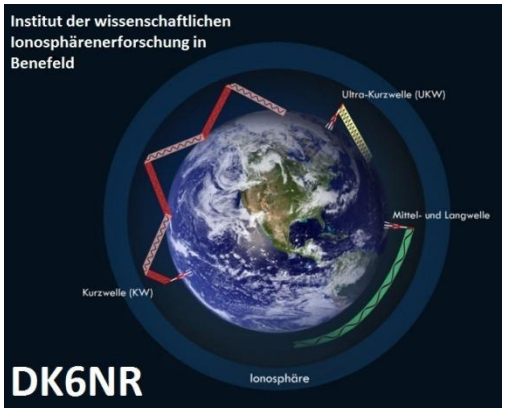
Von der Antenne zur Anpassung



Im Weiteren wird eine komplette Antennenanlage für den Frequenzbereich von 160m bis 10m, bestehend aus einen Dipol mit Zweidrahtleitung und notwendiger Anpassung mit Symmetrierung berechnet und beschrieben.

Die Antenne

Ausgangspunkt ist zuerst einmal ein gestreckter Dipol als eine Eindraht-Mehrbandantenne. Das eine symmetrische KW-Multibandantenne Vorteile gegenüber einer unsymmetrischen Merhbandantenne besitzt, hat sich ja mittlerweile schon herumgesprochen.
In diesem Beispiel sei der Dipol 2 x 16,5m lang und befindet sich in 9m Höhe. Es werden nun die Antenneneigenschaften für die KW-Bänder mit einem Antennen-Simulationsprogramm, hier „4NEC2“ (Freeware unter: http://home.ict.nl/~arivoors/), berechnet.

Dipol 2 x 16,5m in 9m Höhe über normalen Erdboden						
Band	**R**	**jX**	**Z**	**dBi**	**Grad**	**Ref. dBi**
160	7,23	-1371	1.371	0,78	85	3,72
80	31,3	-299	301	5,13	80	5,82
40	803	1673	1.856	6,84	65	5,82
20	183	261	319	7,24	30	8,48
15	120	-483	498	9,53	20	7,23
10	428	-1106	1.186	9,95	15	7,03

Erläuterungen: **[Bild 1]**

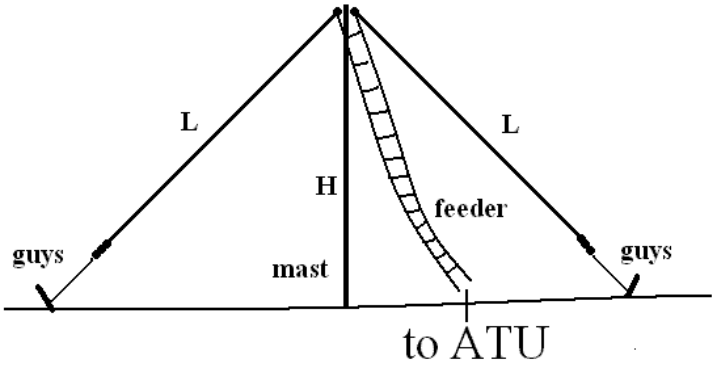
- **Band** = Amateurfunkband, Frequenzmitte
- **R** = ohmsche reale Teil von **Z,** auch realer Widerstand, aus Rs und Rv
- **jX** = imaginäre Teil von **Z**, auch Reaktanz oder Blindwiderstand, der immer dann auftritt wenn eine Antenne außerhalb ihrer Resonanz betrieben wird
- **Z** = der komplexe Fußpunktwiderstand aus **R** und **jX,** $\sqrt{R^2 + jX^2}$
- **dBi** = Antennengewinn in Hauptstrahlrichtung(en) über normalen Erdboden
- **Grad** = vertikaler Erhebungswinkel der Hauptstrahlrichtung(en)
- **Ref.dBi** = Gewinn eines λ/2-Dipols in 10m Höhe über normalen Erdboden

Die Antenne wurde mit einem Vollkupferdraht von Ø=1,5mm berechnet. Auch Aluminiumdraht führt zu gleichen Ergebnissen. Ein Draht aus Bronze oder Messing erbringen ca. 0,4 dB und ein Draht aus Edelstahl ca. 0,9 dB Verlust. Eine Verringerung des Drahtquerschnittes auf z.B. Ø=0,5mm Vollkupfer bringen ca. 0,7 dB Verlust.

Nun mag man der Meinung sein das ein paar $^1/_{10}$ dB mehr oder weniger nicht ins Gewicht fallen, aber 1 dB sind schon über 20% Verlust an Strahlungsleistung. Wer reduziert seine Sendeleistung auf z.B. 80 Watt wenn er es nicht muss? Also, je mehr „Material“ in der Luft umso besser. Für die unteren Bänder zählt dann auch noch jeder Meter an Länge und Höhe!

Die Antennenaufhängung

Hin und wieder wird ein KW-Allband-Dipol als „Inverted-V“ empfohlen.



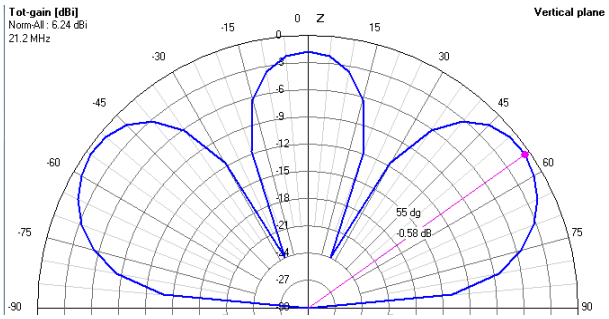
[Bild 2]

Ob man solch eine Aufhängung wirklich empfehlen kann, sollten wir überprüfen. Dazu reicht eine Prüfung für das 80m- und 15m-Band aus.
Die Antennenlänge sei wie oben 2 x 16,5m, die Höhe des Speisepunktes auch bei 9m und die Höhe über den Erdboden an den Enden 3m. Alle anderen Parameter bleiben gleich.

