

# Low Noise VHF Crystal Oscillators

## Part II

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](http://www.dubus.org) .

Dies ist der zweite 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. (wird Aug. 2008 neu formatiert.)

## Einführung / Introduction

In der Zwischenzeit hat der ARRL Radio Designer einen Nachfolger gefunden: Harmonica, ein Bestandteil Ansoft Serenade Student Version 8.5. Er ist gegen Selbstauskunft umsonst von [www.ansoft.com](http://www.ansoft.com) herunterzuladen, wenn man einen 35 Mbyte-Transfer nicht scheut. Notfalls empfiehlt sich der Besuch eines Internet-Cafés mit flotter Glasfaser-Anbindung.

Harmonica ist mächtiger als der ARD, u.a. sind auch nichtlineare Effekte simulierbar und es gibt einige Modelle für physikalische Leitungen usw. Der Nachteil ist eine spürbare Einschränkung auf 25 Bauteile/Objekte, die zum Kauf der Vollversion anregen soll. Die Größenbeschränkung ist zwar gelegentlich lästig, aber nach dem „teile und herrsche“-Prinzip kann man auch größere Probleme bewältigen.

Weitere Einschränkungen gegenüber der Vollversion sind u.a.: maximal 4 Sperrschichten, keine nichtlineare Rauschoptimierung, nur 2 Signalgeneratoren (so daß man den Interceptpoint nur für Verstärker, aber nicht für Mischer ausrechnen kann) und weniger Modelle für gekoppelte Leitungen. Trotzdem bleibt insgesamt gegenüber dem ARD ein gewaltiger Fortschritt.

Es gibt auch einige spezielle Entwurfshilfen für Oszillatoren, diese werden wir aber vorläufig ignorieren, denn der zweite Teil dieses Artikels war eigentlich schon fertig und wurde nur nachträglich an Harmonica angepaßt.

Meanwhile, the ARRL Radio Designer has a successor: Harmonica, which is a part of Ansoft Serenade Student Version 8.5. It is available for free from [www.ansoft.com](http://www.ansoft.com) ( 35 Mbytes). Harmonica is more powerful than ARD; it can simulate nonlinear effects and has some models for physical transmission lines. The drawback is a limitation to 25 components that is meant to make you spend the money for the full version. The size limitation is annoying sometimes, but larger problems still can be handled by the divide-and-conquer principle.

Further limitations are: a maximum of 4 PN junctions, no nonlinear noise optimization, only 2 signal generators (so you can calculate the intercept point for amplifiers, but not for mixers and less models for coupled transmission lines. Nevertheless, it is much more versatile than ARD.

## 5. Der Verstärker

Wir entwerfen jetzt den aktiven Teils des Oszillators. Wir benötigen eine Verstärkung von etwa 18 dB, eventuell etwas mehr als Reserve. Die Ein- und Ausgangsimpedanzen sollten etwa 10 Ohm sein und die Phasenverschiebung über alles genau  $0^\circ$  auf der Schwingfrequenz. Außerdem muß der Verstärker so selektiv sein, daß die Quarzresonanzen bei der Grundwelle, dem 3. Oberton bei 72 MHz, dem 7. Oberton bei 168 MHz und darüber genügend unterdrückt sind.

Die  $0^\circ$  Phasenverschiebung könnte man mit zwei Stufen in Emitterschaltung erreichen, aber die Ein- und Ausgangsimpedanzen wären relativ hoch und würden Anpassungsnetzwerke erfordern. Besser ist deshalb eine Eingangsstufe in Basisschaltung. Sie hat von sich aus schon einen niedrigen Eingangswiderstand. Am Kollektor kann man den Schwingkreis für die Selektion unterbringen. Er wird mit einem Widerstand deutlich gedämpft. Er dient nur als Arbeitswiderstand für den ersten Transistor und soll bei 72 und 168 MHz jede nennenswerte Verstärkung verhindern.

Die Phasenverschiebung einer Basisschaltung ist  $0^\circ$ . Wir könnten den Eingang des Resonators direkt von einer Anzapfung des Schwingkreises speisen. Das wird auch gelegentlich gemacht, aber spätestens, wenn man versucht, den Quarz zu ziehen, entsteht ein unübersichtlicher Haufen von Kondensatoren und Spulen, die in völlig promisker Weise miteinander Resonanzen bilden. Ich ziehe es deshalb vor, zwischen dem Schwingkreis und dem Quarzresonator einen Emitterfolger einzufügen. Damit entsteht die gängigste Version des Butler-Oszillators.

Der Collector-Schwingkreis wird mit einem Widerstand deutlich gedämpft. Er dient nur als Arbeitswiderstand für den ersten Transistor und soll bei 72 und 168 MHz jede nennenswerte Verstärkung verhindern.

Now we design the active section of the oscillator. We require a gain of about 18 dB to make up for the losses of the resonator, perhaps a little bit more. Input and output impedance should be about 10 Ohms and the phase shift should be  $0^\circ$  on the resonator frequency. In addition, the amplifier should be selective enough to suppress the fundamental, the 3<sup>rd</sup> overtone at 72 MHz and the 7<sup>th</sup> overtone at 168 MHz.

The  $0^\circ$  phase shift could be achieved by two common emitter stages, but both input and output impedances would be quite high and would require matching networks. Therefore we prefer a common base amplifier that features a low input impedance. The tuned circuit can be placed at the collector and the phase shift is  $0^\circ$  as required. The tank circuit is damped with a resistor to provide just the needed gain and selectivity.

We could take the output from a capacitive or inductive tap to achieve the low output impedance. This is often done, but if we try to pull the crystal we get a messy ball of capacitors and inductors that interact promiscuously. We therefore insert an emitter follower between the tank circuit and the resonator. Thus we arrive at the most common form of the Butler oscillator.

## 5.1 Eingangsimpedanz / Input Impedance

Der Eingangswiderstand des Verstärkers soll in der Größenordnung von 10 Ohm liegen. Für einen idealen Bipolartransistor ist der Eingangswiderstand in Basisschaltung

$$R_{in} = (\beta / (1+\beta)) / g_m.$$

$\beta$  ist die Stromverstärkung und kann mit 100 angenommen werden; sie geht in Ergebnis sowieso kaum ein. Es ergibt sich  $R_{in} = 0.99 / g_m$ .

$g_m$  ist die Transkonduktanz, d.h. Collectorstromänderung durch Basisspannungsänderung und hängt nur vom Collector-Ruhestrom und der thermischen Spannung von 26mV bei Raumtemperatur ab. Für 10 Ohm Eingangswiderstand brauchen wir also ein  $g_m$  von 1/10.

Da  $g_m = I_c / V_t$  können wir nach  $I_c$  umstellen und erhalten

$$I_c = g_m * V_t = 0.1 * 26 \text{ [(A/V) * mV]} = 2.6 \text{ mA.}$$

Weil reale Transistoren noch etwas Basis-Bahnwiderstand haben, dürften 3 mA Ruhestrom das Minimum darstellen. Wenn man an der Basis des Transistors einen kleinen Dämpfungswiderstand braucht um wildes Schwingen als kapazitiv belasteter Emitterfolger zu verhindern, hebt dieser Widerstand die Eingangsimpedanz des Verstärkers an. Die Collectorbeschaltung ist dann zur Erreichung niedriger Eingangswiderstände nicht mehr zu vernachlässigen.

Der Emitterfolger am Ausgang bietet keine Spannungsverstärkung, also müssen wir das vollständig in der Eingangsstufe erledigen. Wenn wir etwas Reserve haben wollen, brauchen wir etwa 20 dB Verstärkung.

The input impedance should be abt. 10 Ohm. For an ideal bipolar transistor the common base input impedance amounts to  $R_{in} = (\beta / (1+\beta)) / g_m$ .

$\beta$  is current gain and can be assumed to be 100, it does not affect the outcome much, so we can simplify the expression to  $R_{in} = 0.99 / g_m$ . For 10 Ohm of input resistance we thus need a  $g_m$  of 1 / 10.

$g_m$  is transconductance, i.e. change of collector current divided by change of base/emitter voltage, for very small  $V_{be}$  changes. It depends only on quiescent current and the thermal voltage  $V_t$  which is 26 mV at room temperature.

Since  $g_m = I_c / V_t$  we can solve for  $I_c$  and get

$I_c = g_m * V_t = 0.1 * 26 \text{ [ (A/V) * mV ]} = 2.6 \text{ mA}$  for a 10 Ohm input impedance of a common base amplifier.

Because real transistors exhibit a few Ohms of base spreading resistance, a quiescent current of at least 5 mA seems necessary. If we insert a small resistor into the base lead to suppress spurious oscillations, this will raise the input resistance and the collector circuit will have an influence, too. From a noise figure and fit point of view, 3 to 8 mA is an acceptable operating point for BFR93A / BFR183-like transistors.

