

AUTOMATISCHE VOLUMEREGELING IN ONTVANGERS

door PAØSU

Samenvatting

De automatische volumeregeling in een ontvanger dient, naast het constant houden van de uitgangsspanning, in de regel ook voor het aansturen van de S-meter. De regelkarakteristiek van de MF-versterker waar de AVR / AVC / AGC op ingrijpt, is in de regel verre van logaritmisch. Dit betekent dat de schaal van de S-meter er eigenaardig uit kan zien.

Dit kunnen we oplossen door de versterking van de elektronica tussen de AGC en de S-meter spanningsafhankelijk te maken. Een betere methode is om de AGC-ingang van de MF-versterker te lineariseren. Dit komt de dynamische stabiliteit van de regellus ten goede. Het mes snijdt dan aan twee kanten.

HF-AGC heeft geen voordeel boven LF-AGC als dubbelfasig gelijkgericht wordt. Dit is eenvoudig te verwezenlijken als de LF-eindtrap in het regelcircuit wordt opgenomen. Er is dan vermogen genoeg om zeer laagohmig, via een trafo, de AGC-spanning op te wekken wat de aanspreektijd tot een minimum beperkt. De volumeregeling van de luidspreker gebeurt met een 100 Ω -potmeter direct voor de luidspreker. Voor het lineariseren van de AGC wordt een op amp gebruikt die met een diode en de juiste keuze van de weerstanden spanningsafhankelijk versterkt. De AGC wordt dynamisch getest met gesloten regellus.

De AGC-karakteristiek van mijn MF-versterker was dermate krom dat de linearisering 'vastliep' op de 12-voltvoedingsspanning van de op amp. Het is niet helemaal gelukt. Het dynamische gedrag is echter sterk verbeterd. Er is niets tegen om 'het laatste beetje' niet-lineariteit alsnog voor de S-meter te corrigeren.

Er wordt kort ingegaan op 'hang-AGC' en 'tegenhang-AGC'.

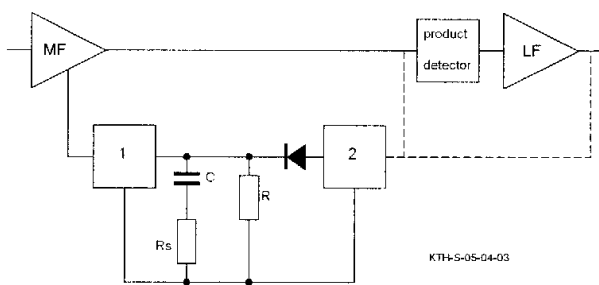


Fig. 1

Inleiding

Er zijn minstens drie afkortingen voor 'automatische volumeregeling': AVR, AVC (automatic volume control) en AGC (automatic gain control). Het woord 'control' betekent: 'besturing', en dat is nog wat meer dan 'regeling'. Ik wil het hier uitgebreid hebben over de 'ins and outs' van de automatische volumebesturing en ben dus geporteerd voor de afkorting AGC.

De lezer wordt bekend verondersteld met het begrip AGC. Figuur 1 geeft een algemeen schema voor een AGC-schakeling. Als de blokjes 1 en 2 'leeg' zijn, hebben we de eenvoudigste schakeling. De diode richt de uitgangsspanning van de MF- of LF-versterker gelijk. Over C komt de topwaarde daarvan te staan. De RC-tijd is dusdanig groot dat de variatie in sterkte van het signaal gevolgd wordt zonder de LF (laagfrequent) component te kunnen volgen. Is dat niet genoeg? Wat zit er in de blokjes 1 en 2? Daar zullen we het uitgebreid over hebben. Er moet ook nog 'ergens' een S-meter aangesloten worden!

HF-AGC?

Voor alsnog zijn de blokjes 1 en 2 in figuur 1 'leeg'. Dat wil zeggen: de in- en uitgang zijn domweg doorverbonden zonder enige aansluiting naar 'aarde'. Als blokje 2 aangesloten is op de uitgang van de MF-(middenfrequent-)versterker, spreken we van HF-(hoogfrequent-)AGC. Als blokje 2 aangesloten is op de LF-(laagfrequent-)versterker, spreken we van LF-(laagfrequent-)AGC. De stippellijnen geven aan dat gekozen kan worden.

Bij 'gewone' AM zal bij HF-AGC de spanning over C minstens de topwaarde van de draaggolf aannemen, bij SSB wordt C geladen tot de pieken van het SSB-signaal. De diode is dan het grootste deel van de tijd gesperd! Om meteen maar een knuppel in het hoenderhok te gooien: is LF-AGC minder goed dat HF-AGC? Dat wordt door velen beweerd. Maakt het bij SSB wat uit of er LF-AGC of HF-AGC wordt toegepast? (In gedachten zetten we in blokje 1 een stroomversterker, zodat de impedantie naar de diode in beide gevallen laag is.) Of de diode in figuur 1 nu rechtstreeks het MF-signaal aangeboden krijgt of de omhullende daarvan, maakt geen enkel verschil.

