

Ferngesteuerter symmetrischer Antennenkoppler für 200 W (1)

Dipl.-Ing. (FH) NORBERT GRAUBNER – DL1SNG

Der vor vier Jahren in [1] vorgestellte Bausatz für einen ferngesteuerten symmetrischen 1000-W-Antennenkoppler stieß seinerzeit auf großes Interesse. Diese Leistungsklasse hatte jedoch relativ hohe Materialkosten zur Folge, die dann auch den Bausatzpreis maßgeblich bestimmten. Der im Folgenden beschriebene Antennenkoppler ist für eine maximale Sendeleistung von 200 W ausgelegt. Er arbeitet nach einem ähnlichen Grundkonzept, wird mittels Steuersoftware vom PC oder Laptop aus bedient, ist aber deutlich kostengünstiger. Dieser Koppler wird demnächst vom FA-Leserservice als Komplettbausatz angeboten.

Symmetrische KW-Antennen, wie horizontal aufgehängte Dipole, Inverted-V- oder Schleifenantennen haben gegenüber unsymmetrischen Vertikalstrahlern eine Reihe von Vorteilen und sind deshalb auch

zu sei einfach ein Balun zwischen Koppler und Antenne zu schalten (Bild 2). Wegen der Impedanzverhältnisse an stark verkürzten Antennen wären für solche Baluns jedoch Baugrößen und Windungszahlen er-

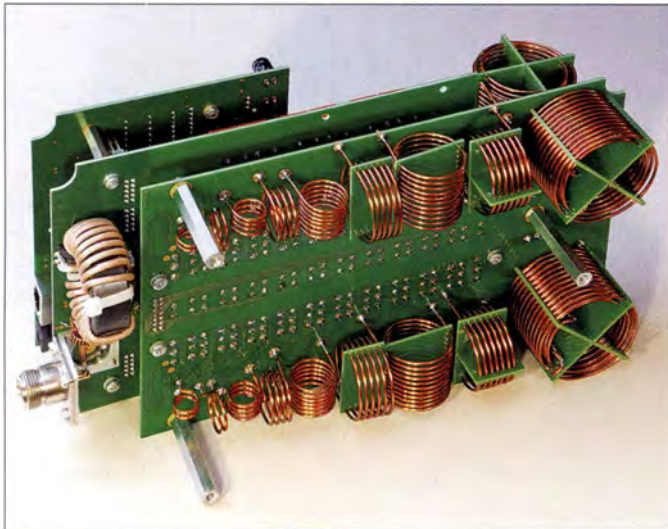


Bild 1: Bestückte Platinen des symmetrischen 200-W-Antennenkopplers vor dem Einbau ins Gehäuse; im Vordergrund ist die Spulenplatine zu sehen, dahinter befinden sich Kondensator- und Steuerplatine.

Foto: DL1SNG

in der Amateurfunkpraxis häufig anzutreffen. Sie werden zumeist über eine verlustarme Zweidrahtleitung gespeist und benötigen dann für den Betrieb in der Regel ein Anpassgerät (Antennenkoppler) zur Impedanztransformation und Symmetrierung. Gelegentlich finden sich Aussagen in Publikationen, wonach man für symmetrische Antennen auch einen der gängigen unsymmetrischen Koppler verwenden könne. Da-

forderlich, die in der Praxis kaum zu realisieren sind und die nur für einen jeweils schmalen Frequenzbereich Gültigkeit hätten.

Ein symmetrisches LC-Anpassnetzwerk zwischen Balun und Zweidrahtleitung ist hier zweifellos die bessere Lösung (Bild 3). Die Abstimmung erfolgt in der vorliegenden Bausatzversion mithilfe einer Windows-Steuersoftware, die auf einem PC

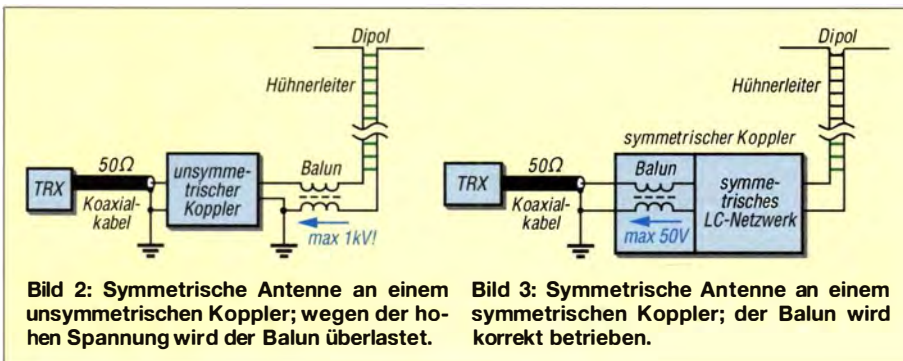


Bild 2: Symmetrische Antenne an einem unsymmetrischen Koppler; wegen der hohen Spannung wird der Balun überlastet.

Bild 3: Symmetrische Antenne an einem symmetrischen Koppler; der Balun wird korrekt betrieben.

oder Laptop installiert ist. Diese Art der Fernbedienung hat den Vorteil, dass außer der Interfacebaugruppe zur Anpassung der Datenschnittstelle keine weitere spezielle Hardware erforderlich ist und der zumeist ohnehin im Shack befindliche Windows-PC genutzt werden kann. Der Monitor erlaubt zudem die räumlich großzügige und zeitgleiche Darstellung diverser Parameter, Einstellungen und Messwerte, auch in ansprechender grafischer Form. Für solche Fälle, wo eine Bedienung via PC – aus welchen Gründen auch immer – unpraktikabel erscheint, wäre ein separates zusätzliches Bediengerät nützlich. Die Schnittstellenbeschreibung kann auf Anfrage zur Verfügung gestellt werden.

Konzept

Der in Bild 3 dargestellte prinzipielle Aufbau des symmetrischen Antennenkopplers bildet auch die Grundlage für den vorliegenden Bausatz.

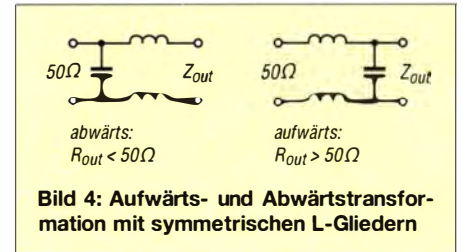


Bild 4: Aufwärts- und Abwärtstransformation mit symmetrischen L-Gliedern

Schaltungsprinzip

Der Balun befindet sich am Eingang des Kopplers, also in der 50-Ω-Schnittstelle. Hier ist eine breitbandige Symmetrierung mit wenig Aufwand zu erreichen. Im Signalweg dahinter liegt das transformierende LC-Anpassnetzwerk, wobei dieses – genau wie die Antenne – symmetrisch ausgeführt ist.

Bei dem hier vorgestellten Koppler handelt es sich im Wesentlichen um ein sogenanntes L-Glied [2], d. h. um eine quer zur Signalrichtung liegende abstimmbare Kapazität (C-Dekade) und eine in Längsrichtung liegende abstimmbare Induktivität (L-Dekade) (Bild 4). Genau genommen ist es sogar ein π-Netzwerk, denn die Schaltung enthält eine Eingangsquerkapazität von 74 pF (Betriebsart C1-L-C, im Bild nicht dargestellt). Allerdings hat diese Kapazität nur auf den höheren Bändern eine Bedeutung.

Wegen der geforderten Symmetrie ist die Längsinduktivität auf zwei Hälften aufgeteilt. Stark vereinfachend kann man sagen, dass das L-Glied beim Anschluss der C-Dekade an der Transceiverseite in Bezug auf den Wirkwiderstand abwärtstransformierend wirkt. Das wird man immer dann nutzen, wenn der Wirkwiderstandsanteil in der Gesamtantennenimpedanz kleiner als 50 Ω ist. Beim Anschluss der

C-Dekade auf der Antennenseite ist es umgekehrt.

Allerdings gibt es Ausnahmen von dieser Regel, dazu jedoch später mehr. Zusätzlich kann der Koppler auch die Blindanteile in der Lastimpedanz kompensieren. Im Vergleich mit anderen Konzepten (π -Filter, Z-Match) werden die Bauteile mit der geringstmöglichen Blindleistung belastet. Daraus ergibt sich ein hoher Wirkungsgrad.

Entwicklungsziel

Das bewährte Konzept des 1000-W-Kopplers wurde grundsätzlich beibehalten. Das betrifft sowohl die Schaltung als auch den konstruktiven Aufbau. Aus diesem Grund sei hier auf die Beitragsfolge in [1] verwiesen, in der die konzeptionellen Eckpunkte nachgelesen werden können.

Der Vollständigkeit halber sind im vorliegenden Beitrag die Schaltpläne der in Bild 5 dargestellten Baugruppen des 200-W-Kopplers abgedruckt. Im Text wird jedoch nur noch auf jene Details eingegangen, die sich im Vergleich zur 1000-W-Version geändert haben oder die für das Gesamtverständnis von Bedeutung sind.

Neben der Berücksichtigung von Erfahrungen mit dem Aufbau und Betrieb des 1000-W-Kopplers bestand ein wesentliches Entwicklungsziel darin, die Materialkosten zu senken. Trotz der deutlich geringeren Bauteilbelastung war das aber gar nicht so einfach.

So gab es bei den Spulen nur geringes Sparpotenzial. Im Gegensatz zum 1000-W-Koppler wären zwar Eisenpulverringkerne verwendbar gewesen, diese hätten aber bei solider Dimensionierung keinen Kostenvorteil gebracht, sondern u. U. schwer zu behandelnde Genauigkeitsprobleme verursacht. Da das Kopplergehäuse nicht aus Stahlblech besteht, spielt das Streufeld der güteoptimierten Luftspulen keine Rolle.

Auch bei den Relais war zunächst nur eine leichte Verbesserung der Kostensituation in Sicht. Beim 1000-W-Koppler waren pro Gerät 43 Stück verbaut worden, wobei wegen der im Extremfall sehr hohen Spannungs- und Strombelastung (4 kV, 14 A) genau vier Relaisfunktionen doppelt vorhanden waren (Reihenschaltung oder Parallelschaltung der Kontakte). Im 200-W-Koppler sind immer noch 39 Relais notwendig. Da in kritischen Fällen (Antenne knapp neben der Parallelresonanz) auch bei einer HF-Leistung von 200 W Spannungen von bis zu 2 kV auftreten können, wollte ich an der hohen Belastbarkeit der bisher verwendeten Relais (zwei Kontakte zu je 1000 V/8 A) keinesfalls sparen. Zudem wären kleinere Relais (soweit in bistabiler Ausführung verfügbar) kaum billiger gewesen. Auch Überlegungen, die bisherige Auflösung der L- und C-Dekade von 11 Bit bzw. 12 Bit auf nur noch 6 Bit bis 8 Bit zu reduzieren (wie das in anderen Kopplerkonzepten zu finden ist), habe ich angesichts der guten Praxiserfahrungen mit dem 1000-W-Koppler sowie nach Simulationen solcher Alternativkonzepte schnell aufgegeben. Insbesondere auf den höheren KW-Bändern wären die großen Abstimmssprünge bzw. -lücken völlig inakzeptabel gewesen.

■ Monostabile Relais

Ein genaueres Studium der Preislisten zeigte, dass gleichstarke Relais in monostabiler Version weniger als die Hälfte der bisher verwendeten bistabilen Ausführung kosten. Bei der großen Anzahl von Relais war das ein ganz erhebliches Einsparpotenzial. Außerdem benötigen monostabile Relais nur halb so viele Treiber-ICs und EMV-Drosseln. Allerdings war je nach Antennensituation denkbar, dass bis zu 37 Relais gleichzeitig angezogen sein müssen.

