

Breitband-Aktivantenne mit kleiner Magnetschleife

Wideband Active Small Magnetic Loop Antenna

Chavdar Levkov LZ1AQ, lz1aq@abv.bg, www.lz1aq.signacor.com

Letzte Überarbeitung v.1.1. 13. Juni 2011

Es gibt jetzt extrem breitbandige Software Defined Radios (SDR), bei denen die Breitbandantenne eine gute Wahl ist. Kleine Breitband-Magnetschleifen (WSM-Schleifen) werden bereits seit 3-4 Jahrzehnten verwendet, und ich war gespannt, was mit ihnen erreicht werden kann, und ihre Nützlichkeit als Breitband-SDR-Eingang zu bewerten. Die WSM-Schleife sollte im Kurzschlußmodus arbeiten, um einen flachen Frequenzgang im Breitbandfrequenzbereich zu erreichen. Die Antenne sollte mit einem Verstärker verwendet werden, da der Schleifenstrom sehr klein ist. Dieser Verstärker muß eine sehr niedrige Eingangsimpedanz haben. [1, 2, 4, 6, 12].

Schema und Aufbau

Ein Schaltplan der aktiven WSM-Rahmenantenne ist in Abb. 1 dargestellt. Die Antennenspezifikation ist für eine kreisförmige Schleife mit 1 m Durchmesser und einem Aluminiumleiter mit einem Durchmesser von 3,4 mm angegeben.

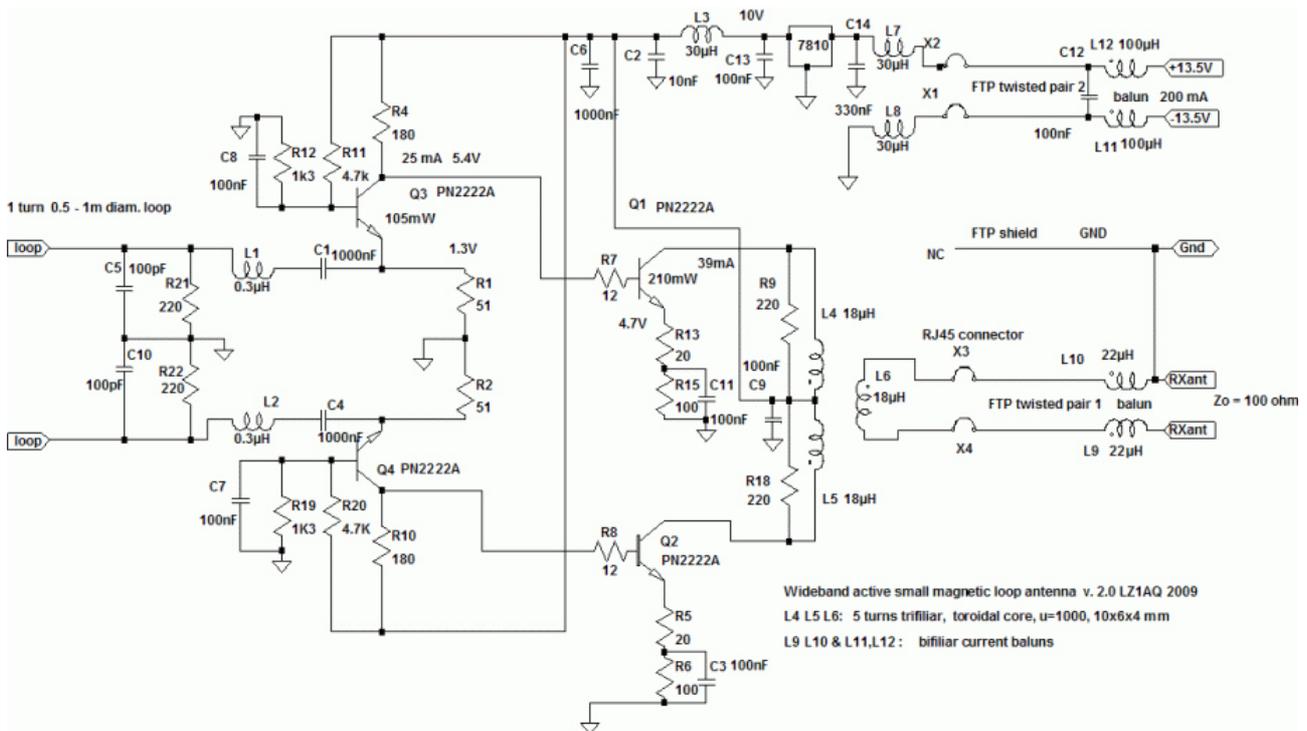


Abb. 1. Schematische Darstellung eines aktiven Breitbandverstärkers mit kleiner Schleife. Gemeinsame Basisschaltung. DC-Betriebspunktspannungen und -ströme sind angegeben.

Daten:

Durchmesser: 1 m,

1 Windung Material: Aluminiumleiter mit 3,4 mm

Durchmesser Schleifeninduktivität: 4 μ H

Antennenfaktor K_a : 6 dB Meter-1 bei 10 MHz (berechnet aus dem Gewürzmodell) (1 μ V / m Eingangssignal ergibt 0,5 UV-Ausgangsspannung)

Ebenheit: Innerhalb von 3 dBm-1 0,5 - 30 MHz; (berechnet aus dem Modell)

Geräuschpegel: $\geq 0,7 \mu$ V / m (berechnet aus dem Modell)

Stromversorgung: Fernbedienung, 13,5 V > 150 mA
Dynamikbereich: TBS; 1 dB Kompressionspunkt $\geq 130 \text{ dB}\mu\text{V} / \text{m}$ (5,6 V / m p-p
Ausgangsspannung nach dem Modell)

Aufbau

Ein experimenteller Verstärker- und Antennenaufbau ist in Abb. 2, 3, 4 dargestellt.

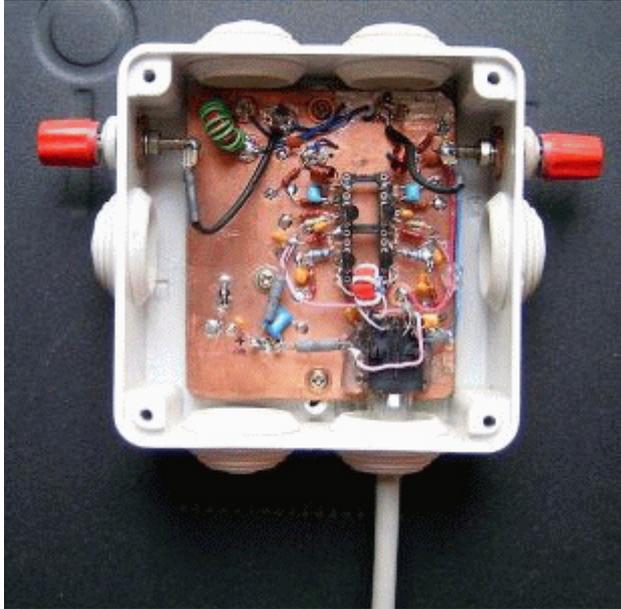


Abb. 2



Abb. 3



Abb. 4

Der Aufbau der Schleife sollte mit der folgenden Regel betrachtet werden: Das Verhältnis von Schleifenfläche zu Schleifeninduktivität sollte maximiert werden (siehe Anhang). Das bedeutet automatisch, daß eine Kreisform mit 1 Windung die beste Wahl ist. Der praktische Durchmesser beträgt ca. 1 m, wobei der Leiter so dick wie möglich ist. Das Material könnte Kupfer oder Aluminium sein - tatsächlich ist der Q-Faktor der Schleife nicht wichtig. Der wichtige Faktor ist die niedrige Schleifeninduktivität.

1 m Durchmesser Schleife aus Aluminiumdraht 3,4 mm ergibt eine Induktivität um $4 \mu\text{H}$. Ich habe auch 0,9 m Durchmesser verwendet. Schlaufe aus Doppelfolien-FR-4-Leiterplattenmaterial (Abb. 3) mit einer Dicke von 1,5 mm und einer Breite von 20 mm, wodurch die Schleifeninduktivität auf $3 \mu\text{H}$ reduziert wird. Die besten Ergebnisse können mit „parallelen“ und „gekreuzten parallelen“ Schleifen erzielt werden (CP-Schleife, siehe Abb. 5, 13, 14, Anhang I, II). Für städtische Standorte, in denen der Geräuschpegel viel höher ist, können kleinere Schleifen verwendet werden.



Abb. 5. Der Autor auf der experimentellen grünen Wiese. 4 m² 4-Quadrate gekreuzte Parallelschleife sind auf einem Holzrahmen montiert.

Diese Antenne wird im Freien verwendet und der Verstärker befindet sich in einer kleinen, IP55-gesicherten Kunststoffbox (Abb. 2). Diese Boxen sind auf dem Markt weit verbreitet - jede ähnliche kann verwendet werden. Das Verbindungskabel zwischen Antenne und Empfänger (RX) ist ein abgeschirmtes LAN-Kabel vom Typ FTP mit 4 verdrehten Paaren. Das Signal und die Stromversorgung verwenden getrennte Paare. Es werden RJ45-Standardstecker verwendet. Diese Anschlüsse sind sehr billig und zuverlässig, aber der RJ-Anschluß sollte in der Box platziert werden, da er nicht wasserdicht ist.

Die Box muß nicht abgeschirmt werden. Es wird davon ausgegangen, daß die Antenne mindestens einige Meter von elektrischen Geräten entfernt montiert wird und der direkte Einfluß des Nahfelds auf die Verstärkerplatine verringert wird. Die FTP-Abschirmung muß mit RX-Masse (Chassis) verbunden sein, aber am anderen Ende (Antenne) sollte frei bleiben. Die Masse der Stromversorgung (PS) ist ebenfalls frei, wenn eine unabhängige Gleichstromversorgung verwendet wird.

Verwenden Sie kein Schaltnetzteil - es wird sehr schwierig sein, das Rauschen zu entfernen. Die Steuerbox Abb. 4 enthält RJ- und BNC-Anschlüsse, PS-Drosseln und L9-, L10-Balun. Die Box sollte abgeschirmt sein, da sie in der Hütte platziert ist und Störungen möglich sind. Das LAN-Kabel hat eine Impedanz von 100 Ohm und kann ohne erkennbare nachteilige Auswirkungen direkt an den 75- oder 50-Ohm-Eingang des RX angeschlossen werden. Für Puristen kann ein 2: 1-Breitband-Impedanzanpassungstransformator zur präzisen Anpassung verwendet werden. Das Kabel enthält 4 nicht verwendete Drähte. Die nicht verwendeten Drähte sollten im RX-Teil geerdet werden. Sie können zur Fernsteuerung zusätzlicher Relais oder Rotoren verwendet werden. Ich habe 1 Relais verwendet, um 2 identische Schleifen zu schalten, die zueinander um 90 Grad gedreht wurden.

Einige Kommentare zum Verstärkerschema

Der Verstärker ist ein Standard-Differenzialverstärker mit gemeinsamer Basis. Der differentielle Eingangswiderstand des Verstärkers beträgt ca. 3 Ohm bei 1 MHz (steigt mit der Frequenz, Modul = 7 Ohm bei 30 MHz) und dies stellt die Ebenheit des Antennenfaktors im Breitband sicher. Diese sehr niedrige Eingangsimpedanz reduziert auch die Empfindlichkeit des elektrischen Feldes auf ein Minimum.

Die Verstärkung des Verstärkers mit 1 m² Schleife ist so eingestellt, daß sie ungefähr zwischen 0 und +6 dBmeters-1 Antennenfaktor ergibt (abhängig von der Schleifengröße, Form und Induktivität, siehe Anhang). In diesem Fall liegt der Pegel des internen Ausgangsrauschens an der aktiven WSM-Schleife etwa 10 bis 15 dB über dem internen Rauschpegel von RX mit -130 dBm bei 500 Hz MDS (diese Empfindlichkeit ist bei kommerziellen Transceivern sehr häufig). Durch Erhöhen der Verstärkung wird nur der nichtlineare Verzerrungspegel erhöht.

Der Differenzverstärker hat zwei Vorteile für die Reduzierung nichtlinearer Verzerrungen: Reduziert mit 6 dB den Signalpegel jedes Zweigs und reduziert den Ausgangspegel von Verzerrungen 2. (und aller geraden) Verzerrungen mit 20 - 30 dB. Die Reduzierung hängt von der Symmetrie der Transistorpaare und des Breitband-Ausgangstransformators ab. Verzerrungen zweiter Ordnung sind die Hauptquelle für Störsignale in dieser Breitbandantenne. Bei den Transistoren handelt es sich um die beliebten PN2222A mit einem recht linearen Ansprechverhalten [7] von 4 dB und einer akzeptablen Verlustleistung.