Nee, dat is juist, maar uit een productdetector (en dus uit de LF-versterker) komt niet de omhullende van het MF-signaal! Laten we eens naar figuur 2 kijken. Ik schets hier het ongunstigste geval: er wordt een toon van 400 Hz precies op de positieve nuldoorgang 'aangezet' in een SSB-zender op het tijdstip t_1 in figuur 2a. Het SSB-signaal uit de zender, en dus uit de MF-versterker van de ontvanger die op die zender staat afgestemd, zal er uitzien als in

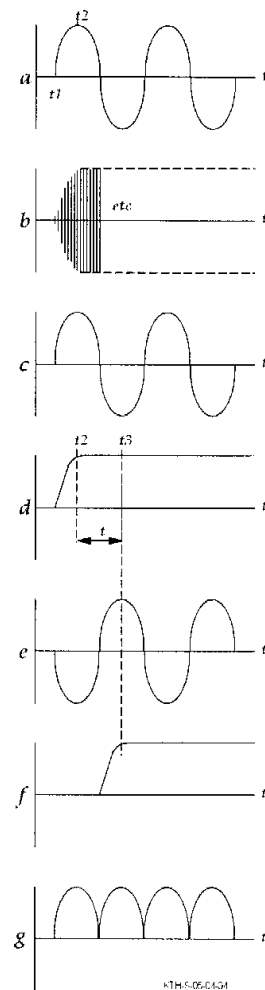


Fig. 2

figuur 2b. Dat moet je even van mij aannemen. De berekening laat ik weg.

Als het signaal uit de productdetector er uitziet zoals in figuur 2c, zal in beide gevallen de spanning over C er uitzien als in figuur 2d, die op het tijdstip t_2 de hoogste waarde bereikt. Geen vuiltje aan de lucht. Mensen die beweren dat dat in dit geval niet geldt, zitten er gewoon naast.

Het is echter niet gegarandeerd dat de fase uit de productdetector er zo uitziet! Voor hetzelfde geldt is het uitgangssignaal als in figuur 2e. In dat geval zal de spanning over C op de tijd t_3 pas zijn hoogste waarde bereiken, de tijd t later dus. In ons geval, bij 400 Hz, is dat $1/800 \text{ s} = 1,2 \text{ ms}$ te laat.

Bij hogere modulatiefrequenties wordt die tijd korter, en bij ingewikkelde spraaksignalen nog korter, maar, eerlijk is eerlijk, HF-AGC is superieur aan LF-AGC.

Wacht, dit is iets te kort door de bocht. Als we het LF-signaal dubbelfasig gelijkrichten, zoals in figuur 2g, zie ik het verschil niet meer: de spanning over C zal er weer uitzien als in figuur 2d, toch?

Aanspreektijd

We zagen boven dat de AGC-spanning (over C in figuur 1) te laat kan zijn als we niet oppassen. We zijn er tot nog toe van uitgegaan dat de diode geen drempelspanning heeft en 'de bron' (de MF-versterker of de LF-versterker) een uitgangsimpedantie van 0Ω heeft. De werkelijkheid is echter verre van ideaal.

In AGC-schakelingen zijn waarden voor C in de buurt van $47 \mu\text{F}$ geen uitzondering. Hoe groot mag de doorlaatweerstand van de diode plus de bronweerstand van de MF- of LF-versterker zijn om geen grotere vertraging dan 1 ms te veroorzaken? Grofweg even: $RC = 1 \text{ ms}$.

Met $47 \mu\text{F}$ wordt dat: $R = 10^{-3} / 47 \cdot 10^{-6} = 21 \Omega$!!! Huh? Waar hebben we het dan over als we theoretiseren over al of geen HF-AGC? In de praktijk zal elke AGC-schakeling vele milliseconden te laat zijn doordat de bronweerstand te groot is. Daar helpt geen moedertje lief aan. Ik heb het helemaal nog niet over de stabiliteit van de regellus. Daar kom ik nog uitgebreid op terug.

Cor PAØCHN heeft gelijk. De AGC is altijd zoveel te laat dat een van de versterkers in de regellus van tijd tot tijd vastloopt, wat in de luidspreker of koptelefoon een klap geeft. Hij lost dat op door de versterker niet te ver boven het normale uitgangsniveau te laten clippen (twee diodes anti-parallel). Dat vervormt het uitgangssignaal wel even, maar geeft geen 'knallen' meer².

