

Ergänzung zum Beitrag „Mehrbandantennen mit CWL-Traps“ in FA 7/07, S. 759

Hier zu einem zweiten Vorstellungsmodell, mit dem wir die Funktionsweise der Antenne erklären können:

■ Zweibandbetrieb des unbelasteten Dipols

Auch ein herkömmlicher Dipol, ganz ohne Belastung durch einen Schwingkreis oder eine Verlängerungsinduktivität, hat schon mehr als eine Resonanz. Wir Amateure denken zwar in Viertelwellenlängen und bauen unsere Antennen meist so, dass die Länge einer Vertikal oder einem Dipolast, eben einer Viertelwellenlänge, entspricht. Schließlich zwingen uns die Platzverhältnisse meist zur kürzest möglichen Antenne. Aber Resonanz bedeutet nichts anderes, als dass die Eingangsimpedanz rein reell wird. An den Eingangsklemmen messen wir dann bei diesen Frequenzen nur einen Wirkwiderstand. Jedes Stück Draht, jede Antenne weist aber mehrere solche Frequenzen auf.

Nehmen wir einen Dipol der zweimal 5 m lang ist und sich in 7,5 m Höhe über idealer Erde befindet. Betrachten wir nun Bild 14. Hier ist der Impedanzverlauf des Dipols in Abhängigkeit der Frequenz dargestellt. Die rote Kurve zeigt den Blindwiderstand, die grüne Linie den Wirkwiderstand der Antenne. Die rote horizontale Linie entspricht einem Blindwiderstand von 0 Ω . Das heißt, der Blindwiderstand verschwindet und es ergibt sich nur ein reiner Wirkwiderstand der Antenne. Wir untersuchen den Frequenzbereich von 5 bis 50 MHz. Dabei stellen wir fest, dass die rote Kurve dreimal die horizontale Nulllinie schneidet. Einmal bei ca. 14,3 MHz, dann bei ca. 27,1 MHz und schließlich noch bei ca. 44,2 MHz. Es sind dies die drei Resonanzen des Dipols, die wir im untersuchten Bereich erwarten können. Zum einen die konventionelle Halbwellenresonanz bei 14,3 MHz. Hier ist jeder Dipolast elektrisch eine Viertelwellenlänge lang. Dann die Ganzwellenresonanz bei 27,1 MHz. Der Dipolast ist hier elektrisch eine halbe Wellenlänge lang. Und schließlich bei 44,2 MHz die 1,5- λ -Resonanz. Hier ist jeder Dipolast elektrisch drei Viertel Wellenlängen lang.

In diesem Bereich von 5 bis 50 MHz ist unser Dipol also dreimal in Resonanz. Zwei Resonanzen sind für uns besonders wichtig. Jene bei 0,5 und bei 1,5 λ elektrischer Länge. Der Wirkwiderstand an den

Eingangsklemmen ist hier relativ niedrig und liegt im Bereich um 50 Ω . Bei der Ganzwellenresonanz hingegen ist der Widerstand an den Eingangsklemmen sehr hoch und liegt bei etwa 2500 Ω . Bild 15 zeigt das SWV, dass sich bei direktem Anschluss eines 50- Ω -Kabels ergeben würde. Es zeigen sich hier deutlich die beiden Minima bei 0,5 und 1,5 λ .