Die Verwendung von Transistoren mit geringerem Rauschen verbessert das Grundrauschen nicht wesentlich (Anhang I). Um die Verzerrungen 2. Ordnung zu verbessern, sollten angepaßte Transistorpaare (mindestens hFE) verwendet werden. Die Kollektorströme des ersten und zweiten Paares betragen entsprechend 25 mA und 40 mA. Die Verlustleistung von PN2222A (TO92-Gehäuse) beträgt 0,5 W bei 50° C Umgebungstemperatur und diese Transistoren arbeiten ohne Kühlkörper.

In dem Fall, in dem die Schleife für Frequenzen bis zu 50 MHz verwendet wird, sollte das Ausgangstransistorpaar mit FT > 1 GHz sein, z. BFR96 oder ähnliches. Es gibt keine klassische Anpassung der Antenne an den Verstärkereingang, da die Antenne tatsächlich im Kurzschlußmodus arbeitet. Ich habe mehrere Lösungen mit Breitband-Eingangstransformatoren ausprobiert. Eine leichte Reduzierung des Grundrauschens bei einigen Frequenzen kann erreicht werden, ist jedoch nicht signifikant. Daher lasse ich die einfachste Lösung ohne Transformator.

Es gibt ein LP-Eingangsfiler (C5, L1, R21, C10, L2, R22), um die Signale vom FM-Rundfunkband zu reduzieren. Dieser Filter erhöht auch den Frequenzgang in den höheren Frequenzen. Der Filter-Q-Faktor wird durch die Widerstände R21, R22 gesteuert. In der Stadtlage des Autors gibt es sehr starke UKW-Sender in der Nähe, und ohne diesen Filter treten nichtlineare Verzerrungen auf. Dieser Filter kann weggelassen werden, wenn sich keine FM-Sender in der Nähe befinden oder die Antenne bis zu 50 MHz verwendet wird.

Dieser Verstärker kann sehr hohen Feldintensitäten ohne zusätzlichen Schutz standhalten. Zum Beispiel wurde die Schleife 20 m von einer Antennenspeisung in voller Größe mit 1,5 kW PA entfernt montiert und funktioniert während eines 48-stündigen Amateurfunk-SW-Wettbewerbs einwandfrei. Ein statischer Leckwiderstand mit einem Wert von 100 K kann zwischen dem gemeinsamen Punkt des Antennenverstärkers und Masse angeschlossen werden. Die möglichen Gleichtaktströme werden reduziert, indem Transformatoren, Drosseln und Baluns zwischen Verstärker und RX- und PS-Teilen getrennt werden.

Ergebnisse

Alle Experimente werden mit einer vertikalen Schleifenebene mit einer Schleifenmittenhöhe von ungefähr 2 m über dem Boden durchgeführt. Eine horizontale Schleifenebene ist möglich, aber

dann ist die Polarisierung horizontal. Die horizontale Schleife sollte mindestens eine Wellenlänge / 4-Höhe haben, um ein omnidirektionales Muster mit geringem Winkel und akzeptable Signalpegel zu haben.

Grundrauschen

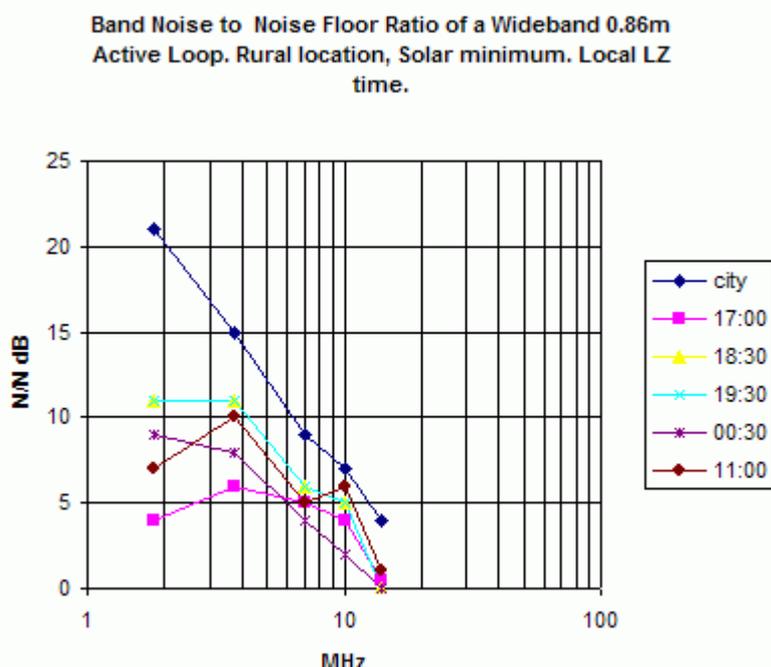
Das aktive Grundrauschen der WSM-Schleife ist eine Zahl, die die Fähigkeit dieser Antenne mißt, schwache Signale zu empfangen. Dies ist die Größe der internen Rauschspannung (effektive Werte) am Ausgang des Verstärkers V_{nout} [μV], jedoch multipliziert mit dem Antennenfaktor K_a [$1 / \text{Meter}$] (der Antennenfaktor K_a ist der Kehrwert der effektiven Höhe h). Die Messung muß in einer vordefinierten Bandbreite durchgeführt werden, die in unserem Fall 1 kHz beträgt. Dies ist eine bequeme Methode, um das externe und interne Rauschen in der aktiven Antenne in [$\mu V / m$] zu vergleichen, als ob das interne Rauschen aus dem Raum kommt.

$$N_{floor} = V_{nout} * K_a \quad \text{in } [uV/m] \quad (1)$$

Wenn wir einen Antennenfaktor $K_a = 1 \text{ m}^{-1}$ haben, bedeutet dies, dass ein Feld mit $1 \text{ uV} / \text{m}$ eine Ausgangsspannung von $1 \text{ } \mu V$ ergibt. Wenn die in der abgeschirmten Kammer gemessene aktive Antennenausgangsrauschspannung $1 \text{ } \mu V$ bei $BW = 1 \text{ kHz}$ beträgt, beträgt das Grundrauschen dieser Antenne $1 \text{ } \mu V / \text{m}$. In diesem Fall sind die Leistung des Antennenrauschens und des externen Signals gleich. Die Messung des Antennenrauschens in der abgeschirmten Kammer erfordert spezielle Ausrüstung. Einfacher ist es, die Schleife durch eine äquivalente Induktivität durch Klumpenparameter mit demselben Wert zu ersetzen.

Durch Messen des Rauschens auf dem Band mit einer kleinen Magnetschleife (SM) und anschließendem Rauschen mit äquivalenter Induktivität wird das relative Grundrauschen der aktiven Antenne im Vergleich zum aktuellen Bandrauschen deutlich angezeigt. Die äquivalente Induktivität sollte auf den Ferrit-Ringkern gewickelt werden, um den Einfluß des externen Feldes zu minimieren. Die Ergebnisse eines solchen Experiments sind in Abb. 6 gezeigt. N / N ist das Verhältnis der Leistung des Strombandrauschens + des internen Rauschens zur Leistung des internen Rauschens der Antenne.

Das Bandrauschen wurde direkt von der Spektrumsanzeige des SDR bei Frequenzen gemessen, bei denen keine Sendestationen vorhanden sind (Abb. 6a). Wie zu sehen ist, ist das Bandrauschen in der



- Stadt viel höher und der begrenzende Faktor für die Antennenempfindlichkeit. Für ländliche Gebiete ist dies jedoch nicht der Fall. Das N / N -Verhältnis sollte über 10 dB liegen, wenn die tatsächliche Empfindlichkeit der aktiven Antenne durch das interne Rauschen nicht merklich beeinträchtigt werden soll.

Abb. 6. Eine experimentelle Messung des Verhältnisses von Bandrauschen zu Grundrauschen einer aktiven kreisförmigen WSM-Schleife mit einem Durchmesser von 0,86 m und einem Aluminiumleiter von 3,4 mm. Dieses Verhältnis wird zu verschiedenen Tageszeiten im ländlichen Raum gemessen.

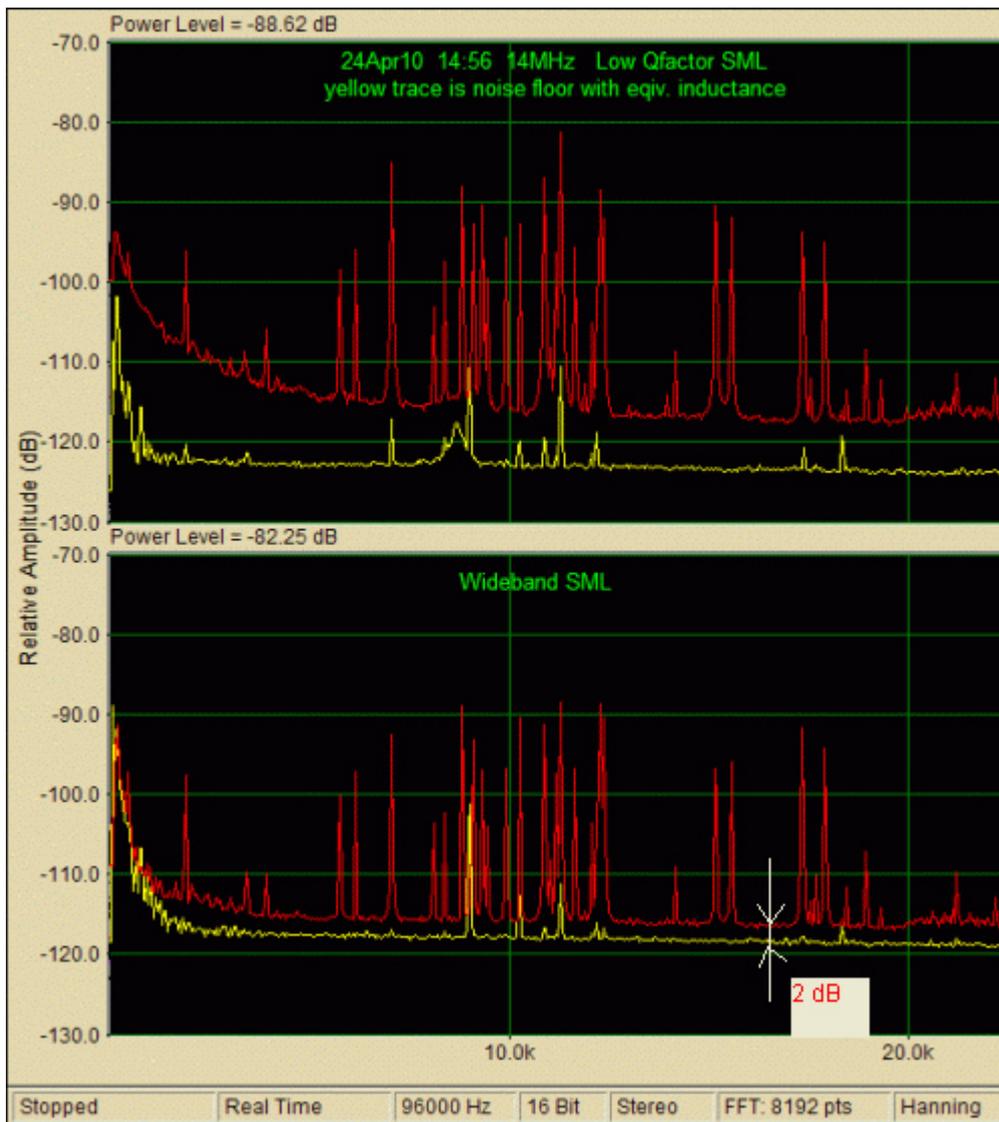


Abb. 6a. Vergleich zweier verschiedener Magnetschleifen mit 2-Kanal-synchronisiertem RX. Ruhige ländliche Lage. Das Spektrum ist das Ergebnis einer 10-sekündigen 2-Kanal-Mittelung der Signale auf einem 14-MHz-CW-Teil des Bandes. Der obere Kanal ist ein Signal von einer abgestimmten Schleife mit niedrigem Q-Faktor ($Q = 25$). Die untere ist von der Breitbandschleife. Beide Schleifen haben einen Durchmesser von 0,86 m und sind 5 m voneinander entfernt. Beachten Sie, daß das S / N-Verhältnis in der abgestimmten Schleife 6 - 10 dB besser ist als in der Breitbandschleife. Die gelben Spuren sind das Ausgangssignal, wenn die Schleifen durch Ringspulen mit derselben äquivalenten Induktivität wie die entsprechende Schleife ersetzt werden. Diese Spuren zeigen den internen Geräuschpegel der aktiven Antenne - ihr Grundrauschen. Für die abgestimmte Schleife ist das externe Rauschen 8 dB höher als das Grundrauschen. Für die Breitbandschleife beträgt dieser Wert nur 2 dB.

