



Gunthard Kraus, DG 8 GB

Quarzoszillator-Simulation mit LTspice

Oszillator-Simulationen mit SPICE bereiten im Normalfall kein großes Kopfzerbrechen und funktionieren bei Beachtung gewisser „Spielregeln“ problemlos. Als aber bei einem Quarzoszillator plötzlich alle gewohnten Methoden versagten (und von befragten Spezialisten nur die Reaktion „... Quarzoszillator? Schwierig, schwierig...“ kam), mussten zuerst die Gründe analysiert und anschließend andere Wege gesucht werden.

1. Vorgeschichte

Es begann mit dem Hilferuf per Email eines meiner Studenten: „...Ich möchte für meine Studienarbeit einen 10,7 MHz-Quarzoszillator mit LTspice simulieren, so wie wir bei Ihnen in der Vorlesung einen LC-Oszillator untersucht haben.

Dazu habe ich eine Schaltung aus dem Internet geholt und darin versucht, den Quarz durch ein passendes Ersatzschalt-

bild mit Werten darzustellen, die von der Homepage des Quarzlieferanten stammen. Die Oszillatorschaltung selbst ist als Anhang beigelegt. Aber stimmt das Quarz-Ersatzschaltbild überhaupt? Und warum bringe ich die Schaltung überhaupt nicht zum Schwingen?...“.

Wer sich **Bild 1** ansieht, erkennt sofort einen Colpitts-Oszillator in Basisschaltung mit dem Quarz als Mitkopplung zum Emitter des Transistors. Allerdings fällt darin gleich die falsche Ersatzschaltung des Quarzes auf. Dem Studenten ist kein Vorwurf zu machen, da der Quarz zu wenig in Vorlesungen vorkommt und die dürftigen Daten der Lieferanten doch einer Ergänzung aus dem eigenen Wissensschatz bedürfen!

Einen Quarz muss man sich nämlich als einen Reihen-Schwingkreis allerhöchster Güte vorstellen, dem eine Lastkapazität parallel geschaltet werden muss. Diese besteht aus der statischen Quarzkapazität, der Halterungskapazität sowie den Streukapazitäten im Gehäuse und

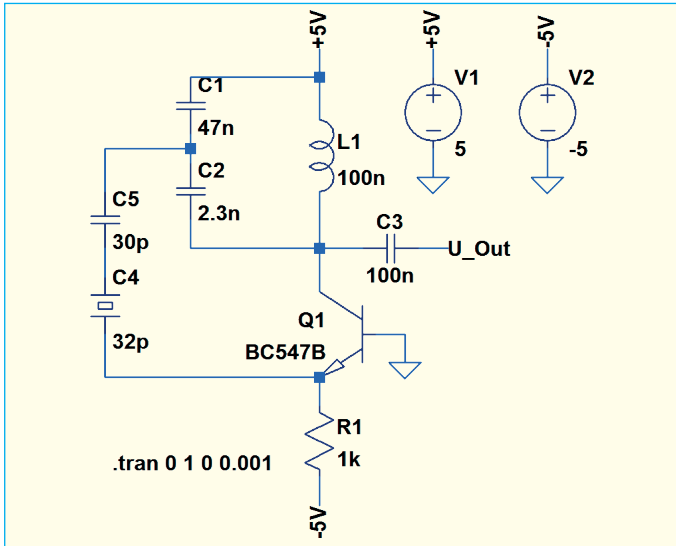


Bild 1:
Das ist der Startpunkt:
so kam der Oszillator-
Schaltungsvorschlag
per Email an
(siehe Text)

sie führt dann zur knapp oberhalb der Reihenresonanz auftretenden Parallelresonanz. Der dadurch messbare Impedanzverlauf wird von den Experten oft als „Butterfly“ bezeichnet (wohl, weil er bei der vorgesehenen Betriebsfrequenz an die Auf- und Abwärtsbewegung eines Schmetterlingsflügels erinnert). Jede weitere „Oberton“- und „Nebenresonanz“- und davon hat jeder Quarz etliche! - ergibt einen zusätzlichen „Butterfly“ und einen weiteren parallel zu schaltenden zusätzlichen Resonanzkreis.

