

'DE BESTE OSCILLATOR' BETER BEGREPEN door PAØSU

Inleiding

In het weekend van 5 maart 2006 heb ik eens 'grote opruiming' gehouden, dat wil zeggen van mijn paperassen. De belangrijke artikelen werden uit de opgespaarde tijdschriften gehaald en gebundeld in een grote ordner. Je weet hoe dat gaat: je leest ze nog eens. Het was een zeer leerzaam weekend. Je dacht het allemaal nog te weten, maar dat is toch niet zo. Ik kwam nog een Radio-Bulletin van september 1949 tegen (kostte 40 ct!) met een verhandeling over 'De Clapp Oscillator als Z.O.' (Zijband Oscillator) van Jhr. P.J.H. Röell. Die jonkheer wist goed waar hij het over had, samen met PAØFR. Daarin staat o.a. dat de Clapp-oscillator sinds de publicatie in QST van mei 1948 een ongekeerde populariteit genoot. Dat is bijna 60 jaar geleden!

Vooraf de artikelen over faseruis in oscillatoren werden uitgespeld. De artikelen van Jos PAØJOZ en Klaas PAØKSB (wat is het toch een gemis dat die man niet meer leeft) bevatten nog steeds actuele informatie. Met name de bevindingen met VCO's: oscillatoren met een varicap (varactor, capaciteitsdiode of hoe zo'n ding nog verder heten mag) zijn van belang. Wat me duidelijk werd, is dat de beschreven schakeling in 'De Beste Oscillator' in de Nieuwsbrieven 116 en 117 inderdaad de beste is, maar dat ik nu beter denk te weten waarom dat zo is, en dat wil ik natuurlijk vertellen...

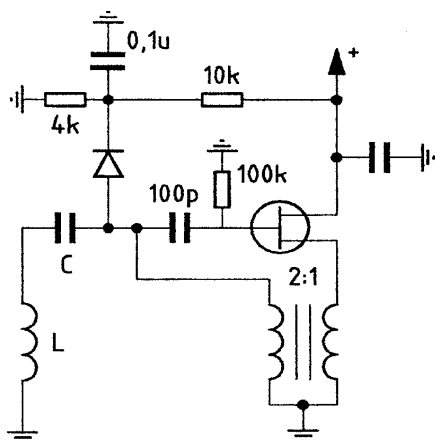


Fig. 1 Oscillator met clampingdiode zoals gevonden in een professioneel blad

In professionele schakelingen, van Ulrich Rohde (Key Components of Modern Receiver design, QST juni 1994) bijvoorbeeld, zit vaak een 'clamping-diode' over de kring (zie figuur 1). Niemand legde ooit uit waarvoor die diende. Natuurlijk, de kringspanning wordt daarmee begrensd, maar die dempt de kring en dat mag toch niet?

Klaas PAØKSB heeft in zijn laatste artikel (Electron juli 1996) beschreven dat die diode heilzaam werkt als er een varicap in de schakeling zit!

Waarom houd ik me weer bezig met faseruis in oscillatoren? Wel, mij is door TentLabs¹ gevraagd mij te verdiepen in Xtal-

oscillatoren en VCXO's met een zeer kleine jitter. Die dingen zitten in digitale audio-apparatuur. Elke CD-speler heeft een Xtal-clock en elke DAC bevat een VCXO. Zo langzamerhand wordt duidelijk dat het stereo-beeld van een audio-weergave sterk afhangt van de hoeveelheid jitter van zo'n oscillator.

Jitter is een andere benaming voor faseruis. Bij een digitaal signaal is de amplitude constant (5 V blokspanning) doch de nuldoorgangen kunnen op verschillende afstanden van elkaar liggen. De afwijking van de gewenste ideale nuldoorgang en de werkelijke nuldoorgang wordt jitter genoemd.

Die jitter kun je de baas worden door zo'n signaal 'af te clocken' met een clock zonder jitter, althans met zo min mogelijk jitter. Denk er om dat jitter van minder dan 10 ps (tien picoseconde) al hoorbaar is!

Zo'n clocksignaal wordt verkregen uit de sinusvormige spanning van een VCXO of een Xtal-oscillator die tot een blokspanning wordt 'vervormd' door een zogenaamde slicer, in feite een ver overstuurde op amp.

