

Anpassung einer 80 m-EFHW am National Mountain Day

Werner Baumberger HB9CLN

1 Einleitung

Der mittengespeiste Halbwellendipol dürfte die am NMD am häufigsten eingesetzte Antenne sein, dies mit gutem Grund: Er ist leicht zu dimensionieren (einfache Formel für dessen Länge), die Impedanz im Speisepunkt liegt in der Nähe von 50Ω (kein Tuner oder Transformator nötig) und ein Abgleich auf die Sollfrequenz ist leicht möglich (eines der beiden Enden verlängern oder verkürzen resp. aufwickeln reicht völlig aus).

Steht in der Mitte des Halbwellendipols bereits eine Aufhängevorrichtung zur Verfügung (Fahnenmast, Aussichtsturm oder freistehender Baum) ist der Halbwellendipol auch beim Gewicht ziemlich optimal, allerdings benötigt man ein Koaxialkabel oder eine symmetrische Zweidrahtleitung vom TRX zum Speisepunkt.

Fehlt jedoch ein geeigneter Aufhängepunkt in der Mitte, ist dieser wegen des Geländes nicht zugänglich oder möchte man das Kabel dorthin einsparen, bietet sich eine Einspeisung an einem der beiden Enden an, der ehemalige Speisepunkt in der Mitte ist nun kurzgeschlossen. Das resultierende Gebilde ist eine EFHW (*end fed half wave dipole*): Die Antenne bleibt dieselbe, die Verhältnisse am Speisepunkt sind nun aber komplett anders, man benötigt zwingend ein Anpassglied.

Letzteres dürfte der Grund sein, dass die EFHW am NMD bisher nicht so häufig gesehen wurde. Zudem kursieren einige Halbwahrheiten über diese Antennenform, was gelegentlich zu Verunsicherungen führt. Dieser Bericht ist ein Versuch, etwas Klarheit bezüglich Einsatz einer EFHW zu schaffen.

2 Grundlagen

Ein mittengespeister Halbwellenstrahler weist bei seiner Resonanzfrequenz eine rein reelle Anschlussimpedanz von ca. 72Ω auf, die nur etwas von der Höhe über dem Boden abhängt und im Falle einer *Inverted V* vom Apex-Winkel.

Die Anschlussimpedanz eines endgespeisten Halbwellenstrahlers ist ebenfalls rein reell, aber hochohmig, und hängt zusätzlich noch von der Strahlerdicke (Drahtdicke) ab, genauer vom sog. Schlankheitsgrad. Dieser Sachverhalt ist in Fig. 1 gezeigt, dabei ist h die Strahlerlänge, d der Strahlerdurchmesser (Drahtdicke), der Quotient aus beiden Grössen ist der genannte Schlankheitsgrad.

Somit ist bei $h/d = 2000$ bei $\lambda/2$ Länge mit einer rein reellen Fusspunktimpedanz von gut $2 \text{ k}\Omega$ zu rechnen. Eine typische NMD-Antenne hat eine Länge von 40 m und einen Durchmesser von 0.5 mm, d.h. der Schlankheitsgrad h/d ist wesentlich grösser (im Beispiel 80'000) und somit ist auch mit einer deutlich höheren Anschlussimpedanz $>2 \text{ k}\Omega$ zu rechnen!

