

Low Noise VHF Crystal Oscillators

Gerhard Hoffmann, DK4XP
Lerchenweg 12
D-89160 Dornstadt (bei Ulm)
gerhard@hoffmann-hochfrequenz.de

This is the first of two articles on crystal oscillator design that appeared in DUBUS 1/2001. It was reprinted in DUBUS technics book 6. All articles in DUBUS are in English and German. Please excuse the wierd formatting. It is just the content that was the input to the layout / typesetting phase for print publication. More on DUBUS is on www.dubus.org .

Dies ist der erste von zwei Artikeln über den Entwurf von Quarzoszillatoren, der in DUBUS 1/2001 und im Dubus-Technik-Buch 6 erschienen ist. Alle Artikel in Dubus sind zweisprachig englisch / deutsch. Die Formatierung dieser Datei ist leider etwas unübersichtlich weil sie vom Rohtext vor der redaktionellen Bearbeitung abstammt.

Der **ARRL Radio Designer** ist eine abgemagerte Version von SuperCompact, einem Simulator von Compact Software (jetzt bei Ansoft), die von der ARRL für wenig Geld (ca \$150 ohne Gewähr) unter die funkende Bevölkerung gebracht wurde.*(mittlerweile nicht mehr erhältlich)*. Die Einschränkungen sind hauptsächlich folgende:

1. Es können nur lineare Schaltungen simuliert werden
2. Es gibt keine gekoppelten Leitungen
3. Es gibt keine Schaltplaneingabe, nur Text.

Dennoch kann man vieles simulieren und optimieren, was sich mit R, L, C, Trafos, Leitungsstücken, OpAmps, s-Parametern und ähnlichem darstellen läßt. Beispiele sind Verstärker, Filter, Rauschminimierung oder Anpass-Schaltungen.

The ARRL Radio designer is a stripped down Version of SuperCompact, a simulator by Compact Software / Ansoft that is *(was!)* available from ARRL at low cost. It has the following limitations:

1. It can simulate only linear circuits.
2. There are no coupled lines.
3. There is only text input, no circuit diagrams.

Nevertheless it is possible to simulate and optimize a lot of things that can be constructed from R, L, C, transformers, lines, OpAmps, s-parameters and so on.

1. Oszillator-Grundlagen

Man unterscheidet im wesentlichen zwei Arten von Oszillatoren: 2-Pol- und 4-Pol-Oszillatoren. Die Unterscheidung ist eher intuitiv als zwingend; mit einigen geistigen Verrenkungen kann man jeden Oszillator in beide Gruppen zwängen; man erlangt dann aber kaum Einsichten für den Entwurf.

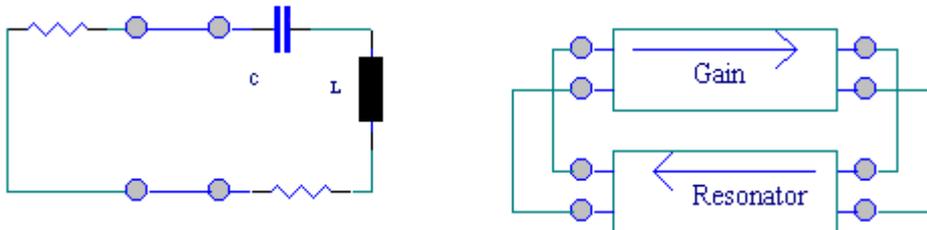


fig1

Bei Zweipol-Oszillatoren wird ein negativer Widerstand erzeugt, der den Verlustwiderstand eines Schwingkreises ausgleicht. Vertreter dieser Gattung sind Oszillatoren mit Tunneldioden, schwingende parametrische Verstärker oder Frequenzvervielfacher mit gepumpten Varicaps, Gunn-Elemente und normale Transistoren in einer Schaltung, die häufig für VCOs im GHz-Gebiet benutzt wird. Diese Schaltung wird oft unfreiwillig aufgebaut: der stets schwingfreudige Emitterfolger. Wir werden Zweipol-Oszillatoren hier bis auf die Erklärung einer wilden Schwingneigung beim Butler-Oszillator ignorieren.

Beim Vierpol-Oszillator durchläuft ein Signal immer abwechselnd einen Resonator und einen Verstärker, der die Verluste des Resonators ersetzt. Da im eingeschwungenen Zustand die Amplitude konstant bleibt, muß die Gesamtverstärkung für eine Rundreise des Signals genau 1.0 sein. Weiterhin muß die Phasenverschiebung des Signals für eine Rundreise genau 0° sein, weil sonst die Frequenz wegelaufen würde.

Wenn der Oszillator gerade eingeschaltet wird, muß die Verstärkung größer als 1.0 sein. Das vorhandene Rauschen, so klein es auch sein mag, wird dann bei jedem Schleifendurchlauf im Resonator selektiert und im Verstärker kräftiger. Nach einiger Zeit sind die Grenzen des Wachstums erreicht und der Verstärker geht in die Sättigung; dann nimmt die Verstärkung als Quotient von Ausgangs- zu Eingangsleistung ab, und es stellt sich von selbst ein Gleichgewicht ein; der Oszillator nähert sich dem eingeschwungenem Zustand. Wenn der Verstärkungsüberschuß beim Einschalten nur gering und die Resonatorgüte groß ist, kann der Einschaltvorgang durchaus einige 100 ms dauern.

Bei einem guten Oszillator ändern sich die Betriebsbedingungen zwischen dem Anschwingvorgang und dem stetigen Betrieb kaum. Das muß so sein, weil sonst die aktiven Bauelemente einen wesentlichen Einfluß auf die Stabilität des Ausgangssignals haben. Der einzige Unterschied darf eine leichte Verstärkungskompression sein. Das erlaubt es aber, die grundlegende Funktion dieser grundsätzlich nichtlinearen Baugruppe auch mit einem rein linearen Simulator auszuloten.

Um festzustellen, ob eine Schaltung schwingen kann, schneidet man sie am einfachsten an einer günstigen Stelle auf. Beim Zweipol-Oszillator muß man dann zwischen den Klemmen A und B eine Impedanz von 0 oder besser einen kleinen negativen Widerstand messen können.

Beim Vierpol-Oszillator muß man zwischen den Input- und Outputklemmen eine Verstärkung von etwas mehr als 1.0 und eine Phasenverschiebung von 0° messen oder errechnen. In der Praxis wird man bei der Verstärkung noch einen kleinen Zuschlag machen, damit der Oszillator unter allen Betriebsbedingungen sicher anschwingt. Das Auftreten bewährt sich auch bei unwilligen Oszillatoren im Labor. Wenn der Oszillator einfach garnichts tut, hat man kaum Angriffspunkte zum Messen. Viel mehr als die Arbeitspunkte kann man nicht überprüfen. Nach dem Aufschneiden und Einspeisen eines Signals aus dem Meßsender hingegen kann man leicht verfolgen, wo sich das Problem befindet.

1. Oscillator Basics

We distinguish 2-Pole and 4-Pole oscillators. This distinction is somewhat artificial because one could press any oscillator into both groups, but that would not help to explain them.

In 2 pole oscillators a negative resistance is generated that compensates the losses of a resonant circuit. Typical examples are tunnel diode oscillators, oscillating parametric amplifiers, varactor frequency multipliers and emitter followers gone wild.

In a 4 pole oscillator a signal circles around a resonator and an amplifier that makes up for the resonator's losses. Since the output amplitude stays constant, the gain for a round trip must be 1.0. The phase shift for a round trip must be 0° since otherwise the frequency would run away.

This does not hold true when the oscillator is just being switched on. The round trip gain then must be greater than 1.0. The noise that happens to be there is filtered in the resonant circuit and amplified in the amplifier for every round trip. After some time the limits of growth are reached and the amplifier saturates. Finally, an equilibrium is achieved and the amplitude stays constant. This can easily take some 100 ms for an RF oscillator.

In a good oscillator, the operating conditions must not change much between the power-on phase and the equilibrium state; otherwise, the amplifier would have a strong influence on the output signal. That makes it possible to analyze this basically nonlinear circuit with a linear-only simulator.

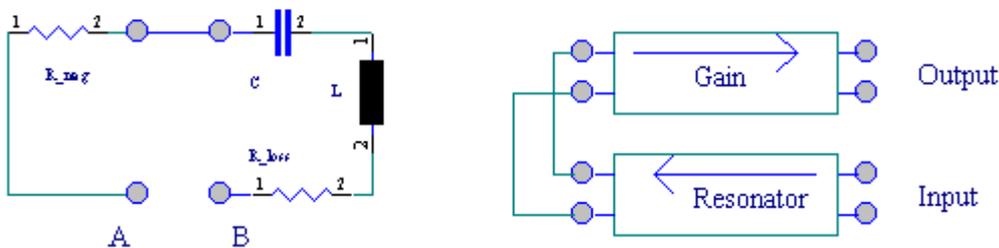


fig 2

In order to decide if a circuit can oscillate we cut it apart in a suitable location. In the 2 pole oscillator, we must measure an impedance of 0 between A and B, or even better, a small negative resistance.

In a 4 pole oscillator, there must be a gain of slightly more than 1.0 between the input and output port and a phase shift of 0° . Cutting the loop helps with uncooperative oscillators in the lab, too. If an oscillator decides not to oscillate, about all you can do is to check the dc operating point, but after cutting the loop and feeding in a signal you can easily see where the signal is lost.

Examples for cutting oscillator loops / Beispiele für das Aufschneiden von Oszillatoren:

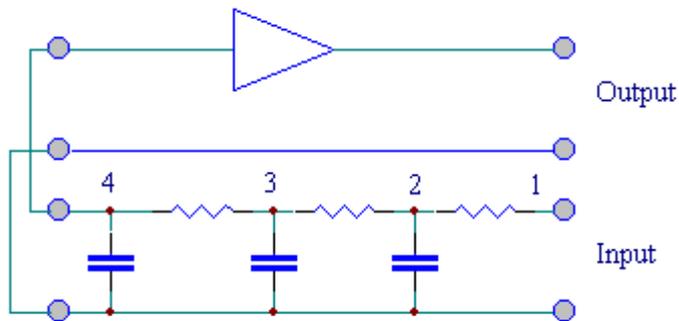


fig 3

Die Schaltung in Abb. 3 ist ein RC-Phasenschieber-Oszillator. Sie enthält nichts, was eine richtige Resonanz hat. Aber alles, was zum Schwingen notwendig ist, ist eine Verstärkung von 1 von Input nach Output, und daß bei der Verstärkung 1.0 die 0°-Linie des Phasengangs gerade geschnitten wird.. Mit steigender Frequenz nimmt die Phasenverschiebung des RC-Tiefpasses zu und erreicht laut Lehrbuch, z.B. [Holbrook] , bei $\sqrt{6} / (2 * \pi * R * C)$ Hertz genau 180°, wenn alle Widerstände und Kondensatoren gleich sind. Die Ausgangsamplitude des Tiefpasses ist bei dieser Frequenz auf 1/29 abgesunken. Damit die Schaltung schwingen kann, muß der Verstärker 29-fache Spannungsverstärkung und weitere 180° Phasenverschiebung haben. Das ist mit einem Transistor in Emitterschaltung leicht zu erreichen. Für Werte von 10 kOhm für R und 10 nF für C müßten die 180° bei $\sqrt{6} / (2 * \pi * 10000 * 10e-9) = 3.9$ KHz erreicht sein.

