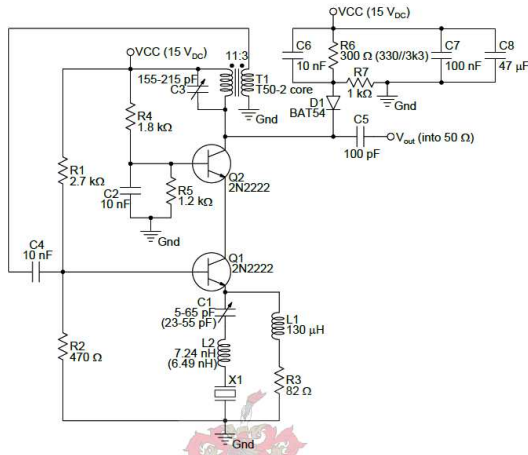


Hoe maak je een Xtal-oscillator met weinig 'close-in noise'?

Inleiding

Na zo'n 30 jaar met oscillatoren bezig geweest te zijn, wil ik nog eens op een rijtje zetten waar het nu eigenlijk om gaat als je een Xtal-oscillator wilt maken met zo min mogelijk zijbandruis dicht bij de draaggolf. Ik kom op dat idee omdat in de disertatie van [Bentley] en op fora gewag gemaakt wordt van de Driscoll-schakeling. Henk ten Pierick (†) had het er ook al over dus moet ik daar toch nog eens goed naar kijken. Laten we eerst de schema's eens voor den dag halen:



Driscoll oscillator circuit where non-linear limiting is restricted to a single active element – i.e. a Schottky barrier diode, D1

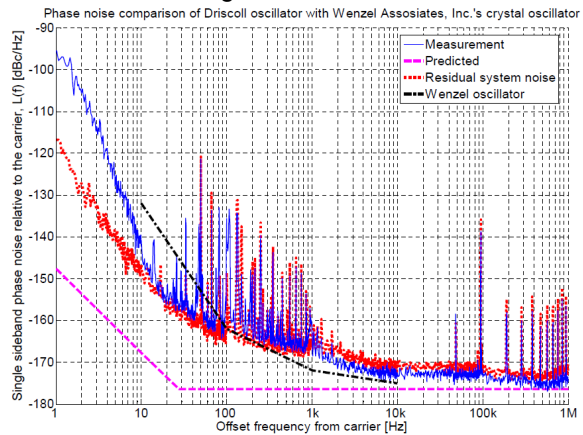
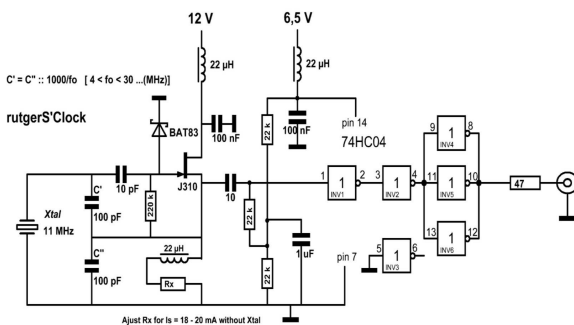


Figure 6.10: A comparison of the Driscoll oscillator that was designed for this project with a commercial ultra-low phase noise oscillator by Wenzel Associates, Inc.

Hierboven de Driscoll-oscillator zoals die in de disertatie van Bentley is gepubliceerd en hieronder mijn Clapp-oscillator:



Wat direct opvalt, is dat er nogal een discrepantie is tussen de gesimuleerde- en de gemeten resultaten van Bentley. Daar zit bij 1 Hz zo'n 40 dB en bij 10 Hz: 30 dB verschil tussen! Dat kom ik in de literatuur vaker tegen.

Overigens is de Driscoll bij 10 Hz: 10 dB beter dan mijn Clapp. Dat is natuurlijk mooi, maar kijk dan niet naar 'al het gras' tussen de 50 en de 1000 Hz... Dat heeft te maken met de, overigens dure, SC-snede van het Xtal. In de Clapp zit een AT-snede. De groene grafiek is indertijd gemeten bij Catena met een geleende R&S FSUP Signal Source Analyser. Toen zat er nog een LT1016 als squarer in. De rode kromme heb ik met mijn gecalibreerde DC-ontvanger gemeten met de 74HC04 als squarer zoals in het schema.

