

## Hoe het begon met die oscillatoren

Met de hier volgende artikelen: **Zijbandruis van LC-oscillatoren** in Electron van december 1990 (wat in feite een literatuuronderzoek was) en **LC-oscillatoren, VCO's en faseruis** in Electron van november 1993, heb ik de knuppel in het hoenderhok gegooid! Met name de beweringen dat

- de ingangsimpedantie van de betreffende halfgeleider laag moet zijn,
- een capaciteitsdiode niet nadelig is voor de ruis, en dat
- een MOSFET ongeschikt is voor oscillatoren.

Jos, PAoJOZ, heeft in zijn artikelen: **Experimenten rond het thema faseruis** (Electron, mei 1992 ev.) aangetoond dat een hoge gate-lekweerstand geen invloed heeft op het ruisgedrag en dat capaciteitsdiodes wel degelijk de ruis eigenschappen verslechteren!

Klaas, PAoKSB zaliger, stortte zich op de MOSFET in de artikelen: **Faseruis van MOSFET-oscillator** (Elektron, mei 1996 ev).

Omdat ik meen uiteindelijk een ruisarme schakeling gevonden te hebben (zie: **De Beste Oscillator**) die bovendien geleid heeft tot de "rutgerS'Clock" voor jitter-arme clock-oscillatoren voor digitale toepassingen, meen ik dat de aanleidingen tot dit alles niet achterwege mogen blijven. Het hoeft geen betoog dat ik niet meer volledig achter de toen geopperde beweringen sta. Jos, PAoJOZ en Klaas Spaargaren, PAoKSB, zijn van cruciaal belang geweest in de ontstane polemiek. Vooral Klaas, waarvan ik bij zijn verscheiden bovendien moest ontdekken dat hij een groot Bach-liefhebber was!

## Zijbandruis van LC-oscillatoren

PAoSU, H.L. Rutgers, Eindhoven

### Samenvatting

*Voor kortegolftoepassingen moet de local oscillator, die de (eerste) mengtrap van de ontvanger stuurt, goed zijn wat zijbandruis betreft. 100dBc/√Hz op 500 Hz van de draaggolf is voldoende als we er van uitgaan dat de zenders waar we mee te maken hebben zeer weinig zijbandruis produceren. Dit is vastgesteld met een praktijkproef.*

*Een ouderwetse Clapp-oscillator met een triode haalt deze getallen vlot. Het Philips 'strijkijzer' (gridripper) haalt die lage zijbandruis ook als hij op 14 MHz oscilleert. Als LC-oscillatoren met weinig zijbandruis gemaakt moeten worden dan mag de frequentie niet te hoog zijn. Als wij, zendamateurs, nog een beetje willen weten waar we mee bezig zijn, kunnen we het beste Seiler-oscillatoren bouwen met een JFET.*

### Inleiding

Er is in amateurkringen veel te doen over oscillatoren met weinig zijbandruis om reciproke menging te voorkomen. Hoeveel zijbandruis is er toelaatbaar voor onze (SSB) kortegolftoepassingen? Je kunt daar schattingen naar doen, maar een proef kan alleen uitsluitsel geven. Daarom is in een SSB-ontvanger met een PLL-synthesizer met goede ruiseigenschappen een extra regelbare ruisbron aangebracht. Door met verschillende hoeveelheden ruis uit de extra ruisbron, lange tijd te luisteren op vooral 80 en 40-meter is daar een indruk van gekregen. Het blijkt inderdaad dat je niet genoeg je best kunt doen, voor een oscillator in een kortegolfontvanger, om reciproke menging te beperken.

We zullen nadenken over de constructie van zo'n oscillator. In dit artikel zetten we enkele zaken op een rij.

### De Proef

In mijn zelfbouw SSB transceiver heb ik een synthesizer gebouwd met zeer goede ruiseigenschappen (zie de artikelen in Electron van februari en maart 1990). Volgens Aad Sempel van het Philips NatLab is een synthesizer met een spectrum analyser van 1,5 ton erbij nog 10 dB beter te maken. Er werden getallen gemeten van 100dBc/√Hz op een afstand van 500 Hz van de draaggolf. Wat betekent dit? Wel, als met een spectrum analyser op een afstand van 500 Hz van de draaggolf met een bandbreedte van 1 Hz gemeten zou worden dan is de hoeveelheid ruis 100 dB kleiner dan de grootte van de draaggolf (vandaar die 'c' voor carrier).

De vraag is nu: „Is dat goed genoeg, en zo ja, hoeveel zijbandruis is voor ons doel nog toelaatbaar?“ Daarvoor heb ik in de synthesizer een variabele ruisbron aangebracht die extra ruis op de varactor van de VCO zet. De bandbreedte van het lusfilter

in de synthesizer ligt in de buurt van 100 Hz zodat toevoeging van ruis aan de VCO in het gebied verder dan 100 Hz van de draaggolf niet tegengekoppeld wordt. De hoeveelheid ruis is instelbaar gemaakt met een knop. Tijdens het luisteren op de banden is steeds een ongunstige situatie gezocht: een zacht signaaltje naast een hard signaal. Naar het zachte signaaltje werd geluisterd en de 'ruisknop' werd van nul af opgedraaid totdat het zachte signaaltje minder neembaar werd.

Het bleek helemaal niet eenvoudig om een goed idee te krijgen van waar de grens lag. De ene situatie is de andere niet en er werden dan ook steeds verschillende uitkomsten gevonden. Op den duur bleek dat de synthesizer zelfs nog wel 10 dB minder zijbandruis mag produceren (op 500 Hz afstand) om optimaal te zijn. Als het station in het naburige kanaal S9 + 40 dB of harder is, dan heb je daar last van als het gewenste signaal S5 of minder is. Dat komt niet elke dag voor. Alleen als je uit DX-en gaat met PAOMER ('s zomers op de dipool wel te verstaan) dan treedt dat op. De resultaten met mijn synthesizer zijn zeer bevredigend, daar gaat het niet om, maar minder zijbandruis zal *in sommige gevallen* verbetering geven. Zelfs op 80 en 40 moeten de hoogste eisen aan zijbandruis gesteld worden. Voor contesters op tien meter of 70 cm kon het allemaal nog wel eens veel ernstiger uitpakken!!

### Zijbandruis en Frequentie

Per definitie neemt de zijbandruis van een oscillator toe met de frequentie waarop hij werkt. Bij iedere verdubbeling van de frequentie verdubbelt ook de ruis. Dat betekent dat een oscillator op bijvoorbeeld 10 MHz precies 6 dB minder zijbandruis produceert dan eentje op 20 MHz, wanneer de kwaliteit van de beide oscillatoren gelijk is. Als je op een hoge frequentie van een beter principe uit kunt gaan dan gaat dit sommetje natuurlijk niet op. Als bijvoorbeeld een LC-oscillator op 10 MHz vergeleken wordt met een oscillator op 640 MHz die gebouwd is met een trilholte, dan zal de kwaliteit van de 640 MHz-oscillator beter zijn (hogere Q van de resonator). Hoe goed hij ook is, hij zal echter absoluut gezien meer ruisen dan de 10 MHz-oscillator. Bij *gelijke* kwaliteit zal de 640 MHz-oscillator 36 dB meer ruis produceren dan een 10 MHz-oscillator. Immers 10 moet zes keer verdubbeld worden om 640 te krijgen. Iedere verdubbeling in frequentie geef 6 dB meer ruis, en  $6 \times 6 = 36$ .

Hoe zit het nou met het delen van frequenties? Daar geldt hetzelfde sommetje, alleen andersom. Het heeft dus niet zoveel zin om een oscillator op een hoge frequentie te maken en de frequentie daarvan te delen naar een lagere. Dit is alleen zinvol als je op de hoge frequentie een heel goede oscillator kunt maken omdat van een ander principe wordt uitgegaan. Als je een oscil-

lator kunt maken op (bijvoorbeeld weer) 640 MHz met een zijbandruis van 80 dBc/√Hz op 500 Hz van de draaggolf, dat zal na delen (met een ideale deler!) door 64 een 10 MHz-signaal ontstaan met een zijbandruis van  $80 + 36 = 116$  dBc/√Hz op 500 Hz afstand. Op hoge frequenties kunnen trilholtes of lechersystemen gebruikt worden als frequentiebepalende elementen. Die hebben in principe een hogere Q dan een ordinaire LC-kring. Zoals we straks zullen zien is de Q van de kring in een oscillator belangrijk voor de zijbandruis. In dit artikel laat ik de trilholtes en de delerij voor wat ze zijn. Ik ga uit van LC-oscillatoren op frequenties onder de 40 MHz. Die zijn net voldoende goed te maken voor ons doel.

