

## DE BESTE OSCILLATOR

door PAØSU

### Inleiding

Onze voorvaderen hadden hem al bedacht: de Clapp-oscillator. Hiermee kun je de meest stabiele oscillator maken. Met stabiel bedoel ik niet alleen 'dat hij weinig verloopt' maar ook 'dat hij weinig zijbandruis vertoont'. Het eerste heet in vaktermen *de lange-duur-stabiliteit*, het tweede, hoe kan het anders, *de korte-duur-stabiliteit*. De lange-duur-stabiliteit wordt steeds minder belangrijk omdat echt stabiele oscillatoren tegenwoordig met allerlei digitale middelen gebouwd worden die aan een Xtal gekoppeld zitten. DSP's in PLL's lossen dit probleem op.

De korte-duur-stabiliteit, de faseruis dus, wordt daarentegen steeds belangrijker door het steeds groter wordende dynamisch bereik van ontvangers zonder stringente preselectie. Bij een 'vrijlopende LC-oscillator' is de korte-duur-stabiliteit meestal goed als de lange-duur-stabiliteit in orde is. In zo'n oscillator blijkt de stabiliteit bijna uitsluitend afhankelijk van de kring. De actieve componenten (buizen, transistoren, FET's) hebben weinig invloed, die zijn zo los mogelijk aan de kring gekoppeld.

Tegenwoordig worden nauwelijks nog vrijlopende oscillatoren gebruikt, dus hoeven we het niet meer over de lange-duur-stabiliteit te hebben. In die verhalen horen de 'thermo-trimmers' en de combinatie van NP+ en NP-condensatoren.....

Is dat wel zo? Al die digitale frequentie-opwekkers produceren nogal wat troep (zeg: ruis) die meestentijds niet meer dan zo'n 60 dB onder de draaggolffamplitude ligt. Dit maken we weer goed met een 'opknap-oscillator' zoals Cor PAØCHN zegt. Dat is een VCO die aan een lange-duur-stabiele oscillator is gekoppeld in een PLL (Phase Locked Loop). Zo'n VCO moet net zo goed zijn als een loslopende oscillator. Hij wordt alleen losjes bij het handje gehouden 'voor de lange duur'. Wie zo'n oscillator 'stevig vastpakt', om in de beeldspraak te blijven, brengt ook alle schokbewegingen (= de korte-duur-instabiliteit) over.

We gaan het hier hebben over de Clapp-oscillator als VCO.

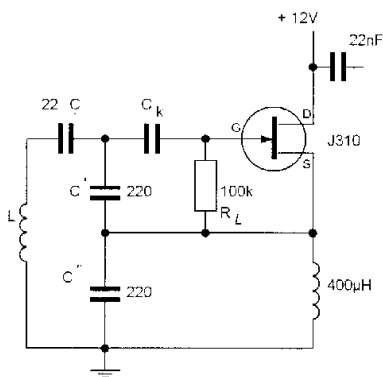


Fig. 1a Clapp oscillator met een JFET

### De Clapp-oscillator

In figuur 1a is het schema getekend van de Clapp-oscillator met een JFET. Vroeger werden buizen gebruikt. Het schema is al verschrikkelijk oud. Daar mogen we best respect voor hebben. De vroegere buizen hadden zo hun beperkingen. Ze werden bovendien bedreven met niet gestabiliseerde spanningen, etc. Er was dus alle reden om de buis zo los mogelijk aan de kring te koppelen. Die losse koppeling wordt verkregen door de verhouding van C, C' en C''. Veelal zijn C' en C'' gelijk aan elkaar of hebben een kleine verhouding. C is echter veel kleiner. De kringcapaciteit, die samen met L de oscillatorfrequentie bepaalt, is de vervangingscapaciteit van de serieschakeling van C, C' en C''. Als C' en C'' tien keer zo groot zijn als C, wordt de oscillatorfrequentie grotendeels bepaald door L en C. Als die goed zijn, met een hoge Q, hebben we een stabiele oscillator. De verstoringen door het actieve component, de FET, wordt kleiner als C' en C'' groter zijn. De reden van C<sub>k</sub> zien we later.