## 5.2 Ausgangsstufe und Quarzbelastung

Eine große Signalamplitude macht es leichter, einen rauscharmen Oszillator zu bauen. In Bezug auf den Breitbandrauschteppich sind SAW-Resonatoren und sogar LC-Schwingkreise günstiger als Quarze, weil sie einen höheren Leistungspegel vertragen.

Die zulässige Quarzbelastung sei 500 uWatt. Wenn man den Verlustwiderstand des Quarzes im Modell mit 55 Ohm annimmt, den Eingangswiderstand des Verstärkers näherungsweise zu 0 und der Ziehkondensator überbrückt ist, dann gilt für die Spannung am Eingang des Resonators:

$U = \sqrt{P * R} = \sqrt{(500e-6 * 65)} = 180 \text{ mVeff.} = 510 \text{ mVss.}$  Um diese Spannung an etwa 10 Ohm zu erzeugen braucht man 51 mA<sub>ss</sub>, womit ein sot-23-Transistor wie der BFR93A schon an der Grenze ist. Wenn dann noch am Ziehkondensator eine nennenswerte Spannung abfällt, ist noch entsprechend mehr Emitterstrom erforderlich. Wir wählen den BFG196 von Infineon/Siemens im SOT-223-Gehäuse. Er kann die notwendigen Ströme ohne Probleme ertragen, hat  $P_{tot} = 800 \text{ mW}$  und eine Rauschzahl von 1.5 dB.

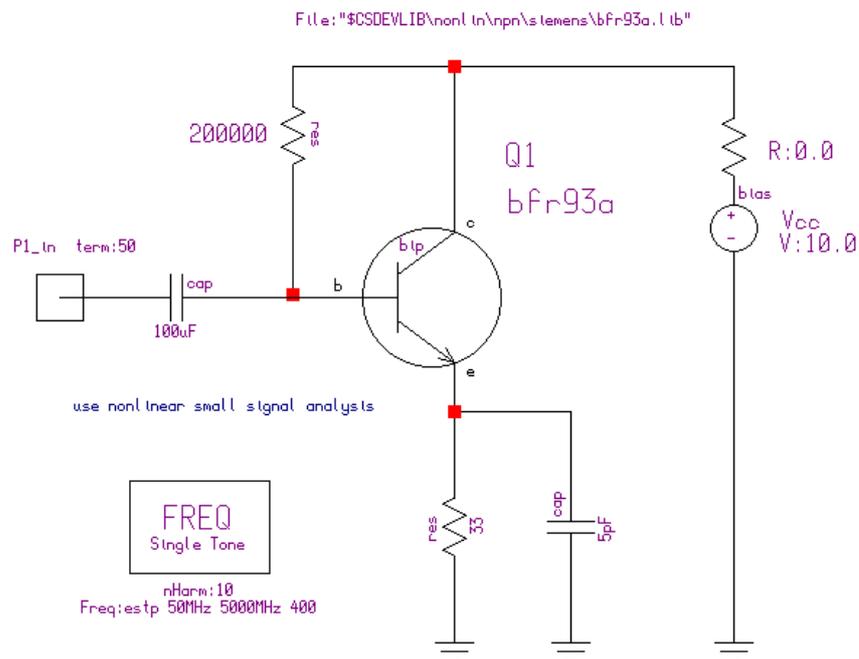
High resonator power makes it easier to build a low noise oscillator but crystals can withstand only a few hundred uW in the long term. If we don't mind the drift because we lock the crystal to an external source anyway or if we were lucky to get SC-cut crystals, we can push this a little bit, but usually a dissipation of 500 uW is considered the limit. We assume the amplifier input resistance to be 10 Ohms, the crystal loss resistance = 55 Ohms and no pulling capacitor, then we require a resonator input voltage of  $v = \sqrt{P * R} = \sqrt{(500e-6 * 65)} = 180 \text{ mV eff}$  or 510 mV<sub>pp</sub> to drive the crystal to its dissipation limit. To generate this RF voltage across a 10 Ohm impedance takes a current of 51 mA<sub>peak-peak</sub>. We need even more if there is an additional voltage drop across a pulling capacitor. This is too much to handle for a SOT-23 transistor like the BFR93A. We choose instead a Siemens/Infineon BFG196 in SOT-223 that features  $P_{tot}=800 \text{ mW}$ ,  $I_{cmax}=100 \text{ mA}$  and a noise figure of 1.5dB@900 MHz.

## 5.3 Wildes Schwingen

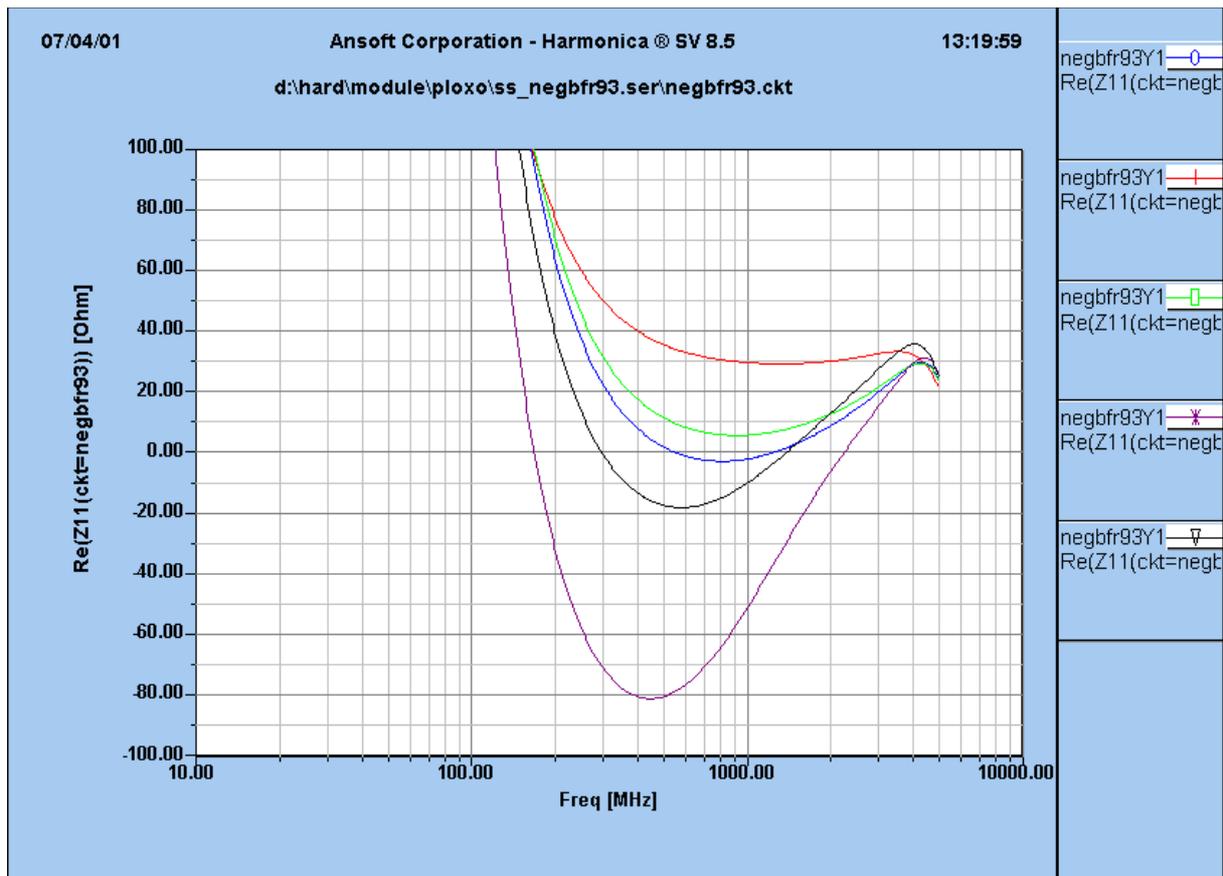
Die Eingangsstufe in Basisschaltung hat häufig eine Neigung zum wilden Schwingen. Der Mechanismus ist folgender: Bei Frequenzen abseits der Resonanz des Collectorkreises ist der Collector mehr oder weniger mit Masse verbunden. Der Emitter ist vergleichsweise

hochohmig über den Widerstand an Masse mit einigen pF Streukapazität. Bei hohen Frequenzen sieht das wie ein kapazitiv belasteter Emitterfolger aus. Die Impedanz zwischen Basis und Masse verhält sich dann über große Frequenzbereiche wie die Serienschaltung eines Kondensators und eines negativen Widerstandes. Wenn die Abblockung der Basis jetzt eine induktive Komponente hat, die mit der Basiskapazität einen Serienschwingkreis bildet, dann hebt der negative Eingangswiderstand die Verlustwiderstände des Serienkreises auf und die Stufe schwingt auf dieser Serienresonanz. Der Betrag des negativen Widerstandes muß nur größer sein als der Verlustwiderstand des Schwingkreises.

