

Antennen Technik

**Sinn und Unsinn
der Verlängerungsspule
bei kurzen Mobil-Antennen**

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

1. Einführung

Das vollständige System der Maxwell'schen Gleichungen beschreibt eindeutig die Verhältnisse aller Antennen, so auch die der kurzen. Mit den Integralsätzen von Gauss, Green, Stokes und dem Biot-Savartschen Gesetz lassen sich alle Randwertaufgaben lösen. Ausgehend von der schwingenden Ladung mit dem differentiellen Abstand Δl kann durch Integration das reaktive Nahfeld und das Fernfeld der Antenne, sowie der Einfluss unterschiedlicher Bodenverhältnisse berechnet werden.

Diese Kurzstudie befasst sich mit sinusförmigen Vorgängen um die Eleganz der komplexe Darstellung zu verwenden. Gepulste Signale müssen mittels Fourier-Analyse nach Betrag und Phase im Aufpunkt berechnet und zusammengesetzt werden. Die Rechnung vereinfacht sich wesentlich, wenn vom Hertz'schen Vektor und dem retadierten Potential ausgegangen und die Stromverteilung auf der Antenne ebenfalls als sinusförmig angenommen wird. Da bei kurzen Antennen über leitender Erde nur Leistung in den einen Halbraum abgestrahlt wird, sind auch die abgestrahlte Leistung, der Strahlungswiderstand und die Feldstärke nur die Hälfte eines Hertz'schen Dipols. Kurze Antennen sind Antennen deren elektrische Länge kleiner $\lambda/8$ sind.

Der fiktive Strahlungswiderstand dieser Antennen ist nach Kùpfmùller $R_s = 395 (l/\lambda)^2$. Er ist naturgemäß sehr klein und in der Größenordnung der auftretenden Verlustwiderstände, so dass der Wirkungsgrad einer kurzen, unbeschwerten Antenne niedrig ist. Theoretische Grundlagen helfen zur Übersicht und zum Verständnis der Zusammenhänge. Reale Antennen und Anpassschaltungen haben Verluste, die in der Rechnung berücksichtigt werden müssen. Auch hier lassen die Maxwell'schen Gleichungen eindeutige Aussagen über die Stromverteilung, den Gewinn und die Feldstärkekomponenten im reaktiven Nahfeld und über den Poynting-Vektor im Fernfeld kurzer Antennen zu. Die Rechenergebnisse sind in Tabellen zusammengefasst um schnell Tendenzen und Aussagen über die richtige Ausführung unter dem Gesichtspunkt minimaler Verluste/maximalen Wirkungsgrades der kurzen Antennen zuzulassen (Werte in den Tabellen sind gerundet!).

2. Fußpunktimpedanz kurzer Antennen über realem Grund

2.1 Fußpunktimpedanzen einer kurzen Antenne über realem Grund

Antennenlänge $l = 2,5$ m, realer Untergrund mit $\mu_r = 5$, $G = 20$ mS/m, Kupferdraht massiv, Drahtdurchmesser $d = 2$ mm.

Frequenz MHz	Impedanz $\underline{Z} = R - jX$ Ω	Resonanz- Frequenz MHz	Gewinn dBi	Güte der Antenne	Ersatzwert L in μH	Ersatzwert C in pF	Bandbreite KHz
3.600	0.384 - j 2144	29.088	3.19	9.24	1.8	16.32	3148
7.050	1.384 - j 1055	29.088	3.26	9.24	1.8	16.32	3148
14.200	5.894 - j 439.0	29.088	3.01	9.24	1.8	16.32	3148
21.200	14.995 - j 193.0	29.088	2.80	9.24	1.8	16.32	3148
29.000	35.837 - j 2.081	29.088	2.65	9.24	1.8	16.32	3148

Tab. 1:

Der Eigenwert der Antenne ist $f_0 = 29,088$ MHz. Ersatzwerte der Antenne sind die Werte einer gedachten Reihenersatzschaltung. Der Gewinn ist über isotropen Strahler gerechnet. Güte und Eigenresonanz ergeben die Bandbreite der Ersatzschaltung. Aus Bandbreite und Induktivität lässt sich der Ersatzwiderstand der Reihenersatzschaltung aus der Beziehung $B = R / (2\pi L)$ berechnen. Bei der Reihenschaltung wächst die Bandbreite mit kleiner werdender Induktivität – ein kleines LC Verhältnis.

2.2 Fußpunktimpedanz einer Antenne als Funktion des Durchmessers des Antennenstabes $l = 2.5$ m bei fester Frequenz von $f = 3,6$ MHz, realer Grund mit $\mu_r = 5$ und der Leitfähigkeit 20 mS/m, Kupferdraht, der Skineffekt ist berücksichtigt

Drahtdurchmesser mm	Impedanz $\underline{Z} = R - jX$ Ω	Resonanzfrequenz MHz	Gewinn dBi	Güte der Antenne	Ersatzwert L in μH	Ersatzwert C in pF	Bandbreite KHz
2	0.384 - j 2144	29.088	3.19	9.20	1.8	16.4	3161
3	0.366 - j 2015	29.035	3.37	8.70	1.7	17.4	3337
4	0.357 - j 1923	28.996	3.47	8.39	1.7	18.2	3452
5	0.351 - j 1852	28.963	3.53	8.09	1.5	18.8	3576
10	0.337 - j 1631	28.839	3.64	7.20	1.4	21.4	4005
15	0.331 - j 1500	28.752	3.68	6.65	1.3	23.2	4320
20	0.326 - j 1408	28.682	3.70	6.26	1.2	24.7	4577
25	0.323 - j 1336	28.622	3.72	5.96	1.1	26.0	4798

Tab. 2:

Ab einem Durchmesser von 10 mm werden Antennenrohre verwendet, daher sei die Berechnung auch für Kupferrohr durchgeführt.