### Oscillatoren en Ontvangerconcept

Nu we weten dat oscillatoren op hogere frequenties per definitie meer zijbandruis produceren dan oscillatoren op lagere frequenties, is het dus handiger om van een niet te hoge middenfrequentie uit te gaan. (We passen terwille van de intermodulatie wel altijd bovenmenging toe!) Hoge middenfrequenties (50 of 70 MHz) heb je alleen nodig voor general coverage ontvangers zonder noemenswaardige preselectie. Die zijn voor ons doel toch niet goed genoeg omdat er al snel intermodulatieproblemen ontstaan. Bovendien 'rinkelen' Xtalfilters op hoge frequenties meer dan op lagere, omdat ze een hogere Q moeten hebben voor dezelfde eigenschappen (bandbreedte en flanksteilheid). In de artikelen in Electron van februari en maart 1990 zagen we dat de ruis uit een PLL-synthesizer, met kleine lusbandbreedte, bepaald wordt door de kwaliteit van de VCO. Een varactor over de kring beïnvloedt de ruiseigenschappen nauwelijks. Ik wil hier volstaan met het nog eens op een rij zetten van de punten die van belang zijn bij de bouw van een goede LC-oscillator.

### De LC-oscillator

In de literatuur zijn de voorwaarden te vinden voor een oscillator met de beste ruiseigenschappen:

1. Zorg dat de fase draaiing van de terugkoppeling echt goed zit. De kring hoeft dan geen fase te verschuiven zodat die op de resonantiefrequentie werkt en niet een eind ernaast. Op de flank van een kring produceert een klein beetje AM-ruis al een heleboel FM-ruis en omgekeerd.
2. De onbelaste Q van de kring moet zo groot mogelijk zijn.
3. De  $Q_{\text{belast}}$  moet  $\frac{2}{3} Q_{\text{onbelast}}$  zijn (ruis-aanpassing).
4. Stop een zo groot mogelijke energie in de kring, dus zorg voor een zo groot mogelijke HF-kringspanning bij een zo groot mogelijke kringcapaciteit.

Als er een varactor gebruikt wordt voor de afstemming (PLL-synthesizer) dan is dit in tegenspraak met de eisen voor de varactor. Die mag nooit in doorlaatrichting stroom voeren, ook niet tijdens de toppen van de hoogfrequente spanning. Door nu de kringcapaciteit groot te maken kan er toch een grote energie in de kring gestopt worden zonder dat de spanning te hoog wordt.

5. De begrenzing van het HF-sigitaal mag de Q niet beïnvloeden. Maak gebruik van AVC of een tweede van de kring geïsoleerde versterkertrap in het oscillator-circuit waarin het vastlopen plaats vindt (Reflecties PAOSE: PAOKSB's visie op kristaloscillatoren, in Electron van 1987, blz. 369).

6. Kies het ruisgetal van de halfgeleider klein. Dit betekent bij het gebruik van een bipolaire transistor dat de  $R_{bb}$  klein moet zijn.

Junction FET's zijn onder de 100 MHz ook goed wat ruis betreft. Daarvan moet de inwendige source serieweerstand klein zijn. Die is bij een beetje forse JFET (J 310, P 8000) altijd klein genoeg.

Gebruik daarom geen MOSFET's en geen IC's!

7. Kies een transistor met hoge  $f_T$  waarde, minstens twee tot drie maal de werkfrequentie van de oscillator. Bij een JFET betekent dit dat het quotient van steilheid en gate-capaciteit zo groot mogelijk moet zijn.

8. Neem een halfgeleider met weinig 'flicker noise' (= 1/ruis). Laagfrequente ruis wordt op het oscillator-sigitaal gemoduleerd omdat de transistor niet-lineair zal werken.

9. Deingangsspanning van de oscillator-transistor moet zo groot mogelijk zijn voor een goede signaal-ruis-verhouding. Deze eis wordt met een FET makkelijker ingewilligd dan met een bipolaire transistor: gate aan de top van de kring. Ook de koppeling van de uitgang van de transistor is natuurlijk van belang (ruisaanpassing).

10. De spanningsruis van een transistor neemt af met de steilheid. Laat de transistor dus veel stroom trekken en verklein de koppeling aan de kring om de rondgaande versterking te beperken.

11. Last but not least: De ingang van de transistor (basis-gate) moet voor alle frequenties, behalve de oscilleerfrequentie, een zo klein mogelijke impedantie zien. Dat geldt ook voor lage frequenties. De BC221-schakeling (figuur 1) is in dat opzicht dus een slechte schakeling zoals we straks zullen zien. Ook de  $R_{bb}$  moet klein zijn!

We zullen verder op de genoemde punten ingaan:

#### ad 1. Fasedraaiing

Er zijn in feite maar twee soorten oscillatoren: De Colpitts en de Hartley. Alle andere goede typen zijn tot deze twee te herleiden. In figuur 1 zijn de Colpitts en de Hartley in vier varianten getekend: ongeaard, in geaarde emitter-, geaarde basis- en geaarde collectorschakeling. Al

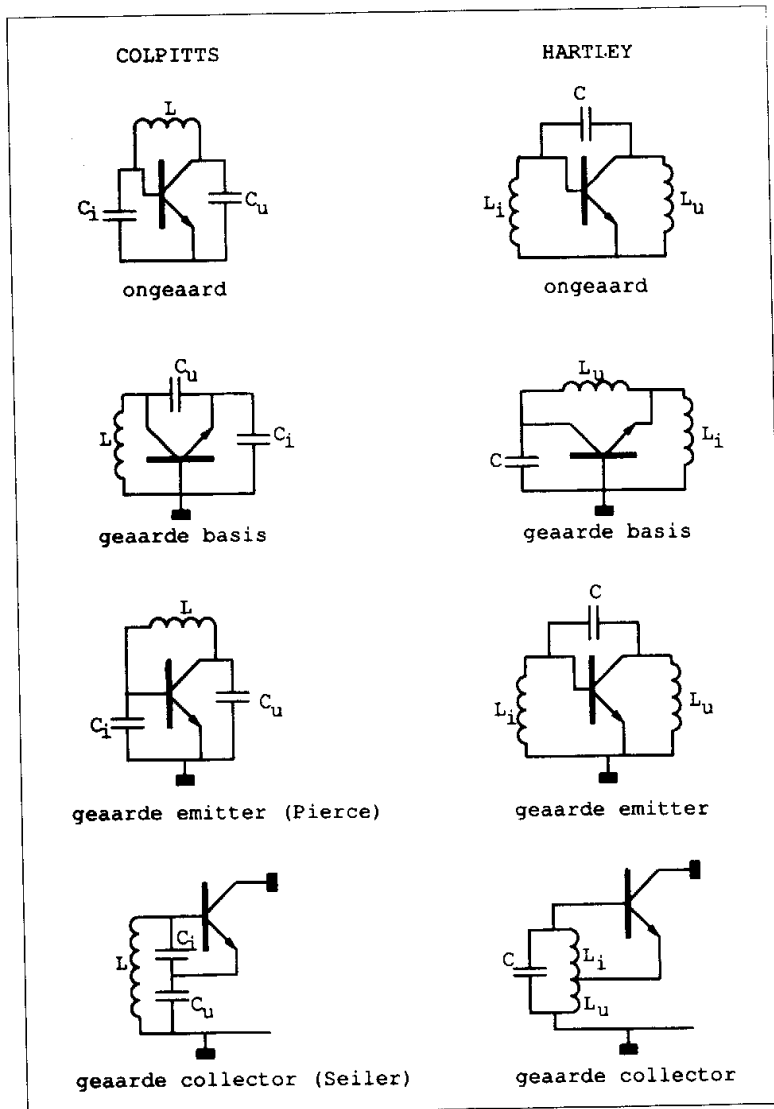


Fig. 1. Het principe van de Colpitts en de Hartley oscillator.

deze schakelingen werken op precies dezelfde manier. Het enige verschil is het aardpunt. Onderaan staan de geaarde collectorschakelingen die we vaak tekenkomen: De Seiler-oscillator en de schakeling zoals die in principe in de BC 221 zit met buizen.

De getekende schakelingen in figuur 1 gaan voorbij aan de gelijkstroominstellingen. In figuur 2 zijn geaarde collectorschakelingen gegeven met hun gelijkstroominstelling.

De voors en tegens van de geaarde emitter-, de geaarde basis- of de geaarde collectorschakeling wilde ik hier niet behandelen. Dat is uitvoerig in de literatuur te vinden.

In de geaarde collectorschakeling is eenvoudig in te zien dat de fase aan de ingang van de transistor gelijk is aan die van de uitgang. We weten dat de emitter de basis 'volgt' zodat we snel inzien dat de kring

zich niet 'in bochten hoeft te wringen' om de juiste fase aan de ingang (de basis) te maken uit het uitgangssigitaal aan de emitter. Ze zijn domweg in fase.