Nichtlineare Verzerrungen

Dies ist eine sehr breitbandige Antenne, an deren Eingang das gesamte MW- und KW-Spektrum angelegt wird. Ich habe die Breitbandleistung am Verstärkerausgang (1 m Durchmesser, 4 μ H Schleife) mit einem Thermoelement-Leistungsmesser (HP432A) gemessen. In städtischen Umgebungen ist $P_{out} = -22$ bis -29 dBm, abhängig von der Tageszeit (die Nachtzeit ist höher). In ländlichen Gegenden liegt der Wert zwischen -24 und -30 dBm. (Ein aktives GSM-Handy induziert -15 dBm, wenn es 1 Meter von der Schleife entfernt ist.) Dies sind gemittelte Werte, und die Spitzen können viel höher sein. Ich habe keinen Zugang zu guten Meßgeräten, um zuverlässige Zahlen für die Verzerrungen 2. und 3. Ordnung zu erhalten. Was ich getan habe, ist sorgfältig zu prüfen, ob es Anzeichen für solche Verzerrungen in der Band gibt. Ich habe die Produkte 2. Ordnung ($F_1 + F_2$ und $2F$) überprüft, die aufgrund der Wirkung der starken Rundfunkstationen im

41-m-Band mit Frequenzen von 7.200 bis 7.600 MHz als Störsignale im Band von 14.400 bis 15.200 MHz vorliegen könnten.

Die wichtige Bedingung ist, daß es keine Ausbreitung im 14-15-MHz-Band geben darf, um sicherzustellen, daß alle vorhandenen Signale nicht falsch sind. Die nächtliche Winterzeit ist für dieses Experiment am besten geeignet. Dieser Test wurde mehrmals nachts mit SDR (Winrad) durchgeführt, was für diesen Zweck sehr praktisch ist. Der SDR RX verfügt über ein Schmalbandpaßfilter (200 kHz BW bei 14,7 MHz mit einer Dämpfung von > 35 dB für 7 MHz), um ein direktes Mischen der zweiten Harmonischen zu vermeiden. Abb. 7 zeigt die Ergebnisse dieses Experiments.

Alle möglichen Störfrequenzen sollten ein Vielfaches von 5 kHz sein, da dies der Abstand zwischen den Sendefrequenzen ist. Ich habe eine 60 m lange Drahtantenne (LW) verwendet, die über den Antennentuner direkt mit dem SDR-Eingang als Referenz verbunden ist. Zu Beginn wurde die LW-Antenne eingeschaltet (oberer Teil der Wasserfallanzeige). Dann wurde die aktive Schleife geschaltet, was auf dem Bild gut zu sehen ist (unterer Teil des Displays). Es gibt wahrscheinlich sehr schwache Störspuren bei 14 660, 14 720 und 14 740 kHz. 14 730 kHz existieren in beiden Fällen, so daß es sich um ein echtes Signal handelt.

Wenn das Band offen ist, werden diese Störsignale im Bandrauschen vergraben. Ein leichtes Rauschen, wahrscheinlich vom Schaltnetzteil, ist auf der LW-Antenne sehr gut zu sehen. Scheinbar gibt es eine „Reduzierung“ dieses Rauschens, wenn die Schleife aktiviert wird. Es sollte jedoch berücksichtigt werden, daß das Grundrauschen der Schleife in diesem Fall mindestens 10-15 dB über dem Grundrauschen der LW-Antenne liegt. Auf diese Weise können auch Verzerrungen 3. Ordnung (2F1-F2) gefunden werden, die jedoch im gleichen 41-m-Band vergraben sind. Es besteht die Möglichkeit, solche falschen Produkte in der Nähe des BC-Bandes zu finden. Ich habe versucht, Lichtträger zu identifizieren, die im 40-m-Amateurband existieren und Vielfache von 5 kHz sind, finde aber in diesem natürlichen Experiment keinen offensichtlichen Kandidaten für einen solchen Fall.

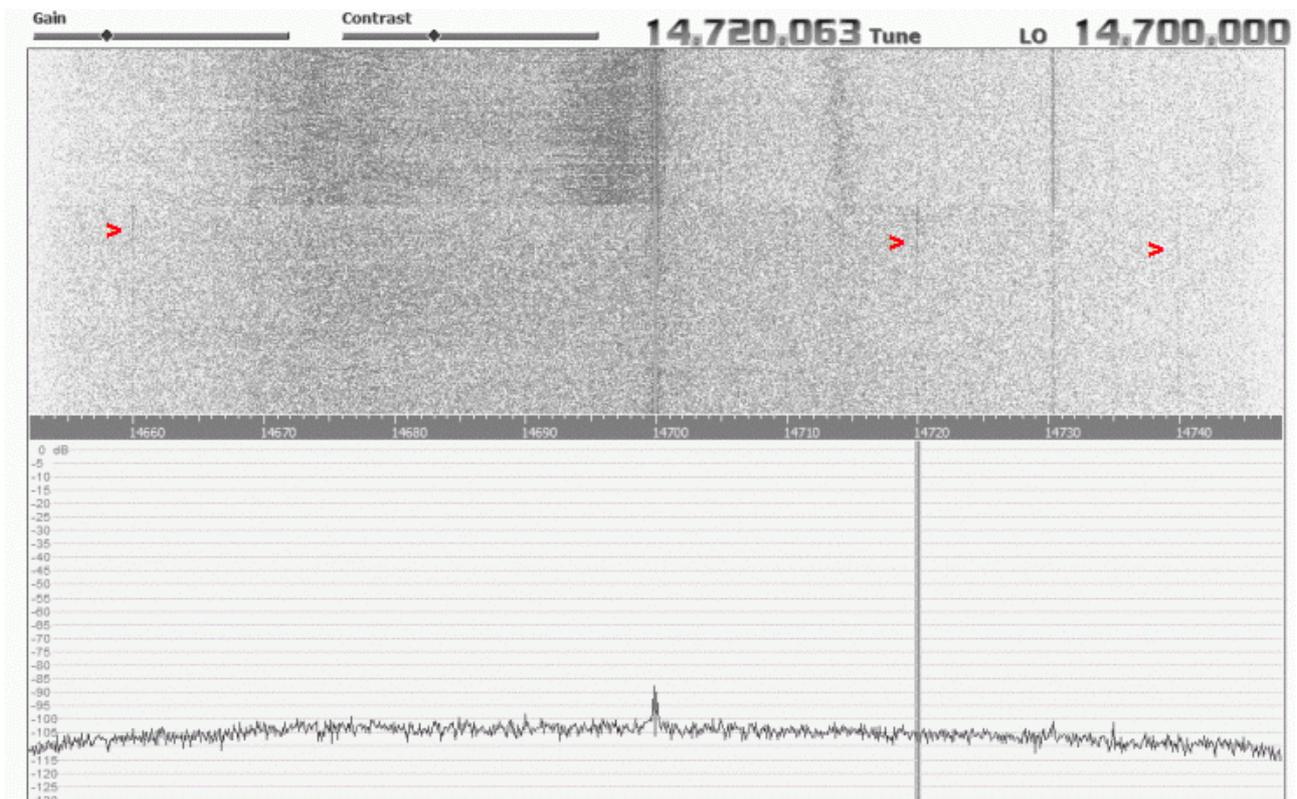


Abb. 7. Eine 96-kHz-SDR-Anzeige zur Überprüfung der Existenz von Störprodukten 2. Ordnung aus dem 41-m-BC-Band.

Vergleich mit einer großen Antenne

Die Ergebnisse eines genauen Vergleichs der 1 m Durchmesser dünnen Schleife mit einer großen Antenne - Langes Kabel (LW 60 m Länge, 15 m über dem Boden) wird gleichzeitig in der realen Umgebung in WSM_L_eval.pdf angezeigt. Der Vergleich wird mit einem synchronisierten 2-Kanal-Direktumwandlungsempfänger durchgeführt. Aktive SML und LW werden in jeden Kanaleingang eingespeist, und das Signal von jedem Kanalausgang wird in die beiden Soundkarteneingänge eingespeist. Ein Zweikanal-Spektrumanalysator wird verwendet (Spectralab, Sound Technology Inc.).

Die Spektrogramme werden in Amateurbändern im Abstand von 10 Sekunden erstellt (siehe detailliertere Beschreibung der Methode im vorherigen Artikel [23]). Der Ort ist ruhig, ländlich mit wenig Störungen. Das Grundrauschen ist in 1,8- und 3,5-MHz-Bändern akzeptabel, bei 14 MHz ist jedoch mindestens eine zusätzliche Reduzierung des Grundrauschens der WSM-Schleife um 6 bis 10 dB erforderlich. Achten Sie nicht auf den absoluten Pegel der Signale - nur das S / N-Verhältnis ist wichtig.

Der auffälligste Mangel an Empfindlichkeit ist tagsüber im 14-MHz-Band. Das S / N-Verhältnis einer LW-Antenne in voller Größe ist 5 bis 15 dB besser als das der WSM. Ein Teil dieser Ineffizienz ist auf die Position der Schleife zurückzuführen - nur 1,5 m über dem Boden (dem unteren Teil der Schleife), aber unter den gleichen Bedingungen ergibt eine abgestimmte Schleife ein um 4 bis 6 dB niedrigeres Grundrauschen (Abb. 6a). In der Dämmerungszeit, wenn das Bandrauschen zunimmt, werden die Breitband- und die abgestimmte Rahmenantenne nahezu gleich.

Schlußfolgerungen

Diese Antenne wirkt fast wie ein reiner Magnetwandler. Die Eingangsimpedanz des Verstärkers ist so niedrig, daß alle durch ein elektrisches Feld induzierten Ströme im Vergleich zu den durch ein magnetisches Feld induzierten Strömen sehr klein werden. Diese Antenne benötigt keine Abschirmung oder Erdung. Für vertikal polarisierte Signale mit niedrigem Elevationswinkel hat die Antenne eine sehr scharfe Null. Die Richtwirkung für die Himmelswellensignale wird nicht bestimmt, da ihre Polarisation zufällig ist. Der Einfluß eines nahegelegenen nicht resonanten leitenden Objekts ist vernachlässigbar.

Die Differenzschaltung reduziert auch den Einfluß von Gleichtaktströmen. Es funktioniert aus einer Höhe von nahezu Null über dem Boden (es gibt fast keine Änderung der Signalpegel, wenn die Schleifenseite in einer Feldumgebung mehrere Zentimeter über dem Boden plaziert wird). Die Breitbändeigenschaften sind ausgezeichnet - vom LW bis zum oberen KW-Band kann sogar ein 50-MHz-Band eingeschlossen werden. Der aus den Lufttests an den Bändern erhaltene Dynamikbereich ist gut und es werden keine offensichtlichen nichtlinearen Verzerrungen gefunden.

Die Schaltung ist sehr einfach, stabil und billig und es gibt nichts Kritisches für die Einstellung. Die Antenne kann im Freien montiert und mit einem FTP-Kabel an RX- und PS-Teile angeschlossen werden. Das FTP-Kabel ist weit verbreitet und die zugehörigen Anschlüsse sind sehr zuverlässig und billig. Dies ist meine Lieblingsantenne für mein Stadtbüro, wo nichts anderes die EMV-Verschmutzung überstehen kann. Der einzige Nachteil dieser aktiven Antenne ist ihr relativ höheres Grundrauschen speziell für Frequenzen über 10 MHz, das einige dB über dem atmosphärischen Geräuschpegel für ruhige ländliche Standorte bei einigen Frequenzen und Tageszeiten liegt (für Einzelschleifen mit einem Durchmesser von 1 m). Das Antennengeräusch ist akzeptabel und für alle Orte geeignet, an denen das vom Menschen verursachte Geräusch mäßig und höher ist.

