

Abbildung 1: Funktionselemente des Universellen Detektor-Empfängers

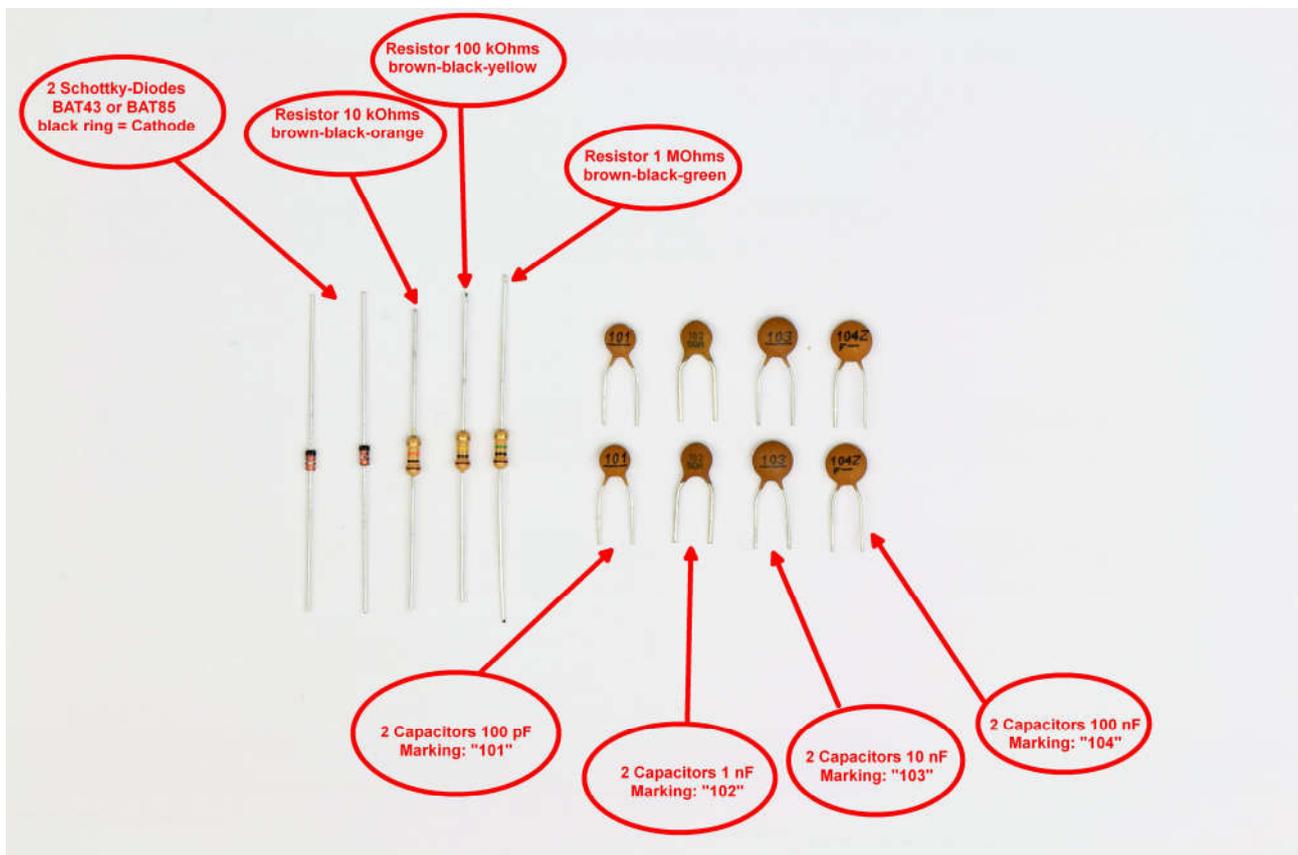


Abbildung 2: mitgelieferte Bauteile

# Inhaltsverzeichnis

## 1. Einleitung: Faszination Detektor-Radio

## 2. Beschreibung des Detektorempfängers und Schnell-Einstieg ("Quick-Start")

### 2.1. Funktionsbeschreibung des Gerätes

### 2.2. Schnellstart-Anleitung ("Quick-Start")

## 3. Der Schwingkreis und der optimale Gütefaktor Q

### 3.1. Funktion des Schwingkreises

### 3.2. Dimensionierung des Schwingkreises und optimaler Gütefaktor

#### 3.2.1. Dimensionierung von L und C

#### 3.2.2. Sinnvoller und optimaler Gütefaktor Q

## 4. Die optimale Empfangsspule

### 4.1. Die Magnetantenne

### 4.2. Verlustwiderstand und Q-Faktor

### 4.3. Verluste

#### 4.3.1. Kupferwiderstand

#### 4.3.2. Skin-Effekt

#### 4.3.3. Proximity-Effekt

#### 4.3.4. Dielektrische Verluste

#### 4.3.5. Magnetische Verluste

### 4.4. Zusammenfassung

## 5. Resonanzwiderstand und Leistungsanpassung

### 5.1. Resonanzwiderstand

### 5.2. Der Schwingkreis als Stromquelle oder Spannungsquelle mit Innenwiderstand

### 5.3. Leistungsanpassung

### 5.4. Zusammenfassung

## 6. Funktion von Diode, Kondensator und Lastwiderstand beim Detektor

### 6.1. Das Amplituden-modulierte Signal (AM)

### 6.2. Funktion der Detektor-Diode

### 6.3. Funktion des Glättungs-Kondensators

### 6.4. Funktion des Lastwiderstandes

### 6.5. Zusammenfassung der Detektorfunktion

## 7. Die "ideale" Detektordiode

### 7.1. Die Diodenkennlinie

### 7.2. Dynamischer oder differentieller Innenwiderstand einer Dioden

### 7.3. Der Sperrstrom (auch "Leckstrom", "Rückwärtsstrom" oder "Reverse-Current")

### 7.4. Messwerte einiger realer Dioden

### 7.5. historische Kristalldioden

### 7.6. Zusammenfassung

## 8. Dimensionierung von Filter-Kondensator C1 und Last-Widerstand R

### 8.1. Dimensionierungsformeln

### 8.2. Anpassung der Bauelemente an eine vorgebene Schwingkreislösung

## **9. Ausgangsübertrager, dynamische Kopfhörer, Piezo-Hörer**

**9.1. Ausgangsübertrager zur Impedanzanpassung**

**9.2. Anpassung des Übertrages an den Gleichspannungsanteil**

**9.3. Auswahl und Anpassung von dynamischen Kopfhörern**

**9.4. Empfindlichkeit von Kopfhörern**

**9.5. Einige optimale Bauteile-Kombinationen**

**9.6. Koppelwicklung oder Spule mit Anzapfung als Alternative?**

## **10. Standard-Detektor, Zweigweg-Gleichrichtung und Dioden-Vorstrom**

**11. Ferritantennen und Sonderformen als Schwingkreisspule**

**12. Ankopplung von Aussenantennen**

**13. geeignete Antennen für Lang- und Kurzwellen-Detektorempfang**

**14. Messung des Gütefaktors Q mit einfachen Mitteln**

**15. Glossar**

**16. Literatur und Links**

## 1. Einleitung: Faszination Detektor-Radio

In Zeiten hochintegrierter Radio-ICs oder sogar reiner Software-Lösungen (SDR=Software Defined Radio), deren Funktion für einen Laien praktisch nicht mehr nachvollziehbar ist und wie Zauberei erscheint, gibt es als Reaktion bei vielen Elektronik-Interessierten einen gewissen Gegentrend nach dem Motto "zurück zu den Anfängen".

Der Detektor-Empfänger war in der Anfangszeit des Radioempfangs die einfachste, preiswerteste (eine einzige Verstärkerröhre hat damals ein ganzes Monatsgehalt gekostet!), in grossen Teilen selbst herstellbare und auch für den Elektronik-Anfänger leicht verständliche Empfangsschaltung.

Schwingkreis

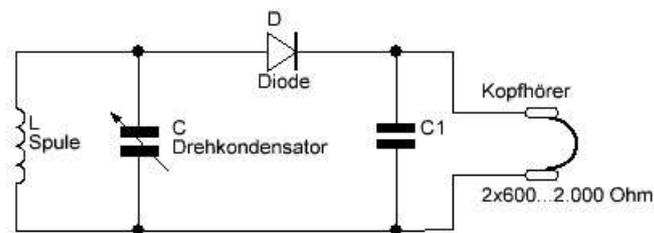


Abbildung 3: Detektor-Radio Grundsaltung

Die ungebrochene Faszination an einem Detektor-Empfänger rührt wohl daher, dass man ohne weitere Verstärkung oder Stromquelle die Energie der einfallenden Radiowellen direkt hörbar machen kann.

Spricht man mit älteren Hobby-Elektronikern oder Funkamateuren, so wird man immer wieder Geschichten hören, dass früher mit einem selbst gebauten Detektor-Empfänger mit einfachsten Mitteln ein oder mehrere Sender zu hören waren. Auch in Elektronik-Experimentier-Kästen gehörte in der Vergangenheit ein Detektor-Empfänger stets zu den beliebtesten Grundsaltungen.

Die Situation hat sich heute nun völlig verändert. Die Erfolgserlebnisse der Vergangenheit mit Detektor-Radios waren dem Umstand geschuldet, dass es ein weites Netz leistungstarker (bis 500 kW Sendeleistung) Mittel- und Langwellensender gab und die Hörer daher fast immer einen "Ortssender" in der Nähe hatten. Dieser fiel mit einer derart hohen Empfangsstärke ein, dass auch mit völlig fehlangepassten Bauteilen ein Empfang möglich war. Es mutet heutzutage fast wie ein Wunder an, mit welcher schlechten bzw. schlecht aufeinander abgestimmten Bauteilen damals erfolgreicher Empfang möglich war.

Mittlerweile sind in Deutschland aus Kostengründen alle Mittel- und Langwellensender abgeschaltet. Der nächste Sender liegt nun oftmals 500 km oder mehr entfernt und demzufolge sind die einfallenden Feldstärken derart gering, dass der Detektorempfang heute um ein Vielfaches schwieriger ist.

Diese Situation hat nun aber auch sein Gutes. Findige Funkamateure haben diese Situation als Herausforderung gesehen und die einzelnen Bauelemente des Detektors unter die Lupe genommen, um die Empfangsleistung zu optimieren. Achtet man bei jedem Bauelement (insbesondere Antennenspule, Detektordiode und Kopfhörer) auf optimale Bauteileauswahl und gegenseitige Anpassung der Bauteile, erzielt man Ergebnisse, die um einen Faktor 100...1.000 besser sind als die "Standard-Empfehlungen" für die Bauteile-Auswahl. Bei jährlichen Empfangswettbewerben werden von den aktuellen Rekordhaltern über 100 Stationen hörbar gemacht!

Damit ist der Detektor-Empfang heute interessanter denn je, denn früher durch die lokalen Ortssender überdeckte Fernstationen werden jetzt erst durch deren Abschaltung hörbar.

Die Erkenntnisse der Funkamateure und Hobby-Elektroniker, die sich in den letzten Jahren der Optimierung des Detektor-Radios gewidmet haben, sind alle in den hier vorgestellten Detektor-Empfänger eingeflossen. Da man sich oftmals an ein optimales Ergebnis schrittweise herantasten muss, haben wir zusätzliche Baugruppen in der aktiven Version des Detektorempfängers vorgesehen, um nicht blind im Nebel herumzustochern und sich Schritt für Schritt einer optimalen Abstimmung und Optimierung der Bauteile zu nähern.

Dazu gehören ein gepufferter Ausgang z.B. für niederohmige Kopfhörer oder Piezo-Hörer, ein kleiner Audio-Verstärker ebenfalls für niederohmige Kopfhörer und sogar Lautsprecher-Betrieb und eine geregelte Vorstrom-Erzeugung für die Detektor-Diode.

Neben dem Detektor-Radio ist noch ein Empfangs-Schwingkreis bestehend aus einer Empfangsspule und einem Drehkondensator sowie ein Kopfhörer notwendig. Für diese extern anzuschliessenden Teile liefern wir ebenfalls die erforderlichen Bauteile und Fertigkomponenten (Ferrit-, Flachspulen- oder Rahmenantenne, Drehkondensator einzeln oder als Magnetantennen-Abstimmgerät, Piezohörer und "Balanced-Armature"-Hörkapseln etc.)

## 2. Beschreibung des Detektorempfängers und Schnell-Einstieg ("Quick-Start")

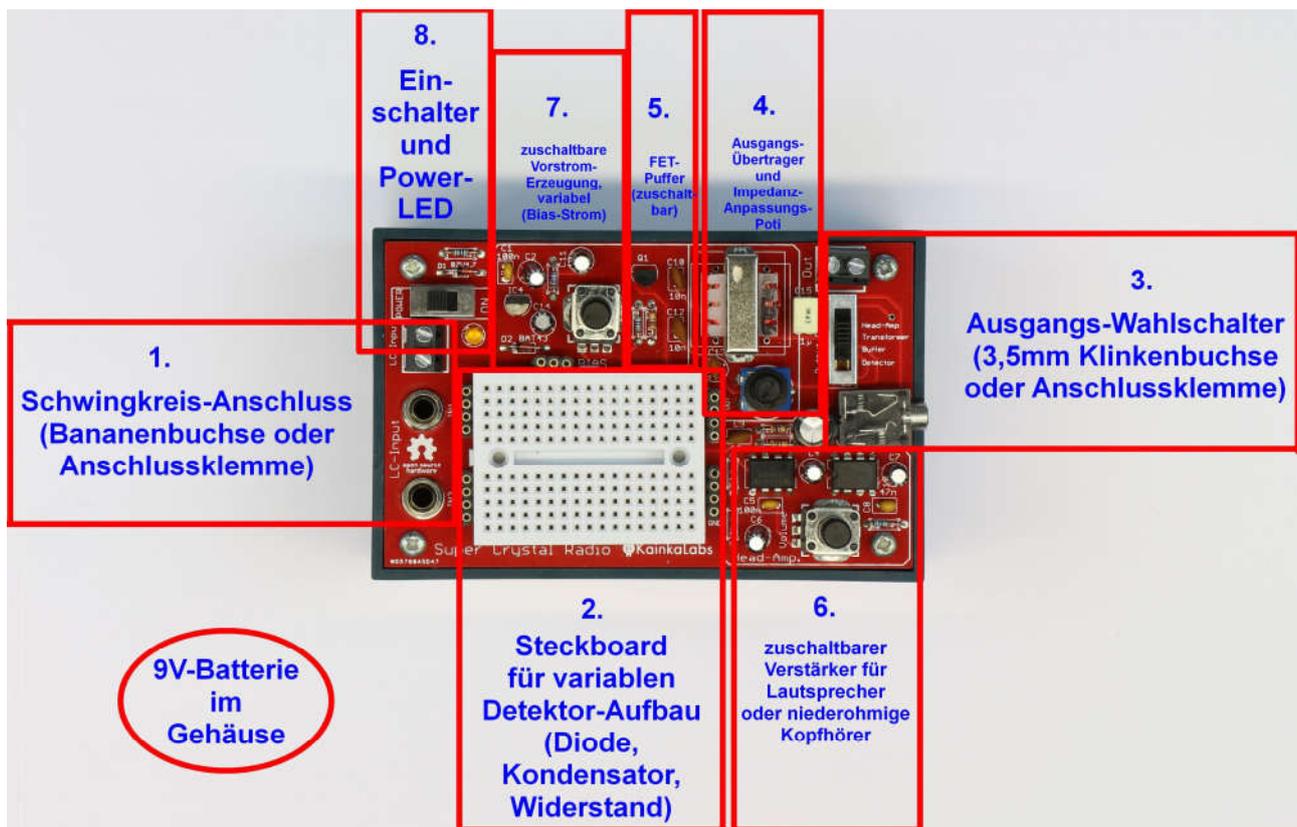


Abbildung 4: Funktionsgruppen des Detektorempfängers

Der Detektorempfänger ist in verschiedene Funktionsgruppen unterteilt, die auch optisch getrennt sind:

1. Schwingkreis-Anschluss:  
Hier wird der externe Schwingkreis bestehend aus Drehkondensator und Antennenspule angeschlossen. Der Schwingkreis kann entweder an die 4mm-Bananenbuchsen oder an eine Doppel-Schraubklemme angeklemt werden.
2. Das Schwingkreis-Signal liegt dann an 2 Vierfach-Buchsenleisten direkt neben dem kleinen Steckboard. Dort wird es mittels 2 Drahtbrücken auf das Steckboard geführt. Auf dem Steckboard wird der eigentliche Detektor bestehend aus Diode und Kondensator (für Kopfhörer) oder Diode und Widerstand (für Piezohörer) aufgebaut.
3. Vom Steckboard geht es dann an der rechten Seite wieder mittels zweier Drahtbrücken auf 2 Vierfach-Buchsenleisten. Von dort geht das Signal direkt zum Ausgangswahlschalter (Schiebeschalter).  
Mit diesem kann man umschalten, ob das Detektor-Signal direkt (Stellung "Detector"), über einen FET-Puffer (5.) (Stellung "Buffer"), über den Ausgangs-Übertrager (4.) (Stellung "Buffer") oder einen kleinen Audioverstärker (6.) (Stellung "Head-Amp") auf die Ausgangsbuchsen geht.  
Das Signal kann entweder über eine 3,5mm-Klinkenbuchse für Mono- und Stereo-Kopfhörer abgegriffen werden oder über eine Doppel-Schraubklemme in der rechten oberen Ecke. Bei Verwendung von Stereo-Kopfhörern sind die Kapseln für linken und rechten Kanal in Reihe geschaltet, um die Ausgangsimpedanz des Kopfhörers zu verdoppeln.

4. Der eingebaute NF-Ausgangs-Übertrager mit einem Impedanz-Anpassverhältnis von 1:50 oder 1:200 (ja nach Ausführung) dient zur Anpassung der meist viel zu niederohmigen Kopfhörer-Kapseln an die relativ hohe Impedanz des Schwingkreises bzw. Detektors. Dem Eingang des Übertragers ist noch am unteren Ende ein kleines Trimpoti in Reihe geschaltet, um auch den Gleichstromanteil des Detektor-Signals optimal an die Schwingkreis-Impedanz anzupassen. Dieses hat 100 k $\Omega$  Endwiderstand für den 1:50 Übertrager und 500 k $\Omega$  Endwiderstand für den 1:200 Übertrager.
5. Der mit einem einfachen JFET aufgebaute Puffer (ohne Spannungsverstärkung) dient der niederohmigen Auskopplung des Detektor-Ausgangs für Direktanschluss von Piezo-Hörern oder mittel- bis hochohmigen Kopfhörern, ohne den Schwingkreis zu belasten.
6. Um sich langsam an die optimale Abstimmung der einzelnen Bauteile (Schwingkreis, Detektor-Diode, Glättungs-Kondensator und Kopfhörer) heranzutasten, steht hier ein kleiner regelbarer Audio-Verstärker zur Verfügung, der sogar 8-Ohm Lautsprecher treiben kann.
7. In manchen Fällen kann ein Vorstrom durch die Gleichrichterdiode(n) das Empfangsergebnis verbessern. Dies ist insbesondere der Fall, wenn die eingesetzte Diode einen für die Schwingkreisgüte oder die Last zu hohen (dynamischen) Innenwiderstand hat. In dem Fall kann mittels eines Vorstroms der dynamische Innenwiderstand verkleinert werden und die Diode damit optimal auf Schwingkreis und/oder Last angepasst werden. Der von 0...100  $\mu$ A regelbare Vorstrom wird aus einer geregelten 3V-Spannung mit einem kleinen Trimm-Potentiometer mit logarithmischer Charakteristik eingestellt und kann über eine dreipolige Buchsenleiste auf das Steckbrett geführt werden.
8. Einschalter und Funktions-/Batterie-Kontroll-LED.  
Die LED dient gleichzeitig als Batteriekontrolle, da sie bei Absinken der Batteriespannung unter 6V nicht mehr leuchtet.
9. Die 9V-Blockbatterie zur Versorgung des FET-Puffers, des Audio-Verstärkers und der Vorstrom-Erzeugung befindet sich in einem Halter auf der Rückseite der Platine. Sie kann nach Lösen der 4 Gehäuseschrauben gewechselt werden.  
Für rein passiven, "klassischen" Detektor-Betrieb ist sie nicht notwendig.

## 2.1. Funktionsbeschreibung

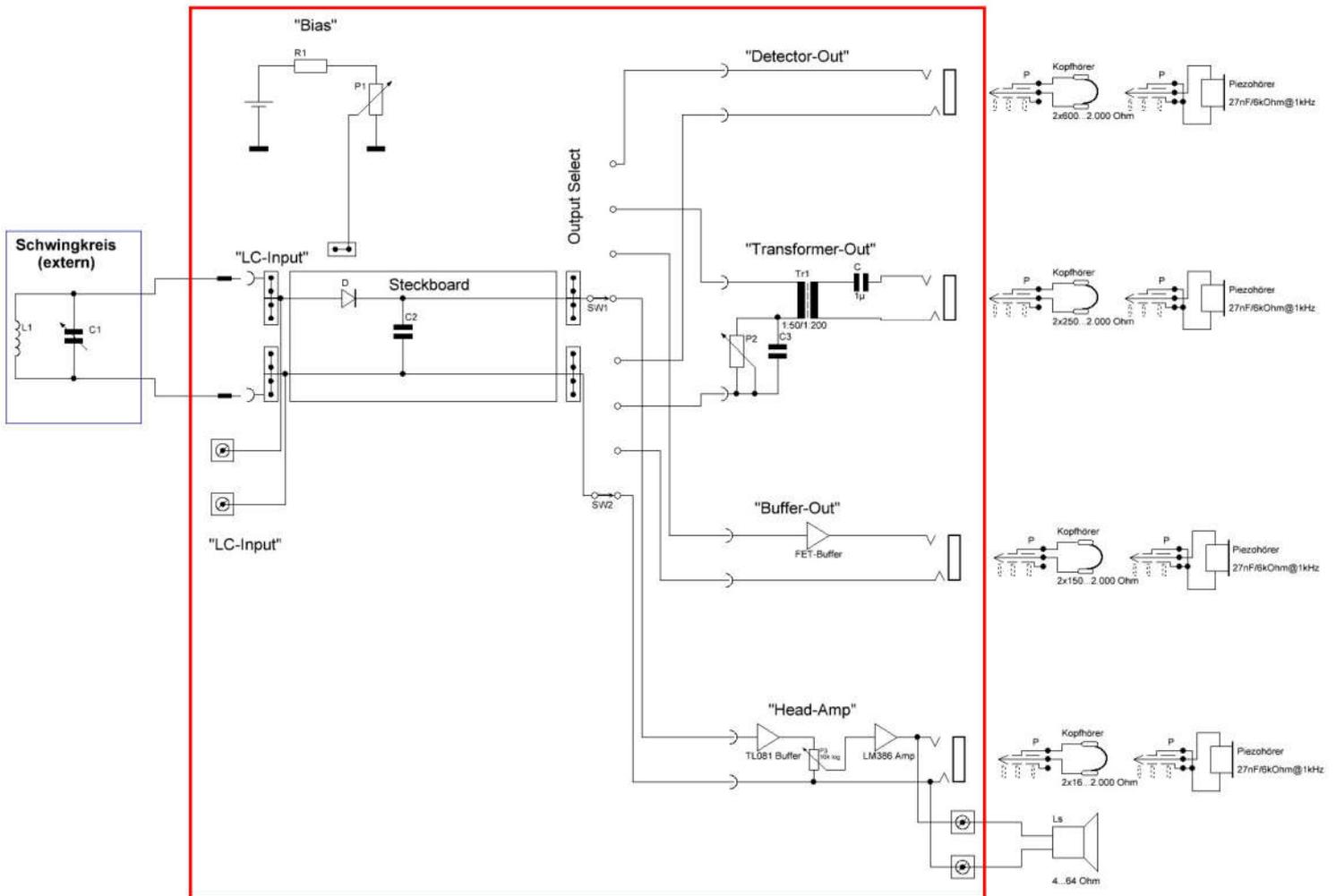


Abbildung 5: Funktionsblöcke und Anschluss der externen Bauelemente.  
 Rot umrandet sind die auf dem Detektorempfänger befindlichen Baugruppen.

Abb. 5 zeigt schematisch den Aufbau des Detektorempfängers und die extern anzuschliessenden Bauteile.

Zunächst muss an die Anschlüsse "LC extern" entweder über die 2 Bananenbuchsen oder über die Zweifach-Anschlussklemme auf der linken Seite der (blau umrandete) Schwingkreis angeschlossen werden.

Detektorempfang ist heutzutage nur mit sehr empfangsstarke Antennen hoher Güte (z.B. grossflächige Rahmenantenne) möglich. Die Eigenschaften und Konstruktion hochwertiger Schwingkreisspulen werden in den folgenden Kapiteln in aller Ausführlichkeit und leicht nachvollziehbar dargestellt.

Rot umrandet sind nun die Funktionsblöcke auf dem Detektorempfänger markiert.

Das Signal vom Schwingkreis wird mittels zweier Drahtbrücken von den 2 Vierfach-Buchsenleisten auf das Steckboard geleitet.

Dort wird der eigentliche Detektor aus einzelnen Bauteilen zusammengesteckt. Hier ist die einfachste Form mit Detektordiode D und Filterkondensator C2 dargestellt.

Weitere Varianten wie Zweifach-Gleichrichtung oder Zuführung eines Vorstroms ("Bias") für die Detektordiode werden in Kapitel 10 ausführlich besprochen.

Wiederum mittels zweier Drahtbrücken wird das Ausgangssignal des Detektors vom Steckboard auf die 2 Vierfach-Buchsenleisten rechts auf die Grundplatine zurückgeleitet.

Von dort wird das Detektorsignal dann mittels des Schiebeschalters "*Output Select*" über 4 verschiedene Wege bzw. Stufen an die Ausgangsklemmen und auf die 3,5mm-Klinkenbuchse geleitet.

In Abb.4 sind die sinnvollen Anschlussvarianten für verschiedene Kopfhörertypen (je nach Impedanz des Kopfhörers), Piezo-Hörer oder Lautsprecher dargestellt.

Für den Einsatz von Piezo-Hörern muss der Detektor ggf. etwas anders aufgebaut werden, was ausführlich in Kapitel 8 erläutert wird.

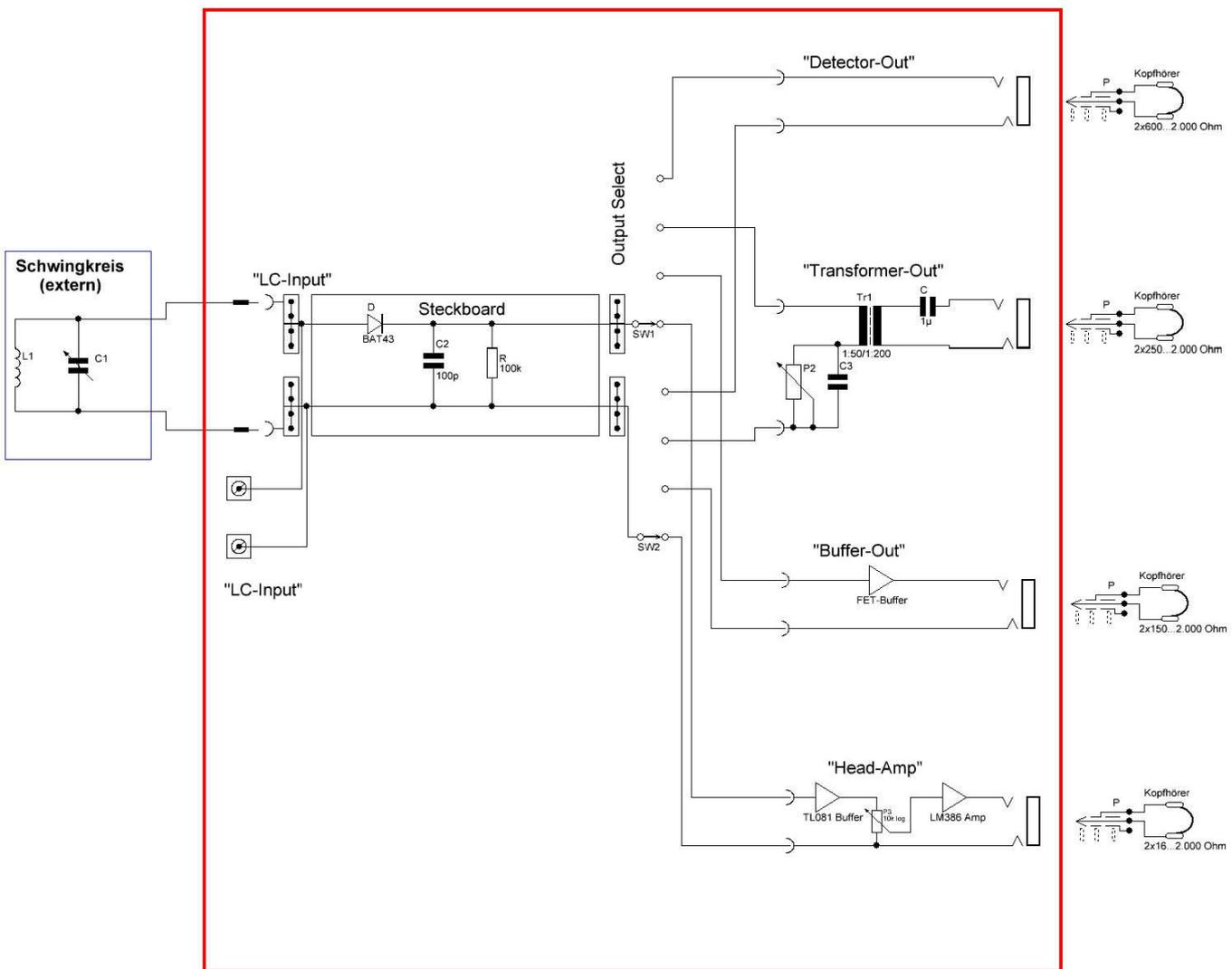


Abbildung 6: Grundaufbau für erste Empfangsversuche

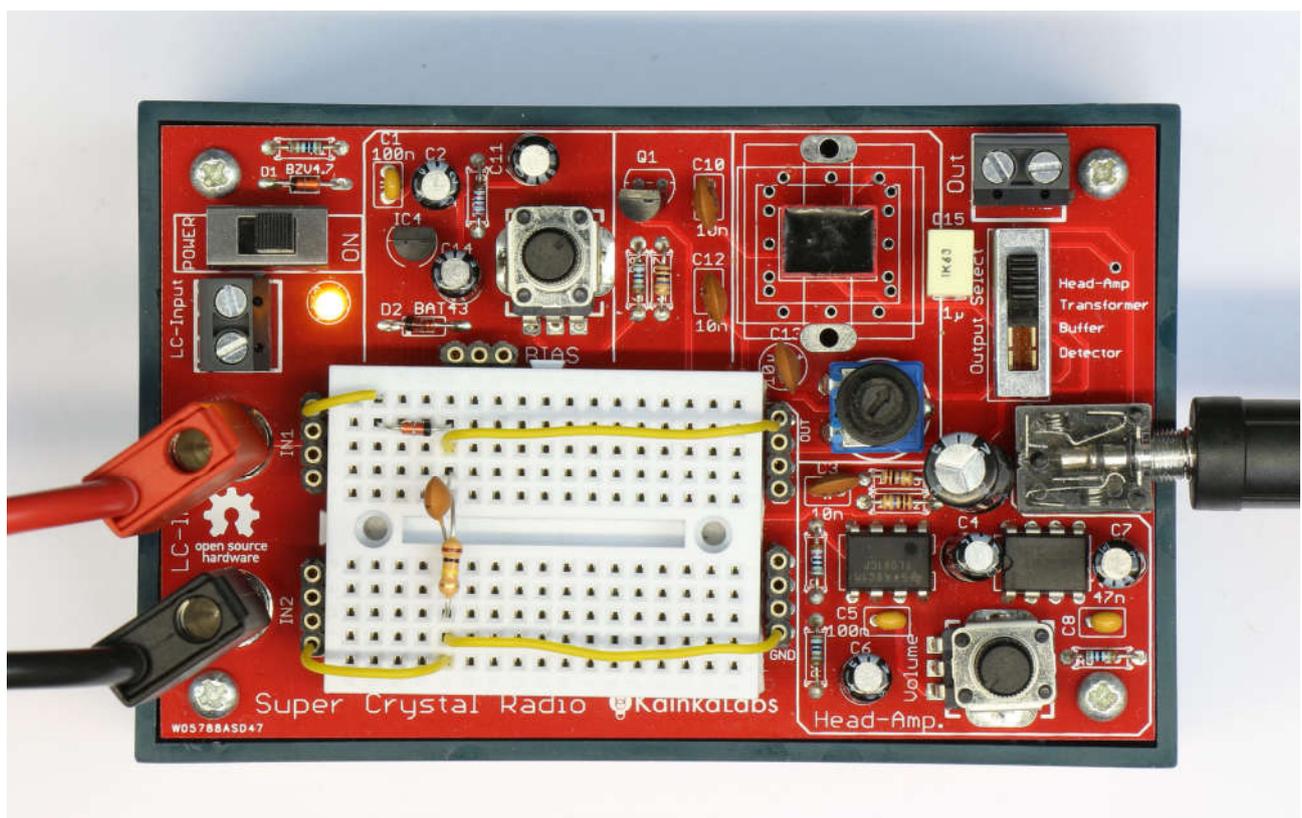


Abbildung 7: Grundaufbau auf dem Steckboard mit Leitungen zum Schwingkreis (links) und dynamischem Kopfhörer an der Klinkenbuchse (rechts)

### **Wichtige Vorbemerkung:**

Der Empfang von MW-Sendern mit einem Detektorempfänger ist stark von der Tages- und Jahreszeit abhängig. Die sog. "Raumwelle", die für den Fernempfang verantwortlich ist, breitet sich erst einige Zeit nach Sonnenuntergang aus.

Daher sind ausreichende Feldstärken für einen Detektorempfänger erst einige Stunden nach Sonnenuntergang zu erwarten, bevorzugt in der dunklen Jahreszeit von Oktober-Februar.

Im Hochsommer ist dagegen selbst tief in der Nacht oftmals gar kein MW-Empfang mit einem Detektor möglich, da die Sonne nicht tief genug unter den Horizont sinkt.

<https://de.wikipedia.org/wiki/Bodenwelle>

Wir werden uns in der Folge überwiegend mit dem MW-Empfang beschäftigen und den LW- und KW-Detektorempfang am Ende in einem separaten Kapitel besprechen.

Für LW sind die Verhältnisse tagsüber etwas besser. Hier reicht die Bodenwelle bereits bis zu 1.000 km weit und kann ggf. auch tagsüber mit einem Detektor empfangen werden.

Der KW-Bereich hat je nach Bandbereich ganz eigene Ausbreitungsbedingungen und hier kann keine pauschale Aussage über die günstigste Empfangszeit gemacht werden,

Um sich nun Schritt für Schritt an ein positives Empfangsergebnis heranzutasten, sollte man in folgender Reihenfolge vorgehen:

- 1.) Schwingkreis (dimensioniert für Mittelwellen-Empfang) an "LC-Input" anschliessen und 2 Drahtbrücken von den 2 Vierfach-Buchsenleisten auf das Steckboard legen
- 2.) Detektor bestehend aus 1...4 parallel-geschalteten Detektordioden BAT43 oder BAT85, Filterkondensator  $C_2=100\text{ pF}$  und Widerstand  $R=100\text{ k}\Omega$  auf dem Steckboard aufbauen. Diese Kombination von R und C ist geeignet für MW-Schwingkreise mittlerer Güte in Verbindung mit dynamischen Kopfhörer mittlerer bis hoher Impedanz ( $2 \times 600\Omega \dots 2 \times 2000\Omega$ ).  
Für Schwingkreise geringerer Güte und/oder Kopfhörer niedrigerer Impedanz ( $2 \times 32\Omega \dots 2 \times 250\Omega$ ) oder Piezohörern sollte man zunächst  $R=10\text{ k}\Omega$  und  $C_2=1\text{ nF}$  wählen.
- 3.) Mit 2 Drahtbrücken Verbindung vom Detektor-Ausgang zu den 2 Vierfach-Buchsenleisten rechts auf das Steckboard herstellen
- 4.) Kopfhörer an die Klinkenbuchse oder die Schraubklemmen "Out" anschliessen
- 5.) "Output Select"-Schiebeschalter in Stellung "Head-Amp" (=NF-Verstärker) bringen
- 6.) Poti P3 "Volume" auf Linksanschlag drehen. Der NF-Verstärker hat eine recht hohe Verstärkung. Daher sollte man das Lautstärke-Poti P3 nur langsam aufdrehen.
- 7.) Einschalter "Power" in Stellung "On" --> LED muss hell leuchten.  
Wenn nicht, ist die Batterie verbraucht.
- 8.) Lautstärke-Poti P3 langsam aufdrehen, bis Rauschen im Kopfhörer hörbar wird
- 9.) Abstimm-Drehko im Schwingkreis ganz langsam durchdrehen.  
Man wird in der Regel zumindest einige häusliche Störquellen aus Schaltnetzteilen o.ä.

hören. Dann ist zumindest die grundsätzliche Funktion aller Teile des Detektorempfängers sichergestellt.

Im Idealfall kann man bereits einen oder mehrere Sender hören.

Wenn man keinen einzigen Sender hört, ist entweder die Abstimmung der einzelnen Bauelemente aufeinander (Diode, Kondensator/Widerstand, Kopfhörer) nicht optimal oder die verwendete Antenne zu empfangsschwach (s. Kapitel 4. "*Die optimale Empfangsspule*"). Man sollte dann zunächst versuchen 2, 3 oder 4 Dioden parallel zu schalten, um den dynamischen Innenwiderstand der Dioden schrittweise zu verkleinern.

Empfängt man mindestens einen Sender, so kann man sich in den weiteren Schritten an den "echten" Detektorempfang (ohne Verstärker) herantasten.

10.) "*Output Select*"-Wahlschalter nun in Stellung "*Buffer*" bringen.

Wir haben jetzt keine Spannungsverstärkung mehr (wie noch in Stellung "*Head-Amp*").

Wenn der oder die Sender jetzt nicht mehr zu hören ist, ist der verwendete Kopfhörer ungeeignet. Er ist entweder zu unempfindlich oder so niederohmig, dass das demodulierte Empfangssignal zu wenig Spannungshub hat, um ein hörbares Signal zu erzeugen.

Insbesondere "moderne" Kopfhörer für Smartphones, MP3-Player etc. haben meist nur eine Impedanz im Bereich von  $2 \times 32 \Omega$  und haben meist auch nicht gerade den besten Wirkungsgrad. Die niedrige Impedanz macht sie völlig ungeeignet für den "echten" Detektorempfang.

Abhilfe schaffen Kopfhörer mit Impedanzen von  $2 \times 250 \Omega$ ... $2 \times 2 \text{k}\Omega$ . Ausführlich wird diese Thematik in Kapitel 9. besprochen.

11.) Wenn man auch in Stellung "*Buffer*" Erfolg hatte, wird es jetzt spannend.

Wir bringen den "*Output Select*"-Schalter nun in Stellung "*Transformer*" (für dynamische Kopfhörer am NF-Übertrager) oder "*Detector*" für Piezo-Hörer direkt am Schwingkreis. Das Poti P2 für die Impedanz-Anpassung des Trafos ist zunächst in Mittelstellung zu bringen.

Der Widerstand R wird entfernt (ausser bei direkt angeschlossenen Piezo-Hörern!).

Die Batterie-Versorgung kann nun ausgeschaltet werden, da wir uns jetzt im "echten", rein passiven Detektorbetrieb befinden.

Wenn wir jetzt immer noch einen oder mehrere Sender hören: Glückwunsch!

Dann geht es nur noch darum, durch sorgfältige Optimierung der einzelnen Bauteile (Schwingkreis, Detektor-Diode, Filter-Kondensator, Kopfhörer) die Empfangsergebnisse zu steigern, was Thema der späteren Kapitel ist.

Bereits jetzt kann man durch Verdrehen von Poti P2 um die Mittelstellung versuchen, eine Verbesserung des Empfangs zu erzielen.

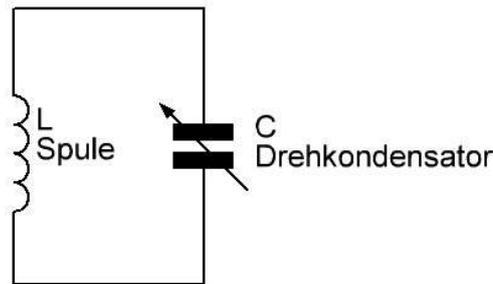
12.) Ein Misserfolg im letzten Schritt deutet wieder auf einen zu unempfindlichen und/oder zu niederohmigen Kopfhörer hin.

Hier bringen die Empfehlungen in Kapitel 9. dann mit Sicherheit Erfolg.

### 3. Der Schwingkreis und der optimale Gütefaktor Q

#### 3.1. Funktion des Schwingkreises

Eine Parallelschaltung einer Spule und eines Kondensators bilden einen sog. (Parallel-) Schwingkreis mit einer ausgeprägten Resonanzfrequenz, deren Wert lediglich vom Wert der Induktivität der Spule und der Kapazität des Kondensators abhängen.