2.3 Fußpunktimpedanzen einer 2,5 m langen Antenne als Funktion des Durchmessers des Antennenstabes bei fester Frequenz von $f = 3,6$ MHz in Ausführung Kupfer, realer Grund mit den Bodenwerten $\mu_r = 5$ und der Leitfähigkeit 20 mS/m, der Skineffekt ist berücksichtigt

Drahtdurchmesser mm	Impedanz $\underline{Z} = R - jX$ Ω	Resonanzfrequenz MHz	Gewinn dBi	Güte der Antenne	Ersatzwert L in μH	Ersatzwert C in pF	Bandbreite KHz
Cu-Draht 2	0.384 - j 2144	29.088	3.19	9.25	1.8	16.4	3161
3	0.366 - j 2015	29.035	3.37	8.73	1.7	17.4	3337
4	0.357 - j 1923	28.996	3.47	8.39	1.7	18.2	3452
5	0.351 - j 1852	28.963	3.53	8.10	1.5	18.8	3576
Cu-Rohr 10	0.337 - j 1631	28.839	2.54	7.20	1.4	21.4	4005
15	0.331 - j 1500	28.752	2.54	6.70	1.3	23.2	4291
20	0.326 - j 1408	28.682	2.56	6.30	1.2	24.7	4552
25	0.323 - j 1336	28.622	2.58	6.00	1.1	26.0	4770

Tab. 3:

Durch die Verwendung von Cu-Rohr verringert sich der Antennengewinn um ca. 1dB. Der hier nicht aufgeführte Elevationswinkel verändert sich zu höheren Werten, d.h. die Steilstrahlung nimmt zu. Bei größeren Durchmessern wird auch gerne Alu-Rohr verwendet. Daher soll die Berechnung noch für diese Variante durchgeführt werden.

2.4 Fußpunktimpedanzen einer 2.5 m langen Antenne als Funktion des Durchmessers des Antennenstabes bei fester Frequenz von $f = 3.6$ MHz in Ausführung Aluminium, realer Grund mit $\mu_r = 5$ und der Leitfähigkeit 20 mS/m, Aluminium, der Skineffekt ist berücksichtigt

Drahtdurchmesser mm	Impedanz $Z = R - jX$	Resonanzfrequenz MHz	Gewinn dBi	Güte der Antenne	Bandbreite KHz
Alu-Draht 2	0.384 - j 2144	29.088	1.91	9.2	3161
3	0.366 - j 2015	29.035	2.14	8.7	3373
4	0.357 - j 1923	28.996	2.26	8.4	3451
5	0.351 - j 1852	28.963	2.33	8.1	3575
Alu-Rohr 10	0.337 - j 1631	28.839	2.47	7.2	4005
15	0.331 - j 1500	28.752	2.52	6.7	4291
20	0.326 - j 1408	28.682	2.55	6.3	4552
25	0.323 - j 1336	28.622	2.56	6.0	4770

Tab. 4:

Aus Tab. 4 ist ersichtlich, dass bei einer Ausführung der Antenne in Alu/Alu-Rohr der Gewinn der Antenne geringfügig kleiner wird. Die geringe Verschlechterung ist ohne Bedeutung und kann zu Gunsten der besseren Stabilität akzeptiert werden. Aus den Tabellen ist weiterhin ersichtlich, dass elektrisch kurze Antennen einen kleinen Realteil und einen relativ großen kapazitiven Blindwiderstand haben. Eine verlustbehaftete Anpassschaltung hat bei diesen Impedanzverhältnissen immer enorm hohe Verluste. Es ist daher erwünscht die Antenne elektrisch zu verändern, damit bei der Betriebswellenlänge der Blindanteil im Antennenfußpunkt - wie bei einem Serienkreis - verschwindet.

Dazu führen 5 Wege

- Der Antenne wird eine verlustbehaftete Induktivität in Reihe geschaltet. Damit erreicht man aber nur eine Abstimmung auf Resonanz. Die effektive Höhe der Antenne bleibt dabei gleich. Der Verlustwiderstand der Spule kommt zu dem effektiven, auf den Fußpunkt bezogenen Antennenverlustwiderstand und dem Erdwiderstand hinzu und verschlechtert den Wirkungsgrad.
- Die Antenne wird mit einer Endkapazität versehen, wobei der Vertikaldraht wesentlich als Induktivität wirkt. Man erreicht dadurch eine günstige Stromverteilung im strahlenden Vertikalteil, so dass auch der Strahlungswiderstand erheblich höher ist als bei der Vertikalantenne ohne Endkapazität.
- Die Ankopplung der Antenne geschieht nicht im Fußpunkt der Antenne, sondern an einer anderen Stelle.
- Die Antenne wird als Wendel auf einem nichtleitenden Trägermaterial ausgeführt um die effektive Länge der Antenne zu erhöhen.
- Es werden zwei Antennen im Abstand kombiniert um die Fußpunktimpedanz zu verändern.

3. Kurze, beschwerte Antennen

Unter beschwerten Antennen versteht man kurze Antennen die durch Induktivitäten oder Kapazitäten elektrische in der Länge verändert werden, um veränderte Anpassungsverhältnisse zu erreichen.

3.1 Stabantenne $L = 2.5$ m mit konstantem Durchmesser $d = 20$ mm, Kupferrohr

Die Verlängerungsspule im Fußpunkt habe eine realistische Güte von $Q = 300$. Die Leerlaufgüte kann bei optimaler Auslegung - großer Durchmesser und kleines Längen zu Durchmesser Verhältnis - bis zu 800 betragen.

