

wenig Aufwand in eine bereits existierende Internetseite integrieren.

Für die Umsetzung ist die Anwendung von *regulären Ausdrücken* [8] empfehlenswert. Damit lassen sich Filterkriterien ohne viel Aufwand und mit nur wenigen Zeilen Programmcode realisieren. Dies vereinfacht das Einlesen der Logdaten erheblich. In einigen Programmiersprachen, wie Perl [9] oder Python [10], existieren interne Funktionen, die bereits integriert sind und für das Suchen und Ersetzen von Zeichenketten mit *regulären Ausdrücken* verwendet werden. Beide Programmiersprachen sind plattformunabhängig und als freie Software erhältlich. In vielen anderen Fällen lässt sich

eine zusätzliche Bibliothek einbinden, die diese Funktionen mit regulären Ausdrücken beinhaltet. Letztere sind dann über einen externen Aufruf nutzbar.

Ergänzend zu diesem Beitrag steht im FA-Download-Bereich die ausführbare Windows-Datei *ADIF2OSM.exe* bereit, die mit einem Perl-Compiler erstellt wurde. Das Programm liest im aktuellen Verzeichnis alle ADIF-Dateien ein und generiert daraus automatisch die HTML-Datei zur Darstellung der Karte. Auf Wunsch lassen sich so auch Logdaten aus verschiedenen Quellen einbinden. Zwei Beispieldateien zum Einlesen der Daten und die damit erzeugte Karte sind ebenfalls im Download-

Bereich auf www.funkamateur.de enthalten. dk7mw@dark.de

Literatur und URLs

- [1] Amateur Data Interchange Format (ADIF): www.amateur-radio-wiki.net/index.php?title=ADIF
- [2] ADIF-Spezifikation: www.adif.org
- [3] OpenStreetMap: www.openstreetmap.de und <http://de.wikipedia.org/wiki/OpenStreetMap>
- [4] WikiProjekt OpenStreetMap: http://wiki.openstreetmap.org/wiki/WikiProject_Germany
- [5] OpenLayers: www.openlayers.org
- [6] Beispiele für OpenLayers: www.openlayers.org/dev/examples/example-list.html
- [7] Erklärung Ortskenner (QTH-Locator): <http://de.wikipedia.org/wiki/QTH-Locator>
- [8] Erklärung „Regulärer Ausdruck“: http://de.wikipedia.org/wiki/Regulärer_Ausdruck
- [9] Programmiersprache Perl: www.perl.org
- [10] Programmiersprache Python: www.python.org

Selbstbau eines symmetrischen Antennenkopplers für 1 kW (2)

NORBERT GRAUBNER – DL1SNG

Nach der Vorstellung des Prinzips in der vorigen Ausgabe befassen wir uns nun mit den Einzelheiten der Schaltung. Im Mittelpunkt stehen hier die wichtigsten Bauelemente des HF-Teils.

■ Konzeptionelle Details

Trotz eines klar umrissenen Schaltungsprinzips und zahlreicher Anregungen dauerte die Entwicklung des Kopplers bis zum funktionsfähigen Gerät mehr als zwei Jahre. Angesichts der scheinbaren Unüberwindlichkeit mancher Probleme dachte ich zeitweise sogar ans Aufgeben. Denn ich wollte keine Bastellösung, sondern ein grundsolides Gerät. Für alle, die sich für die Technik und Probleme dieser Entwicklung interessieren, folgt eine Schilderung der Details.

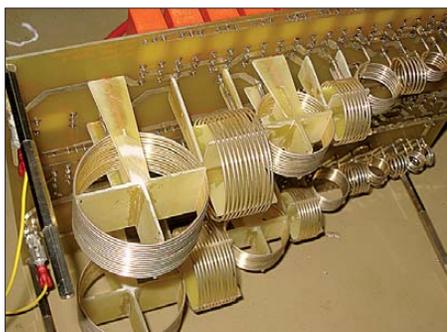


Bild 8: Erster Prototyp mit Luftspulen aus ver-silbertem 1-mm-Schalt-draht

Hochpass oder Tiefpass?