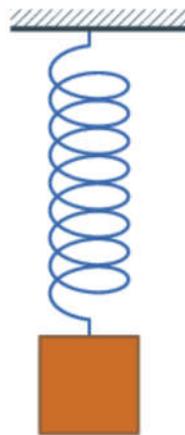


*Abbildung 8: Schwingkreis aus Spule und (Dreh-) Kondensator*

Der hier abgebildete Drehkondensator mit seiner einstellbaren Kapazität  $C$  dient zur Variation der Resonanzfrequenz und damit zur Einstellung der Empfangsfrequenz. Es gibt auch Varianten, bei denen der Kondensator einen festen Wert hat und die Empfangsfrequenz mit einer variablen Spule  $L$  eingestellt wird (sog. "Variometer"). Diese Sonderform wollen wir aber hier nicht berücksichtigen, da für optimalen Detektorempfang feste Spulen zu bevorzugen sind.

Wie funktioniert nun so ein Schwingkreis?

Wir können einen elektrischen Schwingkreis direkt mit einem Federpendel vergleichen.



*Abbildung 9:  
Federpendel*

Wir können nun folgende Vergleiche mit dem Federpendel machen, die direkt auf die Eigenschaften eines Schwingkreises übertragbar sind:

1. Die Resonanzfrequenz des Federpendels wird nur vom Gewicht der angehängten Masse und den Eigenschaften der Feder (Federkonstante  $D$ ) bestimmt.  
Beim Schwingkreis entspricht dies der Kapazität  $C$  und der Spulen-Induktivität  $L$
2. Wenn das Federpendel durch ein regelmässiges "Antippen" genau mit der Resonanzfrequenz angeregt wird, steigert sich die Auslenkung durch die Resonanz um ein Vielfaches (sog. "Resonanzüberhöhung"). Das anregende Signal wird also durch die Resonanz quasi verstärkt, sofern die Anregungsfrequenz genau der Resonanzfrequenz entspricht.  
Beim Schwingkreis entspricht dieses regelmässige "Antippen" dem in der Spule einfallenden Sendersignal, das -wenn es genau der eingestellten Resonanzfrequenz entspricht- ebenfalls durch den Resonanzeffekt verstärkt wird.
3. Diese Steigerung oder Verstärkung des anregenden Signals geht aber nicht bis ins Unendliche (sog. "Resonanzkatastrophe"), sondern wird durch die mechanische Reibung begrenzt, wodurch der Schwingkreis "bedämpft" wird.  
Beim elektrischen Schwingkreis wird die Resonanz durch eine Vielzahl von Verlusteffekten begrenzt (Widerstand des Spulendrahtes, "Skinneffekt", "Proximity-Effekt" etc.), die überwiegend in der Empfangs-Spule  $L$  auftreten.  
Der Drehkondensator kann demgegenüber in den meisten Fällen als beinahe ideales Bauelement betrachtet werden und die hier entstehenden Verluste meist vernachlässigt werden.  
Diese Verluste fassen wir durch einen Verlust-Widerstand  $R_{\text{loss}}$  zusammen.

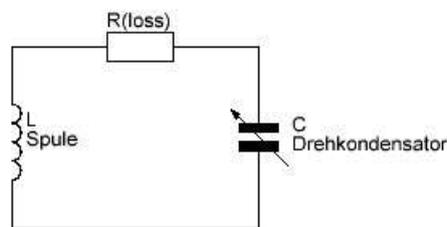


Abbildung 10: Schwingkreis mit Verlustwiderstand

Man kann es sich so vorstellen, dass z.B. bei einer Frequenz von 1 MHz die Schwingung eine Million mal pro Sekunde zwischen der im Drehkondensator gespeicherten elektrischen Energie und der in der Spule gespeicherten magnetischen Energie hin und her pendelt und dabei jedesmal durch den Verlust-Widerstand  $R_{\text{loss}}$  hindurchfließen muss. Dabei wird jedesmal ein Teil der Energie in Wärme umgesetzt, was das Aufschaukeln der Amplitude bis ins Unendliche begrenzt.

Die Höhe dieses Verlust-Widerstandes im Verhältnis zur Resonanzfrequenz und der Spulen-Induktivität  $L$  bestimmt den sog. **Güte-Faktor  $Q$**  (von englisch *Quality-Factor*). Dieser Güte-Faktor  $Q$  wird uns noch oft begegnen und bestimmt eine Vielzahl von Eigenschaften des Schwingkreises.  
Hier gibt er z.B. das "Verstärkungs-Verhältnis" (= Resonanzüberhöhung) des Schwingkreises an. Ein Gütefaktor von  $Q=100$  erhöht also ohne weiteres Zutun die einfallende Empfangsfeldstärke um den Faktor 100!

Wir streben also grundsätzlich einen möglichst hohen Güte-Faktor (und damit einen möglichst kleinen Verlust-Widerstand) an, da dieser uns eine unbedingt notwendige Verstärkung des einfallenden Sendersignals quasi umsonst liefert. Wir werden uns später ausführlich damit beschäftigen, wie man eine Empfangsspule mit möglichst hohem Q-Faktor baut.

4. Wenn ein resonanzfähiges System (Federpendel, Schwingkreis) ausserhalb seiner Resonanzfrequenz angeregt wird, findet eine zunehmend kleinere Verstärkung der Amplitude statt. Das System reagiert also praktisch nur bei Anregung in der Nähe der Resonanzfrequenz mit einer Verstärkung des Signals.

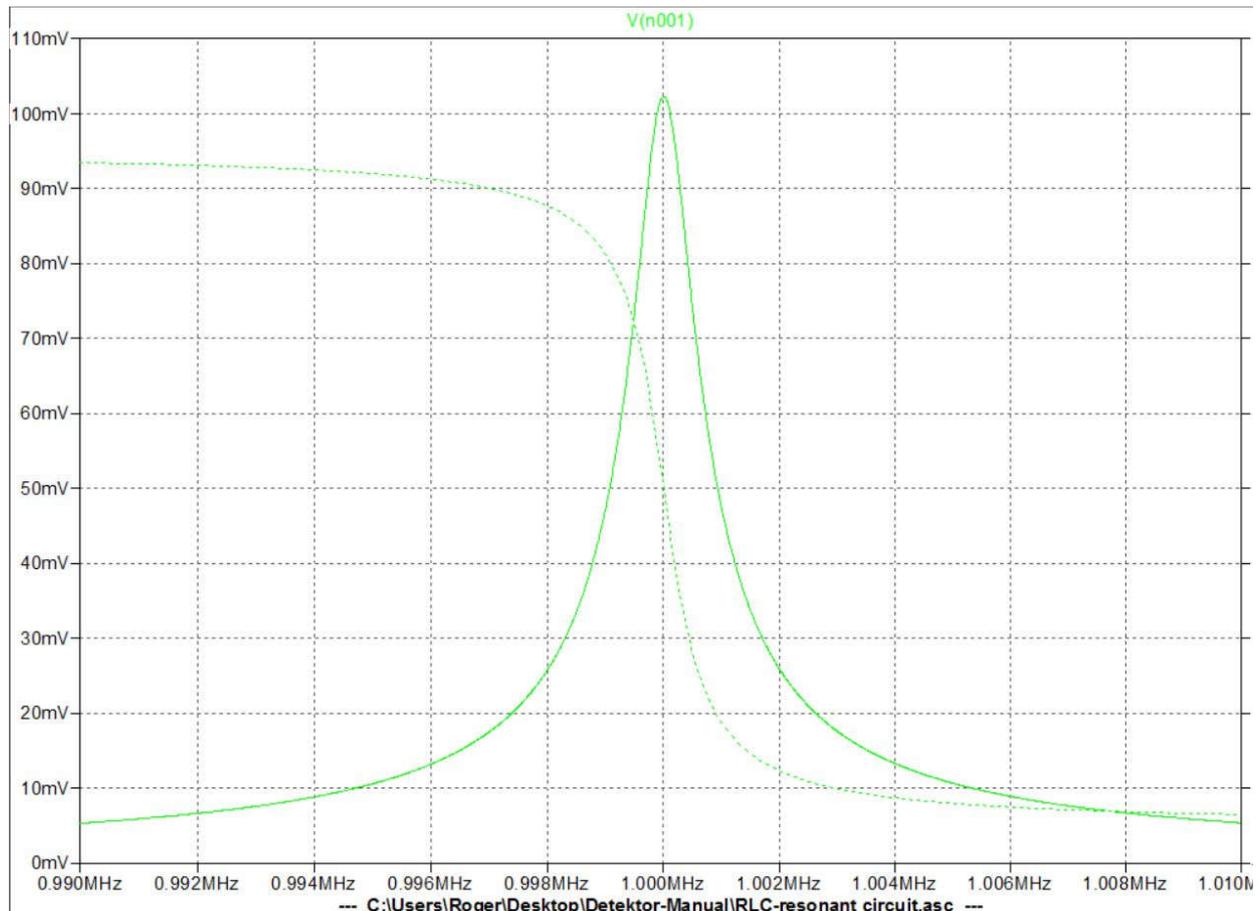


Abbildung 11: Signal-Amplitude um die Resonanzfrequenz bei 1 MHz

Abb. 11 zeigt bei einem auf genau 1 MHz abgestimmten Schwingkreis sehr hoher Güte, dass die Amplitude etwa 5 kHz ausserhalb der Resonanzfrequenz (bei 0,995 Mhz = 995 kHz und bei 1,005 MHz = 1.050 kHz) auf nur noch ein Zehntel des Maximalwertes absinkt. Diese Eigenschaft dient also zum Abstimmen des Schwingkreises auf die gewünschte Empfangsfrequenz. Der Schwingkreis empfängt zwar prinzipiell alle Frequenzen, aber nur bei der eingestellten Resonanzfrequenz tritt eine effektive Verstärkung durch den Resonanzeffekt auf.

Allerdings werden sehr starke Sender (im Vergleich zum eingestellten Sender) auch ausserhalb der Resonanzfrequenz trotzdem hörbar und können den eingestellten Sender überdecken bzw. gleichzeitig hörbar sein, wenn die Dämpfung des Schwingkreises dort noch nicht hoch genug ist.

Dieser Effekt ist durch den Wegfall der lokalen "Ortssender" in vielen Teilen Europas aber

heute kaum noch von Belang, wenn man nicht gerade in der Nähe eines der wenigen verbliebenen Sender wohnt.

5. Auch hier kommt der Güte-Faktor  $Q$  wieder ins Spiel. Er gibt uns nämlich die sog. **Bandbreite** an. Diese sagt grob gesagt aus, wie breit der Empfangsbereich ist, in dem unser Schwingkreis eine Empfindlichkeit oberhalb 70% des Maximalwertes hat (sog. "-3dB-Bandbreite").

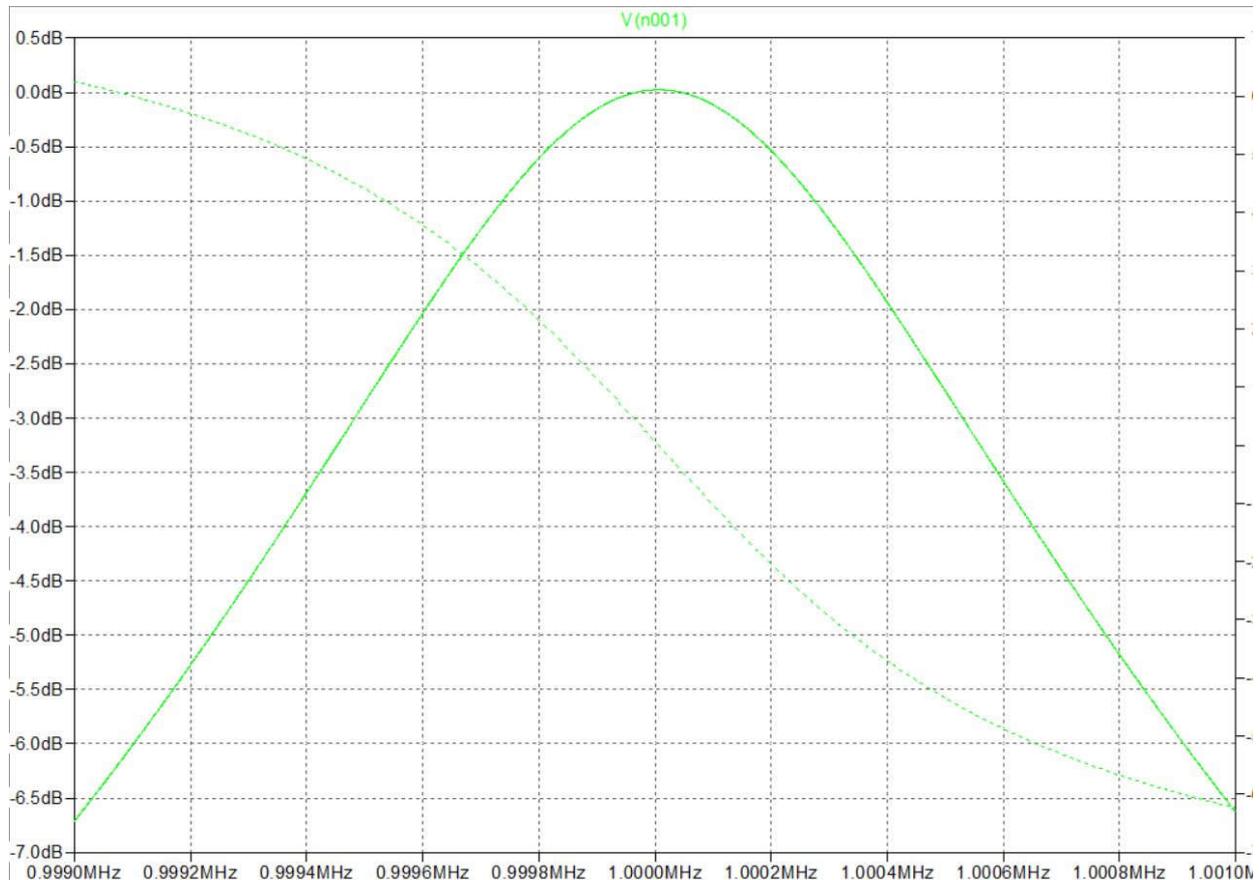


Abbildung 12: -3dB Bandbreite

Abb. 12 zeigt nun einen stark vergrößerten Ausschnitt von Abb. 11.

Die Y-Achse ist nun in dB skaliert und der Maximalwert bei der Resonanzfrequenz ist auf 0dB normiert.

Damit können wir die Punkte leichter ablesen, wo die Amplitude auf -3dB abfällt, was 70% der maximalen Empfangsspannung bei der Resonanzfrequenz entspricht.

Diese Punkte liegen links bei einer Frequenz von ca. 0,9995 MHz = 999,5 kHz und rechts vom Maximum bei ca. 1,0005 MHz = 1.000,5 kHz.

Die Bandbreite (abgekürzt "BW" von englisch "Bandwidth") ist nun einfach die Differenz dieser beiden Frequenzen, also hier:

$$BW = (1.000,5 \text{ kHz} - 999,5 \text{ kHz}) = 1 \text{ kHz.}$$

Sie hängt mit dem Gütefaktor  $Q$  über folgende Beziehung zusammen:

$$BW = \frac{f_{res}}{Q} \quad \text{oder} \quad Q = \frac{f_{res}}{BW}$$

Wir haben in unserem Beispiel also einen  $Q$ -Faktor von:  $Q = \frac{1.000 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}} = 1.000$

Ob dieser  $Q$ -Faktor sinnvoll und realistisch ist, sehen wir in den nächsten Abschnitten.

## 3.2. Dimensionierung des Schwingkreises und optimaler Gütefaktor

Wir wissen nun, dass die Grösse der Spuleninduktivität L und der variablen (Drehkondensator-) Kapazität C die Empfangsfrequenz bestimmen und der Verlust-Widerstand  $R_{\text{Loss}}$  unseren Gütefaktor Q bestimmt.

Dieser wiederum ist für die "Verstärkung" (Resonanzüberhöhung) und die Bandbreite unseres Schwingkreises verantwortlich und kann durch die Konstruktion bzw. Ausführung unserer Empfangsspule L beeinflusst werden.

Doch wie wählen wir vernünftige Grössen für L und C und welches sollte unser angestrebter optimaler Q-Faktor sein?

Im folgenden werden wir diese Fragen Schritt für Schritt beantworten.

### 3.2.1. Dimensionierung von L und C

Den Zusammenhang zwischen Resonanz-Frequenz  $f_{\text{res}}$ , Spulen-Induktivität L und Drehkondensator-Kapazität C gibt uns die Thomsonsche Schwingungsformel:

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L C}}$$

Wir erkennen nun direkt folgende Zusammenhänge aus der Schwingungsformel:

- um die Resonanz-Frequenz zu vergrössern, muss entweder L oder C verkleinert werden, da L und C im Nenner stehen
- um die Resonanz-Frequenz zu verkleinern, muss entweder L oder C vergrössert werden
- für eine Verdoppelung der Resonanz-Frequenz muss L oder C um ein Viertel verkleinert werden, da L und C unter einer Wurzel stehen
- für eine Halbierung der Resonanz-Frequenz muss L oder C vervierfacht werden, da L und C unter einer Wurzel stehen

Wir wollen nun mit unserem Drehkondensator das gesamte Frequenzband z.B. des Mittelwellen-Bandes abstimmen. Dieses reicht (je nach Region) von 531 kHz bis 1.602 kHz in Europa und sogar bis 1.720 kHz in Amerika.

Dies entspricht einem Frequenzverhältnis von etwa 3:1 (Europa) bzw. 3,25:1 (Amerika).

Damit muss unser Drehko ein Kapazitäts-Verhältnis von 9:1 (Europa) bzw. 10,5:1 (Amerika) haben, damit der gesamte Frequenzbereich der Mittelwelle eingestellt werden kann.

Bei der Langwelle sind die Verhältnisse etwas "entspannter". Hier reicht der Frequenzbereich von 153 kHz bis 279 kHz. Das entspricht einem Frequenzverhältnis von 1,8:1 und einem notwendigen Kapazitäts-Verhältnis des Drehkos von 3,3:1.

Die Kurzwellenbänder sind im Vergleich viel "schmalbandiger" als das Mittel- und Langwellenband, so dass man hier mit praktisch jedem verfügbaren Drehko ein ganzes Band überstreichen kann.

Ein Drehkondensator hat seine Maximal-Kapazität, wenn die Platten ganz eingedreht sind und seine Minimal-Kapazität, wenn die Platten ganz herausgedreht sind. Diese beiden Werte bestimmen die niedrigste und höchste einstellbare Frequenz. Falls diese Werte nicht vom Hersteller oder aus einem Datenblatt bekannt sind, kann man zumindest den Maximalwert mit einem modernen Multimeter im Kapazitäts-Messmodus bestimmen. Dabei ist allerdings die Kapazität der Messleitungen vom Ergebnis abzuziehen, indem man den angezeigten Wert ohne angeschlossenen Drehko notiert oder alternativ die "Null" bzw. "Rel."-Taste betätigt (sofern vorhanden).

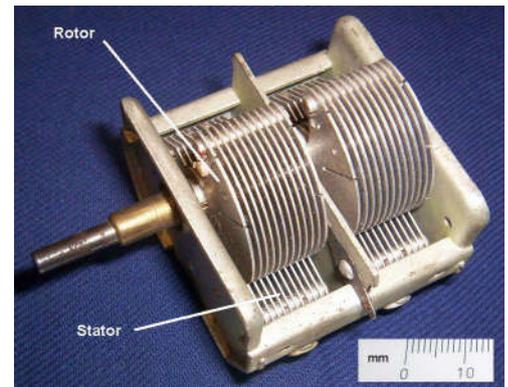


Abbildung 13: Klassischer Luft-Drehko mit Feintrieb

Die qualitativ besten Drehkos sind sog. "Luft-Drehkos" mit Metallplatten als Kondensatorplatten und Luft als isolierendes Dielektrikum zwischen den Platten.

Idealerweise besitzen sie noch einen eingebauten Feintrieb von meist 1:6, mit dem sich die Abstimm-Frequenz sehr feinfühlig einstellen lässt.

Leider werden solche Drehkos nicht mehr hergestellt und sind nur noch antiquarisch bei Ebay, auf Amateurfunk-Flohmärkten etc. erhältlich.

Als Neuware sind heutzutage nur noch die sog. "Folien-Drehkos" erhältlich, die als Dielektrikum eine Kunststofffolie (meist Polyester) verwenden.

Diese lassen nur mit einem grossen Drehknopf und/oder einem aufgesetzten Feintrieb sehr feinfühlig Frequenzeinstellungen zu. Dafür ist die Baugrösse, der Preis und die Erhältlichkeit besser als bei den Luft-Drehkos.



Abbildung 14: Folien-Drehko VCAP4 von AK Modul-Bus



Abbildung 16: VCAP4 mit 45mm-Drehknopf im AM-Antenna-Tuner 2



Abbildung 15: VCAP4 mit 1:6 Feintrieb im AM-Antenna-Tuner 2-Gear

Der gezeigte Folien-Drehko hat nun für Lang- und Mittelwelle 2 Plattenpakete, die parallelgeschaltet einen Kapazitätsbereich von 50pF...530pF haben und damit einen Kapazitätsverhältnis von 10,6:1.

Dies sind typische Werte für Drehkos für den AM-Bereich (Lang- und Mittelwelle).

Wir berechnen nun zunächst, welche Spulen-Induktivität wir für diesen Drehko benötigen, wenn wir das gesamte Mittelwellen-Band damit empfangen wollen.

Dazu lösen wir die Thomsonsche Schwingungsgleichung nach L auf:

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 f^2 C} \quad \text{oder} \quad L[\mu H] = \frac{25,33 \cdot 10^9}{f^2[\text{kHz}] C[\text{pF}]}$$

Für das untere Ende des Mittelwellenbandes ( $f_{\min} = 531 \text{ kHz}$ ) und die Maximal-Kapazität von 530 pF erhalten wir für unsere Spulen-Induktivität  **$L = 170 \mu\text{H}$** .

Da wir wissen, dass der o.g. Drehko ein Kapazitäts-Verhältnis von 10,6:1 hat, wird er auch sicher das europäische und sogar das amerikanische Mittelwellenband voll abdecken können.

Für eine Langwellenspule erhalten wir mit  $f_{\min} = 153 \text{ kHz}$  unterster Frequenz und wiederum 530 pF Maximalkapazität eine notwendige Spuleninduktivität von  **$L = 2.040 \mu\text{H} \approx 2 \text{ mH}$** .

Dies sind die (ziemlich typischen) Werte, mit denen wir im folgenden unsere Spulen dimensionieren werden.

### **3.2.2. Sinnvoller und optimaler Gütefaktor Q**

Wir haben in Kapitel 3.1. gesehen, dass wir einen möglichst Q-Faktor anstreben, da wir somit eine "kostenlose" Verstärkung des Empfangssignals um den Faktor Q bekommen und gleichzeitig (durch die kleine Bandbreite) unerwünschte Nachbarsender ausblenden können.

Es gibt nun aber eine obere Grenze für die sinnvolle Steigerung des Q-Faktors.

Die Sprach- oder Musik-Information in einem Amplituden-modulierten Radiosender liegt in den sog. Seitenbändern links und rechts der Empfangsfrequenz. Radiosender im Mittel- und Langwellenbereich strahlen ein Signal mit einem Audio-Frequenzbereich bis ca. 4...4,5 kHz ab. Das ist zwar nicht gerade HiFi-Qualität (bis 20 kHz), aber im Idealfall immer noch besser als "Telefonqualität" zu Zeiten analoger Telefonie.

Die eigentliche Sprach- oder Musik-Information liegt also im Sende- und Empfangssignal jeweils 4...4,5 kHz links und rechts der Empfangsfrequenz.

Das gesamte Signal ist also maximal  $2 \times 4,5 \text{ kHz} = 9 \text{ kHz}$  breit, was auch das Senderraster von 9 kHz (Europa) bzw. 10 kHz (Amerika) erklärt.

Wenn wir also das volle Audiosignal in LW und MW empfangen wollen, muss unser Schwingkreis eine Bandbreite von (mindestens) 9 kHz haben.

Im KW-Bereich gibt man sich mit halbwegs ordentlicher Sprachqualität und einer geringeren Audio-Bandbreite von 2...2,5 kHz zufrieden, was eine Bandbreite von  $2 \times 2,5 \text{ kHz} = 5 \text{ kHz}$  und damit das übliche Kanalraster von 5 kHz für die Kurzwelle bedingt.

Der maximale Gütefaktor Q ergibt sich damit aus:  $Q = \frac{f}{BW}$  mit  $BW=9 \text{ kHz}$  für LW/MW und  $BW=5 \text{ kHz}$  für die Kurzwelle.

Wie wir später noch sehen werden, halbiert sich der Q-Faktor des Schwingkreises bei optimaler Anpassung durch die Belastung des Detektors auf die Hälfte. Daher verdoppeln wir hier die theoretischen Werte für den Q-Faktor, damit sich effektiv bei Belastung der eigentlich gewünschte Wert einstellt. Damit ergibt sich eine Untergrenze für den Gütefaktor Q je nach Frequenzband in folgender Tabelle, wenn wir das gesamte Audiosignal empfangen wollen und den Schwingkreis genau optimal an den Detektor anpassen:

<b>Band:</b>	<b>Frequenz:</b>	<b>Bandbreite:</b>	<b>Min. Güte-Faktor Q: (bei optimaler Anpassung)</b>
Langwelle	200 kHz	9 kHz	44
Mittelwelle (Bandanfang)	531 kHz	9 kHz	118
Mittelwelle (Bandmitte)	1.000 kHz	9 kHz	222
Mittelwelle (Bandende)	1.700 kHz	9 kHz	378
Kurzwelle 120m-Band	2.400 kHz	5 kHz	960
Kurzwelle 49m-Band	6.050 kHz	5 kHz	2.420

Wir erkennen, dass bzgl. des Q-Faktors das Langwellen-Band wohl problemlos mit einer entsprechenden Empfangsspule zu erreichen ist.

Im Mittelwellenbereich haben wir es wegen des grossen Frequenz-Verhältnisses zwischen unterem und oberem Bandende mit einem kontinuierlich steigenden, minimalen Q-Faktors zu tun, der am oberen Bandende bereits einen Wert von nahezu 400 erreicht.

Wie wir später sehen werden, müssen wir dafür bei der Spulenkonstruktion schon alle Register ziehen, um diese Werte noch zu erreichen.

Spätestens bei der Kurzwelle werden dann schon Q-Faktoren deutlich über 1.000 erforderlich, die ganz andere Antennenspulen erfordern, wie wir es vom Lang- und Mittelwellenbereich gewohnt sind.

Macht es nun zu Lasten der Audio-Bandbreite Sinn, den Q-Faktor noch weiter zu erhöhen?

Wir wissen ja, dass uns ein höherer Q-Faktor eine höhere Verstärkung des Antennensignals bringt. Er engt jedoch den empfangenen Audio-Frequenzbereich am oberen Ende bei den hohen Frequenzen dann zunehmend ein.

Beim Detektor-Empfang kommt es nun aber nicht auf höchste Audioqualität an, sondern darauf, dass man überhaupt den Sender hört und das erfordert eine Mindest-Ausgangsspannung des Schwingkreises.

Wo liegt nun die sinnvolle Obergrenze?

Wenn wir für eine gerade noch akzeptable Sprachverständlichkeit eine Audio-Bandbreite von 1 kHz und damit eine HF-Bandbreite von  $2 \cdot 1 \text{ kHz} = 2 \text{ kHz}$  annehmen, bekommen wir einen max. Q-

Faktor von  $Q_{max} = \frac{f}{2 \text{ kHz}}$  und folgende Tabelle, bei der bereits wieder die Halbierung des Q-

Faktors durch die Belastung des Schwingkreises mit dem Detektor berücksichtigt ist.

<b>Band:</b>	<b>Frequenz:</b>	<b>Eff. Bandbreite:</b>	<b><u>Min.</u> Q-Faktor:</b> (bei optimaler Anpassung)	<b>Eff. Bandbreite:</b>	<b><u>Max.</u> Q-Faktor:</b> (bei optimaler Anpassung)
Langwelle	200 kHz	9 kHz	44	2 kHz	200
Mittelwelle (Bandanfang)	531 kHz	9 kHz	118	2 kHz	531
Mittelwelle (Bandmitte)	1.000 kHz	9 kHz	222	2 kHz	1.000
Mittelwelle (Bandende)	1.700 kHz	9 kHz	378	2 kHz	1.700
Kurzwelle 120m-Band	2.400 kHz	5 kHz	960	2 kHz	2.400
Kurzwelle 49m-Band	6.050 kHz	5 kHz	2.420	2 kHz	6.050

## 4. Die optimale Empfangsspule

### 4.1. Die Magnetantenne

Wir beschränken uns bei unseren Überlegungen auf sog. Magnetantennen.  
Bei Magnetantennen ist die Schwingkreisspule L gleichzeitig die Empfangsantenne.  
Die magnetische Komponente der elektromagnetischen (Radio-) Welle induziert in der Empfangsspule direkt die Empfangsspannung.

Magnetantennen haben eine Menge Vorteile für den Detektor-Empfang:

- leicht mit hoher Güte selbst herstellbar
- preiswert
- hohe Empfangsleistung
- störungsempfindlich gegen elektrische Störfelder im Nahbereich (Schaltnetzteile etc.)
- Indoor-tauglich
- Richtwirkung: Störsender können durch Drehen der Antenne ausgeblendet werden

Es gibt nun eine Vielzahl von Ausführungen von Magnetantennen:

- Ferritstab-Antenne
- Flachspule ("Dr. Lehrtes-Spule")
- Korbbodenspule
- Wabenspule
- Rahmenantenne
- Loop-Antenne
- ....

Wir werden uns hier auf die Rahmenantenne konzentrieren, da diese allen unseren Anforderungen genügt und auch in grosser Ausführung leicht und preiswert selbst herzustellen ist.  
Insbesondere kommt es uns darauf an, möglichst viel der elektromagnetischen Wellen "einzufangen" um damit ein möglichst starkes Empfangssignal für den Detektor herauszuholen.  
Dafür ist ein grosser Durchmesser und damit Querschnitt äusserst hilfreich, denn so fängt die Antenne/Spule mehr Feldlinien und damit mehr Empfangs-Energie ein.  
Die entnehmbare Leistung einer Rahmenantenne (oder einer ähnlich aufgebauten Spulenantennen) steigt fast mit der dritten Potenz des Durchmesser. Eine Verdoppelung des Rahmendurchmessers führt also zu einer fast achtfach so hohen Leistung bei sonst gleichen Randbedingungen!  
Und beim Detektor ist nichts so wichtig, wie die entnehmbare Empfangsenergie.

<https://de.wikipedia.org/wiki/Rahmenantenne>

### 4.2. Verlustwiderstand und Q-Faktor

Wir haben in Kapitel 3 den minimal und maximal sinnvollen Q-Faktor bestimmt.  
Uns fehlt allerdings noch der Zusammenhang zwischen dem Q-Faktor und dem Verlust-Widerstand  $R_{\text{loss}}$

$$Q = \frac{2 \pi f L}{R_{\text{loss}}} \quad \text{oder nach } R_{\text{loss}} \text{ aufgelöst:} \quad R_{\text{loss}} = \frac{2 \pi f L}{Q}$$

Wenn wir unsere Tabelle aus Kapitel 3.1.2 weiterführen, bekommen wir für den maximalen Verlustwiderstand folgende Werte:

<b>Band:</b>	<b>Frequenz:</b>	<b>Eff. Bandbreite:</b>	<b>Min. Q-Faktor:</b> (bei optimaler Anpassung)	<b>R<sub>loss</sub></b>	<b>Eff. Bandbreite:</b>	<b>Max. Q-Faktor:</b> (bei optimaler Anpassung)	<b>R<sub>loss</sub></b>
Langwelle	200 kHz	9 kHz	44	58 Ω	2 kHz	200	12,6 Ω
Mittelwelle (Bandanfang)	531 kHz	9 kHz	118	4,8 Ω	2 kHz	531	1,07 Ω
Mittelwelle (Bandmitte)	1.000 kHz	9 kHz	222	4,8 Ω	2 kHz	1.000	1,07 Ω
Mittelwelle (Bandende)	1.700 kHz	9 kHz	378	4,8 Ω	2 kHz	1.700	1,07 Ω
Kurzwelle 120m-Band (500pF+8,3μH)	2.400 kHz	5 kHz	960	0,13 Ω	2 kHz	2.400	0,05 Ω
Kurzwelle 49m-Band (50pF+14μH)	6.050 kHz	5 kHz	2.420	0,22 Ω	2 kHz	6.050	0,09 Ω

Es scheint zunächst zunächst so, dass für den Lang- und Mittelwellenbereich Verlustwiderstände in der Größenordnungen von einigen zig Ohm (LW) bis ca. 1 Ohm (MW) bei den maximalen sinnvollen Güten leicht herzustellen sind.

Lediglich im Kurzwellenbereich sinkt der maximal zulässige Verlustwiderstand schnell in den Milliohm-Bereich, wo bereits die Übergangswiderstände an Löt- und Schraubverbindungen in diesem Bereich sind.

### **4.3. Verluste**

Wir wenden uns nun nacheinander die einzelnen Faktoren zu, aus denen sich der Gesamt-Verlustwiderstand zusammensetzt.

Wir werden dabei die einzelnen Faktoren anhand einer Rahmenantenne für Mittelwelle mit 1m Diagonale (= 700mm Wicklungsdurchmesser), 10 Windungen mit je 6 cm Windungsabstand und daraus resultierend 170 μH Induktivität bei einer Frequenz von 1 MHz in der Mitte des MW-Bandes betrachten.

Unser Ziel ist ein Gesamt-Verlustwiderstand zwischen 4,8 Ω für den kleinst-sinnvollen Q-Faktor und 1 Ω für den maximal-sinnvollen Q-Faktor für den MW-Bereich entsprechend obiger Tabelle.

Alle Berechnungen wurden mittels einer von uns für eigene Zwecke entwickelten und frei verfügbaren Excel-Tabelle angestellt, mit der fast alle Arten von Magnetantennen überschlagsmässig berechnet werden können.

	A	B	C	D	E	F	G	H
3	<b>LC-Calculation:</b>							
4	Frequency:	1.000 kHz		Frequency:	1.000 kHz		Inductance:	169 µH
5	Capacity (incl. Parasitics):	150 pF		Inductance:	169 µH		Capacity:	150 pF
6								
7	<b>Necessary Inductance:</b>	<b>168,9 µH</b>		<b>Capacity:</b>	<b>150 pF</b>		<b>Frequency:</b>	<b>1.000 kHz</b>
8								
9								
10	<b>Coil-Calculation</b>							
11	µr:	1 (Air=1)						
12	Winding-Diameter D:	700 mm	(use factor 0,7 for the length of the beams of a frame-antenna)					
13	Length of Winding l:	60 mm	(form first to last turn)					
14	Shape of Winding:	Square						
15	Form factor of winding α:	0,09 l/D						
16	Turns:	10,14						
17	<b>Turns (rounded):</b>	<b>10</b>						

Abbildung 17: Berechnung einer Rahmenantenne mit 1.000 mm Diagonale = 700 mm Durchmesser

### 4.3.1. Kupferwiderstand

Als erstes geht natürlich durch den ohmschen Kupferwiderstand des Spulendrahts Energie verloren. Unsere MW-Rahmenantenne mit 1 m Diagonale hat pro Windung 2,8 m Drahtlänge und damit bei 10 Windungen insgesamt 28 m Drahtlänge für die ganze Wicklung. Damit sollte sich bereits mit einem mitteldicken Kupferlackdraht ein Kupferwiderstand unterhalb von 1 Ohm realisieren lassen. Wir wählen einen Kupferlackdraht mit 1 mm Durchmesser und erhalten folgendes Ergebnis:

20	<b>Q-Factor Calculation:</b>							
21	Number of (Litz-) Wires:	1	(1=Single Wire/Tubing)					
22	(Single) Wire-Diameter:	1,00 mm						
23	Total Diameter incl. Isolation (5%) and Fill-factor for Litz-Wire (0,5):	1,05 mm						
24	Winding density η:	0,18	(=1 would be "touching turns"; if value is >1 increase the winding-diameter D!)					
25	Eff. Cross-sectional area A:	0,79 mm <sup>2</sup>	(determins DC-Resistance)					
26	Specific Resistance ρ:	0,017 Ohms*mm <sup>2</sup> /m	Copper: 0,017 Silver: 0,016 Aluminium: 0,0265 Brass:0,07 Steel: 0,12 Gold: 0,022					
27	Specific DC-Resistance:	21,6 mOhms/m						
28	DC-Resistance:	0,606 Ohms						

Abbildung 18: Gleichstrom-Widerstand der Rahmenantenne mit 1mm Kupferlackdraht

In der Tabelle kann man auch die spezifischen Widerstände für Silber, Gold, Aluminium, Messing, Stahl etc. eingeben, falls man andere Drahtmaterialien als Kupfer verwendet.

Damit scheint also 1 mm dicker Kuperlackdraht mit 0,6 Ω Gesamtwiderstand bereits unsere höchsten Ansprüche zu erfüllen und alles wäre in bester Ordnung, wenn nicht der...

### 4.3.2. Skin-Effekt

...unser schönes Ergebnis zunichte machen würde.

Bei Wechselströmen verdrängt das durch den Strom induzierte Magnetfeld den Stromfluss aus der Mitte des Leiters mit zunehmender Frequenz heraus. Der Strom fließt damit ab einem gewissen Verhältnis von Frequenz zu Drahtdurchmesser nicht mehr im gesamten Querschnitt des Drahtes, sondern vereinfacht ausgedrückt nur noch in einer dünnen Schicht an der Oberfläche des Drahtes.

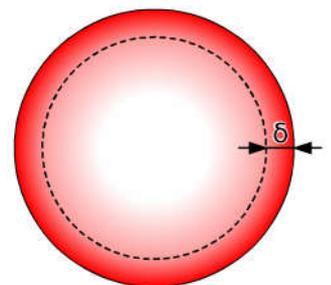


Abbildung 19: Äquivalente Leitschichtdicke  $\delta$  (auch Skin-Tiefe) und tatsächliche Stromverteilung im Leiterquerschnitt als Verlauf der Rotfärbung

<https://de.wikipedia.org/wiki/Skin-Effekt>

Der Skin-Effekt steigt mit der Wurzel der Frequenz und bewirkt bereits bei 1 MHz Empfangsfrequenz, dass nur noch eine äusserse Schicht von 0,066 mm = 66 µm Dicke auf der Drahtoberfläche effektiv vom Strom durchflossen werden. Wir verschenken also einen Grossteil des Kupfer-Querschnitts.

20	<b>Q-Factor Calculation:</b>							
21	Number of (Litz-) Wires:	1	(1=Single Wire/Tubing)					
22	(Single) Wire-Diameter:	1,00 mm						
23	Total Diameter incl. Isolation (5%) and Fill-factor for Litz-Wire (0,5):	1,05 mm						
24	Winding density $\eta$ :	0,18	(=1 would be "touching turns"; if value is >1 increase the winding-diameter D!)					
25	Eff. Cross-sectional area A:	0,79 mm <sup>2</sup>	(determins DC-Resistance)					
26	Specific Resistance $\rho$ :	0,017 Ohms*mm <sup>2</sup> /m	Copper: 0,017 Silver: 0,016 Aluminium: 0,0265 Brass:0,07 Steel: 0,12 Gold: 0,022					
27	Specific DC-Resistance:	21,6 mOhms/m	$\rho/A$					
28	DC-Resistance:	0,606 Ohms	$\rho \cdot l/A$					
29	Skin-depth $\delta$ :	66 µm	Result only valid for non-iron metals (copper, aluminium, silver etc.)				$SQR(2 \cdot \rho / (2 \cdot \pi \cdot f \cdot \mu))$	
30		x:	7,62	$d/2\delta$				
31		r/ $\delta$ :	15,24					
32	Skin-Resistance $R_{skin}$ :	4,77 Ohms	(already includes DC-Resistance!)					
33	Skin-factor ( $R_{skin}/R_{dc}$ ):	7,88						

Abbildung 20: Skin-Effekt bei 1 MHz und 1mm Kupferlackdraht

Das ist schon ziemlich erstaunlich, dass sich unser schön niedriger Gleichstrom-Widerstand nun bei 1 MHz durch den Skin-Effekt um das knapp achtfache auf 4,77  $\Omega$  erhöht. Damit liegen wir gerade noch unterhalb des minimal sinnvollen Q-Faktors von etwa 222 für eine Empfangsfrequenz von 1 MHz.

Es gibt nun 3 Ansätze, wie wir dem Skin-Effekt begegnen können:

### 1. Erhöhung des Drahtdurchmessers:

Wir können natürlich den Drahtdurchmesser weiter erhöhen, auch wenn wir einen Grossteil des (teuren) Kupfers gar nicht nutzen, da der HF-Strom ja nur an der Oberfläche fliesst. Allerdings sinkt der (Skin-) Widerstand jetzt nur noch linear mit zunehmendem Durchmesser, da die stromdurchflossene Oberfläche eben auch nur linear mit dem Drahtdurchmesser wächst. (Anmerkung: Bei Gleichstrom sinkt der Widerstand mit dem Quadrat des Drahtdurchmessers, da Gleichstrom durch die gesamte Fläche bzw. den gesamten Querschnitt des Drahtes fliesst.)

