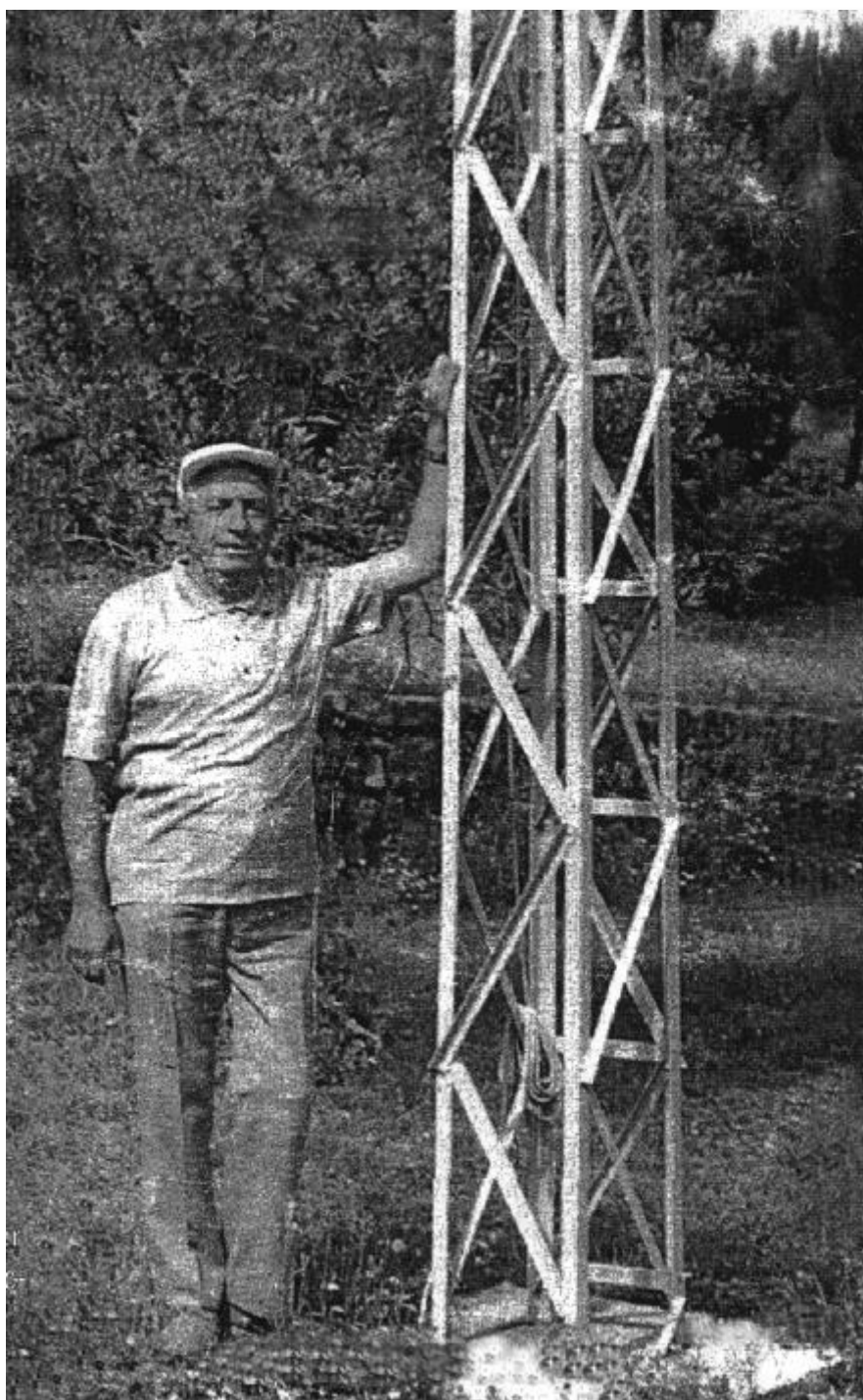




Levy Antenne

sofort einsatzbereit

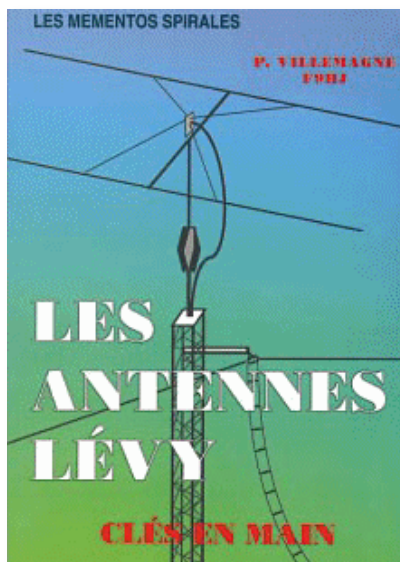
von Pierre Villemagne **F9HJ**



Die Levy-Antenne – sofort einsatzbereit – eine praktische Anleitung von Pierre Villemagne – F9HJ

Mathematiker und Forscher

Der Autor F9HJ beschäftigte sich seit vielen Jahren mit Antennen und hat sein Wissen in zahlreichen Fachzeitschriften und Büchern einem breiten Publikum zugänglich gemacht. Ihm wird besonders die Entwicklung von Anpassungseinheiten und Kopplern, die Standardisierung der Abmessung der Levy-Antenne sowie die Förderung horizontaler Schleifenantennen wie der Delta-Loop im Kurzwellenbereich zugeschrieben.



Der **Autor, F9HJ**, hat sich als wahrer Meister auf dem Gebiet der Antennen etabliert, insbesondere, wenn es um den **Typ „Levy“** geht.

Folgerichtig widmet sich dieses Buch vollständig genau dieser speziellen Antennenkategorie, wobei er all ihre Varianten abdeckt, ohne dabei die unverzichtbaren Anpassgeräte außer Acht zu lassen.

Während der theoretische Teil außerordentlich umfassend ausfällt, bietet das Buch zudem zahlreiche äußerst detaillierte Beschreibungen und Bauvorschläge, die es dem Leser ermöglichen, die darin vorgestellten Antennen und Koppler selbst nachzubauen.

In diesem Buch, veröffentlicht 1993, verfolgt F9HJ denselben pädagogischen Ansatz, bei dem die Theorie einer einfachen Erklärung weicht. Letztere wird stets durch ein für jeden verständliches, praktisches Beispiel untermauert. Das Ziel des Autors ist es, diese bemerkenswerte Multiband Antenne namens „Levy“ besser bekannt zu machen und zu entmystifizieren sowie den Lesern beim Bau zu unterstützen.



Benannt wurde diese Antenne nach dem französischen Radioingenieur und Erfinder **Lucien Lévy, der von 1892 bis 1965** lebte und die Grundlagen dafür entwickelte. Er war ein französischer Ingenieur und Erfinder.

Im Gegensatz zu den damals üblichen Monopolantennen, wie sie Marconi nutzte, forschte und experimentierte Lévy intensiv mit horizontalen Dipolen und symmetrischen Speiseleitungen.

Anmerkungen des Übersetzers

Bei diesem Dokument handelt es sich um eine freie deutsche Übersetzung, die ich für meinen persönlichen Bedarf erstellt habe. Sie orientiert sich an die Veröffentlichung des Buchs „LES ANTENNES LEVY – CLÈS EN MAIN“ von Pierre Villemagne, F9HJ. Es erschien im Verlag SPIRALES EDITIONS 1993, ISBN 2-909556-02-6, Format von 15 x 21 cm, 197 Seiten.



Es wurde nach **besten Wissen und Gewissen** übersetzt, angepasst, enthält ergänzende Hinweise, kann Übersetzungsfehler enthalten und dient ausschließlich der privaten Nutzung.

Für die Korrektheit, Vollständigkeit oder Qualität der bearbeiteten deutschen Übersetzung wird **keine Gewähr** und es wird auch **keine Haftung** für eventuelle **Nachbauten** übernommen.

Eine kommerzielle Nutzung dieser deutschen Übersetzung untersage ich hiermit ausdrücklich!

Vorwort

Die Levy-Antenne ist neben der Langdrahtantenne der einzige Dipol, der den gesamten Kurzwellenbereich und sogar VHF Bereich abdecken kann, vorausgesetzt seine Speiseleitung besteht aus einer schmalen Zweidrahtleitung.

Da sie durch **erzwungene Schwingungen in Resonanz** gerät, lässt sie sich auf jede beliebige Frequenz abstimmen.

Leider ist sie aufgrund ihrer Polarisierung und ihrer Höhe über dem Boden im Mittelwellenbereich ineffektiv. Dies liegt jedoch an den Eigenschaften dieser Wellen und nicht an der Levy-Antenne selbst!

Um den zunehmend auftretenden Problemen der elektromagnetischen Unverträglichkeit (EMV) entgegen zu wirken, bietet die Levy-Antenne dank ihrer **absoluten Symmetrie** gegenüber dem Erdboden – über alle Frequenzbänder hinweg – eine ideale Lösung.

Dieses Buch besteht aus acht Kapiteln.

Jedes Kapitel enthält eine **leicht verständliche Erklärung**, ergänzt durch konkrete **Beispiele** und **anschauliche Vergleiche**. Die Zahlenbeispiele sind ein Anhaltspunkt und dienen lediglich der **Veranschaulichung**.

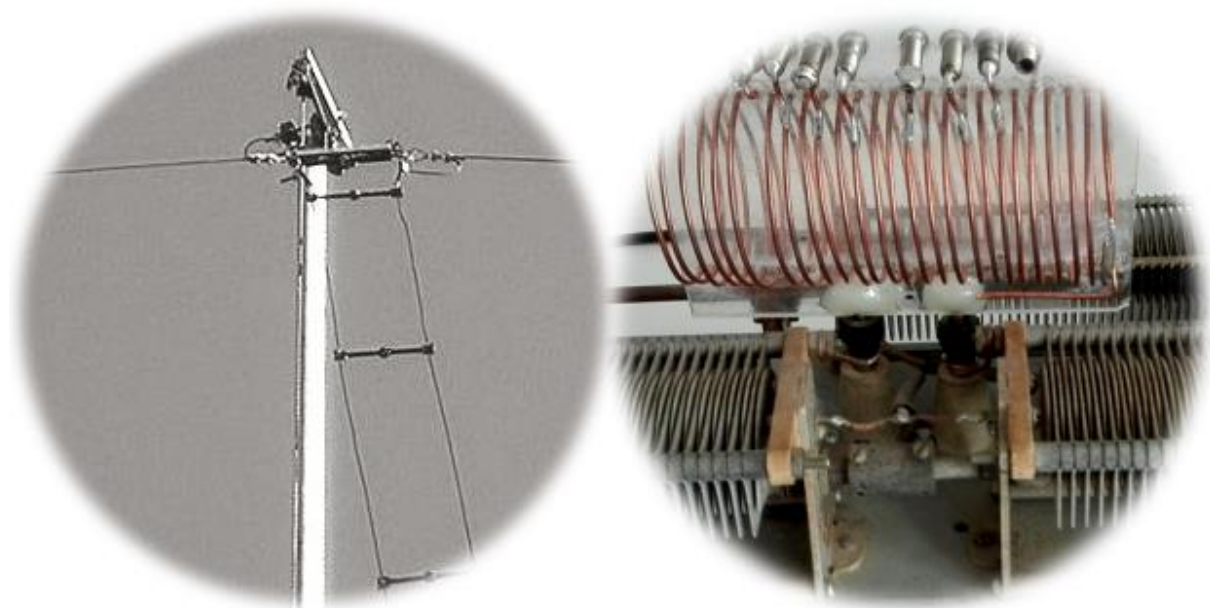
Aus diesem Grund sind die **mathematischen** Gleichungen und Formeln im **letzten Kapitel** zusammengefasst, um Lesern die Möglichkeit zu geben, sie auf andere Projekte zu übertragen oder einfacher, die Ergebnisse zu überprüfen.

Beim Schreiben dieses Buches wurde stets auf **größtmögliche Verständlichkeit** geachtet.

Der Autor möchte den Leser davon überzeugen, dass die Funktionsweise der Levy-Antenne nicht rätselhaft ist und dass der Bau ihres oft gefürchteten Anpassungsnetzwerks **durchaus machbar** ist.

Möge die Lektüre dieses Buchs dazu inspirieren, neue Antennen mit einer Zweidraht Speiseleitung in Betrieb zu nehmen!

F9HJ, Pierre Villemagne (Autor)



1 Strahler <-----> 2 Zweidrahtleitung <-----> 3 Abstimmeinheit

Inhaltsverzeichnis

Die Levy-Antenne – sofort einsatzbereit – eine praktische Anleitung	2
Vorwort	3

Kapitel 1

Einige grundlegende Begriffe	6
• Verhalten eines Widerstands R, eines Kondensators C und einer Spule L bei Wechselstrom	6
• Phasenverschiebung	8
• Impedanz Begriff	8
• Schwingkreise	12

Kapitel 2

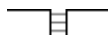
Definition, Beschreibung und Funktionsweise der Levy-Antenne	14
• Das strahlende Antennenelement	14
• Die Zweidrahtleitung	21
• Das Antennen Anpassungsnetzwerk	22
• Wie passt man einen Antennenwiderstand an, der von 50 Ω abweicht?	24

Kapitel 3

Antennendesign [I] – Das Strahlungselement	30
• Länge des Strahlungselements	30
• Höhe über dem Erdboden	31
• Besondere Konfigurationen	38
• Experimente von F3LG	39
• Impedanzen in der Mitte des Strahlungselements	41
• Transformation mittels Zweidrahtleitung	43
• Bestimmung des Widerstands zwischen C und D am Fußpunkt der Zweidrahtleitung	46
• Einige „schlüsselfertige“ Levy-Antennen Entwürfe	49

Kapitel 4

Antennendesign [II] – Zweidrahtleitung und Abstimmereinheit	50
• (A) – Die Zweidrahtleitung – „Hühnerleitung“	50
• (B) – Die Abstimmereinheit	53



Kapitel 5

Bau der Levy-Antenne	71
• Aufbau des Drahtabschnitts	71
• Herstellen der Spulen	80
• Herstellen von Baluns	88
• Gehäuse der Abstimmereinheit	95

Kapitel 6

Feinabstimmung mit dem Antennentuner	101
• Erinnerungen und Vorgehensweise	101
• Auf der Suche nach dem optimalen Impedanzwert	101
• Entwicklung eines magnetisch gekoppelten Antennentuners	107
• Änderungen der Positionen der Punkte C und D	109
• Ergänzende Messungen	112

Kapitel 7

Spezielle Levy – Antennen	114
• Die Extended Double Zepp	114
• Die W8JK – 9HJ Antenne	116
• Vertikale oder schräge Levy-Antennen	122
• Fazit	123

Kapitel 8

Mathematische Grundlagen – Formelsammlung	125
• Allgemeine Formeln	126
• Anhang	133

Kapitel 1

Einige grundlegende Begriffe

Ich bitte den Leser, die folgende Darstellung aufmerksam zu lesen, da sie die **wesentlichen** Elemente enthält, die für ein gutes und erfolgreiches Verständnis der Erläuterungen zur Funktionsweise der Levy-Antenne erforderlich sind.

Verhalten eines Widerstands R , eines Kondensators C und einer Spule L bei Wechselstrom.

Die drei oben genannten Bauteile werden als **rein** angenommen, d.h.:

- Der Widerstand besitzt **keine Reaktanz** [*Blindwiderstand*]. Er ist nicht gewickelt und die Induktivität der beiden Anschlussdrähte ist null.
- Der Kondensator hat einen Verlustwinkel von **null**, d.h. es gibt **keinen Kriechstrom** zwischen seinen Platten (fiktiver Widerstand, der als parallel angenommen wird) und **keinen Verlustwiderstand** (Joule-Widerstand, der als in Reihe angenommen wird).
- Die Spule hat **keinen ohmschen Widerstand** und **keinen Skin-Effekt** bezüglich ihrer Wicklung. Die verteilte oder parasitäre Kapazität zwischen den Windungen ist ebenfalls **null**.

In Wirklichkeit können diese 3 Bauteile nicht existieren, doch diese ideale Vorstellung von jedem einzelnen ist für einfache Erklärungen ihres gegenseitigen Verhaltens unerlässlich.

Keines dieser drei Elemente „mag es“, von Wechselstrom durchflossen zu werden. Doch sie wehren sich jeweils auf unterschiedliche Weise dagegen. Wir werden uns das nun genauer ansehen.

Die Leerlaufspannung eines Wechselstroms schwankt ständig zwischen zwei Extremwerten, die als Spitzenwerte bezeichnet werden. Beispielsweise schwankt die effektive Spannung oder RMS (**R**oot **M**ean **S**quare) Spannung des 220-Volt-Stromnetzes der EDF (*Électricité de France*) innerhalb einer Hundertstelsekunde zwischen + 311 und - 311 Volt zwischen den beiden Polen einer Steckdose.

1 Verhalten eines Widerstands R

Wenn die Last eines Wechselstromgenerators ein **reiner Widerstand R** ist, wandelt dieser den Strom in Wärme um. Durch ihn fließt ein Strom I , der gemäß dem ohmschen Gesetz proportional zur Spannung U bleibt.

Auf dem Bildschirm eines Zweikanal Oszilloskops erscheinen die positiven und negativen Spitzen von U und I auf ihren jeweiligen Kurven zum **gleichen Zeitpunkt**.

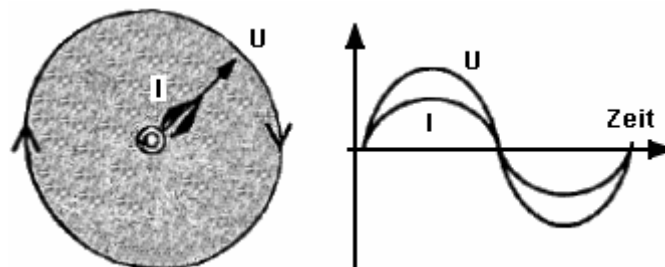


Abb. 1-01: Durchfluss durch einen reinen Widerstand

Abb. 1-01 veranschaulicht diese Situation anhand einer Analogie zu den beiden Zeigern einer Uhr, wobei der Minutenzeiger die momentane Spannung U und der Stundenzeiger die momentane Stromstärke I darstellt.

Diese beiden Zeiger vollführen in **einer Periode** eine volle Umdrehung von 360° (2π Bogenmaß).

Sie bleiben **ständig übereinander**, wobei sich ihre Längen proportional **von Null bis zum Scheitelwert ändern**.

Daneben zeigt das Oszillogramm die beiden Sinuskurven, die durch den Strom I und die Spannung U beschrieben werden. Mit ihren Spitzen, die sich **augenblicklich** überlagern, wodurch sie auf **vertikalen** Segmenten liegen, die senkrecht zur horizontalen Zeitachse stehen.

2 Verhalten eines reinen Kondensators C

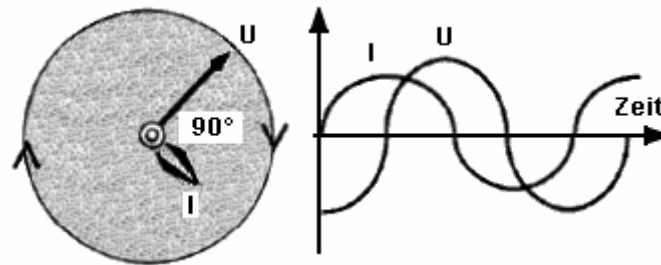


Abb. 1-02: Durchfluss durch einen reinen Kondensator

Er wirkt dem Wechselstrom entgegen, **ohne Wärme abzugeben**.

Er reagiert darauf, indem er den Stromdurchfluss zeitlich um 90° gegenüber dem Spannungsdurchfluss verschiebt (Abb. 1-02)

Die Zeiger auf der Skala bilden einen rechten Winkel. Die **Spannungsspitze** ist zeitlich um 90° , also um eine Viertelperiode, **verzögert**.

Bei maximalem Strom ist die Spannung null. Bei maximaler Spannung ist der Strom null, sodass keine elektrische Energie übertragen werden kann.

Elektriker sprechen von **Blindleistung** (Watt). Fachlich wäre „*reaktiv*“ ein passenderes Adjektiv.

Diese Eigenschaft wird als **Reaktanz** [*Blindwiderstand*] bezeichnet, da sie eine **Reaktion** des Kondensators darstellt. Die Wörter „*reagieren, Reaktion, reaktiv und Reaktanz*“ gehören zur selben Wortfamilie.

Die **Reaktanz** wird in **Ohm** gemessen, aber diese erzeugt keine Wärme. Sie unterscheidet sich völlig von dem Ohm, das bei einem Widerstand gemessen wird. Es handelt sich um **reaktive Ohms** – Blindwiderstände.

Mathematisch gehören sie zur Menge der **komplexen** Zahlen (früher **imaginäre** Zahlen genannt). Diese komplexen Zahlen, die Blindwiderstände beschreiben, dürfen nicht mit den bekannteren **reellen Zahlen** verwechselt werden, die zur Messung von Widerständen verwendet werden.

Um Verwechslungen zwischen Blind- und Widerstandswiderständen zu vermeiden, wird ihnen das **Symbol „j“** vorangestellt.

Üblicherweise wird der Blindwiderstand eines **Kondensators** als **negativ** definiert und mit einem **Minuszeichen** (–) gekennzeichnet.

45 Ω Blindwiderstand eines Kondensators ergeben einen Blindwiderstand, der als „**–j 45 Ω** “ geschrieben und gelesen wird.

3 Verhalten einer reinen Induktivität L

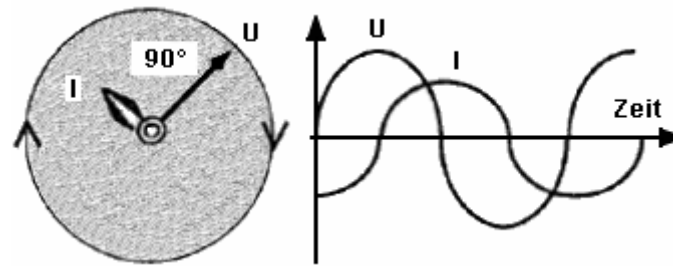


Abb. 1-03: Durchfluss durch eine reine Induktivität

Die Zeiger auf der Skala bilden einen rechten Winkel. Die **Spannungsspitze** ist zeitlich um 90° , also um eine Viertelperiode, **vorverlegt**.

Bei maximalem Strom ist die Spannung null. Bei maximaler Spannung ist der Strom null, sodass es, wie zuvor, unmöglich ist, elektrische Energie zu übertragen.

Üblicherweise wird die von einer **Induktivität erzeugte Reaktanz** als **positiv** definiert, und ihr Wert wird mit dem Vorzeichen (+) angegeben.

60 Ω Blindwiderstand einer Induktivität bilden eine Reaktanz, die als „**+j 60 Ω** “ geschrieben und gelesen wird.

Phasenverschiebung

Reine Elemente existieren nur in der Theorie. Die 90° -Phasenverschiebung, voreilend oder nacheilend, stellt somit eine mathematische Grenze dar.

Diese Verschiebung zwischen den beiden Kenngrößen eines Wechselstroms, Spannung und Stromstärke, wird als **Phasenverschiebung** bezeichnet. Sie wird in Grad oder im Bogenmaß angegeben.

Eine Periode umfasst 360° oder 2π Bogenmaß. Ein Radiant entspricht etwas weniger als $57,3$ Bogengrad.

Impedanz Begriff

Definition und Schreibweise

Die Kombination aus reinem **Widerstand** und reiner **Reaktanz** wird als **Impedanz** bezeichnet.

In der Schreibweise steht der Widerstandswert vor dem Reaktanzwert, wobei beide als in **Reihe** geschaltet betrachtet werden.

Beispiele:

- Ein 100Ω Widerstand und eine $2 \mu\text{H}$ Spule sind in Reihe geschaltet.
Bei 7 MHz beträgt der Blindwiderstand der Spule 88Ω .

Sie bilden eine Impedanz von:

$$100 \Omega + j 88 \Omega$$

- Der selbe 100Ω Widerstand und ein 47 pF Kondensator in Reihe, der bei 7 MHz eine Blindleistung von 484Ω aufweist, ergeben eine Impedanz von:

$$100 \Omega - j 484 \Omega$$

Hinweis:

- Die Plus- oder Minuszeichen vor dem Buchstaben „j“ gehören zum Indikator und vervollständigen ihn, wie oben erläutert. Sie sind **keine** Rechenzeichen.
- Zwischen den Ausdrücken für Widerstand und Reaktanz darf **kein** Operationszeichen stehen. Ein solches Zeichen wäre sinnlos, da es sich um Werte aus unterschiedlichen Zahlenreihen handelt.

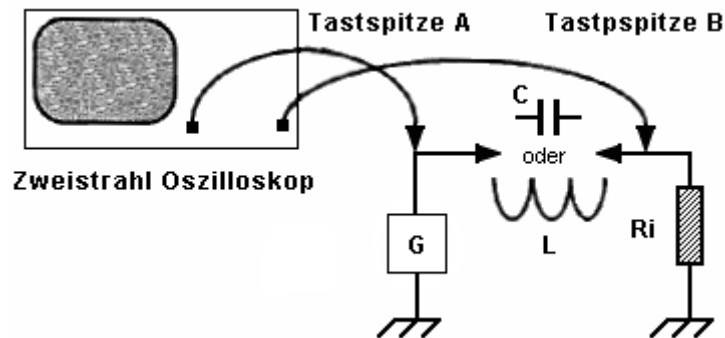
Experimentelle Überprüfung

Abb. 1-04: Experimentelle Überprüfung

Die Abb. 1-04 zeigt die Anordnung zur Darstellung der drei vorangegangenen Oszillogramme. Dazu ist ein Zweikanal Oszilloskop erforderlich, das zwei unterschiedliche Signale – eines an jeder Tastspitze – aufnimmt, deren Kurven jedoch zeitlich synchronisiert darstellt.

Die **Tastspitze A** misst die Spannung U an den Klemmen des Generators G . Da man keinen Strom I in ein Oszilloskop einspeisen kann, verwendet man einen Widerstand R_i mit geringem Wert, nur wenige Ω . Wenn Strom I durch ihn fließt, erzeugt er eine proportionale Spannung, die von der **Tastspitze B** erfasst wird.

Falls kein Funktionsgenerator verfügbar ist, kann man einfach die Sekundärwicklung eines Netztransformators verwenden, der einige Volt bei einer Frequenz von 50 Hz liefert.

Aufgrund dieser sehr niedrigen Frequenz muss der Kondensator C , der kein Elektrolytkondensator sein darf, eine Kapazität von mindestens $1\ \mu\text{F}$ haben. Die Induktivität L ist eine beliebige Wicklung auf einem ferromagnetischen Kern (Filterdrossel eines Röhrenverstärkers, Wicklung eines Transformators usw.).

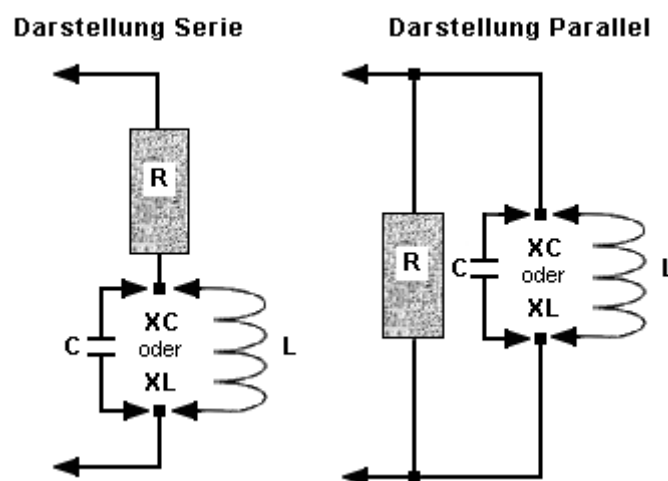
Darstellungen der Impedanz einer Antenne

Abb. 1-05: Die zwei Darstellungsformen der Antennenimpedanz

Wie bei jeder Impedanz kann auch die Impedanz einer Antenne entweder in **Reihenschaltung** oder in **Parallelschaltung** dargestellt werden.

Abhängig vom Verhältnis der Antennendrahtlängen zur Wellenlänge kann die Reaktion **kapazitiv** oder **induktiv** sein. Im ersten Fall kann diese Reaktion als **virtueller Kondensator C**, im zweiten Fall als **virtuelle Induktivität L** betrachtet werden.

Die **Reihenschaltung** bestimmt die Schreibweise der Impedanz. Wenn der Widerstand R und die Reaktanz (XC oder XL) parallel geschaltet sind, ist eine Umrechnung ihrer Werte erforderlich, um die Werte zu erhalten, die sie hätten, wenn sie in Reihe geschaltet wären.

Beispiel:

50 Ω in Reihe mit +j 100 Ω

haben die gleiche Impedanz wie

250 Ω parallel mit +j 125 Ω

Wir werden noch auf diese Umwandlung zurückkommen, welche die Grundlage für eine bestimmte Art von Antennenkopplern bildet.

Im obigen Beispiel sieht man, wie die **250 Ω einer resonanten Antenne** mit den **50 Ω des Leistungsverstärkers (PA)** eines Senders (TX) gekoppelt werden können, wobei eine perfekte Anpassung erhalten bleibt, da die Impedanzen äquivalent sind.

Oben sind nur Ergebnisse aufgeführt, aber es muss daran erinnern, wie bereits im Vorwort erwähnt, dass alle für diese Berechnungen erforderlichen mathematischen Formeln im letzten Kapitel dieses Buches zu finden sind.

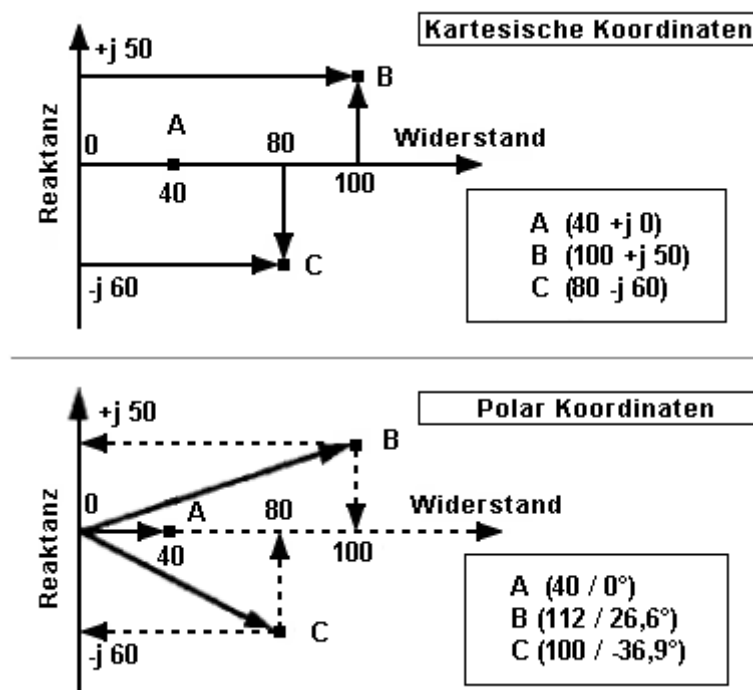


Abb. 1-06: Grafische Darstellungen einer Impedanz

Grafische Darstellung einer Impedanz - Abb. 1-06

1 Am bekanntesten ist das kartesische Koordinatensystem.

Auf einer Ebene verläuft die **horizontale** Abszissenachse von links nach rechts, beginnt bei **0** und zeigt die Werte der **Widerstände**. Bei einer Impedanz gibt es keine negativen Widerstände.



Vertikal verläuft die Ordinate von unten nach oben und zeigt die Werte der **Reaktanzen**. Sie hat denselben Ursprung bei **0**, wie die horizontale Achse.

Die Ordinatenwerte **unterhalb** der Abszissenachse sind somit **negativ**. Sie bezeichnen die **kapazitiven Reaktanzen**, die mit **$-j$** angegeben werden. Die Werte **oberhalb** der Achse sind **positiv**. Es handelt sich um die **induktiven Reaktanzen**, die mit **$+j$** angegeben werden.

Wenn die Impedanz nur einen ohmschen Anteil enthält, liegt der dazugehörige Punkt auf der Widerstandsachse. Dies ist der Fall bei Punkt **A** mit den Koordinaten $A(40 + j 0)$. Die Schreibweise „ **$+j 0$** “ bezeichnet eine Reaktanz von Null.

Ist die Impedanz komplex, umfasst sie sowohl einen Widerstand als auch eine Reaktanz. Der Punkt liegt dann außerhalb dieser Achse.

Dies gilt für **B** $(100 + j 50)$ und **C** $(80 - j 60)$.

Um einen Punkt zu platzieren:

- Man zieht eine Senkrechte auf die Widerstandsachse an dem Punkt, der den Wert dieses Widerstands angibt (100 für B). Diese verläuft vertikal.
- Auf der Reaktanzachse zieht man eine Senkrechte ausgehend vom angegebenen Reaktanzwert ($+j 50$ für B). Diese verläuft horizontal.
- Ihr Schnittpunkt bestimmt den Bezugspunkt der Impedanz **B**.

Da reine Reaktanzen nur in der Theorie existieren, kann sich kein Punkt auf der Reaktanzachse befinden.

2 Im **Polarkoordinatensystem** liegt der Endpunkt **x** des Vektors, der von **0** ausgeht (durch den Pfeil gekennzeichnet), auf einem Kreis. Dessen erste Koordinate gibt den Radius **Ox** an, und seine zweite Koordinate bezeichnet den Winkel, den er mit der Horizontalen bildet. Dieser Winkel wird in der Winkelzeichnung angegeben. Beispielsweise lauten die Polarkoordinaten des Punktes **A** des Vektors **OA** 40 und 0, da er eine Länge von 40 hat und mit der Widerstandsachse einen Winkel von null bildet.

Wird als $A(40 / 0^\circ)$ geschrieben.

Die von **B** lauten: $112 / 26,6^\circ$ und setzen sich wie folgt zusammen:

- der Radius **OB** misst 112.
- der Winkel, den **OB** mit der horizontalen Achse bildet, beträgt $26,6^\circ$.
-
- **OB** hätte eine Länge von 112Ω , wenn er auf die Abszissenachse herabgefallen wäre.
-
- **OB** bildet mit dieser Achse einen Winkel von $26,6^\circ$, wobei die Drehung **gegen den Uhrzeigersinn** erfolgt, was auf dem Trigonometrischen Kreis als **positive** Richtung gilt.

Ebenso hat **C** die Koordinaten $100 / -36,9^\circ$.

Das Minuszeichen (**$-$**) vor $36,9^\circ$ zeigt an, dass der Winkel im negativen Sinne, also im Uhrzeigersinn, gemessen wird.

Polarisierte Koordinaten sind sehr nützlich zur Berechnung der komplexen Impedanz der Elemente eines Netzwerks.

Schwingkreise

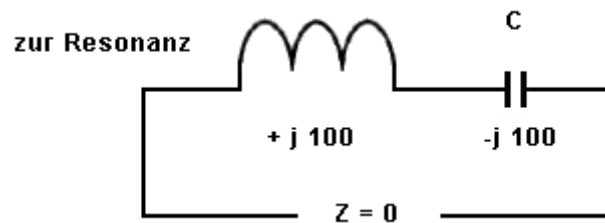


Abb. 1-07: Beispiel für eine Reihenschwingkreises

Betrachten wir die Schaltung in Abb. 1-07. Eine reine Induktivität **L** ist in **Reihe** mit einem reinen Kondensator **C** geschaltet.

Der Übersichtlichkeit halber betrachten wir ein Zahlenbeispiel.

Der **Wechselstrom**, der durch diesen Stromkreis fließt, hat eine Frequenz von $F = 3,7$ MHz.

Bei dieser Frequenz hat eine Induktivität von $4,3 \mu\text{H}$ eine Reaktanz von $+j 100 \Omega$. Ein Kondensator von $430,15 \text{ pF}$ hat eine Reaktanz von $-j 100 \Omega$.

Per Definition schwingt oder resoniert die Schaltung bei $3,7$ MHz.

Wenn die beiden reaktiven Elemente, Induktivität (Spule) und Kapazität (Kondensator), in Reihe geschaltet sind, addieren sich ihre Reaktanzen im Komplexbereich so, wie es zwei reelle Zahlen im reellen Bereich tun würden.

Beispiel:

$$\text{da} \quad (+j 100) + (-j 100) = +j 0$$

$$\text{folgt} \quad (+100) + (-100) = 0$$

Diese Impedanz ist **Null**.

Bei einer Frequenz von $3,7$ MHz verhält sich diese **Reihenschaltung** theoretisch wie ein **Kurzschluss**.

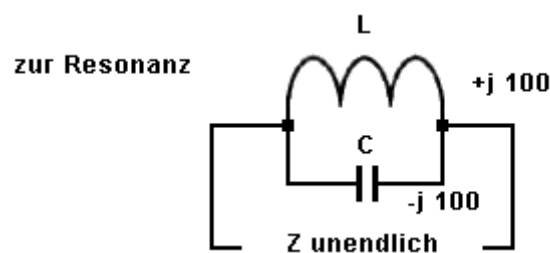


Abb. 1-08: Beispiel für einen Parallelschwingkreis

Sind hingegen Kondensator und Spule **parallel** geschaltet (Abb. 1-08), ist die Impedanz theoretisch **unendlich**.

Bei einer Antenne wird diese Anordnung für die Frequenz von $3,7$ MHz als **Frequenzsperre**, auch als **Sperrkreis**, bezeichnet.

Man sieht, dass die Rechenoperationen bei der Reihen- oder Parallelschaltung von Reaktanzen denen bei Widerständen ähneln, aber natürlich können Widerstände nicht negativ sein.

(Der negative Widerstand existiert tatsächlich. Es handelt sich um eine komplexe Größe, die bei Berechnungen zur Pendelrückkopplung, zum Entladungsstrom einer Neonröhre usw. verwendet wird. Im Bereich, mit dem wir uns hier beschäftigen, nämlich dem der Antennen, spielt er keine Rolle.)

In der Realität tritt stets ein **Widerstand** auf, der sich aus dem ohmschen Widerstand und dem durch den Skin-Effekt bedingten Widerstand des Drahtes der Induktivität **L** zusammensetzt. Und dazu kommen noch die **Verluste**, die mit der Kapazität **C** entstehen.

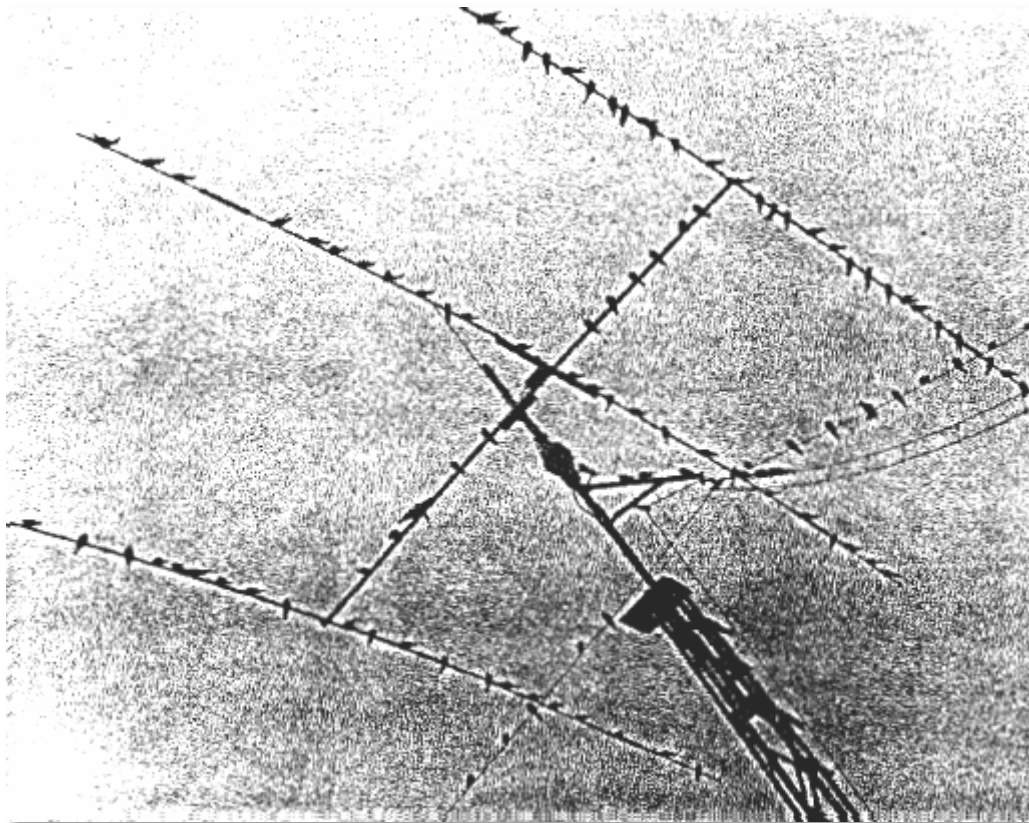
Somit sind die Impedanzen **Null** (Reihenschaltung) und **Unendlich** (Parallelschaltung) **theoretischer** Natur. Eine Impedanz **Z** enthält in der Reihenschaltung immer einen Widerstand **R**, auch wenn dieser minimal ist. **Z** lässt sich daher in allen Fällen wie folgt schreiben:

$$Z = R \pm j X$$

Um den Serienschwingkreis vom Parallelschwingkreis zu unterscheiden, verwendete man früher die Begriffe „**Resonanz**“ für die Schwingung des ersten und „**Antiresonanz**“ für die des zweiten.

Man kann nur bedauern, dass der zweite Begriff in Vergessenheit geraten ist.

Wir werden für die Schwingung der Antennen diese beiden sehr praktischen Begriffe wieder aufnehmen, da sie es überflüssig machen, die Konfiguration des Schwingkreises genau zu bestimmen.



Überlaste niemals die Antenne ...

Kapitel 2

Definition, Beschreibung und Funktionsweise der Levy-Antenne

Das strahlende Antennenelement

Beschreibung

Wir bezeichnen jedes Strahlerelement, das in seiner Mitte über eine Zweidrahtleitung gespeist wird, unabhängig von seinen Abmessungen als „Levy-Antenne“.

Eine **Levy-Antenne**, oft auch als *Hertz-Levy-Antenne* oder *Doppel-Zepp* bezeichnet, ist eine klassische, **symmetrische Drahtantenne**, die vor allem im Amateurfunk im Kurzwellenbereich genutzt wird.

Sie besteht aus einem **horizontalen Dipol**, der über eine **offene Zweidrahtleitung**, auch *Hühnerleiter* genannt, über einen **Antennenkoppler** gespeist wird.

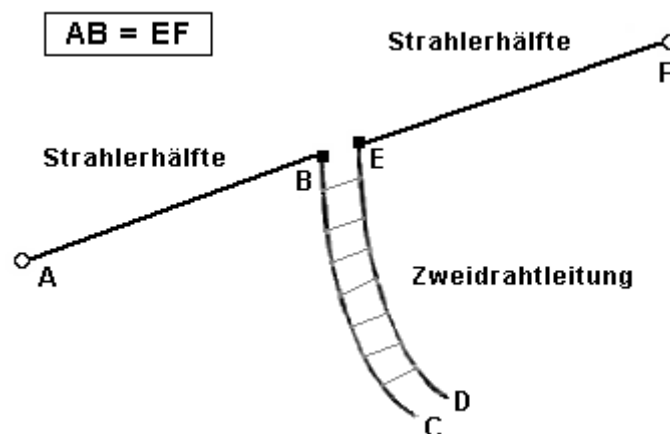


Abb. 2-01 zeigt den Drahtabschnitt.

Wichtig: Die Buchstaben A bis F in dieser Zeichnung werden im gesamten Dokument an denselben Stellen beibehalten.

In früheren Jahren, als die Frequenzbänder ausschließlich harmonisch waren, wurde diese Antennenart mit genau definierten Elementlängen verwendet, die natürliche Schwingungen in halben Wellenlängen oder Vielfachen von halben Wellenlängen ermöglichten.

Ebenso wurden bestimmte Längen der Zweidrahtleitung empfohlen, um eine leicht transformierbare Impedanz am Ausgang des Anpassungsnetzwerks zu erzielen.

Das gebräuchlichste Schaltbild, das in Frankreich von F3LG veröffentlicht wurde, ließ tatsächlich nur zwei extreme Alternativen zu.

- Die Drahtsektion (Litze + Leitung) in **Reihe** mit einem **Serienschwingkreis**, wenn die Impedanz am Fußpunkt der Leitung einen niedrigen Widerstand aufwies und daher eine **Stromversorgung** benötigte.
- Die Drahtsektion **parallel** zu einem **Parallelschwingkreis**, wenn die Impedanz am Fußpunkt der Leitung einen hohen Widerstand aufwies und eine **Spannungsversorgung** benötigte.

Merke dir: **Strombauch** [niederohmig] **Spannungsbauch** [hochohmig]



Eigenfrequenz einer Antenne

Die Eigenschwingung ist eine von Hertz entdeckte elektromagnetische Eigenschaft, die sich wie folgt beschreiben lässt.

„Der **Blindwiderstand** eines Strahlungselements ist **null**, wenn seine Länge nahe der **halben Wellenlänge** oder einem **Vielfachen** davon liegt.“

Die Impedanz, die gegenüber Wechselstrom mit einer Frequenz entsprechend dieser Wellenlänge auftritt, reduziert sich dann auf einen **einfachen Widerstand R**.

Die **Eigenschwingung** ist in Wirklichkeit nur ein **Spezialfall** einer allgemeinen Schwingung, da:

⇒ **Jeder Leiter** gerät in **Schwingung**, wenn ein zwischen dem Erreger und ihm selbst platziertes Bauelement, es ermöglicht, dessen Blindwiderstand (Reaktanz) aufzuheben. Man spricht dann von einer „**erzwungenen**“ Resonanz oder Antiresonanz.

Wir werden die **Änderung der Impedanz** in der **Mitte eines Dipols** (oder Doppelpols) mit **definierter Länge** untersuchen, wenn die **Frequenz** des HF-Stroms, der ihn speist, **variiert** wird.

Verhalten eines Dipols in Abhängigkeit von der Frequenz des Speisestroms.

Diese Darstellung ergibt sich aus den Arbeiten von King und Middleton zu einem horizontalen Dipol im freien Raum, d. h. in einer Höhe, die hoch genug ist, damit seine Kopplung mit seinem Spiegelbild gleich Null ist.

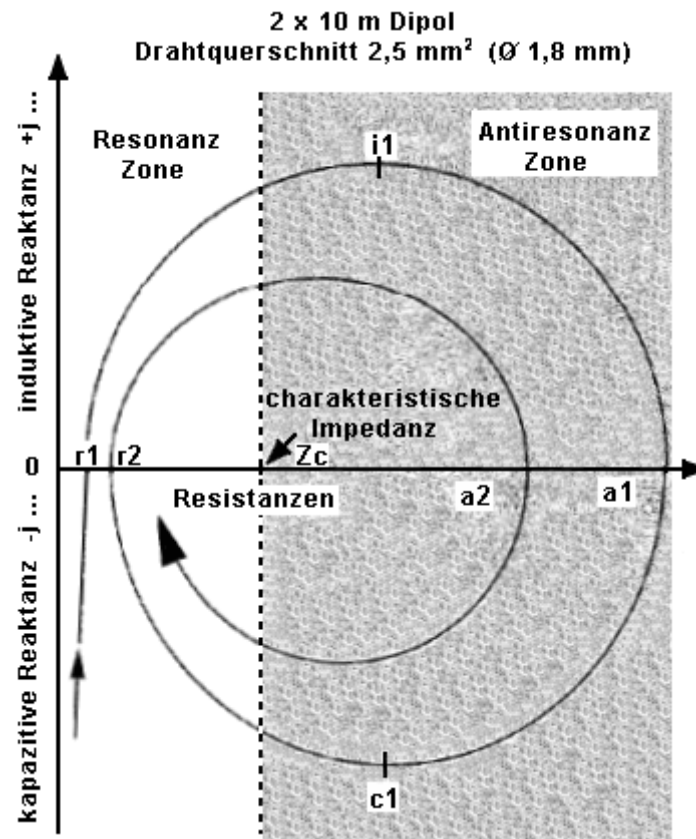
Diese Höhe wird auf mindestens 4λ geschätzt. Das bedeutet, dass diese Situation im Kurzwellenbereich niemals auftritt, zumindest bei 40 Meter Masten auf 28 MHz!

Auch wenn aus diesem Grund die Widerstände und Impedanzen **nach unten** korrigiert werden müssen, so geben die Ergebnisse dieser beiden Forscher dennoch einen wichtigen Einblick in die Funktionsweise der Levy-Antenne und liefern wertvolle Hinweise auf ihr Verhalten bei beliebigen Frequenzen.

Die beiden wesentlichen Parameter des Dipols sind seine Länge und der Querschnitt seines Drahtes im Verhältnis zur Wellenlänge.

Anhand dieser Parameter lässt sich der Formfaktor Ohm bestimmen.

Wir nehmen im folgenden Beispiel eine Länge von 10 m für einen Dipol an, der mit einem Draht mit einem Querschnitt von $2,50 \text{ mm}^2$ (Durchmesser ca. 1,8 mm) realisiert wurde.



Frequenz	Orientierungspunkte	Resistanz	Reaktanz
7125 kHz	r1	72 Ω	+j 0 Ω
13230 kHz	i1	2600 Ω	+j 2200 Ω
14625 kHz	a1	4900 Ω	+j 0 Ω
14940 kHz	c1	2600 Ω	-j 2500 Ω
22125 kHz	r2	104 Ω	+j 0 Ω
28890 kHz	a2	3300 Ω	+j 0 Ω

Abb.: 2-02 Reaktion des Dipols (in kartesischen Koordinaten)

Betrachten wir Abb. 2-02, die in kartesischen Koordinaten dargestellt ist. Wir finden hier die beiden Achsen aus Abb. 1-06 wieder, die horizontale Achse der Widerstände und die vertikale Achse der Reaktanzen.

Die Kurve ähnelt einer Spirale, die sich im Uhrzeigersinn nach innen windet.

Geometrisch gesehen ist sie keine, aber wir stellen sie der Einfachheit halber trotzdem so dar.

Sie schneidet die Widerstandsachse in den Punkten **r1** und **r2**, nahe 0, links von dieser Achse.

Sie schneidet die Widerstandsachse außerdem in den Punkten **a1** und **a2**, weit von 0 entfernt, rechts davon.

Betrachten wir die verschiedenen Punkte auf dieser Kurve:

- 1) Die Punkte r1, r2, a1 und a2 liegen auf der Widerstandsachse, daher ist ihre Reaktanz **null**. Sie entsprechen den **Eigenschwingungen** des Dipols.
- 2) Würde man die Spirale weiterverfolgen, erhielte man r3 (mit $r3 > r2$), dann a3 (mit $a3 < a2$) usw. ...

Die letzte Windung der Kurve würde sich stetig verjüngen, bis sie im Punkt **Zc** endet, der die **charakteristische Impedanz** des Dipols markiert. Dieser Punkt stellt eine mathematische Grenze dar. Er könnte nur erreicht werden, wenn der Dipol **unendlich lang** wäre.



- 3) Die Schnittpunkte dieser Kurve mit der horizontalen Achse **links von Z_c** stellen die **Resonanzpunkte** dar.
- r1 entspricht der **1.Halbwellen Resonanz**
 - r2 der **3.Halbwellen Resonanz**
 - r3 der **5.Halbwellen Resonanz** usw. ...
- 4) Die Schnittpunkte **rechts von Z_c** stellen die **Antiresonanzpunkte** dar.
- a1 entspricht der **2.Halbwellen Antiresonanz**
 - a2 der **4.Halbwellen Antiresonanz**
 - a3 der **6.Halbwellen Antiresonanz** usw. ...
- 5) Die **1.Halbwellen Resonanz** (r1) weist den **niedrigsten** Widerstand auf (72Ω im Vakuum). Die 3.Halbwellen Resonanz (r2) hat einen höheren Widerstand (100Ω) usw. ...
- 6) Auf der Antiresonanzseite beobachten wir eine umgekehrte Hierarchie. Die 2.Halbwellen Antiresonanz (a1) weist den größten Widerstand auf. Der Widerstand der 4.Halbwellen Antiresonanz (a2) ist deutlich geringer usw. ...
- 7) **Kapazitive** Reaktanzen treten vom unendlich kurzen Dipol bis zur ersten Resonanz auf und nehmen dann regelmäßig von einer Antiresonanz zur folgenden Resonanz zu. Die **maximale kapazitive Reaktanz** tritt bei **c1** nach der ersten Antiresonanz (a1) auf.
- 8) **Induktive** Reaktanzen treten in regelmäßiger Weise von einer Resonanz bis zu der ihr nachfolgenden Antiresonanz auf.
- Die **maximale induktive Reaktanz** tritt bei **i1** nach der ersten Resonanz (r1) auf.

Zusammenfassend lässt sich sagen:

Im Zentrum des beispielhaft gewählten Dipols variiert die Impedanz mit der Frequenz des HF-Stroms.

Jede Frequenz entspricht genau einer Impedanz. Innerhalb dieses Frequenzbereichs überschreitet der maximale Widerstand jedoch nicht den Wert von a1.

Das heißt, $R = 4900 \Omega$ in unserem Beispiel.

Die Reaktanzen liegen zwischen:

einem Minimalwert bei	c1	($X = -j 2500 \Omega$),
einem Maximalwert bei	i1	($X = +j 2200 \Omega$).

Analyse der ersten beiden Resonanzen (bei r1 und r2)

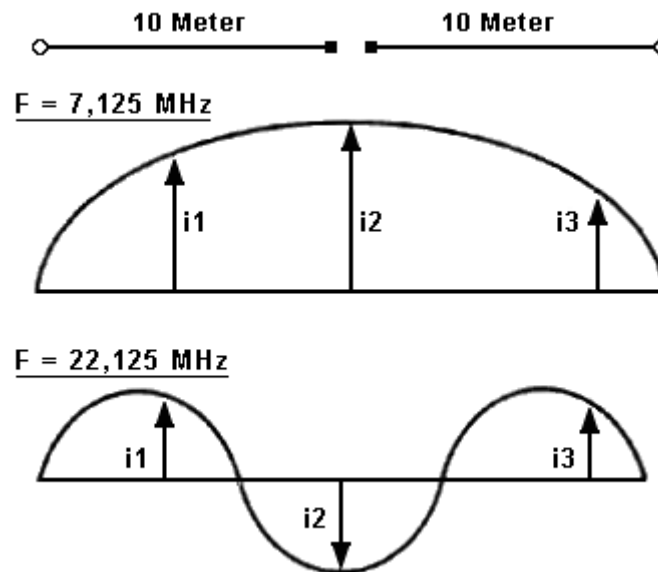


Abb. 2-03: Momentanströme bei der ersten und zweiten Resonanz (r1 und r2)

Die Impedanzen r1 und r2 in der Mitte dieses Dipols entsprechen den Frequenzen 7,125 bzw. 22,125 MHz. Abb. 2-03 zeigt die relativen Werte der **momentanen Stromstärken**.

Es ist zu beachten, dass diese an den Endisolatoren der **Dipolenden** am **geringsten** sind. Diese Situation tritt übrigens **unabhängig vom Antennentyp** auf.

Widerstand des Halbwelldipols

Wir haben gesehen, dass aufgrund seiner Abmessungen keine Kurzwellenantenne im freien Raum aufgestellt werden kann. Vier Wellenlängen über dem Boden erfordern extrem hohe Türme.

