

# FET in gearde source schakeling met hoog IP3<sup>1)</sup>

## Samenvatting

H.L. Rutgers, PA0SU, Eindhoven

Het gebruik van dual gate MOSFET's in gearde source schakeling (GSS) of een cascade van twee FET's geeft een hoge in- en uitgangsimpedantie. De schakelingen blinken niet uit in grootsignaalgedrag. Dit laatste is niet zomaar te verklaren. Bij een FET in gearde gate schakeling (GGS) is het grootsignaalgedrag uitstekend en staat het ingangssignaal ook tussen gate en source.

Bij electret microfoons met een FET in GSS bleek dat een drain-impedantie van minder dan een ohm de kwaliteit enorm verbetert. Dit was voor mij aanleiding om deze kennis ook bij hoogfrequentieschakelingen te beproeven: een cascode van een FET (J310) en een bipolaire transistor (BFW16A, BD139). De transistor vormt zodoende voor de FET een drain-impedantie van 1  $\Omega$ .

Deze schakeling werd vergeleken met de MOSFET BF982 en een cascade van twee junction FET's van het type J310. Als criterium werd het IP3 gemeten bij 3,8 MHz.

Het bij de microfoons vastgestelde effect wordt bevestigd. De beste resultaten worden verkregen met een cascade van een FET met een bipolaire transistor. Ook werd aangetoond dat de verschillen uitsluitend aan de drain-impedantie te wijten zijn door deze met een weerstand van 100  $\Omega$  te vergroten. De veronderstelde oorzaak, de niet lineaire drain-gate-capaciteit, kon niet bevestigd worden.

Dit soort schakelingen is erg geschikt om van een zeer hoge impedantie met versterking naar 50  $\Omega$  te transformeren wat handig is bij een afstembare preselectie, zeker als er van kleine antennes gebruik gemaakt wordt. Ook ter vervanging van buizen in een mooie oude ontvanger is deze schakeling met enig beleid bruikbaar. De schakeling moet in het frontend ook een goed grootsignaalgedrag hebben. De cascode van een JFET met een bipolaire transistor is dan superieur, zeker aangaande reproduceerbaarheid.

Zelfs een mengtrap met hoge ingangsimpedantie voor het RF-signaal en een grote conversiewinst ligt binnen de mogelijkheden.

### Inleiding

Een FET in gearde gate-schakelingen is al enige tijd bekend in de radio-techniek. Samen met ON4TI heb ik indertijd (zie Electron van mei 1992, blz. 251) uitgebreide metingen gedaan aan o.a. de P8002 bedoeld als buffer tussen mixer en Xtal-filter. In de 50 ohm-techniek is de gearde gate-schakeling zeer waardevol met zeer goede grootsignaal-eigenschappen. Met de gearde source-schakeling (zie figuur 1b), al of niet in cascode, wilde het nooit zo goed. In buizenontvangers waren de geaardroosterschakelingen voor VHF bekend. Voor het kortegolfwerk stonden buizen 'gewoon' in gearde kathode-schakeling (zie figuur 1a). Daar was niets mis mee. Penthodes ruisen wat meer dan triodes dus werd deze cascodeschakeling in TV-kanalenkiezers toegepast, enz.

Een ontvanger met een FET in gearde source-schakeling in het frontend, ook al is het een dual gate MOSFET van het type BF981, wordt niet serieus genomen, althans tot op de dag van vandaag. Ik meen de oplossing voor dit probleem gevonden te hebben.

### Waarom Gearde Source Schakeling (GSS)?

Waarom zou je een GSS willen gebruiken? Wel, die heeft een zeer grote ingangsimpedantie (gate) wat zeer plezierig kan zijn als je er resonantiekringen op wilt aansluiten.

Er zijn nog altijd buizenontvangers met een goede preselectie die je om zou willen bouwen naar halfgeleiderstechniek. En wat te denken van een ontvanger-ingang voor kleine antennes? Hoe dan ook, soms is GSS uitermate handig (zie ook de onvolprezen 8020 van Cor PA0CHN) ware het niet dat het grootsignaalgedrag inferieur is.

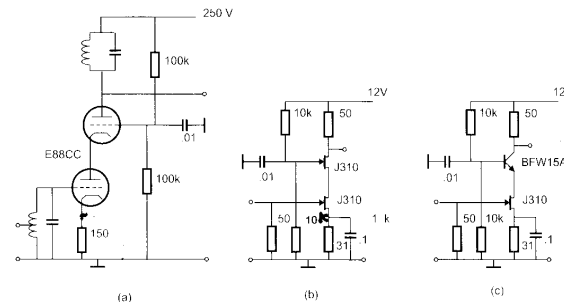


Fig. 1. Drie cascode-schakelingen:

(a) is de bekende cascodeschakeling uit de kanalenkiezers van weleer. Triodes hebben een beter ruisgedrag dan penthodes.