Sprekt de AGC daardoor niet nog later aan? Zeker. Het is dus zaak om 'een goede' diode te kiezen en de uitgangsimpedantie van de bron zo klein mogelijk te maken. Bovendien moet die bron (kortstondig) vermogen kunnen leveren. Om over $47 \mu\text{F}$ binnen 1 ms b.v. 10 V méér te krijgen, moet er in die ene milliseconde 47 mA lopen. De oplossing om achter een LF-eind-versterker (die een paar watt kan leveren) een (balans)trafo op te nemen voor dubbelfasige gelijkrichting, is dus niet overdreven. Ook hier kom ik op terug.

Ik weet een ding zeker: er zijn geen MF-versterkers die kortstondig 47 mA kunnen leveren³. Om er nou een eindtrapje achter te zetten om dat toch voor elkaar te krijgen, lijkt mij het kind met het badwater weggooien. **HF-AGC is dus onzin.**

Regelbereik

Hoe groot moet het regelbereik van een AGC zijn? In de oude 7^e druk van het Veron-vademecum staat een lijstje met de signaalsterkten en de bijbehorende S-meteraanwijzingen:

1	-121	0,21 μV
2	-115	0,40 μV
3	-109	0,80 μV
4	-103	1,60 μV
5	-97	3,20 μV
6	-91	6,30 μV
7	-85	12,6 μV
8	-79	25,0 μV
9	-73	50,0 μV
9+10 dB	-63	160 μV
9+20 dB	-53	400 μV
9+30 dB	-43	1,6 mV
9+40 dB	-33	5,0 mV

Je moet niet het idee hebben dat een goed gedimensioneerde ontvanger voor een zo groot mogelijk dynamisch bereik bij een bandbreedte van 2,5 kHz onder de $0,5 \mu\text{V}$ nog iets leesbaars laat horen. De antenneruis overstemt dat op 10 m in ieder geval al in ons rumoerige landje. Onder de -110 dBm hoeft de S-meter niet meer 'aan te wijzen'.

Van mij mag de hele boel 'vastlopen' bij S9+30 dB. Zulke signalen zijn zo zeldzaam dat ik bereid ben om in die gevallen een ingangsverzwakker in te schakelen.

Aan 'de onderkant' zakt het ruisniveau op 80 m zelden onder de S4. Bovendien vind ik het op de hogere banden wel plezieriger als de AGC bij kleine signaalsterkten nog niet werkt. Signalen die net boven de ruis liggen, blijven beter neembaar.

Het regelbereik wordt dan: 6 S-punten + 30 dB = 66 dB. Zelfs een goedkoop MF-versterkertje als de MC1350P kan dat aan. Als je zelf een MF-versterker maakt met een paar dual-gate-MOSFETs, zoals Cor PAØCHN dat doet in de HartKit, is dat helemaal geen probleem.

Aanspreekpunt (de trafo)

Aanspreken bij S3 (of S5)? Vele MF-versterkers (bv. MC1350P) beginnen pas terug te regelen als een bepaalde drempelspanning bereikt is. De MC1350P begint bij +5 V en 'zit dicht' bij +7 V.

Zoals ik eerder zei, gebruik ik als bron voor de AGC-schakeling de LF-eindversterker. Zonder verdere poespas, zoals een trafootje, varieert de uitgangsspanning daarvan tussen 5,5 en 7,5 V_{top} rekening houdend met 0,5 V doorlaatspanning van de diode. Dat is een variatie van 2,6 dB. Mooi toch?

Bij vroegere experimenten bleek er te weinig 'spanningsreserve' te zijn. Zonder trafo kunnen we sowieso niet dubbelfasig gelijkrichten dus ging ik daar maar eens naar op zoek. Een wikkerverhouding van ongeveer 1 : 5 bleek het fraaist te werken in mijn geval. Een voedings-trafootje met verscheidene secundaire wikkelingen leek uitkomst te bieden, edoch de zelfinductie van die wikkelingen was te klein: als je daarmee op 40 m over AM-stations draaide, vervormde de carrier sterk als die (erg) laag van toon werd en de lage tonen van 'een donker gemoduleerd' SSB-station werden een beetje grommerig.

Ik had ook nog een 220 – 48 V-trafootje liggen. Dat deed het keurig tot 3 Hz als je niet meer dan een paar volt op de 48-volt-wikkeling zette. Aan de 220-wikkeling zette ik een Grätz-schakelingetje voor de dubbelfasige gelijkrichting. De aanspreektijd werd er echter niet beter op. Wat nou weer? Ik was er al bang voor dat de weerstand van de wikkelingen te groot zou worden. De 48-volt-wikkeling bleek 13 Ω en de 220-wikkeling was 178 Ω . Dat lijkt niet zo veel, maar de weerstand van de (hier) primaire moet je met de wikkelverhouding-in-het-kwadrat vermenigvuldigen en bij de weerstand van de secundaire optellen om de totale wisselstroomweerstand van de LF-bron te vinden.