De Clapp komt trouwens aardig in de buurt van de Wenzel oscillator.

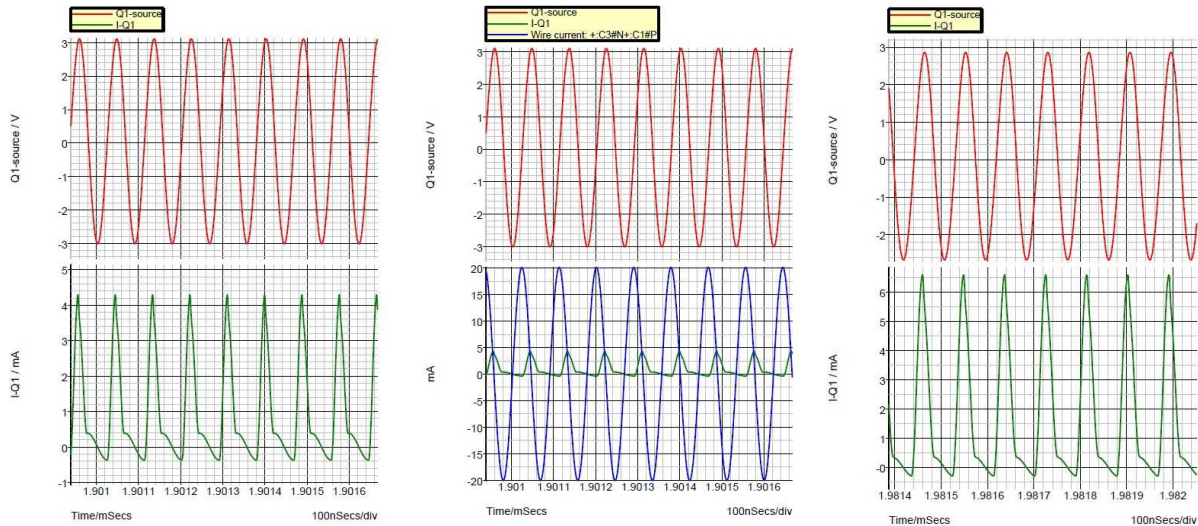
Waarom niet altijd een Clapp-oscillator?

Pieter Meijer heeft indertijd een aantal metingen gedaan, waaronder:

11.2896	fmeas [MHz]	d_f [Hz]	C0 [pF]	loss [dB]	Rm [ohm]	Lm [mH]	Cm [fF]	Qxtal	3dB BW
QT-5	11.2874	521	3	5.1	20.0	13.7380	14.47216	48784	231
11.2896	fmeas [MHz]	d_f [Hz]	C0 [pF]	loss [dB]	Rm [ohm]	Lm [mH]	Cm [fF]	Qxtal	3dB BW
HR-selected	11.2864	640	4.4	3.1	10.7	8.8834	22.38442	58753	192

Dit betreft twee Xtallen, een van QT (QT-5) en een van Philips (HR-selected). Let vooral op het rechter deel waar Rm, Lm, Cm en Qxtal staan. De Q van het Xtal met de kleinste Rm is wel de grootste maar er is geen lineair verband. Dat komt door de andere waarden.

Als we die in een Clapp-oscillator simuleren krijgen we:



Rood is steeds de spanning op de source (de uitgangsspanning dus) die constant gehouden wordt door de 'extra AVC', groen is stroom door de FET en blauw de stroom in de kring (Xtal, C', C''). De twee linker plaatjes betreffen het Philips Xtal met $R_m = 10 \Omega$, rechts het QT Xtal met $R_m = 20 \Omega$. We zullen straks zien dat de Xtallen buiten hun spec. ($P_{Xtal} < 1 \text{ mW}$) gebruikt worden. Opvallend is het verschil in de stromen: bij het 10Ω Xtal is die even boven de 4 mA in de pieken, bij het 20Ω Xtal ruim 6,5 mA.