The circuit in fig.3 is a RC phase shift oscillator. It has nothing that looks like a resonance, but everything that is needed for oscillation is that the gain from input to output is 1.0 and that the phase shift is 0° when the gain is 1. When we increase the frequency from dc , then the phase shift of the RC ladder will reach 180° at $\sqrt{6} / (2 * \pi * R * C)$ Hertz if all Rs and Cs are equal. The voltage gain of the RC ladder is 1/29 at this frequency. To make the circuit oscillate, we need an inverting amplifier with a voltage gain of 29. This can be easily done with a single common emitter stage. 10KOhm / 10nF yield a 3.9 KHz output frequency.

```

* 180 ° phase shifter network
blk
  res 1 2 r=10000
  res 2 3 r=10000
  res 3 4 r=10000
  cap 2 0 c=10nF
  cap 3 0 c=10nF
  cap 4 0 c=10nF
  pshift: 2por 1 4
end

freq
  estp 10Hz 10kHz 500
end

```

17-AUG-100 COMPACT SOFTWARE - ARRL Radio Designer 1.5 00:52:15
 File: d:\hard\ploxo\ard\pshift.ckt
 Phase Shift Oscillator

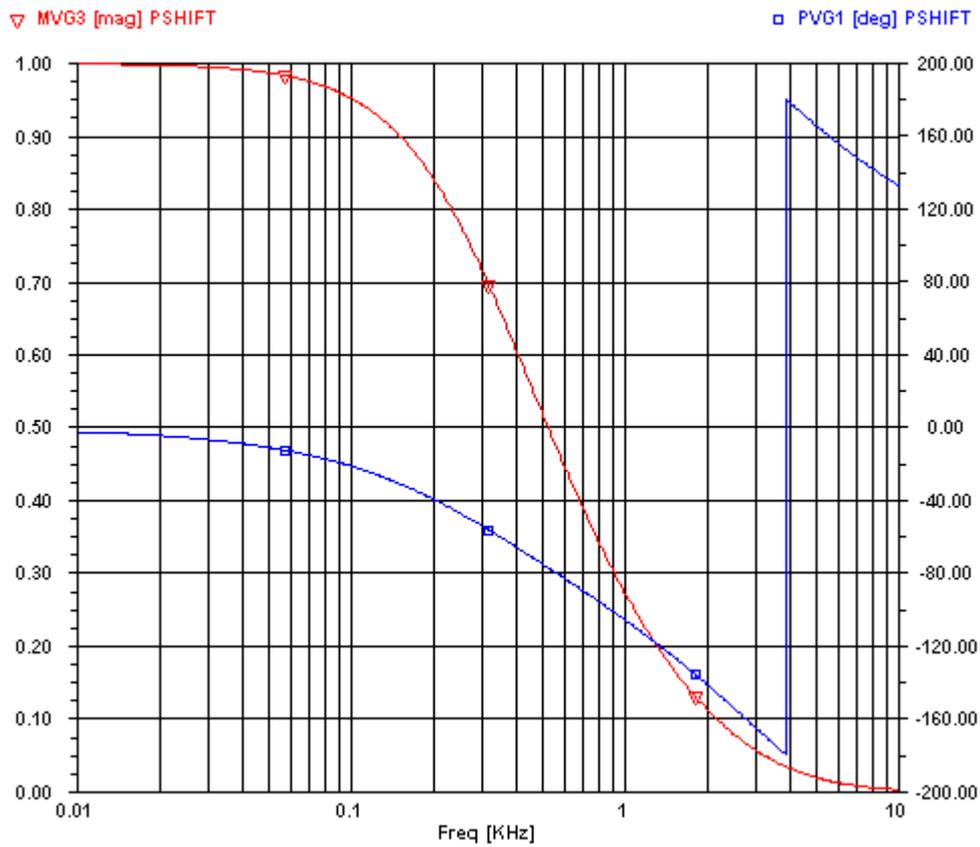


fig 4

Wenn wir den Platz hätten, könnten wir das gleiche beim Wienbrücken-Oszillator tun. Er schwingt bei $f = 1 / (2 * \pi * R * C)$. Der Bandpass hat bei dieser Frequenz eine Verstärkung von $1/3$ und 0° Phasendrehung. Man braucht deshalb einen nichtinvertierenden Verstärker mit 3-facher Spannungsverstärkung.

Nachdem wir Verfahren und Werkzeug mit leicht überprüfbaren NF-Schaltungen verifiziert haben, wenden wir uns jetzt dem Quarzoszillator zu.

If we had more space, we could do the same for a Wien bridge oscillator. The RC bandpass has a gain of $1/3$ and 0° phase shift at $f = 1 / (2 * \pi * R * C)$. Therefore we need a noninverting Amplifier with a gain of 3.0 to make it oscillate.

Now that we have verified the method and the tool we turn to the crystal oscillator.

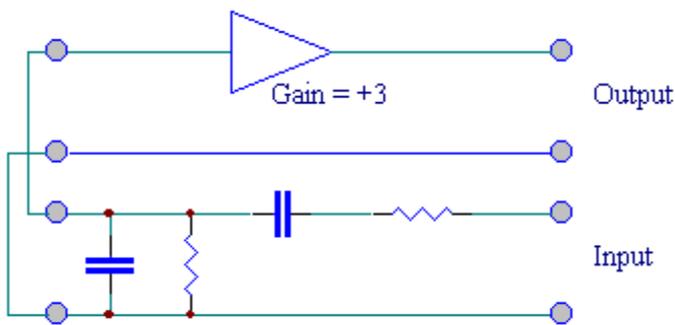


fig 5. Wien bridge oscillator

2. Schwingkreisgüte / Resonator Q

Abgesehen von der Frequenz ist der wichtigste Parameter des Resonators seine Güte. Man unterscheidet Leerlaufgüte und Arbeitsgüte. Die Leerlaufgüte ist das Q des Schwingkreises oder der Stripline ganz für sich alleine; die Arbeitsgüte entsteht daraus, indem man die Belastung durch den Rest der Schaltung mitberücksichtigt. Prinzipiell kann man die Leerlaufgüte nur angenähert messen, weil jede Meßschaltung den Resonator natürlich auch etwas dämpft.

Die Güte eines Schwingkreises bei seiner Resonanzfrequenz ist definiert als Verhältnis von Resonanzfrequenz zu 3dB-Bandbreite. Beispiel: Resonanzfrequenz sei 120 MHz, die 3dB-Bandbreite 12 KHz. Daraus ergibt sich die Schwingkreisgüte zu 10000.

Ein Serienschwingkreis verhält sich unterhalb seiner Resonanzfrequenz wie ein Kondensator und oberhalb der Resonanz wie eine Spule. Man kann sich das an einem Beispiel klarmachen: Wir schalten einen 1000 pF-Kondensator und eine 1uH-Spule in Serie. Diese Kombination hat eine Resonanzfrequenz von 159 KHz. Bei 50 Hz ist die Spule so gut wie nicht vorhanden. Nur der 1000 pF-Kondensator bestimmt den Stromfluß. Umgekehrt ist bei 50 MHz die Spule hochohmig und bestimmt die Gesamtimpedanz. Der wesentliche Teil des Umkippens von induktivem zu kapazitivem Verhalten findet in der Nähe der Resonanzfrequenz statt und zwar um so deutlicher, je besser das Q des Kreises ist.

Eine alternative, gleichwertige Definition der Schwingkreisgüte ist.

$$Q = (\pi * \text{Resonanzfrequenz} / 360) * \text{Phasenänderung} / \text{Frequenzänderung}$$

wobei die Phase in Grad anzugeben ist.

Beispiel: Resonanzfrequenz 120 MHz,
 Phasenänderung 90°,
 Frequenzänderung +- 6 KHz

$$Q = (3.14 * 120E6 / 360) * 90 / 12e3 = 7850.$$

Dieses Resultat ist für den gleichen Schwingkreis wie oben; das schlechtere Ergebnis erklärt sich daraus, daß wir der Einfachheit halber die Differenzen der beiden 3 dB-Punkte genommen haben. Dort ist die Kurve der Phasenänderung als Funktion der Frequenz schon etwas flacher, so daß wir nicht nur die steile Schokoladenstelle direkt auf der Resonanzfrequenz berücksichtigen. Wenn wir 120MHz +- 1KHz genommen hätten, wäre das Ergebnis näher bei 10000 gewesen.

Bei Schwingkreisen und vielen einfachen Filtern / Verstärkern („Mindestphasennetzwerke“) ist die Phasenverschiebung an den -3dB-Punkten immer +/- 45 °. Das Verhältnis von Phasenänderung zu Frequenzänderung ist übrigens die Definition der Gruppenlaufzeit. Wir merken uns, daß die Güte bei den Frequenzen am besten ist, bei denen die Gruppenlaufzeit maximal wird. Die Gruppenlaufzeit läßt sich leicht mit einem Vektor-Networkanalyzer messen.

Apart from the frequency, the most important resonator parameter is its Q. We distinguish unloaded and loaded/operating Q. The unloaded Q is the Q of the resonant circuit itself; the loaded Q includes the influence of the circuits environment. The Q of a resonant circuit at its resonant frequency is defined as the ratio of resonant frequency and 3 dB bandwidth. Example:

Let resonant frequency = 120 MHz and 3 dB bandwidth=12 KHz, then Q is 10000.

An alternative definition of Q is

$$Q = (\pi * \text{resonant frequency} / 360) * \text{phase_difference} / \text{frequency_difference}$$

where phase is given in degrees. Example: resonant frequency 120 MHz, phase difference 90°, frequency difference +6 KHz.

$$Q = (3.14 * 120E6 / 360) * 90 / 12E3 = 7850.$$

This result is for the same resonator as above; it is somewhat less favorable because we took the differences of the -3dB points for sake of simplicity where the phase slope is not as steep as at the sweet spot at the center frequency.

For LC-resonators and many simple filters/amplifiers, the phase shift at the -3 dB points is always +45° (minimum phase networks). The quotient of phase difference and frequency difference is the definition of group delay. We note that Q is best at frequencies where the group delay is a maximum. Group delay can easily be measured with a vector network analyzer.

3. Der Quarz / The Crystal

Der piezoelektrische Effekt eines Quarzes läßt sich elektrisch als Serienresonanzkreis sehr hoher Güte darstellen. Der Gütefaktor kann bei niedrigen Frequenzen und sauberer Verarbeitung Werte von mehreren Millionen erreichen. Es gibt eine Obergrenze für das Produkt aus Frequenz und Güte von $16 \cdot 10^6$ für AT-Grundwellenquarze; Obertonquarze sind etwas besser. [Rohde, Seite 250]

Jeder Quarz hat mehrere Resonanzen. Er läßt sich auf der Grundwelle und auf ungeraden Vielfachen der Grundwelle erregen. Je höher der Oberton ist, um so genauer muß der Oszillator entworfen werden, damit er überhaupt auf der gewünschten Oberwelle schwingt. Ohne zusätzliche Schwingkreise zur Auswahl des Obertons kann man normalerweise nur die Grundwelle benutzen. Die Frequenz der Obertöne ist nicht genau ein ganzzahliges Vielfaches der Grundwelle, weil die mechanische Resonanz dann mehrere $\lambda/4$ -Stücke in Reihe enthält, von denen nur die äußeren durch die Metallisierung und den Kontakt zur Luft etwas verstimmt werden. Auf der Grundwelle macht sich die Verstimmung dann anteilig stärker bemerkbar.

Das ist auch der Grund dafür, daß sich Quarze im Oberton viel weniger ziehen lassen als auf der Grundfrequenz. Die inneren $\lambda/4$ -Resonanzen sind von den externen Ziehbauteilen weitgehend entkoppelt. Die prozentuale Ziehbarkeit nimmt etwa mit dem Quadrat des Obertons ab. Wenn man einen gezogenen Quarz als VFO benutzen will, ist man mit Grundwellenbetrieb und nachgeschaltetem Frequenzvervielfacher wesentlich besser bedient als wenn man den Quarz gleich mechanisch auf der Endfrequenz schwingen läßt.

Zusätzlich zu den Obertönen haben praktische Quarze meist noch eine oder weitere Serienresonanzen einige KHz oberhalb der Hauptresonanz und deren Oberwellen. Diese Resonanzen sind schwächer ausgeprägt, können aber je nach Abstimmung des Oszillators stören. Sehr gute Quarze mit SC-Schnitt besitzen noch eine zusätzliche Resonanz etwa 10% oberhalb der Nennfrequenz., die von der Oszillatorschaltung unterdrückt werden muß. Solche Quarze werden für den freien Markt aber anscheinend nur sehr ungern gefertigt. Ich habe den Eindruck, daß sich die Hersteller nicht selber den Markt für Präzisionsoszillatoren zerstören wollen.