Wir probieren den Effekt anhand einer Minimalschaltung mit dem Simulator und plotten den Realteil des Eingangswiderstandes der Basis über der Frequenz :



**Fig. 5.1**



**Fig. 5.2 Realteil des Eingangswiderstandes beim kapazitiv belasteten Emitterfolger**

Die Kurven sind von oben nach unten: Emitter-Widerstand + Kondensator = 10 Ohm + 3pF, 27 Ohm + 3pF, 33 Ohm + 3pF, 33 Ohm + 5 pF, 100 Ohm + 3 pF. Je größer man den Emitterwiderstand und den Kondensator macht, um so größer wird der negative Widerstand zwischen Basis und Masse. Wenn man mit dem Arbeitspunkt-Widerstand an der Basis (in Grenzen) einen anderen Transistorstrom einstellt, ändert sich die negative Impedanz nicht nennenswert.

**Fig. 5.2 real part of input impedance of a capacitively loaded emitter follower**

The traces from top to bottom: emitter resistor + capacitor = 10 Ohms + 3 pF, 27 Ohms + 3 pF, 33 Ohms + 3pF, 33 Ohms + 5 pF, 100 Ohms + 3 pF. The larger we make R and/or C, the larger is the negative resistance between base and ground. Halving or doubling the transistor current does not make much of a difference.

Die Maßnahmen gegen wildes Schwingen sind also: möglichst geringer Widerstand und möglichst geringe Kapazität am Emitter, eventuell ein anderer Transistor. Wenn man das Impedanzniveau nicht weiter absenken kann weil sonst die Signalquelle zu stark belastet wird und es ist immer noch negativer Eingangswiderstand übrig, kann man das mit einem entsprechenden Widerstand in der Basisleitung ausgleichen. Das sollte nur die letzte Zuflucht sein, denn dieser Widerstand addiert sich direkt zum inneren Basis-Bahnwiderstand des Transistors. Dieser Bahnwiderstand ist aber der eigentliche Rauschgenerator im Transistor bei niederohmiger Quelle. Schon mit 22 Ohm verliert man viele dB beim Breitbandrauschen.

Die Idee, mit einem kleinen ohmschen Widerstand am Collector die Emitterfolger-Topologie zu zerstören, führt auch zu nichts. Kleine Widerstände von ca. 47 Ohm machen alles noch schlimmer. Stabilität erhält man erst im KOhm-Bereich, das stört dann aber schon den normalen Betrieb.

Der Basiswiderstand hat noch den zusätzlichen unerwünschten Nebeneffekt, daß er den Eingangswiderstand der Emitter-Basis-Massestrecke hochtreibt und damit dem Collectorschwingkreis einen Einfluß auf den Eingangswiderstand erlaubt.

Die beste Lösung ist es, die unterste Serienresonanz der Basisabblockung hinreichend hochzuschieben. Die Eigenresonanz des Kondensators zusammen mit der Induktivität eines Vias durch 1.5 mm Epoxyd macht das aber sehr problematisch, wenn der Transistor auf 6 GHz noch funktioniert. Beim BFR93A ist das aber noch möglich.

Diese Betrachtungen gelten natürlich auch für die 2. Stufe des Oszillatorverstärkers, die ja gewollt als Emitterfolger arbeitet. Wegen des größeren Pegels kann man hier aber mit einem Basiswiderstand weniger zimperlich sein.

Der kapazitiv belastete Emitterfolger ist der etablierte Standard für Mikrowellen-VCOs. Unbegreiflicherweise sieht man gelegentlich Butlerszillatoren mit Kondensatoren an den Emittern.

The common base input stage sometimes has a tendency to oscillate. The mechanism works in this way: At frequencies far away from the tank circuit resonance the collector is rf-wise at ground potential. The emitter is separated from ground by its resistor and has some pF of stray capacitance. At high frequencies this looks like a capacitively loaded emitter follower. The impedance between base and ground then looks like a capacitor and a negative resistance in series.

Now when the base decoupling has an inductive component that forms a resonant series circuit with the base capacitance, the negative impedance cancels the loss resistance of the series circuit and the stage oscillates. We check this behaviour with a simple emitter follower in the simulator and plot the real part of the input impedance over frequency: FIG 5.1 / 5.2

The measures against wild oscillations are: minimize the emitter resistor and the emitter capacitance, perhaps a different type of transistor. If we cannot reduce the emitter resistance any further because this loads the signal source too much, we still can insert a resistor into the base lead. This should be considered as the last resort only because this resistor adds directly to the transistor's internal base resistance and this is the noise generator in the case of a low input impedance.

The best solution is to make the base decoupling resonance free to sufficiently high frequencies. The self resonance of the capacitor and the inductance of a via through 1.5 mm / 60 mil epoxy make that very hard to achieve if the transistor is still active at 6 GHz. A BFR93A should be harmless enough.

These observations are valid for the second stage of our amplifier, too, because it works deliberately as an emitter follower. Because of the higher signal level a base resistor could be tolerated somewhat easier.

The capacitively loaded emitter follower is the established standard for microwave VCOs. Nevertheless one sees Butler oscillators with capacitors at the emitters in the ham literature from time to time.

#### **5.4 1/f-Rauschen in Trägernähe 1/f noise close to the carrier**

Das Rauschen in Trägernähe wird nicht nur vom Resonator und dem HF-Rauschen des Verstärkers bestimmt, sondern auch von hochgemischtem NF-Rauschen. Dieser Anteil überwiegt in der Nähe des Trägers. Fast jeder Halbleiter hat eine untere Grenzfrequenz, unterhalb der sein Rauschen pro  $\sqrt{\text{Hz}}$  Meßbandbreite für jede Halbierung der Meßfrequenz um 6 dB zunimmt, bis man es wesentlich unterhalb von 1 Hz langsam als Drift ansehen kann. Man nennt das 1/f-Rauschen oder Funkelrauschen (flicker noise). Eine hohe 1/f-Grenzfrequenz ist schlecht, weil das Rauschen dann bei einigen KHz schon große Werte annimmt und in Richtung DC für jede Halbierung der Frequenz noch um 6 dB schlimmer wird.

Bevor jetzt jemand auf die Idee kommt, daß sich der Transistor durch die Rauschspannung im MikroHetzgebiet selbst zerstört: Dem ist nicht so, weil die anwendbare Meßbandbreite bei tiefen Frequenzen auch immer kleiner wird.

Für rauscharme Oszillatoren sind bipolare Transistoren und Junction FETs günstig, schlecht sind MOS-FETs und ganz besonders schlecht sind GaAs-MESFETs, auch wenn sie bei 10 GHz noch so rauscharm sind. Dem Trend nach haben Halbleiter mit besonders hohen Transitfrequenzen auch hohe 1/f-Grenzfrequenzen, große Transistoren sind meist besser als kleine. Für Oszillatoren im Kurzwellengebiet sind rauscharme NF-Typen wie der BC850 durchaus geeignet. Sie haben Transitfrequenzen von einigen hundert MHz. Bei HF-Transistoren ist das 1/f-Rauschen meist nicht spezifiziert. Eine Ausnahme ist der NE68819 von NEC [NEC\_AN1026]. Notfalls kann man das 1/f-Rauschen selbst ausmessen. Im Frequenzbereich bis 20 KHz genügt dafür ein Soundblaster mit geeigneten Programmen als Spektrum-Analyzer.

Wenn man die BE-Sperrschicht eines Bipolartransistors auch nur kurzzeitig in den Durchbruch treibt, wird das Rauschverhalten des Transistors für immer verschlechtert. Trotzdem ist die BE-Strecke eines 2N2222 o.ä. eine halbwegs brauchbare 5 oder 6 Volt-Z-Diode, wenn gerade nichts anderes da ist. Bei Mikrowellentransistoren ist die BE-Sperrspannung teilweise nur 1 Volt, hier muß man besonders vorsichtig sein.

Junction-FETs haben den Nachteil, daß ihre Steilheit wesentlich kleiner ist als bei Bipolartransistoren. Der typische Eingangswiderstand in Gateschaltung liegt eher bei 50 bis 70 Ohm; außerdem werden JFETs erst bei 12-15 Volt richtig munter.

Weil das Heraufmischen des NF-Rauschens auf die Trägerfrequenz eine Nichtlinearität zweiter Ordnung erfordert, sind Maßnahmen produktiv, die den Verstärkerteil des Oszillators möglichst linear halten. Laut [ROHDE Seite 91] soll ein Emitterwiderstand von 10 - 30 Ohm ohne Überbrückungskondensator bei Bipolartransistoren die Situation um bis zu 40 dB verbessern. Auch können Gegentaktschaltungen hilfreich sein [CRAWFORD Seite112] weil

Verzerrungen zweiter Ordnung unterdrückt werden. Das betrifft auch die beiden gegeneinandergeschalteten Varicaps zum Ziehen.