Das ergibt bei 12-V-Relais einen Stromverbrauch von satten 1,23 A. Der Koppler sollte jedoch wieder über ein bis zu 100 m langes preisgünstiges achtadriges Netzkabel (Patchkabel) ferngesteuert und mit Strom versorgt werden. Trotz des Parallelschaltens von je drei Adern hat ein solches Kabel bei einer Länge von 100 m einen Innenwiderstand von etwa 17 Ω . Von den eingespeisten 13,8 V wären dann noch etwa 5 V am Koppler angekommen. Um an den Relais die volle Nennspannung zu erreichen, hätte man anstelle von 13,8 V eine Spannung von 33 V ins Kabel einspeisen müssen. Dabei wären die Verluste im Kabel größer als die Leistungsaufnahme der Relais gewesen.

Die Lösung des Problems geht auf zwei Ideen zurück: Das Prinzip der „Hochspannungsleitung“ und die Ausnutzung der unterschiedlichen Werte von Anzugs- und Haltespannung der Relais.

Durch die Anwendung des erstgenannten Prinzips halbiert sich durch die Verwendung von Relais mit doppelter Nennspannung (24 V) deren Stromaufnahme und damit auch der Spannungsabfall auf dem Steuerkabel. Bei fast identischer Eingangsspannung (34,5 V) gehen die im Kabel anfallenden Verluste auf ein Viertel zurück (6,3 W). Die Nennausgangsspannung des Spannungswandlers am Eingang des Kabels (*Boost-Konverter*) wurde auf 36 V festgelegt. Ein preiswerter analoger 24-V-Spannungsregler im Koppler sorgt bei kürzeren Kabeln für die Ausregelung der Spannungsdifferenz.

Bei Funkanlagen muss man allerdings auf das Störspektrum der Schaltregler achten. Ein ganzer Satz bestückter Musterplatten mit einem auf 1,3824 MHz quarzstabilisierten Schaltregler scheiterte im Teillastbetrieb am sogenannten *Pulse Skipping Eco Mode* des Schaltregler-IC. Zwar steigt

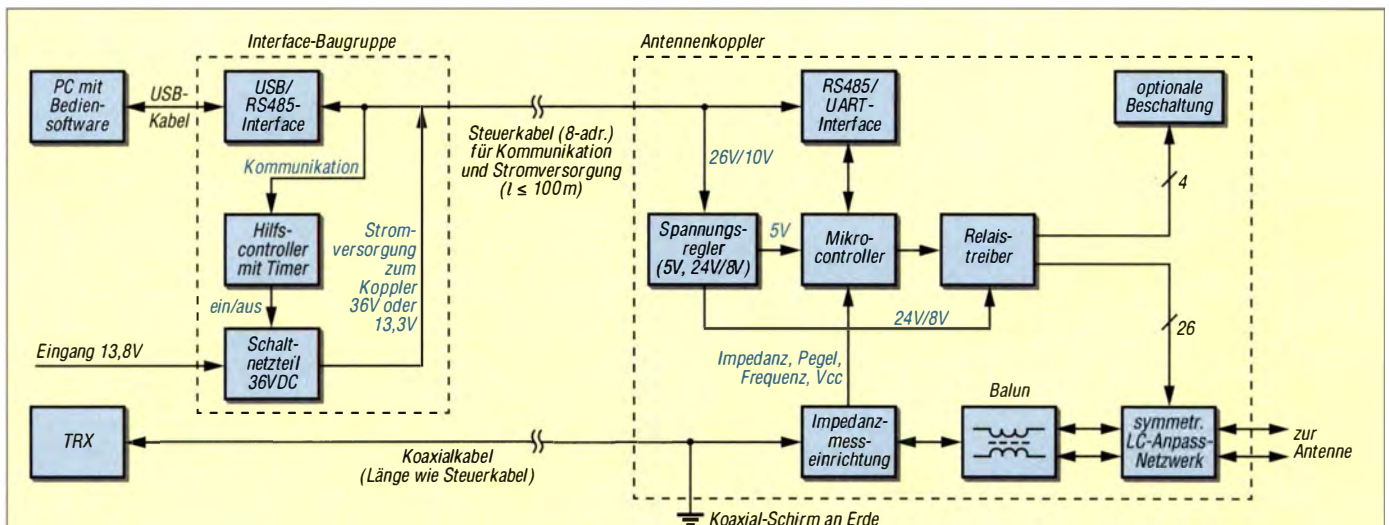
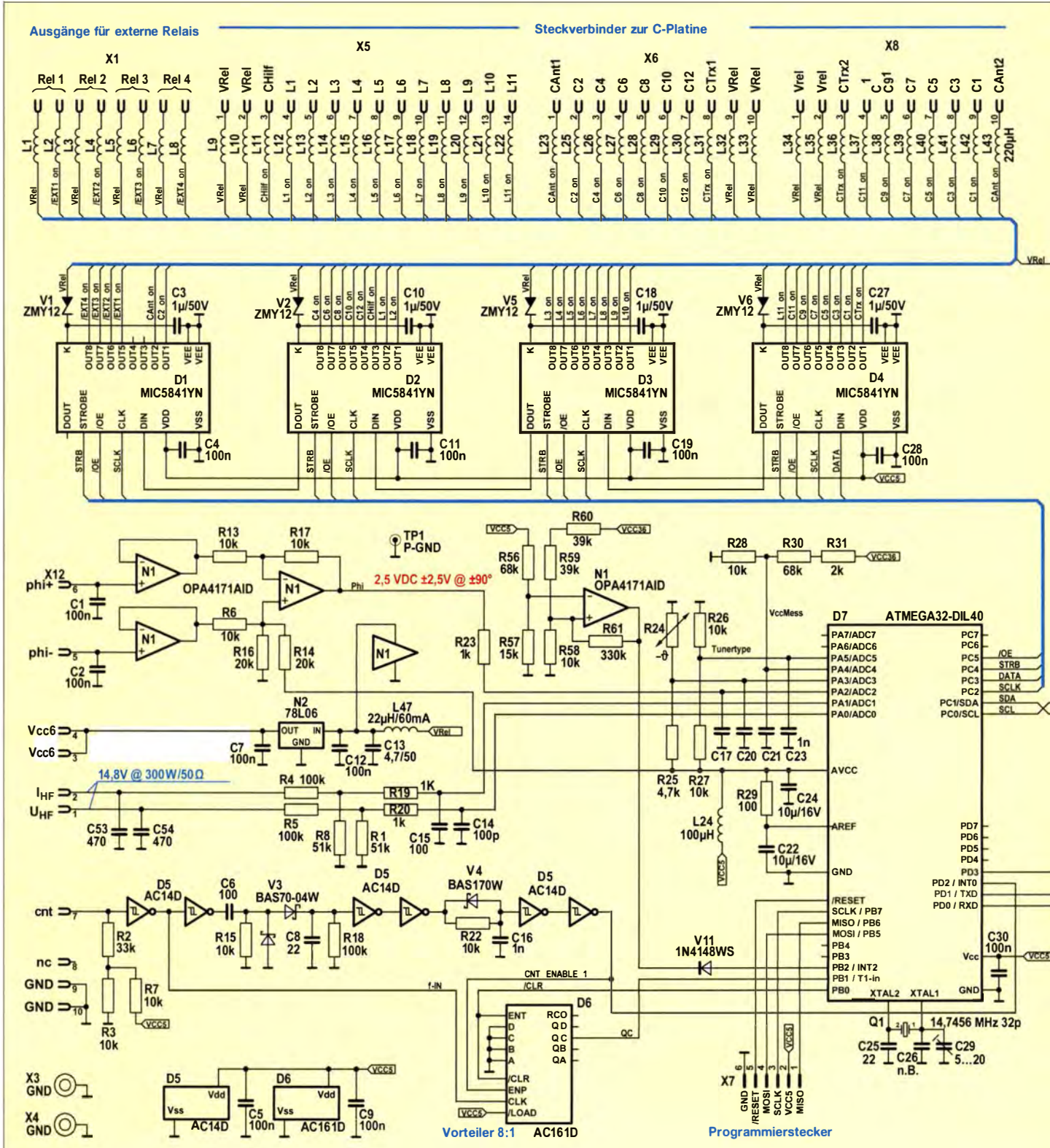


Bild 5: Blockschaubild der gesamten Anlage; der Hilfscontroller „belauscht“ die Kommunikation und ist für die Schaltung der erforderlichen Relaisspannungen zuständig.

durch das in diesem Modus praktizierte unregelmäßige Weglassen einzelner Schaltimpulse der Wirkungsgrad des Reglers, aber das dabei erzeugte spektrale Rauschen mit einer Bandbreite von mehreren Hundert Kilohertz fällt dann eben doch in einige Amateurfunkbänder. Auch der hohe Energieverbrauch der Relais nebst zugehöriger Erwärmung in dem weitgehend geschlossenen Gehäuse wäre unvorteilhaft gewesen.

Deshalb kommt hier der zweite Teil der Lösung ins Spiel: Der 36-V-Schaltregler wird nur für das Umschalten der Relais aktiviert. Monostabile Relais brauchen die volle Nennspannung nur fürs Anziehen des Ankers. Ansonsten kommen sie mit einer wesentlich kleineren Haltespannung aus. So haben die verwendeten 24-V-Relais laut Datenblatt eine Mindesthaltespannung von lediglich 2,4 V. Es genügt also, die Betriebsspannung nur für jene wenigen zehn Milli-

sekunden hochzusetzen, die für das Umschalten der Relais benötigt werden. Sobald die neue Schaltstellung eingenommen ist, wird der Schaltregler wieder abgeschaltet und stattdessen nur die Gleichspannung von 13,8 V in die Leitung eingespeist. Die dafür notwendige Steuerung übernimmt ein kleiner Mikrocontroller, der am Eingang des Netzkabels in der dort ohnehin notwendigen Interface-Baugruppe (Schnittstellenanpassung USB auf RS485) unterge-



bracht ist (Bild 5). Dort „hört“ er die Kommunikation mit und reagiert entsprechend. In der Detailschaltung der Steuerbaugruppe (Bild 6) fällt im Vergleich zum 1000-W-Koppler die geringere Anzahl der Relais treiber-ICs auf, welche durch den Einsatz der monostabilen Relais begründet ist. Hinsichtlich der Messdatenaufbereitung ist hingegen ein höherer Aufwand erkennbar, auf den ich später noch ausführlich eingehen werde.

Trotz des zusätzlichen Mikrocontrollers und des hinzugekommenen Schaltreglers in der Interface-Baugruppe bringt dieses Schaltungskonzept eine ganz erhebliche Kostensenkung im Vergleich zum 1000-W-Koppler. Obendrein sind Relais mit 24 V Nennspannung sogar noch etwas preisgünstiger als jene für 12 V. Außerdem spart man annähernd 85 % der Energie, die bei konstanter Betriebsspannung aufzuwenden wäre. Da der Schaltregler nur kurzzeitig beim

Abstimmen des Kopplers aktiv ist, sind beim Empfang auch keine HF-Störungen durch den Schaltregler zu befürchten. Selbstverständlich sorgt die Firmware des Mikrocontrollers der Steuerbaugruppe dafür, dass die monostabilen Relais ihre zuletzt vorhandene Stellung zur Abstimmung des Kopplers beim Wiedereinschalten der Anlage wieder einnehmen, es genügt dazu das Anlegen der Betriebsspannung von nominell 13,8 V.