Ik laat deze plaatjes zien omdat hier getoond wordt dat er al wat faseverschuiving tussen de spanningen en stromen plaats vindt. Dat is bij 11 MHz nog niet zo erg, maar bij 100 MHz wordt dat problematisch. Bij dergelijke frequenties is de Driscoll in het voordeel. Ik kwam hem destijds tegen in *UKW-Berichte*. Dáár is hij op zijn plaats!

Wat gaan we nu doen?

De Driscoll vind ik ingewikkeld. Bovendien is het mij nog niet gelukt om er zelf een op 11 MHz te bouwen die goed uitpakte. Dat was dan wel met een AT-snede Xtal (met een kleinere R_s !), maar de resultaten kwamen niet in de buurt.... Ik blijf dus bij de Clapp en ga op een rijtje zetten waar daarbij op gelet moet worden. [Rosu] heeft een goede opsomming van aandachtspunten gegeven.

Waar komt het opan?

We gaan er van uit dat een clock-oscillator in een digitaal systeem, want daar hebben we het hier over, nauwelijks eisen stelt aan de langeduur stabiliteit en de zijbandruis verder van de draaggolf dan 1 kHz. Het komt er opan dat de (SSB) zijbandruis $< 100 \text{ Hz}$ van de draaggolf, we weten dat niet precies, zo klein mogelijk is. Bv.: $-140 \text{ dBc/Hz}@10 \text{ Hz}$.

Rosu: A model for oscillator SSB Phase Noise was introduced by David B. Leeson in 1966.

$$\mathcal{L}_{PM} \approx 10 \log \left[\frac{FkT}{A} \frac{1}{8Q_L^2} \left(\frac{f_0}{f_m} \right)^2 \right]$$

where:

\mathcal{L}_{PM} = Single Side Band (SSB) Phase Noise density [dBc/Hz]

A = Oscillator output power [W]

F = device Noise Factor at operating power level A (linear)

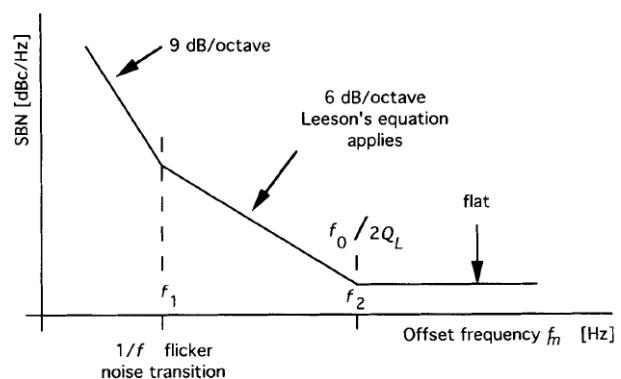
k = Boltzmann's constant, $1.38 \times 10^{-23} \text{ [J/K]}$

T = Temperature [K]

Q_L = Loaded-Q [dimensionless]

f_0 = Oscillator carrier frequency [Hz]

f_m = Frequency offset from the carrier [Hz]



Daar hoort de figuur ernaast bij. Als we in mijn resultaten-figuur kijken, zien we dat de helling daar 20 dB/decade, of wel 6 dB/oct blijft. Kennelijk vind er geen '1/f flicker noise transistor' plaats, dank zij de 'extra AVC'

We hebben dus te maken met de 'Leeson's equation'. Daaruit blijkt dat de werkfrequentie (f_0) niet hoger gekozen moet worden dan strikt noodzakelijk, dat het ruisgetal van het actieve element zo klein mogelijk moet zijn, dat de 'loaded-Q' zo groot mogelijk moet zijn evenals het uitgangsvermogen van de oscillator.

De werkfrequentie

ligt vast met de toepassing. In CD-spelers kun je meestal toe met 11,2896 MHz. Iedere verdubbeling van de frequentie geeft domweg 6 dB meer zijbandruis!