Jitter en FM/faseruis liggen in elkaars verlengde. Audiojongens hebben 'geen verstand' van oscillatoren. Vandaar dat ze er een 'radiojongen' bijgehaald hebben.

Het is allemaal al eens opgeschreven. Waarom moet ik het dan zo nodig nog een keer doen? Wel, door de vele veronderstellingen, beschouwingen en beschrijvingen van proeven in de verscheidene artikelen zie je snel de essentie over het hoofd. Iedereen was zoekende. Met andere woorden: je ziet door de bomen het bos niet meer. Ik kap het bos zodat we de bomen weer zien, om in de beeldspraak te blijven. Bovendien breng ik nog een verbetering aan: ik plant een nieuw boompje...

De Ruis in een Oscillator

De ruis in een oscillator bestaat uit fase- FM- en AM-ruis, alles door elkaar. Amplituderuis (AM-ruis) interesseert ons niet: bij mixers wordt de amplitude toch 'in elkaar gedrukt' door de diodes in de DBM. Jos PAØJOZ legt dat heel duidelijk uit. Bij de auditoepassingen wordt de sinus 'platgestuurd' in een wel 50 dB overstuurde versterker (slicer) om de 5 V blokspanning te maken.

Het enige dat ons parten speelt, is de faseruis. Faseruis en FM-ruis zijn broertje en zusje. FM-ruis kunnen we ons wat

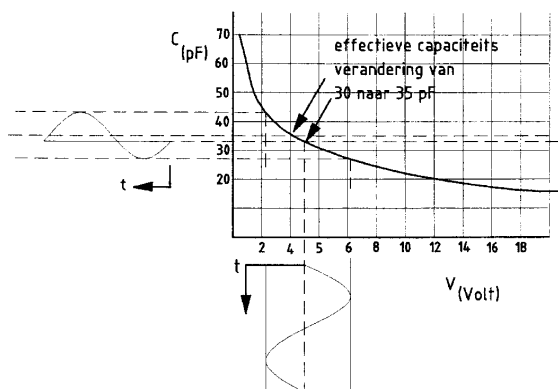


Fig. 2 Verband tussen spanning en capaciteit van een capaciteitsdiode en het effect van de aangelegde wisselspanning

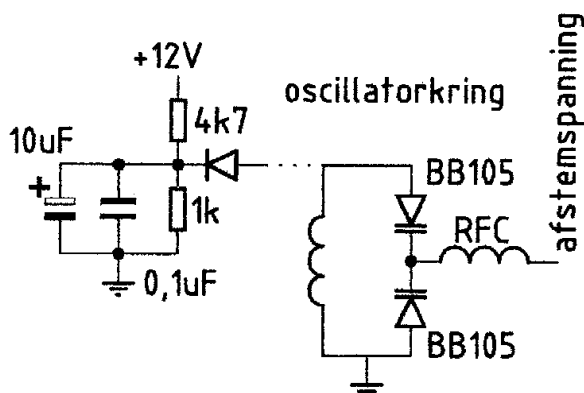


Fig. 3 Oscillatorkring met twee capaciteitsdiodes en een diode voor begrenzing van de amplitude van het oscillatorsignaal

beter voorstellen dan faseruis, dus zullen we het daar over hebben.

Omzetting van AM-ruis naar FM-ruis

Zodra er een varicap in een oscillator zit, heb je de poppen aan het dansen. Omdat de HF-spanning op een varicap (en dus op de kring) niet te groot mag zijn, verslechteren de ruis eigenschappen. Dat is echter niet dramatisch. **Veel erger is dat de AM-ruis omgezet wordt naar FM-ruis.** Dat zal ik uitleggen. Klaas PAOKSB heeft dit in zijn laatste artikel (dat nog over meer zaken gaat) beschreven. Ik licht het er uit. Klaas gebruikte bij zijn proeven een schakeling met een MOS-FET. Die laten we verder buiten beschouwing. In die schakeling plaatste hij een kring zoals in zijn figuur 3: een dubbele varicap rechtstreeks over de spoel. Dat is niet aan te raden, maar hij deed daar zijn proeven mee. In zijn figuur 2 staat het verband tussen de spanning en de capaciteit van een varicap en het effect van de spanning over de diode. Hij schrijft:

'Laten we een instelling kiezen met 4,5 V afstemspanning. De capaciteit is daarbij 30 pF. Kijk nu eens naar de ingetekende oscillatorwisselspanning die 6 V top-top bedraagt. Gedurende een periode zal de spanning variëren tussen 2 en 6 V, symmetrisch om de afstemspanning van 4,5 V. De capaciteit zal daarbij variëren tussen 25 en 42 pF. Die is gemiddeld over een periode groter geworden dan 30 pF en bedraagt nu zo'n 35 pF. (Ik laat nu maar even in het midden of zo'n middeling bij een niet-lineair proces als dit geheel correct is.) De oscillatorfrequentie zal dus behoorlijk omlaag gegaan zijn door de amplitude van de wisselspanning. Dit is de essentie van het mechanisme. Is namelijk het 6 V oscillatorsignaal iets in amplitude gemoduleerd, zoals door de genoemde ruis, dan worden die amplitudevariaties omgezet in frequentievariaties, dus in extra faseruis.'

Met een dubbele varicap, zoals een BB204, is dit gunstiger dan met een enkele varicap, maar het verschijnsel blijft. Klaas heeft metingen gedaan met een dubbele capaciteitsdiode (2xBB105) bij 42 MHz. Het blijkt dat de faseruis daarmee een heel ander gedrag vertoont dan met een 'gewone'

condensator. Met een gewone condensator neemt de faseruis af bij grotere amplituden van het oscillatorsignaal. Met een capaciteitsdiode is er **altijd** meer zijbandruis die toeneemt met de amplitude van het oscillatorsignaal. Er zijn twee mechanismen die elkaar tegenwerken: bij grote amplituden zou er minder ruis moeten zijn, maar de AM-FM-ruisconversie wordt dan ook groot.

Er is een optimum, al is dat niet kritisch.

Afgezien van de variabele capaciteit van een varicap zitten er in elk actief element (buis, transistor, diode) spanningsafhankelijke parasitaire capaciteiten. Daar kom zo op terug.

Clampen van de Kringspanning

Dit alles was zonder de diode in figuur 3. Als nu de schottkydiode² aangesloten wordt, kan de kringspanning niet groter worden dan zo'n 2 V top. De kringspanning wordt hard begrensd (clamping) doordat de diode in de toppen van de HF-kringspanning flink geleidt! Het gevolg is dat de aanwezige AM-ruis-modulatie op het oscillatorsignaal ook 'platgedrukt' wordt en daarmee de gevreesde AM-FM-ruisomzetting veel minder optreedt. Klaas vond het volgende:

Afstemspanning	Faseruis zonder clampdiode	Faseruis met clampdiode
0,8 V DC	-100 dBc/Hz	136 dBc/Hz
1,0 V DC	-107 dBc/Hz	137 dBc/Hz
2,0 V DC	-120 dBc/Hz	138 dBc/Hz
5,0 V DC	-138 dBc/Hz	138 dBc/Hz
12,0 V DC	-142 dBc/Hz	138 dBc/Hz

Bij lage afstemspanningen heeft de varicap de grootste capaciteit. Daarbij is de faseruis met de schottkydiode beduidend beter dan zonder. Bovendien valt op dat de getallen als functie van de afstemspanning met clampingdiode zo weinig verloop vertonen!

Klaas was Klaas niet als hij niet omstandig uitlegde hoe hij precies te werk is gegaan. Dat laten we hier weg (het bos en de bomen, weet je wel?) De boodschap is duidelijk.

Overigens, een schakeling met een varicap en een clampingdiode is nog altijd slechter dan een schakeling zonder dit spul, maar wat moet je?

Werkt AVC dan niet?