Dieses Vorgehen hat aber spätestens bei ca. 2mm Drahtdurchmesser ein Ende, da dann der Draht kaum noch zu biegen ist, sehr teuer wird und die Wicklung immer breiter wird, da ein Abstand von etwa dem vier- bis sechsfachen Drahtdurchmesser zwischen den einzelnen Windungen liegen sollte (s.u.: Proximity-Effekt)

Wir raten übrigens stark von versilbertem Kupferdraht ab. Silber hat zwar eine um ca. 10% bessere Leitfähigkeit als Kupfer. Versilberter Kupferdraht ist aber im Gegensatz zur Lackschicht auf Kupferlackdrähten nicht gegen Umwelteinflüsse geschützt. Durch die unvermeidlichen Schwefelverbindungen in der Luft (insbesondere Schwefelwasserstoff H<sub>2</sub>S) bildet sich nach kurzer Zeit unvermeidlich eine Silbersulfid-Schicht, die die minimal bessere Leitfähigkeit von Silber schnell in ihr Gegenteil verkehrt.

<http://www.youtube.com/watch?v=8wwdiLIDDh0>

### 2. Ausweichen auf hohles Kupferrohr:

Spätestens im Kurzwellenbereich ist auch noch so dicker Draht nicht mehr geeignet, um eine Magnetantenne mit hohem Gütefaktor herzustellen. Wenn wir wissen, dass der HF-Strom sowieso nur auf der Oberfläche des Leiters fliesst, können wir auch anstelle eines

massiven Drahtes Kupferrohr aus dem Installationsbereich verwenden. Dies ist standardmässig bis 22 mm Durchmesser erhältlich und lässt sich in speziellen Rohrbiegemaschinen zu Ringen oder Wendeln formen. Dieses Vorgehen ist sinnvoll für KW-Magnetantennen, die dann "Single-Loop" (eine Windung) oder "Multi-Loop"-Antennen genannt werden.

### 3. **HF-Litze anstelle Einzeldraht:**

Wenn wir gedanklich den Einzeldraht in viele kleine, gegenseitig isolierte Einzeldrähte zerlegen, dann können wir dem Skin-Effekt ein Schnippchen schlagen. Solche Litzen nennen sich HF-Litzen, da im Gegensatz zu "normaler" Kupferlitze hier die einzelnen Litzendrähte jeweils mit PU-Lack isoliert sind, gegenseitig mehrfach verdrillt (genauer: "verseilt" und "verflochten") und aussen meist noch mit einer Aussen-Umspinnung (Seide o.ä.) gegen mechanische Verletzung und Litzenbruch geschützt sind.

Der Skin-Effekt wirkt zwar weiterhin, aber wir wählen nun den Durchmesser der einzelnen Drähte so klein, dass bei der betrachteten Frequenz der HF-Strom den Querschnitt jeder Einzellitze vollständig durchfließt.

Die Anzahl der Litzendrähte wählt man dann so hoch, dass der Gesamt-Querschnitt bzw. der daraus resultierende Widerstand wiederum unserem angestrebten Wert von 0,5...5  $\Omega$

	A	B	C	D	E	F	G	H
1	<b>Product-name:</b>	LITZ-WIRE 460x002x12	LITZ-WIRE 200x003x40	LITZ-WIRE 35x004x40	LITZ-WIRE 10x005x40	LITZ-WIRE 20x007x40	LITZ-WIRE 90x01x36	LITZ-WIRE 15x01x192
2	Number of strands:	460	200	35	10	20	90	15
3	Diameter of single strands:	0,02 mm	0,03 mm	0,04 mm	0,05 mm	0,07 mm	0,1 mm	0,1 mm
4	Braiding	silk	silk	silk	silk	silk	none	none
5	equiv. Cross-sectional area:	0,145 mm <sup>2</sup>	0,141 mm <sup>2</sup>	0,044 mm <sup>2</sup>	0,020 mm <sup>2</sup>	0,077 mm <sup>2</sup>	0,707 mm <sup>2</sup>	0,118 mm <sup>2</sup>
6	equiv. Wire-Diameter: (single wire with equal cross-sectional area)	0,43 mm	0,42 mm	0,24 mm	0,16 mm	0,31 mm	0,95 mm	0,39 mm
7	specific resistance:	0,12 Ohm/m	0,12 Ohm/m	0,39 Ohm/m	0,87 Ohm/m	0,22 Ohm/m	0,02 Ohm/m	0,14 Ohm/m
8	relative surface area:	28,9 mm <sup>2</sup> /mm	18,8 mm <sup>2</sup> /mm	4,4 mm <sup>2</sup> /mm	1,6 mm <sup>2</sup> /mm	4,4 mm <sup>2</sup> /mm	28,3 mm <sup>2</sup> /mm	4,7 mm <sup>2</sup> /mm
9	equiv. Wire diameter: (single wire with equal surface area)	9,2 mm	6,0 mm	1,4 mm	0,5 mm	1,4 mm	9,0 mm	1,5 mm

Abbildung 21: Verschiedene bei AK Modul-Bus erhältliche HF-Litzen

Wir wählen aus der Tabelle der bei uns verfügbaren Litzen die Variante **90x0,1mm** aus, da diese einem Drahtquerschnitt fast gleich demjenigen von 1mm Kupferlackdraht aufweist. Wenn wir die Werte in die Excel-Tabelle eintragen, erhalten wir folgendes Ergebnis:

	A	B	C	D	E	F	G	H
20	<b>Q-Factor Calculation:</b>							
21	Number of (Litz-) Wires:	90	(1=Single Wire/Tubing)					
22	(Single) Wire-Diameter:	0,10 mm						
23	Total Diameter incl. Isolation (5%) and Fill-factor for Litz-Wire (0,5):	1,99 mm						
24	Winding density $\eta$ :	0,33	(=1 would be "touching turns"; if value is >1 increase the winding-diameter D!)					
25	Eff. Cross-sectional area A:	0,71 mm <sup>2</sup>	(determins DC-Resistance)					
26	Specific Resistance $\rho$ :	0,017 Ohms*mm <sup>2</sup> /m	Copper: 0,017 Silver: 0,016 Aluminium: 0,0265 Brass: 0,07 Steel: 0,12 Gold: 0,022					
27	Specific DC-Resistance:	24,1 mOhms/m	$\rho/A$					
28	DC-Resistance:	0,673 Ohms	$\rho^*l/A$					
29	Skin-depth $\delta$ :	66 $\mu$ m	Result only valid for non-iron metals (copper, aluminium, silver etc.)					
30		x:	0,76	$d/2\delta$				
31		r/ $\delta$ :	1,52					
32	Skin-Resistance R <sub>skin</sub> :	0,75 Ohms	(already includes DC-Resistance!)					
33	Skin-factor (R <sub>skin</sub> /R <sub>dc</sub> ):	1,11						

Abbildung 22: Verringerung des Skin-Effekts bei HF-Litze

Der Skin-Effekt erhöht nun den gleichstrom-Widerstand nur noch um den Faktor 1,11 auf noch sehr gute 0,75  $\Omega$ , was einem Q-Faktor von 1.400 entspricht und damit auch unsere

höchsten Anforderungen erfüllt.

Bei der Anwendung von HF-Litze ist übrigens sorgfältiges Arbeiten oberste Pflicht. Es darf kein einzelner Draht unterbrochen sein und es müssen beim Verzinnen alle Einzeladern ohne Ausnahme erfasst werden.

Eine einzige unterbrochene oder nicht-verzinnete Ader wirkt wie eine separate Kurzschlusswindung und verkehrt den positiven Effekt der HF-Litze zur Bekämpfung des Skin-Effektes in sein Gegenteil!

Wir haben dazu ein eigenes YouTube-Video erstellt, das die verschiedenen Möglichkeiten zur richtigen Verzinnung von HF-Litze demonstriert:

<http://www.youtube.com/watch?v=UIHo3Q8gOml>

Wir scheinen nun mit einer passenden HF-Litze die perfekte Lösung gefunden zu haben, wenn da nicht noch der...

### 4.3.3. Proximity-Effekt

...unser schönes Ergebnis wieder relativiert.

Dieser wird nun durch das gegenseitige Magnetfeld benachbarter Leiter wirksam, weil sich die gegenseitigen Magnetfelder zu verdrängen versuchen. Er tritt in unseren Magnet-Antennen praktisch immer auf, da wir immer mehrere Windungen über- oder nebeneinander wickeln müssen um eine für LW- und MW-Empfang passende Induktivität zu erhalten (Ausnahme sind Single-Loop-Antenne für den KW-Bereich mit nur einer Windung).

Durch den Proximity-Effekt wird der Stromfluss in den Bereich des Leiters verdrängt, der am weitesten von den benachbarten Leitern entfernt ist.

Es gibt allerdings einige Faustregeln, um die Auswirkungen zu minimieren:

- Es sollten nach Möglichkeit nur eine Spulenlage verwendet werden und keine übereinandergestapelten Wicklungen benutzt werden.
- Der Abstand der Windungen sollte mindestens das vier- bis sechsfache des Drahtdurchmessers betragen

Bei Verwendung von HF-Litze kommt der Proximity-Effekt nun doppelt zum Tragen. Zum einen wirkt er zwischen den einzelnen Adern der HF-Litze ("innerer Proximity-Effekt") und dann noch einmal von Windung zu Windung ("äußerer Proximity-Effekt").

Man kann also die Empfehlung des vier- bis sechsfachen Leiterdurchmesser-Abstandes bei HF-Litze nicht einhalten, da die einzelnen Adern alle dicht an dicht liegen.

Damit kehrt sich der Vorteil von HF-Litze gegenüber massiven Einzeldrähten (Reduzierung des Skin-Effektes) bei Frequenzen ab etwa 1 MHz in sein Gegenteil um.

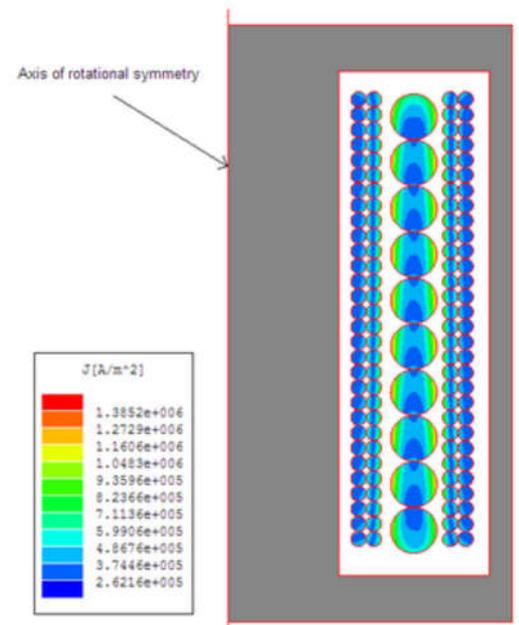
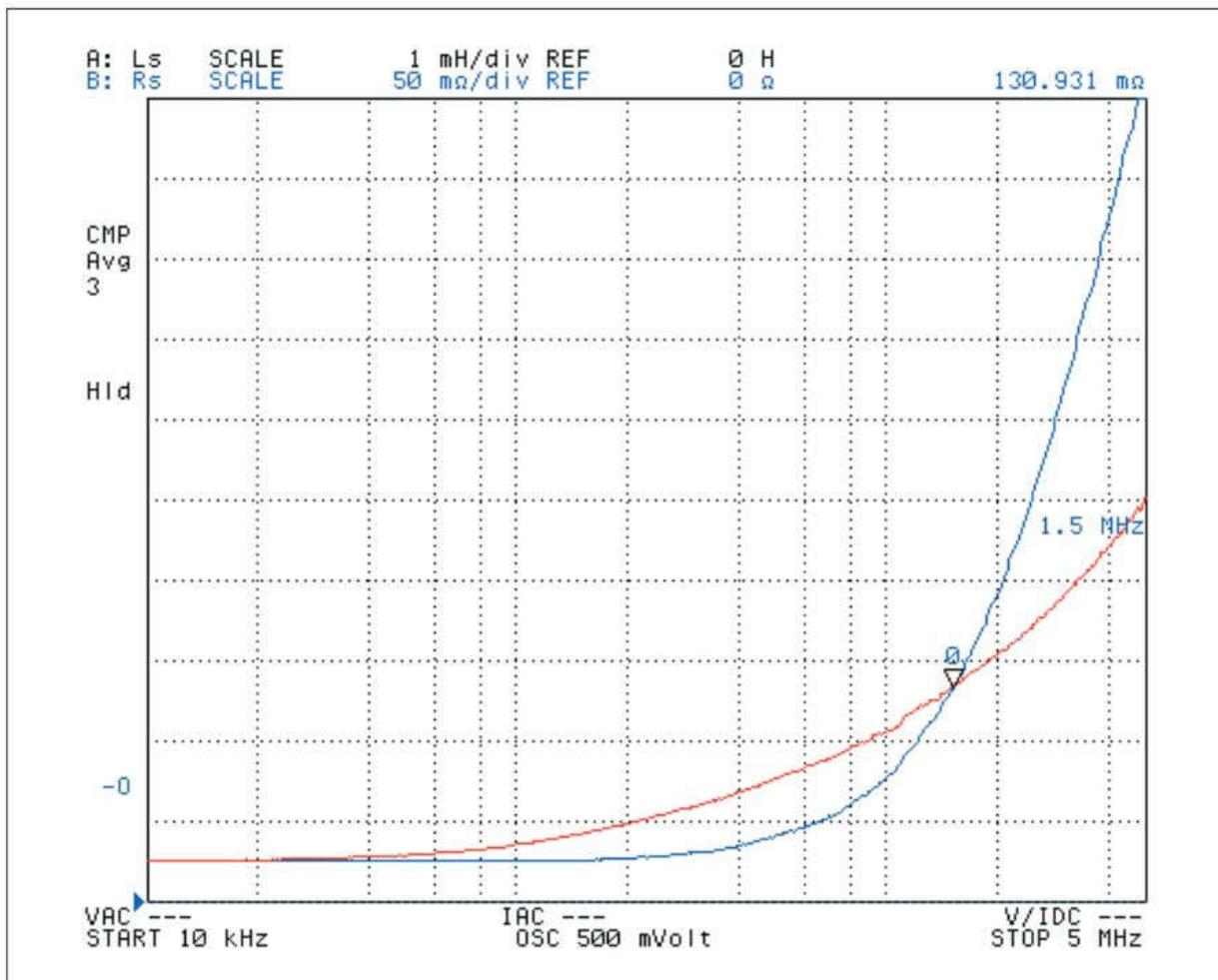


Abbildung 23: gegenseitige Stromverdrängung benachbarter Leiter in (gestapelten Spulen) durch den Proximity-Effekt



**I Bild 8.** Anfangs wirkt sich mit steigender Frequenz der Skineffekt bei der Litze (blaue Kurve) nicht so negativ auf den Widerstand aus wie beim Runddraht (rote Kurve). Mit weiter steigender Frequenz macht sich bei der Litze jedoch der innere Proximityeffekt stärker bemerkbar, so dass bei sehr hohen Frequenzen der Runddraht vorteilhafter ist.

Abbildung 24: Proximity-Effekt im Vergleich zum Skin-Effekt für HF-Litze 80x0,1mm (aus <http://www.emf.eei.uni-erlangen.de/forschung/pdf/Optimale%20Wicklung%20-%20optimaler%20Wirkungsgrad.pdf>)

Der Proximity-Effekt ist mathematisch nur schwer bei der Spulenberechnung zu berücksichtigen. Für Einzeldrähte und einlagige Spulen (nur "äußerer Proximity-Effekt") gibt es recht umfangreiche Formeln zur ungefähren Abschätzung.

Für HF-Litze gibt es bzgl. des inneren Proximity-Effektes nur eine grobe Abschätzung, da wir hier nur eine einzige wissenschaftliche Untersuchung finden konnten, die nur anhand eines Beispiels den Effekt grafisch darstellt.

Die Einarbeitung in die Excel-Tabelle für HF-Litze ist daher mit Vorsicht zu genießen ("experimentell").

Vergleichen wir nun die Auswirkungen des Proximity-Effektes bei unserer Musterantenne einmal mit 1mm Kupferlackdraht und einmal mit HF-Litze 90x0,1mm.  
Zunächst wieder der 1 mm Massiv-Kupferlackdraht:

	A	B	C	D	E	F	G	H
20	<b>Q-Factor Calculation:</b>							
21	Number of (Litz-) Wires:	1	(1=Single Wire/Tubing)					
22	(Single) Wire-Diameter:	1,00 mm						
23	Total Diameter incl. Isolation (5%) and Fill-factor for Litz-Wire (0,5):	1,05 mm						
24	Winding density $\eta$ :	0,18	(=1 would be "touching turns"; if value is >1 increase the winding-diameter D!)					
25	Eff. Cross-sectional area A:	0,79 mm <sup>2</sup>	(determins DC-Resistance)					
26	Specific Resistance $\rho$ :	0,017 Ohms*mm <sup>2</sup> /m	Copper: 0,017 Silver: 0,016 Aluminium: 0,0265 Brass: 0,07 Steel: 0,12 Gold: 0,022					
27	Specific DC-Resistance:	21,6 mOhms/m	$\rho/A$					
28	DC-Resistance:	0,606 Ohms	$\rho^*l/A$					
29	Skin-depth $\delta$ :	66 $\mu$ m	Result only valid for non-iron metals (copper, aluminium, silver etc.)					SQR(2* $\rho$ /(2* $\pi$ * $f$ * $\mu$ ))
30	x:	7,62	$d/2\delta$					
31	r/ $\delta$ :	15,24						
32	Skin-Resistance R <sub>skin</sub> :	4,77 Ohms	(already includes DC-Resistance!)					
33	Skin-factor (R <sub>skin</sub> /R <sub>dc</sub> ):	7,88						
34	m:	0,97						
35	$\Phi$ :	1,02						
36	(external) Proximity-Resistance:	4,86 Ohms	(between each turn)					
37	(external Proximity-Factor (R/R <sub>dc</sub> ):	8,02	(already includes Skin-Resistance!)					

Abbildung 25: Skin- und Proximity-Effekt im Vergleich bei einem Einzeldraht 1mm (f=1MHz)

Durch den grossen Windungsabstand von 6mm im Vergleich zu 1mm Drahtdurchmesser (6:1) erhöht der Proximity-Effekt den Verlust-Widerstand lediglich um einige Prozent.  
Der Einzeldraht hat also Probleme durch den Skin-Effekt, punktet dafür aber mit einem geringen Proximity-Effekt bei entsprechend grossem Windungsabstand.

Zum Vergleich nun die HF-Litze 90x0,1mm:

	A	B	C	D	E	F	G	H
20	<b>Q-Factor Calculation:</b>							
21	Number of (Litz-) Wires:	90	(1=Single Wire/Tubing)					
22	(Single) Wire-Diameter:	0,10 mm						
23	Total Diameter incl. Isolation (5%) and Fill-factor for Litz-Wire (0,5):	1,99 mm						
24	Winding density $\eta$ :	0,33	(=1 would be "touching turns"; if value is >1 increase the winding-diameter D!)					
25	Eff. Cross-sectional area A:	0,71 mm <sup>2</sup>	(determins DC-Resistance)					
26	Specific Resistance $\rho$ :	0,017 Ohms*mm <sup>2</sup> /m	Copper: 0,017 Silver: 0,016 Aluminium: 0,0265 Brass: 0,07 Steel: 0,12 Gold: 0,022					
27	Specific DC-Resistance:	24,1 mOhms/m	$\rho/A$					
28	DC-Resistance:	0,673 Ohms	$\rho^*l/A$					
29	Skin-depth $\delta$ :	66 $\mu$ m	Result only valid for non-iron metals (copper, aluminium, silver etc.)					SQR(2* $\rho$ /(2* $\pi$ * $f$ * $\mu$ ))
30	x:	0,76	$d/2\delta$					
31	r/ $\delta$ :	1,52						
32	Skin-Resistance R <sub>skin</sub> :	0,75 Ohms	(already includes DC-Resistance!)					
33	Skin-factor (R <sub>skin</sub> /R <sub>dc</sub> ):	1,11						
34	m:	0,97						
35	$\Phi$ :	1,21						
36	(external) Proximity-Resistance:	0,76 Ohms	(between each turn)					
37	(external Proximity-Factor (R/R <sub>dc</sub> ):	1,13	(already includes Skin-Resistance!)					
38								
39	(internal) Proximity-Resistance:	4,87 Ohms	(between Litz-Wires; experimental)					
40	(internal) Proximity-Factor:	6,51	(already includes Skin-Resistance!)					
41								

Abbildung 26: Skin- und Proximity-Effekt im Vergleich bei HF-Litze 90x0,1mm (f=1MHz)

Hier ist es nun genau umgekehrt. Die HF-Litze punktet bekanntermassen mit einem geringen Skin-Effekt, dafür macht der innere Proximity-Effekt zwischen den Einzeladern das gute Ergebnis wieder zunichte und beide Varianten liegen damit gleichauf.

Dabei ist aber zu berücksichtigen, dass die Berechnung des inneren Proximity-Effektes bei der HF-Litze mit Vorsicht zu geniessen ist, da es sich um eine Näherung abgeleitet aus nur einem Beispiel handelt.

Wir sind also anscheinend gerade im Grenzbereich, wo nur Experimente mit verschiedenen Drähten und HF-Litzen über das endgültige Ergebnis entscheiden können.

#### **4.3.4. Dielektrische Verluste**

Nachdem wir nun alles getan haben, um die Verluste im Spulendraht so gering wie möglich zu halten, müssen wir uns noch um die Materialien in der Umgebung der Spule kümmern.

Idealerweise ist die ganze Spule grossflächig nur von Luft umgeben. Es werden heute noch Spulen von Radio-Begeiserten gewickelt, die am Ende von ihrem Wickelträger befreit werden und vollständig von Luft umgeben sind und nur von einem Schutzlack oder Wachs zusammengehalten werden (Wabenspulen, Bienenkorb-/Korboden-Spulen)

[http://www.radiomuseum.org/forum/alte\\_spulen\\_im\\_eigenbau.html](http://www.radiomuseum.org/forum/alte_spulen_im_eigenbau.html)

--> Bild einfügen: Wabenspule

Bei unserer Rahmenantenne brauchen wir aber zwingend einen Träger, auf dem die Antennenwicklung aufgebracht wird. Jedes isolierende (= "dielektrische") Material, das sich in der Nähe oder in direktem Kontakt zur Wicklung befindet, erzeugt nun sog. dielektrische Verluste. Genau wie bei Kunststoff-Folienkondensatoren gibt es hier erhebliche Unterschiede im Ausmass der Verluste, insbesondere wenn es um Frequenzen über 100 kHz geht.

Von den Kondensatoren ist bekannt, dass im HF-Bereich (in dieser Reihenfolge) Teflon, Glimmer, Polystyrol und Polypropylen die geringsten Verluste haben, während Polyester, Polycarbonat, Papier, Pertinax in dieser Reihenfolge zunehmend grössere Verluste haben.

Am schlechtesten für unsere Zwecke ist Material, das Feuchtigkeit enthält, wie z.B. Pappe oder auch Holz (je nach Holztyp sehr unterschiedlich)

Der einfachste Weg für den Träger einer Rahmenantenne ist sicherlich ein grossformatiger Verpackungs- oder Umzugskarton. Die Pappe berührt die Wicklung aber auf Ihrer vollen Länge und Pappe ist bekanntlich sehr wasseranziehend. Auf diese Lösung sollte man also nur im Notfall zurückgreifen.

Am besten ist ein kreuzförmiger Trägerrahmen, der die Spulenwicklung nur an 4 schmalen Punkten pro Windung berührt. Als Material ist trockenes Holz (Buche o.ä.) oder Acrylglas (Handelsname: Plexiglas) geeignet. Evtl. ist auch Styrodur einen Versuch wert, das im Modellbau als stabilere und gut bearbeitbare Variante von Styropor (= Polystyrol) Verwendung findet.

Der Einfluss von ungünstigen dielektrischen Materialien als Träger oder in der Nähe der Rahmenantenne sollte nicht vernachlässigt werden, da er den durch die Massnahmen in Kapitel 4.3.1.-4.3.3. optimierten Gütefaktor wieder völlig zunichte machen kann.

#### **4.3.5. Magnetische Verluste**

Es versteht sich wahrscheinlich fast von selbst, dass bei der Konstruktion einer Rahmenantenne vollständig auf alle Metalle, insbesondere Eisen-Metalle (Nägel, Schrauben, Verstrebungen) verzichtet werden sollte. Ein Rahmenantenne mit Holzrahmen sollte ausschliesslich durch die klassischen Holzverbindungen Leim, Holzdübel, Nut-und-Feder etc. verbunden werden.

Jegliches Metall beeinflusst in unvorhersehbarer Weise die Induktivität der Spule und führt zu magnetischen Verlusten durch Wirbelströme und bei Eisenmetallen zusätzlich die energiezehrende ständige Umpolung der magnetischen Bezirke.

In der Nähe der Rahmenantenne sollten sich etwa bis in einer Entfernung, die dem Durchmesser der

Rahmenantenne entspricht, keine weiteren Metalle befinden. Leicht vergessen werden dabei die Rahmengestelle und Füße von Tischen!

Die Rahmenantenne sollte also idealerweise völlig frei z.B. auf einem reinen Holztisch stehen.

#### **4.4. Zusammenfassung**

Eine optimal konstruierte Magnetantenne sollte für einen möglichst hohen Gütefaktor nach folgenden Masstäben konstruiert werden

- möglichst grosser Spulendurchmesser für maximale Empfangsenergie (steigt mit  $D^3$ )
- Kupferwiderstand und Skin-Effekt minimieren: dicker Einzeldraht (ggf. Kupferrohr bei KW) oder "echte" HF-Litze (isolierte Einzeldrähte, verseilt und verflochten)
- Proximity-Effekt minimieren: grosser Windungsabstand, nur eine Lage wickeln
- Dielektrische Verluste minimieren: nur hochwertige Kunststoffe für Rahmen bzw. Spulenträger verwenden oder reine "Luftspule" ohne Träger
- Magnetische Verluste: keine Metalle in der Nähe der Spule

## 5. Resonanzwiderstand und Leistungsanpassung

### 5.1. Resonanzwiderstand

Wir müssen nun die von der Antenne eingefangene Empfangsenergie noch möglichst effektiv vom Schwingkreis in den eigentlichen Detektor und den Kopfhörer bringen.

Man kann nun zeigen, dass ein Parallel-Schwingkreis mit einem Verlust-Widerstand  $R_{\text{loss(ser.)}}$  in Reihe zur Schwingkreisspule äquivalent ist zu einem Parallel-Schwingkreis mit einem Verlust-

Widerstand  $R_{\text{Loss(par.)}}$  parallel zu L und C: 
$$R_{\text{par}} = \frac{L}{R_{\text{ser}} C}$$

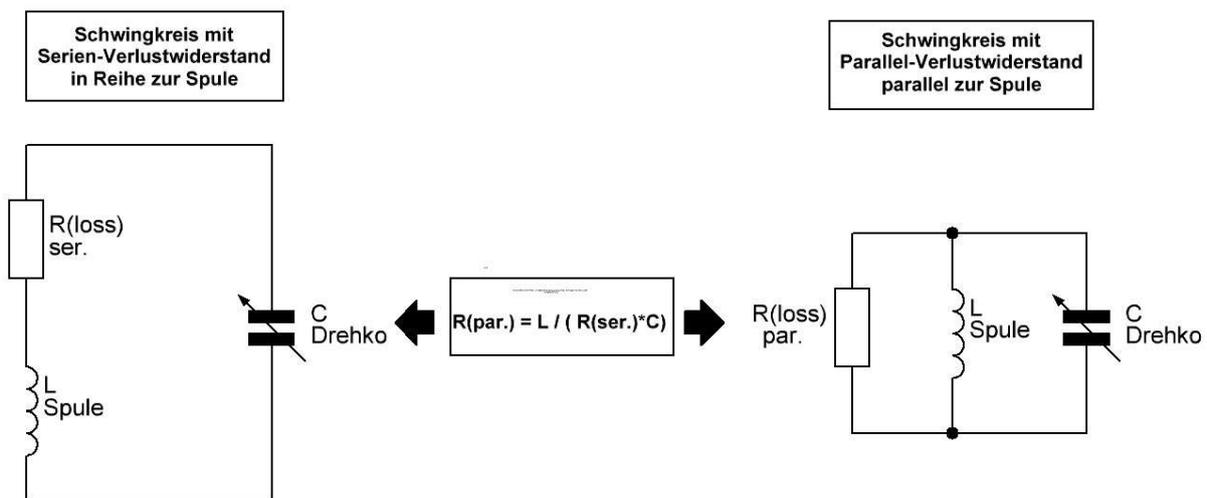


Abbildung 27: Umrechnung des Serien-Verlustwiderstand in einen Parallel-Verlustwiderstand

Man kann also den Serien-Verlustwiderstand (linkes Bild) umrechnen in den Parallel-Verlustwiderstand (rechtes Bild). Die bisherige Betrachtung mit den zusammengefassten Verlusten in einem Serien-Verlustwiderstand war zur Abschätzung der Verluste (Kupferwiderstand, Skin-Effekt, Proximity-Effekt...) und zur Konstruktion unserer optimierten Rahmenantenne günstiger.

Die rechte Darstellung ist nun für die weitere Betrachtung der Energieübertragung in den eigentlichen Detektor und die Anpassung der Detektor-Bauteile die günstigere.

Den parallelen Verlustwiderstand  $R_{\text{loss(par.)}}$  werden wir in Zukunft...

## Resonanzwiderstand $R_{\text{res.}}$

...nennen.

## 5.2. Der Schwingkreis als Stromquelle oder Spannungsquelle mit Innenwiderstand

Wir können nun den Schwingkreis auch als Stromquelle mit einem parallel geschalteten Innenwiderstand auffassen.

Dabei ist der Innenwiderstand der Stromquelle  $R_i$  identisch zum Resonanzwiderstand  $R_{res}$ .

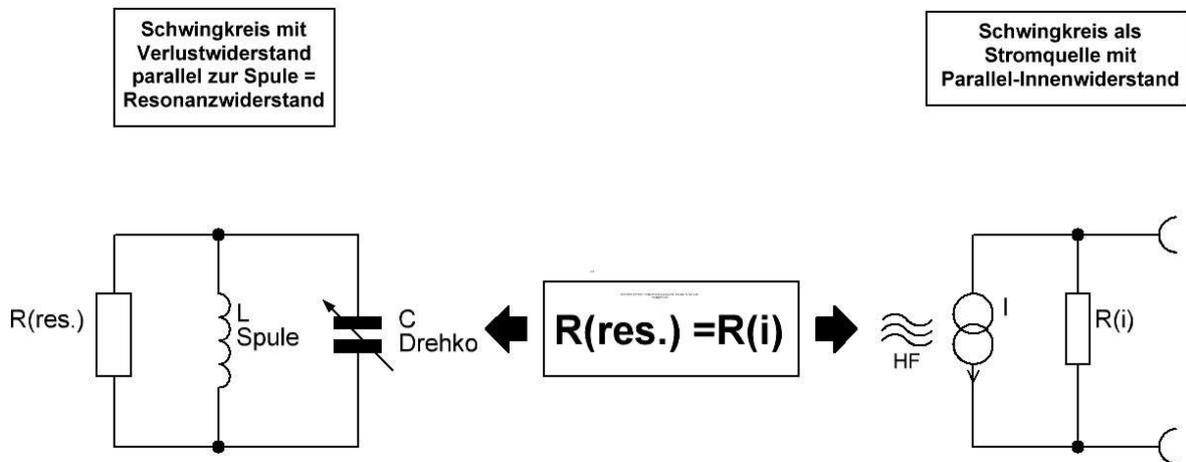


Abbildung 28: Ein Parallel-Schwingkreis mit Resonanzwiderstand  $R(res.)$  ist äquivalent zu einer Stromquelle mit Innenwiderstand  $R(i)$

Da es für das Verständnis meist einfacher ist, eine Spannungsquelle mit Serien-Innenwiderstand zu verwenden, können wir die Stromquelle problemlos in eine Spannungsquelle verwandeln.

Der Serien-Innenwiderstand einer Spannungsquelle ist dabei identisch zum Parallel-Innenwiderstand einer Stromquelle!

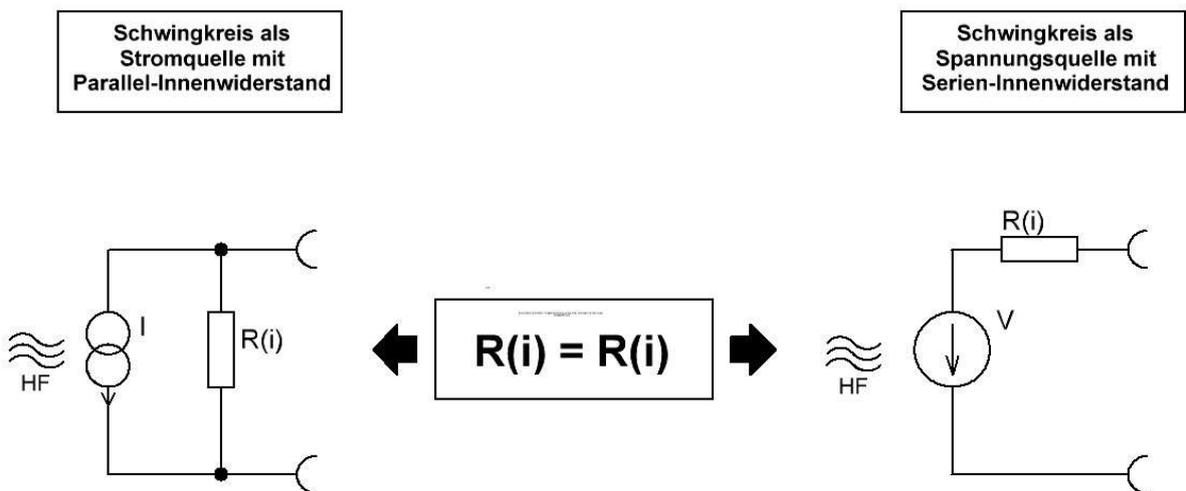


Abbildung 29: Eine Stromquelle mit Parallel-Innenwiderstand ist identisch zu einer Spannungsquelle mit Serien-Innenwiderstand

**Damit können wir in Zukunft unseren Schwingkreis als Spannungsquelle mit Innenwiderstand  $R_i$  betrachten, der identisch zum Resonanzwiderstand  $R_{res}$  ist.**

Dies ist eine sehr wichtige Vereinfachung und erleichtert das Verständnis der folgenden Überlegungen zur Anpassung des Schwingkreises an die Bauelemente des eigentlichen Detektors erheblich.

### 5.3. Leistungsanpassung

Wir betrachten ab jetzt den Schwingkreis wie im u.a. Bild auf der rechten Seite als Spannungsquelle mit Innenwiderstand. An diesem sind die Detektordiode  $D$ , der Kopfhörer und der Kondensator  $C$  als "Last" bzw. Verbraucher angeschlossen.

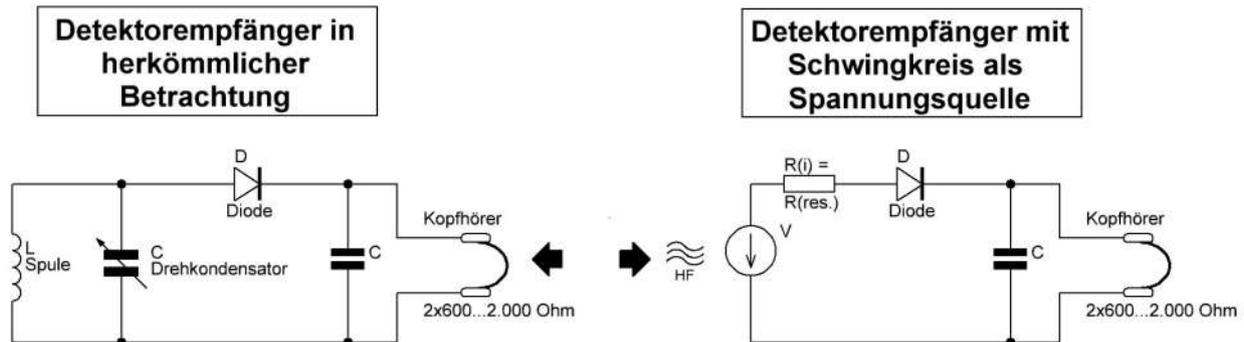


Abbildung 30: Schwingkreis als Spannungsquelle mit Innenwiderstand und Detektor-Elemente als Last/Verbraucher

Unser Ziel ist es nun, die maximal mögliche Energie aus dem Schwingkreis in den Verbraucher (=Kopfhörer) zu übertragen. Dabei ist nun jedes der drei beteiligten Bauelemente ( $D$ ,  $C$ , Kopfhörer) einzeln zu betrachten und optimal auf den Innenwiderstand  $R_i$  unseres Schwingkreis-Spannungsquelle abzustimmen.

Auch wenn es zunächst noch etwas ungewöhnlich erscheint, so werden wir im folgenden Kapitel Schritt für Schritt zeigen, dass man sowohl die Diode  $D$ , als auch den Kondensator  $C$  und den Kopfhörer (oder einen Piezo-Hörer) als ohmschen Widerstand oder Last betrachten kann.

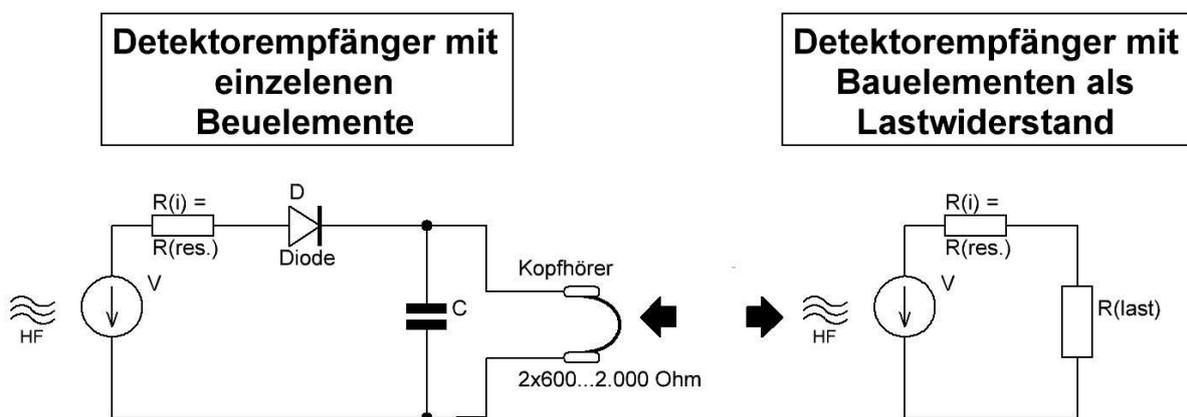


Abbildung 31: Einzelne Bauelemente des Detektors als ohmscher Lastwiderstand

Es gibt nun ein gut bekanntes Gesetz, wie gross ein Lastwiderstand im Verhältnis zum Innenwiderstand einer Spannungsquelle sein muss, um die maximale Energie von der Spannungsquelle zur Last zu übertragen:

**Dazu muss der Aussen- oder Lastwiderstand  $R_a = R_{\text{last}}$  genau gleich dem Innenwiderstand  $R_i$  unserer Schwingkreis-Spannungsquelle sein.**

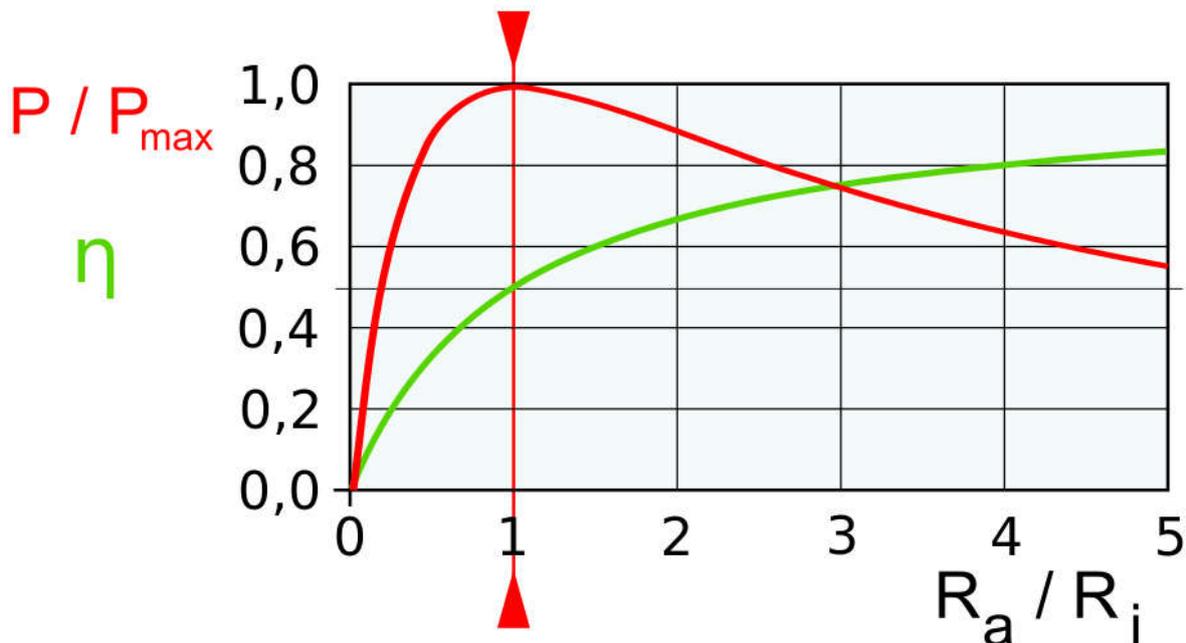


Abbildung 32: rote Kurve: in den Verbraucher  $R(a)=R(\text{Last})$  übertragene Leistung  $P$  in Abhängigkeit vom Verhältnis  $R(a)/R(i)$

Das Maximum der übertragenen Leistung ist in obiger Grafik mit einem roten, senkrechten Strich markiert. Dort erreicht das Verhältnis  $P$  (im Lastwiderstand umgesetzte Leistung) zu  $P_{\text{max}}$  (maximal der Quelle entnehmbare Leistung) sein Maximum mit dem Wert  $1 = 100\%$ . Dies ist beim Verhältnis  $R_a / R_i = 1$  der Fall, also bei  $R_a = R_i$

Wir erkennen auch, dass bei verhältnismässig kleinen Lastwiderständen  $R_a$  die entnehmbare Leistung viel schneller sinkt (links vom Optimalwert), als wenn der Lastwiderstand grösser als der Optimalwert ist (rechts vom Optimalwert).

