

A. P. van der Wel, S. L. J. Gierkink, E. A. M. Klumperink, H. Wallinga, R. F. Wassenaar

MESA Research Institute, Universiteit Twente, Postbus 217, 7500 AE Enschede.

Abstract

Measurement results are presented that show N-channel MOSFET 1/f noise to decrease under switched bias conditions. A brief outline of a possible explanation is given. The significance of these measurements is twofold: on the one hand the noise decrease may be exploited in low noise circuit design, on the other, it yields valuable insights into 1/f generating processes in the MOS transistor.

1. Inleiding

1/f Ruis in elektronische componenten is iets dat al lange tijd door velen onderzocht wordt. Nog altijd, want niet alleen speelt de 1/f ruis een belangrijke beperkende rol in de performance van (vooral analoge) circuits; ook is het laatste woord omtrent de oorsprong van de 1/f ruis nog niet gezegd, en dat houdt zoals bekend de wetenschappers geboeid.

Wat veel theoretici erg fascineert aan de 1/f ruis met zijn karakteristieke vermogenspectrum is de belofte dat als je maar lang genoeg blijft kijken, het vermogen oneindig zal blijken te zijn.

Een gevolg hiervan is dat de focus bij het meten aan 1/f ruis ligt op het zoeken naar de eventuele aanwezigheid van een laag kantelpunt waaronder de ruis af zou moeten gaan wijken van zijn 1/f karakter. Met goed doordachte meetopstellingen en zorgvuldige voorzorgsmaatregelen is het mogelijk gebleken 1/f ruis in transistoren te meten tot een frequentie van wel 10^{-6} Hz [1]. Een kantelpunt is evenwel niet gevonden. Wie dacht dat hoogfrequent meten moeilijk was moest zich hier maar eens aan wagen.

Een tweede gevolg hiervan is dat een ander interessant aspect van de 1/f ruis lange tijd geheel over het hoofd is gezien, namelijk de vraag wat er gebeurt als je *niet* oneindig lang wacht, maar juist

gaat kijken hoe de 1/f ruis zich gedraagt in de eerste paar milliseconden van zijn bestaan.

Dat roept natuurlijk de vraag op wanneer de 1/f ruis ontstaat, waar die vandaan komt, en of het mogelijk is om het ruisgenererende proces uit te zetten, en het later weer te herstarten. Aspecten die we in dit artikel, aan de hand van enkele interessante metingen gedaan aan N-kanaals MOS transistoren, [2] hopen te belichten.

2. Achtergrond

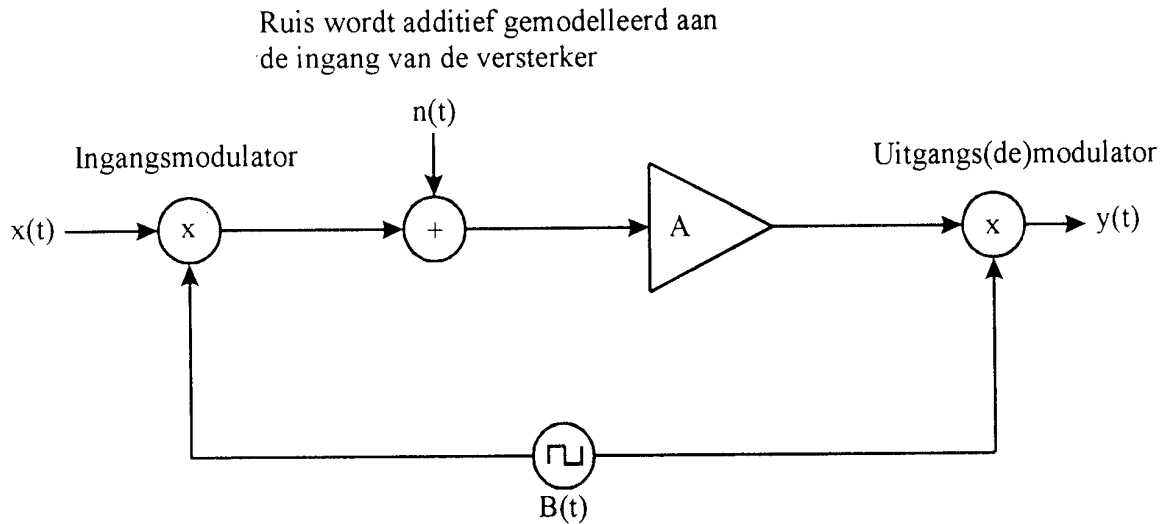
MOS transistoren

MOS transistoren zijn erg prettige devices om 1/f ruis aan te meten omdat ze erg hard ruisen, en het zodoende gemakkelijk meten is. Verder spitst een groot deel van het 1/f onderzoek zich toe op de 1/f ruis van de MOS transistor. Dit omdat er een niet aflatende wens is analoge circuits te integreren met digitale schakelingen, waardoor het nodig wordt om analoge schakelingen in CMOS te realiseren. Het probleem waar de analoge ontwerper voor staat wordt vergroot door de miniaturiseringsdrang. Immers, bij eenzelfde transconductantie ruisen kleinere transistoren harder omdat er in kleine devices relatief