Also wurde den spärlichen Lieferantendaten

Resonanzfrequenz = 10,7 MHz

Reihenwiderstand = 30 Ω

Summe aller Parallelkapazitäten = 32 pF

nach dem Studium der passenden Fachliteratur [1] und nach eigener Erfahrung ein Standard-Gütwert von $Q = 1\,000\,000$

hinzugefügt. Damit lassen sich nun die beiden Blindelemente des Reihenkreises berechnen:

$$X_L = X_C = Q \cdot R_{\text{Reihe}} = 10^6 \cdot 30\,\Omega = 3 \cdot 10^7\,\Omega$$

Für die Spule erhält man:

$$L = \frac{X_L}{2\pi \cdot f} = \frac{3 \cdot 10^7}{2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6} = 0,4462288\text{H}$$

Und für den Kondensator ergibt sich:

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot X_C} = \frac{1}{2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 3 \cdot 10^7} = 0,495809 \cdot 10^{-15}\text{F}$$

Das ergibt die korrigierte Oszillatorschaltung nach **Bild 2** - leider widersetzte sie sich unzähligen Versuchen, Experimenten und Einstellungsvarianten, um eine Dauerschwingung zu erzeugen. Deshalb gingen irgendwann die Ideen aus, das „Brett vor dem Kopf“ wurde dicker und

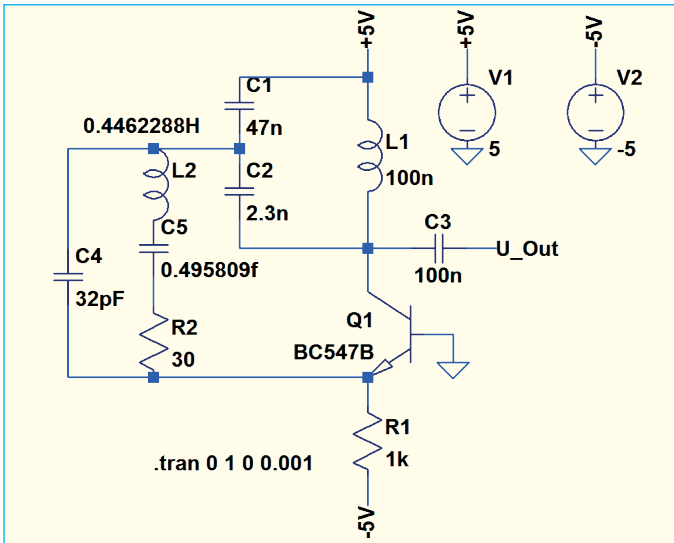


Bild 2:
Dasselbe nochmal,
aber nun mit dem
korrekten Quarz-
Ersatzschaltbild und
bereit zur Simulation

die Verzweigung wuchs. Da war es Helmut Sennewald als Manager der LTspice-Community auf YAHOO, der den erlösenden Tipp zu einem neuen Denkansatz gab. Herzlichen Dank dafür!

2. Quarz-Simulation mit LTspice in der Time Domain - leider eine Sackgasse

Also wurde nochmals ganz von vorne und mit dem Quarz allein begonnen. Genau bei seiner Reihenresonanz bleibt ja nur der Serienwiderstand von 30 Ω übrig und der Eingangswiderstand der nachfolgenden Basisschaltung ist leicht zu bestimmen:

Die Basis des Transistors liegt direkt an Masse und der Emitter wird aus der Quelle für -5 V über einen 1 k Ω -Widerstand mit

dem Ruhestrom I_E versorgt. Dieser beträgt

$$I_E = \frac{5V - 0,7V}{1k\Omega} = \frac{4,3V}{1k\Omega} = 4,3mA$$

Damit lässt sich der Eingangswiderstand nach folgender Beziehung (...die sich in jedem guten Fachbuch über Halbleiter-Schaltungstechnik, z.B. in [2] findet) für Raumtemperatur leicht berechnen:

$$R_{IN} = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{4,3mA} = 6\Omega$$

So kommt man für die Simulation zu **Bild 3** und man meint, die Lösung schon im Voraus zu kennen. Wenn bei Reihenresonanz beim Quarz „nur 30 Ω übrigbleiben“ und der Eingangswiderstand des Transistors 6 Ω beträgt, erhält man bei einer Speisespannung von 100 mV (und $f = 10,7$ MHz) am Emitter eine Spannung von

$$U_{EIN} = 100mV \cdot \frac{6\Omega}{(30\Omega + 6\Omega)} = \frac{4,3V}{1k\Omega} = 16,666mV$$