Bild 6: Schaltplan der Steuerbaugruppe; diese befindet sich auf einer separaten Platine und ist für die Kommunikation des Kopplers mit dem PC zuständig. Darüber hinaus steuert sie die Relais der C- und der L-Dekade und dient zur Aufbereitung der Daten von Impedanz-, Pegel- und Frequenzmessung.

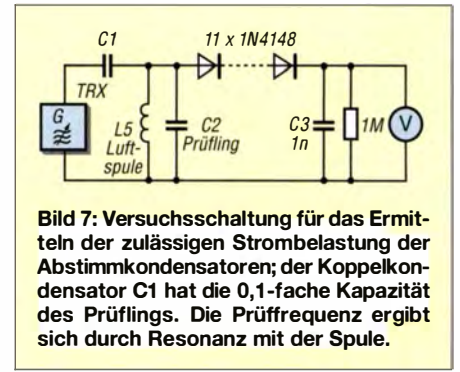
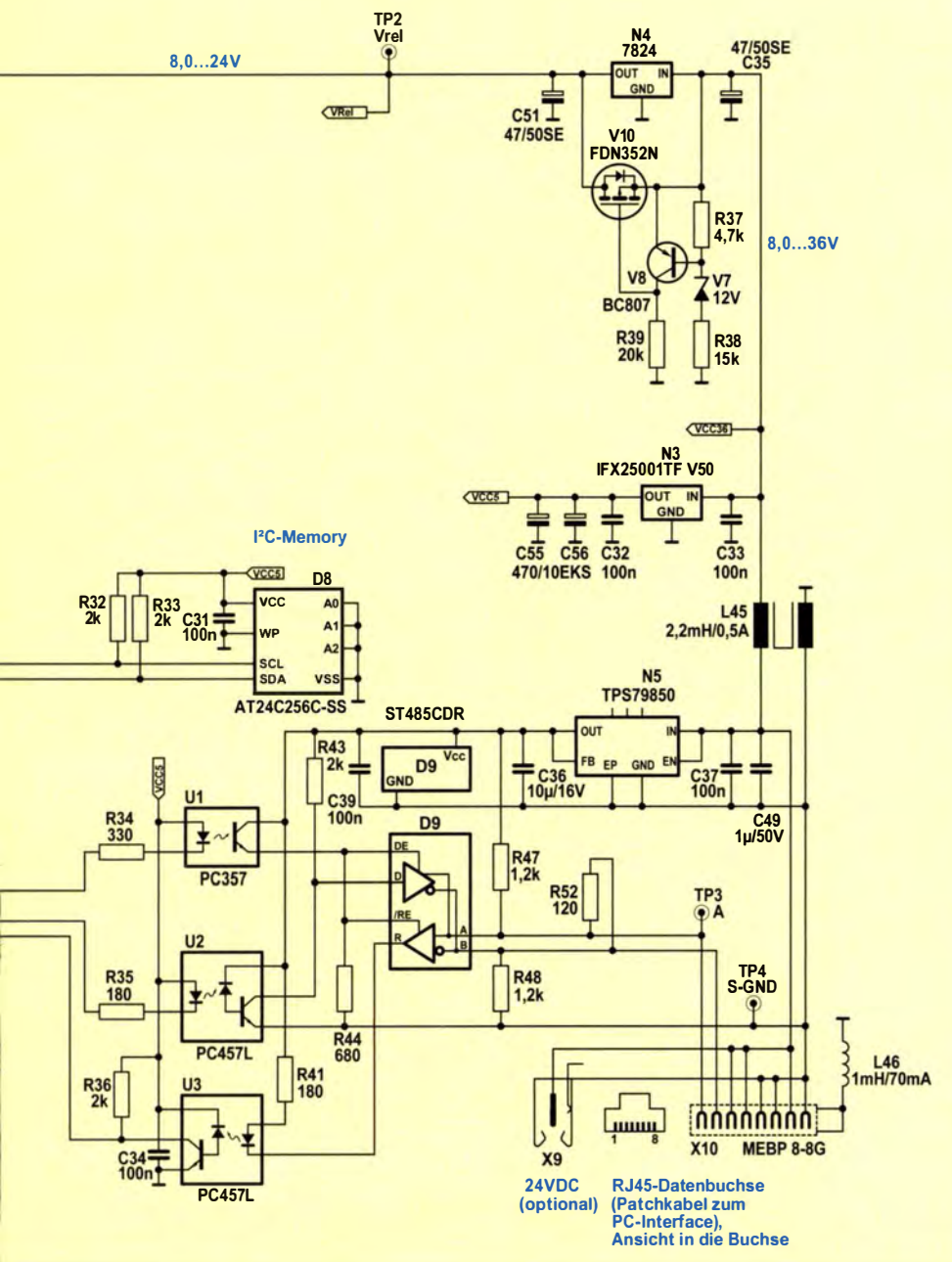


Bild 7: Versuchsschaltung für das Ermitteln der zulässigen Strombelastung der Abstimmkondensatoren; der Koppelkondensator C1 hat die 0,1-fache Kapazität des Prüflings. Die Prüffrequenz ergibt sich durch Resonanz mit der Spule.

NP0-Keramik kontra Glimmer

Ein erheblicher Kostenfaktor im 1000-W-Koppler waren seinerzeit die Glimmerkondensatoren der Kondensator-Dekade. Auch bei einer 200-W-Version (mit ungefähr halber HF-Spannungsbelastung) wären diese immer noch sehr teuer. Angesichts kläglich gescheiterter Vorversuche mit keramischen, lt. Datenblatt angeblich verlustarmen Hochspannungs-Scheibenkondensatoren (Serie CC45 von TDK) schienen Glimmerkondensatoren jedoch zunächst unverzichtbar.

Eher zufällig stieß ich auf neuartige spannungsfeste Vielschicht-Keramikkondensatoren in der SMD-Bauform 1206. Bei Kapazitätswerten von bis zu 680 pF sind sie in der sehr verlustarmen Keramiksorte NP0 verfügbar und kosten nur einen Bruchteil des Preises von Glimmerkondensatoren. Wie steht es aber um die Belastbarkeit solcher SMD-Kondensatoren? Auf meine Anfrage nach den zulässigen Strömen reagierten die Hersteller (AVX, Yageo, Kemet) leider nicht. So blieben wiederum nur eigene Versuche. In einer Resonanzschaltung nach Bild 7 mit austauschbaren Luftspulen unterschiedlicher Induktivität war es einfach, die Versuchsexemplare fast nach Belieben zu stressen. Mein Transceiver diente dabei als durchstimmbarer HF-Leistungsgenerator.

(wird fortgesetzt)

Literatur

- [1] Graubner, N., DL1SNG: Selbstbau eines symmetrischen Antennenkopplers für 1 kW. FUNKAMATEUR 60 (2011) H. 1, S. 61–63; H. 2, S. 178–181; H. 3, S. 298–301 und H. 4, S. 409–411
- [2] Graubner, N., DL1SNG: Transformation mit LC-Gliedern – Funktion von Antennenkopplern; FUNKAMATEUR 57 (2008) H. 3, S. 273–276

Ferngesteuerter symmetrischer Antennenkoppler für 200 W (2)

Dipl.-Ing. (FH) NORBERT GRAUBNER – DL1SNG

Nach der Vorstellung des Konzepts im ersten Teil des Beitrags werden im Folgenden die Testergebnisse hinsichtlich der Eignung von spannungsfesten SMD-Keramikkondensatoren als Abstimmelemente erläutert. Darüber hinaus geht es um den Aufbau und die Funktion der Impedanzmessbrücke.

Wie bereits erwähnt, liegen keine Herstellerdaten zur Belastbarkeit der SMD-Keramikkondensatoren vor. Aus diesem Grund waren eigene Messungen erforderlich. Selbstverständlich durfte die maximal zulässige Spannung – in diesem Fall die Sinus-Scheitelspannung – in Höhe von $U_S = 500\text{ V}$ an den Kondensatoren nicht überschritten werden.

Aber wie musste der Versuchsaufbau aussehen? Eine spezielle Versuchssplatine wollte ich dafür nicht herstellen. Insbesondere die Kühlung des zu untersuchen-

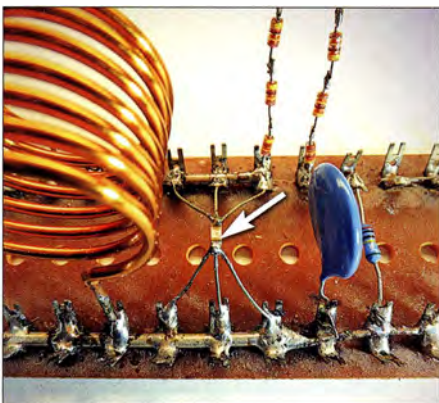


Bild 8: Aufbau der Versuchsschaltung; der Prüfling (Pfeil) ist beidseitig über drei Schaltdrähte mit je 0,5 mm Durchmesser angeschlossen. Die große Spule wurde bei den Tests nicht selten wärmer als der Kondensator.

den Kondensators war ein Problem, speziell deswegen, weil ich bei Resonanz sogar an den dicken Drähten der Luftspulen eine nicht zu vernachlässigende Erwärmung beobachtete. Würden die feinen Anschlussdrähtchen, mit denen ich den Prüfling zunächst „in die Seile“ gehängt hatte, womöglich heißer als der Prüfling selbst? Der winzige Kondensator sollte doch nur durch die eigene Verlustleistung warm werden und sich über seine Oberfläche kühlen. Erwünscht waren weder ein zusätzlicher Wärmezufluss durch heiße Anschlussdrähte noch eine übermäßige Wärmeableitung über dieselben.

Da wegen des Skin-Effekts bei gleichem Gesamtquerschnitt mehrere dünne Drähte vorteilhafter sind als ein dicker, entschied ich mich für drei Drähtchen mit je 0,5 mm

Durchmesser (Bild 8). Damit war eine definierte Kühlsituation hergestellt. Bei den Messungen habe ich den HF-Eingangsspegel jeweils in kleinen Schritten erhöht und dabei auf den entsprechenden Anstieg der gemessenen Spannung hinter dem Gleichrichter geachtet (Bild 7 im ersten Teil des Beitrags).

Zunächst war eine proportionale stabile Zunahme der gleichgerichteten Spannung zu beobachten (Bild 9). Doch oberhalb eines relativ klar erkennbaren Grenzwertes folgte die Gleichrichterspannung dem Eingangspegel nicht mehr linear. Wenn man das HF-Signal für einige Sekunden abschaltete, erschien beim Wiedereinschalten zwar zunächst die volle Spannung, doch ging diese innerhalb von etwa 3 s um einen gewissen Betrag zurück. Der Vorgang war reversibel.

Angesichts der geringen Zeitkonstanten spielte eindeutig die Temperatur des Kondensators eine Rolle. Eine Verstimmung (Änderung der Kapazität) war nicht festzustellen, denn das Nachgleichen der Generatorfrequenz führte nicht zu einem neuen Scheitelwert. Offenbar nehmen oberhalb einer gewissen Temperatur die Verluste im Kondensator drastisch zu. Tatsächlich war in diesem Zustand mit dem Finger am masseseitigen Anschluss des Kondensators (wegen der hohen HF-Spannung über dem Kondensator darf man nur dort anfassen!) eine kräftige Erwärmung zu spüren.

Bei noch höherer Eingangsleistung wurde das Verhalten instabil. Die Spannung ging dann sogar zurück und es war eine Tendenz zum thermischen „Durchgehen“ erkennbar. Tatsächlich fielen in diesem Fall die Prüflinge mit einem Kurzschluss aus.