Beim Quarz macht sich nicht nur der Piezo-Effekt elektrisch bemerkbar, sondern das Dielektrikum zwischen den beiden Elektroden wirkt auch als normaler Kondensator, der zwischen den beiden äußeren Anschlüssen liegt. Ein typischer Wert ist etwa 5 pF. Das übliche Formelzeichen für diesen Kondensator ist C0. Weiterhin haben die beiden Elektroden noch eine Kapazität zum Gehäuse in der Größenordnung von 0.7 pF. Die üblichen Formelzeichen sind Ch1 und Ch2.

Damit ergibt sich etwa folgendes Ersatzschaltbild für den Quarz: (Bild 6)

The piezoelectric effect of a crystal can be represented as a series resonant circuit of very high Q. This Q can reach several millions for good processing and low frequencies. There is a limit for the product of frequency and Q of about 16E6 for AT fundamental crystals; overtone crystal are somewhat better. [Rohde, page 250]

Every crystal has several resonances; it works on a fundamental frequency and the odd overtones of the fundamental. The higher the order of the overtone, the more careful the oscillator must be designed. Without additional LC-Resonators to select the overtone usually only the fundamental can be used. The exact frequency of an overtone is a little bit higher than the integer multiple of the fundamental because there are several mechanical $\lambda/4$ in series and only the outer $\lambda/4$ s are detuned to lower frequencies by metallisation and contact to air. The pulling range of a crystal reduces with the square of the overtone. Therefore, a fundamental oscillator plus frequency multiplier makes a better crystal controlled VFO than the same crystal operated directly at the overtone.

Real crystals have additional series resonances a few KHz above the main resonance and its overtones. These are weaker but may get in the way. Extra quality SC cut crystals have an additional resonance abt. 10% higher than the nominal frequency that must be suppressed by the oscillator circuit. SC cut crystals are hard to get.

The piezo effect is not the only electrical property of a crystal; it behaves as a normal capacitor, too, because it consists of two metal plates filled with some dielectric. A typical value for this is about 3-5 pF. There are two additional capacitances from the plates to the metal case of abt. 0.7 pF each. The formula symbols for these are C0, CH1 and CH2.

We get this equivalent circuit for the crystal:

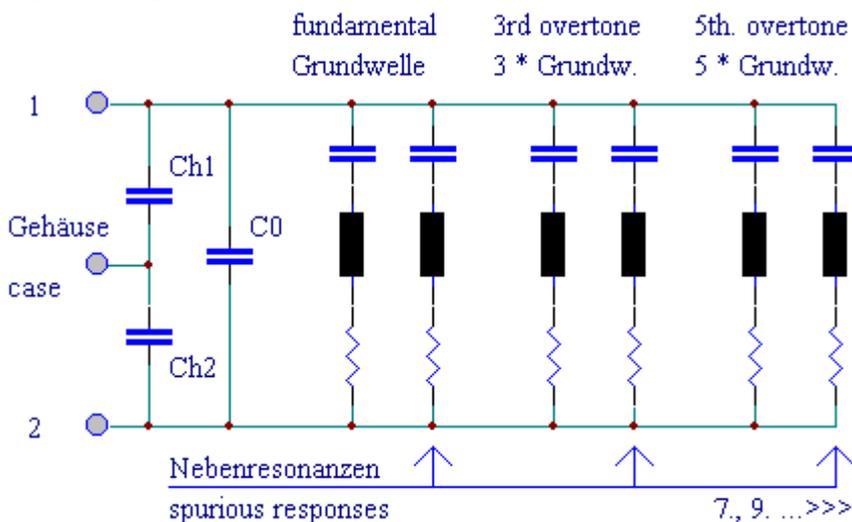


fig 6

Die Parallelresonanz ist eigentlich keine Eigenschaft des Quarzes selber. Im Frequenzgebiet kurz oberhalb der Serienresonanz verhält sich der Quarz wie eine frequenzabhängige Induktivität. Sie ergänzt sich mit der Halterkapazität und möglicherweise externen Kondensatoren zu einem Parallelschwingkreis mit einer Frequenz, die typischerweise einige KHz oberhalb der Serienresonanz liegt.

Umfassende Informationen zu Quarzen und Oszillatoren bietet [NEUBIG], Burchard beschrieb das Messen der Quarzparameter in [Burchard].

The parallel resonance is not a characteristic of the piezoelectric effect proper; it is the result of the series resonance, the holder capacitance and possibly external capacitors. Just above the series resonance, the crystal behaves as a frequency dependent inductor. This is completed with the holder capacity and potentially external capacitors to a parallel circuit that usually resonates a few KHz above the series frequency.

Wir simulieren jetzt das Verhalten eines 120 MHz-Quarzes mit typischen Werten., wobei wir uns vorläufig auf die Serienresonanz des 5. Obertons beschränken.

Jede Schaltung im ARD besteht aus Blöcken, die miteinander kombiniert oder geschachtelt werden können. Jeder Block der Schaltungsbeschreibung wird von `blk` `end` umschlossen. Es ist wichtig, die Blöcke nicht zu groß zu wählen, damit sie übersichtlich bleiben und man sie recyceln kann. Im Schaltbild jedes Blockes nummeriert man zunächst alle Knoten, d.h. alles, was man mit EINEM Draht miteinander verbinden kann. Masse ist immer der Knoten 0. Dann zählt man alle Bauteile auf und gibt die Knotennummern an, die sie verbinden sowie die Bauteil-Werte. In der Zeile vor dem `end` gibt man dem Block einen Namen, sagt, wieviele Anschlußports der Block hat und welche Knoten die Anschlüsse sind.

Der erste Block in unserer Simulation ist das eigentliche Modell; der zweite Block ist die Meßschaltung. Sie besteht nur aus einem Generator an Port 1 und einem Voltmeter an Port 2. Die Impedanzen von Generator und Voltmeter werden beim ARRL Radio Designer nicht in der Schaltung, sondern bei der Ergebnisausgabe spezifiziert weil man die Schaltung nicht komplett neu berechnen muß, wenn man nur die äußeren Abschlüsse ändert. Für den ersten Versuch sind Generator und Voltmeter auf 200 Ohm eingestellt. Wir untersuchen den Frequenzbereich 120 MHz +/- 20 KHz und lassen das Verhalten alle 500 Hz berechnen. Wir erwarten auf der Resonanzfrequenz minimale Dämpfung weil der Serienkreis dort Generator und Voltmeter direkt miteinander verbindet. Nur die 55 Ohm Verlustwiderstand sind im Weg.

Am Ergebnisplot sehen wir, daß die 3dB-Bandbreite etwa 15 KHz beträgt. Die Arbeitsgüte ist deshalb $120\text{MHz} / 15\text{KHz} = 8000$. Die Durchgangsdämpfung ist nur etwa 1 dB. In einem 200-Ohm-System sind die 55 Ohm Verlustwiderstand eben recht wenig. Auf der Resonanzfrequenz ist die Phase 0° , wie wir es von einem reinen Widerstand erwarten können.

Now we simulate the behaviour of a typical 120 MHz crystal working at the 5th overtone. Every circuit description in ARD consists of blocks that can be combined to form bigger blocks. Every block is delimited by the **blk** and **end** keywords. In the circuit diagram, we first assign numbers to the nodes. A node is everything that can be connected with a single wire. Ground is always node 0. Then all parts are enumerated, the nodes they are connected to are given and finally the required electrical values are mentioned. In the line before the **end** the block is assigned a name under which it can be called up later, then the number of nodes that connect to the outside world and those nodes themselves are declared.

The first block in our simulation is the crystal proper; the second block is the test circuit. The test circuit consists only of a signal generator on port 1 and a voltmeter on port 2. The impedance of both the generator and the voltmeter are not given in the circuit description but

in the output menu because the whole circuit doesn't have to be recomputed just because the external terminations are changed. (on the other hand this is a drawback, because the circuit file and the resulting pictures are not a complete set of documentation without additional notes.)

For the first try, we set both the generator and the load impedance to 200 Ohms. We check the frequency range 120 MHz +/- 20 KHz in 500 Hz steps. We expect minimum attenuation on 120 MHz because at series resonance, the circuit degenerates to a simple 55 Ohm resistor between generator and voltmeter.

On the result plot, we see that the 3 dB bandwidth is abt. 15 KHz. The operating Q is therefore 120 MHz / 15 KHz = 8000. In this 200 Ohm system, the attenuation of the 55 Ohm loss resistor is just 1 dB. The phase shift at the resonant frequency is 0° as should be expected by a pure resistance.

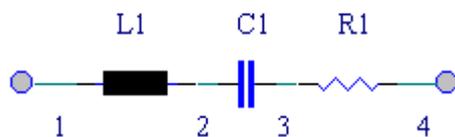


fig. 7

* quartz 120 MHz

```
blk ; typical values given by Rhea:
  ind 1 2 L=3.742656mH ; Lm = 1 / ((2 pi fs)**2 * Cm)
  cap 2 3 c=0.47ff ; Cm = 0.0004 * C0 / overtone**2
  res 3 4 r=55 ; Rm = 35/55/90/150 for 3/5/7/9th
 ; fundamental.: 400@1MHz .. 20 Ohm@20MHz
```

```
quarz: 1por 1 4
end
```

```
blk ; simple resonator
  quarz 1 2
  simple: 2por 1 2
end
```

```
freq
  step 119980khz 120020khz 500
end
```

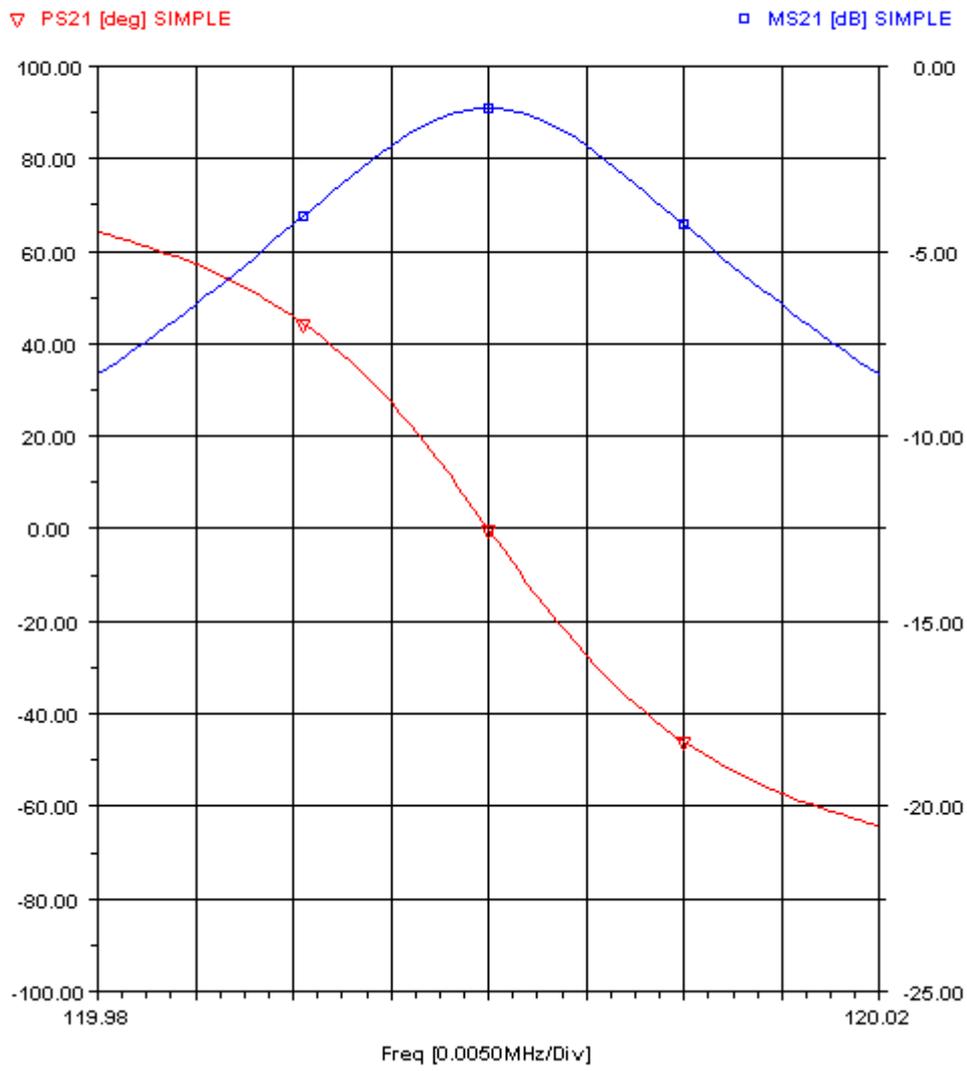


fig 8: source and load impedance = 200 Ohm

Wir senken jetzt die Impedanz von Generator und Voltmeter auf 50 Ohm. Die Durchgangsdämpfung steigt auf ca. 3.5 dB weil die 55 Ohm Verlustwiderstand jetzt schon einen spürbaren Spannungsteiler-Effekt hervorrufen. Die Durchlaßkurve wird dafür spitzer und das Umschlagen der Phase steiler.