Die Grundrauschgrenze dieser Arten von WSM-Schleifen ist wichtig - weitere Einzelheiten finden Sie im Anhang. Das Grundrauschen kann durch Verwendung von „dicken“, parallelen oder parallel

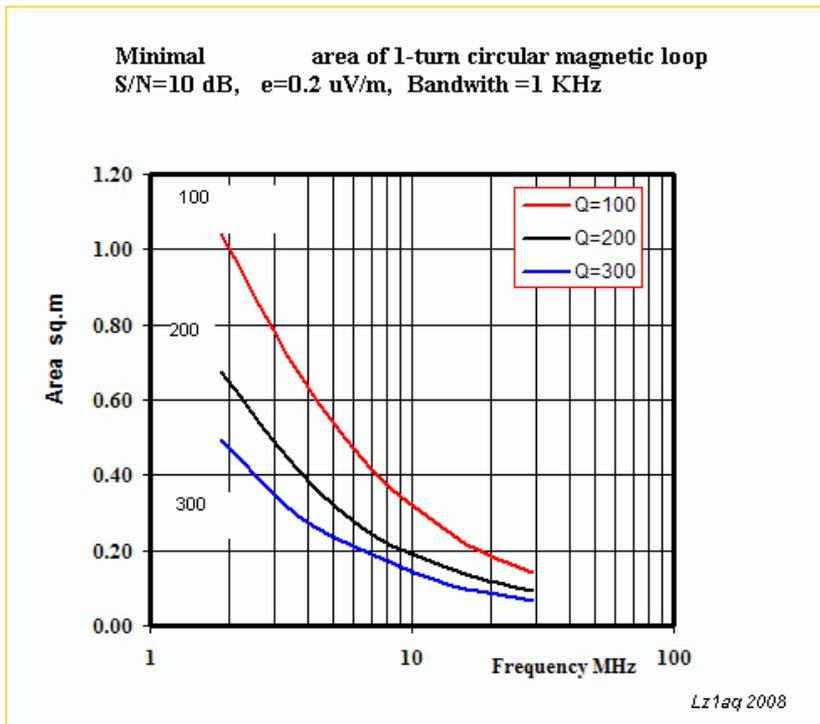


Abb. 8. Minimale Fläche einer kreisförmigen Magnetschleife mit 1 Windung, um ein S + N / N-Verhältnis von 10 dB für ein Signal mit einer Feldstärke e von $0,2 \mu\text{V} / \text{m}$ zu erreichen. N ist die thermische Rauschspannung des Schleifenverlustwiderstands, gemessen in 1 kHz Bandbreite. Q ist der Q-Faktor der abgestimmten Schleife.

Der Nachteil einer solchen SM-Schleife besteht darin, daß sie eine sehr schmale Bandbreite hat und eine kontinuierliche Abstimmung selbst in schmalen Amateurfunkbändern erforderlich ist. Die Platzierung dieser Art von Schleife im Freien ist nicht sehr bequem, da eine Art Fernabstimmung erforderlich ist.

Computermodellierung der aktiven WSM-Schleife

Die absoluten Messungen zum Erhalten der aktiven WSM-Schleifenparameter erfordern hochentwickelte Geräte, die nicht verfügbar waren. Hier werde ich die Ergebnisse der Computermodellierung dieser aktiven Antenne sowie einige experimentelle Ergebnisse vorstellen. Zu diesem Zweck werden 3 Programme verwendet. Alle drei Quellen sind Freeware.

- Excel-Tabelle [24], in der die bekannten Analyseformeln zur Berechnung der SM-Schleifenparameter realisiert werden. Insbesondere der Strom, der durch einfallende elektromagnetische Wellen mit bekannter Intensität in SML fließt, kann mit guter Genauigkeit berechnet werden.
- Antennenmodellierungsprogramm MMANA (v.1.7), das mit MININEC Core implementiert ist. Die Analyse einfacher Antennen im freien Raum ist genau.
- Spiceprogramm LTSpiceIV von Linear Technology Inc. Die Spiceprogramme sind in ihrer Kleinsignal- und Rauschanalyse ziemlich genau.

Ersatzschaltbild der Schleife und Schleifenbandbreite

Das Ersatzschaltbild der Antenne im Spicemodell ist in Abb. 9 dargestellt. Dies ist das Norton-Ersatzschaltbild, das für die Analyse in dem Frequenzbereich bequemer ist, in dem:

$$X_{LI} \gg R_2. \quad (3)$$

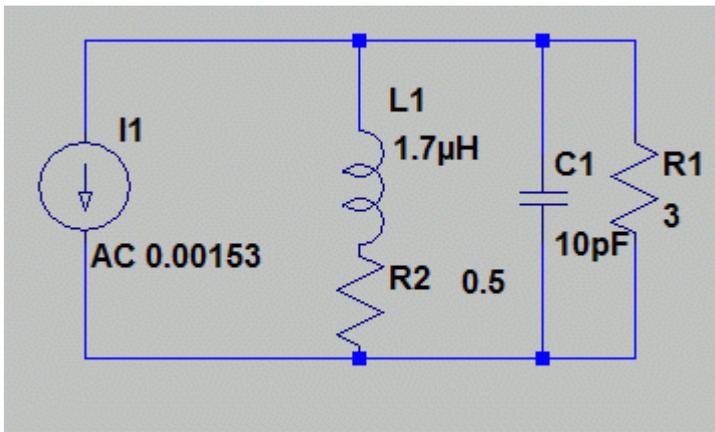


Abb. 9. Norton-äquivalentes Gewürzmodell. Die Stromquelle ist in μA und frequenzunabhängig.

R_2 ist der Schleifenverlustwiderstand, L_1 ist die Schleifeninduktivität, C_1 ist die Schleifenkapazität und R_1 ist der Lastwiderstand, der tatsächlich der Eingangswiderstand des Breitband-Common-Base-Verstärkers ist. Der Wert der Stromquelle, wenn (3) erfüllt ist, ist gleich:

$$I_1 = E / X_{L1} \quad (4)$$

wobei E die durch das einfallende Feld induzierte EMF ist, ist X_{L1} die Impedanz von L_1 . E und X_{L1} sind Funktionen der physischen Form und Größe und können aus den `RX_Mag_Loop.xls` für einfache Single-Turn-Schleifen berechnet werden. Dieses Modell ist für Frequenzen oberhalb der unteren Bandbreitengrenze der Schleife f_C geeignet.

$$f_C = R_2 / (2 * \pi * L_1) \quad (5)$$

Oben sagen wir $3 * f_C$, der Wert der Stromquelle hängt nicht von der Frequenz ab. I_1 und kann mit derselben `RX_Mag_Loop.xls`-Tabelle berechnet werden. Der Strom I_1 kann bei einer beliebigen Frequenz über $3 * f_C$ und für eine Feldstärke von $1 \text{ } [\mu\text{V} / \text{m}]$ berechnet werden. Es sollte als LTSpice-Stromquelle in $[\mu\text{A}]$ ausgedrückt werden. Dann sind alle Spannungen im Modell in $[\mu\text{V}]$ und die Verstärkung wird direkt als äquivalente effektive Höhe h erhalten. Dann kann der Antennenfaktor K_a als $1 / h$ aufgetragen werden.

Der Verlustwiderstand wird bewußt seriell zur Induktivität belassen. Dies ist ein realistischeres physikalisches Modell, da sein Wert von physikalischen Faktoren (Skinneffekt und Strahlenbeständigkeit) und nicht von der Formel der seriellen zu parallelen Transformation abhängt. Oberhalb der Frequenzen $3 * f_C$ kann R_2 vernachlässigt und ein fester Wert im Modell verwendet werden - sagen wir 1 Ohm .

Unterhalb von f_C ist die Stromquelle nicht mehr frequenzunabhängig und ein geeigneteres Modell ist das (serielle) Thevenin-Ersatzschaltbild. In unserem Fall ist f_C ziemlich niedrig. Für die interessierenden SM-Schleifengrößen und Induktivitäten liegt sie deutlich unter 100 kHz . Es gibt eine andere niedrige Grenzfrequenz f_L , die für die Breitbandschleifen wichtiger ist:

$$f_L = R_1 / (2 * \pi * L_1) \quad (6)$$

f_L bestimmt, wo der flache Frequenzgang der Ausgangsspannung beginnt. Oberhalb von f_L (wobei $X_{L1} \gg R_1$) hat die Schleife einen flachen Antennenfaktor.

Ergebnisse der Spicemodellierung

Die Ergebnisse der Modellierung mit LTSpice IV sind in Abb. 10 und Abb. 11 dargestellt. Der Verstärker ist der gleiche wie in Abb. 1 gezeigt. Es werden zwei Hauptparameter angezeigt.

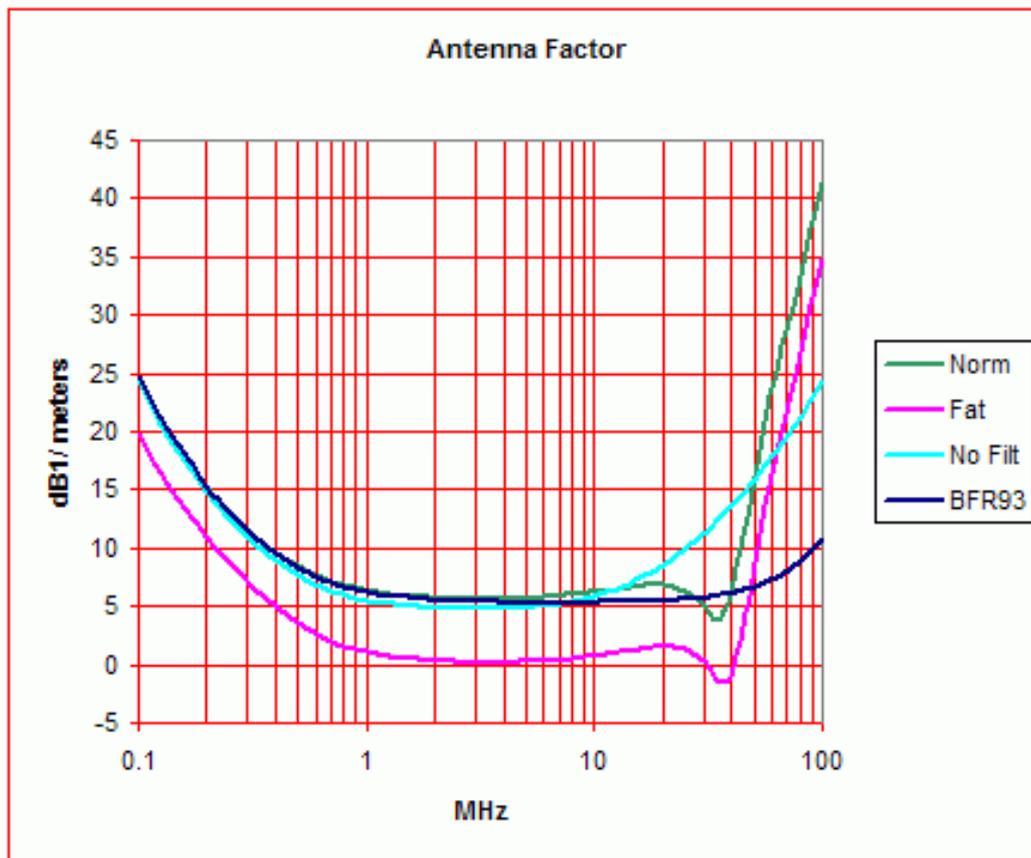


Abb. 10. Antennenfaktor für 1 Windung, 1 m Durchmesser, kreisförmige Schleifen.

Norm: $L1 = 3,6 \mu\text{H}$ und $I1 = 0,00073 \mu\text{A}$

Fett: $L1 = 1,7 \mu\text{H}$ und $I1 = 0,00153 \mu\text{A}$

NoFilter: Norm. ohne LP-Eingangsfiler.

BFR93: Nofilter mit BFR93-Transistoren als zweites Paar.

Der Antennenfaktor K_a wird in dB ($20 \log K_a$) ausgedrückt. Es werden zwei verschiedene Schleifen modelliert - normal und „Stark“. Die „Stark“-Schleife hat einen Leiterdurchmesser von 40 mm und die normale - mit 3,4 mm Aluminium. Die Starkschleife hat eine um fast 6 dB höhere Verstärkung. Der Hochfrequenzgang (Abb. 10) ist durch die FT des zweiten Transistorpaares und die parasitäre Streuinduktivität des Ausgangs-Breitbandtransformators begrenzt. Das Tiefpaßfilter „Anti-FM“ am Eingang glättet die Reaktion bei höheren Frequenzen, was nicht schlecht ist. Der differentielle Eingangswiderstand des Verstärkers liegt bei 1 MHz bei etwa 3 Ohm und steigt mit der Frequenz an. Das Modul von R_{in} wird bei 30 MHz ungefähr 7 Ohm und dies stellt die Ebenheit des Antennenfaktors im Breitband sicher.