Insbesondere bei seiner ersten Resonanz hängt der Widerstand in seiner Mitte von der Kopplung mit seinem Spiegelbild und somit von seiner Höhe über dem elektrischen Boden ab.

Analyse der ersten vorderen Antiresonanz (a1)

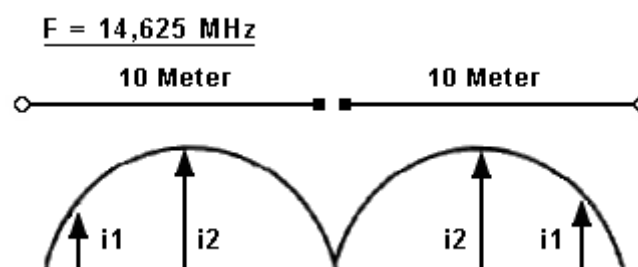


Abb. 2-04: Momentane Intensitäten bei der ersten Antiresonanz (a1)

Abb. 2-04 zeigt die Verteilung der momentanen Stromstärken mit einem Minimum am zentralen Einspeisepunkt.

Die beiden Halbwellen sind **phasengleich**. Zwei **aufeinanderfolgende** Halbwellen (die eine vollständige Sinuswelle ergeben, wie das Symbol für Wechselstrom) sind nur möglich, wenn sie **nicht** durch einen Einspeisepunkt **getrennt** sind.

Man findet sie daher nur bei Antennen, die an einem Ende ihres Strahlungsabschnitts gespeist werden, wie beispielsweise bei der Langdrahtantenne oder der Zeppelin-Antenne, oder an einem bestimmten Abschnitt ihrer Länge, wie bei der Windom-Antenne oder deren kommerziellen Varianten (FD4, FD3 usw.).

Abb. 2-05 zeigt den Widerstand in der Mitte unseres $2 \times 10 \text{ m}$ großen Dipols bei seiner ersten Resonanz (r_1) in Abhängigkeit von seiner Höhe.

Da sich an diesem Punkt ein Intensitätsbauch befindet, entspricht dieser Widerstand seinem **Strahlungswiderstand**.

Dieser Widerstand erreicht ein Maximum bei etwa 15 m. Er variiert aufgrund der Kopplung mit seinem **Spiegelbild**.

Dadurch erhält das reale Strahlungselement ein **fiktives, symmetrisches** Abbild bezüglich einer vermittelnden Ebene, der sogenannten **elektrischen Masse**.

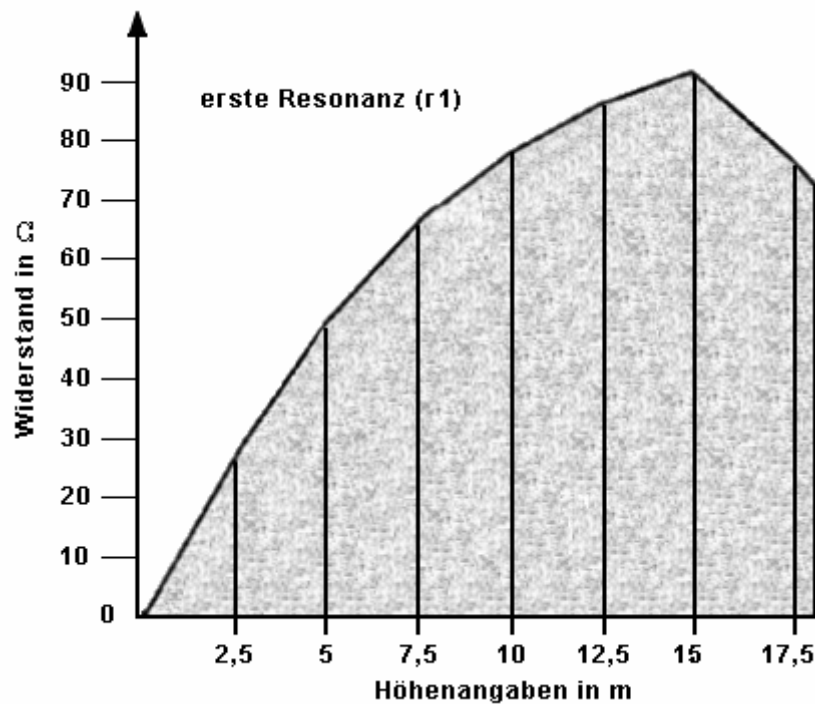


Abb. 2-05: Der Widerstand einer Halbwelle ist eine Funktion der Höhe

Je nach Leitfähigkeit und Feuchtigkeit des Bodens verläuft die elektrische Bodenoberfläche zwischen **0,50 und 1 m** unter der Erdoberfläche.

Das Spiegelbild unterscheidet sich elektrisch vom strahlenden Element dadurch, dass es momentan von Strömen in **entgegengesetzter Richtung** durchflossen wird und es an Punkten, die symmetrisch zum tatsächlichen Element liegen, **Potenziale** aufweist, die der Erdung **entgegengesetzt** sind.

Die beiden Elemente einer W8JK-, HB9CV- oder F8DR-Antenne (unter der Annahme gleicher Länge) können eine Vorstellung von der Kombination aus **gespeistem Element** und dessen **Spiegelbild** vermitteln.

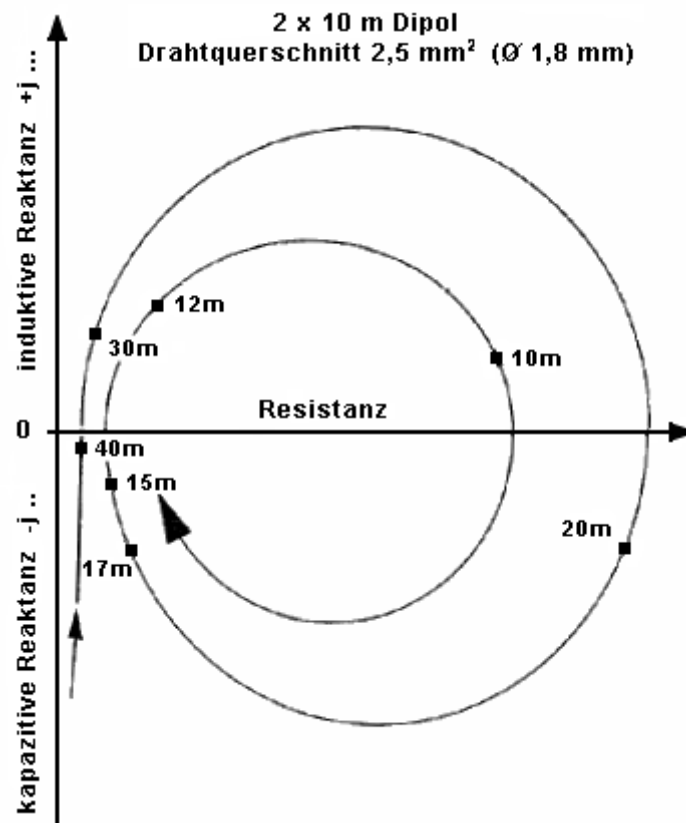


Abb. 2-06: Positionen der Amateurfunkbänder

Auf der als Beispiel angenommenen „Impedanzspirale“ sind die Punkte eingezeichnet, welche die Mitte der Amateurfunkbänder entsprechen. Angefangen beim 40-Meter Band bis hin zum 10-Meter Band (Abb. 2-06).

Die 40-, 17- und 15-Meter Bänder weisen einen geringen Widerstand und eine moderate kapazitive Reaktanz auf. Dasselbe gilt für die Reaktanz des 20-Meter Bands, dessen Widerstand jedoch signifikant ist.

Die 30-, 12- und 10-Meter Bänder hingegen weisen eine induktive Reaktanz auf.

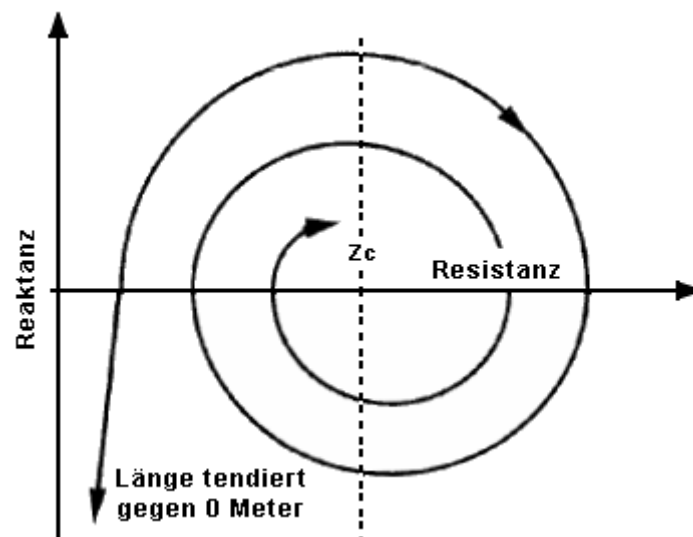


Abb. 2-07: Impedanzverlauf einer offenen Leitung

Beachte abschließend die Analogie zwischen der Impedanzspirale und dem Impedanzverlauf einer offenen Leitung (Abb. 2-07).

Die Zweidrahtleitung

Jede **Zweidrahtleitung transformiert**, abhängig von ihrer Länge und ihrem Wellenwiderstand, die Impedanz in der Mitte des Dipols in eine **neue Impedanz**, die am Fußpunkt zwischen C und D (Abb. 2-01) am Antennentuner anliegt.

Diese **Impedanztransformationsfunktion** gilt für alle Leitungen, unabhängig von ihrem Typ.

Bei gegebener Frequenz und Kenntnis der **Impedanz zwischen B und E** sowie der **drei Parameter der Übertragungsleitung** [Länge relativ zur Wellenlänge, Verkürzungsfaktor k und charakteristische Impedanz Z_0] lässt sich die Impedanz zwischen C und D mithilfe des Smith-Diagramms grafisch darstellen.

Betrachten wir ein einfaches Zahlenbeispiel.

Ein Halbwellendipol hat eine **Resonanz bei 28 MHz** und weist – bedingt durch seine Montagehöhe – einen Widerstand von **50 Ω** auf. Für diese Frequenz ergibt sich somit

$$Z(BE) = 50 + j0$$

Wir wollen nun untersuchen, was mit dieser Impedanz geschieht, wenn wir uns entlang einer **Zweidrahtleitung** mit einem Wellenwiderstand von $Z_0 = 300 \Omega$ und einem Verkürzungsfaktor von $k = 0,82$ schrittweise um jeweils ein Sechzehntel der Wellenlänge abwärts bewegen.

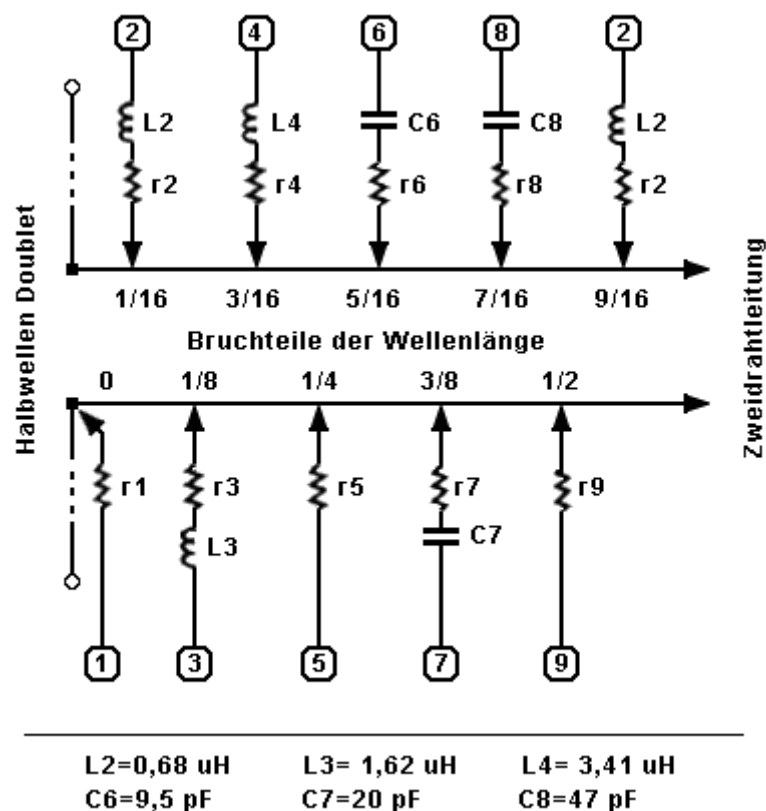


Abb. 2-08: Die Übertragungsleitung wirkt als Impedanzwandler

Abb. 2-08 zeigt die Darstellungen der neuen Impedanzen, die in Abständen von jeweils einem Sechzehntel der Wellenlänge ermittelt wurden – ausgehend vom Einspeisepunkt, der auf der linken Seite angenommen wird.

Die Kapazitäten der Kondensatoren und die Induktivitäten der Spulen sind bei einer Frequenz von 28 MHz angegeben – sie sind aussagekräftiger als die reaktiven Werte.

Nr.	Längen		Impedanzen	
	Bruchteile einer Wellenlänge	In Metren	Resistanz	Reaktanz
1	0	0	$r_1 = 50 \Omega$	$+j 0 \Omega$
2	1 / 16	0,55	$r_2 = 60 \Omega$	$L_2 = +j 120 \Omega$
3	1 / 8	1,10	$r_3 = 102 \Omega$	$L_3 = +j 285 \Omega$
4	3 / 16	1,65	$r_4 = 300 \Omega$	$L_4 = +j 600 \Omega$
5	1 / 4	2,20	$r_5 = \infty 1800 \Omega$	$+j 0 \Omega$
6	5 / 16	2,75	$r_6 = 300 \Omega$	$C_6 = -j 600 \Omega$
7	3 / 8	3,30	$r_7 = 102 \Omega$	$C_7 = -j 285 \Omega$
8	7 / 16	3,85	$r_8 = 60 \Omega$	$C_8 = -j 120 \Omega$
9	1 / 2	4,40	$r_9 = 50 \Omega$	$+j 0 \Omega$

Abb. 2-09: Impedanzwerte entlang der Zweidrahtleitung

Abb. 2-09 fasst alle Beobachtungen zusammen und zeigt als Funktion der Leitungslänge den Widerstand [*Resistanz*] und die Blindwiderstand [*Reaktanz*] der jeweiligen Impedanz. Der erste Wert bezieht sich auf den Speisepunkt in der Mitte des Dipols. Die weiteren Werte folgen in **Abständen von $\lambda/16$** .

Man stellt fest, dass sich die Situationen **alle halbe Welle wiederholen**. Auf dem Smith-Diagramm entspricht eine elektrische Halbwelle einer **vollständigen Umdrehung**.

Zusammenfassend lässt sich sagen.

Unabhängig von der Betriebsfrequenz findet sich am Basispunkt CD der Zweidrahtleitung eine **komplexe Impedanz**, die sich aus einer **Resistanz** und einer **kapazitiven** oder **induktiven Reaktanz** zusammensetzt.

Diese Impedanz resultiert aus der Transformation der Impedanz zwischen den Punkten A und E im Mittelpunkt des Dipols durch die Leitung.

Das Antennen Anpassungsnetzwerk

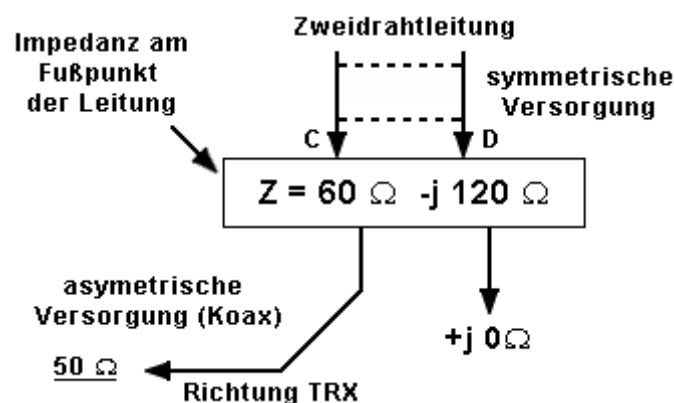


Abb. 2-10. Funktion des Anpassungsnetzwerks



Neben dem **Strahlerelement** und der **Speiseleitung** bildet die **Abstimmereinheit** die dritte und letzte Komponente der Levy-Antenne (Abb. 2-10).

Sie hat eine **dreifache** Funktion. Beim Übergang von der Leitung zum TRX und in Abhängigkeit von der Impedanz zwischen C und D muss sie:

- 1) deren **Reaktanz aufheben**,

$$-j 120 \Omega \Rightarrow +j 0 \Omega$$

- 2) deren Widerstand auf 50 Ω **transformieren**,

$$60 \Omega \Rightarrow 50 \Omega$$

- 3) deren **Symmetrie** gegenüber der Erde aufheben, da der Antennenstecker des TRX unsymmetrisch ist.

Diese Anpassungseinheit kann auf zwei Arten analysiert werden:

a) Beschränken wir die Bedeutung des Wortes „Antenne“ auf ihr strahlendes Element, so können wir diese letztere Komponente als „Antennenkoppler“ bezeichnen.

In diesem Fall muss man jedoch Folgendes getrennt betrachten.

- das strahlende Element, das als gespeister Dipol fungiert,
- die Zweidrahtleitung, die als Speiseleitung dient und dabei mit unterschiedlichen, mehr oder weniger hohen Stehwellenverhältnissen (SWR) arbeitet.

Diese Auslegung erfordert eine Erweiterung der Bedeutung des Begriffs „Feeder“, der üblicherweise bei einer Wanderwellenleitung verwendet wird, d. h. einer Leitung, die HF-Strom mit einem SWR überträgt, das sich kaum von 1:1 unterscheidet.

Das hat die Autoren so sehr gestört, dass sie gezwungen waren, den Begriff „*abgestimmter Feeder*“ einzuführen. Eine elegante – wenn auch etwas subjektive – Lösung für das Dilemma! Präziser wäre übrigens „*Abstimmzuleitung*“ gewesen. Aber ist es denn letztendlich die Aufgabe einer Zuleitung, eine Antenne abzustimmen?

In diesem Fall wird deutlich, wie weit wir von dem Standardfall eines 50 Ω -Koaxialkabels entfernt sind, das eine Halbwellen Dipolantenne nahe ihrer Grundresonanz speist. Einer Konfiguration, bei der die Länge der Speiseleitung **beliebig** gewählt werden kann.

Im Gegensatz dazu führt bei einer Levy-Antenne – bei gegebener Länge des strahlenden Elements – jede Änderung der **Speiseleitungslänge**, wie wir oben beobachtet haben, zu einer Veränderung der Impedanz zwischen den Punkten **C** und **D**. Dies wirkt sich folglich auf die Eigenschaften der Anpassungseinheit aus, die sich nun auf eine abweichende Impedanz einstellen muss.

b) Der Autor bevorzugt es persönlich, die drei Teile – *das Strahlungselement, die Zuleitung und die Anpassungseinheit* – selbst zusammenzubauen.

Die Zuleitung für die Levy-Antenne ist daher – wie bei allen anderen Antennentypen – das kurze Stück Koaxialkabel, das an den Ausgang des Transceivers angeschlossen wird. Hier kann man optional ein Stehwellenmessgerät (SWR-Meter) anschließen, falls der Transceiver selbst kein eingebautes besitzt.

Der Leser kann zwischen diesen beiden Sichtweisen wählen.

Man könnte auch eine dritte, ebenso interessante hinzufügen.

Die Levy-Antenne ist vergleichbar mit **zwei langen Drähten**, die **gegenphasig** gespeist werden und die man vom Ausgangspunkt der Station aus parallel verlaufen lässt, damit sie keine Strahlung abgeben können.

Wie passt man einen Antennenwiderstand an, der von 50 Ω abweicht?

1 Anpassung mittels elektrischer Schaltung

Die L-förmige Schaltung ist das Grundelement dieser Art von Anpassungsschaltungen, die je nach ihrer Konfiguration als „ π “- oder „T“-Schaltung bezeichnet werden.

Diese Schaltungen werden häufig mit einem in Reihe geschalteten Kondensator oder einer Induktivität kombiniert – beispielsweise in Konfigurationen wie „ $\pi + C$ “ (z. B. Tuner Drake MN4 oder MN-2000 usw.).

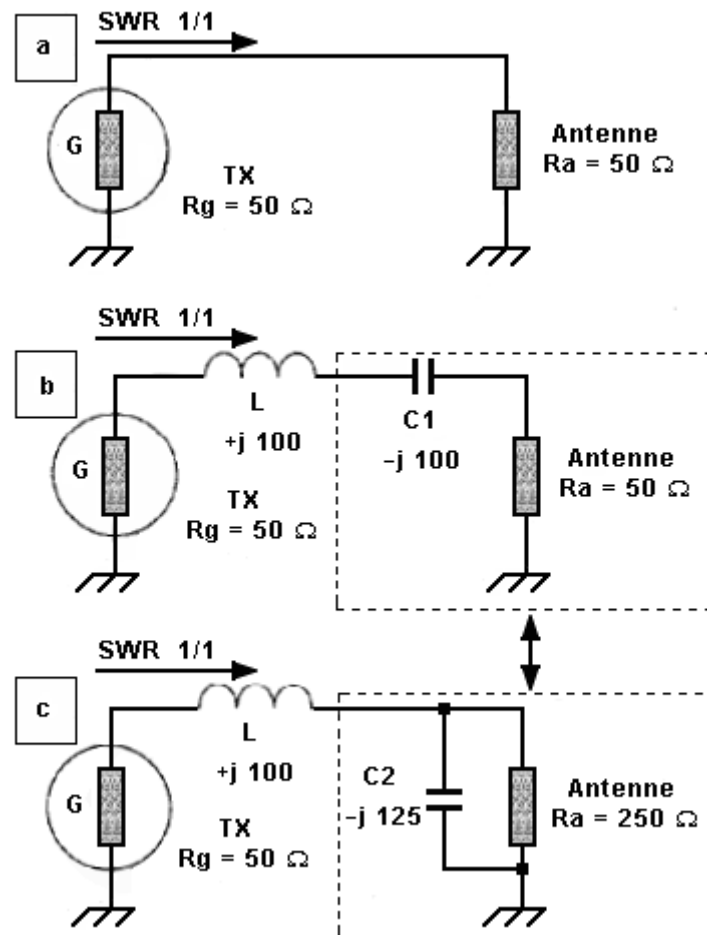


Abb. 2-11: Prinzip der Anpassung mittels L-Schaltung

Abb. 2-11 veranschaulicht das Prinzip.

In [a] sehen wir den einfachsten Fall – die perfekte Anpassung. Die Resonanzantenne mit einem Widerstand von $R_a = 50 \Omega$ belastet den Generator G (den Transceiver) mit einem Innenwiderstand von $R_g = 50 \Omega$. Der Strom breitet sich als reine Wanderwelle mit einem Stehwellenverhältnis von 1:1 entlang der Antennenzuleitung – einem 50 Ω -Koaxialkabel – aus.

An Punkt [b] fügen wir zwischen G und der Antenne zwei entgegengesetzte reaktive Elemente ein. Eine Induktivität **L** und einen Kondensator **C1**. Bei der Betriebsfrequenz des Generators weisen diese Elemente Blindwiderstände von $+j 100 \Omega$ bzw. $-j 100 \Omega$ auf.

Zwischen dem Transceiver und seinem Lastwiderstand befindet sich somit der im vorherigen Kapitel beschriebene Serienschwingkreis.

Die beiden Blindwiderstände **heben sich gegenseitig auf**. Unter der Annahme, dass diese beiden Elemente **rein reaktiv** sind, verhält sich ihre Kombination wie ein **Kurzschluss**. Die elektrische Situation an Punkt [b] ist daher analog zu der an Punkt [a].

In [c] ersetzen wir die **Reihenschaltung** aus C1 (mit $X_C = -j 100$) und dem Antennenwiderstand (mit $R_a = 50 \Omega$) durch eine **Parallelschaltung**, die bei dieser Frequenz **dieselbe Impedanz** aufweist.

Diese Äquivalenz wurde bereits zuvor erörtert. Hierbei erhalten wir:

$$(50 \Omega \text{ und } -100) \text{ in Reihe} \quad \Longleftrightarrow \quad (250 \Omega \text{ und } -j 125) \text{ parallel}$$

Da die Impedanz der beiden Schaltungskombinationen identisch ist, verhält sich die elektrische Situation in [c] analog zu den beiden vorangegangenen Fällen [b] und [a].

So sieht man, wie man ausgehend von [a] und durch den Einsatz von zwei gegenphasigen reaktiven Elementen einen Antennenwiderstand $R_a = 250 \Omega$ **perfekt** an die 50Ω des TX-Ausgangs **anpasst**.

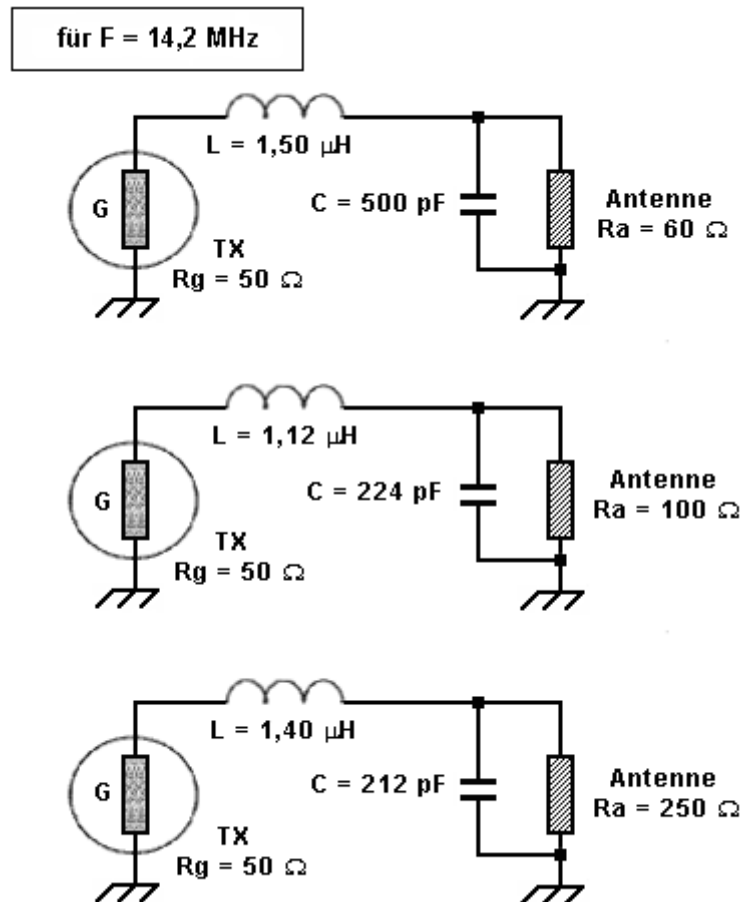


Abb. 2-12: L und C hängen von R_a ab

Ein einfacher Blick auf die Formeln für die **Reihenschaltung** und **Parallelschaltung**, die im letzten Kapitel vorgestellt wurden, zeigt:

- 1) Dass der Widerstand der Parallelschaltung stets höher ist als der der Reihenschaltung. Dies wird hier bestätigt.
- 2) Dass es unmöglich ist, für diese beiden Widerstände **denselben Wert** zu erhalten (zum Beispiel $R_a = R_g = 50 \Omega$).
- 3) Dass somit eine „L“-Schaltung entweder ein **Impedanz erhöhender** oder ein **Impedanz senkender** ist, aber für sich allein keinen Standardkoppler bilden kann, der einen Anpassungsbereich besitzt, der sich **beiderseits** von 50Ω erstreckt (zum Beispiel von 25Ω bis 150Ω).

Wichtige Anmerkungen:

Wie in Abbildung 2-12 dargestellt, ist für die Resonanz der „L“-Schaltung bei einer Frequenz von 14,2 MHz **jedem Antennenwiderstand R_a ein unterschiedliches Paar reaktiver Elemente (L und C) zugeordnet**. Folglich gilt:

- Die Resonanzfrequenz hängt nicht nur von den Werten für L und C ab, sondern auch von R_a .
- Bei der Berechnung dieser Frequenz kann die Thomson-Formel **nicht** unter alleiniger Verwendung der Werte für L und C angewendet werden.

Im ersten Beispiel – mit $R_a = 60\ \Omega$, $L = 1,50\ \mu\text{H}$ und $C = 500\ \text{pF}$ – würde das Ergebnis $F = 5,8\ \text{MHz}$ lauten, anstatt 14,2 MHz.

Diese Tatsache wird von Funkamateuren häufig übersehen. Eine sorgfältige Betrachtung des Schaltplans einer „L-Schaltung“ offenbart jedoch, dass L und C weder in Reihe noch parallel geschaltet sind.

Die Thomson-Formel lässt sich nur in zwei Konfigurationen anwenden, nämlich bei **Reihen-** oder **Parallelschwingkreisen**.

Innerhalb der „L-Konfiguration“ können die beiden reaktiven Elemente auf vier verschiedene Arten angeordnet werden (Abb. 2-13).

Wenn die **Induktivität** in Reihe mit dem Generator geschaltet ist, spricht man von einer „**Tiefpassschaltung**“, da sie dem durchfließenden Strom eine immer stärkere Dämpfung entgegenwirkt, je mehr dessen Frequenz im Verhältnis zu ihrer eigenen Resonanzfrequenz **ansteigt**.

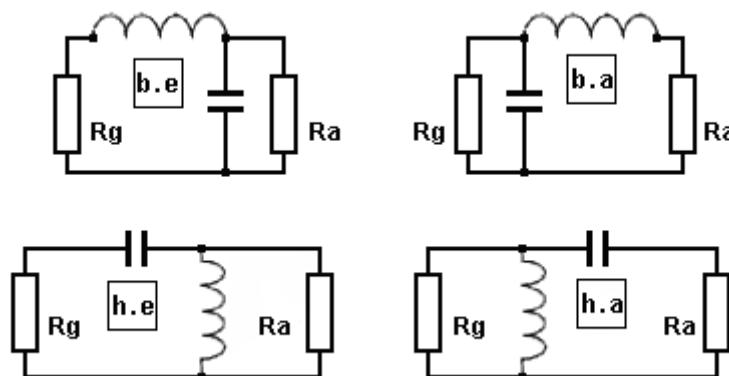


Abb. 2-13: Die vier möglichen Konfigurationen einer „L-Schaltung“.

Ist hingegen der **Kondensator** Teil der **Reihenschaltung** mit dem Generator, handelt es sich um einen **Hochpassfilter**, das Frequenzen **unterhalb** seiner Resonanzfrequenz dämpft.

In der Beschriftung der vier Schaltpläne gibt der erste Buchstabe diese Bandfiltercharakteristika an, wobei „**b**“ für **Tiefpass** und „**h**“ für **Hochpass** steht.

Der zweite Buchstabe entspricht der Impedanztransformation: „**e**“ für Aufwärtstransformation und „**a**“ für Abwärtstransformation.

Die Anmerkung 3) in der obigen Tabelle erfordert die Kombination zweier „L“-Schaltungen, um einen universellen Antennenkoppler zu bauen (Abb. 2-14).

Die Kombination aus (**b.a**) – bestehend aus L_1 und C_1 – und (**b.e**) – bestehend aus L_2 und C_2 – bildet ein „Tiefpass-Pi“ Koppellement, wobei die Induktivität L der Summe der Einzelinduktivitäten ($L_1 + L_2$) entspricht.

Ein solches „Tiefpass-Pi -Netzwerk findet sich in allen röhrenbestückten Leistungsverstärkern (PAs), wo es dazu dient, die Serienimpedanz der Röhre(n) – typischerweise mehrere $k\Omega$ – auf $50\ \Omega$ herunterzutransformieren. Zudem kommt es in zahlreichen Antennenkopplern zum Einsatz.

Die Kombination aus (h.e) – bestehend aus $L3$ und $C4$ – und (h.a) – bestehend aus $L3$ (die beiden Schaltungen gemeinsam ist) und $C3$ – bildet ein „Hochpass-T“ Koppellement.

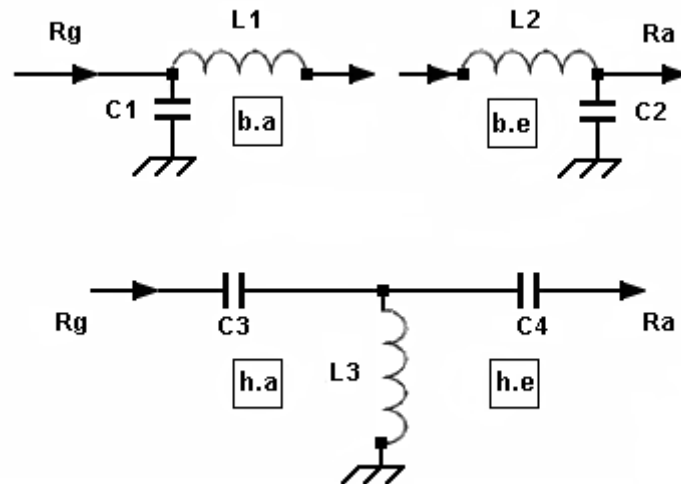


Abb. 2-14: „L“-Schaltungskombinationen

Hochpass-T-Tuner sind kostengünstiger herzustellen, da die seriell geschalteten Drehkondensatoren keine Probleme mit dem Plattenabstand aufweisen. Daher haben sie die traditionellen Transmatch oder SPC-Tuner weitgehend verdrängt.

2 Anpassung über magnetische Kopplung

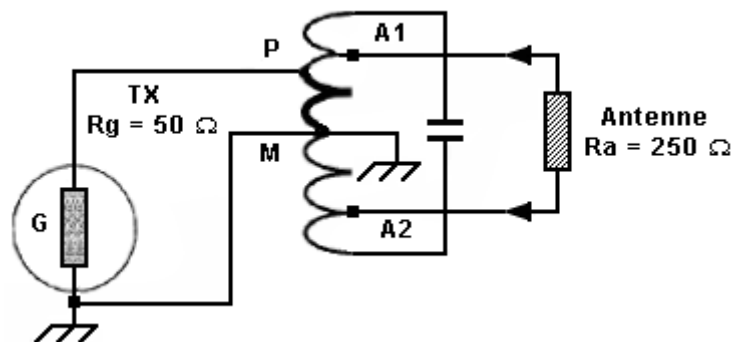


Abb. 2-15: Prinzip der magnetischen Anpassung (Autotransformator-Konfiguration)

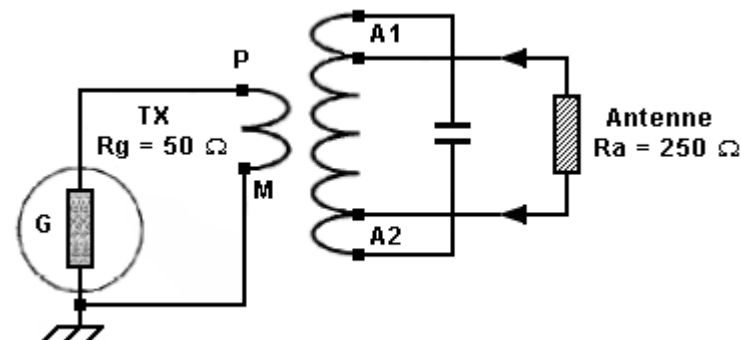


Abb. 2-16: Prinzip der magnetischen Anpassung (Transformator-Konfiguration)

Das Prinzip der Impedanzanpassung mittels eines magnetischen Kreises entspricht dem des Transformators.

Die Spartransformator Variante (Abb. 2-15) – oder Transformator Variante (Abb. 2-16) – nutzt die Formel, die das **Verhältnis** der **Primär-** zur **Sekundärimpedanz** mit dem **Windungszahlverhältnis** n verknüpft. In diesem Fall gilt:

$$\frac{n(P-M)}{n(A1-A2)} = \sqrt{\frac{50}{250}} = 0,447$$

Wenn beispielsweise auf einem bestimmten Frequenzband der Abschnitt n (A1-A2) aus 20 Windungen besteht, ergibt sich für n (P-M) eine Windungszahl von 9.

3 Anpassung einer komplexen Impedanz

Bisher ging es uns darum, den Widerstand der Antenne an die 50Ω des Leistungsverstärkers vom TRX anzupassen.

Wir wissen jedoch, dass am Fuß der offenen Zweidrahtleitung einer Levy-Antenne der Widerstand stets von einer **Reaktanz** begleitet wird.

Um diese Reaktanz aufzuheben, muss sie entweder durch eine entgegengesetzte Reaktanz **ausgeglichen** oder in einen **Schwingkreis eingebracht** werden, um dort **absorbiert** zu werden.

Die erste Lösung führt zu einer komplexen Schaltungsanordnung, die für den Mehrbandbetrieb aufwendige Umschaltvorgänge erfordert, da die einzufügenden Blindwiderstände vom jeweiligen Band abhängen. Diese bestehen aus Kondensatoren oder Induktivitäten von stark unterschiedlichen Werten.

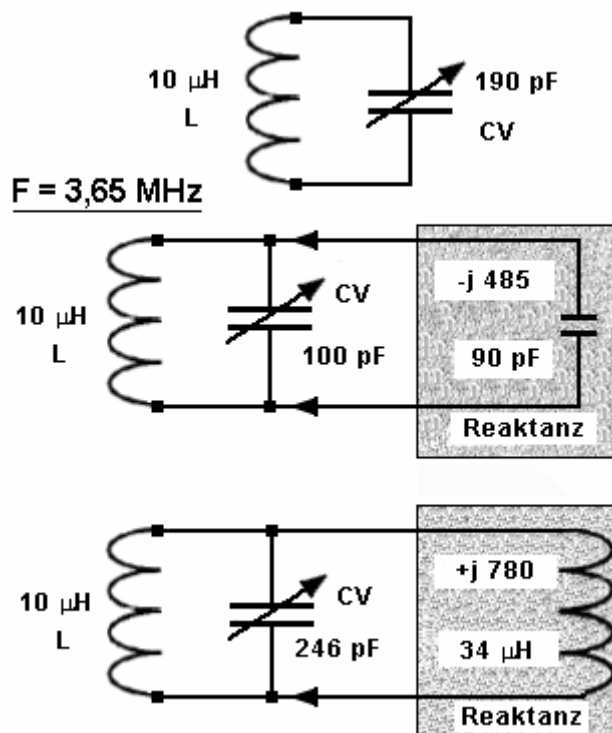


Abb. 2-17: Prinzip der Reaktanz Absorption

In der Regel wird bei einer Abstimmereinheit die zweite Lösung gewählt. Abb. 2-17 veranschaulicht das Prinzip anhand eines Beispiels.

a) Ein **paralleler** Schwingkreis besteht aus einer Induktivität L von $10 \mu\text{H}$ und einem variablen Kondensator **CV** mit einer maximalen Kapazität von 270 pF .

Wenn diese Kapazität **190 pF** beträgt, tritt bei dem Schwingkreis eine Antiresonanz bei 3,65 MHz auf.

Der Begriff „Antiresonanz“ ist dem üblicherweise verwendeten Begriff „Resonanz“ vorzuziehen, da die Impedanz dieses Parallelschwingkreises unendlich wäre, wenn seine beiden Elemente rein wären.

Nehmen wir an, am Fußpunkt der Zweidrahtleitung – angeschlossen an die Enden des Schwingkreises – liege eine (kapazitive) Reaktanz von $-j\ 485\ \Omega$ vor. Dies entspricht der eines **90 pF** Kondensators bei einer Frequenz von 3,65 MHz.

Zwei parallelgeschaltete Kondensatoren addieren sich. Der Drehkondensator muss so weit **herausgedreht** werden, bis er eine Kapazität von nur noch **100 pF** aufweist.

b) Nehmen wir nun an den Enden des Stromkreises eine (induktive) Reaktanz von $+j\ 780\ \Omega$ an. Bei einer Frequenz von 3,65 MHz entspricht diese Reaktanz der einer **34 μ H**-Spule, die parallel zur 10 μ H Spule L geschaltet wird.

Parallel geschaltete Induktivitäten (Spulen) verhalten sich bei der Gesamtwertbildung genau wie Widerstände und folgen dabei dem Gesetz der Kehrwerte.

34 μ H parallel zu 10 μ H entsprechen **7,727 μ H**.

Um die Frequenz wieder auf 3,65 MHz einzustellen, muss der variable Kondensator so weit **eingedreht** werden, bis eine Kapazität von **246 pF** erreicht ist.

Hieraus erklärt sich die Wahl einer maximalen Kapazität von 270 pF, die der maximal möglichen induktiven Reaktanz entspricht. Dieser Grenzwert leitet sich aus der „Spiral“-Kurve ab.

Wir sehen, wie die Variation der Kapazität des variablen Kondensators CV eines Parallelkreises die Aufhebung des reaktiven Teils der Impedanz am Fuß der Leitung ermöglicht, unabhängig davon, ob dieser **kapazitiv oder induktiv** ist – ohne die Induktivität der Spule zu ändern.

Wenn die Punkte C und D nicht mit den Enden von L verbunden sind, sondern stattdessen nur eine begrenzte Anzahl von Windungen abgreifen, wird die Reaktanz – im Verhältnis zur Windungszahl – **transformiert**, genau wie es auch beim Widerstand der Fall wäre.

4 Gegenseitige Kopplung

Zu den oben genannten Überlegungen kommt noch diejenige hinzu, die sich aus der gegenseitigen Kopplung ergibt, und zwar folgende.

Die Kopplung der beiden Kreise führt dazu, dass jeder von ihnen einen magnetischen Einfluss auf den anderen ausübt. Der Ersatzschaltung ist ein **fiktiver** Schaltbild, dessen Induktivitäts- und Kapazitätseigenschaften sich von denen der beiden gekoppelten Kreise **unterscheiden**, wenn diese einzeln betrachtet werden.

Früher wurde dieses Problem mechanisch gelöst, indem die relative Ausrichtung der Magnetfeldlinien der beiden Spulen verändert wurde.

Dies geschah entweder durch die Drehung einer Spule in einer Anordnung, die an die eines Variometers erinnerte. Oder durch das teilweise Einführen der beweglichen Windungen in das Feld der feststehenden Spule mittels einer Verschiebung senkrecht zur Achse der feststehenden Spule. Oder sogar durch die Veränderung des Abstands zwischen den beiden Spulen, die dabei coaxial blieben.

Diese Lösungen waren recht effektiv, aber umständlich. Heutzutage ist es im Allgemeinen üblich, die Spulen fest zu fixieren und stattdessen die Resonanzfrequenzen der beiden gekoppelten Schaltkreise zu verändern.

Kapitel 3

Antennendesign (I)

– Das Strahlungselement –

Länge des Strahlungselements

Da das Strahlungselement in **erzwungener Resonanz** schwingt, muss es keine exakt definierte Länge (2 x 20 m, 2 x 15 m usw.) aufweisen, wie man in älteren Werken über diese Antenne nachlesen kann.

Die erzwungene Resonanz dürfte den Leser nicht überraschen. Rundfunkstationen, die auf den Langwellen- oder Mittelwellenbereichen vertikale Antennen einsetzen, sind natürlich dazu gezwungen. „Radio France“ würde auf Langwelle für eine natürliche Schwingung von einer Viertelwelle – wobei die andere Viertelwelle durch das Spiegelbild bereitgestellt wird – einen Mast benötigen, dessen Höhe in etwa der des Eiffelturms entspricht!

Bei der Aussendung darf die Länge des Strahlungsabschnitts jedoch nicht kleiner als ein **Viertel der Wellenlänge** sein, da unterhalb dieser Größe der Wirkungsgrad – also der prozentuale Anteil der Leistung des TRX, der in elektromagnetische Wellen umgewandelt wird – im Verhältnis zur Gesamtleistung des TRX **rapide abnimmt**.

Wie sieht es beim Empfang aus?

Je länger eine Antenne ist, desto größer ist die von ihr abgedeckte Wellenfläche. Die durch das elektrische Feld erzeugten Potenziale (relativ zur Erde), sowie die durch das Magnetfeld der von der Antenne der Gegenstation induzierten Stromstärken – und damit die empfangene Leistung – sind Funktionen der Länge.

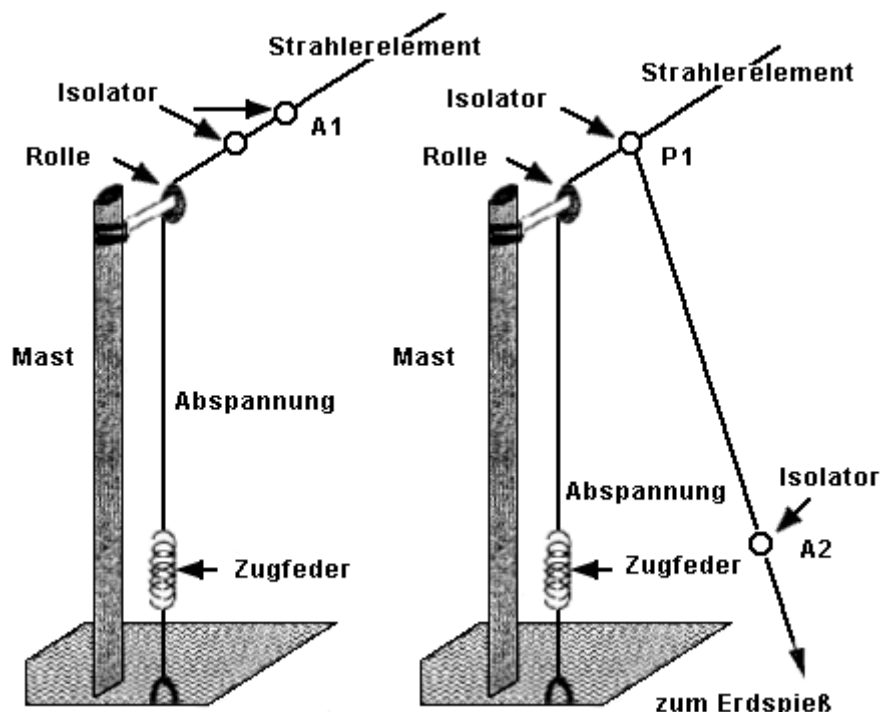


Abb. 3-01: Enden des Strahlerelements

Wenn der Platz um die Station herum begrenzt ist, lassen sich einige Meter gewinnen, indem man die Enden des Strahlerelements der Levy-Antenne abwinkelte (Abb. 3-01).

Links ist ein typisches Ende mit dem Endisolator (A1), einer Umlenkrolle und einer Zugfeder dargestellt. Die **Zugfeder** ist wichtig, da sie mit konstanter Kraft zieht und Windlasten aufnimmt. Federn, wie sie beispielsweise in

der Trommel einer alten Waschmaschine verwendet werden und vom Schrottplatz stammen, eignen sich hervorragend.

Bei einer Verlängerung (rechte Abbildung) befindet sich der Isolator (A2) zwar in Erdbodennähe, ist aber dennoch außer Reichweite. Die Isolierung einer Lötstelle verschlechtert sich im Laufe der Zeit. Das Ende eines Strahlerelements bildet einen Spannungsbauch. Dies ist der Punkt, an dem das Potenzial gegenüber Erde im gesamten Antennensystem am höchsten ist.

Der schräge Abschnitt P1-A2 liegt nicht notwendigerweise in der durch das Element und den Mast definierten vertikalen Ebene. Er kann zur Verlängerung seitlich versetzt werden. Um jedoch die **Symmetrie** zu erhalten, eine der herausragenden Eigenschaften der Levy-Antenne, wird der schräge Abschnitt am anderen Ende vorzugsweise zur **gegenüberliegenden Seite**, relativ zum Mastfuß, versetzt.

Wird ein Strahlungselement **abgewinkelt**, darf der Winkel **niemals kleiner als 90°** sein, da sonst die Strahlungsdiagramme verzerrt werden. Bestimmte Drahtlängen auf einer Seite des Winkels können die Strahlung anderer Längen auf der anderen Seite beeinflussen oder sogar auslöschen.

Höhe über dem Erdboden

Wir kommen nun zu einer **wichtigen** Eigenschaft einer Antenne. Funkamateure achten vor allem auf die korrekte Anpassung und behalten das Stehwellenverhältnis (SWR) genau im Auge.

Dies ist ein lobenswertes Anliegen, da die Anpassung einer Last an ihren Generator entscheidend ist. Der „technische“ Aspekt der Antenne sollte jedoch nicht außer Acht gelassen werden.

Soweit es die geografischen und mechanischen Gegebenheiten zulassen, sollte man versuchen, Signale nicht in Richtungen zu senden, in denen sie unwiederbringlich verloren gingen, ohne die Antenne des Kommunikationspartners zu erreichen.

Während die Ausbreitung in **Sichtverbindung** (ohne Hindernisse zwischen den beiden Antennen) und die **Bodenwellenausbreitung** (entlang eines gekrümmten Pfades nahe der Erdoberfläche) im Kurzwellenbereich keine Probleme bereiten, hängt die Reflexion an der **Ionosphäre** vor allem von der **Höhe** der ionisierten **E-, F1- und F2-Schichten** ab. Höhen, die je nach Jahreszeit, Datum, Tageszeit und der Aktivität der Sonne variieren.

Der **Abstrahlwinkel** einer Antenne hingegen, der ausschließlich von ihren Abmessungen, ihrer Höhe und der verwendeten Frequenz abhängt, ist **konstant**.

Der **Abstrahlwinkel** ist der Winkel zwischen der **Horizontalen** und der **Mittelsenkrechten der Hauptkeule** des vertikalen Strahlungsdiagramms. Er wird daher als ballistischer Winkel bezeichnet.

Als Beispiel betrachten wir eine sehr gebräuchliche Levy-Antenne, deren Strahlungselement etwa **2 × 20 m** misst. Wenn es im 80 Meter Band in Resonanz gerät, weist es die Eigenschaften eines Halbwellendipols auf. Dies ist die Grundschiwingung, die mit „Hertz“ bezeichnet wird.

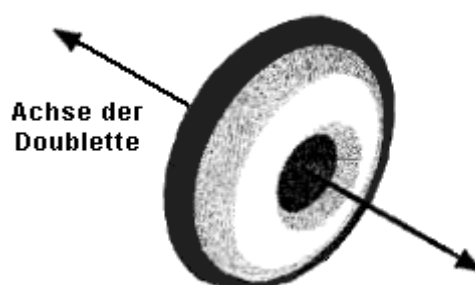


Abb. 3-02: Abstrahlung des Halbwellendipols im freien Raum

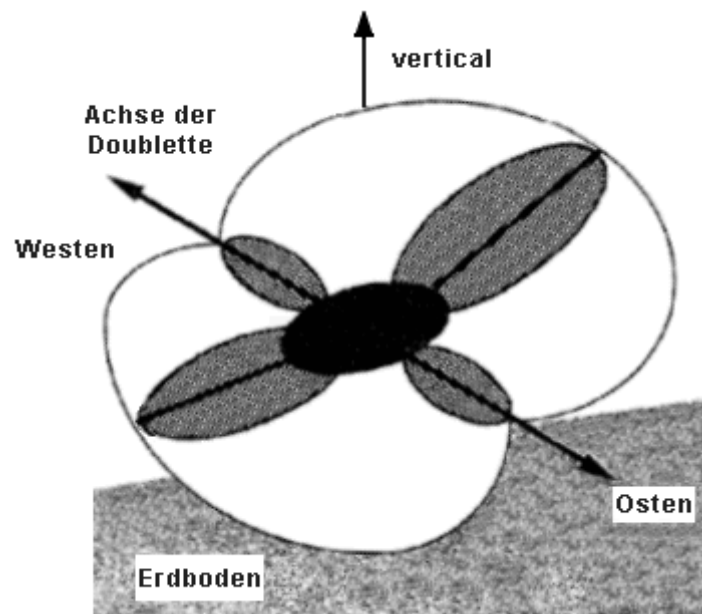


Abb. 3-03: Verformung aufgrund der Kopplung mit dem Spiegelbild im Erdboden

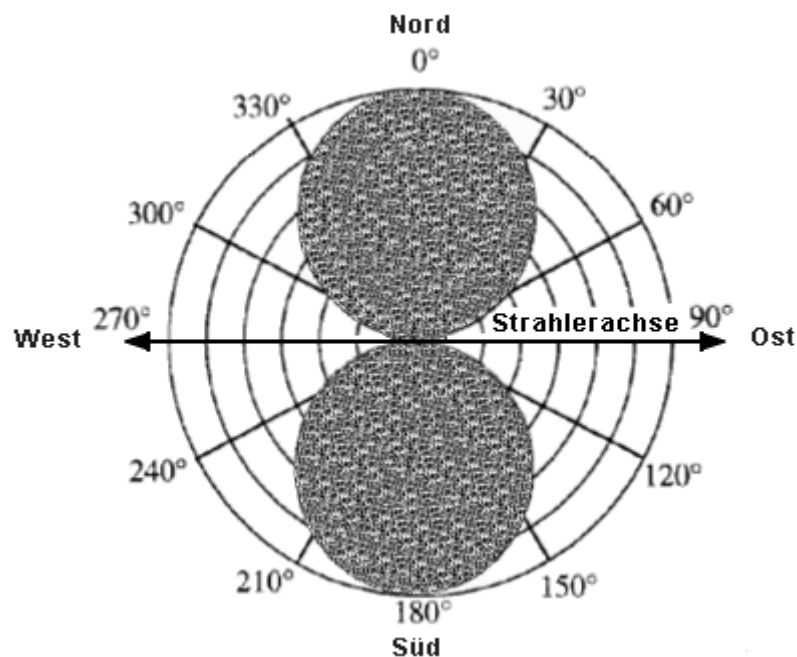
Abstrahlung im freien Raum (Abb. 3-02)

Die Punkte, an denen das elektrische und das magnetische Feld mit **gleicher** Stärke einfallen, bilden einen Torus. Die Richtungen maximaler Strahlungsleistung (EIRP) lassen sich mit den Speichen eines Fahrradrads vergleichen, wobei die Achse des Drahtes die Nabe darstellt.

Bodennahe Strahlung

Auf den Kurzwellenbändern ist es nicht möglich, eine Antenne in eine Höhe von mehr als vier Wellenlängen zu bringen – selbst auf dem 10 Meter Band nicht. Daher ist zu beachten, dass die Antenne stets mit ihrem Spiegelbild gekoppelt bleibt. Sie arbeitet **niemals im freien Raum**.

Dies führt zu einer Verformung des Torus, der die Form eines entlang der Drahtachse gefalteten Kissens annimmt (Abb. 3-03).

Abb. 3-04: Horizontales Strahlungsdiagramm bei $AF = 0,5 \lambda$

Strahlungsdiagramme in der horizontalen Ebene

Die Höhe über dem Erdboden hat nur **geringen** Einfluss auf die Form der **theoretisch ermittelten Strahlungsdiagramme**. Mathematisch basiert dies auf einem Freiraummodell. Daher können diese Diagramme verwendet werden, um einen Eindruck von der Wellenverteilung entlang verschiedener Azimutrichtungen zu vermitteln.

Die **zwischen den Keulen sichtbaren** Bereiche, auch als „Nullstellen“ bezeichnet, sind in der Realität glücklicherweise weniger breit als in den Diagrammen.

Der grundlegende Parameter ist das **Verhältnis** zwischen der **Länge** des Dipols AF (basierend auf den Punktbezeichnungen in Abb. 2-01) und der **Betriebswellenlänge**.