Dat wordt dus:

$$R_{\text{bron}} = 13 \times (220 / 48)^2 + 178 = 451 \Omega$$

Dat is te veel. Kennelijk moet het toch een goede trafo zijn! De 'afdeling audiotrafo's' bracht uitkomst. Ik was nog in het gelukkige bezit van een kindervuist-grote trafo voor 400 naar 8 Ω . Indertijd maakte Philips 400 en 800 Ω -luidsprekers om rechtstreeks op een buizenversterker aan te sluiten waarin in de eindtrap twee EL86-ers in cascade stonden. Dat was nog vóór de tijd van de dikke transistorversterkers. Het was werkelijk een vondst, en het klonk schitterend. Later kwam de concurrentie met transistorversterkers op de markt waar 8 Ω -luidsprekers bij verzonnen werden. Philips heeft toen trafo's gemaakt om die nieuwe 8 Ω -ers aan te kunnen sturen met de 400 Ω -versterker. Zo'n trafo bedoel ik. Dat ding heeft dus een wikkelverhouding van 1 : 7.

De primaire wikkeling blijkt 1 Ω (jawel) en de secundaire 71 Ω . De LF-bronweerstand wordt dan:

$$R_{\text{bron}} = 1 \times 7^2 + 71 = 120 \Omega$$

Dat is beter⁴. Kennelijk moet hier een 'serieuze' trafo voor gebruikt worden.

Het is natuurlijk zaak dat de keten vóór de MF-versterker zorgt voor de juiste hoeveelheid signaal. Kijk ook naar het verloop van het ruisgetal! Bij de MC1350P is dat niet best: het laagste ruisgetal is 6 dB (bij 5 V regelspanning) en 22 dB bij 30 dB terugregelen. Er moet beslist iets tussen deze versterker en het Xtalfilter wil je überhaupt aan voldoende gevoeligheid komen, maar dat terzijde.

Als we verder 'niets' doen, zal de AGC beginnen te regelen bij een uitgangsspanning van de LF-versterker van minder dan een volt! Immers, die ene volt wordt door de trafo verhoogd naar 7 V, gelijkgericht en toegevoerd aan C. De MC1350 zit dan al dicht. Tussen C en de AGC-ingang zal dus een spanningsdeler moeten komen (in blokje 1 in figuur 1).

'Lineaire' S-meterschaal

De AGC-regelspanning wordt ook gebruikt om de S-meter uit te laten slaan. We willen graag een lineaire dB-schaal hebben.

Dat kunnen we op twee manieren doen:

de regelkarakteristiek van de MF-versterker lineariseren, of de gevoeligheidskromme van de S-meter aanpassen. Dat laatste doet Cor PAØCHN in zijn HartKit. Nu heeft hij tig van die dingen uitgeleverd en de bouwers niet voor al te grote problemen willen stellen, zodat dat hem beter uitkwam. Bovendien bleek de regelkarakteristiek van de dualgate-MOSFETs nogal wat spreiding te hebben....

Wij zijn echter niet allemaal kit-samenstellers. Wij bouwen 'maar' één ontvanger, dus kunnen we een dedicated oplos-

sing zoeken.

Het is veel fraaier om de regelkarakteristiek van de MF-versterker te lineariseren. Dat betekent dat b.v. elke tiende volt verhoging van de regelspanning even veel dB's minder versterking oplevert. Om maar weer eens bij de MC1350 te blijven: tussen 5 en 6 V regelt het ding zo'n 15 dB terug (zie figuur 3); tussen 6 en 6,5 V een kleine 30 dB! Daarboven blijft hij ongeveer dezelfde steilheid houden. Dat is een verschil in steilheid van een factor vier. Waarom kiezen we voor het lineariseren van de regelkarakteristiek?

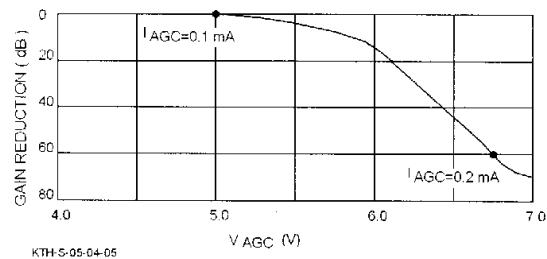


Fig. 3 Typical gain reduction MC1350P

De regellus

Een AGC-schakeling is een regellus die aan bepaalde eisen moet voldoen om 'dynamisch stabiel' te zijn. We hadden het eerder over 'klappen uit de luidspreker' door het te laat inkomen van de AGC.

Er is echter nog een veel groter probleem: als de AGC niet goed ontworpen is, kan de ontvanger 'zo af en toe dichtslaan' om de eerste minuut daarna volledig doof te blijven. Dat is het gevolg van 'overshoot', of 'doorschot' zo men wil. We kennen dat allemaal van blokspanningen als we die door een low pass filter halen en op de oscilloscoop bekijken. Als het filter niet goed afgesloten is, schiet de spanning op de flanken eerst ver door om na een aantal rammels pas vlak te gaan lopen. Dat heeft alles te maken met de frequentiekarakteristiek en vooral met de fasekarakteristiek.