Om het vervolg van het verhaal goed te begrijpen, moet je inzien dat het schema van figuur 1a hoogfrequent gezien hetzelfde is als dat in figuur 1b. Het enige verschil is dat we

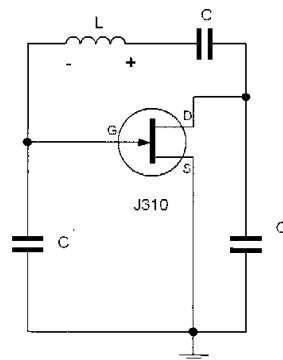


Fig. 1b Als figuur 1a, doch het HF-aardpunt is verlegd.

het HF-aardpunt verlegd hebben van de drain naar de source. We hebben kennelijk met een Colpitts-oscillator te maken. De serieschakeling van L en C is (net) inductief bij de oscillatorfrequentie.

Wat ik hiermee wil laten zien is dat de **volledige HF drain-source-spanning over C'' staat!**

Je moet ook weten dat de afknijpspanning in de  $U_{gs}-I_d$ -karakteristiek bij een JFET even groot is als de  $U_p$  in de  $U_{ds}-I_d$ -karakteristiek. Dit is te begrijpen uit de fysieke opbouw van de FET. Daar gaan we ons nu niet in verdiepen.

### Amplitudestabilisatie

Als een oscillator wordt ingeschakeld, begint hij door de altijd aanwezige ruis met een klein signaal te oscilleren. Dat signaal wordt steeds groter als de 'rondgaande versterking' groot genoeg is. (Volgens [Davidse] moet die bij het aanlopen niet veel groter zijn dan 2.) Op een moment wordt het signaal niet groter meer. De oscillator is dan 'amplitudegestabiliseerd'. Blijkbaar is de versterking dan afgenomen tot 1, zodat de amplitude niet meer toeneemt.

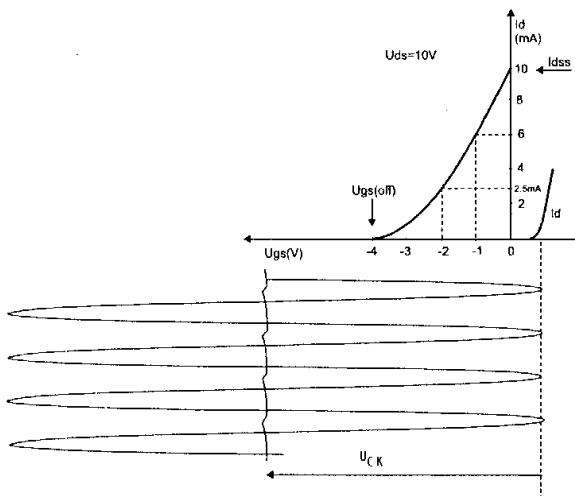


Fig. 2 Hier is de  $I_D-U_{GS}$ -karakteristiek van een kleine JFET gegeven in klasse-C-instelling. De negatieve voorspanning wordt verkregen door het opladen van de koppelcondensator door de stroom in de junctiondiode (tussen gate en source). De lekweerstand zorgt ervoor dat de instelling de amplitudeveranderingen van de (hoogfrequente) wisselspanning volgt.

Er zijn minstens twee mechanismen waardoor een oscillator stabiliseert:

- door AVC-werking, en
- door demping van de kring.

Voor de frequentiestabiliteit is het van het grootste belang dat de oscillator uitsluitend door AVC-werking stabiliseert! Hoe gaat het in onze Clapp?