Als Kriterium für die zu ermittelnden Grenzströme habe ich denjenigen Pegel ausgewertet, bei dem die gemessene Scheitelspannung nach dem Wiedereinschalten gerade um 10 % zurückgeht. Dabei zeigte sich eine ganz erstaunliche und quer über fast alle geprüften Kapazitätswerte hinweg recht gleichmäßige Strombelastbarkeit von durchschnittlich 2,2 A (siehe Tabelle). Offenbar sind die Grenzströme auch nicht von der Frequenz abhängig. Lediglich der (wesentlich dickere) 680-pF-Kondensator

Messtechnisch ermittelte Strombelastbarkeit der Abstimmkondensatoren*

| C [pF] | f [MHz] | U_S [V] | I_{eff} [A] |
|--------|---------|-----------|----------------------|
| 47 | 22,399 | 452 | 2,11 |
| 47 | 46,171 | 250 | 2,41 |
| 100 | 13,783 | 412 | 2,52 |
| 100 | 19,262 | 302 | 2,58 |
| 100 | 33,017 | 175 | 2,57 |
| 220 | 4,201 | 538 | 2,20 |
| 220 | 9,343 | 251 | 2,18 |
| 220 | 12,993 | 178 | 2,26 |
| 220 | 21,978 | 102 | 2,19 |
| 330 | 6,403 | 241 | 2,29 |
| 330 | 8,919 | 177 | 2,31 |
| 330 | 18,495 | 77 | 2,07 |
| 470 | 5,367 | 319 | 2,29 |
| 470 | 7,494 | 218 | 2,31 |
| 470 | 15,372 | 111 | 2,07 |
| 680 | 2,386 | 343 | 2,47 |
| 680 | 5,379 | 295 | 4,79 |
| 680 | 7,458 | 257 | 5,79 |
| 680 | 12,679 | 165 | 6,32 |

* Eckdaten: $U_{\text{Nenn}} = 500\text{ V}$, Bauform 1206, Material NPO

** Grenzstrom

zeigte eine mit zunehmender Frequenz noch weiter ansteigende Belastbarkeit.

Die Streuung der Grenzwerte zwischen mehreren Exemplaren gleicher Kapazität war vernachlässigbar gering. Die angegebenen Stromdaten ergaben sich jeweils rechnerisch anhand der gemessenen Spannungen (umgerechnet in Effektivwerte) und dem jeweiligen Blindwiderstand des Prüflings bei der Messfrequenz.

Wegen der kaum vorhandenen Kühlung im Versuchsaufbau gehe ich davon aus, dass nach dem Auflöten auf die Leiterplatte eine relativ große Sicherheitsreserve über die ermittelten Grenzdaten hinaus vorhanden ist. Dennoch habe ich im Hinblick auf die Belastung im praktischen Betrieb den Maximalwert sicherheitshalber auf nur 1 A pro Kondensator – also auf weniger als die Hälfte der gemessenen Grenzwerte – festgelegt. Die Firmware im Koppler überwacht diese Belastung und gibt bei Überschreitung eine Warmmeldung aus. Eine Zwangsabschaltung in einer solchen

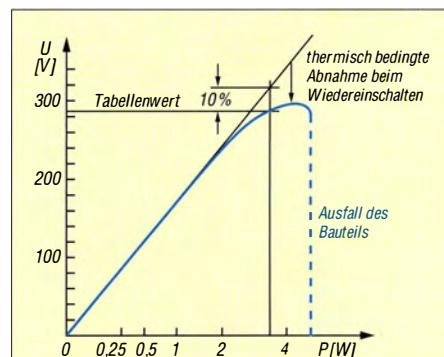


Bild 9: Prinzipieller Verlauf der gemessenen Gleichspannung; wegen der geringeren Güte der Spule wird der größte Teil der zugeführten Leistung dort in Wärme umgesetzt.

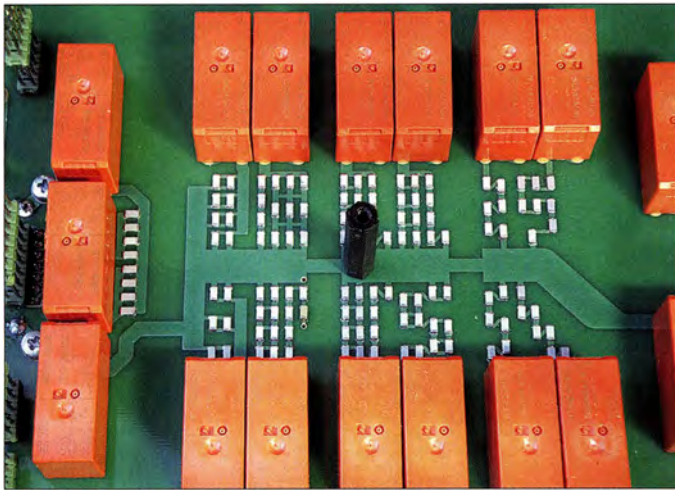


Bild 10: Teilansicht der Kondensatorplatte; zwischen den relativ großen Relais sind die Hochspannungs-SMD-Abstimmkondensatoren gut zu erkennen.

Situation wäre wegen der Gefährdung der Relaiskontakte nicht sinnvoll.

Rein interessehalber habe ich in der Versuchsschaltung anstelle eines SMD-Keramik-kondensators mit 100 pF einen Glimmerkondensator gleicher Kapazität in Baugröße CD15 eingesetzt. Dabei zeigte sich sofort ein etwas höherer Verlustfaktor. Trotz Nachstimmens war die Resonanzspannung sogar etwas niedriger! Während der SMD-Keramik-kondensator noch bei 2,28 A ($f = 34,24$ MHz, $U_{eff} = 106$ V) linear arbeitete, wurde der Glimmerkondensator trotz der vergleichsweise riesigen Oberfläche schon bei „nur“ 1,8 A sehr heiß (etwa 80 °C). Man konnte ihn nicht mehr anfassen. Zur „Ehrenrettung“ muss man jedoch sagen, dass bei den Glimmerkondensatoren der genannten Bauart laut Datenblatt nur 0,6 A erlaubt sind.

Die neuen SMD-Hochspannungs-Keramik-kondensatoren sind also für den Einsatz im 200-W-Koppler mindestens ebenso gut verwendbar wie die zehnmal teureren Glimmerkondensatoren. Die notwendige Gesamt-Spannungs- und -Strombelastbarkeit bei einzelnen Kapazitätswerten (3 pF bei $U_{eff} = 2$ kV / $I_{eff} = 1$ A bis hin zu 2 nF bei $U_{eff} = 350$ V und $I_{eff} = 6,2$ A) werden durch entsprechende Serien- und Parallelschaltung der Bauelemente gewährleistet. Bei gleicher oder besserer Qualität ergibt sich somit ge-

genüber Glimmerkondensatoren ein ganz erhebliches Einsparpotenzial. Diese Erkenntnis könnte auch für andere Leistungsanwendungen interessant sein.

Impedanz-Messeinrichtung

Bei dem konzeptionell ähnlich aufgebauten 1000-W-Koppler in [1] wäre eine effektiv arbeitende Abstimmautomatik wegen der

Abstimmung enthalten deswegen zumeist eine zusätzliche Phasen-Messeinrichtung. Im Interesse künftiger Weiterentwicklungen habe ich eine solche im 200-W-Koppler realisiert.

Am HF-Eingang des Kopplers befindet sich der Stromwandler T1 mit einer ohmschen Bürde (Bild 11). An dieser fällt eine Spannung ab, die proportional zum Primärstrom ist. Außerdem gibt es für die HF-Eingangsspannung einen ohmschen Spannungsteiler gegen Masse.

Die beiden gleichgerichteten Messspannungen sind jeweils proportional zu den Beträgen von HF-Strom und -Spannung. Die Werte sind so dimensioniert, dass bei einem HF-Eingangswiderstand von 50 Ω (z. B. bei 0,5 A und 25 V an der Eingangsbuchse) die Messspannungen gerade gleich groß sind. Aus dem Verhältnis der Spannungen berechnet der Mikrocontroller den aktuellen Scheinwiderstand.

Nun sagt der Scheinwiderstand ja noch nichts über den Charakter dieser Last aus. Es könnte sich um einen Wirkwiderstand, aber genauso gut auch um einen kapaziti-

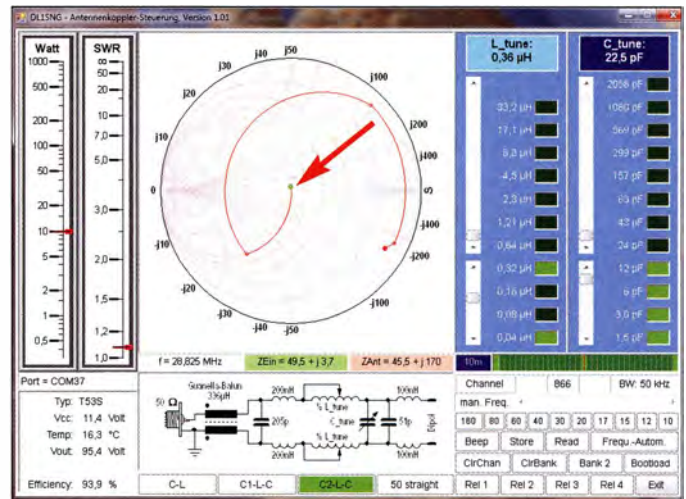


Bild 12: Screenshot des PC-Steuerprogramms; der grüne Punkt im Smith-Diagramm markiert den aktuellen Wert der Eingangsimpedanz des Kopplers.

velement verwendet. Hochwertige kommerzielle Antennenkoppler mit automatischer

den oder induktiven Blindwiderstand oder um eine Mischform aus Wirk- und Blindwiderstand handeln. Erst durch die Messung der Phasenlage zwischen Strom und Spannung ist die Zusammensetzung der Last erkennbar.

Zu diesem Zweck fließt der HF-Eingangsstrom durch einen weiteren Stromwandler (T2). Anstelle einer ohmschen Bürde hat dieser auf der Sekundärseite zwei antiparallelgeschaltete Schottky-Dioden. Diese begrenzen die Sekundärspannung weitgehend leistungsunabhängig auf etwa ±0,4 V und formen ein Rechtecksignal. Dieses hat die gleiche Phasenlage wie der primäre (sinusförmige) HF-Strom.

In ähnlicher Weise wird die am Kopplereingang anliegende HF-Spannung über einen 5-pF-Kondensator auf zwei weitere antiparallelgeschaltete Schottky-Dioden nach Masse geführt. Auch hier entsteht

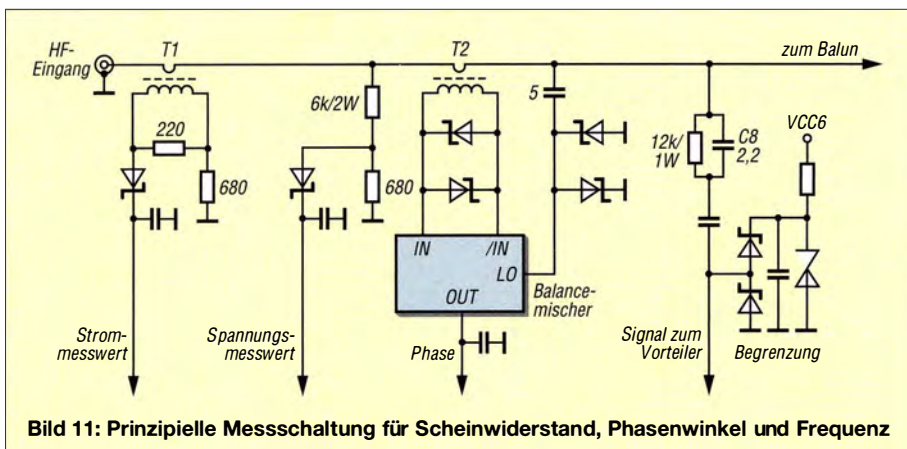


Bild 11: Prinzipielle Messschaltung für Scheinwiderstand, Phasenwinkel und Frequenz

eine kleine, nahezu leistungsunabhängige Rechteckspannung.