Wenn man einen großen Verstärkungsüberschuß hat, wird der Verstärker hart in die Begrenzung getrieben und kann sich wunderbar als Mischer betätigen. Ein oberwellenreiches Ausgangssignal mag zwar u.U. eine Vervielfacherstufe sparen, ist aber unter dem Gesichtspunkt des Seitenbandrauschens höchst verdächtig.

The noise close to the carrier is determined not only by the resonator and amplifier RF noise. Audio noise that is mixed up dominates close to the carrier. Every active device has a frequency below which the noise increases by 6 dB for every halving of the frequency. This is called 1/f noise or flicker noise. 1/f noise has been demonstrated to MicroHertz frequencies. High 1/f corner frequencies are bad because they give the 1/f noise a head start of many octaves. (Octave means doubling or halving the frequency.) Bipolar transistors and JFETs have a low 1/f frequency and are right for dc, af and oscillators. MOSFETs and especially GaAs-FETs are bad for these applications, no matter how low their noise may be at 10 GHz. Large transistors are usually better than small ones.

For RF transistors, 1/f noise is seldom specified. One notable exception is the NEC NE68819 [NEC\_AN1026]. It is easy to measure the 1/f noise with an audio spectrum analyzer. This could be a PC with a soundcard and one of the FFT programs that can be found on the internet.

If one drives the BE junction of a bipolar transistor into breakdown, even shortly, its noise behaviour worsens forever. Nonetheless, the BE junction of a 2N2222 makes a 5 or 6 V Z-diode if nothing better happens to be available, but never use it in an oscillator later on. In RF transistors, the BE junction breaks at voltages as low as 1 volt. If the current is limited, the transistor will survive, but it will be noisier.

Junction FETs have the drawback that in comparison to bipolars their transconductance is much smaller. The typical input impedance in a common gate circuit is more like 50 to 70 Ohms and most JFETs are quite dull at supply voltages of less than 13 V.

The upconversion of the audio noise to noise sidebands around the carrier requires a nonlinearity of the second order. Thus it pays to keep the amplifier part of the oscillator as linear as possible. For bipolars, an unbypassed emitter resistor of 10 to 30 Ohms is said to improve the situation by upto 40 dB [ROHDE, page 91]. This affects only the 1/f noise sidebands, naturally. Push-Pull circuits can be helpful, too, because they suppress second order distortion [CRAWFORD, page 112].

If we have excessive gain, the amplifier will be driven to saturation and acts as a mixer. An oscillator output signal rich in harmonics may save a multiplier stage, but is very suspicious from a noise sideband point of view.

## **5.5 Simulation der eigentlichen Verstärkerschaltung**

Wir simulieren jetzt das hochfrequenzmäßige Verhalten des Verstärkers . Als Transistordaten dienen die SPICE-Parameter von der Infineon-WebSite. Der Simulator berechnet zunächst den Gleichstrom-Arbeitspunkt. Mit den Basiswiderständen wurden 3 mA für den linken Transistor und 38 mA für den rechten eingestellt. In einer realen Schaltung müßte man sich für die Stabilisierung des Arbeitspunkts mehr Mühe geben, und auch die Abblockung der Versorgungsspannung können wir uns hier schenken weil die Versorgungsspannung den Innenwiderstand 0 hat.

Im zweiten Schritt berechnet der Simulator das Kleinsignalverhalten der Schaltung im gewählten Arbeitspunkt mit den dafür gültigen Transistorkapazitäten, Verstärkungen, Innenwiderständen usw.

Wir stellen fest, daß die Verstärkung in einem 10-Ohm-System mehr als ausreichend ist; wir können den Kreis noch etwas dämpfen, den Strom der Eingangsstufe noch etwas absenken oder einen Schottky-Begrenzer am Collectorkreis anbringen. Die Rauschzahl beträgt für einen 100-Ohm-Emitterwiderstand etwa 2.2 dB, also gar nicht schlecht, da wir keinerlei Rauschanpassung vorgenommen haben.

Weiter oben haben wir festgestellt, daß ein kleinerer Emitterwiderstand für die hochfrequente Stabilität besser ist. Je mehr wir uns der Eingangsimpedanz des Transistors nähern, um so leichter kann der Widerstand die kostbare Signalenergie in Wärme umwandeln. Wir wählen 33 Ohm und erhalten dann eine Rauschzahl von 3 dB, die noch akzeptabel ist.

Wir untersuchen jetzt noch den Einfluß eines stabilisierenden Basiswiderstandes. 22 statt 0 Ohm treiben die Rauschzahl schon auf 7 dB und das beginnt dann wirklich zu schmerzen. Andererseits scheint der Basiswiderstand weniger Rauschen beizutragen wenn auch der Emitterwiderstand höher ist.

Der Eingangswiderstand des Verstärkers liegt breitbandig bei 7.5 Ohm und steigt auf der Resonanzfrequenz des Collectorkreises auf 8.5 Ohm. Damit findet der Quarz das beabsichtigte Impedanzniveau vor.

We can see that the gain in a 10 Ohm system is more than enough; we could damp the collector circuit a little bit more, reduce the input stage current, or attach a Schottky limiter to the collector circuit. For a 100 Ohm emitter resistor, the noise figure is 2.2 dB. Thats OK for this transistor without any noise matching.

We have noted above, that a small emitter resistor helps UHF stability. The drawback is, that as we approach the 10 Ohm impedance level of the transistor itself, the resistor burns more of the precious RF energy that comes from the resonator. If we choose 33 Ohms, the noise figure rises to 3 dB.

Now we examine the influence of a base damping resistor. Inserting 22 Ohms into the base lead rises the noise figure to 7 dB and that begins to hurt. On the other hand, the rise is less dramatic if the emitter resistor is larger, too.

The input impedance of the amplifier is about 7.5 Ohms and rises to 8.5 Ohms on the resonance frequency of the tank circuit. Thus, the crystal has about the intended termination.

