Ankopplung kurzer Dipole im 160 m Band

Mitteilungen aus dem Institut
für Umwelttechnik
Nonnweiler-Saar
Dr. Schau
DL3LH

Vorwort:

Die Wintermonate stehen vor der Tür und damit geht es wieder aufwärts mit den Aktivitäten im 160 m Band. Ist nicht genügend Platz für eine passende Antenne von rund 80 m Länge vorhanden, wird meist der Dipol für die höheren Bänder als Antenne für das 160 m Band genutzt. Im Verhältnis zur verwendeten Wellenlänge wird solch ein Dipol weit unterhalb seiner natürlichen Resonanz betrieben.

Die Fußpunktimpedanz ist in der Serienersatzschaltung ein kleiner ohmscher Strahlungswiderstand in Serie mit einem hohen kapazitiven Blindanteil. Diese Tatsache für sich allein wäre ohne Bedeutung, wenn nicht die Zuleitung zum Sender und die Anpassschaltung bei diesen Impedanzverhältnissen enorme Verluste verursachen würden.

Es muss also ein Weg gefunden werden, die Verluste so gering wie möglich zu halten, damit die teuer erzeugte HF Leistung oben an der Antenne zur Abstrahlung gelangt und nicht nur in Wärme gewandelt wird.

Es gibt für die Optimierung eine Reihe von Möglichkeiten, die wir der Reihe nach berechnen. Ausgangspunkt ist die Impedanz des 80 m Dipols bei Betrieb im 160m Band.

Dieser berechnet sich zu etwa $\underline{Z}$ = (4,5 – j 1050) Ω bei einem Antennengewinn von G = 5,5 dB.

1. Anpassschaltung direkt an der Antenne

1.1

Würde man eine verlustarme Anpassschaltung direkt an der Antenne verwenden und auf 50 Ω transformieren, ergäben sich bei einer normalen Spulengüte von Q_L = 50 Verluste im Anpassnetzwerk von L = 10.29 dB.

1.2

Würde man eine 10 m lange 600 Ω Leitung verwenden und dann ein LC-Anpassnetzwerk mit gleicher Spulengüte, dann würden Verluste von L = 9.88 dB auftreten, wobei die Verluste auf der Zweidrahtleitung sich zu L = 1.514 dB berechnen und das VSWR = 372.08 die übertragbare Leistung reduziert. Beide Leistungsverluste nach 2.1 und 2.2 sind zu hoch.

2. Kompensation des Blindanteils am Fußpunkt der Antenne

Angenommen man könnte die kapazitive Blindkomponente durch ein Serienblindelement kompensieren, dann ist die Last lediglich R = 4.5 Ω. Mit einer Spulengüte des APN von Q = 50 für zwei mögliche Varianten berechnen sich folgende Verluste:

1. Variante

LC–Netzwerk oben an der Antenne inkl. eines 20 m Koaxkabels zum Sender. Der Gesamtverlust: L = 0.40 dB.

2. Variante

LC-Netzwerk hinter dem Sender, Symmetrierung, 20 m 600 Ω Hühnerleiter zur Antenne. Der Gesamtverlust L = 2.59 dB. Das sieht nach wenig aus, doch gehen bei einer verfügbaren Leistung von Pv = 1000 W immerhin rund 450 W in Wärme verloren.

Der hohe kapazitive Anteil der Antennenimpedanz macht uns also die Probleme.

Mit Variante 1 könnten wir eine Lösung gefunden haben. Die Aufgabe, die noch gelöst werden muss, ist die Kompensation des kapazitiven Blindanteils direkt oben an der Antenne.

2.1 Kompensation durch eine Serieninduktivität

Mit einer Serieninduktivität von L = 87.5 µH oder einem j X_L = j 1050 Ω kann Resonanz erreicht werden. Die verbleibende Last ist Rs = 4.5 Ω.

Bei einer Spulengüte von Q = 50 ist der Serienverlustwiderstand Rv = 1050 Ω / 50 = 21 Ω und damit größer als der Strahlungswiderstand.

Die Leistung am Strahlungswiderstand wäre Pant = 172.8 W und am Verlustwiderstand P_{ver} = 806.07 W, die Gesamtleistung Pout = 978.8 W.

