

Sehr schwacher Signalempfang mit kleiner Magnetschleifenantenne

Very Weak Signal Reception with Small Magnetic Loop Antenna
Chavdar Levkov LZ1AQ www.lz1aq.signacor.com lz1aq@abv.bg Sofia, Bulgarien

Magnet- und Ferritstabantennen

Eine Schleife mit beliebiger Form und einem Umfang von weniger als $0,1 \times$ Wellenlänge wird als kleine Magnetschleife bezeichnet. Die Ferritstabantenne ist eine Modifikation der Magnetschleife und besteht aus einer Spule, die auf einen Ferritstab gewickelt ist. Beide Antennen sind sehr kompakt und werden häufig in Lang- und Mittelwellen-Empfängern verwendet - ein gebräuchlicher Name für diese Antennen ist Small Magnet Loop (SML). Es ist interessant, diese Antennen zum Empfang sehr schwacher Signale zu verwenden - zum Beispiel Amateurfunk-Kurzwellenstationen. Theorie und Aufbau dieser Antennen sind im Internet weit verbreitet. Dieses Dokument soll die folgenden Fragen beantworten:

1. Was ist die minimal mögliche Größe einer SML, die noch atmosphärisches Rauschen empfängt? Das bedeutet, daß die Antenne durch die elektromagnetische Umgebung und nicht durch die Größe begrenzt ist.
2. Wie sollte die Antenne an die Hardware gekoppelt werden, um ein maximal mögliches Signal-Rausch-Verhältnis zu erreichen?
3. Was ist der maximal nutzbare Frequenzbereich einer Schleife mit fester Konstruktion, in der ein gutes Signal-Rausch-Verhältnis erreicht werden kann?

Die Analysen und Experimente beziehen sich auf das Kurzwellenband (1,5 - 30 MHz), einige der Ergebnisse können jedoch auf andere Frequenzen extrapoliert werden. Ich werde hier kurz die grundlegende Theorie und Gleichungen für SML geben, von denen die meisten bekannt sind.

Ersatzschaltbild

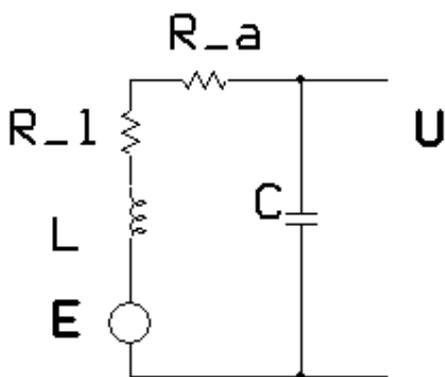
Das Ersatzschaltbild einer kleinen Magnetschleife (SML) ist in Abb. 1 dargestellt. E ist die elektromotorische Kraft, die induziert wird.

R_A ist der Strahlungswiderstand;

R_L ist Verlustfestigkeit;

L ist die SML-Induktivität.

C ist die parasitäre Kapazität der Schleife.



Wenn die Antenne nicht aus sehr dickem Draht besteht, kann $RA \ll RL$ und damit RA vernachlässigt werden. Die SML-Antenne hat einen Q-Faktor:

$$Q = 2ffL / RL$$

Wenn SML kurzgeschlossen ist, ist der Strom gleich:

$$I = E / 2ffL$$

Wenn SML mit der Kapazität C in Resonanz steht, ist der Strom gleich:

$$I = E / RL$$

SML-Empfindlichkeit - Effektive Höhe

Die Antenne ist ein Wandler, der die Energie der elektromagnetischen Welle in eine Spannungsquelle umwandelt. Die effektive Höhe h bestimmt die Empfindlichkeit des Wandlers:

$$E = h e \quad (1)$$

E - ist die Spannung zwischen den Antennenanschlüssen in μV ;

e - ist die Intensität der elektromagnetischen Welle in $\mu V / m$.

h hat eine Abmessung in Metern. Die Grundgleichung für SML, wenn sich die Antenne in einer optimalen Position für elektromagnetische Wellen befindet, ist gegeben durch:

$$E = \frac{2 \pi w S \mu_R}{\lambda} e \quad (2)$$

λ ist die Wellenlänge in Metern

w - die Anzahl der ML-Windungen;

S - ist die Fläche der Wicklungen in m^2 ;

μ_R ist die effektive magnetische Permeabilität des Ferritstabs SML. μ_R ist immer geringer als die Durchlässigkeit des verwendeten Materials und hängt von der Größe, Geometrie und der Art und Weise ab, wie die Wicklungen aufgebaut sind. $\mu_R = 1$ für Luftschleifen. Das Produkt:

$$A = w \mu_R S \quad (3)$$

wird als effektive Fläche der SML bezeichnet. Es gibt eine andere äquivalente Gleichung, in der die magnetische Komponente des Feldes verwendet wird:

$$E = (2\pi f w S \mu_R \mu_0) H \quad (4)$$

H ist die Intensität der Magnetfeldkomponente in $\mu A / m$;

$\mu_0 = 4 \pi 10^{-7}$ ist die magnetische Permeabilität des Vakuums. f ist die Frequenz in MHz.

Beide Gleichungen (2 und 4) sind äquivalent unter Berücksichtigung von $e / H = 377 [Ohm]$. Bei elektromagnetischen Wellen im freien Raum (Fernzone) ist das Verhältnis zwischen e und H immer das gleiche - die sogenannte Freiraumimpedanz = 377 Ohm. Später wird die Gleichung (2) verwendet, da die Intensität des Feldes üblicherweise in V / m angegeben wird. Zum Vergleich ist die effektive Höhe des Halbwellendipols gegeben durch:

$$E = (\lambda / \pi) e \quad (5)$$

Alle Gleichungen beziehen sich auf Leerlaufspannungen (die Antennen sind nicht geladen) und das Feld wird als homogen angenommen.

Spannungspegel, die aus SML erhalten werden können

Wir haben eine SML mit einer effektiven Fläche $A = 0,1 \text{ m}^2$ (zum Beispiel eine kreisförmige Schleife mit einem Durchmesser von 0,36 m). Wenn wir die Schleifenparameter in Gl. (2) bei $l = 80 \text{ m}$ erhalten wir für h ungefähr 0,008 m. Wenn die Felddichte $1 \text{ } \mu\text{V} / \text{m}$ beträgt (dies bedeutet, daß die Spannung zwischen zwei Punkten entlang des Feldgradienten und der Entfernung 1 m $1 \text{ } \mu\text{V}$ beträgt), erhalten wir für die induzierte Spannung $E = 0,008 \text{ } \mu\text{V}$. Zum Vergleich bei gleicher Frequenz ergibt ein Halbwelldipol $E = 26 \text{ } \mu\text{V}$ (Leerlaufspannungen).

Signal-Rausch-Verhältnis

Das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) ist das Verhältnis von Signalspannung zu Rauschspannung (effektive Werte). Wir werden die bekannte Nyquist-Gleichung für das thermische Widerstandsrauschen verwenden.

$$U_n = (4k T R B_w)^{1/2} \quad (6)$$

U_n ist die Rauschspannung (Effektivwert);

k ist die Boltzmann-Konstante;

T ist die Kelvin-Temperatur;

R ist der Widerstand in;

B_w ist die Bandbreite in Hz, in der die Messungen stattfinden;

Der Verlustwiderstand R_L der angenommenen Schleife sei 1 Ohm. Wenn wir in Gleichung 6 einsetzen: $R = 1 \text{ Ohm}$, $T = 2930 \text{ K}$ und $B_w = 1000 \text{ Hz}$, erhalten wir $U_n = 0,004 \text{ } \mu\text{V}$. Dies ist die von R_L erzeugte thermische Rauschspannung. In diesem Fall erzeugt die Feldstärke von $1 \text{ } \mu\text{V} / \text{m}$ nur die doppelte Spannung im Vergleich zum thermischen Rauschen. Gleichzeitig beträgt das Halbwelldipol-SNR: $26 \text{ } \mu\text{V} / 0,035 \text{ } \mu\text{V} = 743\text{-mal!}$ ($0,035 \text{ } \mu\text{V}$ ist das thermische Rauschen des 75-Ohm-Dipolstrahlungswiderstands). Es ist offensichtlich, daß der begrenzende Faktor bei SML das thermische Rauschen des Verlustwiderstands ist. Wenn Gl. 2 und 6 angenommen wird, daß wir die folgende Gleichung für SNR erhalten:

$$E/U_n = 164,7 \frac{w \mu_R S f}{(B_w R_L)^{1/2}} e \quad (7)$$

Wenn wir A aus Gleichung (3) einsetzen, wird die Effizienz von SML zum Empfangen schwacher Signale durch das einfache Verhältnis bestimmt:

$$E/U_n = 164,7 \frac{A f}{(B_w R_L)^{1/2}} e \quad (8)$$

Da ich auf diesem Gebiet nicht professionell bin, war dieses Ergebnis für mich interessant und ich war mir dessen nicht bewußt. Also surfte ich im Internet und hatte verstanden, daß ich das Rad neu erfunden hatte. In einem sehr frühen Artikel „Ferromagnetische Schleifenantennen für kilometrische Wellen“, Wireless Engineer, Februar 1955, Seiten 41-46, hat J. S. Belrose (VE2CV) eine Gleichung für SNR in kleinen Ferritstabschleifen vorgeschlagen. Die Belrose-Gleichung lautet:

$$E/U_n = 66.3 \omega \mu_R (B_w)^{-1/2} S (Q f/L)^{1/2} e \quad (9)$$

Leider konnte ich diesen Beitrag nicht finden, aber ich fand einen Verweis darauf von Langford <http://www.kongsfjord.no/>, wo er kommentiert, daß diese Gleichung das thermische Rauschen annimmt. Diese Gleichung ist in ARRL Antenna Book Ed. 2005, Kapitel 5, angegeben, es ist jedoch nicht klar, daß dieses SNR tatsächlich für thermisches Rauschen gilt. Die Analyse von Gleichung 9 zeigt, daß sie die gleichen numerischen Ergebnisse wie Gleichung 8 liefert, so daß beide Gleichungen äquivalent sind. In dieser Form ist Gleichung (9) leicht irreführend, da sie wechselseitig verwandte Parameter enthält. Zum Beispiel hängt E / U_n überhaupt nicht von der Schleifeninduktivität L ab, da der Q-Faktor proportional zu L ist und daher L aufgehoben wird. Die einfache Beziehung besteht darin, daß das Signal-Wärme-Rausch-Verhältnis (weiter unten als SNR_t bezeichnet, um Verwechslungen zu vermeiden) nur von der effektiven Fläche und dem Verlustwiderstand abhängt, wie dies in Gleichung 8 angegeben ist.