De rondgaande versterking wordt in eerste instantie teruggegeld door AVC-werking: de JFET komt in klasse-C te staan door het samenspel van de koppelcondensator  $C_k$ , de lekweerstand  $R_l$  en de gate-source-diode van de FET (zie figuur 2). De energie die nodig is om de FET in klasse-C te laten werken, wordt van de kring afgenomen. Deze energie is klein. Je kunt berekenen dat in ons geval de demping t.g.v. een 100 k $\Omega$  lekweerstand in de buurt van 40 k $\Omega$  is. (Dit heb ik uitgebreid behandeld in een artikel over diodedetectie: 'Diodedetectie en mijn 0V2'). Die 40 k $\Omega$  staat over C', dus over een lage tap op de kring. Zou dat de enige reden zijn waardoor de versterking wordt gestabiliseerd? Ik kreeg argwaan toen ik de voedingsspanning vergrootte van 12 naar 24 V: de kringsspanning werd precies tweemaal zo groot. Dat was me te toevallig!

Na het bestuderen van de FET-karakteristieken (zie figuur 3 en 4) kreeg ik het vermoeden dat de FET tijdens de toppen van de HF-spanning tussen source en aarde (=  $-U_{ds}$ !!) niet meer in verzadiging is. Dat wil zeggen dat de drain-source-spanning ( $U_{ds}$ ) onder de pinch off spanning ( $U_p$ ) komt (zie figuur 3). Over de smoorspoel in de source (en dus over C'') stond 8,5 V HF en dat is 12 V<sub>top</sub>, net zo groot als de voedingsspanning, dus moet de belastinglijn ver voorbij de knie gaan. (In figuur 5 is figuur 3 nog eens getekend met de belastinglijn.)

Is dat erg? Ja dat is ernstig. In figuur 4 zien we hoe de  $U_{ds}-I_D$ -karakteristiek er bij de oorsprong uitziet. Dit is het zoge-

naamde lineaire gebied. De FET gedraagt zich daar als een variabele weerstand (tussen source en drain). Hoe steiler de karakteristiek, des te kleiner de weerstand. Bij een flinke FET, zoals een J310, is die in de orde van 200  $\Omega$  als  $U_{GS} = 0$  V. Die weerstand loopt op tot zo'n 10 k $\Omega$  bij  $U_{GS} = 3$  V.

Tijdens de positieve toppen tussen source en aarde (en dus de 'negatieve toppen' van  $U_{ds}$ ) staat over C' een weerstand van zo'n 200  $\Omega$ . **Daardoor wordt de kring gedempt** hetgeen de Q verlaagt waardoor de zijbandruis toeneemt! Deze demping stabiliseert de oscillator rigourens in amplitude. Dit is echter niet de bedoeling.

#### Hoe voorkomen we demping?

De oscillator mag dus niet 'te hard' oscilleren. De versterking van de FET moet omlaag. Dit kunnen we doen door een 'tammere' FET te monteren of door een weerstand op te nemen in serie met de HF-smoorspoel. Eleganter is om C' en C'' te vergroten. Dit zijn allemaal maatregelen die hout snijden.

Echter, ik wil straks de oscillator als VCO gebruiken op frequenties rond 12,5; 16; 23; 30 en 38 MHz. Je kunt natuurlijk vijf oscillatoren bouwen: voor elke band één. We zullen straks zien dat dat ingewikkeld is als de oscillator ook nog afgestemd moet worden....

Voor de vijf banden wil ik volstaan met vijf verschillende L's en C's. Die schakel ik om. De rest blijft hetzelfde. Ergo, ik moet een AVC bedenken die te allen tijde voorkomt dat de FET uit verzadiging komt.

In schakelingen van Ulrich Rohde kom je dioden tegen die domweg de kringsspanning clampen.

Je komt die methode ook weer tegen in de figuren 13 en 14 op blz. 39 van [Micro] en [QEX].

Uitleg? Nul, tot Klaas PAØKSB zaliger ons uit de droom hielp: bij oscillatoren met capaciteitsdioden direct over de kring, geeft dat een grote verbetering [Elec-6]. Hoe dat komt ????