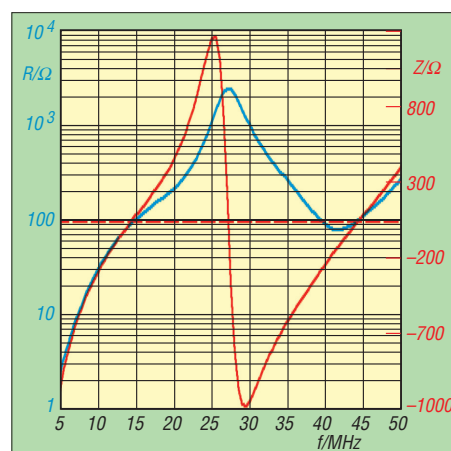


Bild 14: Wirk- und Blindwiderstand eines zweimal 5 m langen Dipols

■ Zweibandbetrieb des belasteten Dipols

Fügen wir nun in diesen Dipol eine Induktivität ein, so ändern sich die Resonanzfrequenzen. In unserem Modell haben wir 2,75 m vom Mittelpunkt des Dipols entfernt Induktivitäten mit je 2 μH eingefügt. Da uns die Ganzwellenresonanz nicht interessiert, schauen wir uns in Bild 15, blaue Kurve, wieder den SWV-Verlauf dieses Dipols an. Die beiden Resonanzen haben sich verschoben. Die Halbwellenresonanz ist jetzt von 14,3 MHz auf ca. 12,35 MHz gewandert. Auch die 1,5- λ -Resonanz ist nun niedriger. Statt bei 44,2 MHz liegt sie nun bei 36,7 MHz. Durch die Spulen wurden also beide Frequenzen verschoben. Gleichzeitig wurde auch der Abstand der beiden Resonanzfrequenzen voneinander verändert. Betrug er im ersten Fall 29,9 MHz beträgt er mit Spule 24,35 MHz.

Erhöhen wir nun den Wert der Spulen von 2 auf 17 μH , dann ergibt sich der in Bild 15, rote Kurve, gezeigte SWV-Verlauf. Die Antenne hat nun Resonanzen bei 7,02 MHz und bei 29,22 MHz. Durch Spulen im Antennenleiter haben wir die uns interessierenden 0,5- und 1,5- λ -Resonanzen nun in das 40- bzw. 10-m-Band geschoben. Die

Resonanz im 40-m-Band ist zwar sehr schmal, aber eindeutig erkennbar. Diese geringe Bandbreite ist aber kein Wunder, denn die Antenne weist ja nur die halbe Länge eines konventionellen Dipols auf.

Durch Änderung der Lage der Spule und des Induktivitätswertes können wir also die Resonanzen sowohl in ihrem Wert als auch in ihrem Abstand voneinander beeinflussen. Genau dies passiert bei Antennen mit CWL-Traps. Die niedrigere Resonanzfrequenz (f_2) entspricht dabei einer Halbwellenresonanz. Die höhere Resonanzfrequenz (f_1) der 1,5- λ -Resonanz. Elektrisch gesehen ist also in einem Fall ein Dipolast (oder analog eine Vertikal) eine Viertelwellenlänge lang. Bei der an-

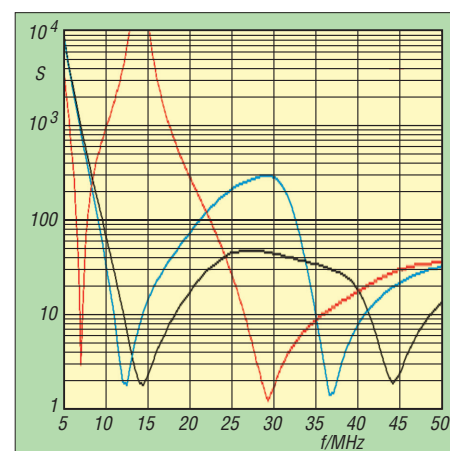


Bild 15: SWV dieses Dipols an einem 50- Ω -Kabel (schwarz); dasselbe bei Einfügen von 2- μH -Induktivitäten (blau) und schließlich mit 17- μH -Induktivitäten (rot); die Resonanzen liegen jetzt im 40- bzw. 10-m-Band.

deren Resonanzfrequenz ergibt sich eine elektrische Länge von 0,75 λ für den Dipolast.

Allerdings ist die Stromverteilung gegenüber einer Antenne voller Länge geändert. Es zeigt sich, dass bei der höheren Resonanzfrequenz (f_1) minimaler Strom an jenem Punkt auftritt, den wir bei der Erklärung als Trap-Antenne als gedachten Punkt am Leiter beim Zusammenschluss von l_0 und l_1 angenommen haben.

Die elektrischen Längen für die höhere Resonanz f_1 zeigt Bild 16. Die elektrische Länge ist dabei keinesfalls identisch mit der physischen Länge. Der CWL-Trap ist üblicherweise wesentlich kürzer als der Leiterteil l_0 . Dennoch weist er, aufgrund der Verlängerungswirkung der Spule, eine elektrische Länge einer halben Wellenlänge auf.