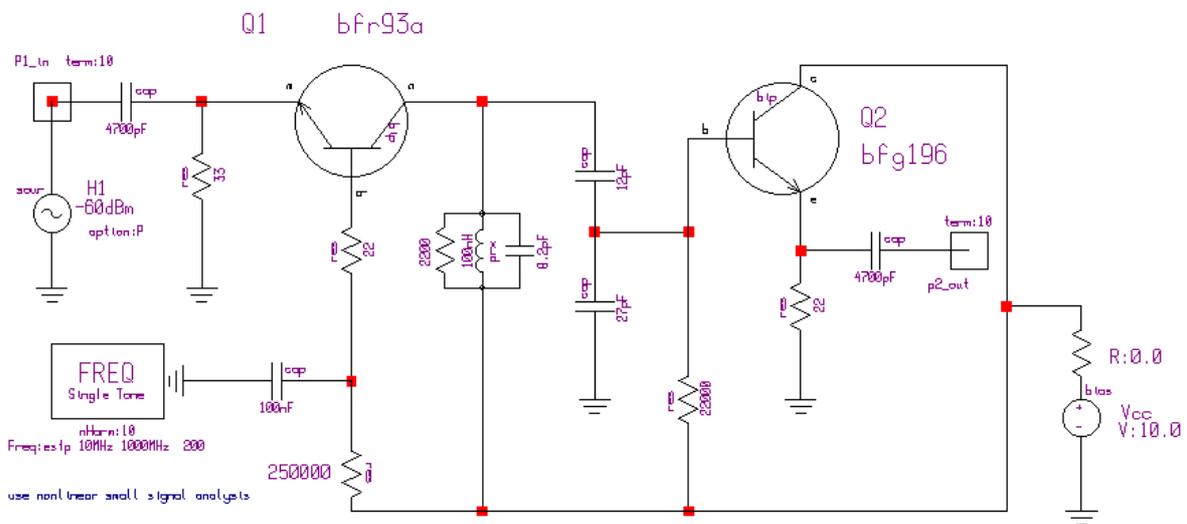


Fig. 5.3 ss\_amp.sch

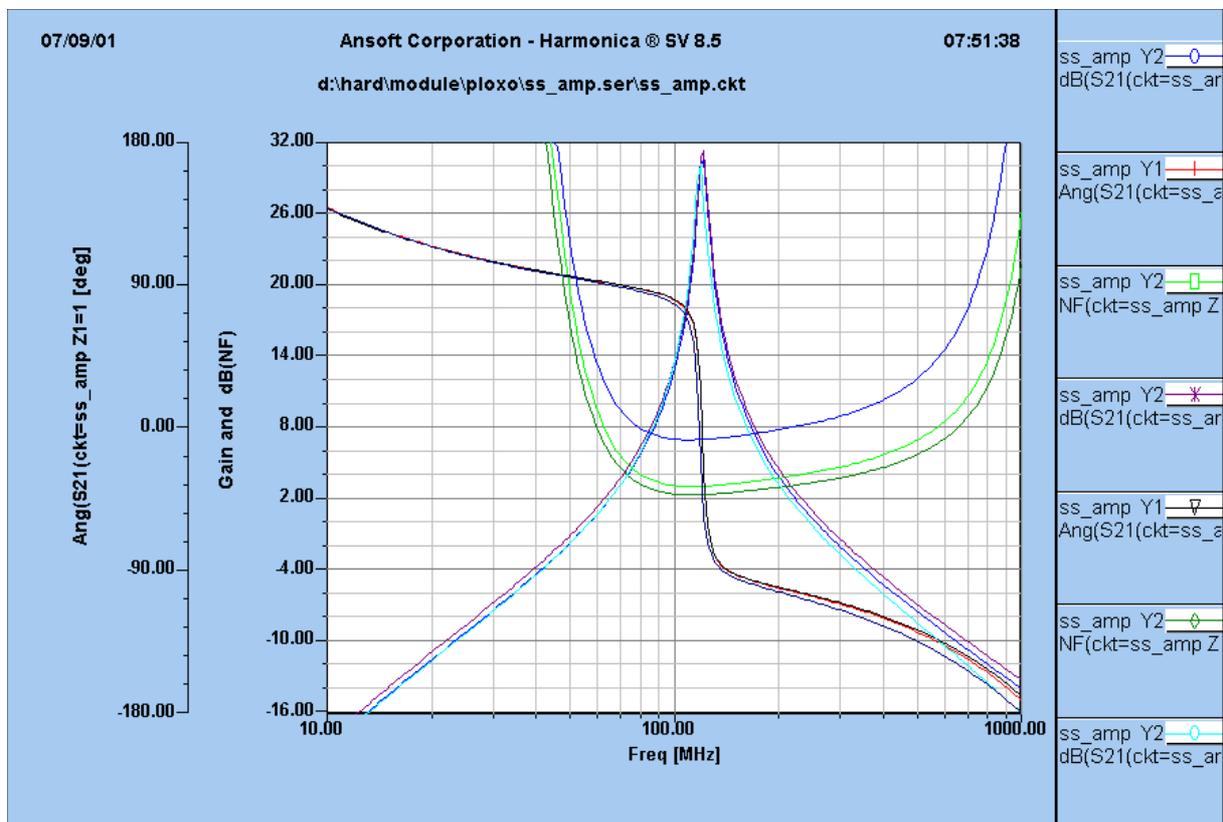
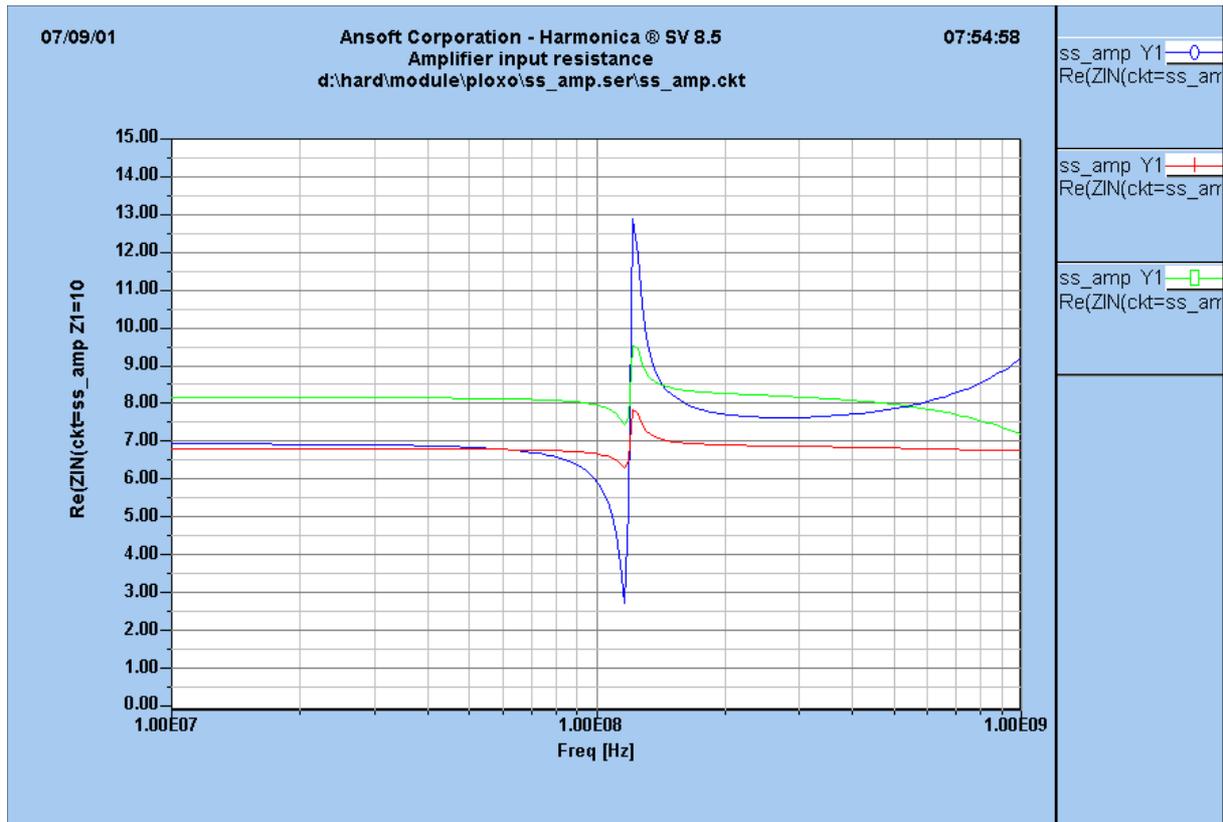


Fig. 5.4 Verstärkung, Phasengang und Rauschzahl des eigentlichen Verstärkers  
Gain, phase slope and noise figure of the amplifier proper



**Fig. 5.6 Eingangsimpedanz des eigentlichen Verstärkers  
input impedance of the amplifier proper**

RE=33, RB=22 ist die Kurve mit der 13-Ohm-Spitze. Der Widerstand in der Basisleitung erlaubt dem Collector-Kreis einen starken Einfluß auf die Eingangsimpedanz.

RE=33, RB= 0 ist die Kurve mit der 8-Ohm Spitze.

RE=100, RB=0 ist die Kurve mit der 9.5-Ohm-Spitze.

RE=33, RB=22 is the trace showing the 13 Ohm peak. The resistor in the base lead spoils the backward isolation.

RE=33, RB= 0 is the trace showing the 8-Ohm peak.

RE=100, RB=0 is the trace showing the 9.5-Ohm peak.

Now we'll simulate the RF behaviour of our amplifier. The transistors are described by their SPICE parameters as found on the Infineon WEB site. The simulator first computes the DC operating point using nonlinear analysis. Then, in a second step, small signal gains, capacitances, resistances etc for this operating point are computed and used for the frequency sweep.

With the base bias resistors we set the collector currents to 3 mA for the left transistor and 38 mA for the right one. In the final circuit we'll have to pay a little more attention to stabilizing the operating point, but that is a simple DC issue and should not detract us now. Decoupling

the voltage source is not necessary here because the generator has 0 Ohms impedance fo all frequencies.

## 6. Zusammenspiel von Resonator und Verstärker

Wir fügen jetzt das Quarzfilter ein und messen das Gesamtverhalten.