Frequenz MHz	Impedanz $\underline{Z} = R - jX$ Ω	Resonanzfrequenz MHz	Gewinn dBi	Güte der Antenne	Bandbreite KHz	Induktivität der Fußpunktspule μH
3.600	4.855	3.60	-9.64	284	12.7	60.36
7.050	3.43	7.05	-2.84	206	34.2	15.21
14.200	14.48	14.2	0.11	251	56.5	3.15
21.200	14.48	21.2	-0.05	17	1247	0.91
29.000	38.19 + j 6.86	28.57	-0.61	6.3	4534	ohne

Tab. 5:

Im 80m Band fällt der Gewinn durch das Einfügen einer Fußpunktspule auf -9.64dBi . Ein Vergleich mit Tab. 2.3. zeigt einen Gewinnverlust von 12.2dB . Da kurze Antennen im Mobilfunk mit meist kleinen Leistungen Anwendung finden, ist dieser Gewinnverlust nicht akzeptabel. Klären wir noch die Frage nach der Bedeutung der Leerlaufgüte der Verlängerungsspule.

3.2 Stabantenne $l = 2,5$ m mit konstantem Durchmesser von $d = 20$ mm, Alu-Rohr, verschiedene Güten der Verlängerungsspule im Fußpunkt der Antenne, Frequenz $f = 3,6$ MHz, Resonanz bei $f_0 = 3,6$ MHz

Güte der Spule	Impedanz $\underline{Z} = R$ Ω	Resonanz-Frequenz MHz	Gewinn dBi	Güte der Antenne	Bandbreite KHz
100	13.95	3.600	-14.23	98.9	36.4
200	7.13	3.600	-11.31	193.5	18.6
300	4.58	3.600	-9.64	284.2	12.6
500	1.67	3.600	-5.01	454.1	7.92
1000	1.67	3.600	-5.01	827.2	4.35
10000	0.442	3.600	0.77	3128.7	1.15
100000	0.319	3.600	2.18	4333	0.83

Tab. 6:

Wie aus Tab. 6 ersichtlich, geht die Güte der Verlängerungsspule maßgeblich in den Gewinn der Antenne ein. Es ist also - wenn überhaupt - eine Spule mit möglichst hoher Güte zu verwenden. Der Nachteil einer hohen Güte ist der verringerte Fußpunkt Widerstand R und die kleinere Bandbreite. Der Verlustwiderstand der Verlängerungsspule zusammen mit den Verlusten der notwendigen Anpassschaltung verringert den Wirkungsgrad der Gesamtanordnung auf einige Prozent. Der größte Teil der teuer erzeugten HF Leistung wird in Wärme umgewandelt. Wie man aus der Tab.3.2. auch sehen kann, werden mit steigender Spulengüte die Werte der unbeschwerten Antenne erreicht. Die Rechnung mit Spulengüten 10000/100000 sind rein theoretischer Natur um Grenzwerte zu erkennen.

3.3 Stabantenne der Länge $l = 2.5$ m mit konstantem Durchmesser von $d = 20$ mm, Alu-Rohr

Dazu teilen wir die Antenne in 10 gleiche Segmente ein und berechnen jeweils die Werte der Antenne, Güte der Verlängerungsspule sei $Q = 300$.

Segmente	Impedanz $\underline{Z} = R - jX$	Resonanz- frequenz MHz	Gewinn dBi	Güte der Antenne	Bandbreite KHz	Induktivität der Fußpunktspule μH
Fußpunkt ohne Spule	0.326 – j 1408	28.682	2.55	6.3	4552	0
Fußpunktspule	5.008 – j 0.00	3.6	-9.64	284	12.7	60.36
+1	5.105 – j 208	3.848	-8.29	279	13.8	60.36
+2	4.797 – j 399	4.070	-6.33	274	14.8	60.36
+3	4.207 – j 595	4.318	-6.71	265	16.3	60.36
Stabmitte	2.571 – j 968	4.972	-4.82	251	19.8	60.36
+6	1.768 – j 1123	47.856	-3.54	5.5	8708	60.36
+7	1.110 – j 1247	41.157	-1.96	5.8	7045	60.36
+8	0.665 – j 1336	7.174	-0.10	215	33.4	60.36

Tab. 7:

Der Elevationswinkel der Antenne nach Tab. 7 ist $\psi = 15,5$ grad, d.h. die Antenne ist flachstrahlend. Bei Verlagerung der Verlängerungsspule in die Stabmitte wird eine Gewinnverbesserung von 4.49 dB erreicht. Bei Anordnung der Spule nur wenig oberhalb der Stabmitte, springt der Eigenwert auf hohe Werte, da der obere Teil der Antenne durch die Spule nahezu abgekoppelt wird. Dadurch steigt die Bandbreite, so dass eine Abstimmung praktisch nicht mehr erforderlich ist. Denkbar ist auch eine erdfreie, symmetrische Einspeisung an einem beliebigen Punkt des Stabes. Daher sei auch diese Möglichkeit untersucht.

3.4 Stabantenne der Länge $L = 2.5$ m mit konstantem Durchmesser von $d = 20$ mm, Alu-Rohr, Frequenz $f = 3.6$ MHz, Resonanz bei $f_0 = 3.6$ MHz, Spule und Einspeisepunkt wandern zusammen vom Fußpunkt zur Spitze der Antenne

Dazu teilen wir die Antenne in 10 gleiche Segmente ein und berechnen jeweils die Werte der Antenne, Güte der Verlängerungsspule sei $Q = 300$.