In Bild 17 ist nun die Situation für die zweite, niedrigere Resonanzfrequenz f_2 dargestellt. Der Dipolast ist bei der niedrigeren Resonanzfrequenz elektrisch eine Viertelwellenlänge lang.

Für die Betrachtung in Wellenlängen kann man also sagen, dass der CWL-Trap bei

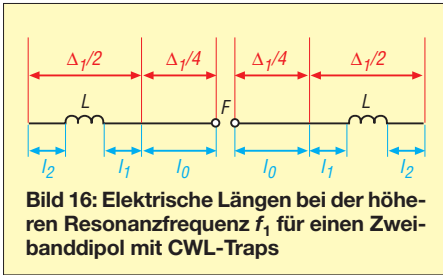


Bild 16: Elektrische Längen bei der höheren Resonanzfrequenz f_1 für einen Zweibanddipol mit CWL-Traps

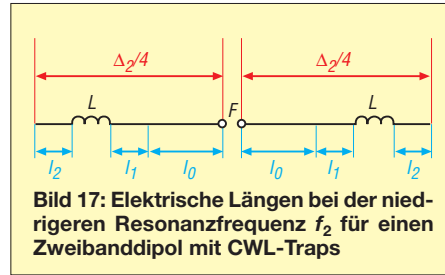


Bild 17: Elektrische Längen bei der niedrigeren Resonanzfrequenz f_2 für einen Zweibanddipol mit CWL-Traps

der höheren Resonanzfrequenz elektrisch eine halbe Wellenlänge lang ist. Dies entspricht aber im Prinzip auch der Sperrkreisbedingung. Nämlich, dass dieser Antennenabschnitt an seinen Enden eine sehr hohe bzw. unendliche Impedanz aufweist. Je kürzer der CWL-Trap wird, desto größer wird diese Impedanz. Der davor liegende Leiterteil l_0 andererseits ist elektrisch eine Viertelwellenlänge lang. Die Gesamtantenne arbeitet dann als $1,5 \cdot \lambda$ -Dipol. Die niedrigere Resonanzfrequenz wiederum ergibt sich als Halbwellenresonanz. Der gesamte Dipolabschnitt ist hier elektrisch, unter Wirkung der Verlängerungsspule, eine Viertelwellenlänge lang.

■ Ermittlung von Lage und Größe der Spule

Beide Vorstellungsmodelle führen also zum selben Ergebnis. Und sind in ihrer mathematischen Lösung auch gleich. Um jetzt eine solche Antenne auch verwirklichen zu können, müssen wir die Längen der einzelnen Leiterabschnitte sowie die Spule berechnen. Die entsprechenden Bedingungen können aus der Leitungstheorie hergeleitet werden. Wer sich näher dafür interessiert, sei auf [4] verwiesen. Wir beschränken uns hier darauf, die sich ergebenden Berechnungsformeln anzuführen. Wir gehen davon aus, dass wir für zwei bestimmte Resonanzfrequenzen f_1 und f_2 bzw. die entsprechenden Wellenlängen λ_1 und λ_2 eine Antenne konstruieren wollen. f_1 sei dabei die höhere Frequenz, f_2 die niedrigere. Es gilt also $f_1 > f_2$ bzw. $\lambda_1 < \lambda_2$. Wir legen eine Gesamtlänge l_{ges} für die Antenne fest. Diese setzt sich aus den Abschnitten l_0 , l_1 und l_2 zusammen. Diese Gesamtlänge muss nun größer als $\lambda_1/4$ sein. Andererseits ist sie kleiner als $\lambda_2/4$. Innerhalb dieser Grenzen können wir die Gesamtlänge weitgehend frei wählen. Der Leiter vom Speisepunkt der Antenne bis zur Spule ist zwar durchgehend aus ei-

nem Stück ausgeführt. Für das Verständnis der Antenne, aber auch für die Berechnung, haben wir diesen Teil gedanklich in die Abschnitte l_0 und l_1 unterteilt. Für die höhere Resonanzfrequenz muss l_0 einer Viertelwellenlänge entsprechen. Damit können wir bereits einen Teil des ersten Leiterabschnittes festlegen:

$$l_0 = VF \cdot \frac{\lambda_1}{4}.$$

VF ist dabei der Verkürzungsfaktor. Hier ist zu beachten, dass dieser Verkürzungsfaktor, aufgrund der sich ändernden Ausbreitungsgeschwindigkeit am Leiter, etwas anders zu wählen ist, als bei Monobandantennen. Gute Ergebnisse habe ich erzielt, wenn der Verkürzungsfaktor mit ungefähr 0,95 angesetzt wird. Dies gilt für einen blanken Leiter. Wird Draht verwendet, der eine PVC-Isolation verwendet, ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit geringer. Der Verkürzungsfaktor ist dann noch etwas niedriger anzusetzen.