Het ruisgetal

Ik maak gebruik van een J310. Dat is een JFET waarvan de 1/f-corner ≈ 1 kHz is. Bovendien moet de f_T daarvan ongeveer op $2 \cdot f_0$ liggen voor zo min mogelijk 1/f-ruis. Die is echter bij 'alle' JFETs honderden MHz behalve bij de 'echte' LF-versterkers maar die hebben weer van die grote paracitaire capaciteiten!

De enige JFET die er een beetje uitspringt is de LSK189 met kleine ingangscapaciteit en laag ruisgetal, ware het niet dat de grootste denkbare $I_{DSS} = 15$ mA is....

De belaste Q

hangt volgens [Rosu] vooral af van de componenten aan het Xtal. Verdubbeling van de belaste Q vermindert de ruis met 6 dB.

Ik kom het ook hier weer tegen: $Q_L = 0,5 \cdot Q_U$ voor de minste ruis. (Eerder las ik ooit: $Q_L = 2/3 \cdot Q_U$.) Hoe je dat kunt bepalen is nog een andere zaak, alhoewel: 'Other oscillator schemes may require different optimum coupling values due to different design goals and trade-offs'.

In 'Diodedetector en de 0V1' op deze site, bereken ik hoeveel de kring belast wordt bij een 'roosterstroom-detector'. Als $R_1 = 220$ k Ω tussen gate en aarde zou zitten, werd de fictieve dempingsweerstand: $0,44 \cdot R_1 = 0,44 \cdot 220$ k $\Omega = 96,8$ k $\Omega \approx 100$ k Ω . Echter, R_1 zit tussen gate en source zodat er maar de halve HF-spanning over staat maar wel de volle opgewekte DC-spanning (als we Rx verwaarlozen). Het komt er op neer dat de fictieve dempingsweerstand dan minimaal $4/5 \cdot 220$ k $\Omega = 176$ k Ω wordt als we de HF-spanning over $C_k (= 10$ pF) ook verwaarlozen.

Die 10 pF had twee functies: de bandbreedte van de AVC-lus bepalen ($\omega R_1 C_k = 1$, hier bij 72 kHz) en de alineaire gate capaciteit lineairiseren! Er staat dus spanning over....

Om Q_L zo groot mogelijk te houden, moet de ingangsimpedantie (bij een Clapp) zo groot mogelijk zijn. Het actieve element moet dus een FET zijn, een JFET zelfs als we ook rekening houden met de 1/f-ruis.

Overvloedig te zeggen dat C' en C'' van uitstekende kwaliteit moeten zijn! $ESR <$ een enkele ohm.

Het uitgangsvermogen

We weten dat uit de oscillator zo'n $4 V_{tt}$ komt. Die ligt vast met de 'extra AVC' met de BAT83. Dit is het enige werkelijke geheim van deze schakeling. Die $4 V_{tt}$ staat over $C'' (= 100$ pF). Daar loopt de kringstroom $I_k = V_{eff} \cdot \omega C = 1,4 \cdot 70 \cdot 10^6 \cdot 100 \cdot 10^{-12} = 9800 \cdot 10^{-6}$ A = 9,8 mA.

Die stroom loopt dus ook in het Xtal. Als daar maximaal 1 mW in gedissipeerd mag worden, dan moet **$R_m < 10 \Omega$** zijn.

De uitgangsspanning groter maken ($7 V_{tt}$) door tussen de BAT83 en aarde een spanning (1,67 V rode LED) aan te brengen, levert geen betere zijbandruisgetallen op (Waarnemingsboek 3 blz.77). De stroom door de FET verdubbelt ongeveer. **Het is misschien de moeite waard om eens een negatieve spanning onder de BAT83 te zetten. Het vermogen in het Xtal gaat omlaag. (Een LED in de source aansluiting werkt waarschijnlijk ook.)**

De JFET

The 1/f noise is directly related to the current density in the transistor. Transistors with high I_{DSS} used at low currents have best 1/f performance.