Wat was ook al weer het probleem? De drain-source-spanning  $U_{ds}$  mag nooit kleiner dan de pinch off spanning  $U_p$  worden. Dus, let op, de spanning op de source ten opzichte

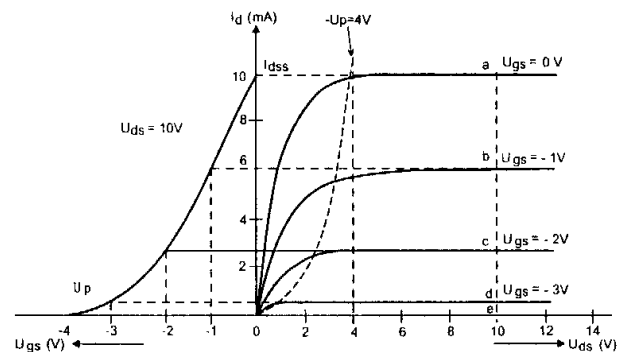


Fig. 3 De  $I_D-U_{GS}$ -karakteristiek gecombineerd met de  $I_D-U_{DS}$ -karakteristiek. Bij een FET is de knie-spanning (in de  $I_D-U_{DS}$ -karakteristiek) even groot als de afknijpspanning in de  $I_D-U_{GS}$ -karakteristiek. In deze figuur zijn ze beiden ' $U_p$ ' genoemd. De knie-spanning verloopt volgens de kromme stippellijn bij verschillende instellingen. Links van deze lijn (het zogenaamde lineaire gebied) is de weerstand tussen source en drain veel kleiner dan rechts daarvan (het verzadigingsgebied). Vooral bij zeer lage waarden van  $U_{ds}$  is die weerstand klein (zie ook figuur 4).

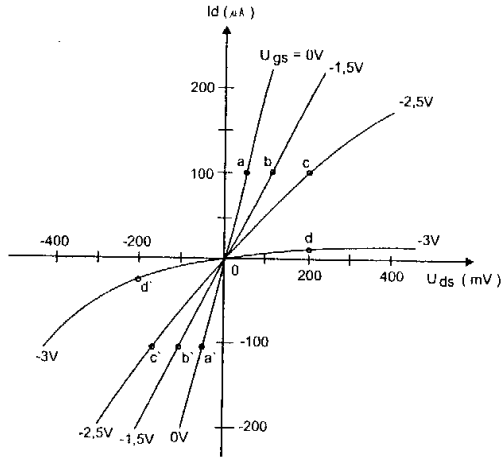


Fig. 4 Deze karakteristiek is een detail van de  $I_d-U_{ds}$ -karakteristiek van een FET rond de oorsprong (in het lineaire gebied dus). Bij zeer kleine waarden van  $U_{ds}$  en  $U_{gs}$  is de drain-source-weerstand klein. Hoe steiler de lijn, des te kleiner de weerstand. In deze figuur komen waarden voor van  $500 - 16.000 \Omega$ .

van aarde  $U_{s0} (= -U_{ds} = U_{sd})$ , immers de drain ligt HF aan aarde) mag nooit groter worden dan de voedingsspanning ( $V_b$ ) min de pinch off spanning ( $U_p$ ). Kort gezegd:

$$U_{s0} = V_b - U_p$$

Bij een J310 is  $U_p$  ongeveer 4 V. Bij 12 V voedingsspanning mag de source nooit boven de 8 V komen. Dat betekent dat de gate nooit boven de 8,7 V t.o.v. aarde mag komen. Wel, maak met weerstanden een spanningsdeler die 8,4 V maakt, zet daar een ontkoppel-C over, soldeer daar de kathode van een kleine schotky-diode D (BAT82 1,6 pF) aan waarvan de anode aan de gate komt te zitten (zie figuur 6). Deze 'extra AVC-schakeling' zorgt ervoor dat de FET verder in klasse-C komt te staan wanneer de source-spanning groter dan 8,4 V dreigt te worden.