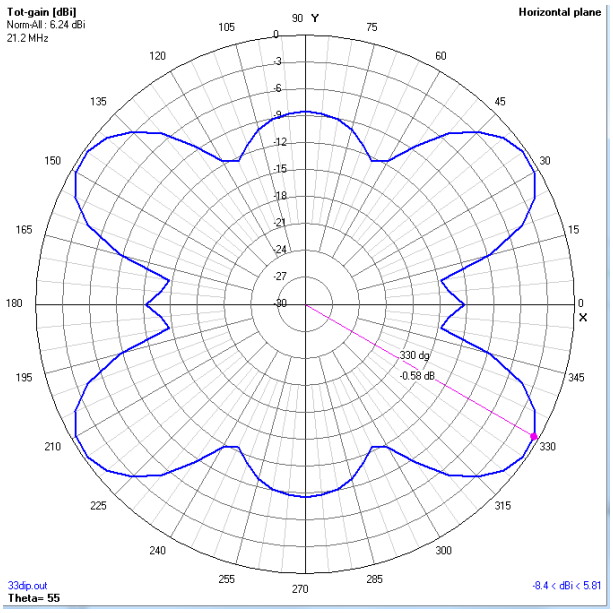
Inv.V-Dipol 2 x 16,5m in 9m/3m Höhe über normalen Erdboden						
Band	R	jX	Z	dBi	Grad	Ref. dBi
80	33,8	-264	266	2,71	80	5,82
15	142	-392	417	6,24	35	7,23

[Bild 3]

Es zeigt sich das der Gewinn auf dem 80m-Band gegenüber des gestreckten Dipols um über 2,4 dB (Verlust >42% !) zurückgegangen ist. Im 15m-Band beträgt der Strahlungsverlust ca. 3,3 dB, der vertikale Erhebungswinkel hat sich auf 35° erhöht und macht die Antenne für „DX“ fast unbrauchbar.



[Bild 4+5]



Details der Strahlungseigenschaften bei 21,2 MHz.

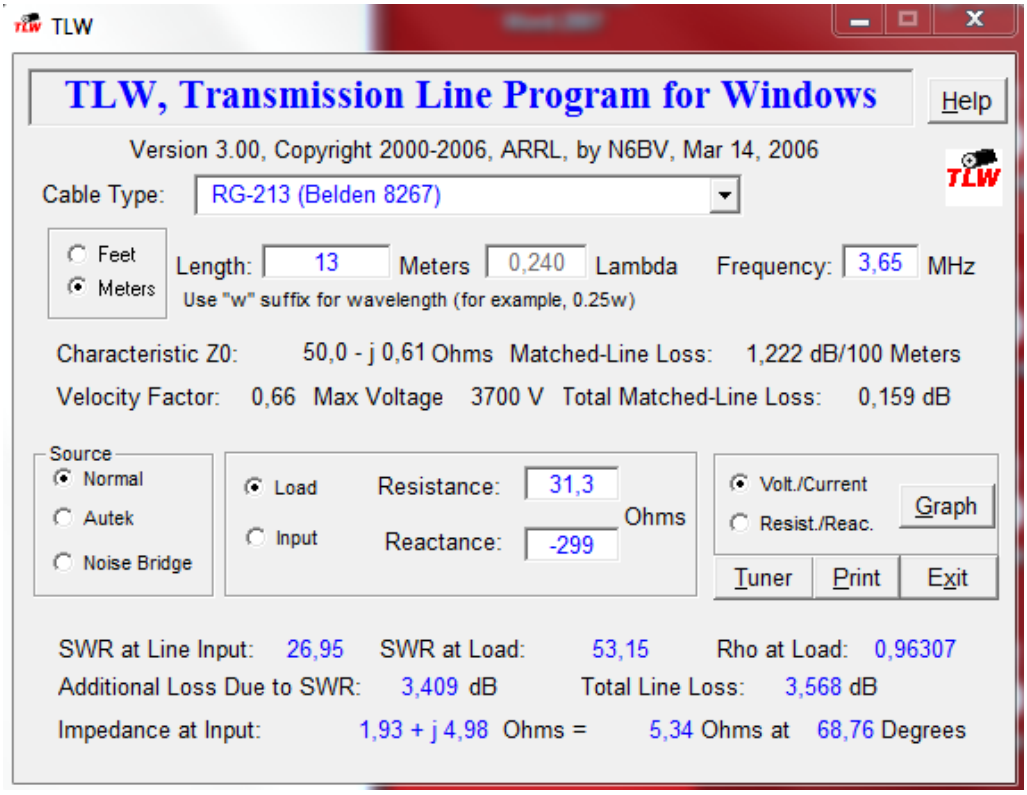
Das Entfernen eines 2. Abstandspunktes wurde teuer erkauft. So ist nun mal die Physik, es wird einem nichts geschenkt!

Auch die Aufhängung dieser Antenne als Winkeldipol bringt je nach Band mehr oder weniger Verluste gegenüber einen gestreckten Dipol. Je kleiner der Winkel umso größer die Verluste.

Die Speiseleitung mit Koaxialkabel?

Irgendwie muss man nun mit einer Leitung von der Antenne zum Tuner bzw. TRX, sofern sich die Station nicht in luftiger Höhe befindet. Ich gehe einfach mal von einer Speiseleitungslänge von 13m aus.

Wird die Tabelle aus [Bild 1] betrachtet, so erkennt man dass der reale Fußpunktwiderstand an der Antenne für das 80m-Band ca. 31,3 Ohm beträgt. Man könnte meinen dass sich das SWR zu 50 Ohm in der Nähe von 1,6 befindet und ein Koaxialkabel verwendet werden könnte. Schauen wir mal. Eine Berechnung mit Speiseleitung ist sehr gut mit dem Programm „TLA“ bzw. TLW“ von N6BV (ARRL) durchzuführen. Eines der besten kleinen Werkzeuge die ich kenne.



[Bild 6]

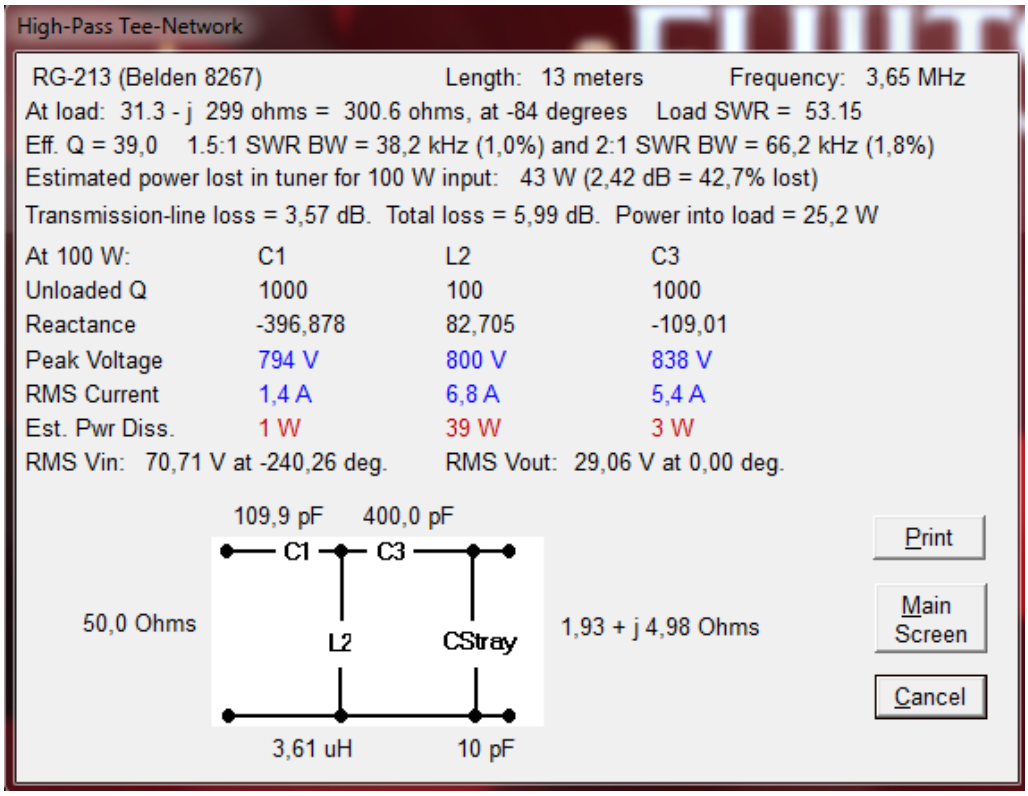
Ich habe 13m RG-213 bei 3,65 MHz genommen. Als weite Eingabeparameter muss der Wert „Resistance“ und „Reactance“ eingegeben werden. Das sind die Werte „R“ und „jX“ aus **[Bild 1]**, die den Anschlusswiderstand für das Koaxialkabel darstellen.

