

- AM/SSB/CW-Empfang auf Kurzwellen
- gute Peilwirkung
- hohe Empfindlichkeit und Trennschärfe
- Bandwechsel durch Steckmodule
- einfache und nachbausichere Schaltung
- niedriger Stromverbrauch
- klein, leicht und robust

Das Ergebnis ist ein *Rückkopplungs-Audion* mit einer *abgestimmten kleinen Schleife*, die gleichzeitig als Peilantenne und als selektiver Empfangskreis fungiert und auf eine Güte  $Q$  von über 20000 @ 10 MHz entdämpft werden kann, sodass sich eine sehr hohe Empfindlichkeit und Trennschärfe ergibt. Dieses Konzept ist die praktische Umsetzung wertvoller Erkenntnisse, die bereits Anfang des 20. Jahrhunderts erarbeitet wurden, aber inzwischen weitestgehend in Vergessenheit geraten sind. Der erste Teil dieses Artikels beschreibt ausführlich seinen technischen und historischen Hintergrund, der zweite Teil ist die Baubeschreibung ab Seite 23. Auf folgendem Video kann man den "Wellenjäger" im Betrieb sehen und hören:

[http://cq-cq.eu/assets/dj5il\\_vi001e.mp4](http://cq-cq.eu/assets/dj5il_vi001e.mp4)

### Die abgestimmte kleine Schleife

Für einen portablen Handempfänger kommen nur elektrisch kleine Antennen mit einer größten Ausdehnung von  $\ll \lambda/10$  in Frage. Im Idealfall sprechen kleine offene (Dipol) Antennen nur auf die elektrische Feldkomponente an und innerhalb von Gebäuden fällt ihre Empfangsleistung stark ab. Im Gegensatz dazu sprechen kleine geschlossene (Schleifen) Antennen nur auf die magnetische Feldkomponente an, ihre Empfangsleistung fällt innerhalb von Gebäuden kaum ab und sie erlauben eine zwar zweiseitige aber dafür scharfe Minimum-Peilung.

Der sogenannte *Antennen-Effekt* beschreibt die unerwünschte Eigenschaft realer magnetischer Antennen, sich teilweise wie eine elektrische Antenne zu verhalten, was zur Einkopplung elektrischer Störungen führt und die Richtwirkung verschlechtert. Schleifenantennen für die Peilung haben deshalb oft eine elektrische *Faraday-Abschirmung*: ein metallisches Rohr oder Geflecht, das an einer Stelle unterbrochen ist, damit die magnetischen Feldlinien nicht kurzgeschlossen werden. Der Antennen-Effekt lässt sich jedoch auch ganz ohne diese Abschirmung weitestgehend eliminieren, indem die Schleife mittig geerdet und strikt symmetrisch aufgebaut und betrieben wird.

Wird die Induktivität der Schleife durch eine Kapazität zu einem resonanten Parallelschwingkreis ergänzt, entsteht eine *abgestimmte kleine Schleife*. Sie liefert eine um ihre Güte  $Q$  höhere Empfangsleistung

# Wellenjäger

Ein außergewöhnlicher Kurzwellenempfänger nicht nur für die Jagd nach Störsignalen und Füchsen ...

**Es gibt immer mehr elektromagnetisch unverträgliche Geräte, die den Kurzwellenempfang stören.** Um solche Störquellen lokalisieren und geeignete Maßnahmen zu deren Beseitigung treffen zu können, sollte jeder aktive Funkamateurliebhaber einen Peilempfänger besitzen, der auch für Fuchsjagden und den gelegentlichen Empfang von Rundfunk und Amateurfunk brauchbar ist. Deshalb hatte ich mir 2015 die Aufgabe gestellt, einen Empfänger mit folgenden Eigenschaften zu konzipieren und zu bauen:

**Karl Fischer, DJ5IL, Friedenstr. 42, 75173 Pforzheim, Deutschland, [www.cq-cq.eu](http://www.cq-cq.eu)**

und so steigt ihre Empfindlichkeit und damit die Fähigkeit, schwache Signale aufzunehmen, mit dem Übergang von der unabgestimmten zur abgestimmten Schleife und dann mit  $Q$ .

Das Konzept des Gütefaktors  $Q$  wurde im Jahr 1914 von **Kenneth S. Johnson** eingeführt, als er bei der Western Electric Company die Reinheit oder Qualität von Induktivitäten mit dem Verhältnis von induktivem Blindwiderstand zu Ohm'schem Verlustwiderstand bewertete. Hierzu äquivalent aber viel allgemeiner ist die Güte  $Q$  eines eingeschwingenen Resonators definiert als das  $2\pi$ -fache des Verhältnisses von gespeicherter Energie zu der während einer Schwingungsperiode verlorenen Energie.

Doch weshalb steigt mit der Güte  $Q$  die Empfangsleistung der kleinen Schleife und wie lässt sich  $Q$  noch weiter steigern? Wenn wir unseren Fokus auf die Empfindlichkeit eines Empfangssystems richten und damit auf seine Fähigkeit, schwache Signale aufzunehmen, sind es vor allem zwei Namen, die Geschichte schrieben: *Rüdenberg* mit seiner äußerst interessanten Analyse des Empfangskreises, und *Armstrong* mit seiner genialen Erfindung des Rückkopplungs-Audions.

## Rüdenberg's Empfangskreis

**Reinhold Rüdenberg** wurde 1883 in Hannover geboren. Er promovierte 1903 an der dortigen Technischen Hochschule, arbeitete ab 1908 bei den Siemens-Schuckert-Werken in Berlin als Ingenieur und habilitierte 1913 an der Technischen Hochschule Charlottenburg. Danach lehrte er in Göttingen und Berlin, heiratete 1919 Lily Minkowski (Tochter des Mathematikers Hermann Minkowski) und wurde 1923 bei Siemens Leiter der neu gegründeten wissenschaftlichen Abteilung. Rüdenberg hielt über 300 Patente, u.a. für das elektrostatische Elektronenmikroskop. 1935 emigrierte er nach Großbritannien, arbeitete bis 1938 für die General Electric Co. Ltd. und hielt Vorlesungen an der Londoner Universität. Danach wanderte er in die USA aus, wo er an der Harvard University und am MIT lehrte und 1961 in Boston starb.

In seinem 1908 publizierten Aufsatz "*Der Empfang elektrischer Wellen in der drahtlosen Telegraphie*" untersuchte Rüdenberg die Absorption von Energie aus dem elektromagnetischen Strahlungsfeld, dabei hat er den Strahlungswiderstand entdeckt und ausserdem das Konzept der effektiven Länge und Wirkfläche einer Antenne entwickelt. Die Begriffe *Strahlungswiderstand* und *Absorptionsfläche* wurden von ihm geprägt und tauchen hier erstmals in der Geschichte auf. Im Jahr 1926 publizierte der Springer-Verlag eine inhaltlich praktisch identische aber etwas umgeschriebene und stark erweiterte Version dieses Aufsatzes in Heftform mit dem Titel "*Aussendung und Empfang elektrischer Wellen*".



Reinhold Rüdenberg

Rüdenberg betrachtet einen "*Empfangskreis*" bestehend aus einem Parallelschwingkreis mit dem Verlustwiderstand  $R$  und einer angekoppelten Antenne, welche dem elektromagnetischen Feld Energie entnimmt. Er stellt zunächst fest, dass für diesen "*Resonator der drahtlosen Telegraphie*" drei Gesichtspunkte in Betracht kommen, die beim Ansatz der Rechnung gleichzeitig berücksichtigt werden müssen:

- das Empfangssystem hat eine oder mehrere ausgesprochene *Eigenschwingungen*, die es resonanzfähig für auffallende Wellen macht,
- es besitzt ferner einen gewissen *dissipativen Widerstand*, der eine Umsetzung der im Resonator schwingenden elektromagnetischen Energie in Wärme oder eine andere erkennbare Form bewirkt, und schließlich ...
- übt es eine *Rückwirkung* auf das ursprüngliche Strahlungsfeld aus, weil die in ihm zirkulierenden Ströme elektromagnetische Wellen aussenden, die das anfängliche Feld stören. Wie wir noch sehen werden kommt diesem letzten Punkt, der selbst heute noch wenig bekannt ist, eine besondere Bedeutung zu.

Um eine "*gute Anzeige der eintreffenden Wellen zu erhalten*", pflegte man den Kreis damals durch Veränderung der Induktivität  $L$  oder Kapazität  $C$  stets auf die Frequenz der eintreffenden Wellen abzustimmen. Dann herrscht Resonanz im Empfangssystem und man erhält "*die stärksten unter den gegebenen Umständen möglichen Wirkungen*". Letzten Endes kommt es immer darauf an, dem Strahlungsfeld durch die Empfangsantenne möglichst viel Energie zu entziehen und im Empfänger nutzbar zu machen. Nach diesen prinzipiellen Feststellungen berechnet Rüdenberg ...

- die in den Resonator eingestrahle oder *einfallende Energie*  $W_E$
- die von den nützlichen und schädlichen Widerständen  $R$  des Resonators *absorbierte Energie*  $W_R$
- die von der Antenne wieder ausgestrahle oder *zerstreute Energie*  $W_S$

... und stellt schließlich die Energiebilanz dieses Resonators auf: Nach dem Energieerhaltungsgesetz müssen die absorbierten und zerstreuten Energien im Gleichgewicht mit der einfallenden Energie stehen und somit ist  $W_E = W_R + W_S$ .

Seine Berechnungen beweisen, dass sowohl die absorbierte Energie  $W_R$  als auch die zerstreute Energie  $W_S$  ein starkes Maximum erreichen, wenn die Eigenfrequenz des Empfangskreises mit der Frequenz des Strahlungsfeldes übereinstimmt. Diese Tatsache war zu jener Zeit bereits bekannt, aber erst Rüdénberg lieferte die Begründung dafür. Alle drei Energiekomponenten und damit auch die nutzbare Energie wachsen mit dem im Resonator zirkulierenden Strom, dem sich seine kapazitiven und induktiven Blindwiderstände, die Ohm'schen Verlustwiderstände sowie der Strahlungswiderstand entgegenstellen.

Um einen möglichst hohen Strom zu erhalten, müssen sich also zunächst einmal die Blindwiderstände gegenseitig kompensieren, d.h. der Empfangskreis muss in *Resonanz* mit dem primären Strahlungsfeld sein. Leider ist diese fundamentale Bedeutung der Resonanz inzwischen weitgehend in Vergessenheit geraten. Außerdem ist die einfallende Energie umso größer, je stärker das Streufeld ist, denn zumindest dessen Energie muss ja die Empfangsantenne zwangsläufig zunächst dem primären Feld entnehmen. Rüdénberg isoliert aus den Gleichungen für die drei Energiekomponenten den Summanden  $S \omega^2$ , der immer in Verbindung mit dem Verlustwiderstand  $R$  auftaucht, und folgert völlig korrekt ...

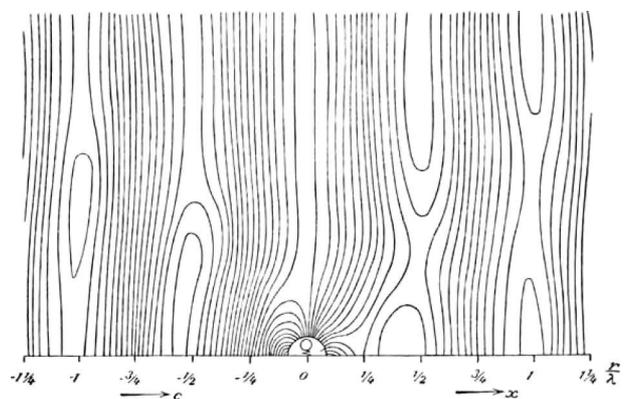
*"daß außer dem Ohmschen Widerstände der Drahtleitungen noch ein Strahlungswiderstand für die Stärke der Ausbildung des Stromes maßgebend ist, der es bewirkt, daß selbst bei verschwindendem Leitungswiderstände die Stromstärke endlich bleibt, er wirkt genau so, wie ein gewöhnlicher in Serie geschalteter Widerstand"*.

Wenn also  $R$  gegen Null geht wird der Strom nicht immer grösser, sondern nähert sich einem endlichen Grenzwert, was durch die *"dämpfende Wirkung der Ausstrahlung"* bedingt ist. Schließlich entwickelt er eine Gleichung für diesen *Strahlungswiderstand* in Abhängigkeit von Wellenlänge und effektiver Antennenlänge und berechnet ihn für einen Viertelwellen-

strahler korrekt mit 36.6 Ohm. Er weist außerdem die ursprünglich von Tissot, Duddel und Taylor experimentell gefundene und heute unter dem Begriff *Widerstandsanzpassung* bekannte Gesetzmäßigkeit nach, dass nämlich die nutzbar absorbierte Energie ein Maximum erreicht wenn  $R = S \omega^2$  und *"somit der Detektorwiderstand genau gleich dem Strahlungswiderstande ist"*. Dies ist der größte Betrag an Energie, der dem Strahlungsfeld überhaupt durch einen einzelnen Resonator entzogen werden kann. Genügt der Empfangskreis nicht den beiden Bedingungen *Resonanz* und *Widerstandsanzpassung*, dann ist die aufgesaugte Energie stets beträchtlich kleiner. Im günstigsten Fall ist die absorbierte Energie ebenso groß wie die zerstreute.

Rüdénberg erkennt aus seiner Gleichung für die maximal nutzbare Energie, dass die größtmögliche Energieabsorption des Empfangskreises umso höher ist, je größer die Wellenlänge der eintreffenden Strahlung, und dass außerdem die Länge des äquivalenten Dipols, die ein Maß für die wirksame Länge der Empfangsantenne darstellt, keinen Einfluß auf die Stärke der Absorption hat. Wir werden uns nachfolgend nochmals genauer mit dieser ausserordentlich wichtigen Erkenntnis befassen und interessante Konsequenzen daraus ableiten.

Laut Rüdénberg wächst also die Energieabsorption mit der Wellenlänge und ist unabhängig von der tatsächlichen Dipollänge. Sie wird am größten, wenn im Empfangskreis keine schädlichen Widerstände vorhanden sind und damit  $R$  nur aus Nutzwiderstand besteht, der an den Strahlungswiderstand  $R_s$  angepasst ist, also wenn  $R = R_s$ . Selbst in diesem günstigsten Fall kann also nur die Hälfte der einfallenden Energie in  $R$  nutzbar umgesetzt werden, die andere Hälfte wird durch Ausstrahlung über den Strahlungswiderstand  $R_s$  wieder in den Raum zerstreut, sodass der Antennenwirkungsgrad höchstens 50% beträgt. Am stärksten wird diese Ausstrahlung für den Grenzfall  $R = 0$ , wobei die Empfangsantenne lediglich eine *Zerstreuung* der einfallenden Energie bewirkt.



Elektrische Kraftlinien in der Umgebung einer Monopol-Empfangsantenne nach Rüdénberg.

Rüdenberg beschreibt also, wie in einer Empfangsantenne durch das einfallende *primäre* Strahlungsfeld ein hochfrequenter Strom erzeugt wird, der durch ihren Strahlungswiderstand fließt und somit ihr eigenes *sekundäres* Strahlungsfeld erzeugt. Er berechnet auch die elektrischen und magnetischen "Kraftlinien" in der Umgebung einer Empfangsantenne, stellt sie graphisch dar und beschreibt seine Erkenntnisse zur Wirkung des sekundären Strahlungsfeldes:

*"Innerhalb des Störungsbereiches eines Empfängers interferieren die ankommenden und ausgesandten Wellen miteinander [...] Als Resultat dieser Interferenzen kommt einmal eine Energiewanderung aus dem Strahlungsfelde auf den Resonator hin zustande und außerdem eine Zerstreuung einer gewissen Energiemenge nach allen Richtungen, besonders entgegen der auffallenden Strahlung, also eine diffuse Reflexion. Hinter dem Empfänger tritt auf kurze Strecken hin eine Art Schattenbildung auf, da sich die primären und sekundären Feldstärken hier entgegenwirken, während sie sich in gemeinsamer Richtung fortpflanzen".*

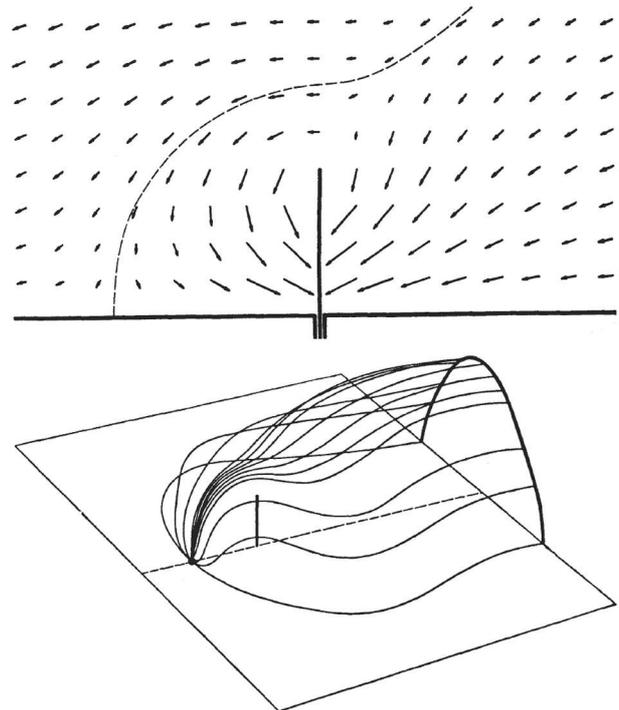
Seine graphische Darstellung des elektrischen und magnetischen Feldes zeigt sehr anschaulich, wie das sekundäre Feld in der Umgebung einer Empfangsantenne auf das primäre Feld zurückwirkt, indem die eintreffenden Feldlinien gekrümmt werden und sich vor der Antenne konzentrieren, während hinter der Antenne eine Schattenwirkung eintritt. Die Überlagerung beider Felder führt also zu einer völligen Veränderung des Feldstärkeverlaufs in der Umgebung der Empfangsantenne. Dann stellt Rüdenberg fest ...

*"Es hat Interesse, die vom Resonator nutzbar absorbierte Energie zu vergleichen mit dem Energiestrom, der durch eine bestimmte Fläche im ungestörten Strahlungsfelde wandert, also vielleicht in weiteren Abständen vom Empfänger. Wir wollen die Größe derjenigen Fläche berechnen, durch die eine gleichgroße Energiemenge fließt, wie sie vom Resonator aus dem Felde aufgesaugt wird"*

... und leitet schließlich eine Gleichung für diese "Absorptionsfläche" einer Antenne her. Gemäß moderner Definition ist die Absorptionsfläche oder *effektive Wirkfläche*  $A_e = \lambda^2 G / (4 \pi)$  eine zur Ausbreitung senkrechte Fläche, durch die bei einer ebenen elektromagnetischen Welle mit homogener Leistungsdichte  $S$  die maximale Empfangsleistung der Antenne bei Leistungsanpassung  $P_{max} = S \times A_e$  hindurchtreten würde. Sie ist wie der Antennengewinn  $G$  ein Maß für die Empfangsleistung einer Antenne, im Gegensatz zum Antennengewinn berücksichtigt die Absorptionsfläche jedoch auch die Wellen-

länge. Damit lässt sich aus ihr für eine gegebene Feldstärke direkt die absolute Empfangsleistung berechnen, die wie bereits von Rüdenberg nachgewiesen tatsächlich nur von der Wellenlänge  $\lambda$  und dem Antennengewinn  $G$  abhängig ist. So liefert bei gegebener Leistungsdichte z.B. ein Dipol für  $\lambda = 20\text{m}$  die 100-fache Empfangsleistung eines Dipols für  $\lambda = 2\text{m}$ , bei gleichem Antennengewinn steigt also die Empfangsleistung quadratisch mit der Wellenlänge. Im Falle einer *resonanten, verlustfreien und angepassten* Antenne sind dabei aber ihre geometrischen Abmessungen für die Empfangsleistung völlig irrelevant.

Der *Poynting-Vektor* wurde nach dem englischen Physiker **John Henry Poynting** benannt, der ihn 1884 einführt. Er ist das Kreuzprodukt aus elektrischem und magnetischem Feldvektor, steht senkrecht auf beiden, zeigt in die Richtung des Energieflusses und sein Betrag ist die *Energieflussdichte* oder *Leistungsdichte* in  $\text{W}/\text{m}^2$ . Durch Simulation (NEC) lassen sich die Feldvektoren im Nahfeld einer Empfangsantenne berechnen und daraus ergibt sich der komplexe Poynting-Vektor  $S = E \times H$ . Sein zeitlich gemittelter Realteil ist die *Wirkleistung*, *Irradianz* oder *Intensität*, welche pro Zeiteinheit durch eine Flächeneinheit transportiert wird.