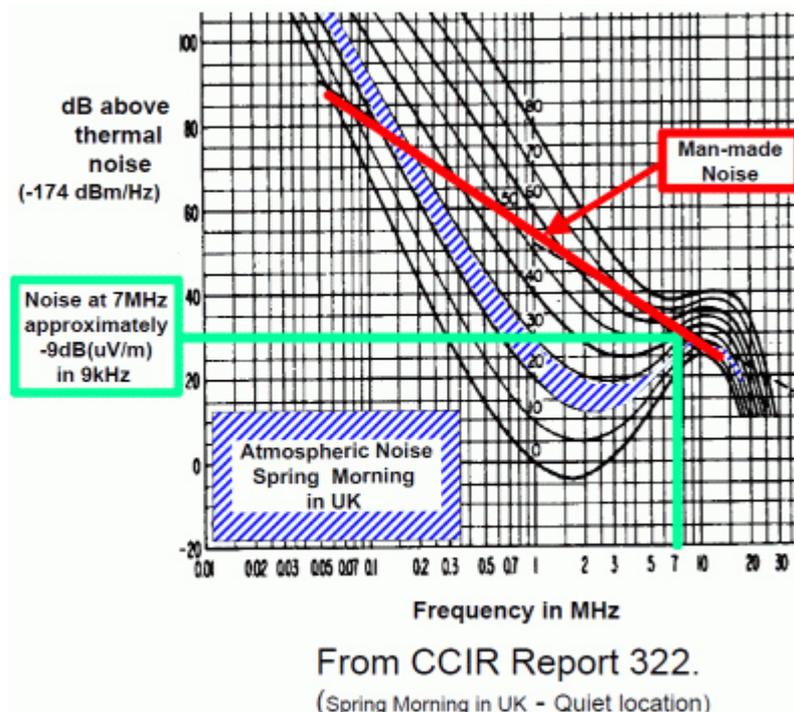


Abb. 2

Ein anderes ähnliches Diagramm ist in Abb. 3 angegeben, berechnet für eine Bandbreite von 1 kHz:

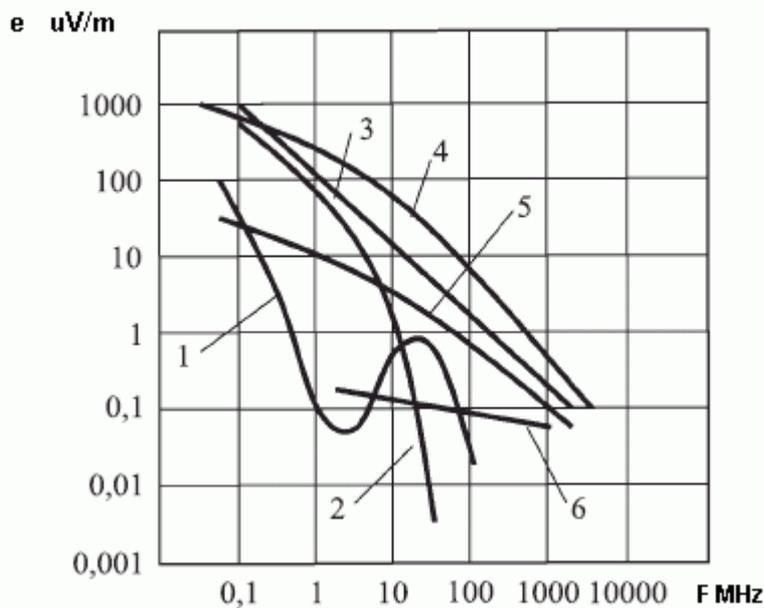


Abb. 3

1 - mittlerer Tagesgeräuschwert; 2 - mittlerer mittlerer Geräuschwert bei Nacht; 3- lokales Gewitter; 4 - Industrielärm in der Stadt; 5 - Lärm im ländlichen Raum; 6 - kosmisches Rauschen; (aus „Empfangsausrüstung“, Bobrov N.V. Ed. Sovetskoe Radio 1971; in russischer Sprache)

Wir werden einen Wert von $0,2 \mu\text{V} / \text{m}$ (normalisiert auf 1 kHz Bandbreite) als Mittelwert des atmosphärischen Rauschens für alle Bänder verwenden. Dies ist ein ziemlich geringer Rauschpegel - zum Beispiel wird ein Feld mit einer solchen Intensität an den Anschlüssen des Halbwellendipols bei 14 MHz und $0,7 \mu\text{V}$ induziert. Ein einzelner Mittelwert wird gewählt, um die folgende Analyse zu erleichtern:

Signalaufnahme

Die SML-Antenne ist Teil der Parallelschaltung (Abb.1). Wir können die Parallelschaltung in Resonanz verwenden, um die sehr kleine Signalspannung auf einen vernünftigen Wert zu erhöhen. Die Parallelkapazität C ist die Summe aus Eigenkapazität und externem Kondensator. Die Spannung U bei Resonanz ist:

$$U = Q E \quad (8) \quad \text{wobei } Q = 2\pi f L / R L$$

Der Parallelkondensator wird mit sehr geringen Verlusten mit $Q > 1000$ angenommen. Dies gilt für variable Luftkondensatoren und einige andere hochwertige Dielektrika. Die Analyse wird nicht geändert, wenn die Verluste höher sind, da wir dem Verlustwiderstand R_L immer den Verlustwiderstand des Kondensators hinzufügen können. Siehe Anhang 2 zum Einfluß des Kapazitäts-Q-Faktors.

Beispiel: Nehmen wir an, daß das Beispiel SML $L = 2 \mu\text{H}$ bei $F = 3,8 \text{ MHz}$ und $R_L = 1 \text{ Ohm}$ hat. Der Q-Faktor beträgt 50 und der äquivalente Resonanzwiderstand beträgt 2500 Ohm. Wenn die Feldstärke $e = 1 \mu\text{V} / \text{m}$ ist, beträgt die Spannung an den Parallelschaltungsklemmen $U = 0,4 \mu\text{V}$. Das thermische Rauschen beträgt ca. $0,2 \mu\text{V}$ - der Anstieg beträgt ebenfalls das Q-fache. Das SNRt ist wieder 2. Die wichtige Tatsache ist, daß das SNRt (bei fester Frequenz) nicht davon abhängt, ob sich die Schaltung in Resonanz befindet oder nicht. Dieses SNRt hängt nur von der in Gleichung 8 angegebenen Ratio ab. Bei Resonanz wird die Signalspannung erhöht, aber das Rauschen wird auch um den gleichen Faktor erhöht. Die Obergrenze dieser Resonanzmethode ist die

Eigenresonanzfrequenz der SML selbst. Der obere Bereich kann durch Anschließen paralleler Induktivitäten an SML vergrößert werden - auf diese Weise wird die Resonanzfrequenz erhöht und die SML kann weiterhin im Resonanzmodus verwendet werden. Wenn die parallele Induktivität ideal ist (keine Verluste), ist das hinzugefügte Rauschen Null und dies ist eine gute Lösung. Durch Hinzufügen einer echten Induktivität wird das SNR_t jedoch verschlechtert. Der Anhang 1 enthält eine quantitative Analyse des Problems. Wenn beispielsweise eine Parallelschleife mit derselben Induktivität und demselben Q-Faktor wie SML bei derselben Frequenz angeschlossen ist, wird das SNR_t zweimal reduziert. Der Vorteil besteht darin, daß der Arbeitsfrequenzbereich um fast 50 % vergrößert wird. In den meisten Fällen ist dieser Kompromiß akzeptabel, da dieselbe mechanische Antennenkonstruktion mit erweitertem Bereich verwendet werden kann.

Excel-Tabelle

Eine Tabelle in Excel wird angegeben: Magn_loop_SN.xls, die das SNR-Verhältnis und andere SML-Parameter berechnet.

Erhöhen der SML-Empfindlichkeit

Bei fester Frequenz sollten wir die Anzahl der Windungen w und den Bereich S bis zu den konstruktiven Grenzen erhöhen und den Verlustwiderstand RL verringern. Leider nimmt RL mit w und S zu, wobei der Hauteffekt der Hauptfaktor ist. Auf den ersten Blick ist es schwierig zu erkennen, wo das Optimum liegt. Es ist interessant, mit mehreren Antennenmodellen mit der Tabelle zu spielen, um zu sehen, was passiert. Um die SML-Empfindlichkeit zu erhöhen, können folgende Maßnahmen ergriffen werden:

1. Leiter: Der Leiter muß einen großen Querschnitt haben und das Material Kupfer oder Aluminium.
2. Vergrößern Sie die Fläche: Bei fester Leiterlänge wird die höchste Fläche mit 1 Windung erreicht. (Die Fläche nimmt mit dem Quadrat der linearen Abmessungen zu.)
3. Die Form der Schleife: Bei fester Leiterlänge wird die höchste Fläche mit Kreisform erreicht. Der Umfang hat die höchste Fläche im Vergleich zu allen anderen geometrischen Objekten mit demselben Umfang.
4. Erhöhen der Wicklungen w : Diese Methode erhöht den SNR_t nicht proportional. Die Verlustbeständigkeit RL hängt vom Skineffekt ab, aber wenn es mehr als eine Windung ist, gibt es einen Proximity-Effekt mit demselben Ursprung. Die Abhängigkeit ist kompliziert (siehe Nikolova). Ich habe (mit den Daten aus diesem Artikel) berechnet, daß eine 4-Windungen-SML mit 4-mal größerer effektiver Fläche nur eine 1,7-mal bessere SNR_t aufweist als eine 1-Windungen-SML mit demselben Durchmesser.
5. Verwenden Sie für den Fall des Ferritstabs SML verlustarmes Ferritmaterial mit hoher Permeabilität. In Abb. 4 ist ein sehr nützliches Diagramm dargestellt. Dies sind theoretische Kurven, die aus der Tabelle berechnet werden. Die minimale effektive Fläche A kann für eine 1-Windungen-Kreisschleife mit gegebenem Q-Faktor erhalten werden. Diese Schleife hat ein SNR von 10 dB für ein Signal mit einer Feldstärke von $0,2 \mu\text{V} / \text{m}$ eff. Der Wert von $0,2 \mu\text{V} / \text{m}$ ist ein etwas repräsentativer Pegel des atmosphärischen Rauschens in der ländlichen Umgebung. Die Empfindlichkeit von SML mit einem solchen A wird durch das atmosphärische Rauschen begrenzt. Für genauere Berechnungen kann der tatsächliche Pegel des atmosphärischen Rauschens aus Abb. 2 und 3 entnommen werden. Zusätzlich muß die Fläche der Schleife um 20 bis 30 % vergrößert werden, da es sich um theoretische Kurven handelt.