**Ein zu grosser Lastwiderstand ist also für die entnehmbare Leistung weniger schädlich als ein zu kleiner Lastwiderstand.**

Wenn nun  $R_i = R_a$  ist, bilden der Innenwiderstand des Schwingkreises  $R_i$  und der Lastwiderstand  $R_a = R_{\text{Last}}$  einen 1:1 Spannungsteiler.

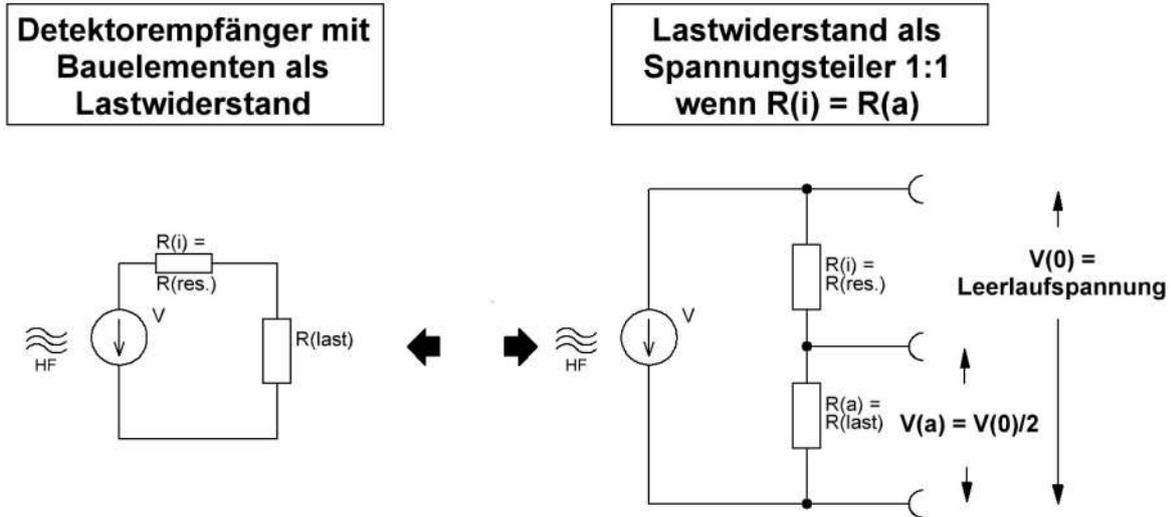


Abbildung 33: Wenn  $R(a) = R(i)$  bildet der Lastwiderstand einen 1:1 Spannungsteiler

Wir haben am Schwingkreis zunächst die Leerlaufspannung (ohne Belastung)  $V_0$

**Bei optimaler Anpassung mit *Innenwiderstand* = *Lastwiderstand* haben wir an der Last genau die halbe Leerlaufspannung!**

Wechseln wir nun noch einmal die Betrachtungsweise und schauen uns den Schwingkreis als Stromquelle mit parallelem Innenwiderstand an:

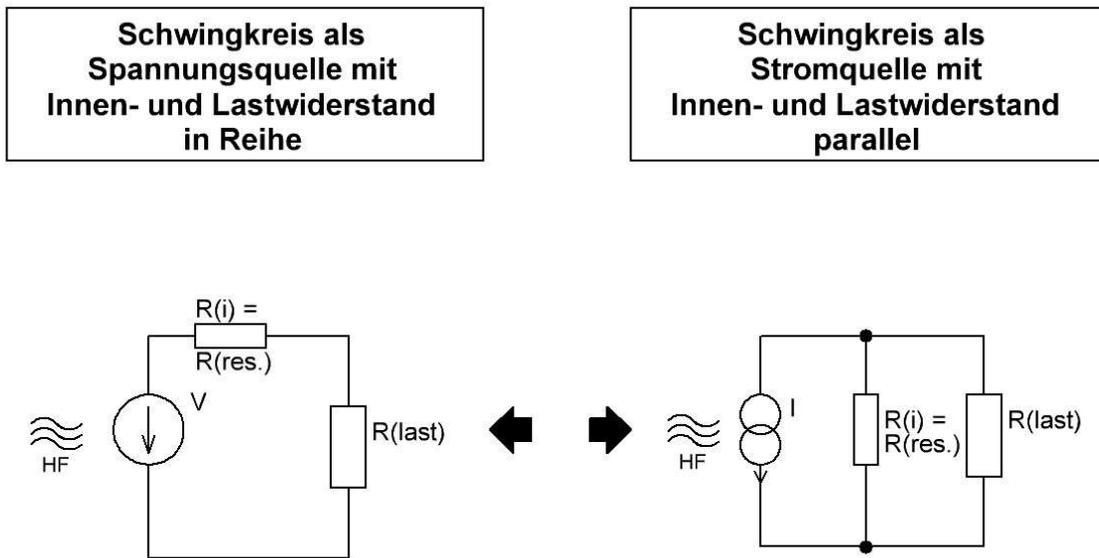


Abbildung 34: Vergleich des Schwingkreises als Spannungs- und Stromquelle mit Lastwiderstand in Reihe bzw. parallel zum Innenwiderstand

Wir belasten nun offensichtlich den Schwingkreis mit einer Parallelschaltung aus dem Resonanzwiderstand und dem (idealerweise gleich grossen) Lastwiderstand.

**Dadurch wird also bei optimaler Anpassung der Resonanzwiderstand des Schwingkreises halbiert und damit automatisch auch die Güte, da die Güte proportional zum Resonanzwiderstand ist.**

## 5.4. Zusammenfassung

Wir können nun folgende Erkenntnisse aus der Anpassung des Lastwiderstandes an den Innenwiderstand (=Resonanzwiderstand) des Schwingkreises auflisten:

- Für maximale Energieübertragung aus dem Schwingkreis in den Detektor muss der jeweilige (ohmsche) Lastwiderstand des Detektorbauteils möglichst gleich dem Resonanzwiderstand des Schwingkreises sein
- Ein etwas zu hoher Lastwiderstand im Verhältnis zum Resonanzwiderstand ist nicht so dramatisch wie ein zu geringer Lastwiderstand
- Wir erhalten bei idealer Anpassung im Lastwiderstand die halbe Leerlaufspannung des Schwingkreises (1:1 Spannungsteiler mit dem Resonanzwiderstand)
- Für den Schwingkreis halbieren sich bei optimaler Anpassung Resonanzwiderstand und Gütefaktor Q durch die Parallelschaltung des Lastwiderstandes zum Innenwiderstand.  
Dies war der Grund, warum in Kapitel 3. die Ziel-Gütefaktoren des (unbelasteten) Schwingkreises verdoppelt haben.

Zum Abschluss ergänzen wir unsere Tabelle für die verschiedenen Rundfunk-Bänder noch um den zum jeweiligen Gütefaktor gehörigen Resonanzwiderstand. So bekommen wir eine Vorstellung, in welchen Bereichen wir die (dynamischen) Widerstände bzw. Impedanzen von Diode und Kopfhörer auslegen müssen:

Band:	Fre- quenz:	Eff. Band- breite:	Min. Q- Faktor: (bei optimaler Anpassung)	$R_{\text{loss}}$	$R_{\text{res.}} =$ optim. $R_{\text{last}}$	Eff. Band- breite:	Max. Q- Faktor: (bei optimaler Anpassung)	$R_{\text{loss}}$	$R_{\text{res.}} =$ optim. $R_{\text{last}}$
Langwelle	200 kHz	9 kHz	44	58 $\Omega$	18 k $\Omega$	2 kHz	200	12,6 $\Omega$	160 k $\Omega$
Mittelwelle (Bandanfang)	531 kHz	9 kHz	118	4,8 $\Omega$	67 k $\Omega$	2 kHz	531	1,07 $\Omega$	300 k $\Omega$
Mittelwelle (Bandmitte)	1.000 kHz	9 kHz	222	4,8 $\Omega$	237 k $\Omega$	2 kHz	1.000	1,07 $\Omega$	1,1 M $\Omega$
Mittelwelle (Bandende)	1.700 kHz	9 kHz	378	4,8 $\Omega$	690 k $\Omega$	2 kHz	1.700	1,07 $\Omega$	3,1 M $\Omega$
Kurzwelle 120m-Band (500pF+8,3 $\mu$ H)	2.400 kHz	5 kHz	960	0,13 $\Omega$	120 k $\Omega$	2 kHz	2.400	0,05 $\Omega$	300 k $\Omega$
Kurzwelle 49m-Band (50pF+14 $\mu$ H)	6.050 kHz	5 kHz	2.420	0,22 $\Omega$	1,3 M $\Omega$	2 kHz	6.000	0,09 $\Omega$	3,2 M $\Omega$

Wir können jetzt schon abschätzen, daß die sich ergebenden Resonanz- und Lastwiderstände vielleicht im Langwellen-Bereich noch vollständig abgedeckt werden können.

Bei der Mittelwelle werden uns allerdings kaum noch in den Bereich des maximal sinnvollen Q-Faktors bewegen können, da sich die erforderlichen hohen Güten bzw. niedrigen Verlustwiderstände kaum noch verwirklichen lassen. Hier müssen wir uns selbst bei sorgfältiger Auslegung wohl eher mit dem minimal sinnvollen Gütefaktor Q zufrieden geben.

Umso wichtiger wird dann neben der sorgfältigen Ausführung der (Rahmen-) Antenne ein möglichst grosser Spulen- bzw. Antennen-Durchmesser für eine hohe Empfangsenergie.

Außerdem fällt auf, daß der Mittelwellen-Bereich eine erhebliche Variation des Resonanz-Widerstandes von Bandanfang bis Bandende zeigt.

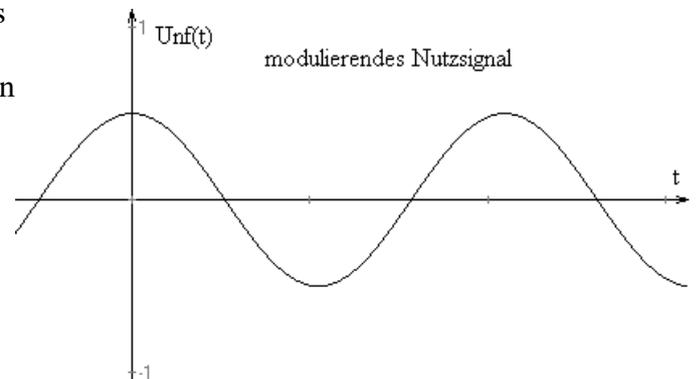
Es ist somit sicher nicht mit ein und derselben Bauteile-Kombination im Detektor ein gleich gutes Ergebnis zu erzielen. Hier muss vielmehr für jeden Teilbereich eine eigene Kombination aus optimal angepassten Bauteilen gefunden werden.

## 6. Funktion von Diode, Kondensator und Lastwiderstand beim Detektor

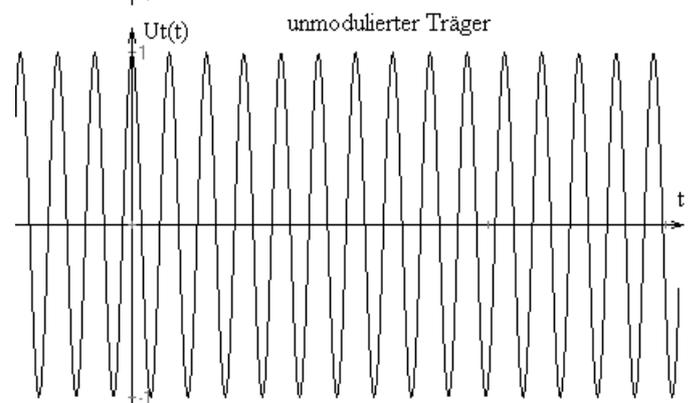
### 6.1. Das Amplituden-modulierte Signal (AM)

Schauen wir uns zunächst an, wie das Radiosignal überhaupt aussieht, das der Sender abstrahlt und unser Schwingkreis empfängt:

Oben ist das Nutzsignal am Beispiel eines Sinustons gezeigt. Das Nutzsignal ist üblicherweise Sprache oder Musik. Hier ist nur zur Einfachung ein Sinuston gewählt worden.

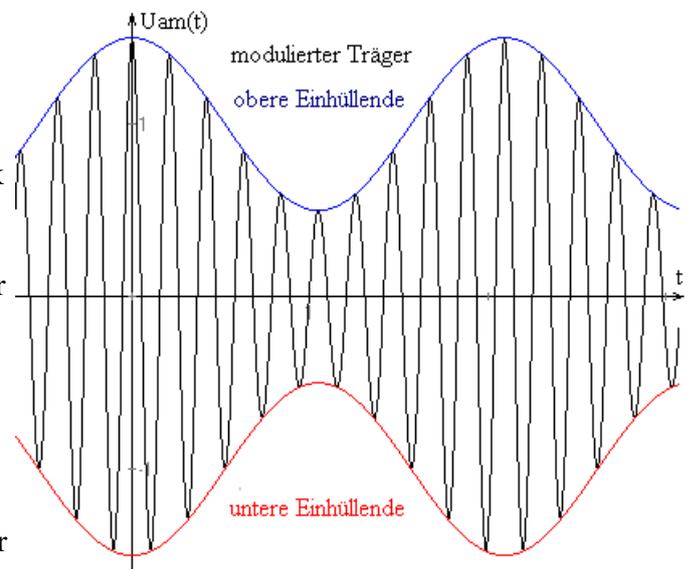


In der Mitte ist unser sog. Trägersignal dargestellt. Dies hat genau die Frequenz, auf die wir unseren Empfänger abstimmen. Es wird daher auch Trägerfrequenz genannt.



Bei der im Lang-, Mittel- und Kurzwellen-Rundfunk angewendeten "Amplitudenmodulation" (AM) wird nun die Amplitude der Trägerwelle (Mitte) rhythmisch im Takt des Nutzsignals angehoben oder abgesenkt.

Daraus ergibt sich das untere Bild, das einen AM-Sender zeigt, der mit dem Sinuston als Nutzsignal moduliert wird.



Wie wir sehen, ist das Signal symmetrisch zur Mittellinie. Würden wir hier direkt einen Kopfhörer anschließen, würden wir überhaupt nichts hören, weil sich positive und negative Halbwellen ober- und unterhalb der Mittellinie genau zu Null addieren!

Abbildung 35: Amplitudenmoduliertes Radiosignal (unten) bestehend aus Nutzsignal (oben) und Trägerwelle (Mitte)

## 6.2. Funktion der Detektor-Diode

Was passiert aber, wenn wir dieses Signal durch eine (Gleichrichter-) Diode schicken?

Die Diode lässt im Idealfall nur den positiven Teil oberhalb der Nulllinie passieren und sperrt den unteren, negativen Teil.

Die Diode wirkt also wie ein Ventil, das nur positive Spannungen bzw. Ströme passieren lässt. Wir erwarten also hinter der Diode ein Signal wie in der folgenden Abbildung:

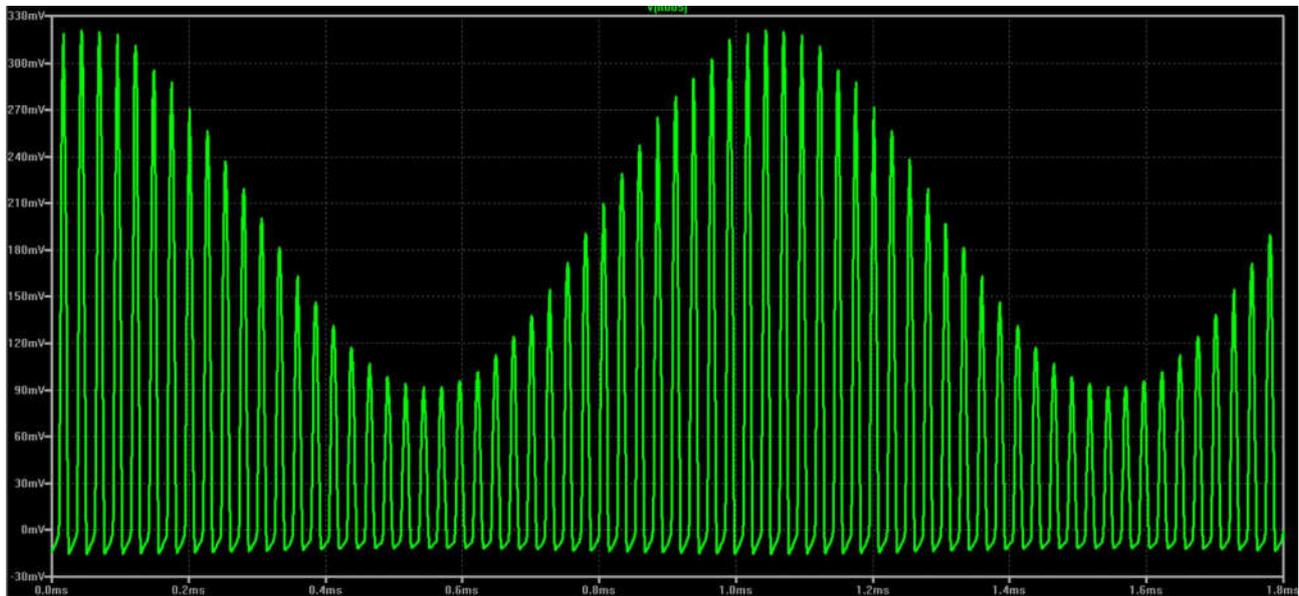


Abbildung 36: Demoduliertes AM-Signal hinter der Gleichrichter-Diode

Wir sehen, dass bis auf einen kleinen Rest durch die nicht-idealen Eigenschaften der Diode die gesamte Kurve oberhalb der Nulllinie im positiven Bereich verläuft.

**Wir können uns nun das Signal hinter der Detektordiode als eine Mischung aus 3 Komponenten denken:**

1. Die (durch die Diode unten abgeschnittene) HF-Trägerwelle (hier: 1 MHz)
2. Das NF-Nutzsignal (Sprache oder Musik; hier: 1kHz Sinus)
3. Das gemittelte Gleichspannungssignal  
(Durch die gleichrichtende Wirkung der Diode haben wir ja nur noch positive Signalanteile oberhalb der Nulllinie, deren Mittelwert eine Gleichspannung ist.)

**Wir müssen nun alle 3 Signalanteile separat behandeln insbesondere bezüglich der optimalen Anpassung an den Resonanzwiderstand des Schwingkreises!**

Dabei sind folgende Aufgaben für die 3 o.g. Signalanteile von den Bauteilen Diode, Kondensator, Widerstand und Kopfhörer (ggf. mit Übertrager) zu erfüllen:

1. Die HF-Trägerwelle soll eliminiert werden z.B. indem wir sie niederohmig nach Masse kurzschliessen.
2. Das Audio-oder NF-Nutzsignal soll ideal an den Kopfhörer angepasst werden. Dazu muss die effektive Impedanz des dynamischen Kopfhörers z.B. durch einen kleinen NF-Übertrager (=Transformator) möglichst nahe an die Resonanzwiderstand des Schwingkreises transformiert werden. Piezohörer sind hier gesondert zu betrachten, da sie eine fast reine Kapazität darstellen.
3. Das mittlere Gleichspannungssignal muss ebenfalls idealerweise genau mit dem Resonanzwiderstand abgeschlossen werden.

Theoretisch könnten wir bereits einen dynamischen Kopfhörer ohne weitere Zusatzbeschaltung direkt hinter der Detektor-Diode anschliessen, was in der Frühzeit des Detektorempfangs auch als Detektor mit minimalen Bauelementen tatsächlich so gemacht wurde. Die Membran wird aufgrund Ihrer Trägheit den schnellen Änderungen der HF-Trägerfrequenz nicht folgen können und nur im Takt des Musik-/Sprachsignals (hier: 1kHz Sinus) hin- und herschwingen.

## Schwingkreis

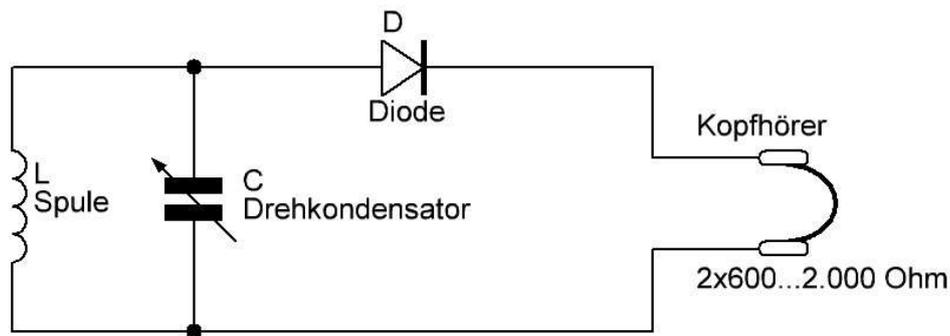


Abbildung 37: Minimal-Detektor ohne Filterkondensator

Der Gleichspannungsanteil erzeugt allerdings eine konstante "Vorauslenkung" der Kopfhörerspule, die bei entsprechender Höhe zu Verzerrungen (durch magnetische Sättigungseffekte) oder sogar zu Schäden durch Entmagnetisierung der Dauermagnete von dynamischen Kopfhörern führen könnte. Die Spannungen und Ströme beim Detektorempfang sind allerdings so klein, dass dies in der Praxis keine Bedeutung hat.

### 6.3. Funktion des Filter-Kondensators

Um die HF-Trägerwelle aus unserem Signalgemisch hinter der Detektordiode zu entfernen, suchen wir uns nun einfach ein elektronisches Bauelement heraus, das für niedrige Frequenzen im Audio-Bereich einen möglichst hohen Widerstand und für die hohen Frequenz unserer HF-Trägerfrequenz einen möglichst geringen Widerstand hat.

Dieses Bauelement ist der Kondensator, dessen Impedanz  $Z$  (=Wechselstrom-Widerstand) umgekehrt proportional zur Frequenz sinkt:  $Z = \frac{1}{2 \pi f C}$

Nehmen wir als Beispiel einen Kondensator mit einem Wert von 1nF und rechnen die Impedanz für die HF-Trägerwelle (z.B. 1 MHz) und die höchste NF-Frequenz (z.B. 4 kHz) aus:

$$Z_{HF} = \frac{1}{2 \pi \cdot 1 \text{ MHz} \cdot 1 \text{ nF}} = 159 \Omega \quad Z_{NF} = \frac{1}{2 \pi \cdot 4 \text{ kHz} \cdot 1 \text{ nF}} = 40 \text{ k}\Omega$$

Wir erkennen, dass die Impedanz des Kondensators für die HF mit 159Ω relativ zum Resonanz-Widerstand mit vielen kΩ...MΩ praktisch wie ein Kurzschluss wirkt.

Für die NF mit hier 4 kHz ist der Kondensator dagegen relativ hochohmig.

Wenn wir nun den Kondensator hinter der Diode einfügen und mit Masse verbinden, müsste also eigentlich die HF wegen der dann sehr kleinen Impedanz des Kondensators einfach "kurzgeschlossen" werden, während die NF mit einer viel niedrigeren Frequenz bis max. 4 kHz durch die dann sehr hohe Impedanz des Kondensators unbeeinflusst bleiben würde. Allerdings kann sich der Kondensator nirgendwo entladen und würde sich so (wie bei einer Einweg-Gleichrichterschaltung für ein Netzteil) einfach nur auf die Spitzenspannung des HF-Signals aufladen und eine konstante Gleichspannung am Ausgang haben. Es fehlt also offensichtlich noch etwas.

### Schwingkreis

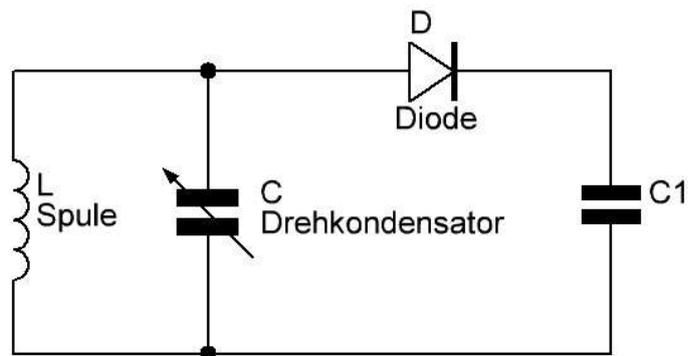


Abbildung 38: Kondensator C1 als Kurzschluss für die HF

## 6.4. Funktion des Lastwiderstandes

Wir fügen nun einfach noch einen Lastwiderstand R parallel zum Filterkondensator C1 ein:

### Schwingkreis

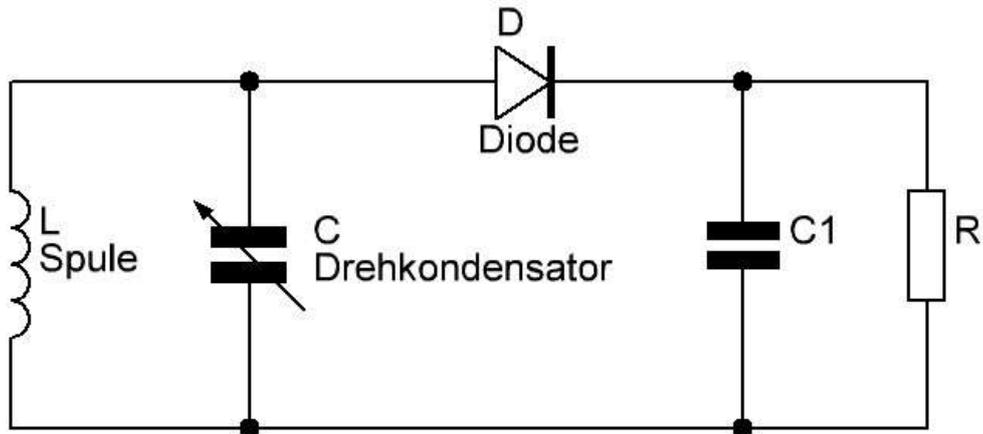


Abbildung 39: vollständiges HF-Filter mit Kondensator C1 und Lastwiderstand R

Jetzt kann sich C1 über die Diode D aufladen und über den (Last-) Widerstand R wieder entladen.

Bei einem dynamischen Kopfhörer übernimmt dieser die Funktion des Lastwiderstandes R und C1 muss als eigenes Bauteil eingefügt werden.

Bei einem Piezo-Hörer übernimmt die Kapazität des Piezoelements die Funktion von C1. Dafür müssen wir dann R als eigenes Bauelement in den Detektor separat einfügen.

Ein vollständiger Detektor besteht also neben dem Schwingkreis immer aus einer Gleichrichter-Diode D, einem Lastwiderstand R und einem Glättungskondensator C1.

Die Funktion des HF-Filters aus C1 und R wird etwas klarer, wenn wir den Schwingkreis wieder als HF-Spannungsquelle mit Innenwiderstand  $R_i$  betrachten:

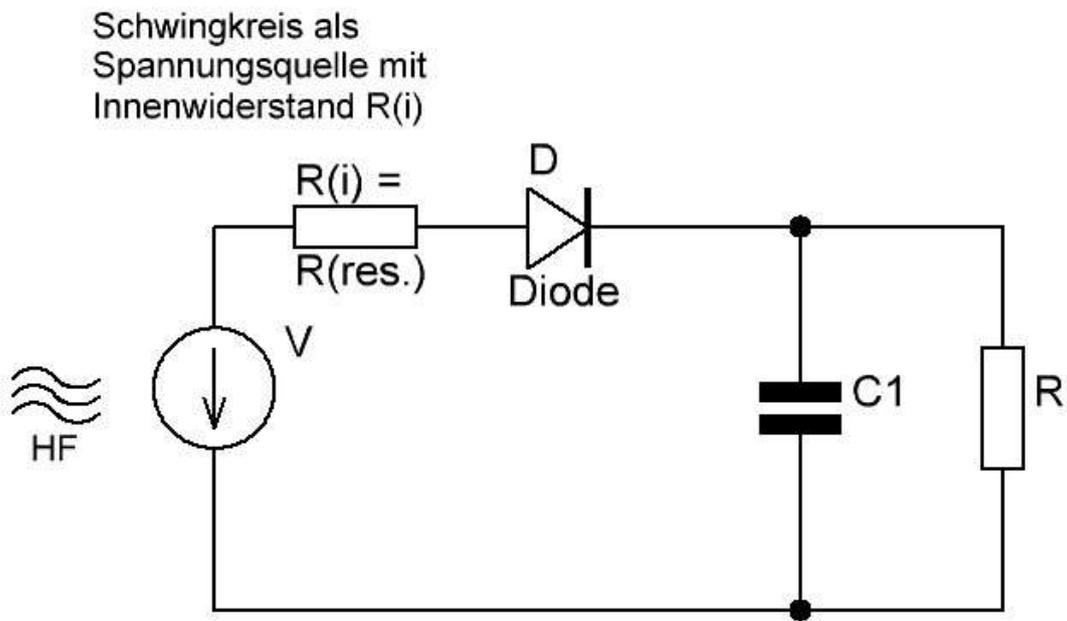


Abbildung 40: Detektor mit Schwingkreis als Spannungsquelle mit Innenwiderstand und RC-Glied als HF-Filter

Wir betrachten die Diode D hier noch als idealen Schalter, der für die positiven Halbwellen die HF aus dem Schwingkreis ungehindert durchlässt (Schalter geschlossen) und für die negativen Halbwellen 100% sperrt (Schalter geschlossen).

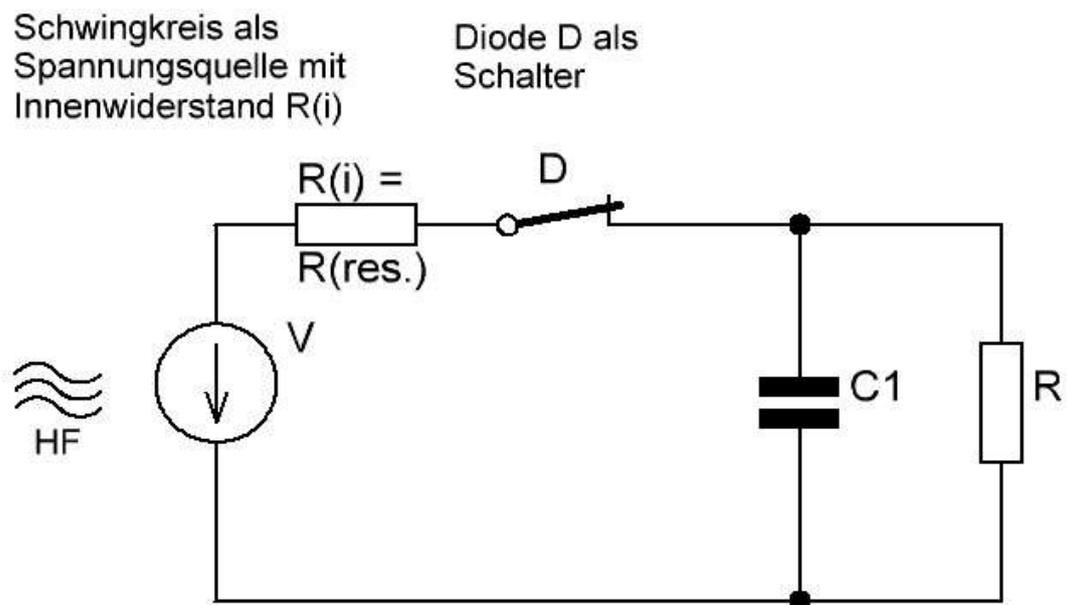


Abbildung 41: Diode als Schalter und HF-Filter aus  $R(i)$ , C1 und R

Nun wird die Funktion des HF-Filters erst richtig klar:

Der Filterkondensator C1 lädt sich bei der positiven Halbwelle (Diodenschalter D geschlossen) über den relativ hohen Resonanzwiderstand des Schwingkreises  $R_i$  zunächst auf den Spitzenwert der HF-Spannung auf.

Würde es den Lastwiderstand R nicht geben, würde diese Spitzenspannung quasi "ewig" an C1 bestehen bleiben, da sich der Kondensator nicht wieder rückwärts über den Schwingkreis entladen kann. Das verhindert ja der Diodenschalter D, der Strom nur in eine Richtung durchlässt und "rückwärts" sperrt.

Der Lastwiderstand R sorgt nun aber bei richtiger Dimensionierung dafür, dass C1 sich langsam wieder entladen kann.

Idealerweise muss R nun so dimensioniert werden, dass er bei der höchsten vorkommenden NF-Audiofrequenz von ca. 4 kHz den Kondensator C1 während einer Halbwelle (125  $\mu$ s bei 4 kHz) noch vollständig entladen kann, damit die Spannung am Kondensator gerade noch dem Audio-Signal folgen kann. Wir werden später noch sehen, wie man geeignete Werte für C1 und R bestimmt.

Zunächst schauen wir uns an, wie das Signal am Kondensator bei einer beispielhaften Kombination von  $C1 = 100$  pF, Lastwiderstand  $R_{last} = 100$  k $\Omega$  und Schwingkreiswiderstand  $R_i = 100$  k $\Omega$  aussieht.

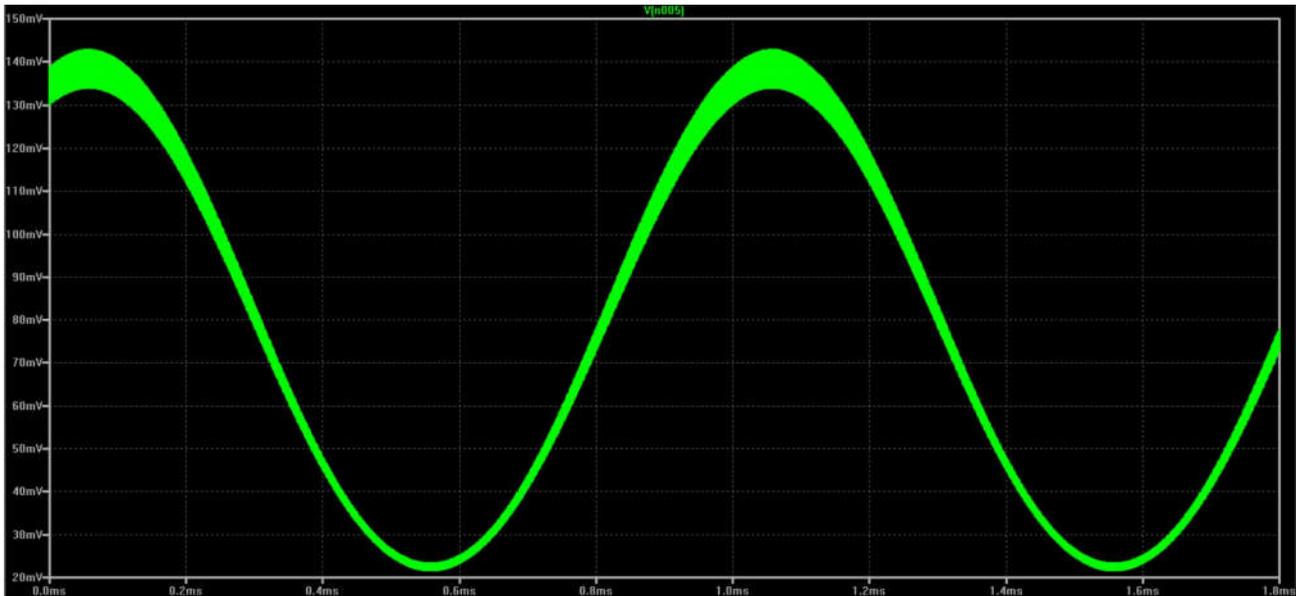


Abbildung 42: demoduliertes AM-Signal ( $HF=1$  MHz,  $NF=1$  kHz) mit RC-Filter 100pF/100kOhm

Wir sehen, dass die HF fast vollständig weggefiltert ist. Der Rest an HF äussert sich in der "Dicke" des 1 kHz-Sinussignals. Würden wir eine starke Ausschnittvergrößerung machen, würden wir noch den Rest der Trägerwelle in der "Dicke" des NF-Signals erkennen können.

Zum Vergleich schauen wir uns eine grenzwertige Dimensionierung des RC-Filters an, die die HF gerade nicht mehr ausreichend wegfiltert.

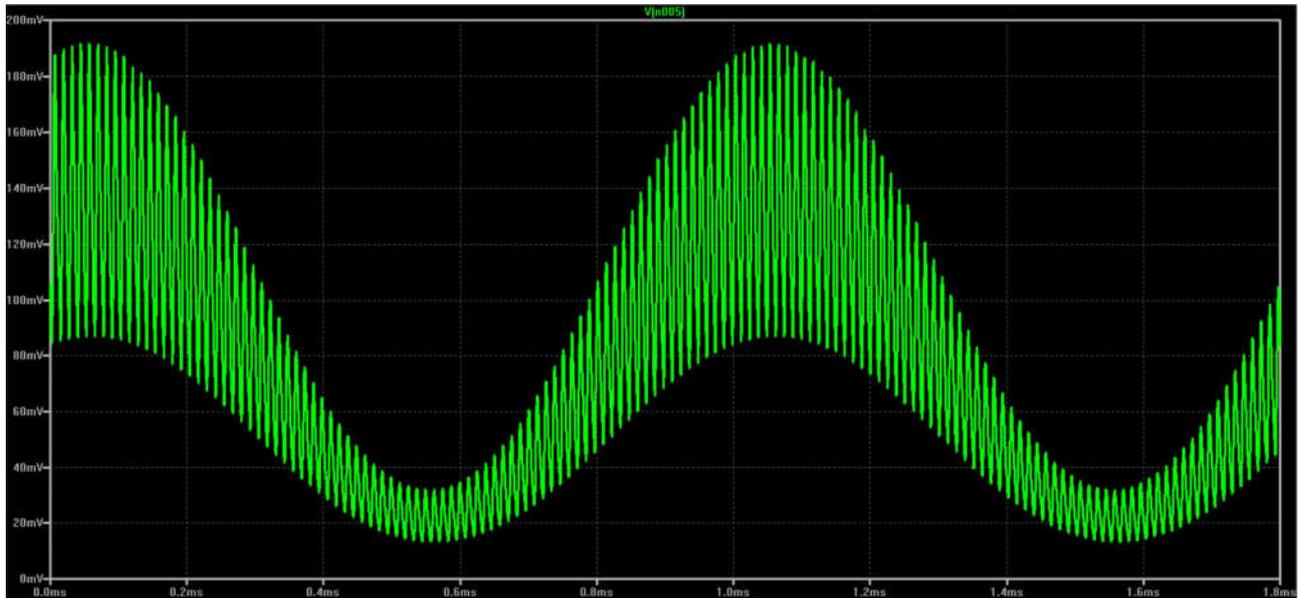


Abbildung 43: demoduliertes AM-Signal ( $HF=70\text{kHz}$ ,  $NF=1\text{kHz}$ ) mit RC-Filter  $100\text{pF}/100\text{k}\Omega$

Wir haben hier lediglich eine niedrigere Trägerfrequenz von 70 kHz anstelle 1 MHz gewählt.

Wir erkennen also, dass die Dimensionierung des RC-Filters nicht nur von den Werten von R und C, sondern auch von der (wegzufilternden) Frequenz der Trägerwelle abhängt.

## 6.5. Zusammenfassung der Detektorfunktion

Fassen wir die Funktion der einzelnen Elemente des Detektors zusammen:

- Der Schwingkreis empfängt, verstärkt (Gütefaktor  $Q$ ) und selektiert (Bandbreite  $BW$ ) das HF-Signal
- Der Schwingkreis kann als Spannungsquelle mit dem Resonanzwiderstand  $R_{\text{res}} =$  Innenwiderstand  $R_i$  aufgefasst werden
- Die (ideale) Gleichrichter- oder Detektor-Diode lässt nur die positiven Halbwellen vollständig passieren und schneidet die negativen Halbwellen durch Sperren ab
- Hinter der Detektor-Diode besteht das Signal aus den 3 Komponenten:  
HF-Trägerfrequenz, NF-Nutzsignal und dem gemittelten Gleichspannungsanteil
- Eine Parallelschaltung aus (Last-) Widerstand  $R$  und Filterkondensator  $C1$  filtert die HF-Trägerfrequenz weg, indem der Kondensator für die HF praktisch einen Kurzschluss darstellt
- Es bleibt das NF-Nutzsignal zusammen mit dem mittleren Gleichspannungsanteil übrig
- Dieses wird entweder in einem dynamischen Kopfhörer hörbar gemacht, der die Funktion von  $R$  übernimmt oder in einem Piezo-Hörer, der die Funktion von  $C1$  übernimmt.
- Damit ist einer der beiden Werte des RC-Filters vorgegeben: entweder  $R$  beim dynamischen Kopfhörer oder  $C$  beim Piezo-Hörer.  
Der andere Wert muss so berechnet werden, dass das RC-Filter die HF-Trägerfrequenz ausreichend unterdrückt ("wegfiltert").
- Es muss darauf geachtet werden, dass die Werte von  $R$ ,  $C$  und der (noch zu besprechende) Innenwiderstand der Diode  $D$  optimal an den Schwingkreis-Resonanzwiderstand angepasst sind.