Segmente	Impedanz $\underline{Z} = R$	Resonanz- frequenz /MHz	Gewinn dBi	Güte der Antenne	Bandbreite KHz	Induktivität der Spule für Resonanz μH
Fußpunkt	5.020	3.6	-9.35	284	12.8	62.25
+1	5.794	3.6	-8.86	282	12.8	71.27
+2	6.524	3.6	-8.63	281	12.8	79.89
+3	7.370	3.6	-8.55	281	12.8	90.09
+4	8.426	3.6	-8.60	281	12.8	103.00
Stabmitte +5	9.784	3.6	-8.81	281	12.8	120.16
+6	11.698	3.6	-9.22	283	12.8	144.52
+7	14.623	3.6	-9.89	285	12.8	182.63
+8	19.916	3.6	-11.1	289	12.8	252.48

Tab. 8:

Der Elevationswinkel erhöht sich auf $\psi = 21.7$ grad. Der Vorteil ist der erhöhte Widerstand im entsprechenden Einspeisepunkt. Führt man die Leistung z.B. in der Mitte des Stabes zu, so ist der reelle Widerstand $9,784 \Omega$. Eine Anpassschaltung auf 50Ω hätte zwar nur einen Verlust von $L = 0,11$ dB, zusammen mit dem Antennengewinn von $G = -8.81$ dB ist der Gesamtverlust aber $8,92$ dB, also nicht tragbar. Wie aus den Tabellen des Abschnittes 3 ersichtlich führt eine Verlängerungsspule immer zum Einbruch des Antennengewinns. Weiterhin verringert jedes weitere verlustbehaftete Element wie eine Spule den Wirkungsgrad.

Welche Möglichkeiten hat man den Wirkungsgrad zu erhöhen?

Eine weitere Möglichkeit besteht in der kapazitiven Belastung der Antenne am Kopfpunkt, die sogenannte Dachkapazität. Dadurch wird die zu kurze Antenne in Nähe der Eigenresonanz gebracht.

3.5 Stabantenne der Länge $L = 2.5$ m mit konstantem Durchmesser $d = 20$ mm, Alu-Rohr

Frequenz $3,6$ MHz, kapazitive Belastung am Ende der Antenne, Einspeisung am Fußpunkt, Belastung mit einer Dachkapazität von $C = 43$ pF, erzeugt durch ein Regenschirmgeflecht mit dem Radius von $0,5$ m!

Frequenz MHz	Impedanz $\underline{Z} = R - jX$	Resonanzfrequenz MHz	Gewinn dBi	Güte der Antenne	Bandbreite KHz	Induktivität der Fußpunktspule μH
3.600	$0.568 - j 876$	20.272	3.22	6.3	3228	ohne

Tab. 9:

Tab. 9 zeigt keine wesentliche Verbesserung des Fußpunktwidestandes, da die Ausdehnung des Regenschirms für Mobilbetrieb seine Grenzen hat und die Antenne weit unterhalb ihrer Resonanzfrequenz betrieben wird. Der Einfluss der Dachkapazität ist allerdings durch Vergleich mit Tab.2.1. sehr schön zu sehen. Die Eigenresonanz der Antenne ist von $f_0 = 29.088$ auf $f_0 = 20.272$ MHz reduziert. Im Übrigen hätte eine verlustbehaftete Anpassschaltung auf 50Ω für die Impedanz $\underline{Z} = (0.568 - j 876) \Omega$ aus Tab. 9 einen Verlust von $L = 14,25$ dB – also auch nicht tragbar.

Untersuchen wir die Möglichkeit die Antenne als **Wendel** aus zuführen.

3.6 Verlängerung der Antenne durch Aufwickeln des Antennendrahtes auf einen nicht-leitenden Kunststoffträger ohne freie Elektronen.

3.6.1. Berechnung der Antennenwerte bei veränderlicher Länge des aufgewickelten Drahtes mit einem Durchmesser von $d = 2$ mm Kupfer, realer Grund, Frequenz $3,6$ MHz, keine Verlängerungsspule

Länge des Drahtes m	Impedanz $\underline{Z} = R - jX \Omega$	Resonanzfrequenz in MHz	Gewinn dBi	Güte Q	Bandbreite KHz
2.5	$0.384 - j 2144$	29.088	3.19	9.2	3146
3.0	$0.545 - j 1824$	24.258	3.28	9.5	2562
5.0	$1.481 - j 1137$	14.582	3.36	10.1	1444
7.0	$2.93 - j 805.0$	10.427	3.54	10.5	992
10.0	$6.23 - j 519.0$	7.307	3.61	10.9	667
15.0	$15.95 - j 233.0$	4.877	3.69	11.4	427
20.0	$34.99 - j 14.28$	3.660	3.79	11.8	311

Tab. 10:

Aus Tab. 10 ist ersichtlich, dass die Verlängerung der Antenne durch Ausführung als Wendel der Fußpunktimpedanz wesentlich beeinflusst wird und diese Maßnahme eine Anpassung mit hohem Wirkungsgrad erlaubt, weil der kapazitive Anteil der Fußpunktimpedanz erheblich reduziert ist. Eine weitere Möglichkeit zur Veränderung der Fußpunktimpedanz besteht in der Parallelschaltung zweier oder mehrerer Antennen. Die Ströme in den beiden Vertikalzweigen fließen praktisch gleichphasig. Dadurch wird der Strahlungswiderstand auf den vierfachen Wert übersetzt, was sich aus der Energiebilanz berechnen lässt.

Nur die Anordnung mit 2 Antennen ist eigentlich für den Mobilbetrieb sinnvoll. Hier treten viele Fragen auf, die der Reihenfolge nach beantwortet werden sollen. Welche Fußpunktimpedanz stellt sich bei zwei parallelen Antennen ein, welcher Durchmesser ist optimal, welche Länge der Stäbe ist zu wählen, welcher Abstand bzw. welcher Gangunterschied und wie ist das Strahlungsdiagramm usw.

4. Zwei Antennen in Parallelschaltung

4.1 Fußpunktimpedanzen zweier paralleler Antennen

4.1.1 Fußpunktimpedanz zweier paralleler Antennen gleicher Länge von $l = 2,5\text{m}$, Alu-Rohr, Durchmesser $d = 20\text{ mm}$, der Abstand sei $a = 0,5\text{ m}$, der Gangunterschied zwischen beiden Antennen ist $\varphi = 10\text{ Grad}$.

