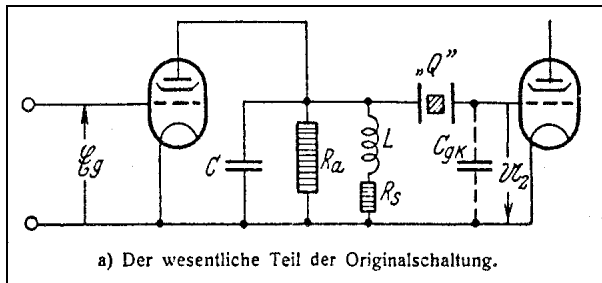


### Das einseitig abgeschlossene (2-Pol) Filter

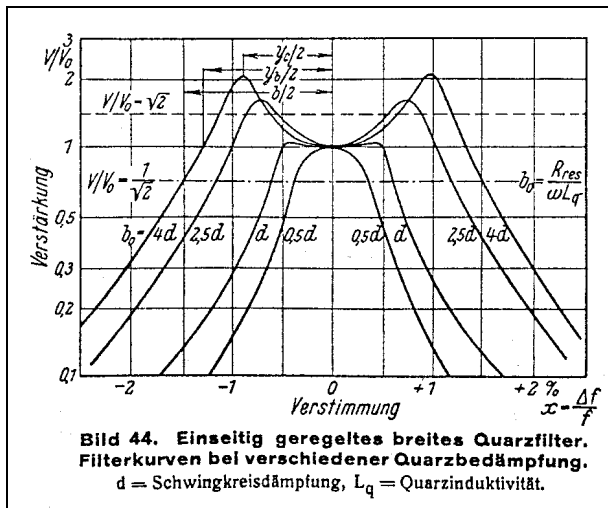
W. Kautter beschreibt ebenfalls in beiden Artikeln das einseitig mit einem LC-Kreis abgeschlossene Quarzfilter mit der typischen Durchlasskurve eines 2-Pol-Bandfilters. Dessen Bandbreite kann man nun besonders einfach durch einen variablen Widerstand parallel oder in Serie mit dem LC-Kreis einstellen (Änderung der Kreisgüte). **Fig.11** zeigt das Prinzipschaltbild mit dem Schwingkreis als Anodenwiderstand einer Röhre.



**Fig. 11**

Kautters Prinzipschaltung aus seinem zweiten Artikel. Die Bandbreite kann durch eine Variation der Widerstände, entweder durch  $R_A$  oder  $R_S$  erfolgen. Dadurch wird die Kreisgüte  $Q_{KR}$  und der resultierende Resonanzwiderstand  $R_{RES}$  beeinflusst.

Die aus der unterschiedlichen Bedämpfung des LC-Kreises resultierenden Kurven sind in **Fig.12** dargestellt. Sie zeigen die typischen Bandfilterkurven in Abhängigkeit von der Bedämpfung durch  $R_A$  or  $R_S$ .



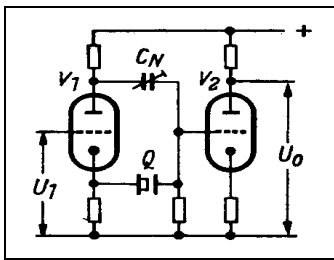
**Fig. 12**

Durchlasskurven des 2-Polfilters als Funktion der Schwingkreis-Bedämpfung und der dadurch auch bedingten Änderung des Koppelfaktors (W.Kautter).

Die typischen Höcker eines überkritisch gekoppelten 2-Kreisfilters können erreicht werden, wenn die Betriebsgüte des LC-Kreises genügend hoch gewählt wird. ( $d=1/Q_{KR}$ )

Genau wie beim 3-Polfilter ist die maximal einstellbare Bandbreite durch das Verhältnis der Quarzinduktivität  $L_Q$  und der Induktivität  $L_{KR}$  des LC-Kreises, multipliziert mit der Güte  $Q_{KR}$  (d.h., Resonanzwiderstand  $R_{res}$ ), vorgegeben. Obwohl Selektivität und Formfaktor natürlich nicht so gut wie beim 3-poligen Filter sein können, hat dieser Filtertyp den großen Vorteil, dass seine Bandbreite über einen ungewöhnlich großen Bereich mit den Widerständen  $R_A$  oder  $R_S$  variiert werden kann. Die Durchlasskurve im Top ist übrigens ebenfalls wie beim 3-Polfilter sehr empfindlich gegenüber Verstimmungen des Abschlusskreises von der genauen Resonanzfrequenz des Quarzes.