Minimal effective area of 1-turn circular magnetic loop
 $S/N=10$ dB, $e=0.2$ uV/m, Bandwidth = 1 KHz

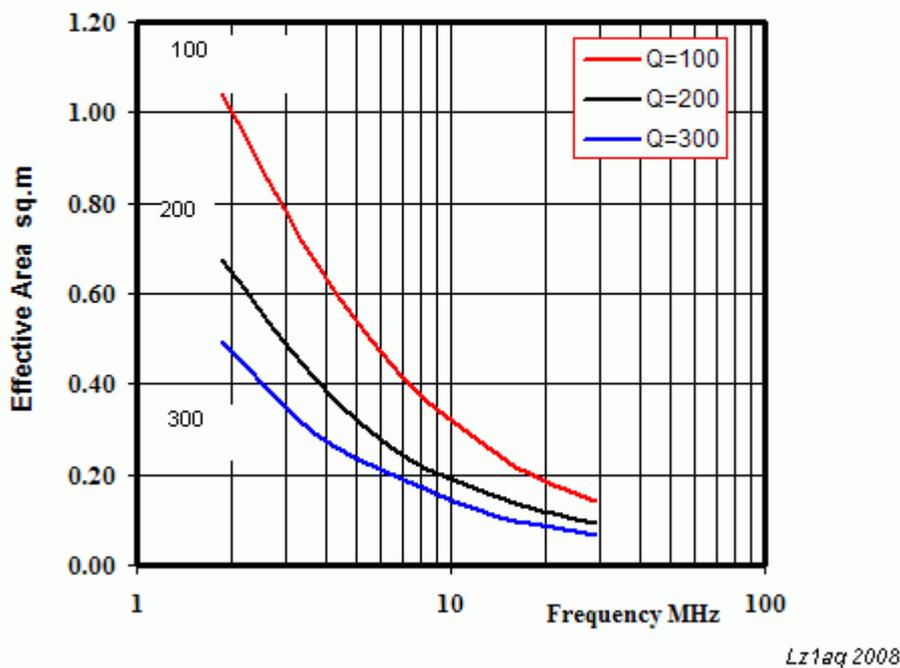


Abb. 4

Vorverstärker

In Abb. 5 ist ein einfacher Vorverstärker mit Ferritstabantenne gezeigt. Die Source-Schaltung wird verwendet, um die hohe Resonanzimpedanz der parallelen LC-Schaltung an die niedrige Impedanz von 50 Ohm der meisten Empfänger anzupassen. Die Verstärkung wird tatsächlich im Resonanzkreis durchgeführt. Die Spannungsverstärkung beträgt das Q-fache. Der Vorteil des FET-Verstärkers besteht darin, daß keine zusätzliche ohmsche Last vorhanden ist und der hohe Q-Faktor von SML erhalten bleibt. Da die Signalquelle eine hohe Impedanz hat, ist der äquivalente Rauschstrom des Transistors wichtig - und normalerweise für den FET ist er ziemlich niedrig und akzeptabel.

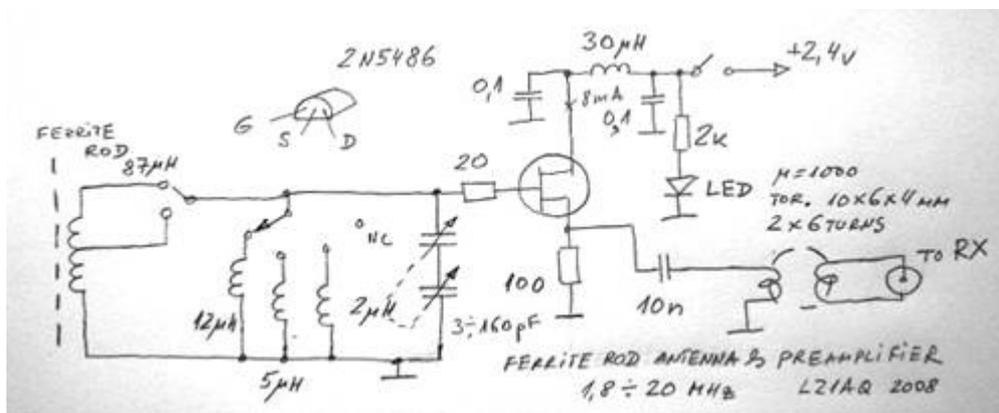


Abb. 5

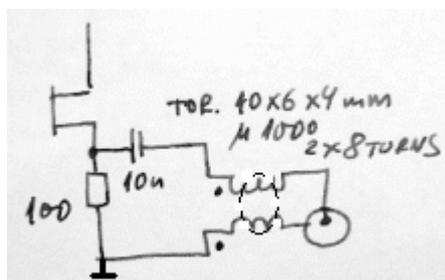


Abb. 5a

Die Verstärkung des Vorverstärkers muß hoch genug sein und das Gesamttrauschen am Ausgang muß mit 6 bis 10 dB größer sein als der Pegel des äquivalenten Eingangsräuschens des Hauptempfängers. Das äquivalente Eingangsräuschen der Kommunikationsempfänger liegt in der Größenordnung von 0,05 - 0,3 μV eff. bei 1000 Hz Bandbreite. Es wird ein beliebiger rauscharmer J-FET 2N5486 verwendet. Laut Datenblättern beträgt die Rauschzahl 1,2 dB für Frequenzen bis 100 MHz bei 1 kOhm Innenwiderstand der Signalquelle. In unserem Fall ist der Innenwiderstand der Signalquelle zwischen 5 und 100 kOhm viel höher. Ich weiß nicht, ob die Extrapolation dieser Rauschzahl für höhere Lastwiderstände korrekt ist, aber auf jeden Fall sollte ein rauscharmer J-FET verwendet werden. Die Arbeitsbandbreite reicht von 1,8 bis 20 MHz. Die Ferritantenne hat 36 Windungen auf einem Ferritkern von 11 mm x 200 mm. Das Material war unbekannt, aber der gemessene Q-Faktor war bis zur oberen Frequenzgrenze sehr gut. Bei $\frac{1}{2}$ der Wicklungen gibt es einen Abgriff von der Spule. Der Ausgang des Vorverstärkers ist mit einem 1:1-Breitbandtransformator vom Empfänger getrennt.

Da die Induktivität ziemlich hoch ist, um dieselbe Antenne für höhere Bänder zu verwenden, sind parallele Induktivitäten an die Schaltung angeschlossen. Sie dürfen keine induktive Kopplung mit dem Ferritstab haben und dürfen auch keinen Magnetkern haben. Die andere Möglichkeit besteht darin, geschaltete Abgriffe von der Spule zu verwenden. Ich kann nicht sagen, welche Methode besser ist, aber ich bevorzuge die Parallelschaltungsmethode (siehe Anhang 1). Der variable Kondensator ist ein billiger Kunststofftyp für MW-Radios, wird jedoch im Schmetterlings-Modus angeschlossen - die Leitungen befinden sich zwischen zwei Statoren. Die maximale Kapazität wird zweimal reduziert, es gibt jedoch keine Gleitkontakte und der Q-Faktor des Kondensators ist höher.

Die Stromversorgung erfolgt über zwei 1,2-V-NiMh-Akkus der Größe AA. Der Versorgungsstrom beträgt ca. 8 mA. Dieser J-FET funktioniert bei dieser Spannung einwandfrei und es ist nicht erforderlich, höhere Spannungen zu verwenden und den Versorgungsstrom und die Versorgungsgröße zu erhöhen. Der Dynamikbereich ist gut, aber ich habe ihn nicht quantitativ gemessen. Das Eingangssignal hat eine niedrige Amplitude und es gibt auch ein EingangsfILTER mit sehr hohem Q. Darüber hinaus weist der FET-Nachfolger eine tiefe negative Rückkopplung auf, was auch dem Dynamikbereich zugute kommt. Alles ist in einer kleinen Plastikbox montiert, wie in Abb. 6 gezeigt.



Abb. 6

Eine Vorsichtsmaßnahme: Dieser Vorverstärker neigt dazu zu schwingen, wenn sowohl der Q-Faktor der Schaltung (> 200) als auch der äquivalente Resonanzwiderstand sehr hoch sind. Dies ist auf die parasitäre Source-Gate-Kapazität des FET zurückzuführen. Normalerweise ist dies ein Problem in diesen Bändern, in denen die Kapazität sehr niedrig wird.

In Abb. 7 ist ein anderes Design mit demselben Vorverstärker gezeigt. Dies ist eine Universalbox - hier können verschiedene externe Ferrit- oder Antennenschleifenantennen und Parallelkondensatoren an die Klemmen angeschlossen werden. Es gibt einen internen variablen Luftkondensator $2 \times 360 \text{ pF}$ in Parallelschaltung. Dargestellt ist eine sehr leichte Schleife (50 cm Durchmesser) aus Aluminiumleiter ($\Phi = 3,4 \text{ mm}$). Diese Konstruktion eignet sich sehr gut für Experimente. In Abb. 7b ist ein zusätzlicher fester Silberglimmerkondensator angeschlossen, um die Schleife auf das 3,5-MHz-Band abzustimmen.

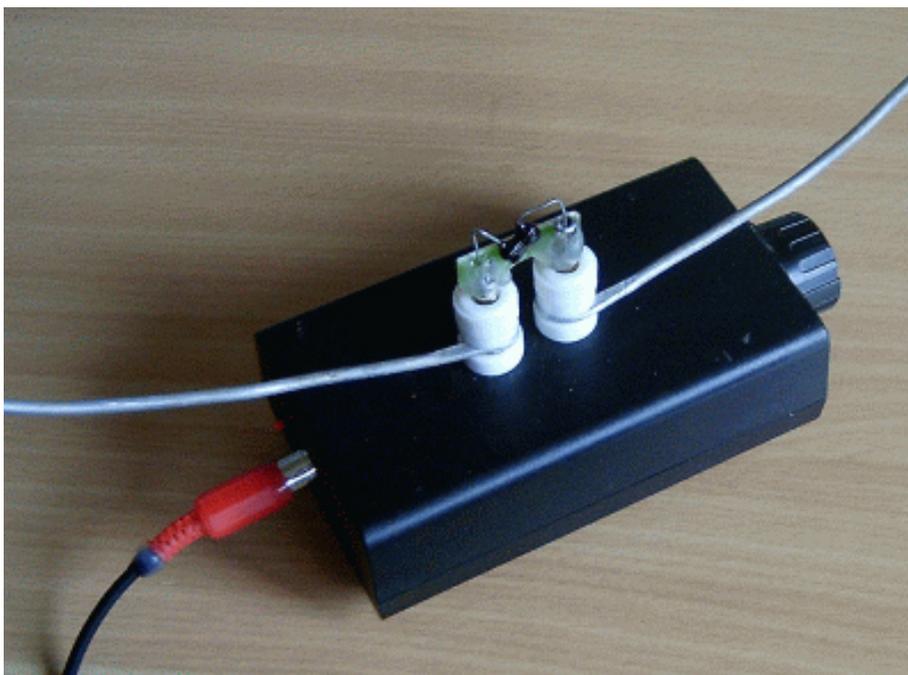


Abb. 7

Wenn der Hauptempfänger eine MDS-Empfindlichkeit von mehr als -135 dBm bei 500 Hz aufweist, ist das thermische Rauschen der Antenne der begrenzende Faktor, und es besteht keine Notwendigkeit einer zusätzlichen Verstärkung. Bei Bedingungen, bei denen das atmosphärische Rauschen sehr niedrig ist (über 10 MHz) und die Empfindlichkeit des Hauptempfängers nicht ausreicht, muß eine zusätzliche Verstärkung durchgeführt werden.