Wie wir die Bauteile  $D$ ,  $R$  und  $C$  optimal wählen und aufeinander abstimmen ist Thema der 3 folgenden Kapitel.

## 7. Die "ideale" Detektordiode

Bisher haben wir die Gleichrichter- oder Detektordiode  $D$  als "ideale" Diode betrachtet, die wie ein Schalter einen Widerstand von  $0 \Omega$  in Durchlassrichtung und  $\infty$  in Sperrrichtung besitzt.

Nun sind reale Dioden alles andere als ideale Bauelemente und wir müssen das Verhalten in Durchlass- und Sperrichtung detailliert betrachten.

Weiterhin gibt es eine Menge von Missverständnissen und Fehlinformationen, wenn es um die Auswahl einer Diode für einen Detektor-Empfänger gibt.

### 7.1. Die Diodenkennlinie

Wir schauen uns daher zunächst das Verhalten in Durchlassrichtung an:

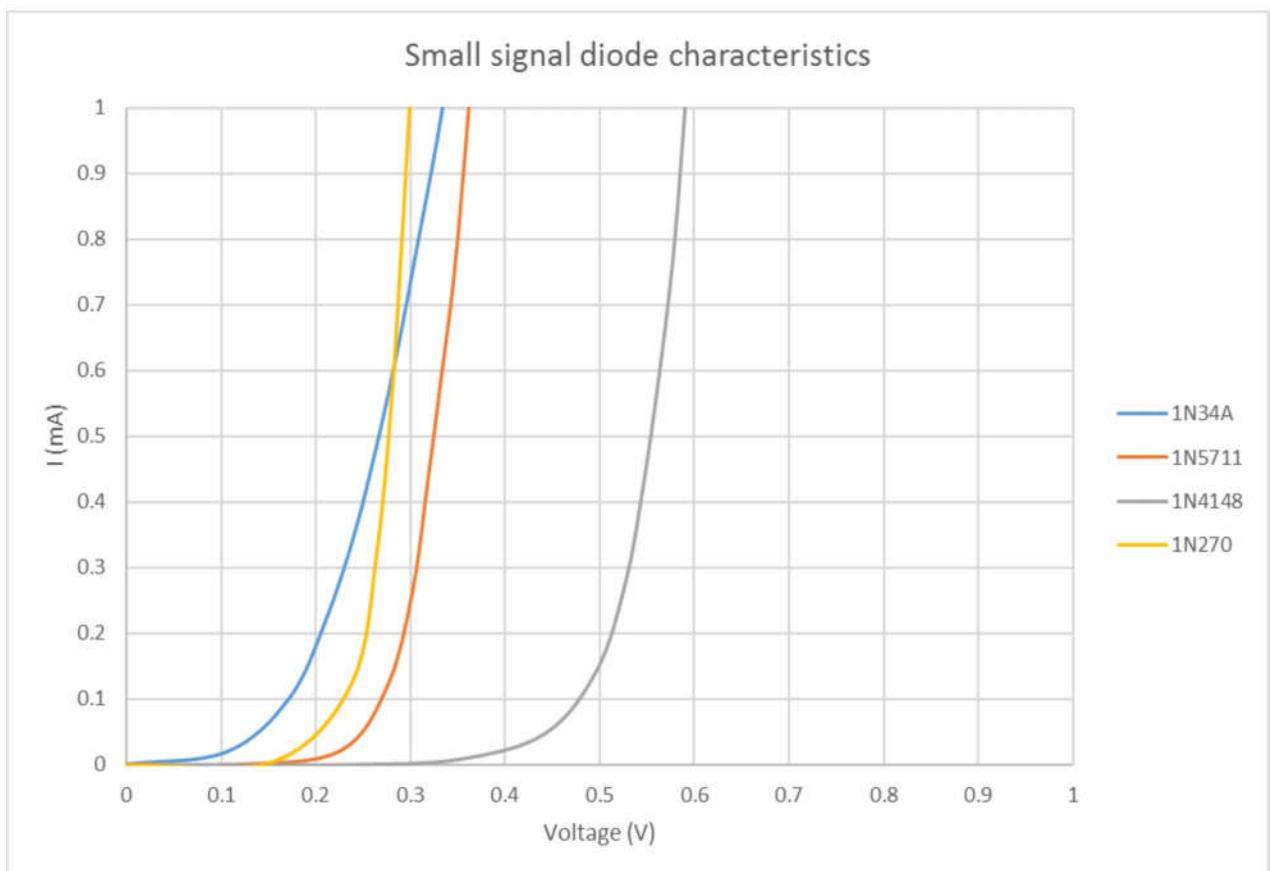


Abbildung 44: Diodenkennlinien: Strom  $I(f)$  vs. Spannung  $U(f)$

*1N34A=Germanium-Diode, 1N5711=Schottky-Diode, 1N4148=Silizium-Diode*

In obiger Darstellung sind je eine Germanium-Diode (1N34A), zwei Schottky-Dioden (1N270, 1N5711) und eine Silizium-Halbleiterdiode (1N4148) im Vergleich dargestellt.

Dies ist die häufigste Darstellung, die allerdings zu einigen Missverständnissen führt. Es sieht so aus, als ob die Dioden erst oberhalb einer sog. "Schwellspannung" oder "Kniespannung" schlagartig zu leiten anfangen (ca. 0,3V für Schottky- und Germanium-Dioden, ca. 0,6V für Silizium-Dioden).

Diese Darstellungsart führt zu drei häufig zu findenden Irrtümern bzgl. der Eignung von Dioden als Detektor:

1. Die Empfangsspannung für einen Detektor muss mindestens oberhalb der Schwellspannung (0,3V bzw. 0,7V) sein
2. Wegen der niedrigeren Schwellspannung sind Schottky- und Germanium-Dioden besser oder ausschliesslich geeignet als Detektor-Dioden
3. Germanium-Dioden sind die besten Detektor-Dioden, da sie von allen 3 Grundtypen bei den kleinsten Spannungen bereits leiten

Alle 3 Schlussfolgerungen sind so nicht richtig!

Wir werden im Folgenden sehen, dass alle 3 Diodentypen bei jeder beliebig kleinen Spannung bereits leiten und dass die Eignung als Detektor-Diode entscheidend vom (hier noch nicht gezeigten) Sperrstrom in Rückwärtsrichtung abhängt.

Schauen wir uns dazu zunächst den uns interessierenden Bereich von wenigen Zehntel Millivolt in einer etwas anderen Darstellung an:

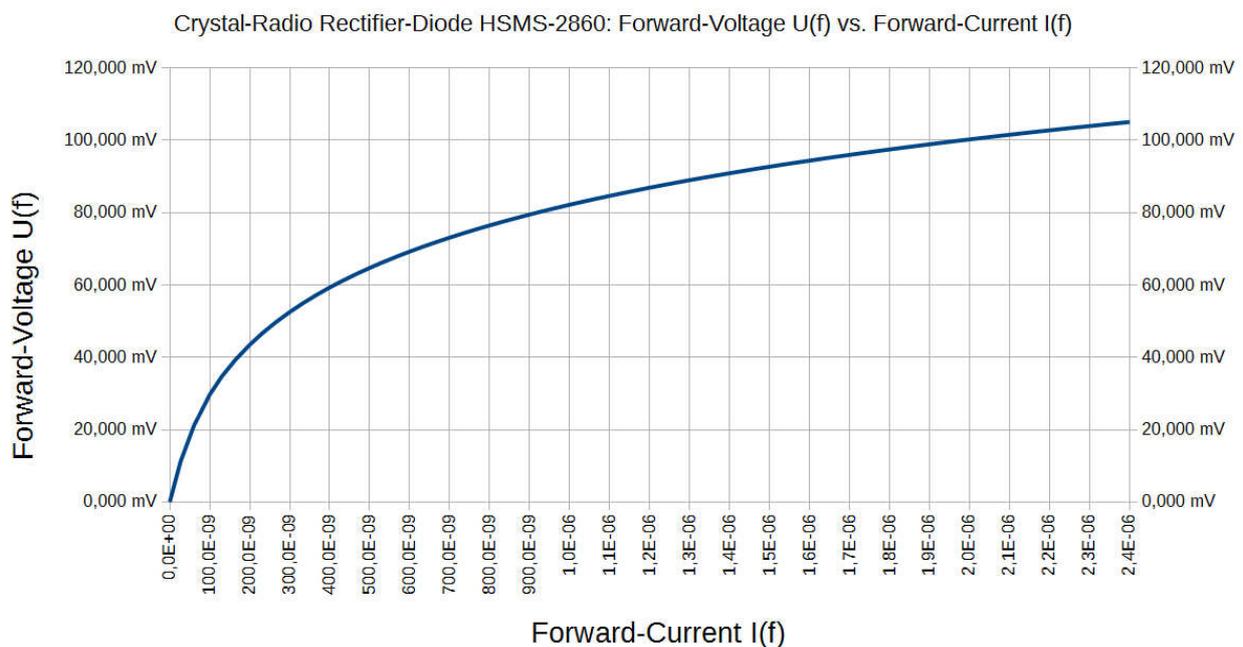


Abbildung 45: theoretische Dioden-Kennlinie  $U(f)$  vs.  $I(f)$  bei Spannungen unterhalb der sog. "Schwellspannung"

Wir haben jetzt den Bereich weit unterhalb der Schwellspannung im Bereich von 0 mV bis ca. 100 mV herausvergrössert und jetzt die Diodenspannung gegen den Diodenstrom aufgetragen, also X- und Y-Achse vertauscht.

Wir sehen sofort, dass die Diode auch bei sehr geringen Spannungen von wenigen Millivolt bereits leitet. Allerdings nur mit einem Durchlassstrom von einigen zig Nanoampere bis zu einigen Mikroampere. Diese aussage gilt für alle Diodentypen, nur dass die Werte für die Durchlasströme natürlich vom jeweiligen Diodentyp anhängt.

Ausserdem folgt die Kennlinie in dieser Darstellung einem logarithmischem Verlauf.

**Wir halten also fest, dass jeder Diodentyp bei jeder beliebig kleinen Spannung leitet, wenn auch nur mit sehr geringen Strömen.**

## 7.2. Dynamischer oder differentieller Innenwiderstand einer Diode

Nun fragen wir uns, welchen Widerstand eine Diode eigentlich hat?

Es gibt ja für jeden Wert des Durchlassstroms einen zugehörigen Spannung und somit müsste sich ja auch ein Widerstandswert aus dem Verhältnis von Strom zu Spannung ableiten lassen.

Vergleichen wir dazu einmal die Diodenkennlinie mit einem ohmschen Widerstand:

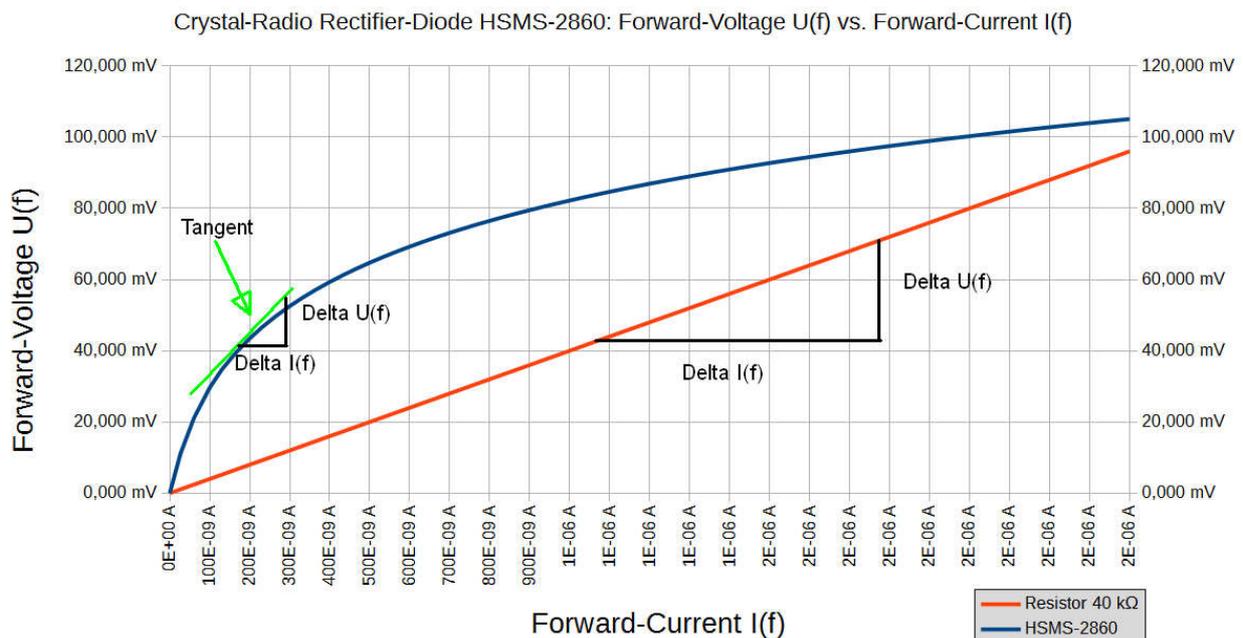


Abbildung 46: Diodenkennlinie (blau) im Vergleich zu ohmschen Widerstand 40kΩ (rot):  
Steigung der Tangente = (differentieller) Widerstand

Wir sehen, dass sich für den rein ohmschen Widerstand (rot) eine Gerade durch den Nullpunkt ergibt, deren Steigung gleich dem Widerstand R ist:

$$R = \text{Steigung der Geraden} = \frac{U}{I} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

Das ist das bekannte ohmsche Gesetz in einer etwas "ausführlicheren" Form.

Die Diodenkennlinie ist nun aber keine Gerade durch den Ursprung, sondern eine gekrümmte Kurve mit einer sich kontinuierlich ändernden Steigung.

Für solche Bauelemente erhält man also keinen konstanten Widerstand, sondern der Widerstand ist an jeder Stelle der Kennlinie ein anderer.

Trotzdem können wir hier für jeden Punkt einen Widerstand als Steigung der Tangente an die Kennlinie definieren.

Diesen Widerstand nennt man "differentiellen" oder "dynamischen" Widerstand.

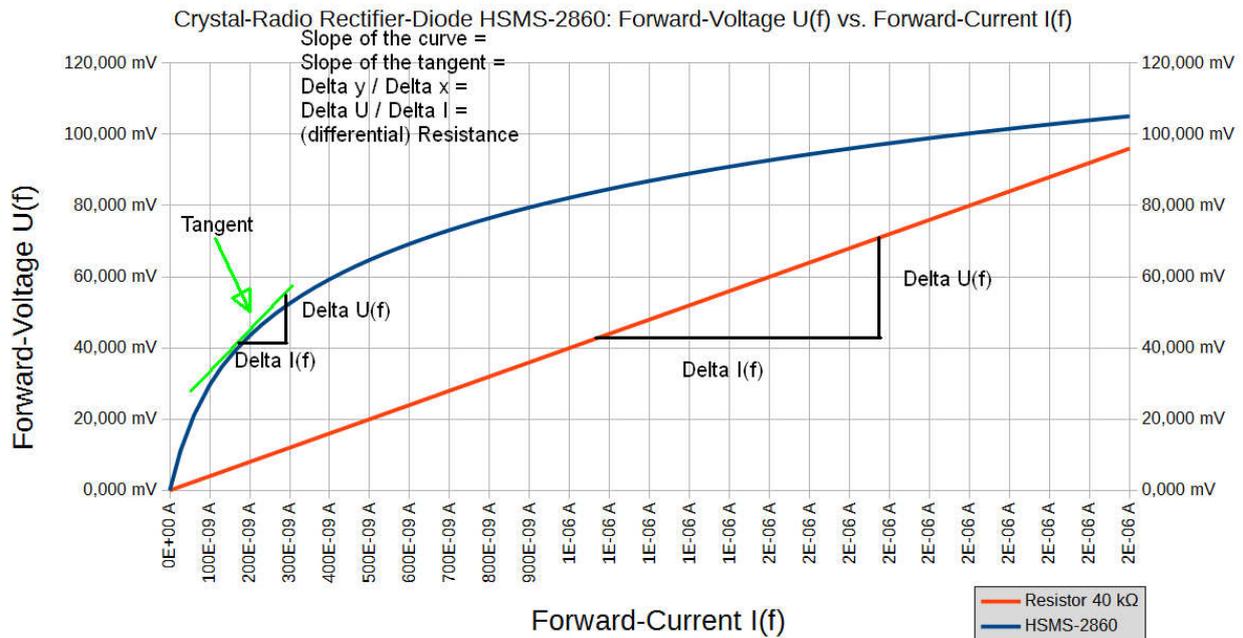


Abbildung 47: Differentieller Innenwiderstand einer Diode als Steigung der Tangente im  $U(f)$ - $I(f)$ -Diagramm

Die Definition des dynamischen (oder differentiellen) Innenwiderstandes ist also:

$$R_{diff} = R_{dyn} = \text{Steigung der Tangente} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

Auch der differentielle oder dynamische Widerstand gibt die Änderung des fließenden Stroms für eine (kleine) Änderung der Spannung wieder, aber eben nur um den jeweiligen Arbeitspunkt für eine bestimmte Spannung bzw. einen bestimmten Strom herum.

Schauen wir uns nun an, wie der differentielle Widerstand einer Schottky-Diode in Abhängigkeit vom Durchlassstrom verläuft:

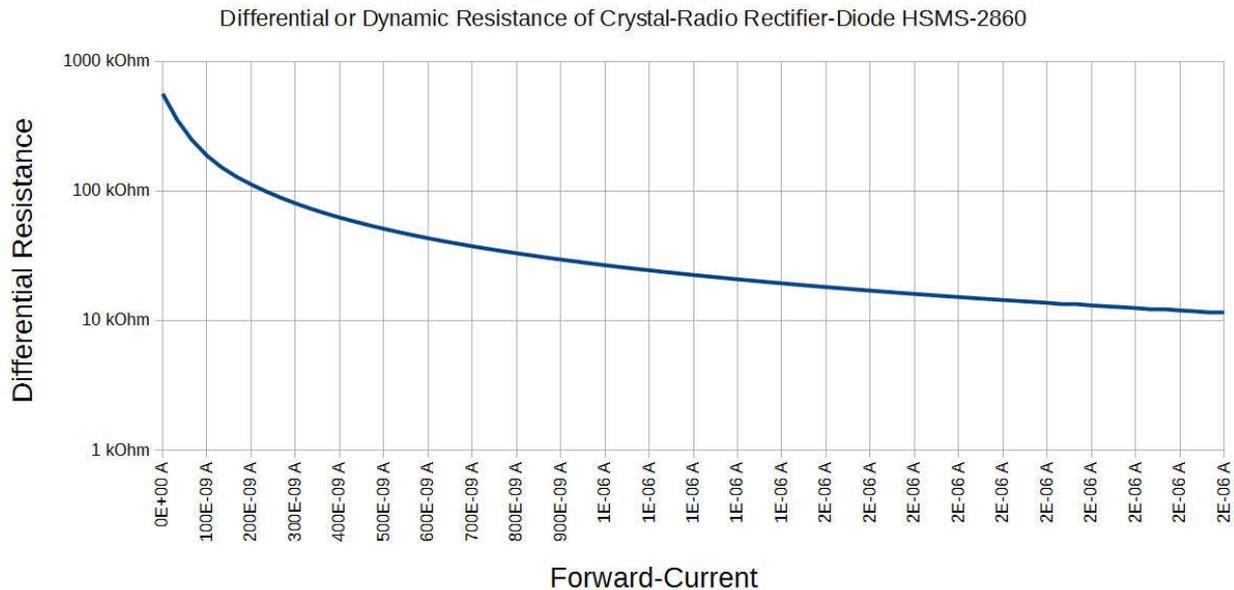


Abbildung 48: theoretischer Verlauf des Innenwiderstandes im Bereich  $I(f)=0...2\mu A$  für die Diode HSMS-2860

Der (theoretisch berechnete) differentielle Widerstand dieser Schottky-Diode (HSMS-286x) sinkt also sehr stark von ca. 500 k $\Omega$  in der Nähe des Nullpunktes auf 100 k $\Omega$  bei ca. 200 nA Diodenstrom (=45 mV Diodenspannung) bis auf 10 k $\Omega$  bei 2 $\mu A$  Diodenstrom (=105 mV Diodenspannung).

Bei noch höheren Diodenströmen sinkt der differentielle Widerstand bis auf nur noch einige Ohm. Dieser Bereich interessiert uns aber nicht, da beim Detektorempfang bei Empfangsspannungen von höchstens einigen zig Millivolt sowieso nur sehr geringe Ströme im Bereich einiger zehn Nanoampere bis höchstens einige Mikroampere fließen.

Wie erinnern uns, dass das Signal hinter der Detektor-Diode aus 3 Komponenten besteht:

1. Die HF-Trägerfrequenz (=Empfangsfrequenz; z.B. 1 MHz)
2. Das NF-Audio-Signal (50Hz...4 kHz)
3. Das gemittelte Gleichspannungssignal

Wir betrachten zunächst, wie sich die einzelnen Bauteile zu einem Gesamt-Ersatzschaltbild für die HF-Frequenz zusammenfügen und verhalten.

Schauen wir uns dazu in der folgenden Abbildung an, wie sich die Diode mit ihrem differentiellen Widerstand in das Schaltbild des Detektors einfügt:

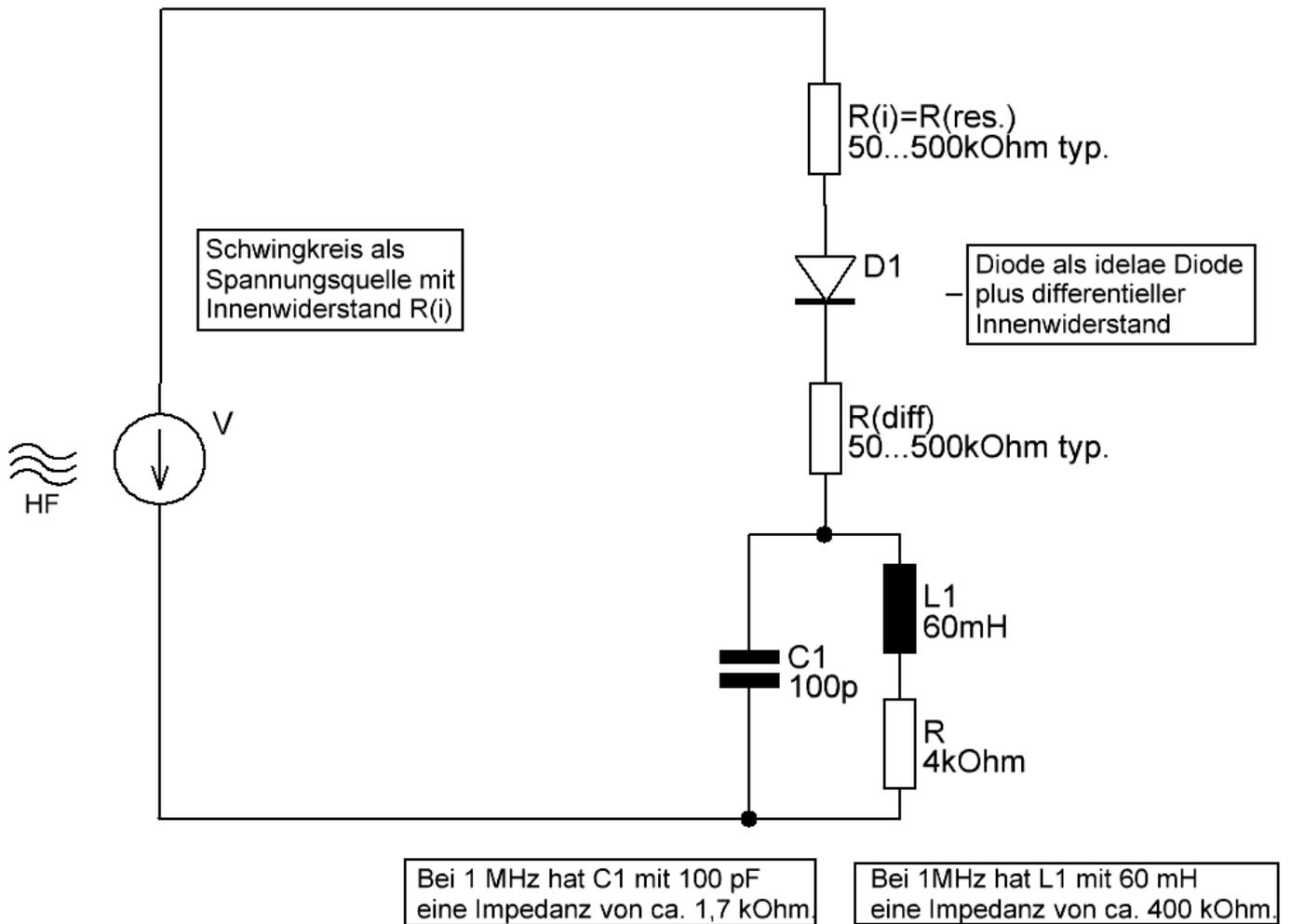


Abbildung 49: Vollständiges HF-Ersatzschaltbild für einen Detektor mit Schwingkreis als Spannungsquelle mit Resonanzwiderstand, Diode mit differentieller Innenwiderstand, Filterkondensator C1 und Kopfhörer als Reihenschaltung aus Induktivität und ohmschem Innenwiderstand

Wir haben jetzt die Diode durch eine Reihenschaltung aus einer idealen Diode (=Schalter) und ihrem differentiellen Innenwiderstand eingezeichnet.

Gleichzeitig haben wir einen dynamischen Kopfhörer eingezeichnet, der aus einer Reihenschaltung aus der Kopfhörer-Spuleninduktivität L1 und dem ohmschen Drahtwiderstand der Kopfhörerspule besteht.

Wir erkennen, dass die vom Schwingkreis generierte Spannung durch einen Ketten-Spannungsteiler bestehend aus dem Resonanzwiderstand  $R_{\text{res}}$ , danach dem differentiellen Innenwiderstand der Diode und dann noch durch die Parallelschaltung aus C1 und den beiden Elementen des Kopfhörers (Induktivität L1 und Gleichstromwiderstand R) läuft.

Wenn wir nun ausrechnen, wie hoch die Impedanzen von C1 und L1 bei der HF-Frequenz von z.B. 1 MHz sind, können wir das Ersatz-Schaltbild stark vereinfachen:

Für den Filterkondensator hatten wir schon die Formel für die Impedanz eines Kondensators besprochen:

$$Z = \frac{1}{2 \pi f C} = \frac{1}{2 \pi 1 \text{ MHz } 100 \text{ pF}} = 1,7 \text{ k}\Omega$$

Dies ergibt bei 100 pF und 1 MHz Empfangsfrequenz eine Impedanz von ca. 1,7 kΩ für C1.

Damit hat der Kondensator C1 im Vergleich zum dynamischen Widerstand der Diode (typisch 50...500 kΩ bei kleinen Empfangsspannungen) einen so geringen Wert, dass wir ihn als Kurzschluss betrachten können. Genau das ist ja auch seine Funktion: Die HF kurzschliessen.

Für den Kopfhörer als Last bestehend aus der Schwingspulen-Induktivität L1 und dem Kupferwiderstand der Schwingspule R bestimmen wir die Impedanz der Induktivität L1 mit hier bspw. 60 mH:

$$Z = 2 \pi f L = 2 \pi 1 \text{ MHz } 60 \text{ mH} = 380 \text{ k}\Omega \text{ zu ca. } 400 \text{ k}\Omega.$$

Damit ist die Gesamtimpedanz des Kopfhörers im Vergleich zum parallelgeschalteten Kondensator C1 so hoch, dass wir sie als nahezu unendlich auffassen können.

Zusammengefasst können wir C1 als Kurzschluss und die Reihenschaltung aus L1 und R als einen Widerstand mit dem Wert  $\infty$  betrachten.

Damit vereinfacht sich das Ersatzschaltbild für die HF-Empfangsfrequenz ganz ungemein:

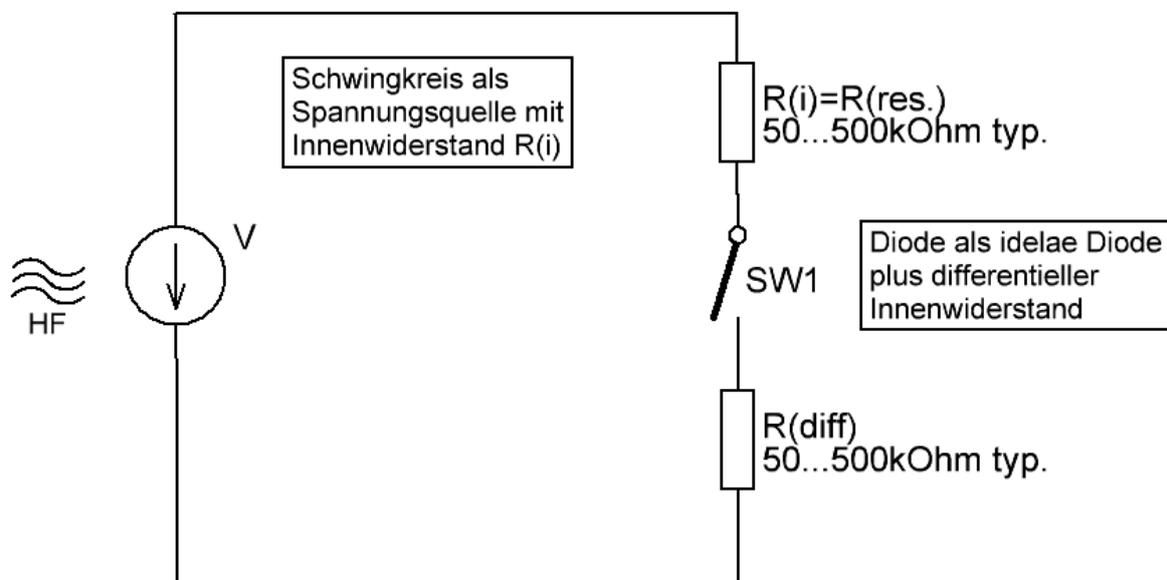


Abbildung 50: vereinfachtes HF-Ersatzschaltbild für den Detektor

**Wir erkennen, dass der Schwingkreis für die HF mit seinem Innenwiderstand = Resonanzwiderstand nur mit dem dynamischen Innenwiderstand der Diode belastet wird, da der Kondensator C1 für die HF-Frequenz ein Kurzschluss ist.**

Jetzt haben wir also die entscheidende Bedingung für die optimale Anpassung der Detektor-Diode an den Schwingkreis:

***Der dynamische Innenwiderstand der Detektor-Diode muss möglichst gleich dem Resonanz-Widerstand des Schwingkreises sein!***

Da es uns um die kleinsten noch empfangbaren Signale geht, müssen wir die Detektordiode nur mit ihrem maximalen differentiellen Innenwiderstand nahe dem Nullpunkt betrachten.

Für die Mikrowellen-Detektordioden HSMS-2860...2865 ergibt sich theoretisch z.B. ein recht hoher Wert von ca. 500 k $\Omega$ . Sie ist damit für einen Schwingkreis sehr hoher Güte mit einem Resonanzwiderstand um die 500 k $\Omega$  optimal geeignet.

Bei höheren Empfangsspannungen sinkt zwar der differentielle Innenwiderstand und die Anpassung an den Schwingkreis wird schlechter. Das ist dann aber nicht schlimm, da wir ja mehr Signalspannung haben und dadurch der Sender trotzdem "durchkommt".

Oftmals haben Schwingkreise mittlerer bis hoher Güte aber deutlich kleinere Güten und Resonanzwiderstände als 500 k $\Omega$ . Hier können wir uns durch 2 Tricks behelfen, um mit einem einzigen Diodyp trotzdem eine gewisse Flexibilität im dynamischen Innenwiderstand und der Anpassung an den Schwingkreis zu bekommen:

1. Durch Parallelschaltung von 2 oder mehr Dioden können wir den Lastwiderstand halbieren, dritteln, vierteln etc.
2. Durch einen sehr geringen (100 nA...einige  $\mu$ A) Vorstrom ("Bias-Strom"), der extern in die Diode eingespeist wird, können wir den dynamischen Innenwiderstand für den Schwingkreis stufenlos verkleinern.  
Diese Technik wird in Kapitel 10. genau erklärt.

### 7.3. Der Sperrstrom (auch "Leckstrom", "Rückwärtsstrom" oder "Reverse-Current")

Es bleibt die Frage, ob wir auch sehr geringe Empfangsspannungen im Bereich einiger Millivolt oder sogar Mikrovolt mit einem Dioden-Detektor empfangen können?

Wir haben bisher die Eigenschaften der Diode nur in Vorwärts- oder Durchlass-Richtung betrachtet.

Die Diode in ihrer Funktion als Gleichrichter soll ja die positive Halbwelle möglichst ungehindert durchlassen.

Bei der negativen Halbwelle soll eine Diode idealerweise 100% sperren, also einen unendlich hohen Widerstand haben.

Nun hat jede Diode aber in Sperrichtung einen unerwünschten Sperrstrom (auch "Leckstrom", "Rückwärtsstrom" oder "Reverse-Current" genannt), der die Funktion als Gleichrichter begrenzt.

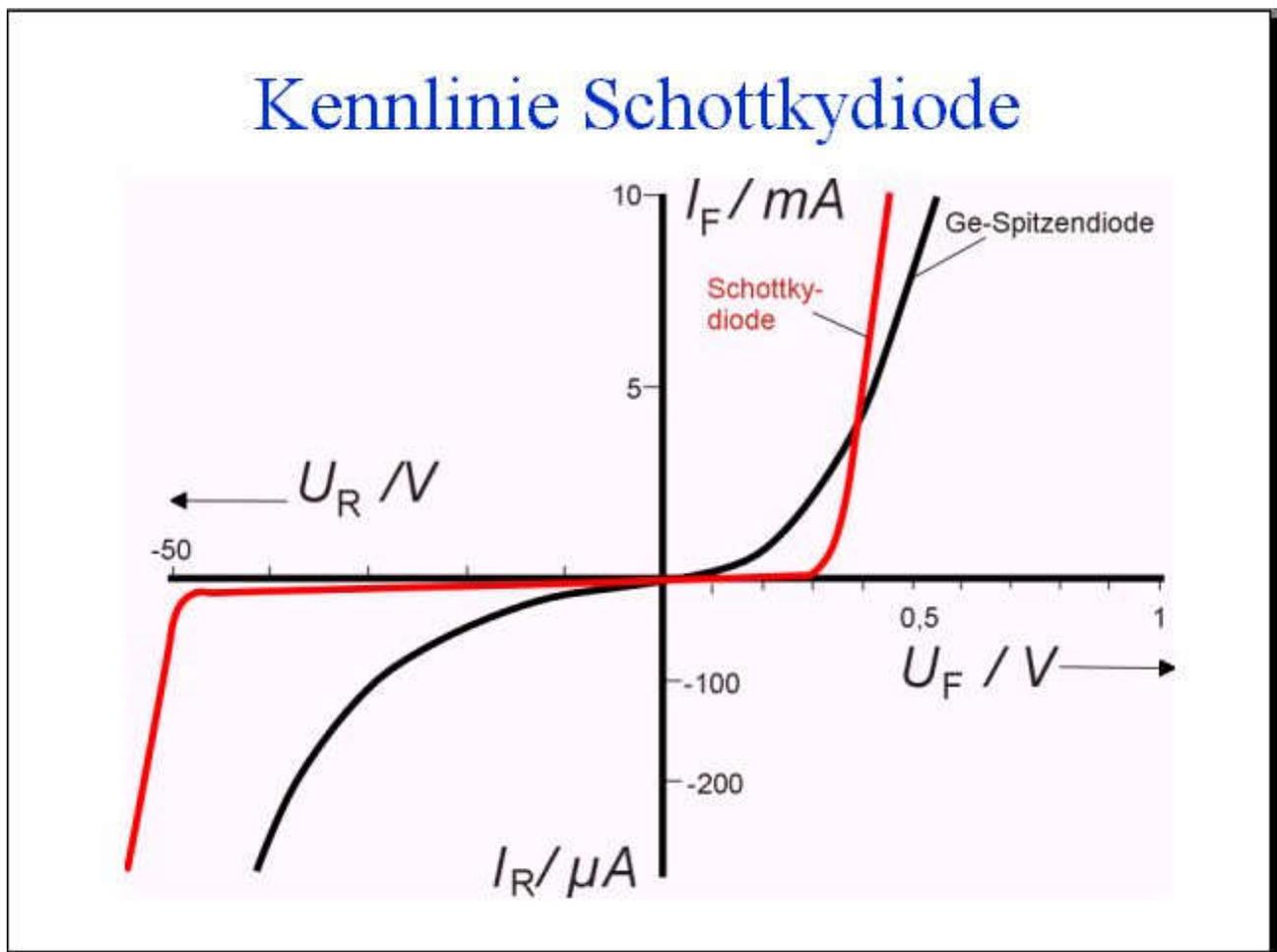


Abbildung 51: Durchlass- und Sperrstrom von Schottky- und Germaniumdioden

Beachte den anderen Massstab ( $mA$  in Durchlassrichtung,  $\mu A$  in Sperrichtung)!

Die Abbildung zeigt den unterschiedlichen Kennlinien-Verlauf von Schottky- und Germanium-Dioden im Durchlass- und Sperrbereich. Man beachte, dass der Massstab für den Sperrbereich in  $\mu A$ , für den Durchlassbereich aber in  $mA$  skaliert ist!

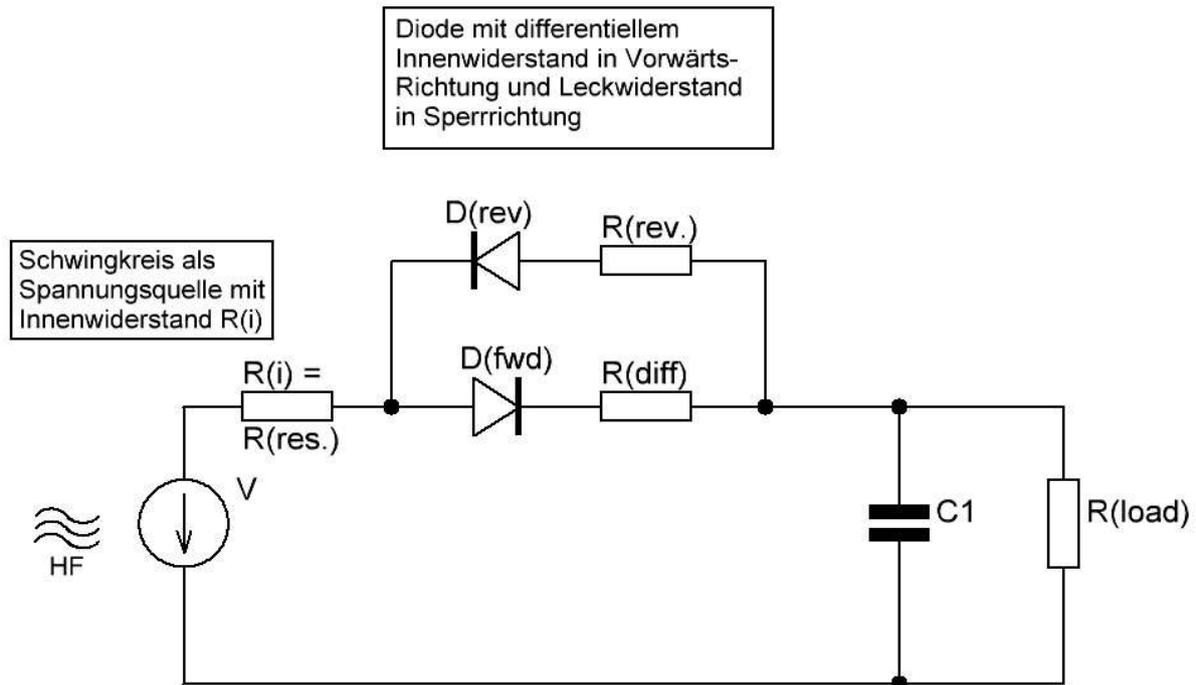


Abbildung 52: Reale Diode mit differentiellem Innenwiderstand in Vorwärtsrichtung und Leckwiderstand in Sperrrichtung

**Wenn der Leckstrom in Sperrrichtung nun genauso gross wird, wie der Vorwärtsstrom in Durchlassrichtung, gibt es keinen Gleichricht-Effekt mehr und die Diode wird wirkungslos!**

Dies ist unmittelbar aus dem obigen Schaltbild ersichtlich:

C1 lädt sich bei der positiven Halbwelle in Vorwärtsrichtung über  $R_{diff}$  auf und entlädt sich bei der negativen Halbwelle in Sperrrichtung über  $R_{rev}$  wieder.

Wenn  $R_{rev}$  grösser oder gleich  $R_{diff}$  wird, bleibt am Ende keine Ladung mehr auf dem Kondensator übrig!