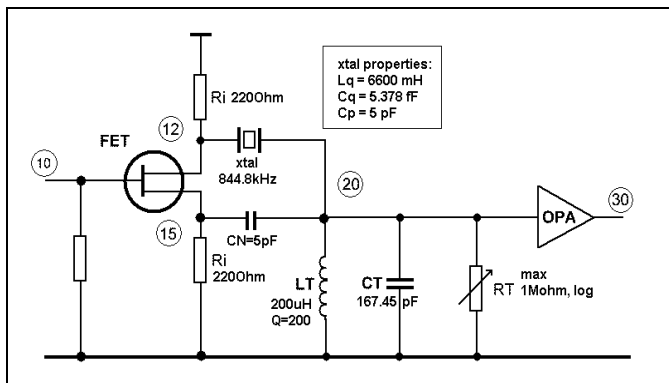
Da das Filter in beiden Richtungen funktioniert, kann man es mit einer sehr interessante Schaltung zur Neutralisation kombinieren, die 1957 vom HB9EU veröffentlicht wurde [6]. Hier erfolgt die Neutralisation durch eine Röhre, da diese eine Phasenverschiebung von  $180^\circ$  zwischen Anode und Katode aufweist. Die Originalschaltung ist in **Fig.13** gezeigt. Durch den Abschluss mit reinen Widerständen war die resultierende Bandbreite sehr schmal. Um eine CW-Bandbreite von auch nur 400Hz bei 400kHz zu erzielen, empfahl er daher eine Abstufung der Quarzfrequenzen. Nur durch die Anwendung eines LC-Kreises sind Bandbreiten wie die in **Fig.12** gezeigten erreichbar.



**Fig. 13**

Die Neutralisationsmethode, wie sie von HB9EU veröffentlicht wurde. Die Position von Q und  $C_N$  kann getauscht werden. V1 ist das eigentliche Filter, V2 dient nur zur Entkopplung, evtl. mit etwas Verstärkung. Durch den Abschluss mit einem reinen Wirkwiderstand ist die Bandbreite äußerst klein.

Diese Anordnung kann man auch mit einem FET oder einem Transistor realisiert werden. Wenn der Quarz im Drainkreis liegt, kann man durch unterschiedliche Werte für Source- und Drainwiderstand auch eine gewisse Verstärkung erzielen. Bei gleichen Werten für die Widerstände entspricht die Neutrokapazität der Parallelkapazität des Quarzes. Die Widerstände sollten so klein wie möglich gewählt werden – in etwa gleich dem Verlustwiderstand  $R_m$  des Quarzes. Das ermöglicht einen sehr großen Bandbreitenbereich, bevor die Dämpfung durch  $R_m$  bei der kleinsten Bandbreite zu groß wird. **Fig.14** zeigt eine solche Schaltung mit einem FET. Die Quarzdaten stammen von G3JIR.



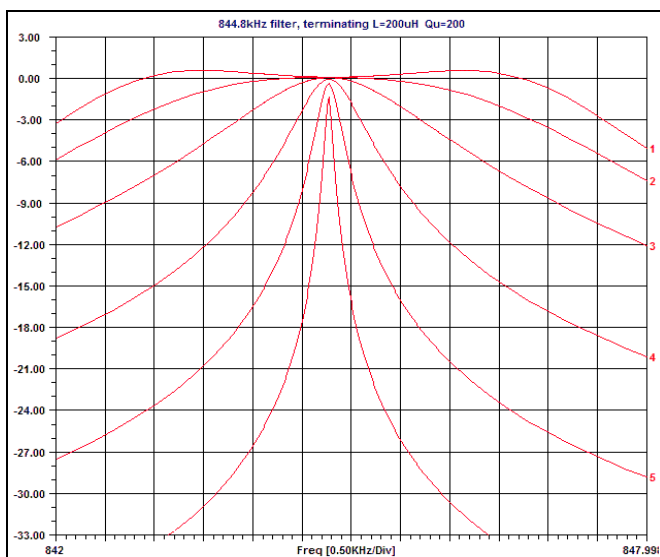
**Fig. 14**

Das 2-Polfilter mit einem FET als Neutralisationselement mit  $C_N$ . Die Bandbreite wird mit dem logarithmischen 1 M $\Omega$ -Potentiometer eingestellt. Man beachte, dass sich sowohl  $C_N$  als auch  $C_p$  des Quarzes zur Kreiskapazität addieren.