**Mittlere Energieströmung in eine kurze Monopol-Empfangsantenne. Oben: zeitlich gemittelter Poynting-Vektor in vertikaler Ebene durch den Strahler, alle Strömungslinien und damit Energie die in die Grenzhülle (die Grenzstromlinie ist gestrichelt gezeichnet) durch die Absorptionsfläche eintritt, enden im Speisepunkt der Empfangsantenne und werden von ihr absorbiert. Unten: räumliche Darstellung der halbkreisförmigen Absorptionsfläche und der Grenzhülle. (nach Friedrich Landstorfer et al., "Energieströmung in elektromagnetischen Wellenfeldern", Nachrichtentechnische Zeitschrift NTZ 1972, Heft 5, S. 230)**

In den 1970er Jahren beschäftigten sich die beiden Wissenschaftler **Friedrich Landstorfer** und **Hans Meinke** am Institut für Hochfrequenztechnik der Technischen Universität München intensiv mit der Energieströmung in elektromagnetischen Wellenfeldern und ihrer graphischen Darstellung. Die beiden vorrausgegangenen Abbildungen zeigen sehr anschaulich die mittlere Energieströmung im Nahfeld einer kurzen Monopol-Empfangsantenne. Alle Strömungslinien und damit Energie, welche in die Grenzhülle durch die dargestellte Absorptionsfläche eintritt, enden im Speisepunkt der Empfangsantenne und werden von ihr absorbiert, und sie nimmt dabei Energie aus dem Feld durch eine Absorptionsfläche auf, die im Verhältnis zu ihrer räumlichen Ausdehnung bemerkenswert groß sein kann.

Mit der Güte  $Q$  der kleinen Schleife wächst also ihre Empfangsleistung und damit zwangsläufig auch ihre Absorptionsfläche, als ob sie ein größeres Netz aufspannt, um aus dem Feld entsprechend mehr Energie absorbieren zu können. Und Landstorfer / Meinke haben anschaulich nachgewiesen, dass es sich dabei nicht nur um eine fiktive, sondern um eine durchaus reale Fläche handelt.

## Resonanz

Wegen ihrer zentralen Bedeutung für den Empfangskreis wollen wir uns näher mit diesem äußerst interessanten Phänomen beschäftigen. Der Begriff ist vom lateinischen "*resonare*" (widerhallen) abgeleitet und bedeutet in der Physik und Technik das verstärkte Mitschwingen eines schwingfähigen Systems, wenn es einer zeitlich veränderlichen Einwirkung unterliegt. Bei periodischer Anregung muss die Anregungsfrequenz oder ein ganzzahliges Vielfaches davon in der Nähe einer *Eigenfrequenz* des Systems liegen. Das Phänomen kann bei allen schwingungsfähigen physikalischen und technischen Systemen auftreten und begegnet uns häufig im Alltag.

Die bei Resonanz anwachsenden Ausschläge entstehen dadurch, dass das System bei jeder Schwingung erneut Energie aufnimmt und teilweise speichert, und das Anwachsen der Ausschläge wird dadurch begrenzt, dass die zugeführte Energie zunehmend von der Dämpfung aufgezehrt wird. Als Folge stellt sich im Laufe der Zeit der *eingeschwungene Zustand* ein, bei dem die Amplituden konstant bleiben und die Schwingungsfrequenz mit der Anregungsfrequenz übereinstimmt. Die weiterhin bei jeder Schwingung zugeführte Energie wird nun vollständig von der Dämpfung aufgezehrt. Nach abschalten der Anregung gibt das System die gespeicherte Energie ab und kommt in Form einer *gedämpften Schwingung* mit seiner Eigenfrequenz allmählich zur Ruhe.

Was Resonanz bewirken kann, haben die Einwohner von Tacoma / Washington am 7. November 1940 erlebt. Die 1800 m lange "Tacoma Narrows Bridge"



Tacoma Narrows Bridge, Juli 1940

war seit ihrer großartigen Eröffnung vor nur 4 Monaten schon öfter ins Schwingen geraten, was ihr den Spitznamen "Galloping Gertie" einbrachte. Aber an diesem Tag blies der Wind mit 42 mph, und das war mehr als die galoppierende Gertie aushalten konnte. Die Windgeschwindigkeit an sich wäre wohl kein Problem gewesen, aber die Querverwindung der Fahrbahn änderte periodisch mit der Eigenfrequenz der Konstruktion die Angriffsfläche für den Wind und schaukelte sich immer weiter auf, bis die Hängebrücke schließlich kollabierte und 70 Meter tief in den Puget Sound stürzte. Ihre Güte  $Q$  war offensichtlich weitaus höher, als ihre mechanische Konstruktion zuließ. Die Filmaufnahmen von diesem Ereignis sind spektakulär:

<https://youtu.be/j-zczJXSxnw?si=N4DtDCbhCBEHtZul>

Ein besonders anschauliches mechanisches Beispiel für ein solches schwingfähiges System ist ein *Pendel*, dem man nach dem Anstoßen immer dann einen kleinen konstanten Schubs in Bewegungsrichtung gibt, wenn es seinen tiefsten Punkt passiert. Dabei erfährt es einen kurzen Kraftstoß und nimmt Energie auf, aber es verliert auch ständig Energie an den Luftwiderstand und die Reibung des Pendel-lagers, was seine Bewegung dämpft. Den Überschuss speichert es abwechselnd als *potentielle Energie* wenn es auf einem seiner beiden Scheitelpunkte kurz zur Ruhe kommt, und als *kinetische Energie* wenn es an seinem tiefsten Punkt maximale Geschwindigkeit erreicht. Während des Einschwingvorgangs geht der Überschuss an absorbiertener Energie asymptotisch gegen null und damit die Schwingungsamplitude gegen ihren Maximalwert.

Der induktive Blindwiderstand einer unabgestimmten kleinen Schleife als Empfangsantenne lässt keinen nennenswerten Strom fließen, deshalb kann sie dem primären Strahlungsfeld nur sehr wenig Energie entnehmen und ihre Absorptionsfläche ist entsprechend klein. Durch Abstimmung mittels Parallelkondensator auf Resonanz wird ihr induktiver Blindwiderstand kompensiert und der Kreisstrom enorm gesteigert. Analog zum mechanischen Pen-

del wird dieser *elektrische Schwingkreis* vom primären Strahlungsfeld angeregt, nimmt daraus während jeder Periode eine konstante Energiemenge auf, verliert aber gleichzeitig an die Widerstände im Kreis das  $2\pi/Q$ -fache der wachsenden gespeicherten Gesamtenergie, die im Takt des Strahlungsfeldes zwischen Kapazität und Induktivität als Blindleistung ausgetauscht wird. In einem idealen verlustfreien Schwingkreis würde bei konstanter Anregung die gespeicherte Energie und damit auch die Amplitude von Spannung und Strom ins Unendliche wachsen. In einem realen verlustbehafteten Schwingkreis wächst jedoch die durch Dämpfung aufgezeehrte Energie mit der gespeicherten Energie, und so wachsen die Amplituden asymptotisch gegen einen Grenzwert der theoretisch dann erreicht wird, wenn die während einer Periode aufgenommene gleich der verzehrten Energie ist.

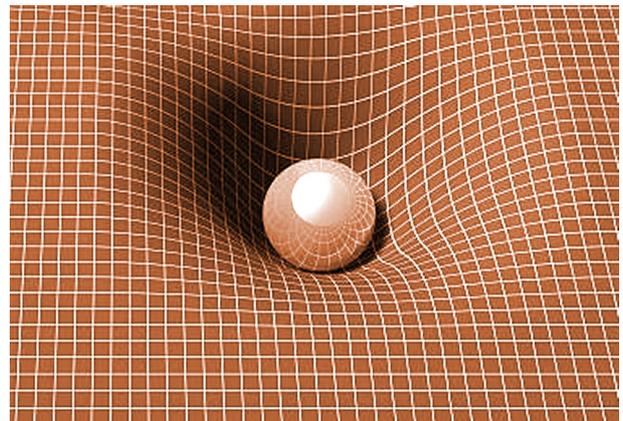
Als Analogon können wir uns einen Luftballon vorstellen, der aus einer Gasflasche gefüllt wird. Das Volumen eines dichten Ballons und der Gasdruck in seinem Inneren würden immer weiter steigen. Hat er jedoch ein kleines Loch, dann entweicht dadurch mit steigendem Druck in seinem Inneren immer mehr Gas, und so wachsen Volumen und Gasdruck immer langsamer bis schließlich der Gasverlust etwa (aber nie völlig) dem Gaszufluss pro Zeiteinheit entspricht.

Die abgestimmte kleine Schleife wird im Idealfall nur von der magnetischen Komponente des primären Strahlungsfeldes angeregt, das in ihr eine *Urspannung* oder *elektromotorische Kraft EMK* induziert, welche einen Strom im Kreis fließen lässt. So erzeugt beim Eintreffen des primären Magnetfeldes seine erste Halbwelle einen Strom (das Pendel wird angestoßen), der den Kondensator auflädt und in seinem konzentrierten Feld elektrische Energie speichert. Nach dem Nulldurchgang des Stromes entlädt er sich wieder und erzeugt dabei einen entgegengesetzten Strom, der aber jetzt von der ebenfalls entgegengesetzten zweiten Halbwelle des primären Magnetfeldes verstärkt wird (ein kleiner Schubs in Bewegungsrichtung des Pendels) und in der Induktivität der Schleife ein in den Raum hinaustretendes sekundäres Feld erzeugt, das magnetische Energie speichert. Nach dem Nulldurchgang des Stromes bricht dieses sekundäre Feld zusammen und erzeugt dabei einen wiederum entgegengesetzten Strom, der von der dritten Halbwelle des primären Magnetfeldes nochmals verstärkt wird und den Kondensator deshalb auf eine nun höhere Spannung umlädt. Strom und Spannung sind also um  $90^\circ$  phasenverschoben.

Dieses Spiel wiederholt sich immer wieder und dabei schaukeln sich die Amplituden von Spannung und Strom sowie das sekundäre Magnetfeld asymptotisch gegen einen Grenzwert auf, der den eingeschwungenen Zustand kennzeichnet und nach  $Q$

Schwingungen annähernd erreicht wird.

Die Widerstände im resonanten Empfangskreis bedämpfen ihn und begrenzen Spannung und Strom, und ebenfalls analog zum Pendel bewirkt ihre Reduktion und damit eine höhere Güte  $Q$  nicht nur weniger Energieverlust, sondern auch eine höhere Energieaufnahme aus dem primären Strahlungsfeld während jeder Periode. Es ist das überwiegend *reaktive Nahfeld*, im Falle der kleinen Schleife also das sekundäre Magnetfeld, das ebenfalls mit der Güte  $Q$  in seiner Stärke und Ausdehnung wächst und nicht nur als Energiespeicher fungiert, sondern auch Energie aus dem primären Strahlungsfeld sozusagen huckepack in den Empfangskreis trägt. Seine magnetischen Feldlinien verlaufen ringförmig um die Leiter der Schleife und konzentrieren sich in ihrem Zentrum. In ihrer unmittelbaren Nähe ist es im eingeschwungenen Zustand um den Faktor  $Q$  stärker als das primäre Magnetfeld und drängt durch Superposition den zeitgemittelten Poynting-Vektor in Richtung ihres Speisepunktes. So saugt das sekundäre Magnetfeld wie der Abfluss einer Badewanne Energie aus dem primären Strahlungsfeld in den Speisepunkt - und je höher die Güte  $Q$  und damit die angeforderte Energiemenge, umso größer wird zwangsläufig die Absorptionsfläche.



Die Wirkung der Gravitation wird gerne mit einem gespannten Gummituch visualisiert, auf dem eine Kugel liegt. Je schwerer die Kugel, umso größer ist die Ausdehnung und Tiefe der Senke, die sie auf der Oberfläche erzeugt. Lässt man kleine Murmeln über das Gummituch rollen, werden ihre Bahnen durch das verformte Tuch umso mehr in Richtung der Kugel abgelenkt, je schwerer die Kugel ist und je näher sie ihr kommen. Genau so wie die Wirkung der Senke im Gummituch können wir uns die Wirkung des reaktiven Nahfeldes der Antenne als *Energiesenke* vorstellen, die den Energiefluss des primären Strahlungsfeldes in ihren Speisepunkt lenkt.

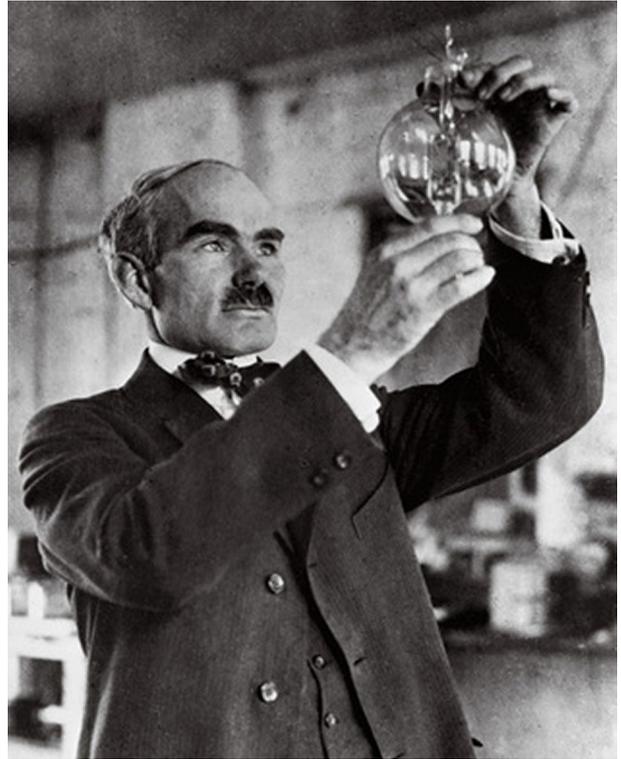
Verändert sich die Amplitude des anregenden primären Feldes schlagartig, dann kann das energiespeichernde Nahfeld und damit Strom und Spannung im Empfangskreis nicht unmittelbar folgen,

sondern benötigen wiederum etwa  $Q$  Perioden, um sich der Amplitudenänderung anzupassen und den eingeschwungenen Zustand zu erreichen. Aus diesem Grund sinkt die *Bandbreite* und steigt die *Selektivität* des resonanten Empfangskreises mit steigender Güte  $Q$ .

## Armstrong's Rückkopplungs-Audion

Auf der Suche nach einem besseren Detektor für Radiowellen hatte der Engländer **John Ambrose Fleming** entdeckt, dass der *Edison-Effekt* (Glüh- oder thermionische Emission) zu ihrer Detektion benutzt werden kann. Er modifizierte Edison's Glühlampe und erfand damit die *Elektronenröhre*. 1904 beantragte er ein Patent, in dem er einen Zweielektroden-Funkgleichrichter beschrieb. Er selbst nannte seine Erfindung, die vielfach als Anfang des Elektronikzeitalters betrachtet wird, "*oscillation valve*" also Schwingungsventil. Mit ihr konnte das oszillierende Radiosignal der damals noch üblichen Löschfunkensender in ein pulsierendes Signal gleichgerichtet und damit hörbar gemacht werden, und als wesentlich besserer Detektor für drahtlose Telegraphie und die aufkommende Telefonie löste diese "*Diode*" den Kohärer und den Kristalldetektor ab. Doch es bedurfte dringend einer Verstärkung des Signals, um auch weit entfernte Sender empfangen zu können und den Gebrauch von Lautsprechern anstatt Kopfhörern möglich zu machen.

Der Amerikaner **Lee De Forest** entwickelte sein Interesse an der drahtlosen Technologie während des Studiums an der Yale University. Nach seinem Abschluss arbeitete er bei Western Electric und machte sich dann 1902 mit der "De Forest Wireless Telegraph Company" selbständig. Sein Interesse galt insbesondere dem Empfang schwacher Radiosignale, und wie Fleming erkannte er die Grenzen existierender Detektoren. So verfolgte er zunächst die Idee eines "responder" genannten elektrolytischen Detektors und untersuchte dann Elektroden in der Flamme eines Bunsenbrenners auf ihre Tauglichkeit. Schließlich hat er 1906 Fleming's Diode mit einem Gitter ("*grid*") als dritte Elektrode versehen und damit ihre Gleichrichtereigenschaften und Empfindlichkeit etwas verbessert. De Forest nannte diese von ihm erfundene Anordnung "*Audion*", heute nennen wir sie Dreipol-Verstärkerröhre oder *Triode*. Sie erweiterte die Fähigkeiten der Elektronenröhre von der eines reinen Gleichrichters oder Detektors um die eines Verstärkers und sogar eines Generators für Radiosignale. Mehr pragmatischer Experimentator als Wissenschaftler, hatte er diese Anwendungen seiner Anordnung aber zunächst weder beabsichtigt noch erkannt. Nur dadurch ist es zu erklären, dass sich das Gitter ursprünglich nicht zwischen direkt geheizter Kathode und Anode, sondern in für die Steuerwirkung ungünstiger Position außerhalb des Elektronenstrahls befand. Tatsächlich bekannte



Lee De Forest

De Forest ganz freimütig, dass er nicht wisse wie und weshalb sein Audion funktioniert - es funktioniert eben einfach ...

Im De Forest Patent von 1907 wurde neben der Audionröhre die Audionschaltung vorgestellt, welche später als *Gitteraudion* bekannt wurde. Die Radiosignale werden von der Antenne induktiv auf einen resonanten Parallelschwingkreis eingekoppelt und damit das Gitter gespeist, der Kopfhörer liegt im "*wing circuit*" genannten Anodenkreis. De Forest hatte damit aber nur wenig Verbesserung erreicht, denn die Funksignale kamen kaum stärker an als mit Fleming's Diode.

**Edwin Howard Armstrong** wurde 1890 in Manhattan geboren und verbrachte seine Jugend in Yonkers, New York. Als 13-jähriger las er über die Funkversuche von Marconi und war seitdem fasziniert von der gerade neu entdeckten drahtlosen Technologie. Schon als Schüler baute er sich im elterlichen Garten für Empfangsversuche einen 40 Meter hohen Antennenmast, den er oft auch nur so zum Spaß bestieg - Howard war vollkommen schwindelfrei und liebte die Höhe. Und als begeisterter Radioamateur experimentierte er natürlich mit jedem Bauteil, das er auftreiben konnte.

Ein Onkel machte ihn mit Charles R. Underhill bekannt, Ingenieur und Erfinder bei der "American Telegraph Company", der sein Mentor wurde und ihn mit Geräten zum experimentieren versorgte. Howard besuchte ihn oft nach der Schule, um die Grundlagen der drahtlosen Technologie zu erlernen und mit ihm darüber zu diskutieren. 1909 begann er sein Studium der Elektrotechnik unter Prof. Michael Pupin



Edwin Howard Armstrong

an der Columbia University in New York.

De Forest's Audionröhren waren empfindlich und sehr teuer, aber Pupin hatte einige in seinem Labor und stellte sie Armstrong zur Verfügung, der sofort damit zu experimentieren begann. Er stellte fest, dass die Signale etwas lauter wurden, wenn er die Kopfhörer mit einem Kondensator überbrückte, und dessen kleine Kapazität war ein starkes Indiz für Hochfrequenz im Anodenkreis. Während der Sommerferien 1912 kam ihm das damals fundamentale Axiom der Radiotechnik in den Sinn: wo auch immer hochfrequente Schwingungen auftreten, stimme den Kreis ab! Das brachte ihn auf die zündende Idee, den "wing circuit" mit einer Induktivität auf Resonanz abzustimmen, und so machte er sich in seinem Labor im Dachboden zu Hause an die Arbeit.