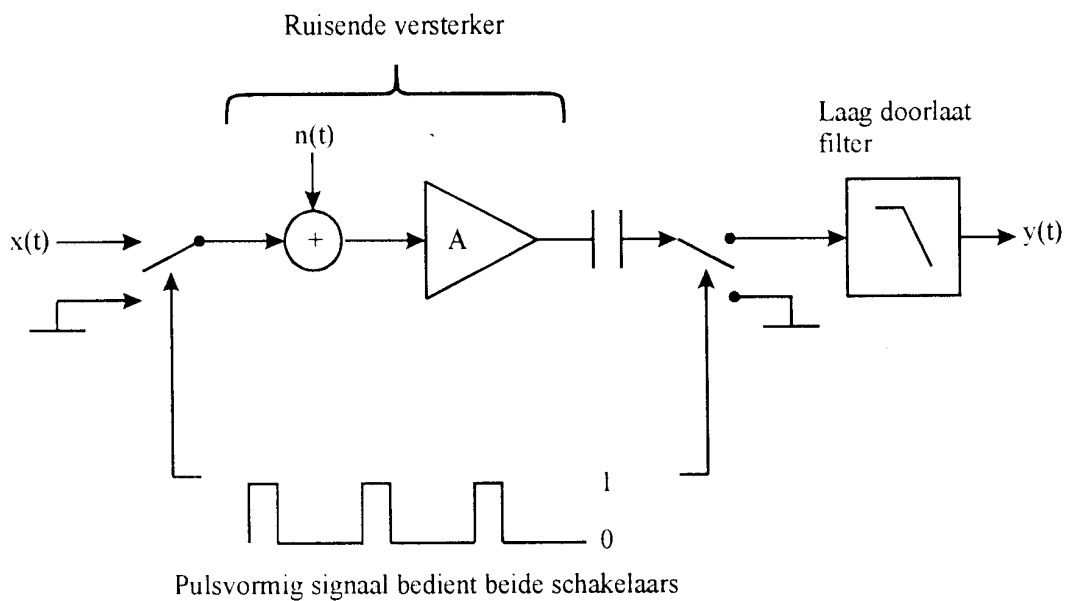
minder middeling van de ruis optreedt dan in grotere.

De $1/f$ ruis van de MOS transistor is, zoals gezegd, vaak een beperkende factor in de performance van analoge circuits. Hierbij kan, voor laagfrequente toepassingen, gedacht worden aan de welbekende signaal/ruis verhouding, terwijl het bij oscillatorschakelingen de jitter (nuldoorgangstijdonzekerheid, veroorzaakt door de $1/f$ ruis) is die de inzetbaarheid van de schakeling beperkt. In beide gevallen is het gunstig zijn als de $1/f$ ruis gereduceerd kan worden.

Bij laagfrequente versterkerschakelingen wordt wel van het zgn. 'choppen' gebruik gemaakt. (Figuur 1) Dit is een modulatietechniek waarbij het ingangssignaal eerst omhoog gemoduleerd wordt naar een hoge frequentie, om daar versterkt te worden zonder dat de versterker noemenswaardig $1/f$ ruis toevoegt in de frequentieband waarin het signaal aanwezig is [3]. Na demodulatie resulteert een basisband uitgangssignaal vrijwel zonder $1/f$ ruis, terwijl de door de versterker gegenereerde $1/f$ ruis naar een hogere frequentieband wordt verschoven.



Figuur 1. Bij gechoppte versterkers vindt de signaal versterking op een hogere frequentie plaats.



Figuur 2. Correlated double sampling werkt $1/f$ ruis en offset weg.

Een andere manier om van de offset en de laagfrequente ruis af te komen is om gebruik te maken van het zogenaamde 'Correlated double sampling' (Figuur 2). Bij deze techniek wordt telkens een sample van de ruis genomen die in de volgende periode van het uitgangssignaal wordt afgetrokken. De laagfrequente componenten van de ruis, die bij $1/f$ ruis dominant zijn, verdwijnen zo [4].

Devicetechnieken

Een veel minder bekende methode om de performance van CMOS schakelingen te verbeteren is om in te grijpen in het ruisproces in de transistor zelf en er zo voor te zorgen dat de transistor minder hard ruist. Dat het mogelijk is om een MOS transistor minder hard te laten ruisen door hem periodiek aan en uit te schakelen wordt in de literatuur voor het eerst vermeld in 1991 [5]. Sindsdien is er met dit op zich heel interessante gegeven weinig gedaan [6]. Toch zijn er goede redenen om hier verder onderzoek aan te doen, omdat:

1. Deze ruisreductie techniek het probleem bij de wortels aanpakt. Er wordt ingegrepen in het proces dat de ruis veroorzaakt, dit in tegenstelling tot