Der einzige „Vorteil“, die Anpassschaltung hätte nur noch L = 0.09 dB Verlust, weil diese jetzt nicht mehr auf 4,5 Ω, sondern auf R = (21 + 4,5) Ω = 25, Ω anpassen muss.

Der Wirkungsgrad ist η = 4.5 / (4.5 + 21) * 100 % = 17,64 %. Daher kann diese Lösung verworfen werden

2.2 Vergrößern der Güte im Anpassnetzwerk

Angenommen wir könnten die Güte der Spule im Anpassnetzwerk auf Q = 100 erhöhen, dann bleiben Gesamtverluste von immerhin noch L = 7,2 dB.
Bei einer Eingangsleistung von Pe = 1000 W wäre der Leistungsverlust allein in der Spule Pv_L = 690 W und in der Kapazität Pvc = 41 W - immer noch enorm hoch. Wir müssen nach einer anderen Möglichkeit suchen.

2.3 Kompensation durch eine Stichleitung

Da wir die Antenne für die Bänder 80 m und höher verwenden wollen, brauchen wir eine „zuschaltbare Anordnung“ nur für den 160 m Bereich. Das könnte mit einer am Ende kurzgeschlossenen Stichleitung erreicht werden. Um den Einfluss der Stichleitung im normalen Betrieb so gering wie möglich zu halten, könnte diese Stichleitung durch ein Relais am oberen Ende kurzgeschlossen werden. Wie funktioniert die Kompensation mit einer Stichleitung?

3. Leitungsabschnitt als Scheinwiderstand

3.1 Kurzgeschlossene- oder leer laufende Leitung

Eine kurzgeschlossene oder leer laufende Leitung hat je nach Verhältnis von Länge zu Wellenlänge λ die Eigenschaft einer Induktivität oder Kapazität und bei l = λ/4 die Eigenschaften eines Serien- oder Parallelkreises.

Als Kurzschlusswiderstand wird der Eingangswiderstand einer Leitung bezeichnet, die am Ende kurzgeschlossen ist. Es gilt für den Kurzschlusswiderstand nach /1/

$$\underline{Z}_k = \underline{Z}o \tanh(\underline{\gamma}\, l) \qquad \text{(Gl.1)}$$

mit Zo als komplexer Wellenwiderstand, $\underline{\gamma}$ als komplexe Ausbreitungskonstante und l als Länge der Leitung. Dabei ist

$$\underline{\gamma} = \alpha + j\,\beta. \qquad \text{(Gl.2)}$$

mit der Dämpfungskonstanten α und der Phasenkonstanten β.

Der Leerlaufwiderstand ist der Eingangswiderstand der Leitung bei offenem Leitungsende

$$Z_{leer} = \underline{Z}o \coth(\underline{\gamma}\, l) \qquad \text{(Gl.3)}$$

tanh $\underline{x}$, bzw. coth $\underline{x}$ sind die Hyperbelfunktionen mit komplexem Argument.

Multipliziert man (Gl 3) und (Gl 1) so erhält man die bekannte Beziehung

$$Z_k * Z_{leer} = \underline{Z}o^2, \qquad \text{(Gl.4)}$$

das Produkt aus Leerlauf- und Kurzschluss - widerstand ergibt das Quadrat des Wellenwiderstands /1/.

Dividiert man (Gl.1) und (Gl.3) dann folgt

$$\underline{Z}_k / \underline{Z}_{leer} = \tanh^2(\underline{\gamma}\, l). \qquad \text{(Gl.5)}$$

Die Gleichungen können nach $\underline{Z}o$ und $\underline{\gamma}\, l$ aufgelöst werden und wir erhalten

$$\underline{Z}o = \sqrt{\underline{Z}_k * \underline{Z}_{leer}} \qquad \text{(Gl.6)}$$

und

$$e^{2\gamma l} = [1 + \sqrt{(\underline{Z}_k / \underline{Z}_{leer})}\,] / [1 - \sqrt{(\underline{Z}_k / \underline{Z}_{leer})}\,]. \qquad \text{(Gl.7)}$$

zwei einfache Beziehungen.
Damit lassen sich die Leitungskenngrößen einfach aus dem Leerlauf- und Kurzschlusswiderstand beliebiger Leitungsstücke berechnen oder durch Messung bestimmen.