Das Programm hat ein SWR an der Antenne von ca. 27 und ein SWR von ca. 53 am Ausgang des Kabels ermittelt. Der Kabelverlust beträgt ca. 3,6 dB und die Anschlussimpedanz für den Tuner bzw. TRX 1,93 +j4,98 Ohm. Das sieht ja alles nicht so gut aus, oder?

Da das Koaxialkabel nicht mit dem eigenen Wellenwiderstand von 50 Ohm abgeschlossen ist, findet eine verlustbehaftete Transformation statt. Das macht jede Leitung! Es sei denn eine Speiseleitung ist elektrisch $\lambda/2$ oder ein vielfaches von $\lambda/2$ lang. Verluste bleiben aber erhalten.

Wie man sieht kann das Programm aber noch mehr. Es ist offensichtlich dass kein handelsüblicher TRX mit eingebautem Tuner diese Impedanzen verarbeiten kann. Nehmen wir an, es befindet sich noch ein ungenutzter externer Tuner in einer Ecke.

Mit einem „Klick“ auf „Tuner“ sehen wir was herauskommt.



[Bild 7]

Es gehen nur noch ca. 25 Watt von 100 Watt an die Antenne! Dabei muss der Tuner in der Lage sein die anstehenden HF-Spannungen von über 800 Volt und HF-Ströme von ca. 7 A bei 100 Watt Sendeleistung verarbeiten zu können. Durch den Skin-Effekt (Stromverdrängung an den Rand eines Leiters) bei HF müssten das schon rel. robuste Spulen und Drehkos mit ca. 1mm Netto-Plattenabstand sein. Auch die Einstellung des Tuners ist kritisch. Durch eine falsche Einstellung können bei dem hier gezeigten T-Tuner noch mehrere dB-Verlust hinzukommen, obwohl das SWR zum TRX noch bei 1 bleibt!

Eine Berechnung mit Koaxialkabel und Tuner für die anderen Bänder erspare ich mir. Es wird dort nicht besser aussehen, ganz im Gegenteil. So scheint es also nicht so Recht zu funktionieren.

Auch der Einsatz eines 1:9-Balun führt nicht zum Erfolg! Egal wo und wie er angeschlossen ist. Vielleicht geht etwas auf dem einen oder anderen Band. Möchte man sich an der frischen Luft Stunden und Tage aufhalten, was ja für die eigene Gesundheit nur gut sein kann, und findet man noch einen geduldigen OM in einigen km Entfernung für Vergleiche, ja dann…

Letztendlich findet solch ein Balun einen Abnehmer bei einem bekannten elektronischen Auktionshaus und gelernt hat man auch noch etwas.

Die Zweidrahtleitung

Wie sicherlich bekannt, so soll eine Zweidrahtleitung die verlustärmere Speiseleitung sein.
Hier eine Aufstellung von drei verschiedenen Zweidrahtleitungen. Die Länge bei allen Leitungen beträgt, wie beim Koaxialkabel, 13m. Die Eingabeparameter kommen aus **[Bild 1]**.

13m Eigenbauleitung 600 Ohm					13m Wireman 450 Ohm					13m Wireman 300 Ohm				
Band	R	jX	Z	Verl. dB	Band	R	jX	Z	Verl. dB	Band	R	jX	Z	Verl. dB
160	2,5	-407	407	-1,75	160	1,7	-351	351	-2,28	160	2,1	-272	272	-5,43
80	40,3	425	427	-0,29	80	27,1	197	199	-0,35	80	21,2	116	118	-0,73
40	83,3	146	168	-0,08	40	43,6	150	156	-0,17	40	30,6	189	191	-0,42
20	2.206	531	2.269	-0,06	20	1.002	-522	1.130	-0,07	20	93,2	-4	93	-0,07
15	125	-487	503	-0,15	15	109	-425	439	-0,22	15	292	765	819	-0,31
10	368	987	1.053	-0,16	10	171	628	651	-0,3	10	77,9	396	404	-0,39

[Bild 8]

Wiederum aus „TLW“ kommen die Anschlussimpedanzen an der Zweidrahtleitung mit den Leitungsverlusten. Unschwer lässt sich erkennen, dass die 600 Ohm-Eigenbauleitung die Leitung ist, die die geringsten Verluste aufweist. Im 80m-Band sind das nur noch 0,29 dB!

Auch an dieser Stelle sollte, wie bei der Antenne, nur bestes Material und auch nur wenige Spreizer eingesetzt werden. Ja selbst Kupferheizungsrohre sind aus Sicht der reinen Verlustbetrachtung kein Luxus. Aber auch die schlechtere 300 Ohm-Wireman-Leitung hat auf dem 80m-Band ca. 2,9 dB weniger Verluste als ein RG-213 Koaxialkabel, sofern die Wireman trocken bleibt und sie die anstehenden HF- Spannungen und Ströme verarbeiten kann.

Auffällig sind die relativ hohen Verluste im 160m-Band. Das liegt an den geringen Antennenfußpunktwiderstand von real 7,2 Ohm und der hohen negativen Blindkomponente von -1.371 Ohm. Die Antenne mit ihren 33m-Länge ist für das 160m-Band schon recht kurz (ca. λ 0,18), da hilft eine Zweidrahtleitung nur bedingt weiter. Zumindest wird die negative Blindkomponente geringer und kommt einer notwendigen Anpassung etwas entgegen. An Koaxialkabel ist an dieser Stelle überhaupt nicht zu denken.

Im Allgemeinen kann festgestellt werden, dass Antennen die oberhalb der Resonanzfrequenz betrieben werden (die Reaktanz/Blindkomponente wird positiv bzw. induktiv) fast immer zu geringeren Gesamtverlusten (Antenne und Zweidrahtleitung) führen. Siehe Verluste ab 40m. Leider ist das erst bei Antennen > $\lambda/2$ der Fall und es kann daher diese Bedingung nicht immer für die unteren Bänder erfüllt werden.