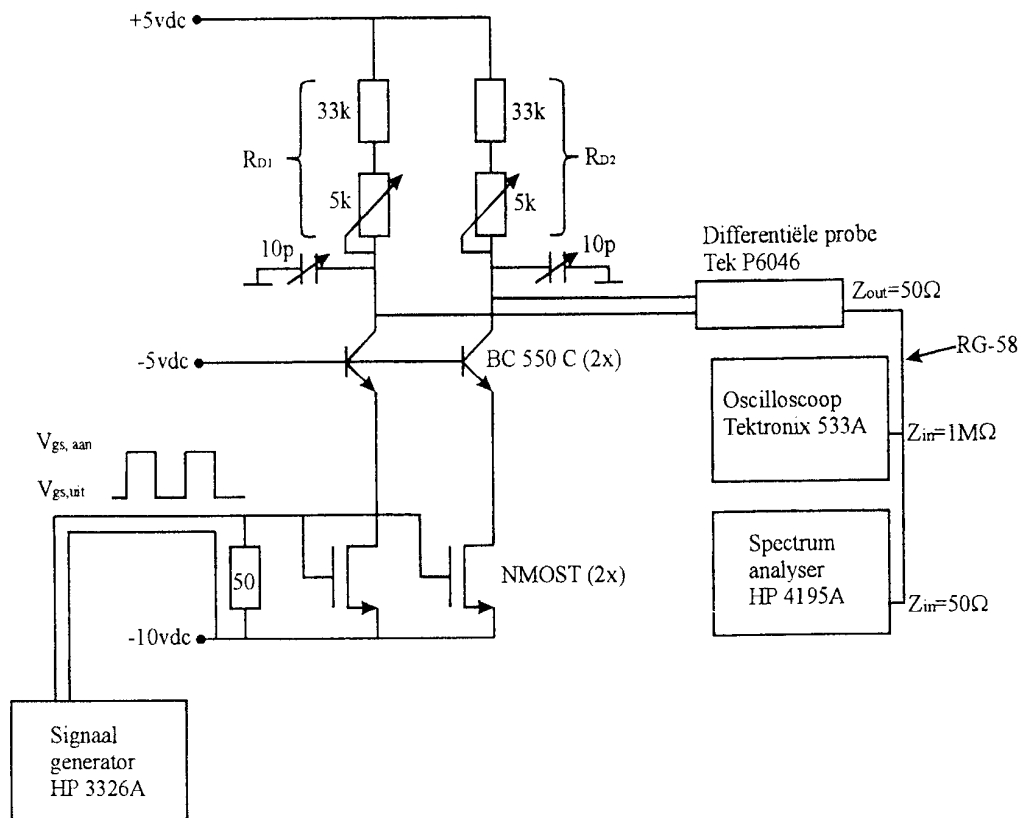
'correlated double sampling' en 'choppen'. Hoewel er nog weinig harde uitspraken te doen zijn omtrent de specifieke voordelen van deze techniek zijn er sterke aanwijzingen dat dit effect een gunstige invloed heeft op de jitter in ringoscillatoren [7].

2. Het feit op zich dat de ruis zich laat verminderen door de transistor periodiek aan en uit te schakelen zou ons veel kunnen leren omtrent het ontstaan van de $1/f$ ruis. Het meten aan $1/f$ ruis onder geschakelde omstandigheden is een nog vrijwel onontgonnen wetenschappelijk terrein. Een beter begrip van de oorsprong van de $1/f$ ruis leidt tot fysisch inzicht dat bij zou kunnen dragen aan het tot stand komen van intrinsiek ruisarmere CMOS processen, of deviceconstructies die minder $1/f$ ruis vertonen.

3. Metingen

Meetopstelling

Voordat er uitspraken gedaan kunnen worden omtrent het ruisgedrag van een transistor die aan geschakelde biascondities blootgesteld wordt moet er eerst onder die condities gemeten worden. Daartoe is het nuttig de door ons gebruikte meetopstelling (Figuur.3) te bespreken.



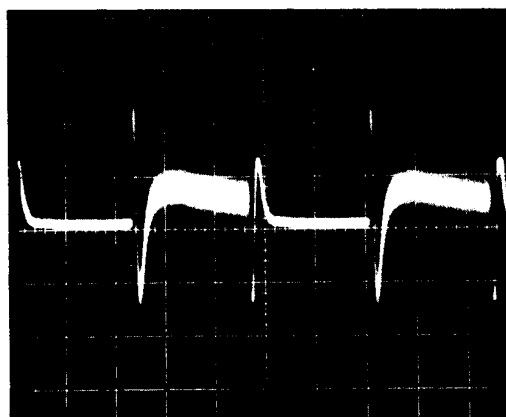
Figuur 3: Deze meetopstelling maakt het meten van MOS transistor ruis in geschakelde toestand mogelijk.