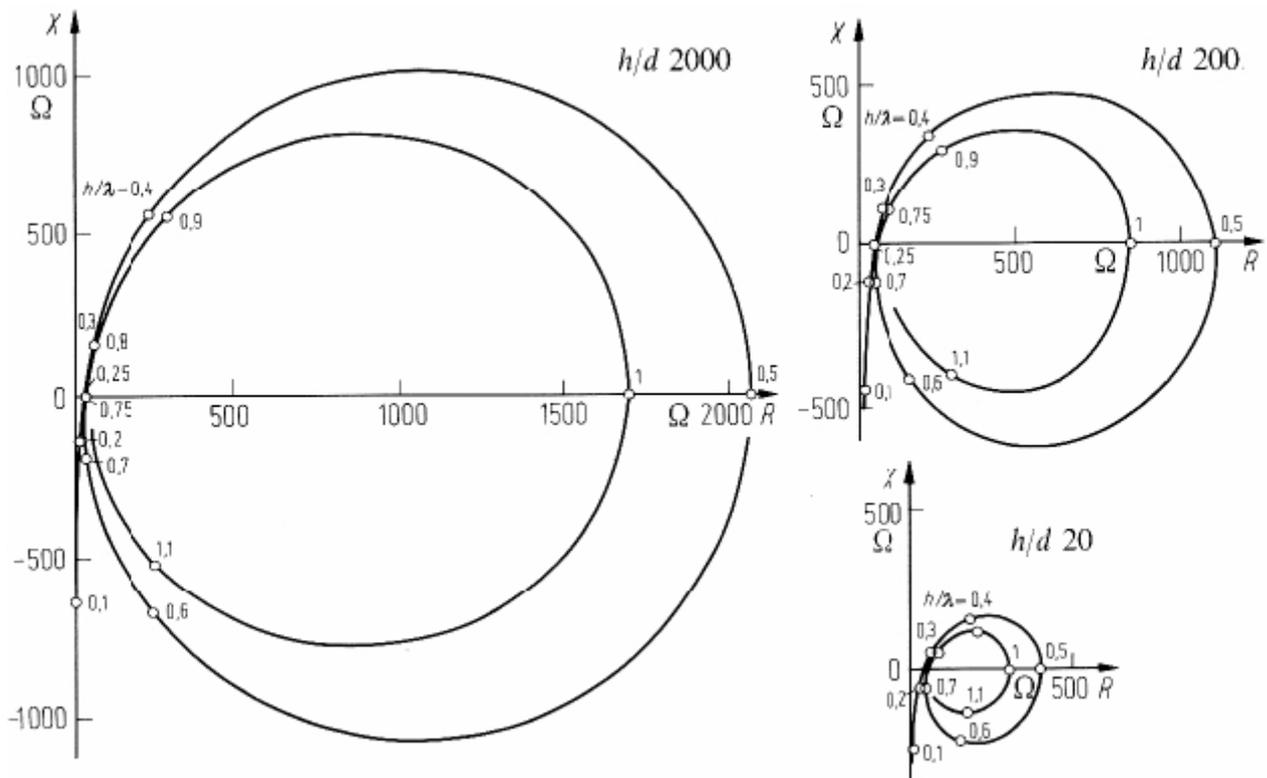


Fig. 1 Verlauf der Fusspunktimpedanz eines Monopols über einer unendlichen gut leitenden Fläche in Abhängigkeit der elektrischen Länge und für verschiedene Schlankheitsgrade (aus [1])

3 Technische Möglichkeiten

Die Anpassung einer EFHW mit einer reellen Anschlussimpedanz von einigen $k\Omega$ an $50\ \Omega$ ist entweder mit Hilfe eines (schmalbandigen) reaktiven Anpassnetzwerkes („Tuner“) oder mit Hilfe eines (mehr oder weniger breitbandigen) Transformators zu erreichen.

Für die **Tuner**-Option existieren verschiedene Topologien, Fig. 2 zeigt eine Auswahl. Schaltungen A und B sind ungeeignet (keine Transformation des Realteils resp. Transformation in die falsche Richtung). Schaltungen C und E transformieren in die richtige Richtung (TRX-Anschluss niederohmig, Antennenanschluss hochohmig), Schaltung D ist universell.

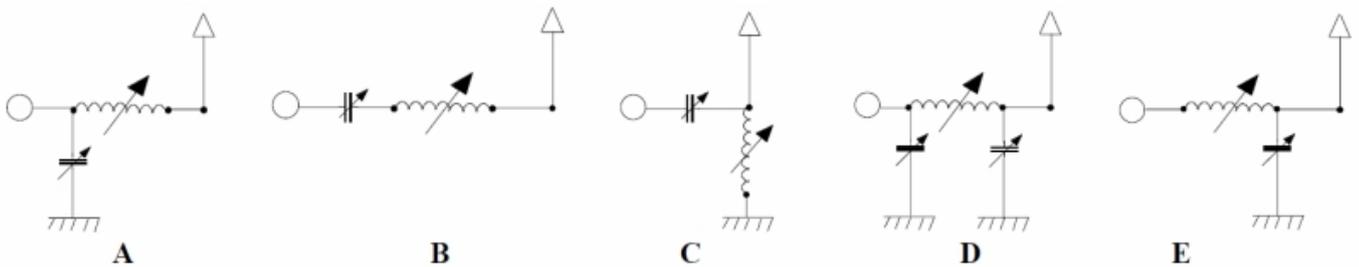


Fig. 2 Tuner-Schaltungen (aus [2])

Der Nachteil der unschlagbar einfachen Schaltungen C und E ist, dass sowohl der Kondensator wie auch die Spule variabel sein müssen und dass sowohl bei einer Änderung des anzupassenden Realteils wie auch bei einer Änderung der Mittenfrequenz immer *beide* Elemente verändert werden müssen.

Eine Alternative zeigt Fig. 3. Mit der Wahl der Anzapfung an der Spule wird der anzupassende Realteil der EFHW eingestellt, mit dem Drehkondensator wird ein allfälliger Blindanteil kompensiert, d.h. die Mittenfrequenz kann unabhängig beeinflusst werden.

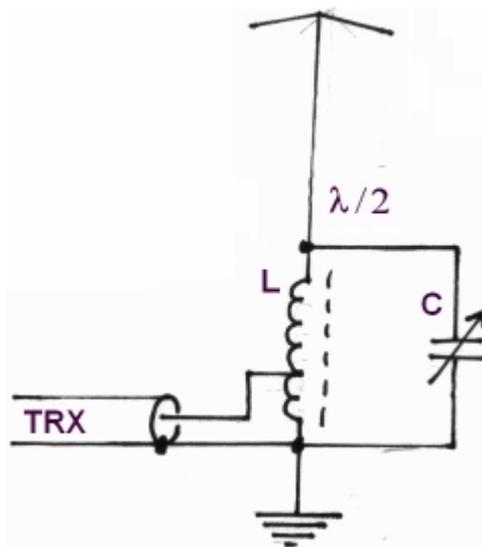


Fig. 3 Reaktives Anpassnetzwerk („Tuner“) mit angezapfter Spule

Die zweite eingangs erwähnte Option (breitbandiger **Transformator**) zeigt Fig. 4, wobei es sich hier um einen Autotransformator handelt (nur eine Wicklung mit Anzapfung). Natürlich ist auch ein normaler Transformator mit Primär- und Sekundärwicklung möglich.