Hier bleibt aber die Zweidrahtleitung die verlustärmere Speiseleitung. Am besten ist die 600 Ohm-Leitung. Da kommt auch kein noch so gutes handelsübliches Koaxialkabel mit.

Allerdings ist die Verlegung einer Zweidrahtleitung nicht immer unproblematisch, meist aber auch nicht unmöglich. Mauer- und Deckendurchbrüche können z.B. mit einer Bohrung durch die ein 50mm-Abflussrohr mit Eigenbauzweidrahtleitung (ohne andere Leitungen!) gesteckt wird durchgeführt werden. Die andere Impedanz der Leitung innerhalb des Rohres spielt dabei eine untergeordnete Rolle. Das ist besser als zwei einzelne kleine Durchbrüche mit Isolierstücke. Wer nimmt denn Ziegel und Beton als Dielektrikum?

Auch sollte man „scharfe“ Knicke in der Zweidrahtleitung vermeiden. Das annageln an die Hauswand oder ein Parallelführen zu Dachrinnen und Metallmasten sollten unterbleiben. Es ist zu Metallteilen und Mauerwerken ein Sicherheitsabstand von min. 1 x Zweidrahtleitungsbreite anzustreben. Die Zweidrahtleitung bildet um sich herum ein elektromagnetisches Feld auf, das möglichst nicht gestört werden sollte.

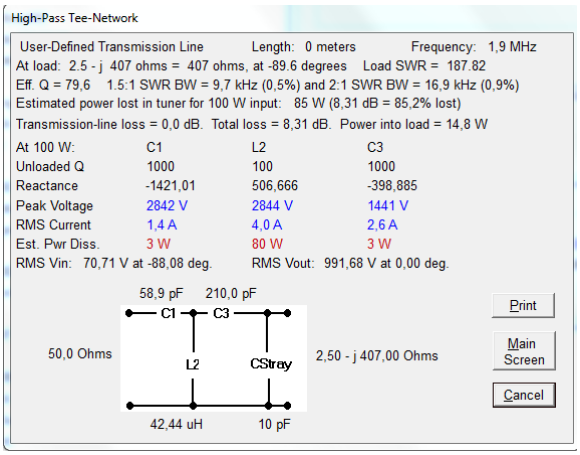
Die Anpassung

Da liegt sie nun. Gemeint ist die Zweidrahtleitung am TRX. Diese soll jetzt mit ihren unterschiedlichen komplexen Impedanzen [Z] je Band an den realen 50 Ohm-Eingang gebracht werden. Das geht nur mit einem Anpassnetzwerk. In einem Anpassnetzwerk müssen die Blindwiderstände [jX] kompensiert und die realen Wirkwiderstände [R] transformiert werden. Man spricht von einer „konjugiert komplexen Anpassung“.

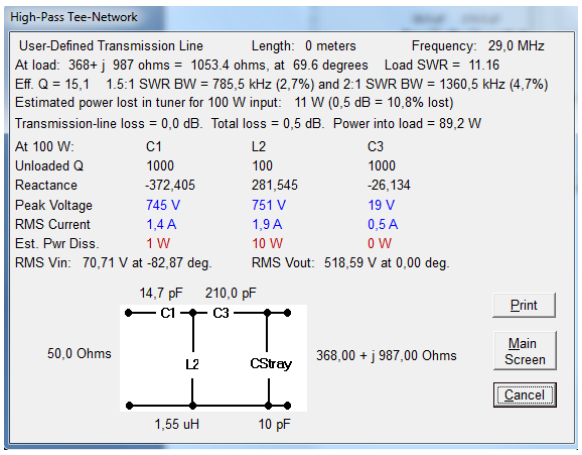
Welche Anpassungsschaltung sollte für unsere Beispielantenne genommen werden?
Für die weiteren Berechnungen nehmen wir die Werte der 600 Ohm-Leitung aus **[Bild 8]**. Damit wir für eine erste Übersicht nicht allzu viel berechnen müssen beschränken wir uns auf das 160m- und 10m-Band.

Das T- und Π-Netzwerk

Beispielrechnung mit einem **„**MFJ 969-**T-Tuner“**:



160m-Band, eine Katastrophe! **[Bild 9]**

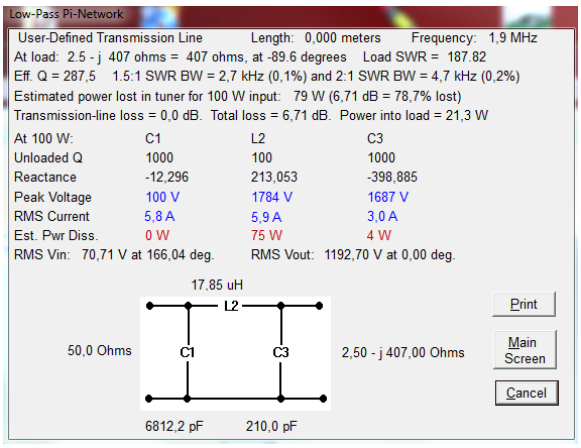


10m-Band, es sieht gut aus… **[Bild 10]**

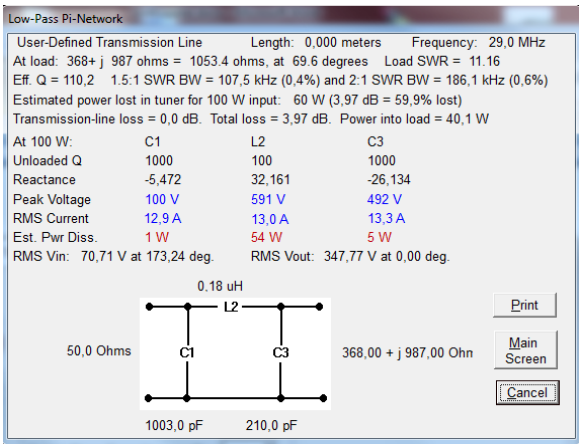
Ich glaube nicht das die Rollspule es im MFJ-Tuner auf über 40µH für das 160m-Band bringt.
Eine Anpassung wird wohl eher nicht gelingen. Die guten Werte für das 10m-Band werden auch nur erreicht wenn die Bauteile so abgestimmt werden, wie berechnet. Man beachte die HF-Spannungen unter „Peak Voltage“ mit nur 100 Watt Sendeleistung! Durch die drei variablen Größen (C-L-C) können unendlich viele Einstellungen zu einem guten SWR an 50 Ohm führen. Es gibt aber nur eine Kombination mit den geringsten Verlusten. Die Mehrdeutigkeit ist der große Nachteil eines T-Gliedes. Ein HF-Strommessgerät in der Zweidrahtleitung könnte helfen. Es kommen auch immer noch die Übertragungsverluste der Zweidrahtleitung hinzu.

