

## Prinzip der magnetischen Antenne

Eine Antenne zum Nachweis elektromagnetischer Wellen besteht im einfachsten Fall aus einem langgestreckten metallischen Stab. Das elektrische Feld der Welle versetzt die Elektronen des Metalls in Schwingungen und macht den Stab zu einer Spannungsquelle, deren Spannung dem Takt der Feldstärke folgt. Sie lässt sich messen. Neben dem elektrischen kann auch das magnetische Feld der Welle zum Nachweis benutzt werden. Dazu benötigt man eine Leiterschleife, an deren Enden das sich zeitlich ändernde Magnetfeld eine Spannung erzeugt. Auch diese Spannung folgt dem Takt der Feldstärke, hier der magnetischen Feldstärke, und lässt sich messen.

Im Folgenden geht es um die *magnetische* Antenne, also um eine auf dem Prinzip der Leiterschleife beruhende Empfangsvorrichtung. Sie soll elektromagnetische Signale mit sehr niedriger Frequenz nachweisen, beispielsweise die Schumann-Resonanzen bei 7,8 Hz, 14 Hz, 21 Hz, ... bis etwa 45 Hz.

Unsere Antenne besteht aus vielen hintereinander geschalteten Leiterschleifen, so dass sich die an ihren Enden erzeugten Spannungen addieren. Dazu wird der Draht des Leiters mehrfach um den Rand einer *ebenen* Fläche gewunden. Wir setzen  $N$  Windungen voraus und bezeichnen den Inhalt der umwickelten Fläche mit  $A$ . Dann ist die insgesamt erzeugte Spannung  $U$  nach dem Faradayschen Induktionsgesetz gegeben durch

$$(1) \quad U = N \frac{d}{dt} (\mathbf{B} \cdot \mathbf{A}).$$

Dabei ist  $\mathbf{B}$  der Vektor der magnetischen Feldstärke und  $\mathbf{A}$  der Vektor, dessen Betrag der Flächeninhalt  $A$  ist und der in Richtung der Flächennormalen zeigt. Der Punkt steht für das Skalarprodukt der beiden Vektoren. Setzen wir voraus, dass die Linien der magnetischen Feldstärke die Leiterschleife senkrecht durchstoßen, ist das Skalarprodukt  $\mathbf{B} \cdot \mathbf{A}$  gleich dem Produkt  $B \cdot A$  der jeweiligen Beträge. Im einfachsten Fall ändert sich die Feldstärke  $B$  sinusförmig mit der Zeit, so dass gilt  $B(t) = B_0 \sin(\omega t)$ . Dabei ist  $B_0$  der Maximalwert und  $\omega$  die Kreisfrequenz der Feldstärkeänderung. Wie üblich, ist die normale Frequenz  $f = \omega/2\pi$ . Für die zeitliche Änderungsrate von  $B$  folgt dann  $dB(t)/dt = \omega \cdot B_0 \cos(\omega t)$ . Das beim Differenzieren von  $\sin(\omega t)$  entstehende Minuszeichen unterschlagen wir, es verschiebt zwar die Phase der Schwingung, wirkt sich aber in der nachfolgenden Rechnung nicht aus.

Da wir mit Effektivwerten (*rms*-Werten) rechnen wollen, bilden wir die Wurzel aus dem Mittelwert des Quadrats von  $B(t)$  und geben dem Formelsymbol  $B$  die Bedeutung des *rms*-Werts der Feldstärke<sup>2</sup>. Aus Gleichung (1) folgt dann für den *rms*-Wert der Leerlauf-Induktionsspannung

$$(2) \quad U = N \omega A B .$$

Erfahrungsgemäß ist die mit normalem Aufwand erreichbare Spannung  $U$  im Fall der Schumann-Resonanzen kaum größer als die mittlere Spannung, die durch thermisches und elektronisches Rauschen verursacht wird. Das erfordert nachfolgende Überlegungen.