Now we lower the generator and voltmeter impedances to 50 Ohms. The attenuation rises to abt. 3.5 dB because the 55 Ohms loss resistance now produces a marked voltage divider effect. The pass band is narrower and the phase slope is steeper.

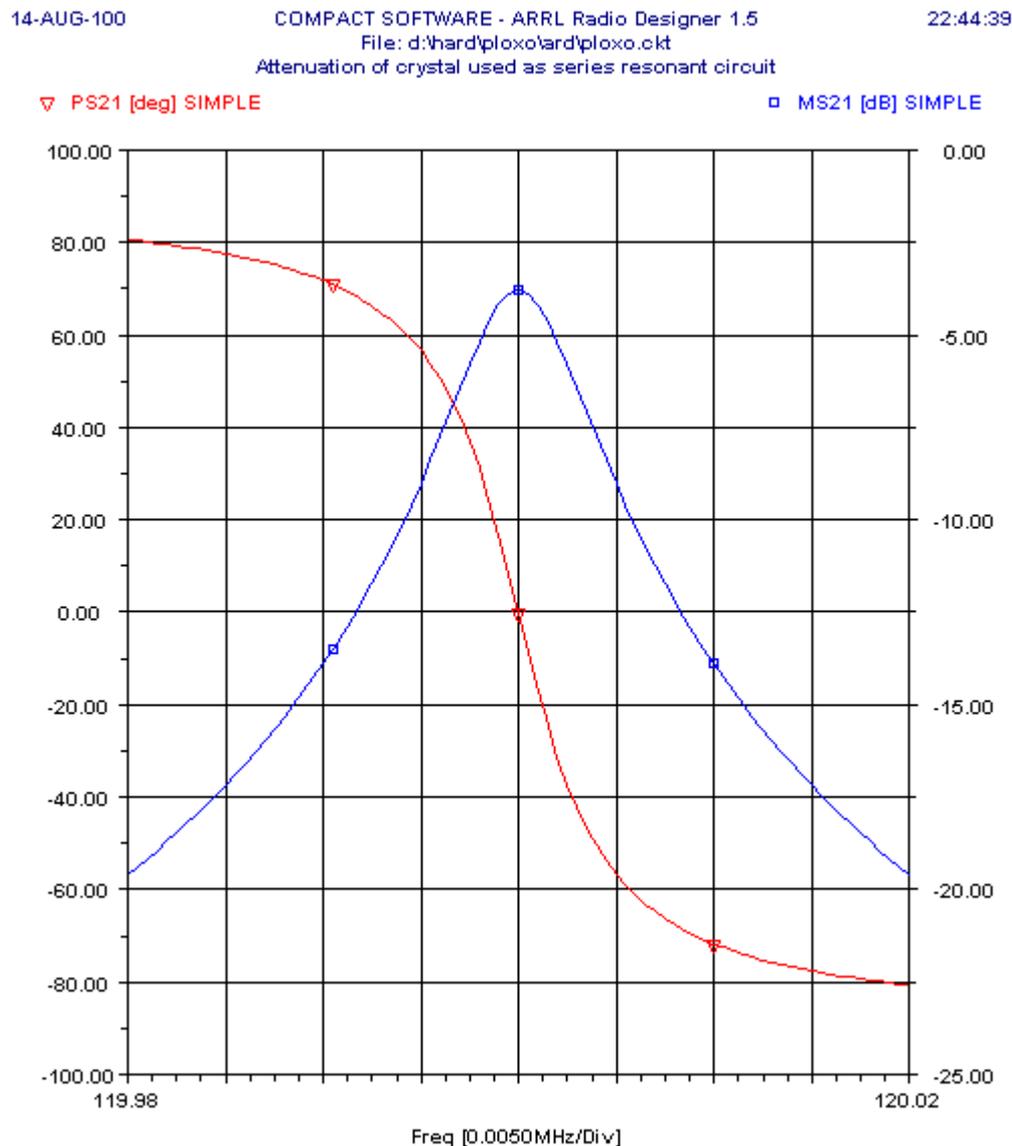


fig. 9: source and load = 50 Ohm

Wir senken jetzt die Impedanz von Voltmeter und Generator noch weiter auf 10 Ohm. Der Phasenumschwung wird noch steiler und die Durchgangsdämpfung steigt stark an. Die 3 dB-Bandbreite ist auf 4 KHz abgesunken. Die Arbeitsgüte ist jetzt $120 \text{ MHz} / 4 \text{ KHz} = 30000$. Dadurch wird bei der Anwendung im Oszillator das Rauschen in der näheren Umgebung des Trägers recht gut weggefiltert. Die von 0 schnell wegkippende Phase bewirkt, daß schon einige KHz neben der Resonanz das bißchen Energie, das noch durch das Filter kommt, eigentlich keine Rückkopplung mehr ist. Noch ein paar Grad mehr, und wir könnten schon von einer Gegenkopplung sprechen.

Now we lower the termination impedance further to 10 Ohms. The phase slope is even steeper and the attenuation has risen to 11.5 dB. The 3 dB bandwidth is only 4 KHz. The operating Q is now $120 \text{ MHz} / 4 \text{ KHz} = 30000$. If we use this resonator in an oscillator, the noise surrounding the carrier will be filtered pretty well. The phase that moves quickly away from 0° makes sure that the little bit of energy that makes it through the filter at these frequencies is no real feedback anymore; a few degrees more and we could talk about negative feedback.

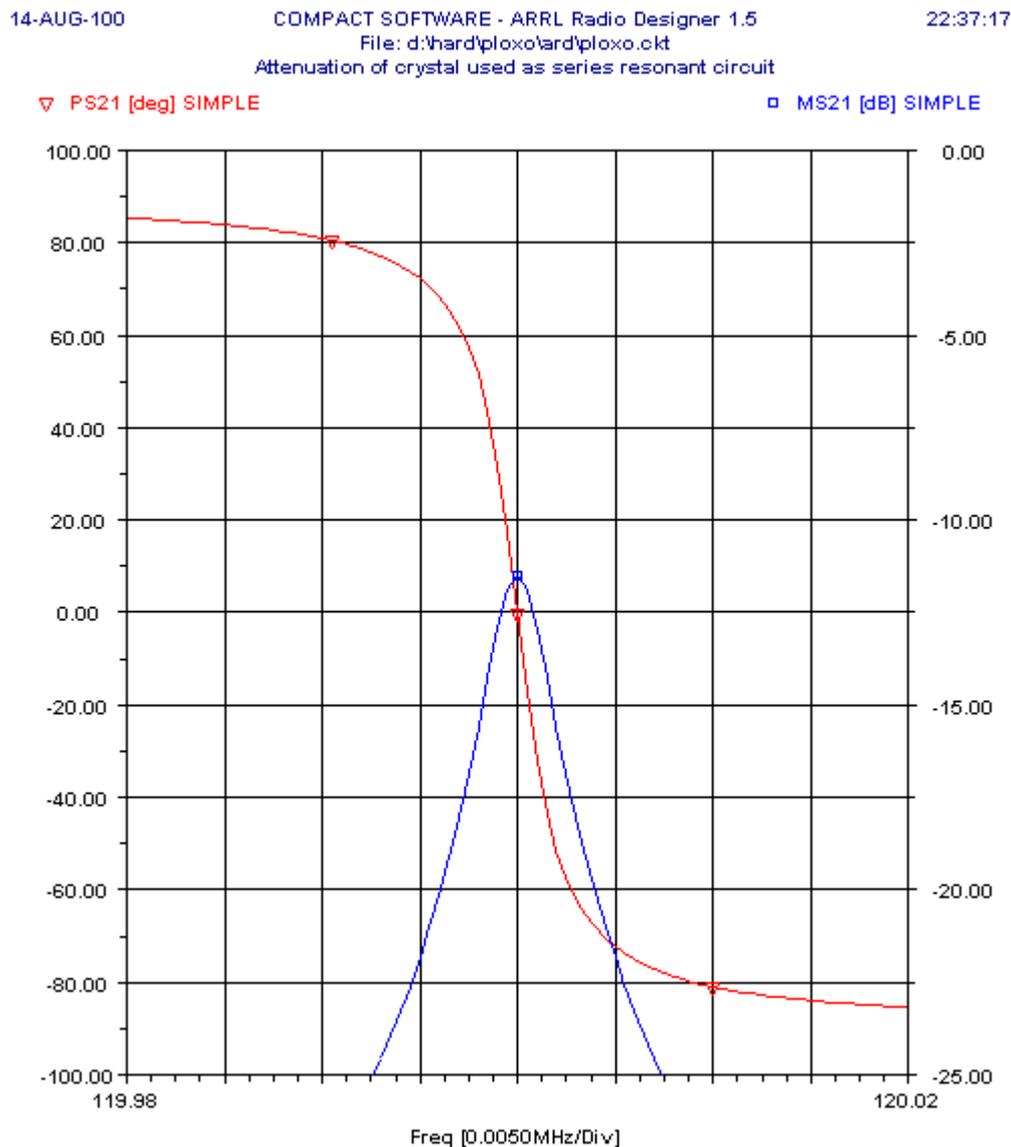


fig 10: source and load = 10 Ohm

Die niedrige Impedanz hat einen sehr positiven Einfluß. Die 11.5 dB Durchgangsverlust stecken wir locker weg, Transistoren sind billig. Beliebig weit können wir das aber nicht treiben. Erstens setzt die Leerlaufgüte des Serienkreises eine harte Obergrenze für die erzielbare Schmalbandigkeit. Zweitens muß das Signal, das für den Eingang des Verstärkers übrigbleibt, immer noch sehr groß gegen das thermische Breitbandrauschen von $-174 \text{ dBm} / \sqrt{\text{Hz}}$ sein. Man kann die Eingangsleistung des Filters aber nicht beliebig erhöhen weil der Quarz höchstens einige hundert Mikrowatt Verluste verträgt. Man muß an dieser Stelle abwägen zwischen dem Pegel des Breitband-Rauschteppichs und der schnellen Rauschabnahme in Trägernähe. 12 dB Verlust scheinen aber ein guter Kompromiss zu sein.

The low impedanc level has a good influence. We can easily make up for the 11.5 dB loss, transistors are close to free, but we cannot take this too far. First, the unloaded Q of the serial circuit is a hard limit to the attainable selectivity, and then, the signal that is left over for the amplifier input must still be huge compared to the amplifiers input noise. We cannot increase the input power to the filter because the crystal will suffer if it's subjected to more than a few 100 uWatts of losses. At this point we must decide between the level of the wideband noise floor (better with less attenuation at the cost of less selectivity) and a narrow noise peak (better with more selectivity at the cost of more attenuation). 12 dB of loss seem to be a good compromise.

4. Influence of the holder capacitance / Einfluß der Halterkapazität

Now we add the holder capacitance C_0 / 5 pF to the crystal equivalent circuit.
The test circuit stays as it was (50 Ohms).