Genau so sieht es mit einer Π-Filterschaltung aus. Durch die drei Variablen habe ich immer mehr Verluste als nötig. Das liegt an der erhöhten Betriebsgüte „Q“. Für geringste Anpassungsverluste muss die Kreisgüte „Q“ so gering wie möglich sein. Das ist z.B. innerhalb eines Endverstärkers (PA) mit geforderter Röhrenanpassung und Oberwellenunterdrückung etwas ganz anderes. Die Kreis- bzw. Betriebsgüte einer Anpassschaltung darf dabei nicht mit der Bauteilegüte der verwendeten Spulen und Kondensatoren verwechselt werden! Je höher die mechanische und elektrische Güte der verwendeten Bauteile, umso geringer sind die zu erwartenden Verluste.

Beispielrechnung mit einem **„Π-Glied“**:

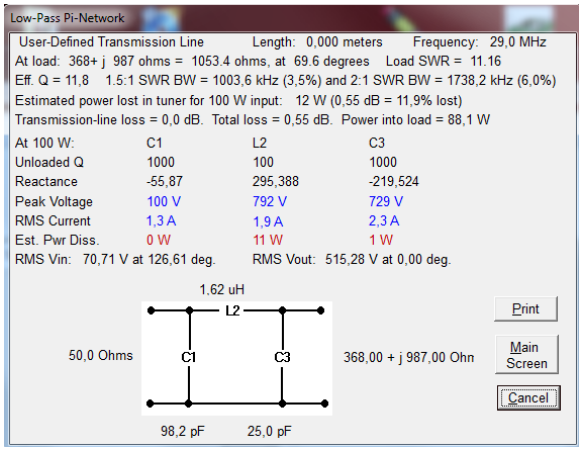


[Bild 11]



[Bild 12]

Hier habe ich einmal den jeweiligen Ausgangskondensator willkürlich auf 210 pF gesetzt.
Zu erkennen ist der geringere Verlust im 160m-Band gegenüber der T-Schaltung. Für das 10m-Band sind die Verluste angestiegen. Durch Veränderungen des Ausgangskondensators (C3) könnten die Verluste im 10m-Band reduziert werden.

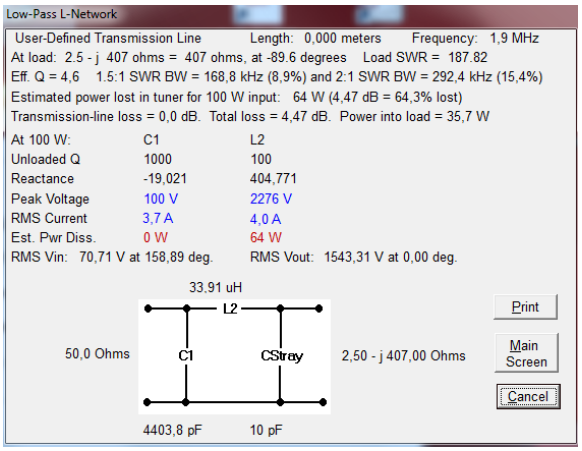


In diesem Beispiel wurde der Ausgangskondensator (C3) für das 10m-Band auf 25 pF gesetzt. Der Verlust konnte dadurch von 3,97 dB auf 0,55 dB gesenkt werden. Die Betriebsgüte „Q“ hat sich von 110 auf 12 abgesenkt. Gleichzeitig haben sich die Werte der anderen zwei Bauteile verändert. Auch hier ergibt sich durch drei variable Größen eine mehrdeutige Abstimmung.

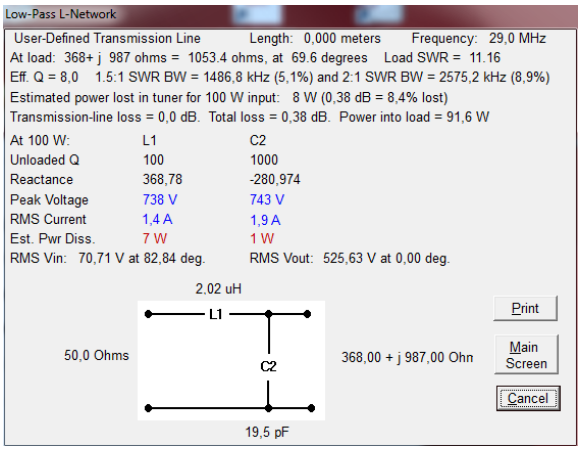
[Bild 13]

<u>Das C-L-Netzwerk bzw. L-Glied</u> (mein Favorit)

Wird aus dem Π-Glied ein Kondensator weggelassen so entsteht das einfache L-Glied.



[Bild 14]



[Bild 15]

Die Verluste betragen jetzt 4,47 dB und 0,38 dB. Es gilt: weniger an Bauteilen, ist mehr!
Auch sieht man dass das „C“ an die Seite gehört, zu der herauf transformiert werden muss.
Es kann auch nur eine bestimmte Kombination von „L“ und „C“ zu einem guten SWR führen.
Die Abstimmung ist eindeutig! Und das ist neben den geringeren Verlusten der größte Vorteil.

Alle Berechnungen sind unter gleichen Bauteilebedingungen durchgeführt worden. Sendeleistung 100 Watt, Leerlaufgüte „Q“ für den Kondensator 1000 und für die Spule 100.