De werking van de extra AVC werd meteen duidelijk toen ik de LC voor 12 MHz verwisselde voor die voor 38 MHz: bij 12 MHz trekt de schakeling ongeveer 10 mA en bij 38 MHz zo'n 25 mA. **De uitgangsspanning bleef constant!**

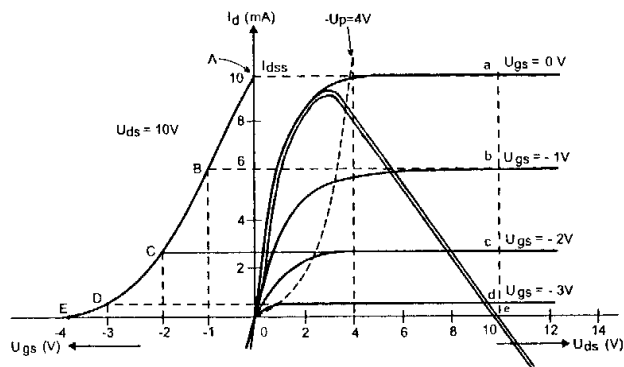


Fig. 5 Dit is fig. 3 met de belastinglijn.

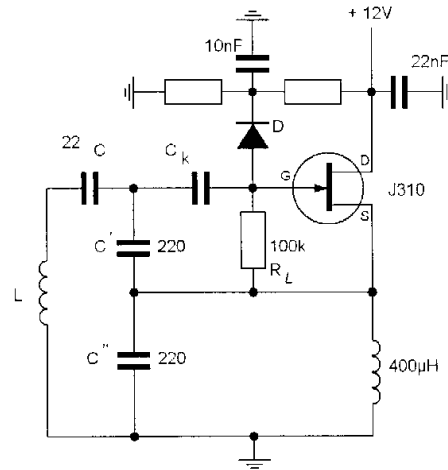


Fig. 6 Als figuur 1a, doch met extra 'avc-schakeling'.

#### De puntjes op de i

Professor Davidse [Davidse] zegt dat voor een goede AVC-stabilisatie met zo min mogelijk ruis de tijdconstante van de lekweerstand ( $R_l$ ) met zijn koppelcondensator ( $C_k$ ) zo gekozen moet worden dat:

$$f \times R_l \times C_k \approx 20$$

Bij  $f = 12 \text{ MHz}$  en  $R_l = 100 \text{ k}\Omega$  moet  $C_k$  dus 17 pF worden.  $C'$  en  $C''$  zijn veel groter, dus moet er een extra C-tje tussen  $C'$  en de gate. Dat zal wat groter zijn dan 17 pF omdat  $C'$  ook nog in serie staat met  $C''$ .

Davidse zegt ook dat de rondgaande versterking van de schakeling bij aanvang van oscilleren, als de AVC nog niet werkt dus, ongeveer 2x moet zijn. Als we  $C'$  en  $C''$  even groot kiezen, komen we daar met een J310 aardig in de buurt. Deze stelling van Davidse wordt irrelevant als je van een goede AVC, zoals de extra AVC, gebruikmaakt.

#### Ruismetingen

Jos PAØJØZ heeft indertijd gevonden dat een oscillator de minste zijbandruis produceert als de hoogte van de voedingsspanning geen invloed heeft op de frequentie [Elec-2]. De frequentie was dan bovendien het hoogst. Hoe dat kwam bleef vaag.

Ik vermoed nu dat de FET dan juist uit verzadiging begon te komen. De ongevoeligheid voor de voedingsspanning ver-raadt dat deze kennelijk een bijdrage aan de zijbandruis leverde! Nettere voeding maken dus!

Bij de hier besproken schakeling met de extra AVC veranderde de frequentie minder dan 1 kHz als de voedingsspanning van 12 V naar 24 V werd opgedraaid. Dat belooft wat als Jos gelijk heeft.