Wir ergänzen jetzt das Quarz-Ersatzschaltbild um die statische Kapazität C_0 von 5 pF.
Die Meßschaltung bleibt wie sie ist. (50 Ohm)

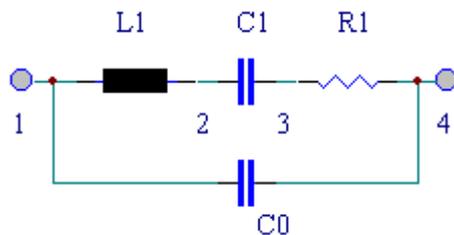


fig 11

```
blk                                     ; quartz 120 MHz
  ind 1 2 L=3.742656mH
  cap 2 3 c=0.47ff
  res 3 4 r=55
  cap 1 4 c=5pf                         ; c0 Halterkapazität
  quartz: lpor 1 4
end
```

Der Quarz bildet mit der Halterungskapazität einen Parallelschwingkreis mit kapazitiver Fußpunkt kopplung. (Üblicherweise liest man, der Quarz würde sich oberhalb der Serienresonanz wie eine Induktivität verhalten. Das ist zwar für einzelne Frequenzen getrennt betrachtet richtig, aber die effektive Induktivität ändert sich sehr stark mit der Frequenz. Man würde z.B. mit dem 4-fachen C_0 nicht die doppelte Parallelresonanzfrequenz erhalten.)

Weil C_1 mit 0.47 fF sehr viel kleiner als C_0 ist, dominiert er nach wie vor die Resonanzfrequenz. Die zusätzlichen 5 pF in Serie schieben die Parallelresonanzfrequenz etwa 6 KHz über die Serienresonanz. Die Parallelresonanz wirkt wie ein Notchfilter. Die Phase geht in der Nähe der Serienresonanz zwei mal durch 0° ; d.h. der Oszillator ist nahe am umspringen. Wenn man etwas an den Parametern dreht, kann man es auch hinbekommen, daß sich die Phasenkurve auch gar nicht bis 0 Grad absenkt; der Oszillator könnte nicht schwingen. Auch wenn man mit externen Phasenschiebern nachhelfen würde, wäre die Steilheit der Phasenkurve an der Resonanz flach und das Q entsprechend niedrig.

The piezo effect and the holder capacitance together constitute a parallel resonant circuit with shunt C coupling. Since $C_1 = 0.47$ fF is much smaller than $C_0 = 5$ pF, the parallel resonant frequency is still dominated by C_1 . The 5 pF reduce the total circuit capacitance just enough to to shift the p.r.f. 6 KHz up. The parallel resonance behaves like a notch filter. The phase crosses the 0° line twice close to the series resonant frequency, thus the oscillator might jump. If we play with C_0 , we can find values where the phase trace does not cut the 0° line at all; an oscillator would not work without extraneous phase shifters in this case. But even then, the phase slope would be flat and the effective Q therefore low.

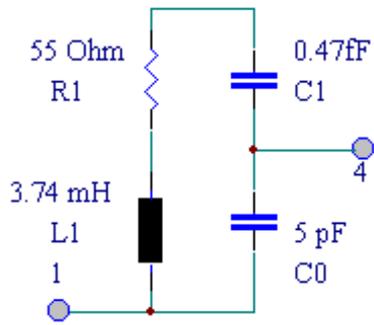


fig 12

25-NOV-100

COMPACT SOFTWARE - ARRL Radio Designer 1.5

02:37:49

File: d:\hard\ploxo\ard\uncomp.ckt

Quarz unkompenziert, Abschlüsse = 10 Ohm

▽ PS21 [deg] SIMPLE

□ MS21 [dB] SIMPLE

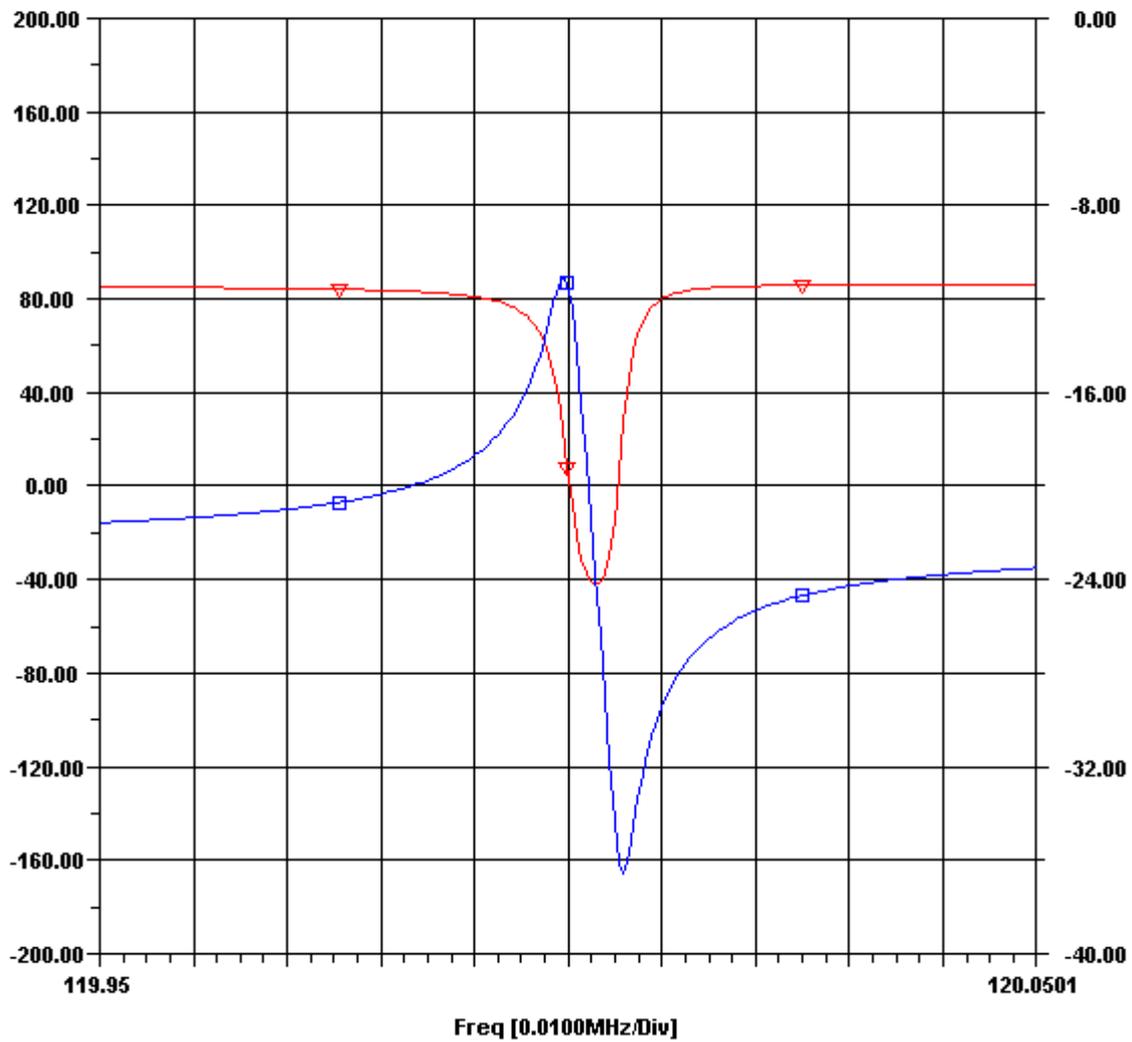


fig. 13 transfer function with uncompensated holder capacitance

Man kann das wieder richten, indem man parallel zu C0 eine Spule schaltet, die mit C0 auf der Quarzfrequenz Resonanz hat. Für 5 pF und 120 MHz ergeben sich 0.35 uH. Man braucht die Dimensionierung nicht allzu genau zu nehmen; 0.3uH (Spur 1) und 0.4uH (Spur 3) haben in der Nähe der Quarzfrequenz genau den gleichen Effekt. Spur 1 ist auf der linken Seite des Plots die unterste und rechts die oberste. Wenn die Induktivität nicht genau ist, fällt der Amplitudengang links und rechts der Resonanz unterschiedlich steil ab.

We can correct this by adding a coil in parallel to the crystal that resonates with C0 on the crystal frequency. 5 pF and 120 MHz require 0.35 uH. This value needs not to be trimmed. 0.3uH (trace 1) and 0.4uH (trace 3) have the same effect close to the crystal frequency where it counts. Note that trace 1 is the lowest on the left side of the plot and the highest on the right side.

blk

```
quarz 1 2
ind 1 2 L=0.35uH ; C0 - Kompensation
simple: 2por 1 2
end
```

14-AUG-100 COMPACT SOFTWARE - ARRL Radio Designer 1.5 23:45:10
 File: d:\hard\ploxo\ard\quar120.ckt
 Attenuation of crystal used as series resonant circuit

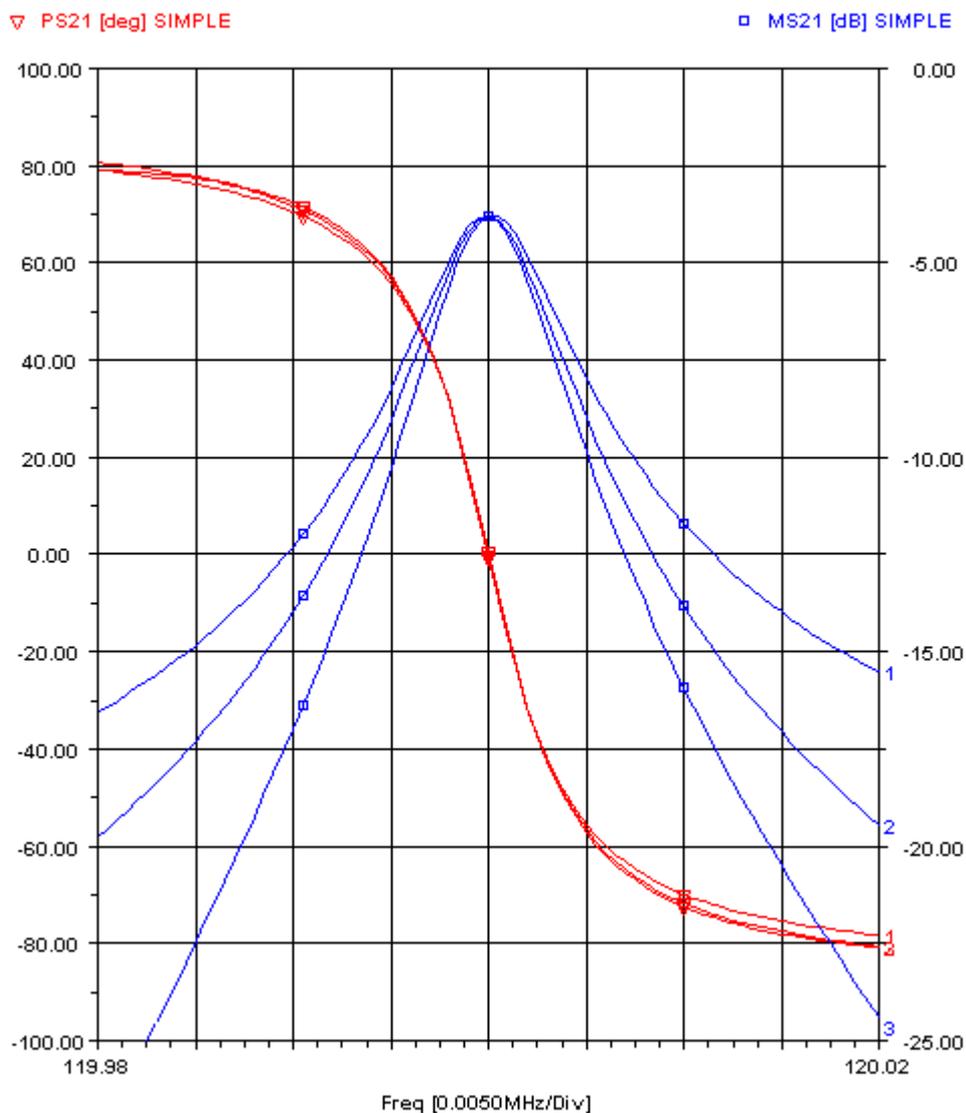


fig 14 Quarz mit verschiedenen Induktivitäten zur C0-Kompensation

Wir untersuchen jetzt, wie sich das Q der Kompensationsspule auf das Q der Quarzresonanz auswirkt. Wenn man kein Q angibt, nimmt der ARD eine ideale Spule an. Wenn man Q angibt, wird ein konstanter Wirkwiderstand angenommen. Wenn man den Parameter Q1 angibt, wird Q so behandelt, als ob die Hauptverluste durch den Skin-Effekt bestimmt wären. Wenn man Q2 spezifiziert, wird Q als frequenzunabhängig angenommen. Trotzdem muß man eine Frequenz angeben, sonst wird die Q-Spezifikation heimtückischerweise stillschweigend ignoriert.