Die Zahlen in den Kreisen bezeichnen die Knotenpunkte im Simulationsmodell "FET844k".

Erwähnt sei noch, dass die Abschlussimpedanz bei Quarzen mit CT-Schnitt für die hier gewählte Bandbreite von 5,5kHz sehr hoch liegen muss. Selbst bei einem Abschlusswiderstand  $R_T$  von 1 M $\Omega$  reduziert sich hier dadurch die Leerlaufgüte von  $Q_U = 200$  auf eine Güte  $Q_{KR} = 164$ . Für eine typische Bandfilterkurve mit leichter Welligkeit muss die **Betriebsgüte  $Q_{KR}$**  des LC-Kreises alleine so hoch sein, dass seine 3db-Bandbreite gleich oder kleiner als die gewünschte Filterbandbreite ist.

Die simulierten Resonanzkurven für verschiedene Werte von  $R_T$  von 1 M $\Omega$  bis 3k $\Omega$  (in 10, 3, 1-Schritten) zeigt **Fig.15**. Bei einer Dämpfung von 1db beträgt die 3-db Bandbreite nur noch ~150Hz. Bei dieser Grenze von 1db kann daher ein Bandbreitenbereich von mehr als 1:30 überstrichen werden.



**Fig. 15**

Filterkurven, berechnet durch die Simulation "FET844k"

Die Indexzahlen von 1 bis 6 beziehen sich auf die Widerstandswerte  $R_T$  von 1 M $\Omega$ , 300k $\Omega$ , 100k $\Omega$ ... bis herab zu 3k $\Omega$ .

**Berechnung der Komponenten für das 2-Pol-Filter**

$Q_{KR}$  ist die Betriebsgüte (d.h., inklusive des Quell- oder Lastwiderstandes) des LC-Abschlusskreises  
 $L_{KR}$  und  $C_{KR}$  sind Induktivität und Kapazität des LC-Abschlusskreises  
 $L_Q$  ist die Quarz-Induktivität

Die normierte Bandbreite **b** ist folgendermaßen definiert (wie beim 3-Pol-Filter):

(7)  $b = \frac{B_{3db} \cdot Q_{kr}}{f_{res}}$       Hieraus lässt sich  $Q_{KR}$  ableiten:  $\Rightarrow Q_{kr} = b \cdot \frac{f_{res}}{B_{3db}}$

Der Koppelfaktor **A** ist nicht direkt aus **b** berechenbar, sondern muss durch Iteration aus der folgenden Gleichung ermittelt werden:

(8)  $b = \sqrt{A} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{2A}} + \sqrt{1 + \left(1 - \frac{1}{2A}\right)^2}$

Die Welligkeit im Durchlassbereich **rp2** (in db) ist als eine Funktion von **A** wie folgt definiert:

(9)  $rp2 = 20 \log \sqrt{\frac{A}{1 - \frac{1}{4A}}}$       ( $A \geq 0.5$ )      Auch hier kann **A** nur durch Iteration gefunden werden.

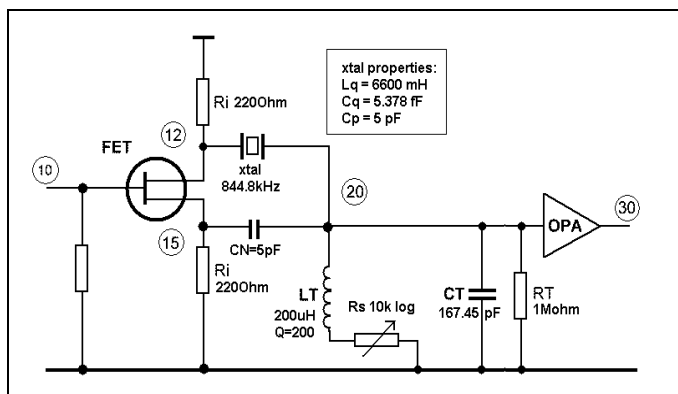
**A** wird ebenfalls durch Gl. (10) definiert:

(10)  $A = \frac{Q_{kr}^2 \cdot L_{kr}}{L_Q}$       Daraus lässt sich  $L_{KR}$  berechnen:  $\Rightarrow L_{kr} = A \cdot \frac{L_Q}{Q_{kr}^2}$

Diese Aufstellung zeigt die Werte für **A** und **b** für verschiedene Welligkeiten:

Passband ripple rp2 (db)	0	0.1	0.25	0.5	1.0	1.5	3.0
Coupling factor A	0.5	0.589	0.655	0.746	0.915	1.088	1.702
Norm. bandwidth b	0.707	0.827	0.910	1.016	1.191	1.351	1.813

Die andere Methode der Bandbreitenregelung, nämlich durch einen variablen Widerstand **Rs** in Serie mit der Induktivität **L<sub>T</sub>** zeigt **Fig.16**. Diese Variante weist eine interessante Eigenschaft auf, die unten erläutert wird.



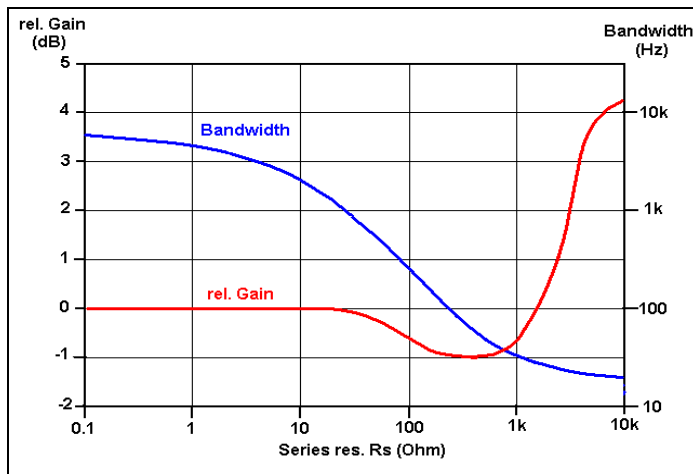
**Fig. 16**

Das modifizierte Filtermodell von **Fig.14**, mit einem variablen Widerstand **Rs** in Serie mit der Induktivität **L<sub>T</sub>**. **RT** hat jetzt einen konstanten Wert von 1 MΩ .

Das Potentiometer **Rs** muss eine hohe Qualität im Bereich unter 20Ω aufweisen, da hier die mit Abstand stärkste Änderung von **QL** und damit der Bandbreite auftritt.

(ARD file "FET844a")

Die resultierenden Resonanzkurven sind bis herab zu etwa 200Hz praktisch identisch mit denen in **Fig.15**. Dann aber erhöht sich die Dämpfung nicht weiter über die 1db hinaus, sondern zeigt einen Umkehrpunkt, ab dem sich die Dämpfung nicht nur verringert, sondern sogar eine relative Verstärkung bis über 4db zeigt. Die minimale Bandbreite verringert sich sogar bis auf 15Hz, der minimalen Bandbreite des 844,8kHz-Quarzes. Bei einer Beibehaltung der 1db-Definition für die maximale Dämpfung kann man damit einen Bandbreitenbereich von über 1:200 erzielen. Das liegt daran, dass hier der variable Widerstand für eine zunehmende Dämpfung **erhöht** wird. Dadurch nimmt der Einfluss des LC-Kreises äußerst schnell ab, und man erhält durch den praktisch reinen Widerstandsabschluss diese extrem schmale Bandbreite. Der Verlauf von Durchlassdämpfung (bzw. relative Verstärkung) und Bandbreite als Funktion des Serienwiderstandes  $R_S$  zeigt **Fig.17**.



**Fig. 17**

Bandbreite (**Bandwidth**) und Dämpfung (**relative Gain**) als Funktion des Serienwiderstandes  $R_S$  im Filtermodell von **Fig.16**.

Oberhalb von ca. 500  $\Omega$  für  $R_S$  verliert der LC-Abschlusskreis sehr schnell an Wirkung, und der Abschluss wird rein resistiv.