De Seiler-oscillator blijkt voor frequenties onder 100 MHz een stabiel ding te zijn dus gaan we hier mee in zee. De Hartley-versie van de geaarde collectorschakeling heeft neiging tot paracitair oscilleren. Dat ding is niet aan te raden.

#### ad 2. Onbelaste Q

Door metingen heb ik geconstateerd dat de Q van een kring op frequenties tussen 5 en 40 MHz bepaald wordt door de spoel. Voor de condensatoren worden styroflex typen gebruikt. Die zijn stabiel en hebben een zeer goede kwaliteit.

Als we de afmetingen ook mee laten tellen, worden spoelen met de beste kwaliteit verkregen door ze te wikkelen op Amidon poederijzer-kernen. Alleen de gele (T-XX-6)

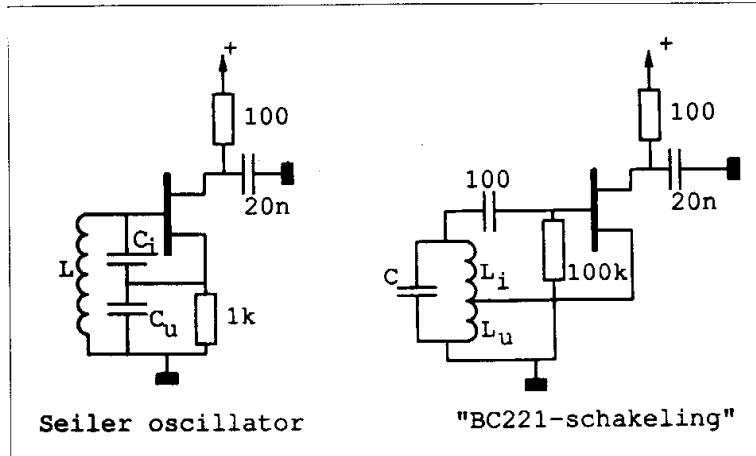


Fig. 2. Een mogelijke gelijkstroominstelling van de Seiler-oscillator en de Hartley-geaarde-drainschakeling zoals in de BC221.

komen in aanmerking. Voor lage frequenties (2 MHz) kan aan de rode gedacht worden.

Er zijn twee nadelen aan ringkernen:

- Ringkernen hebben een vrij grote positieve temperatuurscoëfficiënt. Dat maakt ze ongeschikt voor de bouw van een VFO. Voor VCO in een synthesizer is dat van minder belang. De PLL-schakeling zal de oscillator in de pas houden zodat een (klein) temperatuurverloop niet van belang is.
- Ringkernen pikken brom op uit het magnetische strooiveld van de voedingsstraft, wat FM veroorzaakt op het oscillatorsignaal. De spoel met ringkern (en de voedingsstraft) moet 'ingeblikt' worden.

### ad 3. Belaste Q (Ruisaanpassing)

Welke impedanties laat de transistor aan de kring zien? Uit de literatuur blijkt dat de zijbandruis van een oscillator minimaal is als de onbelaste Q anderhalf maal zo groot is als de belaste Q.

In de geaarde emitterschakeling van zowel de Colpitts als de Hartley oscillator (figuur 1) zien we onmiddellijk in dat alle onderdelen van de kring een hoge impedantie zien: De impedantie tussen collector en aarde is hoog, die tussen basis en collector ook. Denker om dat daar niets aan verandert als bijvoorbeeld een geaarde collectorschakeling wordt gebruikt! Je bent geneigd om te denken dat de lage emitterimpedantie dan over  $C_u$  zou staan. Dat is dus niet waar. Als een bipolaire transistor (in de pieken van de spanning) veel stroom trekt wordt de impedantie tussen basis en emitter kleiner. Dat is een moeilijk te berekenen gebeuren. Met een bipolaire transistor zijn, als je het onderste uit de kan wilt halen, nog iets ruisarmere oscillatoren te maken dan met JFET's. Dat kan alleen als je een spectrumanalyser van een ton naast je hebt staan! Op de laboratoria doen ze dat ook proefondervindelijk. Zo'n ding hebben we niet dus kunnen wij, amateurs, beter aan een JFET uitgaan (J310). Daar is nog wat aan te rekenen op een eenvoudige manier. Voordat we ingaan op de ruisaanpassing

nog even het volgende: Wanneer we in figuur 2 de beide schakelingen (een FET variatie) bekijken dan zien we een verschil tussen de gate circuits. Bij de Seiler oscillator 'ziet' de gate naar buiten toe voor zeer lage frequenties een kortsluiting. De spoel is voor een paar honderd herz als een kortsluiting te beschouwen. Er staat dus geen uitwendige laagfrequentruis spanning op de gate. Bij de BC 221-schakeling ziet dat er heel anders uit. Daar ziet de gate voor lage frequenties de 100k gate weerstand! Het condensatorje van 100pF naar de spoel doet voor laagfrequent niets. Het gevolg is dat er zomaar een paar microvolt laagfrequente ruis uit de 100k-weerstand op de gate staat. Omdat een transistor in zo'n oscillatorschakeling niet lineair werkt, er kan wel 30 volt hoogfrequent over de kring staan, wordt die laagfrequente ruis op het hoogfrequente oscillatorsignaal gemoduleerd. Het effect is dat de schakeling zoals die in de BC 221 zit, ongeveer 20 dB meer zijbandruis geeft dan de getekende Seiler oscillator. Dat heb ik met schade en schande ondervonden. Nu is dat op te lossen natuurlijk door de gate direct

aan de spoel te leggen en in de source een weerstandje op te nemen. Er is nog meer over te zeggen maar dan weid ik te ver uit. ~~Het is een onprezigeurige schakeling!~~ X De Seiler schakeling is in alle opzichten prettiger dan de Hartley-variant. Met twee C-tjes kun je onder andere veel gemakkelijker even de tap op de kring voor de emitter verleggen. Op een spoel, gewikkeld op een ringkern, is dat veel lastiger.

### Ruisaanpassing

Hier zullen we een eenvoudig geval bekijken. Stel we hebben een Seiler oscillator zoals in figuur 2 die werkt op 30 MHz. De spoel die we gemaakt hebben resonanceert met een capaciteit van 50 pF op 30 MHz en heeft een Q van 150. Hoe groot moeten nu  $C_i$  en  $C_u$  zijn om een optimale ruisaanpassing te krijgen? Laten we er ook van uitgaan dat de FET geen gate-stroom trekt in de positieve pieken van de HF-kringspanning en dat de FET in klasse A werkt. Dat kan door de begrenzing slim te doen zoals we straks zullen zien. De gate-impedantie is in dat geval zo hoog dat daar geen rekening mee hoeft te worden gehouden. De belastingsimpedantie over  $C_i$  is de drain-source-impedantie. Die is in het databoek voor de betreffende transistor te vinden. Stel dat die 7,5 kΩ is. (In serie met de source-weerstand van 1 k (figuur 2) komt natuurlijk een HF-smoorspoel zodat de demping door de weerstand verwaarloosd kan worden.)

Nu geldt:

$$R_v = Q \frac{1}{\omega C}$$

waarin  $R_v$  de vervangingsweerstand is die over de kring zou staan als de kring zelf ideaal was. Bij een onbelaste Q van 150 op 30 MHz met een capaciteit van 50 pF in de kring wordt  $R_v = 15000\Omega$ . In het ideale geval moet de Q-belast =  $2/3Q$ -onbelast zijn, zodat de  $R_v$  in dat geval dus 10000Ω moet wezen. Met de rekenregeltjes voor parallelle weerstanden vinden we dan dat aan de  $R_v$  van 15000Ω een denkbeeldige weerstand van 30 kΩ parallel moet komen om hem tot 10000Ω te reduceren. Die denkbeeldige

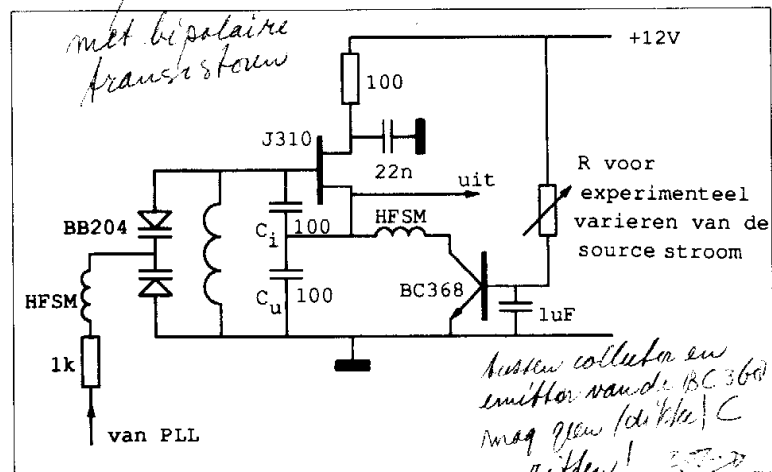


Fig. 3. Een praktische Seiler-schakeling voor een VCO.

weerstand wordt door de transistor gevormd.