## Dimensionierung der Antenne

Die Feldstärke der niedrigsten Schumann-Resonanzen bei etwa 8 Hz und 16 Hz ist von der Größenordnung  $B = 1 \text{ pT}$  ( $1 \text{ pT} = 1 \text{ PicoTesla} = 10^{-12} \text{ T}$ ). Um die Resonanz nachzuweisen, muss sich die Spannung, die ihr nach Gleichung (2) entspricht, deutlich aus dem Rauschen hervorheben. Die Spannung ließe sich, so würde man zunächst denken, durch eine große Windungszahl  $N$  der Antenne beliebig steigern. Eine große Windungszahl verursacht jedoch einen großen ohmschen Widerstand der Antennendrahtwicklung und daher einen entsprechend hohen, thermisch bedingten Rauschpegel.

Untersuchungen zum thermischen Rauschen von Loop-Antennen (und zum Eingangsrauschen des in der Regel zusätzlich benötigten Antennenverstärkers) stammen beispielsweise von R. Romero<sup>3</sup>. Er

berechnete, für eine Reihe typischer Antennen und rauscharmer Antennenverstärker, die Signalstärke im Bereich der Schumann-Resonanzen und verglich sie mit dem zu erwartenden Rauschpegel. Eine seiner als geeignet betrachteten Antennen hat  $N = 800$  Windungen bei einer umwickelten Fläche von  $A = 1 \text{ m}^2$  (Beispiel No. 1 bei Romero<sup>3</sup>). Ich orientiere mich an diesen Werten, wähle ebenfalls  $A = 1 \text{ m}^2$ , begnüge mich jedoch mit  $N = 600$  Windungen bei meiner Antenne. Abbildung 1 zeigt ein Foto.



Abbildung 1 Foto der Antenne. Der Holzrahmen hat eine Seitenlänge vom 1 m. An seiner Außenseite ist der Kabelkanal (in grauer Farbe) zu erkennen, in dem die 600 Windungen des Antennendrahts untergebracht sind.

Die Antenne ist sehr einfach aufgebaut. Ihre mechanische Stabilität liefern Holzlatten vom Querschnitt  $2,5 \times 4,5 \text{ cm}^2$ , die zu einem quadratischen Rahmen mit der Seitenlänge 1 m verbunden sind. Die Latten sind auf der Außenseite rundum mit einem Kunststoff-Kabelkanal versehen, der die 600 Windungen des Antennendrahtes aufnimmt. Als Draht wird ein lackisolierter Kupferdraht verwendet.

Eine Antenne mit  $N = 600$  und  $A = 1 \text{ m}^2$  sollte nach Gleichung (2) im Bereich der ersten beiden Schumann-Resonanzen, also für etwa  $f = 10 \text{ Hz}$  (Kreisfrequenz  $\omega = 2\pi f = 63 \text{ s}^{-1}$ ) und  $B = 1 \text{ pT}$  eine *rms*-Spannung liefern von rund 38 nV ( $1 \text{ nV} = 1 \text{ NanoVolt} = 10^{-9} \text{ V}$ ). Der Wert ist ernüchternd klein und wirft in der Tat die Frage auf, ob sich das Induktionssignal der Schumann-Resonanzen wirklich aus dem thermischen Rauschen der Antenne herausfiltern lässt. Zudem müsste es sich auch gegenüber dem Eingangsrauschen des Verstärkers behaupten. Dazu die nachfolgenden Überlegungen.

#### Leistungsdichte des (Antennen-)Rauschens im Bereich der Schumann-Resonanzen

Da Rauschquellen, gleich welcher Herkunft, in der Regel ein breitbandiges Frequenzspektrum erzeugen, hängt die in Messgeräten registrierte Rauschspannung von der Bandbreite ab, mit der diese Geräte Wechselspannungssignale verarbeiten. Das zu verarbeitende Wechselspannungssignal ist die nach Gleichung (2) induzierte Spannung, mit der die Schumann-Resonanzen nachgewiesen werden sollen. Da in unserem Fall die Bandbreite des Messgeräts schwierig zu bestimmen ist, vergleichen wir Nachweis- und Rauschsignal – schätzen also das Signal-zu-Rausch-Verhältnis – auf der Ebene der Spannungs- oder Leistungsdichten. Diese Größen sind unabhängig von der Bandbreite des Nachweisgeräts.