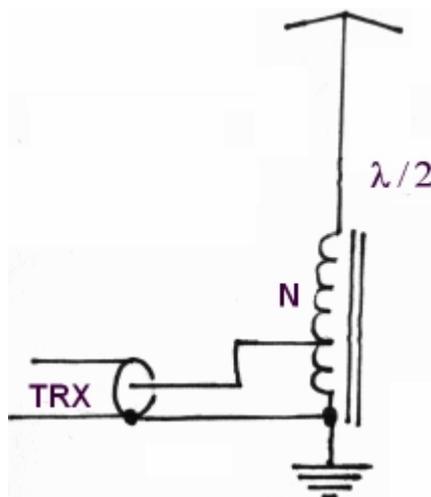


Fig. 4 Autotransformator

Diese Schaltung ähnelt derjenigen von Fig. 3 stark, dennoch unterscheidet sie sich grundsätzlich: Beim Autotransformator ist die Induktivität der gesamten Wicklung so hoch, dass deren Blindwiderstand X_L gegenüber dem Fusspunktwiderstand der EFHW R vernachlässigbar ist ($X_L \gg R$). Somit braucht man auch keinen Kondensator zur Kompensation des induktiven Blindstroms und die Güte der Spule spielt keine Rolle, da der Blindstrom vernachlässigbar klein ist.

In der Praxis verwendet man fürs L des **Tuners** gemäss Fig. 3 eine Luftspule oder eine Wicklung auf einem Eisenpulverringkern. Fürs 80 m-Band eignet sich das Material Nr. 2 von Amidon Associates (Kernfarbe rot), es weist eine relative Permeabilität μ_r von 10 auf und je nach Kerngrösse sind Güten Q_L über 250 im 80 m-Band möglich.

Für den **Autotransformator** der Fig. 4 benötigt man ein Kernmaterial mit einem viel höheren μ_r , um die geforderte hohe Induktivität zu realisieren, d.h. es muss ein Ferrit sein. Für den unteren KW-Bereich eignet sich das Material Nr. 43 von Amidon Associates oder Fair Rite mit einem μ_r von ca. 800.

Bemerkenswert dabei ist, dass die Güte der resultierende Wicklung im 80 m-Band wegen der Kernverluste deutlich unter 5 liegen wird, s. hierzu die Materialdaten gemäss [3]: Die Güte des magnetischen Materials allein entspricht dem Quotienten von μ' und μ'' . Der Ringkern Nr. 5943002701 von Fair Rite dürfte dem für diese Anwendung häufig eingesetzten FT140-43 von Amidon Associates entsprechen.

Der am NMD 2022 bei der Station HB3YMQ/p eingesetzte **Tuner** ist in der Fig. 5 zu sehen. Die Spule besteht aus 32.5 Windungen auf einem Ringkern T200-2 (Gesamtinduktivität ca. 16 μ H). Mittels Drehschalter kann eine der Anzapfungen bei 3.5, 5.5 oder 8.5 Windungen für die Einspeisung gewählt werden. Der Drehkondensator hat maximal 150 pF, ihm parallel geschaltet ist ein Festkondensator von 56 pF (ATC Serie 100B).



Fig. 5 Am NMD 2022 von HB3YMQ/p eingesetzter EFHW-Tuner gemäss Fig. 3, mit drei wählbaren Anzapfungen

Die drei Schalterstellungen erlauben eine reflexionsfreie Anpassung von 2, 5 oder 9 k Ω an 50 Ω . Der mit dem Drehkondensator (plus Festkondensator) realisierte Abstimmbereich beträgt ca. 2.8 bis 4.7 MHz. Der Ringkern ist für die eingesetzte Sendeleistung von 35 W PEP zweifelsohne überdimensioniert, der Plattenabstand des Drehkondensators von ca. 0.3 mm dagegen eher grenzwertig.

Ein kommerziell erhältlicher **Autotransformator** für eine Impedanztransformation von 1:49 (Bausatz) ist in Fig. 6 gezeigt. Über den Frequenzbereich, in dem er eingesetzt werden kann, ist nichts bekannt. Der 50 Ω -seitige Parallelkondensator erhöht den nutzbaren Frequenzbereich.



€ 22,00 Incl. VAT

HF kits

Complete 1:49 Impedance Transformer DIY kit for End Fed antenna's.

100 Watt, with solid tensile stools, all stainless steel.

- IP65 enclosure 82x80x55 mm
- Ferrite toroid Amidon FT140-43
- Winding Wire 1.00 mm
- 100 pF Capacitor 1kV
- PL 259 Chassis
- Toroid mounting plate

Fig. 6 Kommerziell erhältlicher Autotransformator für EFHWs von HF Kits

4 Betriebserfahrungen mit Tuner

Der Tuner gemäss Fig. 5 wurde am NMD 2022 von HB3YMQ/p auf dem Niederenzi sowohl für CW im Bereich 3510 bis 3560 kHz wie auch für SSB im Bereich 3600 bis 3650 kHz erfolgreich eingesetzt. Der EFHW-Strahler bestand aus ca. 40 m Sonneriedraht (Drahtdurchmesser 0.8 mm, darüber PVC-Isolation).

Der speiseseitige Aufhängepunkt befand sich am unteren Ende eines kurzen Fiberglasmasts von ca. 5 m Länge; das gegenüberliegende Ende hing in einer Tanne ca. 8 m über Grund. Die Situation zeigt Fig. 7, der Antennendraht wurde zwecks besserer Sichtbarkeit nachgezogen.

Die kalte Seite des Tuners (Masse und Aussenleiter des angeschlossenen Koaxialkabels) wurde mit dem weitverzweigten Stacheldrahtnetz verbunden, d. h. sie kann als geerdet betrachtet werden.



Fig. 7 EFHW von HB3YMQ/p am NMD 2022 auf dem Niederenzi

In den Stellungen des Drehschalters für 5 k Ω sowie für 9 k Ω wurde jeweils ein VSWR-Optimum von ca. 1.5 erzielt. Man kann deshalb davon ausgehen, dass der Realteil der Fusspunktimpedanz bei etwa 7 k Ω lag.