For low Phase Noise operation use a medium power transistor. If you need your output power to be achieved at 6-9 mA, select a transistor with I_{DSS} of 60-90 mA. **Met een J310 zitten we dan goed:**

$I_{DSS} > 20$ mA en in de oscillator loopt zo'n 0,5 tot 2 mA.

However, the f_T of a transistor drops as current is decreased. Daar zitten we helemaal niet mee! Die is hoog genoeg. Additionally, the parasitic capacitances of a high current transistor are higher due to the larger transistor structure required.

A simple test of how well the active device reactances are isolated from the resonator is to observe the operating frequency as the supply voltage is varied. Daar zorgt mijn extra AVC voor!!

LF-tegenkoppeling door een weerstand in de source haalt niets uit (blz.92/93 Waarnemingsboek 3). Zelfs 560 Ω niet! De zijbandruis neemt zelfs iets toe.

Het Xtal

It has been discovered that the amplitude of the $1/f$ frequency noise in a crystal depends not only on the Q of the resonator but also on the volume between the electrodes. Since the amplitude of $1/f$ noise depends on active crystal volume, to get low close in Phase Noise we have to use the lowest overtone and lowest resonator frequency. Dat wisten we al.

Extra noise source is associated with electrode-crystal interface. A resonator having smaller electrodes would have lower $1/f$ flicker noise than other with the same resonant frequency and Q, but with larger diameter electrodes.

The decrease in electrode area would increase the impedance and degrade the wideband noise, but for most resonators the wideband noise is dominated by the electronics of the oscillator.

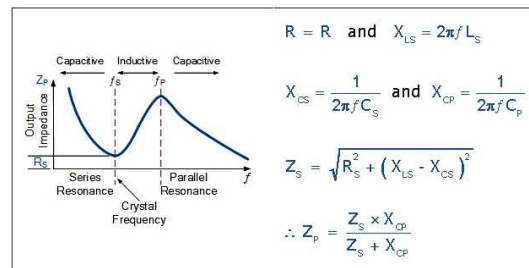
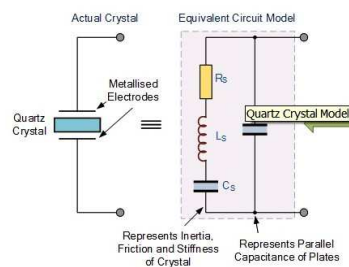
The increase in series resistance decreasing the electrode diameter by a factor of 4 would be probably the limit from the standpoint of wideband noise. This change might lead in a change of the oscillator loop gain.

Also was discovered that $1/f$ frequency noise in a crystal is virtually independent of the loaded-Q of the resonator, when we know that in a practical oscillator circuit there is a dependence of the Phase Noise on loaded-Q, because the sustaining electronics contribute to the overall noise level. Geef mijn portie maar aan Fikkie...

Dit is allemaal wel leuk en aardig, maar ik kan aan het Xtal toch niets doen. Ik kan hooguit vragen of de fabrikant met een aantal zaken rekening wil houden... Van QT begreep ik dat het extra 'polishen' van de 'blank' (het Xtal-plaatje dus) de $1/f$ -ruis flink omlaag brengt.

Bij welke resonantie werkt het Xtal eigenlijk?

Ik bedoel: is er nu sprake van serie- of parallel-resonantie? Bij de Driscoll is het duidelijk maar hoe is dat bij een Clapp-oscillator? Als we C' en C'' vervangen door een autotrafo van 1:2, werkt het ding op dezelfde manier. Ook dan ziet het Xtal (2x) de source impedantie, toch? De met de C's gemaakte tap werkt alleen als 'trafo' bij resonantie! Buiten resonantie ziet het Xtal iets tussen de 50 en 100 pF! Laten we nog eens naar een Xtal kijken:



De shunt- (of huis-) capaciteit van enkele pF doet er in de Clapp niet toe: er staat een flinke C aan parallel.