Die Spannungsdichte, also die Größe  $\Delta U / \Delta \sqrt{f}$ , wird gemessen in der Einheit Volt/ $\sqrt{\text{Hertz}}$  ( $\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ ), als Leistungsdichte soll deren Quadrat oder eine dazu proportionale Größe bezeichnet werden.

Ausgangspunkt unseres Vergleichs von Nachweis- und Rauschsignal ist die Messung des Antennenrauschens für *ELF*-Frequenzen, die 1996 von Labendz<sup>5</sup> ausgeführt wurde. Abbildung 2 zeigt

ein von ihm veröffentlichtes Spektrum der Größe  $\Delta B^2/\Delta f$  (in der Einheit  $\text{pT}^2/\text{Hz}$ ) für Frequenzen unterhalb 20 Hz. Diese Größe ist der Leistungsdichte proportional.

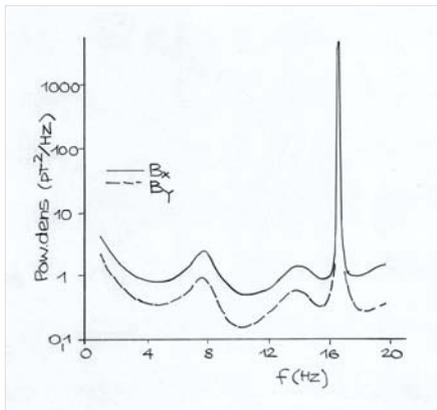


Abbildung 2 Leistungsdichte  $\Delta B^2/\Delta f$  des Antennenrauschens unterhalb 20 Hz nach D. Labenz<sup>5</sup> (Nachzeichnung)

Das Spektrum enthält ausgeprägte Peaks bei etwa 8 Hz und 16 Hz mit einer Bandbreite der Größenordnung 4 Hz. Sie lassen sich aufgrund ihrer Lage den beiden ersten Schumann-Resonanzen zuordnen. Ihre Bandbreite stimmt außerdem gut überein mit der Abschätzung von Jackson<sup>6</sup>. Der vergleichsweise schmale Peak bei etwa 17 Hz könnte vom 16 2/3-Hz Bahnstrom herrühren.

Zur Abschätzung unseres Signal-zu-Rausch-Verhältnisses gehen wir aus von den Leistungsdichten dieser Abbildung. Sie erreichen im Maximum der Schumann-Peaks eine Höhe von der Größenordnung  $\Delta B^2/\Delta f = 1 \text{ pT}^2/\text{Hz}$ . Wir rechnen daher mit einer (Feldstärken-)Dichte  $\Delta B/\Delta\sqrt{f} = 1 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$  und formen diese Zahl nach Gleichung (2) um in die Dichte der induzierten Spannung. Dabei benutzen wir die Werte  $N = 600$  und  $A = 1 \text{ m}^2$  unserer Loop und setzen als Frequenz  $f = 10 \text{ Hz}$ . Das ergibt als Induktions- und damit Signalspannungsdichte

$$(3) \quad \frac{\Delta U}{\Delta\sqrt{f}} = N\omega A \cdot \frac{\Delta B}{\Delta\sqrt{f}} = 600 \cdot 2\pi \cdot 10 \frac{1}{s} \cdot 1 \text{ m}^2 \cdot 10^{-12} \frac{\text{Vs}}{\text{m}^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\text{Hz}}} = 38 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}.$$

Dieser Wert sollte deutlich über der Dichte der Rauschspannung liegen. Zum Rauschen tragen zwei Quellen bei: Zum einen die thermische Bewegung der Ladungsträger im Antennendraht, zum anderen das Rauschen der Verstärker-Elektronik (Schrot- und  $1/f$ -Rauschen in den Halbleiterbauelementen des Verstärkers). Wir betrachten zunächst das thermische Rauschen.