Die Verwendung eines Tuners (anstatt eines Autotransformators) hat sich am NMD insofern bewährt, als die EFHW dank des Drehkondensators rasch zwischen CW- und SSB-Segment umgestimmt werden konnte. Die VSWR-2:1-Bandbreite betrug pro Einstellung jeweils gut 60 kHz.

Die kontrovers diskutierte Frage, ob die Masseseite des Tuners geerdet werden soll oder nicht, kann zumindest auf Grund von VSWR-Messungen beantwortet werden: Es spielt kaum eine Rolle. Dies zeigen die Messungen von Fig. 8: Auf der linken Seite ist die Masse des Tuners am Stacheldrahtnetz geerdet, rechts ist sie nicht geerdet; jeweils CW- und SSB-Einstellung.

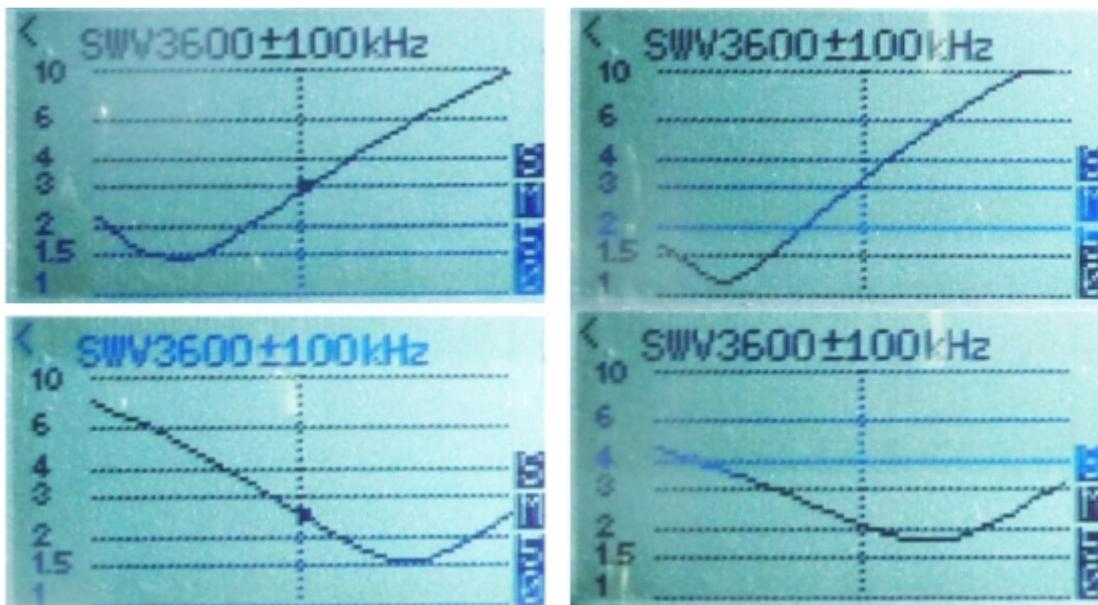


Fig. 8 VSWR der EFHW gem. Fig. 7 in CW- (oben) und SSB-Abstimmung (unten), links geerdet, rechts ungeerdet

5 Die Frage der Verluste

Die Möglichkeit, die Mittenfrequenz einer EFHW mit Hilfe des Drehkondensators in einem gewissen Bereich zu variieren, resp. einen nicht ganz auf die richtige Länge zugeschnittenen Antennendraht ohne weiteres gut an den TRX anzupassen, spricht klar für die Verwendung eines Tuners mit Drehkondensator.

Dagegen ist der Autotransformator auf Ferritkern deutlich einfacher, da er ohne einen (für höhere Leistungen sperrigen) Drehkondensator auskommt.

Es bleibt die Frage der **Verluste**. Insbesondere die geringe Güte des häufig eingesetzten Ferritmaterials lässt den Verdacht aufkommen, dass ein Teil der Sendeleistung im Kern verloren geht. Diese Frage soll mit den nachfolgend dokumentierten **Messungen** geklärt werden.

Als Tuner wurde der am NMD eingesetzte Tuner gem. Fig. 5 in der 5 k Ω -Stellung (Mittelstellung Drehschalter) verwendet. Als Autotransformator wurde ein FT140-43-Kern mit 26.5 Windungen 0.5 mm-Kupferlackdraht bewickelt, wobei die untersten (masseseitigen) 3 Windungen bifilar ausgeführt wurden, das Ende der bifilaren Sektion bildet die Anzapfung.

Beide Messobjekte (DUTs), Tuner und Autotransformator, arbeiten auf eine 4.9 k Ω -Last, bestehend aus drei seriegelagerten Widerständen: 2.2 k Ω , 2.7 k Ω und 56 Ω , wobei parallel zum 56 Ω -Widerstand eine Koaxialbuchse (SMA-Norm) angebracht wurde. Diese Buchse bildet Port 2, der TRX-Anschluss des DUT Port 1. So können beide DUTs mit einem Netzwerkanalysator (NWA, hier ein HP 8753) vermessen und eins zu eins verglichen werden (Transmissionsmessung; s. Fig. 9).

