisch sind, können sich Mantelwellen bilden die eine Abstrahlung erzeugen.

Genau wie an einer Zweidrahtleitung müssen beide Ströme (I_1 und I_2) gleich sein. Das ist unabhängig von der Antennenform. Egal ob Dipol oder Vertikalantenne.

Wird z.B. ein symmetrischer Dipol mit $2 \times 13,5\text{m}$ in 10m Höhe auf dem 80m Band mit Symmetrierglied betrieben, so ist dann das SWR ca. 390! Das würde aber weniger Mantelwellen erzeugen als ein nicht resonanter $13,5\text{m}$ langer Vertikalstrahler über schlechten Grund mit einem SWR von 3.

Ein Symmetrierglied (Balun, Mantelwellensperre) muss die komplexe Impedanz Z am Speisepunkt symmetrieren können. Daher ist es wichtig zu wissen welche Impedanzen überhaupt anliegen. Das gilt im Besonderen bei einem Mehrbandsystem.

Zitat von DF1BT: Mantelwellen und ein hohes SWR sind grundsätzlich zwei verschiedene Dinge. Von vielen Amateuren wird dennoch behauptet das ein Koaxkabel mit einem hohen SWR doch strahlt (heiße Geräte, Mikro usw). Ist dies der Fall, so hat das Kabel "Läuse und Flöhe".