Durch den Anstieg des Widerstandes als Abschluss verwandelt sich oberhalb dieser Grenze die Dämpfung sogar in eine relative Verstärkung, und die Bandbreite wird sehr klein.

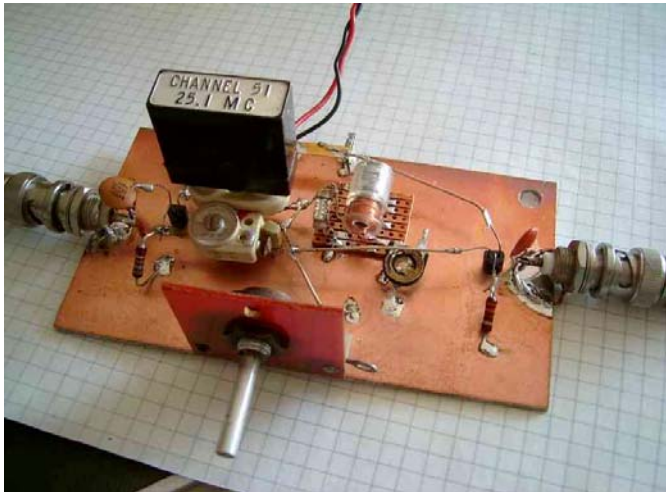
Diese einfache Methode der Bandbreiteneinstellung über einen solch weiten Bereich ist übrigens nur mit dem 2-Pol-Filter möglich. Das liegt daran, dass der Quellwiderstand rein reell ist und sehr niedrig ausgelegt werden kann. Beim 3-Polfilter bilden die beiden LC-Kreise einen Abschluss mit hoher Impedanz. Daher ergibt diese Art der Einstellung eine sehr starke Änderung der Durchlassdämpfung und einen enttäuschend geringen Umfang der Bandbreitenänderung.

Das Prinzip des 2-Pol-Filters und der Bandbreiteneinstellung ist übrigens in vielen ZF-Teilen von Spektrumanalysatoren (z.B. bei Hewlett-Packard und Tektronix) zu finden, natürlich in wesentlich komplexerer Form.

Eine andere Form der Bandbreitenregelung, nämlich durch eine Rückkopplung über das gesamte Filter inklusive der Verstärkerstufen wurde von W. Herzog in seinem Buch [8] vorgeschlagen und theoretisch ausgearbeitet. Leider ist diese Methode wegen der bei den üblichen ZF-Frequenzen kaum einhaltbaren Phasenbedingungen und besonders wegen der sehr großen Amplitudenvariation durch die Rückkopplung nicht praktikabel.

Allerdings gibt es noch eine von mir entwickelte sehr einfache und stabile Methode, die einen großen Bandbreitenbereich durch Rückkopplung einzustellen gestattet, **ohne** dass sich die Amplitude ändert. Die Mittenfrequenz bleibt dabei ebenfalls konstant. Das Verfahren wird unten bei der Beschreibung eigener Experimente mit dem 2-Polfilter noch näher erläutert.

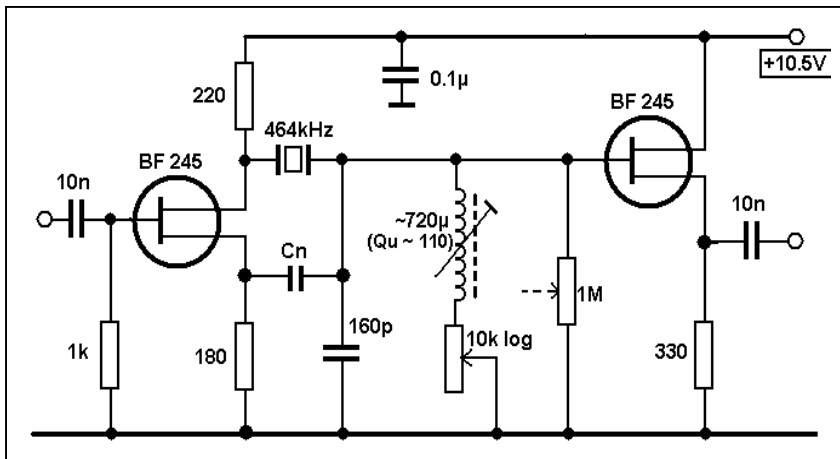
**Experimente mit einem 2-Pol Quarzfilter (464.2kHz)**



Nebenstehendes Bild zeigt den einfachen Filteraufbau mit einem FT-241 Quarz. Um die Berechnungen und Simulationen für beide Methoden zu verifizieren, wurden sowohl ein 1MΩ log (parallel) als auch ein 10kΩ log Poti (in Serie zur Induktivität) eingesetzt.