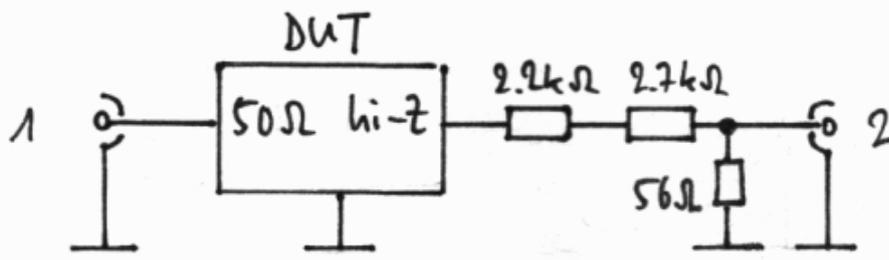


Fig. 9 Messanordnung zum Vergleich von Tuner und Autotransformator

Als Referenz kann die Anordnung auch **simuliert** werden, wobei fürs DUT ein verlustloses reaktives Transformationsnetzwerk eingefügt wird (man könnte auch einen idealen Transformator einsetzen). Die so ermittelte Dämpfung ist das theoretisch mögliche Minimum.

Die mit Ansoft Designer SV [5] simulierte Schaltung zeigt Fig. 10, das verlustlose Anpassnetzwerk entspricht Schaltung E von Fig. 2. Die simulierte Dämpfung (Transmission) zeigt Fig. 11 (zusammen mit dem VSWR am Eingang); sie rührt allein vom Verlust im Widerstandsnetzwerk her.

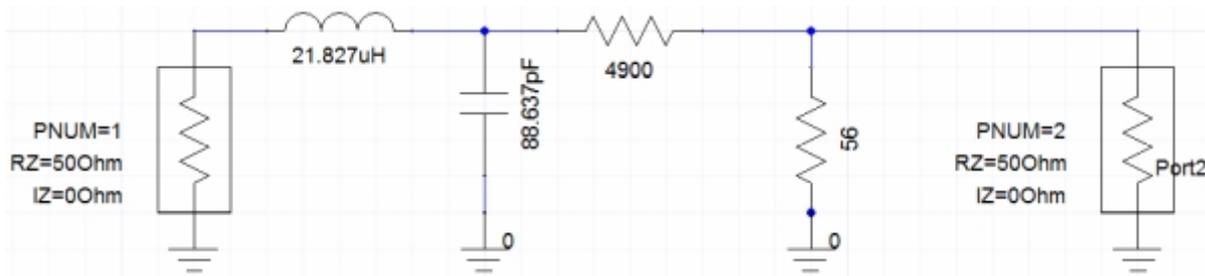


Fig. 10 Messschaltung mit reaktivem, verlustlosem Anpassnetzwerk und Spannungsteiler als Last in Ansoft Designer SV

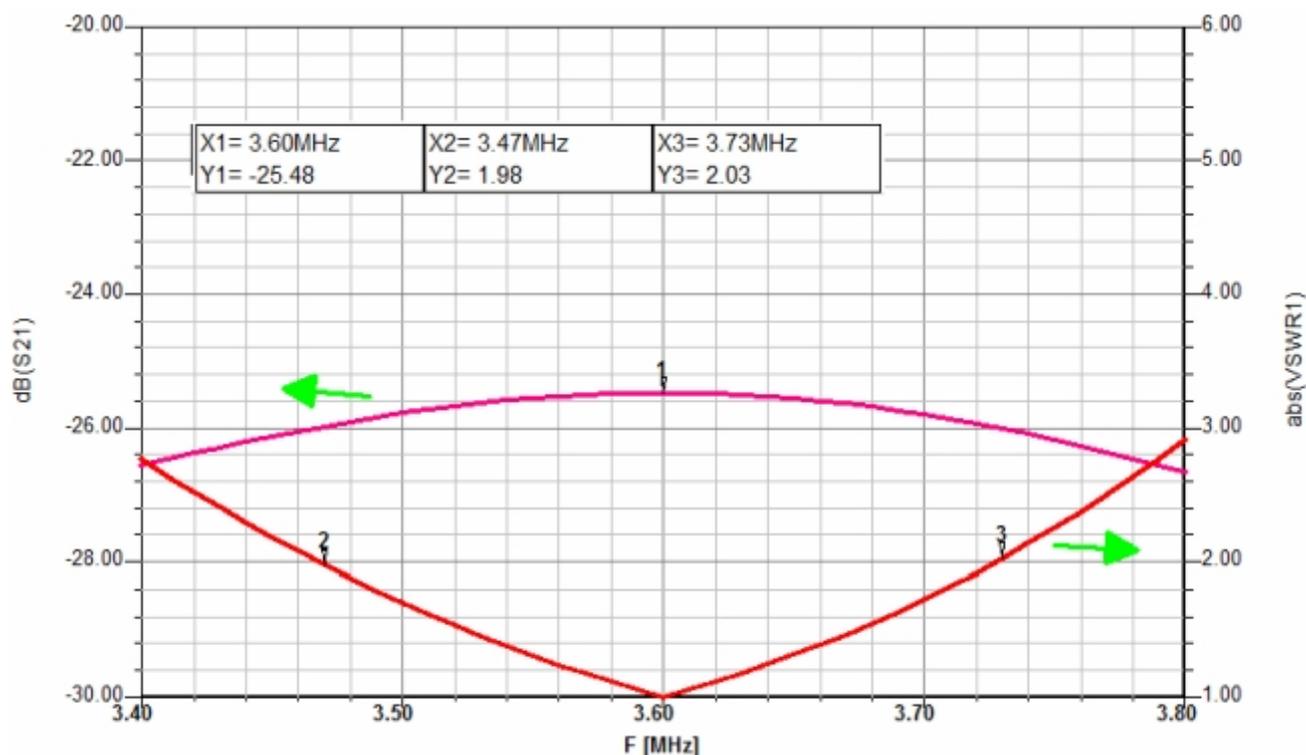


Fig. 11 Simulation der Messschaltung gemäss Fig. 10

Diese Simulation zeigt, was bei den NWA-Messungen am realen Tuner und am realen Autotransformator im besten (verlustlosen) Fall herauskommt: eine Einfügedämpfung von 25.5 dB (linke y-Achse / Transmission, Marker 1).