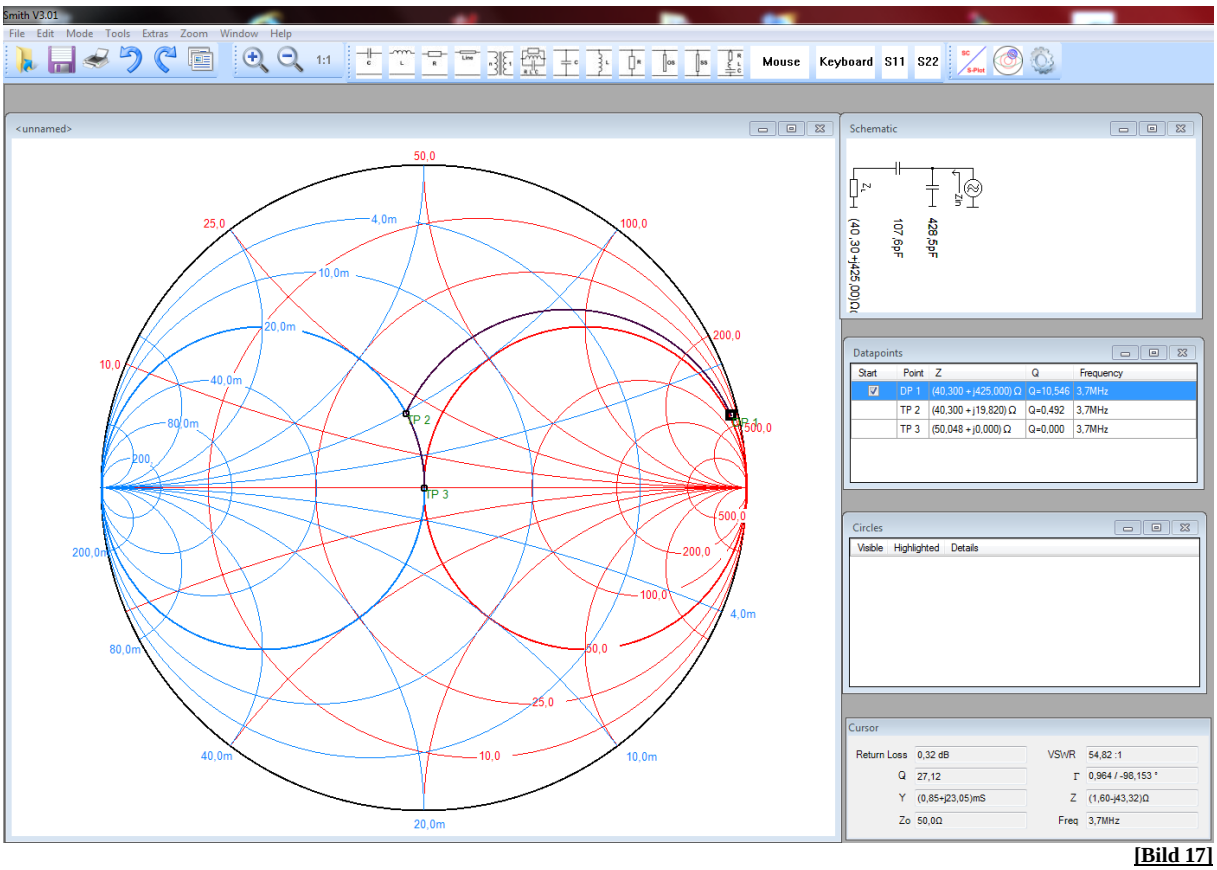
Die Anpassungsberechnung mit „L-Glied“ des Dipols aus **[Bild1]** für alle Bänder:

Anpassung mit 13m Eigenbauleitung 600 Ohm und L-Glied in Tiefpasskonfiguration						
Band	**C1 in pF**	**L in µH**	**C2 in pF**	**Verl. Koppler in dB**	**Verl. Leitung in dB**	**Verl. Total in dB**
160	4.404	33,9	0	-4,47	-1,75	-6,22
80	0	19,5	198	-0,49	-0,29	-0,78
40	0	2,7	277	-0,12	-0,08	-0,20
20	0	3,7	35	-0,32	-0,06	-0,38
15	0	2,3	10	-0,28	-0,15	-0,43
10	0	2,0	20	-0,38	-0,16	-0,54

[Bild 16]

C1 ist der parallele Kondensator auf der 50 Ohm-Seite, L ist die Spule in Reihe und C2 der parallele Kondensator an der Zweidrahtleitung. Bis auf das 160m-Band bleiben erfreulicher Weise alle Gesamtverluste deutlich unter 1 dB.

Für das 80m-Band gibt es, durch die spezielle Kombination aus R und jX an der Zweidrahtleitung, noch eine sehr verlustarme Version der Anpassung (C-C-Tuner) mit nur 2 Kondensatoren. Simuliert mit dem Programm „Smith“. Dieses Programm gibt es als Demoversion im Internet. Mit der Frequenz und Z „gefüttert“ kann auch hier nach Anpassungslösungen gesucht werden.



[Bild 17]

Ein paralleler Kondensator von ca. 429 pF an der 50 Ohm-Seite und ein weiterer Kondensator von ca. 108 pF in Serie zur Zweidrahtleitung bringen eine sehr verlustarme (nur ca. 0,1 dB !) Anpassung an 50 Ohm.

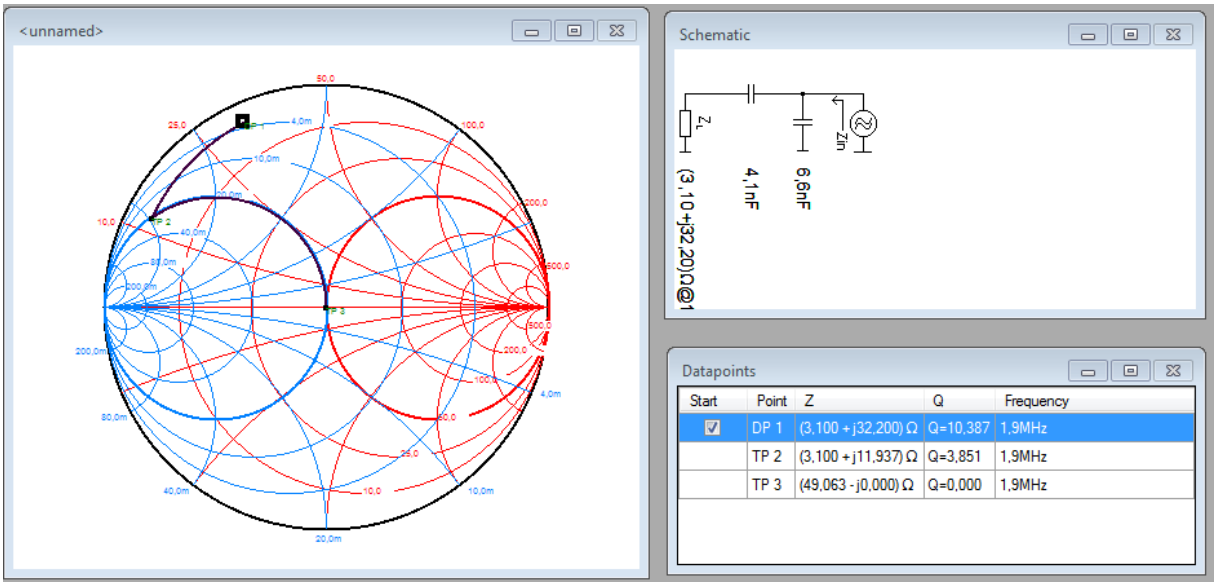
Würde man jetzt das große L (Spule > 30 µH) und das große C für 160m, eventuell noch (für eine C-C-Anpassung im 80m-Band) zusätzliche Kondensatoren zu schaltbar machen, so benötigt man nur eine relativ kleine Rollspule von vielleicht ≥ 4 µH. Dadurch könnte das Anpassgerät auch für die oberen Bänder verlustarm aufgebaut werden.

Es ist unbedingt darauf zu achten das die Spulen eine möglichst hohe Leerlaufgüte aufweisen. Die Verluste innerhalb einer Anpassschaltung werden fast ausschließlich durch die verwendeten Spulen erzeugt. Ich habe die Berechnung wie erwähnt mit einer Spulengüte von 100 durchgeführt. Würde man z.B. für die Anpassung im 160m-Band eine Spule mit einer Güte von 200 einsetzten, so könnten die Verluste dort von 4,47 dB auf 2,78 dB herabsenkt werden!