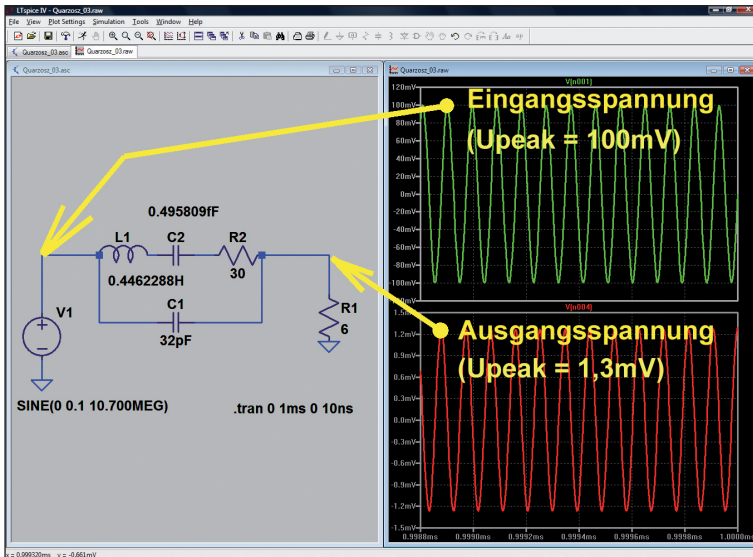


Bild 3:
Fast wie bei Monopoly: zurück zum Start und von vorne (hier mit den Grundlagen) beginnen; leider ist das Ergebnis nicht so, wie man es sich vorstellt (siehe Text)

(Das würde einer Dämpfung von -15,56 dB entsprechen).

Dazu passt auch die ebenfalls in Bild 3 dargestellt simulierte Ausgangsamplitude von 1,3 mV in keiner Weise und man verdächtigt sogleich die Software LTspice. Erst Helmut Sennewalds Hinweis: „... kümmere Dich genauer um das Einschwing-Verhalten ...“ führte auf die richtige Spur und zu einer neuen „Grundsatzsimulation“.

Dazu wurde die Quarzgüte von $Q = 1000000$ einfach auf $Q = 1000$ reduziert, was zu den in **Bild 4** zu findenden neuen Werten von L und C im Schwingkreis führt. Wiederholt man nun die Simulation in der Time Domain, so muss man bis auf 200 μ s Simulationszeit hochgehen, aber den maximalen Timestep bis auf 0,1 ns reduzieren, um die vollständige und

korrekte Lösung zu erhalten (= ca. 16 mV am 6 Ω -Widerstand).

Das wären bei abgeschalteter Datenkompression immerhin 2 000 000 Samples, die zu berechnen sind und zu jedem Sample gehören ja noch die Werte aller Ströme und Spannungen in diesem Augenblick. Damit wird die zu speichernde Ergebnisdatei bereits recht groß. Wenn man an den Originalquarz mit seiner Güte von $Q = 1\,000\,000$ denkt, wird es noch viel schlimmer: die Simulationszeit verlängert sich in diesem Fall, wegen der mit der neuen Güte um den Faktor 1000 ansteigenden „Einschwingzeit“ entsprechend und beim Timestep sollte man ebenfalls um den Faktor 1000, also bis unter die Picosekunde, heruntergehen. Diese anfallende riesige Datenmenge fassen nur wenige Festplatten, von der nötigen Rechenzeit ganz zu schweigen! Der

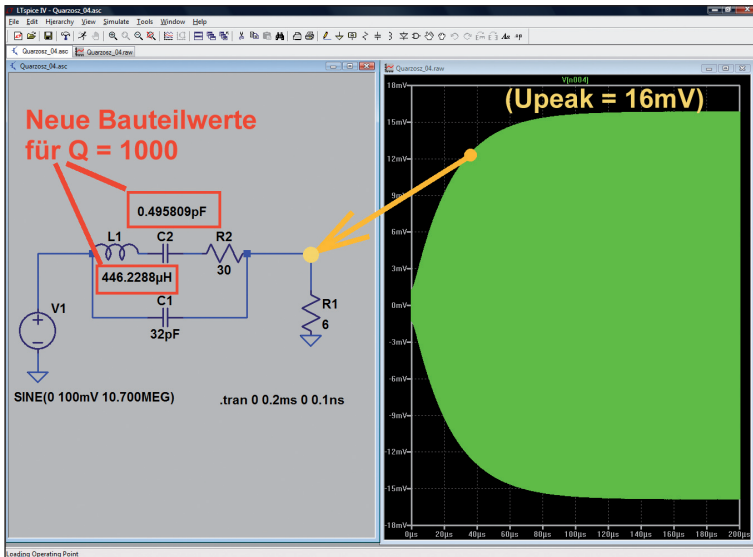


Bild 4:
Erst mit einer Reduktion der Güte um den Faktor 1000 tastet man sich an die grundsätzlichen Probleme der Time-Domain-Simulation heran