In der Schaltung in Abb. 8 gibt es einen zusätzlichen Breitbandverstärker mit Bipolartransistor mit einer Verstärkung um 12 dB. Der Ausgang ist wieder mit einem Breitband-2: 1-Transformator entkoppelt. Die Ausgangsimpedanz liegt irgendwo zwischen 50 und 100 Ohm. Der Transistor muß vom HF-Typ mit $F_t > 300$ MHz sein. Der beliebte PN2222 funktioniert gut bis zu 18 MHz. Die Anforderungen an die Rauschzahl für den zweiten Transistor sind nicht kritisch und der NF-Balun 6 ist ausreichend.

Das beste Ergebnis wurde mit dem alten BFY90 erzielt - die Breitbandverstärkung war bis zu 30 MHz flach. Diodenbegrenzer und Widerstand von 2 MOhm sind an den Eingangsanschlüssen angeschlossen. Der einzige Zweck besteht darin, das Gate des FET zu schützen, da die Box experimentell ist und mehrfach externe Komponenten in „heißem“ Zustand montiert wurden. Bei fester Konstruktion können diese Teile weggelassen werden.

Hier ist eine Datei MA_table_engl.GIF, in der die Ergebnisse von Excel-Tabellenkalkulationsberechnungen für verschiedene getestete Magnetschleifen dargestellt werden. Ihre physikalischen Abmessungen sind angegeben und auch die theoretische SNRt-Zahl, die erreicht werden kann. Der Praxistest zeigt, daß abends bei 3,5 und 7 MHz für beide Rahmenantennen das atmosphärische Rauschen der begrenzende Faktor ist. Die Ferritstabantenne ist durch internes thermisches Rauschen begrenzt, aber immer noch recht gut.

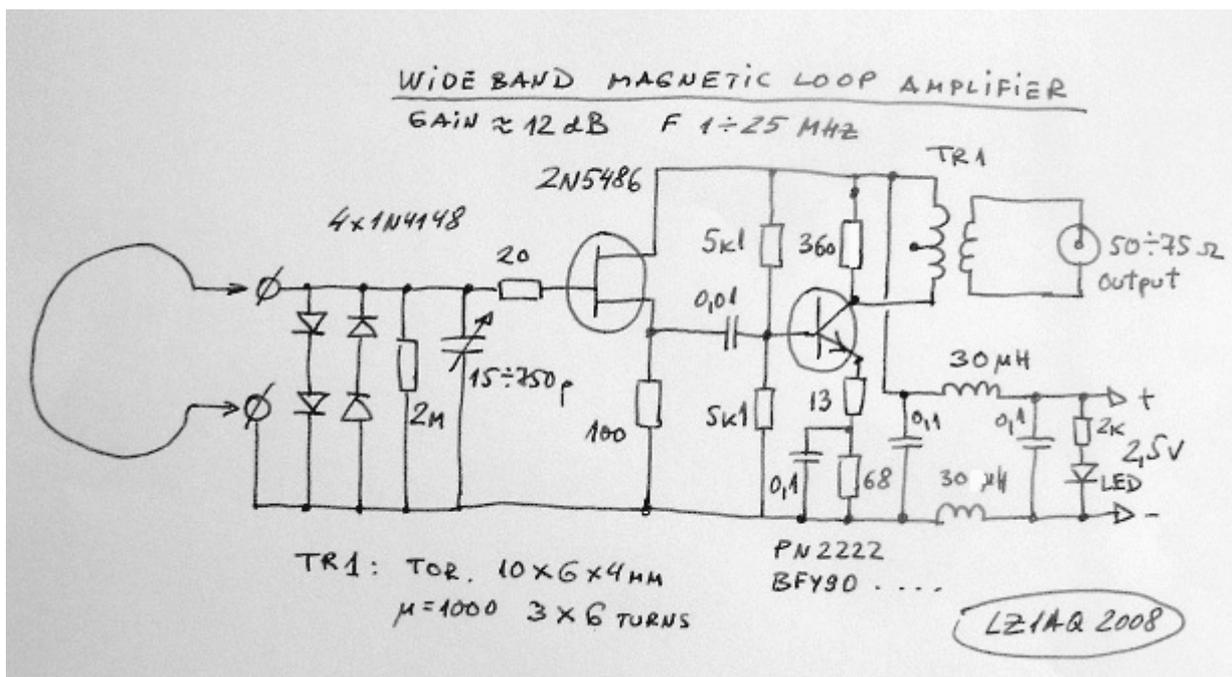


Abb. 8

SML-Balance

Die Kopplung zwischen dem Vorverstärker und dem Empfänger erfolgt mit einem Breitbandtransformator, der als Balun fungiert. Die Symmetrie am Ausgang des Verstärkers ist viel einfacher als am SML-Eingang. Die Kopplung kann auch mit einem klassischen Strombalun durchgeführt werden, wie in Abb. 5a gezeigt. Die direkte Kopplung an den Empfänger entspricht dem Anschluß sehr massiver Leiter an die eine Seite der SML. Das Antennenrichtungsdiagramm wird deformiert und die Richtungsempfindlichkeit kann gestört werden. Große Gleichtaktströme können von der Antenne zum Boden fließen und fungieren als Peitschenantenne. In jedem Fall

werden die Bedingungen unkontrollierbar. In einigen sehr empfindlichen Anwendungen muß sogar die Batterie mit Drosseln entkoppelt werden, wie in Abb. 8 gezeigt, da es sich um ein relativ massives Teil handelt, das kapazitiv mit anderen massiven Körpern gekoppelt werden kann. Die Abschirmung der SML, wie sie bei Peilempfängern vorgenommen wird, ist ein weiterer Weg, um die Gleichtaktströme auszugleichen. Ich empfehle diese Methode für unsere Zwecke nicht - sie ist mechanisch ziemlich kompliziert. Der einfachste Weg, mit Gleichtaktströmen umzugehen, besteht darin, die Karte physikalisch klein und symmetrisch zu machen. Wenn zum Beispiel ein großer luftvariabler 2-teiliger Kondensator verwendet wird, kann er durch Verbindung zwischen den Statoren symmetrisch verwendet werden, und somit wird die Konstruktion sehr symmetrisch. Die Verbindung zum Hauptempfänger erfolgt nach der Impedanzanpassung mit einem Koaxialkabel beliebiger Länge.

Experimente

Absolute Messungen der Empfindlichkeit von SML sind schwierig durchzuführen und professionelle Ausrüstung ist erforderlich. Relative Messungen wurden durchgeführt, wobei die SML mit einer Referenzantenne voller Größe verglichen wurde. Es müssen zwei absolut identische Empfänger gleichzeitig verwendet werden, die dieselben Signale empfangen. Die Idee des Experiments besteht darin, das Signal-Rausch-Verhältnis in SML und Referenzantenne auf denselben Signalen zu erhalten. Wenn das SNR in zwei Antennen gleich ist, ist dies ein Hinweis darauf, daß das SML ebenso wie die Antenne in voller Größe empfangen kann und die SML-Empfindlichkeit eher durch die externen Faktoren (atmosphärisches Rauschen) als durch das thermische Rauschen von RL begrenzt ist.

Zu diesem Zweck wurde ein Zweikanal-Direktumwandlungsempfänger verwendet. Dieser Empfänger wurde für SDR-Experimente (Software Defined Radio) verwendet. Es ist ein Zweikanal-I / Q-Empfänger (Quadraturempfänger). Der Eingangsmischer wurde leicht modifiziert, wie in 9 gezeigt, um separate Antennen zu verwenden. Somit wurden zwei identische Empfänger mit einem gemeinsamen Überlagerungs-oszillator erhalten. Die 90-Grad-Phasenverschiebung zwischen Empfängern ist unwichtig und wird in diesem Experiment nicht verwendet. Die Ausgänge der Empfänger werden in eine Zweikanal-Soundkarte eingespeist. Zur Verarbeitung dieser beiden unabhängigen Signale wurde ein kommerzieller Zweikanal-Software-Spektrumanalysator verwendet.

Anmerkung: Mit dieser Konfiguration können zwei beliebige Antennen in Echtzeit-In-Band-Tests mit großer Präzision verglichen werden. Leider hat die vorhandene Amateurfunk-SDR-Software meines Wissens keinen unabhängigen Zweikanalmodus, um eine solche Verarbeitung zu ermöglichen. Ich nehme an, daß es relativ einfach sein wird, diese Änderungen in der vorhandenen Software vorzunehmen. Dies ein unschätzbares Werkzeug, um Antennen mit einander zu vergleichen, und auch für viele andere Anwendungen geeignet.

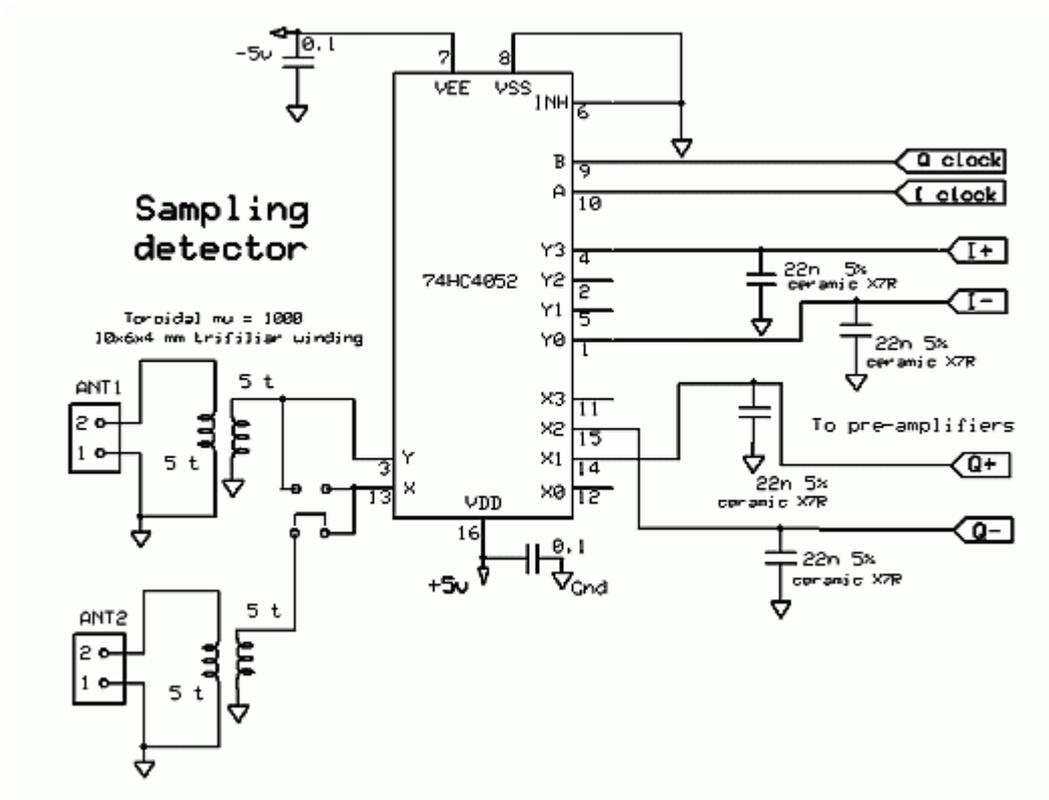


Abb. 9

Versuchsaufbau:

Standort: Hof in einem Haus in ländlicher Umgebung mit relativ ruhigen elektromagnetischen Bedingungen. In unmittelbarer Nähe gab es keine Industrie- oder Hausstörquellen. Die Sonnenaktivität lag nahe am absoluten Minimum (Juni 2008). Am selben Tag betrug die Anzahl der Sonnenflecken 0.