Man kann die Abstimmeelemente als Hochpass oder als Tiefpass schalten. Bei einem Hochpass in *Low-Z-Transformation* liegen die Abstimmkapazitäten an der Antennenseite an. Hier können aber Spannungen von bis zu 8 kV auftreten. Hingegen sind in Tiefpassschaltung nur die wesentlich

spannungsfesteren Induktivitäten mit den Ausgängen verbunden. Auch die Spulenverluste sind deutlich geringer. Der Tiefpass ist also wesentlich besser.

Dimensionierung der Abstimmeelemente

Meine eigene Dipolantenne, ein Kegelreusendipol mit 2×14 m Länge an 9,50 m Zweidrahtleitung, hat bei 1,8 MHz eine Impedanz von $Z = (11,6 - j 342) \Omega$. Dafür hätte im Koppler eine Querkapazität von 2,38 nF und eine Längsinduktivität von 27,9 μH ausgereicht. Aber der Koppler sollte ja später auch bei Funkamateuren arbeiten, die womöglich nur lineare Drahtdipole mit wesentlich höherer Blindimpedanz verwenden. Da der Vergleich mit Fremdprodukten kein klares Ergebnis lieferte, entschied ich mich für eine Dipol-Mindestgröße von 2×10 m. Auf 1,8 MHz hinter einer 10 m langen Zweidrahtleitung (Leiterabstand 112 mm) ist hieran eine Impedanz von $Z = (5 - j 650) \Omega$ zu erwarten. Die dafür notwendigen 60 $\mu\text{H}/7$ nF wurden realisiert.

Spannungen und Ströme

Vorausgesetzt, der Koppler schafft die Anpassung einigermaßen verlustarm und die zugeführte HF-Leistung wird nicht zum größten Teil im Koppler selbst in Verlustwärme umgesetzt, entstehen an (im Verhältnis zur Wellenlänge) kurzen Antennen ganz erhebliche Spannungen und Ströme. Schließlich muss die zugeführte Leistung ihre Wirkung in einem Strahlungswider-

stand von wenigen Ohm entfalten – und das geht nur bei entsprechend hohem Strom ($I = \sqrt{P/R}$). Hier liegt übrigens der Grund, weshalb die gängigen 450- Ω -Widerman-Flachbandleitungen bei 1,8 MHz als Zweidrahtleitung nicht geeignet sind. Der Drahtquerschnitt ist für diesen Strom viel zu gering, bei 1000 W schmilzt die Leitung wie Butter in der Sonne. Zu empfehlen sind zwei parallele 2,5-mm²-Kupferlitzen pro Leiter.

Gleichzeitig hat aber eine solche kurze Antenne auch noch eine relativ kleine Kapazität, d. h. einen hohen Blindwiderstand. Wie schon eingangs beschrieben, liegen Strahlungs- und Blindwiderstand in Reihe, man kann den Blindwiderstand der Antenne als (unerwünschten) Vorwiderstand auffassen. Um trotz des hohen Scheinwiderstandes den benötigten Strom in die Antenne treiben zu können, muss der Koppler eine entsprechend hohe Spannung anlegen. So sind z. B. bei dem erwähnten 2×10 -m-Dipol bei 750 W Wirkleistung ein Antennenstrom von 12,2 A und eine Spannung von fast 8 kV notwendig. Der Grund für diese hohe Spannung liegt also weniger in der Hochohmigkeit der Antenne (wenn der Scheinwiderstand des Dipols von ca. 650 Ω ein Wirkwiderstand wäre, bräuchte man nur 698 V), sondern in der Kombination eines kleinen Wirkwider-

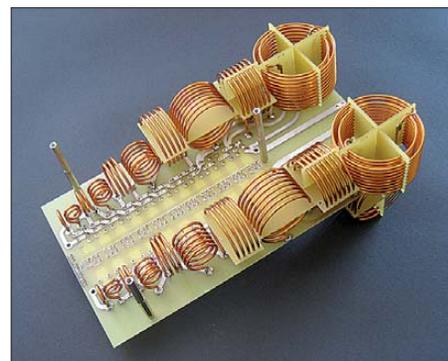


Bild 9: Spulenplatte mit zum Teil zweilagigen Spulen aus 2-mm-Cu-L-Draht

standes mit einem großen Blindwiderstand. Da zirkuliert also sehr viel Blindleistung, die der Koppler zuverlässig beherrschen muss.