ungeheure Aufwand bestätigt ja nur, dass man nach dem Einschwingen tatsächlich ca. 16 mV am Ausgang messen kann!

Aber: Mit diesem Prinzip der „Simulation mit stark reduzierter Güte“ könnte man sich doch grundsätzlich das Verhalten der kompletten Oszillatorschaltung zeigen lassen. Bei voller Quarzgüte von 1000000 wäre jedoch ein Großrechner nötig - so wurde an dieser Stelle abgebrochen, um einen neuen Weg zu beschreiten.

3. Quarz-Simulation in der Frequency Domain - der leichtere Weg zum Erfolg

Dazu holt man sich nochmals die Simulationsschaltung von Bild 3 und stellt auf „AC-Sweep“ um. Gesweept wird linear und

nur über einen Bereich von 100 Hz (exakt: von 10,700 MHz bis 10,7001 MHz) mit 1001 Schritten. Damit entspricht jeder Schritt einer Frequenzauflösung von 0,1 Hz.

Das Ergebnis kann man in **Bild 5** analysieren - die Reihenresonanz und die Parallelresonanz sind gut zu erkennen und leicht zu unterscheiden.

Allerdings sind hier auch die Grenzen von LTspice sichtbar: zwar werden die gewünschten Frequenzschritte mit 0,1 Hz zwar völlig korrekt berechnet, aber die waagrechte Achse des Ergebnisdiagramms macht bei der Anzeige nicht mehr mit. Folglich muss man sich so helfen:

Man schaltet den Cursor ein und stellt ihn exakt auf die Startfrequenz von 10.700 MHz. Dann betätigt man die „Pfeil rechts“-Taste so oft, bis man exakt den Punkt für „Phase = Null Grad“ erreicht hat - und

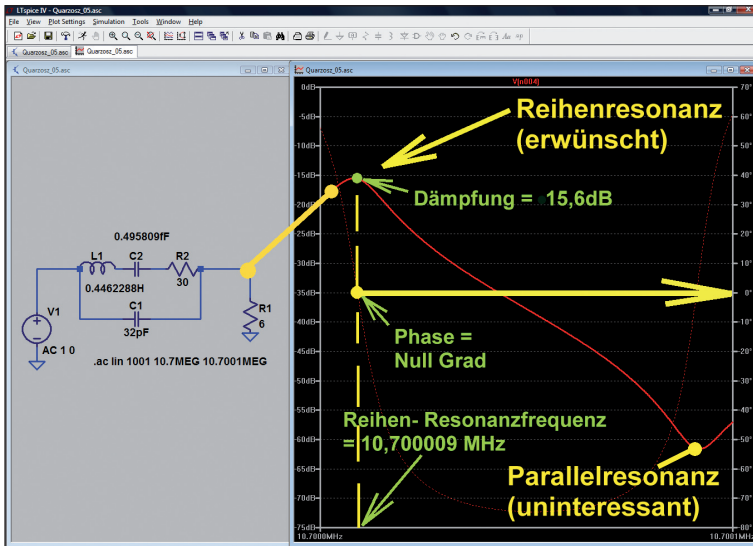


Bild 5:
Die befreiende
Lösung:
Simulation
der Reihen- und
Parallel-
resonanz in
der Frequency
Domain

zählt genau die Anzahl der Tastenklicks mit. Jeder Klick entspricht einem Anstieg um 0,1 Hz und so findet man leicht den Resonanzpunkt bei

$$F = 10\,700\,009\text{ Hz}$$

mit der Phase = Null Grad

und einer Dämpfung von 15,6 dB.

Mit diesem erfreulichen Ergebnis kann man nun auf die eigentliche Oszillator-schaltung losgehen.