Frequenz in MHz	Fußpunktimpedanz $\underline{Z} = R - jX$ Ω	Antennengewinn dBi	Elevationswinkel grad
1.850	101.69 - j 2932	2.87	20
3.600	56.33 - j 1580	2.44	23

Tab. 11:

Wenn der Gangunterschied von $\varphi = 10\text{ Grad}$ eingehalten wird, kann diese Anordnung für 160 m verwendet werden. Eine LC-Anpassschaltung für 160 m auf $50\ \Omega$ reell hat nur einen Verlust von $L = 0,97\text{ dB}$.

4.2 Fußpunktimpedanz als Funktion des Antennendurchmessers, Ausführung in Alu/Alu-Rohr, Länge beider Antennen gleich $l = 2,5\text{ m}$, Frequenz $f = 3,6\text{ MHz}$, Gangunterschied 10 Grad , Abstand $a = 0,5\text{ m}$.

Antennendurchmesser beider Antennen mm	Fußpunktimpedanz $\underline{Z} = R - jX$ in Ohm	Antennengewinn dBi	Elevationswinkel Grad
5	57.35 - j 2052	2.35	23
10	57.19 - j 1808	2.41	23
15	56.04 - j 1649	2.43	23
20	56.34 - j 1580	2.44	23
25	55.53 - j 1497	2.45	23

Tab. 12:

Wie aus Tab. 12 ersichtlich, ist ein großer Durchmesser der Antennenrohre von Vorteil, weil der kapazitive Blindanteil mit steigendem Durchmesser kleiner wird und der Antennengewinn geringfügig steigt. Technisch sinnvoll ist sicherlich ein Alu-Rohr mit $d = 20\text{ mm}$ Durchmesser.

4.3 Fußpunktimpedanz als Funktion des Abstandes a der Strahler, Durchmesser d = 20 mm, Alu-Rohr, Gangunterschied 10 Grad, Länge beider Antennen l = 2,5 m, Frequenz f = 3,6 MHz.

Antennenabstand a m	Fußpunktimpedanz $\underline{Z} = R - jX$ in Ohm	Antennengewinn dBi	Elevationswinkel Grad
0.25	115.85 - j 1709	2.43	22
0.50	56.34 - j 1580	2.44	22
0.75	34.93 - j 1514	2.45	22
1.00	23.99 - j 1474	2.45	22
1.25	17.48 - j 1448	2.46	22

Tab. 13:

Wie aus Tab. 13 ersichtlich, ist der Abstand a zwischen den beiden Antennen zwischen 0,25 und etwa 0,75 m zu wählen um günstige Impedanzverhältnisse für die Anpassschaltung zu bekommen.

4.4 Fußpunktimpedanz als Funktion der Antennenlänge L₂ der zweiten im Abstand 0,5 m angebrachten Antenne, Durchmesser d = 20 mm, Alu-Rohr, Gangunterschied 10 Grad, Länge der Antenne 1 ist 2,5 m, Frequenz f = 3,6 MHz.

Antennenlänge L ₂ der zweiten Antenne in m	Fußpunktimpedanz $\underline{Z} = R - jX$ in Ω	Antennengewinn dBi	Elevationswinkel grad
0.5	5.87 - j 1392	2.39	23
1.0	16.03 - j 1435	2.41	23
1.5	28.84 - j 1484	2.42	23
2.0	43.10 - j 1534	2.43	23
2.5	56.34 - j 1580	2.44	23
3.0	65.15 - j 1611	2.44	23
3.5	70.64 - j 1630	2.43	23
4.0	74.30 - j 1643	2.43	23

Tab. 14:

Wie aus Tab. 14 ersichtlich, sollten die Antennen gleiche Länge haben oder die Länge der Antenne 2 etwas größer sein, da der Gewinn gegenüber der Anordnung mit gleicher Länge steigt. Das Maximum des Gewinns ist bei 2,44 dBi. Wird die Antenne 2 weiter verlängert verringert sich wieder der Gewinn durch die zunehmende Entkopplung des reaktiven Nahfeldes.

Wie ändert sich die Fußpunktimpedanz als Funktion des Phasenwinkels zwischen beiden Antennen?

4.5 Fußpunktimpedanz als Funktion des Gangunterschiedes beider Antennen gleicher Länge von $l = 2,5$ m, Durchmesser $d = 20$ mm, Alu-Rohr, Abstand $a = 0,5$ m, Frequenz $f = 3,6$ MHz.

Gangunterschied zwischen beiden Antennen Grad	Fußpunktimpedanz $\underline{Z} = R - jX$ Ω	Antennengewinn dBi	Elevationswinkel Grad
0	0.56 - j 1587	2.42	23
10	56.34 - j 1580	2.44	23
20	108.02 - j 1560	2.46	23
30	152.30 - j 1529	2.48	23
40	187.00 - j 1491	2.49	23
50	211.27 - j 1448	2.51	23
60	225.32 - j 1404	2.53	23
70	230.09 - j 1360	2.55	23
80	226.91 - j 1319	2.56	23
90	217.21 - j 1281	2.58	23
100	202.31 - j 1247	2.59	23
110	183.41 - j 1218	2.60	22
120	161.47 - j 1193	2.60	22
130	137.28 - j 1172	2.58	22
140	111.45 - j 1156	2.52	22
150	84.47 - j 1143	2.34	22
160	56.71 - j 1134	1.78	21
170	28.47 - j 1129	- 0.29	21
180	0.005 - j 1127	-11.17	18

Tab. 15:

Wie aus der Tab. 15 ersichtlich, liegt das Optimum bei etwa 90 Grad Phasenunterschied zwischen den beiden Antennen. Das Maximum ist wenig ausgeprägt und sehr breit. Hier kann ein breitbandiger Kombiner eingesetzt werden, der einen Gangunterschied von 90 Grad über einen großen Frequenzbereich gewährleistet. Ab 170 Grad nimmt der Gewinn sehr stark ab, um bei 180 Grad in die gegenphasige Erregung zu gehen. Infolge des sehr kleinen Abstandes der Antennen ist dann die maximale Feldstärke nur ein Bruchteil der Feldstärke einer gleichen Vertikalantenne.