Die **Mehrbandeigenschaft** der Levy-Antenne führt offensichtlich zu einer Variation des Werts dieses Verhältnisses in Abhängigkeit vom gewählten Band.

Betrachten wir zur Verdeutlichung einige Sonderfälle von horizontalen Diagrammen.

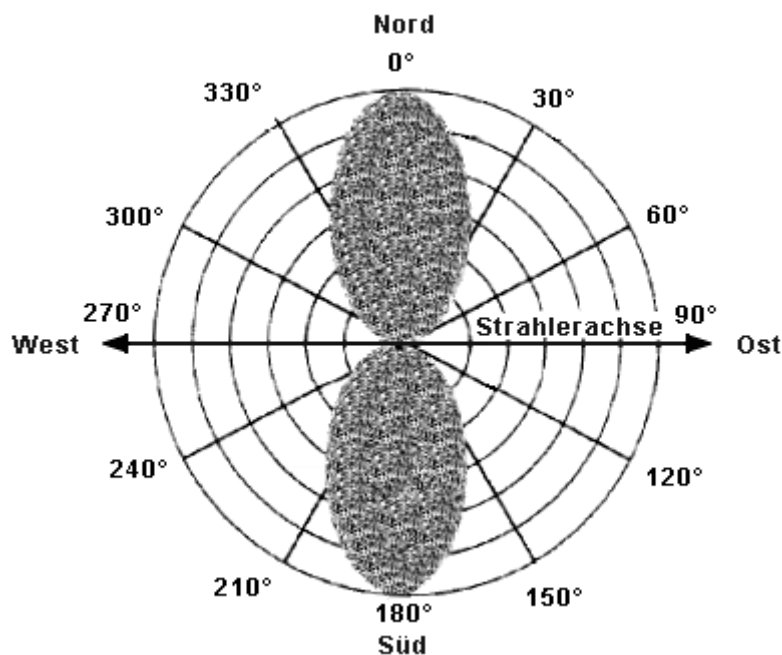


Abbildung 3-05: Horizontales Strahlungsdiagramm bei $AF = 1 \lambda$

1) $AF = 0,5 \lambda$ (Abb. 3-04)

Beispiel: Eine 2×20 m lange Levy-Antenne im 80 Meter Band.

Wir erhalten zwei breite Keulen, die zu beiden Seiten der Drahtachse verteilt sind. Es handelt sich um einen horizontalen Schnitt, der durch den Mittelpunkt des Torus aus Abb. 3-02 verläuft.

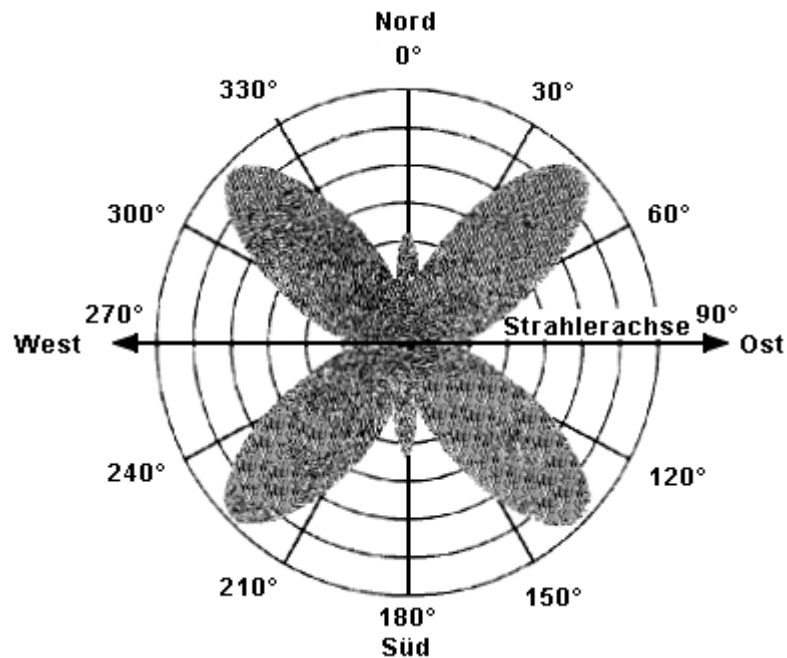
Die ungünstige Richtung ist die des Drahtes, in unserem Beispiel West-Ost.

2) $AF = 1 \lambda$ (Abb. 3-05)

Beispiel: Eine 2×20 m lange Levy-Antenne im 40 Meter Band.

Das Diagramm zeigt **zwei phasengleiche Halbwellen** und keine ganze Welle.

Auf jeder der beiden Hälften AB und EF des Strahlungselements findet sich das Muster der vorherigen Abbildung wieder. Die Überlagerung der Strahlungen von AB und EF führt zu zwei Keulen, die senkrecht zur Strahlungsachse stehen, jedoch schmaler und länger sind.

Abb. 3-06: Horizontales Strahlungsmuster bei $AF = 1,5 \lambda$

Alle Diagramme sind in denselben äußeren Kreis eingetragen, auf dem die Azimute angegeben sind. Daher sind die effektiven Strahlungsleistungen (EIRP) innerhalb eines Diagramms vergleichbar, nicht jedoch zwischen verschiedenen Diagrammen.

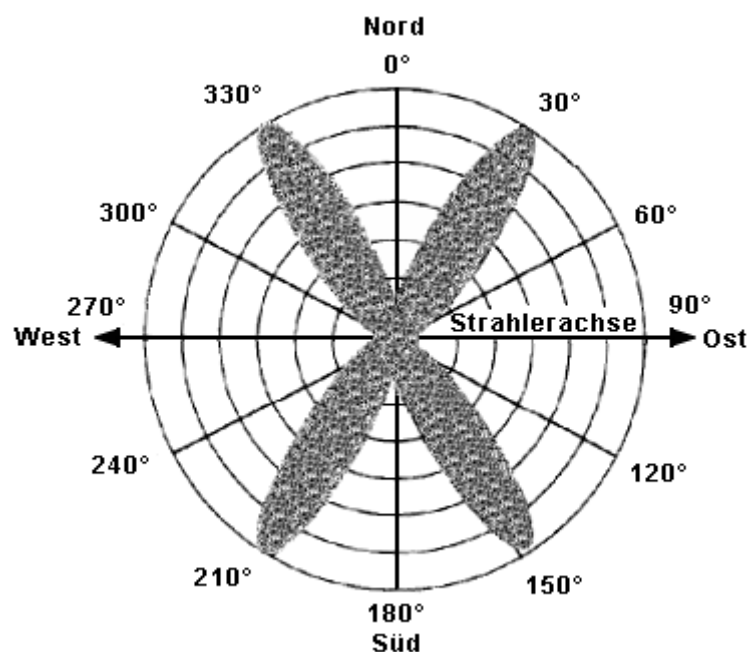
Die Richtwirkung wird deutlicher. Wir werden später sehen, wie diese Eigenschaft kompensiert werden kann, da sie in manchen Fällen störend wirkt.

3) $AF = 1,5 \lambda$ (Abb. 3-06)

Beispiel: Eine Levy-Antenne von 2×15 m auf dem 20 Meter Band.

Die 30 m des AF-Elements entsprechen etwa zwei $\frac{3}{4}$ Wellenlängen in Phase. Es treten sechs Nebenkeulen auf, von denen zwei in Nord-Süd-Richtung sehr klein und vernachlässigbar sind.

Die vier bevorzugten Richtungen bilden theoretisch einen Winkel von 54° zur Drahtachse.

Abb. 3-07: Horizontales Strahlungsdiagramm bei $AF = 2 \lambda$



„Und sie bewegt sich doch ...!“

Eine Besonderheit der horizontalen Strahlungsdiagramme darf nicht übersehen werden.

Bei einem über Bodenwellen hergestellten Kontakt mit einer Antennenlänge von 2×20 m bedeutet ein QSY von 7 MHz auf 10 MHz auch eine Drehung der Strahlungsrichtung um 36° ! Genau wie bei einer Richtantenne!

4) $AF \geq 2 \lambda$ (Abb. 3-07)

Beispiel: Eine Levy-Antenne von 2×20 m auf dem 20 Meter Band.

Wir erhalten das Strahlungsdiagramm **zweier phasengleicher Wellen**, AB und EF.

Das Strahlungsdiagramm einer Welle besteht aus vier Keulen, von denen jede, wie zuvor, einen Winkel von 54° zur Drahtachse bildet.

Die **Kollinearität** verstärkt hier diese Abstrahlung und führt, wie unter Punkt 2) oben, zu vier Keulen, die länger und schmäler sind als die unter Punkt 3).

Abstrahlungsmuster in der Vertikalebene

In der Abb. 3-03 ist zu erkennen, dass sich die vertikalen Schnitte, die durch schraffierte Linien dargestellt sind, je nach ihrer Lage – parallel oder senkrecht zur Achse des Dipols – unterscheiden.

Die **Höhe** des Drahtes im Verhältnis zum elektrischen Boden hat einen **erheblichen** Einfluss auf die beiden vertikalen Strahlungsdiagramme.

Beispielsweise veranschaulichen die Abb. 3-08 (in der Draht-Ebene) und Abb. 3-09 (in einer Ebene senkrecht zur Mitte des Dipols) die vertikale Strahlung über 3,5 MHz des 2×20 m großen Dipols, der in einer Höhe von etwa 18 m über einem mäßig leitfähigen Erdboden gespannt ist.

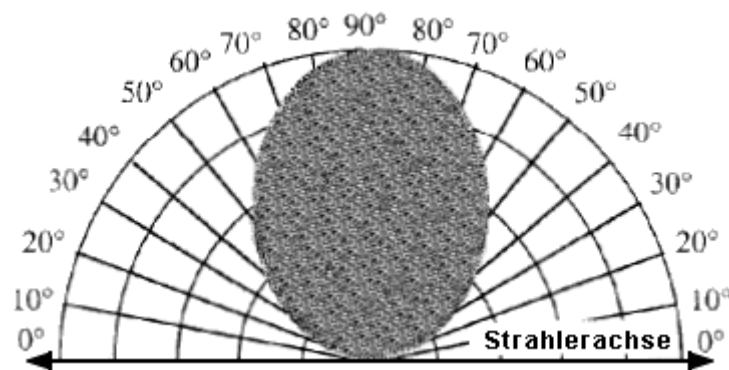


Abb. 3-08: Vertikales Strahlungsdiagramm in der Ebene des Drahtes, bei $1/4 \lambda$ Höhe

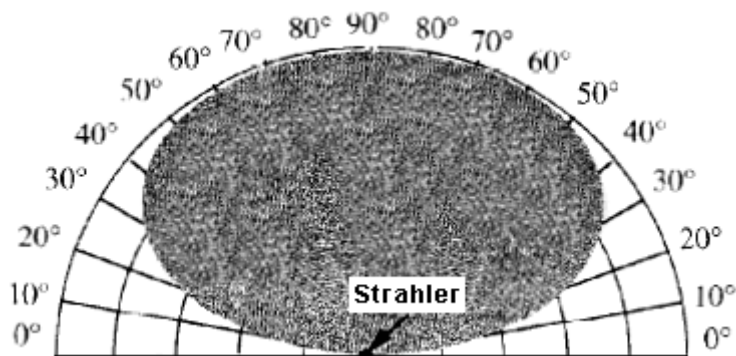


Abb. 3-09: Vertikales Strahlungsdiagramm in einer Ebene senkrecht zur Drahtmitte bei $1/4 \lambda$ Höhe

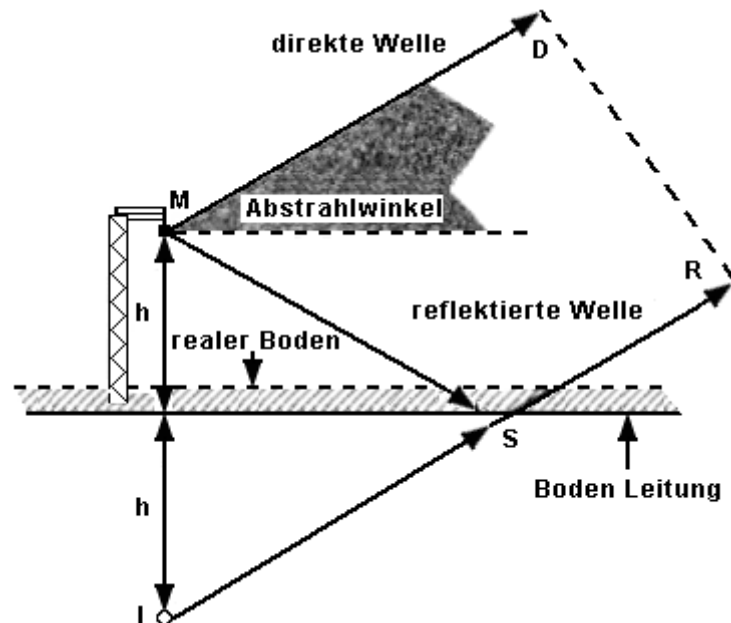


Abb. 3-10: Einfluss des Spiegelbildes auf den Abstrahlwinkel

Antennenhöhe und Abstrahlwinkel (Abb. 3-10)

Betrachten wir den Mittelpunkt **M** eines Dipols, der senkrecht zur Bildebene steht, und sein Spiegelbild **I**. Von den unendlich vielen Ausbreitungsrichtungen (über die gesamte Bildebene) der von dieser Antenne erzeugten Wellen stellt **MD** eine **direkte Welle** dar, die sich in Richtung Ionosphäre ausbreitet, während **MSR** eine Welle ist, die bei **S** auf die elektrische Bodenfläche, etwas unterhalb der Erdoberfläche, **reflektiert** wird.

Die Richtungen **MD** und **SR** verlaufen **parallel**. Die Punkte **D** und **R** liegen auf **beliebigen Senkrechten** zu den jeweiligen Richtungen der direkten und der reflektierten Welle.

Das Dreieck **MSI** ist gleichschenkelig ($SM = SI$). Somit verhält es sich so, *als ob die reflektierte Welle vom Spiegelbild I ausgesendet würde*.

Vergleichen wir nun die Intensitäten der elektrischen und magnetischen Felder in **D** und **R**.

Die obige Geometrie ermöglicht die Erstellung eines vertikalen Strahlungsdiagramms. Die Höhe **h** bestimmt das Dreieck **MSI** und damit die Differenz der Weglängen ($IR - MD$) sowie – in Abhängigkeit von λ – die bevorzugte(n) Richtung(en), die in einer bestimmten vertikalen Ebene liegen.

Der Winkel, den MD (oder SR) mit der Horizontalen bildet, wenn sich die direkte und die reflektierte Strahlung zur maximalen Intensität überlagern, ist der in einem vorherigen Kapitel erläuterte „**Abstrahlwinkel**“.

Zwischen **h** und dem **Abstrahlwinkel** β bestehen folgende Beziehungen:

0λ	<	h	<	$1/4 \lambda$	$\Leftrightarrow$	60°	<	β	<	90°
$1/4 \lambda$	<	h	<	$3/8 \lambda$	$\Leftrightarrow$	40°	<	β	<	60°
$3/8 \lambda$	<	h	<	$1/2 \lambda$	$\Leftrightarrow$	20°	<	β	<	40°

Um die nach der ersten ionosphärischen Reflexion zurückgelegte Strecke abzuschätzen, muss dem Parameter **h** die **Höhe** der betreffenden Schicht hinzugefügt werden, die je nach Frequenz, Uhrzeit, Jahreszeit und den Launen der Sonne variiert.

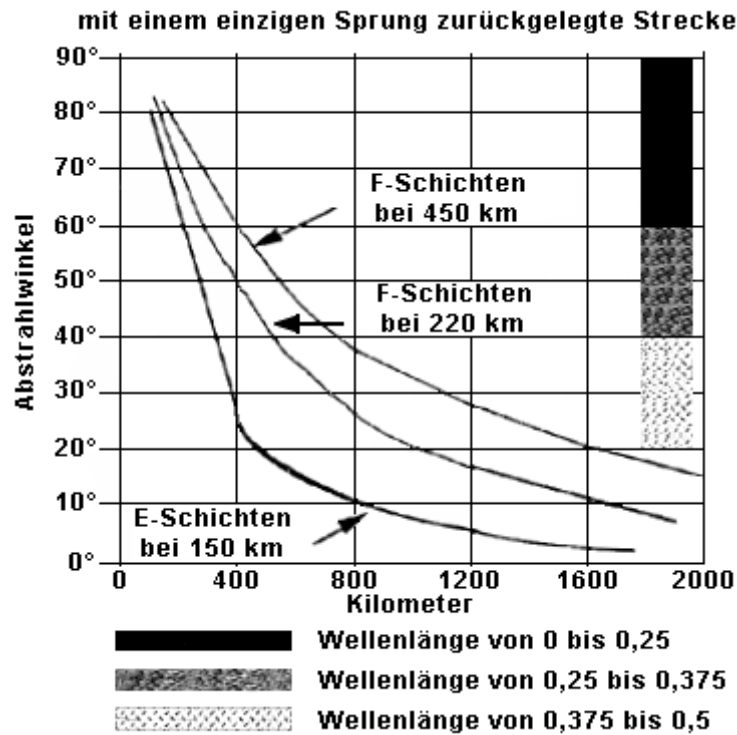


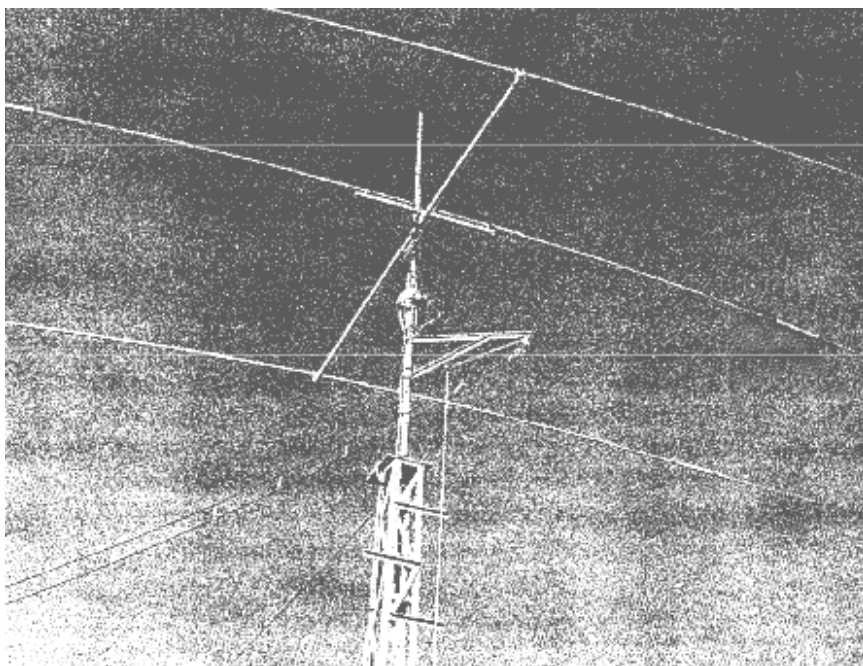
Abb. 3-11: Zurückgelegte Strecken in Abhängigkeit vom Abstrahlwinkel

Abb. 3-11 zeigt in Abhängigkeit von der Höhe der Schichten **E** oder **F** die zurückgelegten Strecken in Abhängigkeit vom Abstrahlwinkel β .

Auch hier ist die Höhe der Levy-Antenne ein Kompromiss zwischen den Eigenschaften der am häufigsten genutzten Frequenzbänder und den Entfernungen, die für ein QSO zurückgelegt werden müssen.

Eine Höhe **h** nahe **10 m** ermöglicht gute Verbindungen über das französische Festland im 80 Meter Band und hervorragende Verbindungen tagsüber im 40- und 30 Meter Band.

Im 20 Meter Band entspricht **h** einer halben Wellenlänge, der Winkel β verringert sich um etwa **20°**, und wir können mit einer Reichweite von 1000 km tagsüber und 1600 km nach Sonnenuntergang rechnen, obwohl die Levy-Antenne nicht speziell für DX-Verbindungen über große Entfernungen ausgelegt ist.



Gittermast mit Ausleger und Mittelpunkt der Levy unter einer 3-Element-Triband-Antenne

Besondere Konfigurationen

1 Das umgekehrte „V“ (Abb. 3-12)

In einer **vertikalen Ebene** kann ein **Halbwellendipol** um 90° abgewinkelt werden. Dadurch ändern sich seine Eigenschaften.

- Die Eigenfrequenzen nehmen ab.
- Der Widerstand in der Mitte, der gleichzeitig der Strahlungswiderstand ist, da er einen Schwingungsbauch darstellt, nimmt ab.
- Die Bandbreite verringert sich.
- Die Abstrahlcharakteristik wird in Abhängigkeit von der Leitfähigkeit des Bodens unter der Antenne sowie – vor allem – von der Nähe der Endisolatoren zum Erdboden verändert.

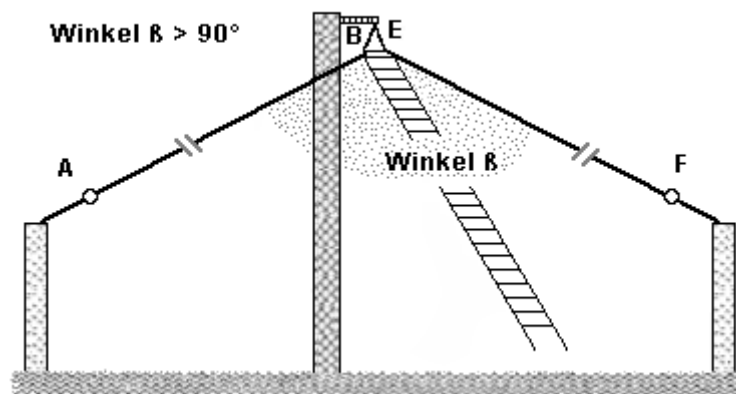


Abb. 3-12: Umgekehrtes „V“

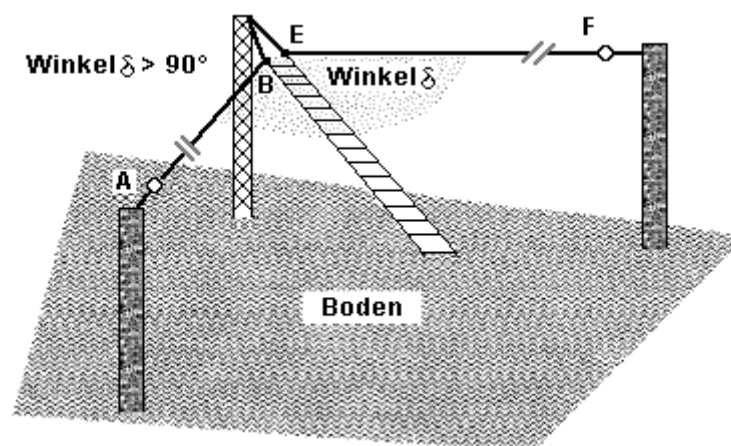


Abb. 3-13: Quad-Dipol 2 Elemente (Quadrant) für 40 Meter

Die genannten Änderungen, mit Ausnahme der letzten, beeinträchtigen die ordnungsgemäße Funktion des Dipols nicht.

Da er jedoch in mehreren Frequenzbändern eingesetzt werden soll und die Bodeneigenschaften unbekannt sind, ist ein spezifischer Test unerlässlich.

Dieser Test sollte durchgeführt werden, während auf dem gewählten Frequenzband eine **stabile** Übertragung aus dem vom Funkamateurl anvisierten geografischen Gebiet empfangen wird.



Um schnell von einem Winkel von 180° auf 90° zu wechseln, werden die beiden temporären Sendemasten groß dimensioniert und jeweils mit zwei Rollen ausgestattet, eine oben und eine unten, ähnlich wie bei einem militärischen Fahnenmast.

Ein zwischen dem jeweiligen Endisolator und dem Stopperknoten am Seil angebrachtes Gummiseil gleicht Längenunterschiede zwischen den beiden Strahlerhälften aus. Es dehnt sich, wenn sich der Winkel verringert und der Endisolator näher an den Erdboden heranrückt.

Um tageszeitabhängige Ausbreitungsschwankungen zu berücksichtigen, sollte der Versuch mehrmals täglich und möglichst über mehrere Tage wiederholt werden.

2 Der Levy-Quadrant (Abb. 3-13)

Das Strahlungselement kann auch in **einer horizontalen Ebene** bis zu 90° abgewinkelt werden.

Diese Konfiguration ist vorteilhaft für lange Elemente, beispielsweise solche mit 2×40 m Länge, die im 80 Meter Band betrieben werden, um übermäßige Verluste durch Bodenwellen entlang der Drahtachse zu vermeiden (Abb. 3-05).

Bei einem Winkel α von 90° stehen die beiden länglichen Keulen senkrecht zueinander, was zu einer besseren Verteilung in der Horizontalebene führt (Abb. 3-14).

Experimente von F3LG

Im Rahmen einer Studie über einen Levy-Antennentuner untersuchte F3LG die Veränderung der Resonanzfrequenz eines verformbaren Dipols und veröffentlichte die Ergebnisse in der Zeitschrift „Radio“, Ausgabe Nr. 7, 1977, Seite 612.

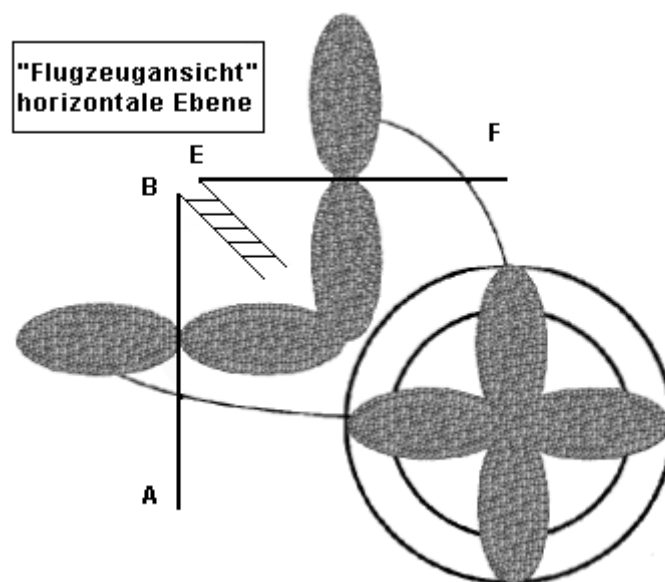


Abb. 3-14: Horizontales Strahlungsdiagramm des Levy-Quadranten

Abb. 3-15 beschreibt die einzelnen Schritte seines Experiments und fasst die Ergebnisse zusammen.

Zwei 5 m lange Drähte sind durch eine kleine Schleife verbunden, die eine induktive Ankopplung an die Spule eines Grid-Dip Meters ermöglicht.

Theoretisch beeinflusst diese Schleife das Signal durch ihren Umfang und ihre Induktivität. Aber ihr geringer Durchmesser macht ihre Auswirkungen auf die Kurzwellenbänder vernachlässigbar.

- siehe (a) Die beiden Halbdrahte sind horizontal gespannt. Sie bilden einen Dipol von 2×5 m. Die Resonanzfrequenz (r1, halbe Wellenlänge) beträgt **14,2 MHz**.
- siehe (b) Jeder Halbdraht wird gefaltet. Dadurch entsteht ein Dipol mit den Maßen 2×4 m und eine 1 m lange Zweidrahtleitung. Die Resonanzfrequenz beträgt **15,3 MHz**.
- siehe (c) Durch weiteres Falten entsteht ein Dipol mit den Maßen 2×3 m und eine 2 m lange Zweidrahtleitung. Die Resonanzfrequenz beträgt dann **16 MHz**.
- siehe (d) Der Dipol wird auf 2×2 m verkleinert. Die Zweidrahtleitung misst 3 m. Die Resonanzfrequenz bleibt bei **16 MHz**

$$R = \frac{\text{Strahlerlänge}}{\text{Zweidrahtlänge}} = \frac{3}{4}$$

Diese Frequenz wird bei aktuellen Levy-Antennen selten überschritten oder gar erreicht.

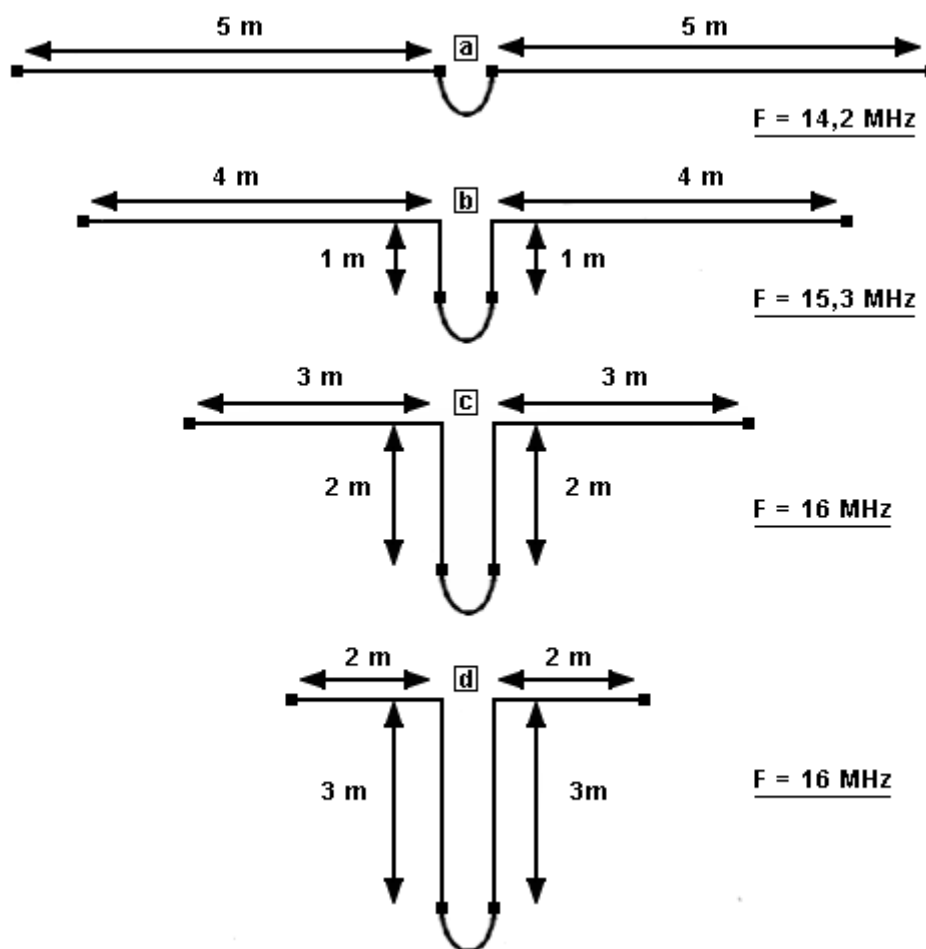


Abb. 3-15: Experimente von F3LG

Das Umlegen eines Teils der beiden Strahlungshalbdrahte zur Erzeugung einer Zweidrahtleitung führt in diesem Experiment zu einer Frequenzänderung von lediglich 12 %.

Diese Eigenschaft ermöglicht eine zuverlässige Abschätzung der **Resonanzfrequenzen** unter Berücksichtigung der Gesamtlänge des für das Strahlerelement und die Übertragungsleitung verwendeten Drahtes.

Impedanz in der Mitte des Strahlungselements

1 Widerstände in der Mitte des Strahlungselements

Die bisher erwähnten Berechnungen von **Widerstand [Resistanz]** und **Blindwiderstand [Reaktanz]** im Zentrum des Strahlungselements, die zur sogenannten „Spirale“ führen, stammen aus der Zeit **vor** der weitverbreiteten Nutzung von Computern.

Die langwierigen und komplizierten Berechnungen, die sich meist auf komplexe (oder imaginäre) Zahlen und trigonometrische Funktionen beziehen, werden heute mithilfe von Computerprogrammen schnell durchgeführt.

Angesichts der Vielzahl der zu berücksichtigenden Parameter liefern die Programme in der Regel allgemeine, aber ausreichende Daten.

Darüber hinaus sind einige dieser Parameter schwer zu bestimmen, beispielsweise der Einfluss des Elementspiegels auf das Strahlungselement.

Die elektrische Erdungsebene liegt nie auf Bodenhöhe. Sie variiert zwischen -0,50 m und -1,50 m, abhängig von der Bodenbeschaffenheit und insbesondere vom Feuchtigkeitsgehalt.

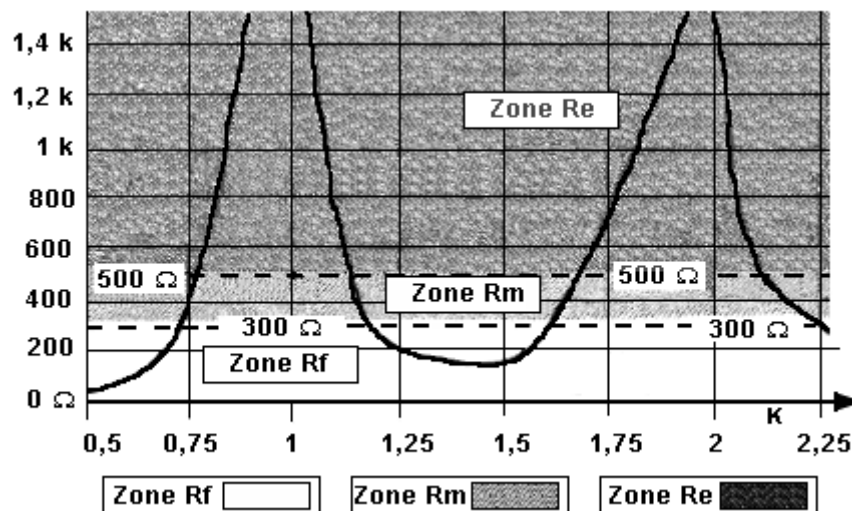


Abb. 3-16: Widerstände zwischen B und E als Funktion von $K = Ld/\lambda$

Daher werden die Dipole in den Programmen üblicherweise als „freier Raum“ betrachtet, unbeeinflusst vom Einfluss ihres Spiegelbildes.

Ebenso wird angenommen, dass ihr Draht im Vergleich zur Wellenlänge sehr dünn ist, ohne das Verhältnis zwischen Durchmesser und Wellenlänge für jedes Band zu berücksichtigen.

Der Verkürzungsfaktor des Strahlungselements wird ebenfalls nicht berücksichtigt.

Neuere Untersuchungen führen zu folgender Kurve (Abb. 3-16).

Die Variable ist der Parameter K , sodass $K = (AB + EF) / \lambda$ gilt. Dadurch lässt sich die Kurve auf jedes der Bänder anwenden.

Zur Vereinfachung der Schreibweise wird die Gesamtlänge des Elements ($AB + EF$) durch Ld (Dipollänge) ersetzt, daher gilt $K = Ld / \lambda$.

In dieser Grafik sind drei verschiedene Bereiche durch gestrichelte Linien gekennzeichnet.

- ein unterer Bereich (**Rf**) für niedrige Widerstände **unter 300 Ω**.

- ein mittlerer Bereich (**R_m**) für mittlere Widerstände von **300 bis 500 Ω**.
- ein oberer Bereich (**R_e**) für hohe Widerstände **über 500 Ω**.

Beispiel:

Betrachten wir eine Levy-Antenne mit einem elektrischen Strahler von 2×28 m, die in der Mitte des 80 Meter Bandes sendet. Die Frequenz (F) beträgt 3,65 MHz und die Wellenlänge (λ) 82 m.

Wir berechnen $K = (2 \times 28) / 82 = 0,7$

Der Widerstand zwischen den Elementen B und F beträgt ungefähr 250 Ω und gehört zum Bereich R_f.

Wir stellen eine gewisse Ähnlichkeit zwischen dem Kurvenverlauf um $K = 1$ und dem um $K = 2$ fest.

Diese Eigenschaft nutzt man, wenn $K > 2,25$ ist.

Indem wir **eine ganze Zahl** (1, 2, 3 usw.) **subtrahieren**, erhalten wir den in der Abbildung dargestellten Bereich (0,5 – 2,25).

Ein Draht, der beispielsweise mit dem vorherigen identisch ist und eine Frequenz von $F = 28,4$ MHz aufweist, ergibt:

$$\lambda = 300 / 28,4 = 10,56 \text{ m.} \quad \text{Daraus folgt } K = (2 \times 28) / 10,56 = 5,3.$$

Davon müsste die ganze Zahl **4 subtrahiert** werden.

Die Differenz ($5,3 - 4$) = 1,3 führt uns zurück zur Tabelle und zur Abschätzung des Widerstands im R_f-Bereich.

2 Reaktanzen in der Mitte des Strahlungselements

Wie der Widerstand hängt auch die Reaktanz zwischen B und F vom Drahtdurchmesser und λ ab. Die untenstehende Kurve entspricht einem dünnen Draht (Abb. 3-17).

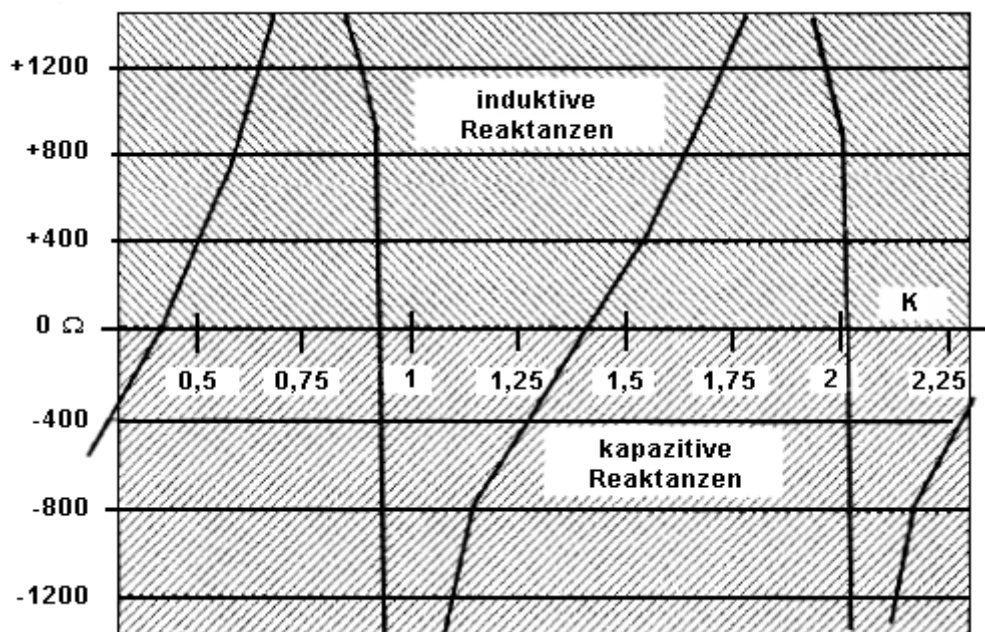


Abb. 3-17: Reaktanzen in der Mitte des Drahtes zwischen B und F als Funktion von $K = Ld / \lambda$



Beispiel:

Der oben dargestellte 2×28 m Levy-Strahler weist eine hohe Reaktanz von $+j 1,2 \text{ k}\Omega$ auf. Der Indikator $+j$ kennzeichnet seinen **induktiven** Ursprung.

Wenn man den Widerstand und die Reaktanz zusammenfasst, erhält man die Impedanz Z :

$$Z = 250 \Omega + j 1200 \Omega$$

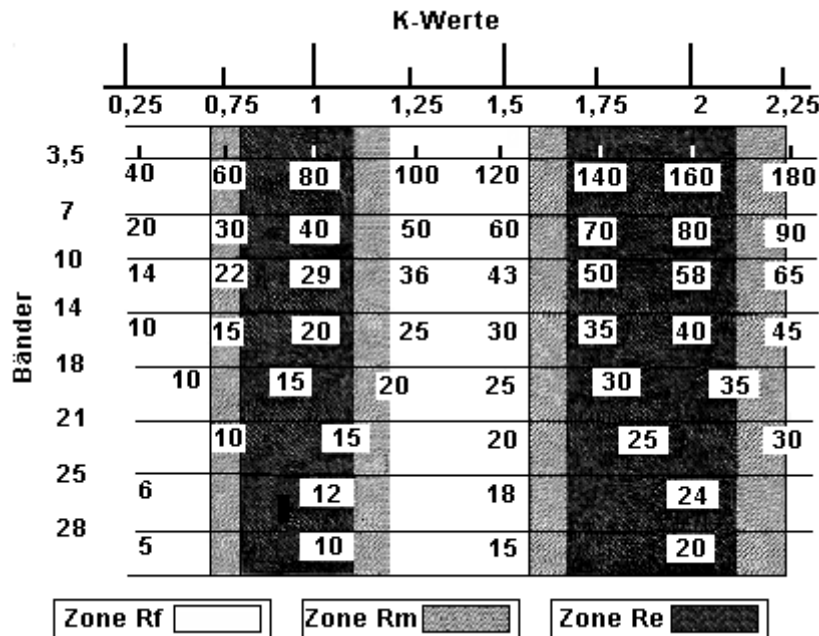


Abb. 3-18: Widerstandsbereiche als Funktion der Drahtlänge und K.
[Frequenzbänder von 3,5 bis 28 MHz]

3 Umrechnungstabelle (Abb. 3-18)

Um dem Leser die mühsamen Berechnungen zu ersparen, gibt diese Tabelle die Widerstandszonen – gerundet auf den nächsten Meter – basierend auf der elektrischen Länge **Ld** des Strahlungselements direkt an. Diese Werte gelten für die **Mittenfrequenzen** der Standard-HF Bänder (sowohl CW- als auch SSB-Bereich). Ausnahme bildet das 10 Meter Band, für das **28,4 MHz** als Mittenfrequenz gewählt wurde.

Beispielsweise führt ein Strahlungselement mit einer elektrischen Länge von $L_d = 2 \times 22 \text{ m} = 44 \text{ m}$ zu folgenden Werten.

Rf	im 80 Meter Band,
Rm	im 40 Meter Band,
Rf (nahe Rm)	im 30 Meter Band,
Rm	im 20 Meter Band usw.

Transformation mittels Zweidrahtleitung

Wie in einem vorherigen Kapitel erläutert, wird die Impedanz in der Mitte des Strahlungselements durch die Zweidrahtleitung **transformiert**.

Am Fußpunkt der Leitung ist die Abschätzung der **Reaktanz** besonders wichtig bei der Verwendung einer Konfiguration mit **Koppler** und **Balun**.

Beim Abstimmen von Antennentunern mit **magnetischer Kopplung** trägt die Abschätzung des **Widerstands** zur Zeitersparnis beim Einstellvorgang bei.

Wenn man den ohmschen Anteil der Impedanz zwischen den Punkten B und F ermittelt hat und die Länge sowie die charakteristische Impedanz Z_0 der Zweidrahtleitung kennt, lässt sich mithilfe eines Smith-Diagramms oder eines Computerprogramms der Widerstand zwischen den Punkten C und D am Ausgang der Abstimmbox abschätzen.

Wenn solche Hilfsmittel nicht verfügbar sind und man auf Schätzungen angewiesen ist, empfiehlt es sich, die durch die Übertragungsleitung bedingten **Transformationsgrenzen** zu **ermitteln**.

Diese Grenzen treten periodisch wieder auf – **einmal pro voller Umdrehung** im Smith-Diagramm – wobei jede Umdrehung einer **elektrischen Halbwellenlänge** entspricht.

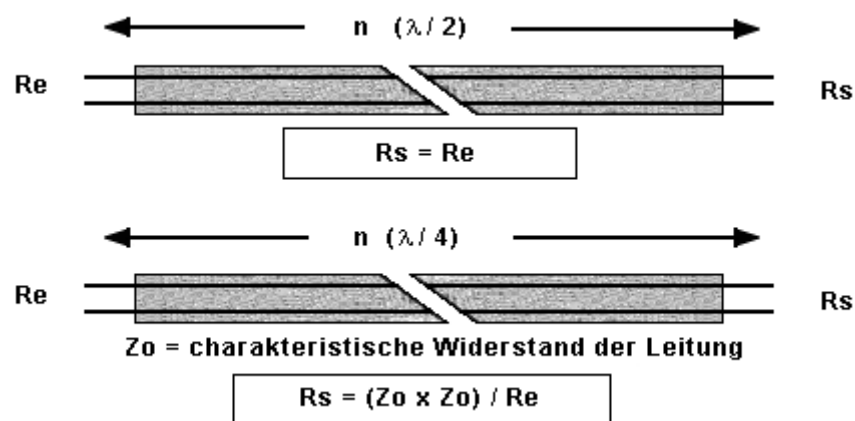


Abb. 3-19: Transformationsgrenzen für einen Widerstand R_e durch eine Übertragungsleitung mit Wellenwiderstand Z_0

Abb. 3-19 veranschaulicht die Eigenschaften der elektrischen Halb- und Viertelwellenlänge, die diese Transformationsgrenzen definieren:

- 1) Bei einer Halbwelle (oder einem Vielfachen davon) bleibt die Impedanz erhalten, woraus folgt:

$$R_{(CD)} = R_{(BE)}$$

- 2) Das **Viertelwellenstück** (oder ein ungeradzahliges Vielfaches davon) transformiert eine Impedanz – basierend auf Z_0 , seinem charakteristischen Wellenwiderstand – gemäß folgender Formel:

$$R_{(CD)} = (Z_0)^2 / R_{(BE)}$$

Beispiel 1

Angenommen, $R_{(BE)} = 800 \, \Omega$ und $Z_0 = 450 \, \Omega$ (Fenster-Twin-Lead),

dann ändert sich $R_{(CD)}$ je nach Länge der Zweidrahtleitung zwischen:

- **800 Ω** , in der Nähe eines **Vielfachen** der **Halbwelle**, bis zu
- $(450)^2 / 800 = \mathbf{253 \, \Omega}$, im Bereich eines **ungeraden** Vielfachen der **Viertelwelle**

daraus folgt: **253 Ω < $R_{(CD)}$ < 800 Ω ==> Bereiche (Rm) und (Re)**

Beispiel 2

Angenommen, $R_{(BE)} = 100 \, \Omega$ und $Z_0 = 450 \, \Omega$ (Fenster-Twin-Lead),



dann ändert sich $R_{(CD)}$ je nach Länge der Zweidrahtleitung zwischen:

- **100 Ω** , in der Nähe eines **Vielfachen** von $\lambda / 2$, bis zu:
- $(450)^2 / 100 = \mathbf{2025 \Omega}$, in der Nähe eines **ungeraden** Vielfachen von $\lambda / 4$

daraus folgt: **100 Ω < $R_{(CD)}$ < 2000 Ω $\implies$ Bereiche (Rf), (Rm) und (Re)**

Die weit verbreitete Ansicht, dass „die charakteristische Impedanz Z_0 einer Zweidrahtleitung keine Rolle spielt“, ist nicht zutreffend und kann dem Funkamateurl einen Streich spielen, insbesondere wenn er die Kombination aus Koppler und Balun verwendet.

Selbst bei einem Balun-Übersetzungsverhältnis von 1:4 ergibt sich im oben beschriebenen Fall für die Impedanz am **Ausgang des Kopplers** – noch vor dem Balun – ein Wert von:

$$2000 / 4 = 500 \Omega$$

Bei der bekannten 600 Ω Hühnerleiter ist die Situation sogar noch kritischer:

- $(600)^2 / 100 = 3600 \Omega$, was in der Nähe eines ungeraden Vielfachen von $\lambda / 4$ liegt, nämlich:

$$3600 / 4 = 900 \Omega$$

An diesem Punkt haben wir möglicherweise bereits den Bereich der zulässigen Widerstandswerte am Ausgang des Kopplers überschritten, die vom Hersteller spezifiziert wurden!

Der Sonderfall der Halbwellenlänge

Bei einer Leitung, deren elektrische Länge genau **einer Halbwelle** oder einem Vielfachen davon entspricht, spielt der Wert ihrer charakteristischen Impedanz keine Rolle.

Die Erklärung ist einfach: Es geht darum, diese halbe Welle in zwei aneinandergrenzende Viertelwellen aufzuteilen. Die **zweite Viertelwelle** macht die durch die erste eingeführte Transformation exakt **rückgängig**.

Lassen wir die Zahlen für sich sprechen – Eingangswiderstand = 50 Ω

1) Leitung mit $Z_0 = 300 \Omega$

Transformation durch die erste Viertelwelle: $(300)^2 / 50 = 1800 \Omega$

Transformation durch die zweite Viertelwelle: $(300)^2 / 1800 = 50 \Omega$

$$50 \Omega \implies 1800 \Omega \implies 50 \Omega$$

$$\lambda / 4 \qquad \qquad \lambda / 4$$

2) Leitung mit $Z_0 = 450 \Omega$

Transformation durch die erste Viertelwelle: $(450)^2 / 50 = 4050 \Omega$

Transformation durch die zweite Viertelwelle: $(450)^2 / 4050 = 50 \Omega$

$$50 \Omega \implies 4050 \Omega \implies 50 \Omega$$

$$\lambda / 4 \qquad \qquad \lambda / 4$$

Bei allen Leitungslängen, die von $n(\lambda / 2)$ abweichen, **findet eine Transformation statt**.

Bestimmung des Widerstands zwischen den Punkten C und D am Fußpunkt der Zweidrahtleitung

Dieser Abschnitt richtet sich an Funkamateure, die eine **magnetische Übertragungseinheit** selbst bauen möchten. Durch die Angabe des Widerstands zwischen den Punkten C und D (kann auch eine Schätzung sein) ermöglicht dieser Abschnitt die Bestimmung des **Windungsverhältnisses** zwischen der Sekundär- und der Primärwicklung. Wobei in diesem Kapitel die Primärseite als diejenige auf der Seite des Transceivers betrachtet wird.

Diese Untersuchung beginnt mit der Betrachtung des Diagramms in Abb. 3-18.

Anschließend erfolgt die Transformation mithilfe der Zweidrahtleitung.

Beispiel:

30 Meter Band, Mittenfrequenz = 10,125 MHz

— *Physikalische Daten* —

Strahlerelement = $2 \times 21,5 \text{ m}$ ($k = 0,97$)

Bandleitung = $10,1 \text{ m } 300 \Omega$ Bandleitung ($K = 0,82$)

— *Umrechnung in elektrische Längen* —

Wir dividieren durch den Verkürzungsfaktor des Drahtes bzw. der Bandleitung.

Strahlerelement = $2 \times (21,5 / 0,97) = 2 \times 22,2 \text{ m}$ — somit $L_d = 44,4 \text{ m}$.

Bandleitung = $10,1 / 0,82 = 12,34 \text{ m}$.

Die Betrachtung der vorstehenden Diagramme lässt vermuten, dass zwischen B und E, in der Mitte des Dipols, ein Widerstand von etwa 100Ω vorliegt. Begleitet von einer sehr geringen Reaktanz. Ein Phänomen, das durch die unmittelbare Nähe zum $3\lambda / 2$ -Resonanzpunkt erklärt wird.

Die $10,1 \text{ m}$ lange 300Ω Bandleitung transformiert somit die Impedanz auf $100 \Omega + j 0$.

Elektrisch gemessen beträgt die Länge dieser Leitung $12,34 \text{ m}$.

Im 30 Meter Band entspricht die Mittenfrequenz von 10,125 MHz einer Wellenlänge von $(300 / 10,125) = \mathbf{29,6 \text{ m}}$.

Die Leitung entspricht somit $12,34 / 29,6 = \mathbf{0,417 \lambda}$.

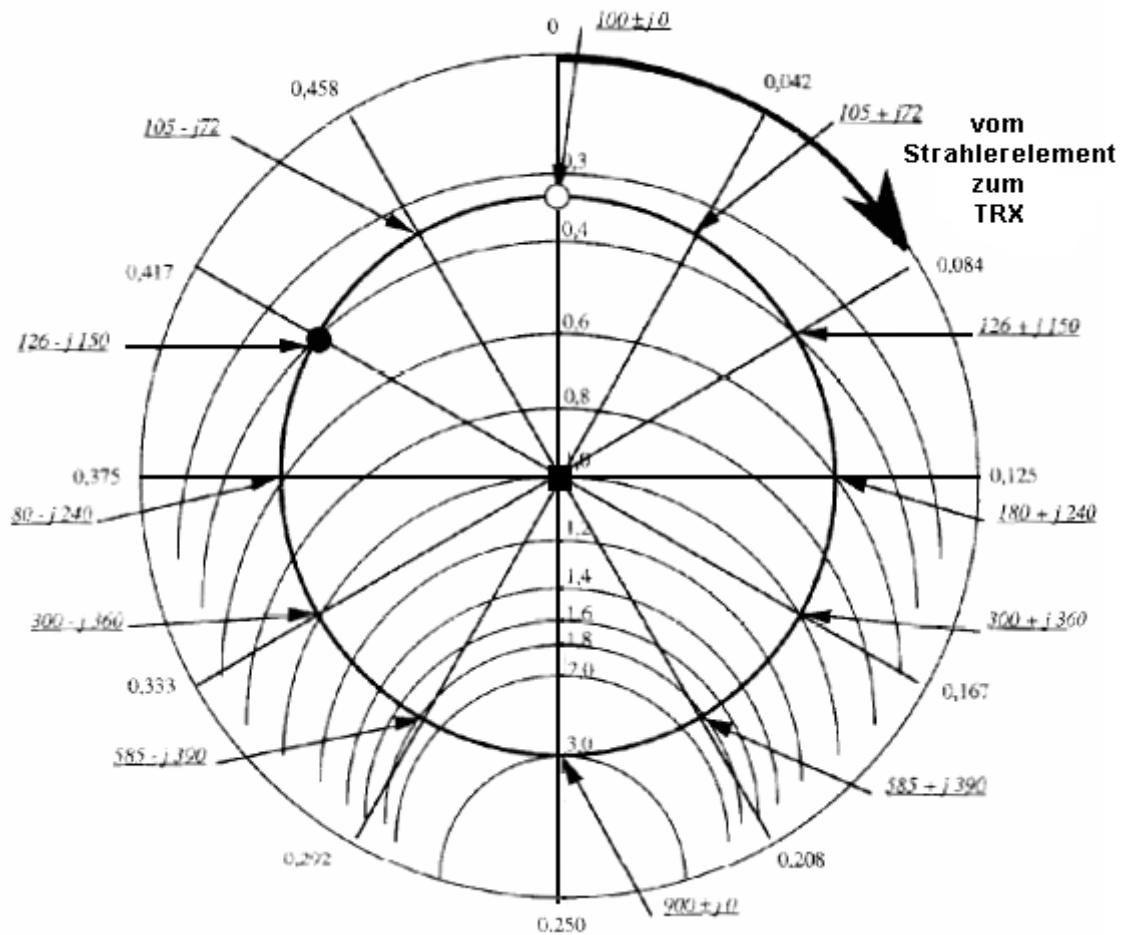


Abb. 3-20: Wie eine 300 Ω Bandleitung eine Impedanz von 100 + j 0 Ω transformiert.

Abb. 3-20 zeigt einen Ausschnitt aus einem Smith-Diagramm. Der Einfachheit halber sind lediglich die Widerstandskreise – welche für dieses Beispiel von wesentlicher Bedeutung sind – dargestellt. Die Reaktanzkreise sind nicht eingezeichnet.

Hier sind einige Hinweise für Funkamateure, die mit jenem bemerkenswerten grafischen Hilfsmittel zur Problemlösung – dem Smith-Diagramm – möglicherweise noch nicht vertraut sind.