Onderaan de schakeling vinden we de twee N-kanaals MOS transistoren waar het ruisgedrag van onderzocht wordt. Deze transistoren worden beide gate-source gestuurd met *hetzelfde* schakelsignaal. Dit is in het algemeen een blokvormig signaal dat twee niveaus kent; een dat de transistors 'aan' zet en een dat ze 'uit' laat. In de drainleiding van de MOS transistoren zitten een tweetal bipolaire cascodetransistoren, die er voor zorgen dat de drainspanning van de MOS transistoren (min of meer) constant blijft. Zo is het mogelijk de gate-source en de drain-source spanningen onafhankelijk te bedienen. Op de drainweerstand, R_{D1} , en R_{D2} , is het schakelsignaal geïnverteerd terug te vinden. In de toestand waarin de transistoren 'uit' staan zijn beide probe ingangen door de drainweerstand met de voeding verbonden, en geeft deze geen noemenswaardige output. In de andere helft van de periode, waar de transistoren 'aan' staan, is in iedere

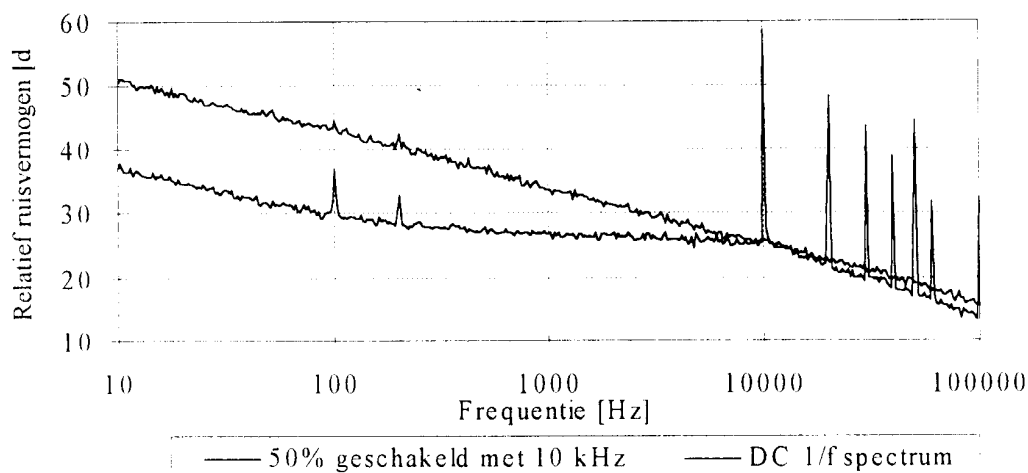
tak van de schakeling ruis (afkomstig uit het kanaal van de MOS transistor) te meten. Dit is duidelijk zichtbaar in figuur 4. De differentiële probe meet het verschil tussen beide ongecorrleerde) ruisspanningen. Er is voorzien in kleine verschillen tussen de twee transistoren. Hiervoor zijn weerstands en capacitieve trimmers in de schakeling aangebracht. Deze worden zodanig afgeregeld dat er zo weinig mogelijk van het schakelsignaal aan de uitgang van de differentiële probe verschijnt. De uitgang van de probe wordt voor monitordoeleinden bekeken met een oscilloscoop, en gaat vervolgens naar de ingang van een spectrum analyser, waar de ruisspectra mee gemeten worden.

Meetresultaten

In het geval dat het ruisproces in de MOS transistor niet beïnvloed wordt door het schakelen, wordt het



Figuur 4. De meetopstelling moduleert de ruis die van de transistor komt



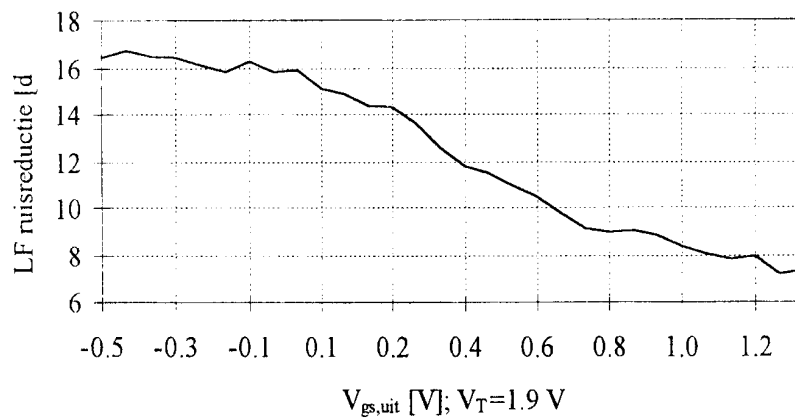
Figuur 5: De LF ruis van de MOS transistor neemt af in geschakelde toestand: $F_{schakel} = 10 \text{ kHz}$, $V_{gs, on} = 2.5 \text{ V}$, $V_{gs, off} = 0 \text{ V}$ (HEF 4007).

alleen gemoduleerd door het schakelsignaal, en is de verwachting dat er een laagfrequent ruisspectrum gemeten wordt dat in de geschakelde toestand 6 dB onder het steady-state spectrum ligt. (Bij een duty cycle van het schakelsignaal van 50%.) Dit is echter niet wat we zien; het laagfrequente ruisspectrum ligt bijna 15 dB onder het steady state spectrum (Figuur.5).