### Thermisches Rauschen

Die thermische Bewegung der Ladungsträger in einem ohmschen Widerstand verursacht an dessen Enden eine Wechselspannung, deren Dichte über einen großen Bereich von Frequenzen konstant ist. Nach Nyquist ist diese Rauschspannungsdichte (Einheit  $\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ ) gegeben durch

$$(4) \quad \frac{\Delta U_{Nth}}{\Delta\sqrt{f}} = \sqrt{4kTR}.$$

Dabei ist  $k$  die Boltzmannkonstante  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$  (Joule/Kelvin),  $T$  die absolute Temperatur und  $R$  der Wert des Widerstands. Der Index  $N$  bei  $\Delta U_{Nth}$  steht für Noise (Rauschen), der Zusatz *th* für *thermisch*. Für  $T = 300 \text{ K}$  erhält man aus (4) die Zahlenwertgleichung

$$(5) \quad \frac{\Delta U_{Nth}}{\Delta\sqrt{f}} \cong 4 \sqrt{\frac{R}{k\Omega}} \cdot \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}.$$

Meine Loop-Antenne besteht aus 2400 m Kupferdraht (600 Windungen mal dem Umfang des Antennen-Rahmens, also  $600 \cdot 4 \text{ m} = 2400 \text{ m}$ ) mit einem Durchmesser  $D = 0,36 \text{ mm}$ . Ihr ohmscher Widerstand berechnet sich nach

$$(6) \quad R = \rho \frac{l_D}{A_D}$$

mit  $\rho = 0,017 \text{ } \Omega\text{mm}^2/\text{m}$ , dem spezifischen Widerstand von Kupfer,  $l_D$  der Länge und  $A_D$  der Querschnittsfläche des Drahtes. Mit  $l_D = 2400 \text{ m}$  und  $A_D = \pi (D/2)^2 = 0,0908 \text{ mm}^2$  folgt  $R = 450 \text{ } \Omega$ . Die Messung ergab  $R = 460 \text{ } \Omega$  (bei  $20^\circ\text{C}$ ). Wir rechnen mit dem gemessenen Wert und erhalten als Spannungsdichte des thermischen Rauschens

$$(7) \quad \frac{\Delta U_{Nth}}{\Delta \sqrt{f}} \cong 4 \sqrt{\frac{R}{k\Omega}} \cdot \frac{nV}{\sqrt{Hz}} = 4 \sqrt{0,460} \cdot \frac{nV}{\sqrt{Hz}} = 2,71 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}.$$

Dieser Wert ist zwar klein gegenüber der Dichte  $\Delta U/\Delta \sqrt{f} = 38 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  der Signalspannung, muss jedoch noch um den Beitrag des Verstärkerrauschens ergänzt werden. Bevor wir diesen abschätzen, eine kurze Beschreibung der Verstärker-Schaltung und deren Begründung.

### Signalstärke in Abhängigkeit von der Empfangsfrequenz

Gegeben ist das Induktionssignal der Loop-Antenne. Da es Nachweisgeräte nicht direkt ansteuern kann, muss es verstärkt werden. In vielen Fällen möchte man es in einer Art Radio-Empfänger sichtbar oder hörbar machen, wobei der Empfänger über einen möglichst großen Frequenzbereich hinweg gleichbleibend empfindlich sein soll. Für den bloßen Nachweis der Schumann-Resonanzen spielt diese Bedingung keine Rolle, aber auch in diesem Fall muss das Signal verstärkt werden – und fängt dabei das Rauschen der Verstärker-Bauelemente ein. Daher ein Blick auf die Verstärkerschaltung.

Verstärkerschaltungen für Loop-Antennen, bei der das Induktionssignal nach erfolgter Verstärkung von der Frequenz weitgehend unabhängig ist, werden von Romero<sup>3</sup> und Bruno<sup>4</sup> angegeben. Die von mir verwandte Schaltung ist ein Nachbau der von Romero vorgeschlagenen Variante<sup>3</sup>. Das Prinzip der Schaltung (und der Messung) besteht darin, die Antenne kurz zu schließen und den Kurzschlussstrom als Messgröße in irgendeiner Form zur Anzeige zu bringen<sup>3,4</sup>. Das heißt, man betreibt die Antenne in dem in Abbildung 3 dargestellten Stromkreis aus Spannungsquelle  $U$ , Induktivität  $L$  und Ohmschem Widerstand  $R$  der Loop-Wicklungen.