Der notwendige Gangunterschied von mindestens 10 Grad ist leicht durch eine Kabelverbindung zwischen beiden Antennen herzustellen. Bei $f = 3,6$ MHz haben wir auf einem Koaxkabel eine Phasendrehung von 3,99 Grad pro Meter Kabel. Die Phasenkonstante der verlustlosen Leitung ist im Bogenmaß $\beta = 2\pi/\lambda$. Der Verkürzungsfaktor des Kabels muss dabei noch berücksichtigt werden.

4.6 Berechnung der Fußpunktimpedanz der 2 Antennen Anordnung, Abstand der beiden Antennen $a = 0.5$ m, gleiche Länge mit je 2.5 m, Alu-Rohr, Durchmesser 20 mm, leitende Erde mit $\mu_r = 5$, Leitfähigkeit 20 mS/m, die frequenzabhängige Phasendrehung sowie der Skineffekt sind berücksichtigt

Frequenz in MHz	Fußpunktimpedanz $\underline{Z} = R - jX$ Ω	Antennen gewinn dBi	Elevations winkel Grad	Bemerkung
1.920	97.957 - j 2825	2.85	21	10
3.600	102.16 - j 1536	2.46	23	18.8
7.050	86.68 - j 741	1.91	25	36
14.20	48.79 - j 274	1.38	26	72
21.20	19.23 - j 103.8	1.40	26	108
29.00	1.33 - j 1.951	2.24	22	147

Tab. 16:

Nachdem die verschiedenen Möglichkeiten zur Veränderung der Fußpunktimpedanz untersucht wurden, stellt sich nun weiter die Frage nach den Verlusten der Gesamtanordnung bestehend aus dem Antennensystem plus der notwendigen Anpassschaltung auf 50 Ω .

5. Anpassschaltungen mit Verlusten für die verschiedenen Varianten

Anpassschaltungen mit 2 reaktiven, verlustbehafteten Elementen sind die LC- oder die CL-Kombination. Für APS mit 3 reaktiven Elementen stehen das Pi-Filter in Tiefpassschaltung und die Hochpassschaltung in T-Konfiguration zur Auswahl. Die T-Konfiguration CLC ist wegen der hohen Betriebsgüte und der hohen Verluste für Anpassschaltungen im Leistungsbereich und damit für Amateurzwecke ungeeignet.

Da eine Verlängerungsspule immer den Antennengewinn senkt und die Antenne auch ohne Fußpunktspule betrieben werden könnte, ist das Augenmerk auf die Anpassungsschaltung zu legen. Daher berechnen wir jetzt einmal die Verluste bei Anpassung der unbeschwerteten, der beschwerteten Antenne, der Wendelantenne sowie der 2 Antennenanordnung. Die Anpassschaltung ist dabei direkt am Antennenfuß untergebracht.

Mit den \underline{Z} -Werten der unbeschwerteten Antenne aus Tab.2.1. berechnen wir eine Anpassschaltung mit 2 reaktiven Elementen. Die Transformation soll auf 50 Ω erfolgen. C_s ist die Serienkapazität, L_p die Parallelinduktivität ausgehend von der 50 Ω Seite. Die Streukapazität sei 10 pF, 1000 W angenommene Eingangsleistung. Die Güte der Spule der Anpassschaltung sei $Q_L = 100$, die Güte der Kondensatoren 500.

f MHz	Kombination	Induktivität μH	Kapazität pF	Güte	Verlust in dB	Wirkungsgrad der APS in %	Bandbreite 2 : 1 KHz	Spannung an der Induktivität U_{max}	Spannung am Kondensator U_{max}	Strom in der Induktivität A	Strom im Kondensator A
3.60	Cs Lp	48.21	19.9	489.3	20.85	0.80	5.2	14034	14031	9.1	4.5
7.05	Cs Lp	13.5	13.5	126.8	11.85	69.50	39.3	10571	10566	11.6	4.5
14.2	Cs Lp	13.0	13.0	25.6	3.34	45.40	392.5	5458	5449	13.2	4.5
21.2	Cs Lp	23.8	23.8	7.0	0.87	81.88	2142	2023	1999	11.8	4.5
29.0	Lp Cs	295.3	295.3	0.6	0.03	99.25	groß	316	139	2.9	4.5

Tab. 17:

Die Anpassung der unbeschwerten Antenne im 80, 40 und 20 m Band führt zu enorm hohen Verlusten in der Anpassschaltung. Im 80 m Band ist der Verlust 20.85 dB! Man beachte auch die sehr hohen Spannungen an den Bauelementen und den Strom in der Induktivität. Da die Güte der Spule - der Hauptverlustträger in der Anpassschaltung - nicht wesentlich verbessert werden kann, ist also diese Variante für die praktische Anwendung unbrauchbar.

Berechnen wir noch die Anpassung der 2.5 m kurzen Antenne in der Ausführung mit 20 mm Kupferrohr.