Ringkern- oder Luftspulen?

Nur zu gern hätte ich Eisenpulver-Ringkerne für die Spulen verwendet. Bei einer geforderten Gesamtinduktivität von 60 µH hat die größte Teilspule ein Viertel hiervon, also 15 µH. Bei 1,8 MHz und der kleinstmöglichen Antenne liegen hierüber maximal 2 kV. Aber Burmeisters Mini-Ringkernrechner [6] zeigt, dass es auf dem Amateurfunkmarkt leider keinen Ringkern gibt, der hierbei nicht hoffnungslos überlastet wäre, von den Kosten solcher Riesenkerne ganz zu schweigen. An Luftspulen führte also kein Weg vorbei. Doch Luftspulen sind groß und wegen des Gehäuses für den Koppler – das ja auch bezahlbar bleiben sollte – durfte die Platine kaum größer als ein DIN-A4-Blatt werden. Im Interesse eines guten Wirkungsgrades musste auch die Spulengüte möglichst hoch sein. Ich brauchte also Luftspulen mit minimalem Volumen und maximaler Güte.

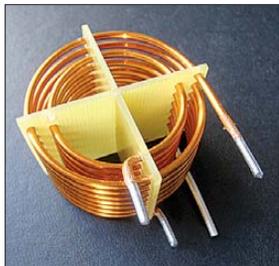


Bild 10: Fertige zweilagige Zylinderspule aus 2-mm-CuL-Draht

Fotos: DL1SNG

Güte und Baugröße von Luftspulen

Für eine einlagige Luftspule, deren Güte bei konstantem Bauvolumen optimiert wurde, gilt folgende Bauvorschrift [7]:

- Das Verhältnis von Länge zu Durchmesser soll etwa 0,615 betragen.
- Das Optimum beim Verhältnis von Drahtdurchmesser zur Steigung liegt bei 0,545. Insbesondere enger gelegte Windungen wirken sich nachteilig aus.

Diese Vorgaben ergeben sich aus dem Zusammenspiel von Gegeninduktivität, Skineffekt und Proximity-Effekt (Bild 11). Die Gegeninduktivität entsteht durch die magnetische Kopplung benachbarter Wicklungen; beim Skineffekt handelt es sich um die Verdrängung von hochfrequenten Strömen aufgrund des eigenen Magnetfeldes an den Außenrand des Leiters. Der Proximityeffekt beschreibt die Stromverdrängung zwischen eng benachbarten Leitern durch die Wechselwirkung der Magnetfelder.

Bedauerlicherweise nimmt die Güte einer Luftspule mit der Baugröße nur sehr langsam zu. Immerhin war bei einer 15-µH-Spule aus versilbertem 1-mm-Schaltdraht

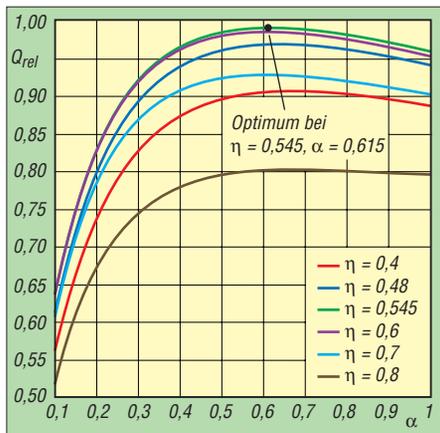


Bild 11: Güte von einlagigen Zylinder-Luftspulen mit gegebenem Volumen als Funktion von Wicklungsdichte η = Drahtdurchmesser/Steigung und Formfaktor α = Spulenlänge/Spulendurchmesser [7]

bei 1,8 MHz eine für meine Zwecke durchaus akzeptable Güte von Q = 290 zu erwarten. So entstand die erste Musterplatine (Bild 8). Leider hatte ich den Widerstand dieser Spulen unterschätzt; bei einer HF-Eingangsleistung von 1000 W wurden sie zu heiß; an wesentlich dickerem Draht führte kein Weg vorbei.