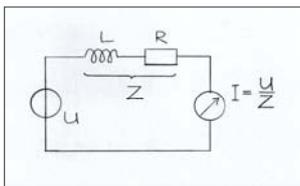


Abbildung 3 Stromkreis bei Kurzschlussbetrieb der Antenne, dargestellt durch die Reihenschaltung von Induktivität  $L$  und Widerstand  $R$ . Messgröße ist der im Kreis fließende (Kurzschluss-)Strom  $I$ .

Der Kurzschlussstrom  $I$  ist der Quotient aus Leerlaufspannung  $U$  nach Gleichung (2) und der Impedanz

$$(8) \quad Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

der Loop-Antenne, also

$$(9) \quad I = \frac{U}{Z} = \frac{N\omega AB}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}.$$

Diese Gleichung zeigt, dass man in der Tat einen von der Frequenz unabhängigen Strom  $I$  erhält, wenn der Ohmsche Widerstand  $R$  gegenüber der Reaktanz  $\omega L$  der Antennenspule vernachlässigbar ist. Das ist bei großen Frequenzen der Fall. Bei kleinen Frequenzen überwiegt  $R$  gegenüber  $\omega L$ , so dass  $I$  linear mit der Frequenz ansteigt. Dieser Anstieg geht oberhalb der Frequenz  $f_c = R/2\pi L$  in die horizontale Gerade über, die der Unabhängigkeit von  $f$  entspricht (Abbildung 4).

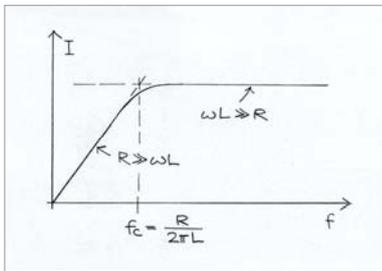


Abbildung 4 Frequenzgang des Kurzschlussstroms. Bezeichnungen siehe Text

Technisch realisiert man den Kurzschluss mit Hilfe eines rückgekoppelten invertierenden Operationsverstärkers. Schaltungen findet man beispielsweise bei Romero<sup>3</sup> und Bruno<sup>4</sup>. Der Verstärker arbeitet eingangsseitig als virtueller Massepunkt und wandelt das Strom- in ein Spannungssignal um. Abbildung 5 zeigt das Prinzipschaltbild der Anordnung.

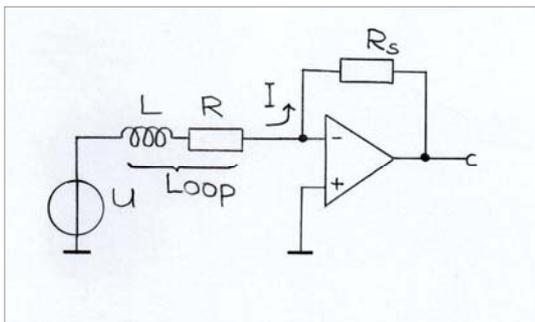


Abbildung 5 Prinzipschaltung des Messverfahrens mit virtuellem Kurzschluss, siehe Text.

Man verbindet die Antenne mit dem negativen Eingang des Operationsverstärkers, sein positiver Eingang ist geerdet. Da jede Abweichung der Eingangsspannung vom Wert Null von der Rückkopplung ausgegletzt wird, ist der negative Eingang ein virtueller Massepunkt oder Kurzschluss. Zudem fließt wegen des hohen Eingangswiderstands praktisch kein Strom in den Verstärker hinein, so dass der gesamte Kurzschlussstrom durch den Rückkopplungswiderstand  $R_S$  zum Verstärkerausgang geleitet wird. Abbildung 6 zeigt das Stromlaufdiagramm des real benutzten Verstärkers.

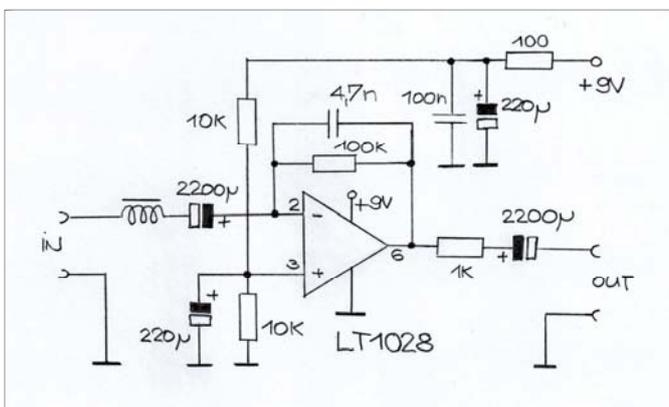


Abbildung 6 Verstärker mit virtuellem Kurzschluss am Eingang. Der Kurzschlussstrom wird in eine zu ihm proportionale Spannung umgewandelt. Schaltung nach R. Romero<sup>3</sup>.