Da der Strom infolge des vorgeschalteten 5-pF-Kondensators voraussieht, hat diese Rechteckspannung gegenüber der HF-Spannung eine Phasendifferenz von nahezu 90°. Die beiden Rechtecksignale werden einem Balancemischer vom Typ SA612A zugeführt. Sie haben die gleiche Frequenz, somit entsteht am Differenzgang des Mixers eine Gleichspannung. Wegen der Begrenzung durch die Schottky-Dioden ist die Höhe dieser Spannung weitgehend leistungsunabhängig. Allerdings sind Spannungswert und Polarität ein direktes Maß für die Phasendifferenz zwischen den beiden zugeführten Signalen. Bei 90° haben wir einen Nulldurchgang. Da der 5-pF-Koppelkondensator genau diese Phasenverschiebung von 90° bringt, gibt es den Nulldurchgang exakt dann, wenn der Eingang des Kopplers eine rein ohmsche Last darstellt. Bei kapazitiven Anteilen in der Lastimpedanz wird die Phasenlage bzw. Ausgangsspannung negativ und bei induktiven Anteilen positiv. Die Gleichspannung am Mischerausgang ist also ein weitgehend leistungsunabhängiges, direktes Maß für den Phasenwinkel am Eingang des Kopplers.

Aus den Messwerten für Strom, Spannung und Phase errechnet die Firmware des Mikrocontrollers die HF-Eingangsimpedanz des Kopplers (formal: $Z = R + jX$). Das Ergebnis wird über das Steuerkabel zum PC übertragen. Erst dort erfolgt eine weitere Umrechnung in das den meisten Funkamateuren besser vertraute Stehwellenverhältnis.

In Bild 13 ist die Gesamtschaltung des HF-Teils des Kopplers einschließlich der Details der Impedanz-Messeinrichtung zu sehen (links im Bild).

Dank der neuen Messmethode zeigt das PC-Programm den Transformationsweg im Smith-Diagramm nicht konstant ausgehend vom 50-Ω-Punkt wie beim 1000-W-Koppler (dort war der angezeigte Weg nur bei korrekter Abstimmung richtig), sondern ausgehend von der gemessenen Eingangsimpedanz (Bild 12, grüner Punkt im Diagramm). Beim Durchstimmen kann man sehr schön beobachten, wie dieser Punkt bei jedem Schritt wandert. So ist direkt erkennbar, in welche Richtung die Abstimmung laufen muss, um den Punkt ins Zentrum zu verschieben. Hingegen bleibt der rote Zielpunkt im Smith-Diagramm weitgehend unbeweglich. Hierbei handelt es sich um die errechnete Ausgangsimpedanz des Kopplers. Diese ist annähernd konjugiert-komplex zur Antennenimpedanz (invertierter Blindanteil). Erst bei sehr starker Fehlanpassung wandert auch dieser Punkt, was aber nur auf die endliche Messgenauig-

keit, insbesondere bei der Phasenmeseinrichtung zurückzuführen ist.

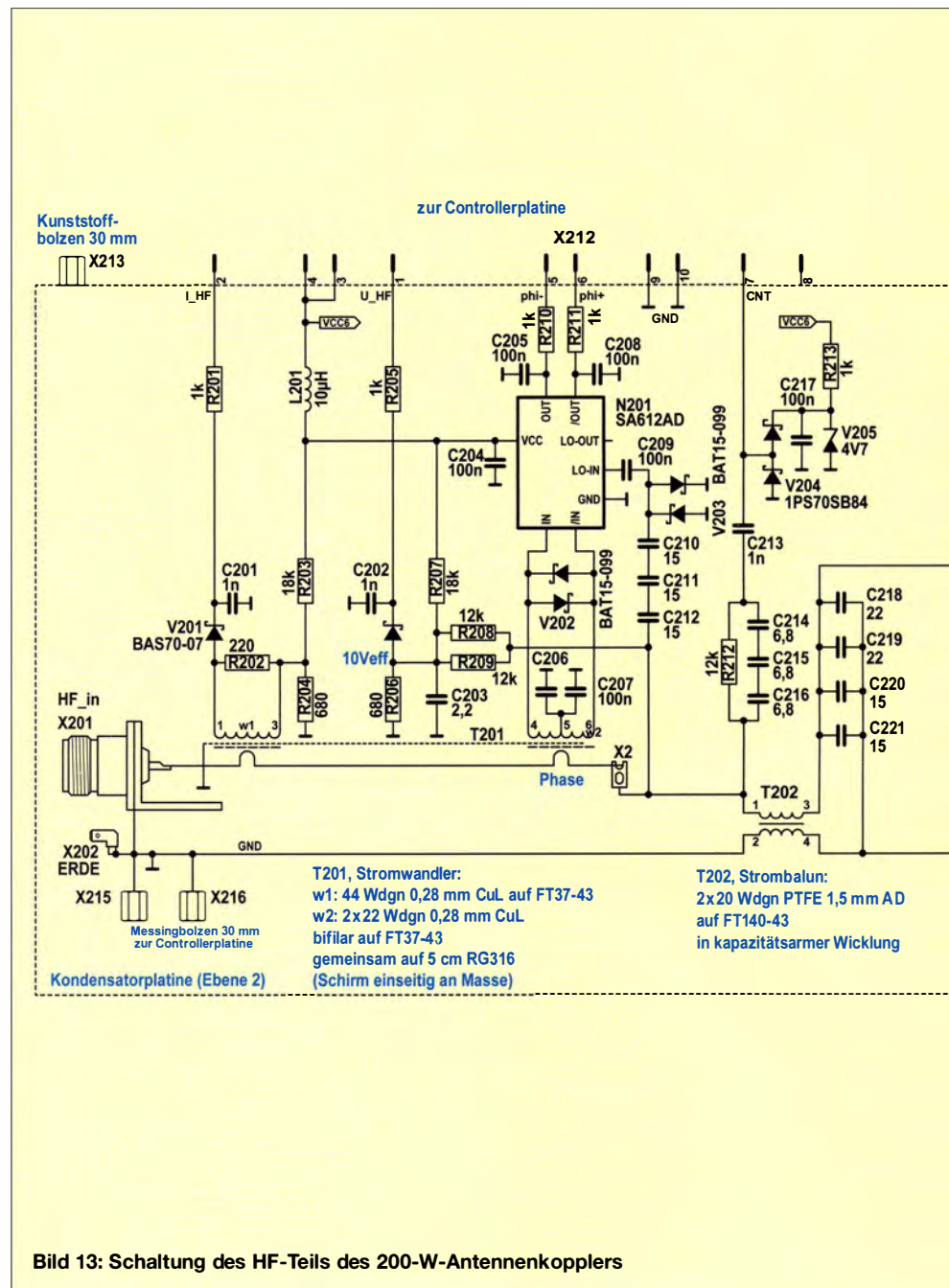
Da die Eingangsimpedanz nun direkt messbar ist, ließe sich eine Abstimmautomatik prinzipiell einfacher realisieren als beim 1000-W-Koppler.

Software

Beim 1000-W-Koppler war die Kommunikation zwischen Interface-Baugruppe und Koppler sowohl beim Senden als auch in Empfangsstellung der Station aktiv. Beim Empfang war dies – je nach örtlichen Erdungsverhältnissen – auf manchen Frequenzen in den oberen Bändern als leises, rhythmisches Hintergrundgeräusch zu hören. Beim 200-W-Koppler ruht die Kommunikation während des Empfangs, somit gibt es auch kein Geräusch. Dennoch kann

man jederzeit alle Einstellungen ändern. Beim Klick auf die gewünschten Buttons „erwacht“ die Kommunikation, führt die Anweisungen aus, aktualisiert die Anzeige und geht anschließend wieder in den Ruhemodus.

Beim 200-W-Koppler sind nunmehr vier Speicherbänke verfügbar. Somit kann man (ggf. über eine externe Umschalteneinrichtung) bis zu vier verschiedene Antennen anschließen, ohne nach jedem Wechsel die Abstimmung für alle Bänder neu ermitteln und abspeichern zu müssen. Die Daten werden in einem EEPROM auf der Controllerplatine des Kopplers gespeichert. Um Firmware-Updates zu ermöglichen, wurde ein Bootloader installiert. Damit erübrigt sich der Austausch des Mikrocontrollers im Koppler. Stattdessen lässt sich



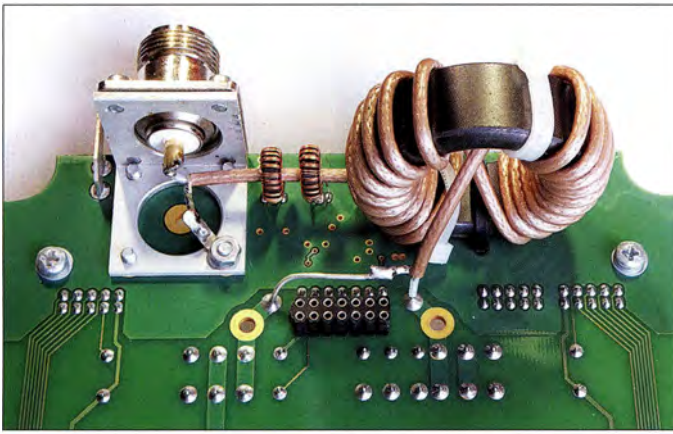


Bild 14: Rechts der Balun auf dem großen Ringkern, links die Buchse des HF-Eingangs und dazwischen die beiden Stromwandler für die Impedanz-Messeinrichtung auf den kleineren Ringkernen