Nun berechnen wir jenen Induktivitätswert für die Spule, der den CWL-Trap bei f_1 resonant macht. Dazu benötigen wir die Wellenwiderstände der Leiterabschnitte. Für die Längen l_1 und l_2 ergeben sich folgende Wellenwiderstände:

$$Z_{S1} = 60 \cdot \left(\ln \frac{4 l_1}{d_1} - 1 \right), \quad (1)$$

$$Z_{S2} = 60 \cdot \left(\ln \frac{4 l_2}{d_2} - 1 \right). \quad (2)$$

Dabei ist:

l_1, l_2 = Länge der Leiter l_1 bzw. l_2 ,
 d_1, d_2 = Durchmesser der Leiter l_1 bzw. l_2 ,
 Z_{S1} bzw. Z_{S2} = Wellenwiderstände der Leiter l_1 bzw. l_2 .

Um Resonanz bei f_1 zu erzielen, gilt dann für den Blindwiderstand der Spule bei der höheren Resonanzfrequenz

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot L =$$

$$\frac{Z_{S1}}{\tan \left(2 \cdot \pi \cdot \frac{l_1}{\lambda_1} \right)} + \frac{Z_{S2}}{\tan \left(2 \cdot \pi \cdot \frac{l_2}{\lambda_1} \right)}. \quad (3)$$

Aus dieser Gleichung kann man den Wert der Induktivität L bei unterschiedlichen Längen l_1 und l_2 berechnen. Dabei ist die gesamte für l_1 und l_2 vorhandene Leiterlänge durch die Gesamtlänge l_{ges} des Dipolastes und die vorher bestimmte Länge l_0 festgelegt. Es gilt:

$$l_1 + l_2 = l_{\text{ges}} - l_0. \quad (4)$$

Ändern wir also in Gleichung 3 die Werte von l_1 und l_2 , dann erhalten wir eine Kurve für die Induktivität L in Abhängigkeit der Lage der Spule. Dabei ist die Summe aus l_1 und l_2 entsprechend Gleichung 4 vorgegeben.

Diese Kurve müssen wir nun mit der zweiten Kurve schneiden. Diese zweite Kurve ist der Wert der Induktivität für die zweite Frequenz f_2 . Diese kann einfach aus der Verlängerungswirkung der Spule berechnet werden. Dazu benötigen vorerst noch den Wellenwiderstand des Leiters vom Speisepunkt bis zur Spule, also der Länge $l_0 + l_1$:

$$Z_{S3} = 60 \cdot \left(\ln \frac{4 (l_0 + l_1)}{d1} - 1 \right). \quad (5)$$

Damit kann dann der Wert der Induktivität für f_2 bestimmt werden:

$$X_{L2} = 2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot L = \frac{Z_{S2}}{\tan \left(2 \pi \frac{l_2}{\lambda_2} \right)} - Z_{S3} \cdot \tan \left(2 \pi \cdot \frac{l_0 + l_1}{\lambda_2} \right). \quad (6)$$

Auch nach Gleichung 6 ändern wir die Längen l_1 und l_2 und berechnen die entsprechende Induktivität L . Das ergibt dann die zweite Kurve für unsere grafische Lösung. Beim Schnittpunkt beider Kurven haben wir dann den richtigen Wert für die Spule sowie ihre Lage. Das Ganze geht freilich mit dem Excel-Arbeitsblatt vom FA-Downloadbereich viel eleganter.

oe5cw1@energiedetektiv.com

Literatur

- [4] Weigl, J., OE5CWL/OE6CWL, A Novel Way to build Multiband Antennas, Homepage des OAFV: www.oe5.oevsv.at/basteln_js/technik/afu_betrieb/antennen/multiband/novelafu01.pdf