Referenzantenne: Asymmetrisch gespeister Dipol mit einer Länge von 80 m, 15 m mittlere Höhe über dem Boden. Antennentuner und 1: 1-Strombalun wurden verwendet, um die Antenne an den Empfängereingang anzupassen.

Kleine Magnetschleife: 1 Windung Kreisschleife mit 0,5 m Durchmesser. Die effektive Fläche beträgt 0,2 m². Es wurde Aluminiumdraht mit einem Durchmesser von 3,2 mm verwendet. Die gemessene Induktivität der Schleife betrug 1,7 μH. In Tabelle 1 sind gemessene (Q-Faktor) und berechnete (Rloss, Req, BW und SNRt) Parameter angegeben. SNRt ist ein theoretisch vorhergesagtes Verhältnis für eine Feldstärke von 0,2 μV / m.

Curcular loop, 1 turn, 0.5m diam. Aluminium 3.2mm						
f MHz	R_loss ohms	C pf	Q factor	Req Kom	Antenna Bandwidth KHz	Thermal S/N @0.2uV /m
1.8	0.18	4381	110	2.2	17	0.9
3.9	0.26	975	162	6.8	24	1.5
5.4	0.30	503	196	11.5	28	2.0
7.0	0.35	299	217	16.5	32	2.4
8.0	0.40	229	217	18.9	37	2.6
9.0	0.43	181	227	22.2	40	2.8
9.6	0.44	161	236	24.5	40	2.9
10.0	0.46	147	236	25.7	42	3.0
11.0	0.48	121	249	29.8	44	3.2
12.0	0.54	102	241	31.5	50	3.3
14.0	0.61	75	249	37.9	56	3.6
15.0	0.64	65	255	41.5	59	3.8
16.0	0.68	57	256	44.4	63	3.9
17.0	0.70	51	264	48.7	64	4.1
18.0	0.75	45	261	51.0	69	4.2
21.0	1.02	33	224	51.0	94	4.2

Tabelle 1

Die SML mit Vorverstärker gemäß Abb. 5 wurde auf einen Tisch ca. 1 m über dem Boden außerhalb des Hauses gestellt. Ein 8 m langes Koaxialkabel verbindet den Vorverstärker mit dem Empfänger. Beide Geräte wurden mit Batterien betrieben, um die möglichen Erdschleifen zu begrenzen.

Empfänger: Zweikanal-Direktmischempfänger mit einer Empfindlichkeit von -128 dBm bei 500 Hz. Das gemessene Übersprechen zwischen zwei Kanälen einschließlich der Soundkarte betrug <- 32 dB.

Software und Computer: Notebook Dell Inspiron 1501. Soundkarte Creative Live USB 24bit. Software Spektrumanalysator Spectralab v.4.32.13 von <http://www.soundtechnology.com/>.

Der Computer wurde während der Experimente auch von der internen Batterie gespeist. Alle diese Spektren wurden in den Amateurfunkbands aufgenommen. Auf jeder Figur befinden sich zwei Bilder - das Spektrum von SML und das einer Referenzantenne. Diese Bilder sind die Spektumbilder einer Live-Band mit verschiedenen Sendern mit unterschiedlichen Modulationen. Die CW-Signale haben schmale Spitzen und die SSB-Signale sind breiter - 2 bis 3 kHz. Die beiden Spektralkurven sind absolut synchronisiert. Die Amplitudenskala ist logarithmisch in dB und die Frequenzskala ist linear.

Die Abtastrate betrug 96 kHz und das Empfangsband betrug ebenfalls 96 kHz, da die Bildfrequenzen nicht gelöscht werden. Das bedeutet, daß diese Spektrogramme mit überlagerten Basisband- und Bildsignalen + - 48 kHz um den Überlagerungsoszillator liegen. Die Spektrogramme werden für eine Zeit zwischen 30 und 100 Sekunden gemittelt, um den Einfluß des zufälligen Rauschens und Verblässens zu verringern. Die Geräuschgrenze ist klar definiert - dies ist die Basislinie. Die Leistungsdichte wird normalisiert für eine Bandbreite von 1 Hz gemessen. Die anderen FFT-Parameter sind auf den Bildern sichtbar. Die Verstärkungsskala der beiden Kanäle ist nicht kalibriert und wird nicht benötigt.

Was wir messen wollen, ist das SNR-Verhältnis zwischen Signalen und der Rauschbasislinie in jedem Kanal. Die elektromagnetische Verstärkung ist für zwei Antennen sehr unterschiedlich. Die Referenzantenne gibt ein viel stärkeres Signal als SML, aber was uns interessiert, ist das SNR jeder

Antenne im Vergleich zu ihrem eigenen Rauschpegel - das ist wichtig für den Empfang. Dann kann für jede Antenne das SNR-Verhältnis gemessen und mit dem SNR-Verhältnis der anderen Antenne für das gleiche Spektralband und Signal verglichen werden.

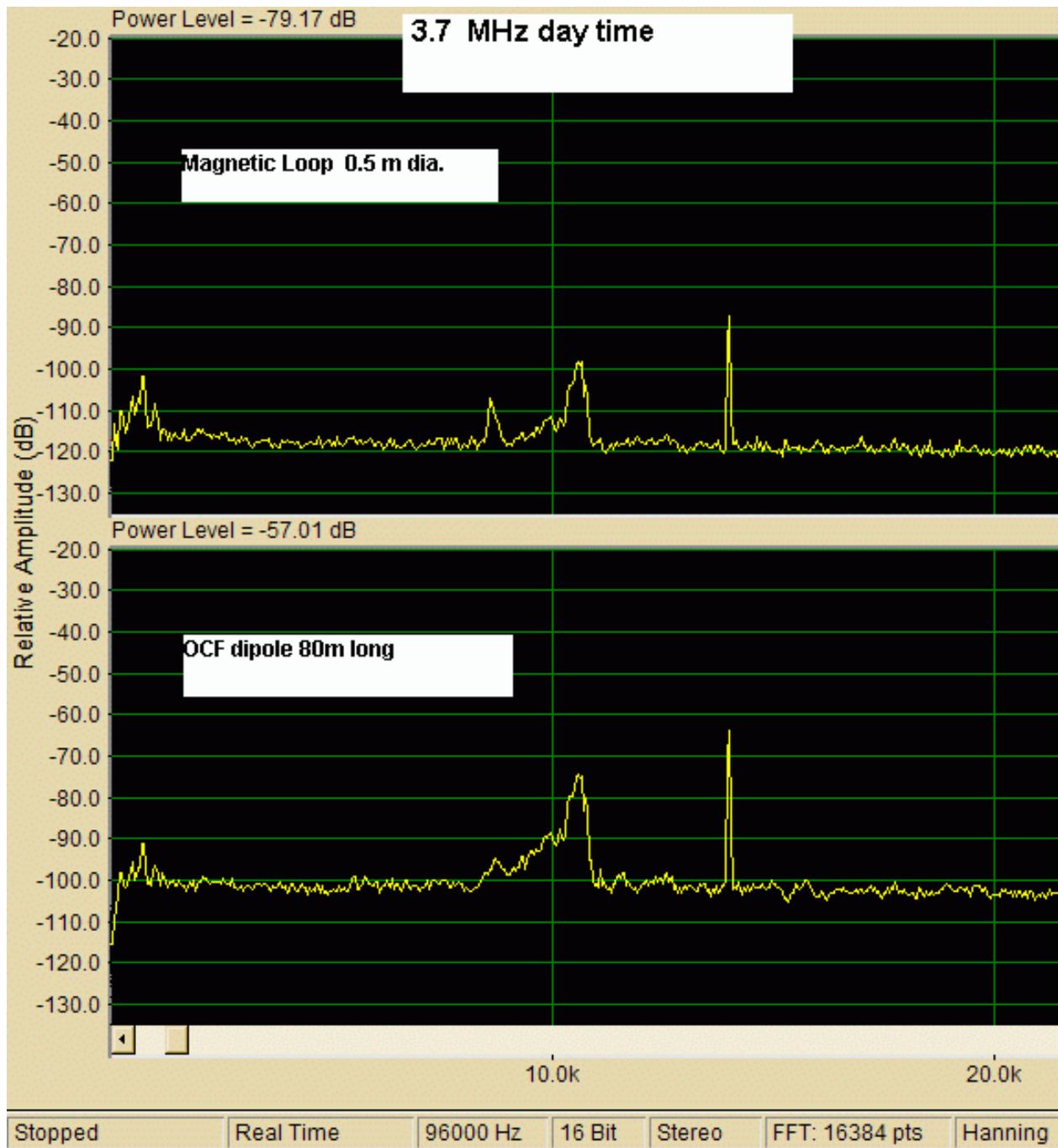


Abb. 10. 3,5 MHz, geringer Geräuschpegel tagsüber. Das SNR der Referenzantenne ist 6 dB besser als das SML. Die effektive Fläche und der Q-Faktor von SML sind unter diesen Bedingungen unzureichend. Auf diesem Band ist $Q = 160$ mit $C = 975$ pF.