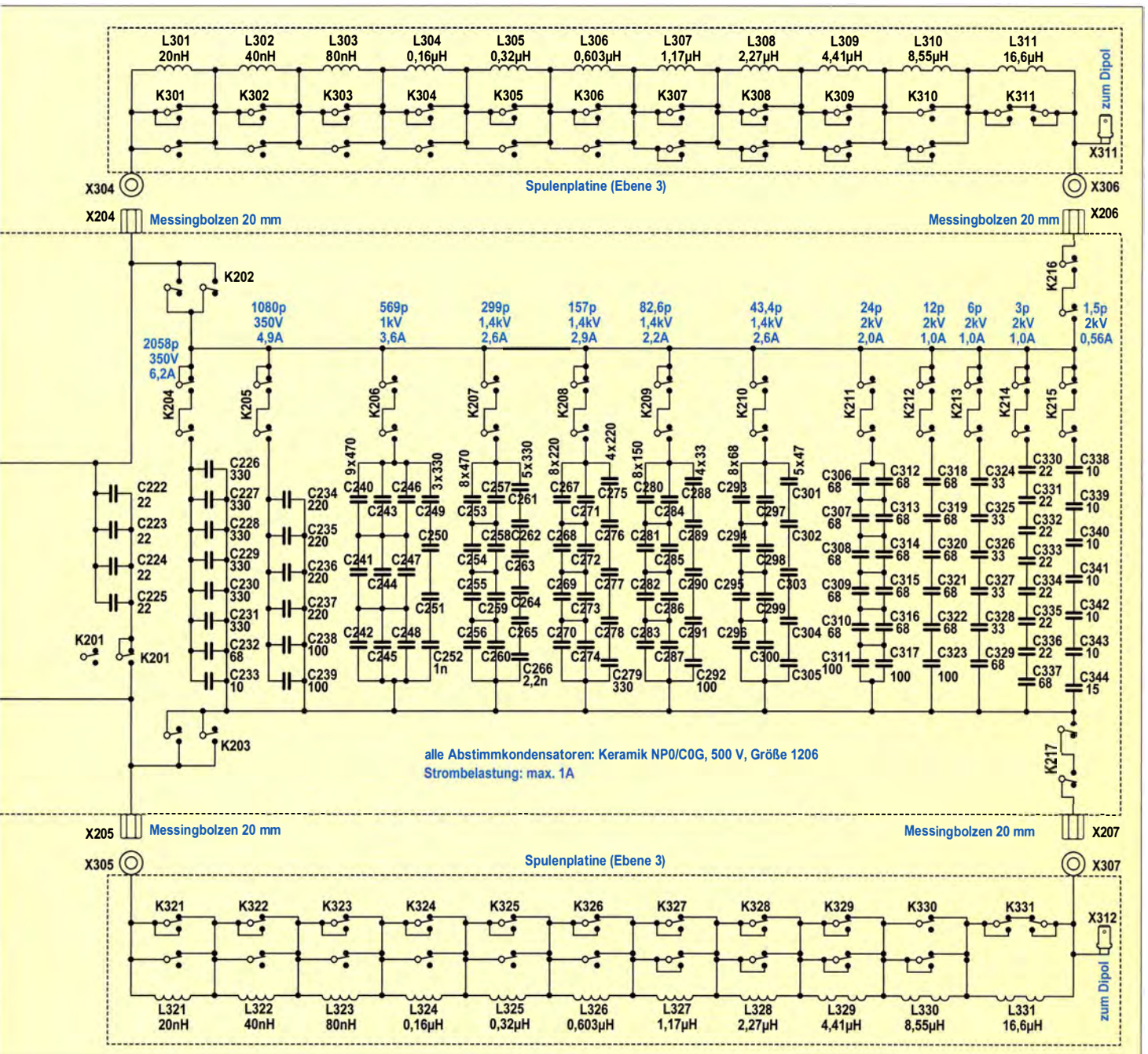
Fotos: DL1SNG

eine neue Firmware mithilfe des PC-Steuerprogramms über das Steuerkabel direkt in den Koppler laden. Die einzige Bedingung ist, dass man dabei die Übertragung

nicht unterbrechen darf. Andernfalls würde die Firmware unweigerlich zerstört und ein weiterer Update-Versuch wäre unmöglich.

Wie schon erwähnt, wird bereits beim Anlegen der Betriebsspannung trotz der monostabilen Relais die zuletzt vorhandene Abstimmung des Kopplers wiederhergestellt. Das bedeutet gleichzeitig, dass die PC-Software für deren Aufrechterhaltung nicht erforderlich ist. Man kann das PC-Programm nach dem Abstimmen getrost schließen. Das spart Platz auf dem Bildschirm.

Darüber hinaus sind eine Reihe weiterer kleinerer Leistungsmerkmale implementiert. Diese betreffen z. B. die Eigenschaft der Bedienoberfläche, sich bei einem Neustart in der gleichen Größe und Position auf dem Desktop wie zuletzt eingestellt zu öffnen. Auch die Suche nach der richtigen seriellen Schnittstelle im PC ist automatisiert. (wird fortgesetzt)



Ferngesteuerter symmetrischer Antennenkoppler für 200 W (3)

Dipl.-Ing. (FH) NORBERT GRAUBNER – DL1SNG

Im letzten Teil des Beitrags werden konstruktiver Aufbau und Installation des Antennenkopplers beschrieben und die Möglichkeiten und Grenzen der Abstimmung aufgezeigt.

Abstimmeelemente und Steuerelektronik des Kopplers befinden sich auf drei Platinen, die über Abstandsbolzen aus Messing miteinander verbunden sind. Die unterste trägt die L-Dekade mit den Luftspulen und den dazugehörigen Relais (Bild 1 im ersten Teil des Beitrags). Darüber ist die Platine mit der C-Dekade angeordnet (Bild 15). Zwischen den Relais erkennt man die SMD-Hochspannungs-Keramikkondensatoren. Auf der Unterseite dieser Platine befinden sich die beiden Stromwandler für die Impedanz-Messeinrichtung und der Balun (Bild 14 im zweiten Teil des Beitrags). Das hochwertige Koaxialkabel auf dem Balun-Ringkern ist zwar etwas steif, aber die guten elektrischen Eigenschaften seiner PTFE-Isolation sind an dieser Stelle unbedingt erforderlich.

Ganz oben sitzt die Steuerplatine mit dem Mikrocontroller, den Spannungsstabilisa-

torschaltungen, Relais treibern, Entstördrosseln sowie dem Eingangs-Interface. Diese Platine bietet darüber hinaus vier unabhängig schaltbare Ausgänge für frei verwendbare Relais. Da sie deutlich kürzer ist als die Platine der C-Dekade, wäre hier sogar noch Platz für eine weitere Baugruppe. Der kreative Selbstbauer könnte hier z. B. eine Umschalteinrichtung für mehrere Antennen unterbringen. Die dafür notwendigen Montagebohrungen sind auf der Platine der C-Dekade bereits vorhanden.

Alle drei Platinen haben die gleiche Breite und passen formatfüllend in ein handelsübliches, wetter- und UV-beständiges Kunststoffgehäuse aus Polycarbonat.

Auf einer vierten Platine befindet sich die Interface-Baugruppe, die zur Schnittstellenanpassung USB/RS485 dient (Bild 17). Sie enthält auch den beschriebenen Schaltregler, der beim Abstimmen die Betriebsspannung von 13,8 V auf 36 V umsetzt (Bild 16). Diese kleine Platine ist in einem separaten Kunststoffgehäuse unterbracht und zwischen PC und Steuerkabel einzufügen (Bild 5 im ersten Teil des Beitrags).

Die Stromversorgung der gesamten Anlage erfolgt über eine Hohlsteckerbuchse. Bei einer Nennspannung von 13,8 V variiert die Stromaufnahme zwischen 70 mA und 270 mA, je nach Stellung der Relais im Koppler. Allerdings muss das speisende Netzteil beim Schalten der Relais Stromspitzen von bis zu 3 A liefern können, ohne dass die Spannung zusammenbricht.

Beim geplanten Bausatz werden die Luftspulen bereits vorgefertigt und die Platinen mit allen SMD-Bauteilen bestückt sein. Auch die Gehäuse sind fertig bearbeitet. Es sind lediglich der Balun und die beiden Stromwandler selbst zu wickeln und alle bedrahteten Bauteile zu bestücken. Abzugleichen ist die genaue Frequenz des Schwingquarzes auf der Steuerplatine. Dazu dient der Empfänger des verwendeten Transceivers. Die Impedanzmesseinrichtung ist abgleichfrei.

■ Installation

In mehreren Kurzbeiträgen warnte Peter Zenker, DL2FI, seinerzeit davor, einen Dipol unmittelbar über ein Gebäude mit Elektroinstallation, z. B. ein Wohnhaus, zu führen. Im Gegensatz zu einem 2 × 20 m

langen Dipol, der teilweise über seinem Haus verlief und QRM bis S9 lieferte, waren die häuslichen Störungen bei einem nur 2 × 13 m langen Dipol mit 2 m Abstand zur Dachkante „praktisch nicht mehr wahrnehmbar“ [3], [4], [5].

Diese Erkenntnis ist zweifellos richtig, bedeutet jedoch in der Praxis zumeist, dass sich der Einspeisepunkt des Dipols nicht mehr in Hausnähe, sondern irgendwo mitten überm Garten befindet. Dadurch wird eine direkte Verbindung der Zweidrahtleitung schräg direkt ins Haus hinein nur sehr selten möglich sein und sie kann nur noch senkrecht nach unten geführt werden. Dort ist sie an den symmetrischen Koppler anzuschließen und genau für diese Platzierung ist das UV-feste und regendichte Polycarbonat-Gehäuse des 200-W-Antennenkopplers vorgesehen.

Sofern die Mitte des Dipols durch einen metallischen Rohrmast getragen wird, sollte man das Gehäuse des Kopplers mithilfe von zwei Rohrschellen mit M8-Gewindebolzen in etwa 50 cm Höhe an diesem Mast montieren (Bild 15). Zur Entlastung der Gehäuserückwand sind beidseitig möglichst breite Unterlegscheiben (*Karosseriescheiben*) zu verwenden. Die Anschlussklemmen für die symmetrische Speiseleitung müssen nach oben weisen. Wenn kein Mast zur Verfügung steht, darf es auch ein Holzpfeiler sein.

Über die Öffnungen an der Unterseite des Gehäuses werden das speisende Koaxialkabel, das parallel dazu zu verlegende Steuerkabel und eine Erdleitung mit möglichst großem Querschnitt angeschlossen. Trotz symmetrischer Antenne und Balun ist diese Erdung unverzichtbar.

Idealerweise verbindet man die Erdfahne auf dem kürzestmöglichen Weg mit dem metallischen Stützmast der Antenne. Dieser sollte seinerseits im Garten einbetoniert und an einen daneben befindlichen Tiefenerdter angeschlossen sein. Wenn ein solcher Mast nicht zur Verfügung steht, muss die Erdfahne des Kopplers auf kürzestmöglichem Weg über ein 6-mm²-Kabel mit einem eigens direkt darunter eingeschlagenen Tiefenerdter verbunden werden. Keinesfalls dürfen Teile der Antennenanlage an einer eventuell vorhandenen hauseigenen Blitzschutzanlage geerdet werden. Wegen der Verbindung mit dem Schutzleitersystem des Stromnetzes (im Hausanschlusskasten) wären Empfangsstörungen die Folge.

Die Installation des Kopplers an höher gelegenen Orten, z. B. auf dem Dachboden oder auf einem Garagendach, ist wegen der hohen Impedanz einer bis hierhin geführten Erdleitung nicht zu empfehlen. In solchen Fällen können massive und hartnäckige EMV-Probleme auftreten, wie Funk-



Bild 15: Installation des Kopplers in Bodennähe am metallischen Mittelmast der Antenne (Gehäusedeckel abgenommen); links unten ist die kurze Erdverbindung zum Mastrohr zu erkennen (Pfeil).

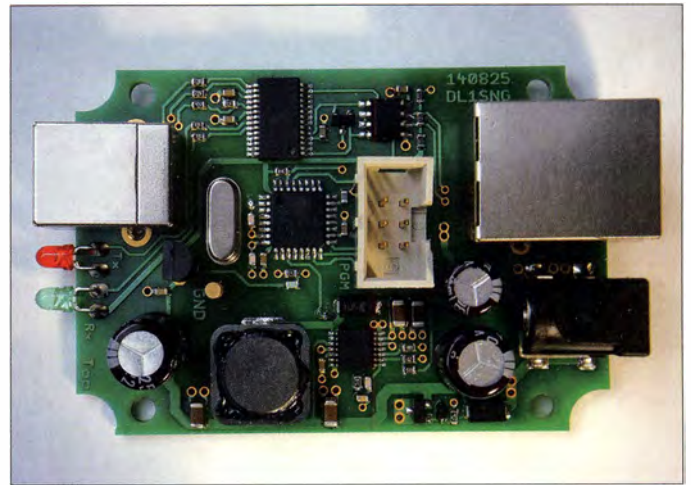
tionsstörungen des angeschlossenen PC oder Störungen in der Kommunikation zwischen PC und Koppler. Gut vorstellbar ist allerdings die Montage des Kopplers an der Spitze eines geerdeten Metallmastes, d. h. unmittelbar am Einspeisepunkt des Dipols, insbesondere bei sehr langen Antennen. In diesem Fall ist die gute Erdung über den dicken Metallmast besonders wichtig. Gegebenenfalls müssen die Schirmanschlüsse von HF- und Steuerkabel am Mastfuß über Zwischensteckverbinder herausgeführt und entweder zusätzlich oder separat geerdet werden (ausprobieren!).