De impedantie over  $C_u$  was 7,5 k $\Omega$  (transistor) zodat de spanningsdeling door  $C_u$  en  $C_i$  dus een impedantiëtransformatie van 7,5 naar 30 k $\Omega$  moet verzorgen. Dat is een impedantieverhouding van één op vier. De spanningsverhouding zal dus één op twee moeten zijn oftewel  $C_u = C_i = 100$  pF. (Twee C-tjes van 100 pF in serie maken de gewenste 50 pF voor de kring op 30 MHz.)

Als de transistor in klasse B komt te staan doordat de kringspanning een paar volt wordt, dan wordt de belaste-Q van de kring alleen maar groter. Maak je dus geen zorgen. Het komt nu ook niet zo verschrikkelijk nauw. De laatste dB's verbetering zou je toch aan een 100.000 gulden kostende spectrumanalyser moeten doen. Die had ik ook niet en toch kwam ik aan 100 dBc/Hz op 500 Hz van de carrier op 12,5 MHz. Daar zou nog 10 dB te verdienen zijn.

#### ad 4. Kringenergie

Als de kringenergie groot is dan zal de ruisenergie uit de halfgeleider relatief minder invloed hebben. De kringenergie moet dus zo groot mogelijk zijn. Bij de bouw van een VFO met een mechanische afstemcondensator mag de kringspanning gerust tientallen volts zijn. Bij een VCO met varactorafstemming komen we echter in de problemen. De varactor mag absoluut geen stroom trekken (in doorlaatrichting) omdat de ruis anders met tientallen dB's toeneemt.

Bij de keuze van een varactor met een grote capaciteitsvariatie kan echter de totale kringcapaciteit behoorlijk groot worden gekozen zodat de kringenergie ( $\frac{1}{2}CV^2$ ) toch groot kan zijn. Parallel aan de varactor kan dan een vaste condensator van goede kwaliteit worden geschakeld. Een aantal varactors parallel kan ook een oplossing zijn als anders de gewenste frequentievariatie niet wordt gehaald. Een heel goede varactor voor VCO-toepassingen is de BB204G van Philips. Dat ding is speciaal ontworpen voor grote spanningen. Bovendien heeft hij een kleine serieweerstand (0,2 $\Omega$ ).

Bij het gebruik van halfgeleiders in oscillatoren is er nog een probleempje met de kringspanning: Bipolaire transistoren mogen tussen basis en emitter meestal niet meer dan 5 volt negatief hebben. Veel hoogfrequenttransistoren zelfs nog minder. De basis-emittordiode gaat bij meer negatief als zenerdiode werken en veroorzaakt daarbij zeer veel ruis. Nog afgezien van de ruis gaat de transistor in de loop van de tijd achteruit in kwaliteit. Transistoren mogen in feite *nooit* zover negatief gezet worden dat de basis-emitter diode gaat zeneren. Hier moet op gelet worden, ook tijdens het *inschakelen* van de oscillator.

Een FET mag in de regel veel meer negatief hebben tussen gate en source. Bij een J310 mag  $-V_{GS} = 25$  V zijn. Voor het maken van een VFO met een mechanische afstemcondensator (zonder varactors) is het dus handig om een FET te nemen. Als de gate aan de top van de kring wordt gelegd, zoals bij de Seiler oscillator in figuur 2, en de HF-

spanning op de source de helft is van de HF-gate-spanning ( $C_u = C_i$ ), dan kan de HF-spanning op de gate dus maximaal 50 V<sub>tt</sub> worden<sup>1</sup>. Dat is altijd nog ruim 17 V<sub>eff</sub>! FET's ruisen in de regel wat meer dan bipolaire transistoren. Dat wordt door de grotere toelaatbare spanning echter gecompenseerd. De 'inkoppeling' is bij FET's veel simpeler dus hou ik het in oscillatoren bij FET's (JFET's!).

Een andere zaak is dat bij kleine kringspanningen een FET in klasse A kan werken. Bij zo'n instelling werkt de FET redelijk lineair. Laagfrequent (1/f) ruis aan de ingang zal dan bovendien minder op de HF-spanning gemoduleerd worden. Voor een VCO met een BB204 G als varactor, heb ik de beste resultaten bereikt bij 1 volt (3 volt top-top) HF op de top van de kring cq. de gate van een J310 (JFET) in de Seilerschakeling van figuur 3.

#### ad 5. Begrenzing

Als een oscillator ingeschakeld wordt zal hij eerst 'zachtjes' gaan oscilleren<sup>2</sup>. De transistor in de oscillator versterkt dan veel en de HF-spanning zal snel toenemen. Daar komt een eind aan natuurlijk. Bij het groter worden van de spanning aan de ingang van de transistor zal zijn instelling zodanig veranderen dat de versterking afneemt (gaat in klasse C staan bijvoorbeeld). Er is een punt waar de situatie stabiel is. Dan neemt de kringspanning niet meer toe. De 'rondgaande versterking' is dan 1.

Er kan nog een andere factor zijn waardoor de kringspanning niet meer toeneemt. Bij hogere spanningen over de kring neemt bijvoorbeeld de *damping* toe: Bij een bipolaire transistor kan er alleen maar stroom in de transistor lopen als er basis-stroom loopt. Die basis-stroom moet door de kring geleverd worden en zal de kring dempen. Bij grotere kringspanningen zal  $V_{be}$  toenemen en dus de basisstroom.

Om de demping te beperken moeten we de kringspanning op een andere manier beheersen. Er zijn twee manieren:

- AVC. Met de een of andere schakeling wordt de kringspanning gemeten en de transistor in de oscillator teruggerogeld in versterking.
- Door vast laten lopen van de schakeling de versterking laten begrenzen.

Als we de oscillatortransistor zelf laten begrenzen betekent dat meestal dat de kring daardoor gedempt wordt (basis- of gate-stroom). Die demping vindt alleen plaats in de toppen van de kringspanning. Dat is niet gunstig voor de ruiseigenschappen. Het is beter om de begrenzing door een aparte, van de kring gescheiden, trap te laten gebeuren. Klaas, PAOKSB heeft dat fraai beschreven voor een Xtal-oscillator. (Reflecties PAoSE: PAOKSB's visie op kristaloscillatoren, in Electron van 1987, blz. 369).

Met de BC221-schakeling lijkt het allemaal zo leuk. Door de gate-source-diode wordt de spanning op de gate gelijkgericht. De spanning komt over de condensator van 100pF te staan. De gate-stroom is klein want de gate-weerstand is groot (100k). Kortom de FET gaat in klasse-C staan. Dit

is een vorm van AVC. We zagen echter al eerder dat dezelfde 100k-weerstand ons parten speelde aangaande de ruis. Het vergroten van de koppel-C van 100pF naar bijvoorbeeld 20nF lijkt een oplossing om de ingangruis te verkleinen. Het vervelende is echter dat de schakeling dan gaat 'overoscilleren': hij gaat hikken. Waarom dat zo is, is minder makkelijk in te zien.

Ik houd van AVC-schakelingen. In figuur 9 in Electron van maart 1990 is dat te zien. Er zit echter een addertje onder het gras: Een AVC-schakeling is een regellus. Daar is een Bode-diagram van te tekenen. Ook hier geldt dat de helling van de frequentie-karakteristiek van de regellus de versterkingslijn '1' met een helling van 6dB/octaaf moet snijden. Er mag maar één RC-combinatie zijn die die lijn bepaalt. In figuur 9 (Electron van maart 1990) is dat de combinatie van de 1 $\mu$ F (tussen basis en aarde van de BC368) en de weerstand van 300k. De andere RC-tijd (18k met 10nF) in die schakeling is veel kleiner. Als het Bode-diagram niet goed is, wordt de schakeling instabiel. In ieder geval loop je de kans dat de oscillator bij inschakelen aanvankelijk een veel grotere kringspanning heeft dan de uiteindelijke eindspanning door overshoot, of 'doorschot' zoals ik het wel eens vertaald heb gezien. Je loopt de kans dat de basis-emitter-diode (bipolaire transistor) of de gate source-diode (FET) even gaat 'zeneren'. Op den duur, na vaak inschakelen, verslechteren daarmee de ruiseigenschappen van de transistor!

#### ad 6. Ruisgetal

Dater een transistor met een laag ruisgetal gekozen moet worden zal duidelijk zijn. Als we ervan uitgaan dat de HF-gate-spanning bij een FET groter mag zijn dan de basis-spanning van een bipolaire transistor, dan zal het ruisgetal van een FET wat slechter mogen zijn dan die van een bipolaire transistor: Bij een bipolaire transistor zal de HF-piek-piek spanning hooguit een paar honderd millivolt mogen zijn. Bij een FET mag dat een paar volt wezen. Het gaat ten slotte om de signaal-ruis verhouding.