Ist eine verlustarme C-C-Anpassung auch für das 160m-Band möglich? Dazu muss die Anschlussimpedanz von R 2,5 Ohm und jx -407 Ohm auf eine positive Reaktanz gebracht werden.

Eine elektrische Verlängerung durch eine Spule wäre möglich, ist ja aber auch schon in der bisherigen 160m-Anpassung vorhanden und aufgrund von bleibenden Spulenverlusten unsinnig. Wir verlängern einfach die 600 Ohm-Zweidrahtleitung von 13m auf z.B. 28m. Und siehe da, die Anschlussimpedanz an der Zweidrahtleitung beträgt nun R 3,1 Ohm und jx 32,2 Ohm.

Anpassungsberechnung mit „Smith“:



[Bild 18]

Der berechnete Verlust für die Zweidrahtleitung beträgt 4,3 dB. Zusammen mit dieser Anpassschaltung könnte der Gesamtverlust auf dem 160m-Band auf ca. 4,5 dB verringert werden. Immerhin ist das ein Gewinn gegenüber der ursprünglichen 160m-Variante von ca. 1,7 dB. Es müssen jetzt aber alle Berechnungen für die anderen Bänder wiederholt werden. Die Ergebnisse müsste man dann miteinander vergleichen. Auch die 28m lange Zweidrahtleitung muss vernünftig verlegt werden können.

Manchmal wird behauptet dass die Zweidrahtleitungslänge so gewählt werden sollte, das möglichst keine hohen Spannungen am Koppler (Tuner) auftreten. Begründet wird diese Behauptung mit HF-Einstrahlproblemen in anderen Gerätschaften. Unfug! Eine richtig betriebene Zweidrahtleitung strahlt nicht. Allerdings ist eine Leitung am Spannungsbauch empfindlicher zur Umgebung. Selbst wenn man z.B. für das 10m-Band die Leitungslänge so wählt das ein geringes Z anliegt, wird in ca. 2,5m (λ/4) Entfernung auf der Leitung ein Spannungsbauch mit hohem Z anstehen. Bedingt durch Leitungs- und Anpassungsverluste sollte man dennoch einige Längenvariationen durchrechnen.

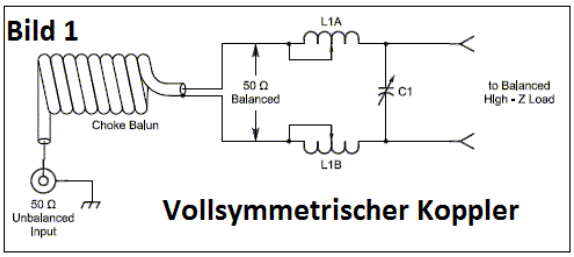
Zu allererst sind ohnehin einige Vorüberlegungen anzustellen:

1. wie lang kann die Antenne und auch Zweidrahtleitung max. sein?
2. kann die Antenne mit der max. Länge wirklich symmetrisch aufgehängt werden?
3. wie lang ist die Zweidrahtleitung im Minimum?
4. welche Bauteile stehen mir für eine Anpassung zur Verfügung?
5. können an den Grundstücksgrenzen die Personen- und HSM-Grenzwerte eingehalten werden?

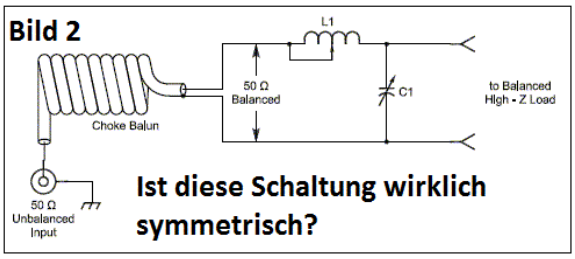
… u.s.w.

Die Symmetrierung

Die betrachteten Anpassnetzwerke sind allesamt unsymmetrisch. Um daraus vollsymmetrische Netzwerke zu bauen, braucht man lediglich die eine, in Reihe liegende Induktivität, in zwei gleiche Teile aufzuteilen und in beide Zweige je eine Spule einzubauen. Bei Serienkapazitäten werden die Werte verdoppelt und zwei gleiche Kapazitäten in jeden Zweig gesetzt. Die parallelen Elemente bleiben so wie sie sind. Man muss aber nicht zwingend ein vollsymmetrisches Netzwerk benutzen.



[Bild 20]



[Bild 21]

Auch die Schaltung aus **[Bild 21]** arbeitet bei richtigem Aufbau zufriedenstellend.

Nachdem alle Parameter für Antenne, Zweidrahtleitung und Bauteile für eine Anpassung berechnet worden sind, bleibt noch der Übergang von der symmetrischen Antennenanlage zum unsymmetrischen 50 Ohm-Anschluss. Für diese Aufgabe bietet sich der 1:1 Balun an.

Sehr kontrovers wird mitunter darüber diskutiert, wo nun ein solcher Balun platziert werden sollte, vor oder hinter der Anpassung bzw. den Tuner. Es gibt nur eine vernünftige Position für eine KW-Mehrbandantenne. Ein 1:1-Balun gehört an die 50 Ohm-Seite! Warum?

Ein 1:1- Balun wird mit einer Leitung bewickelt dessen Impedanz gleich der Anschlussimpedanz ist. Dadurch wird eine geringstmögliche Durchgangsdämpfung (um 0,1 dB) sichergestellt. Das X_L (induktiver Widerstand bei der Betriebsfrequenz) der Induktivität einer Balunleitung muss min. 4 (besser größer) mal so hoch sein wie die Anschlussimpedanz, nur dann kann der Balun richtig symmetrieren.

Auf der 50 Ohm-Seite können diese Bedingungen relativ leicht erfüllt werden. Man nehme einen geeigneten Ringkern und bewickle ihn mit einer 50 Ohm-Leitung (Koaxialkabel) so das für das 160m-Band eine Induktivität mit $X_L > 200$ Ohm, das sind für 1,8 Mhz $\geq$ 20 µH, entsteht. Fertig.

Ein Balun an der Seite der Zweidrahtleitung steht da vor ganz anderen Herausforderungen.
Betrachtet man sich die unterschiedlichsten Impedanzen an der Zweidrahtleitung mit bis zu mehreren tausend Ohm kann man erahnen was auf den Balun zukommt.

- Es gibt keine im Z variable Balunleitung die allen Impedanzen gerecht wird. Es entstehen dadurch unnötige Leitungsverluste.

- Die Balunleitung wird eine mit Verlusten behaftete Transformation, da nicht mit Nennimpedanz abgeschlossen, durchführen. Ja, auch ein 1:1 Balun an dieser Position!