Steuerkabel und HF-Speiseleitung können über die gesamte Länge hinweg mit Kabelbindern zusammengebunden und gemeinsam im Garten vergraben werden. Durch die unmittelbare Bodennähe bekommt man eine sehr gute zusätzliche Erdung und Bedämpfung etwaig verbleibender Mantelwellen. Wer Mäusefraß befürchtet, benutzt passende Rohre zum Schutz der Kabel.

■ Abstimmungsgrenzen

In [1] hatte ich dargelegt, dass man bei einem Koppler mit abstimmbarem L-Glied

Bild 17:
Die Platine der kleinen Interface-Baugruppe ist sehr kompakt bestückt; oben links befindet sich der USB/UART-Konverter-IC, rechts daneben der UART/RS485-Konverter. In der Mitte sieht man den Mikrocontroller, unten den 36-V-Schaltregler mit der abgeschirmten Speicherdrossel.

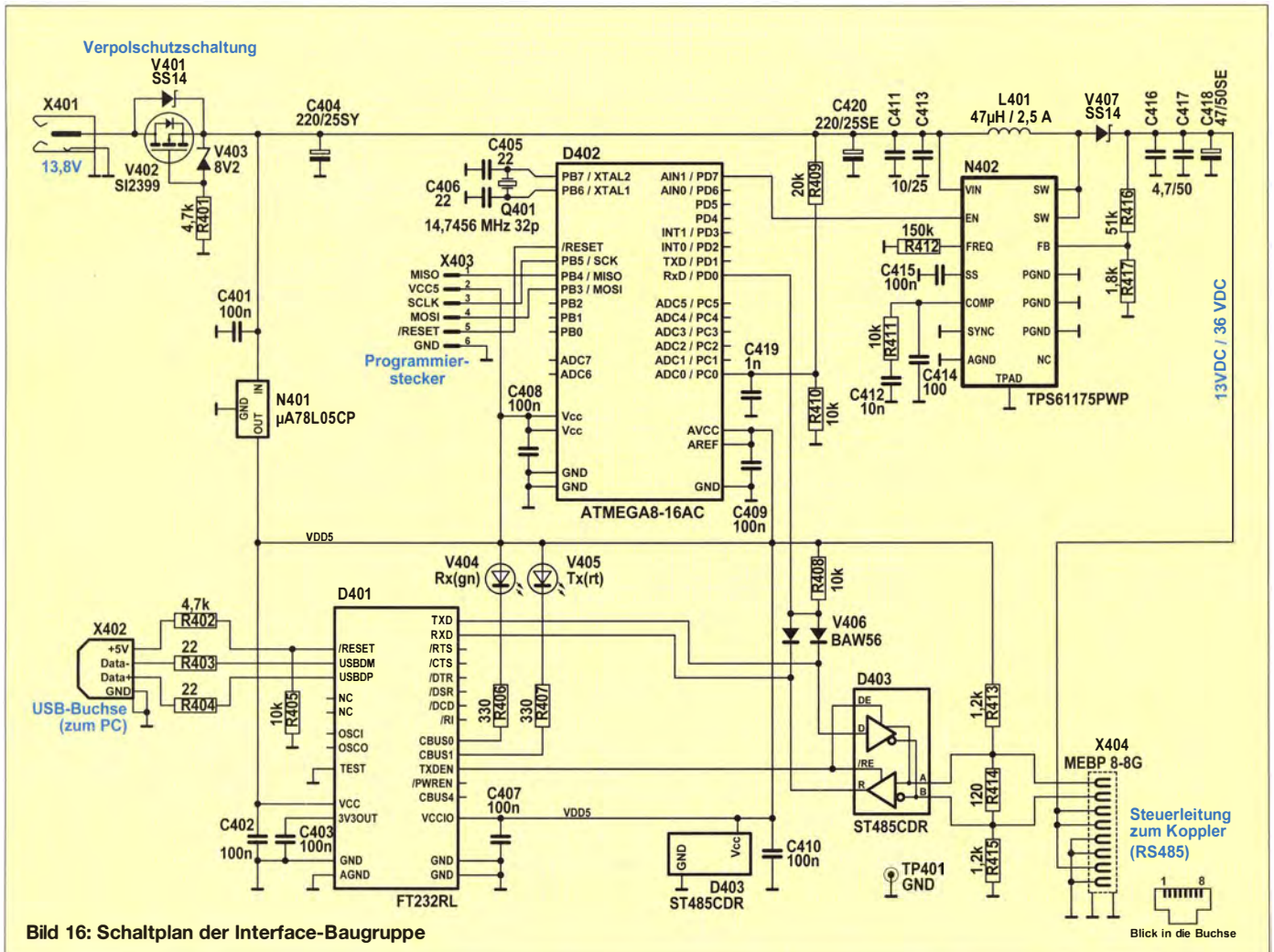


den Antennenimpedanzraum theoretisch fast lückenlos überstreichen kann. Je nach Schaltart (L-C oder C-L; vgl. Bild 4 im ersten Teil) ergänzen sich die beiden Felder wie die chinesischen Prinzipien des *Yin* und *Yang*. Allerdings wird das durch einige unvermeidliche parasitäre Eigenschaften des Aufbaus eingeschränkt. Zum Glück spürt man auf den unteren Bändern kaum etwas davon.

In Bild 18 ist eine Simulation aller Impedanzpunkte zu sehen, die mit dem Koppler

im 160-m-Band erreichbar sind. Die Linien bestehen in Wahrheit aus eng nebeneinandersitzenden Punkten. Jeder davon repräsentiert eine bestimmte LC-Kombination, rote Punkte stehen für die Schaltart C1-L-C (π -Konfiguration mit einer Eingangskapazität von $C_1 = 74$ pF), blaue Punkte für die Schaltart C-L. Letztere wird man bei stark verkürzten Antennen verwenden, z. B. im 160-m-Band.

Man erkennt sofort, dass die einschlägigen Begriffe *aufwärts transformierend* (Stel-



lung L-C) und *abwärts transformierend* (Stellung C-L) nicht unbedingt zutreffen. Vielmehr erstreckt sich der Impedanzraum zumindest in der Stellung L-C (rote Punkte) sowohl in den hoch- als auch in den niederohmigen Wirkwiderstandsbereich.

Mein alter Drahtdipol (2 × 14 m mit 9,50 m Hühnerleiter) hatte z.B. im 160-m-Band eine Impedanz von $Z = (5,2 - j 540) \Omega$. Dieser Wert ist im Bild durch den kleinen weißen Punkt (ganz rechts hart am Rand des blauen Bereichs) gekennzeichnet. Insbesondere wegen des sehr ungünstigen Verhältnisses zwischen Wirk- und Blindwiderstand erfordert diese Anpassung Spulen mit sehr großer Induktivität und hoher Güte. Bei $Q = 250$ schafft der Koppler die Anpassung mit einem Wirkungsgrad von immerhin 70 %.

Im 80-m-Band (Bild 19) wird man meist die Schaltart C1-L-C verwenden. Schon mit einem einfachen Drahtdipol kommt man in einen Bereich knapp oberhalb der ersten Serienresonanz. So hatte ich an der genannten Drahtantenne eine Impedanz von $Z = (18,3 + j 77) \Omega$ gemessen. Trotz des kleinen Wirkwiderstands fällt dieser Punkt schon mitten in das rote Feld – die Anpassung ist also möglich.

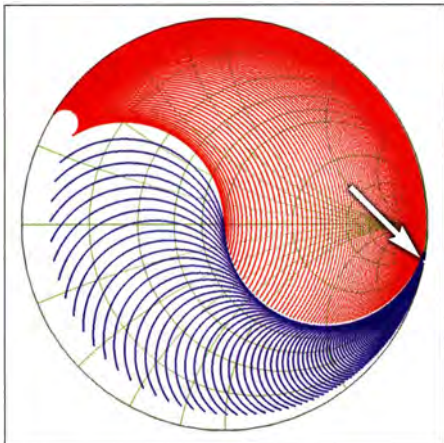


Bild 18: Abstimmbereiche im 160-m-Band; der Punkt stellt die Impedanz des anzupassenden Dipols mit $Z = (5,2 - j 540) \Omega$ dar.

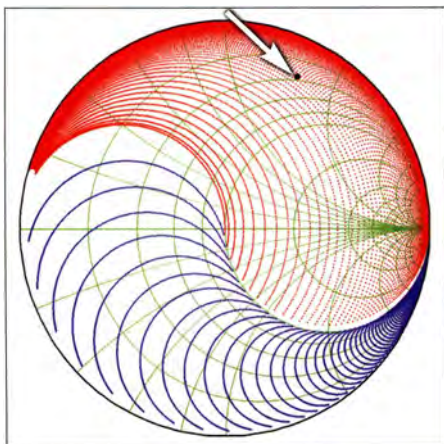


Bild 19: Abstimmbereiche im 80-m-Band; schwarzer Punkt: $Z = (18,3 + j 77) \Omega$

Im 40-m-Band (Bild 20) hatte mein Dipol eine Impedanz von $Z = (114 - j 255) \Omega$. Dieser Punkt fällt relativ weit rechts unten in den roten Bereich, d. h. auch diese Impedanz wird erreicht. Allerdings erkennt man hier erstmals eine Problematik, die mit den realen Gegebenheiten im Koppler zu tun hat: Zwischen dem roten und dem blauen Abstimmbereich tut sich eine Lücke auf, die mit zunehmender Frequenz größer wird. Der Grund dafür liegt in den unvermeidlichen Schaltkapazitäten innerhalb des Kopplers.

Dabei handelt es sich um Kapazitäten, die allein aufgrund der räumlichen Größe der einzelnen Bauteile, insbesondere an den großen Luftspulen entstehen. Im Extremfall (alle Spulen durch Relais überbrückt) liegt dem Ausgang eine Schaltkapazität von etwa 40 pF parallel. Das wird immer dann unangenehm, wenn die Antennenimpedanz eine Transformation mit einer Ausgangskapazität von weniger als 40 pF benötigt. Solche Lasten wären dann nicht abstimmbare. So fällt z.B. in Bild 21 (15-m-Band) die Impedanz $Z = (100 - j 400) \Omega$ genau in diese Lücke. Wenn die Impedanz der Antenne diesen Wert hätte, gäbe es ein Problem. Hingegen wäre die Impedanz $Z = (100 - j 200) \Omega$ (mit einem Pfeil markiert) noch einwandfrei abstimmbare. Es kommt also darauf an, dass bei kapazitiven Antennen (bei diesen liegt die nächste Serienresonanzfrequenz höher als die Arbeitsfrequenz) das Verhältnis zwischen Blindwiderstand und Wirkwiderstand nicht zu groß wird. Entweder muss sonst der Wirkwiderstand vergrößert oder der Blindwiderstand verkleinert werden. Dies kann z.B. durch eine Längenänderung der Antenne geschehen.

Während jedoch ein Verkürzen den Impedanzpunkt noch weiter ins Hochohmige verschiebt (und damit nur dem Verlauf der Abstimmücke folgt), ist eine leichte Verlängerung meist das Mittel der Wahl. Dabei geht der Blindanteil von kapazitiven Werten sehr schnell gegen Null oder wird sogar induktiv, während sich der Wirkwiderstand einem flachen Minimum um 100 Ω herum nähert. In dieser Richtung wird man also auf jeden Fall Erfolg haben. Wenn kein Platz für eine Verlängerung des Dipols zur Verfügung steht, kann stattdessen auch die Zweidrahtleitung verlängert werden. Da solche Korrekturen zumeist auf den höheren Bändern erforderlich sind, genügen oft schon relativ geringfügige Längenänderungen.