In de regeltechniek-formules betreffende stabiliteit, komt **altijd** de (rondgaande- of lus-)versterking voor!! De waarden van de componenten (R en C bijv.) in de regellus hangen af van die versterking.

Als de gevoeligheid van de AGC-ingang van de MF-versterker varieert, is de lusversterking dus afhankelijk van de grootte van het ingangssignaal. Dat de S-meterschaal dan krom wordt is tot daar aan toe. Erger is dat de componenten in de regellus (zoals R en C) signaalafhankelijk zouden moeten zijn om de zaak onvoorwaardelijk stabiel te krijgen! Het wordt een kwestie van geluk als we op deze manier een AGC kunnen maken, laat staan een goede AGC. Als het lukt, hebben we zeker niet de optimale oplossing. De componenten zullen zo uitpakken dat de aanspreektijd groter is dan nodig. Het clip-trucje van Cor brengt dan nauwelijks uitkomst.

De keten achter de MF-versterker kunnen we zonder veel moeite netjes maken: een goede lineaire productdetector (niet oversturen, dus veel laagfrequent er achter), een goede LF-voorversterker en een uitgangsversterker die een

paar watt kan leveren voor de luidspreker. In het laagfrequent moeten we niet te veel knoeien. De laagst weer te geven frequentie mag bij 200 Hz 'ophouden' en moet netjes doorlopen tot – zeg – 10 kHz. De fasekarakteristiek is dan gewaarborgd in het audiogebied.

Er moet geen potmeter als volumeregelaar in. Dat lossen we op een andere manier op.

Als het vervolgens lukt om een lineaire AGC-ingang op de MF-versterker te maken dan hebben we met enkele korte experimenten een zeer goed werkende AGC. De vraag is dus of we een spanningsafhankelijke schakeling in blokje 1 in figuur 1 kunnen maken die de AGC-regelkarakteristiek recht maakt.

Nu doemen de schema's van de AGC-versterker van de EK07, die bekende 65 kg-wegende Rohde & Swartz-buizenontvanger, weer op. Ineens is me duidelijk wat die lui aan het doen waren met die zeer ingewikkelde toestand met wel zeven instelpot's en vier buizen in de AGC-versterker. (EK07-kenners bezwoeren me om 'daar nooit aan te komen'). Voor dat lineariseren deden ze bij R & S veel moeite. Ik denk dat dit een van de geheimen is waardoor die ontvanger zo weergaloos goed klinkt.

Met de (regel)buizen in het MF van destijds zou dat wel eens eenvoudiger kunnen gaan dan met dual gate MOS-FETs of een MC1350. Zeker, die buizenboeren moesten het lineariseren ook met buizen doen en dat was, gezien een heel chassis vol met onderdelen, blijkbaar ook niet eenvoudig.

Het lineariseren

Als voorbeeld neem ik de regelkarakteristiek van de MC1350 (zie figuur 3). Om te beginnen zien we dat de stroom naar de AGC-ingang niet lineair toeneemt met de spanning: bij 5 V moet er 0,1 mA in en bij 6,75 V 0,2 mA. Dat lossen we op met een op amp. De ingangsimpedantie daarvan is zeer hoog. Van die stroom zien we niets meer terug. Bovendien kunnen we het aangrijppunt verleggen met de DC-instelling. Die maken we met een zenerdiode (Z) om te voorkomen dat troep op de voedingsspanning in het AGC-circuit komt (zie figuur 4).

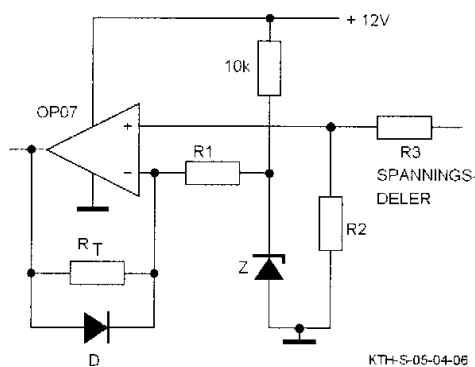


Fig. 4

Als we er bovendien voor zorgen dat de DC-versterking van die op amp bij een uitgangsspanning tussen 5 en 6 V 4 x is en tussen 6 en 7 V 1 x, dan begint het al ergens op te lijken. De knik bij 6 V in figuur 3 zal dan aardig weg zijn.

Aan de ingang van de op amp krijgen we zodoende een nieuwe hoogohmige gelineariseerde AGC-ingang die van bv. 5 – 6,25 V loopt. Het stuk tussen 5 en 6 V is immers tot een kwart 'geslonken' doordat de versterking daar 4 x is.