5.2. Berechnung einer Anpassschaltung für eine 2.5m lange Antenne, Durchmesser des Antennenstabes $d = 20\text{mm}$ Kupferrohr, Transformation auf $50\ \Omega$, Spulengüte 100, Kondensatorgüte 500, Streukapazität der Anpassschaltung $10\ \text{pF}$, C_s ist der Serienkondensator, L_p die Parallelinduktivität, beides von der $50\ \Omega$ Seite aus gesehen, HF-Leistung sei $1000\ \text{W}$

f MHz	Kombination	Induktivität μH	Kapazität pF	Güte	Verlust in dB	Wirkungsgrad %	Bandbreite 2:1 KHz	Spannung an der Induktivität U_{max}	Spannung am Kondensator U_{max}	Strom in der Induktivität A	Strom im Kondensator A
3.600	Cs -Lp	35.95	23	348.7	19.14	12.2	7.3	12171	12168	10.6	4.5

Tab. 18:

Aus Tab. 18 ist ersichtlich, dass der Verlust in der Anpassschaltung immer noch $L = 19,14\ \text{dB}$ ist, von $1000\ \text{W}$ kommen noch $P = 12,18\ \text{W}$ am Fußpunkt der Antenne an. Mit dem Antennenwirkungsgrad von einigen Prozent ist die abgestrahlte Leistung verschwindend gering.

Berechnen wir jetzt die Verluste der Anpassschaltung mittels einer durch eine Fußpunktspule beschwerten Stabantenne und vergleichen die Gesamtverluste: Antenne plus Anpassschaltung.

5.3 Berechnung einer Anpassschaltung für eine 2.5 m lange Antenne, Durchmesser $20\ \text{mm}$, Transformation wieder auf $50\ \Omega$, Güte der Verlängerungsspule sei $Q = 300$, Resonanz bei der jeweiligen Frequenz, die Eingangsleistung sei zu $P = 1000\ \text{W}$ angenommen, Ausführung in Alu Rohr, Z -Werte aus Tab. 3

Frequenz MHz	Kombination	Induktivität μH	Kapazität pF	Güte	Verlust in dB	Wirkungsgrad %	Bandbreite 2:1 KHz	Spannung an der Induktivität U_{max}	Spannung am Kondensator U_{max}	Strom in der Induktivität A	Strom im Kondensator A
3.600	LpCs	0.74	2886	3.0	0.16	90.42	839	316	301	13.4	13.9
7.050	LpCs	0.31	1712	3.7	0.19	95.70	1362	316	306	16.1	16.4
14.200	LpCs	0.22	652.5	2.6	0.14	96.93	3868	316	295	11.5	12.2
21.200	LpCs	0.25	326.6	1.5	0.08	98.19	groß	316	261	6.7	8.0
29.000	LpCs	0.48	226.7	0.6	0.03	99.30	groß	316	176	2.6	5.1

Tab. 19:

Der Vergleich Tab.3.1. und Tab.5.3. zeigt uns, dass bei $80\ \text{m}$ der Antennengewinn $G = -8.17\ \text{dBi}$, der Verlust in der Anpassschaltung nur $0.16\ \text{dB}$, der Gesamtverlust also $8.33\ \text{dB}$. Vergleicht man die unbeschwerte Antenne nach Tab.2.1. mit den Verlustwerten aus Tab.5.0. so ergibt sich ein Gesamtverlust von $L = 17.66\ \text{dB}$. Es ist also die Anordnung mit Verlängerungsspule im Fußpunkt die bessere Alternative dieser zwei betrachteten Möglichkeiten. $8\ \text{dB}$ entspricht einem Faktor von 6.32 , d.h. von 1000

W kommen noch 158 W an die Antenne – allerdings nur etwas weniger als eine S-Stufe - nur nach wie vor ungeeignet für den Mobilbetrieb!

Aus der Kurzstudie lässt sich leicht ablesen, dass eine Verlängerungsspule den Gewinn der Antenne wesentlich mindert. Der normale kurze Antennenstab kann mittels Anpassschaltung zwar angepasst werden, jedoch sind die Verluste der verlustbehafteten APS so enorm hoch, so dass nichts gewonnen wurde. Auch der sogenannte Regenschirm als kapazitive Belastung am Kopfpunkt der Antennen bringt nicht die gewünschte Lösung.

Eine vernünftige Lösung ist die Antenne als Wendel auszuführen um die Fußpunktimpedanz zu vergrößern. Deshalb berechnen wir nunmehr die Gesamtverluste für eine **als Wendel** ausgeführte Antenne.

5.4 Berechnung der verlustbehafteten Anpassschaltung für die Wendelantenne nach Tab.3.6.1.

Güte der Spule 100, Güte der Kondensatoren 500, Eingangsleistung sei $P = 1000\text{W}$, Frequenz $f = 3,6\text{ MHz}$, Transformation auf $50\ \Omega$, keine Verlängerungsspule

Drahtlänge m	Kombination	Induktivität μH	Kapazität pF	Güte	Verlust in dB	Wirkungsgrad %	2 : 1 Bandbreite KHz	Spannung an der Induktivität U_{max}	Spannung am Kondensator U_{max}	Strom in der Induktivität A	Strom im Kondensator A
2.5	LpCs	48.21	19.9	489.3	20.85	0.82	5.2	14031	14034	9.1	4.5
3.0	LpCs	43.13	21.1	349.4	18.41	1.44	7.3	13265	13262	9.6	4.5
5.0	LpCs	30.26	25.7	132.1	11.69	6.77	19.3	10873	10869	11.2	4.5
7.0	LpCs	22.60	31.6	66.5	7.51	17.72	38.3	8854	8849	12.2	4.5
10.0	LpCs	14.87	46.4	29.4	3.76	42.08	86.6	6033	6025	12.7	4.5
15.0	LpCs	6.35	120.9	8.2	0.99	79.60	310	2333	2312	11.5	4.5
20.0	LpCs	5052	3.34	0.7	0.03	99.29	groß	316	66	5.3	3.0

Tab. 20:

Durch Vergleich stellt sich heraus, dass z.B. bei einer Drahtlänge von $l = 15\text{ m}$ der Antennengewinn 3,69 dB ist und der Verlust der Anpassschaltung nur 0,99 dB. Der Gesamtverlust also nur $L = 2,7\text{ dB}$. Hier haben wir eine gute Lösung für den Mobilfunk.