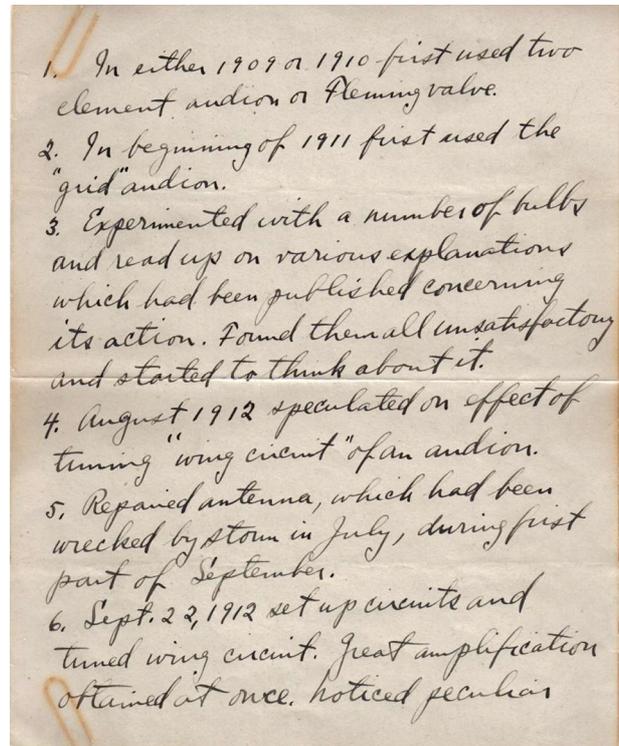
Bis in die 1930er Jahre nahm man an, dass Frequenzen über 1 MHz für den Weitverkehr unbrauchbar wären, und so arbeiteten Küstenfunkstellen zwischen 500 und 1000 KHz und Funkstellen für den Überseeverkehr meist sogar unter 60 KHz. Am 22. September 1912 stimmte Armstrong ein normales Gitteraudion auf die Langwellenfrequenz der Marconi Pressestation in Wellfleet (Cape Cod) mit dem Rufzeichen WCC ab. Diese Station nutzten damals alle Experimentatoren als 100% verlässliches Testsignal. Dann fügte er ein Spulen-Variometer in den Anodenkreis ein und es bewirkte in der Tat erstaunliches: seine Abstimmung verstärkte das Signal auf eine damals unglaubliche Intensität!

Die Erklärung für die Ursache des beobachteten ungewöhnlichen Effekts war schwierig, aber schließlich kam ihm die Erleuchtung: über die parasitäre Gitter-Anoden-Kapazität der Röhre fand eine posi-

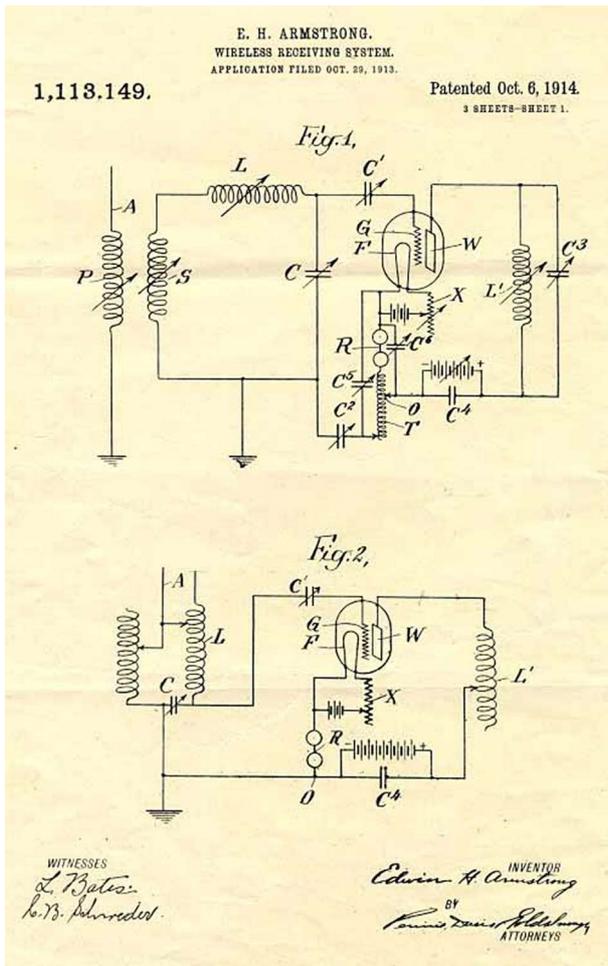
ve Rückkopplung der Signale vom "wing circuit" (Anodenkreis am Ausgang) zum "grid circuit" (Gitterkreis am Eingang) statt, was offensichtlich eine Regenerierung der Signale und ihre Verstärkung um das mehrere zehntausendfache bewirkte.

Um die Rückkopplung flexibler und zuverlässiger zu machen, ging er schließlich zu einer induktiven Verkopplung über. Aber Armstrong bemerkte noch etwas an diesem denkwürdigen Tag: wenn er das Variometer durchstimmte wurde das Signal zunächst immer lauter, setzte dann aber plötzlich aus und es war nur noch ein lautes Zischen zu hören. Armstrong erkannte schnell, dass sein System nicht nur Signale empfing, sondern auch seine eigenen Radiowellen erzeugte. So wurde in einem einzigen Geniestreich nicht nur ein hochempfindlicher Empfänger, sondern auch ein effektiver elektronischer Sender für ungedämpfte Schwingungen nahezu beliebiger Frequenz geboren. Denn tatsächlich ist diese Schaltung funktional identisch mit dem Oszillator, den **Alexander Meißner** erst ein Jahr später patentieren ließ.

Jahre später sagte Pupin dazu: "Armstrong's system maintained its pitch with a degree of accuracy never before obtained by any apparatus constructed by man [...] It goes without saying that long-distance radio communication and radio broadcasting would be impossible without this invention". Die hohe Stabilität und Konstanz dieser ungedämpften Schwingungen war in der Tat grundlegende Voraussetzung für ihre Modulation und damit für die zukünftige Übertragung von Tönen mittels Radiowellen. So re-



Armstrong's handschriftliche Chronologie seiner Erfindung des Rückkopplungs-Audions (1920, Seite 1 von 6)



Armstrong's 1914 patentierte regenerative Empfängerschaltung in zwei Varianten.

volutionierte die Triode die Funktechnik und schickte Löschkun-, Lichtbogen- und Maschinensender in die geschichtliche Vergangenheit.

Armstrong's Professoren rieten ihm dringend, sich um Patentschutz zu kümmern. Doch dafür fehlten dem Studenten die nötigen 150 \$, und so ließ er am 31. Januar 1913 seine Schaltung lediglich für 25 cents von einem Notar beglaubigen. Inzwischen Assistent an seiner Universität, beantragte er erst am 29. Oktober 1913 ein Patent für sein Rückkopplungs-Audion, das am 6. Oktober 1914 erteilt wurde.

Am 30./31. Januar 1914 demonstrierte Armstrong seinen regenerativen Empfänger **David Sarnoff**, einem jungen leitenden Angestellten der "Marconi Telegraph Company", an der Marconi Belmar Empfangsstation in New Jersey. Sie empfingen sehr weit entfernte Stationen während dieser ganzen kalten Nacht, 13 Stunden lang von 4 Uhr nachmittags bis 5 Uhr morgens. Die Telegrafiesignale aus San Francisco, Honolulu, Süd- und Mittelamerika, Clifden / Irland, Nauen / Deutschland und viele andere hatten eine unglaubliche Stärke und waren klar und laut im ganzen Raum zu hören, obwohl die Kopfhörer auf dem Experimentiertisch lagen. Drei Tage später schrieb der 22-jährige Sarnoff seinen vorgesetzten

einen detaillierten Bericht über diese Demonstration, er schloss mit folgendem Satz: "I am of the opinion that he has the most remarkable receiving system in existence".

Armstrong untersuchte den Audion-Verstärker viele Jahre lang wissenschaftlich, führte Messungen durch und konnte schließlich seine Funktion wirklich verstehen und erklären - was De Forest nie gelungen war. Dieser nahm zunehmend empört zur Kenntnis, was der "Grünschnabel" Armstrong mit dem Audion erreicht haben wollte. An der Anode gäbe es keine Hochfrequenz war sein Diktum, und das mit der Rückkopplung sei Unsinn. Am 12. März 1914 beantragten er und sein Assistent C. Logwood den Schutz ihrer "Ultra Audion" genannten Oszillatorschaltung, die keinen erkennbaren Rückkopplungs-zweig aufwies. Mit ihr hat er durchaus ungedämpfte Schwingungen erzeugen können, und er verkaufte sogar einige dieser Apparaturen an die Navy. Aber es war Armstrong, der nachwies, dass auch beim Ultra-Audion eine Rückkopplungsschaltung vorliegt wenn man die Röhrenkapazitäten berücksichtigt.

In Folge entwickelte sich ein 20 Jahre andauernder bizarrer Patentrechtsstreit, den schließlich De Forest gewann. Damals wie heute gilt jedoch in der Fachwelt Armstrong als wahrer und De Forest lediglich als juristischer Erfinder der positiven Rückkopplung oder Mitkopplung. Die Columbia University bezeichnete Armstrong als den größten aller Erfinder inklusive Marconi im Bereich der Radio-technik. Seinem regenerativen Empfänger folgte 1918 der *Superheterodyn*, dessen Schaltungsprinzip fortan in praktisch jedem Radio- oder Fernsehgerät eingesetzt wurde. 1923 heiratete er Marion McInnis, die Sekretärin Sarnoff's. Sie fuhren nach Palm Beach für ihre Flitterwochen, wo er seiner Braut das erste tragbare Radio der Welt schenkte. Während der 1930er erfand er die Frequenzmodulation und entwickelte den "high-fidelity" FM-Rundfunk. Es gelangen ihm unzählige bahnbrechende Erfindungen, die ihn zu einem reichen Mann machten, und er hielt schließlich 42 Patente.

David Sarnoff wurde nach steiler Karriere Leiter der "Radio Corporation of America" RCA, weltweit größter Hersteller von AM-Radios und anderer Elektronik, sowie der "National Broadcasting Company" NBC, berühmteste Tochtergesellschaft der RCA und Betreiber des weltweit größten AM-Rundfunknetzwerks. Was jedoch Armstrong nicht erwartet hatte war, dass RCA seine Patente nutzen würde ohne einen cent zu zahlen, und dass Sarnoff ihre Freundschaft verraten und ein geheimes Kartell anführen würde, das mit allen Mitteln an der Lahmlegung des neuen FM-Rundfunks und der jungen Fernsehindustrie arbeitete, die er als drohende Konkurrenz für seine AM-Netze betrachtete.

Schließlich wurde Armstrong durch den jahre-

langen Kampf gegen die RCA finanziell ruiniert und mental gebrochen und sein Ende war tragisch. Am 31. Januar 1954 hatte er seine Luxuswohnung am westlichen Ufer des East River in New York die Nacht ganz für sich alleine. Seine Frau Marion war zu Besuch bei ihrer Schwester in Connecticut und dem Koch und zwei Dienstmädchen hatte er frei gegeben. Der weltberühmte Erfinder, Ivy-League-Professor, Major und Ritter der französischen Ehrenlegion legte seine handschriftliche Selbstmordnotiz auf die Schlafzimmerschublade und ging zum Fenster. Erschob es auf und spürte einen Schwall eisiger Winterluft.

Für seine New Yorker Landsleute war der gerade zu Ende gegangene Tag ein gewöhnlicher Sonntag gewesen, aber für Major Armstrong war es ein wichtiger Jahrestag. Vor exakt vierzig Jahren hatte er die volle Kraft seiner ersten Erfindung erlebt, eine Entdeckung, die seine Karriere als produktivster Erfinder seit Thomas Edison einläutete. An jenem weit zurückliegenden 31. Januar 1914 hatte sich ein dreundzwanzigjähriger Edwin Armstrong auf ein ungewöhnliches Abenteuer begeben. Damals war die Fähigkeit, Informationen drahtlos durch die Luft zu senden, kaum mehr als ein Salontrick. Zu Beginn des zwanzigsten Jahrhunderts war der "Äther" einzig dafür gut, mittels Morsetelegraphie und gigantischem technischem Aufwand Nachrichten zwischen zwei Orten auszutauschen - und das war schon spektakulär genug. Armstrong glaubte ein Gerät erfunden zu haben, das dies ändern könnte - und er hatte die Vision von Radios für jedermann, empfindlich genug um Rundfunk aus der ganzen Welt empfangen zu können.

Er lernte David Sarnoff kennen, der die Jugend und den Optimismus des Erfinders teilte und einer der wenigen war, die an Armstrong's Idee glaubten. Und weil Sarnoff für ein Unternehmen arbeitete, das eine der größten Antennen der Welt besaß, bot er an, Armstrongs Gerät an die Antenne anzuschließen und es auf die Probe zu stellen. Das Ergebnis schockierte sogar die beiden jungen Optimisten, als sie plötzlich lautstark drahtlose Signale aufnahmen, die von der anderen Seite des Planeten gesendet wurden und mit den besten Empfängern der RCA nicht oder nur schwach zu hören waren. Von diesem Tag an verband beide ihre Faszination für die ungenutzte Kraft der unsichtbaren Wellen.

Major Armstrong nahm seinen Mantel und Hut, entfernte die Klimaanlage aus dem Fenster im 13. Stock und machte seinen letzten Spaziergang ...

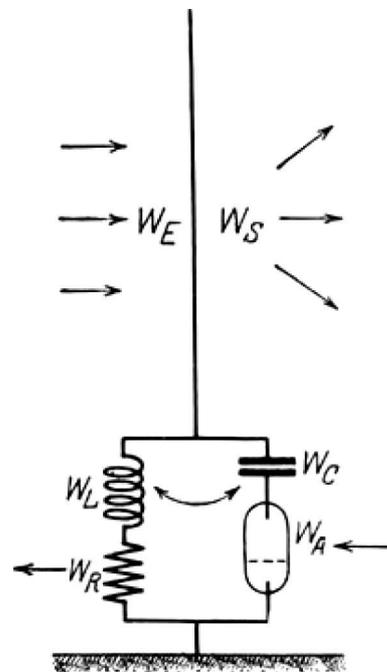
## Anfachung

Armstrong's Rückkopplung bewirkt genau genommen keine höhere Verstärkung der Audion-Röhre als solche und die intuitive Vorstellung, dass dadurch das empfangene Signal wieder und wieder verstärkt wird, ist falsch. Tatsächlich ist es eine ganz andere

und hocheffiziente Art von Verstärkung, die wiederum von **Rüdenberg** 1926 in "Ausendung und Empfang elektrischer Wellen" erklärt wird.

Im Kapitel 10 "Entdämpfung des Empfängers" stellt er zunächst fest, dass sowohl durch die Ohmschen Widerstände als auch durch den Strahlungswiderstand die Entwicklung einer stark ausgeprägten Resonanz im Empfängerkreis verhindert wird. Er stellt eine Reihe Resonanzkurven für unterschiedliche Kreisgüten dar und zeigt, dass sich sowohl die Größe der Resonanzwirkung als auch die Schärfe der Resonanzabstimmung - also die Selektivität - mit den Widerständen im Kreis verschlechtern. Dann erklärt er, wie die extrem hohe Verstärkung des Rückkopplungs-Audions fast ausschließlich durch künstliche Erhöhung der Güte  $Q$  des Empfängerkreises realisiert wird:

*"Durch die modernen Mittel der Elektronenröhren kann man nun auf relativ einfache Weise, nämlich durch Rückkopplung, einen negativen Widerstand oder eine Anfachung in die Schwingungskreise einführen und dadurch einen erheblichen Teil der Widerstände neutralisieren. Man erhält dann [...] nicht nur einen sehr viel schmaleren Resonanzbereich und kann dadurch schärfer gegenüber anderen störenden Wellen abstimmen, sondern der Strom im Empfänger wird auch auf ein Vielfaches erhöht, so daß die Empfangswirkung sehr viel stärker ist".*



Entdämpfter Empfängerkreis nach Rüdenberg

Rüdenberg zeigt, dass dem resonanten Empfängerkreis durch die Elektronenröhre von außen der *negative differentielle Widerstand*  $R_A$  und damit die Anfachungsenergie  $W_A$  zugeführt wird und sich dadurch die Energiebilanz  $W_E + W_A = W_R + W_S$  ergibt. Die einfallende Spannung erzeugt einen Strom, den

man durch verkleinern der Ohm'schen Widerstände  $R$  im Kreis mittels des negativen Widerstandes  $R_A$  fast beliebig groß machen kann. Er weist nach, dass durch diese *Anfachung* nicht nur die von den Widerständen absorbierte Energie vergrößert wird, sondern gleichzeitig auch mehr einfallende Energie aus dem Wellenfeld herausgesaugt und außerdem mehr Energie zerstreut wird. Wird der Betrag der Anfachung  $|R_A|$  von Null bis  $R$  gesteigert, sodass die Ohm'schen Widerstände mehr und mehr neutralisiert werden, so wachsen alle Energien erheblich an, bleiben aber durch die Wirkung des Strahlungswiderstandes  $R_S$  endlich. Für  $|R_A| = R$  wird  $W_E = W_S$  und  $W_R = W_A$  und Rüdenberg erkennt:

*"In diesem Fall der vollständigen Annullierung der Nutz- und Leitungswiderstände wird daher die gesamte Widerstandsleistung durch die Anfachungsenergie selbst erzeugt, die gesamte einfallende Energie wird als zerstreute Energie wieder ausgestrahlt. Die der Empfangsantenne zuströmende Energie wird also in diesem Falle nicht mehr in Nutzenergie umgewandelt, sondern vollständig wieder abgegeben. Sie dient jetzt nur noch zur richtigen Steuerung des gesamten Empfangssystems und zur richtigen Auslösung der verschiedenen in ihm wirksamen Energiemengen".*

Die von den Ohm'schen Widerständen absorbierte Energie ist dann  $W_R = W_E R / R_S$  und übertrifft damit die eingestrahlte Energie  $W_E$  um dasselbe Maß, um das der annullierte Widerstand  $R$  grösser ist als der Strahlungswiderstand  $R_S$ . Rüdenberg bemerkt:

*"Für derartige entdämpfte Empfangssysteme ist es daher zur Erzielung starker Wirkungen zweckmäßig, den Strahlungswiderstand  $R_S$  recht klein und den Nutzwiderstand  $R$  recht groß zu halten, und den letzteren durch eine geeignete Anfachungsschaltung zu neutralisieren. Gegenüber den optimalen Werten des Empfängers ohne Anfachung [...] kann man alsdann vielfach größere Wirkungen erzielen".*

Aus diesem Grund ermöglicht das Rückkopplungs-Audion insbesondere an elektrisch kleinen Antennen mit ihrem extrem kleinen Strahlungswiderstand und vergleichsweise großen Verlustwiderstand eine verblüffende Steigerung der Empfangsleistung. Schließlich beschreibt Rüdenberg was geschieht, wenn der Betrag der Anfachung  $R_A$  über  $R$  hinaus gesteigert wird, wenn also  $|R_A| > R$ :

*"Die ausgestrahlte Leistung übertrifft dann also die einfallende erheblich, so daß man den Vorgang nicht mehr gut als Zerstreung der Wellen betrachten kann. Vielmehr wird jetzt nicht nur die Nutzleistung, sondern auch die ausgestrahlte Leistung zum grossen Teil von der Anfachung her geliefert. Die einfallende Leistung sinkt immer mehr auf die Funktion des Steuerns der Energiemengen des Empfängers herab [...] Benachbarte dritte Empfänger, die von sich aus die einfallenden Wellen nicht hören können, werden durch diese Verstärkungswirkung stark entdämpfter Schwingungskreise häufig zum Mithören angeregt. Wird die Anfachung so weit gesteigert, daß sie nicht nur den Nutz- und Leitungswiderstand, sondern auch den Strahlungswiderstand vollkommen neutralisiert, oder gar noch weiter, so werden alle Energiemengen [...] unendlich groß. In Wirklichkeit macht sich der rückgekoppelte Empfänger schon vorher selbständig und erregt sich in seiner Eigenfrequenz so hoch, bis irgendwie durch seine gekrümmte Kennlinie ein stabiler Zustand eintritt. Die Frequenz dieses bis auf Null entdämpften Empfängers ist nicht mehr unbedingt abhängig von den eingestrahlten Wellen. Die selbsterregten Schwingungen überlagern sich diesen vielmehr, der Empfänger wirkt völlig als wilder Sender mit seiner eigenen Frequenz".*

Im Jahr 1927 brachte der Springer-Verlag eine Sammlung von Vorträgen in Buchform unter dem Titel "Die wissenschaftlichen Grundlagen des Rundfunkempfangs" heraus. Im Vorwort schreibt der Herausgeber Prof. Dr.-Ing. K. W. Wagner:

*"Mit den Vorgängen bei der Aussendung und dem Empfang elektrischer Wellen, und insbesondere mit der Rolle, die der Antenne hierbei zukommt, beschäftigt sich der Vortrag des Herrn Prof. Dr. Rüdenberg. Jede Antenne strahlt auch beim Empfang elektrischer Wellen ihrerseits einen gewissen Betrag an Energie wieder in den Raum hinaus, ein Umstand, den man beachten muß, wenn man die Wirkungsweise und die Eigenschaften einer Empfangsantenne gründlich verstehen will. Die Strahlung von Empfangsantennen ist auch die Ursache für ihre gegenseitige Beeinflussung. Seitdem der Rundfunk über Stadt und Land verbreitet ist, hört man häufiger, daß mit einfachen Detektorempfängern gelegentlich fabelhafte Empfangsleistungen erzielt worden sind. In allen Fällen, in denen man dieser Sache nachgegangen ist, hat sich herausgestellt, daß der Detektorapparat den fernen Sender immer nur dann empfangen hat, wenn ein benachbarter, stark entdämpfter und dementsprechend stark strahlender Röhrenapparat auf den gleichen fernen Sender abgestimmt war. Der Detektorempfänger hat in Wirklichkeit nicht die Strahlung des fernen Senders, sondern die Sekundärstrahlung des Röhrenapparates empfangen, der somit unbeabsichtigt als Relaisender gewirkt hat."*

Die frühen Rückkopplungs-Audions waren einfache Röhrenempfänger, die meist mit Rahmenantennen auf Langwelle betrieben wurden. Durch die An-



Typisches frühes Rückkopplungs-Audion mit Rahmenantenne

fachung erreichten sie annähernd die Empfindlichkeit von großen Antennen sowie eine extrem gute Selektivität. In den 1920er Jahren wurden aber die Rahmenantennen mehr und mehr durch Langdrähte ersetzt, und wegen ihres vergleichsweise hohen Strahlungswiderstandes konnte das Rückkopplungs-Audion seine Stärken nicht mehr voll ausspielen. Dafür wirkte es wie von K. W. Wagner beschrieben bei unsachgemäßer Bedienung als *"Relaissender"* und verursachte Störungen in benachbarten Empfängern, weshalb ab 1924 in Deutschland für seinen Betrieb eine "Audion Versuchserlaubnis" der Reichspost erforderlich war. Ab Ende der 1930er Jahre wurden isolierende HF-Stufen populär, die solche Störungen verhinderten aber gleichzeitig die Leistungsfähigkeit dieses genialen Empfangssystems blockierten. Denn der ursprünglich angefachte Empfangskreis wirkt wie ein extrem guter Verstärker mit sehr niedriger *Rauschzahl* an idealer Stelle, ganz vorne im Signalpfad. Er bestimmt deshalb maßgeblich die Rauschzahl des gesamten Empfängers, denn wegen seiner extrem hohen Verstärkung fällt das Rauschen der Folgestufen kaum mehr ins Gewicht. Im Gegensatz dazu besitzen diese isolierenden HF-Stufen als konventionelle Verstärker eine wesentlich niedrigere Verstärkung aber höhere Rauschzahl.