#### ad 7 $f_T$ -waarde

Om te zorgen dat er weinig fasedraaiing in de transistor optreedt, moet de  $f_T$ -waarde van de transistor zo hoog mogelijk zijn. Bij bipolaire transistoren betekent dat echter vaak dat de toelaatbare negatieve basis-emitter-spanning klein wordt (soms 0,5 volt of minder). Een BFY90 is daar een mooi voorbeeld van. Bij FET's is dat geen probleem.

#### ad 8. Flicker Noise

Het is belangrijk om op de 1/f-ruis te letten. Laagfrequente ruis wordt in de oscillator-transistor op het HF-signaal gemoduleerd. FET's hebben meer 1/f-ruis dan bipolaire transistoren.

Aan de andere kant kan de gate-spanning van een FET veel groter zijn dan de basis-spanning van een bipolaire transistor voordat niet lineairiteit optreedt en daardoor de 1/f-ruis op het oscillator-signaal gemoduleerd wordt.

## De Varactor

Afgezien van het feit dat de varactor in de toppen van de HF-spanning geen stroom mag voeren, de belaste Q stort dan als een kaartenhuis in, moet de karakteristiek van de capaciteit als functie van de aangelegde gelijkspanning gelijkmatig verlopen. De karakteristiek is altijd krom. Die kromming moet echter zodanig zijn dat die over het hele gebruikte bereik zo regelmatig mogelijk is. Dat houdt in dat de gemiddelde capaciteit onafhankelijk is van de grootte van de HF-spanning. Dat is eenvoudig na te gaan door de stroom door de FET te variëren (zie figuur 3). De HF-spanning zal bijna lineair toenemen met de stroom door de FET. Als daarbij de frequentie veel verandert is dat niet goed! Immers de AM-ruis uit de FET, die er altijd is, zal dan zorgen voor een frequentievariatie, ergo FM-ruis! De varactor die daar heel weinig last van heeft is de BB204(G). De karakteristiek van dat ding is logaritmisch over het hele afstembereik. Als je aan het experimenteren gaat zul je zien dat de kleinste variatie plaats vindt bij kringspanningen van  $1V_{eff}$  in de schakeling van figuur 3.

Uiteraard moet de spanning die op de varactor komt te staan (uit de lusversterker van de PLL) zo schoon mogelijk zijn. Daar hebben we het vorige keren al uitgebreid over gehad. De fase-ruis die daardoor ontstaat is met een goede FET en een goede Q van de kring niet te verbeteren. Het is dus zaak de gevoeligheid van de VCO zo klein mogelijk te houden. Daarmee bedoel ik dat de frequentievariatie door het variëren van de spanning op de varactor zo klein mogelijk gekozen moet worden.

Volledigheidshalve moet ik zeggen dat de capaciteit van een BB204 niet zo'n daverende  $tg\delta$  heeft. Charles, PAoPUY, heeft daar metingen aan gedaan. De Q van de kring ging danig omlaag (van 250 naar 150 of zo) als een goede condensator vervangen werd door een kale BB204. Als er goede condensatoren aan parallel staan, zoals in ons geval, is dat minder het geval. Wat de Q betreft beïnvloedt deze varactor de ruis dus wel. Als bovenstaande getallen juist zijn is het echter niet meer dan 3dB. Het is in ieder geval geen reden om heel andere constructies te verzinnen met variabele zelfinducties of zo. De Q daarvan zou ik wel eens willen zien trouwens.

## Uitkoppeling van signaal

Je kunt op verschillende manieren het signaal van de oscillator uitkoppelen naar de volgende (buffer) trap. Het lijkt heel handig om in de drain een weerstandje te zetten en daarover de uitgangsspanning af te nemen. Vooral als van een dual gate FET gebruik gemaakt wordt is de koppeling tussen drain en gate minimaal. De oscillator-FET wordt dan zelf als buffer gebruikt. Er kunnen echter instabiliteiten optreden. De weerstand mag maar klein zijn zodat de uitgangsspanning ook niet groot is. De uitgangsspanning zal zeker niet sinusvormig zijn.

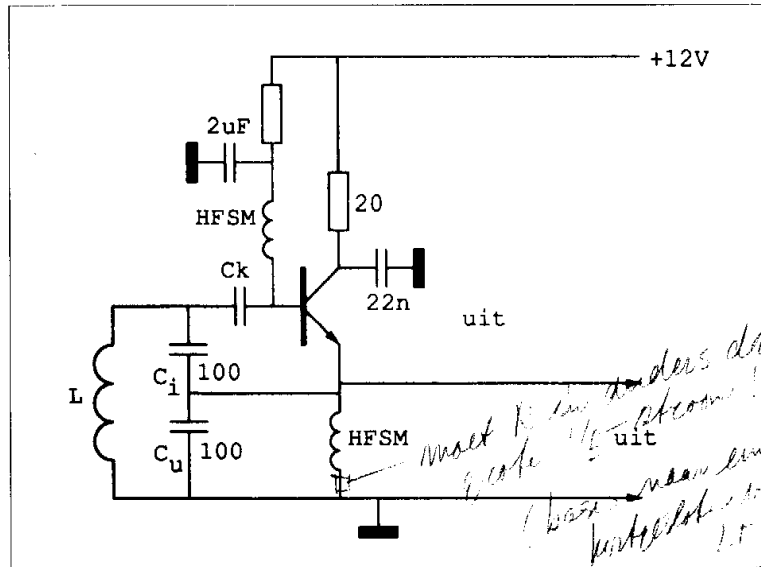


Fig. 4. Een oscillator met een bipolaire transistor die goede ruisel eigenschappen heeft. In het basiscircuit is de ruis uit de weerstand geëlimineerd door de grote ontkoppel-C en de HF SM. Met de basisweerstand wordt de stroom door de transistor ingesteld tot wat hij maximaal kan hebben. Ck wordt vervolgens zo gekozen (enkele pF-en) dat de schakeling net oscilleert.

Ik heb steeds een emitter follower gebruikt die het signaal afneemt van de source van de oscillator-FET.

## Klasse A versus klasse C

In de literatuur is men het er niet over eens of een oscillator transistor in klasse A of in klasse C moet werken om de minste zijbandruis te krijgen. Aan klasse A oscillatoren is gemakkelijker te rekenen zodat daar relatief veel over gepubliceerd wordt. Op het Philips NatLab. hebben ze echter zeer goede resultaten met klasse C oscillatoren. Men is er nog niet uit.

Een aspect dat nog niet aan de orde is geweest is: de spanningsruis. De spanningsruis van een transistor is omgekeerd evenredig met de steilheid en dus omgekeerd evenredig met de stroom die het ding trekt. De transistor moet dus zo ingesteld worden dat de stroom door de tor groot is. Zijn versterking wordt dan ook groot en de ingangsimpedantie laag. De ingang kan dan niet meer rechtstreeks aan de top van de kring worden geschakeld. Een kleine koppelcondensator of een lage tap op de kring kan dan uitkomst bieden. Dat verkleint ook de rondgaande versterking wat hard nodig is om dat de steile transistor veel versterkt. Een voorbeeld is gegeven in figuur 4.

Maar: We krijgen dan weer te maken met de stroomruis! Er moet dus een compromis gezocht worden.

## Inwendige Basisweerstand

Ik heb het terloops gehad over de  $R_{bb}$ . Deze moet in alle versterkers die weinig ruis mogen produceren in de gaten gehouden worden. Wat is de  $R_{bb}$ ? Dat is de weerstand die zit tussen het pootje van de basis (aan de buitenkant dus) en de werkelijke

basis in de transistor. Een BC109 heeft bijvoorbeeld een  $R_{bb}$  van  $1k\Omega$ . Dat is nogal wat. Transistoren met een kleine  $R_{bb}$  (enkele tientallen ohm) hebben een grote oppervlakte op de chip. Typen als de 2N5109, BFW16A, BFG96, BFR96S, BC368<sup>3</sup>, enz. zijn zulke transistoren.

Het grappige is dat de  $R_{bb}$  samengesteld gedacht kan worden uit twee weerstanden: een vast-, en een met de stroom variabel deel. Bij grotere stromen is dat variabele deel klein. Ook dat pleit er voor om een bipolaire oscillator transistor veel stroom te laten trekken.

Hoe dat met de inwendige gate-weerstand van FET's zit weet ik even niet. Ik weet wel dat de ingangscapaciteit enorm varieert met de instelling van de FET. Als de HF-spanning op de gate groot is zul je dus ook met een grote capaciteitsvariatie te maken hebben vooral vanaf het moment dat hij stroom begint te trekken tot hij helemaal open staat (klasse C). Dat zou er voor pleiten om het ding in de pieken niet te veel stroom te laten trekken. Het laatste woord is er nog niet over gezegd...