4. Untersuchung der vorgegebenen Oszillatorschaltung in der Frequency Domain

Hier muss man eine Anleihe bei der Regelungstechnik machen und die Schaltung als „geschlossenen Regelkreis mit positiver Rückkopplung (= positive

feedback) sowie einer Ringverstärkung größer als 1“ auffassen. Denn dann kann man die Schaltung an einer Stelle auf-trennen, dort ein Signal einspeisen und kontrollieren, ob dieses Signal nach dem Durchlaufen der kompletten Schaltung (= „Regelschleife“) wieder mit gleicher Phase UND mit einer größeren Amplitude zurückkommt. Nur dann ist die Schwing-bedingung erfüllt.

Die erforderlichen Maßnahmen sieht man in **Bild 6**:

1. Vor dem Quarz wurde aufgetrennt und dort eine Spannungsquelle ange-schlossen.
2. Damit der Ausgangskreis möglichst wieder dieselben Bedingungen wie im Oszillatorbetrieb vorfindet, wurde auf der anderen Seite der „Schnittstelle“ nochmals ein identischer Quarz samt Transistor-Eingang eingefügt.

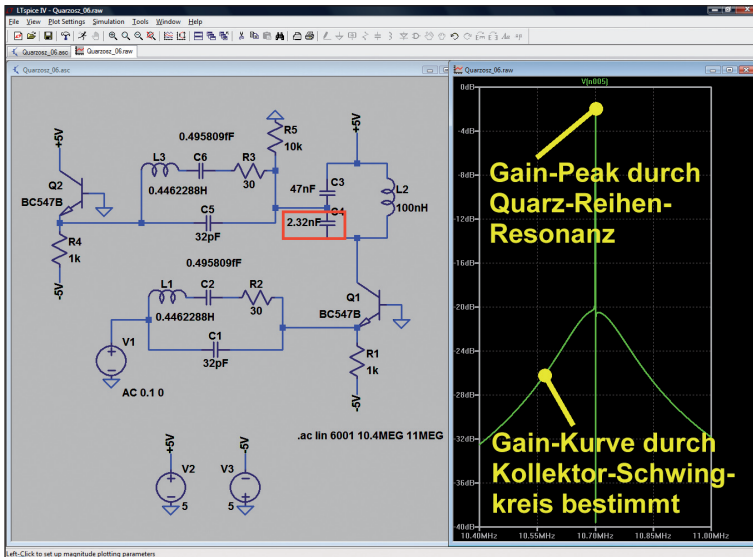


Bild 6:
Zum ersten Mal wird dem Oszillator (mit den im Text erwähnten Tricks) auf den Zahn geföhlt und eine Fein-korrektur vorgenommen

Die Verluste im Ausgangskreis wurden durch einen Reihenwiderstand von $0,1 \Omega$ für die Spule berücksichtigt und das gibt für $L = 100 \text{ nH}$ bei $10,7 \text{ MHz}$ einen Wert von $Q = 67$.

Dann wurde in einem AC-Sweep von $10,4 \text{ MHz}$ bis 11 MHz zunächst die Kollektorspannung simuliert. Das Ergebnis war interessant, denn es zeigte, dass der Kollektorkreis fast korrekt auf Maximum bei $10,7 \text{ MHz}$ abgestimmt ist. Eine leichte Vergrößerung des Kondensators C4 von $2,3 \text{ nF}$ auf $2,32 \text{ nF}$ korrigierte die vorhandene geringe Abweichung, was ebenfalls in Bild 6 sehr schön zu erkennen ist.

Also wird es jetzt ernst: in einer weiteren Simulation vergleicht man die Spannungsverläufe an den beiden Emittern (**Bild 7**) und simuliert nur über ein schmales Frequenzband mit 20 Hz (...also von $10,7 \text{ MHz}$ bis $10,70002 \text{ MHz}$). Das ist nun

wirklich die Stunde der Wahrheit:

Phasengleichheit der beiden Signale erhält man bei $10\,700\,009 \text{ Hz}$, aber die aus der Regelschleife zurückkommende Spannung ist bei diesem Punkt um ca. $5,5 \text{ dB}$ niedriger als das zugeführte Eingangssignal - also kann diese Schaltung nicht schwingen!