1) Um sicherzustellen, dass dieses Diagramm für **alle** Wirk- und Blindwiderstandswerte gilt, werden letztere **normiert** – das heißt, **durch den Wellenwiderstand Z_0 der Speiseleitung** (in diesem Fall 300 Ω) **dividiert**.

Obgleich auch ein anderer Normierungswert gewählt werden könnte, stellt Z_0 die zweckmäßigste Option dar.

Die Impedanz 100 + j 0 nimmt nach der Normierung den Wert 0,33 + j 0 an.

Ein kleiner weißer Kreis markiert die Position dieses Punktes im Diagramm.

2) Wir berechnen das SWR:

$$300 / 100 = 3 / 1$$

und zeichnen mithilfe eines Zirkels einen Kreis mit dem **Mittelpunkt bei (1, 0)** (dem Zentrum des Diagramms), der durch den Punkt **(3, 0)** verläuft. Dieser wird als „Kreis“ oder „Hauptkreis“ des SWR 3 bezeichnet.

Wir stellen fest, dass er **die Widerstandsachse** (die einzige gerade Linie im Diagramm) bei **0,33** schneidet.

Die 360° des Kreises entsprechen einer *halben* Wellenlänge.

Um die Übersichtlichkeit des Diagramms zu wahren, wurde es in 12 gleich große Kreisbögen unterteilt, die jeweils $(360^\circ / 12) = 30^\circ$ bzw. $(0,5 \lambda / 12) = 0,0416... \lambda$ darstellen.

Ein Pfeil zeigt die normierten Impedanzen (die durch Multiplikation mit 300 wieder auf den Realwert umgerechnet wurden) an den Schnittpunkten mit dem SWR-3 Hauptkreis:

- bei 0λ (dem Beginn der Bandleitung im Zentrum des Dipols, zwischen den Punkten B und E): $100 + j 0$
- bei $0,042 \lambda$: $105 + j 72$
- bei $0,084 \lambda$: $126 + j 150$
- usw. ...

Die Bandleitung hat eine elektrische Länge von $0,417 \lambda$. Der Schnittpunkt mit dem Hauptkreis ist durch einen kleinen schwarzen Kreis markiert. Ihre Impedanz beträgt $126 - j 150$, was wie folgt zu interpretieren ist:

„ 126Ω Realimpedanz in Reihe mit 150Ω kapazitiver Blindimpedanz“.

a) Das oben genannte Wertepaar verwandelt sich in **305Ω** und **$-j 256 \Omega$** um, wenn Widerstand [*Resistanz*] und Blindwiderstand [*Reaktanz*] als **parallel** geschaltet betrachtet werden.

Resistanz und Reaktanz in Reihe		Resistanz und Reaktanz parallel
126Ω und $-j 150 \Omega$	$\Longleftrightarrow$	305Ω und $-j 256 \Omega$

Gemäß der gängigen Praxis wird eine Impedanz stets mit den Werten angegeben, die der **Reihenschaltung** der reaktiven Elemente entsprechen.

Im Rahmen dieser Arbeit ist die Ersetzung durch die Paralleläquivalenz unerlässlich, da in allen Schaltplänen die Antenne – direkt oder über einen Autotransformator an der Spule des Parallel-Oszillators – **parallel** zu allen Elementen der Sekundärseite des Gehäuses geschaltet ist. D.h. zur Induktivität und zum Drehkondensator. Das bildet die Konfiguration der „Parallelabstimmung“ nach dem F3LG-Design.

Bei 10,125 MHz entspricht der Wert von **$-j 256 \Omega$** der Reaktanz eines Kondensators von 61 pF.

b) Der **reelle Widerstand von 305Ω** ergibt in Verbindung mit der Eingangsimpedanz der Abstimmvorrichtung von 50Ω ein Impedanzverhältnis von Sekundär- zu Primärseite von 6,1. Die Quadratwurzel dieses Wertes entspricht dem Windungsverhältnis von **Sekundär- zu Primärseite**, in diesem Fall etwa 2,5.

Wenn beispielsweise die Punkte C und D – die sich am Fußpunkt der Hühnerleiter befinden – einen Abgriff über 10 Windungen bilden, würde die Primärwicklung aus folgenden Windungen bestehen:

$$10 / 2,5 = 4 \text{ Windungen}$$

Das oben beschriebene Verfahren ist für einen Funkamateurliebhaber – selbst wenn er mit der Verwendung des Diagramms vertraut ist – aufgrund der Impedanzmessung *in der Mitte des Dipols schwer durchzuführen*.

Das Haupthindernis besteht in der Beschaffung einer Impedanzmessbrücke in **Profiqualität** – einem Messinstrument, das sowohl durch seine ausgefeilte Technik als auch durch seinen Preis besticht!

Die Miniaturmodelle mit zwei Einstellskalen – von denen eine in Ohm und die andere in Picofarad geeicht ist – sind für diese Aufgabe schlichtweg ungeeignet. Ihre Messwerte – insbesondere jene, die sich auf die Reaktanzwerte beziehen – sind oft recht unzuverlässig!



Da sich die Impedanz eines Dipols in Abhängigkeit von seinem Abstand zum Spiegelbild und somit von seiner **Höhe über dem Boden** ändert, muss die Messung auf jedem Frequenzband am endgültigen Aufstellungsort der Antenne durchgeführt werden.

In jedem Fall wird dabei eine Speiseleitung verwendet, deren elektrische Länge einer halben Wellenlänge (oder einem Vielfachen davon) entspricht.

Erbauer einer Levy-Antenne brauchen sich jedoch keine Sorgen zu machen! Dieses professionelle Verfahren ist nicht zwingend erforderlich. Praktisches Experimentieren dient als Ersatz, und eine gute Schätzung kann Zeit sparen. Der Erfinder des Drehkondensators hätte wahrlich einen Nobelpreis verdient!

Einige „schlüsselfertige“ Levy-Antennen Entwürfe

wobei gilt:

1) Die angegebenen Drahtlängen sind „**elektrische**“ Längen, da die verschiedenen möglichen Speiseleitungen (Hühnerleiter, Twin-Lead) unterschiedliche Verkürzungsfaktoren aufweisen.

Man muss lediglich jede Länge mit dem entsprechenden **Verkürzungsfaktor** multiplizieren. Im Zweifelsfall können folgende Werte gewählt werden:

$k = 0,97$ für den Draht des Antennenelements sowie für eine offene Hühnerleiter

$k = 0,95$ für 450 Ω Twin-Lead mit Fensterstegen

$k = 0,82$ für 300 Ω Twin-Lead

2) Für die Funkamateure, die eine Abstimmbox selbst bauen möchten, werden **Schätzwerte** für die jeweiligen Widerstandsbereiche bereitgestellt.

— Tabelle —

Angaben zu den Eigenschaften einiger spezieller Levy-Antennen - geordnet nach der (elektrischen) Länge ihrer Zweidrahtleitung.

Strahlerlänge	Zweidrahtlänge	80 m	40 m	30 m	20 m	17 m	15 m	12 m	10 m
2 x 15,55 m	10,20 m	Rf	Rm	Re	Rm	Re	Rm	Rm	Rm
2 x 13,75 m	13,55 m	Rm	Rf	Rm	Rm	Rm	Rm	Rf	Rm
2 x 13,95 m	13,60 m	Re	Rf	Re	Rf	Rf	Re	Rf	Rf
2 x 13,50 m	14 m	Rm	Rf	Re	Rm	Rf	Re	Rm	Re

Kapitel 4

Antennendesign (II)

– Zweidrahtleitung und Abstimmereinheit –

A) – Die Zweidrahtleitung – „Hühnerleiter“

Sie war lange Zeit das Markenzeichen der Levy-Antenne, wird jedoch nach und nach von den neuen Twin-Lead Antennen verdrängt, die leichter und platzsparender sind und den Witterungseinflüssen gut standhalten.

Luft ist ein guter Isolator für den Kurzwellenbereich, und die Zweidrahtleitung weist nach wie vor die geringsten Verluste auf.

Um eine Größenordnung zu nennen. Eine solche Zweidrahtleitung weist im Durchschnitt über den gesamten Kurzwellenbereich einen **zehnmal** geringeren Verlust auf als das Koaxialkabel RG 8/U bei gleichem SWR und gleicher Länge.

Beispielsweise bei stehenden Wellen, SWR = 1/1, für eine 100 m lange Leitung:

bei 3,5 MHz:

Zweidrahtleitung:	Verlust von 0,1 dB (–2,3 % der Leistung)
RG 8/U:	Verlust von 1 dB (–20,6 %)

bei 28 MHz:

Zweidrahtleitung:	Verlust von 1 dB (–20,6 % der Leistung)
RG 8/U:	Verlust von 3 dB (–50 %)

Der Vergleich endet hier, da das SWR in der Zweidrahtleitung einer Levy-Antenne viel höher ist als in einem Koaxialkabel.

1 Ihre Länge

Die Leitung dient ausschließlich der Energieübertragung. Bei einer bestimmten Frequenz ist ihre Länge nicht vorgegeben. Je kürzer sie ist, desto geringer sind die Verluste.

Zwei Punkte auf der Zweidrahtleitung, die einander gegenüberliegen und sich jeweils auf einem der Drähte befinden, werden von entgegengesetzten Momentanströmen durchflossen. Gleiche Stromstärken, aber **entgegengesetzte Richtungen**. Die Potentiale dieser beiden Punkte gegenüber dem Erdboden sind ebenfalls **entgegengesetzt** – gleiche Spannungen, aber entgegengesetzte Vorzeichen.

Diese symmetrische Anordnung der beiden Drähte der symmetrischen Leitung **hebt** die unvermeidlichen Induktionseffekte des Strahlerelements **auf** – **unabhängig von dessen Position** relativ zur Leitung.

Die Koaxialkabel Zuleitung muss über eine möglichst große Länge (mindestens eine Viertelwellenlänge) **senkrecht** zu ihrem strahlenden Element verlaufen, damit in ihrem Außenleiter von **jeder Dipolhälfte entgegengesetzte Ströme** – im oben erläuterten algebraischen Sinne – induziert werden.

Eine Zweidrahtleitung unterliegt dieser Einschränkung nicht. Sie kann daher den kürzesten Weg nehmen – von der Mitte des Arrays bis zum QRA-Eingang – und somit die kürzest mögliche Länge erreichen.

Muss das Kabel jedoch in unmittelbarer Nähe einer metallischen Massefläche verlaufen, bei der die Gefahr besteht, dass die Symmetrie gegenüber Masse gestört wird – etwa durch die Bildung einer erheblichen



parasitären Kapazität zu **nur einem der beiden Drähte** – so ist es vorteilhaft, es zu **verdrillen**, damit die störende Masse abwechselnd auf beide Drähte einwirkt.

Diese Anordnung ist ästhetisch ansprechend. Wenn es sich um eine Hühnerleiter handelt, könnte man meinen, anmutige stehende Wellen am Himmel zu sehen! Diese Formation ist keineswegs hässlich!

2 Seine charakteristische Impedanz Z_c

Wir haben bereits gesehen, dass das strahlende Element als Dipol unter **erzwungener Schwingung** betrachtet werden kann. Daher weist es an seinem mittigen Speisepunkt eine komplexe Impedanz auf, die sich aus einem **Wirkanteil R [Resistanz]** und einem **Blindanteil X [Reaktanz]** zusammensetzt.

Damit die Leitung ein SWR von 1:1 aufweist, muss Folgendes gegeben sein.

$$R = Z_c \text{ und } X = +j0$$

Die Bedingung $R = Z_c$ ist **nicht realisierbar**, da – abgesehen von einigen wirklich „*amateurhaften*“ Zweidrahtleitungen (Twin-Lead von Telefonleitungen, farblose Scindex- oder Separatex-Kabel). Die niedrigste Z_c , die im Handel erhältlich ist, ist die eines 300 Ω Twin-Lead Kabels.

Ein solcher Z_c kann auf einer Zweidrahtleitung nicht existieren, da sich die beiden Drähte berühren würden!

Ein $Z_c = 300 \Omega$ führt zu $R = 300 \Omega$. Man muss auf die 4. oder 5. Resonanz eines Dipols warten, um einen solchen Widerstand in dessen Mitte zu erhalten.

Und selbst wenn ein solches Wunder eintreten würde, wäre dies nur auf einer einzigen Frequenz der Fall!

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass eine Zweidrahtleitung – wie etwa eine Hühnerleiter oder eine Flachbandleitung – stets einen HF-Strom mit einem SWR von mehr als 1:1 überträgt.

Welche charakteristische Impedanz (Z_c) sollte für eine Hühnerleiter gewählt werden?

Betrachten wir die beiden Drähte in derselben Ebene. Mathematisch gesehen tritt die gegenseitige Aufhebung der Strahlung der beiden Drähte nur an den Punkten im Raum auf, die auf einer horizontalen Ebene **gleich weit voneinander entfernt** sind, d. h. an den Punkten, die zur **vertikalen Mittelachse** gehören.

Alle anderen Punkte erhalten vom **näheren** Draht eine **stärkere** Induktion, und diese kann nicht durch die des anderen, weiter entfernten Drahtes ausgeglichen werden.

Dieses Ungleichgewicht ist jedoch gering, solange der Abstand zwischen den Achsen der beiden Drähte **$\lambda/100$** nicht überschreitet.

Man sieht, dass bei einer Levy-Antenne, die den gesamten Kurzwellenbereich abdeckt, dieser Abstand aufgrund des 28 MHz Bands 10 cm nicht überschreiten darf.

Die charakteristische **Impedanz Z_c** einer Paralleldrahtleitung ohne Abstandshalter hängt ausschließlich vom Abstand (e) zwischen den **Achsen** der beiden Drähte und dem **Durchmesser $\varnothing$** des Kupferdrahtes selbst ab.

Die im letzten Kapitel vorgestellte Formel führt zu folgendem theoretischen Darstellung.

— Tabelle —

Die charakteristische Impedanz Z_c wird in Abhängigkeit vom Verhältnis $e / \varnothing$ angegeben.

$e / \varnothing$	12	13	14	15	20	25	30	35	40	45
Z_c	381	391	400	408	442	469	490	509	525	539

$e / \varnothing$	50	55	60	65	70	75	100	200	300	500
Z_c	552	563	574	583	592	600	635	718	767	828

Die Abmessungen e und $\varnothing$ werden in derselben Einheit angegeben, beispielsweise in mm.

Die charakteristische Impedanz Z_c wird in Ω gemessen. Ihr tatsächlicher Wert ist aufgrund der Abstandshalter stets niedriger Und je mehr Abstandshalter pro Meter bei der Konstruktion vorhanden sind, desto größer ist diese Reduzierung.

- Die Werte für ($e / \varnothing$), die üblicherweise für Leitungen mit einem Querschnitt von 1,50 mm² ($\varnothing = 1,38$ mm) gelten, sind **kursiv** gedruckt.
- Die Werte für ($e / \varnothing$), die üblicherweise für Leitungen mit einem Querschnitt von 2,50 mm² ($\varnothing = 1,78$ mm) gelten, sind **fett** gedruckt.

Anhand der Abb. 3-16 und 3-18 lassen sich die Impedanzen in den verschiedenen Bändern am unteren Ende der Zweidrahtleitung zwischen C und D einordnen.

Wenn die **meisten** Bänder einen Widerstand in den Bereichen **Rf** oder **Rm** aufweisen, sollten aus der vorstehenden Tabelle die **niedrigsten** Werte (kursiv oder fett gedruckt) ausgewählt werden.

Wenn hingegen die Mehrheit der Bänder **Re** entspricht, nimmt man die **höchsten** Werte (ebenfalls kursiv oder fett gedruckt).

Beispielsweise führt eine klassische Levy-Antenne mit einer Länge von 2×20 m, die über eine 20 m Zweidrahtleitung gespeist wird, auf den alten harmonischen Bändern zu **Re**.

Bei einer Leitung mit einem Kupferquerschnitt von 2,50 mm² ($\varnothing$ von ca. 1,8 mm) wählt man ($e / \varnothing$) = 50, woraus folgt:

$$e = 50 \times 1,8 = 90 \text{ mm}$$

Wird eine Levy-Antenne hingegen aus demselben Draht hergestellt, liegen ihre Abmessungen nahe bei denen einer **G5RV** Antenne.

Strahlerelement = $2 \times 15,54$ m; Zweidrahtleitung = 10,36 m. Da sie auf den harmonischen Bändern zu **Rf** führen, nimmt man ($e / \varnothing$) = 35, woraus sich ergibt:

$$e = 35 \times 1,8 = 63 \text{ mm}$$

Bei einer Zweidrahtleitung, die aus einem Draht mit einem Querschnitt zwischen 1,3 mm und 2,0 mm gefertigt ist, stellt ein Abstand e von 70 bis 80 mm einen guten Kompromiss dar.

3 Die Zweidrahtleitung (Twin-Lead)

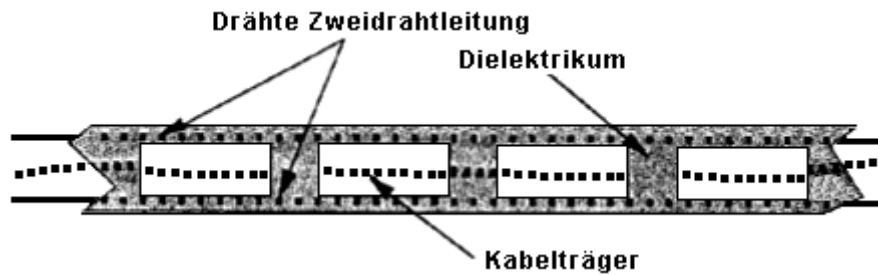


Abb. 4-01: Twin-Lead Kabel mit Fenstern und einem Dielektrikum

Neben herkömmlichen Zweileiterkabeln, die ein homogenes Dielektrikum aufweisen, wodurch sich ein Verkürzungsfaktor k von etwa 0,8 ergibt, wurden kürzlich Zweileiterkabel mit **Fenstern** eingeführt.

Diese stellen eine Kombination aus homogenem Zweileiterkabel, in denen das Dielektrikum die gesamte Breite einnimmt, und Hühnerleiterkabeln, bei denen das Dielektrikum Luft ist, dar.

Eine Variante mit einer Breite von 22 mm ist besonders interessant, mit $k = 0,95$ und $Z_c = 450 \Omega$.

Durch die Fenster kann ein **tragendes Seil** hindurchgeführt werden, ähnlich wie der Faden einer Nähmaschine (Abb. 4-01).

Beachte, dass **FM-Bandkabel** (Twin-Lead) nicht für den Außeneinsatz geeignet ist, da Regen oder hohe Luftfeuchtigkeit ihre Eigenschaften verändert. Dies macht je nach Wetterlage, Anpassungen an den Einstellungen des Drehkondensators am Antennentuner erforderlich.

Wenn kein Linearverstärker verwendet wird, kann die Antenne dennoch an einem vor Witterungseinflüssen geschützten Ort, z. B. auf dem Dachboden, installiert werden. ($k = 0,82$ und $Z_c = 300 \Omega$).

B) – Die Abstimmereinheit

1 Zusammenfassung der Widerstandsbereiche

In Kapitel 2 haben wir gesehen, wie die am unteren Ende der Zweidrahtleitung – zwischen den Punkten C und D – vorhandenen Blindwiderstände durch die im Gehäuse untergebrachten Blindwiderstandselemente (Induktivität oder variable Kapazität) kompensiert werden können.

Nun gilt es noch, den **Widerstand R**, der jetzt die einzige Komponente der Impedanz zwischen C und D darstellt, an den 50Ω Ausgang des Transceivers anzupassen.

Eine statistische Verteilung der **Praxiswerte** dieses Widerstands **R** führt zu einer Einteilung in drei Zonen unter Verwendung der Grenzwerte 300Ω und 500Ω . Daraus ergeben sich die in Abb. 3-16 dargestellten schraffierten Bereiche mit den folgenden Kennzeichnungen.

Rf $\Rightarrow$ wenn $R < 300 \Omega$

Rm $\Rightarrow$ wenn $300 \Omega < R < 500 \Omega$

Re $\Rightarrow$ wenn $R > 500 \Omega$

Diese Unterteilung in drei Bereiche, unerlässlich für eine schnellere Abstimmung der Anpassungseinheiten, ist ausreichend.

In einer Anpassungseinheit für eine Levy-Antenne werden drei Haupttypen von Anpassungsanordnungen verwendet:

2 Schaltung „Koppler + Balun“ (Abb. 4-02)

a) Prinzip

In Richtung Antenne $\Rightarrow$ Transceiver befindet sich ein 4:1-Impedanzwandler-Balun, der den Widerstand und die Reaktanz theoretisch durch 4 **teilt** und sie am Ausgang des Kopplers bereitstellt. Dieser Balun ist häufig im Koppler integriert.

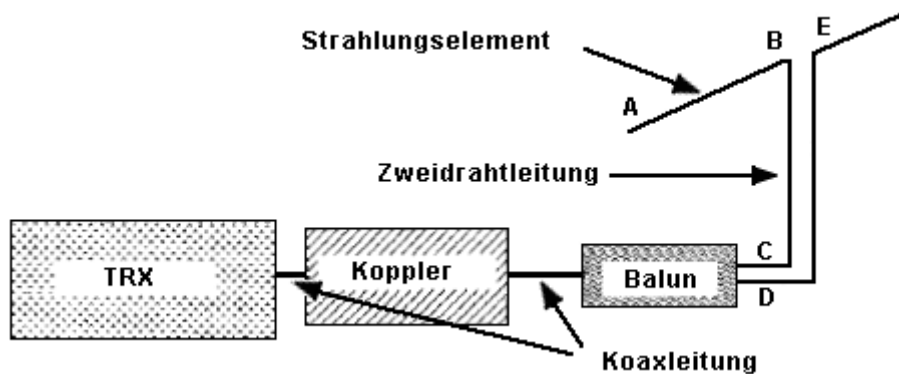


Abb. 4-02: Baugruppe „Koppler + Balun“

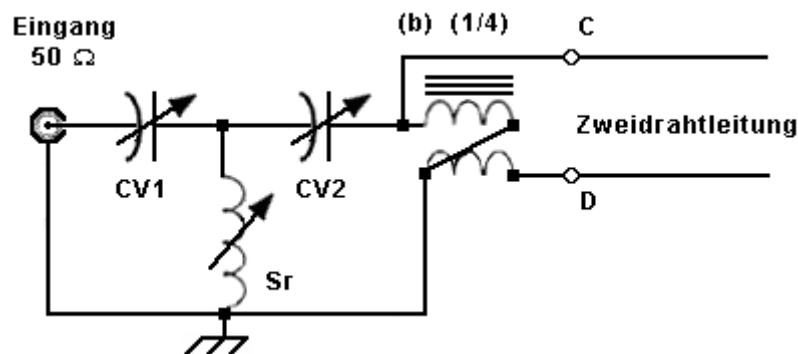


Abb. 4-03: Beispiel einer „Koppler + Balun 1/4“ Schaltung

Der Koppler **kompensiert die Reaktanz** und **transformiert** die Resistanz auf 50 Ω .

Abb. 4-03 zeigt den Schaltplan, ausgehend von einem Hochpass „T“-Koppler, der aus Kostengründen im Handel immer häufiger anzutreffen ist.

Die beiden in **Reihe geschalteten** variablen Kondensatoren müssen zwischen ihren Platten kein hohes Potential aushalten, wie dies beispielsweise bei einem Transmatch der Fall ist.

b) Grenzen des Kopplers

Ein Problem kann auftreten, vor allem bei der Verwendung einer automatischen Abstimmereinheit, gefolgt von einem Balun mit einem Übersetzungsverhältnis von 1/4.

Beispielsweise gibt die Herstelleranleitung als untere und obere Grenze für die Widerstandsanpassung 25 Ω und 150 Ω an.

Diese Werte finden wir zwischen C und D, multipliziert mit 4, also

$$100 \Omega \text{ und } 600 \Omega$$

Die von der Levy-Antenne zwischen C und D auftretenden Widerstände, die größer als 600 Ω sind, können **nicht angepasst werden**. Gleiches gilt für Widerstände unter 100 Ω .

Eine Lösung könnte darin bestehen, einen Balun mit einem höheren Verhältnis (1/6) zu verwenden, wie er bei den Modellen FD4 und FD3 zum Einsatz kommt, der den folgenden Anpassungsbereich abdeckt:

150 Ω und 900 Ω

Das Problem verlagert sich jedoch auf die Widerstände unter 150 Ω .

c) Grenzen des Baluns

Das Vorhandensein eines Baluns am Ausgang eines Kopplers kann ernsthafte Probleme verursachen, wenn:

$$R = R_e$$

$$\text{und/oder } X < -j 1,5 \text{ k}\Omega$$

$$\text{und/oder } X > +j 1,5 \text{ k}\Omega$$

Diese Schwierigkeiten treten alle im **Re**-Bereich auf.

Warum?

(1) Wirkungsgrad

Wir haben gesehen, dass der klassische Balun die HF-Energie im unteren Frequenzbereich seines Durchlassbereichs hauptsächlich **magnetisch** überträgt, während er sie im oberen Frequenzbereich zunehmend **elektrisch** über einen Kondensator überträgt.

Es handelt sich um eine komplexe Baugruppe, die wir der Einfachheit halber als Spartransformator darstellen, der aber oft Koppelkondensatoren hinzugefügt werden sollten!

Die Funkamateure meiner Generation erinnern sich vielleicht an die Mittelfrequenztransformatoren, die Kapazitäten zwischen Primär- und Sekundärseite enthielten.

Ihre Funktionsweise ähnelte der eines Baluns, allerdings natürlich bei einer einzigen Frequenz!

(2) Problem der Windungszahl

Betrachten wir einen Balun mit einem Übersetzungsverhältnis von 1/4, der aus einem Eisenpulverkern besteht und zwischen C und D einen Widerstand von **R** = 1 k Ω aufweist.

Am Eingang und somit auch am Ausgang des Kopplers beträgt der Widerstand **r** = (R/4) = 250 Ω .

Um auf allen Bändern einen niedrigen Überspannungskoeffizienten Q beibehalten zu können (damit die CVs nicht mit Untersetzungsgetrieben ausgestattet werden müssen), führt die geringe Permeabilität des Eisenpulverkerns zu einer **hohen Windungszahl**, die nicht durch das „Auge“ des Ringkerns geführt werden kann.

(3) Sättigungsproben von Ferriten

Seine hohe Permeabilität kann zu einer Sättigung führen, wenn er bei hohen Widerständen im **Re**-Bereich betrieben wird.

Dann beginnt ein gefürchteter Teufelskreis:

- Das Ferrit erwärmt sich, seine Permeabilität nimmt ab, sein Wirkungsgrad sinkt.
- Es erwärmt sich noch stärker, seine Permeabilität nimmt erheblich ab. Sein Wirkungsgrad sinkt noch schneller.
- Bei der Curie-Temperatur sinkt die Permeabilität auf 1, den Wert der Luft.

Leider endet das oft mit der Zerstörung des Baluns!

Währenddessen verwandelt sich der Balun oft in einen Sender im **UHF**-Bereich.

Ausgestattet mit **ähnlich** skalierten Skalen können die beiden CV-Regler ihre unabhängige Drehbewegung beibehalten.

Ein paar Pikofarad mehr in der Kapazität bei einem der beiden Abstimmregler ermöglichen bei einer elektrisch schwer abzugleichenden Levy-Antenne eine einwandfreie Abstimmung. Aber dafür braucht man einen zusätzlichen Regler!

Typische Werte

CV1 und CV2 = 300 pF, von Masse isoliert, bewegliche Platten und Gehäuse auf der Seite der Balun Ausgänge.

Standard **Rollspuleninduktivität (Sr)** von 28 μH (35 Umdrehungen 3/4, Durchmesser = 5 cm).

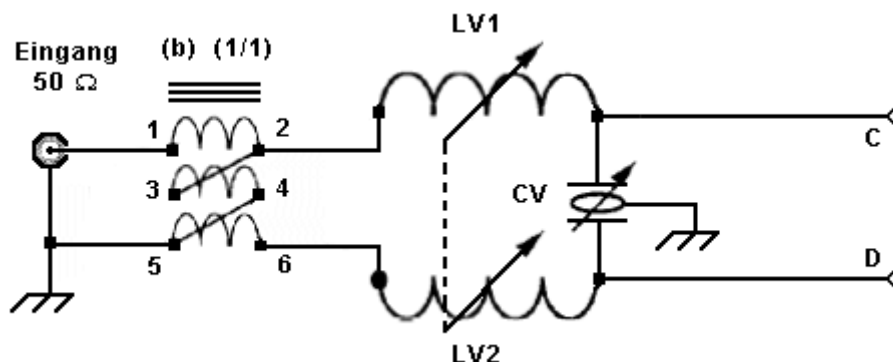


Abb. 4-05: Symmetrische „L“-Tiefpass Box

b) Box mit zwei symmetrischen „L“-Tiefpassfiltern (Abbildung 4-05)

Die Umstellung der reaktiven Elemente führt zu diesem Schema, das technisch perfekter ist als das vorherige, da es als **Tiefpassfilter** fungiert (Dämpfung der Oberwellen).

Die Spulen mit variabler Induktivität LV1 und LV2 können als Rollspulen ausgeführt werden, mit einer mechanischen Vorrichtung, die eine gemeinsame Drehung bewirkt.

Zwischen C und D ist es vorzuziehen, einen Split-Drehkondensator zu verwenden und dessen bewegliche Platten auf Masse zu legen.

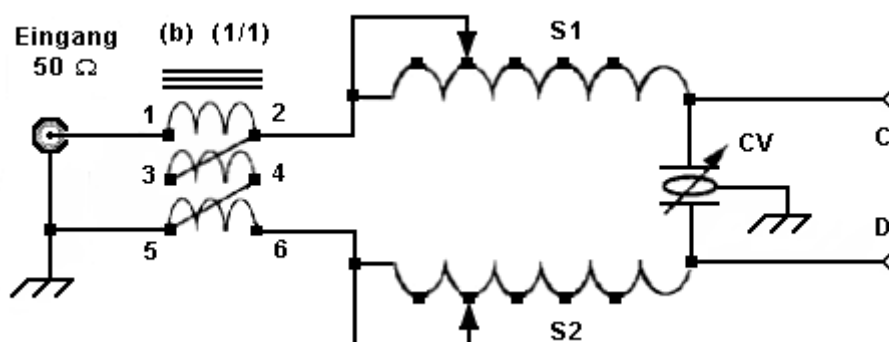


Abb. 4-06: Schaltung mit 2 Spulen, die Abgreifer haben

Wenn bei der Resonanz der von der Spule zwischen C und D gebotene Widerstand zu **Rf** oder sogar zu **Rm** gehört, was zu einem geringen Überspannungskoeffizienten der „L“ Schaltungen führt, können LV1 und LV2 durch zwei ähnliche gewöhnliche Spulen ersetzt werden (Abbildung 4-06).

Ein Schalter schließt auf jeder Seite (auf der Balun Seite) die gleiche Anzahl von Windungen kurz, die experimentell ermittelt werden muss.

Die beiden Spulen werden so in die Abstimmbox eingesetzt, dass ihre Achsen senkrecht zueinander stehen, um eine magnetische Kopplung zu vermeiden.

Typische Werte

LV1 und LV2 = 7,5 μ H, d. h.:

- mit einem Abstand zwischen den Achsen zweier benachbarter Windungen von **5 mm**:

15 Windungen auf einem ϕ = 60 mm

13 Windungen auf einem ϕ = 65 mm

12 Windungen bei einem Abstand von ϕ = 70 mm

- bei einem Abstand von **4 mm**:

13 Windungen bei einem Abstand von ϕ = 60 mm

12 Windungen bei einem Abstand von ϕ = 65 mm

11 Windungen bei einem Abstand von ϕ = 70 mm

CV = 175 pF, d. h. bei einem Doppel-Drehkondensator 350 pF pro Plattenpaket.

In bestimmten Sonderfällen, sehr kurzer Antennen (wie beispielsweise solchen, die auf einem Dachboden installiert sind), die zwischen C und D einen Widerstand von weniger als 50 Ω aufweisen, kann es auf bestimmten Bändern erforderlich sein, die Schaltung in eine **doppelte „L“ Schaltung zur Impedanzabsenkung** umzuwandeln.

Dazu muss lediglich der Doppel-Drehkondensator CV versetzt und zwischen die Klemmen 2 und 6 des Baluns angeschlossen werden.

4 Magnetische Anpassungseinheiten

Bei dieser Art der Energieübertragung werden die Eigenschaften von „L“ Schaltungen nicht genutzt, wie dies bei den oben beschriebenen Schaltungen der Fall war.

Wenn der vom Leistungsverstärker (PA) kommende HF-Strom eine Spule (oder einen Teil einer Spule) B1 durchfließt, erzeugt diese Magnetfeldlinien. Diese werden in einer anderen, in der Nähe der ersten angeordneten Wicklung B2 einen Strom induzieren.

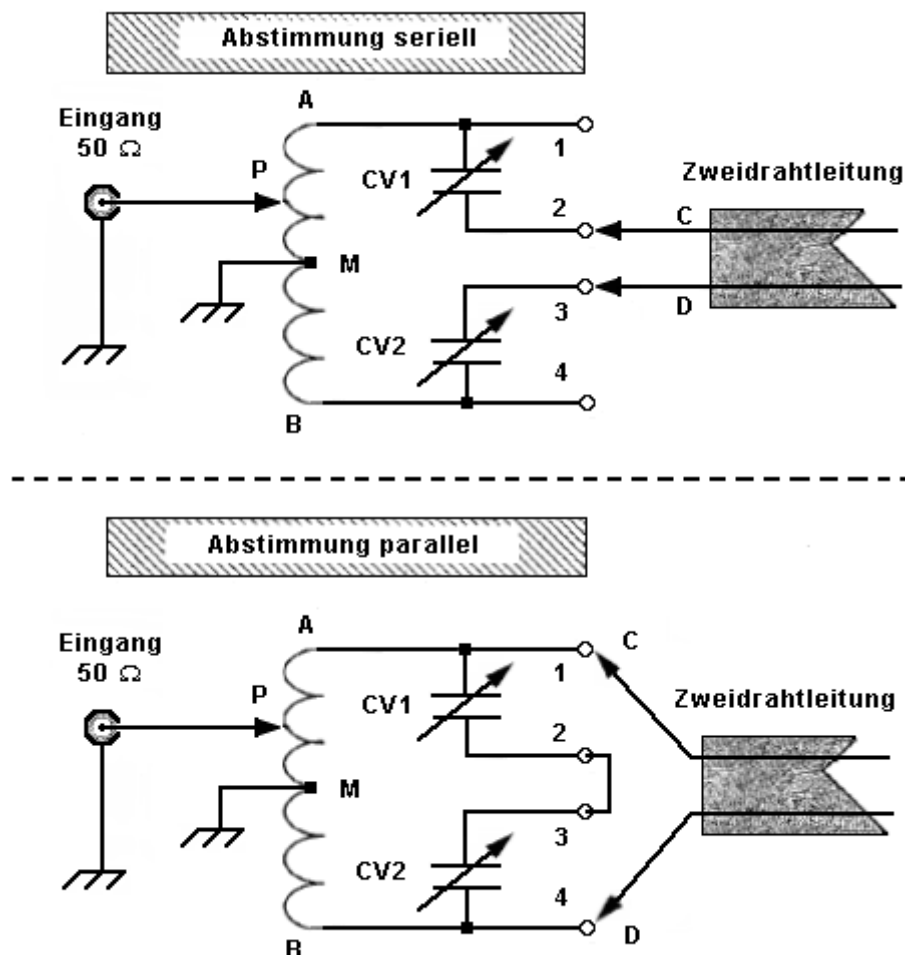


Abb. 4-07: Abstimmbox F3LG

In dieser Transformatorschaltung sind diese beiden Spulen, die die Primär- und Sekundärseite bilden, voneinander getrennt.

Die Energie wird somit **ohne elektrischen Durchgang** zwischen der Antenne und dem TRX übertragen.

Dieses Modell einer Abstimmbox ist sehr interessant, da es auf natürliche Weise die Übertragung von statischer Elektrizität oder Blitzentladungen von der Antenne zum TRX verhindert.

a) Autotransformator F3LG (Abb. 4-07)

Diese Schaltung ist eine der ältesten. Sie wurde in Frankreich von F3LG populär gemacht.

Zwei identische variable Kondensatoren, CV1 und CV2, sind fest in der Abstimmbox eingebaut. Eine austauschbare Spule AB bildet zusammen mit ihnen und der zwischen C und D vorhandenen Reaktanz einen Schwingkreis.

Jede Spule verfügt über vier „Anschlüsse“, die wie folgt verbunden sind:

- den Enden A und B der Spule,
- ihrem Mittelpunkt M, der mit Masse verbunden ist,
- dem Ankunftspunkt P des Koaxialkabels, das vom TRX kommt.

Vier Ausgänge (in der Abb. von 1 bis 4 nummeriert) ermöglichen zwei unterschiedliche Konfigurationen.

- eine Schaltung, bei der **alle Elemente in Reihe** geschaltet sind. Die Spule AB, die beiden Drehkondensatoren und der offene „Schalter“ zwischen den Ausgängen 2 und 3. Sie wird als „*Reihenschaltung*“ bezeichnet.
- Eine Schaltung, bei der **alle Elemente parallel** geschaltet sind. Die Spule AB, die beiden Drehkondensatoren CV sowie – dank der Kurzschlussverbindung zwischen den Ausgängen 2 und 3 – die Levy-Antenne zwischen den Ausgängen 1 und 4. Sie wird als „*Parallelschaltung*“ bezeichnet.

Der erste betrifft in Abb. 3-18 die Impedanzen des Bereichs **Rf** und des linken Teils von **Rm**. Der zweite die des Bereichs **Re** und des rechten Teils von **Rm**.

Damals wurden der Levy-Antenne **genaue Abmessungen** zugewiesen, die auf den fünf harmonischen Kurzwellenbändern zwischen C und D Impedanzen ergaben, die optimal an die Möglichkeiten der einen oder anderen dieser beiden extremen Konfigurationen angepasst waren.

Typische Werte des Kopplers 3LG

CV1 = CV2 = 200 pF

Spule AB ist austauschbar

Länge = 10 cm Ø = 60 mm

Kupferquerschnitt = 20 / 10 mm (15 / 10 mm für die 80-m-Spule)

— Tabelle —

gibt die Anzahl der Windungen in Abhängigkeit vom gewählten Band an

Band	80 m	40 m	20 m	15 m	10 m
N Wdg. (AB)	30 Wdg.	16 Wdg.	10 Wdg.	6 Wdg.	4 Wdg.
N Wdg. (PM)	5 Wdg.	(*)	(*)	(*)	1 Wdg.

(*) ist experimentell zu ermitteln

b) Abstimmbox von Mac Coy, 1966 (Abb. 4-08(a))

Der von F3LG veröffentlichte Autotransformator ist einfach aufgebaut Er hat und leistet weiterhin hervorragende Dienste.

Seine Abstimmung kann jedoch auf den hohen Bändern aufgrund der Restkapazität der einzelnen Kondensatoren Schwierigkeiten bereiten.

Tatsächlich sind beispielsweise im 10 Meter Band nur 4 Windungen für (AB) vorgesehen. Experimente können dazu führen, dass für (PM) nur **1 Windung (oder weniger)** erforderlich sind. Andererseits wird es mit steigender Frequenz immer schwieriger, den genauen Punkt für die Anordnung von **P** zu finden.

Die verschiedenen Versionen der **Mac-Coy Abstimmbox**, die ab 1966 veröffentlicht wurden, nutzen die Eigenschaften der gegenseitigen Kopplung.

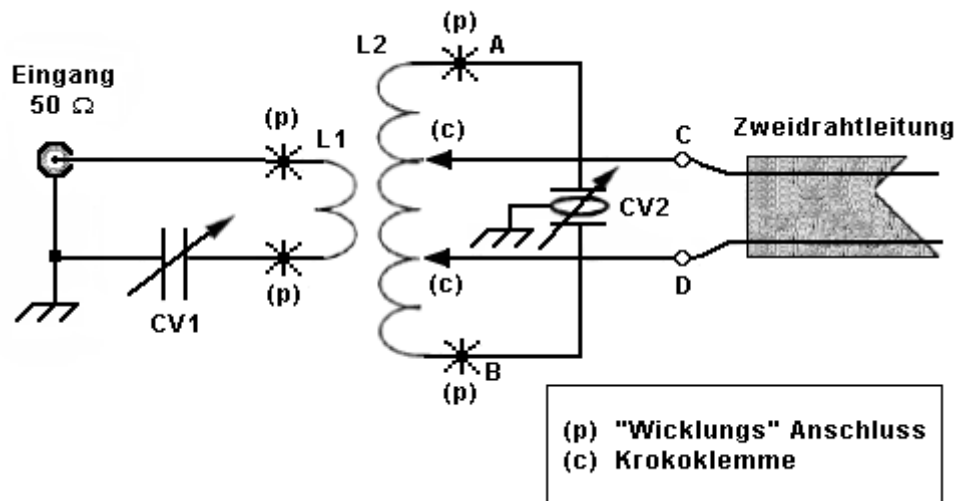


Abb. 4-08: (a): Mac-Coy-Abstimmbox 1966

Gegenseitige Kopplung

Wenn man die Spulen zweier Schwingkreise, die auf benachbarten Frequenzen schwingen können, einander annähert, verlieren diese Schwingkreise ihre eigenen Eigenschaften, und zwar je nachdem, wie sie gekoppelt sind.

Die Kombination dieser beiden Schaltungen lässt sich mit einer **dritten**, natürlich **fiktiven** Schaltung gleichsetzen. Deren neue Eigenschaften **unterscheiden** sich von denen der beiden ursprünglichen Schaltungen, können aber genutzt werden.

Die Drehung einer Spule gegenüber einer feststehenden Spule (wie in einem Variometer), das Eintauchen nur eines Teils der Feldlinien einer beweglichen Spule in die einer feststehenden Spule, die axiale Verschiebung der einen gegenüber der anderen usw. wurden genutzt, um die Veränderung der gegenseitigen Kopplung zu gewährleisten.

Der Einfallsreichtum der Funkamateure führte zu **zuverlässigen mechanischen** Konstruktionen, die jedoch immer sehr sperrig waren!

Man hat es vorgezogen, den beiden Spulen **feste** Positionen zuzuweisen und mit den **Resonanzfrequenzen** der jeweiligen Schaltungen zu spielen, um deren Eigenschaften zu verändern.

Dieses Prinzip ist allgemein gültig. Genau das tut man auch, wenn man eine 2-Element Quad Antenne anpasst, indem man den Umfang (und damit die Resonanzfrequenz) ihres Reflektors verändert.

Im der Mac-Coy Box wird der HF-Generator, die PA des TRX, über einen **Serienschwingkreis** belastet, der aus L1 und CV1 besteht.

Dieser ist fest mit einem **Parallelschwingkreis** gekoppelt, der aus L2 und CV2 besteht.

Die aus L1 und L2 bestehende Spule ist austauschbar. Sie verfügt über vier „Anschlüsse“, die in der Zeichnung mit (p) gekennzeichnet sind. An der Oberseite von „L2“ nehmen zwei Krokodilklemmen (c) den HF-Strom für die Zweidrahtleitung auf.

In einer der ersten Versionen hatten L1 und L2 denselben Durchmesser. L2 war in zwei Hälften geteilt, die jeweils auf beiden Seiten von L1 angeordnet waren.

CV2 war schon immer ein Doppel-Drehkondensator CV. Da sein Gehäuse und seine beweglichen Platten geerdet waren, konnte er direkt in einen Metallkasten geschraubt werden, ohne Isolierung und ohne Handeffekte!

Bei einer anderen Version waren die Spulen L1 und L2 koaxial angeordnet, wobei L1 über L2 lag.

Typische Werte des Mac Coy 1966

$$CV1 = 335 \text{ pF}$$

$$CV2 = 2 \times 200 \text{ pF}$$

— Tabelle —

Welche die Eigenschaften der Spulen in Abhängigkeit vom gewählten Frequenzband angibt.

Band	80 m bis 40 m	20 m	15 m bis 10 m
L1	6 Wdg.	2 Wdg.	1 Wdg.
Ø L1	75 mm	75 mm	50 mm
L2	2 x 14 Wdg.(*)	2 x 3 Wdg.(*)	4 Wdg.(**)
Ø L2	75 mm	75 mm	74 mm

(*) - beiderseits von L1

(**) - in Reihe, die 4 Windungen verteilt auf 80 mm

Abstand zwischen den Windungen = 4 mm (außer bei 15 und 10 Meter)

Blanker Kupferdraht oder verzinkt, Ø = 2,0 mm

Ich möchte daran erinnern, dass in diesem Kapitel die typischen Werte für die Windungszahlen der Spulen diejenigen sind, die den ungünstigsten Reaktanzbedingungen entsprechen (induktive Reaktanz am „Spulenkopf“).

Es ist besser, an den Enden einer Spule 1 oder 2 Windungen zu entfernen, als eine neue bauen zu müssen!

c) moderne Version der Mac-Coy Anpassungsbox (Abb. 4-08(b))

Um die Reaktanz zu beseitigen und den Widerstand auf 50Ω anzupassen, kann man *drei Parameter beeinflussen*:

- die Anzahl der Windungen des aktiven Teils von L1,
- die Anzahl der Windungen von L2 zwischen C und D,
- die Anzahl der Windungen auf L2 zwischen A' und B' an den Klemmen von CV2.

(Auf dem 80 Meter Band entspricht A' dank der Berechnungen zur Induktivität L2 dem Punkt A und B' dem Punkt B.)

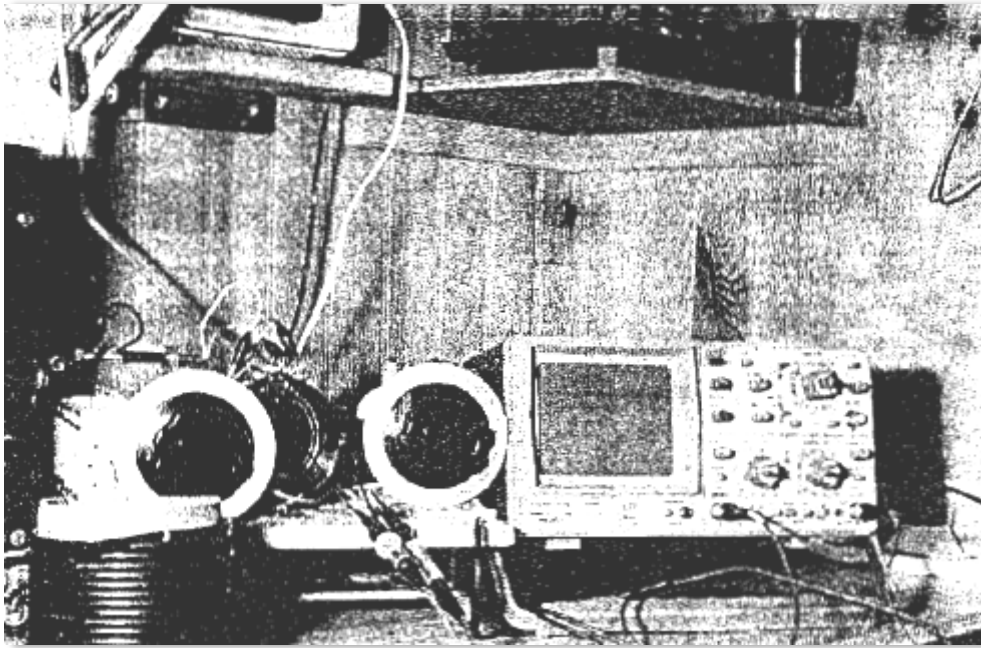
Es lässt sich mathematisch nachweisen und experimentell überprüfen, dass man auf die Änderung eines dieser drei Parameter **verzichten** kann. Die Variation von zwei reicht aus.

Indem man experimentell einen Kompromiss sucht und die Punkte C und D auf L2 endgültig verlötet, benötigt man nur noch drei Schaltwege.

- einen, um P auf L1 zu verschieben,
- einen, um eine bestimmte Anzahl von Windungen zwischen A und A' kurzzuschließen,
- eine, um die gleiche Anzahl von Windungen zwischen B und B' kurzzuschließen.

In Kapitel 6 wird der Versuch, der zur Positionierung dieser verschiedenen Punkte führte, ausführlich beschrieben.

Die CVs sind in der Skizze so angeordnet, dass ihr Gehäuse und ihre beweglichen Platten geerdet werden können.



Entwicklung eines Prototyps mit magnetischer Übertragung

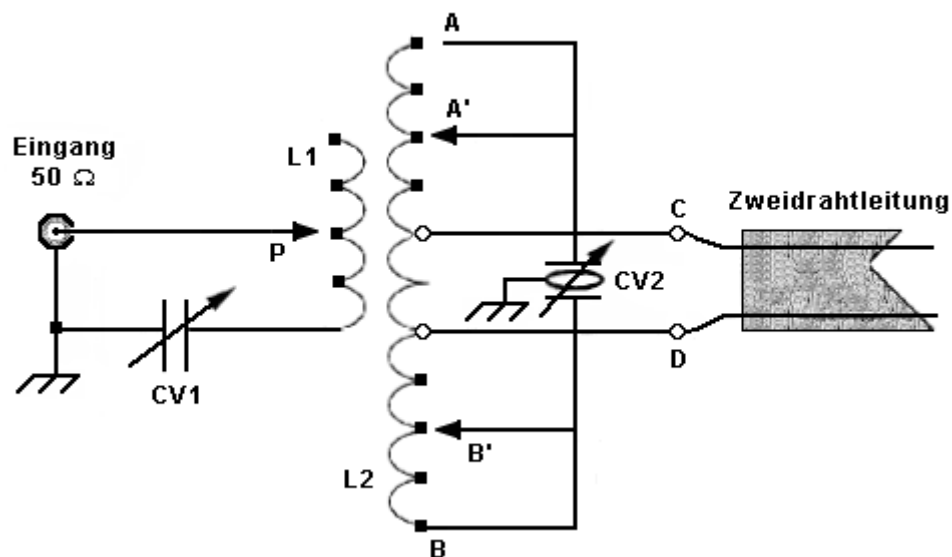


Abb. 4-08(b): Mac-Coy Tuner, moderne Version

Typische Werte (Mac Coy Transformator)

Die beiden Spulen L1 und L2 sind coaxial angeordnet.

Die Spule L1, deren Durchmesser größer ist als der von L2, ist zentriert.

Primärkreis

CV1: von 450 bis 500 pF.

Wird er in einen Serienschwingkreis eingebaut, ist die Spitze-Spitze Spannung an seinen Anschlüssen relativ gering. Es ist daher nicht erforderlich, ein CV-Modell mit weit auseinanderstehenden Platten zu wählen.

Ein Doppel-Drehkondensator, wie er früher in Radiogeräten verwendet wurde, mit einer Kapazität von 490 pF, eignet sich perfekt.

- L1:** Die Spule L1 ist aus blankem Kupferdraht mit einem Querschnitt von 4 mm² ($\varnothing = 2,25$ mm) gewickelt, mit einer Wicklungssteigung von 5 mm.

— Tabelle —

welche die Anzahl der Windungen **n** in Abhängigkeit vom Spulendurchmesser $\varnothing$ angibt.

$\varnothing$ in mm	60	65	70	75	80	85
n	8	7	7	6	6	5

Sekundärkreis

- L2:** Wie **L1** ist auch die Spule L2 aus blankem Kupferdraht mit einem Querschnitt von 4 mm² ($\varnothing = 2,25$ mm) und einer Windungssteigung von 5 mm gewickelt.

Ihr Durchmesser $\varnothing$ wird in Abhängigkeit von dem von L1 gewählt, wobei **15 mm** abgezogen werden.

Ihre Windungszahl **n** hängt von $\varnothing$ und der maximalen Kapazität **C jedes Drehkondensators** von CV2 ab.

Um die Kapazität an den Klemmen A' und B' zu berechnen, muss C durch **2 geteilt** werden, da die beiden Drehkondensatoren in Reihe geschaltet sind.

— Tabelle —

die für jeden Wert von **CV2** die Anzahl n der Windungen in Abhängigkeit von $\varnothing$ angeben.

CV2 = 2 mal 300 pF

$\varnothing$ in mm	50	55	60	65	70
n	36	30	26	24	21

CV2 = 2 mal 350 pF

$\varnothing$ in mm	50	55	60	65	70
n	31	27	23	21	19

CV2 = 2 mal 400 pF

$\varnothing$ in mm	50	55	60	65	70
n	28	24	21	19	17

CV2 = 2 mal 500 pF

$\varnothing$ in mm	50	55	60	65	70
n	23	20	17	16	14

Umschaltung

Es gibt **3 Optionen** mit den Schieberegler P, A' und B'.

5 Ausrichtungen reichen aus, da sich mehrere Frequenzbänder in derselben Richtung befinden.

Zum Beispiel:

(80 m) – (40 m) – (30 m und 20 m) – (17 m und 15 m) – (12 m und 10 m)

Je nach den Daten des Experiments kann diese Aufteilung unterschiedlich ausfallen.

Um diese Umschaltung zu realisieren, genügen **2 Schaltebenen**, aus Steatit oder Porzellan. Jede mit **2 Stromkreisen** (2 Schaltarme/Schleifer – 6 Schaltstellungen pro Ebene).

Diese beiden Ebenen bieten uns 4 Kanäle, obwohl 3 ausreichen würden.

Man kann die gegenüberliegenden Anschlüsse auf zwei einander gegenüberliegenden Plattenhälften (zum Beispiel die unteren) **parallel** verdrahten, um sie dem Schiebeschalter P zuzuordnen.

Auf diese Weise gibt es doppelte Kontakte an der Stelle, wo der HF-Strom am stärksten ist, da er im Primärkreis mit niedriger Impedanz fließt.

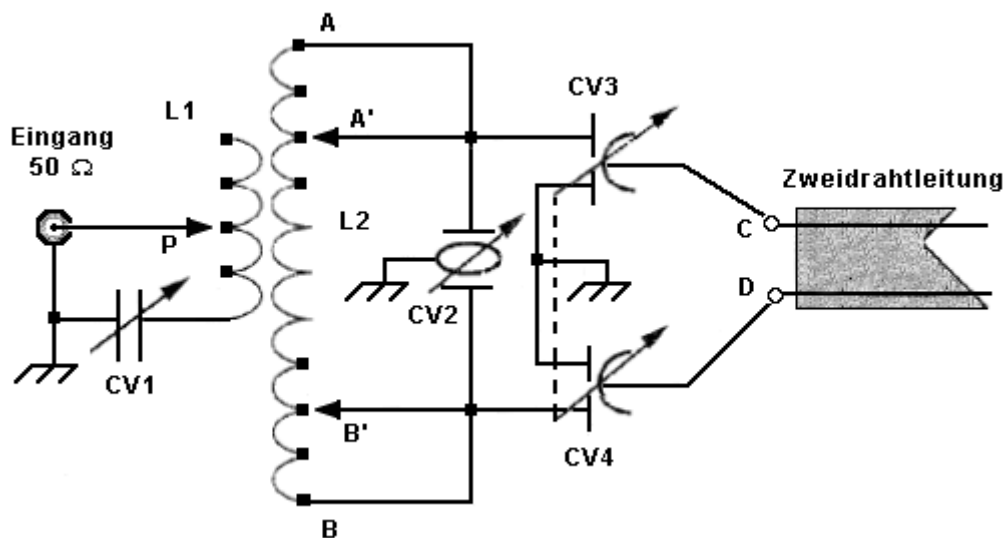


Abbildung 4-08c: Mac-Coy-Abstimmbox, mit Differenzial-CVs

Ausführung mit Differenzial-CV (Abb. 4-08c)

Bei der Abstimmung dieser Schaltung ist es nicht mehr erforderlich, experimentell die Induktivität des parallelen Schwingkreises sowie die Endpunkte **C** und **D** der Zweidrahtleitung zu ermitteln.