Hoe maak je die spanningsafhankelijke versterking?

Het eigenlijke lineariseren begint nu pas. Een versterker die 4 x versterkt, is niet moeilijk. Door de juiste waarden voor R_T en R_1 te kiezen (zie figuur 4), is dat voor de bakker:

$$G = 1 + R_T / R_1 = 4$$

De waarden voor R_T en R_1 kunnen we vrij kiezen als R_T maar 3 x zo groot is als R_1 .

Let op, nu komt het. Boven de 6 V uitgangsspanning willen we een versterking van 1 x hebben. Dan moet R_T dus nul worden volgens de formule! Dit kunnen we bereiken door over R_T een (ideale) diode te zetten die open gaat boven de 6 V uitgangsspanning. Hmm. Dat zal dus niet lukken met praktische diodes.

Opnieuw:

Tussen de 5 en 6 V uitgangsspanning moet de versterking 8x zijn en tussen 6 en 7 V 2x. Dan hebben we ook een verschil van 4 x. Nu geldt:

$$G = 1 + R_T / R_1 = 8$$

De waarden voor R_T en R_1 kunnen we weer vrij kiezen als R_T maar 7 x zo groot is als R_1 . Boven de 6 V moet de versterking 2 x worden, met andere woorden R_D (de weerstand van de doorlatende diode) parallel aan R_T moet dan gelijk zijn aan R_1 . Dat is te doen. We kunnen daar een hoop aan rekenen, maar het zal toch blijken dat de waarden met de MC1350 eraan een beetje anders moeten zijn. Laten we maar eens beginnen met $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_T = 15 \text{ k}\Omega$, $D = \text{BAX12}$ en een zenerdiode van 5 V.

Is dit wel goed zo? De ingangsspanning van de op amp zal nu slechts iets meer dan een halve volt hoeven te variëren om de MF-versterker volledig te regelen. Als we 'de oude 2 V' weer willen hebben, dan kan dat door aan de ingang met twee weerstanden een spanningsdeler van 4 x te maken. Dat moest toch al om nog voldoende uitgangsspanning uit de LF-versterker te krijgen.

NB.: We zullen wat moeten spelen met de spanningsdeler ($R_2 - R_3$) vóór de op amp, de zenerspanning en de waarden van R_1 , R_T en verschillende diodes om een lineaire karakteristiek te krijgen. Daar zullen nog aardig wat uurtjes in gaan zitten, afhankelijk van hoe precies we te werk willen gaan.

Hoe meten we de lineariteit?

Het was allemaal begonnen om een lineaire (eigenlijk logaritmische!) S-meter. Laten we het daar dan ook maar mee meten. Als die schaal 'recht' is, is de AGC-ingang ook recht. Hoe dan ook, we nemen eerst een echte hoogohmige meter en sluiten die aan over C (figuur 1). We stoppen het op amp-spul van figuur 4 in blokje 1 van figuur 1. We maken C flink groot (200 μF of zo) en R iets van 50 k Ω . Blokje 2 bevat de 1 : 7 trafo, de diode wordt vervangen door een Grätz-schakeling als we dubbelzijdig gelijk willen richten. Mocht er enige instabiliteit ontstaan, dan zetten we voorlopig een weerstand tussen de Grätz en C. We gaan statische metingen doen zodat we ons nog geen zorgen hoeven te maken over aanspreektijden en ander dynamisch gedrag. De versterking van de voorversterker stellen we zo in dat er (zonder ingangssignaal op de ontvanger) een zacht doch

duidelijk geruis te horen is. Vervolgens sluiten we een signaalgenerator met een geijkte verzwakker aan. De ontvanger in de stand SSB (mochten er meer standen op zitten) en de generator / ontvanger zo afstemmen dat een toon van ongeveer 1 kHz hoorbaar wordt. Zo, en nu begint het spel: generatorniveau van S1 tot S9+30 dB in stapjes van bv. 6 dB opdraaien en op de meter kijken. **Die meter moet over C staan, niet over de AGC-ingang van de MC1350!** Schrijf de waarden op en maak even een grafiekje, zodat je weet wat je aan Z , R_1 , R_T en de diode moet prullen om de zaak lineair te krijgen.

In mijn ontvanger zit een MC1350 die voorafgegaan wordt door een dual gate FET die ik gefabriceerd heb met twee stuks J310 boven elkaar. Er zit een heel gedoe omheen om te zorgen dat de AGC daar later op aangrijpt dan op de MC1350 om een goed ruisgetal te waarborgen. Dat vertel ik een andere keer.....

Welke componentenwaarden vond ik?