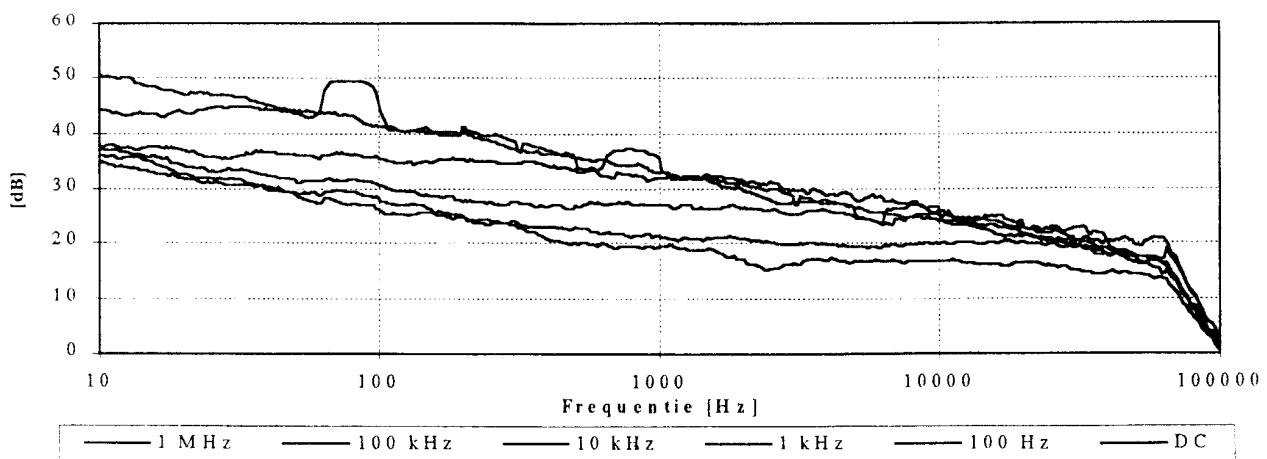
Omdat de laagfrequente delen van de spectra in figuur 5 parallel lopen is het mogelijk de afstand tussen deze lijnen in een enkel getal uit te drukken. Vervolgens kan dit getal, de 'LF ruisreductie', geplot worden als functie van verschillende parameters. Een van de parameters waar dit voor gedaan is is de Gate-Source spanning in de 'uit' toestand. Daar kwam de heel interessante figuur 6 uit. Er valt op te merken dat de MOS transistoren helemaal 'uit' gezet moeten worden, tot ver onder de threshold spanning V_T (in ons geval:

1,9V), voordat het ruisproces zich laat beïnvloeden. Er is eveneens gemeten met de schakelfrequentie als parameter, dit leverde figuur 7 op. Opvallend is dat de LF ruisreductie binnen bepaalde grenzen nauwelijks van de frequentie afhangt.

Tot nu toe zijn er alleen metingen gedaan aan verschillende commercieel verkrijgbare MOS transistoren, waar weinig precieze gegevens van bekend waren. Wat daar uit bleek was dat hoewel de ruis van de devices in steady-state zeer grote variaties vertoonde, de ruisreductie veel kleinere verschillen vertoonde en ongecorrleerd leek te zijn met de ruis in de steady-state (Figuur. 8). Het zou zeer interessant zijn om systematisch te gaan meten aan transistoren waar de precieze device parameters van bekend zijn. Het zou dan wellicht mogelijk worden om de ruisreductie in verband te brengen met de dan beter bekende condities in het device.

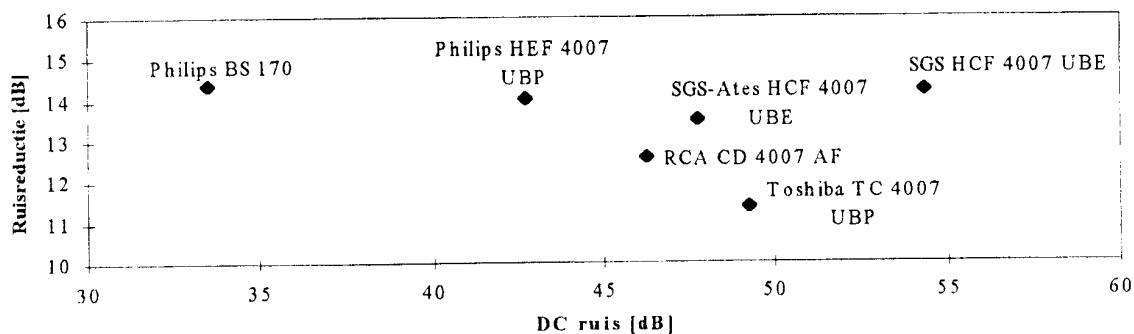


Figuur 6. Ruisreductie als functie van de 'uit' spanning: De MOS transistor moet geheel 'uit' staan om de ruisreductie te maximaliseren. $F_{schakel}=10\text{kHz}$, duty cycle=50%, Meetfrequentie 10-40 Hz (HEF 4007).



Figuur 7. De haalbare ruisreductie is niet erg gevoelig voor variaties in de schakelfrequentie: $V_{gs,on} = 2.5\text{ V}$, $V_{gs,off} = 0\text{ V}$ (HEF 4007).