Das Übersetzungsverhältnis, das oben durch **unterschiedliche Windungszahlen** zwischen den von CV2 abgegriffenen Windungen und den zwischen C und D liegenden Windungen erzielt wurde, wird hier durch **unterschiedliche Kapazitäten** auf beiden Seiten der beweglichen Platten der Differential-CVs CV3 und CV4 erreicht. Die sind auf dieselbe Drehung abgestimmt.

Man darf einen Doppel-Drehkondensator CV wie CV2 nicht mit einem Differential CV wie CV3 verwechseln:

*In einem Doppel-Drehkondensator CV verändern sich die Kapazitäten beider Drehkondensatoren in dieselbe Richtung. Sie erhöhen oder verringern sich **gemeinsam**. Die beweglicher Plattenpakete fahren **gleichzeitig** in ihre jeweiligen feststehenden Plattenpakete ein oder aus.*

Bei einem *Differential CV* variieren die Kapazitäten der einzelnen Kammern in entgegengesetzte Richtungen. Tatsächlich gibt es nur einen Satz beweglicher Platten und zwei getrennte Gruppen fester Platten. Wenn sich die beweglichen Platten in eine dieser Gruppen hineinbewegen, bewegen sie sich aus der anderen heraus.

Die Tuningbox verfügt daher über einen zusätzlichen Drehknopf zur gemeinsamen Einstellung von CV3 und CV4.

Dieses Schema dient als Gedächtnisstütze, denn für den Hobbybastler besteht die eigentliche Schwierigkeit darin, in Frankreich Differential CVs zu finden.

Ein deutsches Unternehmen vertreibt ein entsprechendes Bauteil, allerdings mit mehreren umschaltbaren Spulen. Es stimmt, dass sie ihre Drehkondensatoren selbst herstellen!

Es sei jedoch angemerkt, dass bestimmte zerlegbare Doppel-Drehkondensatoren CVs mit Doppelplatten zu Differential CVs umgebaut werden können.

Die OM's, die diese Schaltung realisieren können, wählen aus den Datenblättern der Spulen diejenigen aus, die ausschließlich dem CV2 entsprechen.

Die beiden Platten eines Differential CV sind immer in Reihe geschaltet.

- In seinen beiden **Extrempositionen** hat der eine nur noch seine **Restkapazität** von wenigen pF.
Der gesamte Kondensator hat aufgrund des anderen, in Reihe geschalteten Kondensators eine noch geringere Kapazität!
Daher spielt bei der Berechnung des Parallel-Schwingkreises praktisch nur CV2 eine Rolle.
- Im Gegensatz dazu beträgt die Kapazität des Differential CV in seiner mittleren Position die Hälfte derjenigen eines Plattenpakets.
Auf CV2 liegt dann parallel ein **Viertel** der Kapazität eines Plattenpakets an, da CV3 und CV4 in Reihe an die Klemmen der Spule geschaltet sind.
Dies ist nicht mehr vernachlässigbar, wie zuvor. Daher erfordert die Einstellung der Levy-Abstimmung auf eine bestimmte Frequenz, **abwechselnd** auf die Regler von CV2 und CV3-CV4 **einzuwirken**.

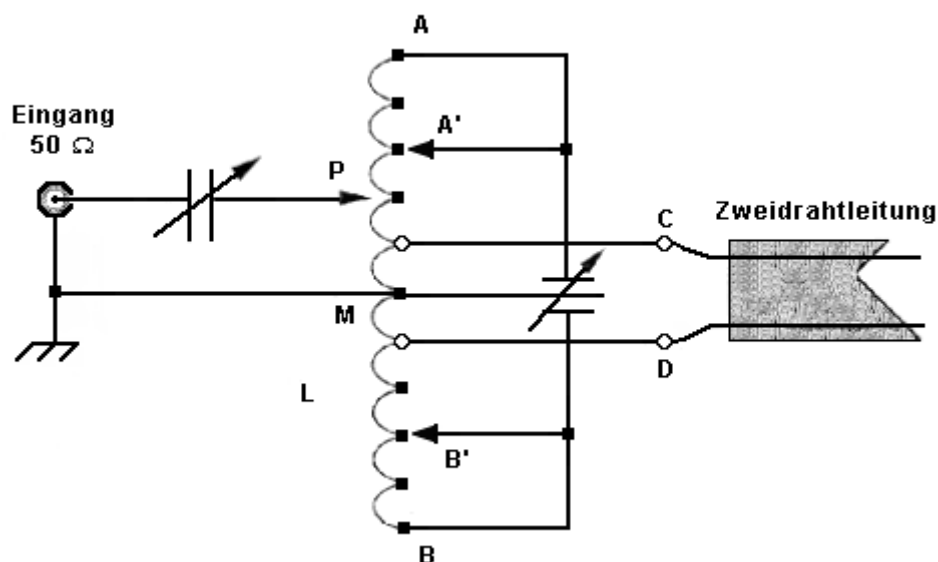


Abb. 4-09: Mac Coy 1966 Autotransformator-Version

d) Autotransformator-Version des Mac Coy, (Abb. 4-09)

Viele Funkamateure zögern, ihre Stationen mit einem Levy-Antennenkoppler auszustatten, da sie den Aufbau und vor allem die Feinabstimmung der Abstimmbox scheuen, der im Gegensatz zu einem Koppler ein **spezielles** Gerät ist.

Die Herstellung einer Wicklung mit zwei coaxialen Spulen kann sie zusätzlich zögern lassen.



Die **Autotransformator** Variante, bei der nur eine einzige Spule L gewickelt werden muss, ist die **einfachste** Schaltung zur Realisierung einer magnetischen Übertragungsbox.

Wie beim F3LG Koppler liegt der Mittelpunkt **M** der Spule L an Masse. CV1 muss von Masse isoliert sein, da er sich zwischen dem 50 Ω Eingang und **P** befindet.

Die Umschaltung ist ähnlich wie bei der Transformator-Version.

Typische Werte (Mac Coy Auto-Transformer)

Spule L: aus blankem Kupferdraht mit 4 mm² Querschnitt ($\varnothing = 2,25$ mm), mit einer Windungsabstand von 5 mm.

Ihre Induktivität hängt im Wesentlichen von der Kapazität von **CV2** ab. Die folgenden Tabellen geben die Anzahl der Windungen **n** in Abhängigkeit vom Spulendurchmesser an.

— Tabelle —

welche die Anzahl der Windungen **n** in Abhängigkeit von der Kapazität des **CV** angeben

bei einem Durchmesser von 60 mm

CV in pF	2 x 300	2 x 350	2 x 400	2 x 500
n	26	23	21	17

bei einem Durchmesser von 70 mm

CV in pF	2 x 300	2 x 350	2 x 400	2 x 500
n	21	19	17	14

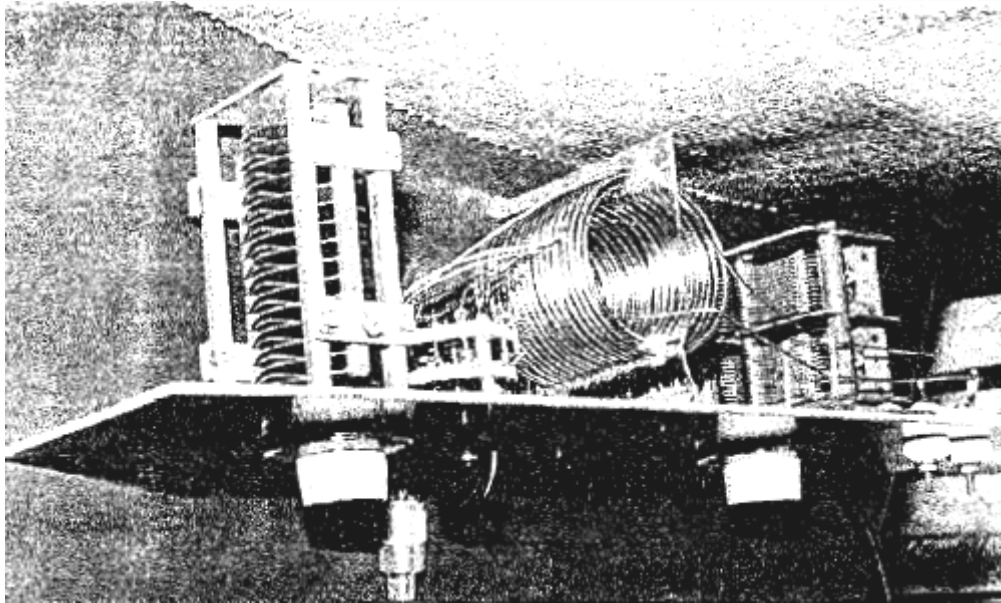
Umbau einer F3LG Abstimmbox mit austauschbaren Spulen in einen Mac-Coy Autotransformator.

- Im Gehäuse ist die „**Parallelschaltung**“ fest installiert, und CV1, der von der **Masse isoliert** ist, wird zwischen dem Eingang und der Buchse eingesteckt, an welcher der „Anschluss“ P der Spule angeschlossen ist.
- An jeder Spule muss die **Lötstelle von P** versuchsweise in Richtung der Mitte M der Spule **verschoben** werden, da die Anzahl der Windungen zwischen P und M geringer ist als die im aperiodischen Primärteil der F3LG Abstimmbox.
- Nach experimentellen Untersuchungen wurden an der Oberseite jeder Spule zwei Bananenbuchsen oder zwei Kabelschuhe angelötet, um die Zweidrahtleitung abzuzweigen (Punkte C und D).

e) Abstimmbox SA / 9HJ (1. Version) Abb. 4-10)

Es handelt sich um einen Transformator, bei dem die beiden Funktionen einer Abstimmbox (Unterdrückung der Reaktanz und Umwandlung des verbleibenden Widerstands in 50 Ω) im Primärkreis realisiert werden.

Die Sekundärseite, die durch die Antenne belastet wird, ist nicht abgestimmt, daher der Name, den ich dieser Schaltung gegeben habe (**SA = Secondaire Aperiodique oder aperiodische Sekundärseite**).



SA-9HJ „Gehäuse“ auf Frontplatte

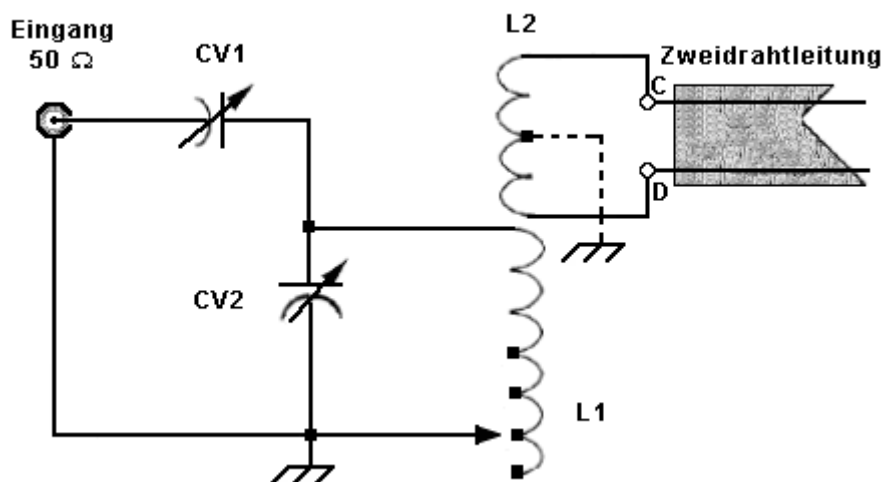


Abb. 4-10: SA/F9HJ-Abstimmbox (erste Version)

Der Aufbau ist einfach, da das Umschalten auf einem Band in **6 Richtungen** reduziert ist. Manchmal genügen 5.

In der ersten Version waren die beiden Spulen L1 und L2 koaxial angeordnet, wobei sich L2 innerhalb von L1 befand.

Um eine ausreichende magnetische Kopplung zwischen den beiden Spulen in den hohen Frequenzbändern zu gewährleisten, musste L2 auf Höhe des aktiven Teils von L1 verschoben werden, also des Teils, der mit CV1 verbunden ist.

Es ist einfacher, L1 und L2 auf derselben Achse auszurichten, und zwar gegenüber den Schaltpunkten von L1. Die beiden Spulen haben dann denselben Durchmesser.

Die Symmetrie des drahtgebundenen Teils der Levy-Schaltung wird dadurch erreicht, dass die **Mitte der Spule L2** auf Massepotential gebracht wird.

Es ist schwierig, typische Werte anzugeben, da sowohl CV1 als auch CV2 in den Schwingkreis eingreifen.

CV2 ist direkt mit den Anschlüssen des aktiven Teils von L1 verbunden. CV1 ist ebenfalls direkt verbunden, jedoch über den 50 Ω Innenwiderstand des Generators.



Hier sind einige typische Werte für L1 und L2 bei einem Durchmesser von 60 mm.

Sie sind nach steigender Kapazität von CV1 und CV2 geordnet.

Der Abstand zwischen den beiden Spulen beträgt 10 bis 15 mm.

— Tabelle —

mit typischen Werten für SA / 9HJ

CV1	CV2	L1	L2
250 pF	220 pF	16 Wdg.	12 Wdg.
275 pF	350 pF	13 Wdg.	9 Wdg.
300 pF	400 pF	12 Wdg.	8 Wdg.
350 pF	450 pF	11 Wdg.	7 Wdg.

f) SA / 9HJ-Abstimmbox (neue Version)

In dieser Schaltung (Abb. 4-11) ist CV2 ein Doppel-Drehkondensator, dessen Gehäuse und bewegliche Platten mit Masse verbunden sind, was der gesamten Anordnung eine sehr gute Symmetrie verleiht.

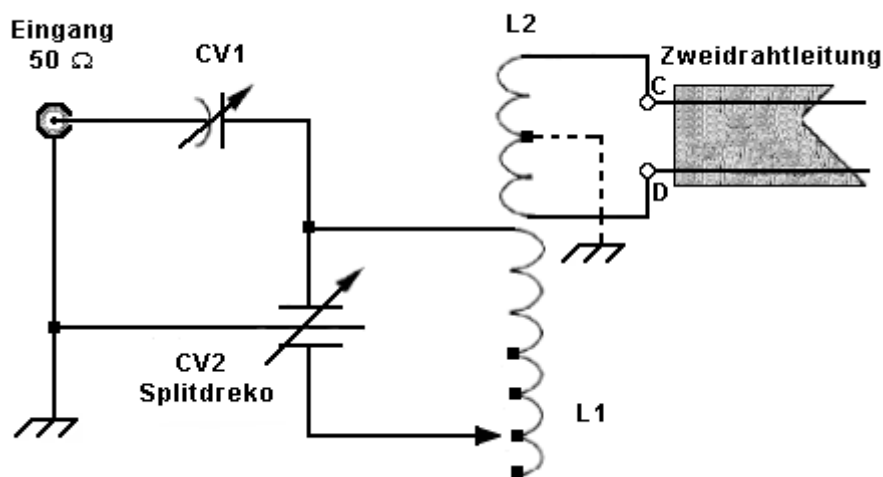


Abb. 4-11: Abstimmbox SA / F8HJ (neue Version)

Dieses Schema erinnert an das vorherige, und doch unterscheidet es sich deutlich davon.

Zur Veranschaulichung zeigt Abb. 4-12 ein elektrisches Äquivalent mit einer *umgekehrten* „ π + C“ Schaltung. Allerdings mit einem recht merkwürdigen „ π “, das seine Energie magnetisch über seine Spule L1 überträgt!

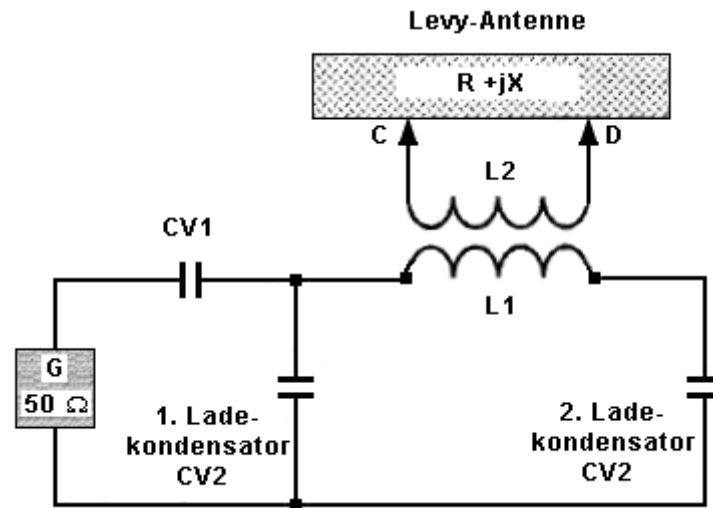


Abb. 4-12: Elektrisches Äquivalent

Die Einstellung erfolgt genauso wie bei der vorherigen Schaltung. Die Windungszahlen der beiden Spulen hängen ebenfalls von den beiden CVs ab, wobei die Kapazität von CV2 den Ausschlag gibt.

Hier sind die Eigenschaften einer bestehenden Station. Levy-Antenne, 2 x 20 m, gespeist durch eine 15 m lange Zweidrahtleitung. Die beiden Spulen sind coaxial angeordnet:

L1 14 Windungen aus 0,70-mm-Draht

L2 13 Windungen aus 0,60-mm-Draht

CV1 = 350 pF

CV2 = 2 x 270 pF



Kapitel 5

Bau der Levy-Antenne

Aufbau des Drahtabschnitts

1 Das Strahlungselement

a) Die Mitte des Dipols

Der Mittelpunkt des Dipols muss die symmetrische Zweidrahtleitung tragen. Daher ist dort ein Mast oder eine Stange erforderlich.

Bei einer metallischen Halterung (Mast) sollte der Mittelisolator etwa einen Meter entfernt angebracht werden, beispielsweise mithilfe eines Winkelprofils.

Es ist immer ratsam, Seilrollen und Fallseile zu verwenden, damit die Antenne abgesenkt werden kann, ohne klettern zu müssen.

Zwei Seilrollen reichen aus, eine am Ende des Auslegers, die andere in der Nähe seiner Befestigung am Mast.

Wähle einen Seildurchmesser, der verhindert, dass sich das Seil zwischen den Flanschen und der Seilscheibe der Seilrolle verklemmen kann.

Unter den Seilen bereitet ein geflochtenes Nylonseil die wenigsten Probleme.

Je nach klimatischen Bedingungen kann der Durchmesser der Kupferdrahtlitze zwischen 1,8 mm (Querschnitt 2,50 mm²) und 2,2 mm (Querschnitt 4 mm²) gewählt werden.

Der Einspeisepunkt in der Mitte der Litze stellt aufgrund der rechtwinkligen Biegung eine **Schwachstelle** dar. **Mehradrige Drähte** sind hier widerstandsfähiger.

Kabel mit einer Kunststoffisolierung der Typen HO7VVF, HO5 oder HO7VK, die für die Verkabelung von Schaltschränken verwendet werden, sind langfristig witterungsbeständig.

Der Einfluss einer Isolierung auf die Abstrahlung eines Leiters ist im Kurzwellenbereich praktisch vernachlässigbar.

Falls eine Zweidrahtleitung vorgesehen ist, empfiehlt es sich, für die Abschnitte ABC und DEF einen **durchgehenden Draht** zu verwenden, ohne diesen durchzutrennen. Eine Hälfte des Strahlerdrahts, gefolgt vom entsprechenden Draht der „Hühnerleiter“.

Der Mitte-Isolator

Die Verwendung eines Isolators in „Knochenform“ vereinfacht die Montage des Mittelstücks einer Levy-Antenne.

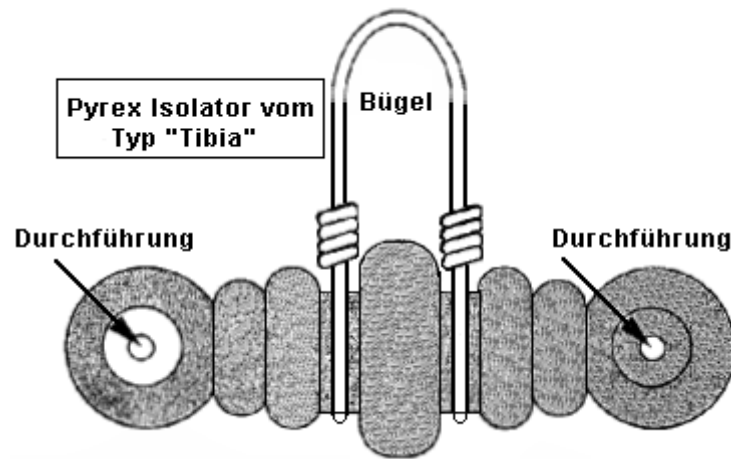
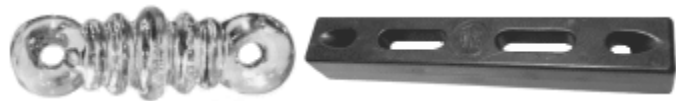


Abb. 5-01: Mitte-Isolator aus Glas

Die aus Pyrex-Glas (Abb. 5-01) sind immer schwerer zu finden. Sie werden durch ein Modell aus Kunststoff (Abb. 5-02) ersetzt, das ebenso geeignet und viel leichter ist.



Ein Bügel besteht aus einem **dickeren Draht** aus Messing, Bronze oder Kupfer und wird mithilfe der Rillen (Pyrex) oder der beiden Schlitze (Kunststoff) mittig auf dem Isolator befestigt.

Das von der äußeren Seilrolle kommende Fallseil wird in das umgekehrte „U“ oder umgekehrte „V“ am oberen Ende des Bügels geknotet.

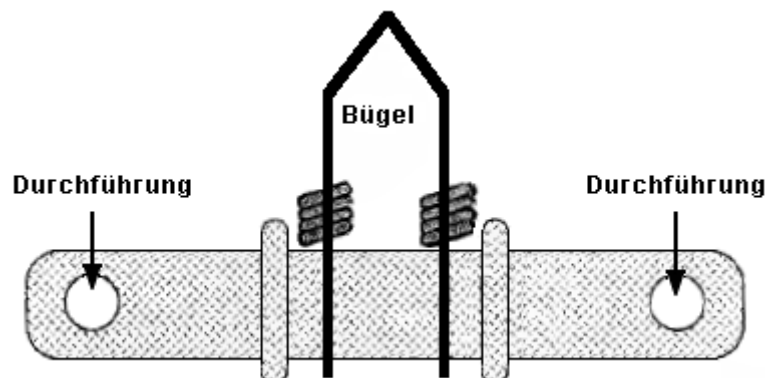


Abb. 5-02: Mitte-Isolator aus Kunststoff

Zwei Wicklungen (Spleiße) – ähnlich jenen, die PTT-Techniker an den „Knöpfen“ alter 600 Ω Leitungen anbrachten – fixieren den Draht beim Durchgang durch die Isolatoröffnung.

Für die Spleißung eignet sich ein grüner kunststoffummantelter Draht mit 1,15 mm Durchmesser, wie er im Gartenbau verwendet wird. Er wird in **entgegengesetzter** Richtung zum Antennendraht durch die Öffnung geführt und anschließend fest um diesen gewickelt (Abb. 5-03).

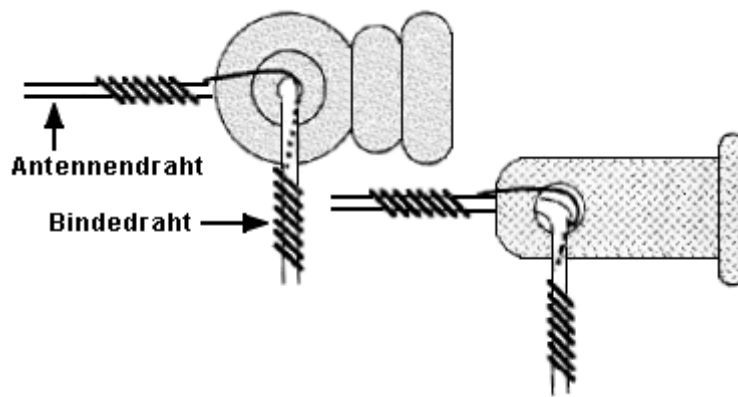


Abb. 5-03: Spleißung des Antennendrahtes am Mitte-Isolator

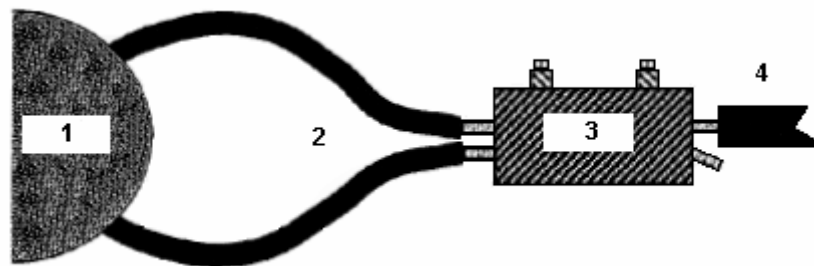


Abb. 5-04: Befestigung an einem Endisolator

b) Der Endisolator (Abb. 5-04)

Lötverbindungen an Antennendrahten sollten möglichst **vermieden** werden.

Im Laufe der Zeit – und trotz der ursprünglichen Schutzbeschichtung – bekommen diese Verbindungsstellen Risse und brechen auf. Schließlich zerfallen sie zu einem weißen Pulver, das mit dem Grünspan (Kupferoxid) vermischt ist.

Entferne zunächst die Kunststoffummantelung vom Ende des Antennendrahts (4), wobei genügend Länge für die Bildung der Schlaufe (2) verbleiben muss. Wähle dann eine Schraubklemme (3), deren Kunststoffgehäuse entfernt wurde. Der Bohrungsdurchmesser muss groß genug sein, um zwei Drahtstärken nebeneinander aufzunehmen.

Bevor die Schlaufe durch die Öffnung des Isolators (1) geführt wird, schiebe die Klemme auf den Draht und fixiere sie an der Stelle, an der die Kunststoffummantelung entfernt wurde.

Führe schließlich das abisolierte Drahtende parallel zu dem bereits abisolierten Abschnitt in die Schraubklemme ein und **verdreh** es um etwa 45°.

Durch das feste Anziehen der beiden Schrauben und das Auftragen einer Lackschicht zum Schutz vor Regen und Feuchtigkeit ist die Montage dieser Halterung abgeschlossen.

Wird für die Speiseleitung eine Zweidrahtleitung verwendet, wird die in Abbildung 5-04 dargestellte Montage an beiden Enden des Strahlungshalbelements installiert.

Am mittleren Isolator wird das abisolierte Ende der Doppelleitung – nach Durchführen durch den Isolator – in das Gehäuse der Schraubklemme eingeführt, bevor die beiden Schrauben festgezogen werden. Optional kann es am oberen Teil der Schleife befestigt werden.

Diese Montage verhindert Zugkräfte an dem Strahlerelement aus Litze.

Wenn die Endmasten aus Metall sind, sollte zwischen der direkt am Mast befestigten Seilrolle und dem Isolator ein Abstand von 20 cm eingehalten werden.

Funkamateure, die gerne selbst bauen, können einen dreieckigen Mittelisolator aus dickem Plexiglas anfertigen. Oder man verklebt mehrere Schichten von dünnem Plexiglas mit Trichlorethylen. Dabei wird nahe jeder Ecke des Dreiecks ein Loch gebohrt. Die obere Bohrung dient der Aufhängung, während die Löcher an der Basis zur Befestigung der beiden Antennenhälften vorgesehen sind.

Die Endisolatoren können auch die Form eines länglichen Rechtecks haben.

Bei diesen Konstruktionen besteht die einzige Vorsichtsmaßnahme darin, die Kanten der Löcher auf beiden Seiten abzuschrägen, damit der Draht nicht durch die scharfe Kante des Plexiglases beschädigt wird.

2 Die Zweidrahtleitung

Wenn der Abstand zwischen den beiden Löchern des Mitte-Isolators nur geringfügig von dem vorgesehenen Abstand zwischen den Achsen der beiden Drähte abweicht, wird dieser als Abstand D zwischen den Achsen der beiden Drähte übernommen.

Die Abstandhalter können aus Plexiglas oder aus PVC Rohren mit geringem Durchmesser hergestellt werden, wie sie im Gartenbau zur Errichtung kleiner Folientunnel verwendet werden.

a) Abstandhalter aus Plexiglas (Abb. 5-05)

Aus einer 3 oder 4 mm dicken Plexiglasplatte werden Rechtecke mit einer Breite von ca. 15 mm ausgeschnitten. Ihre Länge beträgt D , zu der 20 mm addiert werden, sodass der Mittelpunkt jedes der beiden Löcher 10 mm von den Enden entfernt ist.

Diese beiden Löcher werden entlang der Längsachse des Streifens mit einem 3-mm Bohrer gebohrt.

Der Abstand zwischen zwei Abstandhaltern kann zwischen 70 cm (2,50 mm²-Draht) und 90 cm (4 mm²-Draht) variieren. Dies hängt auch von den Windverhältnissen ab. Es ist ratsam, so **wenige** Abstandhalter **wie möglich** zu verwenden.

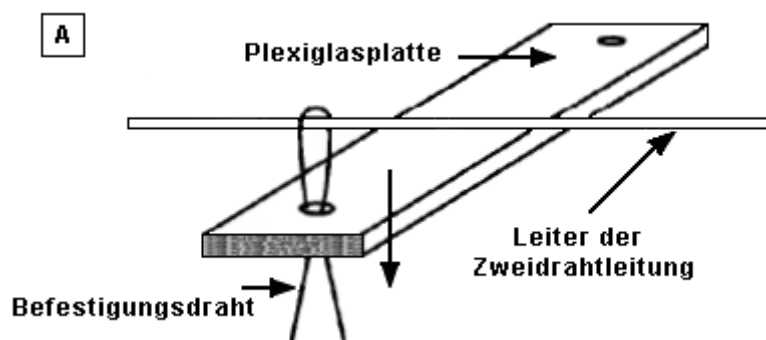


Abb. 5-05a: Montage der Abstandshalter einer Zweidrahtleitung

Um die beiden Leiterdrähte zu befestigen, fertige „haarnadelförmige“ Klemmen aus dem bereits erwähnten, grün kunststoffummantelten Gartendraht an. Der Draht der Zweidrahtleitung wird dabei durch den oberen Teil der Haarnadel geführt (**Zeichnung A**).

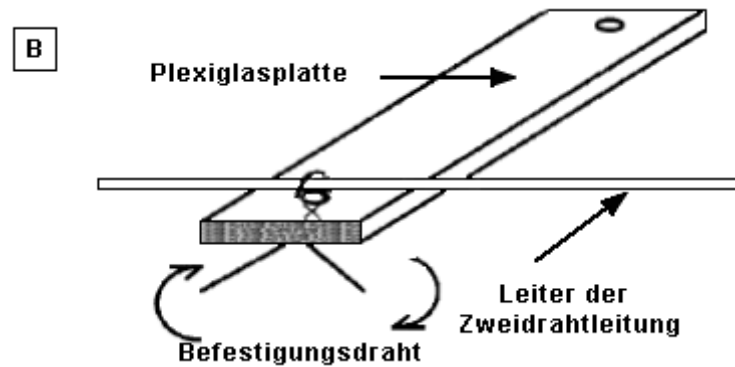


Abb. 5-05b: Montage der Abstandshalter einer Zweidrahtleitung

Die beiden Enden der Haarnadel werden nach unten gezogen und miteinander verdreht, während sie die gesamte Materialstärke des Plexiglasses durchdringen (**Zeichnung B**).

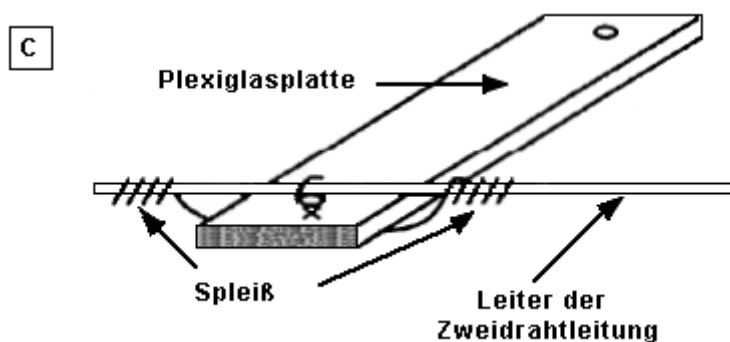


Abb. 5-05c: Montage der Abstandshalter einer Zweidrahtleitung

Diese Befestigung ist robust und gewährleistet, dass die Abstandshalter in einer Ebene **parallel** zu den beiden Leiterdrähten verlaufen.

Da eine Leiter üblicherweise senkrecht oder schräg steht, sind auf diese Weise montierte Abstandshalter niemals waagrecht – im Gegensatz zu Treppenstufen.

Folglich können sie keine nennenswerten Schneemengen auffangen.

b) Abstandshalter aus PVC-Rohr (Abb. 5-06)

PVC-Rohre mit geringem Durchmesser sind in den meisten Gartencenter erhältlich. Diese Rohre werden in Stücke geschnitten, deren Länge jeweils der Breite der Hühnerleiter zuzüglich 30 mm entspricht. Dies ist erforderlich, da bei der Montage, der Leiterdraht durch das Rohr geführt wird.

Dazu werden zwei Löcher mit einem Durchmesser, der dem des Leiterdrahtes entspricht oder diesen ganz leicht übersteigt parallel zueinander und 15 mm von den Enden der Sprosse entfernt gebohrt. Vorzugsweise sollte Kunststoff ummantelter Draht genommen werden.

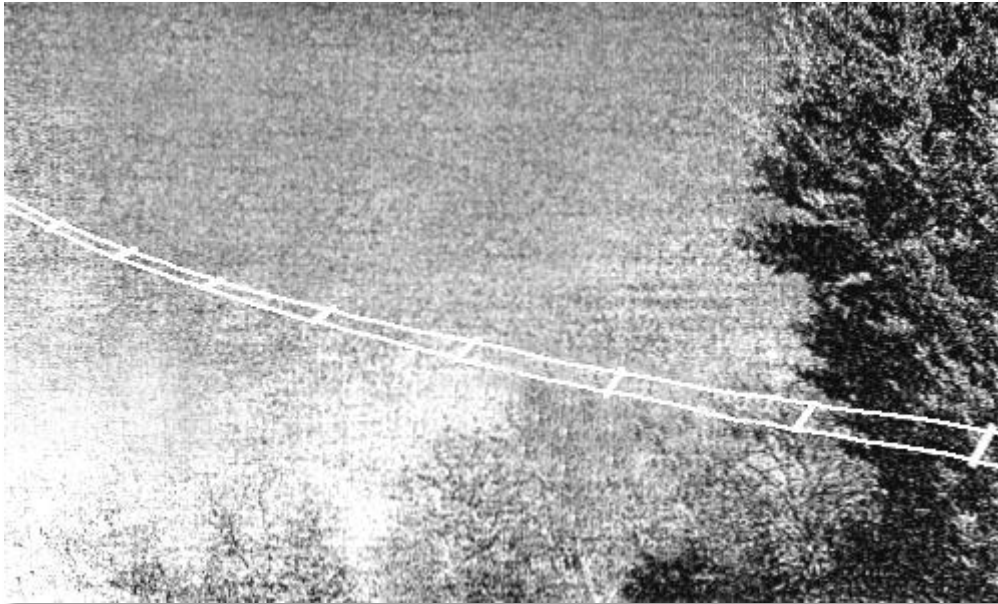
Um diese PVC-Abschnitte mühelos zuschneiden und bohren zu können, empfiehlt es sich, eine Bohrhilfe anzufertigen. Diese besteht aus drei Holzleisten, die U-förmig zusammengefügt und so dimensioniert sind, dass das PVC Rohr exakt hineinpasst.

Diese Bohrhilfe, die über einen Anschlag verfügt, um die korrekte Positionierung der Sprosse sicherzustellen, wird anschließend fest und präzise auf der Arbeitsplattform einer Tischbohrmaschine befestigt.

Nachdem das erste Loch gebohrt ist, wird das PVC-Stück um eine halbe Umdrehung gedreht.

Anschließend setzt man das Schaftende eines Bohrers mit demselben Durchmesser in das bereits gebohrte Loch ein. Mithilfe dieses Bohrers, der exakt senkrecht gehalten wird, lässt sich auch das zweite Loch problemlos und im perfekten rechten Winkel bohren.

Sobald alle Rohrstücke mit ihren vier Löchern versehen sind, steckt man in jedes Ende einen Papierstopfen 3 bis 4 cm tief ein. Achte darauf, dass der Stopfen deutlich unterhalb der beiden gegenüberliegenden Löcher sitzt.



Zweidrahtleitung mit Abstandhaltern aus PVC-Rohr

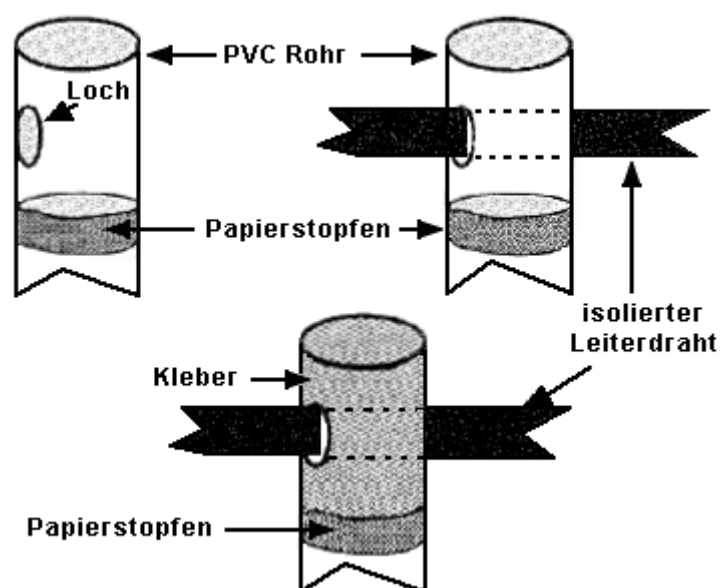


Abb. 5-06: PVC-Rohr Abstandshalter (Spreizer)

Anbringen und Fixieren der PVC-Abstandshalter an den Drähten

Die beiden Drähte der Zweidrahtleitung werden straff gespannt, parallel zueinander ausgerichtet und über ihre gesamte Länge hinweg im vorgeschriebenen Abstand gehalten. Zu ihrer Fixierung können an beiden Enden zwei Stühle verwendet werden, die jeweils mit einem oder zwei Betonsteinen beschwert sind. Die Befestigung der beiden Drähte erfolgt mittels eines einfachen Knotens, der um die Oberkante der Stuhllehnen geschlungen wird.



Diese Anordnung ermöglicht es, die Plexiglas Abstandshalter mühelos zu positionieren, oder die PVC Abstandshalter von einem Ende der Leiter her aufzufädeln. Anschließend werden die beiden Knoten erneut geknüpft und die Abstandshalter gleichmäßig über die gesamte Länge verteilt.

Die Verwendung einer Holzschablone, deren Länge dem vorgesehenen Abstand zwischen zwei aufeinanderfolgenden Spreizern entspricht, spart viel Zeit.

Bei der Verwendung von PVC-Rohrstücken werden die beiden Knoten an den Enden eines einzelnen Drahtes gelöst. Die Leiterkonstruktion wird dann um eine Vierteldrehung nach unten gedreht, sodass ihre Abstandshalter senkrecht hängen und nur noch vom gespannten Draht gehalten werden.

Am oberen Ende jedes Abstandshalters wird der Raum zwischen der Oberkante und dem Papierstopfen, durch den der gespannte Leiterdraht verläuft, mit **Heißkleber ausgefüllt**.

Diese Klebemethode ist in den allermeisten Fällen ausreichend.

Sollte diese Hühnerleiter jedoch häufig starkem Wind ausgesetzt sein, kann vor dem Ausfüllen des Hohlraums ein kleiner, weißer Kabelbinder aus Kunststoff mit Verzahnung um den Draht im **Inneren des Rohrs** angebracht werden. Er wird dann in die Klebstoffmasse eingebettet.

Dieser Kabelbinder wird **fest angezogen**, um die Kunststoffisolierung des Leiterdrahts **leicht zusammenzudrücken**. Anschließend wird das überstehende Ende des Kabelbinders abgeschnitten, woraufhin der Hohlraum ausgefüllt werden kann.

Falls keine Klebepistole zur Verfügung steht, stellt man eine relativ flüssige Paste her, indem man Epoxidharzreste in Trichlorethylen auflöst.

Die Mischung so lange rühren, bis die kleinen Epoxidharzstücke nicht mehr sichtbar sind. So erhält man eine **flüssige Paste**, die als Heißkleberersatz dient.

Es ist wichtig, alle am selben Draht hängenden Abstandshalter **vollständig trocknen** zu lassen, bevor die „Hühnerleiter“ um 180 Grad gedreht wird, um das andere Ende der Abstandshalter mit dem zweiten Draht der Hühnerleiter zu verkleben, der anschließend gespannt wird.

Diese Arbeiten müssen im Freien durchgeführt werden, da Trichlorethylen für die menschlichen Atemwege giftig ist!

c) Verlegung der Zweidrahtleitung – „Hühnerleiter“

Freihängende Hühnerleiter, die unter der Dachkante endet

Vom Isolator in der Mitte des Dipols bis zu dem Punkt, an dem sie das Haus erreicht, hängt die Zweidrahtleitung frei in der Luft und ist dem Wind und der Witterung ausgesetzt.

Die in Abb. 5-07 dargestellte Konstruktion, auf der die Zweidrahtleitung (1) im **Profil** abgebildet ist, ermöglicht es, die Windlast auf jedem der beiden Drähte durch eine Feder (4) aufzufangen.

Der Dachüberstand wird durch eine dicke, rechteckige Platte (6) aus Spanplatte, Holzleisten oder Sperrholz verstärkt. In diese Platte sind zwei Metallwinkel (5) geschraubt. Diese sind an ihren Enden durchbohrt und dienen als Befestigungspunkte für die Federn (4). Ihr Abstand zueinander entspricht der Breite der Abstandshalter der Hühnerleiter.

An jedem Draht der Hühnerleiter (1) ist mittels Spleißer (2) ein Isolator (3) – in diesem Fall ein „Isoliererei“ – befestigt. Durch diese Anordnung wird sichergestellt, dass die Leitung unter Spannung gehalten wird.

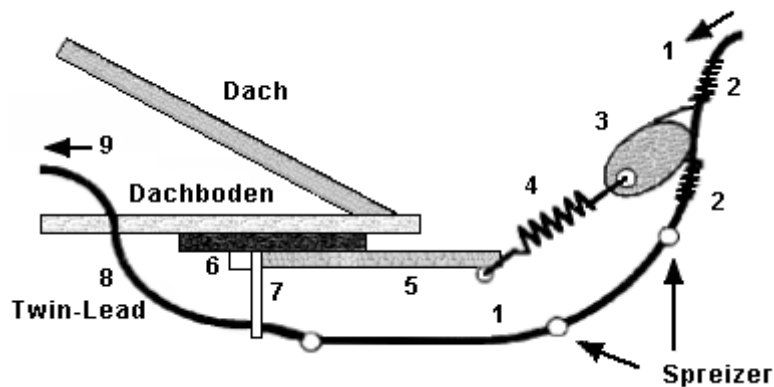
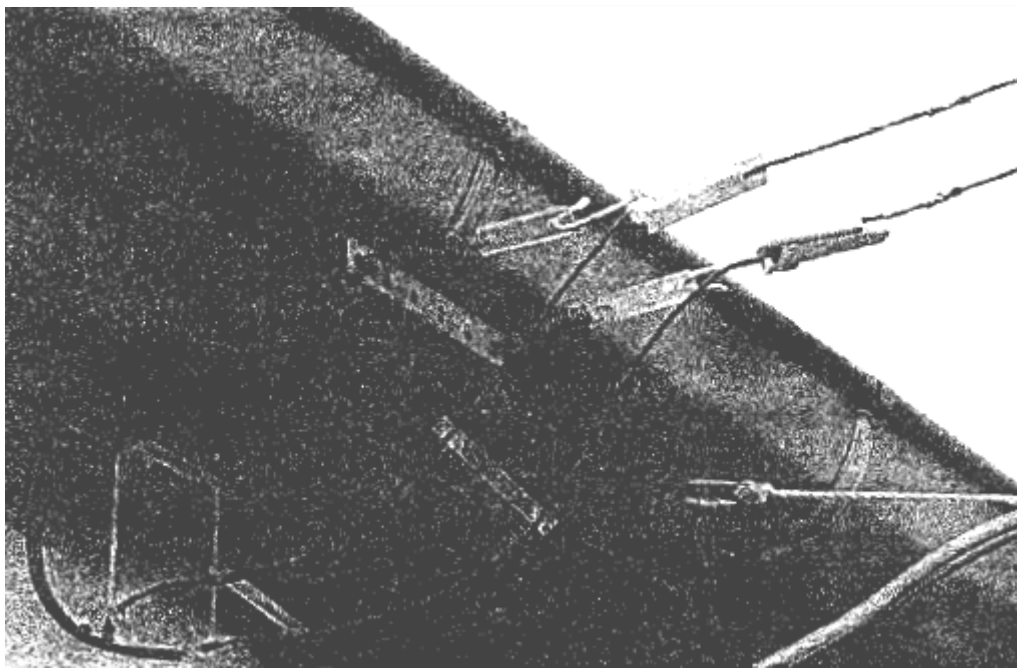


Abb. 5-07: Verlauf der Hühnerleiter unterhalb des Dachüberstands



Befestigung unterhalb der Dachtraufe

Dieser Isolator kann durch eine dicke, rechteckige Plexiglasscheibe mit drei in einer Reihe angeordneten Bohrungen entlang ihrer Längsachse ersetzt werden:

- Eines, nahe dem Ende, ist für den Haken der Feder vorgesehen.
- Die beiden anderen, im Abstand zueinander angeordneten Bohrungen dienen zur Befestigung des Drahtes. Der Draht – beispielsweise von unten durch das Plexiglas geführt – wird durch die erste Bohrung geleitet, verläuft an der Unterseite entlang zur nächsten Bohrung und tritt wieder auf der Unterseite der Isolierung aus.

Camper werden das Prinzip der Zeltseilspanner wiedererkennen.

Ein Plexiglasrechteck (7) mit einer Dicke von 4 mm und einer Länge von etwa 10 cm ist vertikal angeordnet und mit einer Leiste an (6) am Ende des Winkelprofils auf der Gebäudeseite befestigt.

Seine Breite entspricht der Breite der Hühnerleiter zuzüglich 4 cm. Zwei horizontal ausgerichtete Bohrungen ermöglichen es, die beiden Drähte der Leiter durch das Rechteck zu führen. Sie können dabei mittels Spleißen, Kunststoff Kabelbindern oder Klebstoff fixiert werden.

Da die Verlegung einer Hühnerleiter im Hausinneren mitunter umständlich sein kann, könnte man die Zweidrahtleitung in Form eines Twin-Lead Kabels weiterführen. Konkret etwa an Punkt (8) im Außenbereich und geschützt unter dem Dachvorsprung, sowie an Punkt (9), im Dachbodenbereich.



Die beiden Lötstellen an der Verbindung zwischen Leiter und Twin-Lead werden unmittelbar nach der Durchführung von (7) an der Wandseite hergestellt und anschließend mit einem Schutzlack überzogen.

Verlegung der Hühnerleiter am Zentralmast

Diese Konstruktion ist in den USA weit verbreitet. Mehrere Holzlatten aus dickem, feuchtigkeitsbeständigem Holz werden in regelmäßigen Abständen horizontal entlang des Mastes angebracht.

Sie ragen 40 bis 50 cm über den Mast hinaus, wenn dieser aus Metall besteht, um die Zweidrahtleitung in ausreichendem Abstand verlaufen zu lassen.

Zwei Isolatoren vom Typ „Rolle“ aus Porzellan oder Kunststoff, wie sie in elektrischen Weidezäunen verwendet werden, sind horizontal in die Holzslatten eingeschraubt, wobei der Abstand zwischen ihnen der Breite der Zweidrahtleitung entspricht.

Diese Isolatoren tragen die beiden Drähte der Speiseleitung, unter Verwendung von Verbindungsstücken, ähnlich wie in Abb. 5-03.

Je nach dem gewählten Abstand zwischen den Isolatorhaltern lässt sich die Anzahl der für die Hühnerleiter erforderlichen Abstandshalter erheblich reduzieren.

Dieser vertikale Leitungsverlauf kann in einer Höhe von 2,50 Metern über dem Erdboden enden, um eine mögliche Behinderung der Bewegungsfreiheit rund um den Mast zu vermeiden. Die Leitung ist an eine Blitzschutzeinrichtung anzuschließen, bevor sie – je nach der räumlichen Lage der Station (QRA) – horizontal oder diagonal weitergeführt wird.

Blitzschutzvorrichtung

In eine der parallelen Seiten eines **U**-förmigen Metallprofils werden zwei Bohrungen eingebracht – mit einem Durchmesser, der ausreicht, um das Gewinde einer Kfz Zündkerze hindurchzuführen. Ihre Mittelachsen sind dabei in einem Abstand zueinander angeordnet, der dem Leiterabstand **D** der Hühnerleiter entspricht. Die andere parallele Seite dient der Befestigung dieser Metallbaugruppe. An einer der Befestigungsschrauben wird die von einem Erdungsstab kommende Erdungsleitung mittels eines großen Kabelschuhs festgeklemmt.

Da Bohrer mit großem Durchmesser nicht überall leicht erhältlich sind, werden stattdessen mehrere kleine Bohrungen in kreisförmiger Anordnung gesetzt, woraufhin die verbleibende Materialscheibe in der Mitte herausgestanzt wird.

Die Zündkerze wird mittels einer Punktschweißung in ihrem Gehäuse fixiert – es sei denn, der Funkamateur hat zufällig einen erfahrenen Feinmechaniker in seinem Freundeskreis, der in der Lage ist, eine passende Spezialmutter anzufertigen.

Der Mittelsteg des U-Profils weist nach oben, um die Elektroden vor Regen zu schützen. Die Zündkerzen werden horizontal montiert, wobei ihre Anschlüsse mit der vom Strahlerelement kommenden Hühnerleiter verbunden werden. Von diesem Punkt aus wird die Hühnerleiter dann weiter in Richtung des Funkraums (Shack bzw. QRA) geführt.

Der Elektrodenabstand einer neuen Zündkerze beträgt typischerweise 0,6 mm. Dieser Abstand wird auf 0,2 mm reduziert, bzw. auf 0,3 mm, falls eine PA eingesetzt wird.

Ein ausreichend langes „U“ reicht aus, um den Schutz zu gewährleisten. Bei Platzmangel wird die Baugruppe in ein wasserdichtes Kunststoffgehäuse für elektrische Anwendungen untergebracht, aus dem nur die Enden der Zündkerzen herausragen.

Herstellen der Spulen

Zur Veranschaulichung einzelner Bauabschnitte, bitte mal die **Fotos im Anhang** ab S. 133 mit einbeziehen.

1 eine einzelne Spule

Die Herstellung einer Spule sowie der Einbau in ein Metall- oder Kunststoffgehäuse wird durch die Anwendung der „**Technik der mittigen Trennwand**“ vereinfacht.

Diese Technik ermöglicht zudem das Experimentieren mit einer **beweglichen** – und **nicht verklebten** – Spule, die zusammen mit ihrer Halterung entfernt werden kann, um die Windungszahl anzupassen. Zum Beispiel durch Entfernen von Windungen.

Dies ist mit der herkömmlichen Montagemethode mit drei oder vier Stützleisten nicht möglich.

Ein rechteckiges Stück Plexiglas mit 3 mm Dicke wird an einer Holzleiste oder einem quadratischen Stück Plexiglas befestigt (Abb. 5-08). Als Leiste kann ein 8 x 8 mm großes Stück eines Schullineals verwendet werden.

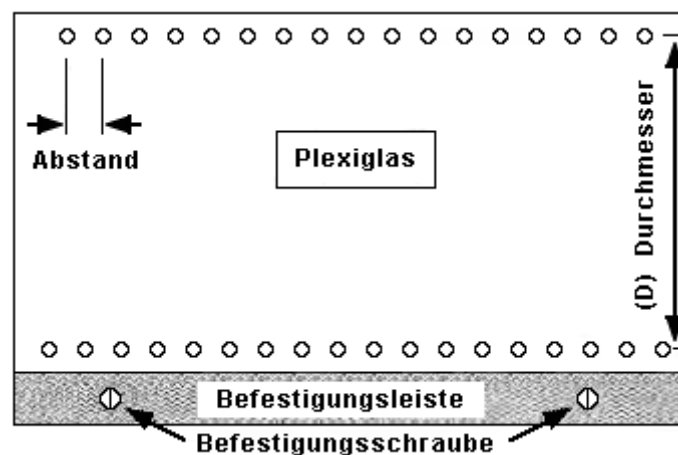


Abb. 5-08: mittlere Trennwand

Diese Befestigungsleiste wird so gebohrt, dass sie zwei 3 mm Schrauben aufnehmen kann – je nach Größe der Wicklung –, die durch das Plexiglas geführt werden. Deren Köpfe sind in der Zeichnung dargestellt.

Nach einer Drehung der Leiste um 90° werden zwei weitere Löcher gebohrt, um die Baugruppe am Gehäuse zu befestigen. Wähle zwischen diesen Löchern einen Abstand, der sich von dem Abstand des vorherigen Lochpaares **unterscheidet**.

Bohre zu diesem Zeitpunkt noch nicht die Durchgangsbohrungen für die Spulenwindungen, die gemäß den beiden in der Abbildung sichtbaren horizontalen Reihen angeordnet sind.

a) Herstellung der Spule

Für den Aufbau der Luftspule wird ein blanker Kupferdraht mit einem Querschnitt von 4 mm^2 , ca. 2,3 mm Durchmesser, empfohlen. Der einzige Grund für die Verwendung eines so dicken Drahtes ist die Gewährleistung einer **guten mechanischen Stabilität** während der Versuche und beim Verkleben.

Obwohl HF-Strom nur an der Oberfläche des Leiters fließt und mit steigender Frequenz immer weniger tief eindringt, ist ein solcher Draht im Verhältnis zum tatsächlich durchfließenden Strom deutlich überdimensioniert.

Im Kurzwellenbereich erscheint mir die Verwendung eines teuren versilberten Drahtes nicht gerechtfertigt.

- Wähle einen Dorn – ein Rohr aus Metall, Kunststoff oder dicker Pappe – mit einem Durchmesser, der etwas kleiner ist als der gewünschte Durchmesser der Spule. Bei einem Durchmesser von 50 mm und



einem Drahtquerschnitt von 4 mm² ist mit einer Durchmesserzunahme von bis zu 15 % zu rechnen, sobald die Spule vom Dorn gelöst wird.