Die unten gezeigten Durchlasskurven entstanden mit dem Serienpoti von 10kΩ.

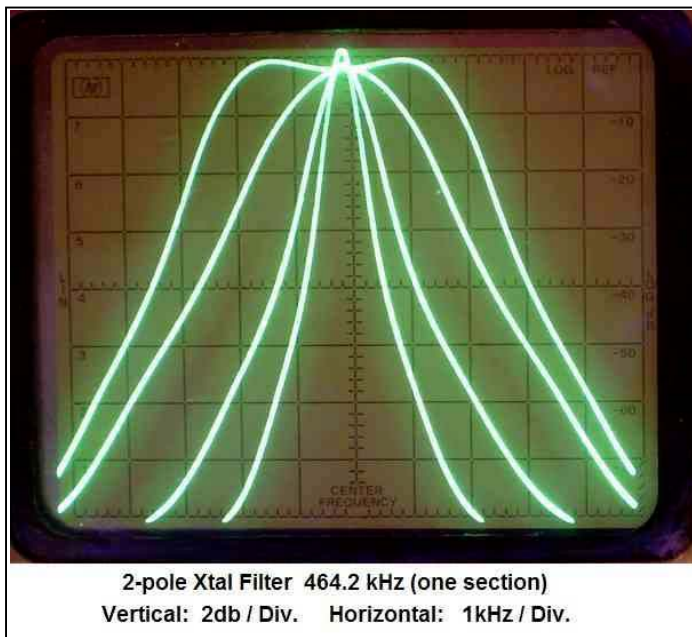
Der Experimentier-Aufbau mit einem FT-241 "Channel" Quarz, 464,2kHz Serienresonanz



Das zugehörige Schaltbild.

Die Induktivität von ca. 720μH (aus einem alten ZF-Filter) legt die Grundbandbreite von 4,7kHz fest.

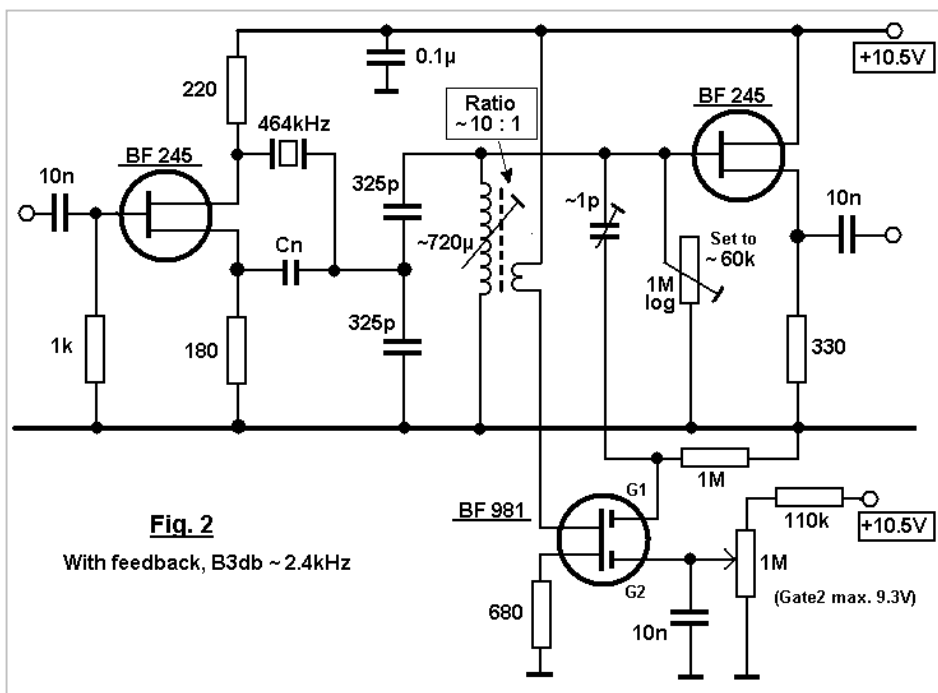
Die beiden Potis mit 1MΩ und 10kΩ (beide logarithmisch) dienen der Einstellung der Bandbreite.