Man sieht, daß man nicht unbedingt zum Silberdraht greifen muß. Die Qualität der Quarzresonanz wird durch die Kompensationsspule praktisch nicht geändert. Eine vergossene SMD-Spule in der Art von SIMID-03 reicht völlig. Auch eine schlechte Kompensationsspule ist allemal besser als gar keine. Es wird sich zeigen, daß die Unempfindlichkeit gegen schlechtes Q nicht mehr gilt, wenn man versucht, den Quarz weit zu ziehen.

Now we'll investigate how the Q of the compensation coil affects the Q of the crystal resonance. If we do not give a Q value, the simulator assumes an ideal coil. If we specify Q1, the simulation model behaves as if the losses were determined by skin effect. If we specify Q2, losses are assumed to be frequency independent. Nevertheless, we must specify a frequency, lest the losses are silently ignored. (frown....)

It turns out that the compensation coil does not need to be premium quality. A molded 1210 SMD coil of the closest standard value is enough, but omitting it is not acceptable. This does not hold true if we try to pull the crystal very far, as we'll see soon.

```
blk
  quarz 1 2
  ind 1 2 L=0.35uH Q2=20 F=120MHz ;
  simple: 2por 1 2
end
```

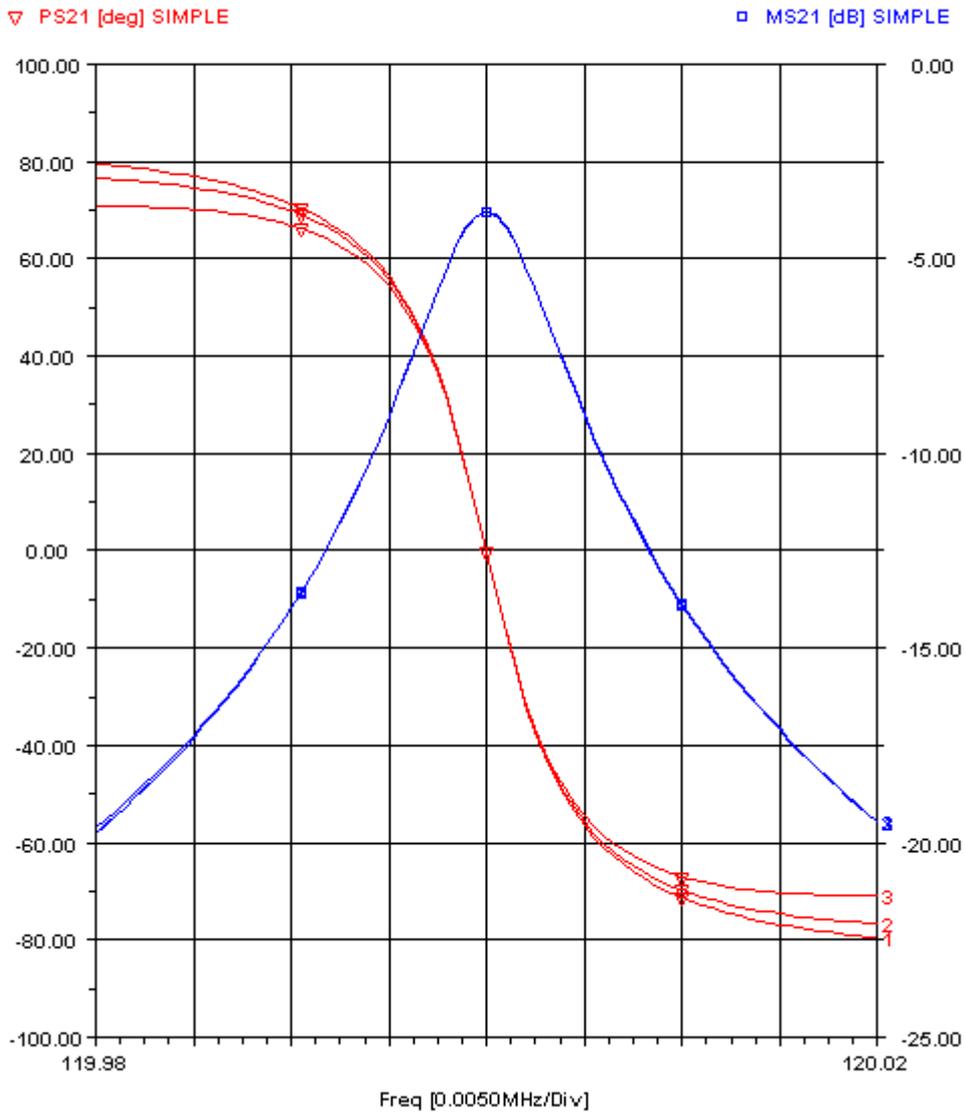


fig 15: Trace / Spur 1: Q=200 2: Q=50 3: Q=20.

5. Der gezogene Quarz / Pulling The Crystal

Wir schalten einen Kondensator von einigen pF in Serie zum Quarz. Hierdurch nimmt die effektive Kapazität des Schwingkreises leicht ab. Die 0.47 fF der mechanischen Resonanz sind wesentlich kleiner und dominieren nach wie vor die Resonanzfrequenz, aber wir können die Frequenz doch geringfügig nach oben schieben.

We insert a capacitor of a few pF in series to the crystal. This reduces the effective capacitance of the series RCL circuit slightly, so we can shift its resonance frequency a little bit upwards.

```
blk
  quarz 1 2
  cap    2 3 c=2pF      ; Ziehkondensator
  simple: 2por 1 3
end
```

Wenn wir eine Spule in Serie zum Quarz schalten, addiert sich ihre Induktivität zu den 3.7 mH des Quarzes und die Resonanzfrequenz sinkt. Leider haben realisierbare Spulen im Vergleich zu Kondensatoren und erst recht zum Quarz eine schlechte Güte, so daß die Gesamtgüte der Anordnung auch bei kleinen Induktivitätswerten schon sehr leidet.

Für den Fall, daß man die Quarzresonanz sowohl über als auch unter die Nennfrequenz ziehen will, kann man einen LC-Serienkreis in Serie zum Quarz schalten. Er wirkt je nach Verstimmung induktiv oder kapazitiv und man kann so den maximalen Ziehbereich realisieren. Das schlechte Q der Spule ist dann aber in jedem Fall wirksam.

Wenn man auf optimales Seitenbandrauschen Wert legt, wird man sich also auf einen Ziehkondensator beschränken und die Nennfrequenz im Zweifelsfall ein paar Hertz tiefer wählen.

If we insert a coil in series to the crystal, its L adds to the 3.7 mH of the crystal and the resonant frequency sinks. Real coils have a bad Q compared to capacitors, let alone a crystal, so the effective Q of the resonator is hurt badly.

If we want to maximize the pulling range, we can insert a LC series circuit in series to the crystal. Depending on tuning, this LC looks like a coil or capacitor but the bad Q of the coil is always there. If we want optimum sideband noise, we'll have to sacrifice tuning range and use the capacitor only. It is on the save side to specify the crystal a few Hertz too low.

```

blk
  ind 1 2 L=3.742656mH ;
  cap 2 3 c=0.47ff
  res 3 4 r=55
  cap 1 4 c=5pf ; c0 Halterkapazitaet
  quarz: 1por 1 4
end

```

```

blk
  quarz 1 2
  cap 2 3 c=2pF ; Ziehkondensator
  simple: 2por 1 3
end

```

Wir berechnen das Übertragungsverhalten für Ziehkondensatoren von 1000, 100, 10, 4 und 2 pF und zwar vorerst ohne die Kompensationsspule für C0.

Mit abnehmender Ziehkapazität steigen die Durchgangsverluste des Resonators exorbitant an. Bei weniger als 4 pF schneidet der Phasengang nicht einmal mehr die 0°-Linie, d.h. der Oszillator kann nicht mehr schwingen, auch wenn wir die hohen Verluste ausgleichen. Durch das kleinere Signal am Eingang des Verstärkers beim Hochziehen um nur 3 KHz wäre das breitbandige Phasenrauschen des fertigen Oszillators schon mehr als 20 dB stärker als im ungezogenen Zustand (vorausgesetzt, man macht nicht an anderer Stelle noch schlimmere Fehler).

We will now compute the pulling for capacitors of 1000, 100, 10, 4 and 2 pF with the C0 compensation coil removed.

For small values of the pulling capacitor the loss of the resonator rises sharply. For less than 4 pF the phase plot doesn't even intersect the 0° line, so that the oscillator would not oscillate even if we made it up to the losses. If we applied just enough capacitance to pull the crystal 3 KHz up, the additional resonator losses would worsen the noise floor of a completed oscillator by more than 20 dB.

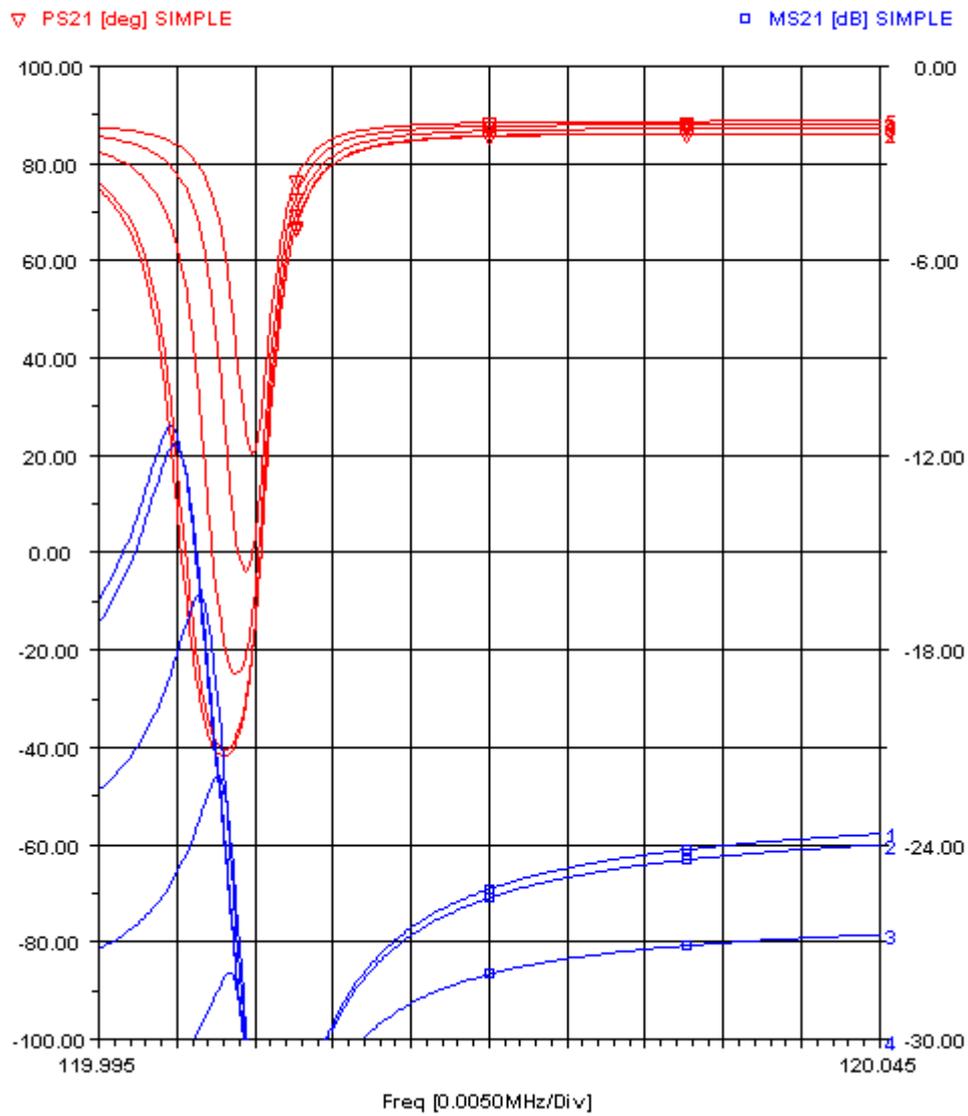


fig 16: Pulling a crystal with a series-C and without C0-compensation coil

Wir fügen jetzt die Kompensationsspule wieder ein und erzeugen einen Plot mit Ziehkondensatoren von 1000, 100, 10, 4, 2, 1 und 0.65 pF. Wir stellen erfreut fest, daß sich die Verhältnisse für einen Ziehbereich von +10 KHz nur um 2 dB verschlechtern. Erst dann bricht die Verstärkung spürbar zusammen und die Filterbandbreite wird sichtbar größer.