Die Länge der Wendel von z.B. 15 m muss natürlich auf einem Stab untergebracht werden. Dazu wickelt man die Wendel mit unterschiedlicher Steigung. Im Fußpunkt ist die Steigung groß, im oberen Teil der Antenne klein.

Für die Ausführung sei auf Simonyi „Grundgesetze des elektromagnetischen Feldes“ Seite 46 ff und auf das Antennenbuch von Rothammel DM2ABK, 4. Auflage Seite 454 verwiesen.

5.5 Berechnung der Verluste einer Anpassschaltung für 2 parallele Antennen, Länge der Antennenstäbe 2.5m, Abstand 0.5 m, Alu-Rohr, Durchmesser d = 20 mm, Gangunterschied ist berücksichtigt, Gütewerte usw. wie Tab. 19 Impedanzen nach Tab. xc

Frequenz MHz	Kombination	Induktivität μH	Kapazität pF	Güte	Verlust in dB	Wirkungsgrad %	Bandbreite 2:1 KHz	Spannung an der Induktivität U_{max}	Spannung am Kondensator U_{max}	Strom in der Induktivität A	Strom im Kondensator A
1.920	LsCp	167.34	11.7	48.1	1.89	64.75	28.2	10274	10277	4.5	1.9
3.600	Ls Cp	42.38	17.4	23.7	1.00	79.38	167.3	6063	6068	4.5	1.7
7.050	LsCp	12.01	12.1	11.9	0.52	88.75	418.7	3364	3376	4.5	1.3
14.200	CsLp	1.55	43.0	5.5	0.52	88.75	1810	1649	1679	4.5	8.6
21.200	CsLp	0.49	48.5	3.3	0.39	91.35	4606	980	1029	4.5	11.0
29.000	LpCs	0.05	862	6.2	0.31	93.05	3286	316	240	27.0	26.7

Tab. 21:

Die Anpassschaltung muss direkt am Fußpunkt der Antenne untergebracht werden. Die Verbindung zum Transceiver erfolgt dann mittels Koaxkabel.

Welchen Einfluss auf die Verluste hat diese koaxiale Zuleitung zum Sender oder welche Verluste bringt dieses Koaxkabel, wenn das APN nicht direkt am Fußpunkt der Antenne untergebracht ist.

6.0 Verluste einer koaxialen Zuleitung

6.1 Verluste der Wendel Antenne

Mit den Impedanzwerten für die Wendelantenne nach Tab. xx und einer Länge eines guten 50 Ω Koaxkabel wie RG 213 von z.B. 3 m berechnen wir die Gesamtverluste: Koaxkabel plus Anpassschaltung. Der Wirkungsgrad in der nachfolgenden Tabelle bezieht sich auf die Anordnung Kabel plus Anpassschaltung ohne Antenne. Der Gesamtwirkungsgrad errechnet sich aus dem Produkt der einzelnen Wirkungsgrade. Die Frequenz $f = 3.6$ MHz.

Drahtlänge m	Kombination	Induktivität μH	Kapazität pF	Güte	Verlust in dB	Wirkungsgrad %	2 : 1 Bandbreite KHz	Spannung an der Induktivität U_{max}	Spannung am Kondensator U_{max}	Strom in der Induktivität A	Strom im Kondensator A
2.5	Cs Lp	4.86	63.5	47.9	30.30	0.09	53.2	4415	4405	28.4	4.5
3.0	Cs Lp	4.80	63.9	46.8	27.43	0.18	54.4	4384	4373	28.5	4.5
5.0	CsLp	4.59	66.0	41.5	19.20	1.2	61.4	4246	4235	28.9	4.5
7.0	CsLp	4.36	62.9	34.0	13.58	4.38	74.8	4055	4043	29.0	4.5
10.0	CsLp	3.96	79.0	21.4	7.54	17.63	118.7	3551	3538	20.0	4.5
15.0	CsLp	2.81	153.1	6.8	1.79	66.28	372.8	1853	1826	20.6	4.5
20.0	LpCs	2.85	2168	0.8	0.09	97.88	groß	316	163	3.50	5.6

Tab. 6.1

Durch Vergleich kann der Einfluss des 3m langen Koaxkabel RG 213 ersehen werden. Bei der Drahtlänge $l = 2.5\text{m}$ steigt der Verlust von 20,85 auf 30,30 dB. Der Einfluss der Zuleitung auf den Gesamtwirkungsgrad ist also von eminenter Bedeutung. Die Verluste entstehen nicht durch den Verlust bei Anpassung, also durch nicht die in den Datenblättern angegebenen, Frequenz abhängigen Dämpfungswerte, sondern durch das hohe VSWR auf dem Kabel!

Selbst ein Kabel von der Länge $l = 0,5\text{ m}$ hätte noch einen Verlust von $L = 2,92\text{ dB}$ und einen Gesamtverlust von $L_{\text{ges}} = 24,96\text{ dB}$! Ein Kabel mit kleinerer Dämpfung bringt also kaum eine Verbesserung. Die Anpassschaltung muss also unbedingt am Fußpunkt der Antenne untergebracht werden. Aus der Tab. 6.1 ist auch ersichtlich, dass nur bei kleiner Betriebsgüte der Anpassschaltung die Verluste gering sind und nicht umgekehrt.

DL3LH, Walter, Q 02
wa-schau@t-online.de
www.heide-holst.de

This document was created with Win2PDF available at <http://www.win2pdf.com>.
The unregistered version of Win2PDF is for evaluation or non-commercial use only.
This page will not be added after purchasing Win2PDF.