Bei Schottky-Dioden sind die Verhältnisse theoretisch sehr einfach:

Der Sperrstrom ist für kleine Sperrspannungen gleich dem sog. Sättigungs-Sperrstrom  $I_s$ , den man aus dem Datenblatt ablesen kann.

Damit ergibt sich aus der idealen Dioden-Gleichung automatisch, dass bei Schottky-Dioden der Gleichrichteffekt etwa bei der sog. "Temperaturspannung" von ca. 26 mV bei Raumtemperatur aufhört.

Für Schottky-Dioden ist somit eine Empfangsspannung von mindestens 10...30 mV erforderlich, damit die Detektor-Diode noch ihren Zweck als gleichrichter erfüllen kann. Gleichzeitig ist der Sättigungs-Sperrstrom  $I_s$  der kleinstmögliche Strom, der noch gleichgerichtet werden kann.

Wir werden im Folgenden sehen, ob sich bei realen Schottky- und Germanium-Dioden evtl. von der Theorie abweichende Werte ergeben.

## 7.4. Messwerte einiger realer Dioden

Vorab sei gesagt, dass alle folgenden Messwerte an jeweils einer realen Diode eines Typs aufgenommen wurden, die aber starken Exemplarstreuungen unterliegt. Da insbesondere bei Schottky-Dioden die Ströme an der Messgrenze lagen, ist hier nur eine tendenzielle, relative Aussage beim Vergleich der verschiedenen Schottky-Dioden möglich ist.

Aus Abb.44 und 52 kann man zu dem Schluss gelangen, dass Germanium-Dioden am besten für den Detektor-Empfang geeignet sind, da sie bei geringeren Spannungen als Schottky-Dioden bereits nennenswerte Durchlassströme aufweisen.

Schauen wir uns deswegen zunächst die Germanium-Diode OA90 an, die in den 50er...60er Jahren hergestellt wurde:

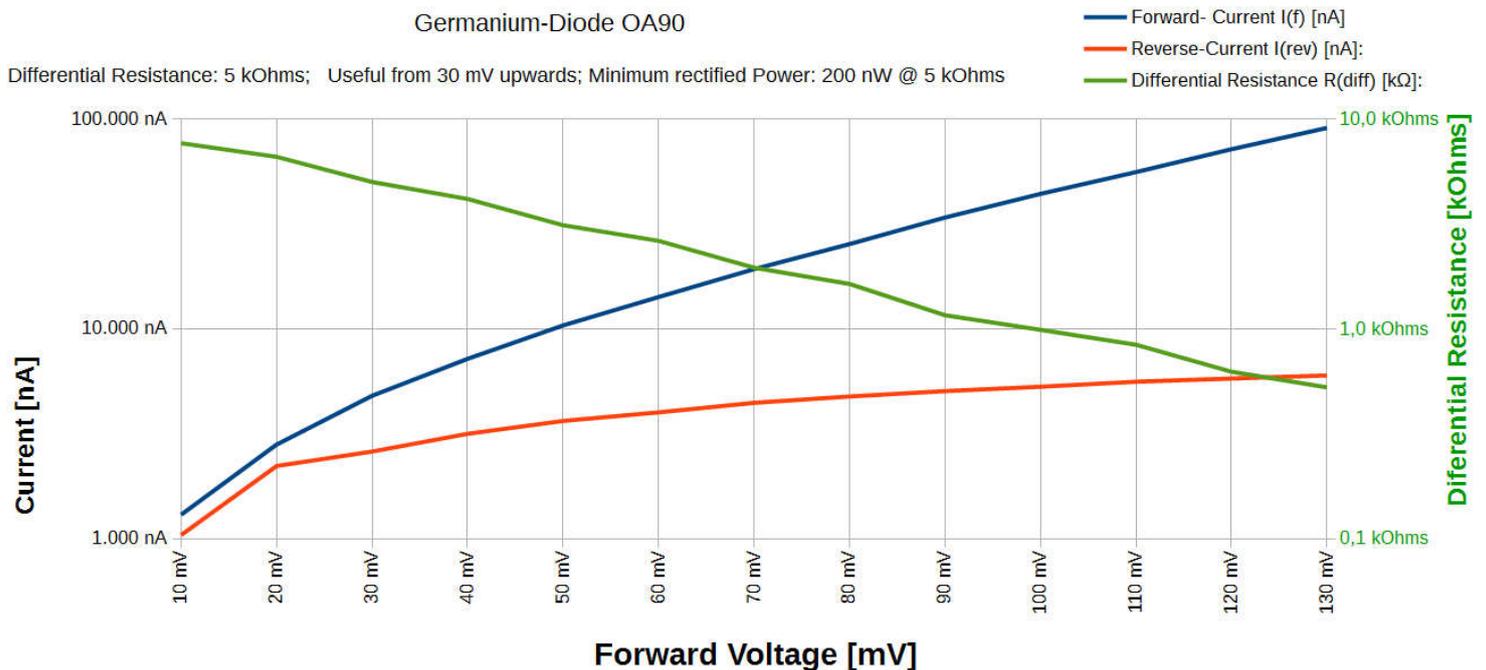


Abbildung 53: Germanium-Diode OA90 mit Vorwärts-Strom, Sperrstrom und dynamischem Innenwiderstand

Wir bekommen bereits bei wenigen Millivolt Eingangsspannung recht hohe Durchlassströme (blaue Kurve) von mehreren Mikroampere. Das scheint auf den ersten Blick eine gute Eignung für die Detektor-Funktion darzustellen.

Wenn wir den Sperrstrom (rote Kurve) betrachten, erkennen wir, dass erst ab etwa 30 mV der Sperrstrom wenigstens 50% kleiner als der Durchlassstrom ist.

Die Gleichrichter-Wirkung beginnt also erst ab etwa 30 mV!

Dies ist die Nachweisgrenze für diese Diode.

Verheerend ist aber der niedrige dynamische Innenwiderstand, der an der Nachweisgrenz nur ca. 5 k $\Omega$  beträgt.

Damit würde bei Direktankopplung die Güte eines Schwingkreises selbst mittlerer Güte die Güte und die Bandbreite erheblich verschlechtert werden. Daher wurde früher Dioden mit solch niedrigen Innenwiderständen an eine Anzapfung bzw. Koppelwicklung des Schwingkreises angeschlossen. Dies hat aber den Nachteil, dass dann nicht nur der (hohe) Resonanzwiderstand auf den niedrigen Innenwiderstand heruntertransformiert wird, sondern auch die Empfangsspannung! Wir würden also durch Anschluss dieser Diode per Anzapfung oder Koppelwicklung zwar eine bessere Anpassung an den Resonanzwiderstand gewinnen, aber auf Kosten der Empfangsspannung.

Vorteilhaft ist allerdings, dass die früher üblichen Kopfhörer-Kapseln mit  $2 \cdot 2 \text{ k}\Omega$  schon ohne weiteren Übertrager eine zum dynamischen Innenwiderstand der Diode passenden Wert hatten.

Das einzig verlässliche Mass zur Beurteilung einer Detektor-Diode ist die minimal notwendige Leistung, die die Diode gerade noch nachweisen kann.

Diese **Grenz-Empfangsleistung** ergibt sich aus der kleinsten gleichgerichteten Spannung (hier: 30 mV) und dem an diesem Arbeitspunkt zugehörigen dynamischen Innenwiderstand:

$$P_{min} = \frac{U_{min}^2}{R_{dyn}}$$

Für die OA90 erhalten wir:  $P_{min} = \frac{(30 \text{ mV})^2}{5 \text{ k}\Omega} = 200 \text{ nW}$

Dies ist also die kleinste Empfangsleistung, die wie selbst bei optimaler Anpassung bei dieser Diode für einen gerade noch hörbaren Sender benötigen.

Wir werden diesen Wert im Folgenden für alle ausgemessenen Dioden im Diagramm und im Text angeben.

Betrachten nun zum Vergleich eine modernere Germanium-Diode aus den 70er Jahren:

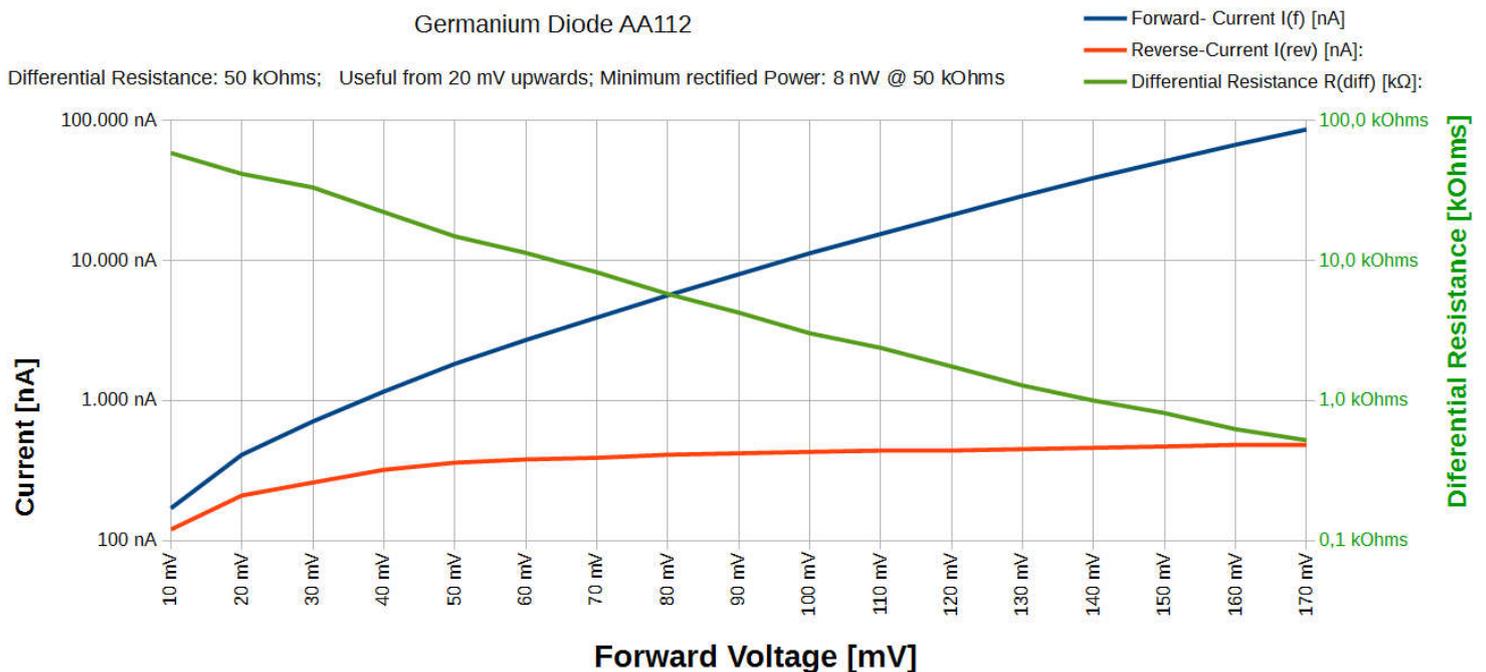


Abbildung 54: Moderne Germanium-Diode AA112

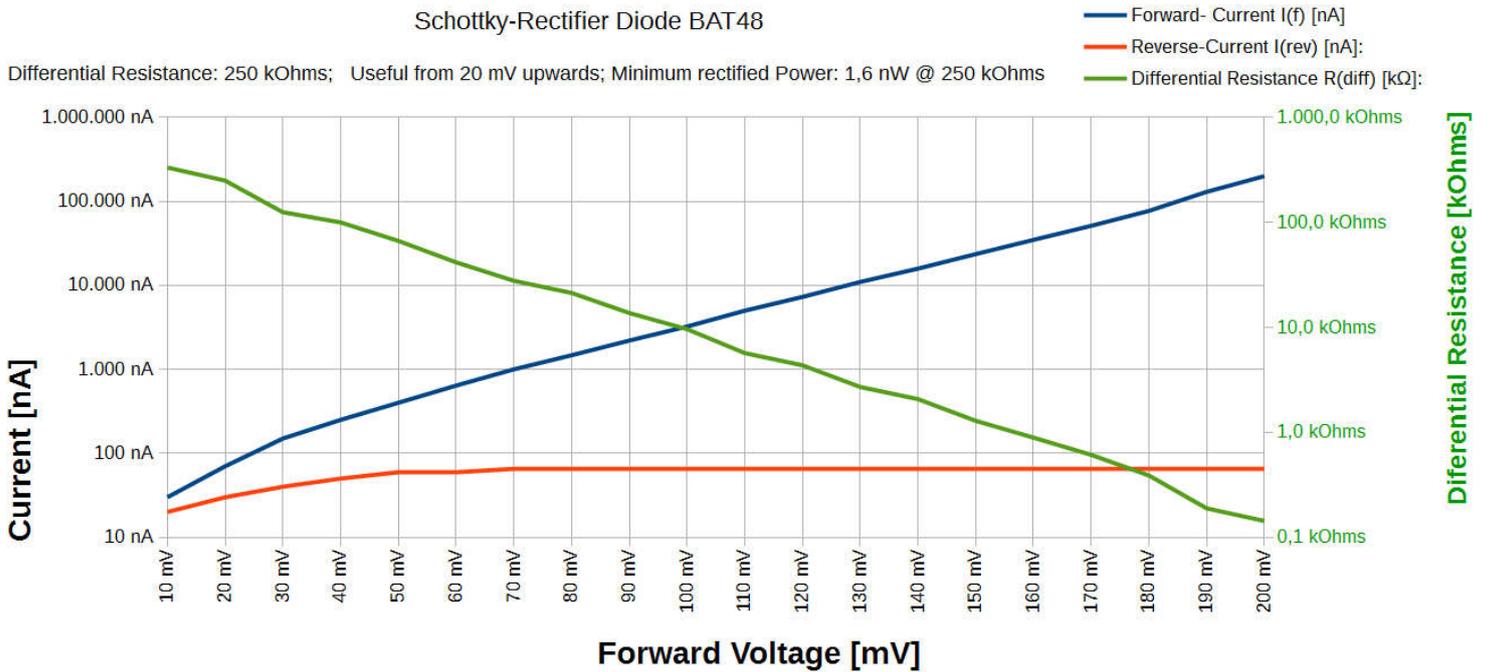
Die AA112 hat eine minimal gleichgerichtete Grenzspannung von etwa 20 mV und einen dynamischen Innenwiderstand an diesem Arbeitspunkt von etwa 50 kΩ. Der Fortschritt in der Halbleiter-Technologie ist also direkt sichtbar.

Die Grenzempfindlichkeit ergibt sich zu:  $P_{min} = \frac{(20 \text{ mV})^2}{50 \text{ k}\Omega} = 8 \text{ nW}$

Das ist bereits ca. 25x besser als bei der OA90 und mit 50 kΩ dynamischem Innenwiderstand ist diese Diode bereits für Schwingkreis-Spulen mittlerer Güte gut geeignet.

Kommen wir nun zu den Schottky-Dioden und reihen diese nach steigendem dynamischen Innenwiderstand auf:

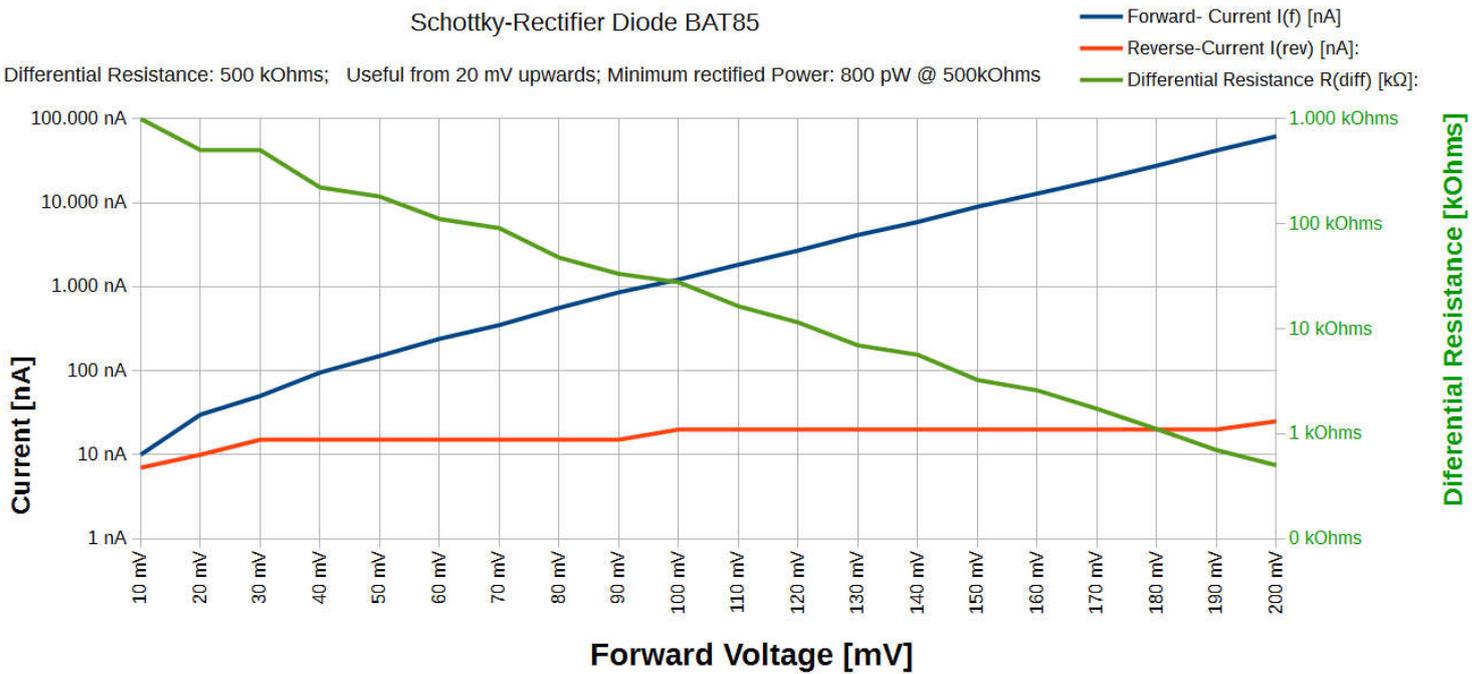
Schottky-Rectifier Diode BAT48



Die BAT48 hat mit 20 mV minimal gleichgerichteter Spannung und einem dynamischen Innenwiderstand von 250 kΩ an diesem Arbeitspunkt bereits recht gute Werte zur Anpassung an Schwingkreis-Spulen mittlerer bis hoher Güte (je nach Frequenz). Sie kann recht universell eingesetzt werden und hat mit einer Grenzempfindlichkeit von ca. 1,6 nW eine nochmals um den Faktor 5 bessere Empfindlichkeit als die AA112.

### Schottky-Rectifier Diode BAT85

Differential Resistance: 500 kOhms; Useful from 20 mV upwards; Minimum rectified Power: 800 pW @ 500kOhms



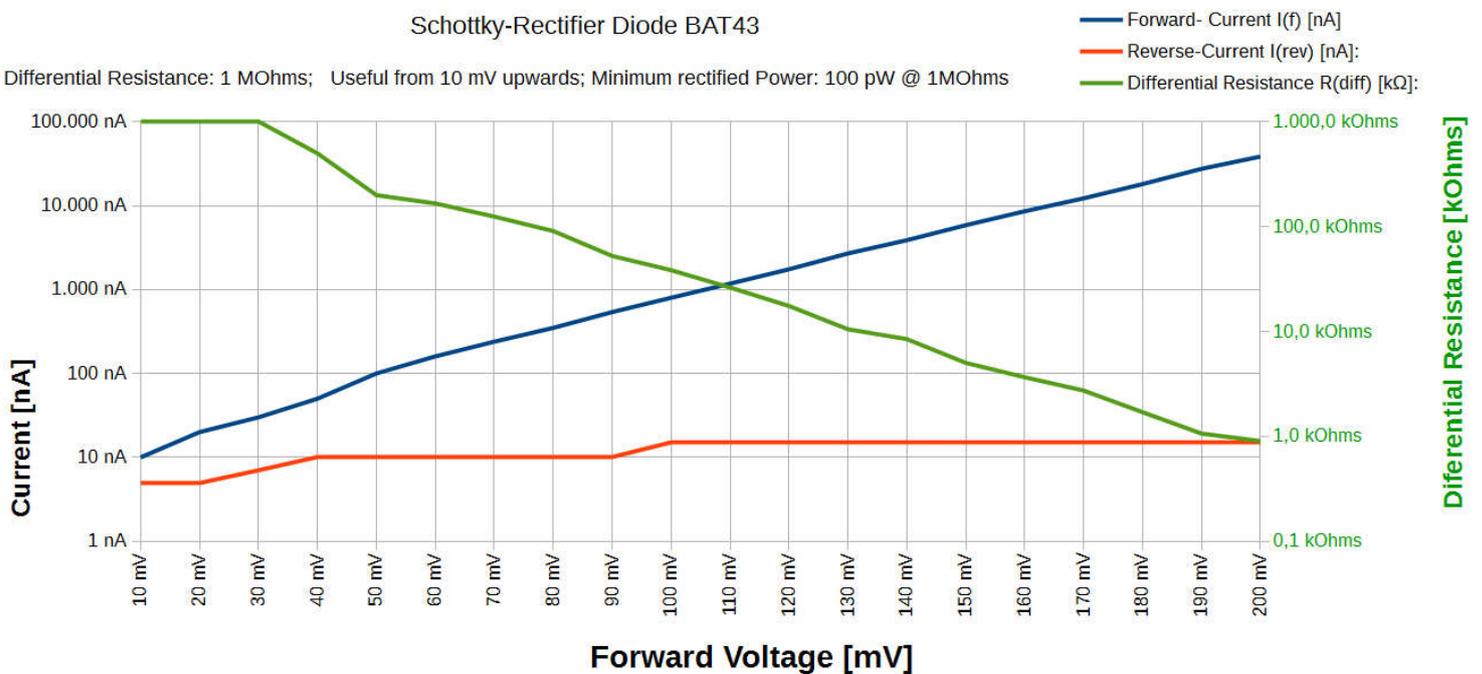
Die nächste Diode ist die BAT 85. Sie hat ca. 500 kΩ dynamischen Innenwiderstand bei der minimal gleichgerichteten Spannung von ebenfalls ca. 20 mV.

Dadurch ergibt sich eine Grenzempfindlichkeit von 800 pW, was aufgrund des höheren dynamischen Innenwiderstandes nochmals um den Faktor 2 besser ist als die BAT48.

Sie ist für Schwingkreise hoher Güte geeignet und kann durch Parallelschaltung von 2, 3 oder 4 Dioden auch an niedrigere Resonanzwiderstände angepasst werden.

### Schottky-Rectifier Diode BAT43

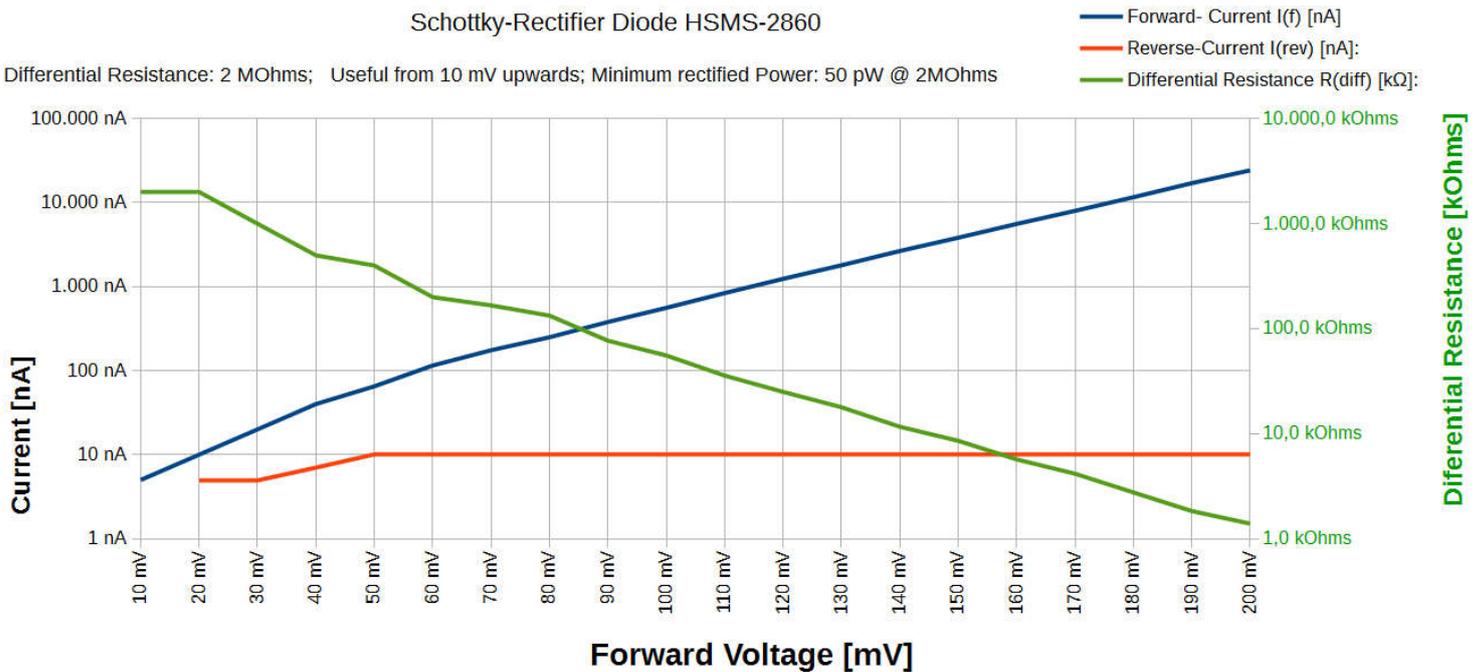
Differential Resistance: 1 MOhms; Useful from 10 mV upwards; Minimum rectified Power: 100 pW @ 1MOhms



Die BAT43 ist nochmals besser mit ca. 1 MΩ dynamischem Innenwiderstand bei ca. 10 mV minimal gleichgerichteter Spannung. Diese Werte sind allerdings schon an der Grenze der Messgenauigkeit und daher ist der Wert der Grenzempfindlichkeit von ca. 100 pW mit vorsicht zu geniessen.

### Schottky-Rectifier Diode HSMS-2860

Differential Resistance: 2 MOhms; Useful from 10 mV upwards; Minimum rectified Power: 50 pW @ 2MOhms



Als letztes die HSMS-2860 Einzeldiode (aus der HSMS-286x Baureihe).

Sie hat den höchsten dynamischen Innenwiderstand von ca. 2 MΩ an der Nachweisgrenze von ca. 10 mV mit einer Grenzempfindlichkeit von ca. 50 pW.

Diese Diodenreihe ist zusammen mit der BAT43 für Schwingkreise allerhöchster Güte geeignet. Damit dürfte die Grenze des Machbaren erreicht sein.

Hier stellt sich bereits das Problem, das auch der verwendete Kopfhörer eine elektrische Leistung von nur noch einigen Dutzend Picowatt auch in ein hörbares Signal umsetzen muss.

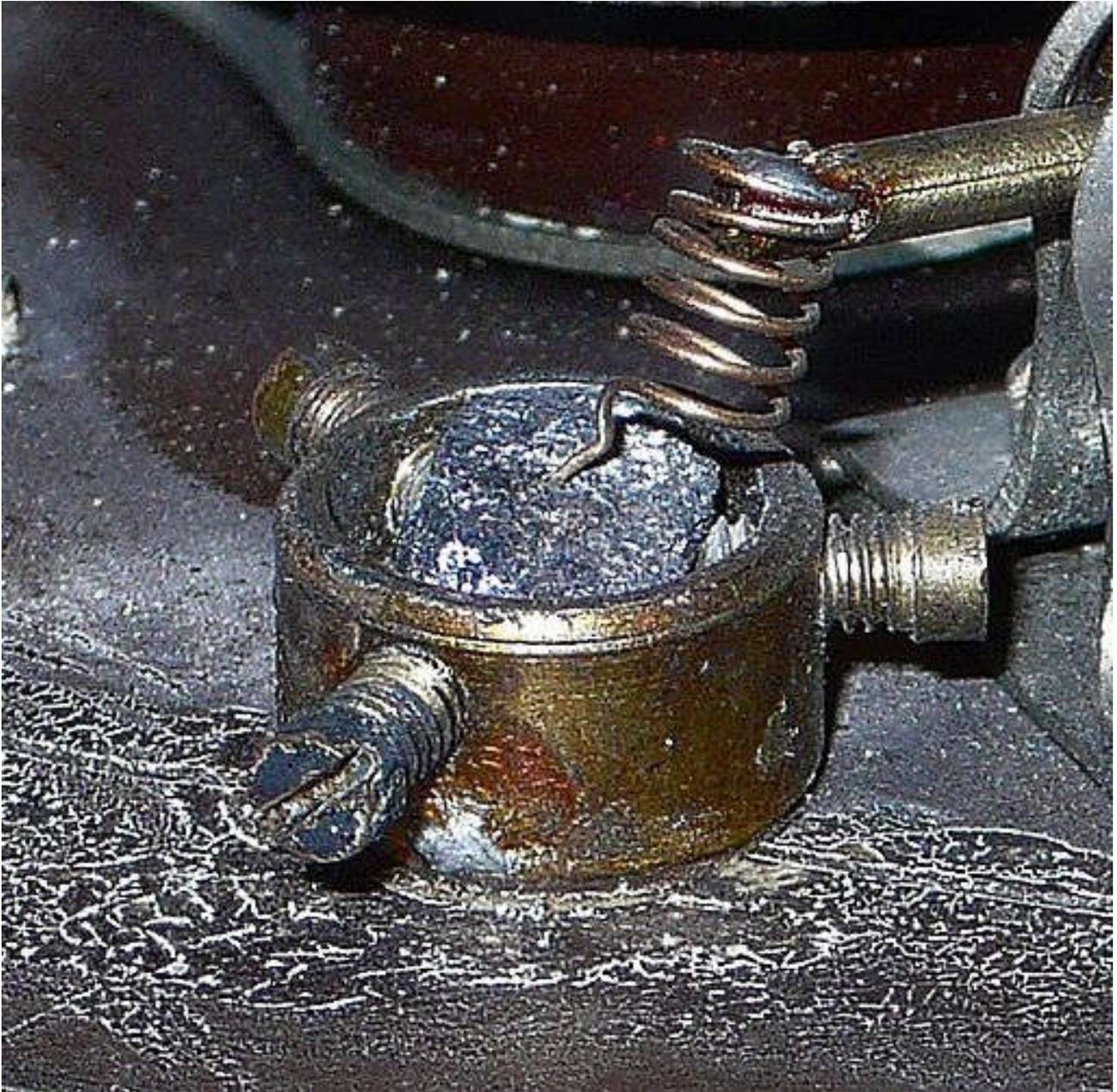
Silizium-Dioden sind übrigens deswegen für Detektor-Anwendungen ungeeignet, weil der dynamische Innenwiderstand noch viel höher liegt als bei Schottky-Dioden und damit eine Anpassung an realistische Werte von Schwingkreis-Resonanzwiderständen nur mittels Vorstrom-Einspeisung möglich ist.

Theoretisch wären Silizium-Halbleiter-Dioden (z.B. 1N4148) entgegen herkömmlicher Meinung also sogar die empfindlichsten (!) Detektor-Dioden, wenn man denn Schwingkreise mit Resonanzwiderständen im hohen Megohm-Bereich realisieren könnte.

Ansonsten sind sie genau wie die frühen Germanium-Dioden einfach zu fehl-angepasst an den Resonanzwiderstand des Schwingkreises, um brauchbare Ergebnisse zu liefern.

## 7.5. historische Kristalldioden

Vor Einführung von Halbleiterdioden (Kupferoxydul, Selen, Germanium, Silizium) wurden sog. "Kristalldioden" zur Gleichrichtung verwendet.



*Abbildung 55: historische Kristalldiode bzw. Kristalldetektor*

Hierfür wurde eine Metallspitze auf einen Kristall aus Bleisulfid ("Bleiglanz", "Galenit"), Eisensulfid ("Pyrit") oder anderen Metallsulfiden oder -oxyden aufgebracht.

Dadurch entsteht wohl eher eine Schottky-Diode (Metall-Halbleiter-Diode) als eine echte Halbleiterdiode (p- und n-dotierter Halbleiterkontakt).

Aufgrund von Verunreinigungen und Unregelmässigkeiten in der Kristallstruktur war der Gleichrichter-Effekt stark von der Position der Metallspitze abhängig, die deswegen beweglich ausgeführt wurde. So konnte immer wieder ein neuer Punkt mit akzeptablen Gleichricht-Eigenschaften gefunden werden.

Für heutige Zwecke dürfte solch eine Kristalldiode ziemlich ungeeignet sein

## 7.6. Zusammenfassung

- **Der differentielle Innenwiderstand einer Diode ist variabel. Er ist am grössten in der Nähe des Nullpunktes und hat für jeden Diodentyp einen festen Wert.**
- **Für den HF-Anteil des Signals kann der Filterkondensator als Kurzschluss betrachtet werden. Dadurch wird der Schwingkreis ausschliesslich mit dem ("differentiellen" oder "dynamischen") Innenwiderstand der Detektor-Diode belastet.**
- **Der differentielle Innenwiderstand der Detektor-Diode ist also der Lastwiderstand für den Schwingkreis. Er sollte für die ideale Leistungsanpassung möglichst gleich dem Resonanzwiderstand des Schwingkreises sein.**
- **Der Schwingkreis kann nur an einem einzigen Arbeits-Punkt ideal an den differentiellen Widerstand der Diode angepasst werden. Dafür wählt man den Bereich der kleinsten noch gleichgerichteten Empfangsspannungen.**
- **Wir können den differentiellen Widerstand eines Diodentyps in Nullpunktnähe in gewissen Grenzen verkleinern:  
Durch Parallelschaltung mehrerer Dioden desselben Typs oder durch Einspeisen eines Vorstroms (Bias-Strom).**
- **Der Sperrstrom begrenzt den Gleichricht-Effekt von Dioden bei sehr kleinen Spannungen.  
Die Grenze liegt meist in der Grössenordnung der Temperaturspannung (ca. 26 mV) und ist damit die unterste Grenze für die minimal notwendige Empfangsspannung aus dem Schwingkreis.**
- **Die Reihenfolge der Eignung von Diodentypen für Detektorempfang ist:**
  1. **Schottky-Dioden**
  2. **Germanium-Dioden (meist zu niedriger dynamischer Innenwiderstand)**
  3. **Silizium-Dioden (meist viel zu hoher dynamischer Innenwiderstand)**
- **Aufgrund der besseren Erhältlichkeit und grossen Auswahl an Schottky-Dioden werden diese in dieser Anleitung bevorzugt betrachtet**

## 8. Dimensionierung von Filter-Kondensator C1 und Last-Widerstand R

### Wichtige Vorbemerkung:

Normalerweise übernimmt bei dynamischen Kopfhörern dieser die Funktion der Lastimpedanz R.

Bei Piezohörern übernimmt die Kapazität der Piezoscheibe die Funktion des Filterkondensators C1.

Damit muss nur das jeweils fehlende Bauteil ergänzt werden, also C1 beim dynamischen Kopfhörer und R bei Verwendung eines Piezohörers.

Wenn man den Detektorempfänger aber in Stellung "*Buffer*" oder "*Head-Amp*" betreibt, ist der Detektor vollständig vom Kopfhörer bzw. Piezohörer isoliert. Dann müssen sowohl R als auch C1 auf dem Steckbrett als Einzel-Bauteil bestückt werden!

### 8.1. Dimensionierungsformeln

In Kapitel 6. haben wir die Funktion des RC-Filters hinter der Detektordiode kennengelernt: Das RC-Filter soll die HF-Trägerwelle ausfiltern, die NF aber möglichst unbeeinflusst lassen.

Bei Verwendung eines dynamischen Kopfhörers übernimmt der Kopfhörer die Funktion von R (ggf. über einen zwischengeschalteten NF-Übertrager) und der Kondensator C1 wird als einzelnes Bauelement hinzugefügt.

Bei Verwendung eines Piezohörers übernimmt dieser die Funktion von C1 und der Widerstand R wird als einzelnes Bauelement hinzugefügt.

Die Werte von R und C1 müssen nun noch richtig dimensioniert werden. Dabei sind folgende Anforderungen zu erfüllen:

1. Das RC-Filter muss auch noch für die kleinste Empfangsfrequenz z.B. (525 kHz bei MW-Empfang) die HF ausreichend unterdrücken  
--> die Impedanz von C1 muss also für die HF-Empfangsfrequenz im Vergleich zum Resonanzwiderstand  $R_{res}$  bzw. den dynamischen Innenwiderstand der Diode sehr klein sein ("HF-Kurzschluss")
2. Das RC-Filter muss die höchste übertragene NF-Frequenz (4...4,5 kHz bei LW+MW, 2...2,5 kHz bei KW) ohne Abschwächung übertragen  
--> die Impedanz des Kopfhörers bzw. des Lastwiderstandes R muss für die höchste NF-Frequenz viel grösser sein als die Impedanz von C1 bei dieser Frequenz, damit die NF möglichst vollständig durch den Kopfhörer fließt
3. Das RC-Filter stellt für die NF den Lastwiderstand des Schwingkreises dar. Daher sollte die Impedanz des RC-Filters bei einer mittleren NF-Frequenz von 1 kHz eine Impedanz ungefähr gleich dem Resonanzwiderstand des Schwingkreises bzw. dem dynamischen Innenwiderstand der Detektordiode sein, damit der Schwingkreis auch für die NF ideal an den Schwingkreis angepasst ist

Dazu vereinfachen wir das Schbild für die NF-Betrachtung wieder:

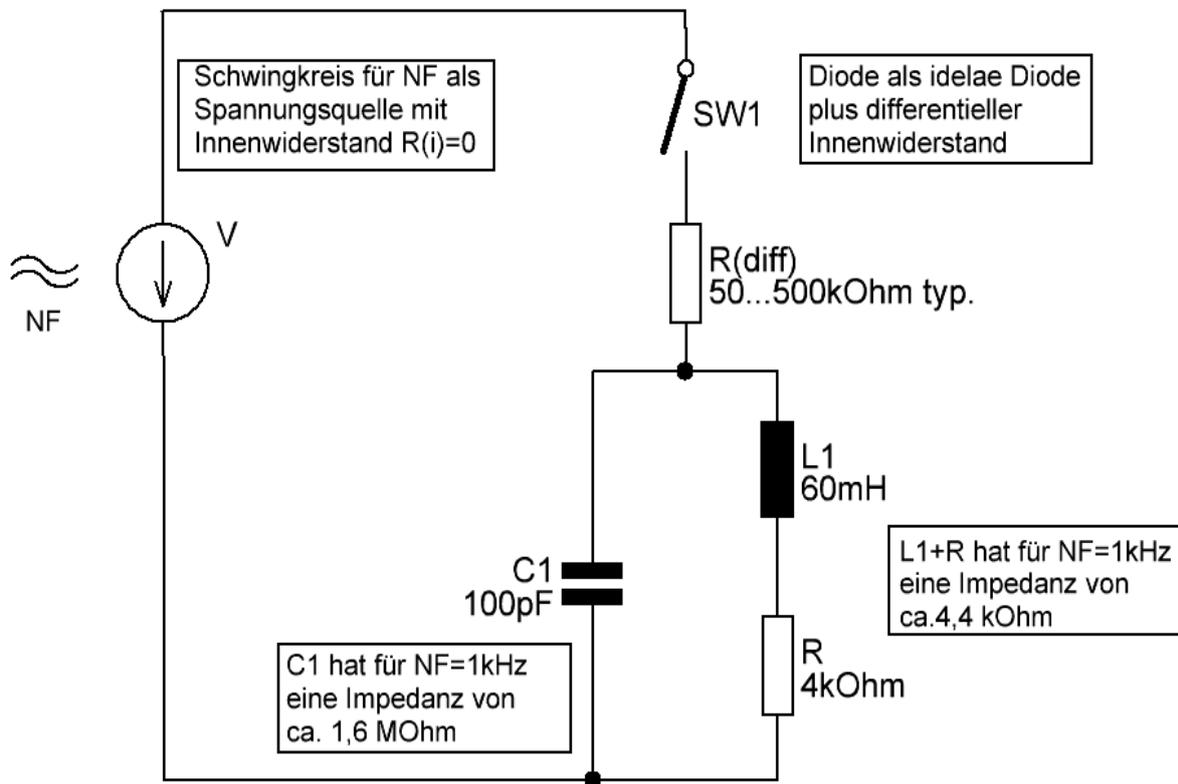


Abbildung 56: NF-Ersatzschaltbild des Detektors für dynamische Kopfhörer mit typischen Bauteilwerten

Das Ersatzschaltbild für die Audiofrequenzen hat nun folgende Besonderheiten:

- Der Schwingkreis ist auch für die NF weiterhin die Spannungsquelle.  
Da wir uns jetzt aber weit unterhalb der Resonanzfrequenz befinden, wird nur noch der Kupferwiderstand als Innenwiderstand wirksam.  
Dieser kann im Vergleich zu den anderen Widerständen praktisch gleich Null gesetzt werden.
- Die Diode hat weiterhin ihren Innenwiderstand im jeweiligen Arbeitspunkt, der gleich dem differentiellen Innenwiderstand bei HF ist (typ. 50...500 k $\Omega$ )
- Der Filterkondensator hat bei einer mittleren NF-Frequenz von 1 kHz nun eine Impedanz, die im Vergleich zur Gesamtimpedanz des Kopfhörers praktisch unendlich ist und damit vernachlässigt werden kann.
- Die Kopfhörer-Impedanz bestehend aus der Reihenschaltung von Kupferwiderstand R (hier: 4 k $\Omega$ ) und Spuleninduktivität L1 (hier: Impedanz ca. 400  $\Omega$ ) und stellt nun den effektiven Lastwiderstand dar.  
Dieser ist im Vergleich zum Innenwiderstand der Diode (typ. 50...500 k $\Omega$ ) selbst bei einem hochohmigen Kopfhörer mit 2x2k $\Omega$ -Kapseln viel zu niedrig und damit fehlangepasst.