We moeten in de gaten hebben dat $C_s \approx 10$ fF (femtofarad) $\ll C' = C''$, $L_s \approx 14$ mH en $R_s \approx 15 \Omega$. C_s is dus 10.000 keer zo klein als C' en C'' . Drie keer raden welke van de drie de frequentie bepaalt. (Trouwens als er lieden zijn die denken dat ik met een Colpitts-oscillator werk, moet ik ze teleurstellen. C_s maakt van de Colpitts een Clapp.) Een C in serie met het Xtal van bv. 82 pF brengt de oscillator wel een beetje hoger in frequentie, maar niet meer dan een beetje. De spanning over het Xtal wordt echter veel groter: de spanning over die C en het Xtal zijn (in tegenfase!) samen weer de spanning over C' en C'' (die gestabiliseerd is op $4 V_{tt}$ door de 'extra AVC'). De stroom door de FET (Waarnemingsboek 3 blz.43) neemt iets toe bij $C = 82$ pF. Het Xtal zal nu naast de resonantiefrequentie meer een capaciteit zien dan zonder C. Wel zo netjes. Voor de ruis maakt het allemaal niet veel uit. De frequentie verstemt een beetje om die 82 pF te compenseren. Of dat gebeurt door C_s een pietsje groter te maken of L_s een beetje kleiner, weet ik niet. De veel grotere spanning over het Xtal komt in ieder geval doordat de totale reactantie op die nieuwe frequentie veel groter is geworden. De stroom in het Xtal neemt nauwelijks toe gezien de FET-stroom.

Hoeveel de frequentie verstemt door een serie-C heeft te maken met de zg. pullability. Die zal dus (bij een gegeven C_s) omgekeerd evenredig zijn met de Q_L ! Hier hebben we dus een handvat om de Q te bepalen, althans om Xtallen te vergelijken! Hoe minder verstemming er plaats vindt door een verandering van C des te groter is de Q_L .

Mijn Xtallen-leverancier is tegenwoordig:

QT Quartztechnik GmbH,
Alte Darscheiderstrasse 15
54550 Daun
Duitsland.

Moeten we nog wat proberen?

Ik veronderstel dat de verhalen: 'De Beste Oscillator', 'De Beste Oscillator beter begrepen', en 'De Beste Xtal-Oscillator', eventueel ook: 'Reproducible Low noise oscillators', allen op deze website, bekend zijn. Na zo veel tijd blijkt de (toch eenvoudige) schakeling aardig uitgemolken: Andere JFET (BF862) maakt wat zijbandruis betreft niets uit, voorspanning onder de BAT83 niet, de verhouding $C'/C''=1$ niet (blz.79 Waarnemingsboek 3), serie-C met Xtal niet, C' en C'': de SMD-NP0's vervangen door styroflex of mica niet. Peter heeft al ontdekt dat de 74HC04 als squarer zeer gevoelig is voor zijn voedingsspanning en wijzigt daarvoor de deelweerstand (ruisarmer type) op de 5V-TentLabs-stabilisator. Misschien helpt het nog om R_1 door hetzelfde type weerstand te vervangen....

Nog eens kijken of er inderdaad een relatie is tussen de pullability en de Q van het systeem, en of dat iets uitmaakt voor de ruis.

Een volgende vraag is: hoe komt het dat er zo'n verschil bestaat tussen de stroomopname van de JFET bij verschillende Xtallen zonder dat een directe correlatie is tussen de stroomopname en de fase-ruis?

Volgens Pieter Meijer zit dat in de R_s en niet in de Q. Hij vond:

QT-Xtal: $R_s = 20 \text{ ohm}$, $L_s = 13,7 \text{ mH}$, $C_s = 14,5 \text{ fF}$, $Q = 48784$

Ph-Xtal: $R_s = 10,7 \text{ ohm}$, $L_s = 8,9 \text{ mH}$, $C_s = 22,4 \text{ fF}$, $Q = 58753$

Het 11,3 MHz-Xtal van QT trekt 6,5 mA piek bij 4,3 V_{tt} output

Het 11,3 MHz-Xtal van Ph trekt 4,3 mA piek bij 4,3 V_{tt} output

De verhouding van de stromen komt niet geheel overeen met de verhouding van de R_s -en maar dat heeft met de timing van de stroom tov de uitgangsspanning te maken (zoals uit de simulaties blijkt). Inderdaad, de in het Xtal opgenomen energie is $I^2 \cdot R$, dus voor de kringstroom:

$I_k \approx 20 \text{ mA}_{\text{piek}} = 14 \text{ mA}$ (zagen we eerder)

QT: $P_{\text{xtal}} = (14 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 20 = 0,002 \text{ W} \approx 4 \text{ mW}$.