Zo, dat was een pittig verhaal denk ik. ik hoop toch dat ik er een aantal mensen een plezier mee gedaan heb.

73, Herbert.

- 1 De spanning op de source is immers in fase met de gate-spanning
- 2 Hoe een oscillator precies start wil ik hier niet behandelen.
- 3 denk om de  $F_{T}$ -waarde



## LC-oscillatoren, VCO's en Faseruis

H.L. Rutgers, PAoSU, Eindhoven

Het artikel van Jos, PAoJOZ, heeft een aantal zaken recht gezet en denkfouten mijnerzijds gecorrigeerd. Een FET mag aan de gate voor lage frequenties een zeer hoge impedantie "zien" zodat eenvoudig AVC in de oscillatorschakeling kan worden gebouwd. Een varactor beïnvloedt de faseruis indirect doordat de kringspanning beperkt moet blijven. De grootte van de kringspanning is een belangrijke maat voor de faseruis. De belangrijkste vinding van Jos: "dat oscillatoren met een goed faseruisgedrag een geringe afhankelijkheid tussen uitgangsfrequentie en DC-instelling vertonen" kan aangevuld worden met het feit dat bij die instelling tevens de kringspanning het grootst is! Er is een aanzet gegeven om met de resultaten van Jos een betere VCO-schakeling te vinden. Ook hier blijkt de Clapp-oscillator de gunstigste perspectieven te bieden. Op 13 MHz blijkt de draaggolf meer dan 120 dBc/√Hz boven de ruis op 500 Hz afstand te liggen.

### Inleiding

Het artikel "Experimenten rond het thema faseruis" van Jos van der List, PAoJOZ (Electron, mei en juli 1992) is voor mij een artikel met een gouden randje. Dat vond ik kennelijk niet alleen. Dick, PAoSE, deelde me via het Technonet (elke zaterdag om 15.30 uur op 3755 kHz) op 23 januari mee dat Jos er een prijs voor heeft gekregen van de Stichting Wetenschappelijk Radiofonds VEDER. Gefeliciteerd Jos!

Jos en ik hebben het een en ander afgepraat over dit onderwerp. Jos heeft zelfs zijn Clapp-oscillator opgestuurd zodat ik er aan zou kunnen meten. Dat heb ik ook geprobeerd. Niet geheel zonder resultaat overigens. Voor mij is het wederom duidelijk geworden dat onderzoek alleen goede resultaten afwerpt wanneer je dat met meer mensen doet. In je eentje blijf je in een kringetje rondraaien doordat je niet betraapt wordt op een te klein "denkdo-main". Je gaat a priori uit van een aantal veronderstellingen waarvan je denkt dat ze algemeen zijn. Het artikel van Jos heeft me gedwongen om opnieuw na te denken. Inmiddels meen ik ook een aantal vragen van Jos te kunnen beantwoorden. Hij daagde iedereen uit tot een verdere discussie, liefst in Electron. Zo'n uitdaging is bij mij niet aan dovemansoren gezegd. Vandaar.....  
Nu ter zake.

### Grootte van de kringspanning

In het artikel "Zijbandruis van LC-oscillatoren" heb ik elf factoren opgenoemd die van belang zijn voor een ruisarme oscillator. Punt vier (op blz. 661 van Electron december 1990) luidde als volgt: "Stop een zo groot mogelijke energie in de kring, dus zorg voor een zo groot mogelijke

HF-kringspanning bij een zo groot mogelijke kringcapaciteit."

Als er een varactor gebruikt wordt voor de afstemming (PLLsynthesiser) dan is dit in tegenspraak met de eisen voor de varactor. Die mag nooit in doorlaatrichting stroom voeren, ook niet tijdens de toppen van de hoogfrequente spanning. Door nu de kringcapaciteit groot te maken kan er toch een grote energie in de kring gestopt worden zonder dat de spanning te hoog wordt."

Daar zit aan het einde een klein denkfoutje in. In het algemeen is dit natuurlijk waar (ik verzin dat ook niet zelf), maar als je zo hoogohmig uitkoppelt van de kring naar de FET (zoals wij dat steeds doen) is vooral de grootte van de hoogfrequente spanning van belang. Dat heeft te maken met een ander punt: de kwaliteitsfactor van de kring. Een verdubbeling van de spanning geeft immers een verviervoudiging van de kring-energie. De Q van kringen op frequenties rond de 50 MHz wordt bepaald door de spoel. Verdubbeling van de spanning met dezelfde hoeveelheid energie verlangt een dusdanige LC-verhouding dat de Q aardig zakt. Nu is het de vraag wat harder gaat tellen, een grote kring-spanning of een hoge Q. Binnen zekere grenzen blijkt dat een zo groot mogelijke kringspanning te zijn. Jos bevestigt dat ook met zijn Clapp-oscillator-experimenten.

Ik was bezig met oscillatoren die met een varactor afgestemd moesten worden. De vindingen daarbij generaliseerde ik alsof zij voor alle (Seiler-)oscillatoren zouden gelden. Dat was het te kleine "denkdo-main".

### Varactors en faseruis

Ik deed (in Electron van december 1990) een uitspraak dat varactors de faseruis van oscillatoren niet noemenswaardig beïnvloeden mits de varactor-diode geen stroom trekt. Dat laatste was Jos "vergeten". Ik heb hem gevraagd of hij gecontro-

leerd had of de varactor geen stroom trok. Bij telefonische navraag bleek dat hij er zelfs van uit gaat dat dat wel het geval geweest zal zijn. Als we de grafieken van Jos nog eens bekijken, vooral figuur 33, dan wordt mijn stelling bevestigd: de resultaten van een varactor met een voorspanning van 11,8 V zijn maar een dB of vijf slechter dan in de andere grafieken van ongeveer dezelfde schakeling zonder varactor. Daarbij weten we niet eens zeker of de varactor niet in geleiding kwam bij 11,8 V. De Clapp-oscillator van Jos heeft in ieder geval een kringspanning van meer dan 10 V (zie verderop), dus....

De beïnvloeding vindt echter indirect plaats. Ik zorg er in mijn schakeling (figuur 1) met een AVC voor dat de kringspanning zo klein blijft (1 V) dat de varactor niet in doorlaat komt. Wel, die lage kringspanning is de reden van het magere resultaat van mijn oscillatoren ten opzichte van die van Jos. Tussen 1 en 10 V zit 20 dB verschil! Bij die lage kringspanning kan ook gerust de gate van de FET rechtstreeks aan de top van de kring zoals ik dat propageerde. Het is in dat geval zelfs een voorwaarde om de ingangsspanning van de FET groot te maken ten opzichte van diens eigen ruis (zie punt 9 op blz. 662 van mijn artikel).

### Grote lekweerstand

Volgende misser mijnerzijds: Aad Sempel (NatLab) had mij gewaarschuwd, dat een transistor voor lage frequenties aan de ingang (lees: basis) een lage impedantie moet zien in verband met de 1/f-ruis. Die mannen daar werken altijd met bipolaire transistoren in het GHz-gebied. Het was hem en mij ontgaan dat een FET daar helemaal geen last van heeft. Dat constateerde Jos dan ook.

De scherpe dip in de faseruis die Jos vond (zie figuur 21 en 22 van zijn artikel) bij de Seiler-oscillator is eenvoudig te verklaren: bij weinig stroom door de FET is aanvankelijk de kringspanning klein en bij grote

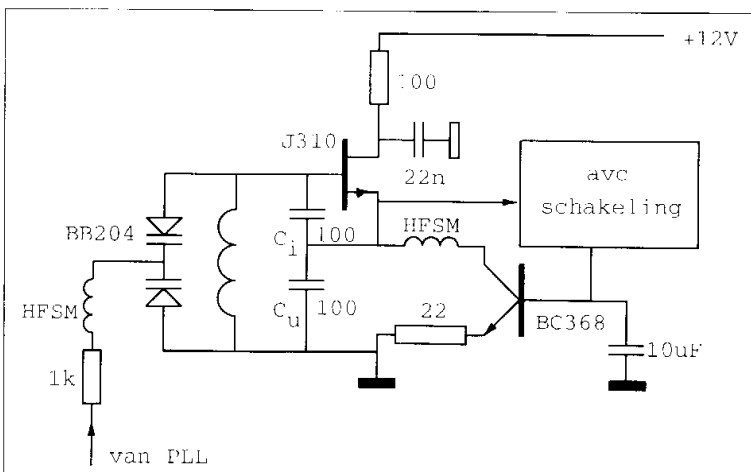


Fig.1. Een praktische Seiler-schakeling voor een VCO.

stromen gaat de gate-diode van de FET stroom trekken waardoor de kring enorm gedempt wordt. De dip ligt precies daar waar de gate-diode nog niet geleidt. Met een grote lekweerstand (820 k) en een kleine koppelcondensator (figuur 24) loopt de kringsspanning op tot een volt of tien terwijl de stroom door de gate-diode zeer klein blijft en deze de kring nauwelijks dempt. De "dip" in figuur 25 en 26 wordt dan zeer breed omdat de combinatie van de koppelcondensator en de lekweerstand werkt als AVC. De stabilisatie van de kringsspanning vindt nu plaats door het verder in klasse-C gaan staan van de FET. De kleine koppelcondensator zorgt er ook voor dat de niet-lineaire gate-capaciteit, die AM-FM-ruisomzetting geeft, minder invloed op de kring heeft. Bovendien is de tijdconstante van de AVC zeer klein. In de schakeling van Jos is die in de buurt van een paar  $\mu\text{sec}$ .