Sie zeigt auch, was für eine Bandbreite vom einfachstmöglichen Tuner zu erwarten ist, allerdings ohne Berücksichtigung der Antenne: eine 2:1-VSWR-Bandbreite von 260 kHz. Eine äquivalente Schaltung mit einem idealen Transformator hätte eine unendliche Bandbreite.

Die zur Simulation korrespondierende **Messung am NMD-Tuner** in der Anordnung gemäss Fig. 9 zeigt Fig. 12, die reale Messanordnung mit der zweiten Koaxialbuchse (SMA) und dem resistiven Teiler ist in Fig. 13 zu sehen.

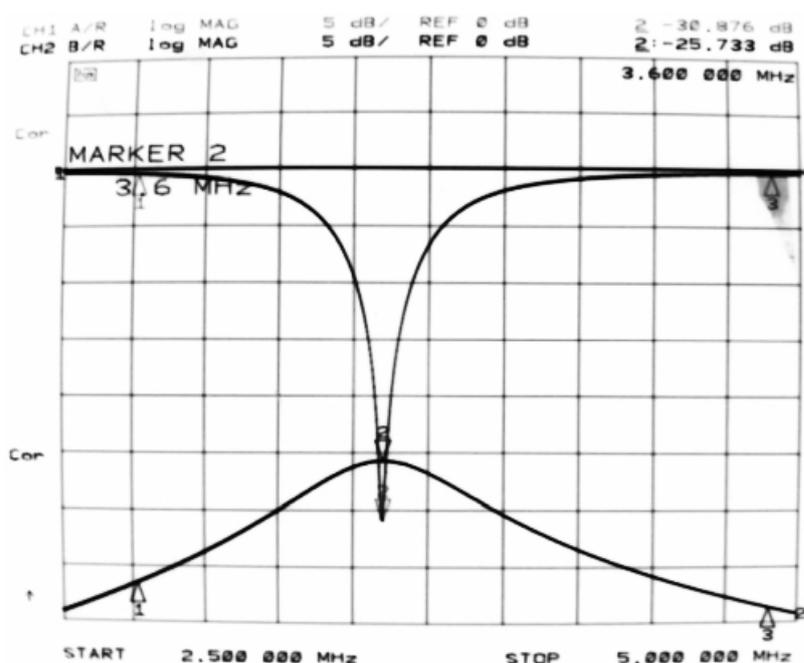


Fig. 12 Messung von Eingangsreflexion und Transmission des NMD-Tuners in der Messanordnung gemäss Fig. 9; dargestellter Bereich 2.5 .. 5.0 MHz, 5 dB/Teilung, 0 dB-Pos. drittoberste Teilung