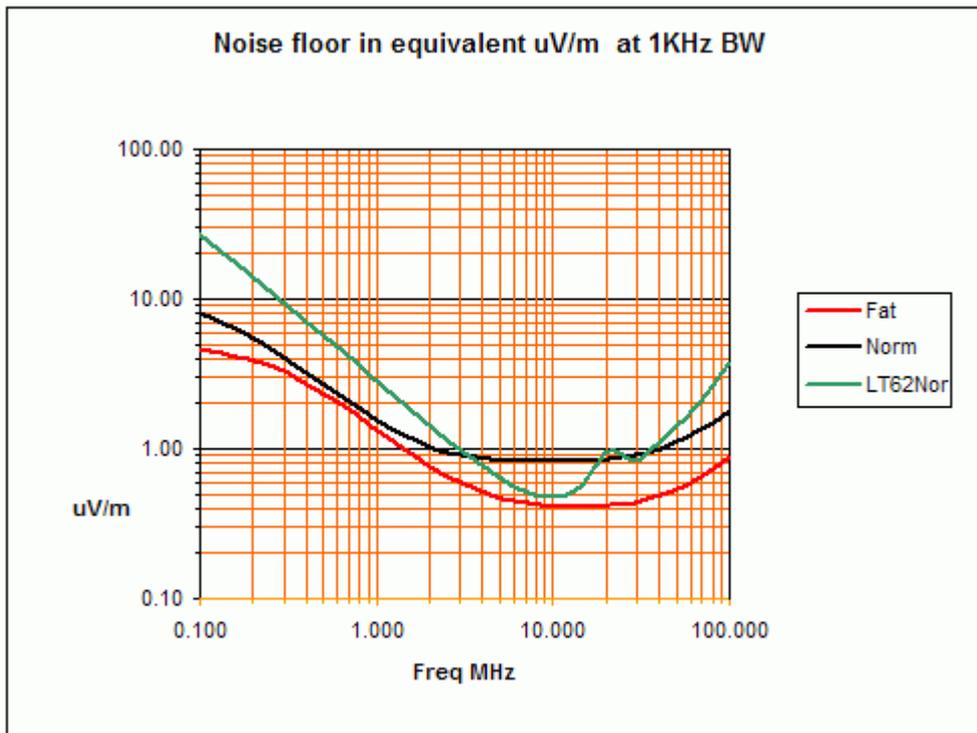


Abb. 11. Grundrauschen von 1 Windung 1 m Durchmesser Kreisschleife bei 1 kHz Bandbreite
 Norm: $L1 = 3,6 \mu\text{H}$ und $I1 = 0,00073 \mu\text{A}$, mit LP-Filter
 Stark: $L1 = 1,7 \mu\text{H}$ und $I1 = 0,00153 \mu\text{A}$, mit LP-Filter
 LT62Nor: 2 Operationsverstärker-Differenzverstärker LT6230-10, mit Eingang LP-Filter.

Die Rauschanalyse wurde für einen CB-Verstärker mit denselben zwei Schleifen und auch für einen Differenzstrom-Spannungs-Wandler mit LT6230-10 op. Durchgeführt. Verstärker (mit normaler Schleife). Wie zu sehen ist, liegen die Grundrauschen für alle Fälle der WSM-Schleife über der Linie von $0,2 \mu\text{V} / \text{m}$, und dies bedeutet, daß die Antennenempfindlichkeit eher durch das interne Rauschen als durch das externe atmosphärische Rauschen begrenzt wird.

Einschränkung der Modelle

Dieses Modell ist mit der verwendeten Single-Turn-Schleife bei etwa Frequenzen bis 15 MHz zuverlässig. Oberhalb dieser Frequenz kann die Schleife nicht durch einfache feste Induktivität dargestellt werden, da die Wellen- und Resonanzeffekte nicht vernachlässigt werden können. Die Schleife wird länger als $0,1$ Wellenlänge und ihre äquivalente Induktivität, Verluste und Strahlungsmuster werden unterschiedlich. Beispielsweise fällt der Schleifen-Q-Faktor dramatisch über diese Frequenzen ab. Für CP-Schleifen ist das Modell bis zu 30-40 MHz ausreichend. Für die Frequenz unten f_C sollte das Schleifenmodell auf seriell (Thevenin) mit frequenzabhängiger Quelle geändert werden, dies würde jedoch den Rahmen dieses Dokuments sprengen.

Grundrauschen der Breitbandschleife

Der Strom, der in der Breitbandschleife fließt, ist sehr gering. In einer 1 m^2 -Schleife mit einer Induktivität von $4 \mu\text{H}$ beträgt der induzierte Kurzschlußstrom von einem externen Feld von $1 \mu\text{V} / \text{m}$ im flachen Frequenzgangbereich $0,7 \text{ nA}$. Der Spannungsabfall am 3-Ohm -Lastwiderstand beträgt $2,1 \text{ nV}$. Andererseits ist die thermische Rauschspannung bei 290 Grad. K von 3 Ohm Widerstand bei BW von 1 KHz beträgt 7 nV . In diesem Fall haben wir ein äquivalentes Grundrauschen von $3,3 \mu\text{V} / \text{m}$ der Schleife, das mit einem 3-Ohm -Lastwiderstand abgeschlossen ist. Tatsächlich ist dies der Hauptfaktor, der das Grundrauschen einer WSML begrenzt. Es ist gut, den Lastwiderstand zu

erhöhen, da das thermische Rauschen proportional zur Quadratwurzel des Widerstands ist. Wenn wir den Lastwiderstand um das Zweifache erhöhen, sollten wir die Schleifeninduktivität um das Zweifache erhöhen, um die untere Bandbreitengrenze der Schleife beizubehalten. Wenn der Schleifenbereich erhalten bleibt, wird der Schleifenstrom um das Zweifache reduziert! Offensichtlich ist diese Einschränkung von grundlegender Bedeutung. Die große Bandbreite der Antenne und das geringe Grundrauschen der kleinen Antenne sind Antagonistenfaktoren. Die abgestimmte Schleife mit hohem Q-Faktor hat ein sehr geringes Grundrauschen, aber eine sehr schmale Bandbreite.

So reduzieren Sie das Grundrauschen von Breitband-SML

Im Bereich des flachen Frequenzgangs wird der Strom in der Schleife mit fester Fläche nur durch die Schleifeninduktivität bestimmt. Die Schleife arbeitet im Kurzschlußmodus mit sehr geringem Lastwiderstand. Der Schleifenverlustwiderstand ist nicht wichtig, da er viel kleiner ist als der induktive Widerstand der Schleife. Die naheliegende Lösung besteht darin, den Kurzschlußstrom der Schleife zu maximieren.

Schleifengröße

Die MMANA-Modellierung der Schleifengröße liefert die folgenden Ergebnisse:

L von 1 m² Quad-Schleife = 4,5 µH,

L von 2 m² = 6,8 µH, die induzierte Spannung wird verdoppelt, aber der Strom durch den Lastwiderstand wird nur um das 1,33-fache erhöht.

Andererseits wird durch Erhöhen der Schleifengröße der obere Frequenzgang verringert (0,1-Wellenlängenregel).

Schleifenwindungen

Durch Verdoppeln der Schleifenwindungen wird die induzierte Spannung um das Zweifache und die Induktivität um das Vierfache erhöht, und der Kurzschlußstrom wird um das Zweifache verringert.

Schleifeninduktivität

Eine der Methoden zur Reduzierung der Induktivität bei fester physikalischer Größe besteht darin, eine „Starkschleife“ zu erstellen. Der Leiterdurchmesser kann vergrößert und die Induktivität deutlich abgesenkt werden. Zum Beispiel: 1 m Durchmesser Schleife mit einem Leiterdurchmesser von 3,4 mm hat eine Induktivität von 4 µH. (MMANA-Simulation) Dieselbe Schleife mit einem Leiterdurchmesser von 40 mm hat bereits 2,1 µH. Der Strom durch den Ansprechlastwiderstand wird fast zweimal erhöht und das Grundrauschen wird verringert.



Abb. 12. Hermes-Loop.

Parallele Schleifen

In Abb. 12 ist die kommerzielle Schleifenkonstruktion („Hermes“ genannt) gezeigt. [18, 3]. Wahrscheinlich sind dies zwei parallel geschaltete Schleifen mit 1 m Durchmesser. Die Induktivität wird mit $1,4 \mu\text{H}$ angegeben. Es ist nicht klar, ob die axialen Verbindungen auf dem Bild elektrisch oder nur mechanisch sind. Ich habe mit MMANA zwei parallele quadratische Schleifen modelliert. Eine einzelne Schleife mit 1 m Seitenleiterdurchmesser $3,6 \text{ mm}$ hat eine Induktivität von $4,5 \mu\text{H}$. Zwei parallele Schleifen im Abstand von 8 cm mit einem Leiter mit demselben Durchmesser haben eine Induktivität von $3 \mu\text{H}$. Axiale elektrische Verbindungen an zusätzlichen 3 Punkten wie in Abb. 12 verändern die Induktivität und das Strahlungsmuster nicht. Der mechanische Aufbau der Parallelschleifen ist wesentlich praktischer als die Verwendung eines Starkleiters.

Parallele gekreuzte Schleifen

In seiner sehr interessanten Seite verwendete PA0SIM [1] eine Breitbandschleifenantenne, die er Alford-Schleife nannte (K6STI hat eine Schleife mit demselben Muster in QST-Artikel [8] beschrieben). Ich werde diese Schleifen „gekreuzte parallele Schleifen“ (CP-Schleife) nennen (Anhang II).

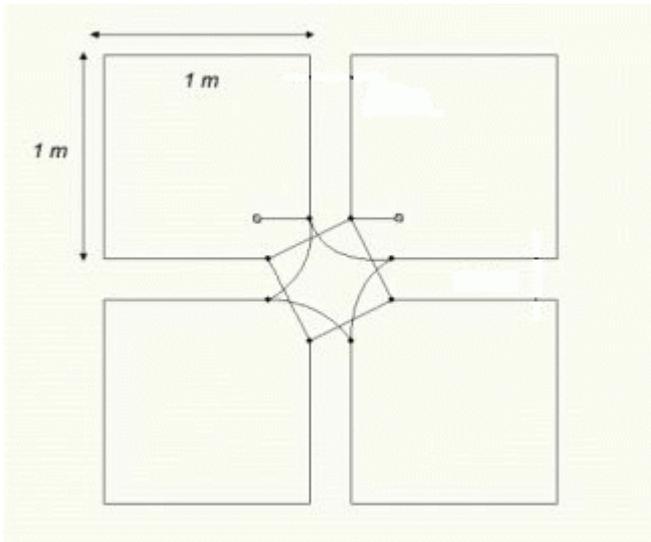


Abb. 13, 14. Gekreuzte parallele Schleifen (quadratische Formen). Die Zeichnung ist nicht skaliert, um die Verbindungen zwischen Schleifen besser darzustellen. Der Leiter war ein PVC-isolierter Kupferdraht mit einem Durchmesser von $1,8 \text{ mm}$. Die Abstände zwischen den Innenseiten der Vierfachdrähte betragen 3 cm .

In Abb. 13 und 14 sind zwei von mir getestete Arten von gekreuzten Schleifen dargestellt. Dies sind große Schleifen, die aus 2 oder 4 parallelen Schleifen in einer Ebene bestehen (Fläche 2 und 4 m^2). Diese Schleifen haben im Vergleich zu den normalen parallelen Schleifen eine sehr schwache gegenseitige Kopplung. Ihre Anschlüsse sollten wie in Abb. 13.14 gezeigt quergeschaltet sein, damit durch das einfallende Feld induzierte Ströme addiert werden.

Die Haupteigenschaften dieser gekreuzten Schleifen sind, daß sie eine viel geringere äquivalente Induktivität und einen erhöhten Kurzschlußstrom aufweisen, wobei gleichzeitig das Strahlungsmuster der kleinen Schleife erhalten bleibt (im Vergleich zu einer Schleife mit einer Windung mit derselben Fläche). Diese beiden Schleifen haben entsprechend eine 2,2- und 12,5-fach niedrigere Induktivität als eine einzelne quadratische Schleife mit derselben Fläche. (MMANA-Modell, siehe Anhang II).

Der Kurzschlußstrom wird erhöht, was zu einem geringeren Grundrauschen führt. Mit diesen Schleifen können zwei Dekaden Bandbreite mit flachem Frequenzgang erreicht werden.

Vorversuche mit diesen CP-Schleifen wurden durchgeführt und mit 1 m^2 einfacher Schleife verglichen. Die vorhergesagte Verringerung des Grundrauschens mit 2 bis 4 dB (2 Quadrate) und 6 bis 10 dB (4 Quadrate) wurde im 14-MHz -Band beobachtet, da dort das atmosphärische Rauschen

unter dem Grundrauschen der WSM-Schleife liegt. Weitere genauere Experimente sollten durchgeführt werden, um die Wirksamkeit der gekreuzten Schleifen zu beweisen.

Der Verstärker

Das Grundrauschen von WSM ist tatsächlich auf den sehr geringen Pegel des Antennenschleifenstroms zurückzuführen, der sich in der Reihenfolge des thermischen Rauschstroms des Lastwiderstands befindet. Durch die Verwendung besserer Vorverstärker mit geringerem Rauschen wird das Grundrauschen der Schleife nicht drastisch verändert (Abb. 11). Es wurden bessere Transistoren mit niedrigerem Rauschen und höherer FT simuliert: BFR93 (NF = 1,9), BFR96 (NF = 3,3) und neuere BFR520 (NF = 1,6) und BFR540 (NF = 1,5), alle mit FT über 5 GHz. Das resultierende Grundrauschen ist nahezu gleich, nur die Bandbreite des Verstärkers wird erhöht, wenn im Ausgangspaar Transistoren mit höherer FT verwendet werden.