Optimieren der Schaltinduktivität

Die Verwendung von 2-mm-CuL-Draht hätte fast doppelt so große Spulen bedeutet. Dabei musste aber die Platine noch kleiner als bisher werden, denn die Versuche hatten gezeigt, dass wegen der Layoutinduktivität (alle Spulen kurzgeschlossen) und der Schaltkapazität des Aufbaus im 15- und 10-m-Band keine Abstimmung möglich war. Die Aufgabe schien unlösbar – und wurde am Ende doch bewältigt.

Zuerst musste die C-Dekade von der Platine herunter. Sie befand sich räumlich zwischen den beiden L-Dekaden und vergrößerte dadurch die vom HF-Strom umschlossene Fläche und damit die Induktivität dieser Schleife. Sie war leicht auf einer zusätzlichen Platine zwischen Steuerplatine und Spulenplatine unterzubringen. Im zweiten Schritt wurden die Spulen mit den größeren Induktivitäten zweilagig ausgeführt (Bild 10); auch hiermit erreichte ich bei 1,8 MHz eine akzeptable Güte von Q = 250. Und so war die neue Platine trotz doppelten Drahtdurchmessers sogar etwas kleiner und hatte nur noch die Hälfte der störenden Layoutinduktivität (Bild 9). Anstelle der alten Epoxi-Spulenkörper mit Kerben in den Kanten bewährten sich nun Ausführungen mit Bohrungen, in welche die Spulenrohlinge gefühlvoll eingedreht werden – das geht erstaunlich leicht. Die Rohlinge habe ich auf einer sehr langsam laufenden Drehbank über einem passenden Holzkernel (Wickeldorn) gewickelt und nach dem Wickeln auf die passende Steigung auseinander gezogen. Nur aus Layoutgründen gibt es Spulen mit rechts- und linkslaufender Wendelung.

Kondensatoren

Unerwartet große Probleme bereiteten die Abstimmkondensatoren. Wieso in mehreren bekannten Kopplertypen Folienkondensatoren vom Typ WIMA FKP1 eingesetzt werden, obwohl schon wenige Blicke ins Datenblatt verraten, dass diese Bauteile trotz ihrer hohen Gleichspannungsfestigkeit für den Einsatz in einem Kurzwellen-Antennenkoppler völlig ungeeignet sind (Bild 12), vermag ich nicht zu sagen. Jedenfalls kam es für mich nicht infrage, Bauteile außerhalb ihrer Datenblattgrenzwerte zu betreiben. Stattdessen hatte ich große Hoffnungen in die als verlustarm ausgewiesenen Hochspannungskeramik-Kondensatoren der Hersteller Murata und TDK (Serie DEA, bzw. CC45, Keramiksorte SL) gesetzt. Aber auch diese erwiesen sich als unbrauchbar. Schon bei relativ geringen Strömen erwärmten sie sich unzulässig stark und zeigten dabei auch noch einen deutlich spürbaren Temperaturkoeffizienten. Unter der Eigenerwärmung veränderte sich die Abstimmung des Kopplers. Sie hielten den Belastungen nicht stand.