Ik zal het maar vast verklappen: **ja, heel goed!** Klaas merkte bij zijn bovengenoemde metingen met de clampingdiode dat de kringspanning flink begrensd moest worden, minstens een factor 2. In mijn verhaal 'De beste Oscillator' in de QRP Nieuwsbrief nr. 116 (117) van december (maart) 2005 (2006) beschrijf ik een 'extra AVC' om te voorkomen dat de FET uit verzadiging komt. Ik gebruik een flinke FET die zonder die extra AVC 'veel te hard' oscilleert zodat de extra AVC 'veel moet doen'. Deze twee zaken lijken op elkaar. Clamping, hard begrenzen, haalt de amplitudevariaties uit een signaal dus ook de AM-ruis uit de oscillatorspanning. In principe is de bandbreedte van deze bewerking onbeperkt. Een snelle AVC zal óók de amplituderuis op het HF-oscillatorsignaal weghalen. De bandbreedte daarvan wordt bepaald door de lusbandbreedte van de regeling. Hoe snel

moet die AVC dan zijn? Ik gebruik een lekweerstand van 100 k Ω en een koppelcondensator van 15 pF. De kantelfrequentie daarvan ligt op 106 kHz. Dat betekent dat AM-ruismodulatiefrequenties onder de 106 kHz 'weggeregeld' worden. Die 106 kHz vond ik voor 12,5 MHz met de vuistregel van Davidse³. Bij 42 MHz (waar Klaas zijn proeven deed) zou dat 340 kHz zijn. Ruis op grotere afstanden dan 100 kHz van de draaggolf geven geen problemen meer dus zou mijn extra AVC kunnen volstaan van 10 - 40 MHz. Dat is ook zo!

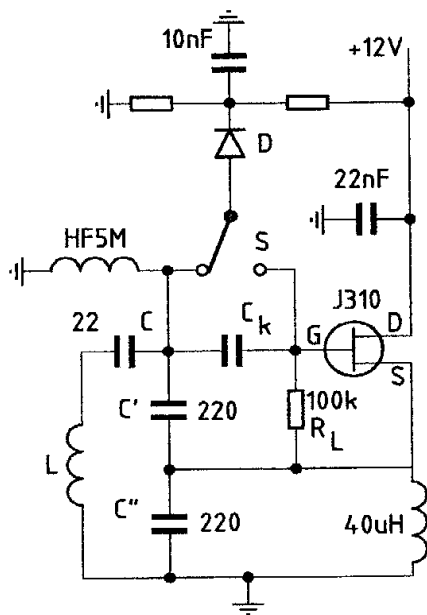


Fig. 4 Met de schakelaar *S* wordt de diode *D* omschakeld van clampingdiode (*S* naar links) naar 'extra AVC'-diode (*S* naar rechts) tijdens de metingen

In de oscillator van figuur 4 zit een J310 met een $IDSS = 27$ mA. $C' = C'' = 220$ pF. $C = 22$ pF. De voedingspanning is 12 V. De oscillator oscilleert op 10 MHz. Zonder 'extra AVC' trekt de schakeling 8 mA en loopt de kringspanning lineair op met de voedingspanning van 12 tot 24 V. De frequentie verandert daarbij zo'n 40 kHz. Bij 12 V komt er (enigszins vervormd in de positieve toppen) 23 V_{tt} uit de source-uitgang. Bij het aansluiten van de clampingdiode op 4 V voorspanning wordt de uitgangsspanning 8 V_{tt} en trekt de schakeling 14 mA! Bij het aansluiten van de 'extra AVC' op een voorspanning van 4 V wordt de uitgangsspanning 8,2 V_{tt} (een nette sinus!) en trekt de oscillator 1,45 mA. Dit is het beste bewijs dat de FET 'zo kort mogelijk met de kring verbonden' is! Bij het verdubbelen van de voedingspanning neemt de uitgangsspanning 10% toe. De stroom neemt lineair toe met de voedingspanning. Bij 24 V loopt er 2,8 mA. De frequentie verschuift zo'n 2 kHz. $U_{S0} = 8,2$ V. Dat is een uitstekende waarde. U_{po} van een

J310 is 4 V, zodat die net bereikt wordt bij een voedingspanning van 12 V.

De spanning bovenaan C' ('links van C_k ') is 16,4 V. Op de gate staat 12,9 V (U_{G0}) door de spanningsdeling van C_k en de ingangscapaciteit op de gate.

Bij lagere voorspanningen op de diode vinden we:

2,2 V voorspanning: 6 V_{tt} bij 1,1 mA en 12 V voeding.