Now we reinsert the compensation coil and generate a plot with pulling capacitors of 1000, 100, 10, 4, 2, 1 and 0.65 pF. We state that the loss worsens only by 2 dB for a pulling range of 10 KHz. Then finally the loss grows greater and the filter bandwidth increases visibly.

```
blk
  quarz 1 2
  ind 1 2 L=0.35uH Q2=50 F=120MHz ;C0-Kompensation
  cap 2 3 c=0.65pF ;Ziehkondensator
  simple: 2por 1 3
end
```

21-AUG-100 COMPACT SOFTWARE - ARRL Radio Designer 1.5 11:19:09
 File: d:\hard\plox\ard\quar120.ckt
 Quarz mit Ziehkondensator, Abschlüsse = 10 Ohm

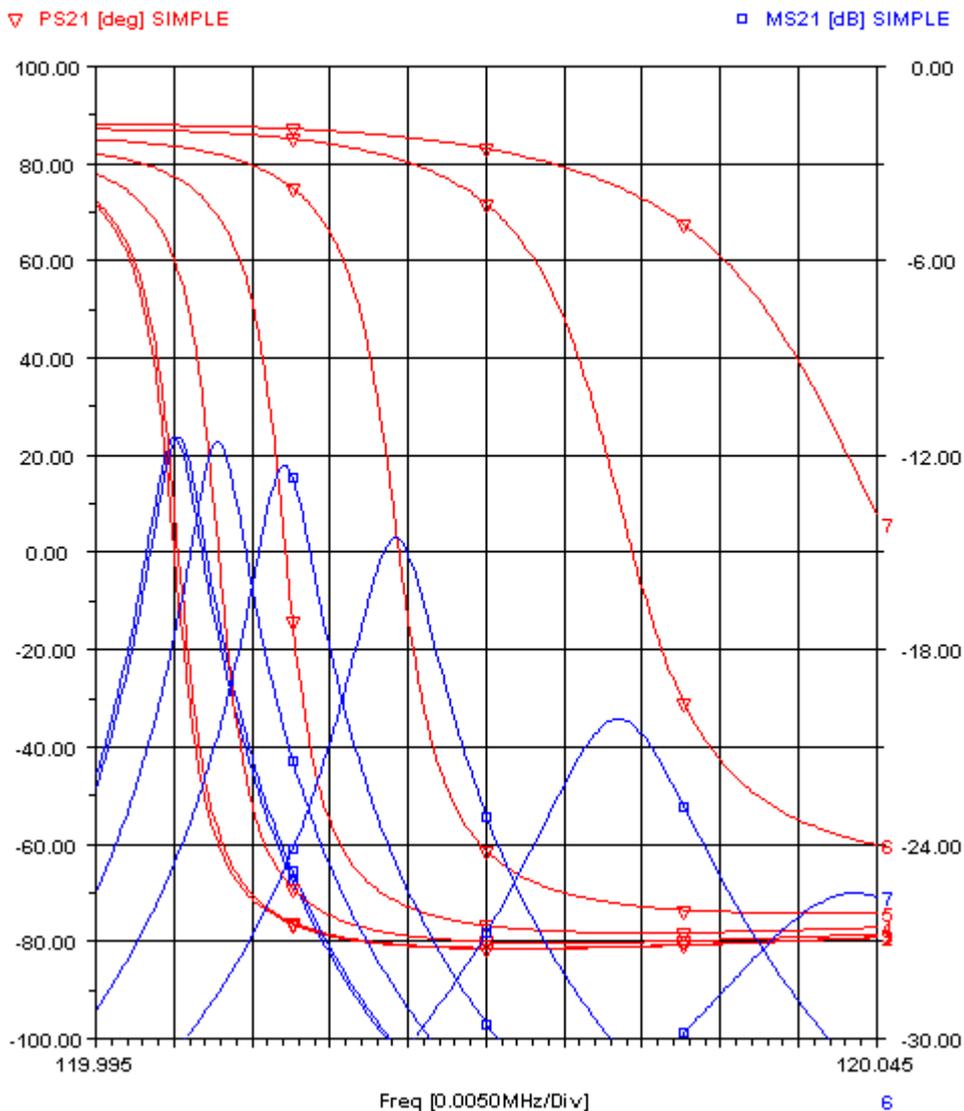


fig 17: fig 16: Pulling a crystal with a series-C and with C0-compensation coil

Wir variieren jetzt noch das Q der Kompensationsspule:

Wir plotten die Filterkurven für Kompensationsspulen mit $Q = 20, 50$ und 200 und Ziehkondensatoren von $1000, 10, 4, 2$, und 1 pF. 1000 pF ist praktisch der Fall ganz ohne Ziehkondensator. Wir stellen fest, daß bis 4 pF Ziehkapazität, d.h. 5 KHz Offset eine übliche SMD-Drossel mit Q von typ. 40 voll ausreicht. Erst wenn man den Quarz mit Gewalt hochziehen will muß man sich etwas besseres ausdenken.

Den Fall mit einer Ziehpule wollen wir hier aus Platzgründen gar nicht erst weiterverfolgen. Die Ergebnisse sind schlechter.

Now we vary the Q of the compensation coil:

We plot the results for compensation coils with a Q of $20, 50$ and 200 and for pulling capacitors of $1000, 10, 4, 2$ and 1 pF. 1000 pF effectively means no pulling at all. We see that for pulling capacitors down to 4 pF (that means 5 KHz offset) a SMD coil with a Q of 40 is enough. Only if we make an heroic effort to pull the crystal even further we have to look for a better compensation coil.

We abstain from examining the case of a pulling inductor. The results are worse.

```
blk                                ; Quarz 120 MHz
  ind 1 2 L=3.742656mH
  cap 2 3 c=0.47ff
  res 3 4 r=55
  cap 1 4 c=5pf                    ; c0 Halterkapazitaet
  quarz: lpor 1 4
end
```

```
blk
  quarz 1 2
  ind 1 2 L=0.35uH Q2=20 F=120MHz ; C0-Kompensation
  cap 2 3 c=1pF                    ; Ziehkondensator (ideal)
  simple: 2por 1 3
end
```

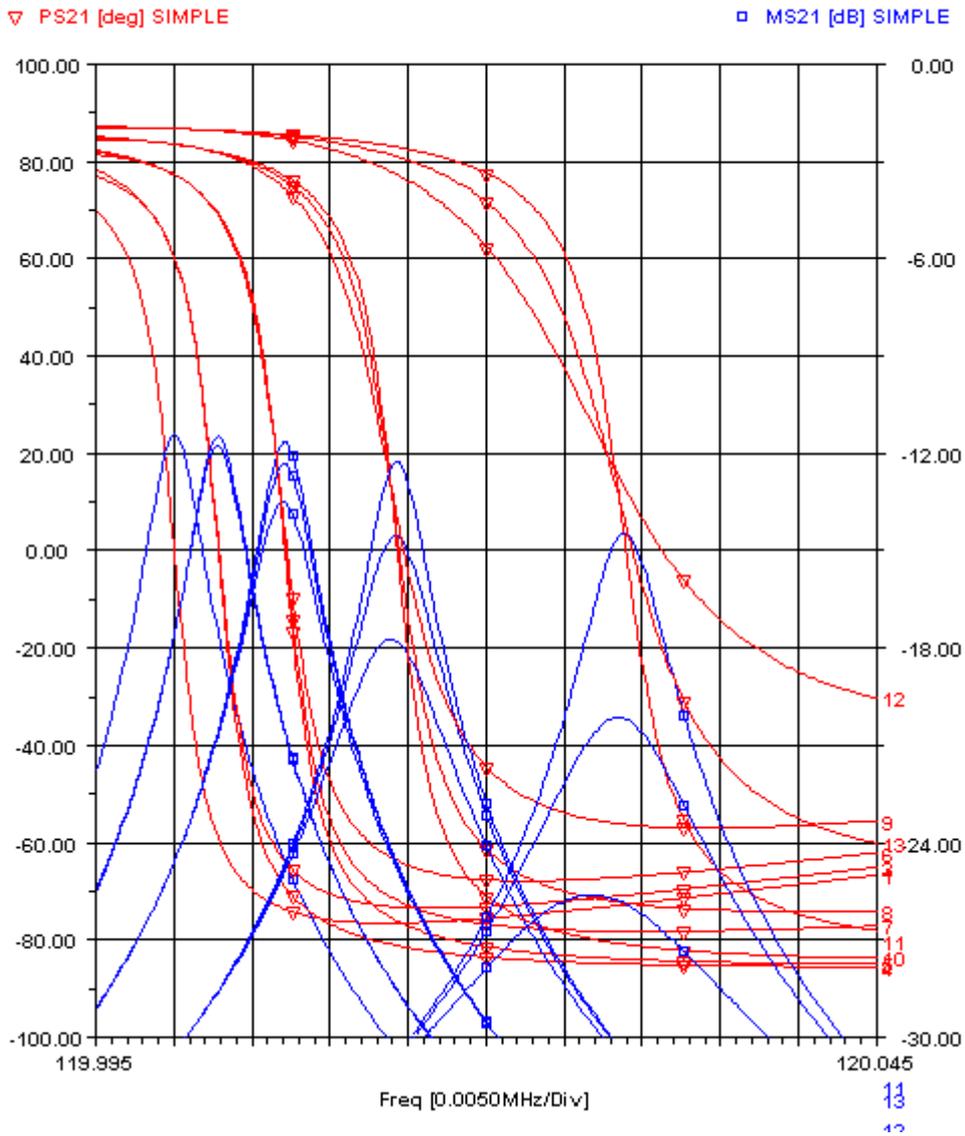


fig 18 Pulling a C0-compensated crystal with series capacitors

6. Using varicaps to pull the crystal / Ziehen des Quarzes mit Kapazitätsdioden

Was passiert nun, wenn wir den Ziehkondensator durch eine Kapazitätsdiode ersetzen? Der Verlustwiderstand einer Varicap liegt bei 0.5 bis 2 Ohm. Wenn man ihn in die Simulation einfügt, ändert sich an der Qualität der Quarzresonanz so gut wie nichts, weil die 2 Ohm in den 55 Ohm des Quarzes untergehen. Den Plot schenken wir uns aus Platzgründen.

Die Vorspannung muß über Drosseln oder Widerstände an die Varicap geführt werden. Wenn man sie hochfrequenzmäßig parallel zu den niederohmigen Ein- und Ausgängen des Resonators anschließt, haben sie ebenfalls keinen spürbaren Einfluß.