Die besonderen Eigenschaften der kurzgeschlossenen oder leer laufenden Leitung können sofort bei einer verlustlosen Leitung übersehen werden.
Ist die Dämpfungskonstante α = 0, dann ist nach (Gl.2) $\underline{\gamma} = j\,\beta$ und aus (Gl.1) wird

$$\underline{Z}_k = j\, \underline{Z}o \tan(\beta\, l) \qquad \text{(Gl.8)}$$

und

$$Z_{leer} = -j\, \underline{Z}o \cot(\beta\, l) = -j\, Zo\, 1/\tan(\beta\, l). \qquad \text{(Gl.9)}$$

Kurz- und Leerlaufwiderstand der verlustlosen Leitung sind reine Blindwiderstände. Ihre Beträge folgen der tan- bzw. cot – Funktion. Die Tangens - Funktion ist bei einem Winkel von 0° gleich Null und bei einem Winkel von 90° unendlich. Da cot x = 1 / tan x ist, ist deren Verlauf um 90° oder π/2 verschoben.
Der Blindwiderstand einer kurzgeschlossenen Leitung mit einer Länge l < λ/4 ist eine Induktivität, die der offenen Leitung eine Kapazität. Insbesondere für l = λ /4 ist $\underline{Z}_k = \infty$ und $\underline{Z}_{leer} = 0$ und für l = λ/2 ist $\underline{Z}_k = 0$ und $\underline{Z}_{leer} = \infty$.

Mit einer Leitung veränderliche Länge können induktive oder kapazitive Blindwiderstände beliebiger Größe erreicht werden. $\underline{Z}_k$ und $\underline{Z}_{leer}$ hängen von der Frequenz ab.
Beschränken wir uns auf kleine Leitungslängen, dann folgt nach (Gl.8) bei geringen Verlusten des Leitungsabschnittes

$$\underline{Z}_k \approx \; j\, Zo \;(\beta\, l) = j\, Zo\, (2\pi / \lambda) * l \qquad \text{(Gl.10)}$$

d.h. eine im Verhältnis zur Wellenlänge kurze Leitung verhält sich genau wie eine Induktivität.

Bei Leitungslängen in der Nähe von $l = \lambda /4$ bzw. $l = \lambda /2$ verhalten sich Leitungen wie Parallel- oder Serienschwingkreise.
Wir untersuchen den Kurzschlusswiderstand einer verlustbehafteten Leitung. Dazu benötigen wir die Hyperbelfunktion für komplexes Argument

$$\tanh (\underline{\gamma}\, l) = \tanh (\alpha \; + j\, \beta)\, l = \qquad \text{(Gl.11)}$$

$$= [\tanh (\alpha l) + j \tan (\beta l)] / [1 + j \tanh (\alpha l)*\tan (\beta l)]$$

und daraus die Eingangsimpedanz einer kurz geschlossenen Leitung der Länge l

$$\underline{Z}_k = \underline{Z}o\, [\, \tanh \alpha l + j \tan\beta l] / [1 + j \tanh \alpha l * \tan \beta l]. \qquad \text{(Gl.12)}$$

Sind die Verluste klein, dann ist $\alpha l << 1$ und der Wellenwiderstand nahezu reell. Es gilt dann

$$Zo \approx \sqrt{L` / C`} \qquad \text{(Gl.13)}$$

und berechnet sich aus den Leitungsbelägen /1/.
Die Phasenkonstante wird

$$\beta = \omega \sqrt{(L` * \; C`)}. \qquad \text{(Gl.14)}$$

Hat die Leitung eine Länge von $l = \lambda /4$, dann wird $\underline{Z}_k$ sehr groß und verhält sich ähnlich einem Parallelschwingkreis. Durch Vergleich mit den Elementen eines Parallel-Schwingkreises mit denen der Leitung in der Nähe der Resonanzfrequenz, berechnen sich die einfachen Zusammenhänge für die Elemente des Schwingkreises

$$R = Zo / (\alpha * l) \qquad \text{(Gl.15)}$$

$$L = 8 /\pi^2 * \; L` * l \qquad \text{(Gl.16)}$$

$$C = ½ * \; C ` * l \qquad \text{(Gl.17)}$$

Von den Leitungsbelägen der Leitung geht die Induktivität nahezu voll in die Ersatzschaltung ein, während die Kapazität nur zur Hälfte in Ansatz kommt. Die Resonanzfrequenz wird mit (Gl.16, 17)