Ruisreductie vs. steady-state ruis



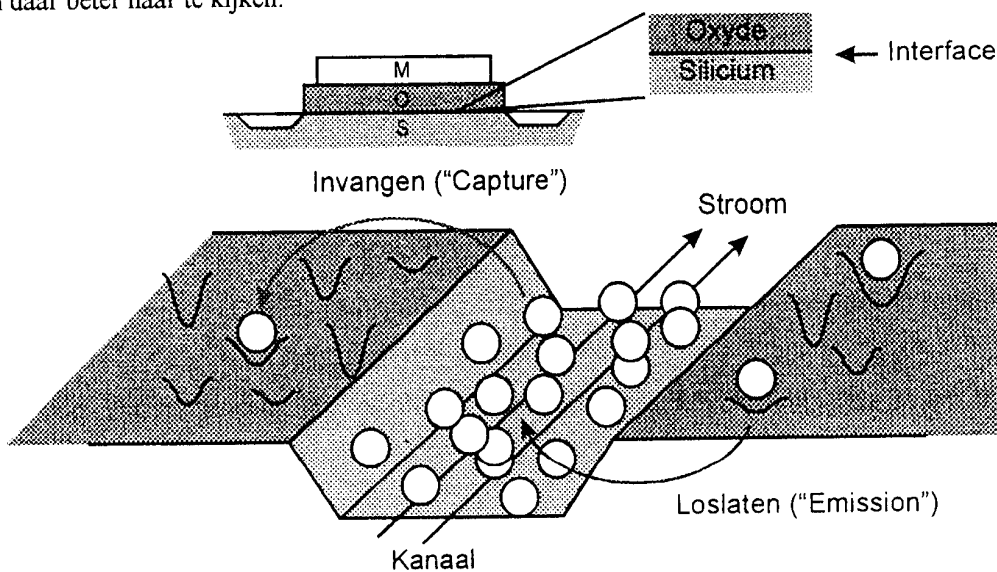
Figuur 8. Geen correlatie tussen steady state ruisvermogen en ruisreductie in de geschakelde toestand.

Verder hebben we geconstateerd dat een MOS transistor die wij blootstelden aan Röntgenstraling na bestraling geen ruisreductie meer vertoonde. Dat is een opmerkelijk gegeven, omdat het bekend is dat Röntgenstraling traps in de bandgap toevoegt [8]. Dat zou er op kunnen duiden dat de $1/f$ ruis in de N-kanaals MOS transistor iets te maken heeft met traps in de bandgap, een theorie die voor het eerst geopperd werd door McWhorter in 1955 [9]. Het lijkt dan ook relevant om daar beter naar te kijken.

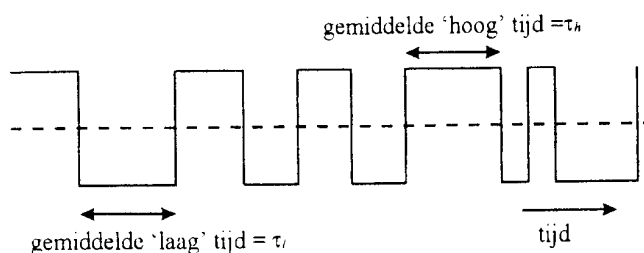
4. Discussie

McWhorter's $1/f$ ruismodel

Het ruismodel van McWhorter uit 1955 gaat er van uit dat de $1/f$ ruis in een MOS transistor veroorzaakt wordt door het invangen en loslaten van elektronen door 'traps' in het oxide bij het kanaal in de MOS transistor (Figuur. 9). Een 'trap' is een plaatsgebonden energietoestand waar een elektron in ingevangen kan

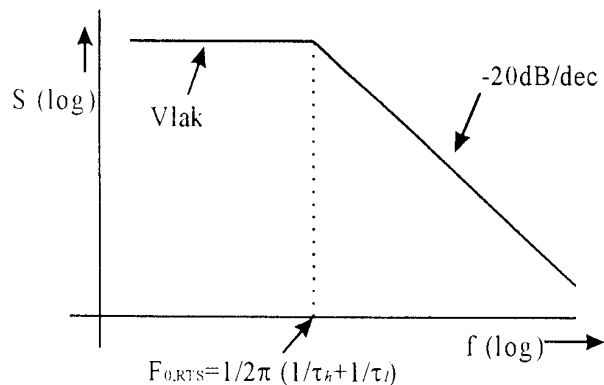


Figuur 9. Voorstelling van het invangen en loslaten van elektronen door traps in het oxide



Figuur 10: De stroomfluctuatie die veroorzaakt wordt door een trap is een 'Random Telegraph Signal'.