Auf der Arbeitsfrequenz ist der mit einem C gezogene Quarz induktiv und bildet mit dem Ziehkondensator einen Serienkreis. Das bedeutet, daß am Ziehkondensator eine hohe Spannung ansteht, und zwar um so mehr, je besser das Q der Anordnung und je kleiner der Ziehkondensator ist. Das können leicht etliche Volt werden. Wenn man dann nur ein paar Volt Vorspannung hat, ist bei der Kapazitätsdiode kaum noch von einer definierten Kapazität zu sprechen, wenn sie nicht überhaupt in den Spitzen bis in die Flußrichtung getrieben wird. Man wirkt dem entgegen, indem man zwei Kapazitätsdioden gegeneinander in Serie schaltet. Damit ist zumindest verhindert, daß die Anordnung komplett in Flußrichtung kommt, und die HF-Spannung verteilt sich über zwei Sperrschichten.

Man handelt sich damit aber ein neues Problem ein. Die Zuführung der Vorspannung muß jetzt an der Verbindung der beiden Dioden erfolgen. Dieser Punkt ist aber hochohmig und schon eine Belastung mit einigen Kiloohm führt zu einer deutlichen Verschlechterung der Arbeitsgüte des Quarzes. Ein hoher Ohm'scher Widerstand ist an dieser Stelle aber unerwünscht weil er eine hohe thermische Rauschspannung erzeugt, die sich zur Abstimmspannung addiert. Auch die hochohmigsten Ferritdrosseln bieten nicht mehr als 600-1000 Ohm. Wenn man konsequent sein will, kann man die Abstimmspannung über eine Drossel oder einen Parallelkreis und sicherheitshalber eine Ferritperle zuführen. Die Anzahl der Spulen im Oszillator nimmt damit weiter zu, aber alle sind billige Fertigbauteile, die nicht abgeglichen werden müssen.

Die Knotennummern entsprechen dem Schaltbild Bild 19:

What happens when we replace the pulling capacitor by a varicap? The loss resistance of a varicap is abt. 0.5 to 2 Ohms. If we insert it into the simulation, the results do not change much because the 2 Ohms are much less than the 55 Ohms of the crystal already there. The bias voltage of the diode must be applied via chokes or resistors. They don't have much influence if this is done at the low impedance input and output of the resonator.

On the working frequency, a crystal pulled with a C is inductive and forms a series resonant circuit with the capacitor. That means that there is a high RF voltage across the capacitor; even more so when the Q is high and the capacitor small. This can easily grow to several volts. If the varicap has only a few volts of bias, the capacitance is ill defined and the diode may even be driven to the forward direction during the peaks. This can be countered by connecting two diodes in anti-series thus making sure that the varactors do not change to low valued resistors part of the time. In addition, the RF voltage is distributed across two junctions.

The double varicaps create a new problem. The diode bias now must be supplied at the connection of the two diodes, but this is a high impedance node and a load of a few KOhms has a notable influence on the crystals operating Q. High Ohmic resistances at this point are not welcome because of the Johnson noise they generate. The largest RF ferrite chokes have some 600 to 1000 Ohms that wont help much, so we need a real coil or damped parallel circuit. This increases the number of coils in the oscillator once more but molded parts are usually good enough.

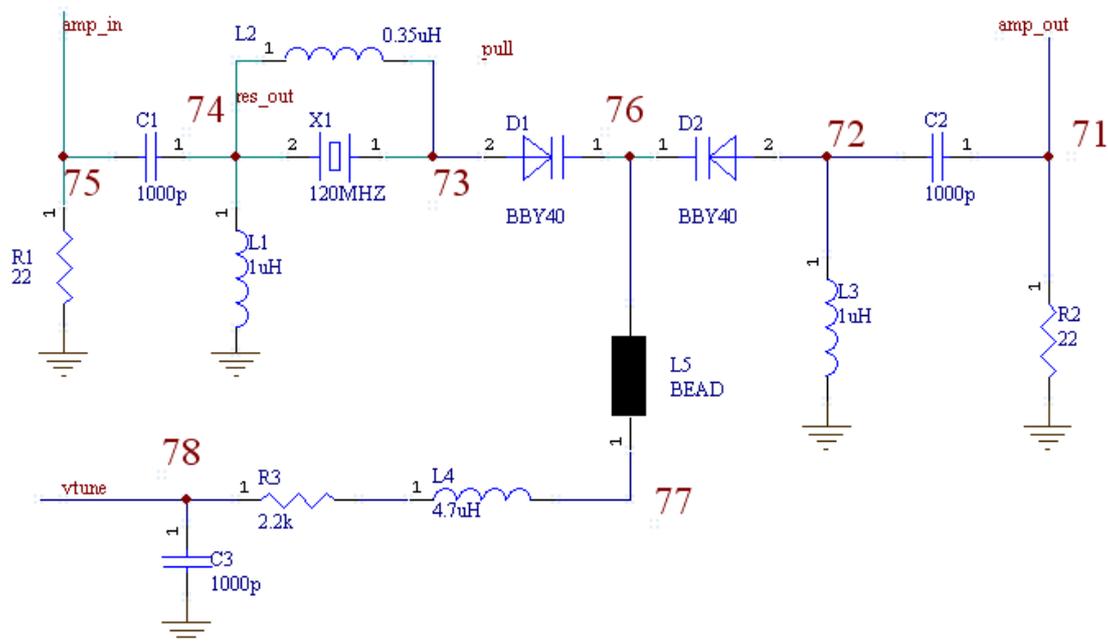


Fig 19 Tuning the crystal with varicaps

```

blk                                     ; crude BBY40 Varicap
  cap 1 2 c=8pF           ; 5 ... 28 pF
  res 2 3 r=0.7           ; Bahnwiderstand
  varicap: lpor 1 3
end

```

```

blk                                     ; Quarz 120 MHz
  ind 51 52 L=3.742656mH   ; Serieninduktivität
  cap 52 53 c=0.47ff      ; Serien-Kapazität
  res 53 54 r=55          ; Verlustwiderstand
  cap 51 54 c=5pf        ; c0 Halterkapazitaet
  quartz: lpor 51 54
end

```

```

blk                                     ; Resonator
  cap 71 72 c=1000pF
  ind 72 0 l=1.5uH Q=35 F=120MHz      ; Varicap-Masse rechts

  varicap 72 76                ; 2 Varicaps als Ziehkondensator
  varicap 76 73

                                     ; Zuführung der Varicap-Spannung
  res 76 77 r=600              ; Ferritperle / bead
  srl 77 78 r=2200 l=4.7uH ;
  cap 78 0 c=1000pF

  quartz 73 74
  ind 73 74 L=0.35uH Q2=50 F=120MHz   ; C0-Kompensation
  ind 74 0 l=1.4uH Q=35 F=120MHz      ; left varicap dc ret.
  cap 74 75 c=1000pF
  reson: 2por 71 75
end

```

▽ MS21 [dB] RESON

□ PS21 [deg] RESON

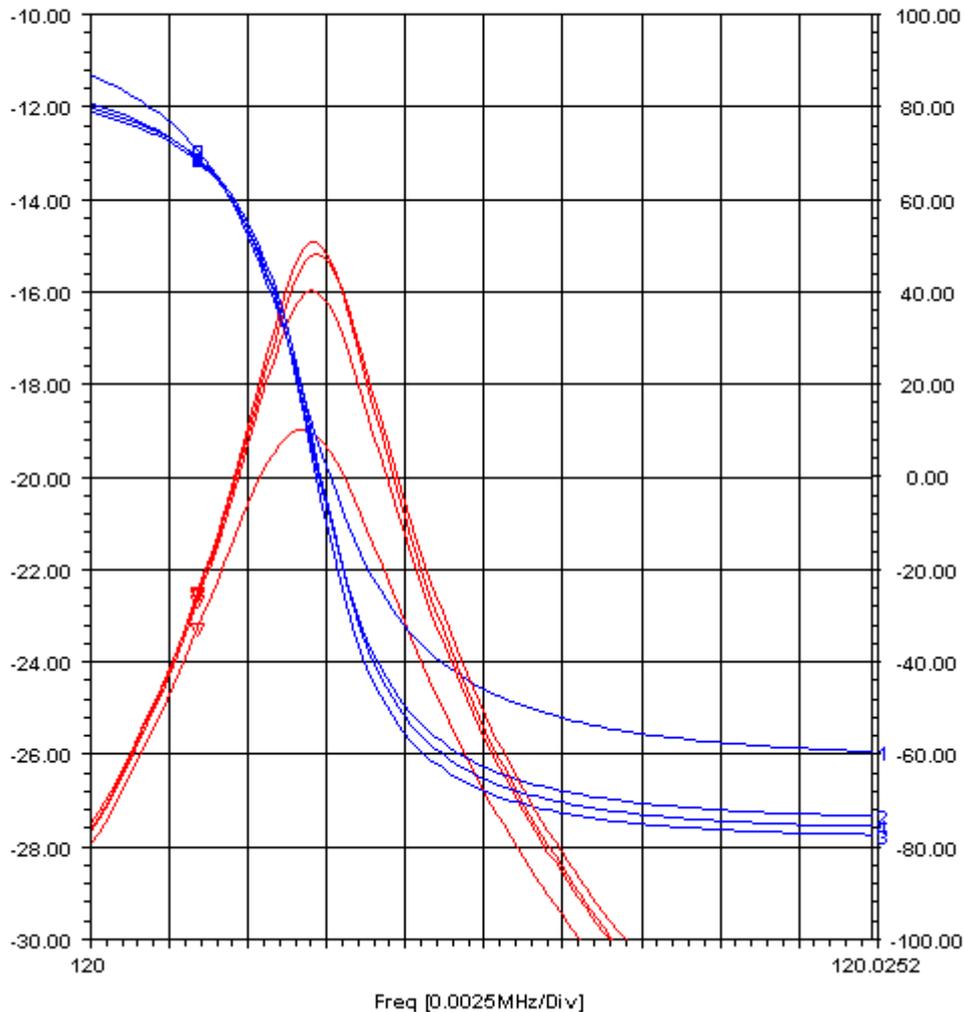


fig 20

Die Kurven sind von unten nach oben: 600-Ohm-Ferritperle, Perle + 2k2, Perle + 2k2 + 4.7uH, 2.2 MOhm. Eine SIMID02-Drossel von 4.7 uH hat eine Eigenresonanz bei 145 MHz, das dürfte recht günstig sein. Der 2K2-Widerstand hat kaum noch einen Einfluß wenn die 4.7uH-Drossel vorhanden ist. Wenn man die Ziehkapazität weiter verkleinert (den Quarz zu noch höheren Frequenzen zieht) nimmt die Einbuße der Arbeitsgüte durch die Einspeisung der Varicapvorspannung erschreckende Ausmaße an. Bei 2pF erreichen die Dämpfungskurven nicht einmal mehr den unteren Rand des Plots (mit 2k2 + Perle).

The plots from top to bottom represent: 600 Ohm ferrite bead (modeled as as resistor), bead + 2k2, bead+ 2k2 + 4.7uH, 2.2 MegOhm. A 4.7 uH Simid02 coil (1210 size from Siemens/Epcos) has a self resonance at 145 MHz; that should hit quite close together with the pad capacitance.

If we reduce the pulling capacitance to kick the crystal to even higher frequencies, the resulting reduction of operating Q and loss becomes frightening. At Cvaricap = 2 pF, the attenuation traces don't even touch the bottom of the plot.

7. References

- [HOLBROOK] James G. Holbrook: Laplacetransformation, Vieweg, ISBN 3 528 135352
- [NEUBIG] Bernd Neubig: Quarzkochbuch. Ausverkauft, aber erhältlich als .pdf-Sammlung von www.xtal.com (www updated in 2008)
- [RHEA1] Randall W. Rhea: Oscillator Design And Computer Simulation McGraw-Hill, ISBN 0-07-052415-7
- [RHEA2] Randall W. Rhea: HF Filter Design And Computer Simulation McGraw-Hill, ISBN 0-07-052055-0
- [ROHDE] Ulrich L. Rohde: Microwave and Wireless Synthesizers Wiley-Interscience ISBN 0-471-52019-5
- [CRAWFORD] James A. Crawford: Frequency Synthesizer Design Handbook Artech House Microwave Library, ISBN 0-89006-440-7
- [BURCHARD] Detleff Burchard: Kristallsplitter UKW-Berichte 4/92