$$\omega_o^2 = (\pi / 2\, l) \; * 1/ \sqrt{L´\, C`}. \qquad \text{(Gl.18)}$$

Hält man L und C konstant und verändert die Frequenz bis die Spannung am Kreis um den Faktor $1 / \sqrt{2}$ abgefallen ist, dann ist die Güte definiert zu

$$Q = \; \omega_o / 2\, \Delta\omega \qquad \text{(Gl.19)}$$

wobei $2\; \Delta\omega$ die Differenz zwischen oberer und unterer Kreisfrequenz ist.
Bei konstanter Frequenz und variabler Kapazität berechnet sich die Güte zu

$$Q = 2\, Co / (\, C_2 - C_1) \qquad \text{(Gl.20)}$$

mit Co als Kapazität bei der Resonanzfrequenz in der Mitte der Resonanzkurve und C_2, C_1 die eingestellten Kapazitäten an den Bandgrenzen,
dort wo die Spannung am Kreis um den Faktor
$A = 1/ \sqrt{2}$ gegenüber der Spannung bei Resonanz abgefallen und der Phasenwinkel zwischen Strom und Spannung $\Omega = \pm 45$ Grad ist.
Die Spannungsüberhöhung an einem Blindelement des Serienkreises oder die Stromüberhöhung im Blindelement des Parallelkreises ist nach /1/

$$A = \; (1 + Q^2), \qquad \text{(Gl.21)}$$

dabei wird vorausgesetzt, dass der Serienkreis mit konstanter Spannung U_o und der Parallelkreis mit konstantem Strom I_o gespeist werden.

Mit den Elementen eines Parallelresonanzkreises (Gp = Verlustleitwert) gilt nach /1/ für die Bandbreite

$$B_p = Gp \; / 2\, \pi\, C \; = \; fo / Q \qquad \text{(Gl.22)}$$

und ist nur von der Kapazität abhängig und nicht von der Induktivität. Große Bandbreiten - geringe Verlusten im Kreis - werden mit kleinen Kapazitäten erreicht.

Beim Serienresonanzkreis ist die Bandbreite

$$Bs = Rs / 2\, \pi\, L = fo / Q \qquad \text{(Gl.23)}$$

und nur abhängig vom numerischen Wert der

Induktivität und nicht von der Kapazität. Große Bandbreiten - geringe Verluste - werden mit einer kleinen Induktivität erreicht. Parallel- und Serienkreis sind dual zu einander /1/.

Bei den Halbwertspunkten der Resonanzkurve des Parallelkreises ist der Blindleitwert B gleich dem Wirkleitwert Gp (Bild 1) und der Phasenwinkel $\varphi = 45^o$.

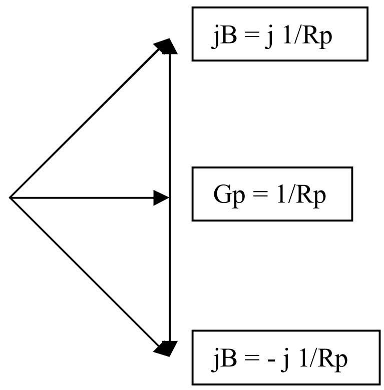

Bild 1: Leitwertdiagramm eines Parallel - schwingkreises

Wir erhalten nach ein wenig Rechnung für den Blindanteil jB

$$jB = j\,\alpha\, l\, /\, Zo \qquad \text{(Gl.24)}$$

und die Güte des $l = \lambda/4$ Resonantors

$$Q = \pi\, /\, (4\, \alpha\, l) = \pi\, /\, (\alpha\, \lambda) \qquad \text{(Gl.25)}$$

Ersetzt man in (Gl.20) die Wellenlänge durch die Phasenkonstante dann ist

$$Q = \beta\, /\, (\, 2\, \alpha\,) \qquad \text{(Gl.26)}$$

die Güte für Leitungs-Resonatoren aus Doppell-leitungen beliebiger Länge.