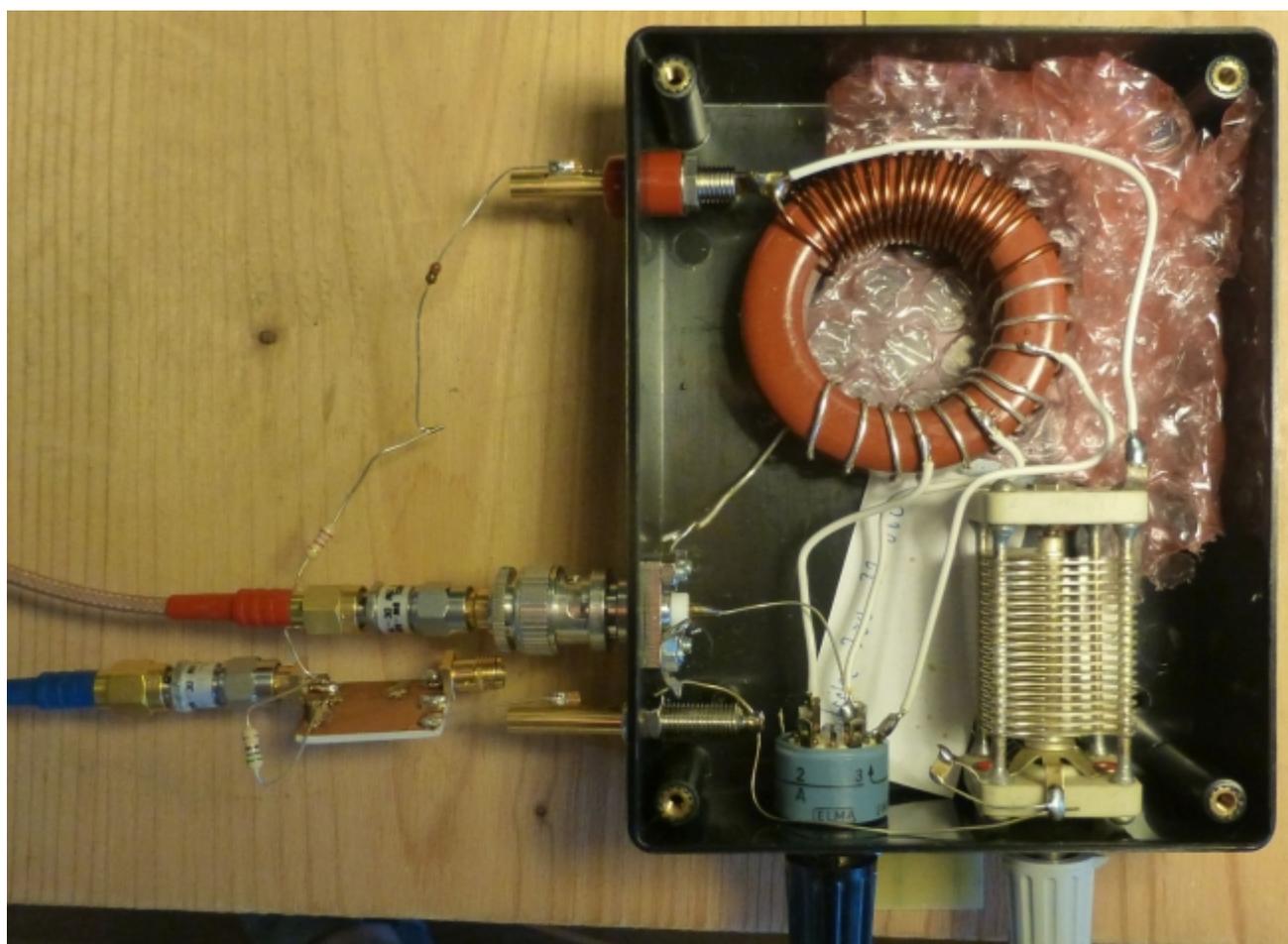


Fig. 13 Messanordnung für NMD-Tuner (gemäss Fig. 9)

Mit einem Reflexionsfaktor von <-30 dB am TRX-Port kann die Anpassung als optimal betrachtet werden. Die gemessene Einfügedämpfung von 25.7 dB liegt gerade einmal 0.2 dB über dem theoretischen Minimum gemäss der Simulation von Fig. 11.

Die entsprechende **Messung** mit dem weiter oben in diesem Kapitel beschriebenen **Autotransformator** zeigt Fig. 14, die Messanordnung mit demselben resistiven Teiler Fig. 15.

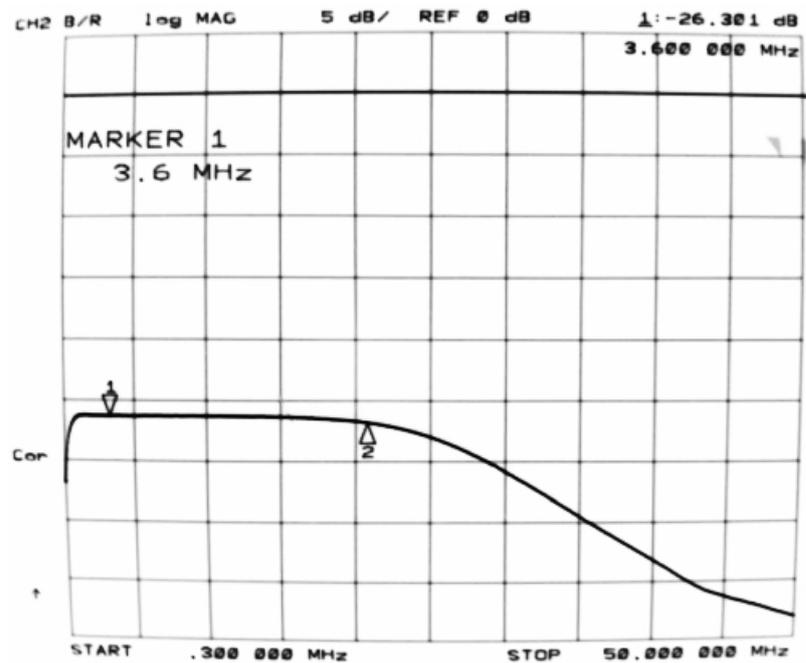


Fig. 14 Messung der Transmission des Autotransformators in der Messschaltung gemäss Fig. 9; dargestellter Bereich 0.3 .. 50 MHz, 5 dB/Teilung, 0 dB-Pos. zweitoberste Teilung