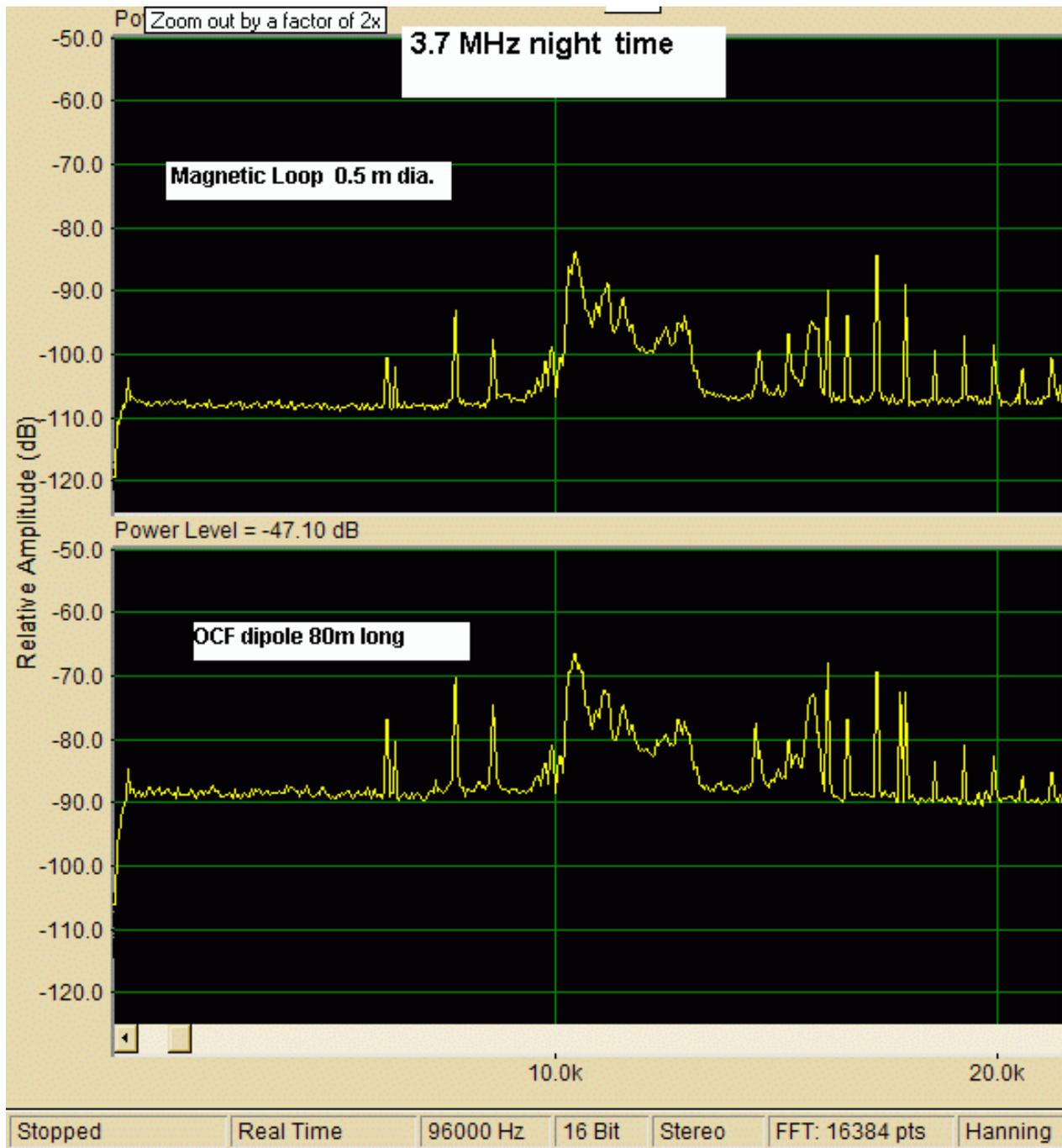


Abb. 11. 3,5-MHz-Band in der Nacht. Das Band ist offen und das atmosphärische Rauschen ist viel höher. Es gibt keinen signifikanten Unterschied im SNR von zwei Antennen.

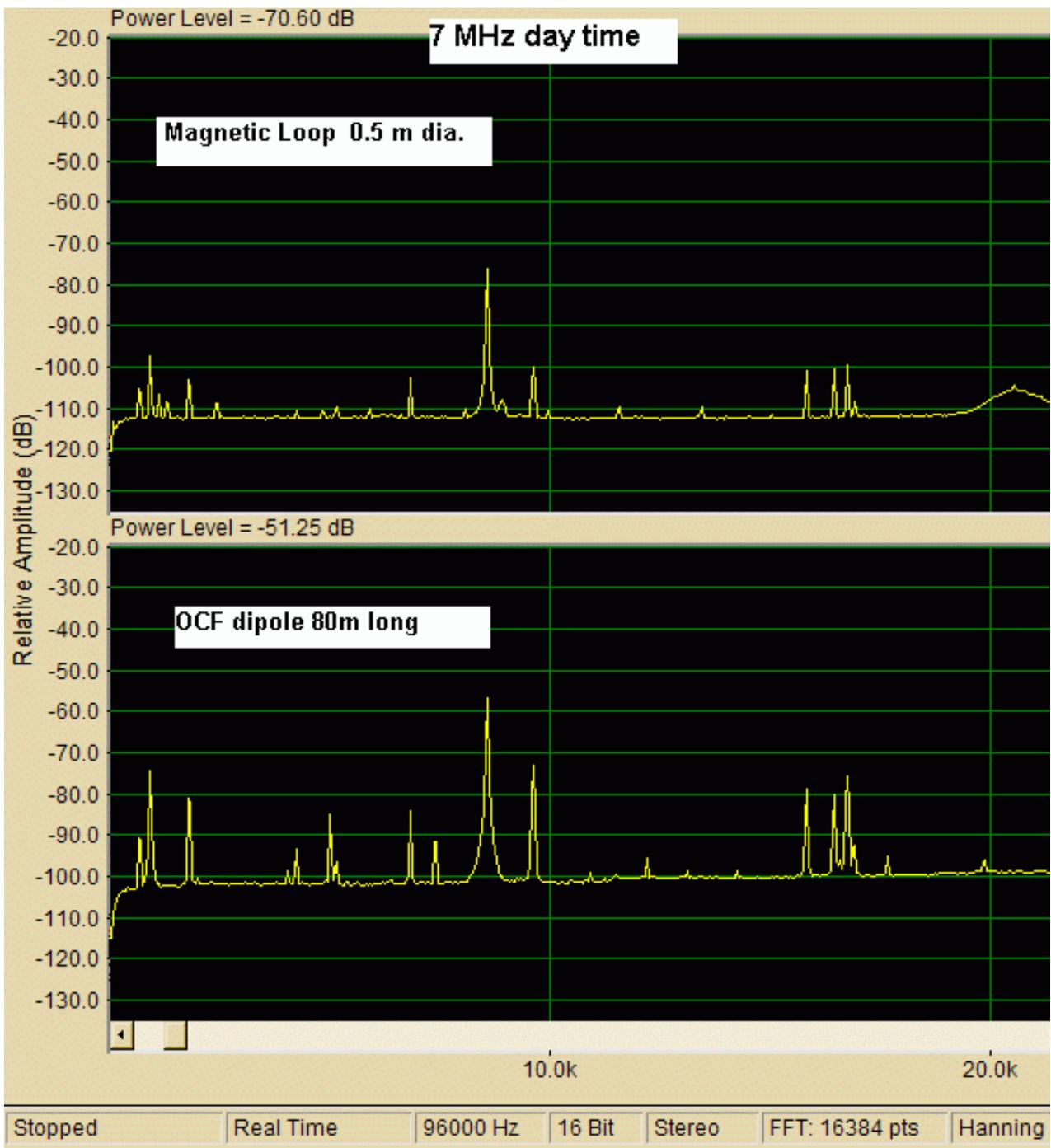


Abb. 12. 7 MHz, geringer Geräuschpegel tagsüber. Das SNR der Referenzantenne ist 10 dB besser als das SML. Die effektive Fläche und der Q-Faktor von SML sind unter diesen Bedingungen unzureichend. Auf diesem Band ist $Q = 215$ mit $C = 300$ pF.

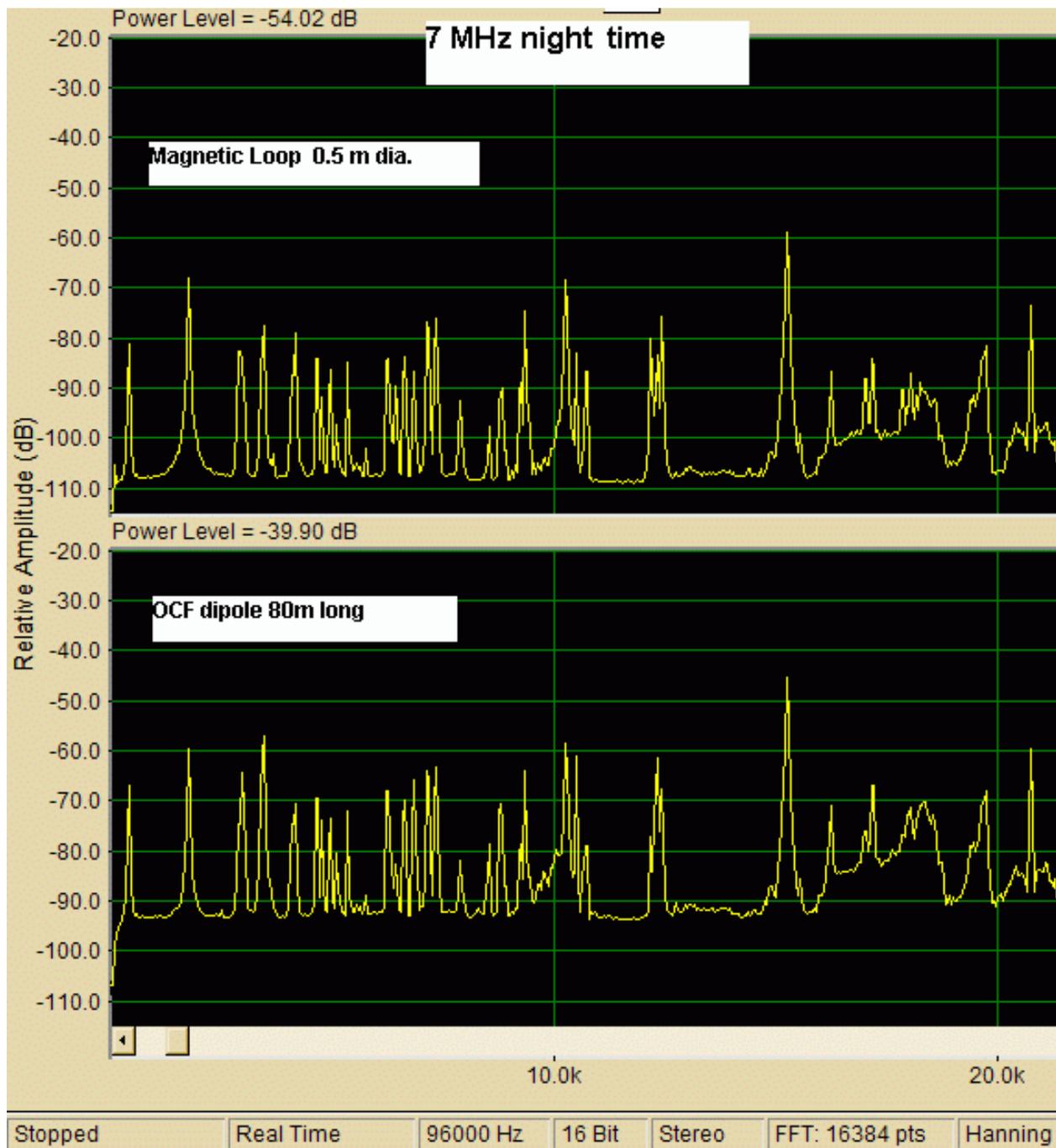


Abb. 13. 7 MHz Band in der Nacht. Das Band ist offen und das atmosphärische Rauschen ist viel höher. Es gibt keinen signifikanten Unterschied im SNR von zwei Antennen.