- Berechne die ungefähr benötigte Drahtlänge **L** und gib zwei zusätzliche Windungen hinzu, um die Ausdehnung der Spule beim Lösen auszugleichen.
- Drahtlänge **L** = 3,14 x Durchmesser x Anzahl der Windungen
- Spanne ein Ende des Drahtes fest in einen Schraubstock ein oder befestige ihn sicher an einer zugfesten Unterlage.
- Schneide mit einem Cutter oder einem scharfen Messer die Schutzhülle vom Draht auf und ziehe sie ab.
- Führe das Werkzeug vom Befestigungspunkt aus entlang des Drahtes und halte die Klinge dabei möglichst waagrecht.
- Der Draht wird durch kräftiges Ziehen am freien Ende gestreckt. Durch diesen Zug wird er **verlängert**, sofern die Kraft ausreicht.
- Bohre 2 cm vom Rohrende entfernt ein Loch mit einem Durchmesser, der dem des Drahtes entspricht oder etwas größer ist, und **führe den Draht etwa 1 cm** weit hinein.
- Biege das Drahtende im Rohr mit einer Spitzzange zu einem Haken und drücke diesen anschließend flach. Der Haken verhindert, dass der Draht herausrutscht.
- Halte das Rohr mit beiden Händen fest. Ziehe so stark wie möglich daran und **wickele** den Draht in eng aneinander liegenden Windungen auf.
- Sobald die gewünschte Anzahl an Windungen gewickelt ist, bohre ein Loch neben der letzten Windung. Führe diesen Bohrvorgang mit nur einer Hand durch, da die andere Hand die Wicklung während des gesamten Vorgangs straff halten muss.
- Der Draht wird abgeschnitten, wobei ein Längenüberschuss verbleibt, der das Einführen in das Rohr und die Anfertigung eines Hakens ermöglicht, wie am anderen Ende der Wicklung. *Der OM hat endlich wieder beide Hände frei!*
- Die Spule wird nun einer seitlichen Kaltverfestigung unterzogen. Auf der Werkbank liegend, wird der von der Spule gebildete Zylinder **vorsichtig** gehämmert.
- Ein schmaler Holzstreifen, der zwischen Daumen und Zeigefinger gehalten wird, schützt die Windungen vor dem direkten Kontakt mit dem Kopfeisen des Hammers. Die übrigen Finger der Hand fixieren die Spulenwicklungen und **rollen sie langsam** weiter, sodass die gesamte Zylinderoberfläche gehämmert wird.
- Schließlich wird die Spule mit zwei Schnitten eines Drahtschneiders von ihrem Dorn gelöst. Dabei wird **bündig am Rohr** entlang geschnitten, unmittelbar oberhalb der Haken. In genau diesem Moment entspannt sich die Spule und weitet sich im Durchmesser.

b) Bohren der Mittelwand und „Einschrauben“ der Spule

- Der **Innendurchmesser** der Spule wird mit einem Messschieber **genau** gemessen.

Zu diesem Durchmesser **addiert** man den Drahtdurchmesser, um **D**, den **mittleren Durchmesser** zu erhalten. Den muss man **genau kennen**, um die Bohrung ausführen zu können.

Es ist ratsam, zu diesem Zeitpunkt den Innendurchmesser noch einmal zu überprüfen, da alles andere davon abhängt.

Es wird keinerlei Schwierigkeiten bereiten, die Spule „einzuschrauben“ und sie symmetrisch auf beiden Seiten der Trennwand zu verteilen, **sofern der Wert von D (Ø) korrekt** ist.

Beispiel für die Berechnung von D (Ø)

gemessener Innendurchmesser = 63,7 mm

Drahtdurchmesser = 2,25 mm (Querschnitt 4 mm²)

D (Ø) = 63,70 + 2,25 = 65,95 mm, gerundet auf 66 mm

- Markiere oberhalb der Befestigungsleiste für das Plexiglas Rechteck zwei parallele Linien im Abstand D (Ø), indem die Oberfläche mit einer Reißnadel angeritzt wird.
- Markiere entlang dieser Linien die Mittelpunkte für die zu bohrenden Löcher. Beginne dabei mit der Linie, die das zusätzliche Loch aufweist (die untere Linie in Abbildung 5-08).
- Der Abstand zwischen der vertikalen Kante des Plexiglas-Rechtecks und der Mitte des ersten Lochs darf 8 mm nicht überschreiten.

Es ist zu beachten:

- Die oberste Reihe weist **ein Loch weniger** auf. Die Gesamtzahl der Löcher in dieser Reihe entspricht der Anzahl der Windungen der Induktionsspule.
- Die Löcher in den beiden Reihen sind **versetzt angeordnet**.
- In den Tabellen mit den Windungszahlen beträgt die Teilung (der Abstand **zwischen den Mittelpunkten** zweier aufeinanderfolgender Löcher, **nicht der Abstand zwischen zwei benachbarten Windungen**) oft 5 mm.
- Man kann dann mit Klebeband am Rand einen dünnen Streifen aus kariertem Papier mit 5-mm Karos auf das Plexiglasrechteck kleben. Dadurch entfällt das manuelle Anzeichnen oder Stanzen.
- Sämtliche Löcher werden anschließend mit einem 3 mm Bohrer gebohrt. Das gilt für Draht mit einem Querschnitt von 4 mm². Für Draht mit einem Querschnitt von 2,50 mm² genügt ein 2,5 mm Bohrer.
- Der Anfang der ersten Windung wird sauber – **exakt senkrecht zur Achse** – abgeschnitten und dann an der Unterseite des Rechtecks angesetzt. Diese erste Windung wird von den benachbarten Windungen weggezogen, sodass ihr Ende durch das erste untere Loch passt.
- Sie wird eine halbe Umdrehung eingeschraubt und so geführt, dass sie durch das erste obere Loch passt.
- Anschließend wird die Spule einfach weiter in die Platte geschraubt. Das Ende muss nicht mehr geführt werden, da es sich von selbst perfekt mit dem entsprechenden Loch ausrichtet.
- In diesem Stadium kann mit der Feinabstimmung begonnen werden. Bei Bedarf lässt sich die Spirale ein Stück weit zurückdrehen, um die Anzahl der Windungen zu verringern.

c) Einbau der Spule in die mittlere Trennwand

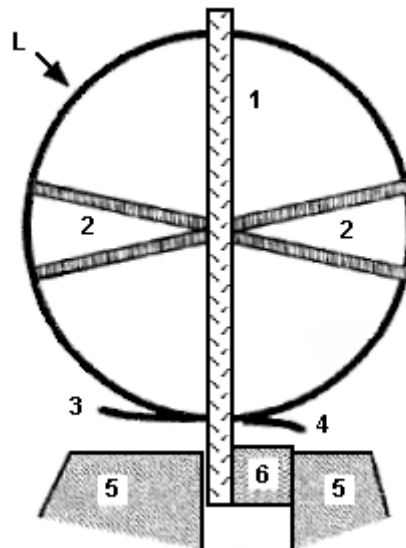


Abb. 5-09: Trocknen der Spulenwicklung

Eine gut gefertigte Spule muss symmetrisch auf beiden Seiten der Trennwand verteilt sein und diese Position während des Trocknens des Klebstoffs beibehalten. (Abb. 5-09).

Dazu schneidet man aus dickem Karton zwei Rechtecke mit folgenden Abmessungen zu:

- die Länge der Spule,
- den Durchmesser der Spule,

Jedes Rechteck wird entlang seiner großen Mittellinie – das ist die, die der Wicklungsachse L entspricht – geschlitzt, jedoch nicht durchtrennt. Und anschließend in die dem Schlitz entgegengesetzte Richtung gefaltet.

Jedes Rechteck bildet nun eine V-Form (2), die, wie in der Zeichnung dargestellt, so angeordnet ist, dass sie beiderseits der Trennwand (1) zwei gleichmäßige Druckpunkte erzeugt.

Die Zahlen (3) und (4) bezeichnen die Enden der Wicklung, die zum späteren Löten gerade gebogen wurden.

Man erkennt die Leiste (6), die vorläufig geklebt ist. Sie wird nach Abschluss der Trocknung verschraubt.

Die Backen des Schraubstocks sind mit (5) gekennzeichnet.

d) Befestigen der Spule an der mittleren Trennwand

Man beginnt mit den Löchern auf der Seite, die der Leiste gegenüberliegen. Mit Hilfe eines pyramidenförmig zugeschnittenen Streichholzstücks wird der Kleber in jedes Loch aufgetragen, sodass er das Kupfer auf beiden Seiten der Trennwand umschließt.

Die Spirale neigt dazu, sich an einer Kante des Lochs abzustützen. Man muss sie daher mehrmals anheben und wieder zurückgleiten lassen, damit der Kleber an dieser Stelle auf natürliche Weise verläuft.

Um ein Überlaufen des Klebstoffs zu verhindern, achte sorgfältig darauf, die aufgetragene Menge genau auf das Maß zu beschränken, das erforderlich ist, um das Loch auf beiden Seiten der Trennwand auszufüllen.

Welcher Klebstoff soll verwendet werden?

- Araldit – Verwende im Winter die schnellhärtende und im Sommer die normalhärtende Variante.
- Eine Lösung aus Plexiglasresten in Trichlorethylen (wie bereits erwähnt).

- Jeder andere Klebstoff – vorausgesetzt, man hat zuvor im Bereich der Klebestelle umfangreiche Zugfestigkeits- und Hitzebeständigkeitstests durchgeführt. Man muss auch an die Lötarbeiten denken, die in dieser Gegend ausgeführt werden!

Wichtig:

Warte, bis die erste Lochreihe **vollständig getrocknet** ist, bevor man die Baugruppe um 180° dreht und in einen Schraubstock einspannt, um die Spulen in die Löcher der zweiten Reihe einzukleben.

2 zwei koaxiale Spulen

Magnetische Übertragungseinheiten mit Transformator verwenden meist zwei koaxiale Spulen.

Die Primärspule (L2) hat nur wenige Windungen, aber einen großen Durchmesser. Sie befindet sich in der Mitte der Wicklung, über der Sekundärspule (L1), die deutlich länger ist.

Die Messverfahren zur Bestimmung von D ($\varnothing$), ebenso wie die Verfahren zum Anzeichnen und Bohren, sind identisch mit jenen, die für eine einzelne Spule angewendet werden.

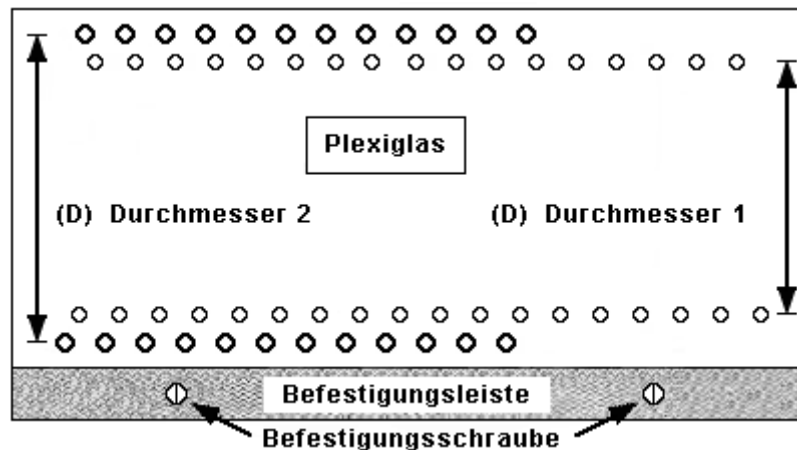
a) Bohren der Trennwand

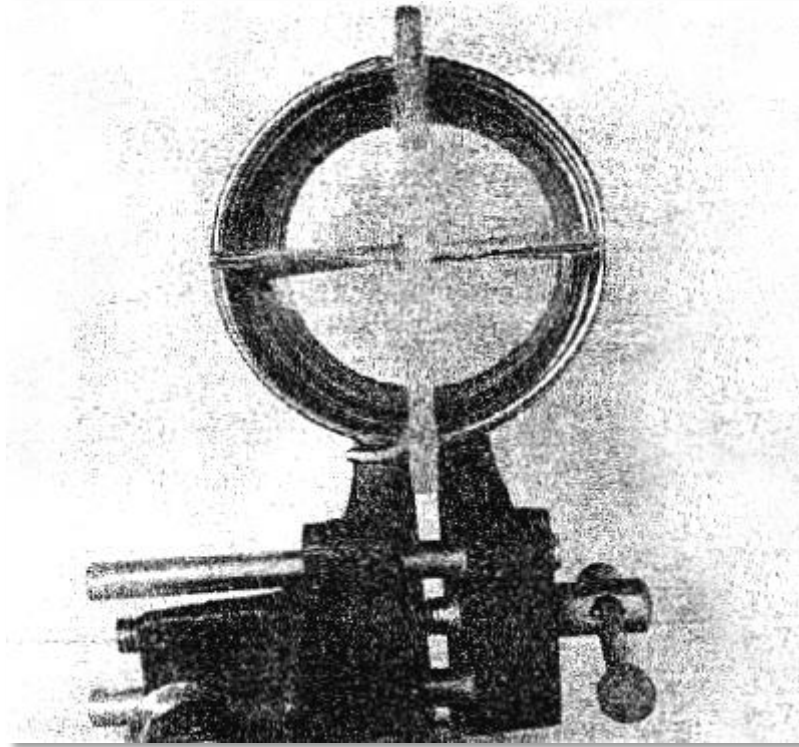
Abb. 5-10: Mittlere Trennwand einer Wicklung aus zwei koaxialen Spulen.

Eine maßstabsgetreue Zeichnung, ähnlich der in Abb. 5-10, die nach der Fertigstellung der Spulen L1 und L2 in Originalgröße auf Karton angefertigt wird, ist sehr nützlich, da die beiden Lochreihen von L1 und die Lochreihen von L2 perfekt symmetrisch sein müssen.

Diese Zeichnung kann als Bohrschablone dienen, indem man sie mit Klebeband auf dem Plexiglasrechteck befestigt.

Das Bohren der Löcher und das Verschrauben von L1 wurden bereits oben beschrieben.

Um die Primärspule L2 in die mittlere Position zu bringen, müssen von einer vertikalen Kante der Trennwand aus „Durchgangsbohrungen“ gebohrt werden, durch die L2 lediglich hindurchgeführt wird.



Wicklung von 2 koaxialen Spulen in der Herstellung

Um den Bohrvorgang zu vereinfachen, können diese Löcher entlang der beiden parallelen Linien gebohrt werden, die auf der Grundlage des **durchschnittlichen Durchmessers D ($\emptyset$)** von L2 festgelegt wurden. Es hat sich gezeigt, dass etwaige ungenutzte Löcher die ordnungsgemäße Funktion einer Abstimmbaugruppe keinesfalls beeinträchtigen!

b) Verkleben und Trocknen der Wicklung (Abb. 5-11)

Nacheinander werden die Spulen L1 und anschließend L2 eingesetzt und festgeschraubt.

Die Spule L1 wird mithilfe zweier gefalteter rechteckiger Kartonstücke fixiert, wie in Abb. 5-09 dargestellt.

Der geringe Windungsabstand zwischen L1 und L2 erfordert den Einsatz eines aufgefalteten Streifens (3) aus starkem Karton.

Nach der Feinjustierung sind **vier** Klebevorgänge erforderlich. Zwei für L1 und anschließend zwei für L2. Diese müssen **zeitlich versetzt** erfolgen, damit der jeweils zuvor bearbeitete Abschnitt trocknen kann.

Abb. 5-12 zeigt die Positionierung der Windungen auf der fertigen Spulenanordnung.

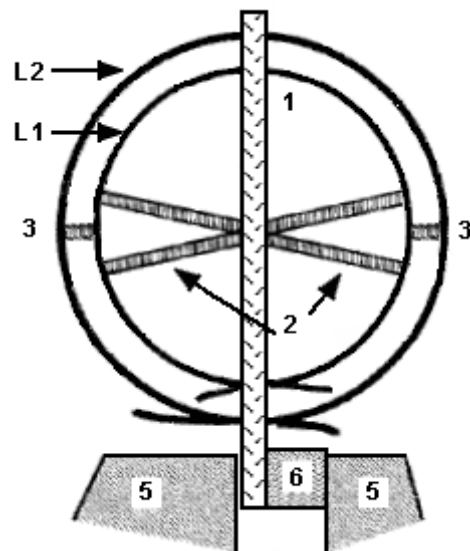


Abb. 5-11: Trocknung einer Wicklung mit zwei coaxialen Spulen

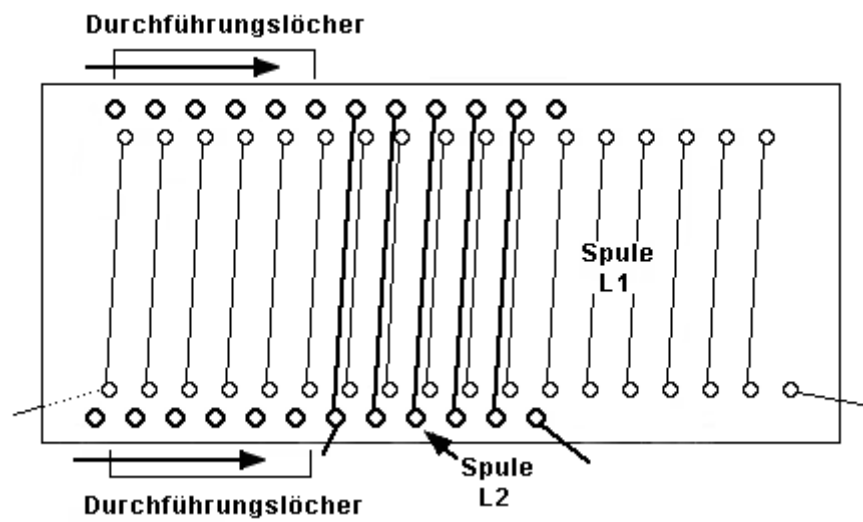
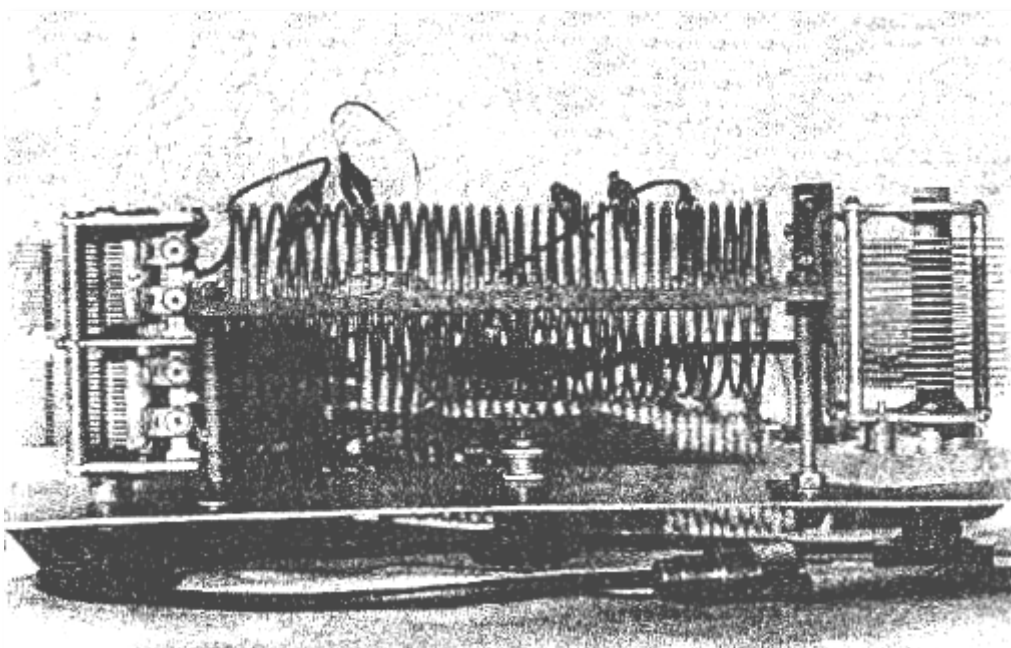


Abb. 5-12: Anordnung der Durchstecklöcher



Versuche mit der „Chambord“ Wicklung

3 Die „Chambord“-Wicklung

Es handelt sich um ein bekanntes Spulen-Design von F9HJ (oft in Kombination mit F5SEY) für eine Antennen-Anpassbox.

a) Prinzip

Diese Art der Wicklung wurde in Anlehnung an die Besonderheit der Treppe des berühmten Jagdschlusses so benannt.

Es handelt sich um eine magnetische Transformatoreinheit, in der die Windungen der Primär- und Sekundärseite miteinander verschachtelt sind.

Betrachten wir nun Abb. 4-08(a) aus dem vorherigen Kapitel.

Nehmen wir an, dass **L1 eine feste Windungszahl** hat, dass die Kapazität von CV1 ein Maximum $C_{\max}$ von 490 pF und ein Minimum $C_{\min}$ von 45 pF aufweist.

Das Kapazitätsverhältnis beträgt: $(C_{\max} / C_{\min}) = 490 / 45 = 10,89$.

In der Thomsonschen Formel steht die Kapazität C unter dem Wurzelzeichen. Das Verhältnis r der Grenzfrequenzen, die **ohne Änderung der Induktivität** der Schwingkreisspule überstrichen werden, beträgt daher:

$$r = \sqrt{10,89} = 3,3$$

Wenn wir 3,5 MHz als untere Grenzfrequenz ansetzen, können wir bis zu einer oberen Grenze von

$$3,5 \times 3,3 = 11,55 \text{ MHz}$$

durchstimmen und damit die 80, 40 und 30 Meter Bänder mit **einer einzigen Spule** abdecken.

Dieser Frequenzbereich ist oft ausreichend für Funkamateure, die auf den höheren Bändern eine Richtantenne verwenden.

b) Aufbau

Primär- und Sekundärspule haben denselben Durchmesser. Hinsichtlich des Bohrens und Klebens ist die Vorgehensweise dieselbe wie in Abb. 5-09 für eine einzelne Spule dargestellt.

Die Primärspule wird mittig auf der Trennwand positioniert, jedoch mit verdoppelter Windungssteigung. Das heißt, bei jeder Windung wird ein Loch ausgelassen. Man muss mit der Fingerspitze den Verlauf des Spulenendes vorgeben, das in die Trennwand führt.

Anschließend wird die Sekundärspule in **alle freien** Löcher eingedreht. Dadurch verdoppelt sich ihre Steigung dort, wo ihre Windungen parallel zu denen der Primärspule verlaufen, während sie zu beiden Seiten der Primärspule wieder den normalen Abstand einnimmt.

c) Anzahl der Windungen

Die in den Tabellen für Anordnung der Koaxialspulen enthaltenen Daten können nicht direkt verwendet werden.

Dies liegt an der veränderten Wicklungssteigung und der erhöhten Kapazität zwischen Primär- und Sekundärwicklung. Es tritt ein bifilarer Wicklungseffekt auf, ähnlich dem eines Baluns, der mit steigender Frequenz stärker ausgeprägt ist.

Für erste Experimente kann man die in den Tabellen angegebenen Windungszahlen anpassen, indem man die Windungszahl der **Primärwicklung mit etwa 1,7** und die der **Sekundärwicklung mit 1,3** multipliziert.

Die Entwicklung einer Baugruppe unter Verwendung einer „Chambord“-Spule ist schwieriger und zeitaufwendiger; sie richtet sich an Funkamateure mit Fachkenntnissen auf diesem Gebiet.

Vergiss insbesondere nicht, die Windungen der Primärwicklung zu markieren. Markiere dazu mit einem kleinen Filzstiftstrich am Rand der Plexiglasscheibe direkt über den Löchern, durch die die Primärwicklung geführt wird.

Herstellen von Baluns

1 Bau von Symmetriergliedern (Baluns – Verhältnis von 1:1)

a) Ein kurzer Überblick über ihre Anwendung

Am Eingang der Abstimmbox mit zwei symmetrischen „L“ Spulen befindet sich ein Balun (b) mit einem Übersetzungsverhältnis von 1:1. (Abb. 4-04, 4-05 und 4-06).

Seine Funktion besteht in der **Symmetrierung**. Das heißt, er verändert die Eigenschaften des HF-Stroms derart, dass die **algebraische Summe der Spannungen** gegen Masse (und Erde) an den Punkten **C und D null** beträgt.

Betrachten wir als Beispiel einen Sender mit einer Spitzenspannung (der **maximalen** Differenz zwischen den gleichzeitig an seinen beiden Ausgangsklemmen anliegenden Spannungen) von **10 Volt**.

Im Folgenden findet sich eine Vergleichstabelle verschiedener **Momentanspannungen** gegen Masse – gemessen in Volt –, die im Verlauf einer **vollständigen Periode** aufgezeichnet wurden. Beachte, dass die letzte Spalte die erste wiederholt.

- am Eingang des Baluns (b), über die mit (1) und (5) bezeichneten Klemmen,
- an dessen Ausgang, über die mit (2) und (6) bezeichneten Klemmen.

— Tabelle —

die in jeder Spalte die oben genannten Momentanspannungen enthält

(1)	+10	+6	0	-6	-10	-6	0	+6	+10
(5)	0	0	0	0	0	0	0	0	0
(2)	+5	+3	0	-3	-5	-3	0	+3	+5
(6)	-5	-3	0	+3	+5	+3	0	-3	-5

Wir beobachten:

- dass die Spannung an (5) – der Koaxialabschirmung – stets null beträgt.
- dass die Spannung an (1) – dem Koaxialinnenleiter – im Verlauf einer Halbperiode zwischen +10 V und -10 V variiert.

Dies kennzeichnet die Asymmetrie der Potenziale in Bezug auf Masse.

jedoch:

- dass innerhalb jeder einzelnen Spalte die Spannungen an (2) und (6) stets entgegengesetztes Vorzeichen aufweisen, wobei sich eine algebraische Summe von null ergibt.

Dies kennzeichnet die Symmetrie der Potenziale in Bezug auf Masse.

b) Schaltplan (Abb. 5-13)

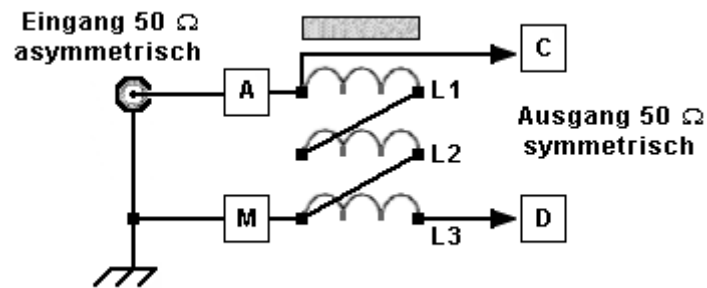


Abb. 5-13: Schaltplan eines Baluns (1:1-Balun)

Wir betrachten hier eine 3-Draht Wicklungsanordnung.

- Die Primärwicklung, die sich zwischen den Punkten **A** und **M** befindet, besteht aus zwei identischen Induktivitäten – L1 und L2 –, die in **Reihe** geschaltet sind. Folglich weist jede dieser Induktivitäten einen äquivalenten Widerstand von $25\ \Omega$ auf.
- Die Sekundärwicklung, die zwischen den Punkten **C** und **D** liegt, besteht ebenfalls aus zwei identischen Induktivitäten – L2 und L3 –, die in **Reihe** geschaltet sind. Der Verbindungspunkt zwischen L2 und L3 ist der Punkt **M** (Masse), wodurch sich ein symmetrischer Ausgang mit einer Impedanz von $50\ \Omega$ ergibt.

c) Ausführung mit einem Ringkerntransformator (Abb. 5-14)

Ein Ringkerntransformator muss anhand seiner Permeabilität (μ), der benötigten Sendeleistung und der unterstützten Bandbreite ausgewählt werden. Letztere wird durch eine Zahl und eine Farbe angegeben.

Es können Ringkerne aus Eisenpulver mit niedriger Permeabilität ($\mu \leq 10$) oder Ferrit-Ringkerne (mit höherer Permeabilität) verwendet werden.

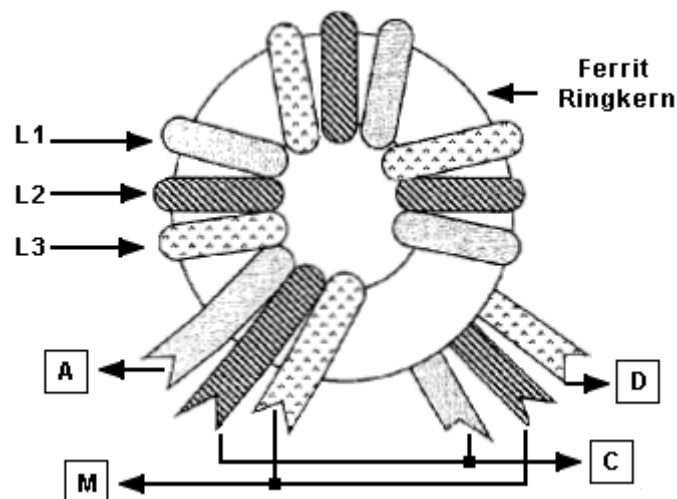


Abb. 5-14: ein 1/1-Balun auf einem Ferritring

Hier sind einige Daten zu Ringkernen von Amidon und RTC, die für den Einsatz in Antennentunern im HF-Spektrum geeignet sind. Abmessungen sind auf den nächsten mm gerundet.

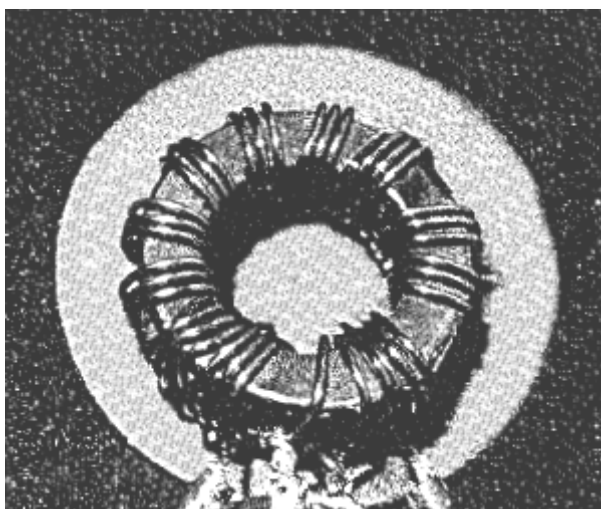
— Tabelle —

mit den Abmessungen und Eigenschaften dieser Ringkerne

Firma	Nom	Ø extern	Ø intern	Wdg.	μ	Farbe
Amidon	T-200	51	32	14	10	Rot
Amidon	T-184	47	24	18	10	Rot
Amidon	T-130	32	19	11	10	Rot
RTC	4C6 (G)*	36	23	15	120	violett

*(G) steht für den großen 4C6.

Von dieser Liste reichen die letzten drei Modelle für Stationen mittlerer Leistung aus. Der T-200 ist für leistungsstärkere Stationen vorgesehen.



Balun auf Ferritkern (Verhältnis 1:1)

Anzahl der Windungen pro Spule

Diese sind nicht so kritisch: Amidon empfiehlt in der Anleitung seines Starterkits „**Zehn oder mehr**“!

Die Obergrenze der Windungszahl hängt natürlich vom Innendurchmesser des Ringkerns und vom Drahtdurchmesser ab.

Hier ist die maximale Windungszahl für die oben genannten Ringkerne, basierend auf verschiedenen Durchmessern von lackiertem Draht in mm.

— Tabelle —

maximale Windungszahl in Abhängigkeit vom Drahtdurchmesser

Ø Draht	1 mm	1,3 mm	1,6 mm	2 mm	2,6 mm
T-200	86	68	53	41	31
T-184	64	50	38	29	22
T-130	51	40	30	23	17
4C6	62	48	36	27	21

Vorbereitung und Wicklung des Ringkerns

Um Beschädigungen der Drähte während des Wickelvorgangs zu vermeiden, wird der Ringkern zunächst mit einer Schicht aus **Teflonband** umwickelt. Bei diesem Material handelt es sich um denselben Typ, der auch als Gewindedichtband in Sanitärinstallationen verwendet wird. Das Band wird um den Querschnitt des Ringkerns gewickelt – genau so, wie es später auch mit dem Kupferlackdraht gemacht wird.

Anschließend werden die drei Drähte gleichzeitig gewickelt, wobei darauf zu achten ist, sie nicht zu straff anzuziehen. Der Ringkern wird nicht vollständig bewickelt. Zwischen den drei Eintritts- und den drei Austrittspunkten bleibt ein freier Bereich, der einem Winkelsektor von etwa 30° entspricht.

Montage

In der Mitte des Ringkerns ist genügend Platz vorhanden, um eine 4 mm Plastikschrabe senkrecht zu dessen Ebene einzuführen. Dadurch lässt sich das Bauteil zwischen zwei dicken Isolierscheiben, die als Unterlegscheiben dienen, einspannen.

Im Bereich des Durchgangs durch den Ringkern ist die Schraube von einem Isolierschlauch umhüllt. Die beiden Plastikmutter sollten mäßig fest angezogen werden.

Diese Befestigung kann in der Mitte einer 3 oder 4 mm dicken Plexiglasplatte erfolgen, die bei der endgültigen Montage im Gehäuse erhöht angebracht wird.

Um den Ringkern herum werden in diese Platte 3 mm Löcher gebohrt, um die Lötösen zu befestigen, die für die Verkabelung der 6 aus der Wicklung kommenden Anschlussdrähte benötigt werden.

d) Ausführung auf einem runden Ferritstab

Abb. 5-15 veranschaulicht den internen Aufbau eines bekannten kommerziellen Baluns – des BN 86 –, der häufig dazu verwendet wird, die Mitte des Strahlerelements einer Richtantenne zu speisen.

Der Übersichtlichkeit halber wurden die internen Verbindungen – insbesondere jene zwischen L1 und L2 sowie zwischen L2 und L3 (siehe hierzu Abb. 5-13) – nicht dargestellt.

Die Wicklungen aus **Lackdraht** sind auf einen Ferritstab geklebt. Dieser kann aus einem alten Transistorradio gewonnen werden, wo er als Träger für die Spulen des HF-Eingangs diente und dort das vom Rundfunksender empfangene Magnetfeld bündelte.

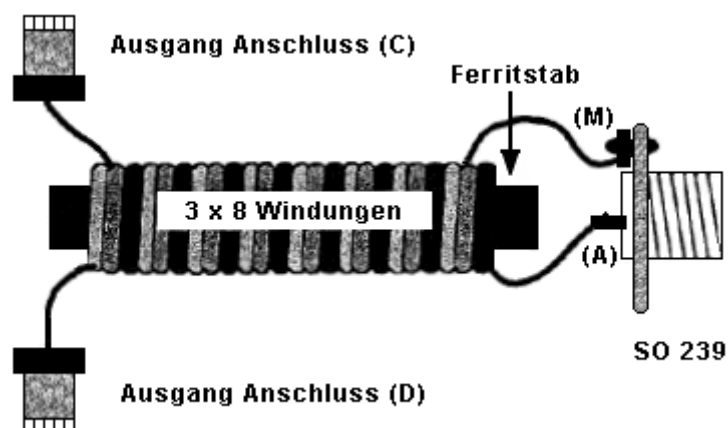


Abb. 5-15: 1/1-Balun auf Ferritstab (BN 86)

Der Aufbau auf einem Stab ist einfacher als auf einem Ringkern, wenngleich die Anordnung naturgemäß mehr Platz beansprucht.

2 Aufbau von Baluns mit einem Verhältnis von 1:4

a) Verwendung

Mit einigen Vorbehalten hinsichtlich bestimmter Leitungslängen der Levy-Antenne und der Möglichkeiten des davor geschalteten Kopplers (die bereits in einem früheren Kapitel behandelt wurden), kann ein Balun mit einer **4-fachen Impedanzanpassung** die Punkte C und D am unteren Ende der Zweidrahtleitung speisen.

Er kann entweder direkt im Tuner selbst (einige Geräte verfügen über eine integrierte Funktion) oder in einem gewissen Abstand – beispielsweise außerhalb des Shacks – am Beginn der Hühnerleiter oder der Doppelleitung installiert werden.

Im letzteren Fall führt das Koaxialkabel, das den Balun mit dem Ausgang des Transceivers (oder dem SWR-Meter) verbindet, **HF-Strom** mit einem möglicherweise **hohen Stehwellenverhältnis** (SWR).

Dennoch lohnt sich ein Testaufbau, da es im allgemeinen einfacher und unauffälliger ist, ein Koaxialkabel im Shack zu verlegen, als eine symmetrische Speiseleitung zu installieren.

Der Test besteht darin, das Stehwellenverhältnis (SWR) über die verschiedenen Frequenzbänder mit dieser spezifischen Koaxialkabellänge zu messen.

Verbinde das SWR-Messgerät einfach mit dem **Ausgang** des Kopplers. Üblicherweise befindet es sich zwischen dem Ausgang des Transceivers (TRX) und dem **Eingang** des Kopplers.

Das SWR darf nicht exakt 1:1 betragen. Ein SWR von bis zu 2,5:1 gilt als akzeptabel, sofern dieser Kabelabschnitt nicht übermäßig lang ist.

b) Schaltplan (Abb. 5-16)

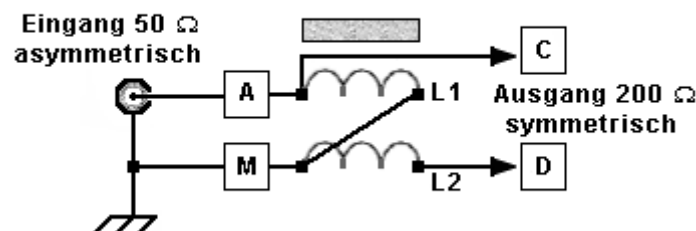


Abb. 5-16: Schaltplan eines 1/4-Baluns

Im Vergleich zu Abb. 5-13 weist das Schema des Baluns mit dem Verhältnis 1/4 zwei Induktivitäten statt drei auf. Sein Aufbau ist **einfacher**, da nur zwei Drähte benötigt werden.

Der Ersatzwiderstand jeder Wicklung beträgt 50 Ω , während er zuvor nur 25 Ω betrug.

Der AM-Teil entspricht der Primärwicklung, fungiert aber gleichzeitig als halbe Sekundärwicklung. Dies führt – insbesondere in den unteren Frequenzbändern – zu einer leichten Unsymmetrie gegenüber Masse.

Das Windungsverhältnis (Primär/Sekundär) beträgt 1:2, woraus sich ein Impedanzverhältnis von $(1/2)^2 = 1/4$ ergibt.

c) Aufbau

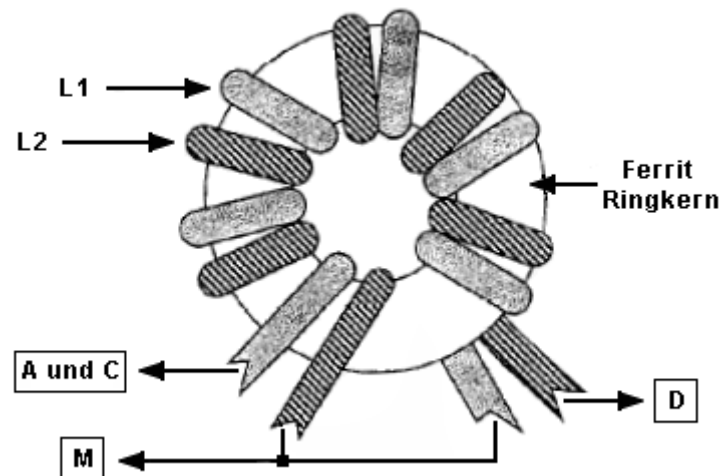
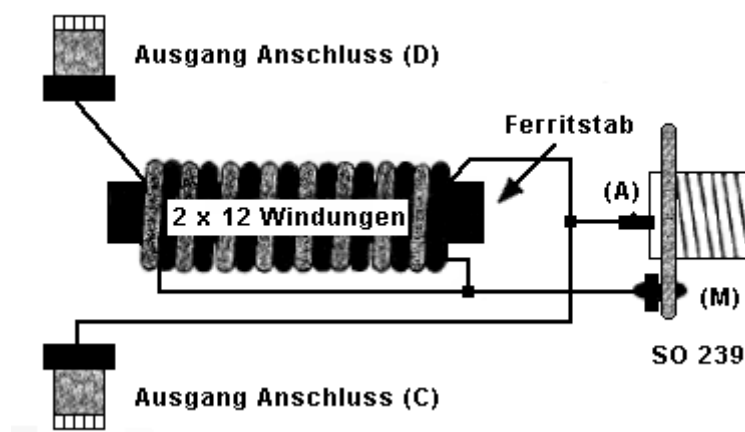


Abb. 5-17: Viertelwellen-Balun auf einem Ferritringkern

Die Vorbereitung des Ringkerns mittels Teflonband entspricht im Wesentlichen dem oben beschriebenen Verfahren (Abb. 5-17). Dasselbe gilt für die Fixierung der Wicklungen, die abschließenden Arbeiten sowie die Montage mittels einer Schraube zwischen zwei Isolierscheiben. Im Gegensatz zum vorigen Beispiel ist hier lediglich eine einzige interne Verbindung vorhanden.

Abb. 5-18: Viertelwellen-Balun auf einem Ferritstab ($\varnothing = 1$ cm)

Bei einem Ferritstab (Abb. 5-18) ist die Gesamtzahl der Windungen ungefähr gleich – etwa 24.

Wie beim 1:1-Balun müssen diese Windungen sicher auf dem Stab befestigt oder verklebt werden.

Symmetrischer Zweidraht-Balun

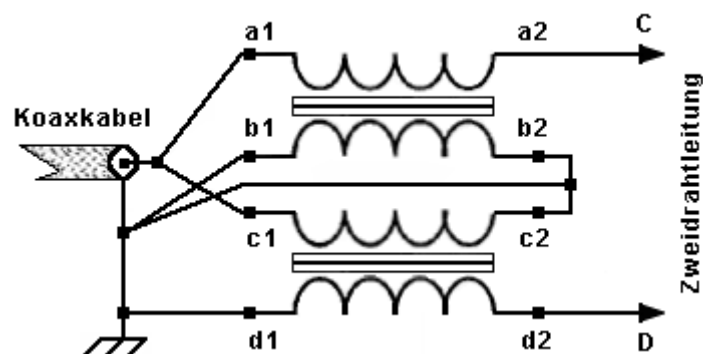


Abb. 5-19(a): Zweidraht-Balun (1:4-Balun)

In der Mai-Ausgabe 1985 der Zeitschrift „Radio REF“ veröffentlichte F8CI einen 1/4-Balun mit zwei Leitungen, der hinsichtlich der **Symmetrierungsqualität** dem vorherigen Modell technisch **überlegen** war (Abb. 5-19(a)).

Diese Konfiguration verwendet zwei unabhängige Leitungen, die an den Punkten (a1) und (c1) **parallel** gespeist werden. Umgekehrt sind die beiden Sekundärwicklungen am Ausgang des Baluns (a2 – d2) in Reihe geschaltet, was zu einem theoretischen Impedanzverhältnis von 1:4 führt.

Die Verdrahtung der Wicklung (b1 – b2) überrascht dadurch, dass ihre Enden auf demselben Potential liegen, nämlich dem der Masse (M). Diese Wicklung unterliegt jedoch der Induktion von (a1 – a2) und steht in Wechselwirkung mit dieser.

Bei dieser speziellen Konstruktion ist die Impedanztransformation weniger präzise; dies ist jedoch bei der Speisung einer symmetrischen Levy-Leitung unerheblich.

Die **Symmetrierung ist dagegen überlegen** – eine äußerst wünschenswerte Eigenschaft.

Dieser Leitungstransformator vermeidet die Probleme des zuvor verwendeten 1:4-Baluns in Situationen, in denen die Drahtlängen (Strahler plus Zweidrahtleitung) auf einem bestimmten Band zu erheblichen induktiven oder kapazitiven Blindwiderständen führen (mit Verhältnissen von 1; 1,16; 2,01 und 2,32 an den Endpunkten der „Spirale“).

Für den Bau verwendet F8CI identische Ferritstäbe mit einer Länge von 12 bis 15 cm, die aus den internen Antennen alter Rundfunkempfänger gewonnen werden können.

Um jeden Stab werden zwölf Windungen gewickelt. Unter Verwendung von zwei parallel geführten Adern isolierter Elektroleitung (PVC-Isolierung, 1,50 mm² Querschnitt, 1,38 mm Durchmesser). Der Abstand zwischen den Stabachsen beträgt 4 bis 5 cm.

Eine Ausführung mit lackisoliertem Draht, 1,5 mm Durchmesser, auf Stäben mit 10 mm Durchmesser zeigte sehr gute Ergebnisse.

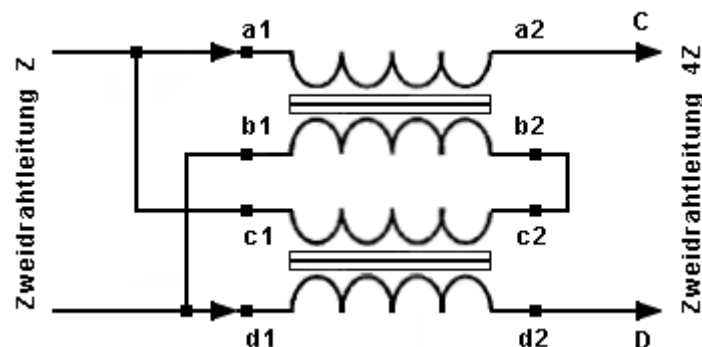


Abb. 5-19(b): Zweileitungstransformator (Übersetzungsverhältnis 1:4)

Man kann das Schaltbild dieses Baluns mit dem der Impedanzvervierfachungsschaltung (Abb. 5-19(b)) vergleichen, von der es sich nur durch seinen symmetrischen Eingang unterscheidet.

In den USA wird diese Schaltung eingesetzt, wenn die Antenne weit vom Sender entfernt ist. Dort wird die Antenne – selbst wenn sich der Sender auf halber Höhe eines Hügels befindet – stets auf dem Gipfel installiert!

Der Zweileitungstransformator wird zweimal verwendet. Zuerst zur Transformation ($Z \Rightarrow 4Z$) und dann – am anderen Ende einer langen, hochohmigen Leitung – zur Rücktransformation ($4Z \Rightarrow Z$).

Die ursprüngliche Impedanz wird somit wiederhergestellt. Die Verluste werden jedoch verringert, da die Leistungsübertragung bei hoher Impedanz – und folglich bei geringerer Stromstärke – erfolgt.

Ein Vergleich ist mit der Übertragung über die Mittelspannungsleitungen der Energieversorger möglich.

Ferritstabhalterung(en)

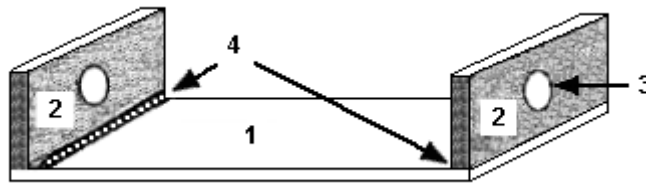


Abb. 5-20: Stabhalterung (Plexiglas)

Abb. 5-20 veranschaulicht eine einfache Lösung zur horizontalen Lagerung von Ferritstäben.

Aus 3 oder 4 mm dickem Plexiglas wird eine U-förmige Halterung gefertigt, deren Innenlänge der Länge der Spulenwicklung entspricht. Dies ermöglicht es dem Ferritstab, nach dem Durchführen durch die Bohrungen (3) über die Halterung hinauszuragen. Die Montage beginnt mit dem Aufkleben einer der beiden senkrechten Seitenwände (2) auf die rechteckige Grundplatte (1).

Der Klebstoff (4), der bereits beim Bau der Luftspulen erwähnt wurde besteht aus Araldit oder gelöstem Plexiglas.

Je nach Art der Montage kann man vor dem Zusammenbau mehrere 3 mm Löcher in die Wände (2) in der Nähe der Löcher (3) bohren, um dort 3 mm Schrauben zu befestigen, deren Kopf auf der Innenseite zuvor verzinkt wurde.

Die internen Anschlüsse sowie die Ein- und Ausgänge der Spulen werden an diesen Schraubköpfen hergestellt. Die äußere Verkabelung wird auf den Gewindeteil der Schraube auf der anderen Seite der Wand (2) geführt.

Falls Messingschrauben nicht verfügbar sind, können stattdessen Eisenschrauben verwendet werden, da diese sich hervorragend mit Zinn verlöten lassen.

Das Gehäuse der Abstimmereinheit

1 Das Material – Kunststoff oder Metall?

Ein Metallgehäuse ist für Sender erforderlich, die ein NF-Modulationssignal ausstrahlen. Die Umgebung muss frei von jeglicher HF-Einstreuung sein.

Die Levy eignet sich dank ihrer Symmetrie perfekt für diese Signalverarbeitung, die vom Gesprächspartner stets geschätzt wird.

Manchmal reicht ein Kunststoffgehäuse aus; wenn jedoch der Sender und die Abstimmbox nahe beieinander stehen, ist Metall unverzichtbar.

2 Gehäuse für austauschbare oder umschaltbare Spulen

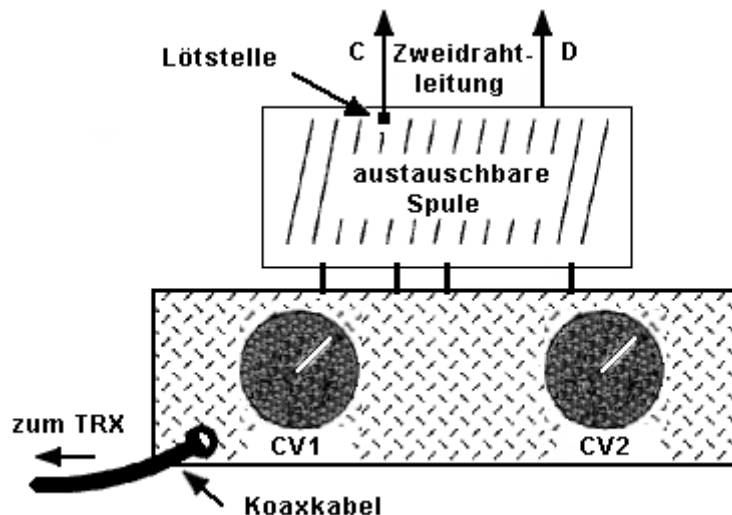


Abb. 5-21: Gehäuse für austauschbare Spulen (Induktivitäten)

Das Gehäuse (Abb. 5-21) nimmt lediglich die beiden variablen Kondensatoren (CV) auf. Es trägt eine 4 mm starke Plexiglasplatte, in die Bohrungen zur Aufnahme der Buchsen eingebracht wurden.

Die Anschlüsse einer Spule sind niemals vollkommen symmetrisch. Selbst bei einer Anordnung nach Art eines Transformators empfiehlt sich eine **asymmetrische** Anordnung der Buchsen, sodass diese als **Kodierung** dienen und ein falsches Einstecken verhindern.

Hinsichtlich ihrer genauen Anordnung muss bedacht werden, dass die zwischen zwei Punkten entstehende parasitäre Kapazität umso problematischer ist, wenn sich zwei Punkte auf unterschiedlichen Potenzialen befinden, da die Impedanz dort hoch ist.

Daher müssen die Verbindungen zwischen den Elementen des **parallelen** Schwingkreises **möglichst kurz** sein.

Aus demselben Grund müssen bei einem von Masse isolierten Drehkondensator (wie beispielsweise bei CV1 in Spartransformatoren und den beiden synchronen Drehkondensatoren in der Doppel L-Konfiguration von Abbildung 4-04) die **beweglichen Platten und das Gehäuse** des Kondensators an die Eingangsseite angeschlossen werden, da dort die Impedanz gegen Masse am niedrigsten ist.

Die Anschlüsse für den Abgang der Zweidrahtleitung befinden sich oben an der Spule (Punkte C und D).

Krokodilklemmen sollten bei einer dauerhaften Montage vermieden werden. Aufgrund ihrer Zahnung gewährleisten sie letztlich nur einen Kontakt mit sehr kleiner Oberfläche, und bei HF-Widerstandsbereichen ist die Stromstärke in C oder D relativ hoch.

Bei einem Widerstand $R(CD)$ von 10 W ergibt eine Effektivleistung von 100 Watt einen Effektivstrom von 1 A.

Ein SO-239/PL-259-Steckverbinderpaar, das an einer Koaxialleitung angeschlossen ist, gewährleistet die charakteristische Impedanz nur **unzureichend**. Warum wurden diese Steckverbinder als „UHF“ bezeichnet?

Hier verzichten wir darauf. Das vom Transceiver (oder dem SWR-Meter) kommende Koaxialkabel wird **direkt** durch eine **Kabeltülle aus Gummi** an der für die Montage von CV1 vorgesehenen Seite in das Gehäuse eingeführt.

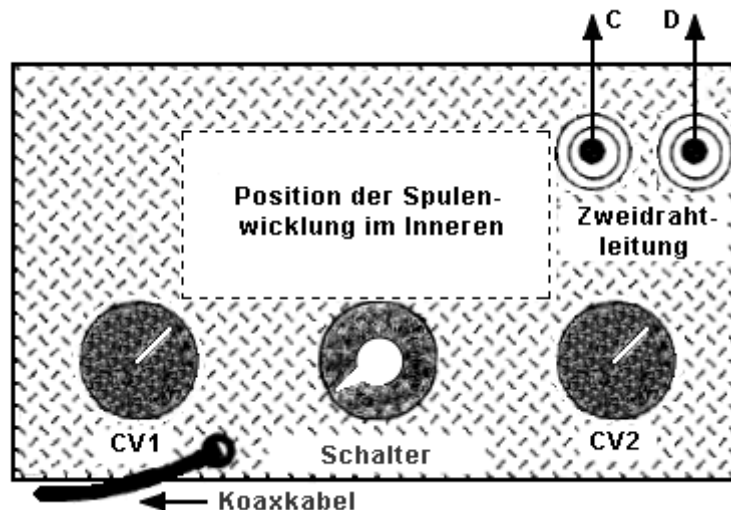


Abb. 5-22: Beispiel für die Bauteileanordnung

Bei Verwendung einer Umschalt-Spule (Abb. 4-08(b) und 4-09) zeigt Abb. 5-22 ein Beispiel für die Anordnung. Aufgrund der oben genannten Verkabelungsanforderungen befindet sich die Spule direkt über dem Bandumschalter. Die Einheit aus Spule und Umschalter kann als Modul behandelt und separat vorbereitet werden.

Die Ausgänge C und D befinden sich oben auf der Frontplatte des Gehäuses, in der Mitte oder nahe einer Kante, je nach Lage des Gehäuses in Bezug auf die Zweidrahtleitung.

Wechselspule mit zwei Positionen

Bei der Entwicklung einer Abstimmbox mit einer austauschbaren Spule stellt man oft erfreut fest, dass dieselbe Spule auf mehreren Frequenzbändern verwendet werden kann.

Das Verhältnis zwischen der maximalen und der Restkapazität eines CV liegt bei etwa 10, manchmal auch darüber.

In der Thomson-Formel steht die Kapazität C unter einer Wurzel, d. h. sie geht über die Quadratwurzel in die Gleichung ein.

Theoretisch ließe sich – ohne den Blindwiderstand des Drahtabschnitts der Levy-Antenne – ohne Spulenwechsel mindestens folgende Frequenzbänder abdecken:

$$\sqrt{10} = 3,16 \text{ Oktaven}$$

Beispielsweise von 3,5 MHz bis 11 MHz oder von 7 MHz bis 22 MHz.

Die in den Impedanzen der Extreimbänder vorhandenen Blindanteile können diese Spektren verengen oder verbreitern.