0 V voorspanning: 3,4 V_{tt} bij 0,65 mA.

Bij het verkleinen van C tot zo'n 7 pF (gaat de frequentie omhoog) loopt er bij 12 V voedingspanning ongeveer 13 mA, echter bij het verhogen van de voedingspanning wordt er bij 15 V een maximum in de output gevonden en verloopt de frequentie rond die 15 V niet! Dit noemen we 'de JOZ-instelling', naar PAØJOZ die dit verschijnsel ontdekt heeft. Hij mat daar de minste zijbandruis.

Clamping of AVC?

Ik gebruik expres niet het woord 'clippen'. Dat betekent 'knippen' of 'afknippen', en dat gebeurt hier niet. Met de clamping-diode wordt de spanning *in elkaar gedrukt*, ('de schutting' in het voorgaande verhaal: De Oscillator en de Slinger). Bij een (snelle) AVC wordt de versterking van de FET tegengesteld 'gemoduleerd' door de AM-ruis op de oscillatorspanning. De Q van de kring wordt in ieder geval geen geweld aangedaan.

Op dit moment heb ik Henk ten Pierick te hulp geroepen om mij uit te leggen waarom een clampingdiode een slecht idee is, waardoor het voorgaande verhaal ontstond.

Hoe veel beter is 'de extra AVC' dan een clampingdiode? Er zit niets anders op dan te gaan meten. Ik heb daar de apparatuur niet voor, althans niet voor het nauwkeurig meten van de faseruis.

Jitter meten

Henk ten Pierick beschikt over een kostbaar meetinstrument waarmee jitter gemeten kan worden tot waarden van 60 picoseconden. Hij kan zelfs over een WaveCrest beschikken die tot een paar picoseconde gaat!

Jitter is echter iets anders dan faseruis al is er een duidelijk verband. Bij jitter kan alleen (nauwkeurig) vastgesteld worden hoeveel picoseconden de nuldoorgangen van het ideaal afwijken. Met welke frequentie de nuldoorgangen van het jitteren is niet (goed) vast te stellen. Wij geven niets om faseruis die dicht bij de draaggolf (<500 Hz) ligt en dus ook niet om zeer laagfrequente jitter. Het kan dus zijn dat een oscillator die in een radio uitstekend voldoet toch aardig wat jitter vertoont. Als een oscillator weinig jittert, is hij dus zeker geschikt voor radiotoepassingen.

Bij de jitter-metingen bleek de clampingdiode een jitter te geven van zo'n 100 ps. Met de 'extra AVC' liepen we tegen de grenzen van het meetinstrument op: beter dan 60 ps. Om er nu nog de WaveCrest bij te slepen, leek mij overbodig. Clampingdiode exit dus!

Geldt dit verhaal alleen voor varicaps?

Eerder zei ik reeds dat elk actief component niet-lineaire spanningsafhankelijke parasitaire capaciteiten bevat, zeker in junctions van halfgeleiders. Junction is een ander woord voor: halfgeleiderdiode. Tussen gate en source van een JFET zit een diode. Tussen gate en drain idem dito. (Bedenk dat een varicap ook een diode is, weliswaar speci-

aal ontwikkeld voor veel capaciteit [een 'grote diode' dus]). Hoe komen we er dan weer vanaf? Niet dus. We kunnen echter een paar maatregelen treffen om daar zo min mogelijk last van te hebben. 'Kleine' diodes hebben minder capaciteit en dus ook een kleinere capaciteitsvariatie in absolute zin. Schottkydiodes hebben kleinere capaciteiten dan 'gewone' siliciumdiodes. Daarom is de diode D ook een schottkydiode⁴ en wel de kleine BAT81. En de FET dan? Hier geldt ook: zo klein mogelijk. Om echter een grote verhouding tussen $C'' = C''$ en C te kunnen maken, moet de FET aardig wat energie kunnen leveren. Om een lang verhaal kort te maken, de keuze van een J310 is een goede keuze, te meer daar hij weinig ruist (1/f). Net als bij een varicap is de capaciteit van elke diode het grootst als de spanning erover klein is. Hoe groter de sperspanning des te kleiner de capaciteit. Bij een J310 neemt C_{GS} af tot 6 pF bij negatief zetten en verandert dan niet zo veel meer. Dit pleit voor een negatieve voorspanning op de schottkydiode (door b.v. de 'extra avc'). Kunnen we verder nog wat doen?