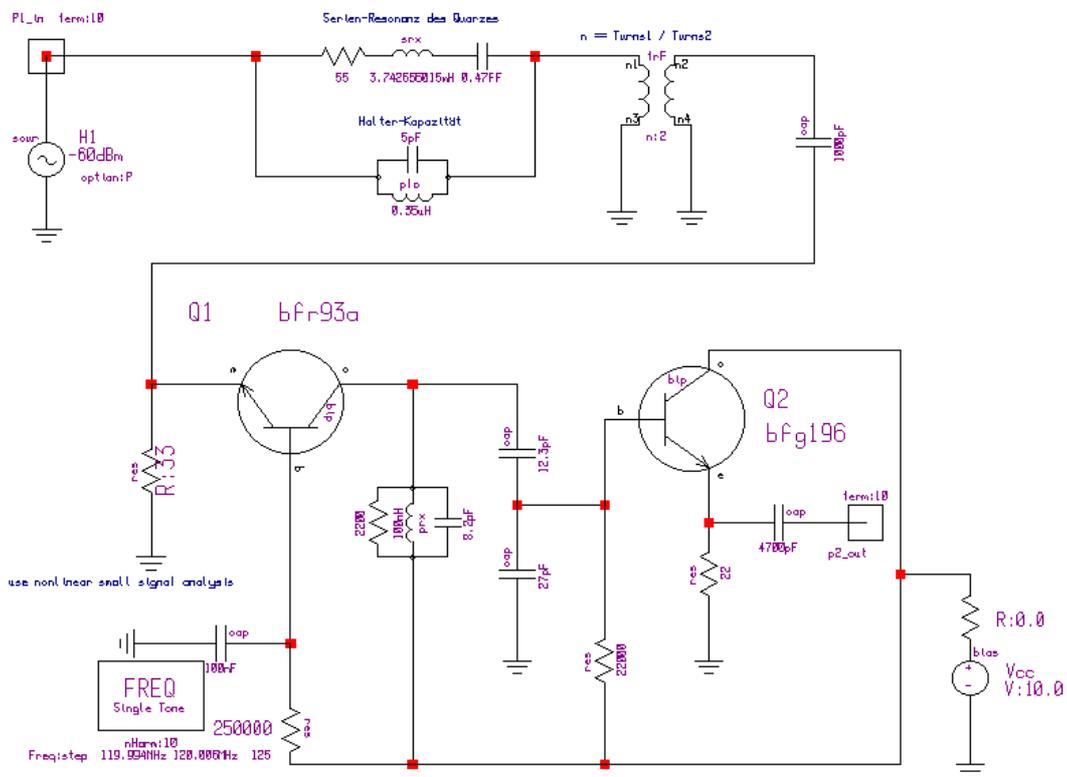
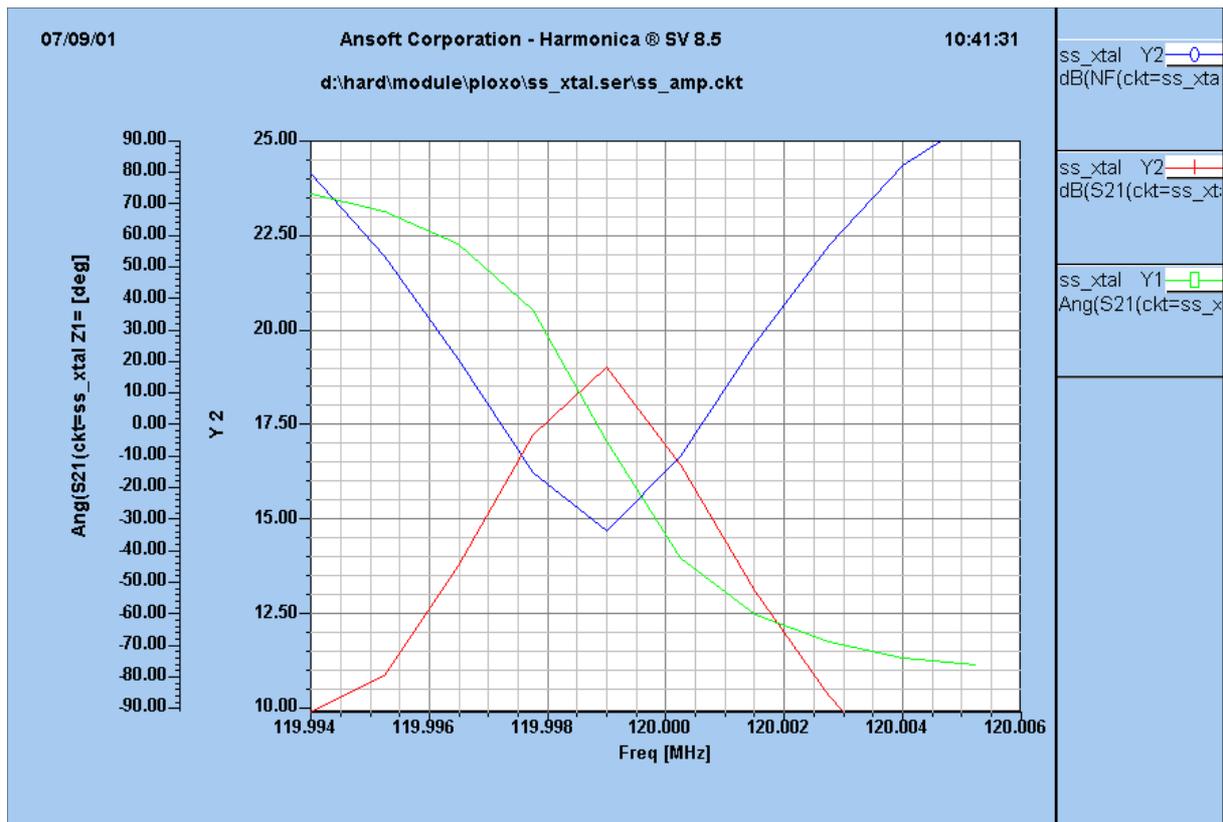


Fig. 6.1



**FIG. 6.2 Verstärkung, Rauschzahl und Phasengang für Übersetzungsverhältnis = 1**

Zu diesem Bild ist folgendes zu sagen: Die Resonanzfrequenz ist 1 KHz zu niedrig. Das ist eindeutig ein Fehler des Simulators, wie man anhand der Bauteilwerte und der Schwingkreisformel leicht nachprüfen kann. Außerdem ließ sich keine bessere Frequenzauflösung als 125 Hz zwischen 119.994 und 120.006 MHz erzielen. Dem würde immer noch eine Auflösung von 96 Schritten entsprechen, doch sind die Ecken in den Plots wesentlich weiter entfernt. Wenn man eine höhere Auflösung versucht, erhält man den Standardfehler „An analysis error has occured“, der für so ziemlich alles herhalten muß, wie z.B. falsche S-Parameter-Dateien oder Überschreiten der zulässigen Anzahl von Bauelementen. Nach ersten Recherchen war dieses Verhalten auch schon in der Vollversion 7.5 vorhanden. Hiermit wird sich Ansofts Qualitätssicherung nocheinmal auseinandersetzen müssen (und kann dabei auch noch gleich klären, warum an der Y-Achsenbeschriftung so oft die Hälfte fehlt).

Wenn wir dem Plot ansonsten trauen wollen, sehen wir eine Rauschzahl von knapp 15 dB, was wegen der Durchgangsverluste des Quarzfilters realistisch sein dürfte. Mit dem Übertrager kann man die Anpassung am Emittter einstellen. Mit einem Windungsverhältnis von 2 ergibt sich eine etwas bessere Rauschzahl und wesentlich mehr Verstärkung, aber die Filterbandbreite wird dann etwas schlechter.

Rainer Bertelsmeier (DJ9BV) hat eine Dimensionierung gefunden, die fast so gut ist wie der Trafo und auch stabil ist: RE = 150 Ohm, RB=10 Ohm, Rbias= 150 KOhm, entsprechend 5.3 mA Collectorstrom.

Der Übertrager ist für einen Butlerszillator nicht zu rechtfertigen, denn wenn wir ihn akzeptieren, können wir bei einer Wicklung auch den Wicklungssinn vertauschen und die

erste Verstärkerstufe in der harmloseren Emitterschaltung betreiben. Das wollen wir hier aber nicht weiterverfolgen.

Der Phasengang wurde durch Abgleich des 12.4 pF-Kondensators im Collectorkreis symmetriert, so daß die steilste Stelle auf der 0-Grad-Linie = Oszillatorfrequenz stattfindet. So verschenken wir keine Arbeitsgüte.