Dann habe ich auch einen Differenzverstärker mit 2 Operationsverstärkern als Strom-Spannungswandler simuliert [1, 2, 12]. Leider habe ich keine fertigen Spicemodelle für geeignete Operationen. Ampere. (z. B. OPA687, AD8099 usw.) Der einzige geeignete Verstärker, der in der LTSpice-Bibliothek verfügbar war, war LT6230-10, der auf 600 MHz mit einer Rauschdichte von 1 nV / Hz^{1/2} begrenzt ist. Dieser Verstärker ist ein Niedrigstromverstärker und nicht für Breitband-Antennenverstärker mit hohem Dynamikbereich geeignet. Die Geräuschparameter sind jedoch sehr gut und können zur Bewertung des Geräuschverhaltens verwendet werden. Die Ergebnisse im Grundrauschen sind ähnlich wie beim PN2222A-Verstärker, mit Ausnahme des Frequenzbereichs 4 bis 16 MHz, in dem der OP-Verstärker ein niedrigeres Grundrauschen aufweist.

Bei einer Frequenz unter 3 MHz ist das Grundrauschen höher (bis zu 6 dB). Die Erklärung ist der Eingangswiderstand des Op. Der Verstärker ist bei niedrigen Frequenzen sehr niederohmig, steigt jedoch mit der Frequenz an. Der erhöhte Eingangswiderstand verbessert das Signal-Wärme-Rausch-Verhältnis. Der Common-Base-Transistorverstärker hat einen viel stabileren Eingangswiderstand und ist bei höheren Frequenzen viel niedriger. Ich spekuliere, daß der ideale Verstärker für eine Breitbandschleife ein Verstärker mit einem Eingangswiderstand ist, der immer gleich 1/10 von XL ist, d. H. ein Verstärker, der seinen Eingangswiderstand mit 6 dB / Okt erhöht.

Rauschuntergrenze in anderen im Netz veröffentlichten aktiven Schleifen

Ich analysierte Daten aus mehreren Amateurpublikationen und kommerziellen Produkten, auf die ich Zugriff habe [1, 2, 4, 5, 15, 16, 17, 18, 19]. Es muß darauf hingewiesen werden, daß sehr oft die in $\mu\text{V} / \text{m}$ ausgedrückte wichtige Zahl des Grundrauschens nicht angegeben wird und es keine direkten Informationen über diesen wichtigsten aktiven WSM-Schleifenparameter gibt. Einige Autoren präsentieren die Rauschzahl des Verstärkers, die keinen Nutzen hat, wenn andere Daten nicht angegeben werden.

Die verschiedenen verfügbaren Grundrauschwerte sind $<1\text{dB}\mu\text{V} / \text{m}$ bei 200 Hz BW in [17] und $-42\text{dB}\mu\text{A} / \text{m}$ (benannte Empfindlichkeit?) In [16]. Einige der Autoren haben das Grundrauschen als „akzeptabel“ ausgedrückt [1, 2, 4], aber in [5] erklärt der Autor definitiv, daß das Grundrauschen der WSM-Schleife über dem atmosphärischen Rauschen liegt. Der Antennenfaktor wird normalerweise angegeben und sein Wert liegt zwischen 0 und 30 dB (Meter-1). Dies entspricht einer effektiven Höhe h von 0 bis -30 dBmeter. In den meisten Veröffentlichungen werden die nichtlinearen Verzerrungszahlen wieder in dBm ausgedrückt. Die nichtlinearen Parameter sollten auch in $\text{dB}\mu\text{V} / \text{m}$ ausgedrückt werden, um einige aussagekräftige Zahlen zu erhalten.

Schlußfolgerungen

Das Hauptproblem bei den aktiven WSM-Schleifen ist das im Vergleich zu anderen Antennen erhöhte Grundrauschen. Der Ursprung des Problems liegt in dem sehr kleinen Schleifenstrom und dem sehr kleinen Lastwiderstand, die erforderlich sind, um einen Breitband-Flachfrequenzgang zu erhalten. Das thermische Rauschen des Lastwiderstands (der der Eingangswiderstand des Verstärkers ist) ist der Hauptbegrenzungsfaktor. Diese Einschränkung ist von grundlegender Bedeutung.

Die große Bandbreite und das geringe Grundrauschen dieser kleinen Antenne sind gegensätzliche Faktoren. Die Verwendung von Eingangstristoren mit sehr geringem Rauschen ändert fast nichts. Der Aufbau zeigt, daß das Erhöhen des Signalaufnahmewiderstands das Grundrauschen verringert, wir jedoch den Frequenz-Antennenfaktor verlieren. Das Erhöhen des Ansprechwiderstands über bestimmte Grenzen verringert den Schleifenstrom und verschlechtert das Grundrauschen. Ein hoher Ansprechwiderstand erhöht auch den Einfluß des elektrischen Teils des Feldes, der sich als Abweichung vom idealen kleinen Schleifendiagramm manifestiert.

Die Hauptregeln sind:

1. Es dürfen nur Einwindungs-Loops verwendet werden.
2. Der Schleifenverlustwiderstand ist nicht wichtig, daher kann das Material Aluminium anstelle von Kupfer sein.
3. Eine Kreisform der Schleife - das Verhältnis $L / \text{Fläche}$ sollte minimiert werden.
4. Eine „starke“ Leiterschleife mit niedriger Induktivität oder parallelen Schleifen sollte konstruiert werden, um die Induktivität zu verringern.
5. Parallel gekreuzte Schleifen sind vielversprechend. Mit dieser Technik können Schleifen mit viel größerer Fläche, niedriger Induktivität und hoher oberer Frequenz konstruiert werden. Gleichzeitig zeigen sie das Strahlungsmuster einer sehr kleinen Schleife. Auf diese Weise kann das Grundrauschen der Breitbandschleife für die kurzwelligen Frequenzen auf ein akzeptables Niveau reduziert werden.

Anhang II Parallele gekreuzte Schleifen

Zu diesem Thema habe ich nur sehr wenige Veröffentlichungen im Internet gefunden. PA0SIM [1] verwendet für seine aktive Breitbandantenne eine Schleife, die er Alford-Schleife nennt (K6STI hat in QST-Artikel [8] eine Schleife mit derselben Form, aber in viel größerer Abmessung beschrieben).

Ich fand im Netz die folgende Definition der Alford-Schleife in der IEC-Veröffentlichung Antennen / Spezifische Begriffe für Antennen, die aus Strahlungsleitern bestehen: „Eine im Wesentlichen omnidirektionale Antenne, die aus vier isolierten Leitern besteht, die jeweils ungefähr eine halbe Wellenlänge lang sind und in der Form positioniert sind eines Quadrats in einer horizontalen Ebene und symmetrisch gespeist durch ausgeglichene Linien an zwei diagonal gegenüberliegenden Ecken des Quadrats.“

Ich denke also nicht, daß der Begriff „Alford-Schleife“ für diese Art von Schleife geeignet ist. Ich werde sie gekreuzte parallele Schleifen (CP-Schleife) nennen. (Englisch ist nicht meine Muttersprache und ich weiß nicht, ob der Begriff sehr angemessen ist).

Jan, PA0SIM wies darauf hin, daß seine gekreuzte Schleife ein nahezu perfektes Strahlungsmuster einer kleinen Schleife anstelle ihrer größeren Größe aufweist.

C. Baum [11] verwendete CP-Schleifen für verschiedene Ziele, aber die Grundidee ist dieselbe. Eine ähnliche CP-Schleife, die als „Magnetschleifenantenne in Abbildung 8“ [6] bezeichnet wird, wird von PA0FRI für die Sendeschleife vorgeschlagen.

Einfache Theorie

Die Entstehung einer gekreuzten Schleife aus zwei einfachen parallelen Schleifen ist in Abb. 15 dargestellt.

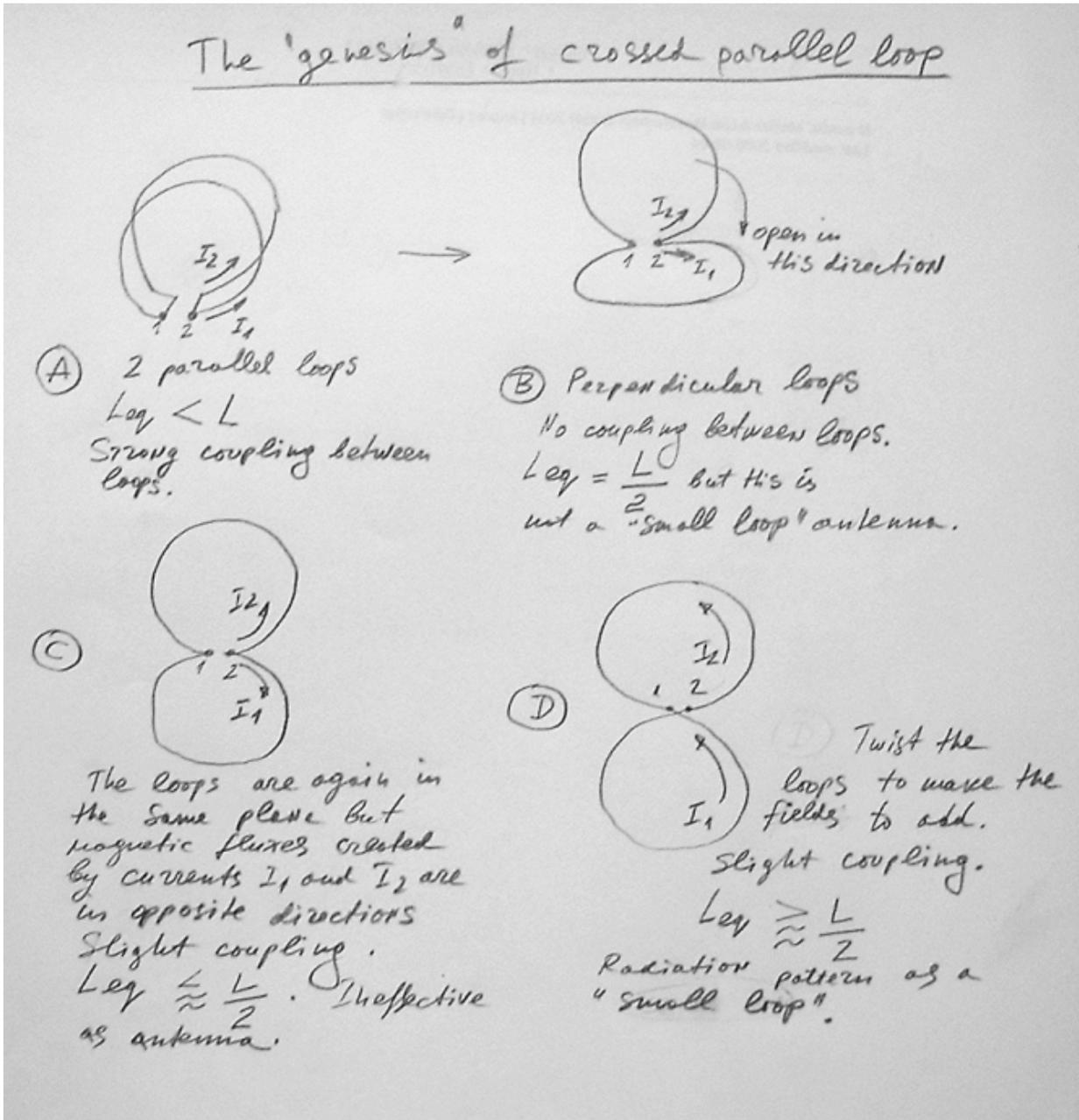


Abb. 15. Die Entstehung der gekreuzten Schleife. Das Öffnen der Schleifen verringert die äquivalente Induktivität und vergrößert die Fläche um das Zweifache. Sie müssen verdreht werden, damit die durch das einfallende Feld induzierten Ströme addiert werden.

Dieses Prinzip gekreuzter paralleler Schleifen kann verallgemeinert werden - die einzelne Schleife kann in mehrere kleinere Schleifen mit derselben Gesamtfläche unterteilt werden. Sie sollten wie in Abb. 16 gezeigt querverbunden sein, damit durch das einfallende Feld induzierte Ströme addiert werden. Die Haupteigenschaften dieser gekreuzten Schleifen sind, daß sie für dieselbe Fläche einer

einzelnen Schleife eine viel geringere äquivalente Induktivität und einen erhöhten Kurzschlußstrom aufweisen. Das Strahlungsmuster dieser Schleifen entspricht dem Muster einer „kleinen Schleife“ (Abb. 18 - 20).