Der Spannungsabfall am Rückkopplungswiderstand (hier 100 k $\Omega$ ) ist proportional zu diesem Strom und daher ein Maß für die Leerlaufspannung  $U$  nach Gleichung (2). Der Operationsverstärker hat daher zwei Funktionen: sein Eingang arbeitet als (virtueller) Kurzschluss, und seinem Innern wird das Stromsignal in ein zur Stromstärke proportionale Spannung umgewandelt.

### Verstärkerrauschen

In meiner Schaltung wird der von *Linear Technology* hergestellte Operationsverstärker *LT1028* benutzt. Zur Abschätzung des Rauschpegels greife ich auf die Datenblätter<sup>7</sup> dieses Typs zurück:

1. Das Diagramm zum Eingangs-Spannungsrauschen (Voltage Noise vs Frequency) des *LT1028* zeigt, dass die Eingangs-Rauschspannungsdichte bei  $f = 10$  Hz maximal etwa  $\Delta U_{NOpE}/\Delta\sqrt{f} = 1,5$  nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  beträgt. Dieser Wert wird übernommen.

2. Aus der Tabelle Elektrische Eigenschaften (Electrical Characteristics) entnimmt man eine Eingangs-Rauschstromdichte bei  $f = 10$  Hz von  $\Delta I_{NOpE}/\Delta\sqrt{f} = 4,7$  pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ . Diesen Wert, multipliziert mit dem Widerstand  $R = 460$   $\Omega$  der Loop, ergibt als Spannungsdichte  $\Delta U_{NOpE}/\Delta\sqrt{f} = 4,7$  pA/ $\sqrt{\text{Hz}} \cdot 460$  V/A = 2,2 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ .

3. Beide Spannungsdichten werden, da die Quellen statistisch unabhängig sind, quadratisch addiert. Das ergibt  $\Delta U_{NOpE}/\Delta\sqrt{f} = \sqrt{(1,5^2 + 2,2^2)}$  nV/ $\sqrt{\text{Hz}} = 2,66$  nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  als Spannungsdichte des elektronischen Verstärkerrauschens

$$(10) \quad \frac{\Delta U_{NOpE}}{\Delta\sqrt{f}} \cong 2,66 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} .$$

Der Wert ist, vielleicht zufällig, von derselben Größenordnung wie die oben berechnete thermische Rauschspannungsdichte.

### Bemerkung zum Rauschen

Addiert man, wiederum quadratisch, die Spannungsdichten des thermischen Rauschens ( $\Delta U_{Nth}/\Delta\sqrt{f} = 2,71$  nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ) und des Verstärkerrauschens ( $\Delta U_{NOpE}/\Delta\sqrt{f} = 2,66$  nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ), erhält man als gesamte Rauschspannungsdichte  $\Delta U_N/\Delta\sqrt{f} = 3,79$  nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ . Dieser Wert ist etwa um den Faktor 10 kleiner als die oben abgeschätzte Signalspannungsdichte  $\Delta U/\Delta\sqrt{f} = 38$  nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ . Er würde einem Signal-zu-Rausch-Verhältnis von 20 dB entsprechen, berücksichtigt aber in keiner Weise den Beitrag der Quellen möglichen Umgebungsrauschens. Deren Beitrag scheint mir wesentlich größer zu sein als der hier genannte Pegel des thermischen und Verstärker-Rauschens.

### Messungen

Wie vermutet, war bei meinen bisherigen Messungen (in unmittelbarer Nähe des Hauses) der Pegel des Umgebungsrauschens so hoch, dass sich im Spektrum keine Schumann-Resonanzen zeigten. Abbildung 7 zeigt eins der von mir gemessenen Spektren. Es sind Linien bei 16,7 Hz, 33,3 Hz (Bahnstrom und Oberwelle) und 50 Hz (Energie-Versorgungsnetz) sichtbar, aber keine Schumann-Resonanzen.