5. Jetzt wird die Schaltung zum Schwingen gebracht

Es wartet die nächste Aufgabe auf uns: wir müssen die „Ringverstärkung“ um ca. 10 dB erhöhen und uns dazu Eines einfallen lassen. Folgende Möglichkeiten stehen zur Verfügung:

1. Die Spulengüte und damit der Resonanzwiderstand werden vergrößert.

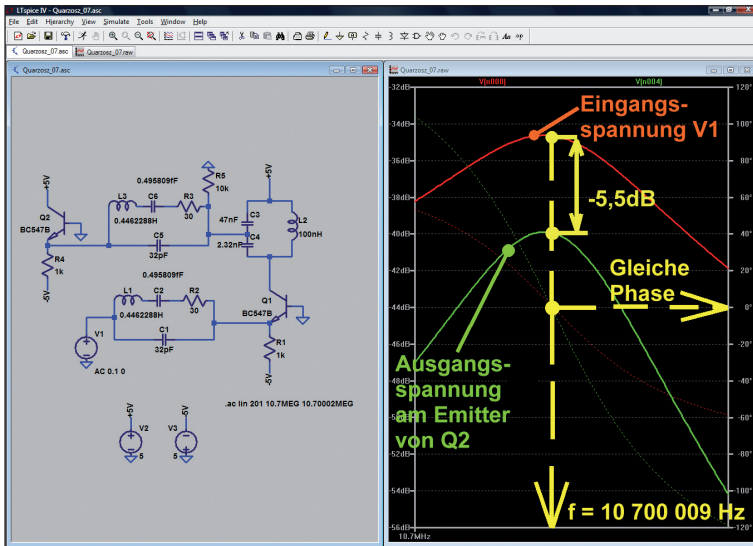


Bild 7:
Hier ist des
Rätsels Lösung:
Die Schaltung
kann über-
haupt nicht
schwingen,
da die Kreis-
verstärkung
kleiner als 1 ist !

Allerdings wird die Sache mit der höheren Güte immer schwieriger, aufwendiger und teurer, sobald man einen Wert von $Q = 100$ bei 10 MHz deutlich überschreiten möchte.

2. Man kann versuchen, die Anpassung des Quarzes samt Transistoreingang durch den kapazitiven Spannungsteiler aus C3 und C4 zu verbessern.

3. Man erhöht die Induktivität des Ausgangskreises, wodurch bei gleicher Spulengüte der Resonanzwiderstand und damit die Verstärkung steigen. Allerdings muss man dann die Kreiskapazität entsprechend vermindern und wohl auch das Teiler-Verhältnis (für die Quarzanpassung an den Ausgangskreis) neu optimieren.

Es zeigte sich nach ausgiebigen Untersuchungen, dass nur mit Möglichkeit 3 das gewünschte Ziel zu schaffen war. In

Bild 8 sieht man den Endzustand samt Simulationsergebnis:

- Beide Signale sind bei 10 000 010 Hz phasengleich, und
- die aus der Mitkoppelschleife zurückkommende Spannung am Emitter von Q2 ist um ca. 8 dB größer als die Spannung nach dem Quarz am Emitter von Q1.

Damit ist die geforderte Schwingbedingung bei geschlossenem Regelkreis mehr als ausreichend erfüllt und der Oszillator kann seinen Betrieb aufnehmen.

Dazu waren folgende Schaltungsänderungen nötig:

- Die Induktivität im Ausgangskreis beträgt jetzt 330 nH, sie muss dabei mindestens eine Güte von 100 aufweisen.
- Die als Kreiskondensator dienende Reihenschaltung aus C3 und C4 muss

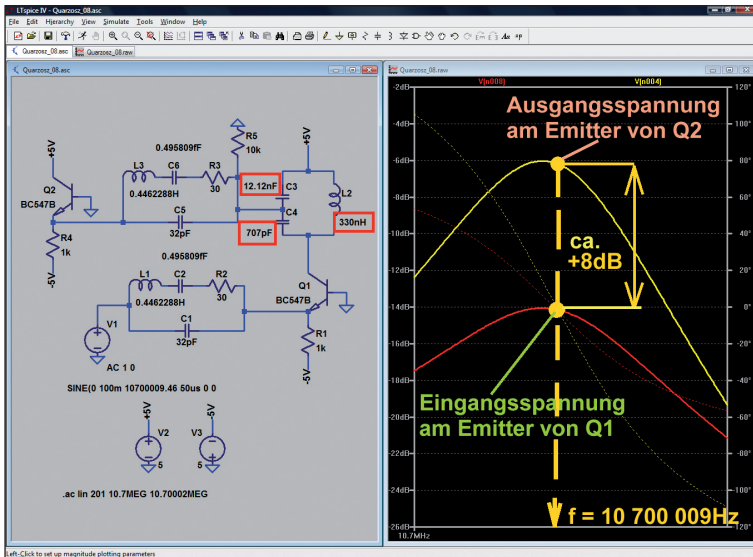


Bild 8:
So soll es sein:
Mit den im
Schaltbild
sichtbaren
Änderungen
kommt nun
hinter mehr
heraus, als
man vorne
„reinschiebt“