Doch weshalb erzeugt Rückkopplung einen negativen Widerstand? Das Audion (die Triode) hat zwar einen extrem hohen aber wie jeder Verstärker einen endlichen differentiellen (Wechselspannungs- oder Kleinsignal-) Eingangswiderstand. Stellen wir uns den steuernden Empfangskreis als Spannungsquelle mit einem seriellen Innenwiderstand vor, dann bewirkt eine Spannungsänderung  $\Delta U$  am Eingang eine Stromänderung  $\Delta I$  mit gleichem Vorzeichen d.h. beide sind in Phase. Der differentielle Eingangswiderstand  $R_{AC} = \Delta U / \Delta I$  ist positiv und dem Emp-

fangskreis wird Leistung entzogen, was ihn bedämpft. Koppelt man nun einen Teil der Ausgangsspannung des Audions auf seinen Eingang zurück, dann steigt mit dem Grad der Rückkopplung die Signalamplitude am Eingang. Damit sinkt jedoch der Spannungsabfall über dem Innenwiderstand und damit der von der Spannungsquelle gelieferte Signalstrom, die Steuerleistung wird also zunehmend vom Ausgang geliefert und der Eingangswiderstand steigt asymptotisch gegen unendlich. Sobald die Signalamplitude am Eingang größer ist als die der Spannungsquelle, wechselt der Eingangswiderstand plötzlich sein Vorzeichen, d.h. er wird negativ und sein Betrag sinkt nun asymptotisch gegen null. Grund für diesen Vorzeichewechsel ist, dass der Ausgang nun zunehmend mehr Leistung an den Eingang liefert, als dieser aufnimmt. Eine positive Spannungsänderung  $\Delta U$  am Eingang bewirkt nun eine negative Stromänderung  $-\Delta I$  d.h. beide sind gegenphasig. Der differentielle Eingangswiderstand  $R_{AC} = \Delta U / -\Delta I$  ist damit negativ und der Überschuss der vom Ausgang gelieferten Leistung wird dem steuernden Empfangskreis zugeführt, was ihn anfachet oder entdämpft.

Zusammenfassung: Ein rückgekoppeltes Audion hat einen negativen differentiellen Eingangswiderstand, der den Empfangskreis entdämpft, indem er ihm nach exakt denselben Regeln Energie zuführt, wie sie von seinem Verlustwiderstand und Strahlungswiderstand in Wärme bzw. elektromagnetische Strahlung umgesetzt wird. Durch diese künstliche Erhöhung der Güte  $Q$  der Empfangskreises ergibt sich eine Vorverstärkung die um Zehnerpotenzen höher ist als die nochmals multiplizierende nominelle Verstärkung des Audions bei gleichzeitig erhöhter Selektivität.

## Das kreuzgekoppelte Paar

Die kleine symmetrische Schleife meines Peilers fungiert gleichzeitig als Empfangsantenne und als Induktivität des Empfangskreises, um ihre Symmetrie und damit Peilwirkung nicht zu stören muss also auch eine symmetrische Schaltung zur Entdämpfung des Kreises eingesetzt werden. Diese Aufgabe übernimmt ein Paar kreuzgekoppelter bipolarer Transistoren, eine einfache aber geniale Schaltung, deren Urahn in Röhrentechnik vor mehr als 100 Jahren erfunden wurde und die heute als *"Cross-Coupled Pair"* oder kurz *XCP* in unzähligen analogen und digitalen Schaltungsvarianten und Applikationen eingesetzt wird. Man findet sie sogar in der unablässig mit der Pfote winkenden Katze "Maneki-Neko", einem japanischen Glücksbringer, dem man immer wieder in chinesischen Läden und Restaurants begegnet.

Die Urform des XCP wurde von den beiden französischen Ingenieuren **Henri Abraham** und **Eugene Bloch** entwickelt, erschien erstmals im April 1918 in einem geheimen Dokument des Kriegsministeriums

n'obtient cependant pas autant de sensibilité qu'avec un microphone ordinaire mis en dérivation sur quelques spires de la self d'antenne.

15. - Multivibrateur. -

Le multivibrateur (fig. 62) est une association de deux lampes connectées de façon à obtenir des oscillations très riches en harmoniques.

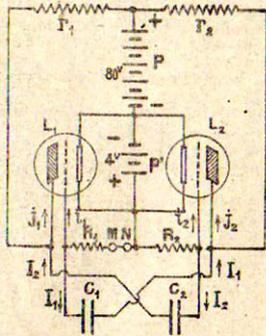


Fig. 62.

Les filaments des deux lampes  $L_1$  et  $L_2$  sont chauffés par une batterie d'accumulateurs  $P$ . Sur les circuits de grille sont intercalées des résistances  $R_1$  et  $R_2$  en graphite aggloméré (75.000 ohms), sur les circuits de plaque, une pile  $P'$  (80 volts) et des résistances en fil de maillechort  $r_1$  et  $r_2$  (50.000 ohms). La plaque de chacune des lampes est couplée à la grille de l'autre par des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  dont la capacité peut être réglée entre zéro et  $\frac{1}{100}$  de microfarad.

Der "Multivibrateur" von Abraham und Bloch, beschrieben in einem geheimen Dokument von 1918

und wurde schließlich im Juni 1919 publiziert. Sie besteht aus einem Paar kreuzgekoppelter Trioden, wobei die Gitter der Röhren jeweils über einen Widerstand mit der Kathode (Masse) und über einen Kondensator mit der Anode der anderen Röhre verbunden sind und die Anoden jeweils über einen Widerstand an der Betriebsspannung liegen. Der moderne systematische Name dieser Anordnung lautet "astabile Kipperschaltung" weil sie so lange periodisch zwischen ihren zwei möglichen Zuständen hin und her kippt, bis sie ausgeschaltet wird.

Die Schaltung wurde in den Kriegsjahren 1916/17 im Zuge geheimer militärischer Forschung im Bereich der Funkspionage entwickelt und hatte den Zweck der exakten Frequenzmessung in der drahtlosen Telegraphie. Bis dahin hatte man sich dafür auf geeichte Schwingkreise gestützt, aber es war äußerst schwierig, auf diese Weise einen Messfehler unter 1 % zu erzielen. Abraham und Bloch nannten ihre Anordnung "multivibrateur", weil sie eine sehr oberwellenreiche Rechteckschwingung fast beliebige Frequenz erzeugen kann, die nur abhängig von  $R$  und  $C$  ist. Tatsächlich waren Harmonische bis zur 150. Oberwelle nachweisbar, und so war es nun mit dem Multivibrator möglich, einen Wellenmesser oder "wavemeter" hochgenau zu eichen. Dazu wurde durch Vergleich mit einer Präzisions-Stimmgabel und Abgleich von  $R$  und  $C$  auf Schwebungsnull zunächst ein Rechtecksignal mit z.B. exakt 1000 Hz erzeugt, dann wurde der Wellen-

messer mit den Oberwellen auf Resonanz abgestimmt und seine Skala auf die Frequenz geeicht.

Kurz nach Ende des Ersten Weltkriegs, im Oktober 1918, stellten die beiden britischen Ingenieure und Physiker **William Eccles** und **Frank Jordan** in einem Vortrag und Aufsatz ihr "trigger relay" vor, dessen Schaltung nichts anderes war als eine simple Modifikation des Multivibrators von Abraham und Bloch. Die Gitter waren nicht mehr über einen Kondensator sondern direkt mit der Anode der anderen Röhre verbunden. Außerdem wurde die Schaltung nicht als Generator sondern zur *Verarbeitung* eines Signals eingesetzt, das über einen Transformator auf das Gitter einer Röhre eingekoppelt wird. Durch einen externen Impuls wird eine Röhre durchgeschaltet und die andere gesperrt und das System bleibt dann in diesem Zustand, bis es zurückgesetzt wird.

Das Ergebnis ist ein äußerst empfindlicher und schneller Schalter, der nachdem er durch eine Signalflanke ausgelöst wurde nicht durch eine zweite gleichartige Signalflanke wieder in den Anfangszustand wechselt. Und obwohl dieses Zurücksetzen automatisch durch eine entgegengesetzte Signalflanke ausgelöst werden könnte, sollte es laut Beschreibung manuell durch den Operator geschehen. Daher nannten die Autoren ihre Schaltung auch "one-stroke relay" also *Auslöseschalter*. Eccles und Jordan haben das Potential ihrer Schaltung nicht ausgenutzt und trotzdem ist bis heute ihr Aufsatz wissenschaftshistorisch bahnbrechend, weil diese ursprünglich "trigger" genannte *bistabile Kippstufe* später unter dem Namen "Flip-Flop" bekannt und mit ihrer Fähigkeit speichern, takten und binär zählen zu können zum Grundbaustein der modernen Digitaltechnik wurde.

Im September 1919 wurde von Eccles und Jordan der "oscillation generator" publiziert, eine weitere Variante bei der ein LC-Schwingkreis mit mittig geerdeter Induktivität durch zwei kreuzgekoppelte Trioden entdämpft wird. In dieser Form ist es keine Kipperschaltung mehr, sondern vielmehr erzeugen die beiden Trioden zwischen ihren Anoden (also über dem Schwingkreis) einen negativen differentiellen Widerstand. Es ist leicht zu erkennen, dass es sich dabei um nichts anderes als die symmetrische Gegentakt-Variante des *Meißner-Oszillators* handelt. Offenbar kann der Schwingkreis so freier und leichter angeregt werden als mit einer einzelnen Röhre, weil ihm bei jeder Halbwelle von beiden Röhren abwechselnd Energie zugeführt wird. Eccles bemerkte dazu: "It is found that these cross-coupled circuits oscillate more freely than single circuits".

Im April 1920 stellte Captain **Laurence Turner** eine Variante des "trigger relay", bei der die Gitter nicht direkt sondern über Widerstände mit den Anoden kreuzgekoppelt sind, als "Kallirotron, an aperiodic negative-resistance triode combination" vor. Bei dieser Variante sind also die Kondensatoren des ur-

sprünglichen Multivibrators von Bloch und Abraham lediglich durch Widerstände ersetzt. Der Name "Kallirotron" ist abgeleitet aus dem Griechischen für ein Gerät das gut oder schön läuft oder dreht. Turner verstand es als allgemeine Standardschaltung zur Verarbeitung jedweder Radiosignale und entwarf es für das, was Eccles und Jordan nicht im Sinn hatten, nämlich das selbsttätige Umschalten bei jedem Vorzeichenwechsel der Signalflanke. Auf diese Weise konnten nicht nur einzelne Impulse verstärkt werden, sondern auch ständig wechselnde Signalflanken, wie sie bei Morsetelegraphie oder der menschlichen Sprache auftreten.

Turner weist darauf hin, dass das "trigger relay" lediglich eine unstabilierte Variante seines Kallirotrons darstellt, weil erst die beiden von ihm eingefügten Widerstände ein stabiles Umschalten ermöglichen. Und so entstand mit dem Kallirotron die allgemeine bistabile Kippschaltung - also das wirkliche Flip-Flop - das in der Lage ist, bei jedem zweiten d.h. gleichartigen Vorzeichenwechsel der Signalspannung zwischen beiden Zuständen zu wechseln, was Frequenzhalbierung, binäres Zählen und Speicherung eines Bits bedeutet. Turner fasste seine Funktionsweise zusammen als *Verstärker für kurze und schnelle Spannungsänderungen*. In derselben Publikation präsentiert er auch seine Anwendung als amplitudenmodulierten LC-Oszillator und erklärt einleitend: *"Any negative-resistance device can obviously be used to produce sustained oscillation"*. Erst beim Umzeichnen der Schaltung erkennt man, dass es sich dabei um den kreuzgekoppelten Oszillator handelt.

1937 präsentierte **H. J. Reich** einen *"low distortion audio-frequency oscillator"* auf der Basis von Turner's Kallirotron. Er zeigt auf, dass für niedrigen Oberwellengehalt der Betrag des negativen Widerstandes um den Arbeitspunkt herum mit der Schwingungsamplitude steigen sollte und dass Turner's Kallirotron diese Eigenschaft aufweist. 1944 weist er nochmals darauf hin, dass es als Basis für einen *"push-pull negative resistance oscillator"* genutzt werden kann, und präsentiert den mathematischen Beweis, dass ein negativer Widerstand zwischen den beiden Anoden herrscht. Tatsächlich lassen sich mit kreuzgekoppelten Trioden durch die inherent sanfte Amplitudenbegrenzung extrem oberwellenarme und frequenzstabile Oszillatoren bauen. Das Kallirotron schwingt fast unfehlbar mit großer Amplitude, deshalb trägt es seinen Namen zu Recht und war speziell als Leistungsoszillator bis in den UKW-Bereich in den 1930er Jahren sehr beliebt. So benutzte z.B. *Sir Evan Neapan, G5YN*, als erste Amateurfunkstation aus Tibet unter dem Rufzeichen **AC4YN** einen selbsterregten getasteten Leistungsoszillator in Kallirotron-Schaltung als Sender auf 14 MHz mit einer Eingangsleistung von ca. 100 Watt.

In meinem Rückkopplungs-Audion kommen zwei



kreuzgekoppelte PNP-Transistoren zur Entdämpfung des Empfangskreises zum Einsatz. Die Schaltung (siehe S. 23) entspricht dem *"oscillation generator"* von Eccles und Jordan, jedoch mit zusätzlicher Detektorfunktion. Ein Signal im symmetrischen Empfangskreis steuert die beiden Transistoren im Gegenteil an, wobei die negative Halbwelle auf einer Seite des Kreises den Transistor auf der anderen Seite durchsteuert und damit Energie an die gerade dort anliegende positive Halbwelle liefert. Der gemeinsame 68 K $\Omega$  Emitterwiderstand legt die positive Emitterspannung (also die negative Basisvorspannung) in den Bereich des nichtlinearen Kennlinienknicks mit sehr kleinem Ruhestrom, wodurch sich Gleichrichterwirkung ergibt. Mit dem Rückkopplungs-Poti kann der Arbeitspunkt und damit die Verstärkung in diesem Bereich variiert werden. Aus Sicht des Emitterwiderstandes arbeitet das Kreuzgekoppelte Paar wie ein Vollweggleichrichter. Er bildet zusammen mit dem 27 pF Kondensator einen RC-Tiefpass mit 87 KHz Grenzfrequenz. Die Emitterspannung kann dadurch nicht den schnellen Amplitudenänderungen des verstärkten hochfrequenten Signals folgen, sehr wohl aber den langsamen Änderungen ihrer niederfrequenten Hüllkurve, also der Modulation. Ihr Wechselspannungsanteil wird zum nachfolgenden zweistufigen NF-Verstärker ausgekoppelt, der sich trotz hoher Verstärkung von ca. 70 dB sehr leicht und effizient von der Betriebsspannung entkoppeln lässt.

## Eplilog

Die *Rückkopplung* wurde fast gleichzeitig an verschiedenen Orten patentiert: der Oszillator von Alexander Meißner im April 1913, die Hochfrequenzverstärkung mit Rückkopplung und anschließender Demodulation im Juli 1913 von Telefunken und leider erst im Oktober 1914 der *"regenerative circuit"* mit gleichzeitiger Hochfrequenzverstärkung und Demodulation von Edwin Howard Armstrong, dem wahren Erfinder dieses genialen Konzepts. So beherrschte Mitkopplung im Sinne positiver oder regenerativer Rückkopplung elektronische Schaltungen ab 1912 für einige Jahrzehnte, Gegenkopplung im Sinne negativer Rückkopplung wurde dagegen erst um 1930 erfunden. Die variable Rückkopplung

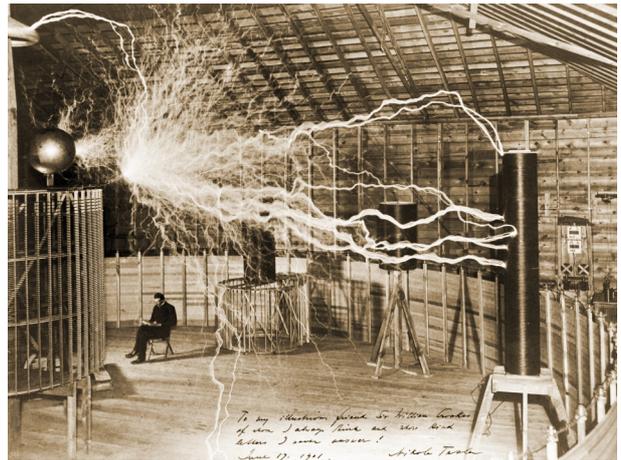
erwachte dann in den 1950er Jahren als sogenannter "*Q-Multiplier*" zur elektronischen Entdämpfung von Schwingkreisen wieder zu neuem Leben

Heute versteht man unter einem Audion einen *Gradeusempfänger*, bei dem im Gegensatz zum später ebenfalls von Armstrong entwickelten Überlagerungsempfänger oder "*Superhet*" die Aktionen Frequenzselektion, Hochfrequenzverstärkung und Demodulation auf derselben Frequenz stattfinden. Je nach Anzahl der Schwingkreise nennt man sie auch Ein-, Zwei- oder Dreikreiser. Auch eine Bezeichnung z.B. in der Form 0-V-2 ist üblich. Dabei steht 0 für die Anzahl der HF-Stufen, V für die Gleichrichterstufe ("Ventil") und 2 für die Anzahl NF-Stufen. Bis in die 1930er Jahre behielt das Audionprinzip eine grosse Bedeutung, und es war auch in den diversen Typen des Volksempfängers zu finden. Und sogar bis in die Nachkriegszeit fand man das Audion mit fest eingestellter Rückkopplung in Zwerg- bzw. Kleinsuper genannten Empfängern als Zwischenfrequenzstufe zur Verstärkung und Demodulation.

Das Audion mit variabler Rückkopplung oder kurz *Schwingaudion* ist ein geniales Konzept, das sehr vielseitig eingesetzt werden kann. Generell wirkt es als variabler *Q-Multiplier* für den Empfangskreis mit entsprechender Erhöhung der Empfindlichkeit und Trennschärfe. Zusätzlich arbeitet es unterhalb des Schwingungseinsatzes als *Hüllkurvendemodulator* für AM-Signale, darüber aber als *Autodyn* also als Selbstüberlagerer oder direktmischender Demodulator für CW- und SSB-Signale und sogar als *Homodyn* oder *Synchrodyn* für den Synchronempfang starker Rundfunksender. Mit einem einzigen Regler bestimmt man nicht nur die Betriebsart, sondern hat gleichzeitig stufenlose Kontrolle über Selektivität und HF-Verstärkung. Bei geschicktem Umgang können damit auch noch die schwächsten Signale bei erhöhter Empfindlichkeit und Trennschärfe "herangeholt" werden. Erst das geniale Prinzip des Rückkopplungs-Audions hat den Weitempfang von Funksignalen mit minimalem Schaltungsaufwand an einfachen Antennen möglich gemacht.