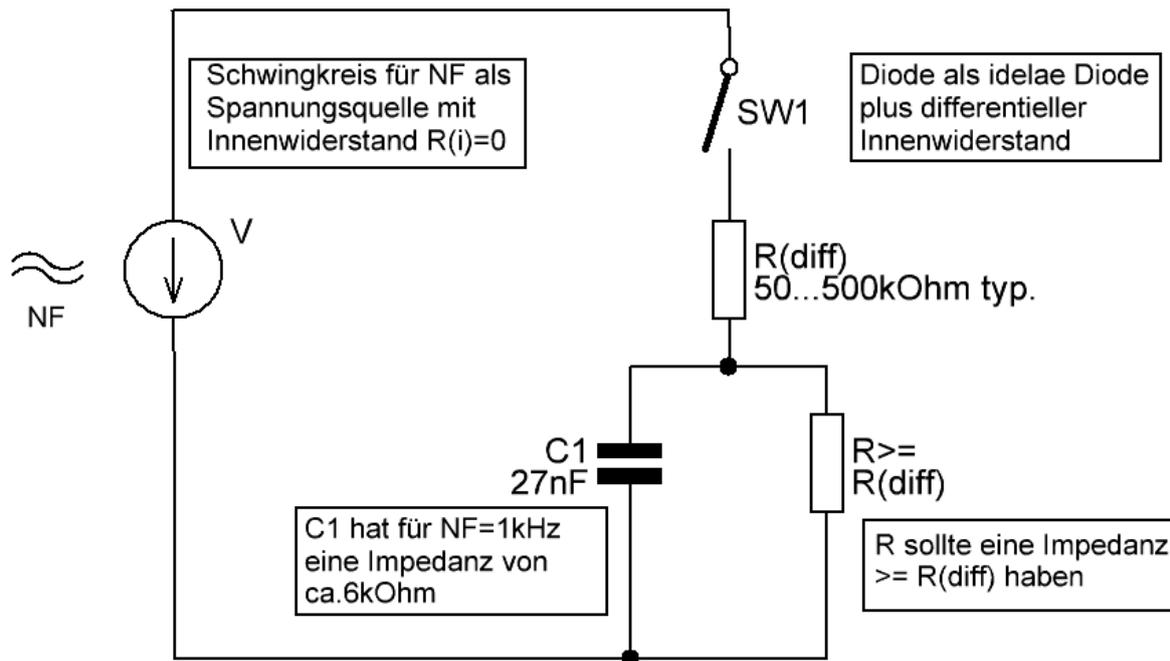


Abbildung 57: NF-Ersatzschaltbild des Detektors für Piezohörer mit typischen Bauteilwerten

Die obige Abbildung zeigt nun das NF-Ersatzschaltbild bei Verwendung eines Piezohörers. Hier kehren sich die Verhältnisse zwischen R und C1 beinahe um:

- Die Impedanz der recht grossen Piezo-Kapazität von C1 ist bei 1 kHz mit 6 k $\Omega$  recht gering und stellt nun den eigentlichen Lastwiderstand (bzw. Lastimpedanz) dar. Diese ist im Vergleich zum Innenwiderstand der Diode (typ. 50...500 k $\Omega$ ) wiederum viel zu niedrig und damit fehlangepasst.
- Der zur Entladung von C1 notwendige Widerstand R kann relativ frei gewählt werden. Sein Wert sollte möglichst viel grösser als die Impedanz des Piezohörers bei 1 kHz sein und grösser oder gleich dem dynamischen Innenwiderstand der Diode im Arbeitspunkt

Wir werden später noch sehen, wie wir die Fehlanpassung selbst hochohmiger Kopfhörerkapseln oder von Piezohörern an den meist viel höheren dynamischen Innenwiderstand der Detektordiode verbessern können.

Zunächst müssen wir aber noch allgemein die Formeln zur Berechnung der richtigen Filterkapazität C1 für dynamische Kopfhörer bzw. des richtigen Entladewiderstandes R für Piezohörer besprechen.

Dazu gibt es einige einfache Dimensionierungsformeln.

Es gibt zunächst einen Minimalwert für C1 (bei dynamischen Kopfhörern) bzw. R (für Piezohörer). Dieser folgt aus der Anforderung, dass C1 die HF ausreichend kurzschliessen muss:  $f_{HFmin}$  steht dabei für die kleinste HF-Empfangsfrequenz im jeweiligen Rundfunkband.

$$1. \quad C1 > \frac{1}{5 R f_{HFmin}} \quad \text{oder} \quad R > \frac{1}{5 C1 f_{HFmin}}$$

Zum zweiten gibt es einen Maximalwert für C1 (bei dynamischen Kopfhörern) bzw. R (bei Piezohörern).

Dieser folgt aus der Anforderung, dass bei der höchsten NF-Frequenz  $f_{NFmax} = 4...5$  kHz noch keine nennenswerte Abschwächung durch das aus R und C1 gebildete Tiefpassfilter erfolgt:

$$2. \quad C1 < \frac{5}{R f_{NFmax}} \quad \text{oder} \quad R < \frac{5}{C1 f_{NFmax}}$$

Ausserdem sollte zur optimalen Leistungsanpassung an den dynamischen Innenwiderstand der Detektordiode die effektive Lastimpedanz bei 1 kHz möglichst gleich dieser sein.

$$3. \quad R \approx R_{diff} \quad \text{für } \underline{\text{dynamische Kopfhörer}}$$

oder

$$C1 = C_{piezo} \approx \frac{1}{6000 R_{diff}} \quad \text{für } \underline{\text{Piezohörer}}$$

Wir können uns nun von 2 Seiten der konkreten Dimensionierung nähern, die wir separat für einen dynamischen Kopfhörer für R und einen Piezohörer für C1 besprechen.

In der Regel ist die Schwingkreisgüte und damit der Resonanzwiderstand  $R_{res}$  des Schwingkreises vorgegeben. Ebenso gehen wir davon aus, dass wir eine Diode gewählt haben, deren differentieller Innenwiderstand  $R_{diff}$  im Arbeitspubnkt möglichst gleich dem Resonanzwiderstand ist. Je nachdem, ob wir einen Piezohörer oder einen dynamischen Kopfhörer vorliegen haben, ist deren Impedanz R bzw. Kapazität C1 beim Piezohörer ebenso vorgegeben. Ggf. müssen wir den Wert noch mit dem Impedanz-Übersetzungsverhältnis eines zwischengeschalteten Übertragers multiplizieren, was später besprochen wird.

## 8.2. Anpassung der Bauelemente an eine vorgebene Schwingkreisgüte

Wenn wir eine vorgebene Empfangsspule mit einer bekannten Güte haben (s. Kapitel 4), haben wir damit automatisch den Resonanzwiderstand vorgegeben (s. Kapitel 5). Dann sollten wir versuchen, unseren Kopfhörer oder Piezohörer so auszuwählen, dass sich optimale Leistungsanpassung nach den obigen Formeln unter Punkt 3.) ergibt.

*Anmerkung:*

*Im MW-Bereich ergibt sich dabei das Problem, das durch den grossen Frequenzbereich zwischen MW-Anfang und MW-Ende der Resonanzwiderstand ein und derselben Empfangsspule um den Faktor 10 variieren kann (s. Kapitel 5.3).*

*Die Leistungsanpassung mit einem festen Wert für R und C1 ist daher nur für einen Teilbereich des MW-Bandes optimal. Ggf. sollte man R und/oder C1 dann für 2 oder 3 Teilbereiche des MW-Bandes umschaltbar machen.*

*Das LW-Band und die KW-Bereich sind im verhältnis dazu viel "enger" und hier können wir die mittlere Frequenz (z.B. 200 kHz für LW) für die Berechnungen verwenden.*

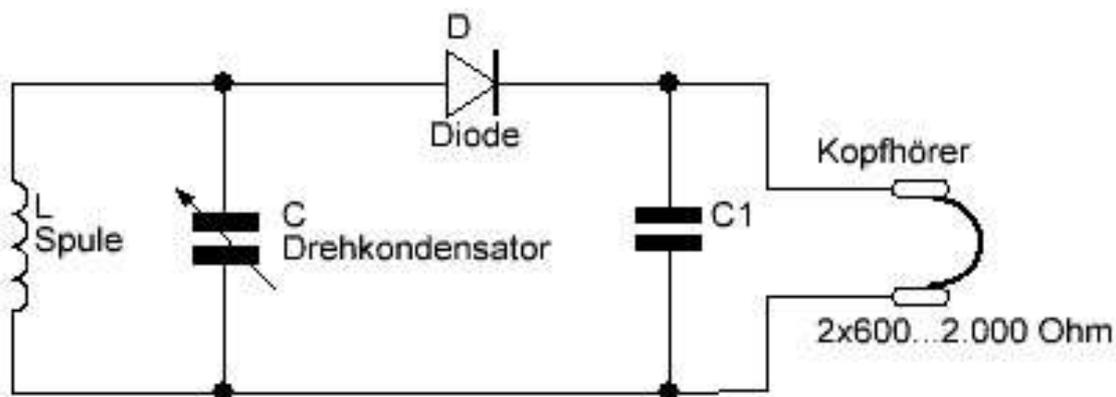
Wir werden die folgenden Beispiele mit folgenden Eckdaten für das MW-Band berechnen:

- kleinste HF-Frequenz:  $f_{HFmin} = 525 \text{ kHz}$
- Empfangsfrequenz:  $F = 1 \text{ MHz}$
- Induktivität der Empfangsspule:  $L = 170 \mu\text{H}$
- Gütefaktor:  $Q=200$
- Resonanzwiderstand:  $R_{res} = 200 \text{ k}\Omega$
- NF-Bandbreite (höchste Nf-Frequenz):  $4 \text{ kHz}$

### Beispiel 1: Kopfhörer mit $2 \times 600 \Omega$ Impedanz

Da in unserem Detektorempfänger die 3,5mm-Klinkenbuchse so beschaltet ist, dass bei einem Stereo-Kopfhörer beide Kapseln in Reihe geschaltet sind, haben wir also eine effektive Impedanz des Kopfhörers von  $2 \times 600 \Omega = 1200 \Omega = 1,2 \text{ k}\Omega$

## Schwingkreis



Jetzt brauchen wir nur noch unseren Filterkondensator C1 nach den Formeln weiter oben auszurechnen. Mit  $R=1,2\text{ k}\Omega$ ,  $f_{HFmin}=525\text{ kHz}$  und  $f_{NFmax}=4\text{ kHz}$  erhalten wir:

$$1. \quad C1 > \frac{1}{5 R f_{HFmin}} = \frac{1}{5 \cdot 1,2\text{ k}\Omega \cdot 525\text{ kHz}} = 320\text{ pF}$$

$$2. \quad C1 < \frac{5}{R f_{NFmax}} = \frac{5}{1,2\text{ k}\Omega \cdot 4\text{ kHz}} = 1\text{ }\mu\text{F}$$

Der Filterkondensator C1 kann also in unserem Beispiel einen Wert von ca. 320 pF...1  $\mu$ F haben. Üblicherweise wählt man den kleineren Wert, hier also 320 pF.

Wenn wir nun den Kopfhörer direkt als Lastwiderstand R anschliessen, würde unsere Empfangsspannung allerdings auf weniger als ein Hundertstel (!) der Leerlaufspannung zusammenbrechen, weil der Lastwiderstand mit 1,2 k $\Omega$  ca. 170 mal kleiner ist als der Resonanzwiderstand von 200 k $\Omega$  ist.

Gleichzeitig würde die sehr hohe Leerlaufgüte von  $Q=200$  ebenfalls um ca. das 170-fache auf  $Q=1,2$  (!) verschlechtert werden und die Leerlauf-Bandbreite von sehr guten 5 kHz auf ca. 850 kHz anwachsen. Wir würden also anstelle eines Senders praktisch das gesamte MW-Band auf einmal empfangen bei nur noch weniger als 1% der Leerlauf-Empfangsspannung.

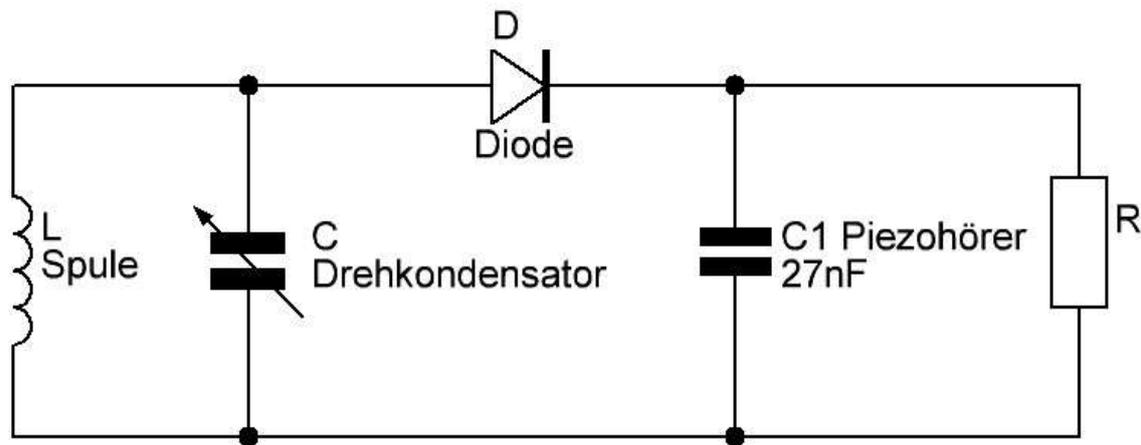
Das ist ein so katastrophal schlechtes Ergebnis, das der Detektorempfang hiermit praktisch unmöglich ist, wenn man nicht gerade einen sehr starken "Ortssender" in wenigen km Entfernung hat.

Das ist übrigens einer der Hauptgründe, warum "einfache" Detektorempfänger heutzutage praktisch kein Empfangsergebnis bringen, da die Anpassung der Kopfhörer-Impedanz an die Schwingkreis-Impedanz selbst mit hochohmigen Kopfhörer (maximal erhältlich: ca.  $2 \cdot 2000\Omega$ ) extrem schlecht ist.

## Beispiel 2: Piezo-Hörer mit 27 nF Kapazität (= 6 kΩ Impedanz bei 1 kHz)

Wir wissen bereits, dass unser Beispiel-Piezokopfhörer sich elektrisch wie ein Kondensator mit typ. 27 nF Kapazität verhält und damit bei 1 kHz Hörfrequenz eine Impedanz von ca. 6 kΩ hat. Der Piezo-Kopfhörer nimmt also nun die Funktion von C1 ein und wir müssen nun einen Entlade-Widerstands R parallel dazu einfügen und berechnen. Wir betrachten hier die direkte Ankopplung des Piezohörers an den Schwingkreis ohne Übertrager.

## Schwingkreis



$$1. \quad R > \frac{1}{5 C 1 f_{HFmin}} = \frac{1}{5 \cdot 27 \text{ nF} \cdot 525 \text{ kHz}} = 14 \Omega$$

$$2. \quad R < \frac{5}{C 1 f_{NFmax}} = \frac{5}{27 \text{ nF} \cdot 4 \text{ kHz}} = 46 \text{ k}\Omega$$

Da R natürlich den Lastwiderstand für den Schwingkreis darstellt, wählen wir den grösst-möglichen Wert, der sich aus den beiden Formeln ergibt, also 46 kΩ.

Ein Piezohörer bringt also meist ein erheblich besseres Empfangsergebnis als ein dynamischer Kopfhörer, da die Schwingkreis-Belastung deutlich kleiner ist.

Zudem ist die Empfindlichkeit eines Piezohörers meist deutlich besser als dynamische Kopfhörer, so dass wir einen doppelten Vorteil haben.

Trotzdem befriedigt das Ergebnis noch nicht, da ein Grossteil der Mühe in der Herstellung eines Schwingkreises mit hoher Güte wieder zunichte gemacht wird, da weder dynamische Kopfhörer noch Piezohörer mit der notwendigen hohen Impedanz im Bereich von 50...500kΩ erhältlich sind.

## 9. Ausgangsübertrager, dynamische Kopfhörer, Piezo-Hörer

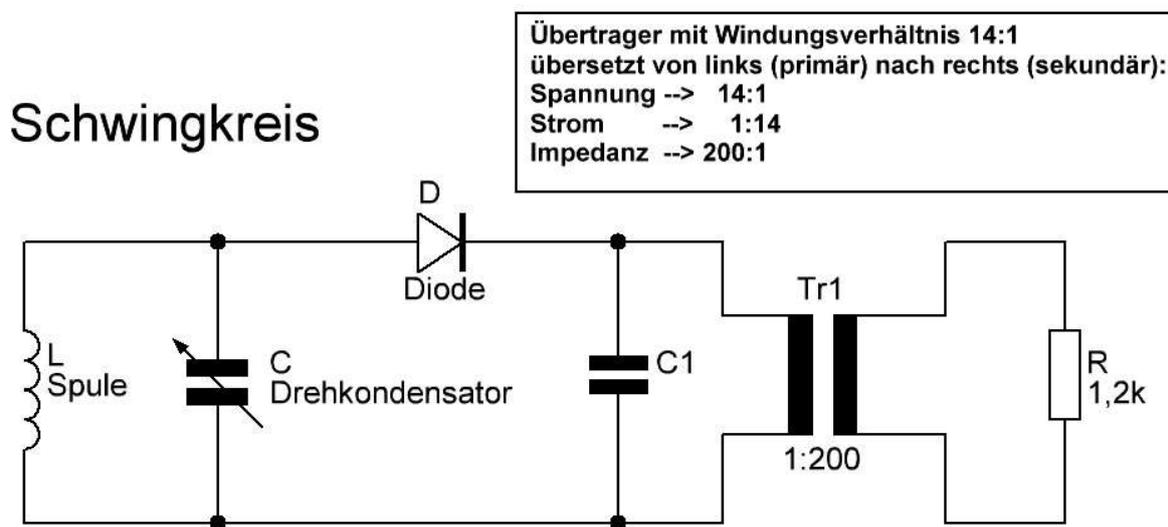
### 9.1. Ausgangsübertrager zur Impedanzanpassung

Der Ausweg zur Erlangung einer an den Schwingkreis angepassten Lastimpedanz ist ein kleiner NF-Übertrager, der nicht nur Ströme und Spannungen transformiert, sondern auch die Impedanz des Kopfhörers auf einen gewünschten Wert hochtransformieren kann.

Wir benötigen in unserem ersten Beispiel einen Übertrager, der unsere Kopfhörer-Impedanz von ca. 1,2 k $\Omega$  auf 200 k $\Omega$  Resonanzwiderstand hochtransformiert.

Wir haben nun für den Detektorempfänger oder als Einzelbauteil z.Zt. 2 Übertrager zur Auswahl: einen mit 1:50 Impedanz-Übersetzung und einen mit 1:200 Impedanz-Übersetzung.

Damit würden wir die 1,2 k $\Omega$  Kopfhörer-Impedanz auf 60 k $\Omega$  bzw. 240 k $\Omega$  hochtransformieren. Es erscheint daher der 1:200-Übertrager geeigneter, der mit 240 k $\Omega$  recht nah an unserem Resonanzwiderstand von 200 k $\Omega$  herankommt.



Es gibt nun häufig Missverständnisse oder Verwechslungen beim Begriff des Übertragungs- oder Übersetzungs-Verhältnis eines Transformators.

Wir definieren daher (für einen idealen Übertrager/Transformator):

- Das **Windungsverhältnis N**  
= Verhältnis der Windungszahlen zwischen Primär und Sekundär-Wicklung  $N = n_{\text{prim}} : n_{\text{sek}}$   
Bei unserem Beispiel-Übertrager ist  $N = 14:1$
- Das **Spannungs-Übersetzungsverhältnis:**  $U_{\text{prim}} : U_{\text{sek}} = N$  (--> hier:  $N = 14:1$ )
- Das **Strom-Übersetzungsverhältnis:**  $I_{\text{prim}} : I_{\text{sek}} = 1/N$  (--> hier:  $1/N = 1:14$ )
- Das **Impedanz-Übersetzungsverhältnis:**  $Z_{\text{prim}} : Z_{\text{sek}} = N^2$  (--> hier:  $N^2 = 200$ )
- Die **Leistungs-Übersetzung:** =1

(weil  $P = U \cdot I$ . Also ist das Leistungsübersetzungs-Verhältnis das Produkt aus Spannungs- und Stromübersetzungsverhältnis und damit  $N \cdot (1/N) = 1$ )

Wir sehen also, dass wir durch einen (idealen, verlustlosen) Übertrager keine Leistung verschenken, sondern lediglich die Impedanz des Kopfhörers auf die Schwingkreis-Impedanz (=Resonanzwiderstand) transformieren und damit anpassen.

Unser Übertrager hat also ein Windungsverhältnis von **14:1** bei einem Impedanz-Übersetzungsverhältnis von **200:1**.

Daraus resultiert, dass die Spannung auf der Sekundärseite auf 1/14 herunter-, der Strom um das 14-fache herauf- und die Impedanz um das 200-fache herauftransformiert wird.

Bei unserem 1:50 und 1:200-Übertragern bezieht sich die Angabe "1:50" bzw. "1:200" auf die **Impedanz-Übersetzung!**

Das **Windungsverhältnis  $n$**  ist aber nur 1:7 (für den "*1:50-Übertrager*") bzw. 1:14 (für den "*1:200 Übertrager*")

Bei anderen Übertragern wird hingegen oft das Windungsverhältnis angegeben.

## 9.2. Anpassung des Übertrages an den Gleichspannungsanteil

Wir handeln uns mit dem Übertrager jetzt aber ein kleines Problem ein, das bei oberflächlicher Betrachtung schnell übersehen wird.

Beim "klassischen" Detektor ohne Übertrager fließt sowohl die NF als auch das gemittelte Gleichspannungssignal des Signals hinter der Detektordiode durch R. Damit wird das Detektorsignal sowohl für die NF als auch für das Gleichspannungssignal mit dem gleichen Lastwiderstand R betrieben.

(Wir vernachlässigen hier die zusätzliche Impedanz L1 der Kopfhörerspule bei dynamischen Kopfhörern).

Durch das Einfügen eines Übertragers ändern sich aber die Verhältnisse:

Das NF-Signal wird mit der hochtransformierten Impedanz des Kopfhörers belastet (hier z.B.  $200 \cdot 1,2 \text{ k}\Omega = 240 \text{ k}\Omega$ ).

Das Gleichspannungssignal fließt aber nun ausschliesslich durch den Kupfer-Widerstand der Primärwicklung, die bei unseren Übertragern 1:50 bzw. 1:200 im Bereich von höchstens einigen Hundert Ohm liegt.

Damit würde unsere gesamten Anstrengungen für eine optimale Anpassung von Schwingkreis-Resonanzwiderstand, Innenwiderstand der Detektordiode und Lastwiderstand wieder völlig zunichte gemacht.

### Schwingkreis

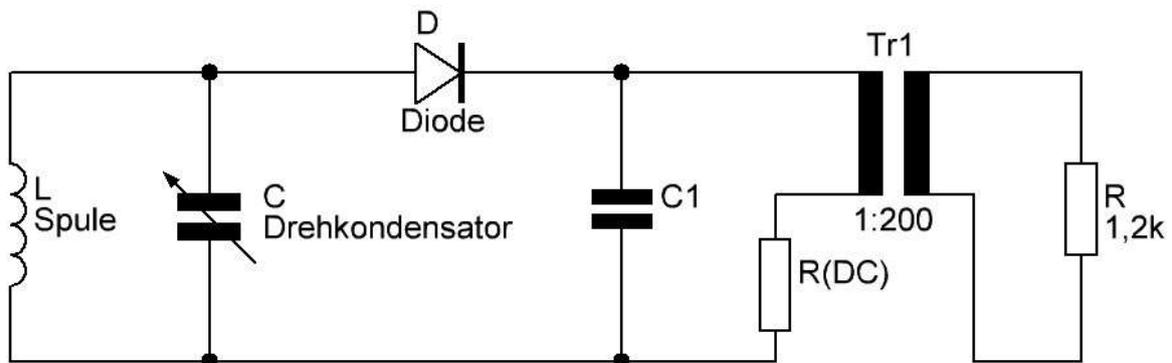


Abbildung 58: Schwingkreisbelastung durch Gleichstromwiderstand der Primärwicklung

Abhilfe schafft nun ein kleineres Trimpotentiometer, das wir in der Primärseite des Übertragers einfügen und dass wir im Bereich der üblicherweise zu erwartenden Resonanzwiderstände einstellen können.

# Schwingkreis

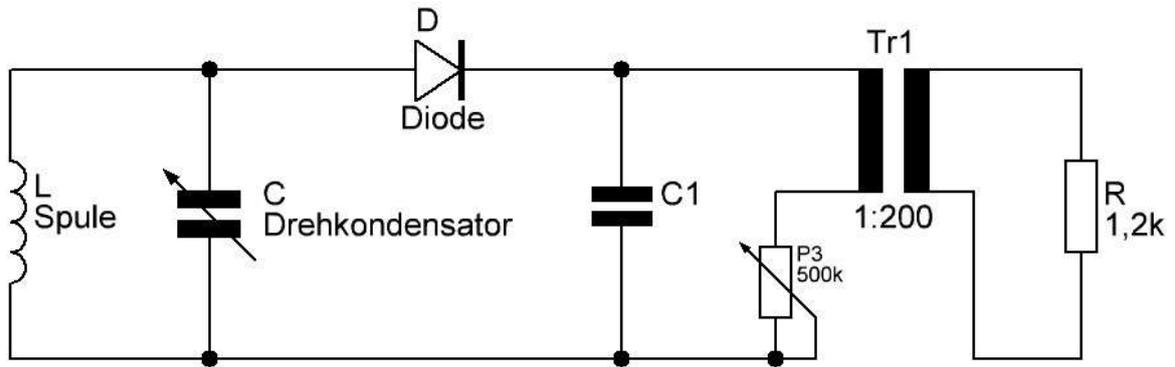


Abbildung 59: Anpassung DC-Widerstand des Übertragers durch Trimpoti

Wir haben uns bei unserem Detektorempfänger für ein lineares Trimpoti 500 k $\Omega$  beim 1:200 Übertrager entschieden (frühere Versionen: 100 k $\Omega$  Trimpoti beim 1:50 Übertrager). Damit sollten die meisten Schwingkreise und Detektordioden optimal an vorhandene Kopfhörer anpassbar sein.

Das 500 k $\Omega$  Trimpoti ist für Schwingkreise hoher bis sehr hoher Güte mit Resonanzwiderständen bis hin zu ca. 1 M $\Omega$  optimal geeignet.

Es gibt nun durch das Einfügen des Trimpoti ein neues Problem, das wir uns einhandeln. Der eingestellte Widerstand am Trimpoti bildet mit der Primärseite des Übertragers für die NF einen Spannungsteiler, wobei der grösste Teil der NF-Spannung am Trimpoti "verloren" geht und nur ein relativ geringer Teil der NF-Spannung an der Primärwicklung anliegt. Damit würde ein Grossteil der NF-Energie im Trimpoti verloren gehen und nur ein Bruchteil vom Übertrager zur Sekundärseite zum Kopfhörer übertragen werden.

Diesen unerwünschten Effekt können wir beseitigen, indem wir das Trimpoti durch einen Kondensator überbrücken.

## Schwingkreis

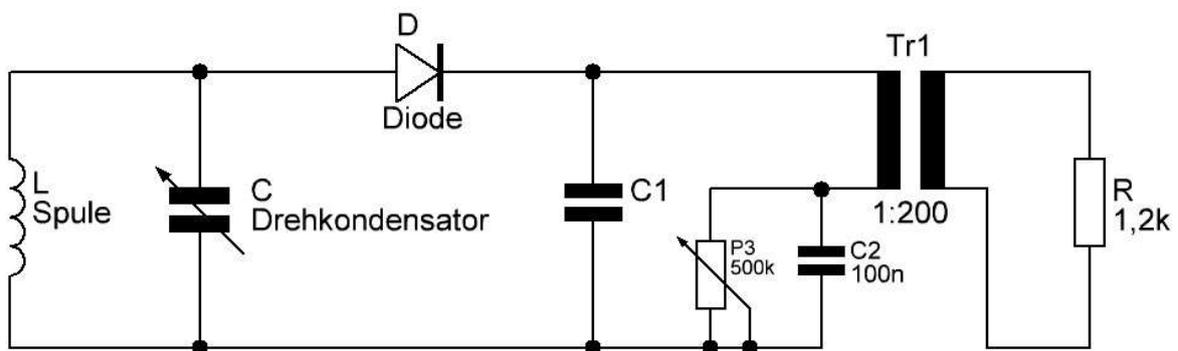


Abbildung 60: Übertrager mit Trimpoti für Gleichspannungs-Anpassung und C2 für NF-Überbrückung von P3

Wir erinnern uns, dass ein Kondensator für Gleichstrom einen unendlich hohen Widerstand und für Wechselspannung einen mit steigender Frequenz sinkenden Widerstand (Impedanz) hat.

In der Abbildung haben wir nun C2 parallel zum Trimpoti P3 eingefügt. Der Wert von C2 sollte so gewählt werden, dass er bereits für die kleinste über den Kopfhörer noch hörbare NF-Frequenz (z.B. 100 Hz) eine Impedanz hat, die erheblich kleiner als die Impedanz sowohl von P3 als auch der Primärwicklung von TR1 ist. Der hier gewählte Wert von 100 nF hat bei 100 Hz eine Impedanz von

$$Z = \frac{1}{2 \pi f C} = \frac{1}{2 \pi 100 \text{ Hz } 100 \text{ nF}} = 16 \text{ k}\Omega$$

und liegt damit deutlich unter der Impedanz der Primärwicklung von TR1 bei 100 Hz. Wem das noch zuviel ist, der kann C2 durch einen Kondensator 1µF ersetzen oder parallel zu C2 einlöten.

### 9.3. Auswahl und Anpassung von dynamischen Kopfhörern

Welche dynamischen Kopfhörer sind nun optimal geeignet für den Detektorempfang in Verbindung mit unseren beiden Übertragern 1:50 bzw. 1:200?

Uns interessieren dabei 2 Dinge: Die optimale Impedanzanpassung und der optimale Wirkungsgrad ("Empfindlichkeit") des Kopfhörers.

Wir haben in Kapitel 5.3. gesehen, dass vom LW- bis KW-Bereich die sich ergebenden optimalen Güten und damit Resonanzwiderstände im Bereich 100 kΩ...1 MΩ liegen.

Noch höhere Güten und Resonanzwiderstände wären zwar wünschenswert (insbesondere im höheren MW-Band und in den KW-Bändern), lassen sich aber meist wegen des Skin- und Proximity-Effektes spulentechnisch kaum realisieren.

Wir beschränken und daher auf den o.g. Bereich.

Jetzt können wir ganz einfach eine Tabelle aufstellen, mit welchen Kopfhörer-Impedanzen wir mit unseren beiden Übertragern welche effektiven Lastwiderstände erreichen. Wir nehmen dabei immer Stereo-Kopfhörer mit 2 in Reihe geschalteten Kapseln an.

Ausnahme ist die rechte Spalte "1\*6000 Ω", die für unseren Piezohörer steht.

<b>Übertrager:</b>	<b>Kopfhörer-Impedanz --&gt; Lastimpedanz</b>					
	<b>2*32 Ω</b>	<b>2*150 Ω</b>	<b>2*300 Ω</b>	<b>2*600 Ω</b>	<b>2*2.000 Ω</b>	<b>1*6.000Ω</b>
1: 50 Übertrager	<b>3,2 kΩ</b>	<b>15 kΩ</b>	<b>30 kΩ</b>	<b>60 kΩ</b>	<b>200 kΩ</b>	<b>300 kΩ</b>
1:200 Übertrager	<b>12,8 kΩ</b>	<b>60 kΩ</b>	<b>120 kΩ</b>	<b>240 kΩ</b>	<b>800 kΩ</b>	<b>1,2 MΩ</b>

Anmerkung: Die Verwendung eines Piezohörers mit einem NF-Übertrager ist nicht ganz unproblematisch, da sich hier ggf. Resonanzen oder unerwünschte Tiefpassfilter entstehen können.

Die heute gebräuchlichen Kopfhörer haben meist sehr geringe Impedanzen von 16...32 Ω.

Dies ist dem geringen Spannungshub von meist nur ca. 1V<sub>eff</sub> am Kopfhörer-Ausgang von Smartphones u.ä. mobilen Endgeräten (bedingt durch die 3,6V Spannung des Lithium-Akkus) geschuldet. Um bei 1V<sub>eff</sub> noch eine Leistung von einigen 10 mW im Kopfhörer umzusetzen ist

automatisch eine niedrige Impedanz erforderlich wg.  $P = \frac{U^2}{R}$

Solch niedrig Impedanzen führen aber selbst mit unserem 1:200 Übertrager zu so niedrigen Lastwiderständen, dass wir damit nur Schwingkreise höchstens mittlerer Güte optimal anpassen können.

Ab etwa 2\*150 Ω kommen wir zumindest mit unserem 1:200 Übertrager in brauchbare Bereiche der Lastimpedanz.

Solche beim heutigen Angebot bereits "hochohmige" Kopfhörer mit 2\*150Ω ... 2\*300Ω Impedanz findet man allerdings nur im höherpreisigen HiFi-Segment. Dort findet man vereinzelt auch noch Kopfhörer mit 2\*600 Ω Impedanz, häufig als sog. "Studio-Version", da im Studio-Bereich auch heute noch 600 Ω die Standard-Lastimpedanz ist.

Dies alles war in der Frühzeit der Elektronik ganz anders. Dort brauchte man sowohl für den Detektorempfang als auch für Anschluss an den Anodenkreis von Röhrenverstärkern möglichst hochohmige Kopfhörer. NF-Übertrager waren damals noch sehr teuer und/oder schwer erhältlich. Standard war lange Zeit eine Immpedanz von 2\*2.000 Ω, die sich (z.B. für Fernseh-Kopfhörer) noch bis in die Siebziger Jahre gehalten hat.

Mit Übergang von Röhren zu Transistorverstärkern im Laufe der Siebziger Jahre entfiel diese Notwendigkeit und die Kopfhörer-Hersteller gingen zu einem Quasi-Standard von  $2 \cdot 600 \Omega$  über. Gleichzeitig kamen ab den Siebziger Jahren auch Batterie- oder Akku-betriebene Mobilgeräte ("Walkman" etc.) auf, die noch deutlich niedrigere Kopfhörer-Impedanzen erforderlich machten, so dass  $600 \Omega$ -Kopfhörer nur noch für den stationären HiFi- oder Studio-Bereich hergestellt wurden.

Ideal geeignet wären für unsere Zwecke entweder ein Kopfhörer mit  $2 \cdot 2.000 \Omega$  wahlweise an beiden Übertragern (1:50 und 1:200) oder je ein  $2 \cdot 600 \Omega$  und ein  $2 \cdot 2.000 \Omega$  Kopfhörer am 1:50 Übertrager.

Wenn man dann nicht allzu viel Geld für einen aktuellen  $600 \Omega$ -HiFi-Kopfhörer ausgeben will, bietet sich der Gebrauchtmrkt (Ebay o.ä.) an, wo man recht günstig noch Kopfhörer mit  $2 \cdot 600 \Omega$  oder  $2 \cdot 2.000 \Omega$  aus früheren Jahrzehnten bekommt.

Einige empfehlenswerte Typen (z.B. Sennheier HD414 und HD424) gibt es sowohl als  $2 \cdot 600 \Omega$ - als auch als  $2 \cdot 2.000 \Omega$ -Version. Hier hilft nur ausprobieren oder Nachfragen beim Verkäufer.

#### **9.4. Empfindlichkeit von Kopfhörern**

Ein wichtiger Faktor für die Eignung eines Kopfhörers zum Detektorempfang ist neben der richtigen Impedanz natürlich auch die Empfindlichkeit. Diese gibt uns ein Mass dafür an, wie effektiv der Kopfhörer die zugeführte elektrische Leistung in Schall umsetzt (Wirkungsgrad). Man sollte eigentlich glauben, dass durch die Fortschritte im Materialsektor (z.B. "Supermagnete" aus Neodym-Eisen-Bor-Mischungen, leichtere Schwingspulen und Membranen) die Empfindlichkeit bzw. der Wirkungsgrad heutiger hochwertiger Kopfhörer deutlich über denen aus den 60er...80er Jahren liegt.

Dem ist aber nicht so, da die besseren Materialien eher für einen linearen Frequenzgang und niedrige Verzerrungen genutzt werden. Der Wirkungsgrad steht heute nicht mehr im Vordergrund, denn Leistung ist ja bei Transistorverstärkern genügend vorhanden.

Eigene Messungen haben auch ergeben, dass Herstellerangaben zur Empfindlichkeit mit grosser Vorsicht zu geniessen sind.

Wir können nun die Empfindlichkeit eines unbekanntes Kopfhörers mit einem Minimum an Messtechnik selber bestimmen.

## Sinus-Generator

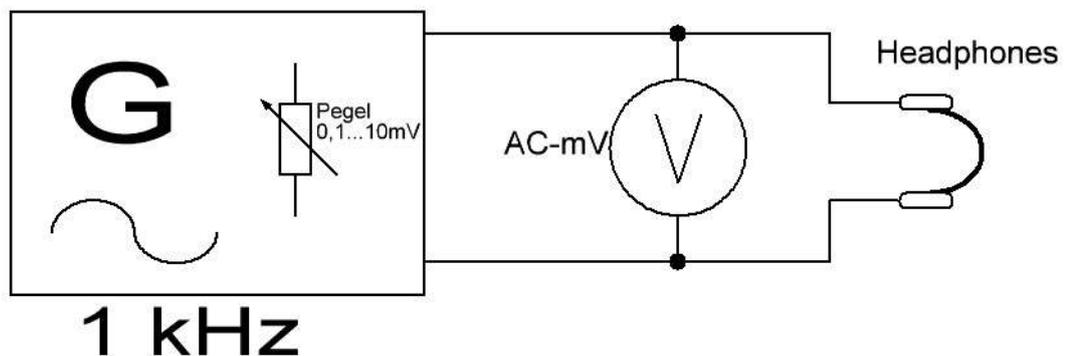


Abbildung 61: Empfindlichkeitsmessung mit Frequenzgenerator und Multimeter im AC-mV-Bereich

Wenn wir einen in Frequenz und Pegel einstellbaren Frequenzgenerator sowie ein Multimeter mit AC-mV-Bereich haben, schliessen wir diese nach obigem Schema an den Kopfhörer an. Die Kopfhörer-Empfindlichkeit wird standardmäßig bei einer Frequenz von 1 kHz gemessen. Vorteilhaft ist ein Wobbel-Frequenzgenerator, den man auf den Bereich 500 Hz...2 kHz bei 1 Hz Wobelfrequenz einstellt. In diesem Bereich ist das Ohr am empfindlichsten und wir schliessen so eine zufällige Empfindlichkeitsdelle oder -Überhöhung bei 1 kHz aus. Ausserdem ist das Wobbelsignal an der Hörschwelle besser hörbar als ein reiner 1 kHz-Sinuston. Als Sinus-Generator kann auch eine Smartphone-App oder ein NF-Generator-Programm für den PC dienen. Das Signal nimmt man dann am Kopfhörer-Ausgang ab.

Wir drehen nun bei absoluter Stille im Raum den Pegel des Sinus-Generators soweit herunter, bis wir gerade noch den 1 kHz-Ton bzw. das Wobbelsignal hören können und lesen den Pegel (Spannung  $U$ ) am mV-Meter ab. Wie üblich schalten wir bei Stereo-Kopfhörern beide Kapseln in Reihe.

Die Grenzempfindlichkeit des Kopfhörers für die Hörschwelle ergibt sich dann zu:  $P_{min} = \frac{U^2}{R}$

Dabei ist  $R$  die Gesamtimpedanz des Kofhörers bei 1 kHz. In vielen Fällen können wir dazu bei dynamischen Kopfhörern näherungsweise den Gleichstrom-Widerstand einsetzen.