(b) is een cascode van twee FET's. Deze schakeling is vergelijkbaar met een dual gate FET. De onderste FET 'ziet' aan zijn drain de lage source-impedantie van de bovenste. Die is ongeveer 100  $\Omega$ .

(c) is een cascode van een FET met een bipolaire transistor. De drain van de FET ziet hier de zeer lage emitter-impedantie van de transistor. Deze is ongeveer 1  $\Omega$ . Het blijkt dat deze zeer lage impedantie van belang is voor het grootsignaalgedrag.

### GSS inferieur aan GGS?

Hoe komt het dan dat een GSS slechter is dan de GGS (Gearde Gate-Schakeling)? Het ingangssignaal staat in beide gevallen tussen gate en source. Het verschil in ingangsimpedantie kan het verschil in grootsignaalgedrag niet verklaren. Ik kwam daar achter bij het maken van microfoonversterkers voor electrets! Zoals velen weten ben ik ook een HiFi-bug. Ik maak o.a. muziekopnames in het schitterende concertzaaltje met een Steinway-concertvleugel in de muziekschool van Eindhoven. Echte condensatormicrofoons wil ik niet kopen. Daarvoor tel je al gauw een paar duizend gulden neer. Het moet dus met electrets. De elementjes (MC 2000) kun je voor minder dan een tientje kopen en als je die in een waterleidingpijpie knutselt en er een plug aan soldeert, heb je een perfecte microfoon.

Het klonk allemaal heel aardig totdat mijn HiFi-maatje Henk ten Pierick me een microfoonvoorversterkerschakeling aan de hand deed die alles veranderde. Ik geloofde mijn oren niet. Ik kan nog steeds niet begrijpen dat er zulke enorme verschillen kunnen zijn. Sinds die tijd heb ik geen betere opnames kunnen maken (ook niet met de condensatormicrofoons van Anjo PA0ZR) dan met de MC 2000-electrets en de 'Ten Pierick-voorversterker' zoals ik hem maar noem. Het principe is weergegeven in figuur 2.

De tegenkoppeling van de opamp zorgt er voor dat de ingangsimpedantie aan de 'min-ingang' zeer laag is. Dit wordt 'het virtuele aardpunt' genoemd. Als je daar (zonder de DC-instelling uit te leggen) een electret-met-tweepuntsaansluiting op aansluit, dan ziet de drain van het ingebouwde FET-je die zeer lage impedantie. Dat maakt zo'n verschil in de geluidskwaliteit dat ik verder ga met op-

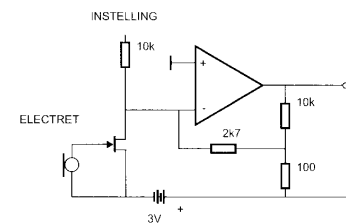


Fig. 2. Het prinseschema van 'de Ten Pierick-versterker'. De tweepunts-electret-microfoon heeft een ingebouwde FET. Het eigenlijke condensatormicrofoon-tje is in de bekende MC 2000 tussen gate en source geschakeld. De source en de drain worden naar buiten uitgevoerd. De drain van dat FET-je wordt aangesloten op het virtuele aardpunt van een (overigens geselecteerde) opamp.

Met luisterproeven is onomstotelijk vast komen te staan dat de zeer lage impedantie van het virtuele aardpunt, dat de min-ingang van een tegengekoppelde opamp vormt, de geluidskwaliteit ongeloflijk verbetert.



Electron augustus 1999

332

names maken. Ik had het anders wellicht opgegeven.

Waarom vertel ik dit? Wel, volgens mij is met 'de Ten Pierick-versterker' het intermodulatieprobleem van een FET in gearde source schakeling opgelost. Waarschijnlijk is de drain-gate-capaciteit van de FET daar verantwoordelijk voor. Die verandert met de grootte van het signaal tussen drain en gate. Daar staat een groot signaal met de aanbevolen 2,7 k $\Omega$ . In GSS is de gate in principe op een hoge impedantie aangesloten zodat deze 'Miller-capaciteit' extra invloed heeft. **Denk er om, dit zijn veronderstellingen.**

We kunnen voor 4 MHz echter geen Ten Pierick-versterker bouwen. De enige oplossing is dus om een cascodeschakeling (zie figuur 1) te bouwen. De onderste triode, of FET ziet respectievelijk aan zijn anode of drain een lage impedantie: 1/S, als S de steilheid van de bovenste triode of FET is. Bij een steilheid van bijvoorbeeld 10 mA/V vertoont de kathode of source een impedantie van 100  $\Omega$ . Bij een buis blijkt dat niet van belang; een cascode met triodes heeft een uitstekend grootsignaalgedrag. Voor een FET onderin de cascode is dat niet laag genoeg. Dat hebben we bij de microfoons gemerkt.