Ph: $P_{\text{xtal}} = (14 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 10,7 \approx 0,001 \text{ W} = 2,1 \text{ mW}$.

Volgens fabrikanten mag een Xtal niet meer dissiperen dan 1 mW, op straffe van 'erupties' en zelfs (tijdelijk) uitvallen van de oscillator.

De Q wordt bij Xtallen gedefinieerd met het quotient $2\pi L_s/R_s$. Nu hangt het maar helemaal van de $L_s - C_s$ verhouding af hoe groot L_s (en dus R_s bij eenzelfde Q) zal zijn.

In onze oscillator moet een -R gemaakt worden die 'net zo groot is' als R_s wanneer de zaak stabiel oscilleert. Bij een grotere R_s zal er meer energie uit de oscillator moeten komen, ergo de I_{FET} zal groter zijn. Kennelijk is de R_s van de Duitse QT Xtallen groter dan de door mij in de loop der tijd bijeengescharrelde (11 MHz) Philips-Xtallen (die weinig ruisen). Wat ruis betreft, zijn ze gelijkwaardig! Het zou wel eens kunnen zijn dat de Q minder belangrijk is als het om ruis dicht bij de draaggolf gaat. Een kleine R_s kon wel eens meer helpen: de HF-stroom mag dan groter zijn voor dezelfde (beperkte!) dissipatie en dus groter tov. de ruisstroom.

Tot slot

Waarom het actieve element in een oscillator in klasse-A moet staan (zoals steeds beweerd wordt), is mij een raadsel als het actieve element **niet** in serie staat met het Xtal zoals bij de Driscoll-oscillator het geval is. Hoe verder de FET in klasse-C staat bij een Clapp, hoe minder tijd hij, per periode, krijgt om de kring te beïnvloeden. Bovendien is de uitgangsspanning een deel van de kringsspanning, zeker als de FET afgeknepen is. (Wel goed bufferen dus!!) Het is ook steeds gebleken dat het Xtal zelf 'de zwakste schakel' is. Aan alle 'waarheden' waaraan voldaan moet worden, is (kennelijk) voldaan, ware het niet dat de 'extra AVC' alles goed maakt. Dàt was de vinding. Dat mag ik niet vergeten. Deze AVC geeft het ruiskarakter wat goed uitpakt voor digitale audio. Het is een mooie oscillator, maar de ruiseigenschappen zijn niet *the top of the bill*. Ik heb zo'n vermoeden dat de AVC vooral de zijbandruis dichter bij de draaggolf dan 10 Hz laag houdt. Vandaar dat de helling daar 6 dB/oct blijft ipv 9 dB/oct. Het enige waar ik niets aan kan doen, en waar ik geen verstand van heb, zijn de Xtallen zelf! Er blijft dus niets anders over dan die dingen te selecteren.

Heb ik nu iets geleerd met het nalopen van alle belangrijke punten? Nee, eigenlijk niet. Na 30 jaar oscillatoren ontwikkelen kan dat ook haast niet anders, maar voor minder bedreven lieden is dit verhaal wellicht leerzaam.

Litteratuur

[Bentley] *An Investigation into the Phase Noise of Quartz Crystal Oscillators*, Brendon Bentley, Stellenbosch University

[Rosu] *Phase Noise in Oscillators*, Iulian Rosu, YO3DAC / VA3IUL
<http://www.qsl.net/va3iul/Phase%20noise%20in%20Oscillators.pdf>