Beispiel 3.1

Wir berechnen die Güte einer 10 m langen Stichleitung mit den Wellenwiderstand Zo = 600 Ω bei der Frequenz f = 1,9 MHz. Die Phasenkonstante ist $\beta = 2\,\pi\,/\,\lambda = 2\,\pi\, f\,/\,c = 360^o * 1{,}9\ \text{MHz} / 3\ 10^8$ m/s = $2{,}28^o$ / m.
Die 10 m lange Leitung dreht die Phase um $\varphi = 22.8^o$, umgerechnet ins Winkelmaß β = 0,397935069 rad pro 10 m. Die Dämpfung der Leitung ist bei der Frequenz f = 1,9 MHz /1/ d = 0,074 dB / 100 m bei totaler Anpassung.

Wir rechnen den dB Wert in Neper um (`1Neper entspricht 8,686 dB) und erhalten α = 0,008519456 N / 100 m und daraus die Güte der Leitung nach (Gl.21) Q = 233.
Die Bandbreite ist B = fo /Q = 1900 KHz / 233 = 8,15 KHz. Mit einer Leitung können Güten erreicht werden, die mit konzentrierten Elementen nur schwer zu erreichen sind.
Wie die Rechnung auch zeigt, fällt die Länge der Leitung aus der Berechnung heraus, so dass (Gl.25 u. 26) für Leitungen beliebiger Länge gilt.

4. Kompensation des Blindanteils direkt an der Antenne

4.1 Kompensation mit einer kurzgeschlossenen Stichleitung

Eine Lösung ist die Kompensation der Blindkomponente direkt an der Antenne mit einer verlustarmen Stichleitung.
Wir verwenden dazu eine am Ende kurzgeschlossene Leitung und erhalten mit (Gl.8) die Bedingung für Resonanz

$$j\, \underline{Z}o \tan(\beta\, l) - j\, Xp = 0 \qquad \text{(Gl.27)}$$

oder auch

$$\underline{Z}o \tan(\beta\, l) = Xp \qquad \text{(Gl.28)}$$

und daraus die Leitungslänge

$$l = 1\, /\, \beta * \text{artan}\,(Xp\, /Zo) \qquad \text{(Gl.29)}$$

mit $\beta = 360^o / \lambda$ oder $2\pi / \lambda$.

Setzen wir den Wert für die Antennenimpedanz Xc = 1050 Ω ein, so erhalten wir sofort die erforderliche Leitungslänge $l = 157{,}89$ m / 360^o * arctan(1050/500) = 26,42 m.
Mit der oben berechneten Güte Q = 233 ist der Verlustwiderstand R_v = 1050 /233 = 4,5 Ω, so dass der Wirkungsgrad auf ή = 4,5 / 9 * 100% = 50 % ist.

Mit dem Verkürzungsfaktor vk = 0,92 ist die geometrische Länge der kurzgeschlossenen Leitung dann l_{geo} = 24,31 m.

4.2 Kompensation mit einer offenen Stichleitung

Wahlweise berechnen wir noch die Kompensation einmal mit einer offenen Leitung, die länger als $l = \lambda /4$ sein muss, damit die Eingangsimpedanz induktiv wird. Mit (Gl.9) ist die Bedingung für Kompensation

$$- j \underline{Z}o \cot (\beta l) - j Xp = 0. \qquad \text{(Gl.30)}$$

Man kann sich das Leben vereinfachen, wenn man bedenkt, dass die leer laufende Leitung aus der kurzgeschlossenen hervorgeht, wenn man die Länge $l = \lambda/4$ addiert. Die Länge der offenen Leitung ist dann l = 26.42 m + 157.89 m/4 = 65,89 m bzw. die geometrische Länge l_{geo} = 60,62 m. Diese Länge ist normal zu lang.
Wir können diese aber durch einen passenden Kondensator am Leitungsende verkürzen und haben damit auch eine Möglichkeit zur Abstimmung.
Nach /8/ ist die Verkürzung $d = \lambda / 360^o * \arctan(\omega C * Z_o)$ und erreicht maximal den Wert $d_{max} = \lambda/4$. Wir nehmen zur Probe eine Kapazität von C = 800 pF und berechnen die Verkürzung der 600 Ω Leitung zu d = 35,15 m, so dass die Gesamtlänge von l = 25,47 m bleibt – immer noch reichlich lang.
Die Güte wurde in Beispiel 3.1 berechnet und ist Q = 233. Der Verlustwiderstand der Induktivität P_{vL} = 1050 Ω / 233 = 4,50 Ω und leider in der gleichen Größenordnung wie der Strahlungswiderstand. Der Wirkungsgrad entsprechend 50%.