Bij een dual-gate MOSFET ziet de (niet naar buiten uitgevoerde) onderste drain ook 1/S van de bovenste (ook niet naar buiten uitgevoerde) source. De steilheid van dergelijke FET's is in de orde van 10 mA/V wat een source-impedantie van 100  $\Omega$  oplevert. Bij de microfoonversterker is de virtuele aarde in de orde van 0,01  $\Omega$ !!

Als de bovenstaande veronderstelling juist is, zou het helpen om bovenop de onderste FET in de cascode-schakeling een halfgeleider te zetten met een zo groot mogelijke steilheid: een bipolaire transistor dus! Zo'n ding kan een steilheid hebben van 1000 mA/V of te wel 1 A/V (immers  $S = I_c/V_c$ , waarin  $V_c = 25$  mV) zodat we in de emitter een impedantie in de orde van een ohm tegenkomen. Dat geeft hoop.

### Het meten van het IP3

Mijn eerste kennismaking met Marten Dijkstra was de gift van een SG-823/URM-144 zijnde een dubbeltoongenerator. Ik heb daar het een en ander in verbouwd zodat daar nu -5 dBm uit kan komen op twee frequenties even onder de 3,8 MHz die 20 kHz uit elkaar staan. Het mooiste geschenk van Marten was een ruil van een Wandel und Goltermann PSM-5 tegen een oudere versie die maar tot 14 MHz liep. De PSM-5 bestaat uit een meetzender met meelopende meetontvanger waarmee je bijvoorbeeld filters kunt doorfluiten tot -100 dB in de stopband! Met de SG-823 en de PSM-5 samen, kan je uitstekend intermodulatie in een schakeling meten.

Ik heb de meetschakeling van figuur 1b en 1c gebouwd. In plaats van de BLW16A is ook een BD139 geprobeerd. Deze schakelingen versterken 1 keer, hebben 50  $\Omega$  aan de ingang om de dubbeltoongenerator netjes af te sluiten en 50  $\Omega$  in de collector/drain van de bovenste halfgeleider van de cascode om de

meetontvanger van de PSM-5 tevreden te stellen. Bovendien zit er tussen de schakeling en de meetontvanger nog een stappenverzwakker zodat we zeker weten dat we niet het IP3 van de meetontvanger meten! Die bleek ingesteld te moeten worden op 20 dB.

De schakeling met een transistor bovenin scoorde zo goed dat de derde-ordeproducten bijna ten onder gingen in de ruis door reciproke menging met de fase-ruis van de synthesizer in de meetontvanger!

### Meetresultaten

De onderste transistor van de gemeten cascode was steeds dezelfde JFET van het type J310. Met de ontkoppelde sourceweerstand (0,1  $\mu$ F) werd de stroom door de schakeling ingesteld. De schakeling werd gevoed uit een experimenteervoeding waarvan de spanning van 0 - 30 volt ingesteld kan worden.

Met de J310 bovenin:

Met 0  $\Omega$  in de onderste source liep er 36 mA. Het IP3 was dan +17,5 dBm.

Bij 25 mA en 15 V was het IP3:

+30 dBm.

Bij 15 mA was het IP3: +25 dBm.

Met de BLW16A ( $H_{re} = 100$ ) bovenin: Met

0  $\Omega$  in de source liep er bij mijn J310

35 mA bij 12 V. Het IP3 was dan

+30 dBm.

Met 31  $\Omega$  in de source liep er 25 mA en

was het IP3: +30 dBm.

Met 94  $\Omega$  in de source liep er 15 mA en

was het IP3: +21 dBm.

Met een BD139 ( $H_{re} = 44$ ) waren de re-

sultaten exact gelijk aan die met de

BLW16A.

Een dual gate MOSFET BF982:

Met 0  $\Omega$  in de source liep er 15 mA en

15 V. Het IP3 was +22 dBm.

Met de BLW16A en 100  $\Omega$  in serie met

de emitter:

Met 0  $\Omega$  in de onderste source liep er

36 mA bij 15 V. Het IP3 was dan

+17 dBm.