(Een richtlijn:  $f \cdot R_1 \cdot C_k = 20$ ). Elke amplitudeverandering wordt zo doende zeer snel gecorrigeerd wat zijn uitwerking op de faseruis niet mist. Op de spectrum-analyser is dat effect duidelijk waar te nemen.

In de Seiler-schakeling als in figuur 2 (van dit artikel) staat de FET ver in klasse C. Dat geeft nogal wat vervorming in de stroom

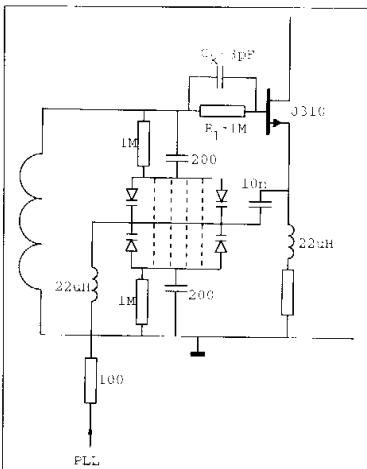


Fig.2. Een poging om in een VCO (met varactors) toch grotere kringsspanningen toe te laten. De parallelschakeling van de varactors zal een capaciteit tussen 500 en 1500 pF moeten vertegenwoordigen om de gewenste frequentievariatie mogelijk te maken. In dat geval wordt de HF-spanning over de varactor niet groter dan 3 V bij een kringsspanning van 10 V. De spoel is eenvoudig omschakelbaar omdat hij met een kant aan aarde ligt.

waarmee de kring ontdeemt wordt. De FET werkt niet-lineair waardoor er menging plaats vindt tussen de harmonischen. Eén van de mengproducten is de grondfrequentie zelf. Immers elk verschil tussen de n-de harmonische en de (n-1)-de harmonische (als  $n > 2$  is) levert weer de grondfrequentie op. De ruis op die harmonischen komt dus ook op de grondfrequentie terecht. De ruis op de harmonischen wordt "teruggevouwen" naar de grondfrequentie. Dit is te voorkomen door de versterking van de FET te verkleinen. Eén van de ma-

nieren is het aanbrengen van AVC zoals in figuur 1. Als je dat te ingewikkeld vindt, in figuur 2 zit toch al een AVC, dan moet je de versterking verkleinen. Dat kan op verschillende manieren. Eén daarvan is het aanbrengen van een weerstand in serie met de condensator van 10 nF net zoals bij een Q-multiplier. Professor Davidse (Delft) zegt in zijn boek: "Analogue Electronic Circuit Design" dat, zonder rekening te houden met de AVC, een versterking van ongeveer twee een goed compromis is.

### De Clapp-oscillator

Dat Jos' Clapp-oscillator (figuur 36 t/m 39) zulke goede resultaten oplevert is waarschijnlijk te danken aan de kleine rondgaande versterking door de losse aankoppeling van de FET aan de kring. De kringsspanning van Jos' Clapp-oscillator is bij 50 MHz meer dan 10 V en bij 40 MHz meer dan 17 V! De gate-source-spanning is in zijn figuur 38 een zesde deel daarvan! Dat is precies wat Davidse bedoelt. Ik heb aan deze oscillator, die Jos mij heeft toegestuurd, gemeten. Niet dat ik eenzelfde meetopstelling gebouwd heb om de ruis te bepalen (dat kon ik op het QRL zelfs niet!) maar ik heb geconstateerd dat bij de DC-instelling waar de minste ruis gemeten wordt niet alleen de frequentievariatie het kleinst is (en de frequentie bovendien het hoogst) maar dat bij die instelling ook de kringsspanning het grootst is!!! Hoe het komt dat die twee samenvallen is minder eenvoudig in te zien. Ik denk dat bij de grootste kringsspanning de koppeling van de FET het kleinst is en derhalve diens gate-capaciteit de minste invloed heeft. Als bij grote drainstromen uiteindelijk de demping weer toeneemt door het gaan geleiden van de gate-diode, dan neemt de amplitude weer af en tevens de frequentie. Zoiets.

Ik ben trouwens benieuwd wat het vervangen van de 22 $\mu\text{H}$  in serie met de 330 $\Omega$  door een weerstand van 1 M $\Omega$  in Jos z'n figuur 38 nog op zou leveren. De demping door de gate-diode wordt dan nog minder.

### Demping door gate/basis-diode

Of we een Clapp- of een Seiler-oscillator maken, voor beiden moeten we het volgende in het oog houden:

- Bij een FET dempt de gate-diode, als die open gaat, de kring enorm. De diode vertegenwoordigt, als hij geleidt, een dynamische weerstand van ongeveer 1k $\Omega$ . Dus één van de twee:
  1. je zorgt er voor dat de gate-diode niet open gaat (met een afzonderlijke AVC-schakeling zoals ik dat doe in figuur 1 van dit artikel), of
  2. je zorgt er voor dat de gate zeer los aan de kring gekoppeld wordt met een klein koppelcondensatorje en een zeer grote lekweerstand (zoals Jos heeft gedemonstreerd). Je krijgt dan een goede AVC cadeau. De kringsspanning zal groot zijn. Hoe je dan een varactor aan kunt koppelen zodat de gewenste frequentievariatie verkregen wordt is een heel ander verhaal. Straks doe ik daar pogingen toe.

- Bij een bipolaire transistor is de dempende werking van de basis veel minder dan bij een FET. De basis moet stroom trekken anders trekt de transistor überhaupt geen stroom. Bedenk echter dat de emitter-stroom  $h_{ie}$  maal zo groot is "de goede kant op" zodat over de bovenste deelcapaciteit ( $C_u$  in figuur 1) in de Seiler-schakeling maar weinig spanning zal staan. Het komt er op neer dat de basis ongeveer  $h_{ie}$  k $\Omega$  zal laten zien en dat is niet zo klein.
- Bij bipolaire transistoren zal je altijd gebruik moeten maken van een losse aankoppeling aan de kring. Als je dat met een klein koppelcondensatorje naar de basis doet mag de "lekweerstand" (de parallelschakeling van de twee instelweerstand van de basis) niet veel groter zijn dan 10 k $\Omega$  in verband met de 1/f-ruis. Bovendien moet er voor DC een weerstand in de emitter-leiding zitten om dezelfde reden.

### VCO met betere ruseigenschappen

De VCO die ik in mijn transceiver heb zitten, is in grote lijnen geschetst in figuur 1. De schakeling heeft een aparte van de oscillator gescheiden AVC wat volgens Davidse de beste oplossing biedt mits de AVC-regellus goed gedimensioneerd is. Die oscillator haalt een "carrier to noise ratio" van 100 dBc/Hz op 500 Hz van de draaggolf op een frequentie van 12,5 MHz. Dit "magere" resultaat (wat in de transceiver overigens goed voldoet) is te wijten aan de kleine toelaatbare kringsspanning over de kring vanwege de varactor. Daar zou je wat aan moeten doen. In figuur 2 is een Seiler-oscillator getekend met een koppelcondensator en een lekweerstand. De  $C_u$  en  $C_g$  van figuur 1 zijn hier zodanig verdeeld dat een array van varactors er deel van uitmaakt. Hoe het met de ruseigenschappen staat is de vraag. Er bestaat per slot met rekening een koppeling tussen de source en "de gevoelige poot" van de varactors (via de 10 nF). Snelle variaties in de instelling van de FET beïnvloeden de frequentie.

Misschien is de schakeling in figuur 3 een betere oplossing. Dit is in feite een Clapp-oscillator. De spoel en de seriecondensator zijn van plaats verwisseld om de spoel aan aarde te krijgen zodat hij eenvoudiger

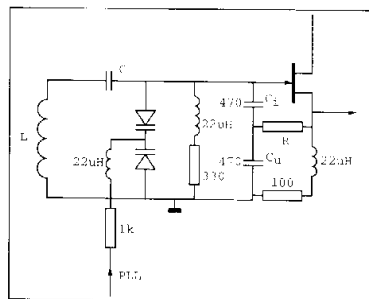


Fig.3. Een Clapp-oscillator met varactor. L en C zijn van plaats verwisseld om de spoel met een kant aan aarde te krijgen zodat hij makkelijk omschakelbaar wordt. Het zal niet eenvoudig zijn de verlangde frequentievariatie te halen. Met R wordt de versterking ingesteld.