soweit verändert werden, dass wieder Resonanz bei 10,7 MHz herrscht UND das Teiler-Verhältnis weiterhin für die Mitkopplung passt. Das ist mit $C3 = 12,12 \text{ nF}$ und $C4 = 707 \text{ pF}$ der Fall.

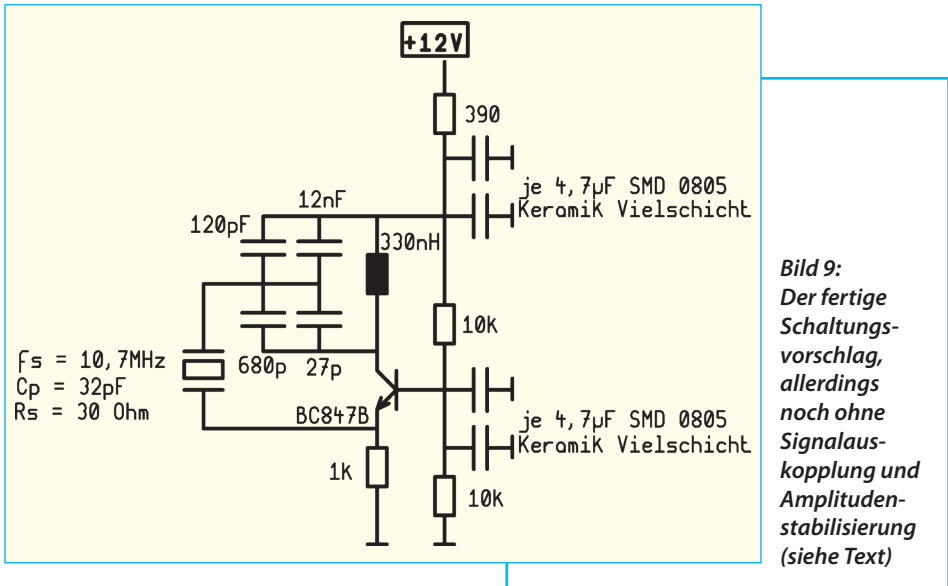
6. Ausführung der Schaltung mit nur einer Betriebsspannung?

Wie eine praktische Ausführung der Schaltung mit nur einer Betriebsspannung aussieht ist in **Bild 9** zu sehen. Die Versorgungsspannung wurde auf praktische und übliche +12 V erhöht. Der BC847 ist die SMD-Version des Transistors BC547. Alle sonstigen Bauteile haben als SMD-Teile die Größe 0805 oder wahlweise 0603. Als Kreisinduktivität dient eine Filterspule 10.1 mit versilbertem Abschirmgehäuse der Firma NEOSID.

Die Basis-Vorspannung von +5 V wird durch einen Spannungsteiler erzeugt und bei den HF-Erdungspunkten wird stets eine Parallelschaltung von mindestens 2 Tantal-Elkos oder Vielschicht-Keramik-kondensatoren mit ausreichender Kapazität eingesetzt. Sie weisen einen genügend kleinen Serienwiderstand (ESR) in einem sehr breiten Frequenzbereich auf und durch die Parallelschaltung halbiert man nicht nur diesen Serienwiderstand, sondern auch die Eigeninduktivität. Das vermindert deutlich den Impedanzanstieg durch deren induktiven Blindwiderstand oberhalb der Eigenresonanz.