Das hier gezeigte Bild der Durchlasskurven wurde mit dem Serienpotentiometer von 10kΩ log erzeugt. Es bestätigt die leichte Zunahme der Amplitude bei schmaler Bandbreite, wie im Diagramm Fig.17 dargestellt.

### Experimente mit fester und variabler Entdämpfung des LC-Kreises

Die weiteren Untersuchungen sollten klären, ob sich mit dem vorhandenen LC-Kreis des Experimentalaufbaus auch eine Rechteckkurve mit einer SSB-Bandbreite von nur ca. 2,4 kHz realisieren lässt. Rein rechnerisch muss für eine Halbierung der Bandbreite die Induktivität statt  $720\mu\text{H}$  nur ein Viertel, also rund  $180\mu\text{H}$  betragen. Dafür wurde der Quarz einfach über einen kapazitiven Spannungsteiler von  $2 \times 325\text{pF}$  an den Schwingkreis angeschlossen. Weiterhin ist auch eine Güte von  $>210$  erforderlich, um eine rechteckige Kurve zu erhalten. Das erfordert eine Entdämpfung des Kreises ( $Q \sim 110$ ) nach dem Q-Multiplier-Prinzip. Die Schaltung wurde daher um einen zusätzlichen Dual-Gate-MOSFET BF981 und der entsprechenden Rückkopplungswindung und -Kapazität erweitert. Der BF981 ist in seiner Verstärkung über die Gate2-Spannung einstellbar. Eine nähere Beschreibung der unten gezeigten Gesamtschaltung ist auch in [10] zu finden.



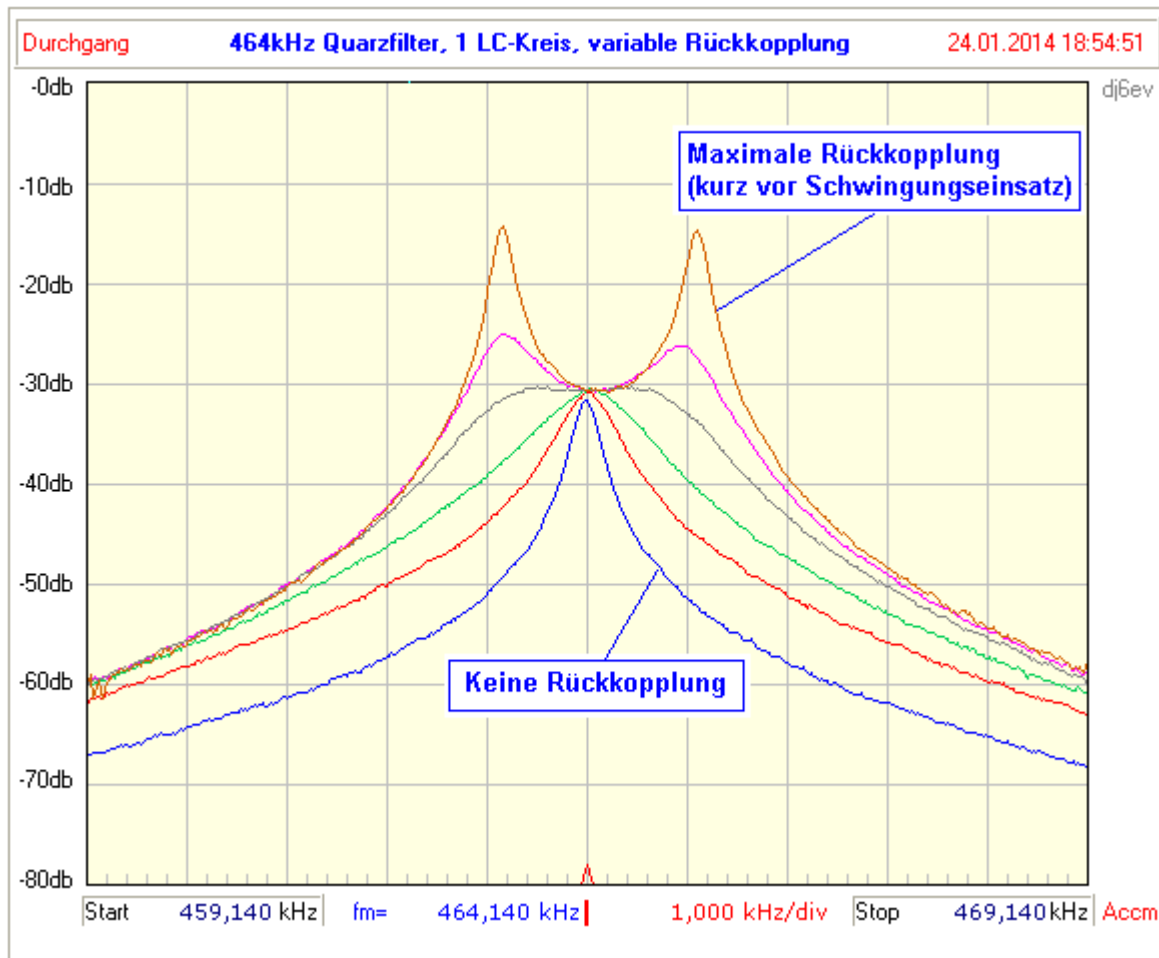
Es stellte sich heraus, dass sich tatsächlich die gewünschten Kurvenformen einstellen ließen. Interessant ist, dass die Regelung mit dem  $10\text{k}\Omega$  Serien-Poti nicht mehr möglich war. Schon bei kleinster Änderung ging die Bandbreite auf das Minimum zurück. Hier kommt also nur die Bandbreiteneinstellung mit dem hochohmigen Parallelwiderstand infrage.