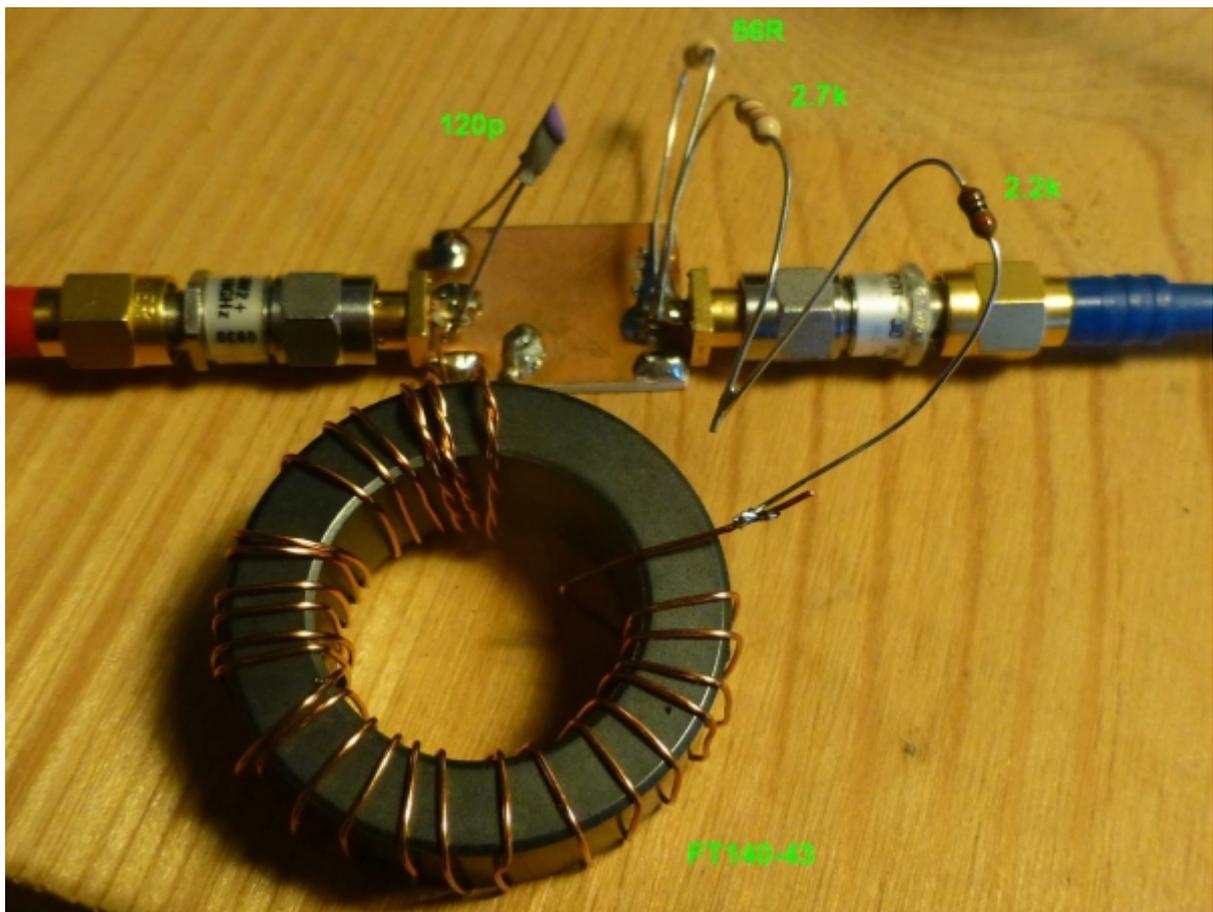


Fig. 15 Messanordnung für Autotransformator (gemäss Fig. 9)

Bei dieser Messung ist zu beachten, dass der dargestellte Frequenzbereich nun 0.3 bis 50 MHz ist, d.h. der Autotransformator transformiert tatsächlich sehr breitbandig. Entsprechend der gängigen Praxis wurde dem Eingang (TRX-Anschluss) ein Kondensator parallel geschaltet (hier 120 pF). Damit wird eine 20 dB-Anpassungsbandbreite (entsprechend VSWR 1.2) von ca. 3 bis 17 MHz erreicht (in der Messung von Fig. 14 nicht gezeigt). Ohne diesen Kondensator beträgt die Anpassungsbandbreite nur ca. 3.5 bis 8 MHz.

Die Einfügedämpfung beträgt nun 26.3 dB, also 0.8 dB über dem theoretischen Limit. Das ist zwar mehr als mit dem Tuner, jedoch immer noch sehr tief. 0.8 dB Dämpfung sind im Funkbetrieb kaum wahrzunehmen, dennoch bedeuten 0.8 dB einen Leistungsverlust von 17%. Werden in diesen Autotransformator 10 W eingespeist, gehen also 1.7 W (hauptsächlich im Kern) verloren, was zumindest bei Dauerstich eine spürbare Erwärmung zur Folge hat.

6 Zusammenfassung

Es wurden zwei grundlegende Möglichkeiten zur Anpassung einer EFHW fürs 80 m-Band aufgezeigt: Tuner mit angezapfter Spule auf Basis eines Eisenpulverringkerns mit Drehkondensator sowie Autotransformator auf Basis eines Ferritkerns.

Der beschriebene Tuner wurde am NMD 2022 eingesetzt. Positiv ist insbesondere die Möglichkeit, die Mittenfrequenz der angeschlossenen EFHW zu verändern, was bei abwechselndem CW- und SSB-Betrieb sehr nützlich ist, sowie für den Fall, dass man die richtige Drahtlänge nicht ganz getroffen hat.

Nach dem NMD wurden der eingesetzte Tuner sowie ein Autotransformator im Labor mit Hilfe eines NWA miteinander verglichen. Sowohl Tuner wie auch Autotransformator wurden so eingestellt resp. dimensioniert, dass sie eine rein resistive 5 k Ω -Last optimal an 50 Ω anpassen. Die Verluste lagen beim Tuner bei 0.2 dB, beim Autotransformator bei 0.8 dB.

Beide Arten der EFHW-Anpassung sind also für den NMD-Contest-Betrieb geeignet, auch beim Ferrit-Autotransformator halten sich die Verluste in Grenzen. Allerdings muss bei Verwendung des Autotransformators die Antennenlänge „sitzen“, ein nachträgliches „Tunen“ der Mittenfrequenz ist mit dem Autotransformator in seiner einfachsten Form nicht möglich.

Referenzen

- [1] H. H. Meinke, F.-W. Gundlach, *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*, herausgegeben von K. Lange und K.-H. Löcherer, Springer-Verlag, Berlin, 1992 (3 Bände)
- [2] H.-P. Blättler HB9BXE, Universal QRP Matchbox 160m-10m
- [3] <https://www.fair-rite.com/product/toroids-5943002701/> (Reiter „Material“ wählen)
- [4] <https://www.hfkits.com/product/impedance-transformer-for-end-fed-antenna/>
- [5] <http://www.gunthard-kraus.de/Ansoft%20Designer%20SV/index.html>