5. Dipol mit Endkapazitäten

Die verlustärmste Möglichkeit ist immer die Fußpunktimpedanz durch Veränderungen an der Antenne zu bewirken. Es gilt auch heute noch, dass die Antenne der beste HF Verstärker ist.
Am Ende des Dipols angebrachte Kapazitäten verlängern diesen ohne zusätzliche Verluste. Eine vor die Kapazität geschaltet Spule erhöht noch deren Wirkungen. Der Strahlungswiderstand kann auf diese Weise um den Faktor 4 bis 5 erhöht werden. Die Folge dieser interessanten Maßnahme ist die Verringerung der Gesamtverluste in der Antennenanlage auf unter etwa L = 1.1 dB inkl. der Anpassschaltung und einem LC – Anpassnetzwerk mit Q = 100. Hier sei auf /10/ verwiesen. Dort sind alle Berechnungen detailliert dargestellt.

6. Antenne als Faltdipol

Es gibt eine weitere Möglichkeit der Änderung der Fußpunktimpedanz und Optimierung. Man ersetzt den einfachen Dipol durch einen Faltdipol, der auch auf den höheren Bändern verwendet werden kann /9/.
Wird der induktive Anteil am Fußpunkt der Antenne durch eine Kapazität kompensiert ist die Antennenimpedanz reell und etwa R = 30 Ω.
Der Gesamtverlust, Anpassnetzwerk, 20 m Hühnerleiter beträgt in etwa noch, L = 0,85 dB.
Die Kompensation erfolgt direkt oben an der Antenne. Die erforderliche Serien-Kapazität ist etwa C = 40 pF, die für den Antennenstrom ausgelegt sein muss. Dieser Kompensations-Kondensator wird beim Betrieb auf den anderen Bändern durch ein HF-taugliches Relais kurzgeschlossen.

7. Antenne gefaltet

Eine weitere Möglichkeit besteht in der Faltung der Antenne. Der Strahlungswiderstand wird ohne nennenswerte Verluste erhöht und die Gesamtverluste in der Antennenanlage verringert.
Für die Berechnung sei auf /10/ verwiesen.

8. Zusammenfassung

Für die Verwendung eines im 80 m Band resonanten Dipols beim Betrieb im 160 m Band gibt es eine Fülle von Möglichkeiten. Die verlustärmste herauszufinden, war Ziel dieses Beitrages.
Wir verwenden einen Faltdipol anstelle des gestreckten Dipols oder einen Dipol mit Endkapazitäten – wenn das von den örtlichen Gegebenheiten machbar ist. Die symmetrische 600 Ω Leitung zum Sender kann 10 oder 20 m lang sein, die Verluste sind inkl. der LC-Anpassschaltung immer gering und meist kleiner 1 dB. Das geschlossene System hat Vorteile in Bezug auf symmetrische Störungen, wenn der Balun sekundär in der Mitte geerdet wird.

Eine Fülle von Überlegungen sind notwendig um eine Antennenanlage zu optimieren. Würde man nicht rechnen, so wäre man eine Ewigkeit damit beschäftigt die günstigste Lösung herauszufinden oder zu messen, denn die Verluste zeigen sich nur in seltenen Fällen durch verbrannte, ausgeglühte Leitungsstücke oder Spulen.

DL3LH, Walter
wa-schau@t-online.de
dl3lh@gmx.de
www.heide-holst.de

Literatur

/1/ Verluste auf dem Weg zur Antenne, DL3LH

/2/ Antennenmesstechnik I - III, DL3LH

/3/ Mythos „ Balun “ , DL3LH

/4/ Mythos “ Resonante Antenne“ , DL3LH

/5/ T-Koppler, DL3LH

/6/ Das Pi-Filter mit Verlusten, DL3LH

/7/ Passive Netzwerke zur Anpassung, DL3LH

/8/ Kapazitive Hüte für Antennen, DL3LH

/9/ Mythos Faltdipol

/10/ Kurze Antennen, Gerd Janzen, S. 244 ff