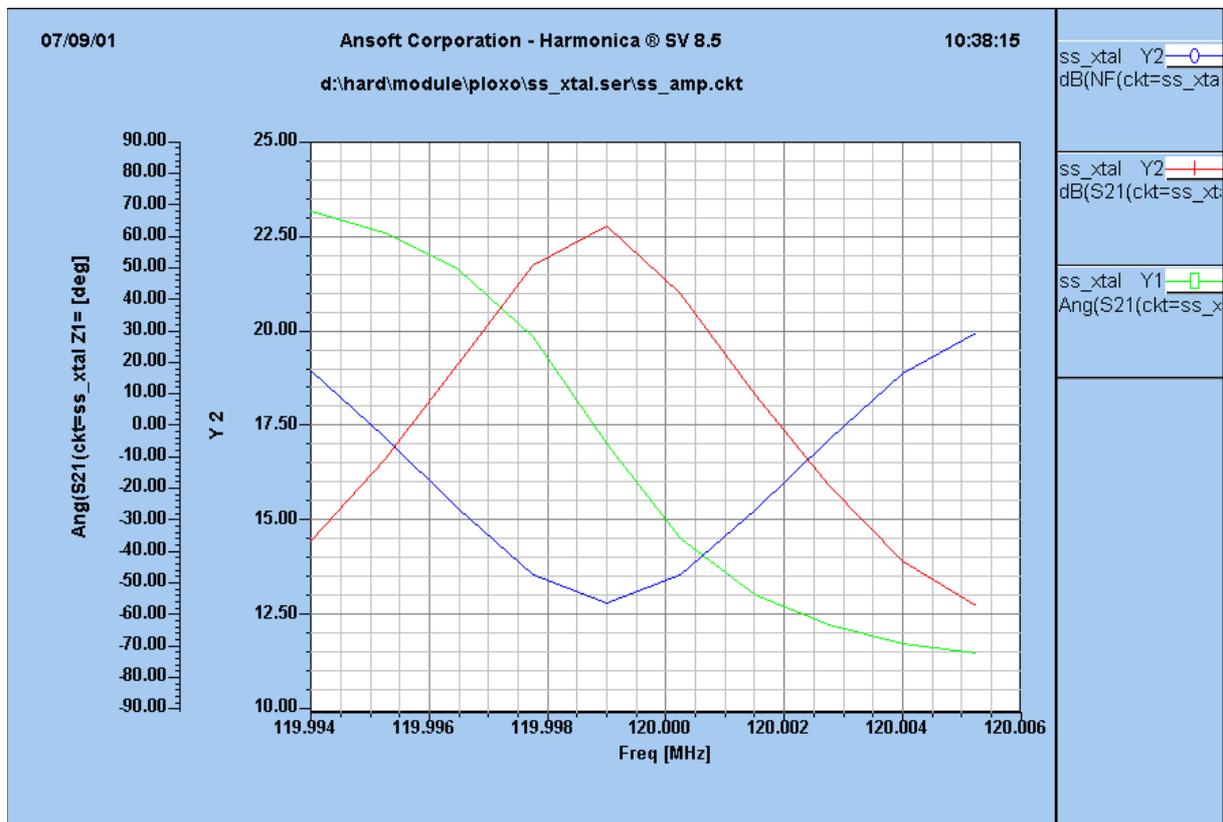


Fig. 6.3 Verstärkung, Rauschzahl und Phasengang mit  $n=2$

DJ9BV hat noch einen Plot beige-steuert, der die lokale Arbeitsgüte des Quarzes als Funktion der Frequenz zeigt. Die entsprechende Formel, die eigentlich als Beschriftung an der Y-Achse stehen soll, wird im Plot leider unnötigerweise verstümmelt. Sie lautet:

$$\pi * 120e6 * \text{deriv}(-\text{Ang}(S21(\text{ckt}=\text{ss\_xtal } Z1=10.00+j0.00 } Z2=10.00+j0.00))) / 360$$

**Bitte füge den Plot hier ein. Den Q-Verlust beim Wegtunen des Collectorkreises habe ich nicht nennenswert nachweisen können. Vermutlich ist mit etwa 10 Ohm Verstärker-Eingangsimpedanz das Unglück für die Arbeitsgüte schon passiert. Wegen der groben Darstellung von Serenade möchte ich da nicht weiter im Kaffesatz lesen.**

Now we insert the crystal resonator and check the overall behaviour. (Fig 6.1, 6.2). We see the following things: The resonance frequency is 1 KHz too low. This must be a bug in the simulator, as we can see by inserting the part values into the formula of the LC-circuit. Probably somebody has rounded PI. (  $\text{Pi} = 4 * \text{atan}(1)$ , if you want the full precision of your computer.)

Then we were unable to get any better resolution than 125 Hz between 119.994 and 120.006 MHz. This would correspond to 96 Steps, but there are clearly even less corners in the plots. When we tried to get a better resolution, we got the standard complaint „An analysis error has occurred“ with no further hints. This detailed error message is given for about everything that could go wrong, for example mistyped s-parameters in a library or violating the limit of components allowed. This bug seems to have been in the version 7.5 of the full product release already.

If we decide to trust the results, we see a noise figure of some 15 dB that could be realistic given the attenuation of the crystal filter. Using the transformer we can easily play with matching. A turns ratio of 2:1 gives a 3 dB better noise figure and a lot more gain at the cost of a somewhat worse phase slope.

Rainer Bertelmeier (DJ9BV) has found a set of parts values that is practically as good as the transformer and stable, too:  $R_E = 150 \text{ Ohm}$ ,  $R_B = 10 \text{ Ohm}$ ,  $R_{\text{bias}} = 150 \text{ KOhm}$ , which results in 5.3 mA of collector current.

The phase slope has been adjusted by tuning the tank circuit using the 12.4 pF capacitor so that it is cut by the the  $0^\circ$  line at its steepest spot. Thus we avoid giving away loaded Q on the operating frequency.

7. Nebeneffekt von Ziehkondensator und Kompensationsspule  
 parasitic interaction of the C0 compensation coil and the pulling capacitor

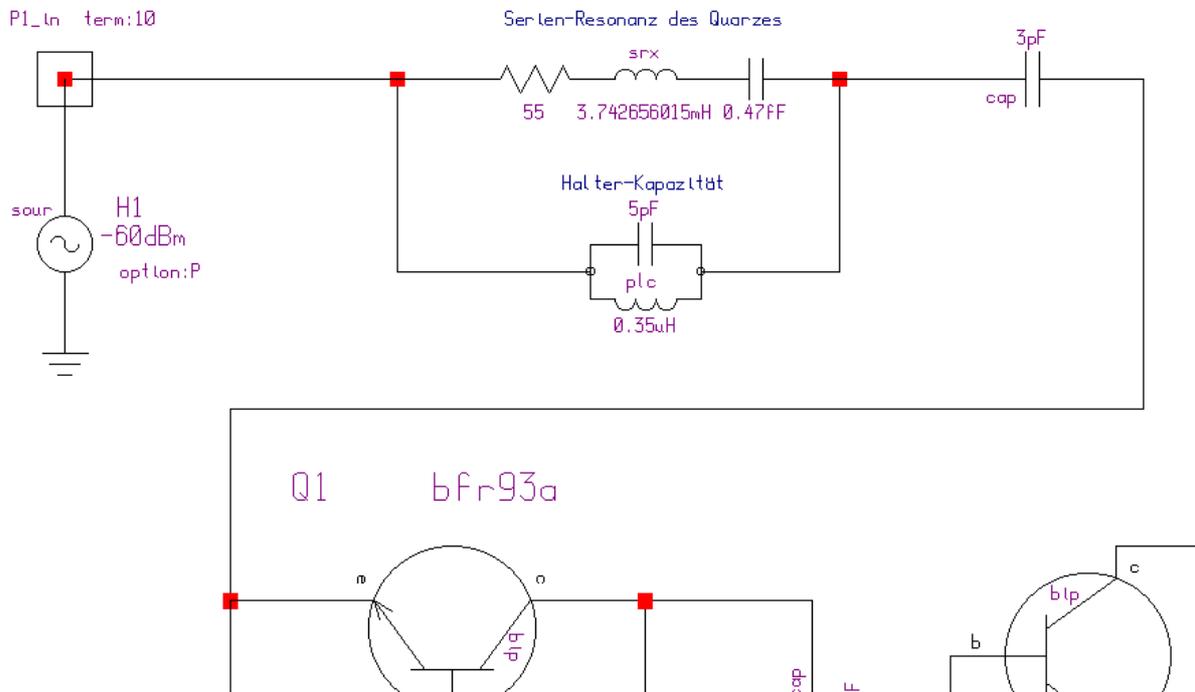
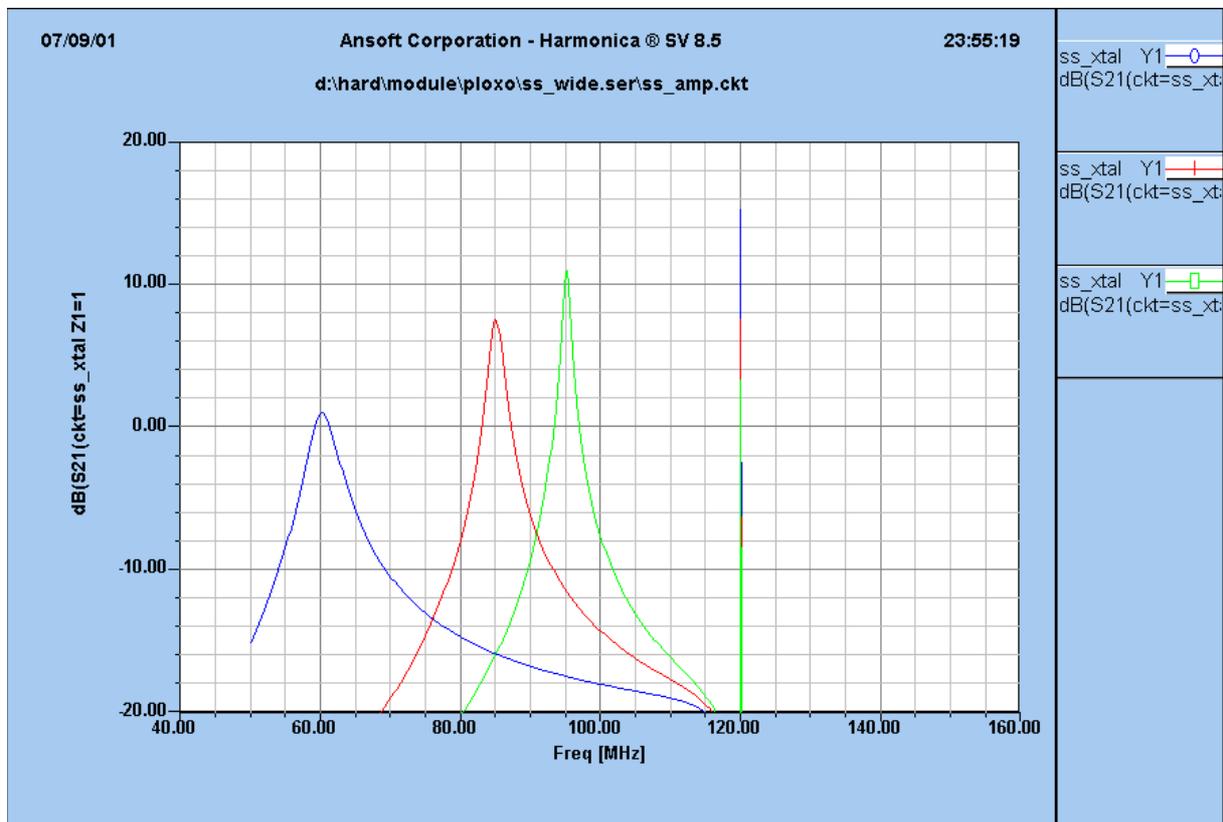