Met een zelfgebouwde Direct Conversion ontvanger werden op 12 MHz uitgebreid metingen gedaan. In mijn computer heb ik een LF-spectrum analyser zitten als onderdeel van het luidsprekermeetsysteem: CLIO. De resultaten zijn te zien in figuur 7 (pagina 16). De figuur spreekt voor zich...

#### De Clapp als VCO

Nu begint het gedoe... Ik heb reeds eerder betoogd dat een oscillator met een mechanische afstemming omkomt in de faseruis door microfonie. Wat zou het niet prachtig zijn om de L te variëren met een kernetje! Een schroefspindel-tje met een motortje, je plukt die zo uit een hard disk.

Een poederijzerkernetje verzadigen met een magnetisch veld geeft te weinig variatie, dus dat gaat ook al niet.

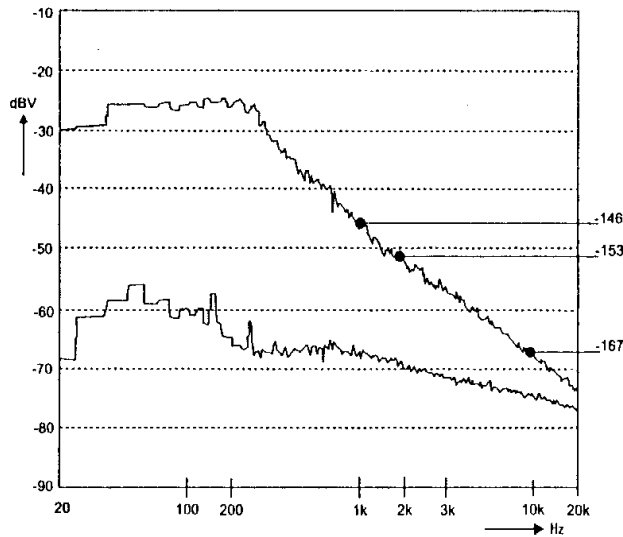


Fig. 7 Het spectrum van mijn oscillator via de DC-ontvanger, gemeten op de computer-spectrumanalyser van het luidspreker-meetsysteem CLIO. Het totaal is zodanig geijkt dat de grafieken direct de waarden in  $\text{dBc}/\text{Hz}$  weergeven als je er  $-100$  dB bijtelt.

De onderste grafiek geeft de ruisvloer van de meetopstelling weer, de bovenste die van de oscillator met extra avc op 12,8 MHz. Onder de 200 Hz loopt de grafiek niet verder omhoog door de sterke afval van de frequentie karakteristiek van de DC-ontvanger. De frequentieschaal van het CLIO-meetsysteem is dermate beroerd dat ik er een paar streepjes bijgezet heb. De punten in de grafiek geven waarden aan bij frequenties die in de literatuur vaak voorkomen.

In de grafiek is af te lezen dat de ruis  $-176$   $\text{dBc}/\text{Hz}$  is op 20 kHz afstand,  $-153$   $\text{dBc}/\text{Hz}$  op 2 kHz en  $-146$   $\text{dBc}/\text{Hz}$  op 1 kHz. Dat zijn fantastische getallen. Bedenk echter dat een oscillator van dezelfde kwaliteit op 50 MHz 12 dB meer ruist. Als we dat in ogenschouw nemen vind ik dezelfde resultaten als Jos PAØJOZ op 10 kHz afstand. Dichter bij de draaggolf kom ik 10 dB gunstiger uit.