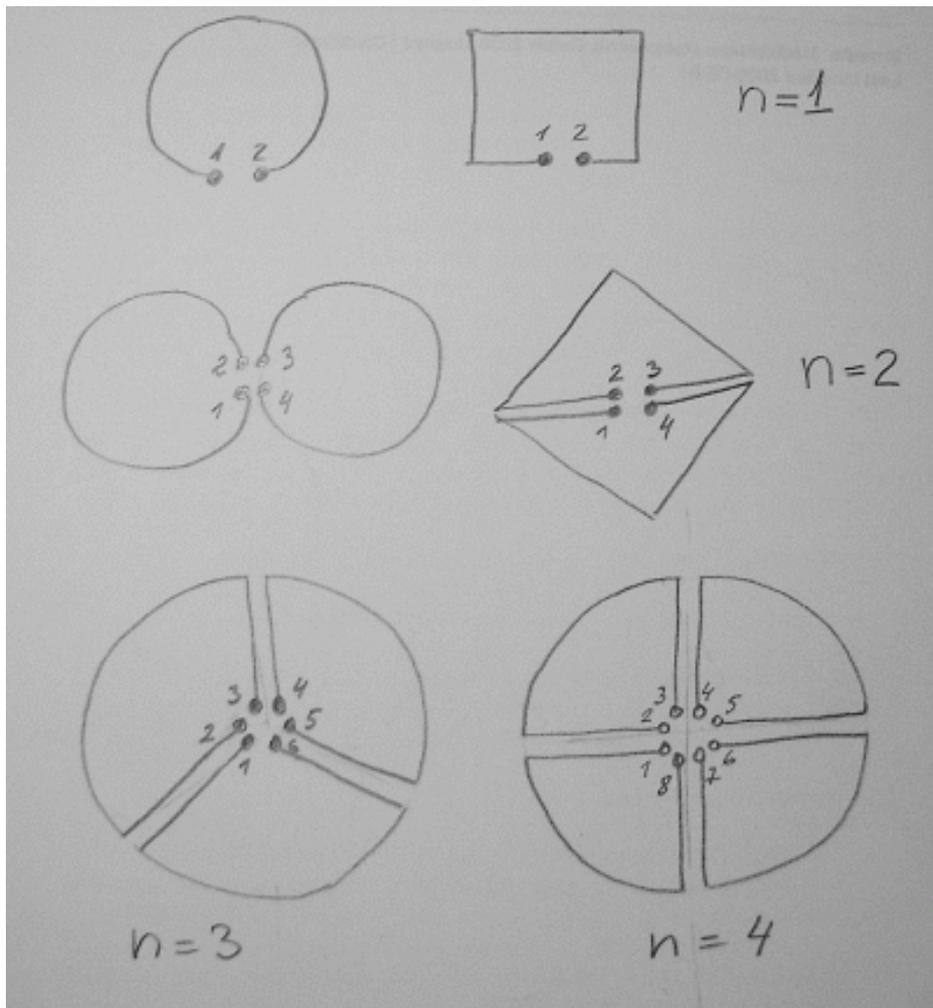


Abb. 16. Verschiedene CP-Schleifen. Alle ungeraden und alle geraden Punkte müssen miteinander verbunden werden. Die Last liegt zwischen ungeraden und geraden Punkten.

Wenn wir n kleinere Schleifen mit der gleichen Gesamtfläche wie die einzelne große Schleife mit Induktivität L und induziertem e.m.f E haben, ist das Ersatzschaltbild in Abb. 17 gezeigt.

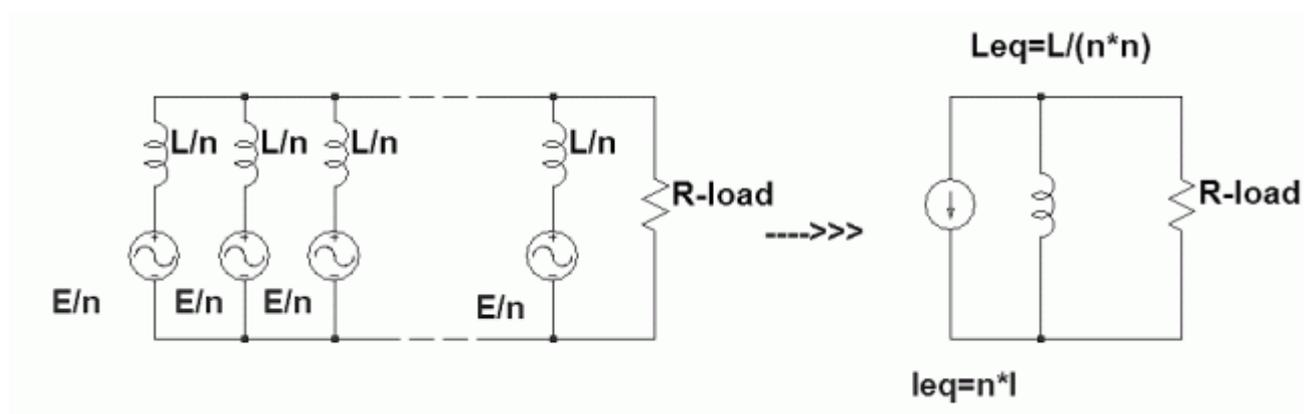


Abb. 17. Vereinfachtes Ersatzschaltbild für CP-Schleife

Für jede kleine Schleife ist die Induktivität L/n (n -mal kleiner als die Induktivität einer großen Schleife). Die induzierte e.m.f ist E/n (n -mal kleinere Fläche). Offensichtlich ist der Kurzschlußstrom in der kleinen Schleife gleich dem der großen Schleife I (siehe Gleichung 4). Dann ist der äquivalente Gesamtstrom:

$$I_{eq} = n * I \quad (7)$$

und äquivalente Induktivität ist:

$$L_{eq} = L / n^2 \quad (8)$$

und wir sollten eine n -fache Abnahme des Grundrauschens erwarten. Natürlich sind diese Formeln nur Näherungswerte. Es gibt immer eine gegenseitige Kopplung zwischen Schleifen und die Induktivität einer Schleife mit halber Fläche ist nicht genau $L/2$, aber diese einfachen Gleichungen zeigen die Natur des Problems.

Numerische Simulation

Mit dem MMANA-Programm wurde eine detailliertere Analyse der Empfangsströme in der gekreuzten Schleife durchgeführt. Dieses Programm ist praktisch, um die Sendeantennen zu analysieren, aber hier werde ich eine Methode vorstellen, um diese Schleifen im Empfangsmodus zu analysieren.

Die meisten Schleifen haben eine Quad-Form, da ich sie mit dem Drahteditor leichter zeichnen konnte. Die Idee ist, die Lastwiderstandsströme in verschiedenen Schleifen zu berechnen, die von einem kleinen Dipolstrahler angeregt werden, der in einem festen Abstand in der Fernfeldzone angeordnet ist. Mit dem Drahteditor plazierte ich im Fernfeld in 80 m Entfernung einen einfachen vertikalen Dipolstrahler mit einer Länge von 1 m mit der Quelle in der Dipolmitte. Der Dipol befindet sich in Richtung der maximalen Schleifenempfindlichkeit (sie liegen in derselben Ebene).

Die Quelle in der Schleife wurde durch einen Lastwiderstand von 3 Ohm (der Eingangswiderstand des CB-Verstärkers) ersetzt. Um die Genauigkeit zu erhöhen, wurde die Anzahl der Segmente hoch eingestellt (automatische Verjüngung, DM1 = 3000, DM2 = 800, SC = 2, EC = 1). Nach der Berechnung sind die durch Dipolstrahlung induzierten Ströme in der Schleife sehr klein und werden nicht auf dem grafischen Bildschirm angezeigt. Diese Ströme können jedoch aus dem Menü „Tabellenströme“ in MMANA entnommen werden. Das Programm erstellt eine * csv-Datei, die die Werte der Ströme in allen Segmenten enthält und zur einfacheren Verarbeitung in Excel exportiert werden kann.

Die Ströme sind in relativen Einheiten angegeben (im Doppelpunkt "Magnitude" der * csv-Datei). Die Vorgehensweise ist wie folgt: Zuerst führen wir das Programm mit vertikalem Dipol als Strahler mit einer 1 m^2 großen Quad-Schleife aus. Die resultierende * csv-Datei wird gespeichert. Dann führen wir die neue interessierende Schleife mit vertikalem Dipol als Strahler aus, wobei die Programmeinstellungen dieselben bleiben wie im vorherigen Fall (Abstand, Anzahl der Segmente, Frequenz usw.).

Die neue * .csv-Datei mit den Strömen der neuen Antenne wird gespeichert und wir können die Ströme vergleichen, die in der Referenzschleife und in der neuen Schleife fließen. Diese Ströme werden von demselben vertikalen Strahler mit demselben Strom und derselben Entfernung induziert. Wir sollten nur die Ströme in den Drähten vergleichen, an denen die Last angeschlossen ist. Ich denke, daß dieses numerische Experiment ziemlich genau ist: Der Dipolstrahler ist klein und der Abstand ist ausreichend, so daß die Empfangsschleife mit ziemlicher Sicherheit in der Fernfeldzone liegt (siehe [14] zur Bestimmung der Nahfeldzone für 1,7 m Durchmesser). Die Polarisation beider Antennen ist vertikal und die Berechnung erfolgt im freien Raum. Die

Stromtabelle gibt die Ströme in jedem Segment jedes Drahtes an. Die MMANA-Modellierung verschiedener Schleifen ergibt die folgenden in Tabelle 1 dargestellten Zahlen:

Freq. = 3.5 MHz		MMANA model											
Antenna	Side m	Area sq.m	Wire diam. mm	X ohm @ 3.5MHz	L uH	R loss	Ga dBi	fc MHz	X/R _{load} @ 3.5 MHz	L/L _{ref}	I/I _{ref}	I/I _{ref} dB	I*L
Single turn loop													
1 Quad	1	1	3.4	98.8	4.5	0.24	-24	0.11	32.9	1.0	1.0	0.0	1
1 Quad Fat 40mm	1	1	40	56.4	2.6	0.02	-14	0.19	18.8	0.6	1.8	4.9	1
Parallel loops													
2parallel Quads 4cm dist.	1	1	3.4	71.1	3.2	0.13	-21	0.15	23.7	0.7			
2parallel Quads 8cm dist.	1	1	3.4	65.4	3.0	0.13	-21	0.16	21.8	0.7	1.5	3.6	1
2parallel Quads 8cm dist.Fat	1	1	20	50.1	2.3	0.02	-14	0.21	16.7	0.5	2.0	5.9	1
2parallel Quads 14cm dist.	1	1	3.4	61.6	2.8	0.13	-22	0.17	20.5	0.6			
Crossed loops													
2 triangles (PA0SIM)	1	1	3.4	38	1.7	0.12	-25	0.28	12.7	0.4	1.5	3.8	0.59
2 Quads	0.71	1	3.4	29.6	1.3	0.09	-26	0.35	9.9	0.3	1.6	4.2	0.49
4 Quads	0.5	1	3.4	7.9	0.4	0.04	-28	1.33	2.6	0.1	2.5	7.8	0.2
2 Quads	1	2	3.4	45.3	2.1	0.12	-22	0.23	15.1	0.5	2.1	6.4	
4 Quads	1	4	3.4	23	1.0	0.07	-19	0.46	7.7	0.2	4.3	12.6	

Tabelle 1. Ergebnisse von MMANA-Simulationen. Die Referenzantenne ist eine einzelne Quad-Schleife mit 1 m² Fläche. I ist der Strom im 3 Ohm Lastwiderstand Rload. I * L ist (I / Iref * L / Lref) und ist eine Größe, die die relative äquivalente Fläche im Vergleich zur Referenzschleife esimiert.

Die folgenden Schlußfolgerungen können anhand der Tabelle 1 gezogen werden:

1. Beachten Sie, daß der aktuelle Anstieg nicht proportional zur Verringerung von L für die gekreuzten Schleifen ist (der Doppelpunkt „I * L“). Wie zu sehen ist, ist der aktuelle Anstieg nicht so groß wie in der vereinfachten Gleichung 7 vorhergesagt. Das bedeutet, daß die äquivalente Fläche gekreuzter Schleifen kleiner ist als ihre geometrische Fläche. Bei anderen Formen und der Anzahl der gekreuzten Schleifen kann die Reduzierung unterschiedlich sein. Weitere Experimente und Theorien sind in dieser Richtung erforderlich.
2. Beachten Sie, daß 4 gekreuzte Schleifen im Vergleich zu einzelnen Schleifen um 4 dB reduziert sind, was als geringfügige Erhöhung des Rloss / Radiation-Verhältnisses der gekreuzten Schleife interpretiert werden kann. Vorteile bei der Verwendung von Kreuzschleifen zum Senden sind fraglich.
3. Durch Erhöhen des Abstands zwischen zwei parallelen Schleifen wird die Induktivität verringert, gleichzeitig ändert sich jedoch das Strahlungsmuster und entspricht nicht einem einzelnen kleinen Schleifenmuster. Der optimale Abstand für die 1 m² parallelen Schleifen liegt zwischen 4 und 12 cm.
5. Alle diese parallelen Schleifen haben ein Strahlungsmuster, das einer einzelnen sehr kleinen Schleife entspricht. (siehe auch PA0SIM-Artikel). Sie bewahren dieses Strahlungsmuster auf viel höheren Frequenzen als die einfache Single-Turn-Schleife. Die numerischen Experimente zeigen, daß eine Wellenlängenregel von ungefähr 0,1 auf die Teilschleifenlänge angewendet werden muß, nicht auf die Summe der Längen der Leiter aller Schleifen. Oberhalb dieser 0,1-Wellenlängengrenze weisen diese Schleifen immer noch ein kleines Schleifenstrahlungsmuster auf (siehe 20). Ihre Parallelresonanzfrequenz wird wesentlich nach oben bewegt. Dies bedeutet direkt, daß wir Schleifen mit viel größerer Fläche mit den Strahlungsdiagrammeigenschaften einer sehr kleinen Schleife erstellen können.