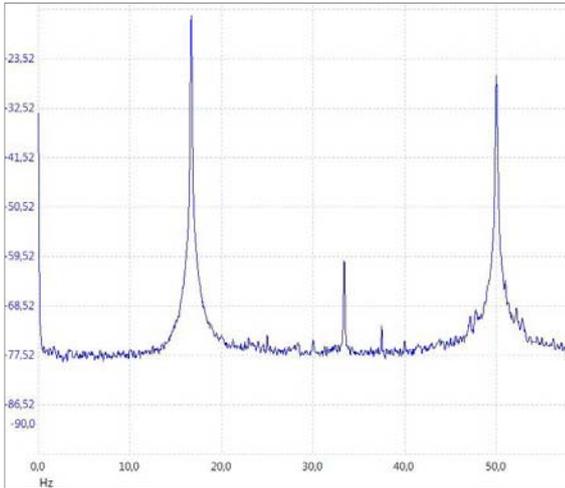


Abbildung 7 Spektrum des Antennenrauschens meiner Loop für Frequenzen unterhalb 50 Hz. Es sind Linien bei 16,7 Hz, 33,3 Hz (Bahnstrom und Oberwelle) und 50 Hz (Energie-Versorgungsnetz) deutlich sichtbar, aber keine Schumann-Resonanzen.

Fazit: Mein Ziel, die Schumann-Resonanzen mit einer *magnetischen* Antenne nachzuweisen, habe ich noch nicht erreicht.

#### Anmerkungen und Literatur

<sup>1</sup> »sehr niedrige Frequenz« ist eine unscharfe Bezeichnung. Wikipedia kennt mehrere dieser Frequenzen: »*Extremely Low Frequency* (kurz ELF, englisch für *extrem* niedrige *Frequenz*) ist laut ITU der Teil des elektromagnetischen Spektrums, der elektromagnetische Wellen mit Frequenzen von 3–30 Hz und dementsprechend Wellenlängen von 10.000 bis 100.000 km umfasst. Es schließen sich gemäß ITU die Super Low Frequency (SLF) mit 30–300 Hz und die Ultra Low Frequency (ULF) mit 300–3000 Hz an. Teilweise wird dieser gesamte Funkwellen-Bereich von 3 Hz bis 3 kHz ungeachtet der ITU-Einteilung als ELF bezeichnet«.

<sup>2</sup> Der rms-Wert der Feldstärke ist laut Definition 
$$B = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [B_0 \sin(\omega t)]^2 d(\omega t)} = \frac{B_0}{\sqrt{2}}$$

<sup>3</sup> R. Romero (Rufzeichen *IK1QFK*): *A Minimal ELF Loop Receiver*, [www.vlf.it/minimal/minimal.htm](http://www.vlf.it/minimal/minimal.htm)

<sup>4</sup> Siehe z. B. Marco Bruno (Rufzeichen *IK1ODO*): *Thinking about Ideal Loops .....*: » ... if we want a flat frequency response from a loop, the best way is to close it in a short circuit and use the output current instead of voltage. This will be the best way to extract the signal from the antenna.« [www.vlf.it/looptheo7/looptheo7.htm](http://www.vlf.it/looptheo7/looptheo7.htm)

<sup>5</sup> Daniel Labendz: *Untersuchung der Polarisierung in den Schumannresonanzen*, Diplomarbeit Universität Göttingen, 1996. in GFZ-Potsdam, [https://gfzpublic.gfz-potsdam.de > items > content](https://gfzpublic.gfz-potsdam.de/items/content)

<sup>6</sup> J. D. Jackson, *Classical Electrodynamics*, Wiley 1962. Siehe Lösung der Aufgabe 8.9 des Buches, gefunden in [www.personal.umich.edu/~pran/jackson/P506/hw02a.pdf](http://www.personal.umich.edu/~pran/jackson/P506/hw02a.pdf)

<sup>7</sup> Data Sheet LT1028, [www.linear.com/LT1028](http://www.linear.com/LT1028)