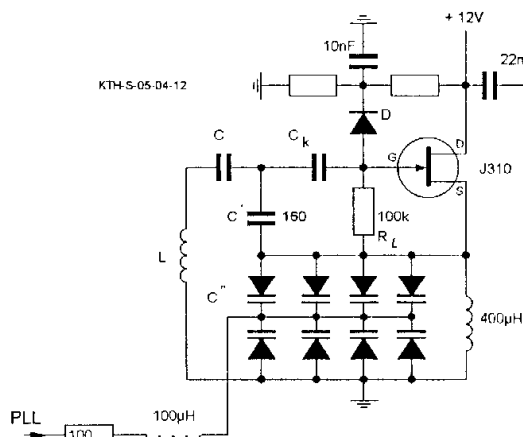


Fig. 8 Clapp oscillator als VCO

We konden dan C, C' en C'' optimaal kiezen voor de beste ruis-eigenschappen. Vergeet het maar bij een VCO! Er zit niets anders op dan capaciteitsdiodes te gebruiken. Die moeten bovendien zo geschakeld worden dat je de regelspanning t.o.v. aarde ook nog netjes kan toevoeren. Ik kom dan uit op de schakeling van figuur 8.

Bij Philips hebben ze speciale capaciteitsdiodes ontwikkeld voor gebruik in oscillatoren: de BB204, een dubbele diode met de kathodes aan elkaar waar de regelspanning op moet. Daar maak ik dan maar gebruik van. Jan Harten PAØHRT weet alles van diodes. Die heeft zijn hele leven 'in de diodes' gezeten in Stadskanaal. Hij is het met mij eens. Capaciteitsdiodes mogen never nooit gaan geleiden. Dat betekent dat de HF-spanning over de diode nooit groter mag worden dan de voorspanning plus 0,5 V. Bij een voedingspanning van 12 V ben je met die voorspanning ook nog beperkt tussen 3 en 8 V. Een BB204 is bij 3 V 37 pF en bij 8 V 25 pF. Ik ga het niet allemaal voorrekenen, maar ik heb vijf van die dingen parallelgeschakeld om C'' te maken (in figuur 8 zijn er slechts vier getekend) zodat die variëren van 125 - 185 pF. De HF-smoorspoel zorgt ervoor dat de DC-spanning op beide diodes gelijk is. Met C en L moet nu per band gedokterd worden zodat steeds het gewenste frequentiebereik gehaald wordt. Over lineairiseren van de frequentie tegen de regelspanning, voor een betere PLL-karakteristiek, zullen we het helemaal maar niet hebben. Er is nog veel te doen....

Je kunt de kringspanning schitterend regelen met de extra AVC. Ik heb de voorspanning van 8,4 naar 4 V verlaagd omdat bij mij anders de capaciteitsdiodes in geleiding dreigden te komen.

Al met al is het toch een nette VCO geworden met ordentelijke faseruiseigenschappen. Lang niet zo goed als met 'de losse' oscillator, maar met een PLL-lusbandbreedte van 10 kHz was de faseruis op 10 kHz van de draaggolf (op 12,5 MHz) altijd nog  $-158$   $\text{dBc}/\text{Hz}$  en op 1 kHz van de draaggolf  $-128$   $\text{dBc}/\text{Hz}$ .

De capaciteitsdiodes krijgen altijd de schuld. Dat is in wezen ook zo. Zonder die dingen kun je kringspanningen van meer dan 100 V maken en dat helpt om weinig faseruis te krijgen! Ze zouden eens elektrische condensatorjes moeten bedenken waar je ook veel HF op kunt zetten zonder dat ze gaan geleiden. Dat is een ander verhaal.

Succes met dé hobby.  
73 de Herbert PAØSU  
herbert\_rutgers@hccnet.nl

#### Literatuur

[Davidse]  
Analog Electronic Circuit Design van Jan Davidse, blz. 304, Prentice Hall, ISBN 0-13-035346-9

[Elec-2]  
Experimenten rond het thema faseruis (deel 2) van Jos van de List PAØJOZ, Electron juni 1992, blz. 385

[Elec-6]  
Capaciteitsdiodes, faseruis en diodebegrenzing van een VCO van Klaas Spaargaren, PAØKSB, Electron juli 1996, blz. 285

[Micro]  
Oscillator Design for lowest phase noise van Rohde in Microwave Engineering Europe, mei 1994, blz. 31

[QEX]  
Designing Low-Phase-Noise Oscillators van Ulrich Rohde in QEX ARRL Experiments, October '94, blz. 3