Wenn wir mit dem Pegel des Frequenz-Generators nicht tief genug hinunterkommen, ist folgende Schaltung geeignet:

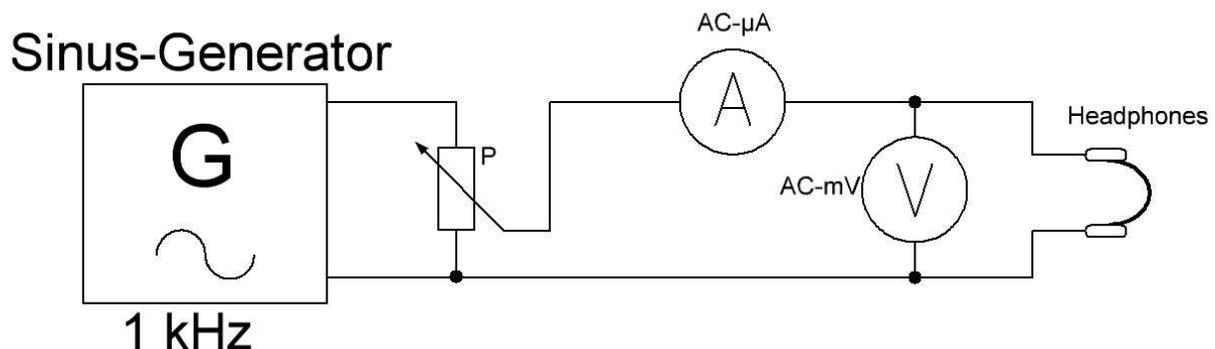


Abbildung 62: Genaue Messung der Kopfhörer-Empfindlichkeit bei kleinen Pegeln

Wir haben hier ein zusätzliches Potentiometer  $P$  am Ausgang des Frequenz-Generators eingefügt, mit dem sich der Pegel noch weiter verkleinern lässt.

Gleichzeitig ist ein zusätzliches Strommessgerät (Multimeter im AC- $\mu$ A-Bereich) eingefügt, mit dem sich gleichzeitig der Strom durch den Kopfhörer messen lässt.

Die Grenzempfindlichkeit, bei der wir gerade noch etwas hören, ergibt sich dann aus den abgelesenen Werten für Strom und Spannung zu  $P_{min} = U \times I$

Diese Messung ergibt allerdings nur richtige Werte, wenn die Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom durch den Kopfhörer nicht allzu gross ist. Ansonsten sollte man eher nur die gemessene Spannung zusammen mit der (Nenn-) Impedanz des Kopfhörers verwenden

entsprechend:  $P_{min} = \frac{U^2}{R}$

Bsp.: Bei einem Kopfhörer mit  $2 \cdot 600 \Omega$  Nennimpedanz messen wir eine Spannung von 1 mV und einen Strom  $0,8 \mu A$  bei der Hörschwelle.

Dann ergibt sich eine Grenzeempfindlichkeit von  $P_{min} = U \times I = 1 \text{ mV} \cdot 0,8 \mu A = 800 \text{ pW}$

Mit dem gleichen Verfahren können wir auch die Empfindlichkeit von Piezohörern ermitteln.

Für Detektorempfang brauchbare Werte liegen deutlich unterhalb von 10 nW und eher im Bereich einiger zehn Picowatt!

U.a. Tabelle zeigt eine Auswahl älterer wie auch aktueller Kopfhörer mit teilweise selbst gemessenen Empfindlichkeiten.

Sheet1										
Brand:	Type:	Impe- dance (nom.):	Impe- dance (meas.):	DC-Res. (meas.):	Induct. @1kHz (meas.):	Sensitivity @1mW (nominal):	Sensitivity (meas.):	Type:	apprx. Price:	Availa- bility:
Audio-Technica	ATH-R70 X	2x 470Ω				98 dB		open	350 €	new
AKG	K140	2x 600Ω				97 dB		closed	ca. 30 €	used
AKG	K141 <b>Monitor (not MK-II)</b>	2x 600Ω				???		semi-open	ca. 50 €	used
AKG	K160	2x 600Ω				98 dB		closed	ca. 30 €	used
AKG	K240 <b>Monitor</b>	2x 600Ω				???		semi-open	ca. 50 €	used
AKG	K241	2x 600Ω				94 dB		semi-open	ca. 50 €	used
AKG	K260 <b>Professional</b>	2x 600Ω	635 Ohms	615 Ohms	1,34 mH	65Pa/V=88 dB	5,0E-11 W	semi-open	ca. 50 €	used
Beyerdynamic	DT-100/400-G	2x 400Ω				94 dB		closed	120 €	new
Beyerdynamic	DT150	2x 250Ω				97 dB		closed		new
Beyerdynamic	DT250	2x 250Ω				100 dB		closed	140 €	new
Beyerdynamic	DT550 <b>600Ω-Version!</b>	2x 600Ω				???		semi-open	ca. 50 €	used
Beyerdynamic	DT770 <b>Pro 250Ω-Version!</b>	2x 250Ω				96 dB		closed	130 €	new
Beyerdynamic	DT880 <b>600Ω-Edition!</b>	2x 600Ω				97 dB		semi-open	200 €	new
Beyerdynamic	DT990 <b>600Ω-Edition!</b>	2x 600Ω				97 dB		open	200 €	new
Beyerdynamic	DT770???	2x 250Ω				102 dB		closed	500 €	new
Beyerdynamic	DT1990	2x 250Ω				102 dB		open	600 €	new
Beyerdynamic	<b>T1</b>	2x 600Ω				102 dB		semi-open	1.000 €	new
Beyerdynamic	T70	2x 250Ω				104 dB		closed	270 €	new
German Maestro	GMP 8.3000 D Professional	2x 300Ω				100 dB		closed	115 €	new
German Maestro	GMP 400	2x 300Ω				98 dB		closed	220 €	new
German Maestro	GMP 450 Pro	2x 300Ω				100 dB		closed	195 €	new
Piezo-Earphone	27nF Capacity	1x6kΩ	6.000 Ohms	infinite-		???	4.2E-12 W	Piezo	5 €	new
Racal Acoustics Ltd.	Rocking Armature M3T 300Ω	1x300Ω	210 Ohms	52 Ohms	34,00 mH	???	3.0E-12 W	loose capsule	25 €	NOS
Sennheiser	HD430	2x 600Ω				94 dB		open	ca. 50 €	used
Sennheiser	HD414- <b>600Ω Version</b>	2x 600Ω	2x635 Ohms	2x630 Ohms	3,20 mH	???	7,5E-11 W	semi-open	ca. 50 €	used
Sennheiser	HD414- <b>2kΩ Version</b>	2x 2.000Ω				???		semi-open	ca. 50 €	used
Sennheiser	HD424- <b>600Ω Version</b>	2x 600Ω	2x611 Ohms	2x600 Ohms	2,82 mH	???	8,3E-12 W	semi-open	ca. 50 €	used
Sennheiser	HD424- <b>2kΩ Version</b>	2x 2.000Ω				???		semi-open	ca. 50 €	used
Sennheiser	HD600	2x 300Ω				97 dB		open	260 €	new
Sennheiser	HD650	2x 300Ω				102 dB		open	340 €	new
Sennheiser	<b>HMD 26-II-600</b>	2x 600Ω				105 dB		closed	500 €	new
Telefunken	Teleset 4	2x 2.500Ω	2x2.900 Ohms	2x2.500 Ohms	65,00 mH	???	8.0E-12 W	closed	ca. 50 €	used
		Yellow means worse than average/less useful								
		White means average value/useful								
		Green means better than average/very recommended								

Abbildung 63: Aktuelle und ältere Kopfhörer mit Herstellerdaten und teilweise selbst gemessenen Empfindlichkeiten

## 9.5. Einige optimale Bauteile-Kombinationen

In den folgenden Tabelle sind eine Vielzahl von Kombinationen von Detektor-Diode, Übertrager und Kopfhörer-Impedanz mit einer zugehörigen Spulengüte bzw. Resonanzwiderstand aufgeführt.

Dabei stehen die Kopfhörer-Impedanzen für jeweils:

27 nF --> Piezohörer

2\*300  $\Omega$  --> z.B. Balanced-Armature Kapseln oder mittelohmige dynamische Kopfhörer

2\*600  $\Omega$  oder 2\*2000  $\Omega$  --> hochohmige dynamische Kopfhörer

Wie schon vorher gelten die Berechnungen bei Langwelle für eine Schwingkreis-Spule mit ca. 2 mH und bei Mittelwelle für eine Schwingkreisspule mit ca. 170  $\mu$ H Induktivität jeweils mit einem 500 pF Drehko.

Bei den beiden Kurzwellen-Beispielen sind Drehko-Kapazität und Spulen-Induktivität separat angegeben.

Grün markiert sind Kombinationen mit optimaler Bandbreite.

Gelb markiert sind Kombinationen mit noch brauchbarer Bandbreite (entweder etwas zu hohe oder zu niedrige Bandbreite).

Die Kombinationen ohne Farbe haben eine viel zu hohe oder viel zu niedrige Bandbreite und sind praktisch unbrauchbar.

Man beachte, dass die **Audio**-Bandbreite nur die  Hälfte  der in der Spalte "*Eff. Bandbreite unter Last*" angegebenen beträgt, da bei Amplituden-Modulation die HF-Bandbreite gleich der doppelten Audio-Bandbreite ist.

### Zum Gebrauch der Tabellen:

Meist ist die (Leerlauf-) Güte der Spule vorgegeben. Die Güte bestimmt man entweder näherungsweise mittels der Excel-Tabelle auf der CD (auch im Download-Bereich im Online-Shop) oder misst sie selbst mittels des Verfahrens in Kapitel 14 für die jeweilige Einsatzfrequenz. (Beachte: Die Güte einer Spule ist abhängig von der Einsatzfrequenz!)

Dann sucht man in dem jeweiligen Wellenband die grün und gelb markierten Zeilen, die dem jeweils verwendeten Übertrager (1:50 oder 1:200) entsprechen und in der Nähe der verwendeten Spulengüte.

Ideal ist nun, wenn eine der gefundenen Kombinationen auch zur Impedanz eines vorhandenen Kopfhörers passt. Man wird allerdings oft feststellen, dass einmal ein 600  $\Omega$ -Hörer, ein andermal ein 300  $\Omega$  oder 2.000  $\Omega$ -Hörer ideal zum vorhandenen Übertrager passt.

Daher ist es nützlich, wenn man je einen hochempfindlichen 300  $\Omega$ -, 600  $\Omega$ - und 2.000 $\Omega$ -Kopfhörer besitzt.

Hat man nun eine zur Spulengüte und zum Übertrager passende Kombination gefunden, ist in den anderen Spalten eine Empfehlung für einen Diodyp und der Wertebereich für den Filterkondensator C1 (bzw. bei Piezohörern der Lastwiderstand R1) angegeben.

Der empfohlene Diodyp ist natürlich nur ein Anhaltswert und hier ist eigenes Experimentieren mit Typen "oberhalb" oder "unterhalb" des angegebenen Typs zu empfehlen.

Ganz rechts findet man die Angabe für die Einstellung des Gleichstrom-Trimpotis P3, die natürlich gleich der effektiven (transformierten) Lastimpedanz des Kopfhörers sein sollte.

Das Trimpoti hat bei Rechtsanschlag einen Nenn-Widerstand von 500 k $\Omega$  und ist linear. Den passenden Wert stellt man entweder per Schätzung des Drehwinkels oder mit einem Ohmmeter entsprechend der effektiven (transformierten) Nennimpedanz des Kopfhörers ein.

Für andere Wertekombinationen muss man die passenden Werte anhand der Formeln ausrechnen.

<b>Band:</b>	<b>Fre- quenz</b>	<b>Leer- lauf Güte Q:</b>	<b>R<sub>res.</sub></b>	<b>Eff. Band- breite unter Last</b>	<b>Diode</b>	<b>C1<sub>min/max</sub> oder R</b>	<b>Kopf- hörer- Impe- danz</b>	<b>Über- trager</b>	<b>Eff. Last- Wider- stand (=P3)</b>
Langwelle	200 kHz	2,4	6 kΩ	170 kHz	Ge(alt)	10kΩ...47kΩ	27 nF	ohne	6 kΩ
Langwelle	200 kHz	12	30 kΩ	33 kHz	Ge(neu)	33pF...33nF	2*300 Ω	1:50	30 kΩ
Langwelle	200 kHz	24	60 kΩ	17 kHz	Ge(neu)	18pF...18nF	2*600 Ω	1:50	60 kΩ
Langwelle	200 kHz	80	200 kΩ	5 kHz	BAT48	5pF...5,6nF	2*2000 Ω	1:50	200 kΩ
Langwelle	200 kHz	120	300 kΩ	3,3 kHz	BAT48	???	27 nF	1:50	300 kΩ
Langwelle	200 kHz	48	120 kΩ	8,5 kHz	2x BAT48	8,6pF...8,2nF	2*300 Ω	1:200	120 kΩ
Langwelle	200 kHz	95	240 kΩ	4,2 kHz	BAT48	4pF...4,7nF	2*600 Ω	1:200	240 kΩ
Langwelle	200 kHz	320	800 kΩ	1,25 kHz	BAT43	1,2pF...1,5nF	2*2000 Ω	1:200	800 kΩ
Langwelle	200 kHz	480	1,2 MΩ	0,8 kHz	BAT43	???	27 nF	1:200	1,2 MΩ
Mittelwelle (Bandanfang)	531 kHz	11	6 kΩ	100 kHz	Ge(alt)	10kΩ...47kΩ	27nF	ohne	6 kΩ
Mittelwelle (Bandanfang)	531 kHz	53	30 kΩ	20 kHz	Ge(neu)	12pF...39nF	2*300 Ω	1:50	30 kΩ
Mittelwelle (Bandanfang)	531 kHz	106	60 kΩ	10 kHz	Ge(neu)	6pF...18nF	2*600 Ω	1:50	60 kΩ
Mittelwelle (Bandanfang)	531 kHz	350	200 kΩ	3 kHz	BAT48	1,8pF...5,6nF	2*2000 Ω	1:50	200 kΩ
Mittelwelle (Bandanfang)	531 kHz	530	300 kΩ	2 kHz	BAT48	???	27nF	1:50	300 kΩ
Mittelwelle (Bandanfang)	531 kHz	210	120 kΩ	5 kHz	2x BAT48	3,3pF...9nF	2*300 Ω	1:200	120 kΩ
Mittelwelle (Bandanfang)	531 kHz	420	240 kΩ	2.5 kHz	BAT48	1,5pF...4,7nF	2*600 Ω	1:200	240 kΩ
Mittelwelle (Bandanfang)	531 kHz	1400	800 kΩ	750 Hz	BAT43	1pF...1,5nF	2*2000 Ω	1:200	800 kΩ
Mittelwelle (Bandanfang)	531 kHz	2100	1,2 MΩ	500 Hz	BAT43	???	27nF	1:200	1,2 MΩ
Mittelwelle (Bandmitte)	1.000 kHz	5,6	6 kΩ	360 kHz	Ge(alt)	10kΩ...47kΩ	27nF	ohne	6 kΩ
Mittelwelle (Bandmitte)	1.000 kHz	28	30 kΩ	71 kHz	Ge(neu)	6,8pF...39nF	2*300 Ω	1:50	30 kΩ
Mittelwelle (Bandmitte)	1.000 kHz	56	60 kΩ	36 kHz	Ge(neu)	3,3pF...19nF	2*600 Ω	1:50	60 kΩ

Mittelwelle (Bandmitte)	1.000 kHz	190	200 k $\Omega$	10 kHz	BAT48	1pF...5,6nF	2*2000 $\Omega$	1:50	200 k $\Omega$
Mittelwelle (Bandmitte)	1.000 kHz	280	300 k $\Omega$	7 kHz	BAT48	???	27nF	1:50	300 k $\Omega$
Mittelwelle (Bandmitte)	1.000 kHz	112	120 k $\Omega$	18 kHz	2x BAT48	1pF...8,2nF	2*300 $\Omega$	1:200	120 k $\Omega$
Mittelwelle (Bandmitte)	1.000 kHz	225	240 k $\Omega$	9 kHz	BAT48	1pF...4,7nF	2*600 $\Omega$	1:200	240 k $\Omega$
Mittelwelle (Bandmitte)	1.000 kHz	750	800 k $\Omega$	2,7 kHz	BAT43	1pF...1,5nF	2*2000 $\Omega$	1:200	800 k $\Omega$
Mittelwelle (Bandmitte)	1.000 kHz	1100	1,2 M $\Omega$	1,8 kHz	BAT43	???	27nF	1:200	1,2 M $\Omega$
Mittelwelle (Bandende)	1.700 kHz	3,3	6 k $\Omega$	1 MHz	Ge(alt)	10k $\Omega$ ...47k $\Omega$	27nF	ohne	6 k $\Omega$
Mittelwelle (Bandende)	1.700 kHz	17	30 k $\Omega$	200 kHz	Ge(neu)	3,9pF...39nF	2*300 $\Omega$	1:50	30 k $\Omega$
Mittelwelle (Bandende)	1.700 kHz	33	60 k $\Omega$	100 kHz	Ge(neu)	1,8 pF...18nF	2*600 $\Omega$	1:50	60 k $\Omega$
Mittelwelle (Bandende)	1.700 kHz	110	200 k $\Omega$	30 kHz	BAT48	1pF...5,6nF	2*2000 $\Omega$	1:50	200 k $\Omega$
Mittelwelle (Bandende)	1.700 kHz	165	300 k $\Omega$	20 kHz	BAT48	???	27nF	1:50	300 k $\Omega$
Mittelwelle (Bandende)	1.700 kHz	66	120 k $\Omega$	50 kHz	2x BAT48	1pF...8,2nF	2*300 $\Omega$	1:200	120 k $\Omega$
Mittelwelle (Bandende)	1.700 kHz	132	240 k $\Omega$	25 kHz	BAT48	1pF...4,7nF	2*600 $\Omega$	1:200	240 k $\Omega$
Mittelwelle (Bandende)	1.700 kHz	440	800 k $\Omega$	7,7 kHz	BAT43	1pF...1,5nF	2*2000 $\Omega$	1:200	800 k $\Omega$
Mittelwelle (Bandende)	1.700 kHz	660	1,2 M $\Omega$	5 kHz	BAT43	???	27nF	1:200	1,2 M $\Omega$
Kurzwelle 120m-Band (500pF+8,3 $\mu$ H)	2.400 kHz		120 k $\Omega$	5 kHz					
Kurzwelle 120m-Band (500pF+8,3 $\mu$ H)	2.400 kHz		600 k $\Omega$	1 kHz					
Kurzwelle 49m-Band (50pF+14 $\mu$ H)	6.050 kHz		1,3 M $\Omega$	5 kHz					
Kurzwelle 49m-Band (50pF+14 $\mu$ H)	6.050 kHz		6,4 M $\Omega$	1 kHz					

## 9.6. Koppelwicklung oder Spule mit Anzapfung als Alternative?

In der Frühzeit des Detektorempfangs war die Auswahl an Bauteilen für den Detektor sehr eingeschränkt. Es gab praktisch nur Kopfhörer mit  $2 \cdot 2.000 \Omega$  Impedanz und Germaniumdioden (oder noch früher "Kristalldioden") mit ebenfalls sehr geringen dynamischen Impedanzen von nur einigen Kiloohm.

Natürlich war den Radio-Konstrukteuren von damals bereits bekannt, dass derart niedrige Impedanzen den Schwingkreis unzulässig hoch belasten würden und damit die ganze Sorgfalt bei der Konstruktion hochwertiger Spulen mit hohen Gütefaktoren zunichte machen.

Damals gab es nur einen Weg, wie man auf einfache Weise die niedrige Impedanz von Detektordiode und Kopfhörer an den hochohmigen Schwingkreis anpassen konnte:

Eine Spule mit Anzapfung oder eine sog. Koppelwicklung.

### Schwingkreis mit Koppelwicklung

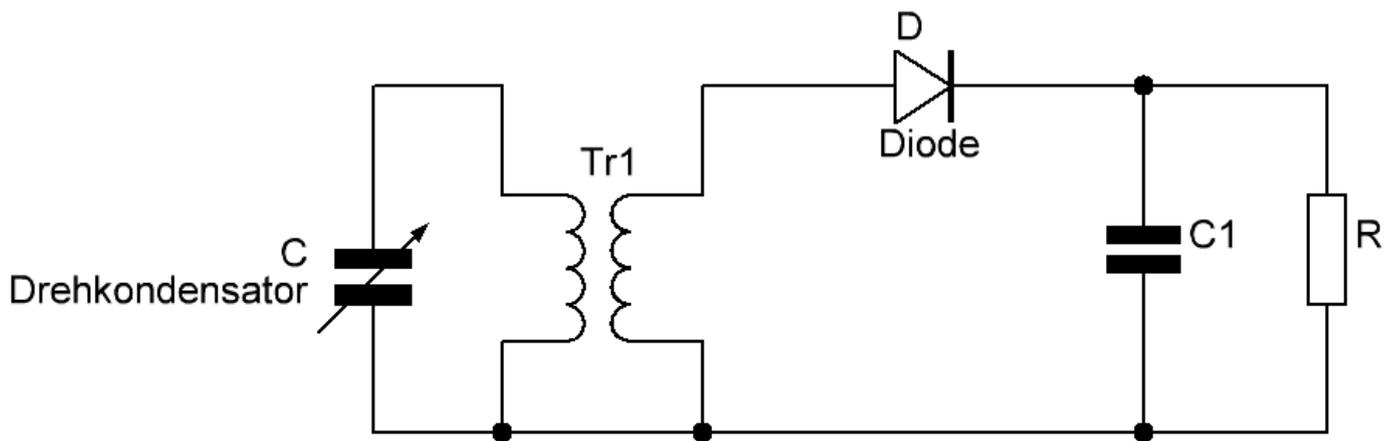


Abbildung 64: Detektor mit Koppelwicklung zur Impedanz-Anpassung

Eine Koppelwicklung (z.B. auf einem Ferritstab) oder eine Koppelspule (z.B. zweite Spule in der Nähe der eigentlichen Empfangsspule) wirkt zusammen mit der eigentlichen Empfangsspule wie ein Transformator oder ein (HF-) Übertrager.

Dadurch kann -genau wie bei unserem NF-Übertrager- die Impedanz des Schwingkreises an die Impedanz des Detektors angepasst werden.

Bei der oben gezeigten Ausführung mit Koppelwicklung besteht der Schwingkreis zunächst aus dem Drehkondensator C und der linken Seite der als Trafo gezeichneten Kombination aus Empfangsspule und Koppelwicklung bzw. Koppelspule.

Nehmen wir an, dass unsere Last (Kopfhörer-Impedanz R und dynamischer Innenwiderstand der Detektordiode) einen Wert um die  $4 \text{ k}\Omega$  haben, unser Schwingkreis aber einen Resonanzwiderstand von  $100 \text{ k}\Omega$ .

Dann benötigen wir ein Impedanz-Übertragungsverhältnis von 1:25, um die Last des Detektors optimal an den Schwingkreis anzupassen.

Dazu ist ein Windungsverhältnis von 1:5 zwischen Empfangsspule und Koppelspule, da die Impedanzen ja mit dem Quadrat der Windungszahlen transformiert werden.

Unsere Koppelwicklung oder Koppelspule hätte also ein Fünftel der Windungszahl der primären Empfangsspule.

# Schwingkreisspule mit Anzapfung

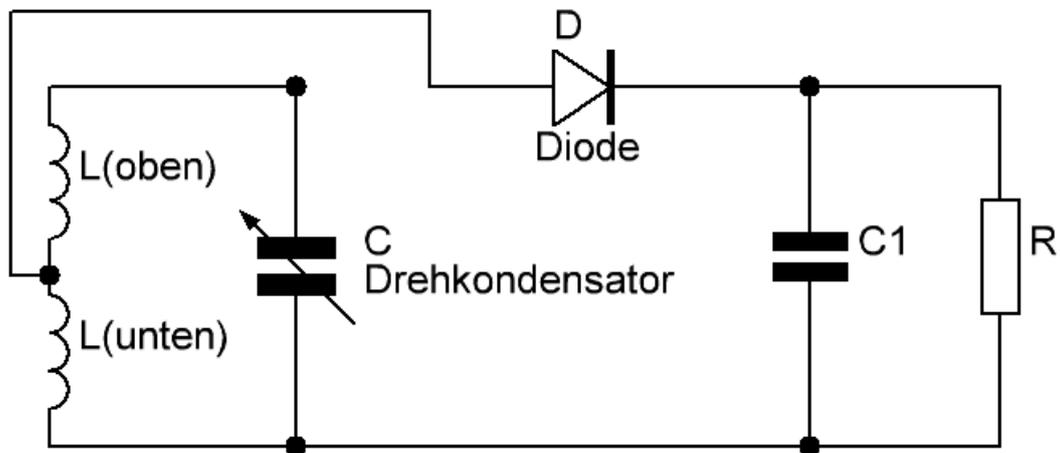


Abbildung 65: Schwingkreisspule mit Anzapfung zur Impedanzanpassung

Bei der obigen Abbildung wird die Schwingkreisspule durch eine **Anzapfung** in einen "oberen" und einen "unteren" Teil aufgeteilt. Dies ist ebenfalls eine Transformator-Schaltung (sog. "Spar-Transformator"), bei dem die Sekundärwicklung ein Teil der Primärwicklung ist. Die Gesamtinduktivität für den Schwingkreis ist die Summe aus oberer und unterer Induktivität. Als Sekundärwicklung wird aber nur der untere Teil der Wicklung wirksam.

Das Übersetzungsverhältnis ist hier also: 
$$N = \frac{n_{\text{unten}}}{n_{\text{oben}} + n_{\text{unten}}}$$

In unserem Beispiel müsste  $n_{\text{oben}} = 4 \cdot n_{\text{unten}}$  sein, damit wir wieder das gewünschte Spannungs-Übersetzungsverhältnis von  $N=1:5$  und damit ein Impedanz-Übersetzungsverhältnis von  $1:25$  erreichen.

Erzielen wir nun mit einer Impedanzanpassung auf der Schwingkreisseite mit Koppelwicklung, Koppelspule oder Spule mit Anzapfung das gleiche Ergebnis wie mit einer Impedanzanpassung auf der Detektorseite mittels NF-Übertrager?

Nein, denn ein Übertrager auf der HF-Seite verkleinert ja die Empfangsspannung um den Faktor  $N$ . In unserem Beispiel haben wir ein Spannungs-Übersetzungsverhältnis von  $N=5$ .

Damit wird die Empfangsspannung für den Detektoreingang auf ein Fünftel der eigentlichen am Schwingkreis anliegenden Resonanzspannung verkleinert.

Und das wird für schwache Signale nicht mehr reichen, um in den gleichrichtenden Teil der Diodenkennlinie zu kommen.

Wenn wir also z.B. eine Empfangsspannung am Schwingkreis von 30 mV haben, bleiben davon an der Koppelspule bzw. Anzapfung nur noch 5 mV übrig. Und das ist dann zu wenig für die Gleichrichterdiode.

Bei der Anpassung mittels NF-Übertrager haben wir stattdessen die volle Resonanzspannung am Eingang des Detektors und wären in unserem Beispiel noch im nutzbaren Bereich der Diodenkennlinie.

Der Grund, warum in historischen Detektorschaltungen nicht auf NF-Übertrager zurückgegriffen wurde, war einfach, dass diese damals nicht (oder nur sehr teuer bzw. schwierig zu beschaffen) verfügbar waren.

Eine Koppelspule oder eine Spule mit Anzapfung liess sich hingegen leicht selbst herstellen.

## 14. Messung des Gütefaktors Q mit einfachen Mitteln

Zur Messung der Spulengüte bauen wir zunächst mit einem Drehkondensator einen Schwingkreis auf, der von den Bauteilen (Art und Wert des Drehkos, Verbindung von Drehko und Spule) möglichst genau dem späteren Aufbau entspricht.

Wir brauchen nun noch einen einfachen Rechteck-Generator und ein Oszilloskop.

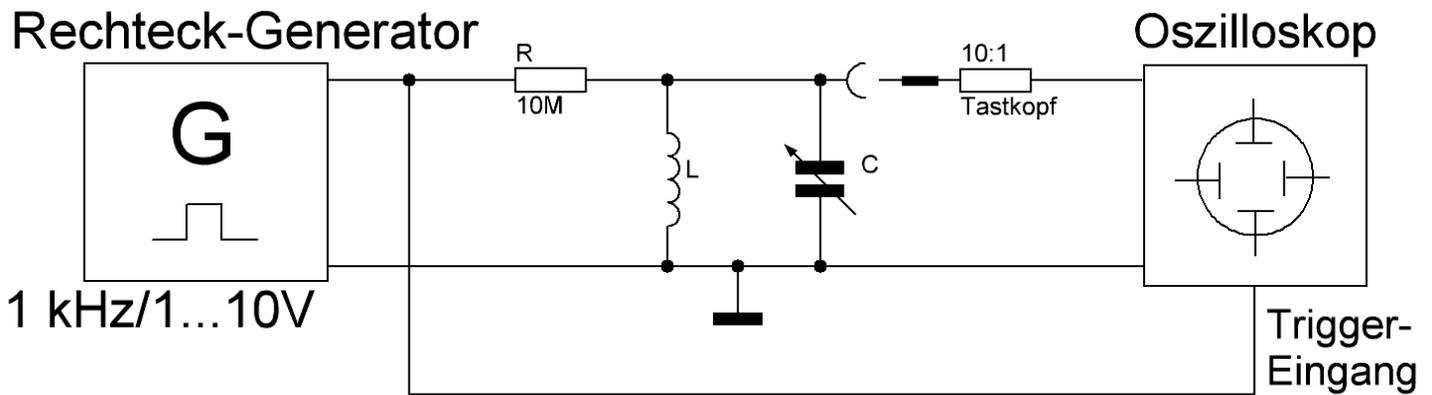


Abbildung 66: Versuchsaufbau zur Gütemessung

Wir verbinden den Ausgang des Rechteck-Generators über einen möglichst hochohmigen Widerstand (vorzugsweise  $10\text{ M}\Omega$ ) mit dem Schwingkreis.

Den Oszilloskop-Eingang verbinden wir ebenfalls hochohmig mittels eines 10:1-Tastkopfes mit dem Schwingkreis.

Sofern unser Oszilloskop einen externen Trigger-Eingang hat, verbinden wir diesen noch direkt mit dem Ausgang des Rechteck-Generators und stellen die Triggerung auf "Extern".

Der Grund für die hochohmige Ankopplung von Rechteck-Generator und Oszilloskop soll eine möglichst geringe Belastung des Schwingkreises gewährleisten, da beide Geräte mit ihrem Innenwiderstand parallel zum Resonanzwiderstand des Schwingkreises liegen und diesen verkleinern.

Um das Messergebnis möglichst nicht zu verfälschen, sollten der Vorwiderstand R und der Eingangswiderstand des Oszilloskops mindestens 10x grösser sein als der (zu erwartende) Resonanzwiderstand des Schwingkreises.

In dem hier abgebildeten Beispiel mit je  $10\text{ M}\Omega$  können z.B. Gütefaktoren für Resonanzwiderstände bis zu  $500\text{ k}\Omega$  mit einem Fehler  $<10\%$  bestimmt werden.

Die Flanken des Rechteckgenerators regen nun den Schwingkreis durch ihre steile Flanke zu einer gedämpften Schwingung an. Die genaue Frequenz des anregenden Rechteck-Signals spielt keine Rolle.

Wir stellen die Zeitbasis und die Y-Ablenkung des Oszilloskops so ein, dass wir die gedämpfte Schwingung gut erkennen können.

Wir zählen nun die Anzahl  $n$  der Schwingungen, bis die Amplitude vom Anfangswert ( $X_0$ ) auf die Hälfte abgesunken ist.

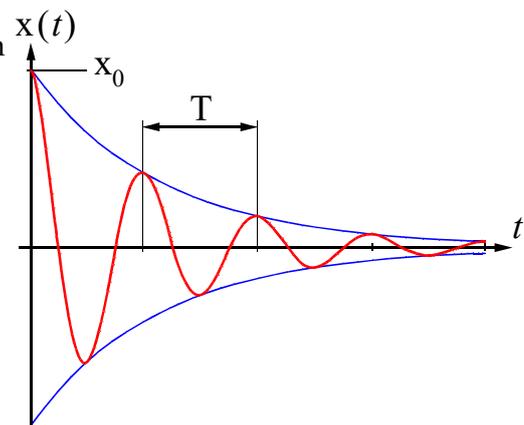


Abbildung 67: Gedämpfte Schwingung (rot) und Verlauf der Amplitude (blau)

Der Gütefaktor ist dann einfach:  $Q=5 n$

Hilfreich ist dabei, wenn man den Beginn der Schwingungen mittels des "X-Position"-Reglers am Oszilloskop ganz nach links auf den Bildschirm bringt und die Y-Ablenkung und -Position so einstellt, dass die Bildschirmhöhe des Oszilloskops möglichst ganz ausgenutzt wird.

## 15. Glossar:

### ***Balanced-Armature Schallwandler:***

<https://de.wikipedia.org/wiki/Kopfh%C3%B6rer#Balanced-Armature-Schallwandler>

Höchstempfindlicher Schallwandler mit Wirkungsgraden bis zu 40%.

Ein Balanced-Armature Schallwandler gehört zu den elektrodynamischen Schallwandlern. Die Auslenkungen treiben aber nicht direkt über eine Tauschspule die Hörmembran, sondern werden ähnlich wie im menschlichen Ohr über ein Hebelsystem verstärkt, das dann an eine Metallmembran ankoppelt.

Balanced-Armature Schallwandler gehören zu den Schallwandlern mit dem höchsten Wirkungsgrad. Die Impedanz ist allerdings meistrecht gering im Bereich von  $3\Omega$ ... $500\Omega$ .

### ***Deck-Talker (s.a. Balanced-Armature Schallwandler)***

Als "Deck-Talker" werden im amerikanischen Sprachraum Telefonverbindungen bezeichnet, die rein passiv funktionieren. Die Energie, die im Mikrofon erzeugt wird, treibt direkt ohne weitere Verstärkung die Hörkapsel auf der Gegenstelle. Dies ist natürlich natürlich nur mit höchst-empfindlichen Mikrofonen und Hörkapseln möglich.

Daher werden dort Schallwandler nach dem Balanced-Armature-Prinzip eingesetzt, deren Wirkungsgrad bis zu 40% betragen kann.

Diese Systeme sind auf Schiffen und U-Booten noch heute in Gebrauch, da sie auch bei Ausfall der Stromversorgung funktionieren und eine Kommunikation z.B. vom Deck zur Brücke oder zum Maschinenraum ermöglichen (daher "Deck-Talker").

### ***Dynamischer Kopfhörer (auch "elektrodynamischer Kopfhörer"):***

Wie bei einem dynamischen Lautsprecher entsteht die Schallwandlung aus der Bewegung einer vom Tonsignal gespeisten Spule in einem Magnetfeld. Die fest mit der Membran verbundene sog. "Tauchspule" befindet sich dabei im engen Luftspalt eines starken Permanentmagneten und wird bei angelegter Tonfrequenzspannung durch die Wechselwirkung von konstantem Magnetfeld des Permanentmagneten und dem variablem Magnetfeld der Tauchspule anziehend oder abstossend angetrieben, die sich an die umgebende Luft übertragen.

Elektrisch kann man einen dynamischen Kopfhörer als eine Reihenschaltung aus einem ohmschen Widerstand ("Kupferwiderstand") und der Induktivität der Kopfhörerspule betrachten.

Die Gesamt-Impedanz dieser Reihenschaltung liegt meist recht nahe beim ohmschen Gleichstrom-Widerstand der Spule. Sie kann Werte zwischen  $4\Omega$  und  $2\text{ k}\Omega$  pro Kapsel haben. Tendenziell wurden früher eher hochohmige Systeme verwendet während heutzutage fast ausschliesslich Impedanzen nahe  $16\Omega$  verwendet werden und nur noch im Studio- oder HiFi-Bereich  $600\Omega$ -Kopfhörer anzutreffen sind.

<https://de.wikipedia.org/wiki/Kopfh%C3%B6rer#Elektrodynamisch>

### ***Güte, Gütefaktor Q, Q-Faktor, Schwingkreisgüte:***

Der Gütefaktor Q (kurz: *Q-Faktor*) ist verantwortlich für...

- die "Resonanzüberhöhung" des Schwingkreises, die das Verhältnis zwischen der durch Resonanz aufgeschaukelten Amplitude  $A_{out}$  und der eingespeisten

$$\text{Amplitude } A_{in} \text{ angibr: } Q = \frac{A_{out}}{A_c}$$

Damit erzielt ein Schwingkreis hoher Güte eine hohe "Verstärkung" des

einfallenden HF-Signals

- die Bandbreite BW des Schwingkreises  $BW = \frac{f}{Q}$
- den Resonanzwiderstand, der auch als Innenwiderstand des Schwingkreises aufgefasst werden kann, wenn man den Schwingkreis als Spannungs- oder Stromquelle auffasst:
  - $R_{res} = 2 \pi f Q L$
- die Dämpfungskonstante des Schwingkreises  $d = \frac{1}{2 Q}$

Er hängt im wesentlichen von den im Verlustwiderstand  $R_{loss}$  zusammengefassten Verlusten (Kupferwiderstand, Skin-Effekt, Proximity-Effekt, dielektrische und magnetische Verluste) ab:

$$Q = \frac{2 \pi f L}{R_{loss}}$$

### **HF = Hochfrequenz:**

Mit HF ist die Frequenz bzw. das Signal gemeint, die vom Sender ausgestrahlt wird bzw. vom Radio empfangen wird.

Sie reicht z.B. im MW-Bereich in Europa von 526,5 kHz...1605,5 kHz.

Das HF-Signal beinhaltet (bei AM-Modulation im Bereich LW, MW und KW) die Trägerwelle und das aufmodulierte NF-Signal.

### **Impedanz:**

Als Impedanz Z kann man sich vereinfacht den Wechselstrom-Widerstand eines Kondensators C, einer Spule L, eines ohmschen Widerstand R oder einer Kombination dieser 3 Grundelemente vorstellen.

Für einen rein ohmschen Widerstand gilt natürlich:  $Z = R$

Die Impedanz eines rein ohmschen Widerstandes ist nicht von der Frequenz abhängig.

Für einen reinen (idealen) Kondensator gilt:  $Z = \frac{1}{2 \pi f C}$

Die Impedanz sinkt beim Kondensator mit dem Kehrwert der Frequenz.

Für eine reine (ideale) Spule gilt:  $Z = 2 \pi f L$

Die Impedanz steigt bei einer Induktivität linear mit der Frequenz.

Für eine Reihen- oder Parallelschaltung von Widerstand, Spule und Kondensator kann man nicht ohne weiteres die Formeln für Reihen- und Parallelschaltung von ohmschen Widerständen verwenden!

Ein Widerstand R in Reihe mit einer Spule L hat also nicht die Gesamtimpedanz

$$Z=R+2\pi fL!$$

Hier muss man anstelle dessen eine Vektoraddition durchführen.

<https://de.wikipedia.org/wiki/Impedanz>

### **Kristall-Hörer -> Piezo-Hörer**

#### **NF = Niederfrequenz:**

Mit NF ist der Frequenzbereich des Audiosignals gemeint. Der Hörbereich geht zwar von etwa 20 Hz...20 kHz.

Für das AM-Rundfunksignal geht der übertragene Frequenzbereich aber nur bis etwa 5 kHz (LW/MW) bzw. 2,5 kHz (KW)

#### **Piezo-Hörer:**

Ein Piezohörer besteht aus einem kleinen Piezo-Schallwandler und stellt elektrisch praktisch eine reine Kapazität dar. Typische Kapazitätswerte für Piezohörer liegen bei 5...50nF.

Der Gleichstrom-Widerstand kann als unendlich betrachtet werden.

Die **Impedanz** eines Piezohörers ist allerdings frequenzabhängig entsprechend

$$X_C = \frac{1}{2 \pi f C}$$

Ein Piezohörer mit 27nF Kapazität hat also bspw. bei 1 kHz eine Impedanz von ca. 6 kΩ.

### **Q-Faktor -> s. Gütefaktor**

#### **Resonanzwiderstand:**

Ein Parallelschwingkreis bestehend aus einer Induktivität L (Spule) und einem Kondensator C hat grundsätzlich verschiedene Verluste (z.B. Kupferwiderstand, Skin-Effekt, Proximity-Effekt, dielektrische und magnetische Verluste).

Diese Verluste liegen hauptsächlich in Reihe zur Induktivität L und werden im Verlustwiderstand  $R_{\text{loss}}$  zusammengefasst.

Man kann nun den in Reihe zu L liegenden Verlustwiderstand in einen zum Schwingkreis parallel liegenden Widerstand  $R_{\text{par}}$  umrechnen.

Das Ersatzschaltbild der realen Parallel-Schwingkreises besteht dann aus 3 parallelgeschalteten Bauelementen: Spuleninduktivität L, Kondensator C, Parallel-Widerstand  $R_{\text{par}}$ .

Der Parallel-Widerstand  $R_{\text{par}}$  wird auch Resonanzwiderstand  $R_{\text{res}}$  genannt.

Man kann dann den Schwingkreis als Stromquelle mit (parallelem) Innenwiderstand  $R_{\text{res}}$  oder als Spannungsquelle mit (in Reihe liegendem) Innenwiderstand  $R_{\text{res}}$  auffassen. Dies vereinfacht die elektrische Betrachtung erheblich.

Der Resonanzwiderstand als Innenwiderstand gilt allerdings nur genau bei der Resonanzfrequenz.

Bei Frequenzen deutlich unterhalb der Resonanzfrequenz (z.B. NF) ist der Innenwiderstand des Schwingkreises praktisch nur noch durch den Kupferwiderstand des Spulendrahtes gegeben.

Bei Frequenzen weit oberhalb der Resonanzfrequenz wird der Innenwiderstand durch die mit der Frequenz immer weiter fallende Impedanz des Kondensators C bestimmt.

*Rocking-Armature Schallwandler -> s. Balanced-Armature Schallwandler*

*Schwingkreisgüte -> s. Gütefaktor*