Lineariseren van spanningsafhankelijke gate-source-diode

U_{GS}	C_{GS}	I_D	C_v met $C_k = 15$ pF
0 V	9,0 pF	33 mA	5,6 pF
-0,75 V	8,6 pF	20 mA	5,6 pF
-1,43 V	8,0 pF	10 mA	5,2 pF
-1,88 V	7,8 pF	5 mA	5,1 pF
3,45 V	6,8 pF	5 μ A	4,7 pF
-4,71 V	6,3 pF	0 mA	4,4 pF
0 V	9 pF	33 mA	5,6 pF
+0,24 V	11 pF	36 mA	6,3 pF
+0,33 V	15 pF	37 mA	7,5 pF
+0,6 V	32 pF	38 mA	10,2 pF
+0,98 V	79 pF	40 mA	12,6 pF

Aan een J310 met een $I_{DS} = >30$ mA heb ik gemeten met een 1 MHz wisselspanning van 0,5 V_H bij $U_{DS} = 10$ V: Bedenk dat de FET bij het meten flink warm wordt bij grote stromen waardoor de parasitaire capaciteit sterk toeneemt. Die grote C_{GS} verklaart ook waarom de topspanning over C'' en C'' groter is dan $I_{RI} \cdot R_i$. Ik heb wel eens een factor 4 geconstateerd bij $C_k = 12$ pF en $R_i = 150$ k Ω ! C_v in de tabel, is de vervangings-capaciteit van de koppelcondensator C_k en de gate-sourcecapaciteit C_{GS} . We hadden ons eerder voorgenomen om $C_k = 17$ pF te nemen. Laten we daar maar 15 pF van maken (bij $R_i = 100$ k Ω). Met die 15 pF in serie met de gate ziet het er toch veel plezieriger uit dan zonder.

En de andere parasitaire C's?

Behalve C_{GS} zijn er nog twee: C_{GD} (via het substraat) en C_{GD} . De laatste wordt ook wel de 'Miller-capaciteit' genoemd, naar de ontdekker van de grote invloed daarvan in geaarde-

kathodeschakelingen met buizen. Miller had het overigens niet over de niet-lineariteit daarvan.

C_{DS} staat over C'' , dus zal die niet zo'n grote invloed hebben. Blijft over: C_{GD} . Er zit niets anders op dan de spanning daarover niet te klein te laten worden... Het tot adagium verheven: 'zo groot mogelijke kringspanning over een kring met een zo groot mogelijke Q en met een zo groot mogelijke zelfinductie' (en dus zo klein mogelijke C), begint zo langzamerhand enige erosie te vertonen: bij grote kringspanningen (althans over C' en C''), met topwaarden in de buurt van de voedingsspanning, staat er over deze parasitaire capaciteiten periodiek weinig spanning waardoor de poort naar AM-FM-conversie wagenwijd open wordt gezet!

Mijn eerdere argumentatie bij de 'extra AVC' om de drain-source-spanning (over C'') niet te groot te laten worden waardoor de FET niet meer uit verzadiging raakt en daardoor de kring nauwelijks nog dempt, is misschien niet eens het belangrijkste. De spanning over C_{DS} wordt met de 'extra AVC' nooit kleiner dan de pinch off spanning (4 V bij de J310) waardoor de niet-lineariteit van C_{DS} sterk wordt beperkt. Hetzelfde geldt voor C_{GD} . De zeer goede werking van de 'extra AVC' kon wel eens komen door de sterke vermindering van de AM-FM-ruisconversie. **Dit geldt dus ook voor 'de beste oscillator' zonder varicap!**

Conclusies

De faseruis in een oscillator zou wel eens meer veroorzaakt kunnen worden door AM-FM-conversie dan door een minder goed gedimensioneerde kring (minder goede Q) en niet zo grote kringspanning.