Bij 25 mA en was het IP3: +30 dBm.

Bij 15 mA en was het IP3: +24 dBm.

Het dubbeltoonsignaal werd ook op een

oscilloscoop bekeken. Ik had het niet

verwacht maar bij een ingangssignaal

van -5 dBm is de vervorming nog te zien

als het IP3 kleiner is dan +20 dBm.

Zoals bekend (zie ook het artikel van

mei '92) komen de intermodulatiepro-

ducten links en rechts van de gewenste

signalen te staan. Theoretisch zijn die

even groot. Bij sommige instellingen van

mijn meetschakelingen (vooral met twee

J310-en) kon daar wel een verschil van

10 dB in zitten! Dat kwam meestal voor

bij kritische instellingen. Begrijpen doe

ik dit even niet. In dat geval ben ik bij het

bepalen van het IP3 steeds van de

slechtste zijde uitgegaan.

### Het ruisgetal

Het dynamisch bereik van een versterker wordt bepaald door het IP3 en het ruisgetal. Het IP3 moet zo hoog mogelijk zijn en het ruisgetal zo klein mogelijk. De gemeten ruisgetallen waren als volgt:

Cascade met J310 en BLW16A of

BD139:  $N = 3$  dB.

Cascade met twee J310-en:  $N = 3,5$  dB.

De dual gate MOSFET (BF982):  $N = 3$  dB.

Wanneer de source-weerstand niet ont-koppeld was werd  $N = 5$  dB of daar om-trent.

Wanneer met een kring of anderszins 'opgetransformeerd' wordt naar de gate dan kunnen de ruisgetallen beter uitval-len. Dat scheelt hooguit nog 2 dB. Ik heb daar niet meer aan gemeten. Het blijft een lastige meting bij die lage waarden.

### Conclusies

In de bovenstaande paragrafen staan wat getallen opgesomd. Die kunnen echter niet precies weergeven wat mijn bevindingen zijn. Eerst een paar triviale opmerkingen:

In plaats van een BD139 kunnen we ook een BC639 gebruiken. Daar zit hetzelfde kristal in, doch het huisje is kleiner (TO 92) zodat de capaciteiten naar de omgeving kleiner zullen zijn. De dissipatie laat dat toe.

Het verschil in  $H_{re}$  tussen de BFW16A en de BD139 geeft geen verschil in de resultaten wat te verwachten is zolang  $F_r/H_{re} > 1$  is.

De cascade met J310 en een bipolaire transistor er boven gedroeg zich uitermate soepel: Noch de voedingsspanning (10 - 30 V) noch de stroom (20 - 35 mA) hadden grote invloed op het IP3. Deze schakeling is reproduceerbaar en beter dan de andere schakelingen.

Twee J310-en boven elkaar in cascode doen het beter dan een BF982 dual gate MOSFET. De BF982 versterkte in de meetschakeling zelfs -4 dB in plaats van 0 dB.

De schakeling met twee J310-en is veel minder soepel dan die met een bipolaire transistor bovenin: het optimum (IP3 = +30 dBm) is sterk afhankelijk van de stroom en de voedingsspanning. Bovendien waren bij sommige instellingen ook vijfde-orde-producten aanwezig!

Het gedrag van de schakeling met een transistor boven een J310 met 100  $\Omega$  tussen drain en emitter, **gedraagt zich net zo** als twee J310-en boven elkaar! In beide gevallen was het hoge interceptpunt (+30 dBm) alleen bij een zeer bepaalde stroom en een zeer bepaalde voedingsspanning te bereiken. **De impedantie die de drain van de (onderste) FET aangeboden krijgt, moet wel degelijk zeer laag zijn. 22  $\Omega$  bleek nog te groot.**

Met deze schakeling zijn daarom nog enkele experimenten gedaan om na te gaan wat de oorzaak kan zijn: In serie met de gate werd een weerstand van 10 k $\Omega$  opgenomen. Als mijn veronderstelling juist was dat de niet lineaire drain-gate-capaciteit ons parten speelt, dan moest het nu allemaal veel slechter worden. De gate ziet nu 10000 i.p.v. 50  $\Omega$  naar aarde zodat de drain-gate-capaciteit dan meer invloed zou moeten hebben. **Dat bleek echter niet het geval.** Wat de reden moge zijn, de drain moet slechts enkele ohm aangeboden krijgen. De metingen zijn gedaan met een ont-koppelde source-weerstand. Als die ont-koppeling wordt weggelaten zal de schakeling minder versterken. Ik heb ook daarvan het IP3 gemeten bij de cascode van een J310 en een BLW16A en kwam

uit op 32 dBm. Nu zal het ruisgetal ook iets toenemen waardoor het dynamisch bereik nauwelijks verandert. De schakeling wordt in ieder geval minder 'hitsig' bij hoge uitgangsimpedanties. Hij zal minder snel oscilleren.