Worum man sich noch getrennt Gedanken machen muss, das ist die Auskopp- lung des erzeugten Oszillatorsignals. Grundsätzlich gibt es dazu drei Möglich- keiten:

- Man nimmt das Signal direkt am Koll- ektor über eine hochohmige Trennstu-



fe z.B. mit einem Feldeffekttransistor, ab. So erhält man natürlich die höchste Ausgangsspannung, riskiert aber störende Einflüsse durch Laständerungen oder Streuungen oder Temperatureffekte der Trennstufe.

b. Man schließt die Trennstufe an den kapazitiven Spannungsteiler an, der auch den Quarz und damit die Mitkopplung versorgt. Die abgenommene Spannung ist natürlich um das Teiler-Verhältnis geringer, aber die erwähnten Einflüsse reduzieren sich quadratisch (... da ja bei einem Abwärts-Transformator eine Impedanz mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses sinkt).

c. Die letzte Möglichkeit ist am interessantesten: Man wählt den Verbindungspunkt von Quarz und Emitter des Oszillatortransistors gleichzeitig als Ausgang. Die Kehrseite ist natürlich,

dass die Ausgangsspannung von b) noch weiter durch die bereits im ersten Kapitel besprochene Spannungsteilung zwischen dem Quarz-Reihenwiderstand von $30\ \Omega$ und dem Transistor-Eingangswiderstand von $6\ \Omega$ vermindert wird. Aber die Quellimpedanz an diesem Punkt liegt damit unter $6\ \Omega$ und damit merkt der Oszillator nicht mehr viel von einer hochohmigen Auskopplung über eine weitere Stufe. Außerdem ist das der Schaltungspunkt für minimales Rauschen! Hier werden nämlich die „Rauschseitenbänder“ durch die sehr hohe Quarzgüte (und der daraus folgenden schmalen Bandbreite von etwa $10\ \text{Hz}$) extrem reduziert.

Am Kollektor rauscht nämlich alles Mögliche (nicht nur der Resonanzwiderstand des Kreises!) und davon gelangt nur der in die Bandbreite des Quarzes fallende Anteil bis zum Emit-



ter. Und dort findet man die erwähnte niedrige Impedanz von ca. 6Ω vor, die selbst wiederum nur einen sehr kleinen Rauschpegel produziert.

Womit man sich allerdings, wenn es mit einem praktischen Aufbau ernst werden soll, noch genauer befassen muss, ist die Amplitudenstabilisierung. Bei der gewählten Schaltung wird einfach nur der Transistor bis zu seiner Sättigung angesteuert und er begrenzt dadurch den Spitzenwert der Kreisspannung. Dass das nicht unbedingt die perfekte Lösung ist (...bei Erreichen der Sättigung ändern sich viele Transistor-Parameter sehr unangenehm), kann man in entsprechenden „Oscillator Application Notes“ aus dem Internet nachlesen. Da wurde bereits sehr viel nachgedacht und vorgeschlagen und das ist schon wieder ein eigenes Gebiet.

Eine sehr schöne Lösung wäre z.B. die Begrenzung des HF-Spitzenwertes durch eine Schottky-Diode. Entweder direkt parallel zum 12 nF-Kondensator im Spannungsteiler oder passend negativ vorgespannt und direkt am Kollektor angeschlossen. Man muss einfach dafür

sorgen, dass diese Begrenzung schon einsetzt, bevor der Oszillatortransistor durch die HF-Spitzen am Kollektor seine Sättigung erreicht.

7. Zusammenfassung

Wieder einmal hat sich ein Thema, das zunächst einfach erschien, zu einem großen Projekt ausgedehnt und führte zu ungeahnten Lösungen. Man kann sich nur damit trösten, dass man bekanntlich nie auslernt... und merkt, wie sehr man auf eine zweite Person angewiesen ist, die die Sache unvoreingenommen betrachtet. Deshalb: nochmals vielen Dank an Helmut Sennewald als YAHOO-LTspice-Manager, ohne den der Quarzoszillator wohl nicht so schnell geschwungen hätte.

8. Literatur

[1] B. Neubig und W. Briesse: „Das große Quarz-Kochbuch“. Franzis-Verlag. ISBN 3-7723-5853-5

[2] U. Tietze und Ch. Schenk: „Halbleiter-Schaltungstechnik“. Springer-Verlag. ISBN 3-540-56184-6

ANZEIGE



UKWberichte

Archiv-CDs:



je **€ 12.-**

- zurückliegende Ausgaben der „UKW-Berichte“
- chronologisch sortiert
- durchsuchbares PDF
- auf Bildschirm vergrößerbar mit hoher Auflösung



UKWBerichte
Telecommunications

Fachversand für Funkzubehör
In der Bög 11, 91330 Eggolsheim
Tel. 09191 9795410 Fax 09191 97954133
info@ukwberichte.com
online bestellen unter: www.stecker-shop.net