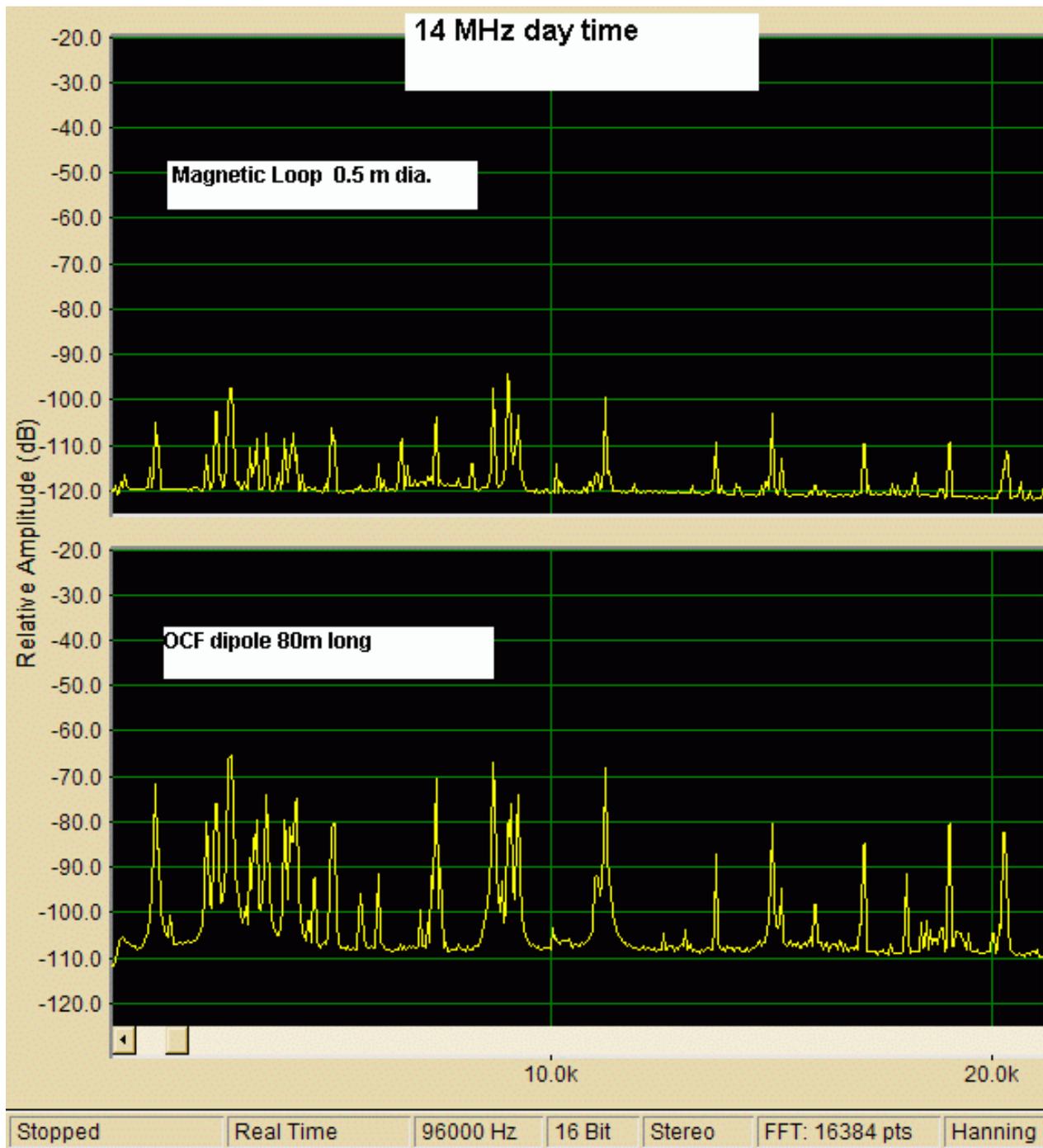


Abb. 14. 14 MHz, sehr geringer atmosphärischer Geräuschpegel. Das SNR ist in der Referenzantenne fast 20 dB besser. In diesem Fall gibt es auch eine Einschränkung durch unzureichende Empfindlichkeit des Hauptempfängers. Wie in Abb. 8 gezeigt, ist eine zusätzliche Verstärkung erforderlich, die das SNR verbessert. Auf dieser Bande ist $Q = 250$, $C = 75 \text{ pF}$.

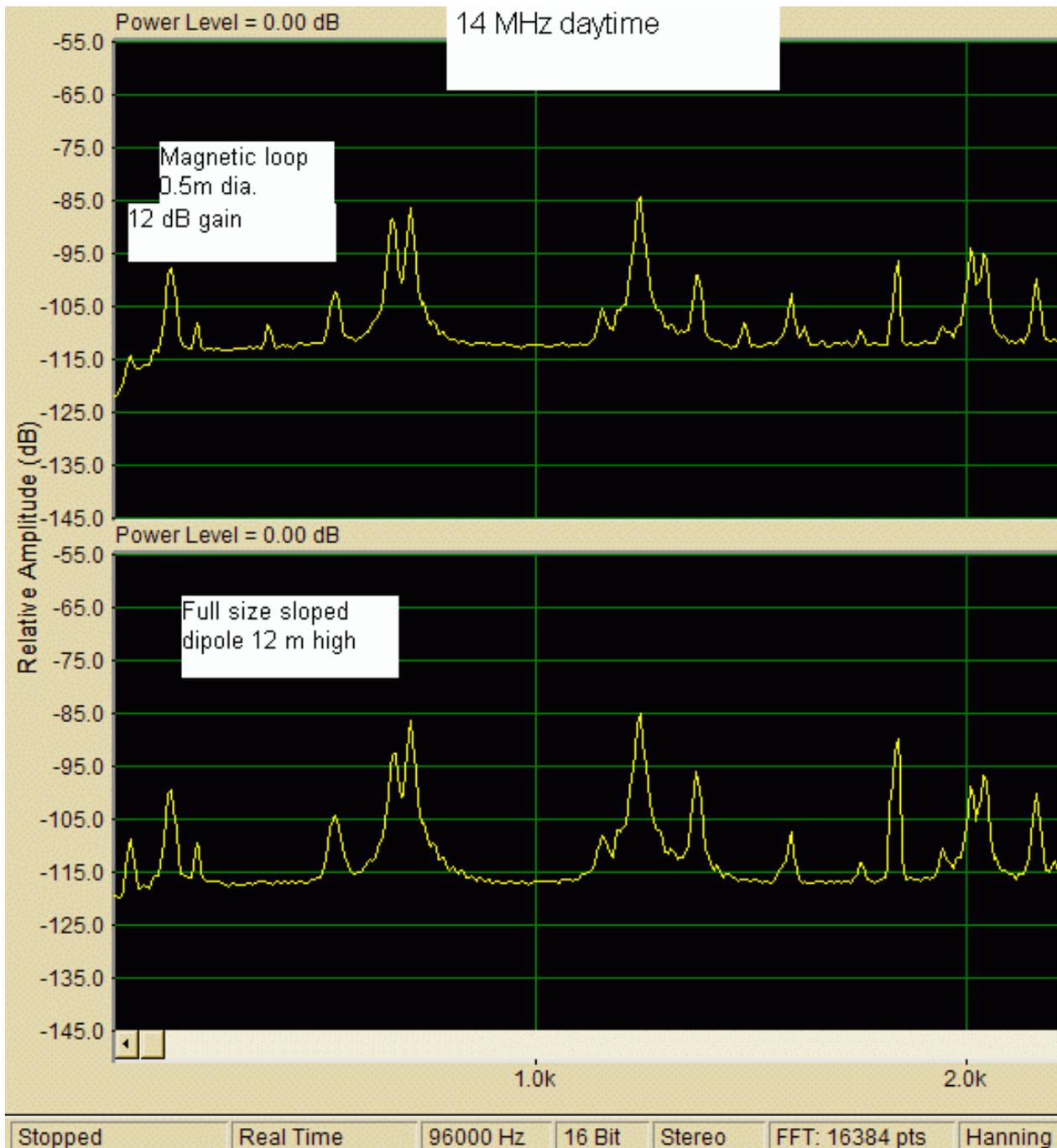


Abb. 14 a. 14 MHz, sehr geringer atmosphärischer Geräuschpegel. Ein zusätzlicher Vorverstärker mit 12 dB Verstärkung wird für SML verwendet, wie in 8 gezeigt. Das SNR von SML ist nur 2-3 dB niedriger als die Referenzantenne.

Bei diesen Experimenten gibt es Einschränkungen:

- Der absolute Pegel des atmosphärischen Geräusches ist nicht bekannt.
- Unterschiedliche Richtwirkung von SML und Referenzantenne.
- Die Referenzantenne hat eine viel größere Höhe als SML und ihre Verstärkung ist für den Empfang mit geringem Winkel größer. Dies führt automatisch zu einem erhöhten SNR-Verhältnis für Signale, die sich in großer Entfernung befinden.

Unabhängig von diesen Einschränkungen erlaubt dieses Experiment zu messen, ob die SML-Empfindlichkeit durch ihre physikalischen Parameter begrenzt ist. Ich möchte noch einmal betonen, daß das Ziel dieser Experimente darin besteht, zu messen, ob die SML-Empfindlichkeit durch

externes Rauschen oder durch ihre physikalischen Abmessungen begrenzt ist. Wenn der begrenzende Faktor das externe Rauschen ist, müssen die SML-Parameter nicht mehr verfeinert werden. Ich erkläre nicht, daß SML beim Empfang einer Antenne voller Größe entspricht. Die Ergebnisse dieser Experimente stimmen mit den theoretischen Annahmen überein.

SML in lokalem Rauschen

Die Schlußfolgerungen aus früheren Experimenten sind, daß die SML keine außergewöhnliche leise Antenne für die ionosphärischen Signale ist (es gibt solche Mythen in der Amateurfunkgemeinschaft).

Ist diese Antenne immun gegen lokales Rauschen? Der größte Teil des lokalen Rauschens wird von den Stromleitungen, Kabelfernsehleitungen und Ethernet-Leitungen erzeugt. Diese Störungen werden als gepulste Stromversorgung bezeichnet, da in all diesen Leitungen eine Netzspannung (10 bis 90 Volt) an Schalter und Verstärker oder Energiesparlampen angelegt wird. Normalerweise ist das Netzteil für einen Ethernet-Switch ein Schaltnetzteil mit schlechter oder gar keiner Filterung. Diese gepulsten Versorgungen senden Breitbandrauschen aus, das sich entlang der Kabel ausbreitet. Diese Rauschquellen haben keine richtig angepaßte Antenne, daher strahlen sie hauptsächlich als Nahzonenstrahler (lesen Sie darüber im ARRL-Antennenbuch), bei denen das Nahfeld (auch als reaktives Feld bezeichnet) möglicherweise eine sehr hohe Intensität aufweist. In der Nahzone nimmt die Intensität des Feldes mit dem Quadrat oder sogar mit der dritten Potenz aus der Entfernung zur Quelle ab.