Die nächste Frage war natürlich, ob sich die **Bandbreite** nicht auch bei fest eingestellter Dämpfung durch den Parallelwiderstand nur **durch die Veränderung der Rückkopplung** einstellen lässt. Um es kurz zu machen:

Das funktioniert – man kann tatsächlich die **Bandbreite mit einer variablen Entdämpfung** des LC-Abschlusskreises (durch Änderung der Gleichspannung am Gate2 des BF981) stufenlos einstellen !

Das Faszinierende dabei ist, dass sich die Amplitude **nicht** ändert – ganz im Gegensatz zum normalen Q-Multiplier. Weiterhin ist bemerkenswert, dass sich bei stärkster Entdämpfung nicht etwa die schmalste Bandbreite einstellt, sondern die maximale, durch die Kreisinduktivität bestimmte Bandbreite. Jede weitere Erhöhung der Rückkopplung erzeugt dann nur noch ein Anwachsen der beiden Kurvenhöcker bei konstanter 3db-Bandbreite, bis es dann zum Schwingungseinsatz bei einer der Höckerfrequenzen kommt.

Die mit diesem Experimentalaufbau erzeugten Kurven für verschiedene Grade der Rückkopplung sind auf dem folgenden Bild dargestellt. Das Bild zeigt auch die oben erwähnten starken Höcker bei extremer, aber noch stabiler Entdämpfung des LC-Kreises. Die Messungen erfolgten mit dem skalaren Netzwerk-Analysator NWT, wobei dessen Generatoramplitude von +4,5dbm mit einem 20db-Abschwächer reduziert wurde.



Wie man sehr schön sehen kann, bleibt die Amplitude in der Filtermitte bei allen Einstellungen konstant.

[Diese Methode der Bandbreitenregelung durch eine stufenlos einstellbare Rückkopplung \(oder besser Entdämpfung des LC-Kreises\) wurde meines Wissens bisher nirgends in der einschlägigen Literatur erwähnt.](#)

Die praktische Anwendung der hier beschriebenen klassischen Quarzfilter ist durch ihre Abhängigkeit von der Güte der LC-Abschlusskreise auf einen Frequenzbereich von maximal 1,5 MHz beschränkt. Sie wurden ab 1960 mehr und mehr durch die wesentlich besseren mechanischen Filter im ZF-Bereich von ca. 200 bis 600kHz ersetzt. Den Abschluss und Höhepunkt der Entwicklung in Form des Doppelquarzfilters mit Bandbreitenwahl durch variable Kopplung stellt das im Anhang-1 vorgestellte Telefunken-ZF-Filter bei 525kHz dar.