Spätestens im 10-m-Band (Bild 22) fällt in dem roten Abstimmbereich noch ein weiterer Effekt auf: Der Kreis der kleinstmöglichen Impedanz wird größer. Schuld daran ist die Schaltinduktivität auf der L-Platine. Wenngleich die Relais dort so nahe

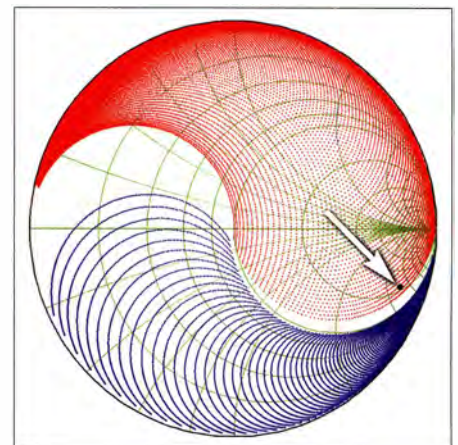


Bild 20: Abstimmbereiche im 40-m-Band; schwarzer Punkt: $Z = (114 - j 255) \Omega$

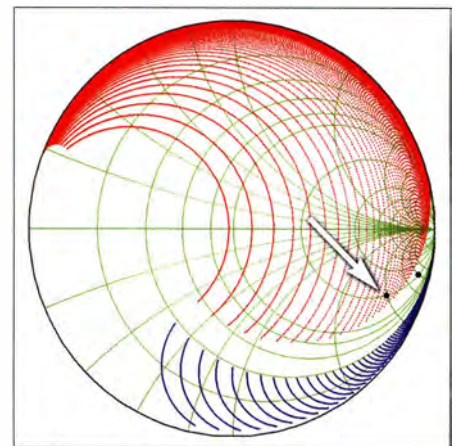


Bild 21: Abstimmbereiche im 15-m-Band; trotz π -Konfiguration ist die Abstimmücke nicht zu vermeiden. Nur der linke Impedanzpunkt mit $Z = (100 - j 200) \Omega$ wäre erreichbar.

wie nur irgend möglich nebeneinander platziert sind, bildet der Signalpfad dennoch eine Leiterschleife mit einer Induktivität von stattlichen 365 nH. Dies ist die kleinstmögliche Induktivität, welche die L-Dekade liefern kann (alle Relais in Ruhestellung). Bei 29 MHz sind das immerhin 66,5 Ω .

Dass die Anpassung keineswegs zum Scheitern verurteilt ist, zeigt die Grafik. Die niedrige Antennenimpedanz von $Z = (45,5 + j 170) \Omega$ fällt mitten in den Abstimmbereich. Hier hilft die Zweidrahtleitung bei der Transformation in optimaler Weise mit.

Generell kann auf den höheren Bändern die Betriebsart C2-L-C sehr hilfreich sein. Hierbei wird die fest installierte Eingangsquerkapazität des Kopplers von 74 pF auf 162 pF erhöht (π -Charakteristik). Dadurch verschiebt sich in der rechten Hälfte der Diagramme die Unterkante des roten Abstimmbereichs etwas ins Kapazitive. Die Betriebsart wird immer dann eingesetzt, wenn die Abstimmung an einer kapazitiven Antenne mit der Standardbetriebsart C1-L-C nicht möglich ist. Ihre Verwendung kann bereits ab dem 40-m-Band sinn-

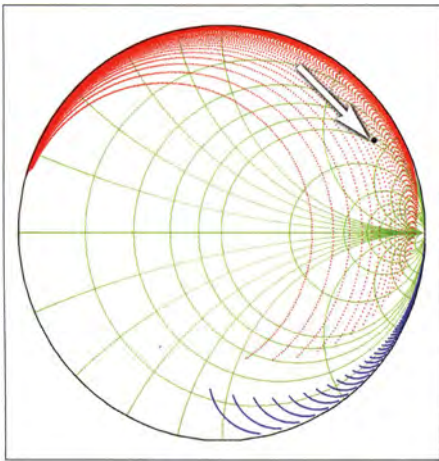


Bild 22: Abstimmbereiche im 10-m-Band; die Impedanz von $Z = (45,5 + j 170) \Omega$ kann auch hier optimal angepasst werden.

Fotos und Screenshots: DL1SNG

voll sein. Zu beachten ist jedoch, dass sie den Abstimmbereich bei sehr hochohmigen Impedanzwerten einschränkt.

An meiner eigenen Antennenanlage (den alten Dipol habe ich längst gegen einen Kegelreusendipol mit 2×14 m Spannweite und 9,50 m Zweidrahtleitung ausgetauscht [6]) spielen die beschriebenen parasitären

Effekte jedenfalls keine Rolle. Mit einem Stehwellenverhältnis von $s \leq 1,2$ gelingt die einwandfreie, d. h. lückenlose Abstimmung auf allen Amateurfunkbändern von 160 m bis 10 m.

■ Zukunftsaussichten

Ich hatte bereits die Idee der automatischen Abstimmung erwähnt. Zwar ist dank der frequenzbezogenen Speicherung von einmal gefundenen Abstimmwerten bereits eine „halbautomatische“ Abstimmung auf gespeicherten oder unmittelbar benachbarten Frequenzen auch in der aktuellen Version möglich, aber der Wunsch nach einer selbsttätigen Abstimmung „auf Knopfdruck“ ist doch recht verbreitet.

Grundsätzlich bietet die beim vorliegenden 200-W-Koppler verwendete Impedanz-Messeinrichtung die schaltungstechnischen Voraussetzungen dafür. Allerdings ist die Realisierung der Software für eine effiziente automatische Antennenabstimmung alles andere als trivial. Immerhin wäre aber dank des eingesetzten Bootloaders ein entsprechendes Firmware-Update des Mikrocontrollers auch nachträglich relativ leicht einzuspielen.

Im Zusammenhang mit dem in [1] beschriebenen 1-kW-Koppler wurde von Nutzern mehrfach der Wunsch nach einem zusätzlichen „Bedienkästchen“ geäußert. Gemeint ist hier eine manuelle Steuereinrichtung, die ohne PC auskommt. Sie würde dann zwar nicht den Komfort einer grafischen Benutzeroberfläche bieten, aber die wichtigsten Funktionen des Kopplers abdecken und alternativ zum PC einsetzbar sein. Ein solches Zusatzgerät ist geplant und wird zu gegebener Zeit hier vorgestellt.

Der Komplettbausatz des fernsteuerbaren symmetrischen 200-W-Antennenkopplers in der hier beschriebenen Version ist beim FA-Leserservice derzeit in Vorbereitung.

norbert.graubner@freenet.de

Literatur

- [3] Zenker, P., DL2FI: QRP-QTC. Frühlingszeit – Antennenzeit. FUNKAMATEUR 56 (2007) H. 2, S. 223
- [4] Zenker, P., DL2FI: QRP-QTC. Weiter mit den klugen Antennen. FUNKAMATEUR 56 (2007) H. 3, S. 339
- [5] Zenker, P., DL2FI: QRP-QTC. Kluge Antennen – Nachtrag. FUNKAMATEUR 56 (2007) H. 4, S. 455
- [6] Graubner, N., DL1SNG: Breitband-Kegelreusendipol als Multiband-Lösung für KW. FUNKAMATEUR 57 (2008) H. 10, S. 1085–1089

3-Element-Yagi mit Holzträger für das 2-m-Band

MARTIN STEYER – DK7ZB

Richtantennen für das 2-m-Band müssen nicht immer Spezialteile umfassen, die kaum zur Verfügung stehen. Dieser Beitrag zeigt, anknüpfend an den Beitrag [1] in der vorherigen Ausgabe, eine leicht aufzubauende Yagi-Antenne mit drei Elementen, deren Material nahezu überall erhältlich ist.

Oft gehörte Argumente gegen den Selbstbau von Yagi-Antennen sind, dass das Material nicht so einfach erhältlich wäre und dass der Aufbau zu kompliziert sei. Für die hier beschriebene Antenne gilt das auf keinen Fall, weshalb sie sich auszeichnet dazu eignet, mit dem Antennenbau zu starten

oder nach einer längeren Pause wieder tätig zu werden [1]. Immerhin bietet die Yagi-Antenne einen Gewinn von knapp 5 dBd, was ja auch schon recht beachtlich ist.

■ Physikalische Daten

Die Antenne ist so konzipiert, dass sie eine hohe Bandbreite aufweist, eine hohe Rückdämpfung hat und die relevanten Eigenschaften im Bereich von 144 MHz bis 146 MHz konstant sind. Zu sehen ist das in Tabelle 4. Der Gewinn im gesamten Band bleibt nahezu gleich.

Im amerikanischen Sprachgebrauch haben sich zur genaueren Unterscheidung der Rückdämpfung die Begriffe F/B (engl. Front/Back, nur bei 180°) und F/R (engl. Front/Rear, gesamter rückwärtiger Bereich zwischen 90° und 270°) eingebürgert. Es ist daher meist sinnvoller, auf ein hohes F/R-Verhältnis (zu Deutsch etwa: Vor-Rückseiten-Verhältnis) hin zu optimieren [2]. Wie

Tabelle 1: Eigenschaften der 3-Element-Yagi für 145 MHz

| Eigenschaft | Wert |
|---------------------|-------------------------------------|
| Trägerlänge | 600 mm (0,29 λ) |
| Impedanz | 50 Ω |
| Gewinn | 4,98 dBd |
| Vor-Rück-Verhältnis | 19 dB |
| Öffnungswinkel | horizontal 66,6° vertikal 119,2° |
| Bandbreite | > 10 MHz @ $s = 1,5$ |

Tabelle 2: Positionen der Elemente

| Element | Position [mm] |
|-----------|---------------|
| Reflektor | 0 |
| Radiator | 350 |
| Direktor | 600 |

Tabelle 3: Elementlängen

| Element-durchmesser [mm] | Elementlänge [mm] | | |
|--------------------------|-------------------|-------------------|----------|
| | Reflektor | Radiator | Direktor |
| 10 | 1030 | 980 | 864 |
| 8 | 1032 | 984 | 874 |
| 6 | 1034 | 988 | 884 |
| 4 | 1036 | 993 | 897 |
| 3,2 | 1037 | 993 ^{*)} | 903 |

^{*)} Elementdurchmesser 4 mm

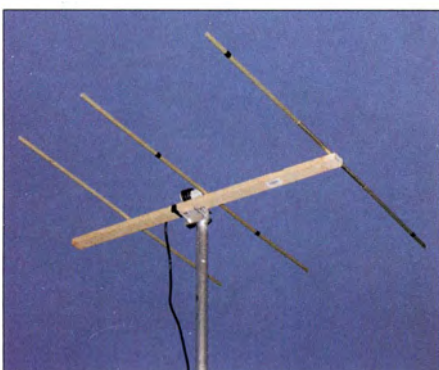


Bild 1: Fertig aufgebaute Yagi-Antenne mit einer Holzlatte als Träger

wenig sich die charakteristischen Eigenschaften der Antenne im 2-m-Amateurband ändern, sieht man an den anderen Daten der Tabelle 4, die auf das Horizontaldiagramm in Bild 4 bezogen sind. F/R bleibt vom Bandanfang bis zum Bandende nahezu gleich, während F/B leicht zunimmt.

Der Vollständigkeit wegen habe ich noch das Elevationsdiagramm in Bild 5 ermittelt. Es ist insofern interessant, als es bei vertikaler Montage der Yagi-Antenne für