Fig. 7.1

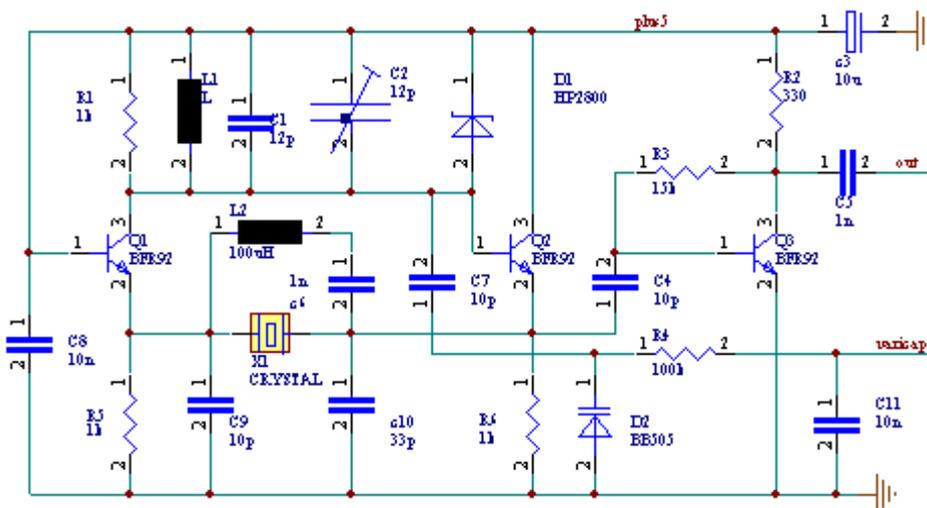


**Fig. 7.2 Serienresonanz von Kompensationsspule und Ziehkondensator für 15, 5 und 3 pF**

Die Schaltung ist gegenüber der vorherigen geblieben wie sie war, der Transformator wurde entfernt und statt dessen ein Kondensator zum Ziehen des Quarzes eingefügt. Die Amplitudenkurve hat jetzt 2 Maxima. Das untere Maximum bei 60 / 80 / 90 MHz ist die Serienresonanz der Varicaps / Ziehkondensatoren mit der 0.35uH-Kompensationsspule, die parallel zum Quarz liegt. Wenn man den Ziehkondensator kleiner macht um den Quarz hochzuziehen, wandert diese Resonanz schnell zu höheren Frequenzen. Wenn sie den Durchlassbereich des Collectorkreises erreicht, nimmt die Amplitude rasch zu und die Oszillatorfrequenz kann dann auf den LC-Kreis umspringen. Man kann dem entgegenwirken, indem man den Collectorkreis weniger dämpft. Wirklich störend wird dieser Effekt erst, wenn man versucht, den Quarz sehr weit zu ziehen. Die Quarzresonanz auf genau 120 MHz / +16 dB ist in dieser Darstellung kaum zu sehen, weil sie sehr schmal ist.

The combination of crystal and amplifier is the same as before, but the Transformer has been removed and a series capacitor has been inserted to pull the crystal frequency. The amplitude response now has 2 maxima. At 120 MHz is the crystal resonance that is barely visible because it is so sharp. The lower peak at 60 / 80 / 90 MHz is the series resonance of the pulling capacitor with the 0.35uH compensation coil. As we make the capacitor smaller to pull up the crystal frequency, this resonance moves upward in frequency, too. If it reaches the passband of the tank circuit, the amplitude grows quickly and finally the oscillator frequency may jump to it. This can be counteracted by making the Q of the tank better, but usually this constitutes a problem only if we try to pull the crystal very far.

### Kasten 1:



Butler-Oszillator, der 1999 im Dubus veröffentlicht wurde. Er ist die zielstrebige Synthese vieler Nachteile:

Für C9 und C10 ist kein Sinn zu erkennen. Ihre katastrophalen Auswirkungen wurden schon im Abschnitt 5.3 besprochen.

Die Varicap zum Ziehen gehört in Serie zum Quarz, weil der Resonator die Frequenz bestimmen soll. Am Collectorkreis verstimmt sie lediglich den Phasengang des Verstärkers. Man kann dann den Collectorkreis nicht mehr so abstimmen, daß die Phasenänderung bei  $0^\circ$  am größten ist und verschenkt Arbeitsgüte. Man ist geradezu darauf angewiesen, die flachen Stellen der Kennlinie zu benutzen.

Die C0-Kompensation ist auch falsch. 5 pF Quarz + 7 pF fuer die Emitterkondensatoren + 100 uH gibt etwa 5 MHz und nicht 100.

Die Anode der Varicap liegt an Masse. Ihr Anteil am Schwingkreisstrom muß deshalb mit C8, den einzigen Keramik-Abklatschkondensator, wieder an das kalte Ende des Schwingkreises geleitet werden. Diesen Kondensator muss sie sich mit den beiden Oszillatortransistoren und der Ausgangsseite des Trennverstärkers teilen. Das kann zu unerwünschten Verkopplungen führen. Der Elko zählt nicht bei 100 MHz.

Die Arbeitspunkteinstellung ist vollkommen falsch. Die Basis von Q1 ist direkt mit der Versorgungsspannung verbunden; der Emitter kann dann höchstens einen Diodendrop tiefer liegen, also auf 4.3V bei 5V Versorgung. Bei einer effektiven Transistorspannung von 0.5V bleibt deshalb fast kein Spannungshub für den Collector übrig. Sobald der Transistor etwas aufmacht, geht er auch schon in die Sättigung. Das ist genau das, was in einem rauscharmen Oszillator vermieden werden muss, weil sich die Lastimpedanz des Quarzes dynamisch sehr stark ändert. Die geringe Vce erlaubt nur eine sehr geringe Schwingkreisspannung; die Schottkydiode dürfte nicht viel um Begrenzen vorfinden, zumal, da die BC-Diode von Q2 auch direkt über dem Schwingkreis liegt.

This is a Butler oscillator that made it into DUBUS in 1999 while nobody happened to be watching. It is a successful effort to combine a lot of drawbacks.

There is no reason for capacitors C9 and C10. Their effect on stability in conjunction with the huge 1K emitter resistors has been discussed in chapter 5.3.

The pulling varicap should be in series to the crystal because the resonator should determine the frequency. As part of the collector circuit it only can shift the phase response. It is then impossible to tune the collector circuit for maximum phase slope at  $0^\circ$  and one gives away loaded Q.

C0 compensation is incorrect, too. 5pF static crystal capacitance + 7 pF for the emitter capacitors in series plus a 100uH compensation coil gives a parallel resonance near 5 MHz and not near 100 MHz where the crystal is supposed to work.

The varicap anode is connected to ground. Its share of the RF current is forced to flow through C8 (the one and only ceramic decoupler) back to the cold side of the tank circuit. This decoupler is shared with all three transistor stages. The electrolytic does not count at 100 MHz.

The dc operating point is completely wrong. The base of Q1 is connected directly to the supply voltage, so the emitter can be only one diode drop below supply. Therefore there is no room for a significant voltage swing at the collector. As soon as the transistor starts

conducting it is already in saturation. Saturation is exactly the worst thing to happen for an oscillator transistor.

With half a volt of  $V_{ce}$  the Schottky diode won't find much of a RF voltage that it could limit, even more so since the BC diode of Q2 is also directly across the tank circuit.

**Ende Kasten 1**