Wie passt **Nikola Tesla** in dieses Bild? Die Arbeit des herausragenden Genies war stets eng mit den Konzepten *Resonanz* und *Rückkopplung* verbunden, angefangen von Versuchen zur mechanischen Resonanz (mit einem kleinen elektromechanischen Oszillator hat er 1898 fast das gesamte Haus zum Einsturz gebracht, in dem sein Labor untergebracht war) bis hin zu weltweiter drahtloser Energieversorgung durch Erregung von Resonanzen im Hohlleiter zwischen Erdoberfläche und Ionosphäre. In einem Artikel vom September 1911, ein Jahr vor Armstrong's Erfindung des Rückkopplungs-Audions, bemerkte er zu seinem Empfänger: "*[it] concentrates the energy transmitted over a wide area into the device*".

Tatsächlich nutzte Tesla bereits seit 1899 die Rückkopplung, um seine Empfangskreise anzufachen und



Nikola Tesla, Colorado Springs 1901

damit die Kreisgüte und die Absorptionsfläche seiner Antennen zu erhöhen. Am 3. August dieses Jahres beschrieb er in seinen Aufzeichnungen einige Empfängerschaltungen, bei denen er hochfrequente Ströme von der Sekundärseite eines resonanten Transformators auf einen Kohärer auf der Primärseite zurückkoppelte. In dieser Empfängervariante, die laut Tesla's Beschreibung einen "*self-exciting process*" nutzte, wurde der Kohärer wesentlich empfindlicher für empfangene Signale und er stellte fest: "*This method has been found excellent and will have besides telegraphy many valuable uses since by its means effects, too feeble to be recorded in other ways, may be rendered sufficiently strong to cause the operation of any suitable device*".

## Messungen

Bei den Messungen und Berechnungen werden folgende Formelzeichen verwendet:

$A$	geometrische Schleifenfläche [m <sup>2</sup> ]
$b_{HF, NF}$	-3dB HF-, NF-Bandbreite
$b_N$	effektive Rauschbandbreite [Hz]
$E$	elektrische Feldstärke
$f$	Frequenz [MHz]
$h_e$	effektive Höhe [m]
$l_e$	effektive Länge [m]
$\lambda$	Wellenlänge [m]
$Q, Q_0$	Güte, natürliche Güte
$R$	Serienwiderstand im Kreis
$R'$	Resonanzwiderstand des Kreises
$R_S, P_S$	Strahlungswiderstand, -leistung
$R_V, P_V$	Verlustwiderstand, -leistung
$R_A, P_A$	Anfachungswiderstand, -leistung
$U_E, P_E$	Einfallende Spannung, Leistung
$U_N, P_N$	Rauschspannung, -leistung
$U_{ND}, P_{ND}$	Rauschspannungsdichte, -leistungsdichte
$U_S$	Signalspannung
$W$	Windungszahl
$X_L$	induktive Reaktanz
$SNR$	Signal/Rausch-Verhältnis (S+N)/N [dB]
$MDS$	Grenzeempfindlichkeit

Die nachfolgenden relativen Messungen im Energie speichernden Magnetfeld des Empfangskreises wurden mittels *Siglent SDG 2082X Function Arbitrary Waveform Generator* und *SVA 1032X Spectrum & Vector Network Analyzer* durchgeführt. Außerdem wurde ein *Signalinjektor* und eine *Magnetfeldsonde* angefertigt, den Messaufbau zeigt folgende Abbildung.



Der *Signalinjektor* rechts unten wird über RG-174 Coaxialkabel vom Generator gespeist und besteht aus einer kleinen Dreieckschleife aus Schaltdraht, in die ein 56 Ω Widerstand eingefügt ist. Sie ist mittels Klebeband auf der kupferfreien Seite der Epoxy-Schleife so fixiert, dass ihre ca. 10 mm lange kurze Seite mittig und parallel zu den 4 Kupferbahnen auf der anderen Seite verläuft. Die *Magnetfeldsonde* hinter der Epoxy-Schleife speist den Spektrumanalysator und besteht aus einer kleinen Rundschleife mit ca. 4 cm Durchmesser ebenfalls aus RG-174 Coaxialkabel. Das Kabel wird durch ein kurzes Messingrohr zugeführt, das auf der Rückwand des Empfängers in ca. 2 cm Abstand von der Epoxy-Schleife mittels Klebeband fixiert ist. Ein kleines T-Stück Platinenmaterial ist mit dem Rohrende verlötet und dient der Fixierung und Verschaltung der Sonde: das Ende des Innenleiters ist knapp über dem Austrittspunkt des Kabels mit seinem Mantel verlötet, das Ende des Mantels liegt frei. Auf diese Weise wirkt der Kabelmantel als Faraday-Abschirmung für elektrische Felder.

### Thermisches Rauschen

Bei den nachfolgenden Messungen und Berechnungen spielt das *thermische* oder *Johnson-Nyquist Rauschen* eine zentrale Rolle, weil es die Grenzempfindlichkeit eines Empfängers bestimmt. Es ist weißes Rauschen, das durch die thermische Bewegung von Ladungsträgern in leitfähigen Medien verursacht wird, deren Temperatur über dem absoluten Nullpunkt liegt. Jeder Ohm'sche Widerstand  $R$

ist eine Rauschquelle, sie liefert die Leerlaufspannung ...

$$U_N = \sqrt{4 k T R b_N} \text{ [V]}$$

... mit der Boltzmann-Konstante  $k = 1.387 \times 10^{-23}$  J/K, Temperatur  $T$  [K], Widerstand  $R$  [Ω] und effektiver Rauschbandbreite  $b_N$  [Hz]. Im Kurzschlussbetrieb wird in diesem Widerstand die Rauschleistung ...

$$P_N = U_N^2 / R = 4 k T b_N \text{ [W]}$$

... in Verlustwärme umgesetzt. Ein an diese Rauschquelle angepasster Lastwiderstand hat für maximale Leistungsauskopplung denselben Wert  $R$ , durch Spannungsteilung fällt über ihm nur die halbe Spannung ab und so beträgt die ausgekoppelte Rauschleistung ein Viertel oder ...

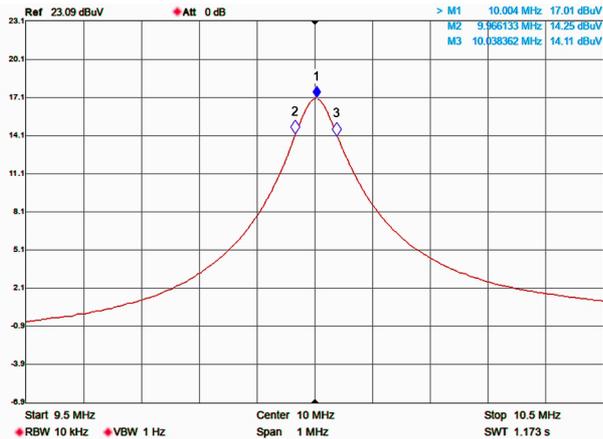
$$P_N = U_N^2 / (4 R) = k T b_N \text{ [W]}$$

Im Gegensatz zur Rauschspannung ist die Rauschleistung also völlig unabhängig von  $R$ , egal ob es sich dabei um einen Kohleschichtwiderstand mit einigen MegaOhm oder um ein kurzes Stück Draht mit wenigen MilliOhm handelt. Die Werte für eine Bandbreite von 1 Hz werden als spektrale *Rauschspannungsdichte*  $U_{ND}$  [V/√Hz] bzw. *Rauschleistungsdichte*  $P_{ND}$  [W/Hz] bezeichnet. Die Rauschspannung wächst mit  $\sqrt{b_N}$  und die Rauschleistung mit  $b_N$ , wobei  $b_N$  für die *effektive Rauschbandbreite* eines gedachten idealen Bandpassfilters mit rechteckiger "brick wall" Durchlasskurve steht, das dieselbe Rauschleistung passieren lässt wie das betrachtete reale Filter. Für einen abgestimmten Schwingkreis ist  $b_N = \pi f / (2 Q)$  und weil die natürliche -3dB HF-Bandbreite  $b_{HF} = f / Q$  wird daraus  $b_N$  durch Multiplikation mit dem Faktor  $\pi / 2 = 1.57$  berechnet.

Bei allen folgenden Berechnungen wird eine Bezugstemperatur von  $T_0 = 290$  K (17° C) angenommen. Ein 50 Ω Widerstand am Eingang eines Empfängers erzeugt also eine Rauschleistungsdichte von  $P_{ND} = k T = 4.02 \times 10^{-21}$  W/Hz = -204 dBW/Hz = -174 dBm/Hz, dieser Wert stellt den theoretisch erreichbaren minimalen Rauschflur eines idealen Empfängers bei einer Temperatur von 17° C dar.

### Natürliche Güte

Vom Generator wird ein Rauschsignal (stdev = 500 mV, mean = 0 mV) eingespeist und der Spektrumanalysator auf 10 MHz Mittenfrequenz entsprechend einer Wellenlänge von  $\lambda = 30$  m eingestellt. Der Empfänger wird eingeschaltet und bei völlig zurückgedrehter Rückkopplung auf 10 MHz abgestimmt. Es ergibt sich folgende Resonanzkurve mit einer Auflösung von 3 dB vertikal / 100 KHz horizontal pro Einheit. Die starke Glättung der Kurve wird durch die hohe Auflösungsbandbreite RBW = 10 KHz erreicht. Die Marker M2 und M3 sitzen auf den -3dB

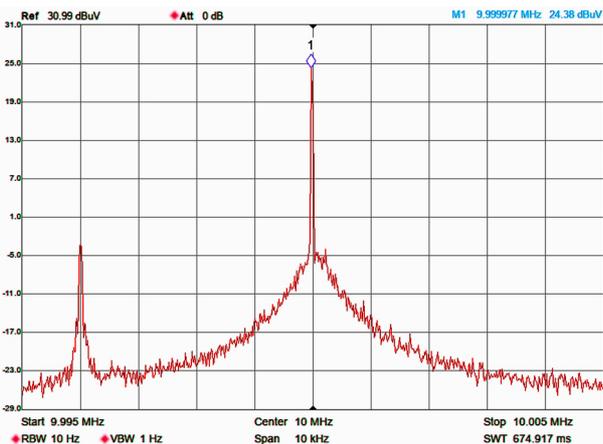


Punkten, die HF-Bandbreite des Empfangskreises beträgt also  $b_{HF} = 10038 \text{ KHz} - 9966 \text{ KHz} = 72 \text{ KHz}$  und somit ist die natürliche Güte  $Q_0 = f / b_{HF} = 10000 \text{ KHz} / 72 \text{ KHz} = 139$ .

Zum Vergleich wurde die Bandbreite auch bei einem viel größeren Abstand von 40 cm zwischen kleiner Schleife und Magnetfeldsonde gemessen, es ergab sich eine entsprechend geringere Amplitude aber kein signifikant abweichender Wert. Die Sonde koppelt also wie erwünscht nur sehr schwach an den Empfangskreis und hat selbst bei nur 2 cm lichtem Abstand zur Schleifenebene keinen signifikanten Einfluss auf seine Güte und Resonanzfrequenz.

### Angefachtes Signal/Rausch-Verhältnis

Als nächstes wird der Signalinjektor entfernt und die Rückkopplung bis knapp unter den Schwingungseinsatz hochgedreht. Mit der sehr niedrigen Auflösungsbandbreite  $RBW = 10 \text{ Hz}$  und einer Auflösung von 6 dB vertikal / 1 KHz horizontal pro Einheit ergibt sich nun folgendes Spektrum:



Das markierte Testsignal auf 10 MHz hat eine Amplitude von  $U_S = 24.4 \text{ dB}\mu\text{V}$  und stammt von einem unbekanntem Sender, 4 KHz tiefer auf 9.996 MHz ist auch das Signal des russischen Zeitzeichensenders RWM aus Moskau zu sehen. Die Resonanzkurve zeigt das Rauschen im reaktiven Nahfeld des angefachten Empfangskreises. Sie geht links und rechts in den Rauschflur des Analyzers über, des-

halb erscheint sie an ihrer Basis viel flacher als sie tatsächlich ist. Ihre maximale Amplitude @ 10 MHz beträgt  $-5.0 \text{ dB}\mu\text{V}$ , die HF-Bandbreite bei dieser Einstellung der Rückkopplung ca.  $b_{HF} = 500 \text{ Hz}$  entsprechend einer angefachten Güte von  $Q = f / b_{HF} = 20000$  und die effektive Rauschbandbreite ist  $b_N = 1.57 \times b_{HF} = 785 \text{ Hz}$ . Somit beträgt die von  $RBW = 10 \text{ Hz}$  auf  $b_N = 785 \text{ Hz}$  umgerechnete Rauschspannung  $U_N$  und das Signal/Rausch-Verhältnis  $SNR$ :

$$U_N = -5.0 \text{ dB}\mu\text{V} + 10 \log(785 / 10) = 13.9 \text{ dB}\mu\text{V}$$

$$SNR = U_S - U_N = 24.4 \text{ dB}\mu\text{V} - 13.9 \text{ dB}\mu\text{V} = 10.5 \text{ dB}$$

Als das Spektrum aufgenommen wurde, hatte das Testsignal auf dem hochgenauen S-Meter meines Elecraft K4D Kurzwellen-Transceivers an einem angepassten vertikalen Dipol eine wenig schwankende Signalstärke von etwa  $S 7$  und das Rauschen in 400 Hz Bandbreite lag bei  $S 3.5$  ( $S 9 = 50 \mu\text{V}$  @  $50 \Omega$  mit 6 dB / S-Stufe). Die digitalen Filterflanken sind extrem steil, deshalb kann diese Bandbreite ohne Umrechnung als äquivalente Rauschbandbreite betrachtet werden. Die Antennensimulation mit EzNEC ergab ca. 3 dB Bodenverluste, an einer verlustfreien Antenne wären also die Werte um eine halbe S-Stufe höher und damit ergibt sich korrigiert für das Signal  $S 7.5 = 17.7 \mu\text{V}$  also  $U_S = 25.0 \text{ dB}\mu\text{V}$  und für den Rauschflur  $S 4 = 1.58 \mu\text{V}$  also  $U_N = 4.0 \text{ dB}\mu\text{V}$ . Somit beträgt die von  $b_N = 400 \text{ Hz}$  auf die effektive Rauschbandbreite der angefachten kleinen Schleife  $b_N = 785 \text{ Hz}$  umgerechnete Rauschspannung  $U_N$  und das Signal/Rausch-Verhältnis  $SNR$ :

$$U_N = 4.0 \text{ dB}\mu\text{V} + 10 \log(785 / 400) = 6.9 \text{ dB}\mu\text{V}$$

$$SNR = U_S - U_N = 25.0 \text{ dB}\mu\text{V} - 6.9 \text{ dB}\mu\text{V} = 18.1 \text{ dB}$$

Das mit dem K4D empfangene externe Rauschen liegt somit  $18.1 \text{ dB} - 10.5 \text{ dB} = 7.6 \text{ dB}$  unter dem Rauschen der angefachten kleinen Schleife, das also offensichtlich von ihrem thermischen Rauschen dominiert wird.

### Mathematische Analyse

Die effektive Höhe einer unabgestimmten kleinen Schleife beträgt:

$$h_e = 2 \pi W A / \lambda = 2 \pi W A f / 300$$

In einem elektromagnetischen Feld beträgt die einfallende Spannung im Leerlauf:

$$U_E = E h_e$$

Sie wird vom magnetischen Feld  $H$  induziert und ist proportional zur magnetischen Flussdichte  $B = \mu_0 H$  senkrecht zur Schleifenebene. In dieser Gleichung wird  $U_E$  ersatzweise aus der elektrischen Feldstärke  $E$  berechnet, sie gilt deshalb nur im ungestörten

Strahlungsfeld, wo elektrische und magnetische Feldkomponente über den Feldwellenwiderstand  $Z_0 = E/H = 120 \pi \Omega = 377 \Omega$  verknüpft sind.

Wird die Induktivität der Schleife durch eine Kapazität zu einem resonanten Parallelschwingkreis ergänzt, entsteht eine abgestimmte kleine Schleife. Die aus dem primären Feld einfallende Spannung  $U_E$  bleibt dabei unverändert, aber die Schleife reichert die Feldstärke in ihrem Energie speichernden reaktiven Nahfeld (Magnetfeld) um den Gütefaktor  $Q$  an und liefert deshalb eine entsprechend höhere Spannung über dem Kreis:

$$U_E' = Q U_E = Q E h_e$$

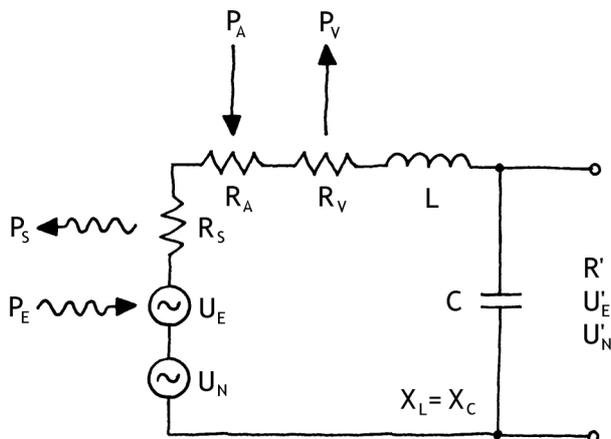
Gleichzeitig wird der Empfang auf der Resonanzfrequenz  $f$  selektiv mit einer -3dB Bandbreite von:

$$b_{HF} = f / Q$$

Bei der extrem hohen maximalen Güte von ca. 20.000 @ 10 MHz beträgt sie nur noch 500 Hz, sodass die Höhen (also die schnellen Amplitudenänderungen) eines AM-Rundfunksignals gut hörbar unterdrückt werden.

### Ersatzschaltbild und Beziehungen

Das folgende Ersatzschaltbild des *angefachten resonanten Empfangskreises* besteht aus den beiden Spannungsquellen  $U_N$  (thermische Rauschspannung) und  $U_E$  (einfallende Spannung) in Serie mit dem Strahlungswiderstand  $R_S$ , negativen Anfachungswiderstand  $R_A$ , Ohm'schen Verlustwiderstand  $R_V$  (dieser enthält auch in den Kreis transformierte Nutzwiderstände, weil sie aus Sicht des Empfangskreises einen Energieverlust bewirken) sowie einer Induktivität  $L$  und parallel zu dieser Serienkombination einer Kapazität  $C$ .



Der den Kreisstrom bedämpfende Serienwiderstand  $R = R_S + R_V + R_A$  erscheint als äquivalenter Parallel- oder Resonanzwiderstand  $R' = R Q^2$  über dem Kreis. Solange  $R \ll X_L = 2 \pi f L$  gelten folgende Beziehungen in guter Näherung [Hz,  $\Omega$ , H, F]:

$$\begin{aligned} R' &= X_L^2 / R = X_L Q = R Q^2 = L / (R C) \\ R &= X_L^2 / R' = X_L / Q = R' / Q^2 = L / (R' C) \\ Q &= X_L / R = R' / X_L = \sqrt{L / C} / R = R' / \sqrt{L / C} \\ U_E' &= Q U_E \quad U_N' = Q U_N \end{aligned}$$

Weil  $R' R = X_L^2$  ist  $X_L = \sqrt{R' R}$  der geometrische Mittelwert von  $R'$  und  $R$ . Je kleiner also der Serienwiderstand  $R$  und je größer der induktive Blindwiderstand  $X_L$  (also je größer das L/C-Verhältnis), umso geringer ist die Bedämpfung des Kreises und umso höher sind seine Güte  $Q$ , der im Kreis zirkulierende Strom, der Resonanzwiderstand, die Spannung über dem Kreis und letztendlich die Empfindlichkeit und Trennschärfe. Übrigens ist ein impedanztransformierendes LC- oder  $\pi$ -Glied nichts anderes als ein resonanter Parallelschwingkreis, der durch Aufschaukelung wie im Abschnitt "Resonanz" beschrieben als *Resonanztransformator* wirkt.

### Angefachte Leistungsbilanz

Belastet man den Kreis durch einen parallelen Widerstand  $R_p$ , dann verkleinert er den Resonanzwiderstand  $R'$  entsprechend dem Ohm'schen Gesetz und wird in den Kreis hineintransformiert, sodass sich der effektive Serienwiderstand um  $X_L^2 / R_p$  vergrößert. Der Kreis wird also zusätzlich bedämpft, womit seine Güte  $Q$  sinkt.