Nachdem man experimentell einen Kompromiss für die Positionierung der Punkte C und D gefunden hat, lässt sich beobachten, dass durch einfaches Verschieben des Punktes P zwei oder mehr Bänder zugänglich werden.

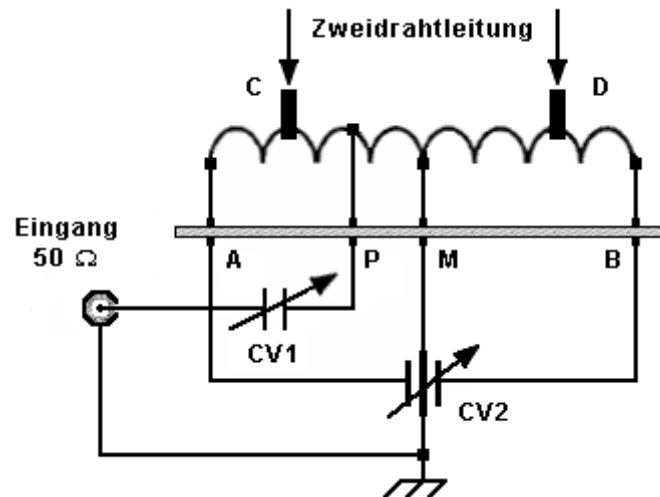


Abb. 5-23(a): Spartransformator mit austauschbaren Spulen

Betrachten wir den Schaltplan einer Mac-Coy Version mit Spartransformator (Abb. 5-23(a)). Wir nehmen an, dass aufgrund der geringen maximalen Kapazität von CV2 nur das 80 Meter Band empfangen wird, wenn der Punkt **P(80 m)** nicht neu positioniert wird.

Ohne jedoch die Anzahl der Windungen der Spule oder die Punkte C und D zu verändern, ist das 40 Meter Band mit einem neu festgelegten Punkt **P(40 m)** möglich.

Dabei gibt es einen sehr einfachen Trick. Man dreht die Spule um eine halbe Umdrehung.

Die Sockelhalterung weist fünf Bohrungen auf, wobei zwei Paare jeweils den gleichen Abstand zum Mittelpunkt M haben.

Hier ist ein Beispiel, das eine 80 Meter /40 Meter Spule betrifft.

Die Buchsen belegen vier Bohrungen (Abb. 5-23(b)). Die symmetrisch zu P liegende Bohrung ist vergrößert ausgeführt und nimmt keine Buchse auf.

Mithilfe derselben Schablone wie für die vorherigen Bohrungen werden 5 Löcher in die Holzleiste am unteren Ende der Spulentrennwand gebohrt und fünf Stifte eingeschraubt oder eingeklebt.

Durch Drehen der Spulenwicklung um 180° kann P(80 Meter) durch P(40 Meter) ersetzt werden, wodurch die Abdeckung von zwei (oder mehr) Bändern mit einer einzigen Spule möglich ist.

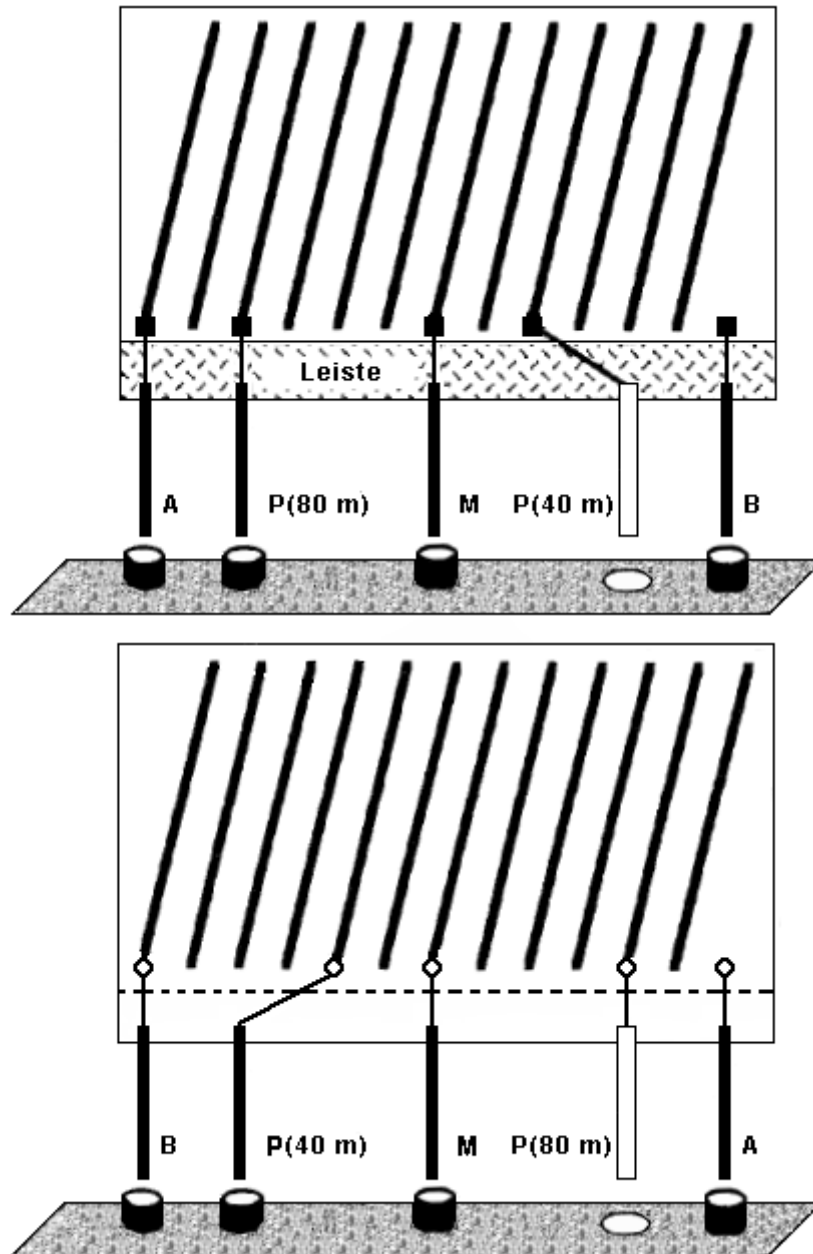


Abb. 5-23(b): Austauschbare Spule mit zwei Positionen

Durchführungen für Metallgehäuse (Konfiguration mit geschalteter Spule)

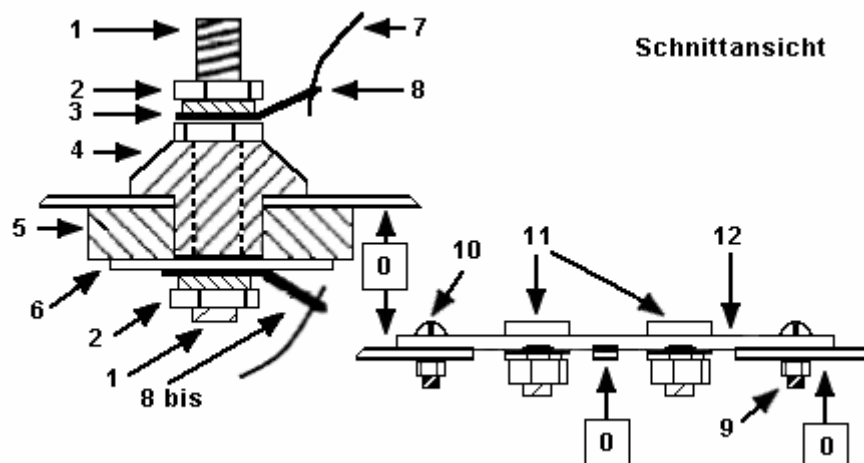


Abb. 5-24: Durchführungen für Metallgehäuse

Links neben der Zeichnung in Abb. 5-24 ist ein Querschnitt eines ausgebauten Porzellandurchführungsisolators dargestellt.

Das Teil (4) besteht aus Porzellan und ist außen konisch geformt. Es durchdringt das Metall Chassis (0). Auf der Innenseite ist es von einer dicken Porzellanscheibe (5) umgeben.

Die Bauteile (4) und (5) werden mittels einer Gewindestange (1), Muttern (2) und einer großen Unterlegscheibe (6) fixiert – und dabei angemessen fest angezogen.

Zwei Lötösen dienen als Anschlusspunkte. Die äußere Öse nimmt ein Kabel der Hühnerleiter oder Bandleitung (8) auf, während die **innere** Öse mit der internen Schaltungsverdrahtung (8 bis) verbunden wird.

Sollten diese Porzellandurchführungen nicht verfügbar sein, können stattdessen zwei Bananenbuchsen (11) verwendet werden. Es wird jedoch empfohlen, diese **nicht direkt in das Metall des Gehäuses** einzuschrauben.

Stattdessen sollten sie zunächst auf einer rechteckigen Plexiglasplatte (12) montiert werden, welche anschließend – entweder innerhalb oder außerhalb des Gehäuses – mittels 3 mm Schrauben (9) und (10) befestigt wird.

Die beiden Bohrungen im Metall des Gehäuses (0), die für die Durchführung der Buchsen vorgesehen sind, müssen einen Durchmesser aufweisen, der **mindestens doppelt** so groß ist wie der Durchmesser der Bananenbuchsen selbst.

Kapitel 6

Feinabstimmung mit dem Antennentuner

Erinnerungen und Vorgehensweisen

Überblick über die Funktionsweise und Abgleich des Antennentuners, wie in früheren Kapiteln bereits behandelt.

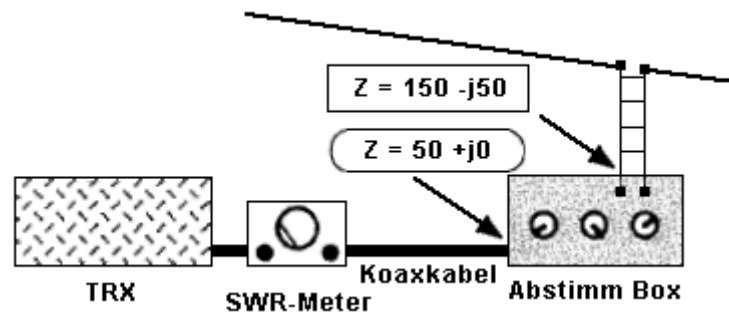


Abb. 6-01: Funktionsweise der Abstimmbox

Er erfüllt eine Doppelfunktion (Abb. 6-01).

Ausgehend von einer komplexen Impedanz, die je nach Frequenzband und der Frequenz innerhalb des jeweiligen Bandes variiert, in diesem Beispiel **150 –j 50**, muss der Tuner:

- die kapazitive Reaktanz **–j 50** von 50 Ω (gekennzeichnet durch –j) eliminieren,
- die **150 Ω** Resistanz auf 50 Ω transformieren.

Diese Transformation erfolgt:

- entweder **elektrisch**, durch die Nutzung der Eigenschaften von Schaltungskombinationen in „L“-Konfiguration,
- oder **magnetisch**, durch ein entsprechendes Verhältnis der Windungszahlen der Sekundär- und Primärwicklungen.

Auf der Suche nach dem optimalen Impedanzwert

Je nach den Drahtlängen der Levy-Antenne und der Betriebsfrequenz lässt sich zwischen den Punkten C und D am Fußpunkt der Zweidrahtleitung eine spezifische Impedanz feststellen. Deren ohmscher Anteil hat zu einer Einteilung in drei Zonen (**Rf**), (**Rm**) und (**Re**) geführt.

Da die Leitungslängen feststehen, hängt die Zone dann *ausschließlich vom Frequenzband* ab.

Um die älteren, bewusst harmonischen Frequenzbänder zu nutzen, wurden spezifische Drahtlängen gewählt, um sicherzustellen, dass die Antenne innerhalb dieser Bänder über alle Frequenzen hinweg im gleichen Widerstandsbereich arbeitet.

Beispielsweise lag ein Strahlungselement mit den Abmessungen 2 × 20,7 m, gespeist über eine 23,6 m lange Zweidrahtleitung, in allen Frequenzbändern innerhalb der Zone (**Re**).

Im Gegensatz dazu lag der Widerstand zwischen den Punkten C und D bei Verwendung der Abmessungen der G5RV (ein Strahlungselement von $2 \times 15,54$ m, gespeist über eine 10,36 m lange Zweidrahtleitung) stets innerhalb der Zone (**Rf**).

Mit der Einführung der neuen WARC-Frequenzbänder ist es nicht mehr möglich, mit Leitungslängen üblicher Größe eine einheitliche Zone zu identifizieren.

Welcher Kompromiss sollte also gewählt werden?

Da es stets möglich ist, eine Last mit **gegebener** Impedanz von einem Generator mit **niedrigerer** Impedanz zu speisen, sollten wir uns auf den Bereich mit dem niedrigsten Widerstand konzentrieren. Also auf (**Rf**) oder (**Rm**), falls ersterer nicht verwendet wird.

Auswahl der Anzahl der zwischen C und D abgegriffenen Windungen

Kehren wir zu Abb. 4-08(a) zurück, welche die Grundversion der Mac Coy Schaltung darstellt.

Die Gesamtzahl der Windungen von L2 zwischen den Punkten A und B hängt vom jeweiligen **Frequenzband** und den Eigenschaften des Drehkondensators **CV2** ab. Wir bezeichnen diese Gesamtzahl als **N**.

Es sei **M** die Anzahl der Windungen, die sich zwischen den Punkten C und D befinden. Dieser Wert dient als Ausgangspunkt für unseren experimentellen Optimierungsprozess.

Wir legen die folgenden Anfangswerte fest:

$M = N / 4$	für den Rf Bereich
$M = N / 3$	für den Rm Bereich
$M = 3N / 4$	für den Re Bereich

Der resultierende Wert für **M** ist auf die nächstgelegene ganze Zahl zu runden.

Abstimmverfahren

a) Nach Gehör

Diese Technik ist die einfachste und das Gehör kann durch die Verwendung eines S-Meters ergänzt werden.

Sie basiert auf der Tatsache, dass die Signalamplitude zunimmt, wenn sich die Frequenz eines Schwingkreises seiner Resonanzfrequenz **Fo** nähert. Und zwar umso deutlicher, je **höher die Selektivität** ist (Abb. 6-02).

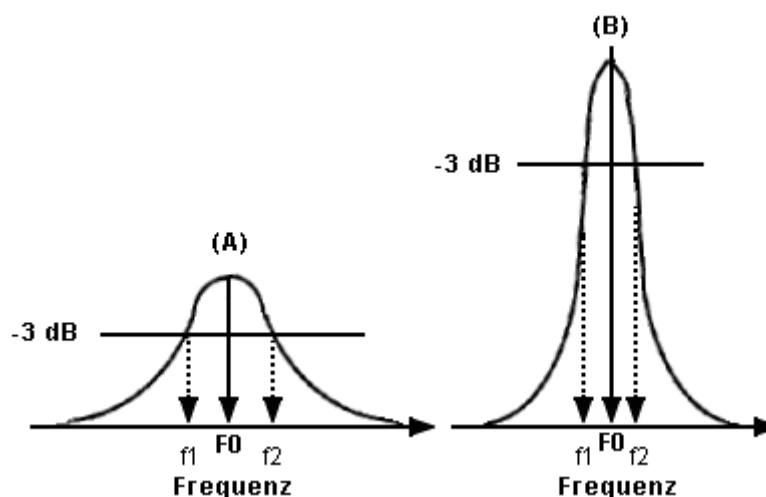


Abb. 6-02: Selektivitätskurven



Legt man zum Vergleich einen Bruchteil der maximalen Amplitude fest – hier 0,707, was –3 dB entspricht –, so lässt sich beobachten, dass die Differenz zwischen den Frequenzen f_2 und f_1 (die als **Durchlassbandbreite** bei –3 dB bezeichnet wird) mit zunehmender Selektivität **abnimmt**.

Selektivität und Bandbreite verhalten sich zueinander **umgekehrt proportional**.

- In Abb. (A) ist die Selektivität gering. Es gilt beispielsweise $F_0 = 3650$ kHz, $f_1 = 3630$ kHz und $f_2 = 3670$ kHz. Die –3 dB Bandbreite beträgt 40 kHz, und der Gütefaktor ist mittelmäßig.
- In Abb. (B) ist die Selektivität hoch. Es gilt $f_1 = 3642$ kHz und $f_2 = 3658$ kHz. Die –3 dB Bandbreite beträgt 16 kHz, und der Gütefaktor ist beträchtlich.

Wir erhalten die Situation (A) bei der Schaltung mit zwei symmetrischen „L“-Elementen aus Abb. 4-05, wenn die Impedanz zwischen den Punkten C und D im Bereich (**Rf**) liegt.

Umgekehrt weist dieselbe Baugruppe die Selektivität (B) auf, wenn die Impedanz im Bereich (**Re**) liegt.

Um dieses Verfahren anzuwenden, muss man eine freie Frequenz in einem Band wählen, in dem die Ausbreitung schlecht oder gar nicht vorhanden ist, zum Beispiel im 80 Meter Band, wenn die Sonne hoch am Horizont steht. Genau zu diesem Zeitpunkt tritt das maximale Bandrauschen auf.

Man dreht an den Knöpfen der Drehkondensatoren langsam und wiederholt den Durchlauf bei Bedarf mehrmals. Bei zu schneller Bewegung besteht die Gefahr, die Resonanzfrequenz (**Fo**) zu übergehen, ohne sie zu bemerken. Insbesondere dann, wenn das Band eine hohe Selektivität aufweist (Fall B).

b) Das SWR-Meter

Um ein „Abstimmen“ während einer laufenden Funkverbindung oder eine Verfälschung der Messungen durch die Aktivierung der Transistorschutzschaltung des Leistungsverstärkers – die einen Leistungsabfall verursacht – zu vermeiden, sollte das SWR-Meter erst nach einer ersten Überprüfung mit einer anderen Methode als **letzten Schritt** verwendet werden.

An diesem Punkt ermöglicht es uns, ein Kalibrierdiagramm zu erstellen und die Selektivität der Mittenfrequenz **Fo** zu messen.

Ein Antennentuner gilt erst dann als **optimal** eingestellt, wenn das Stehwellenverhältnis (SWR) über **alle Frequenzen innerhalb jedes Frequenzbandes 1:1** beträgt.

c) die vereinfachte Impedanzbrücke

Dieses einfach zu bauende Gerät ermöglicht es, eine Levy-Antenne problemlos in aller Ruhe zu optimieren, da der gesamte Vorgang im **Empfangsbetrieb** abläuft.

Handelsübliche Impedanzbrücken können ebenfalls verwendet werden, sofern deren Widerstandsregler auf 50 Ω und deren Reaktanzregler auf 0 pF fixiert sind, um eine Drift dieser Werte während des Experiments zu verhindern.

Welche Funktion hat eine Impedanzbrücke, die zwischen dem Ausgang des Transceivers und dem Eingang des Antennentuners angeschlossen ist?

Sie **dient dazu**, die Einstellungen für die reaktiven Komponenten des Tuners (Windungszahl, Einstellungen des variablen Kondensators) **anzuzeigen**, bei denen das gesamte System – Tuner, Zuleitung und Strahler – einen **Widerstand von 50 Ω aufweist**.

Es ist nicht erforderlich, dass das Gerät einen Wert für Wirk- und Blindwiderstand anzeigt – **mehr oder weniger genau** –, deren Auswertung nach jeder Messung ein Smith-Diagramm oder einen Computer erfordern würde.

Prinzip (Abb. 6-03)

Der Generator für **weißes Rauschen** befindet sich im umrandeten Bereich auf der linken Seite der Schaltung.

Dieser Begriff bezeichnet eine Abstrahlung über ein **sehr breites Spektrum**. Also weitgehend alle Kurzwellenfrequenzen, für die wir uns interessieren.

Die Quelle dieses weißen Rauschens ist der Anoden-Kathoden Übergang einer Zenerdiode, hier Diode DZ. Oder alternativ der Emitter-Basis Übergang eines Transistors.

In den meisten anderen Schaltungen ist dieses Rauschen sehr störend, und man versucht, es durch einen Entkopplungskondensator an den Anschlüssen der Diode zu dämpfen.

Hier hingegen wird dieses Rauschen **aufgefangen** und anschließend durch zwei Transistoren T1 und T2 mit **hoher Verstärkung** angehoben.

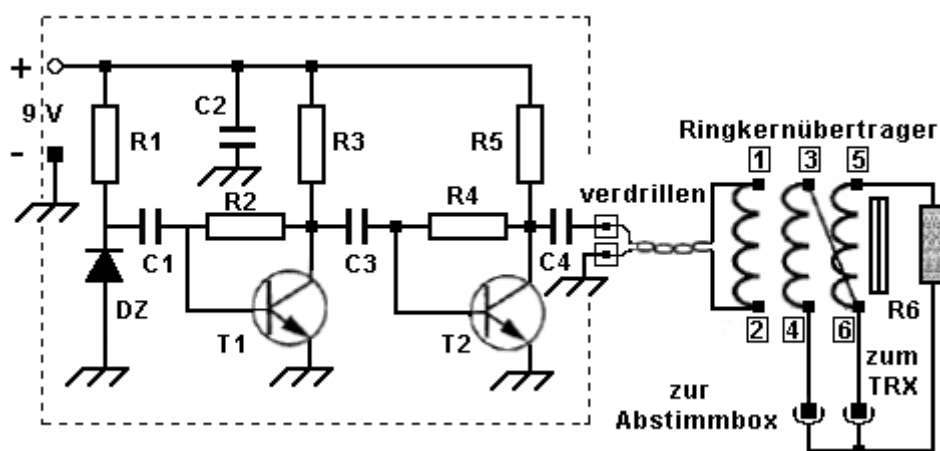


Abb. 6-03: Vereinfachtes Schaltbild der Brücke

Über zwei dünne Drähte, die miteinander verdreht sind, um eine niedrige Impedanz der von ihnen gebildeten Leitung zu gewährleisten, wird der Strom des weißen Rauschens an die Primärwicklung (zwischen den Punkten 1 und 2) eines Ferrit-Ringkerntransformators übertragen.

Diese Primärwicklung induziert Strom in zwei in Reihe geschalteten Sekundärwicklungen (4)–(3) und (6)–(5).

Der Transceiver (TRX) ist zwischen Masse und dem Mittelpunkt (3 oder 6) angeschlossen und befindet sich somit auf der **Diagonalen** einer Brückenschaltung.

An den beiden anderen gegenüberliegenden Enden der Brücke findet man die Impedanz der Levy-Antenne bei (4) bzw. einen 50 Ω Widerstand R6 bei (5).

Wenn der Eingang des Antennentuners (d. h. die Einheit aus Tuner, Leitung und Strahler) einen Widerstand von 50 Ω aufweist, ist die Brücke abgeglichen und es fließt kein Strom mehr durch ihre Diagonale.

Der Transceiver – der zuvor Rauschen erzeugt hat – ist stumm, und das S-Meter fällt auf den Anschlag ganz links. Die korrekte Einstellung ist gefunden.

Aufbau der Brücke

Bauteilebeschreibung

Ringkerntransformator

Dreiadriger Draht. 8 Windungen aus 0,4 mm starkem Lackdraht auf einem Ringkern Amidon FT 37-43 oder gleichwertig, $\mu_i = 850$.

Transistoren

T1 und T2 $\Rightarrow$ 2N 2222A oder gleichwertig

Zenerdiode

Wähle das „rauschintensivste“ Exemplar aus der Gruppe der Dioden mit einer Nennleistung von 400 oder 500 mW sowie einer Zener-Spannung von 5,6 V, 6,2 V oder 6,8 V.

Kondensatoren und Widerstände

$C1 = C2 = C3 = C4 \Rightarrow 10 \text{ nF}$, Keramik

$R1 = 1 \text{ k}\Omega$

$R2 = 22 \text{ k}\Omega$

$R3 = 1200 \Omega$

$R4 = 10 \text{ k}\Omega$

$R5 = 680 \Omega$

$R6 = 50 \Omega$ Dies ist kein Standardwert; wähle einen 51- Ω Widerstand mit einem „niedrigen“ tatsächlichen Widerstandswert.

Alle Widerstände haben eine Nennleistung von 1/4 Watt.

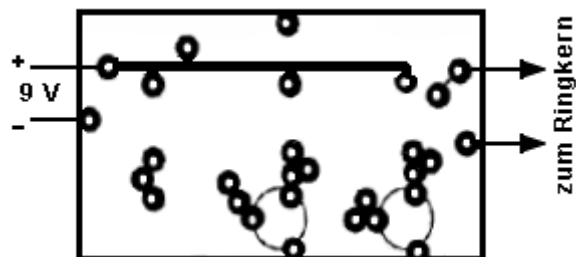


Abb. 6-04: Leiterplatte des Rauschgenerators, Ansicht von der Kupferseite

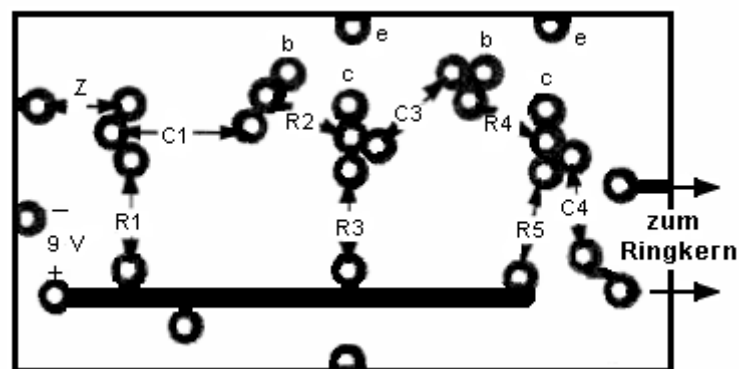


Abb. 6-05: Ansicht der Bauteilbestückung

Abb. 6-04 zeigt eine Leiterplatte, Seite mit Kupferbeschichtung. Abb. 6-05 zeigt die entsprechende Anordnung der Bauteile auf der Bestückungsseite.

Die Masse des Rauschgenerators, dessen Schaltung **abgeschirmt** ist, muss **unabhängig** von der Masse der Brücke sein.

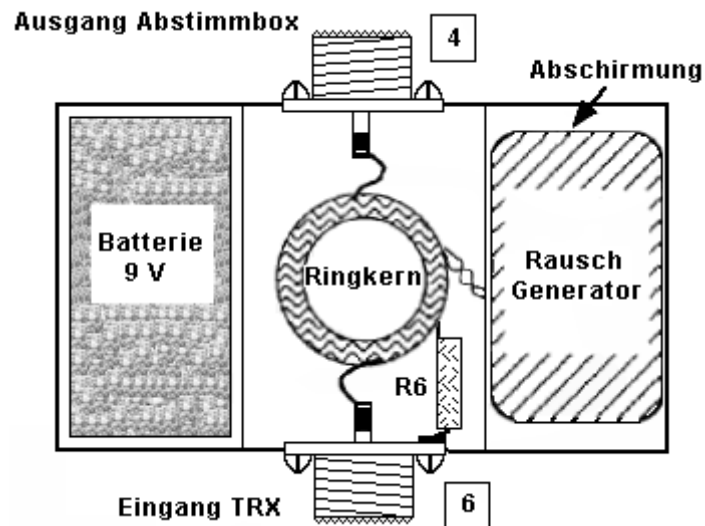
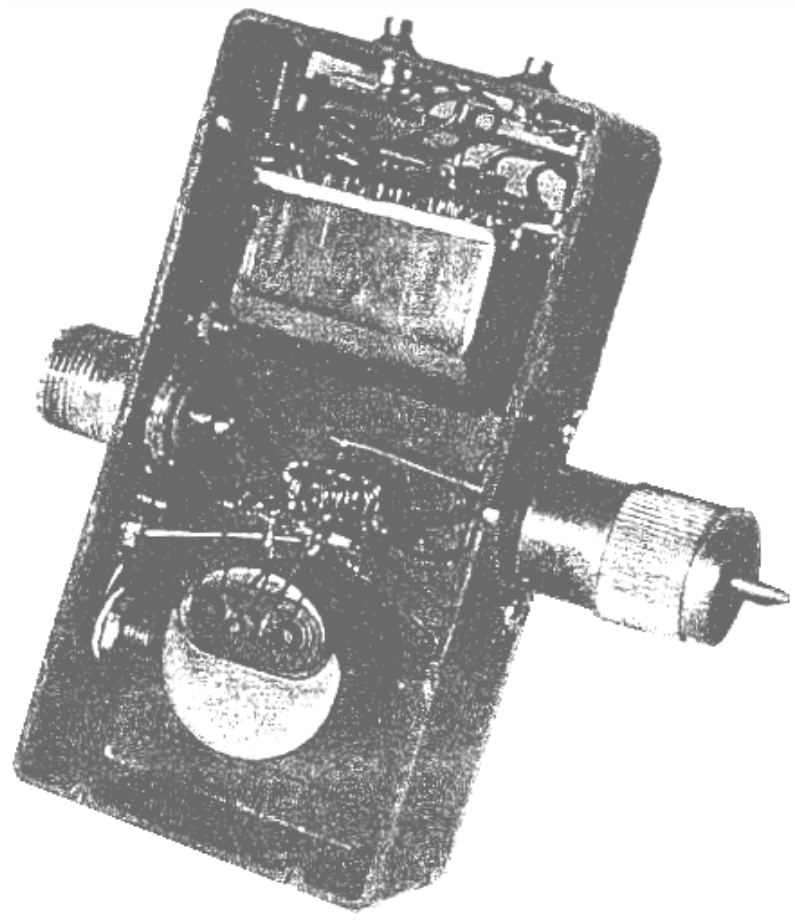


Abb. 6-06: Layout innerhalb der Brücke

Abb. 6-06 zeigt eine mögliche Anordnung der gesamten Brücke in einem Gehäuse, das nicht unbedingt aus Metall bestehen muss.

Als Ein- und Ausgangsanschlüsse dienen SO-239 Buchsen. Bei Verwendung eines Kunststoffgehäuses werden die Masseanschlüsse der beiden SO-239 Buchsen durch einen Draht miteinander verbunden. Dieser Draht endet an beiden Seiten in einer Lötöse, die unter einer der vier Befestigungsmuttern fixiert ist.

Die Stromversorgung des Rauschgenerators erfolgt über eine 9-Volt-Blockbatterie.



einfache Impedanzbrücke

d) Das Grid-Dip Meter in Kombination mit einem Frequenzzähler

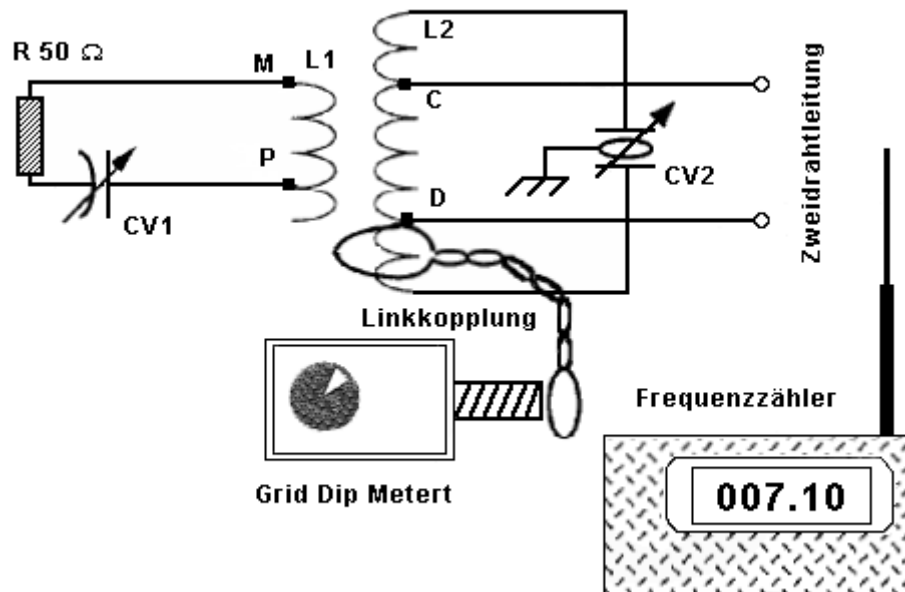


Abb. 6-07: Messung der Resonanzfrequenz

Grid-Dip Meter leiden seit jeher unter ungenauen Skalenmarkierungen des Drehkondensators. Tatsächlich ist ein eigenständiges Grid-Dip Meter kaum hilfreich, wenn es darum geht, die Resonanzfrequenz der Levy-Antenne für ein bestimmtes Band zu ermitteln.

Da das Gerät für diesen Versuch im **Sendebetrieb** arbeiten muss, kann ein in der Nähe befindlicher **Frequenzzähler** das Signal erfassen und die Frequenz äußerst präzise anzeigen (Abb. 6-07).

Die Kombination aus einem Grid-Dip Meter und einem Frequenzzähler ergibt ein sehr nützliches Messgerät. Dabei sollten jedoch zwei Vorsichtsmaßnahmen beachtet werden:

- Verwende eine sogenannte „**Link**“-Kopplung. Eine niederohmige Verbindung, bestehend aus einer verdrehten Doppelleitung, die an beiden Enden in eine **Schleife** mit einer **einzigsten Windung** mündet. Diese Kopplung ist dann die Verbindung zwischen der Spule des Grid-Dip Meters und der Spule des Schwingkreises im Antennentuner.
- Ersetze die Innenimpedanz des Generators (also des TRX) durch einen induktionsarmen Widerstand von etwa 50 Ω , (Dummy Load).

Entwicklung eines magnetisch gekoppelten Antennentuners

1 Typische Situation und Diagnose

CV2 ist vollständig geöffnet

In der Thomsonschen Formel steht das Produkt **LC** im Nenner unter der Wurzel.

Die Kapazität C ergibt sich aus der Kapazität von CV2 und der Reaktanz, die durch den Drahtabschnitt der Levy-Antenne beigesteuert wird.

Ist diese Reaktanz kapazitiv, wirkt sie wie ein virtueller Kondensator, der parallel zu L2 (ganz oder teilweise) geschaltet ist. Die effektive Kapazität von CV2 verringert sich entsprechend und kann unter Umständen ihre Restkapazität erreichen.

Diese Situation, bedingt durch die physikalische Länge des Drahtes der Levy-Antenne, lässt sich nicht ändern. Daher wird die Resonanzfrequenz durch Verringerung der **L-Komponente** des **LC-Produkts** angepasst.

In der Praxis führt ein vollständig geöffneter CV2 dazu, dass sich die Anzahl der Windungen zwischen den Anschlüssen von CV2 verringert.

Ebenso führt das vollständige Öffnen von CV1 zu einer Verringerung der Anzahl aktiver Windungen auf L1.

Aufgrund der gegenseitigen Kopplung beeinflussen sich die Einstellungen gegenseitig. Daher müssen die Einstellungen abwechselnd zuerst am Sekundärkreis und anschließend am Primärkreis vorgenommen werden usw.

CV2 ist vollständig geschlossen

Analog zum vorherigen Fall deutet ein vollständig geschlossener CV2 darauf hin, dass das **LC-Produkt** nicht ausreicht, um die Resonanzfrequenz zu erreichen.

In diesem Fall muss die Windungszahl zwischen den Anschlüssen von CV2 erhöht werden.

Das gleiche Verfahren gilt für die Primärwicklung – bzw. den Primärteil eines Spartransformators –, wenn CV1 vollständig geschlossen ist.

2 Reihenfolge der Abgleichschritte

Im Verlauf dieser Abgleicharbeiten werden keine Verbindungen verlötet, da diese noch nicht endgültig sind.

Zur Herstellung dieser temporären Verbindungen dienen kleine Krokodilklemmen oder handelsübliche Büroklammern aus Stahl, die an die Enden der flexiblen Leitungen gelötet wurden.

a) Wir beginnen mit der Einstellung der Resonanz bei 3,5 MHz, der niedrigsten Frequenz unter den Kurzwellenbändern.

Punkt **P** wird mit dem Ende von L1 verbunden, das dem Punkt **M** gegenüberliegt. Die Länge dieses Drahtes ist unkritisch, da die Impedanz der Schaltung gegenüber Masse niedrig ist.

- Der Drehkondensator CV1 wird auf eine halb geöffnete Position eingestellt.
- An L2 werden die Punkte C und D auf der Grundlage zweier aufeinanderfolgender Abschätzungen der Widerstandsbereiche R_f , R_m und R_e festgelegt. Zunächst eine **Abschätzung der Impedanz** in der Mitte des Dipols und anschließend eine **Abschätzung der Transformation**, die die Zweidrahtleitung darauf ausübt.

Um das Windungsverhältnis $n_{(CD)} / n_{(L2)}$ zu ermitteln, sollte die allgemeine – für alle Bänder geltende – Abschätzung herangezogen werden und nicht diejenige, die sich ausschließlich auf das 80 Meter Band bezieht.

- CV2 ist vollständig geschlossen.

Bestimme mithilfe einer der bereits oben beschriebenen Methoden die Gesamtwindungszahl von L2, indem du die Anschlüsse von CV2 symmetrisch entlang L2 verschiebst.

Die **überzähligen** Windungen an beiden Enden der Spule dürfen zu diesem Zeitpunkt **noch nicht abgeschnitten** werden.

b) Wir suchen nun die Anpassungseinstellungen für 3,5 MHz.

Ziel ist es, die Anzahl der aktiven Windungen von L1 und die Kapazität von CV1 zu bestimmen, die erforderlich sind, damit der Antennentuner dem Transceiver eine rein ohmsche Impedanz (ohne Reaktanz) von 50 Ω bietet.

Für dieses Verfahren wird das SWR-Meter verwendet, während ein **schwaches** „Tuning“ Signal gesendet wird.



Das SWR-Meter ist auf „Reverse“ eingestellt.

Die Einstellung auf „FORWARD“ ist nicht erforderlich. Unser Ziel ist es **nicht**, das SWR zu messen, sondern lediglich zu ermitteln, bei welchen Tuner-Einstellungen der Zeiger nicht von der 1:1 Markierung abweicht.

c) Resonanz und Anpassung bei 3,8 MHz werden nun überprüft.

Diese müssen erreicht werden, ohne die Windungszahl zu verändern, sondern **ausschließlich** durch Variation der Kapazitäten von CV2 und CV1.

Wenn dies **gelingt**, wechseln wir zu 7 MHz, um das 40 Meter Band anzupassen.

Im **Fehlerfall** wiederhole den Versuchsablauf, indem du den von CV2 angezapften Abschnitt von L2 eine Windung hinzufügst. Dies erfordert dann eine offenere Einstellung von CV2.

Wenn die Schaltung als Spartransformator konfiguriert ist (Abb. 4-09), erfordert die Symmetrie bezüglich des Spulenmittelpunkts **M**, dass an **jedem Ende** des aktiven Abschnitts von L2 eine Windung hinzugefügt wird.

ACHTUNG!

Die Ringkernwicklung der Impedanzbrücke kann durchbrennen, wenn diese versehentlich während des Umschaltens in den Sendemodus in Reihe geschaltet bleibt.

Um Funkamateuren, die diese Methode verwenden, das wiederholte An- und Abstecken der Brücke zu ersparen, empfiehlt es sich:

- den Mikrofonstecker zu entfernen, insbesondere wenn er das Push-to-Talk Signal (PTT) führt. Ein kurzer Moment der Unachtsamkeit birgt immer ein Risiko!
- Führe alle notwendigen Tests mit der Brücke auf einem einzelnen Frequenzband durch, insbesondere an den beiden Bandgrenzen, bevor du sie zum Senden aus dem System entfernst.

Alle notwendigen Experimente mit der Brücke – insbesondere an den oberen und unteren Frequenzgrenzen – auf einem einzigen Frequenzband durchzuführen, bevor sie zum Senden aus dem Stromkreis entfernt wird.

Wir wiederholen die gleichen Messungen und gehen dabei von einem Frequenzband zum unmittelbar darüber liegenden über. Dabei dürfen keine Bänder ausgelassen werden.

Wir haben in einem vorherigen Kapitel gesehen, dass dieselbe Levy-Antenne auf einem Band kapazitive und auf dem nächsten induktive Reaktanz aufweisen kann.

Dies führt mitunter zu Situationen, die scheinbar der Thomson-Formel widersprechen. Beispielsweise zu mehr Windungen und/oder einer höheren Kapazität im 40 Meter Band als im 80 Meter Band.

Um sich wieder zu orientieren, muss sich der OM die Regeln für die Kombination von Bauteilen in Erinnerung rufen. Zuerst für zwei **parallelgeschaltete** Kondensatoren deren Werte sich addieren.

Und dann für zwei Induktivitäten, nach der gleichen Kombinationsregel wie bei Widerständen, was dann dazu führt, dass die Gesamtinduktivität kleiner als die der Einzelwerte ist.

Änderung der Positionen der Punkte C und D

Sollte es auf einem oder mehreren Bändern – selbst nach Wiederholung der oben beschriebenen Schritte – nicht gelingen, eine ordnungsgemäße Anpassung der Einheit zu erreichen, müssen die Punkte C und D neu positioniert werden.

Diese Maßnahme stellt ein *letztes Mittel* dar und sollte nur in Ausnahmefällen ergriffen werden, da sie einen vollständigen Neustart des gesamten experimentellen Prozesses erfordert. Als vorbereitende Maßnahme kann zunächst versucht werden, eine neue Position für **Punkt P** zu wählen.

Falls dies nicht möglich ist, verwende **eine Windung weniger** zwischen den Punkten C und D. Die Punkte C und D müssen weiterhin die gleiche Anzahl an Windungen – *einschließlich Bruchteilen* von Windungen – von den L2 Enden entfernt sein (z. B. 8,5 Windungen).

Sobald für jede Frequenz in jedem Band ein Stehwellenverhältnis (SWR) von 1:1 erreicht wird, ist die Versuchsphase abgeschlossen. Jede temporäre Verbindung sollte dann durch eine ordnungsgemäße Lötverbindung ersetzt werden.

Löten an der Windung einer Spule

Um zu verhindern, dass Lötzinn auf benachbarte Windungen gelangt, wird die betreffende Windung mit einem rechteckigen Stück Pappe abgedeckt (Abb. 6-08).

Dieses Rechteck aus Pappe wird entlang einer Mittellinie in zwei Hälften gefaltet. Damit es sich jedoch leichter zwischen die Windungen schieben lässt, wird ein dreieckiges Teil mit einer Schere ausgeschnitten. Die Seite mit der Falzkante ist die Kürzere!

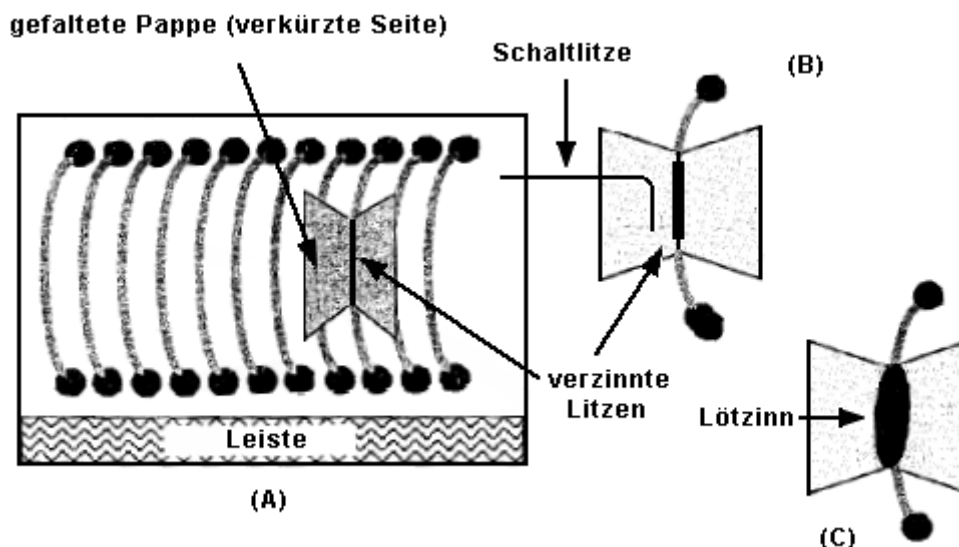


Abb. 6-08: Löten an einer Spulenwindung

Dieses Stück Pappe wird an seiner längsten Seite gehalten und in die Spule eingeführt. Sobald die andere Seite nicht mehr an der zu verlötenden Windung reibt, wird das Stück Pappe so geführt, dass es herausgezogen werden kann.

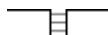
Anschließend wird die Oberfläche der Windung, auf die das Lot aufgebracht werden soll, im Faltenkantenbereich freigelegt.

Mit einem sehr heißen LötKolben wird diese Oberfläche verzinnt, ebenso das Ende des Anschlussdrahtes, der zu einer tangentialen Lötstelle gebogen wird.

Wie abgebildet, umschließt dieser blanke Kupferdraht, mit einem Querschnitt von 1,50 mm² nicht die Spulenwindung. Die Lötstelle befindet sich **außerhalb** der zylindrischen Oberfläche der Spule.

Sonderfall: Zwei Möglichkeiten für dieselbe Frequenz

Es kann vorkommen, dass zwei verschiedene Versuchsaufbauten bei derselben Frequenz ein Stehwellenverhältnis (VSWR) von 1:1 ergeben.



Wähle die selektivere Option. Also diejenige mit der geringsten Antennenbandbreite. Verschiebe dazu die Frequenz (QSY) in jeder Konfiguration, ohne die Einstellungen zu verändern, die das 1:1-Verhältnis erzeugt haben, bis ein SWR von 1,5:1 oder 2:1 erreicht ist. Achte darauf, die automatischen Schutzschaltungen des Leistungsverstärkers nicht auszulösen.

Die bevorzugte Option ist diejenige, bei der das SWR am schnellsten ansteigt. D.h. diejenige, welche die geringste Frequenzverschiebung benötigt, um den vorgegebenen SWR Schwellenwert zu erreichen.

Erstellung einer Kalibrierungstabelle

Es ist hilfreich, die Positionen der Drehknöpfe CV1 und CV2, die einer bestimmten Frequenz entsprechen, **ein für alle Mal** zu bestimmen.

Zur Vereinfachung sind die Drehknöpfe mit einer Markierung versehen und drehen sich vor einer **Skala**. Die genaue Art der Skala ist unerheblich. Sie muss lediglich gleichmäßig und gut lesbar sein!

Da ein Drehkondensator CV typischerweise nur eine halbe Umdrehung vollführt, kann ein handelsüblicher Winkelmesser als Skala dienen, wenn er auf die Frontplatte des Geräts geklebt wird. Achte darauf, die Mitte des Winkelmessers genau mit der Mitte der Achse des Drehkondensators auszurichten.

Beim Umschalten der Frequenzbänder ist kein manuelles Abstimmen mehr nötig, um die Drehkondensatoren des Tuners einzustellen. Ein kurzer Blick auf die Kalibrierungstabelle genügt.

Abb. 6-09 zeigt ein Beispiel für eine solche Kalibrierungstabelle.

Für jedes Frequenzband gibt es eine Skala mit den Frequenzen. Darunter sind die Werte angegeben, die jeweils auf den Skalen von CV1 und CV2 einzustellen sind.

Beim Umschalten von einem anderen Frequenzband auf 3650 kHz stelle einfach den Regler CV1 auf 19 und den Regler CV2 auf 17.

Band	Drive	Markierung													
80 m	2,5	35 36 37 38													
		CV1	3	5	8	11	14	16	19	21	24	27	32	35	38
		CV2	29	27	25	23	21	19	17	15	12	9	6	3	1
40 m	3,5	7 7,02 7,04 7,06 7,08 7,1													
		CV1	39		38		37		36		35		34		
		CV2	51		51		51		52		52		52		

Abb. 6-09: Beispiel für eine Kalibrierungstabelle

Die in dieser Tabelle enthaltenen Werte sind willkürlich. Doch ihr Verlauf beim Wechsel zwischen verschiedenen Frequenzen entspricht genau dem Muster einer echten Tabelle.

Zusätzliche Informationen, wie beispielsweise die ALC-Einstellung, die durch die Position des „Drive“ Knopfes am Transceiver angezeigt wird, können ebenfalls enthalten sein.

Die Einstellungen für ein exaktes SWR von 1:1 können bei Regenwetter leicht variieren.

Die Ursache dafür liegt möglicherweise in der Veränderung der Eigenschaften des Drahtabschnitts und/oder, was wahrscheinlicher ist, in der Veränderung des elektrischen Erdpotentials.

Perfektionisten können die Einstellungen dann durch geringfügige Anpassungen der Kapazität von CV2 feinjustieren.

Ergänzende Messungen

1 Messung des Erdstroms

Ein Strom fließt, sobald zwei Punkte entlang seines Pfades nicht das gleiche elektrische Potenzial aufweisen.

Der Mittelpunkt einer Levy-Anordnung liegt meist auf dem Potential der Masse der Abstimmbox (ATU), vermittelt durch die Platten und das Gehäuse eines Doppel-Drehkondensators CV oder den Mittelpunkt einer Spule oder eines Baluns.

Durch die Abschirmung des Koaxialkabels, das die beiden Geräte verbindet, wird diese Masse zur Masse des Transceivers.

Wenn zwischen den drahtgebundenen Teilen der Antenne und ihren Spiegelbildern im Erdboden ein Gleichgewicht herrscht, hat diese Masse das gleiche Potential wie die Erde. Folglich fließt kein Strom durch einen Draht, der diesen Erdungspunkt mit der Erde verbindet.

Unterscheiden sich die Potenziale hingegen, fließt ein Hochfrequenzstrom durch diesen Draht, der dadurch zu einem strahlenden Teil der Antenne wird. Ideal positioniert, um Ströme in Stromleitungen, Telefonleitungen, Computerperipheriegeräten usw. zu induzieren.

Das Vorhandensein von Erdungsströmen lässt sich einfach feststellen. Man benötigt lediglich ein kleines Prüflämpchen, das zwischen einer zuverlässigen Erdungsverbindung und dem Erdungsanschluss des Antennenabstimmgeräts angeschlossen wird.

Da der Leistungsverstärker (PA) im SSB-Betrieb ohne Modulation kein Ausgangssignal liefert, achte darauf, ob der Glühfaden des Glühlämpchens während eines längeren CW-Signals oder eines kurzen Pfiffs ins Mikrofon rot aufleuchtet.

Ein schwaches Leuchten des Glühlämpchens ist beim Betrieb einer über Koaxialkabel gespeisten Antenne tolerierbar.

Dies gilt **nicht** für die Levy-Antenne. Sie ist hinsichtlich der Abstrahlung am **symmetrischsten** und folglich am gefragtesten, wenn es darum geht, Probleme mit elektromagnetischer Unverträglichkeit zu verringern.

2 Stromüberwachung in der Zweidrahtleitung

Vor vielen Jahren schalteten Funkamateure, die ihre Levy- oder Zeppelin-Antennen über offene Drahtleitungen speisten, ein thermisches Amperemeter in Reihe mit jedem Draht am Ausgang des Antennenkopplers.

Beim Senden eines AM-Trägers sollten beide Anzeigegeräte die gleiche Stromstärke anzeigen.

Diese Amperemeter, die oft viel HF-Leistung verbrauchten, sind heute nicht mehr erhältlich. Abb. 6-10 zeigt ein Gerät, das als geeigneter Ersatz dient.

Die Punkte A1 und A2 befinden sich auf **gleicher Höhe** an der Zweidrahtleitung. Dasselbe gilt für die Punkte B1 und B2.

Die beiden Drähte der Leitung beschreiben einen Halbkreis mit einem Durchmesser von etwa 20 cm. Ein größeres rundes Waschpulverpaket kann zur Formgebung dienen, um die Drähte zu biegen.

Die aus dünnerem Draht bestehenden Leitungsanschnitte A1-B1 und A2-B2 tragen in ihrer Mitte jeweils ein Skalenlämpchen für 3,5 V (50 mA oder 100 mA).

Wie bereits festgestellt, fließt in jeder Zweidrahtleitung ein stationärer Strom. Folglich besteht zwischen A1 und B1 sowie zwischen A2 und B2 eine Potentialdifferenz, welche die Lämpchen V1 und V2 zum Leuchten bringt.



Wenn $U(A1 - B1) = U(A2 - B2)$ gilt,

erscheinen die Lichtstärken von V1 und V2 **gleich**, während die momentanen Ströme entgegengesetzt gerichtet sind. Im *algebraischen Sinne* – gleiche Stromstärke, aber in entgegengesetzte Richtungen.

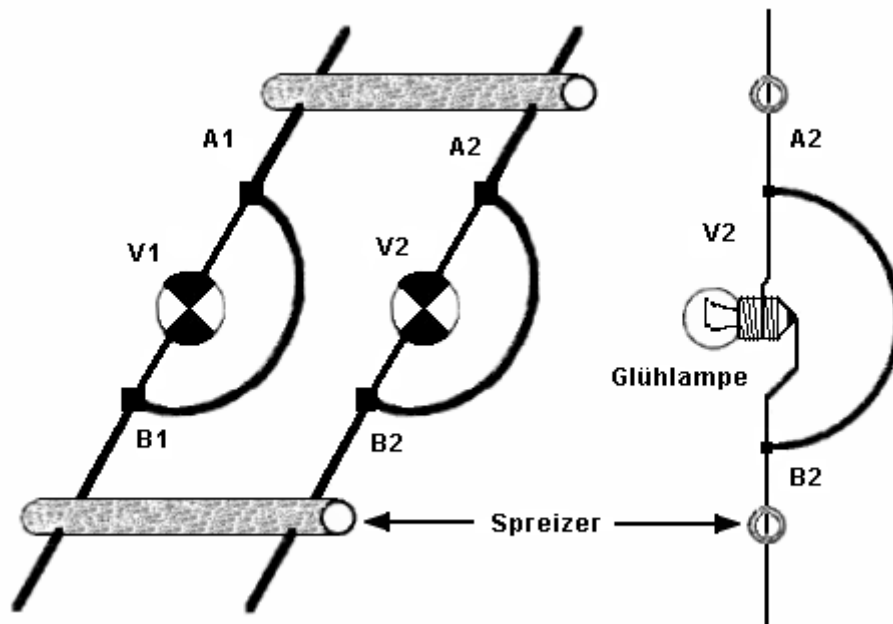


Abb. 6-10: Überprüfung der Ströme auf der Zweidrahtleitung

Das menschliche Auge erweist sich als präzises Beurteilungsinstrument, insbesondere bei schwachem Leuchten der Glühlämpchen.

Eine Ungenauigkeit in 95 % der Fälle hat ihren Ursprung im Abstimmgerät. Fälschlicherweise wird häufiger der Drahtabschnitt der Levy-Antenne dafür verantwortlich gemacht. Diese denkbar einfache Schaltung, die aufgrund ihres geringen Stromverbrauchs dauerhaft mit der Leitung verbunden bleiben kann, signalisiert die Notwendigkeit, die interne elektrische Symmetrie des Abstimmgeräts zu überprüfen.

Dabei ist Folgendes zu beachten.

- In äußerst seltenen Fällen kann es vorkommen, dass die Lämpchen V1 und V2 auf einem bestimmten Band nicht aufleuchten. Damit dies geschieht, muss V1 (oder V2) exakt mit einem Spannungsbauch zusammenfallen. Folglich liegen die Punkte A1 und B1 (bzw. A2 und B2) auf demselben Potenzial, sodass kein Strom zwischen A1 und B1 (bzw. A2 und B2) fließt.
- Die Leuchtintensität variiert je nach Band. Auf dem 80-Meter-Band ist sie schwach und nimmt mit steigender Frequenz sukzessive zu.