Uitgaande van een C van 40 μF vond ik een R van zo'n 1,5 M Ω om een prettig werkende AGC te krijgen. Die R werd opgebouwd uit $R_2 = 390 \text{ k}\Omega$ en $R_3 = 1 \text{ M}\Omega$ (zie figuur 4). Voor alle duidelijkheid: R in figuur 1 is deze spanningsdeler. Na een dag experimenteren, vond ik: $Z = 3,8 \text{ V}$, $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_T = 5,6 \text{ k}\Omega$, $D = \text{BAX12}$. De AGC werkt bij mij vanaf -100 dBm tot 0 dBm (jawel) redelijk lineair. De spanning over C loopt daarbij van 6,5 - 23 V². Als ik de zaak echt lineair wilde krijgen, zou de spanning over C meer dan 100 V worden. (Dat heeft te maken met de karakteristiek van de gekozen BAX12.) Dat kon ik niet volhouden omdat de op amp aan de spanningsdeler dan overstuurd werd. Ik werk met een voedingsspanning van 12 V dus.... Er zijn grenzen.

S-meteraansluiting

Nogmaals, de S-meter moet op de een of andere manier de spanning over C meten, *niet* die over de AGC-ingang van de MC1350. Die blijft natuurlijk even krom.

Een meter in serie met de spanningsdeler R_2 en R_3 ? Dat kan in principe. De stroom wordt daar hooguit $23 / 1,39 \text{ M}\Omega = 16,5 \mu\text{A}$. Dat wordt een duur en kwetsbaar metertje. Er zal dus een ander schakelingetje voor bedacht moeten worden. Het werd een op amp met FET-ingang als volger.

Als de AGC pas bij S5 aanspreekt, zal de schaal onder de S5 natuurlijk niet logaritmisch zijn. Als jou dat erg hindert, maak je de uiteindelijke S-meterschakeling zo dat die pas bij S5 begint, toch? En als je met alle geweld een (denkbeeldige) uitslag wilt zien bij S1 die niet al te ver afwijkt van de schaal-daar-boven, wil een diode in serie met de S-meter wel eens helpen: de meter komt dan wat 'trager' uit de hoek. Dit laat ik aan de fantasie van de lezer over, te meer daar dit van geval tot geval zal verschillen.

Stabiliteit

Hoe meet je die? Je kunt natuurlijk een zg. open-loop-meting doen en hier een Bode-diagram van tekenen. Dat is de professionele manier. Ik zeg je dat dat geen sinecure is. Er is een eenvoudigere oplossing: de dynamische meting bij een gesloten lus.

Wanneer kan instabiliteit optreden?

Laten we eerst vaststellen dat de lus open is als de AGC-spanning terugloopt, m.a.w. als de detectiediode gesperd is. Dat is het geval buiten de pieken van de spraak. In die situatie kan de lus dus ook niet instabiel zijn. De snelheid waarmee de AGC terugloopt (en dus de versterking in het middenfrequent toeneemt) wordt bepaald door de RC-tijd in de detector.

Instabiliteit kan dus alleen optreden als de detectiediode geleidt. Het gaat dan om de RC-tijd die de detectordiode vormt met de condensator er achter ($R_D C$). De weerstand (van 1 M Ω) over deze C doet er dan niet toe.

De lus is dus gesloten bij een *toename* van het ingangssignaal. De stijgtijd van de AGC-spanning wordt mede bepaald door $R_D C$ en de uitgangsweerstand van de LF-versterker. C dus niet te groot (47 μF) en stevige diodes gebruiken in de Grätz-schakeling. De LF-versterker is ontworpen om een 4- Ω -luidspreker van een paar watt te voorzien, dus daar hoeven we niet naar om te kijken.

De stijgtijd hangt mede af van de lusversterking! Ergo, de $R_D C$ is afhankelijk van de lusversterking wat stabiliteit aangaat. Bij een gekozen diode zal C groter moeten worden bij een grotere lusversterking. Maak die dus niet te groot.

Hoe gaan we te werk?

We sluiten de meetzender aan op de ontvanger en stemmen de zaak weer zo af dat er zo'n 1000 Hz uit de speaker komt. We stellen de generatorspanning in op ongeveer S5, trekken de plug uit de ontvanger en wachten tot de versterking helemaal is opgekomen (ruis). We kunnen dat ook zien op de (voorlopige) S-meter. Als we de plug weer aansluiten (niet vastdraaien), horen we een inschakelverschijnsel met daarna de toon van 1000 Hz. Wat niet mag gebeuren is dat er eerst een klap uit de luidspreker komt, **dan een tijd (soms minuten lang) niets** waarna de toon aarzelend aanzwelt. Als dat gebeurt is de gesloten lus instabiel.