Handelt es sich dabei jedoch um einen *negativen differentiellen Widerstand*, also um eine *Anfachung*, dann wird der Serienwiderstand im Kreis zwar nicht wirklich physisch aber dennoch effektiv verkleinert. Der Kreis wird somit künstlich entdämpft und seine Güte  $Q$  steigt ("Q-Multiplier"). Dieser in den Kreis hineintransformierte negative Anfachungswiderstand  $R_A$  reduziert jetzt den Serienwiderstand auf einen effektiven Wert von  $R = R_S + R_V + R_A$  und erhöht damit den Strom  $I = U_E / R$  im Empfangskreis und dessen Güte  $Q$ . Übereinstimmend mit Rüdensberg ergeben sich damit folgende Leistungen:

$$\begin{aligned} P_E &= I^2 R = U_E^2 / (R_S + R_V + R_A) \\ P_V &= I^2 R_V = U_E^2 R_V / (R_S + R_V + R_A)^2 \\ P_S &= I^2 R_S = U_E^2 R_S / (R_S + R_V + R_A)^2 \\ P_A &= I^2 R_A = U_E^2 R_A / (R_S + R_V + R_A)^2 \end{aligned}$$

Der aus dem Feld einfallenden Spannung  $U_E$  wird also durch die Anfachung weniger Widerstand entgegengesetzt, damit erhöht sich der Kreisstrom und die aus dem Feld einfallende Leistung  $P_E$  genau wie die effektive Wirkfläche  $A_e$  linear mit  $Q$ . Der Verlustwiderstand  $R_V$  existiert aber physisch nach wie vor unverändert und absorbiert zusammen mit dem Strahlungswiderstand  $R_S$  bei diesem erhöhten Strom mehr Leistung, als aus dem Feld aufgenommen wird. Verlustleistung  $P_V$  und Strahlungsleistung  $P_S$  steigen also quadratisch mit  $Q^2$ , und genau diese Mehrleistung  $P_A$  wird von der Anfachung geliefert. Wenn  $R_A = -R_V$  ist  $P_V = P_A$  und  $P_S = P_E$ , somit wird die

gesamte Verlustleistung durch die Anfachung geliefert und die gesamte eingestrahlte Leistung wird als Strahlungsleistung wieder zerstreut. Es ist dann  $P_V = P_A = P_E R_V / R_S$ .

### Strahlungs- und Verlustwiderstand

Der *Strahlungswiderstand* einer kleinen Schleife beträgt in guter Näherung:

$$R_S = 320 \pi^4 (W A)^2 / \lambda^4$$

Die kreisförmige Schleife meines Peilers hat 4 Windungen und einem mittleren Durchmesser von 8.75 cm also eine Fläche von  $A = \pi r^2 = 0.006 \text{ m}^2$ . Für  $\lambda = 30 \text{ m}$  ergibt sich ein für die weiteren Berechnungen vernachlässigbar kleiner Strahlungswiderstand von  $R_S = 0.00002 \Omega$ , die Ohm'schen Verlustwiderstände im Empfangskreis sind um Größenordnungen höher. Die vorher gemessene *natürliche Güte* meiner Schleife mit  $L = 2.6 \mu\text{H}$  beträgt  $Q_0 = 139 @ 10 \text{ MHz}$  und damit ist ihr Verlustwiderstand  $R = X_L / Q_0 = 2 \pi f L / Q_0 = 1.18 \Omega$ .

### Unabgestimmte kleine Schleife

Bei den vorausgegangenen Messungen wurde mit dem Elecraft K4D ein Testsignal @ 10 MHz korrigiert um die Bodenverluste mit  $S 7.5 = 17.7 \mu\text{V}$  also  $U_S = 25.0 \text{ dB}\mu\text{V}$  an einem angepassten vertikalen Dipol empfangen. Um die entsprechende Feldstärke zu bestimmen, muss diese Spannung am angepassten Eingangswiderstand  $R_I = 50 \Omega$  des Empfängers mit dem Strahlungswiderstand des Halbwelldipols  $R_S = 73 \Omega$  in die einfallende Spannung  $U_E$  und dann mit der effektiven Länge  $l_e$  in die elektrische Signalfeldstärke  $E_S$  umgerechnet werden:

$$\begin{aligned} U_E &= 2 U_S \sqrt{(R_S / R_I)} = \\ &2 \times 17.7 \mu\text{V} \sqrt{(73 / 50)} = \\ &42.8 \mu\text{V} \\ l_e &= \lambda / \pi = 9.55 \text{ m} \\ E_S &= U_E / l_e = 42.8 \mu\text{V} / 9.55 \text{ m} = \\ &4.5 \mu\text{V/m} \end{aligned}$$

Ersetzen wir nun den Dipol durch unsere zunächst *unabgestimmte* kleine Schleife mit  $D = 8.75 \text{ cm}$  und  $L = 2.6 \mu\text{H}$ , dann ergibt sich für die einfallende Signalspannung  $U_S$ :

$$\begin{aligned} A &= \pi r^2 = 0.006 \text{ m} \\ h_e &= 2 \pi W A / \lambda = 0.005 \text{ m} \\ U_S &= U_E = E_S h_e = 0.0224 \mu\text{V} \end{aligned}$$

Der Ohm'sche Verlustwiderstand  $R$  der kleinen Schleife erzeugt *thermisches Rauschen*. Mit ihrer gemessenen natürlichen Güte  $Q_0 = 139$  und einer angenommenen NF-Bandbreite des Empfängers von  $b_{NF} = 10 \text{ KHz}$  ergibt sich für die thermische Rauschspannungsdichte  $U_{ND}$  und Rauschspannung  $U_N$  so

wie das Signal/Rausch-Verhältnis *SNR*:

$$\begin{aligned} R &= X_L / Q_0 = 2 \pi f L / Q_0 = 1.18 \Omega \\ U_{ND} &= \sqrt{(4 k T_0 R)} = 0.000138 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}} \\ U_N &= U_{ND} \sqrt{(1.57 \times b_{NF})} = 0.0173 \mu\text{V} \\ \text{SNR} &= 20 \log (U_S / U_N) = 2.2 \text{ dB} \end{aligned}$$

### Abgestimmte kleine Schleife

Jetzt wird die kleine Schleife mittels Parallelkapazität auf Resonanz abgestimmt. Weil dabei die Bandbreite des Empfangskreises  $b_{HF} = f / Q_0$  wesentlich größer bleibt als die NF-Bandbreite  $b_{HF} \gg b_{NF}$  ergibt sich über dem Kreis:

$$\begin{aligned} U_S &= U_E' = Q_0 E_S h_e = 3.1 \mu\text{V} \\ b_{HF} &= f / Q_0 = 72 \text{ KHz} \gg b_{NF} \\ U_{ND} &= Q_0 \sqrt{(4 k T_0 R)} = 0.0192 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}} \\ U_N &= U_{ND} \sqrt{(1.57 \times b_{NF})} = 2.41 \mu\text{V} \\ \text{SNR} &= 20 \log (U_S / U_N) = 2.2 \text{ dB} \end{aligned}$$

Signal- und Rauschspannung über dem Kreis sind jetzt beide um den Faktor  $Q_0$  höher und so bleibt das *SNR* unverändert. Erhöht man die *natürliche Güte*  $Q_0$  des Empfangskreises, dann steigt die Signalspannung linear mit  $Q_0$  aber wegen sinkendem  $R$  steigen die Rauschspannungsdichte und die Rauschspannung nur mit  $Q_0 \sqrt{(1 / Q_0)} = Q_0 / \sqrt{Q_0} = \sqrt{Q_0}$ . Folglich steigt das *SNR* in der NF-Bandbreite des Empfängers mit  $U_S / U_N = Q_0 / \sqrt{Q_0} = \sqrt{Q_0} = 10 \log Q_0 [\text{dB}]$  also um 3 dB bei Verdopplung der Güte. Für eine möglichst hohe Grenzempfindlichkeit ist deshalb unbedingt eine hohe *natürliche Güte* anzustreben.

### Abgestimmte und angefachte kleine Schleife

Wird nun der Empfangskreis auf eine *künstliche Güte* von  $Q = 20000$  entdämpft oder angefacht, existiert der rauschende Verlustwiderstand  $R$  nach wie vor unverändert im Empfangskreis und so ergibt sich über dem Kreis:

$$\begin{aligned} U_S &= U_E' = Q E_S h_e = 448 \mu\text{V} \\ b_{HF} &= f / Q = 500 \text{ Hz} \ll b_{NF} \\ U_{ND} &= Q \sqrt{(4 k T_0 R)} = 2.76 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}} \\ U_N &= U_{ND} \sqrt{(1.57 \times b_{NF})} = 77.3 \mu\text{V} \\ \text{SNR} &= 20 \log (U_S / U_N) = 15.3 \text{ dB} \end{aligned}$$

Die Signalspannung steigt also weiterhin und wegen unverändertem  $R$  auch die Rauschspannungsdichte mit  $Q$ . Solange  $b_{HF} \gg b_{NF}$  steigt also auch die Rauschspannung linear mit  $Q$  und das *SNR* bleibt konstant. Mit weiter steigender Güte sinkt  $b_{HF}$ , mit ihrer Annäherung an  $b_{NF}$  steigt die Rauschspannung aber immer langsamer und damit beginnt das *SNR* zu steigen. Wenn schließlich  $b_{HF} \ll b_{NF}$  steigt die Rauschspannung wie bei der natürlichen Güte nur noch mit  $\sqrt{Q}$  und damit steigt das *SNR* mit  $Q / \sqrt{Q} = \sqrt{Q} = 10 \log Q [\text{dB}]$  also um 3 dB bei Verdopplung der Güte.

Der Übergang von der unabgestimmten zur abgestimmten Schleife brachte also 139-fache oder um  $20 \log Q_0 = 43 \text{ dB}$  höhere Signalspannung und selektiven Empfang mit einer HF-Bandbreite von  $b_{HF} = 10 \text{ MHz} / 139 = 72 \text{ KHz}$ . Die künstliche Erhöhung der Güte auf  $Q = 20000$  um den Faktor  $20000 / 139 = 144$  brachte nochmals  $20 \log 144 = 43 \text{ dB}$ , also insgesamt eine um  $20 \log 20000 = 86 \text{ dB}$  höhere Signalspannung.

### Effektive Wirkfläche

Aus der elektrischen Feldstärke  $E$  und der effektiven Höhe der kleinen Schleife  $h_e = 2 \pi W A f / 300$  ergibt sich die einfallende Spannung  $U_E = E h_e$  und mit dem Serienwiderstand des Empfangskreises  $R = X_L / Q = 2 \pi f L / Q$  die einfallende Leistung  $P_E = U_E^2 / R$ . Die Irradianz ist der Betrag des zeitlich gemittelten Poynting-Vektors  $|S| = E^2 / Z_0 = E^2 / 377 \Omega$ . Dividieren wir die einfallende Leistung durch die Irradianz erhalten wir die effektive Wirkfläche  $A_e = P_E / |S|$ . Durch einsetzen und kürzen fällt die elektrische Feldstärke  $E$  heraus und wir erhalten schließlich  $[m^2, \text{MHz}, \mu\text{H}]$ :

$$A_e = 0.0263 W^2 A^2 f Q / L$$

Für  $W = 4$ ,  $A = 0.006 m^2$ ,  $f = 10 \text{ MHz}$ ,  $L = 2.6 \mu\text{H}$  und ihre natürliche Güte  $Q_0 = 139$  beträgt die Wirkfläche  $A_e = 0.008 m^2$  entsprechend einem Kreis mit  $10 \text{ cm}$  Durchmesser und schließlich für die auf  $Q = 20000$  angefachte Schleife  $A_e = 1.16 m^2$  entsprechend einem Kreis mit  $1.2 m$  Durchmesser. Die Einfallende Leistung liegt dann nur noch  $20 \text{ dB}$  oder ca. 3 S-Stufen unter der eines Halbwellen-Dipols für  $10 \text{ MHz}$ , dessen Wirkfläche  $A_e = 0.13 \lambda^2 = 117 m^2$  beträgt.

### Rauschzahl

Die Rauschzahl  $F = 10 \log (SNR_{IN} / SNR_{OUT})$  [dB] einer Stufe ist der Quotient aus Eingangs-SNR zu Ausgangs-SNR, also ein Maß dafür, wie stark die Stufe das Signal/Rausch-Verhältnis verschlechtert. Werden Stufen hintereinander geschaltet, dominiert die Rauschzahl der ersten Stufe die der gesamten Kaskade umso mehr, je höher ihre Verstärkung und je kleiner die kombinierte Rauschzahl der Folge-stufen.

Die Anfachungsschaltung mit ihrem negativen Widerstand  $R_A$  ist ein lineares aktives Eintor (Zweipol) mit negativem Leitwert. Sie wirkt wie ein Verstärker mit einem einzigen Tor, d.h. Eingangstor und Ausgangstor sind identisch, und ihr Verhalten ist besser zu verstehen, wenn man sie auf der Grundlage der Leitungstheorie als Reflexionsverstärker oder "reflection amplifier" betrachtet. Wir haben also zum einen den Empfangskreis mit seiner natürlichen Güte als Signal- und Rauschquelle (das thermische Rauschen seiner Verlustwiderstände), aber zum anderen auch die Anfachungsschaltung, die als Ver-

stärker wirkt und zusätzliches thermisches Rauschen erzeugt. Wir erhalten die Rauschzahl  $F_A$  der Anfachungsschaltung, indem wir vom vorab berechneten SNR der abgestimmten und angefachten kleinen Schleife (was von einer idealen rauschfreien Anfachung ausging) das gemessene SNR subtrahieren:

$$F_A = 15.3 \text{ dB} - 10.5 \text{ dB} = 4.8 \text{ dB}$$

Durch die rauscharme Anfachung des Empfangskreises mit möglichst hoher natürlicher Güte  $Q_0$  entsteht ein Verstärker mit niedriger Rauschzahl an idealer Stelle, nämlich ganz vorne im Signalpfad. Er bestimmt maßgeblich die Rauschzahl des gesamten Empfängers, denn wegen seiner extrem hohen Verstärkung hat das Rauschen der nachfolgenden NF-Stufen nur noch wenig Auswirkung.

### Grenzeempfindlichkeit

Die Grenzeempfindlichkeit oder das "Minimum Detectable Signal" MDS der abgestimmten kleinen Schleife ist der Feldstärkepegel, bei dem ein zu empfangendes Signal gerade eben aus ihrem thermischen Rauschflur heraustritt und messbar ist. Wir berechnen zunächst die in den Empfangskreis einfallende Spannung  $U_E$  und seine thermische Rauschspannung  $U_N$ , wobei die natürliche Güte  $Q_0$  des Kreises sowie  $b_N$  in Hz und  $f$  in MHz einzusetzen ist:

$$U_E = E 2 \pi W A f / 300$$

$$U_N = \sqrt{4 k T_0 b_N R} = \sqrt{4 k T_0 b_N 2 \pi f L / Q_0}$$

Setzen wir  $U_E = U_N$  und lösen nach der Feldstärke auf, ergibt sich die dem thermischen Rauschen des Empfangskreises äquivalente elektrische Rauschfeldstärke  $E_N$ :

$$E_N 2 \pi W A f / 300 = \sqrt{4 k T_0 b_N 2 \pi f L / Q_0}$$

$$E_N = 300 \sqrt{4 k T_0 b_N 2 \pi f L / Q_0} / (2 \pi W A f)$$

$$= 1.52 \times 10^{-8} \sqrt{(b_N f L / Q_0)} / (W A f) \text{ [V/m]}$$

$$= 1.52 \times 10^{-8} \sqrt{(b_N L)} / (W A \sqrt{(f Q_0)}) \text{ [}\mu\text{V/m]}$$

$$= 10 \log b_N L - 20 \log W A - 10 \log f Q_0 - 36.4 \text{ [dB}(\mu\text{V/m)}]$$

Durch Addition der Rauschzahl  $F_A$  der Anfachungsschaltung erhalten wir schließlich die Grenzeempfindlichkeit des angefachten Empfangskreises:

$$MDS = 10 \log b_N L - 20 \log W A - 10 \log f Q_0 - 36.4 + F_A \text{ [dB}(\mu\text{V/m)}]$$

Diese Gleichung gilt für eine abgestimmte kleine Schleife unabhängig davon, auf welche künstliche Güte  $Q$  sie angefacht wird, für die äquivalente Rauschbandbreite  $b_N = 1.57 b_{HF} = 1.57 f / Q$ . Für die auf  $f = 10 \text{ MHz}$  abgestimmte und auf eine Güte von  $Q = 20000$  entsprechend einer Bandbreite von  $b_{HF} =$

500 Hz mit  $F_A = 4.8 \text{ dB}$  angefachte kleine Schleife mit  $L = 2.6 \mu\text{H}$ ,  $W = 4$ ,  $A = 0.006 \text{ m}^2$  und  $Q_0 = 139$  ist also  $MDS = 2.5 \text{ dB}(\mu\text{V/m})$ .

Verändert man die Frequenz  $f$  nur durch Variation der Kapazität  $C$  und hält dabei durch nachstimmen der Anfachung die Bandbreite konstant, dann sinkt die Feldstärke des  $MDS$  mit  $\sqrt{f Q_0}$ . Wie durch Messung ermittelt wurde, steigt jedoch  $Q_0$  und somit auch der Serienwiderstand  $R$  mit  $\sqrt{f}$ , und somit sinkt das  $MDS$  effektiv mit  $\sqrt{f} \sqrt{f} = \sqrt{f^3} = f^{3/4} = f^{0.75}$  also mit ca. 4.5 dB pro Oktave (Frequenzverdoppelung). Ist das  $MDS$  auf einer Frequenz  $f_1$  bekannt, lässt es sich damit sehr einfach auf eine Frequenz  $f_2$  umrechnen:

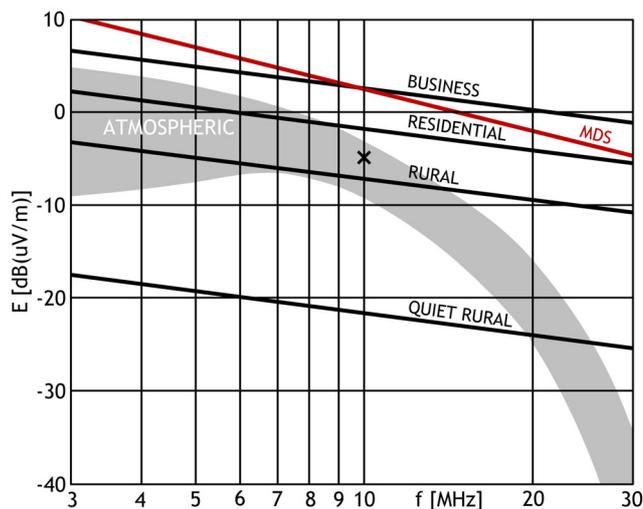
$$MDS_{f_2} = MDS_{f_1} - 20 \log(f_2 / f_1)^{0.75}$$

### MDS und externes Rauschen

Externes elektromagnetisches Rauschen setzt sich auf der Kurzwelle hauptsächlich aus atmosphärischem und künstlichem Rauschen zusammen. Das natürliche atmosphärische Rauschen wird verursacht durch elektrische Entladungen in der Atmosphäre infolge von Gewittern, Regen- und Schneefällen, Sandstürmen etc. Es kann sich auf Kurzwelle via Ionosphäre über große Distanzen ausbreiten und ist abhängig von Standort, Frequenz, sowie Tages- und Jahreszeit. Zwischen 1957 und 1968 wurde im Rahmen eines internationalen Programms der URSI das atmosphärische Rauschen zwischen 13 KHz und 20 MHz von einem Netzwerk aus weltweit verteilten und mit standardisierten Radio-Noise-Recordern ARN-2 ausgerüsteten Stationen gemessen und aus den Messwerten ein sphärisches harmonisches Koeffizientenmodell erstellt.