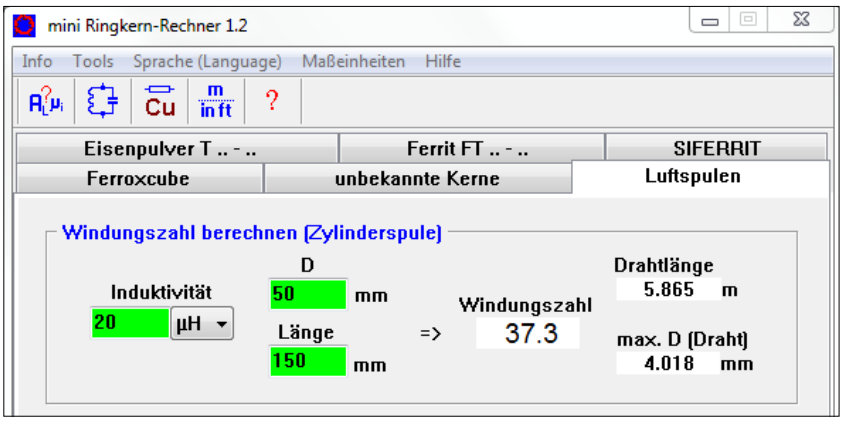
- Durch ein Z (R mit Blindkomponenten) an der Leitung von angenommen 2.000 Ohm müsste die aufgewickelte Leitung ein X_L von min. 8.000 Ohm aufweisen. Dadurch werden sehr viele Windungen notwendig, die aufgewickelte Leitung wird relativ lang und die Wicklungskapazitäten steigen an.

- Der 1:1-Balun wird neben der undurchsichtigen Transformation auch nicht immer symmetrieren können. Möchte man sich so etwas freiwillig antun? Warum unnötige Verluste und unvorhersehbare Ergebnisse einhandeln wenn es anders geht? Noch undurchschaubarer werden die Verhältnisse mit einem 1:4-Balun an der Zweidrahtleitung.

Ich meine nach dieser Argumentation kann jeder meine Meinung zur Positionierung eines Baluns nachvollziehen.

Es mag durchaus begründete Anwendungen für einen Balun an der Zweidrahtleitung geben. Nicht aber an einer solchen Mehrbandantenne. Es sei denn man nimmt bewusst zusätzliche Verluste einfach hin.

Nachdem das geklärt ist, kommen wir wieder zum eigentlichen Balun zurück. Wie aus **[Bild 20]** zu sehen ist, kann solch ein Balun im einfachsten Fall aus aufgewickeltem Koaxialkabel bestehen. Für das 160m-Band müsste aber, wie schon gesagt, die Balunspule eine Induktivität von nicht kleiner 20 µH besser 30 µH aufweisen.



[Bild 22]

Mit diesem kleinen Programm von „DL5SWB“ kann schnell eine Spule berechnet werden.

Die aufgewickelte Leitung könnte für bis zu 100 Watt aus RG-174-Koaxialkabel bestehen.
Auch eine verdrillte Zweidrahtleitung aus 2 x Ø 0,8 mm-Kupferlackdraht kann hier sehr gut verwendet werden. Bei 100 Watt Sendeleistung stehen am Balun ca. 100V_{Spitze} bei 1,4A_{Spitze} an.

Möchte man einen Balun mit einem Ringkern aufbauen, so sollte einiges beachtet werden. Nicht jedes Ringkernmaterial ist gleich gut geeignet. Grundsätzlich wären Eisenpulverkerne vom Typ Txx-2 für den hier betrachteten Frequenzbereich geeignet. Allerdings sind für die geforderten 20 µH relativ viele Windungen aufzubringen. Das macht einen unnötig großen Kern notwendig, oder man muss mehrere Kerne stapeln.

Besser ist es Ferritmaterialien zu benutzen. Für Breitband-Balune (1:1, 1:4, 1:9 …) haben sich von 160m bis hin zu 6m Materialien aus NiZn (Nickel-Zink) mit einer Anfangs-Permeabilität (µi) von 100…250 bestens bewährt. Das entspricht z.B. der Materialmischung von Amidon des Typs #61 oder auch von Philips bzw. Ferroxcube die Kerne 4C4, 4C6, 4C65 oder 4B1. Mit gewissen Einschränkungen (Sendeleistung) geht auch der NiZn-Kern Typ #43 mit µi 850 von Amidon.

Generell kann gesagt werden, dass die Belastung eines Kernes größer wird, je mehr Windungen aufgebracht sind und je größer das Transformationsverhältnis wird. Weiterhin kann man sagen, dass ein höheres µi die mögliche Übertragungsleistung verringert.

Ein FT140-43 sollte aber für 100 Watt als 1:1-Balun beschaltet, dicke ausreichen. Kerne des Typs FT114-61/43 sind für QRP geeignet. Für mehrere 100 Watt bis in den kW-Bereich hinein sollte dann schon ein FT240-61 o.ä. (evtl. 2 Stück Stapeln) mit Teflonkabel verwendet werden. Die notwendigen Windungen lassen sich leicht mit dem „mini Ringkern-Rechner“ ermitteln.

Mit zunehmender Kernbelastung ändert sich die aufgebrachte Induktivität (in der Regel verringert sie sich) und der Kern wird warm. Wird ein Ferritkern zu warm (Materialabhängig > 100°C) so können sich u.U. Materialveränderungen nicht mehr zurückbilden und der Kern wird unbrauchbar!

Man hüte sich also davor unbekannte Kerne mit zweifelhafter Herkunft zu kaufen. Auch Kerne mit unbekannter Materialmischung sollte man nicht einsetzen. Die Permeabilität von magnetischen Materialien ändert sich mit der Frequenz. Das Material muss zum Frequenzbereich passen! Wird das alles beachtet, erspart man sich eine Menge Frust.

Wie man erkennt ist es kein Hexenwerk um zu einer gut funktionierenden Antennenanlage zu kommen. Vieles kann im Vorfeld schon berechnet und geklärt werden, ohne im Nebel stochern zu müssen. Enttäuschungen und überzogene Erwartungen können und sollten vermieden werden.

Natürlich können die von mir eingesetzten Programme nicht alle Unwägbarkeiten des Aufbaues, der Umgebung, Materialtoleranzen oder Eigenschaften von Bauteilen berücksichtigen. Es kommt dabei ja auch nicht auf die absolute Genauigkeit an. Sehr wohl sind Veränderungen an der Antennenanlage beim durchrechnen sofort erkennbar. Da braucht dann nicht mehr „über den Daumen gepeilt“ werden um festzustellen ob sich etwas verbessern könnte oder nicht. Es lassen sich bei einem Vergleich sehr schnell die dBs der Verluste addieren.

Für den Bau von Antennen, Leitungen und Anpassgeräten bedarf es schon ein gewisses Maß an handwerkliches Geschick und HF-Verständnis, ist aber für einen Funkamateur nicht unmöglich zu realisieren. Nur durch Reden alleine ist noch nichts fertig geworden!

11.2011, DK6NR