- AM-FM-conversie treedt op in spanningsafhankelijke (parasitaire) capaciteiten, waarvan een eventuele varicap de grootste boosdoener is.
- Neem een zo groot mogelijke (en zo schoon mogelijke) voedingsspanning om een zo groot mogelijke kringspanning toe te kunnen staan.
- Kies een FET met een zo klein mogelijke pinch off spanning, die toch flink stroom kan trekken.
- Neem een zo klein mogelijke JFET om de parasitaire capaciteiten zo klein mogelijk te houden en dus zo min mogelijk last te hebben van hun niet-lineariteit. De keuze van C' en C'' hangen hier mee samen.
- Maak een Clapp-oscillator met $C'' = C'$ zo groot mogelijk⁵. Deze staan parallel aan twee van de niet-lineaire parasitaire capaciteiten van de FET.
- Kies C ... (pF) even groot als de golflengte ... (m) waar de kring op staat.
- Laat de oscillator in amplitude begrenzen door 'de extra avc', zodat de FET nooit uit verzadiging raakt waardoor diens demping op de kring zeer beperkt blijft en bovendien de parasitaire capaciteiten klein en redelijk lineair blijven.
- Kies R_i . $C_k = 1,5$ μ s met C_k in de orde van 15 pF (voor een J310) om de gatecapaciteit 'te lineariseren' en 'de extra AVC' een bandbreedte te geven van 100 kHz.
- Bij het gebruik van varicaps (om een VCO te maken) moet de oscillatorspanning nog meer beperkt worden door de voorspanning van 'de extra AVC' te verkleinen om de varicaps een niet te grote HF-spanning aan te bieden.

Misschien heb ik opnieuw het wiel uitgevonden. Ik heb het echter niet gestructureerd in de literatuur kunnen vinden zodat ik vermoed dat het effect van veel toegepaste middelen (zoals het paardenmiddel: clampingdiode) niet ten diepste begrepen zijn. Dit vermoeden wordt versterkt door de vele artikelen (in professionele bladen!) met recepten die nergens op slaan. Verhalen over ruisaanpassing en $Q_{\text{belast}} = 2/3 \cdot Q_{\text{onbelast}}$ zullen theoretisch kloppen bij ideale halfgeleiders.

De consequenties van spanningsafhankelijke parasitaire capaciteiten is schromelijk onderschat. Sinds ik wat dieper in audio-schakelingen gedoken ben (ja, ook bij die lage analoge frequenties!), wordt mij duidelijk dat parasitaire capaciteiten voor een zeer groot deel de audiokwaliteit bepalen. Ik moet constateren dat dit zeker voor oscillatoren in het kortegolfgebied geldt.

Succes met de hobby,
73, de Herbert PAØSU
herbert_rutgers@hccnet.nl

¹ Een eenmanszaak in digitale audiospullen, vooral clock- en aanverwante zaken om bestaande digitale audioapparatuur mee 'op te knappen' (zie www.tentlabs.nl).

² Met een 'gewone' siliciumdiode is het middel erger dan de kwaal, het moet een schottkydiode, zoals een BAT81, zijn!

³ Hij zegt dat $f \times R_L \times C_k \approx 20$ moet zijn.

⁴ Klaas PAØKSB zegt over een siliciumdiode op die plaats 'dat het middel erger is dan de kwaal'.

⁵ $C' = C'' \approx 1000 / f \dots$ (pF), waarbij $f \dots$ (MHz).

Literatuur

Zijbandruis van LC-oscillatoren, PAØSU, Electron december 1990, blz. 661

Experimenten rond het thema faseruis, PAØJOZ, Electron mei/juni 1992, blz. 259/385

LC-oscillatoren, VCO's en Faseruis, PAØSU, Electron november 1993, blz. 573

Faseruis van MOSFET-oscillator, PAØKSB, Electron mei/juni 1996, blz. 197/238

Capaciteitsdiodes, faseruis en diodebegrenzing van een VCO, PAØKSB, Electron juli 1996, blz. 285

Oscillatoren, een ode aan Klaas PAØKSB, PAØSU, Electron juli 2000, blz. 277

De Beste Oscillator, PAØSU, QRP Nieuwsbrief 117, maart 2005, blz. 2 t/m 5