Das künstliche "man-made" Rauschen wird verursacht durch elektrische Geräte, Anlagen und Netze. Das noch heute gebräuchliche Modell für diese Rauschkomponente basiert hauptsächlich auf Messungen, die bis in die 1970er Jahre in den USA in folgenden Gebietskategorien durchgeführt wurden: "Business" (vorwiegend Läden, Büros, Einkaufszentren und Industriebetriebe mit Haupt- und Fernstraßen), "Residential" (vorwiegend Wohngebäude und vereinzelte Läden ohne vielbefahrene Hauptstraßen), "Rural" (vorwiegend landwirtschaftlich mit wenigen Wohngebäuden), "Quiet Rural" (extrem ruhige und abgelegene ländliche Gebiete ohne Wohngebäude und Straßen). Ein "Radio Noise Calculator" mit detaillierter Beschreibung aller Rauschkomponenten und ihrer Modelle ist hier verfügbar (anklicken zum öffnen): <http://cq-cq.eu/rnoise.htm>

Das folgende Diagramm zeigt für den Kurzwellenbereich von 3 bis 30 MHz und eine effektive Rauschbandbreite von  $b_N = 785 \text{ Hz}$  die Feldstärke des  $MDS$  der abgestimmten und auf eine -3dB-Bandbreite von  $b_{HF} = 500 \text{ Hz}$  angefachten kleinen Schleife (rote Linie) im Vergleich zu den externen Rauschkomponen-



ten. Die schwarzen Linien zeigen den Medianwert des zu erwartenden künstlichen Rauschens für die vier Gebietskategorien und das graue Band zeigt die Variation des natürlichen Rauschens für meinen Standort in SW-Deutschland bei  $48^\circ \text{ N} / 8^\circ \text{ W}$  zwischen dem jährlichen Medianwert (untere Grenzkurve) und Maximalwert (obere Grenzkurve). Das natürliche Rauschen sollte also bei 50% aller Messungen im grauen Band und bei den übrigen 50% darunter liegen. Für den Empfang an einem angepassten verlustfreien Halbwellen-Dipol lassen sich elektrische Feldstärke  $E$  [dB( $\mu\text{V/m}$ )] und S-Wert ( $S 9 = 50 \mu\text{V} @ 50 \Omega$  mit 6 dB / S-Stufe) über folgende Gleichungen ineinander umrechnen:

$$S = (E - 20 \log f + 51.9) / 6$$

$$E = 6 S + 20 \log f - 51.9$$

Der mit dem Elecraft K4D @ 10 MHz in 400 Hz Bandbreite um die Bodenverluste korrigiert mit  $S 4$  empfangene Rauschflur entspricht auf eine Bandbreite von 785 Hz umgerechnet  $S 4.5$  oder einer elektrischen Feldstärke von  $-4.9 \text{ dB}(\mu\text{V/m})$ , im Diagramm mit einem Kreuz  $x$  markiert. Er liegt etwa 3 dB unter dem für meinen Standort in einem typischen Wohngebiet zu erwartenden Wert. Das  $MDS$  des Wellenjähgers liegt @ 10 MHz  $2.5 \text{ dB}(\mu\text{V/m}) + 4.9 \text{ dB}(\mu\text{V/m}) = 7.4 \text{ dB}$  oder etwas mehr als eine S-Stufe über dem externen Rauschen an meinem Standort, also etwa bei  $S 5.5$ . Diese Grenzempfindlichkeit ist insofern äußerst bemerkenswert, weil sie mit einer Antenne erreicht wird, deren geometrische Ausdehnung (8.75 cm Schleifendurchmesser) lediglich 0.3% der Wellenlänge  $\lambda = 30 \text{ m}$  entspricht.

### Die Bedienung des Wellenjähgers

Die kleine Schleife wird direkt als Schwingkreispeule des Rückkopplungs-Audions genutzt. Das hat den Vorteil, dass keine zusätzliche Abstimmung des Antennenkreises auf Resonanz und keine Vorstufe erforderlich ist, aber gleichzeitig den Nachteil einer

geringen Frequenzstabilität, weil die Schleife thermisch und mechanisch instabil ist und außerdem durch nahe Objekte beeinflusst wird. In der Praxis hat sich jedoch gezeigt, dass die Vorteile dieses Konzepts für den beabsichtigten Zweck die Nachteile überwiegen.

Die Schleife spricht nur auf magnetische Feldlinien an, die quasi durch sie hindurchgreifen können. Deshalb ergibt sich die maximale Signalspannung (Maximum-Peilung), wenn die Feldlinien senkrecht auf der Schleifen-Ebene stehen. Falls die empfangene TEM-Welle vertikal polarisiert ist (die magnetischen Feldlinien verlaufen dann horizontal) muss die Schleife deshalb senkrecht stehen und ihre Ebene in Einfallrichtung positioniert sein.

Für die sehr viel schärfere *Minimum-Peilung* muss der Peiler vertikal um 90° gedreht werden, man schaut dann also durch die Schleife zur Strahlungsquelle. Falls die TEM-Welle dagegen horizontal polarisiert ist (die magnetischen Feldlinien verlaufen dann vertikal) muss die Schleife waagrecht liegen. Eine Richtungspeilung ist so theoretisch nicht möglich, in der Praxis ist jedoch auch stets ein gewisser Anteil vertikaler Polarisation vorhanden.

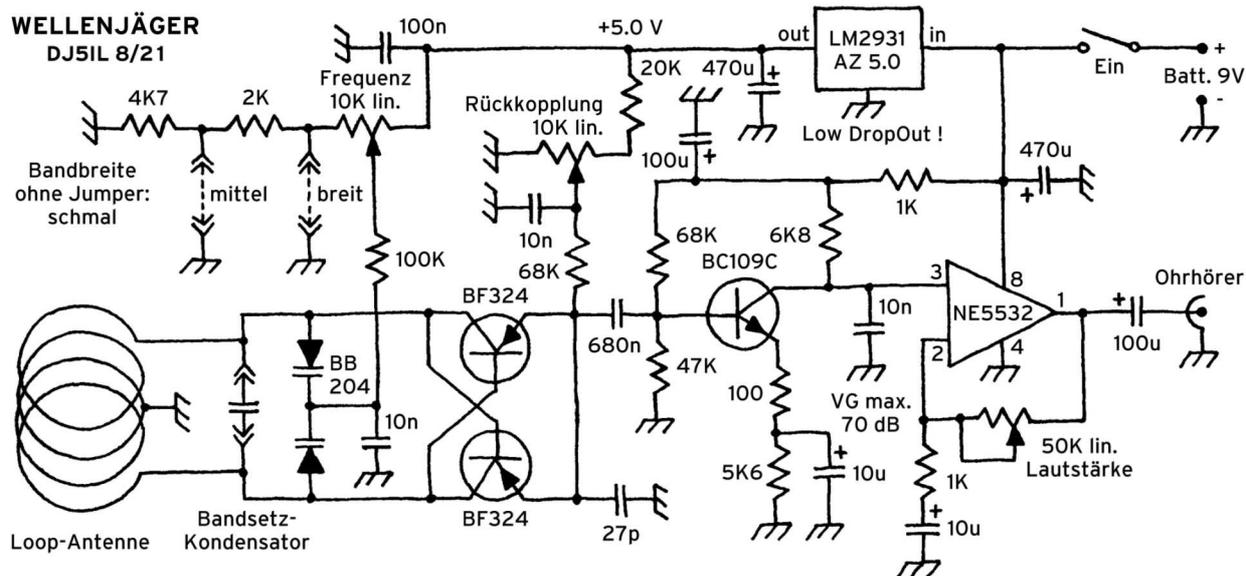
Um die Vielseitigkeit und Leistungsfähigkeit dieses kleinen Empfängers ausnutzen zu können, muss man verstehen, ihn richtig zu bedienen. Hier einige wichtige Hinweise:

- Für den Empfang von *AM-Rundfunk* wird die Rückkopplung für höchste Empfindlichkeit und Trennschärfe bis knapp *UNTER* den Schwingungseinsatz hochgedreht, das Audion arbeitet so als *Hüllkurvendemodulator*. Schwingungseinsatz zeigt sich beim Empfang auf der Frequenz eines AM-Senders durch Überlagerungspfeifen, auf freier Frequenz durch abrupten Anstieg des hellen Rauschens.
- Wenn sehr stark einfallende Rundfunksender trotz ganz zurückgedrehtem Lautstärkereglers zu laut sind, wird die Rückkopplung zurückgedreht und damit der Empfang leiser. Solange der Empfang nicht durch einen eng benachbarten Sender gestört wird und deshalb keine hohe Trennschärfe nötig ist, lässt sich die Lautstärke von Rundfunksendern auch generell mit dem Rückkopplungsregler einstellen.
- Für den Empfang von *Amateurfunk in SSB oder CW* ist eine hohe Frequenzstabilität erforderlich. Weil die Schleife als Teil des Oszillatorschwingkreises Frequenzbestimmend ist, sollte dabei der Peiler möglichst nicht in der Hand gehalten und bewegt, sondern auf eine stabile Unterlage gestellt oder gelegt werden. Die Rückkopplung wird für höchste Empfindlichkeit und Trennschärfe bis knapp *ÜBER* den Schwingungseinsatz hochgedreht, das Audion arbeitet so als *Autodyn* also Selbstüberlagerer oder direktmischer Demodulator. Wenn die normale

Frequenzabstimmung nicht feinfühlig genug ist, wird die Rückkopplung etwas weiter über den Schwingungseinsatz hinaus hochgedreht und dann für die Feinverstimmung der Frequenz benutzt. Bei größeren Frequenzänderungen muss in allen Betriebsarten die Rückkopplung für optimalen Empfang nachgeregelt werden.

- Unter bestimmten Voraussetzungen synchronisiert sich die Schwingfrequenz des Audions auf starke Trägersignale. Der *Autodyn* wird dann zum *Homodyn* oder *Synchrodyn*, und zwar umso leichter je stärker das Trägersignal, je schwächer das Oszillator-signal und je kleiner ihre Frequenzdifferenz ist. Diese Eigenschaft erlaubt den Synchronempfang von starken Rundfunksendern, der sich durch weniger selektives Fading und generell bessere Empfangsqualität auszeichnet. Dazu wird die Rückkopplung bis ganz knapp *ÜBER* den Schwingungseinsatz hochgedreht und die Frequenz langsam verändert, sodass die Tonhöhe des Überlagerungspfeifens tiefer wird. Bei einer sehr niedrigen Tonhöhe verschwindet das Pfeifen schlagartig, der Oszillator hat dann eingerastet und der Empfänger arbeitet als *Synchrodyn*. Diese verblüffende Synchronisation gekoppelter Oszillatoren wurde bereits 1665 von dem Niederländer Christiaan Huygens entdeckt. Beim Beobachten von zwei an einem Balken aufgehängten Pendeluhren fiel ihm etwas seltsames auf: egal in welcher Position die Pendel starteten, spätestens nach einer halben Stunde schwangen sie komplett synchron - entweder exakt gleichphasig oder entgegengesetzt.
- Bedingt durch die Kennlinie der Varicap ändert sich mit dem Bandbreite-Jumper in Position "*breit*" die Frequenz beim durchdrehen an der unteren Frequenzgrenze viel schneller als an der oberen, in Position "*mittel*" und "*schmal*" ist dieser Effekt weit weniger ausgeprägt. Weil die Einstellung der Frequenz beim Empfang von Amateurfunk viel feinfühlicher sein muss als bei Rundfunk, sollten Amateurfunkbereiche möglichst bis zur oberen Frequenzgrenze eines Bandmoduls reichen.
- Beim Umstecken des Bandbreite-Jumpers ändert sich nur die untere Bandgrenze des eingesetzten Bandmoduls, die obere Bandgrenze bleibt unverändert.

## Baubeschreibung



### WICHTIGE HINWEISE:

**Potis:** sollten unbedingt hochwertige Typen sein, im Mustergerät wurden lineare Drehpotentiometer der Serie RK11K von ALPS verbaut.

**MM2931 AZ5.0:** kann durch andere +5.0 V Festspannungsregler ersetzt werden, es sollte aber für möglichst lange Batterielebensdauer ein Low DropOut (LDO) Typ gewählt werden. Die Stromaufnahme des Empfängers beträgt typisch ca. 5 mA.

**NE5532:** ist besonders rauscharm und kann niederohmige Lasten treiben, zeigt jedoch Schwingneigung wenn Eingänge nicht beschaltet werden (Indiz: hohe Stromaufnahme). Die Pins 5 / 6 / 7 sollten deshalb möglichst dicht am IC-Gehäuse mit einem Seitenschneider abgetrennt werden.

**BC109C:** kann durch andere rauscharme NPN-Transistoren ersetzt werden.

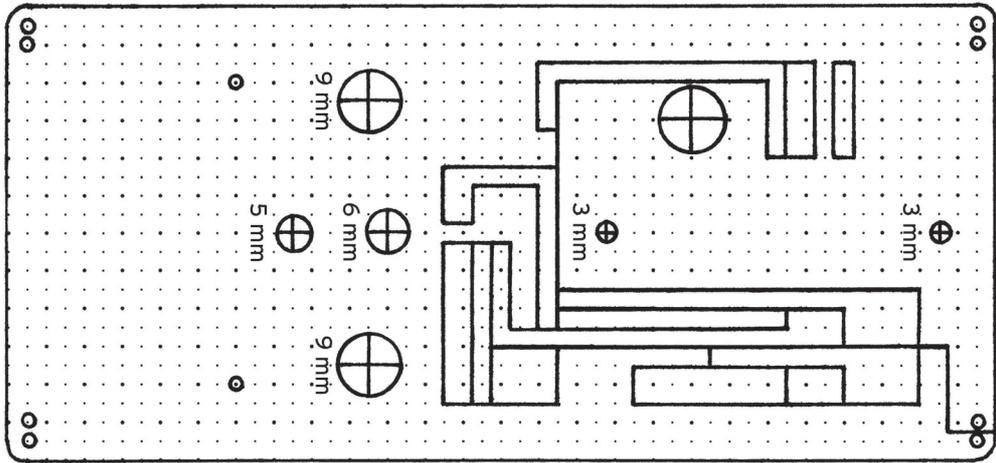
**BF324:** kann durch BF506 oder andere PNP HF-Transistoren ersetzt werden, es sollte aber ein Typ mit möglichst kleinen parasitären Kapazitäten gewählt werden. Das ist der Fall bei HF-Transistoren mit hoher Transitfrequenz und niedrigem maximal zulässigem Kollektorstrom (< 30 mA). Grund: Die parasitären Transistorkapazitäten gehen in die Kreiskapazität ein, und wenn sie groß sind hat die Rückkopplung starken Einfluss auf die Frequenzabstimmung. Falls der Schwingungseinsatz bereits bei weniger als halb aufgedrehter Rückkopplung eintritt, sollte der Widerstand vom Poti zu den Emittern (typisch 68 K $\Omega$ ) vergrößert werden.

**BB204:** Typ "B" hat laut Datenblatt eine Kapazität pro Diode von ca. 37 pF @ 0 V / 15 pF @ 5 V und kann durch andere Varicaps (auch gegeneinander geschaltete Einzeldioden) mit ähnlichem Kapazitätsbereich ersetzt werden.

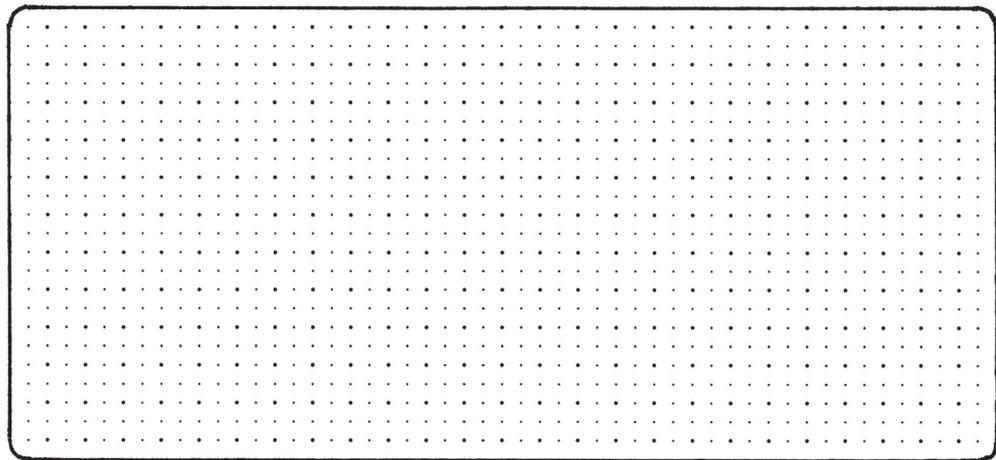
**Loop-Antenne:** besteht aus 4 konzentrischen Leiterbahnen, die durch Drahtbrücken über Kreuz für möglichst perfekte Symmetrie verschaltet sind. Sie hat eine Induktivität von ca. 2.6  $\mu$ H und ohne Bandsetzkondensator lassen sich mit der BB204B abhängig vom Bandbreite-Jumper etwa folgende Frequenzbereiche überstreichen: breit 12.9 - 17.3 MHz / mittel 14.6 - 17.3 MHz / schmal 15.8 - 17.3 MHz.

**Bandsetz-Kondensator:** vorzugsweise Styroflex, Glimmer ("Silver Mica") oder hochwertig keramisch, ist steckbar auf einer kleinen Platine mit Stiftleiste (Bandmodul) untergebracht. *Keinesfalls Trimmer verwenden, sie erzeugen Frequenzsprünge und Drift.* Beispielsweise lassen sich mit 56 pF + 5.6 pF parallel abhängig vom Bandbreite-Jumper etwa folgende Frequenzbereiche überstreichen: breit 9.1 - 10.3 MHz / mittel 9.6 - 10.3 MHz / schmal 9.9 - 10.3 MHz. Setzt man anstatt eines Kondensators eine Induktivität ein, lässt sich der natürliche Frequenzbereich der Loop über 17.3 MHz hinaus nach oben erweitern. So ergibt sich z.B. mit 1.6  $\mu$ H (29 Wdg. 0.3mm CuL auf Ringkern Amidon T50-6) eine obere Frequenzgrenze von 21.6 MHz.

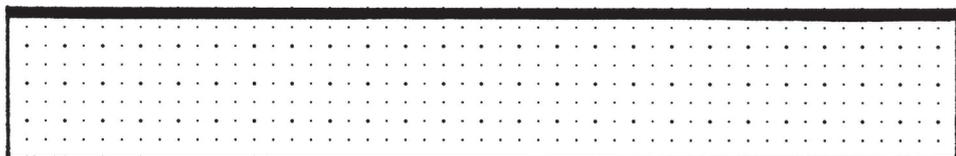
**Ohrhörer:** alle handelsüblichen Typen sind verwendbar. Die Lötflächen der 3.5 mm Stereo-Klinkenbuchse für den linken und rechten Hörer werden mit einer Drahtbrücke verbunden, sodass beide parallelgeschaltet sind.