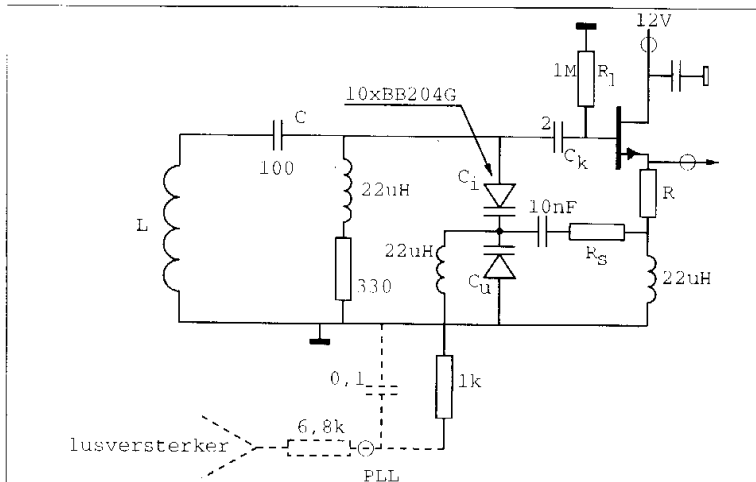


Fig.4. Een variant op de schakeling in figuur 3.  $C_i$  en  $C_u$  zijn volledig opgebouwd uit een parallelschakeling van een aantal varactors. Daarmee kan voldoende frequentievariatie bereikt worden bij een redelijk grote kringspanning. De waarden in de figuur gelden voor 12,5 – 13 MHz. Zie voor verdere discussie de tekst.

omschakelbaar wordt.  $C$  moet ongeveer een vijfde zijn van de totaalcapaciteit tussen gate en aarde om de gewenste spanningsdeling te krijgen.

Op het knooppunt van  $C$  en  $L$  staat de grote kringspanning. Parallel aan  $C_i$  en  $C_u$  staat een array van varactors die honderden pF groot moet zijn. Dat geeft al direct problemen met de regellus van de PLL maar dat vergeten we nu maar even. De plaats van de varactor is goed gekozen omdat de spanning daar toch niet groot mag zijn, anders komt de gate-diode van de FET in geleiding. Met  $R$  is de versterking van de schakeling in te stellen (op 2) zodat inderdaad gezorgd kan worden dat dat nauwelijks gebeurt. Een aparte AVC-schakeling is ook hier wellicht de oplossing.

Figuur 4 biedt meer mogelijkheden.  $C_i$  en  $C_u$  worden gevormd door een parallelschakeling van een (groot) aantal varactors. Als de voorspanning uit de PLL klein is zijn de waarden van  $C_i$  en  $C_u$  het grootst. De spanningsdeling over  $C$  en de vervangingscapaciteit van  $C$  en  $C_u$  is dan ook het grootst, zodat de kringspanning groot mag zijn voordat de varactors gaan geleiden. Bij een grote voorspanning uit de PLL worden  $C_i$  en  $C_u$  kleiner. In dat geval mag de kringspanning ook groot zijn omdat de HF-spanning over de varactors groter mag zijn. De lekweerstand en koppelcondensator in de gate-leiding zorgen er voor dat de gate-stroom beperkt blijft (AVC). Met  $R$  stellen we de stroom door de FET in op 10 mA. Met  $R_s$  maken we de kringspanning maximaal op de laagste frequentie waarop de VCO moet werken. De instelling van de FET beïnvloedt de varactor-voorspanning niet omdat de HF-smoorspoel in de source-leiding die kortsluit.

Een probleem is eventueel dat de PLL een capacatieve belasting ziet van 10 nF in ons geval. De PLL-regellus moet daar op berekend zijn. De lusbandbreedte wordt dus klein. In mijn geval is dat geen probleem omdat het laagdoorlaatfilter achter de regellusversterker bestaat uit een weerstand van 6k8 en een condensator van 0,1  $\mu$ F. 10

nF doet er dan niet toe.

Een aardige bijkomstigheid is overigens dat de gevoeligheid van de VCO voor de regelspanning uit de PLL per band eenvoudig "ingesteld" kan worden met de keuze van  $L$  en  $C$ .

Dit waren zomaar wat gedachten van mijn na het lezen van het artikel van Jos. Jos heeft voor VCO's ook geen oplossingen aangereikt. Natuurlijk kun je de variabele capaciteit die nodig is mechanisch construeren. Daar ben ik een tijdje mee bezig geweest: lineaire motoren uit disk drives en luidsprekersystemen aan Philips tol-trimmers, etc. Het is geen sinecure om zoiets in een PLL-regellus stabiel te krijgen afgezien nog van de microfonie. Bovendien kun je er heel wat elektronica tegenaan gooien voordat je "duurder" uit bent dan met een mechanische oplossing.

Met de schakeling in figuur 4 bereikte ik met een voorspanning van 4,5 V op de varactors uit een batterij op 12,5 MHz een

signaal/ruis-verhouding van meer dan 120 dB $\sqrt$ /Hz op 500 Hz afstand. Dieper kan ik niet meten. Het is minstens 20 dB beter dan wat ik had met de schakeling in figuur 1.

## Conclusies

- Jos heeft een zeer belangrijke bijdrage geleverd met zijn artikel over het fenomeen faseruis in LC-oscillatoren. Ik had ook geen idee dat ze zo ruisarm gemaakt konden worden. Dat geeft de burger weer moed.
- Een grote HF-kringspanning is een zeer belangrijke voorwaarde voor ruisarme oscillatoren. Die moet in de orde van 10 V zijn. Maak VFO's dus altijd met een mechanische afstemcondensator en niet met een varactor.
- Met FET's is het nog steeds het eenvoudigst om oscillatoren onder de 100 MHz te bouwen. Met een kleine koppelcondensator en een grote lekweerstand is een zeer effectieve AVC te realiseren. De Seiler-oscillator en de Clapp-oscillator verdienen de voorkeur. De schakelingen zijn eenvoudig.
- De "rondgaande versterking" moet ongeveer 2 zijn als de AVC nog niet in werking treedt. Stel de versterking echter zo in dat de kringspanning het grootst is.
- Jos heeft het probleem voor VCO's helaas niet opgelost. Om voldoende frequentievariatie te krijgen moet een varactor toch vrij sterk aan de kring gekoppeld worden waardoor de kringspanning beperkt moet blijven en dus de ruiseigenschappen in negatieve zin beïnvloed worden. Ik heb geprobeerd met de nieuwe inzichten uit Jos' z'n artikel, een aantal gedachten te formuleren die tot betere VCO's leiden.— De Clapp-schakeling in figuur 4 heeft goede perspectieven. Ik heb daarmee op 13 MHz een "carrier to noise ratio" van meer dan 120 dB $\sqrt$ /Hz op 500 Hz afstand gemeten. Een waarde die (volgens Plessey) de kwaliteit van de andere componenten in een ontvanger (mixer: SRA1H, middenfrequentfilter: XF9B) evenaart.

73, Herbert

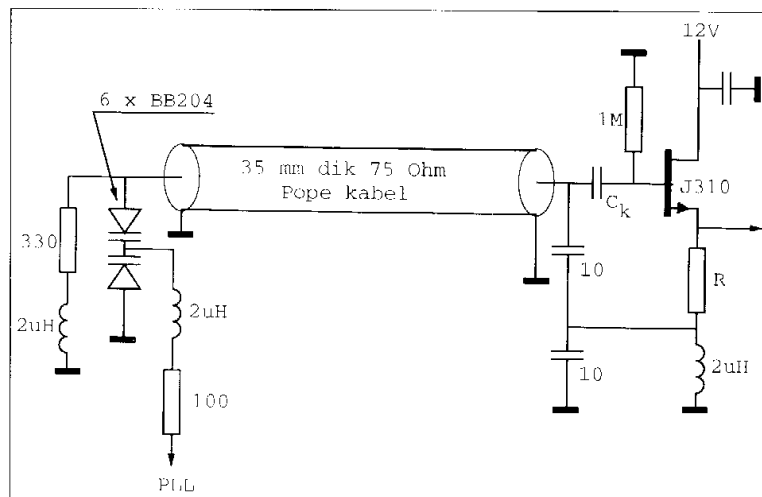


Fig.5. Een "Clapp-oscillator" op 200 MHz gemaakt door ON7TI. Met  $C_k$  en  $R$  wordt de kringspanning zo groot mogelijk gemaakt. Anton mat signaal-ruis-afstanden van 120 dB $\sqrt$ /Hz op 1 kHz van de draaggolf. Er zijn ook helical-spoelen geprobeerd maar die hadden veel last van microfonie.