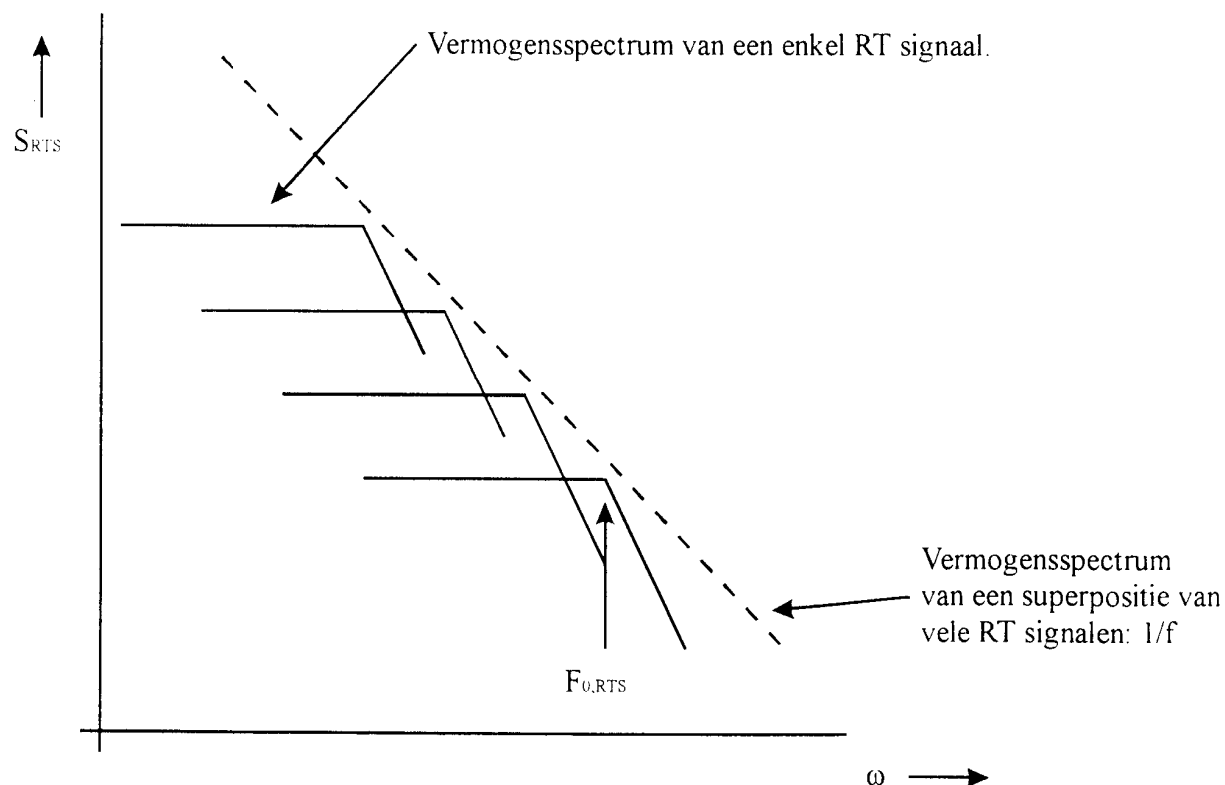
worden, en na een bepaalde tijd weer uit losgelaten kan worden. Door het invangen en loslaten van elektronen door traps ontstaat er zo een fluctuatie in de drainstroom van de MOS transistor. De fluctuatie, veroorzaakt door één trap is geschetst in figuur 10. Deze signaalvorm staat bekend als een "Random Telegraph Signal", of RTS. In het frequentiedomein correspondeert zo'n fluctuatie met een spectrum als weergegeven in figuur 11.



Figuur 11. Het vermogensspectrum van een Random Telegraph Signal.

Daarbij is de kantelfrequentie in het frequentiedomein, $F_{0,RTS}$, bepaald door de gemiddelde τ_h en τ_l van het RTS. Door nu de tijdconstanten van de (vele) traps zo verdeeld te veronderstellen dat er in het log-f domein een uniforme verdeling van kantelfrequenties ($F_{0,RTS}$) optreedt is het mogelijk al deze individuele ruisbijdragen te superponeren, resulterend in een vermogensspectrum zoals geschetst in figuur 12. Zo zou dan een $1/f$ spectrum kunnen ontstaan, aldus McWhorter.

Terug naar de tijddomein beschouwing van het basissignaal (het RTS van figuur 10), waar het ruisspectrum door opgebouwd wordt verondersteld. Het AC-vermogen van zo'n signaal is bij gegeven $F_{0,RTS}$ maximaal als het totaal aantal overgangen per tijdseenheid eveneens maximaal is. Dat zal zo zijn als de gemiddelde 'hoog' en de gemiddelde 'laag' tijd precies aan elkaar gelijk zijn.



Figuur 12. Superpositie van meerdere Random Telegraph Signalen kan een $1/f$ spectrum teweeg brengen.

Wat gebeurt er nu met McWhorter's ruismodel in de geschakelde toestand? De gemiddelde vulgraad van de ruisende traps neemt af omdat het nog maar gedurende een gedeelte van de totale tijd mogelijk is een elektron in te vangen in een trap. Er van uitgaande dat de gemiddelde 'hoog' en de gemiddelde 'laag' tijd in de steady state aan elkaar gelijk waren, is dat nu niet meer het geval. Het ruisvermogen van het ruisende proces neemt af, en dat is, kwalitatief, ook wat metingen ons laten zien.