Als Beispiel werde ich 4-Quads gekreuzte Schleife mit 4 m^2 Gesamtfläche angeben ($2 \times 2 \text{ m}$ groß, Abb. 13). Diese große Schleife hat ein „kleines Schleifenmuster“ bis zu 50 MHz. Der untere Frequenzgang (Gleichung 6) beträgt 0,46 MHz. Es hat einen fast 13 dB größeren Strom bei 3,5 MHz im Vergleich zu einer „herkömmlichen“ 1 m^2 großen Quad-Schleife.

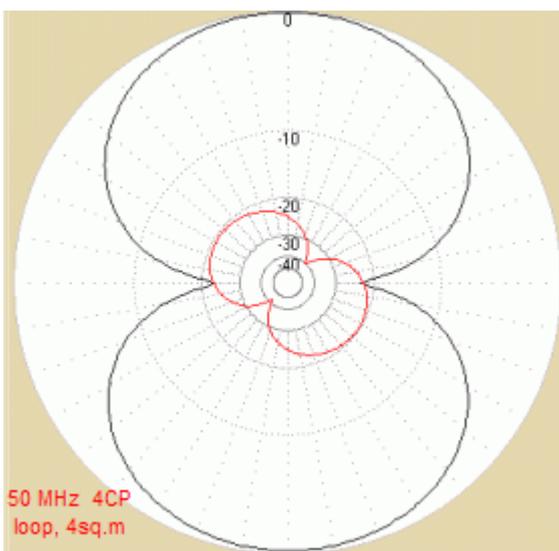
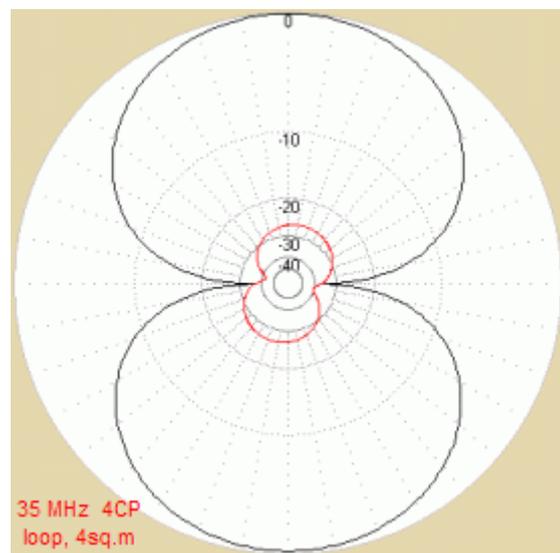
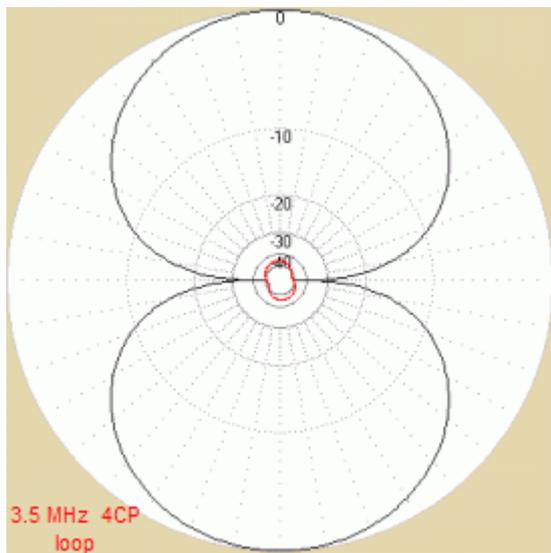


Abb. 18, 19, 20. Die Strahlungsmuster einer 4 m^2 großen CP-Schleife in Quad-Form für eine Höhe von 0 Grad. Die Asymmetrie in der horizontalen Komponente (rot) ist auf kleine Mängel in Drahtzeichnungen zurückzuführen, insbesondere um die Einspeisepunkte.

Gleichzeitig weist eine einzelne Quad-Schleife mit der gleichen Fläche von 4 m^2 (Quad-Seite = 2 m) bei 3,5 MHz ein Randmuster auf - der Schleifenumfang beträgt bereits 0,1 Wellenlängen. Der Kurzschlußstrom ist fast dreimal niedriger als der Strom in einer 4-Quads-CP-Schleife, und bei 14 MHz unterscheidet sich das Strahlungsmuster erheblich von dem eines „kleinen Schleifenmusters“.

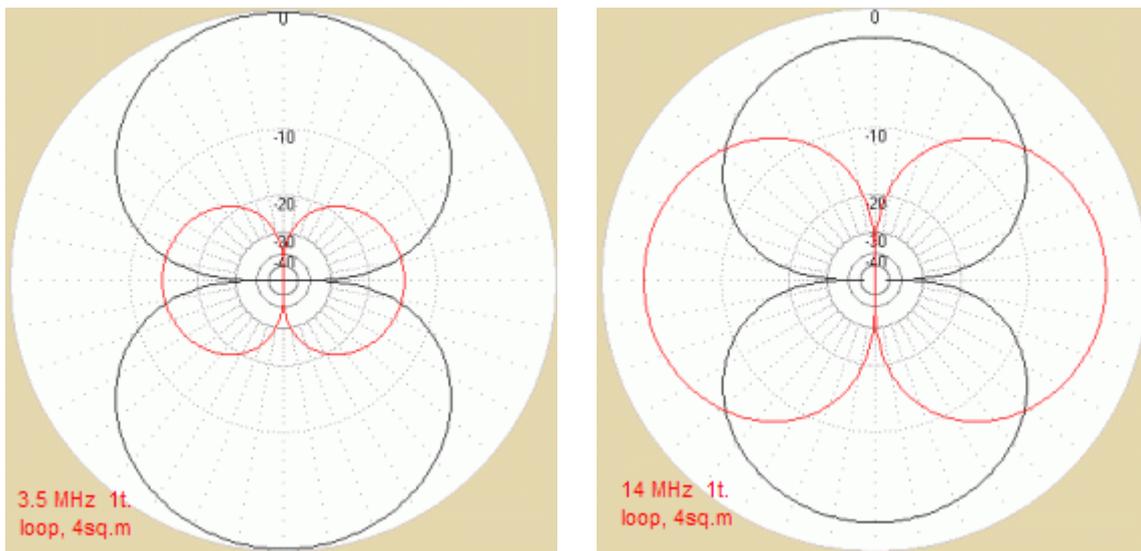


Abb. 21, 22. Die Strahlungsmuster einer 4 m² großen Quad-Form-Einzelschleife für eine Höhe von 0 Grad.

Schlußfolgerungen

Die wichtigsten Eigenschaften von CP-Schleifen sind die Fähigkeit, Schleifen mit großer Fläche und niedriger Induktivität zu bauen, die das Strahlungsmuster der kleinen Schleife beibehalten. Ihr Kurzschlußstrom ist höher als bei einer Einwindungs-Schleife mit derselben Fläche. Ihre äquivalente Fläche ist kleiner als ihre geometrische Fläche. Ich konnte keine analytischen Gleichungen finden, um die Beziehung zwischen der eingereichten Dichte und der induzierten Spannung für die gegebene Geometrie dieser Schleifen zu erhalten. Es gibt Platz für weitere experimentelle und theoretische Untersuchungen. Die Breitbandeigenschaften solcher Schleifen haben eine Frequenz von fast 2 Dekaden. Diese Schleifen eignen sich sehr gut für das Design von aktiven Breitband-SM-Schleifen.

Anhang III Bandrauschpegel

Tabelle 2

Band Noise levels in uV/m at 1KHz bandwidth					
Calculated from : Radio Noise, Rec. ITU-R P.372, ITU, Geneva, 2001 .					
MHz	1.8	3.5	7	10	14
Lower 5% percentile m(Daytime)	0.001*	0.02*	0.1	0.15	0.05
Quiet rural man made	0.2	0.2	0.1	0.15	0.05
Quiet City man made	3	2	2	2	1.2
Upper 95% Atm. Noise	30**	6**	1	0.5	0.15

* Tageszeitwerte oder wenn das Band geschlossen ist

** Nachtzeitwerte oder wenn das Band geöffnet ist

Als Referenz erzeugt der Halbwellendipol bei 14 MHz eine Spannung von 50 μ V (S9) bei einer Last von 75 Ohm, wenn die Feldstärke 16 μ V / m beträgt.

Verweise

General

1. Jan, PA0SIM , Broad Band Amplification, <http://www.pa0sim.nl/Broadband%20amplification.htm>
2. Hagg Maarten, WL1030 Wideband loop antenna, <http://w11030.com/content/>
3. Lambert, J A G3FNZ. A directional active loop receiving antenna System, , Radcom **1982** HF Antenna Collection p.106
4. Lass, Michael, DJ3VY; Jirmann, Dr. Jochen, DB1NV, Elektrische/magnetische Empfangsantenne fur VLF bis HF(zwei Teile) 2-3 CQ-DL /**1997**
5. Lankford Dallas, Amplified 1 And 4 Meter Square Untuned Loop Antennas, 5/14/**2007**, rev. 8/7/**2007**, <http://www.kongsfjord.no/dl/dl.htm>
6. Magnetic Loop "MEIGHT" a Figure 8 Double Loop Antenna, <http://www.pa0fri.geerligs.com/>
7. Trask Chris, Bipolar Transistor Evaluation, <http://home.earthlink.net/~chrstrask/Bipolar%20Transistor%20Evaluation.pdf>
8. The K6STI Receiving Loop, <http://www.angelfire.com/md/k3ky/page45.html> (Original Article in QST for September, **1995** p. 33)

Theory

9. Theobald Karl, On the Properties of Loop Antennas, <http://www.ece.unm.edu/summa/notes/SSN/note4.pdf>
10. Baum Carl E., Parameters of Some Electrically- Small Electromagnetic sensors, **1967**, <http://www.ece.unm.edu/summa/notes/SSN/note38.pdf>
11. Baum Carl E., Compact, Low Impedance Magnetic Antennas, **2002**, Note 470 , Air Force Research Lab. <http://www.ece.unm.edu/summa/notes/SSN/Note470.pdf>
12. Bruno Marco, IK1ODO, Thinking about Ideal Loops, <http://www.dxzone.com/cgi-bin/dir/jump2.cgi?ID=10845>
13. Miron Douglas B., Small Antenna Design, **2006**, Elsevier Inc. ISBN-13: 978-0-7506-7861-2
14. Belrose J. S., "Electrically Small Transmitting Loops," IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Washington, July **3-8, 2005**.

Commercial sites

15. <http://wellbrook.uk.com/ALA1530plus.html>
16. <http://www.ets-lindgren.com/page/?i=ELAntennas>
17. <http://www.sat-schneider.de>
18. <http://www.usantennaproducts.com/products.html>
19. www.comsistel.com

Links

20. <http://www.oelira.at/sl/loop.html>
21. http://www.dxzone.com/catalog/Antennas/Magnetic_Loop/
22. <http://home.earthlink.net/~chrstrask/techbibs.html>, Magnetic Loop Antenna References, Chris Trask

My articles

23. Levkov C.L. , Very Weak Signal Reception with Small Magnetic Loop Antenna, http://www.lz1aq.signacor.com/docs/fa-eng/Weak_signals-mag_loop_engl.htm
24. Levkov C.L. , Receiving Magnetic Loop calculations spreadsheet. [RX Mag loop.xls](#)

Sofia, Bulgaria, May 2010 Chavdar, LZ1AQ

Revision 1.1 13. Juni 2011: Kleinere Änderungen im Text zur besseren Verdeutlichung. In Abb. 13, 14 wurden Meßlinien entfernt, um Verwechslungen zu vermeiden, daß es sich um Drähte handelt.

[Back to Home](#)