Dieses Phänomen erklärt sich dadurch, dass der Abstand entlang des jeweiligen Drahtes zwischen einem Spannungs- (oder Strom-) Knoten und einem Spannungsbauch proportional zur Wellenlänge abnimmt.

Kapitel 7

Spezielle Levy – Antennen

Die Extended Double Zepp

Im englischsprachigen Raum ist das, was wir als „Levy“ bezeichnen, als „Double Zepp“ bekannt. Eine Bezeichnung, die durchaus zutreffend ist, da sie faktisch zu einer doppelten Zeppelin-Antenne wird, wenn eine herkömmliche Zeppelin-Antenne um ein zweites strahlendes Element erweitert wird.

Wir können „Extended Double Zepp“ mit „verlängerte Levy-Antenne“ übersetzen.

1 Prinzip

Wir platzieren **zwei Halbwellenelemente** nebeneinander, die phasengleich gespeist werden. Das heißt, so gespeist werden, dass die momentanen Ströme in dieselbe Richtung fließen. Diese werden auch als „**kollineare Halbwellenelemente**“ bezeichnet.

Die von jeder Halbwelle erzeugten elektromagnetischen Felder addieren sich dann, was zu einer Verstärkung in einer Richtung senkrecht zur Achse ihrer Strahlungsstränge führt.

Abb. 7-01 zeigt, wie diese Verstärkung in Abhängigkeit vom Abstand **E** variiert.

Man erkennt, dass das Maximum bei etwa $E = \lambda/2$ erreicht wird.

Ein solcher Abstand erlaubt offensichtlich keine Speisung über eine offene Leitung. Für den Betrieb in einem einzigen Frequenzband wäre jedoch eine Speisung über zwei Koaxialkabel möglich. Dies geht aber über den Rahmen dieses Buches hinaus!

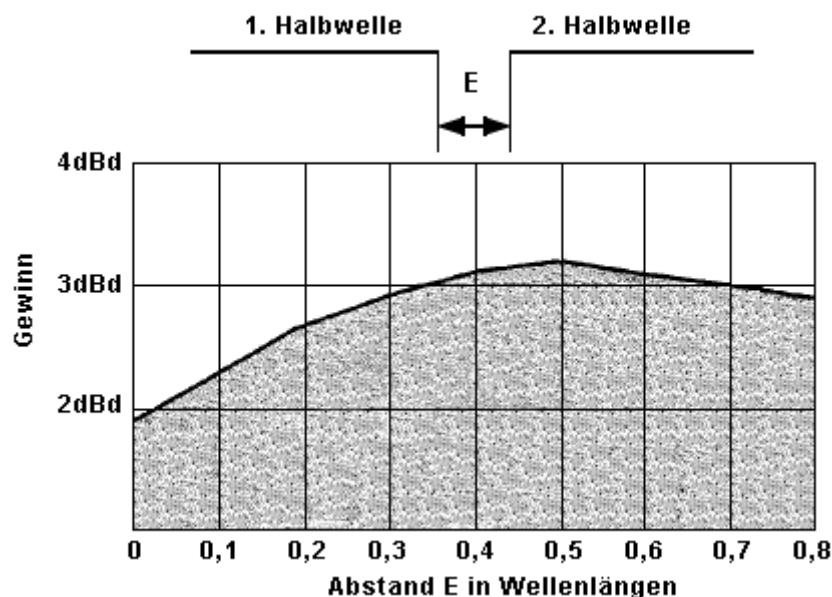


Abb. 7-01: Verstärkung im Vergleich zum Halbwellen-Dipol in Abhängigkeit vom Abstand E

Wie lässt sich der maximale Gewinn aus der Kollinearität einer Levy-Antenne erzielen, wenn der Abstand E der Breite der Zweidrahtleitung entspricht?

2 Beschreibung

Die Amerikaner haben, vermutlich experimentell, festgestellt, dass dieser maximale Gewinn erzielt wird, wenn die beiden phasengleichen Halbwellen um **0,28 λ** voneinander entfernt sind.

Bei zwei phasengleichen, benachbarten Halbwellen beträgt der Gewinn 1,9 dBd (Leistung des $\lambda/2$ -Dipols multipliziert mit 1,55), wie aus der Abb. ersichtlich ist.

Bei einem Abstand von etwa 0,28 λ erreicht der Gewinn fast 3 dBd (**dBd** = bezogen auf einen Halbwellen-Dipol).

Für das Frequenzband, das von dieser Konfiguration profitieren soll, ergibt sich für die elektrische Länge jedes Halbelements folgender Wert:

$$0,50 \lambda + (0,28 / 2) \lambda = \mathbf{0,64 \lambda}$$

Bei 7,05 MHz ergibt sich beispielsweise – unter der Annahme eines Verkürzungsfaktors von 0,95 – für eine „Extended Double Zepp“ Antenne eine Gesamtlänge der strahlenden Elemente von.

$$(300 / 7,05) \times 0,64 \times 2 \times 0,95 = \mathbf{51,74 \text{ m}}$$

Das sind etwa **2 mal 25,90 m**, was keine übertriebene Länge ist.

Auf den anderen Bändern verhält sich die Antenne wie eine gewöhnliche Levy-Antenne. Aber auf dem 80 Meter Band sticht sie jedoch aufgrund ihrer Spannweite besonders hervor.

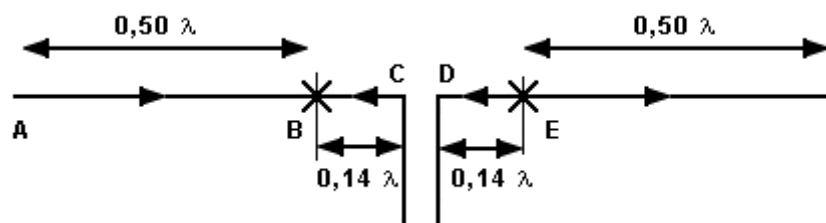


Abb. 7-02: Aufbau der Extended Double Zepp

Es ist jedoch in Abb. 7-02 zu erkennen, dass sich auf jedem Halbstrang die **Momentanströme**, deren Richtung durch einen Pfeil angezeigt wird, an **B** und **E umkehren**.

$$0,64 \lambda - 0,50 \lambda = 0,14 \lambda \text{ vom zentralen Isolator CD.}$$

Trotzdem liegt der Gewinn bei etwa 3 dB im Vergleich zum Halbwellen Dipol!

Die Kehrseite der Medaille zeigt sich im Strahlungsdiagramm (theoretisch, im freien Raum), (Abb. 3-03) bei einer geradlinigen Antenne, die von **West nach Ost** ausgerichtet ist.

Die 0,14 λ sind für das Auftreten kleiner, jedoch unbedeutender Nebenkeulen verantwortlich. Aus der Kollinearität ergibt sich jedoch eine starke Richtwirkung in **Nord-Süd** Richtung.

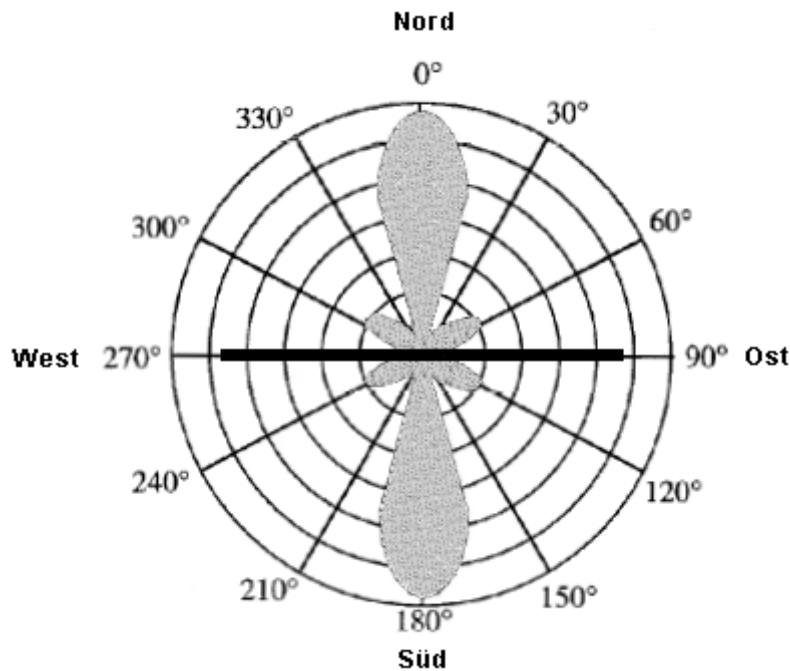


Abb. 7-03: Horizontales Strahlungsdiagramm der Extended Double Zepp

Für diejenigen, die diese sehr ausgeprägte Richtwirkung nicht nutzen möchten, was für den regelmäßigen Funkverkehr mit einer ganz bestimmten Station interessant sein kann, wurde die Lösung bereits in einem früheren Kapitel behandelt.

Man muss die Extended Double Zepp in einer horizontalen Ebene so umlegen, dass die beiden $0,64 \lambda$ Halbstrahler zueinander einen Winkel zwischen 180° und 90° bilden.

Die Extended Double Zepp kann auch die Form eines umgekehrten „V“ annehmen, wobei der oben empfohlene Winkel beibehalten wird.

Die W8JK – 9HJ Antenne

In mehreren Fachzeitschriften wurde eine Drahtversion der berühmten W8JK-Antenne von J. Kraus veröffentlicht – ursprünglich eine Einbandantenne mit zwei parallelen Übertragungsleitungen.

Da ihre beiden Elemente gleich lang sind, ähnelt diese Konfiguration – bei Resonanz unter erzwungener Schwingung – **zwei parallelen, gegenphasig gespeisten Levy-Antennen**.

Beschreibung der W8JK – 9HJ mit 7,5 m

Diese Allbandversion deckt alle Bänder von 10 bis 20 Meter ab. Insbesondere die neuen Bänder von 12 und 17 Meter, die sehr interessant, aber wenig frequentiert sind. Vielleicht aufgrund des Mangels an speziellen Antennen.



Technische Daten

Formfaktor des Dipols $\Omega = 12,5$

Der Formfaktor ist ein logarithmischer Ausdruck für das Verhältnis der Länge eines Halb-Elements zur Wellenlänge λ .

Dipol Gütefaktor (Q Faktor) = 6,4

Abmessungen (Abb. 7-04)

Länge jedes Elements = ca. 7,50 m,

durchschnittlicher Rohrdurchmesser = 30 mm,

Teleskopmontage empfohlen, mit zwei unterschiedlichen Rohrdurchmessern.

MN Abstand zwischen den Elementen = 3 bis 4 m (*)

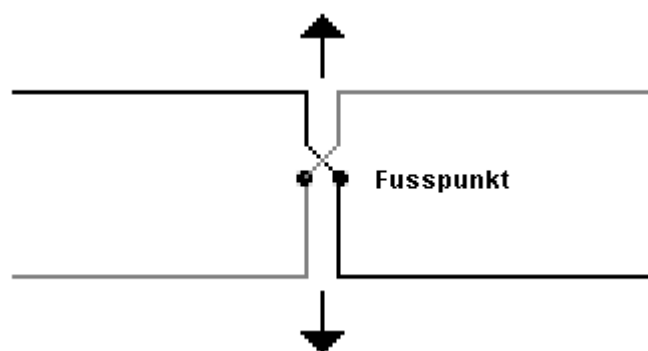
Abstand der Klemmen: NC1 = NC2 = MC3 = MC4 = 1,20 m

Aufbau des Beams

Die oben genannten Abmessungen sind das Ergebnis eines Kompromisses unter Berücksichtigung der abzudeckenden Frequenzbereiche. Sie dienen daher lediglich als Richtwerte. Der Leser kann sie bei Bedarf anpassen.

- 1) (*) Je länger ein Ausleger ist, desto kleiner ist der Abstrahlwinkel und desto größer ist der Gewinn. Dieses Prinzip gilt für alle Richtantennen, abhängig von der Anzahl der Elemente.
- 2) Die bevorzugte Richtung bleibt die Achse des Auslegers, bis die Länge des Elements $\lambda/2$ überschreitet.
- 3) Diese Beam-Antenne ist bidirektional. Ihre Drehung ist auf 180° begrenzt. Im Gegensatz zu 360° bei anderen drehbaren Antennen.
- 4) Die Länge von 7,50 m pro Element entspricht $\lambda/4$ auf dem 30 Meter Band.

Der Wirkungsgrad einer Levy-Antenne nimmt sehr schnell ab, wenn ihr Element kürzer als $\lambda/4$ ist. Wir befinden uns hier also an der Grenze, können die Beam-Antenne jedoch auf diesem Band nutzen.



Prinzip Skizze W8JK

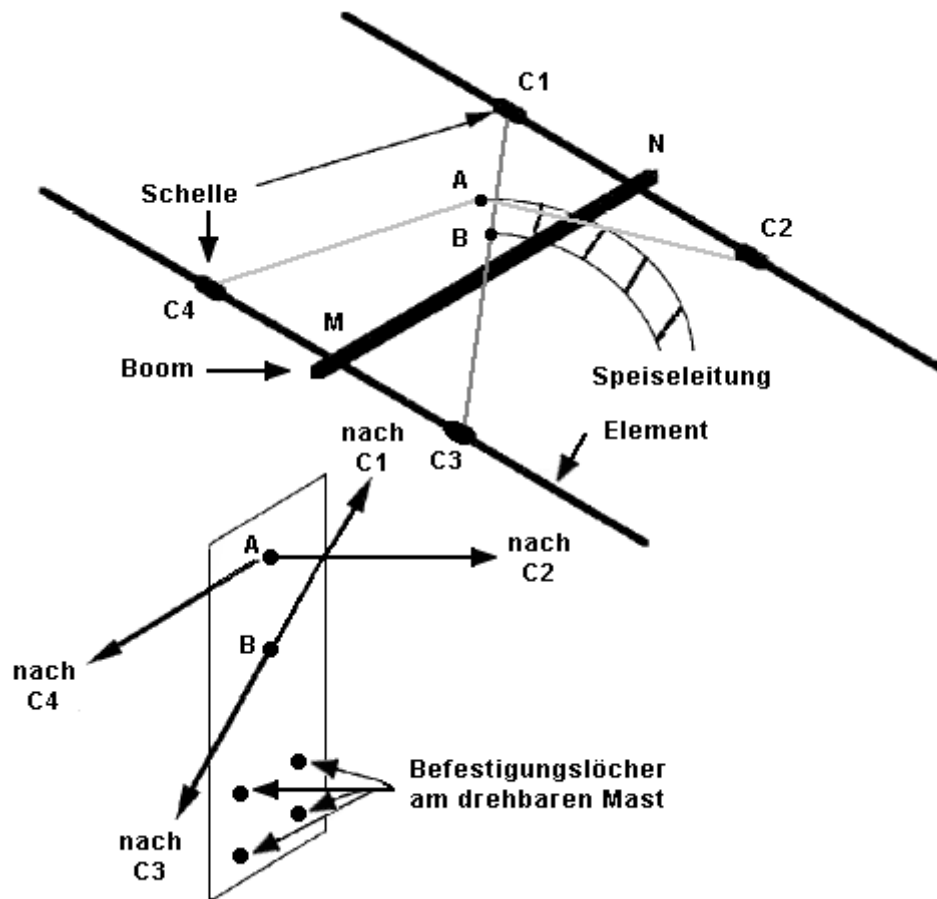


Abb. 7-04: W8JK - 9HJ – geerdete Antenne

Die Montage wird dadurch erheblich vereinfacht, dass die Mitte jedes Elements direkt am Ausleger befestigt wird.

Die Befestigung der Rohre erfolgt mittels zweier U-Klemmen in Verbindung mit einer rechteckigen Metallplatte.

Diese Montage ist in Abb. 7-05 dargestellt. Dort ist auch zu sehen, wie der Ausleger am drehbaren Mast befestigt wird.

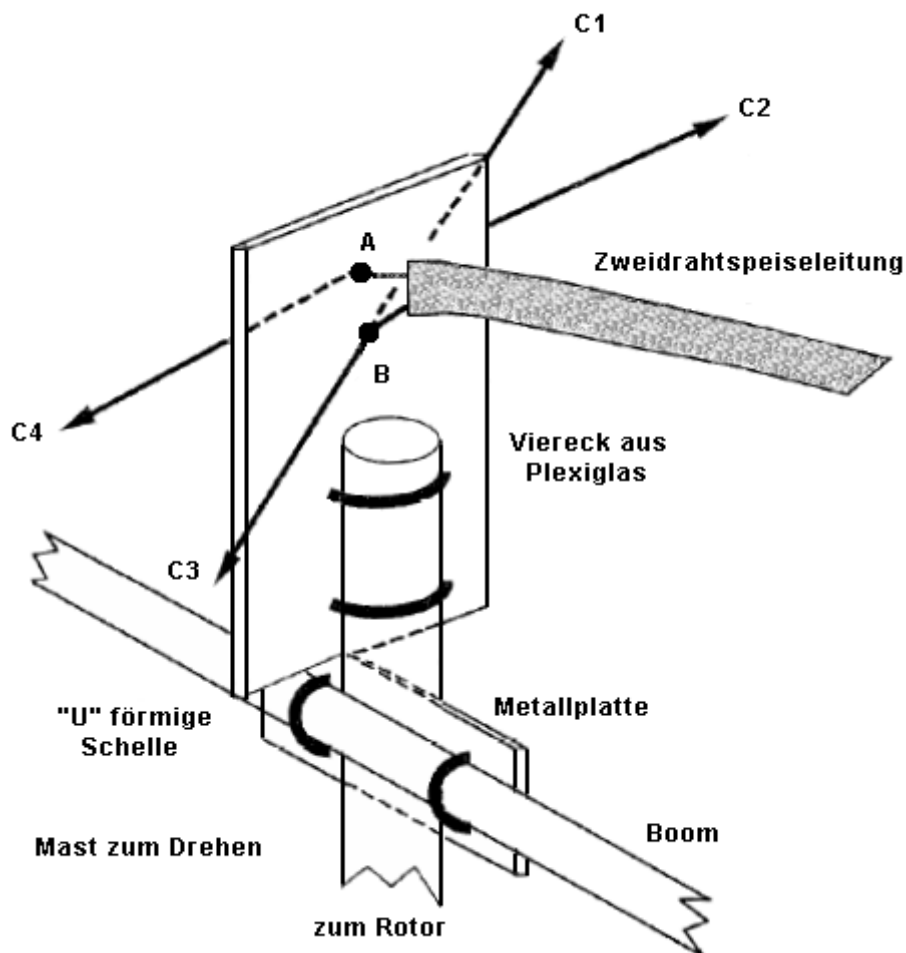


Abb. 7-05: Detailansicht der Oberseite der Richtantenne

Es empfiehlt sich, an jedem Gewindeende des U-Bügels eine Federringscheibe, eine Mutter und eine Kontermutter zu verwenden.

Für den Ausleger ist ein **quadratischer** oder **rechteckiger** Querschnitt einem runden vorzuziehen. In diesem Fall wird der „U“ Bügel durch zwei Metallplatten ersetzt, die mit vier Schrauben verbunden sind.

Der Anschluss der Zweidrahtleitung für die beiden Elemente erfolgt über eine dicke Plexiglasplatte. Diese kann durch Verkleben mehrerer 3 oder 4 mm starker Platten hergestellt werden. Sie wird dann am Mast montiert. Die Punkte A und B markieren die Bohrungen für Schrauben mit 4 mm Durchmesser.

Jede Schraube dient zur Befestigung von drei Crimp- oder Lötösen. Zwei Ösen liegen auf der Seite des Ausgangs der Zweidrahtleitung übereinander, die dritte befindet sich auf der anderen Seite der Plexiglasplatte.

Wie in Abb. 7-05 dargestellt, sind die beiden anderen Kabelschuhe der Schraube (A) die Enden der Leitungen A-C2 und A-C4. Abgesehen von der für den Anschluss der Zweidrahtleitung vorgesehenen Öse an (A) und (B).

Ebenso gehen von der Schraube (B) die Leitungen B-C1 und B-C3 aus.

Diese Leitungen bestehen aus 6 mm² Einzeldraht, 2,8 mm Durchmesser. Sie werden durch leichtes Biegen der Rohrelemente gespannt.

Die Drähte lassen sich an den Punkten C1, C2, C3 und C4 entweder über Schlauchschellen mit Schneckengewinde oder mit Rohrschellen, wie sie üblicherweise für Kupfer- oder Messingrohre verwendet werden befestigt.

Nach dem Festziehen werden die Verbindungsstellen mit einem geeigneten Lack vor Regen und Feuchtigkeit geschützt.

Technische Analyse

Für diese klar definierte Antenne ($\Omega = 12,5$ und $Q = 6,4$) ergeben Berechnungen die Werte der folgende Tabelle, wenn sie im freien Raum aufgestellt wird.

Dies ist das einzige Szenario, das konsistente Ergebnisse liefert. Sobald das Spiegelbild mit dem Widerstand des Dipols interagiert, sinken die Werte – und zwar umso stärker, je näher sich das Strahlungselement dem Erdboden nähert.

Daher können die in dieser Tabelle aufgeführten Werte für Resistanzen und Reaktanzen als **Maximalwerte** betrachtet werden.

— Tabelle —

mit den Impedanzen zwischen A und B für die verschiedenen Frequenzbänder

Band	20 m	17 m	15 m	12 m	CB	10 m
F Mittelwert in MHz	14,18	18,12	21,23	24,93	27,27	28,85
λ Mittelwert in m	21,16	16,56	14,13	12,03	11	10,40
L / λ	0,35	0,45	0,53	0,625	0,68	0,72
Resistanz	25 Ω	50 Ω	120 Ω	200 Ω	360 Ω	460 Ω
Reaktanz	-j 300 Ω	-j 100 Ω	+j 125 Ω	+j 320 Ω	+j 500 Ω	+j 520 Ω

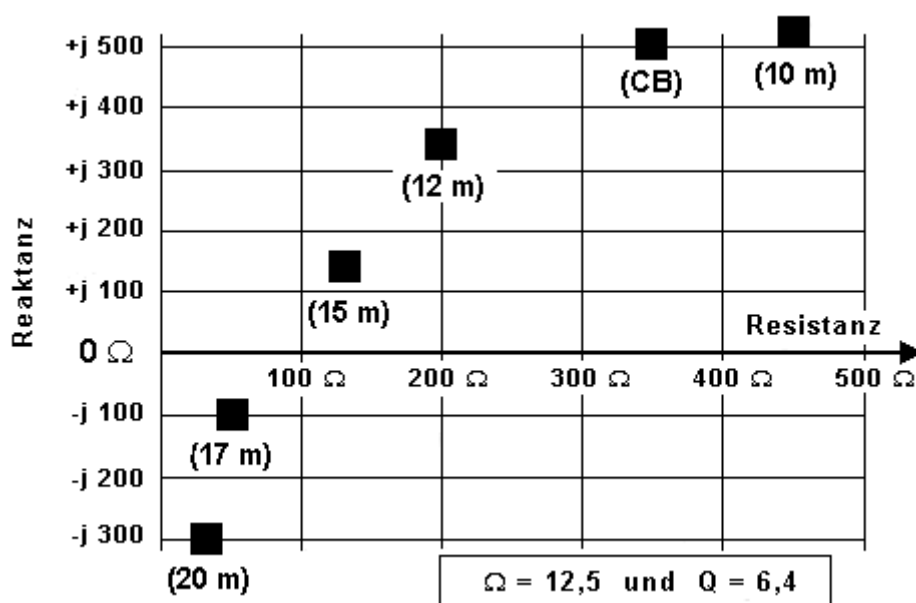


Abb. 7-06: Impedanzen in Abhängigkeit von den Frequenzbändern

Abb. 7-06 stellt diese Daten in dem bereits in früheren Kapiteln verwendeten kartesischen Koordinatensystem dar, wobei der Wirkwiderstand [Resistanz] auf der horizontalen Achse und der Blindwiderstand [Reaktanz] im übrigen Bereich der Ebene aufgetragen sind.

Dabei ist deutlich zu erkennen, wie niedrig der Wirkwiderstand in den 20-, 17- und 15 Meter Bändern ist.

Anstatt die Zweidrahtleitung mit einem hohen SWR zu betreiben (ein SWR von 12:1 im 20 Meter Band bei Verwendung einer 300 Ω Twin-Lead), werden die beiden Dipole über eine trapezförmige Leitung gespeist. Eine Variante der Delta-Anpassung.

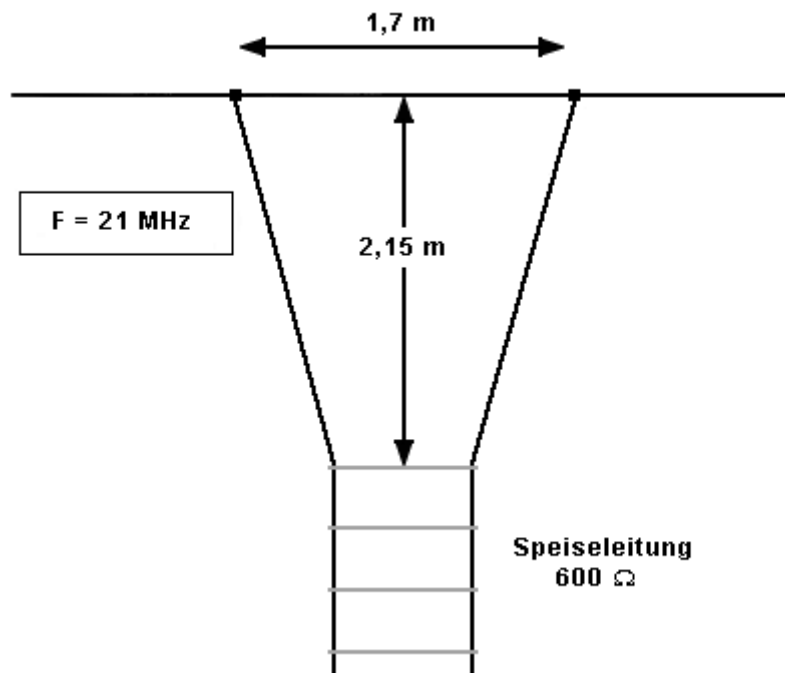


Abb. 7-07: Beispiel für eine Delta-Match Anpassung

Abb. 7-07 zeigt eine ältere Konfiguration an einer Halbwellen-Dipolantenne für 21 MHz.

Die Impedanz bei Resonanz würde, wenn man die Antenne zur Speisung in der Mitte durchtrennen würde, je nach ihrer Höhe über dem Boden in der Größenordnung von 50 bis 65 Ω liegen. Die 72 Ω lassen sich nur im freien Raum erreichen.

Die Delta-Anpassung wandelt diesen geringen Widerstand in 600 Ω um und ermöglicht so, dank einer damals gängigen 600 Ω Leitung eine lange, verlustarme Übertragung.

Ein ähnliches Verfahren wird für die Speisung der beiden Elemente der Richtantenne verwendet.

Die Verschiebung der Punkte A und B erfordert einen geringen Unterschied von einigen Zentimetern zwischen den Längen „Delta“ der Abschnitte C1-C3 und C2-C4. Sein Einfluss ist absolut vernachlässigbar.

Wenn man vorzugsweise ein **300 Ω Twin-Lead** wählt, können die für eine gewöhnliche Levy-Antenne beschriebenen Abstimmboxen verwendet werden.

Leistungsdaten der W8JK - 9HJ

Aufgrund ihrer Bidirektionalität verteilt sich die Strahlung auf beide Richtungen des Auslegers. Daraus ergibt sich ein Verlust von 3 dB, die Hälfte der Leistung.

aber:

- der vertikale Öffnungswinkel ist **sehr schmal**,
- das Verhältnis von Vorwärts- zu Seitwärtsstrahlung ist **beträchtlich**. In Richtung der Enden wird praktisch keine Energie abgestrahlt oder empfangen.

Ihr Erfinder J. Kraus gibt für den Gewinn G an:

im 20-m-Band	G = 5,7 dBi	d.h. = 3,5 dBd,
im 15-m-Band	G = 6,7 dBi	d.h. = 4,5 dBd,

im 10-m-Band $G = 7,7 \text{ dBi}$ d.h. $= 5,5 \text{ dBd}$,

Anmerkung:

dBi = Gewinn im Vergleich zur isotropen Antenne.
(fiktive Antenne, die für Berechnungen verwendet wird)

dBd = Gewinn im Vergleich zum Halbwellen Dipol (reale Grundantenne).

Ziehe 2,14 vom dBi-Wert ab, um diesen Gewinn in dBd umzurechnen.

Hinsichtlich des Gewinns übertrifft ihre Leistung, die einer 2-Element Triband-Yagi Antenne.

Verwendung

Es gibt zwei Möglichkeiten, eine Beam-Antenne einzusetzen.

- als Richtantenne für eine bestimmte Azimutrichtung. Man zielt auf das **maximale** Vor- Rückverhältnis ab, dank eines *geringen horizontalen* und vertikalen *Öffnungswinkels*. Man richtet die Antenne in Richtung des Gesprächspartners aus.
- um sich vor unerwünschten, starken (QRO-)Signalen aus einer anderen Richtung zu schützen (die sich glücklicherweise von der Richtung ihrer Gegenstation unterscheidet).

In diesem Fall richte den Beam auf die Richtung der Stationen aus, die du abschwächen möchtest, ohne dabei die Position deiner Gegenstation zu berücksichtigen.

Gerade in diesem letzteren Szenario spielt die Beam-Antenne ihre Stärken aus.

Vertikale oder schräge Levy-Antennen

Das Strahlungselement einer Levy-Antenne ist üblicherweise horizontal oder in Form eines umgekehrten „V“ angeordnet. Diese Konfiguration ermöglicht es, die größtmögliche Drahtlänge im verfügbaren Raum zu nutzen.

Diese Anordnung ist jedoch nicht zwingend erforderlich.

Wer eine Levy-Antenne ausschließlich für **DX-Verbindungen** auf den höheren Bändern verwendet, kann das Strahlungselement auch **vertikal** (z. B. **zwei 5 m Abschnitte**) nur wenige Dezimeter von einem Holzpfehl entfernt aufspannen. Dies führt zu **vertikaler** Polarisierung mit einem sehr flachen Abstrahlwinkel.

In diesem Fall sollte die zweiadrige Zuleitung verdreht werden, wenn sie zu nah am Strahlungselement verläuft (Abb. 7-08, Skizze 1).

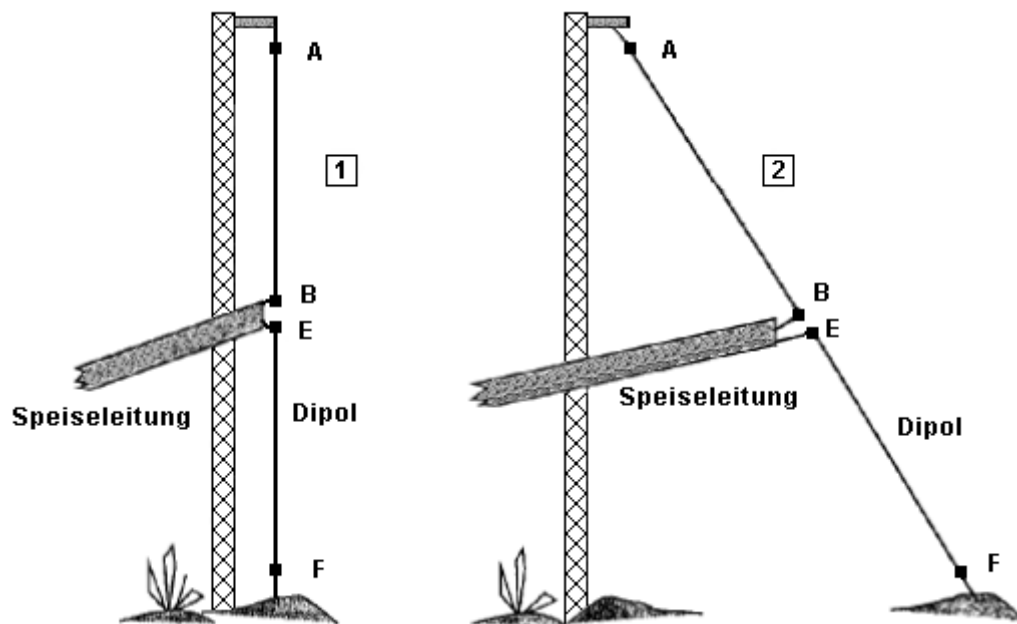


Abb. 7-08: Vertikale und schräge Levy-Antenne

Alternativ kann eine schräge Levy-Antenne verwendet werden, die einen längeren Draht (Skizze 2) ermöglicht und gleichzeitig eine nahezu vertikale Polarisierung beibehält.

Der Spiegeleffekt ist minimal, wenn die Levy-Antenne vertikal ausgerichtet ist. Idealerweise sollte eine $300\ \Omega$ Zweidrahtleitung verwendet werden.

Fazit

Da das nächste Kapitel den mathematischen Aspekten gewidmet ist, kommen wir hiermit zum Ende dieser Darstellung der Levy-Antenne.

Viele Funkamateure waren lange Zeit verwirrt über ihre Funktionsweise, da sie diese mit der einer Antenne mit **Eigenresonanz** verglichen haben.

Diese Sichtweise trifft auf zwei Antennen nicht zu, nämlich die Langdrahtantenne und die Levy-Antenne, die in 99 % der Fälle im **erzwungenen** Schwingungsmodus arbeiten.

Die Gleichsetzung ihrer Zweidrahtleitung mit einem Feeder hat die Sache verkompliziert, indem sie die Rolle des Feeders als Impedanztransformator verschleiert hat, die, wie wir gesehen haben, **sehr wichtig** ist.

Am Ende dieser sieben Kapitel wird an die Leser gedacht, die diese Antenne bisher noch nicht verwendet haben, und Lust bekommen, diese zu bauen.

Die Levy-Antenne ist einzigartig und lässt sich beliebig an die schwierigsten Bedingungen anpassen.

- Welche andere Antenne kann im 80-m-Band mit **weniger als 10 m** strahlendem Draht funktionieren?
- Welche andere Antenne kann durch die Symmetrie der Potentiale aller ihrer Punkte gegenüber der Erde Störungen durch Fernsehen, Telefon, Hi-Fi-Anlage usw. unterdrücken?
- Welcher andere Dipol kann mit einem SWR von 1:1 auf **jeder beliebigen Frequenz** betrieben werden?

Vor allem wünscht sich der Autor, dass für den Leser die Angst vor dem Bau der Abstimmbox verschwindet. Ein echtes Hindernis, das oft in den technischen Zuschriften zu spüren war, die an den Autor gerichtet wurden.

a) zunächst einmal eine Levy-Antenne ausprobieren

Wer einen gewöhnlichen Koppler besitzt, sollte einen Balun mit einem Verhältnis von 1:4 bauen. Diese Schaltung ist kostengünstig und am einfachsten herzustellen, vor allem auf einem Ferritstab.

Dieser Balun ist oft bereits serienmäßig in vielen Kopplern enthalten.

Wir haben gesehen, dass die Abmessungen einer G5RV auf allen Bändern zu den Zonen Rf oder Rm für die Impedanzen am unteren Ende der Zweidrahtleitung führen.

Es reicht also aus, den drahtgebundenen Teil davon zu realisieren.

b) Die Levy individuell anpassen

Um den gesamten verfügbaren Platz in der Nähe des QRA zu nutzen.

Es sei daran erinnert, dass die am einfachsten einzurichtende magnetische Übertragung die Autotransformator Version des Mac Coy von 1966 oder die zweite Version meiner SA-9HJ Box ist.

*Man darf nie vergessen, dass eine Abstimmbox **spezifisch** ist. Man sollte Freunde daran erinnern, dass eine Kopie davon nur eine identische Antennenanlage versorgen kann (gleiche Abmessungen von Strang und Leitung, gleiche Konfiguration usw.).*

Ein Koppler ist universell einsetzbar und im Handel erhältlich. Er funktioniert so wie er ist, am Ausgang jedes Senders.

Eine Levy-Box ist eine sehr individuelle Angelegenheit. Die erste erfordert möglicherweise mehrere Stunden des Experimentierens, die zweite etwas weniger Zeit und so weiter. Und wenn man erst einmal den Dreh raus hat ...

c) Die Antenne optimieren

Eine Antenne ist nie fertig, denn je mehr man über sie lernt, desto natürlicher ist es, ihre Leistung weiter verbessern zu wollen. Sie ist ein fester Bestandteil der **Amateurfunkwelt**.

Und dabei gehen meine Gedanken zu einigen OMs, die ich kenne, die diese Antenne lieben und die diesen letzten Zeilen sicherlich zustimmen werden.

Es gibt immer noch vieles, womit man in Bezug auf Wellen experimentieren kann!



Kapitel 8

Mathematische Grundlagen – Formelsammlung

Sofern nicht anders angegeben, gelten die in diesem Formular gewählten Einheiten für:

Frequenz	in Megahertz [MHz]
	$1 \text{ MHz} = 10^6 \text{ Hz}$
Kapazität	in Pikofarad [pF]
	$1 \text{ pF} = 10^{12} \text{ F}$
Induktivität	in Mikrohenry [μH]
	$1 \mu\text{H} = 10^6 \text{ H}$
Wellenlänge	in Meter [m]
Resistanz oder Reaktanz	in Ohm [Ω]
Leitwert oder Blindleitwert	in Siemens [S]

— Tabelle der Multiplikatoren —

Gekennzeichnet durch den Präfix, das Symbol und den Exponenten von 10.

Präfix	kilo	mega	giga	tera	peta	exa
Symbole	k	M	G	T	P	E
Exponent von 10	3	6	9	12	15	18

— Tabelle der Untereinheiten —

Gekennzeichnet durch den Präfix, das Symbol und den Exponenten von 10.

Präfix	milli	mikro	nano	pico	femto	atto
Symbole	m	μ	n	p	f	a
Exponent von 10	-3	-6	-9	-12	-15	-18

Beziehungen zwischen den Spannungen eines sinusförmigen Stroms während einer Halbwelle.

wobei:

$U(\text{eff})$ die Effektivspannung

$U(c)$ die Spitzenspannung

$U(\emptyset)$ die Mittelspannung

$$U(\text{eff}) = 0,707 U(c)$$

$$U(c) = 1,414 U(\text{eff})$$

$$U(\emptyset) = 0,637 U(c)$$

$$U(c) = 1,57 U(\emptyset)$$

$$U(\emptyset) = 0,9 U(\text{eff})$$

$$U(\text{eff}) = 1,11 U(\emptyset)$$

Allgemeine Formeln

Beachte die Einheitenumrechnung!

- Wellenlänge λ und Frequenz F

$$\lambda = 300 / F \quad F = 300 / \lambda$$

- Thomson-Formel (praktische Form)

$$LCF^2 = 25\,300$$

$$LC = \frac{25\,300}{F^2} \quad L = \frac{25\,300}{CF^2} \quad C = \frac{25\,300}{LF^2}$$

- Blindwiderstand X_L einer Induktivität (Spule)

$$X_L = 2 \pi F L$$

$$L = \frac{X_L}{2 \pi F}$$

$$F = \frac{X_L}{2 \pi L}$$

- Blindwiderstand X_C einer Kapazität (Kondensator)

$$X_C = \frac{159\,155}{FC} \quad C = \frac{159\,155}{F X_C}$$

• Eigenschaften eines Transformators (Abb. 8-01)

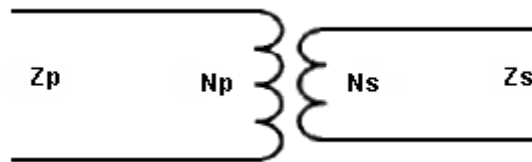


Abb. 8-01: Eigenschaften eines Transformators

mit:	Np	Anzahl der Primärwicklung	Zp	Impedanz der Primärwicklung
	Ns	Anzahl der Sekundärwicklung	Zs	Impedanz der Sekundärwicklung

$$\frac{Zs}{Zp} = \left(\frac{Ns}{Np} \right)^2 \quad \frac{Ns}{Np} = \sqrt{\frac{Zs}{Zp}}$$

• Parallele-/ serielle Transformation (Abb. 8-02)

mit:	Rp	dem Parallelwiderstand	Rs	der Serienwiderstand
	Xp	die Parallelreaktanz	Xs	der Serienreaktanz

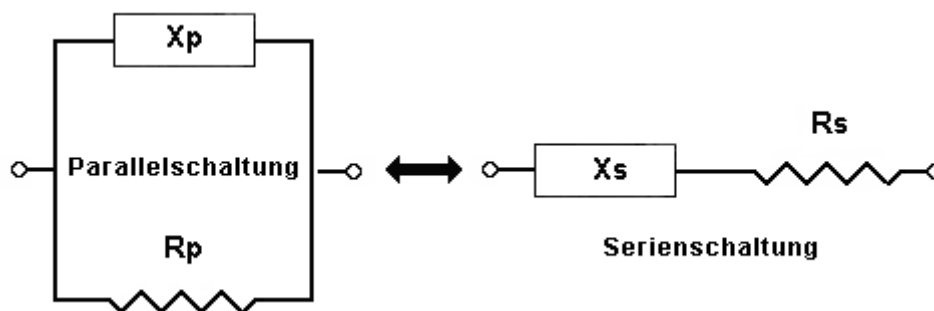


Abb. 8-02: Parallel-Reihenschaltung

$$Rs = \frac{Rp \cdot Xp^2}{Rp^2 + Xp^2} \quad Xs = \frac{Xp \cdot Rp^2}{Rp^2 + Xp^2}$$

• Serien-/Parallelumwandlung (Abb. 8-02)

mit:	Rs	dem Serienwiderstand	Rp	dem Parallelwiderstand
	Xs	der Serienreaktanz	Xp	der Parallelreaktanz

$$Rp = \frac{Rs^2 + Xs^2}{Rs} \quad Xp = \frac{Rs^2 + Xs^2}{Xs}$$

- Zusammenhang zwischen Widerstand R und elektrischem Leitwert G

$$G = 1 / R \quad R = 1 / G$$

- Zusammenhang zwischen Reaktanz X und Blindleitwert B

$$B = -1 / X \quad X = -1 / B$$

- Zusammenhang zwischen Impedanz Z und Admittanz Y

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \quad Y = \sqrt{G^2 + B^2}$$

- Stehwellenverhältnis s und Reflexionskoeffizient p

Z_c ist die charakteristische Impedanz der Leitung

Z ist die Impedanz des strahlenden Elements der Antenne

$|\dots|$ bezeichnet den Absolutwert

$$s = \frac{|Z + Z_c| + |Z - Z_c|}{|Z + Z_c| - |Z - Z_c|}$$

$$|p| = (s - 1) / (s + 1)$$

- Strom $i(x)$ an einem Punkt mit der Koordinate x einer Leitung der Länge L

$$i(x) = I_0 \sin \frac{2 \pi (L - x)}{\lambda}$$

- Charakteristische Impedanz Z_c einer Leitung

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

**• Charakteristische Impedanz Z_c einer parallel zum Erdboden verlaufenden Leitung**

mit:

- r dem Drahradius
h der Höhe über dem Boden

$$Z_c = 138 \log (2h / r)$$

$\log$ bezeichnet den Dezimallogarithmus

• Charakteristische Impedanz Z_c einer symmetrischen Leitung mit zwei parallelen Drähten

mit:

- D dem Abstand zwischen den Achsen der beiden Drähte
R dem Drahradius

$$Z_c = 276 \log (D / r)$$

$\log$ bezeichnet den Dezimallogarithmus

• Antennenwirkungsgrad R

wobei:

- R_r der Strahlungswiderstand
R_p der ohmsche Widerstand und der Hautwiderstand
R_s der Erdungswiderstand

$$R = R_r / (R_r + R_p + R_s)$$

• Charakteristische Impedanz Z_d eines horizontalen Dipols

wobei:

- L die Länge des Dipols
d der Drahtdurchmesser

$$Z_d = 120 \left(\ln \frac{L}{d} - 1 \right)$$

$\ln$ bezeichnet den natürlichen Logarithmus

Z_d ist der Widerstand, gegen den sich die Resonanz- und Antiresonanzwerte in der Mitte der „Spule“ annähern.

• Sichtweite einer Antenne

mit:

- D der Entfernung in Kilometern
h der Höhe der Antenne in Metern

$$D = 4,124 \sqrt{h}$$

• Nagaoka-Formeln

Nagaoka-Faktor **Korrekturfaktor zur präzisen Berechnung der Induktivität einer einlagigen, zylindrischen Luftspule.**

mit:

- L der Induktivität der Spule in uH
d dem Durchmesser der Spule in Zentimetern
a der Länge der Spule in Zentimetern
n der Anzahl der Windungen in einer einzigen Lage

(wenn e der Windungsabstand der Spule in cm bezeichnet, dann gilt $a = ne$)

wenn

$$(a/d) \geq 0,3$$

$$L = \frac{0,0099 n^2 d}{\frac{a}{d} + 0,46}$$

wenn

$$0,1 \leq (a/d) \leq 0,3$$

$$L = \frac{0,01 n^2 d}{0,375 + 1,266 \frac{a}{d}}$$

- „L“ Anpassung (Abb. 8-03)

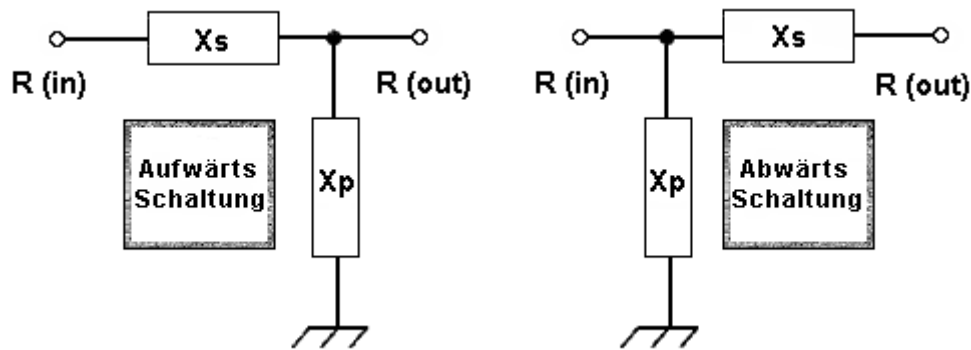


Abb. 8-03: Reaktive Elemente in einer „L“-Schaltung

mit:

$R(in)$ dem Eingangswiderstand der Schaltung

$R(out)$ dem Ausgangswiderstand der Schaltung

Xs der Serienreaktanz

Xp der Parallelreaktanz

$$Xs \cdot Xp = R(in) \cdot R(out)$$

Aufwärtswandler:

$$Xp = R(out) \sqrt{\frac{R(in)}{R(out) - R(in)}}$$

$$Xs^2 = Xs \cdot Xp - R(in)^2$$

Abwärtswandler:

$$Xs = \sqrt{(R(in) \cdot R(out) - R(out)^2)}$$

- in Abhängigkeit von Q, dem Überspannungskoeffizienten

$$Xs = Q \cdot R(out)$$

$$Xp = R(in) / Q$$

$$Q = \sqrt{\frac{R(in)}{R(out)} - 1}$$

• Impedanz-Transformation durch eine Zweidrahtleitung (Abb. 8-04)

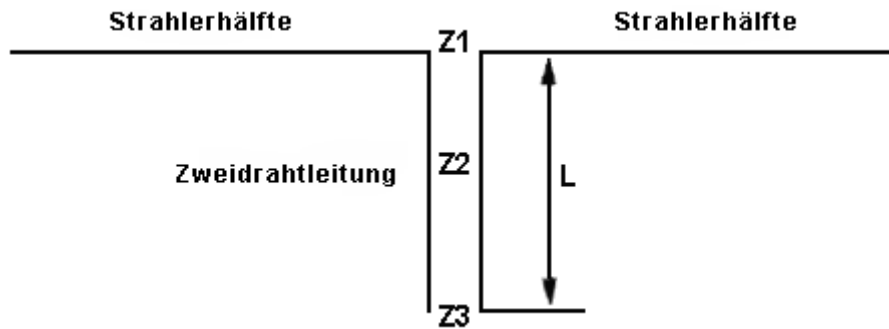


Abb. 8-04: Impedanz-Transformation durch eine Zweidrahtleitung

mit:

- Z1 Impedanz in der Mitte des Dipols
- Z2 charakteristische Impedanz der Leitung
- Z3 Impedanz am Ende der Leitung
- L Länge der Leitung
- $\beta = 2\pi / \lambda$

$$Z3 = \frac{Z2 (Z1 + j Z2 \tan \beta L)}{Z2 + j Z1 \tan \beta L}$$

Anhang

Ein paar Anschauungsobjekte, die für eine praktische Umsetzung nützlich sein könnten.

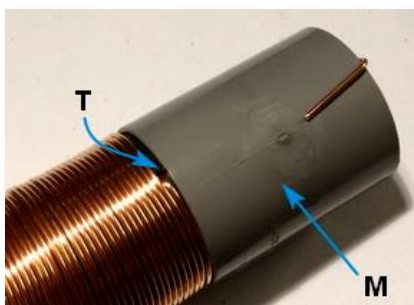
Quelle der Fotos sind französische Funkamateure – F5AD, F6BPO und weitere.



Spulendraht ziehen & wickeln



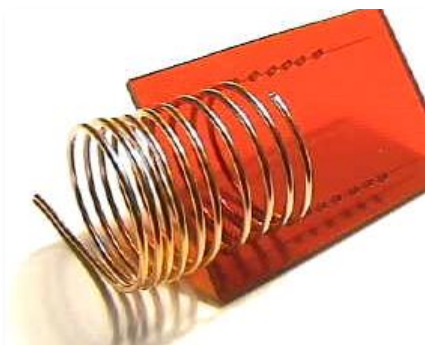
Spule auf PVC Rohr wickeln



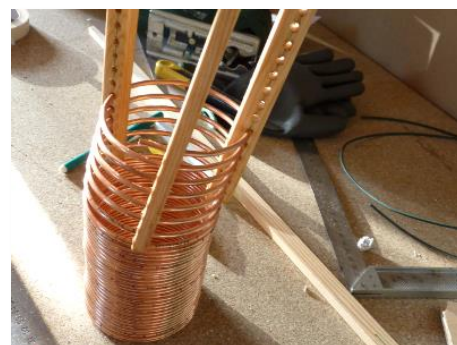
Spule auf Torso arretieren



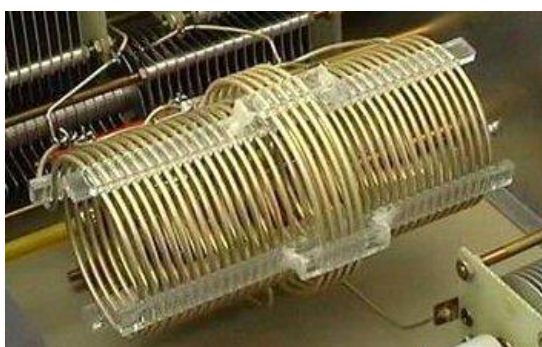
Spule einfädeln



Spule am Mittelsteg einfädeln



Spule positionieren



Beispiel einer fertigen Spule



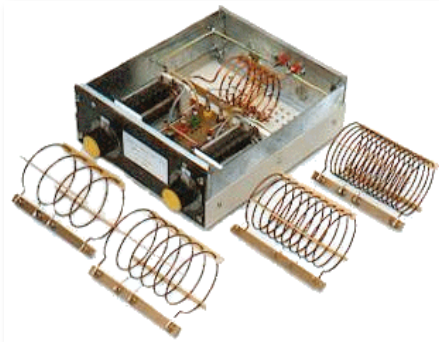
Spule Befestigung



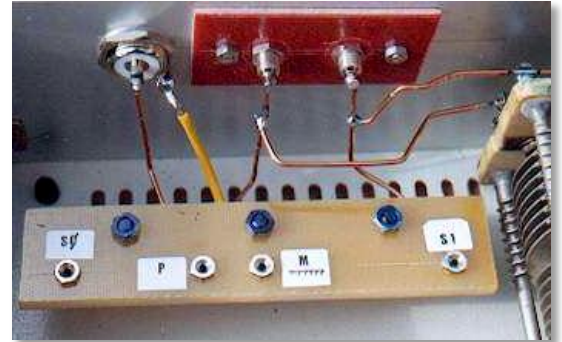
Sekundärspule drüber gewickelt



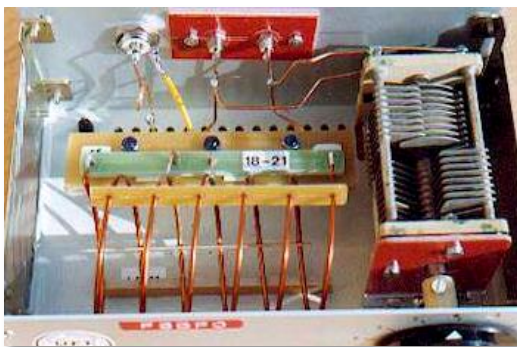
Primär- & Sekundärspule



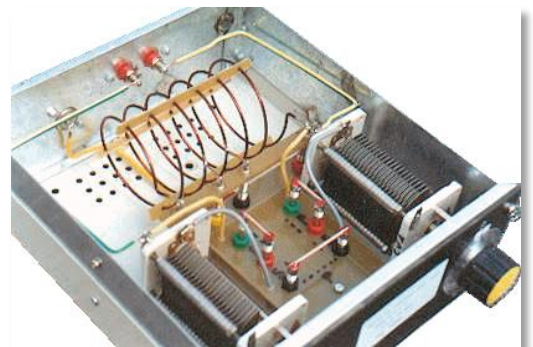
Steckspulen Auswahl



Steckbrett für Wechelspulen



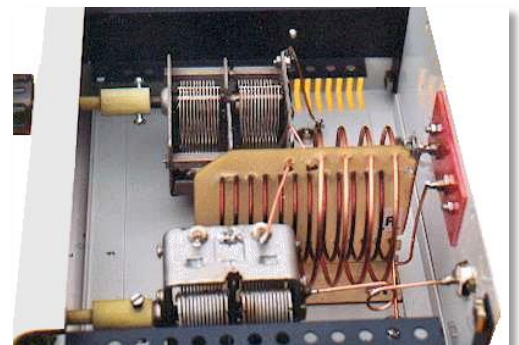
Wechelspule gesteckt



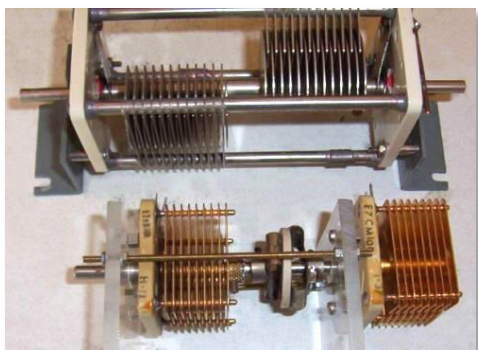
Beispiel einer Abstimmbox



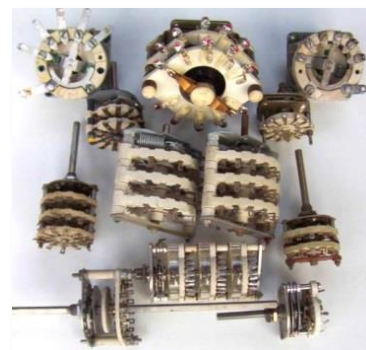
Spule mit mehreren Abgriffen



Beispiel Abstimmbox



Muster - Drehkondensator



Muster - Keramikschalter



Mitte Isolator mit Zugentlastung