Correlatie en geheugen

Los van de vraag of het McWhorter model in dit geval een afdoende beschrijving levert voor de meetresultaten, valt uit te meetresultaten wel het een en ander op te merken omtrent de eigenschappen van het ruisende proces.

Het feit dat de laagfrequente ruis afneemt als je de MOS transistor onder geschakelde omstandigheden bedrijft betekent dat het geheugen van het ruisende proces door het uitschakelen deels gewist wordt. Immers, de Fouriergetransformeerde van het vermogenspectrum is de autocorrelatiefunctie [10]. Een afnemend vermogenspectrum voor lage frequenties betekent dan direct een afgenomen autocorrelatiefunctie voor lange tijdsintervallen. Met andere woorden: het lange-tijd "geheugen" van het ruisende proces neemt af.

We kunnen dus stellen dat door schakelen de toestand van het ruisproces deels gewist wordt en het ruisen weer van voor af aan begint. Dat betekent dat er toestandsvariabelen zijn in het ruisproces die zich laten beïnvloeden door de biascondities van het device. Op zichzelf is dat al een interessante observatie.

5. Conclusies

Hoewel we inmiddels zo ver zijn dat we vast kunnen stellen dat de ruis in de geschakelde toestand sterk afneemt kunnen we nog niet concluderen dat we weten hoe dat komt. Er is er nog veel werk te doen. Enerzijds kan hier gedacht worden aan toepassingen van het effect. Daar wordt behalve aan basisband toepassingen vooral gedacht aan RF toepassingen waar gangbare ruisreductiemethoden niet inzetbaar zijn. Ook leidt de zorgvuldige studie van ruis in de geschakelde toestand tot beter inzicht in schakelingen waar het hier beschreven effect misschien al tijden lang optreedt.

Anderzijds kan er onderzoek gedaan worden naar de

oorsprong van de $1/f$ ruis, waarbij de ruis in de geschakelde toestand als krachtig nieuw analysemiddel gebruikt wordt. Er van uitgaande dat de ruis voornamelijk veroorzaakt wordt door de traps in het oxide volgens het McWhorter model zou de studie van ruis in geschakelde toestand wel eens kunnen helpen bij het karakteriseren van deze traps.

Of het echter mogelijk zal blijken te zijn de $1/f$ ruis van de MOS transistor met alleen het McWhorter model te beschrijven blijft voorlopig een open vraag.

Referenties

- [1] Marvin S. Keshner, *1/f Noise*, *Proceedings of the IEEE*, vol. 70, no.3, March 1982.
- [2] Arnoud van der Wel, *1/f Noise in switched MOSTs*, M.Sc. thesis, University of Twente, Faculty of Electrical Engineering, August 1997.
- [3] M. A. T. Sanduleanu, B. Nauta and H. Wallinga, Low-power, low-voltage chopped transconductance amplifier for noise and offset reduction, *Proc. ESSCIRC '97*, Southampton, UK, Sept. 1997, pp. 204-207.
- [4] Robert J. Kansy, Response of a correlated double sampling circuit to $1/f$ noise, *IEEE journal of solid-state circuits*, vol. SC-15, no.3, June 1980.
- [5] I. Bloom and Y. Nemirovsky, $1/f$ Noise reduction of metal-oxide-semiconductor transistors by cycling from inversion to accumulation, *Applied physics letters* 58 (15) April 1991.
- [6] *Science and Citation Index*, Search for references to Bloom, Nemirovsky, Dierickx or Simoen, 1991-1997.
- [7] S. L. J. Gierkink, A. v.d. Wel, G. Hoogzaad, E. A. M. Klumperink, A. J. M. van Tuijl, Reduction of the $1/f$ noise induced phase noise in a CMOS ring oscillator by increasing the amplitude of oscillation, Accepted for publication on *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Monterey, May 31th- June 2nd, 1998.
- [8] Daniel M. Fleetwood, Timothy L. Meisenheimer and John H. Scofield, $1/f$ Noise and radiation effects in MOS devices, *IEEE transactions on electron devices*, Vol. 41, No. 11, November 1994.
- [9] A. L. McWhorter, *Techn. Rept. 80*, MIT Lincoln Lab, May 1955.
- [10] A. Bruce Carlson, *Communication Systems*, McGraw-Hill Book Company, 1986. pp. 162.



De auteur

Arnoud van der Wel werd geboren in Bunschoten-Spakenburg op 31 mei 1974. Van 1979 tot 1992 woonde hij in Tanzania waar hij ook de middelbare school doorliep. In 1992 verhuisde hij naar Enschede om te gaan studeren aan de Universiteit Twente. Hij studeerde in 1998 af als elektrotechnisch ingenieur. Thans volgt hij een aanvullende opleiding tot leraar. Daarnaast heeft hij een deeltijd aanstelling bij de Universiteit Twente, waar hij betrokken is bij de ontwikkeling van educatieve middelen voor cursussen op het vakgebied van de elektrotechniek.

*Voordracht gehouden tijdens de 457e
werkvergadering*