In der Nahzone ist jeder Meter zusätzlicher Abstand von der Geräuschquelle sehr wichtig. Meine Experimente zeigen, daß es im Vergleich zu einer Antenne voller Größe keine so besondere Immunität von SML gibt. Im Gegenteil - eine Antenne in voller Größe, die hoch über dem Haus platziert ist, ist für Strahlungen in der Nähe der Zone besser geeignet. Eine symmetrische SML mit Gleichtaktmodus ist sehr empfindlich gegenüber Nahfeld-Magnetkomponentenquellen, beispielsweise einem Fernsehgerät. Wenn die SML nicht ausgeglichen ist, ist sie auch empfindlich gegenüber Rauschquellen für elektrische Komponenten im Nahfeld. Aber ich denke, daß die Antwort auf den guten Ruf von SML einen festen Grund hat. Die SML ist eine sehr kompakte Richtantenne. Es kann möglich sein, einen sehr ruhigen Ort auf dem Hof oder Balkon oder an einem anderen Ort zu finden, an dem die häuslichen Störungen in einigen Fällen viel geringer oder aufgehoben sind.

DX-Empfang mit SML

Es ist interessant zu wissen, welche SML für den DX-Empfang ausgelegt sein muß. Die Analyse zeigt (siehe Abb. 4), daß die Größe von SML sehr gering sein kann. Ich schlage die folgenden unteren Kantenmaße von Schleifen vor:

1,8 und 3,5 MHz 1 Windung, $D = 0,88 \text{ m}$, $A = 0,6 \text{ m}^2$, $Q > 150$, $L = 3 \text{ } \mu\text{H}$, Drahtdurchmesser. $d = 4 \text{ mm}$, Leiter Kupfer oder Aluminium. Der Vorverstärker sollte wie in Abb. 5 sein.

Universal: 1 Windung, $D = 0,5 \text{ m}$, $A = 0,2 \text{ m}^2$, $Q > 200$, $L = 1,7 \text{ } \mu\text{H}$, Drahtdurchmesser. $d = 4 \text{ mm}$, Leiter Kupfer oder Aluminium. Wenn der Hauptempfänger eine Empfindlichkeit $< 130 \text{ dBm}$ bei 500 Hz hat, sollte der Vorverstärker wie in Abb. 8 sein (zusätzliche Verstärkung von 12 dB).

Erwarten Sie keine Wunder - die SML ist keine Niederwinkel-Schmalstrahlantenne wie Beverage, sondern sehr, sehr kompakt. Für den täglichen Gebrauch ist meine persönliche Wahl das Universal SML mit Aluminiumleiter. Diese SML hat einen hohen Q-Faktor, ist sehr einfach und leicht und kann mit sehr großen Kapazitätswerten bis zu sehr niedrigen Frequenzen arbeiten.

Schlußfolgerungen:

1. Das thermische Rauschen der Verlustfestigkeit ist der begrenzende Faktor für die SML-Empfindlichkeit.
2. Eine Gleichung für das Signal-Wärme-Rausch-Verhältnis wird als Funktion der effektiven Fläche und des Verlustwiderstands angegeben.
3. Die maximale Empfindlichkeit wird mit einem rauscharmen J-FET-Vorverstärker erreicht.
4. Das Arbeitsband der SML kann bei höheren Frequenzen mit parallelen Induktivitäten erhöht werden.
5. Die SML kann mit einem Breitband-Balun-Transformator am Vorverstärkerausgang unsymmetrisch sein.
6. Die minimale effektive Fläche der SML wird für ein gegebenes SNRt-Verhältnis geschätzt. Es wird ein Diagramm angegeben, in dem der Q-Faktor und die Fläche der Schleife betroffen sind.
7. Experimentell wurde nachgewiesen, daß die SML-Empfindlichkeit durch atmosphärisches Rauschen begrenzt werden kann, wie dies bei einer Antenne voller Größe der Fall ist.
8. Nicht abgeschirmte kreisförmige SML mit einer Windung ist mechanisch einfach und funktioniert mit einem großen Parallelkondensator bei niedrigeren Frequenzen zufriedenstellend.
9. Eine Excel-Tabelle wird bereitgestellt, um den SNRt zu schätzen und die grundlegenden SML-Parameter zu berechnen und zu optimieren.

Anhang 1. Verschlechterung des Signal-Rausch-Verhältnisses, wenn SML mit zusätzlichen parallelen Induktivitäten abgestimmt wird

Um die Analyse zu vereinfachen, werden Admittanzen und Stromquellen verwendet, da alle Elemente parallel geschaltet sind. Das Ersatzschaltbild in Abb. 16a kann in das in Abb. 16b umgewandelt werden. Die parallelen Kapazitäten werden vernachlässigt, da sie die Analyse nicht beeinflussen. Das SNRt-Verhältnis der Schaltung in Abb. 16b muß mit dem in Abb. 16c verglichen werden, wo es eine zusätzliche parallele Induktivität gibt.

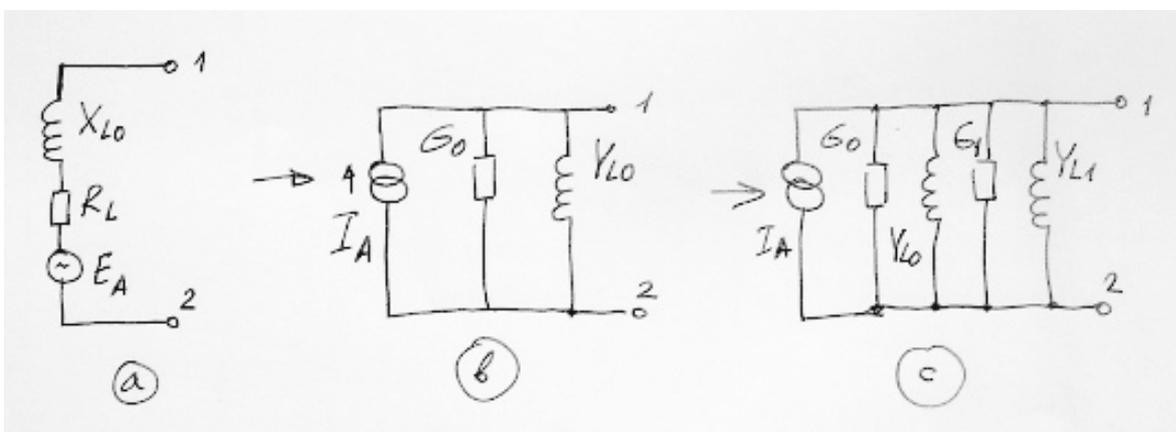


Abb. 16.

Bei $X_{L0} \gg R_0$ müssen keine komplexen Zahlenwerte verwendet werden. Wenn der Q-Faktor > 50 ist, ist diese Anforderung erfüllt. Die vereinfachten Gleichungen sind:

$$I_A = E / X_{L0} \quad G_0 = 1 / (R_L X_{L0}^2) \quad \text{und} \quad Y_{L0} = 1 / X_{L0}$$

Die Signalleistung an den Klemmen 1 und 2 beträgt:

$$P_S = I_A^2 / Y_{L0}$$

Die Rauschleistung der Admittanz G_0 an denselben Klemmen beträgt:

$$P_N = (4k T G_0 B_w) / Y_{L0}$$

Das Signal-Rausch-Verhältnis ist:

$$P_S / P_{N0} = \frac{I_A^2}{4k T G_0 B_w} \quad (9)$$

Wenn eine parallele Induktivität wie in Abb. 16c hinzugefügt wird, ist dieses Verhältnis:

$$P_S / P_{N1} = \frac{I_A^2}{4k T (G_0 + G_1) B_w} \quad (10)$$

Wenn (9) durch (10) geteilt wird, wird eine neue Größe K_D erhalten, die die Beeinträchtigung des Signal-Rausch-Verhältnisses ist.

$$K_D = \frac{G_0 + G_1}{G_0} \quad (11)$$

Zurück zu bekannten Impedanzen und unter Berücksichtigung dessen $G = 1 / (QX_L)$:

$$K_D = 1 + \frac{Q_0 X_{L0}}{Q_1 X_{L1}} \quad (12)$$

Hier ist Q der Q-Faktor der entsprechenden Induktivität. (Beachten Sie, daß K_D ein Leistungsverhältnis im Vergleich zum SNRt-Verhältnis ist, das als Spannungsverhältnis definiert wurde. Diese Werte müssen in dB angegeben werden, um Verwechslungen zu vermeiden.) Gleichung (12) gibt eine quantitative Antwort auf einige intuitiv offensichtliche Zusammenhänge - daß die zusätzliche Induktivität einen hohen Q-Faktor haben muß und keinen sehr unterschiedlichen Wert von der SML-Induktivität haben darf. Wenn wir beispielsweise die Parallelschleife L1 mit der gleichen Induktivität und dem gleichen Q-Faktor wie SML anschließen, wird das SNRt um 3 dB (2-fache Leistung) reduziert. Andererseits wird die Bandbreite der SML um fast 50% zunehmen. In vielen Fällen ist dieser Kompromiß akzeptabel, da sich der mechanische Aufbau des SML nicht ändern darf.

Anhang 2.

Verschlechterung des Signal-Rausch-Verhältnisses von SML durch parallele Kapazitäten

Die gleiche Gleichung (12) gilt für den parallelen Anschluß einer beliebigen reaktiven Komponente - beispielsweise eines Kondensators. Dann lautet die Gleichung für einen parallelen realen Kondensator:

$$K_D = 1 + \frac{Q_L X_L}{Q_C X_C} \quad (13)$$

Sei $Q_L = 200$ und $Q_C = 1000$ und die Schaltung ist in Resonanz - $X_L = X_C$. Dann ist $K_D = 1,2$, dies ist eine Reduzierung von 0,8 dB gegenüber den Verlusten im Kondensator.

Links und Schriften:

1. ARRL Antenna book ed. 2005 Chapter 5
2. Small Antenna Design, Douglas B. Miron, 2006, Elsevier Inc. ISBN-13: 978-0-7506-7861-2
3. Приемные феритовые антенны , Госэнергоиздат 1963, В.И.Хомич,
[http://publ.lib.ru/ARCHIVES/M/"Massovaya_radiobiblioteka"/"Massovaya_radiobiblioteka" 0400-0499 .html#0485](http://publ.lib.ru/ARCHIVES/M/)
4. N4YWK <http://www.vlf.it/octoloop/rlt-n4ywk.htm>
5. Nikolova N.
http://www.ece.mcmaster.ca/faculty/nikolova/antenna_dload/current_lectures/L12_Loop.pdf
<http://www.antentop.org/004/files/tr004.pdf>
6. Butler VK5BR <http://users.tpg.com.au/lbutler/VLF-LFLoopAerial.htm>
<http://users.tpg.com.au/lbutler/Loop18MHz.htm>
7. Grechihin A. <http://rf.atnn.ru/s4/an-b92.html>
8. Ferrite Rod Antennas for HF? R.H.M. Poole, BBC WHP091 <http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/whp/index.shtml>
9. Forum: <http://www.radioscanner.ru/forum/index.php?action=vthread&forum=5&topic=22993&page=52>

Chavdar, LZ1AQ April – June 2008