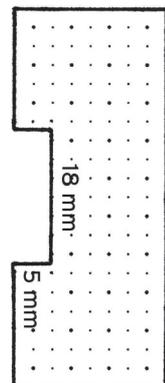
Frontplatte, 130 x 60 mm



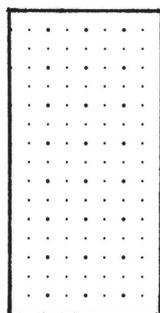
Rückplatte, 130 x 60 mm



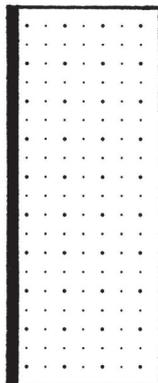
Seitenplatte rechts, 125 x 20 mm



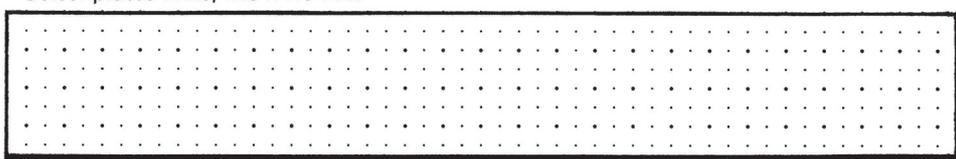
Seitenplatte oben, 50 x 20 mm



Zwischenplatte, 40 x 20 mm



Seitenplatte unten, 50 x 20 mm

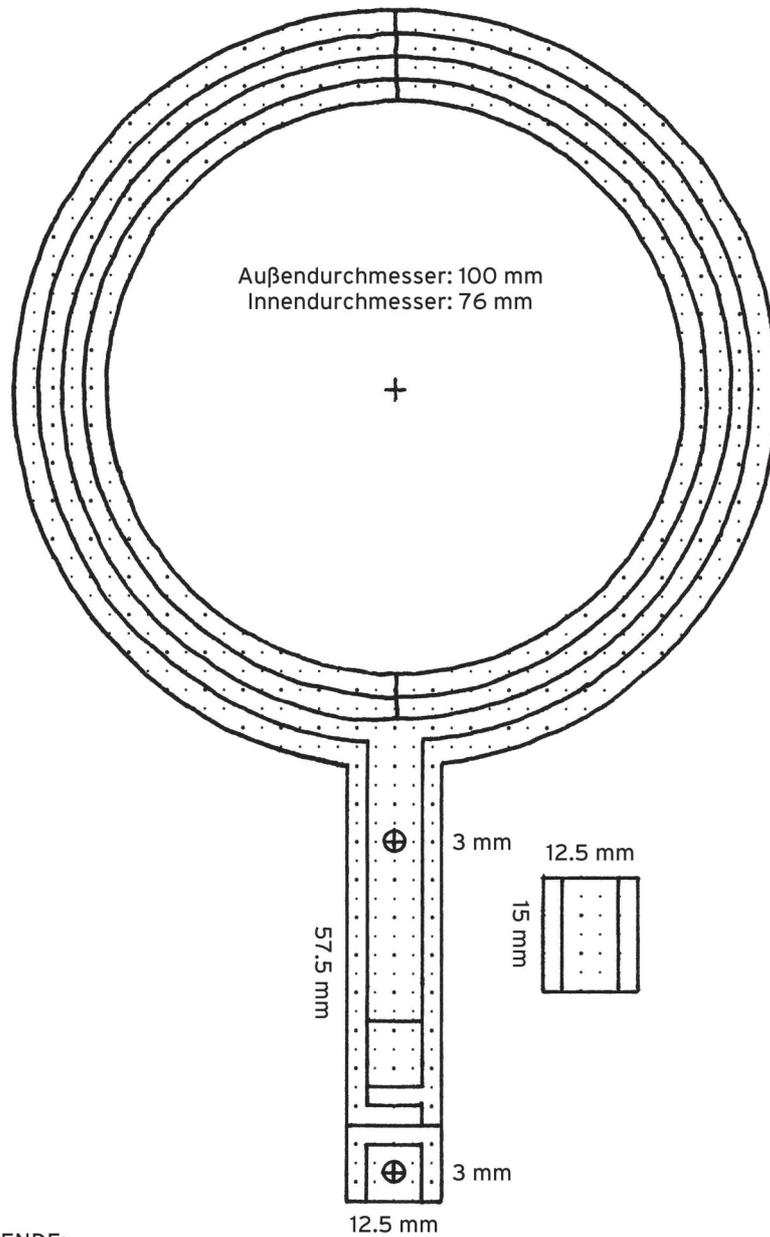


Seitenplatte links, 125 x 20 mm

LEGENDE:

- = Sägelinie (Umriss) / Fräslinie
- = Kante anphasen, damit kein leitender Kontakt zu aufliegender Kupferfläche
- = Bohrloch mit angegebenen Durchmesser
- = Leicht anbohren, nur als Markierung für Seiten- / Zwischenplatten

SÄGE-/FRÄS-/BOHR-PLAN GEHÄUSE MIT NF-PLATINE  
 M 1:1, Kupferseite, Platinenmaterial Epoxy 1.5 mm einseitig



LEGENDE:

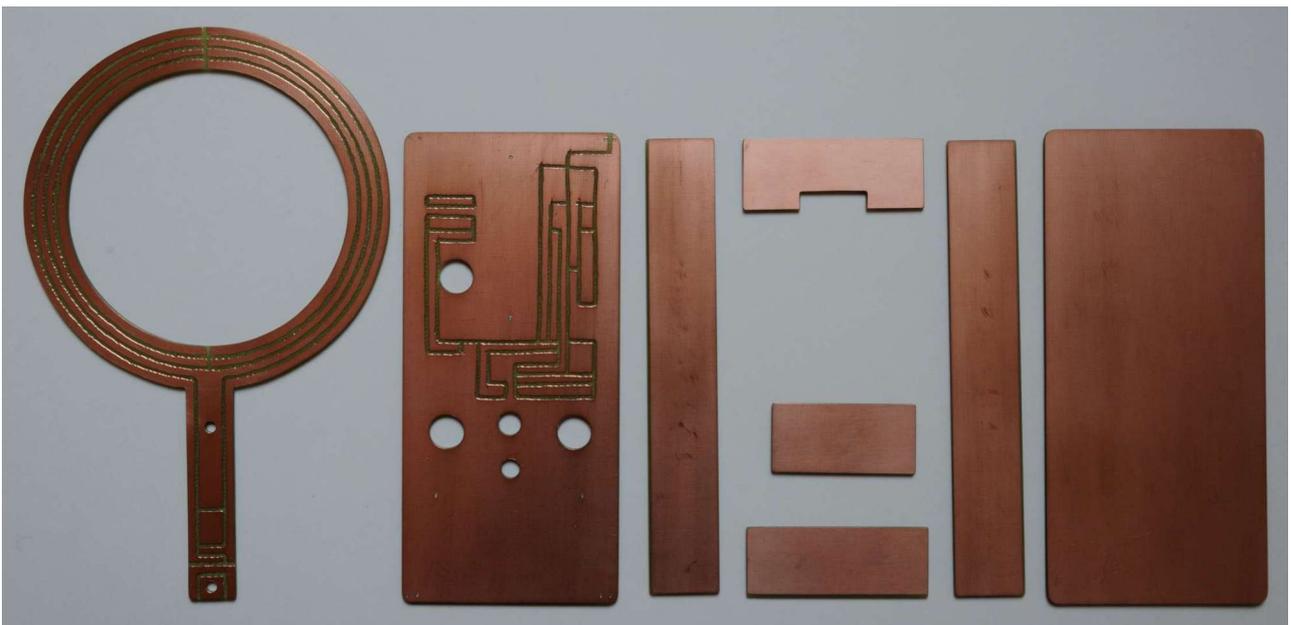
- = Sägelinie (Umriss) / Fräslinie
- ▬ = Kante anphasen, damit kein leitender Kontakt zu aufliegender Kupferfläche
- ⊕ = Bohrloch mit angegebenem Durchmesser
- = Leicht anbohren, nur als Markierung für Seiten- / Zwischenplatten

**SÄGE-/FRÄS-/BOHR-PLAN**  
**LOOP-ANTENNE MIT HF-PLATINE UND BANDMODUL**  
**M 1:1, Kupferseite, Platinenmaterial Epoxy 1.5mm einseitig**

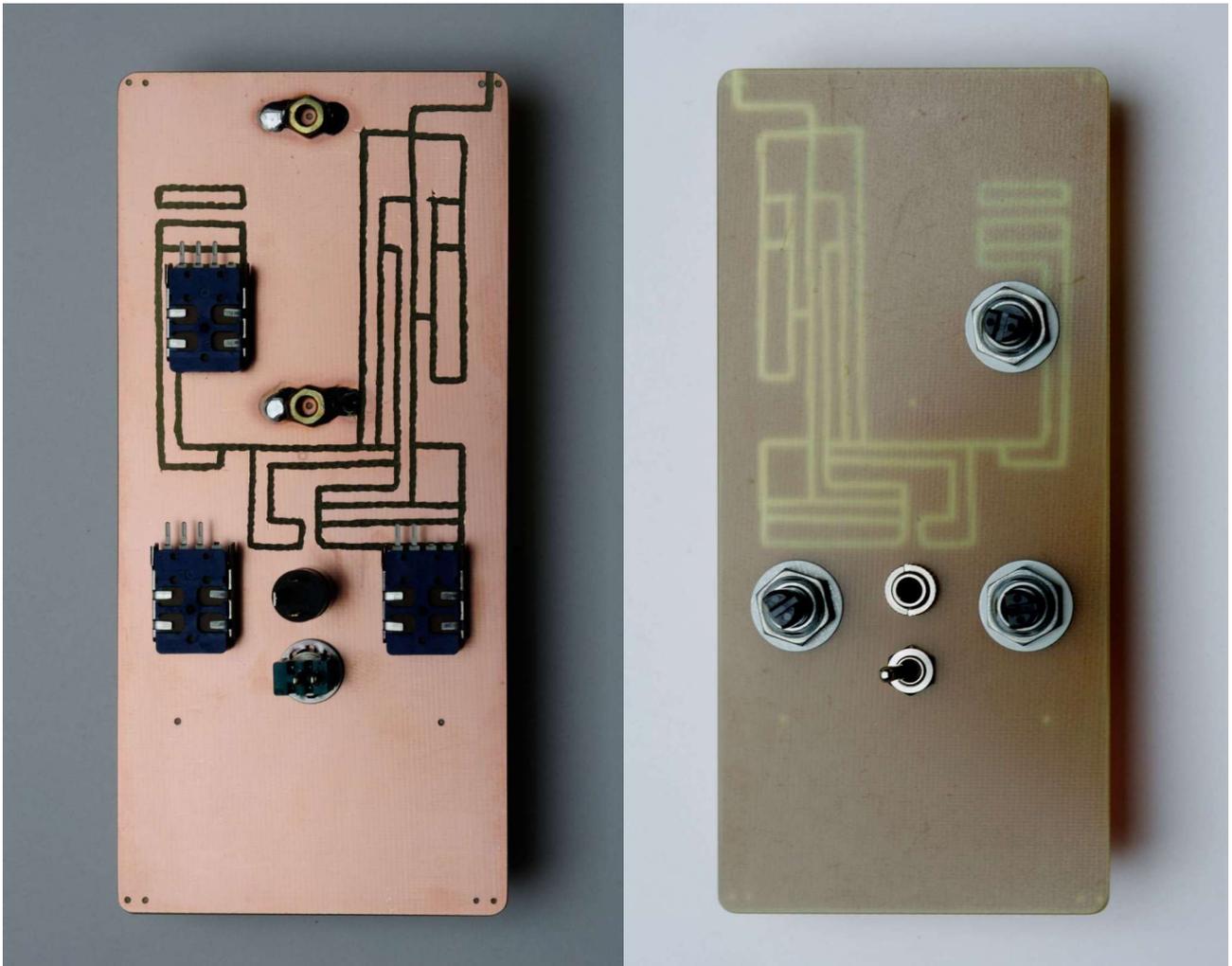




Diese wenigen Bauteile werden für den *Wellenjäger* benötigt: 3 Epoxy-Platinen einseitig 160 x 100 mm, 12 Widerstände, 7 Kondensatoren, 6 Elkos, Varicap, 3 Transistoren, Spannungsregler, OpAmp, 3 Potis, Stereo-Klinkenbuchse 3,5 mm, Kippschalter, Buchsenleiste, Stiftleiste, Batterieclip, 9V-Batterie, 3 Drehknöpfe. Auf dem Bild fehlen nur 4 Messing-Muttern und Schrauben M3.



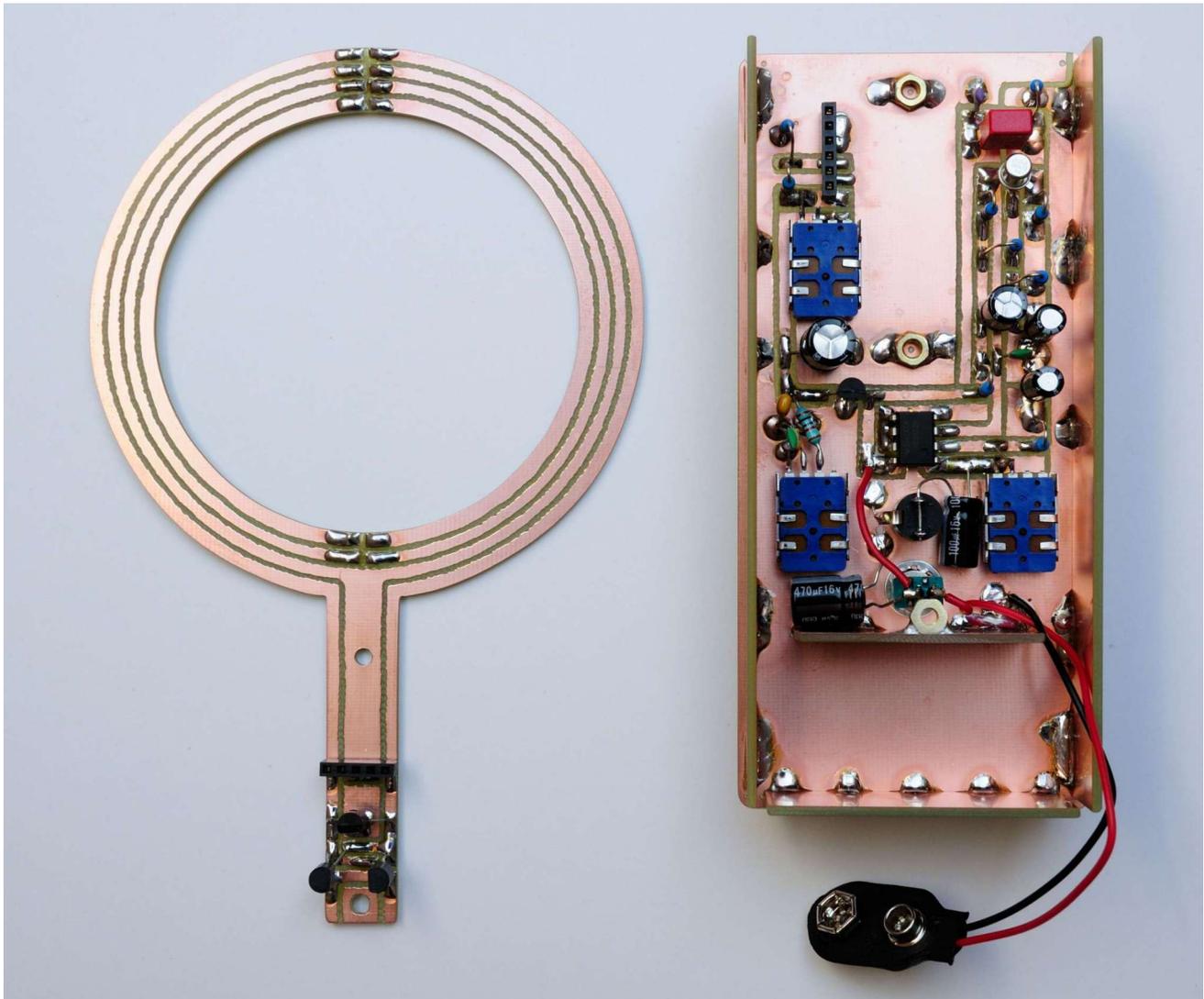
Die Loop-Antenne und alle 7 Gehäuseteile aus Epoxy-Platinen fertig zugesägt, gebohrt und gefräst. Die Leiterbahnen wurden nicht geätzt, sondern mit einem Handfräser freigestellt.



Die kupferkaschierte Rückseite (links) und die Vorderseite (rechts) der Frontplatte. Auf die Rückseite wurden 2 Messing-Muttern gelötet, welche später die Loop-Antenne halten, und es wurden Potis, Ohrhörer-Buchse und Kippschalter montiert. Die übrigen Bauteile werden später direkt ohne Bohrlöcher auf die kupferkaschierte Seite der Frontplatte und der Loop-Antenne gelötet.

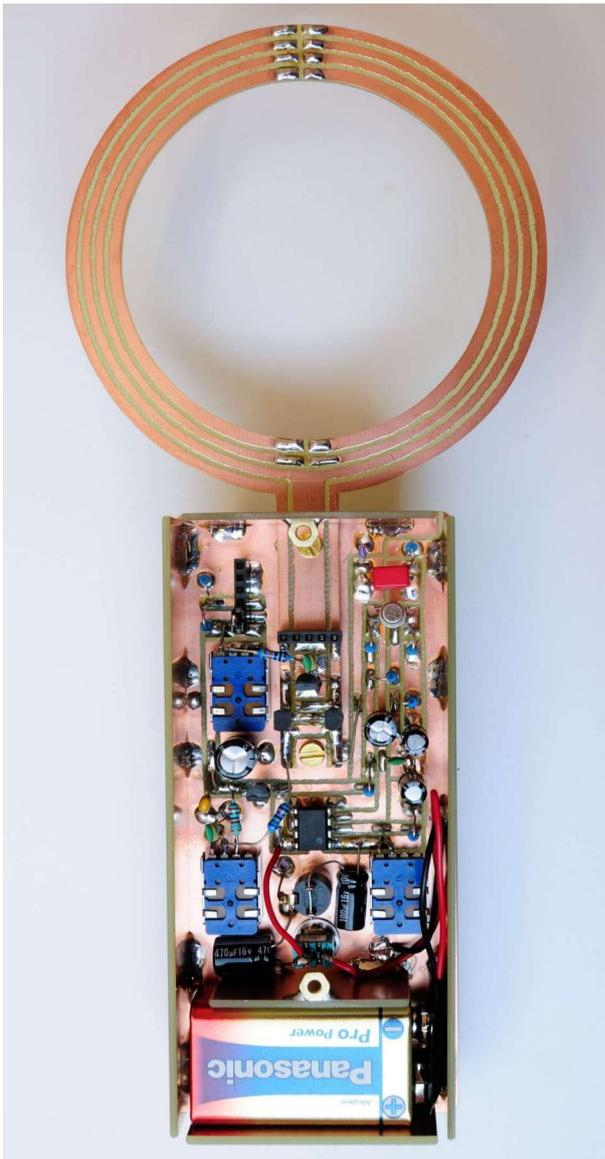


Die Bahnbrücken aus Kupferlackdraht wurden auf der Vorderseite der Loop-Antenne durch die Bohrlöcher gesteckt und auf der Rückseite mit den Kupferbahnen verlötet.



Loop-Antenne (links) und Gehäuse (rechts) des *Wellenjagers* fertig bestückt. Der HF-Teil der Schaltung besteht lediglich aus der Varicap, einem 10 nF Kondensator und dem gekoppelten Paar PNP-Transistoren und befindet sich zusammen mit einer 5-poligen Buchsenleiste (in diese wird später das Bandmodul eingesteckt) auf dem Montagestreifen der Loop-Antenne. Der NF-Teil mit allen Bedienelementen und der Stromversorgung befindet sich auf der Frontplatte. Die linke, rechte und untere Seitenplatte sowie die Zwischenplatte zur Abtrennung des Batteriefachs wurden senkrecht auf die Frontplatte gelötet. Die obere Seitenplatte fehlt noch, denn sie kann erst nach Montage der Loop-Antenne eingelötet werden.

**Man achte auf die Fräslinie in der rechten oberen Ecke der Frontplatte, die bis an ihre Oberkante reicht: die Seitenplatte muss knapp rechts neben dieser Fräslinie liegen und die Fräslinie darf nicht durch Lötzinn überbrückt werden. Außerdem müssen die Oberkanten der linken, rechten und unteren Seitenplatte auf der Kupferseite unbedingt angefast werden, sodass sie keinen leitenden Kontakt mit der Kupferfläche der Rückplatte bilden können. Durch diese Maßnahmen werden Masseschleifen und damit unweigerlich auftretende NF-Rückkopplungen verhindert.**



Links der Blick von hinten in das offene Gehäuse des fast fertigen *Wellenjähgers*. Nach Montage der Loop-Antenne mit zwei gekürzten Schrauben wurden noch die Bauteile eingelötet, welche den HF-Teil auf der Loop-Antenne mit dem NF-Teil auf der Frontplatte verbinden: 100 K $\Omega$ m vom Schleifer des Frequenz-Potis zur Varicap, 68 K $\Omega$  vom Schleifer des Rückkopplungs-Potis zu den Emitttern der beiden kreuzgekoppelten PNP-Transistoren und eine Drahtbrücke von ihren Emitttern zum 680 nF Kondensator.

Die obere Seitenplatte wurde eingelötet, außerdem wurden zwei Messing-Muttern zur Befestigung der Rückplatte mittig an die obere Kante der oberen Seitenplatte und der Zwischenplatte gelötet und plangefeilt. Die Batterie wurde eingesetzt, die beiden Löcher für die Befestigung der Rückwand ausgemessen und gebohrt, damit die Rückwand später mit zwei Schrauben montiert werden kann.

Schließlich wurden noch die Drehknöpfe montiert und mit Dymo-Prägeband beschriftet. Außerdem wurden zwei schmale Epoxy-Streifen zugesägt und mit doppelseitigem Klebeband halber Breite über und unter dem Frequenzabstimmknopf so angebracht, dass unter ihren zum Knopf zeigenden Kanten eine Frequenzskala aus dünnem Karton eingeschoben werden kann, die für das zugehörige Bandmodul geeicht wird. Das Bild auf Seite 1 zeigt die Frontansicht des fertigen *Wellenjähgers* mit eingeschobener Frequenzskala für das Bandmodul 9.1 - 10.3 MHz.

Rechts der Blick auf das eingesetzte Bandmodul für den Frequenzbereich 9.1 - 10.3 MHz, der Bandsetzkondensator (hier 56 pF + 5.6 pF parallel) befindet sich auf seiner kupferkaschierten Rückseite. Vor dem anlöten der 5-poligen Stiftleiste an die kleine Platine werden ihre Lötenden mit einer Flachzange rechtwinklig abgebogen, sodass das Bandmodul liegend unter der Rückplatte Platz findet. Der Punkt markiert die Steckposition des Bandbreite-Jumpers auf der vertikalen 6-poligen Buchsenleiste (in der obersten Position ist er ohne Funktion). Dieses Bandmodul würde den Bereich 9.6 - 10.3 MHz auf der mittleren (mittlere Bandbreite) und 9.9 - 10.3 MHz auf der oberen (schmale Bandbreite) Steckposition des Bandbreite-Jumpers überstreichen.



DJ5IL\_rt012d.pdf  
 Originalversion: 15.9.2021  
 Revisionen: 6.10.2021, 29.7.2025, 27.8.2025