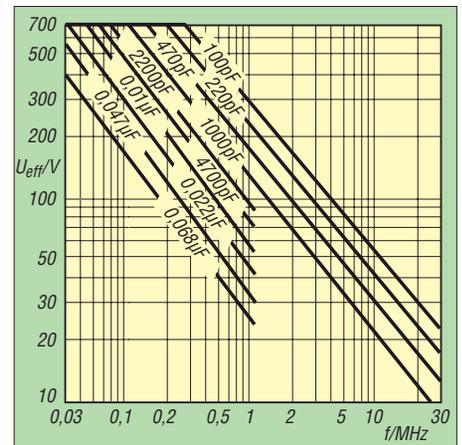


Bild 12: Belastbarkeit von Folienkondensatoren vom Typ WIMA FKP 1 (nach Datenblatt, auf 30 MHz extrapoliert)

Zähneknirschend musste ich eingestehen, dass wohl nur Glimmerkondensatoren geeignet sind. Aber die Preise die ich bis dahin kannte (etwa 5 € pro Stück), wären völlig illusorisch gewesen. Mit viel Glück kam ich auf die Serie CD19 des Hersteller Cornell Doublier und fand sogar einen Lieferanten für diese wertvollen Bauteile. Selbst bei diesen Kondensatoren sind Einschränkungen hinsichtlich Spannung und Strom hinzunehmen (300 V/2,5 A).

Aufbau

Der Koppler besteht aus Spulenplatine, Kondensatorplatine und Controllerplatine. Wenige Sechskantbolzen verbinden diese elektrisch und mechanisch miteinander. Doppelreihige Stift- und Buchsenleisten

sind für die internen Schwachstromsignale, z. B. für den Anschluss der Relaisspulen zuständig. Alles lässt sich mit wenigen Handgriffen zerlegen, der Aufbau ist dadurch sehr servicefreundlich (s. S. 120). Die hochwertigen Relais sind gasdicht gekapselt und dadurch völlig unempfindlich gegen Witterungseinflüsse. Alle drei Platinen sind doppelseitig kupferkaschiert und durchkontaktiert. Dieses schafft Freiheit

beim Layout, ermöglicht kleinere Platinen und dient der mechanischen Stabilität der freitragend eingelöteten Spulen. Nicht zuletzt verbessert dieses Layout auch die Störfestigkeit.

■ Schaltplan

Im Bild 13 sehen wir den Schaltplan des HF-Teils. Ganz links auf der Kondensatorplatine befindet sich der HF-Eingang.

Auf dem Leichtmetallwinkel kann eine N- oder PL-Buchse montiert werden. Dahinter folgt die Stehwellen-Messeinrichtung mit dem Stromwandler T1. Die Primärwicklung des Stromwandlers muss abgeschirmt sein, dazu wird ein kurzes Stück RG402 verwendet, dessen Schirm über eine Lötflanke an Masse liegt. Aus den Signalen *FWD* und *REV* ermittelt der Mikrocontroller das Stehwellenverhältnis:

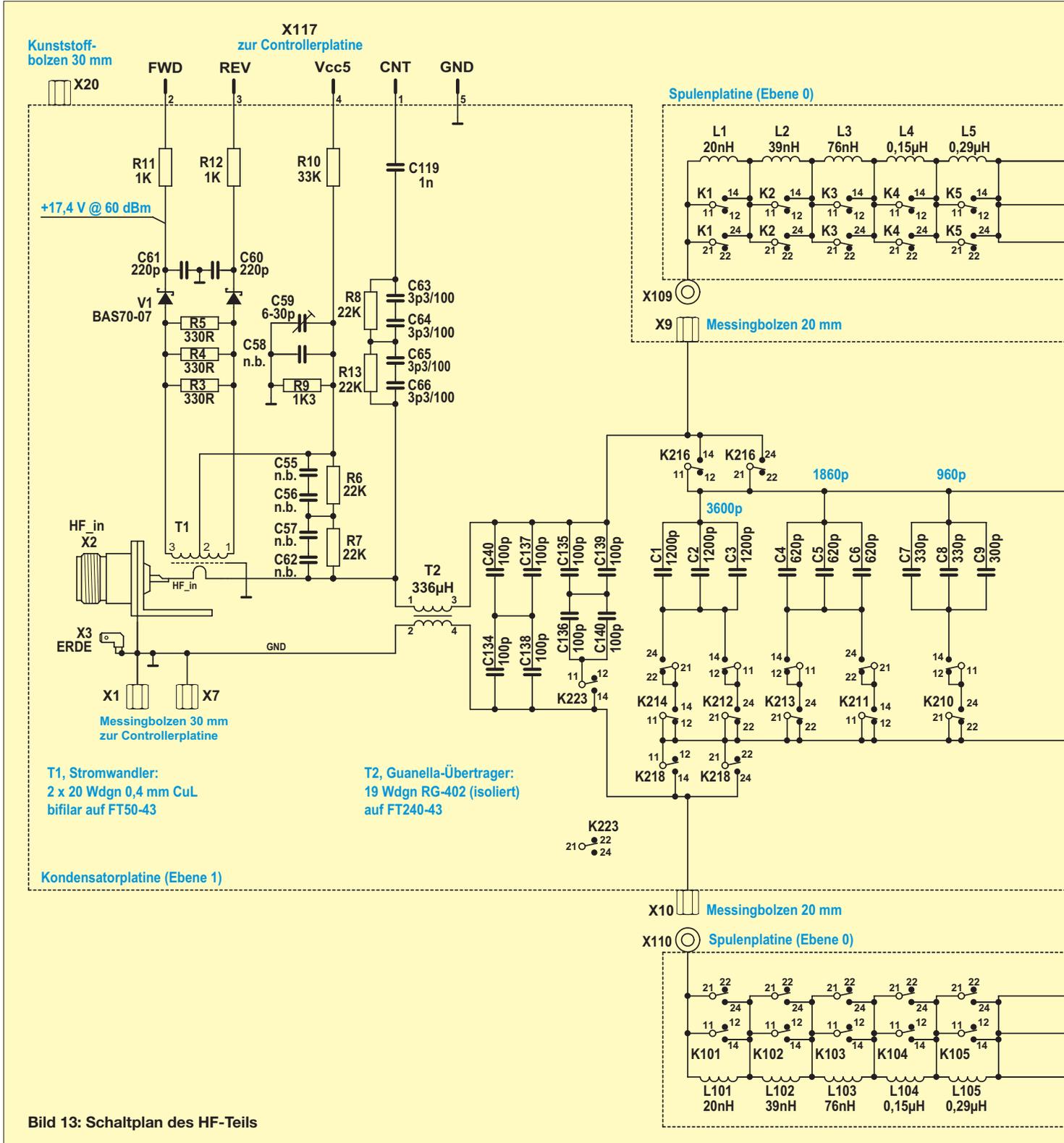


Bild 13: Schaltplan des HF-Teils

$$s = \frac{U_{FWD} + U_{REV}}{U_{FWD} - U_{REV}}$$

Der Widerstand R10 kompensiert die Schwellenspannung der Gleichrichterdioden und macht dadurch das Messergebnis bei kleinen HF-Eingangsleistungen genauer. Der Trimmkondensator C59 kompensiert die Schaltkapazität der Spannungsteilerwiderstände R6, R7. Die Vorwiderstän-

de R8 und R13 führen zum Eingang des Frequenzzählers auf der Controllerplatine, die Kondensatoren C63 bis C66 linearisieren den Frequenzgang. Das HF-Signal wird durch den Balun T2 geführt. Dieser ist fest in die Platine eingelötet und mit einem Kabelbinder befestigt. In der Betriebsart *High-Z* bilden die Kondensatoren C40, C134, C137, C138 die Eingangskapazität eines π -Filters. Bei hohen Frequenzen flie-

ßen hier bis zu 4,2 A, weswegen die Last auf mehrere Kondensatoren verteilt werden musste. Bei Bedarf kann über K223 eine weitere Festkapazität zugeschaltet werden. (wird fortgesetzt)

Literatur

- [6] Burmeister, W., DL5SWB: mini Ringkern-Rechner. www.dl5swb.de/html/miniringkern-rechner.htm
- [7] Zwicky, P., HB9DFZ: Güteoptimierte einlagige Zylinderspulen. FUNKAMTEUR 60 (2011), in Vorbereitung