### Toepassingen

Bij het gebruik van een full size antenne, is er voor een ordentelijke mengtrap in het frontend voor de kortegolf geen voorversterking nodig.

Dat wordt anders als er (bij mobiel werk) van (te) kleine antennes gebruik gemaakt moet worden. Het is dan bovendien handig als de ingangsimpedantie van de ontvanger groot is. Bij een IP3 van +30 dBm is er, ook bij gebruik van een grote antenne, maar weinig preselectie nodig om intermodulatie (tweede-orde-producten!) buiten de deur te houden. De versterking moet echter niet groter zijn dan strikt noodzakelijk omdat anders de signalen te groot worden voor de er op volgende mengtrap. Wellicht is ook in een frontend de schakeling van figuur 3 zeer bruikbaar waarbij in plaats van de a.v.c. de RF-gain wordt gebruikt. Als gebruik gemaakt wordt van een MC1350P als middenfrequentversterker (zoals in de Atlas 210) dan zal het ruisgetal daarvan te hoog zijn. Dit is op te lossen door er een ruisarme versterker voor te zetten die een dB of zes versterkt. Deze versterker moet natuurlijk ook door de a.v.c. worden geregeld. Als je dat met

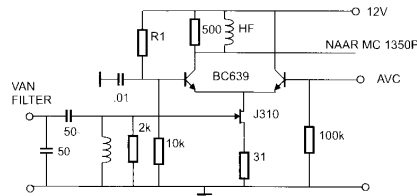


Fig. 3. De hier gegeven schakeling is bedoeld als middenfrequentversterker tussen een XF9B-filter en een MC1350P als middenfrequentversterker. Hij zou ook uitstekend kunnen voldoen in het frontend van de 8020 van Cor PA0CHN.

De schakeling van figuur 1c is uitgebreid met een long tail pair in de drain van de FET. Hiermee kan de versterking geregeld worden. De rechter transistor 'steelt' de stroom uit de linker als hij open gaat. Met R1 kan de spanning ingesteld worden waarbij dat begint. De spanning tussen basis en emitter mag echter nooit groter worden dan -5 volt! Denk daar om. De MC1350P begint pas te regelen bij +5 volt en is 'helemaal dicht' bij +7 volt. Als de a.v.c.-spanning nooit lager wordt dan +4 volt is er geen vuiltje aan de lucht.

een dual gate MOSFET (BF981) doet in combinatie met de MC1350P, dan gaat dat heel lastig. Als we echter gebruik maken van de schakeling van figuur 3, dan kan deze trap met dezelfde a.v.c.-spanning geregeld worden als de MC1350P! Het is zaak de MC1350P eerder te laten regelen dan de hier bedoelde voorversterker omdat anders het ruisgetal groter wordt bij het aanspreken van de a.v.c. Dezelfde schakeling kan gebruikt wor-

den als mengtrap. Het is niet zo elegant om het oscillatorsignaal onvanzwakt uit de mengtrap te laten komen. Met een balancerschakeling gooi je het kind met het badwater weg. Dan zijn er veel betere mengtrappen te maken. Ter vervanging van een buizenmengtrap of een dual gate MOSFET-mixer kan hij echter zeer goede diensten bewijzen. Daar komt ook het oscillatorsignaal in de anode/drain voor.

### 73. Herbert

<sup>1)</sup> IP3 = het derde orde intercept punt, een maat voor groot-sigtaal-gedrag.

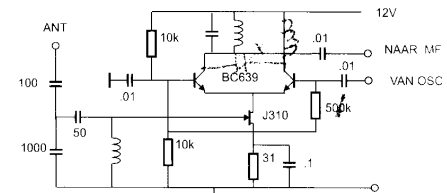


Fig. 4. Voortbordurend op figuur 3 kan er natuurlijk ook een mengtrap gemaakt worden. Er kan een grote conversieversterking verkregen worden voordat de zaak oscilleert, omdat de kring in de collector op een andere frequentie staat afgestemd dan die in de gate. Het is niet noodzakelijk om het oscillatorsignaal in balans aan te bieden. Het grote nadeel van deze schakeling is dat, net als bij een mengbuis, het oscillatorsignaal zeer groot in de uitgang voorkomt.