Gaat dat goed dan proberen we hetzelfde met S6, S7 etc. tot S9+30 dB. Het aardige is nu dat bij een gelineariseerde AGC het ingangsniveau er niet meer toe doet. Voordat ik gelineariseerd had, leek alles goed te gaan tot zo'n S9+10 dB. Dan ineens sloeg de ontvanger dicht en moesten er maatregelen genomen worden die het dynamische gedrag bij bv. S8 verslechterde. Het was nog raadselachtiger: bij S9+10 dB ging het *soms* fout, bijvoorbeeld als ik de AGC niet helemaal liet teruglopen maar de plug weer in de ontvanger stak als de S-meter teruggelopen was tot zo'n S7. Om gek van te worden.

Probeer niet alleen met 1000 Hz maar ook bij zeer lage frequenties!

Wat te doen bij een instabiele lus?

Ik hoop eigenlijk dat de lus de eerste keren instabiel is! Je kunt dan de grens van de instabiliteit opzoeken om een zo kort mogelijke aanspreektijd te krijgen. Als de lus instabiel is, beginnen we met in serie met C een weerstandje op te nemen (R_s in figuur 1). Dat lijkt gek maar het helpt! Dat verzin je niet, gaat tegen je gevoel in, maar blijkt uit de theorie! Soms toch ergens goed voor. Een paar ohm is vaak al voldoende. Verder dan 100 Ω moet je niet gaan. Is de lus dan nog instabiel dan moet de versterking verkleind worden. Dat kan op alle plaatsen in de lus. Het is echter niet eenvoudig

om dat in het DC-gekoppelde gedeelte achter de detector te doen. Begin eerst maar eens om de LF-voorversterking te verkleinen (meer tegenkoppelen). Mocht dat allemaal niet baten dan maak je C groter. In het allerlaatste geval zet je een weerstandje in serie met de Grätz. Dat is in feite capacitoren. De aanspreektijd wordt hierdoor groter! Het moet op te lossen zijn met het weerstandje in serie met C en door de lusversterking te verkleinen. Een heel gedoe!

Is de lus stabiel dan kan er nog altijd een klap uit de luidspreker komen bij het insteken van de generatorplug. De AGC komt immers altijd te laat. We zagen eerder dat dubbeffasig gelijkrichten helpt. Als er verschillende taps op dat trafootje zitten, kun je ook daar de versterking mee instellen. Kortom, het kan nog aardig wat hoofdbrekens kosten. Niet aflaten, gewoon een tijdje wegleggen en nog eens proberen. Wie weet schiet je op een nacht wakker met BINGO!

Resultaten

Voorheen zat C bij mij direct aan de AGC-ingang van de MF-versterker waar stroom in moest die niet lineair met de spanning over C verliep! C moest nogal groot zijn om enigszins acceptabel audio te krijgen. Ik nam mij voor daar ooit nog eens iets aan doen.

Toen ik op een nacht Cor PAØCHN met Ad PA3BFJ in QSO hoorde over het lineariseren van de S-meter in de HartKit, (Ad had een mooie meter die afweek van de specs voor de HartKit en die hij toch wilde gebruiken) was dat de trigger om mijn AGC en belabberde S-meter-schaal eens aan te pakken.

Ik had nog nooit gemeten hoe die stroom naar de MF-versterker verliep. Dat dat zo'n zootje was had ik niet vermoed. Door het tussenschakelen van een op amp was dat opgelost. Dat gaf al zo'n enorme verbetering voor de stabiliteit van de lus zonder allerlei trucjes dat ik aanvankelijk niet zo'n zin meer had in het lineariseren. Nu dat echter ook gedaan is, herken ik mijn ontvanger niet meer: de rust die er van uitgaat en de verbetering van de audiokwaliteit, stemt mij zeer verheugd. De ontvanger kan nu de toets met de EK07 doorstaan en dat wil wat zeggen.

Hang-AGC

Sommigen zijn gek op een hang-AGC. Wat dat is? Wel, als het ingangssignaal wegvalt, blijft de AGC-spanning nog even hangen op het laatste niveau om daarna *snel* af te vallen. Dat kan bij lokale QSO's zeer rustig aandoen als de hangtijd niet te kort is en / of het tegenstation niet te veel op afbetaling praat, anders wordt het een hakkelig gedoe. Het werkt alleen goed als er nauwelijks of geen inschakelverschijnselen zijn, dat wil zeggen als de AGC een zeer korte aanspreektijd heeft zonder vervorming.

Ik heb indertijd in mijn hybride ontvanger (alle HF met buizen en de rest met halfgeleiders) eens een hang-AGC gemaakt die zo ontzettend mooi was dat ik niet begreep dat het maken van een goede AGC een probleem kon zijn. Gewoon beginnersgeluk. Ik heb het ding indertijd gesloopt, het was verder een kring van een ontvanger die 2010: instabiel, vreselijk niet-lineaire frequentieschaal, zeventhonderd verschillende voedingsspanningen, niet te tillen..... Nu zit in het frame daarvan mijn balanseindtrap met twee maal QE08/200. Het frame heb ik in mijn HTS-tijd nog eens gelast uit hoekstaal 20 x 20 x 3.

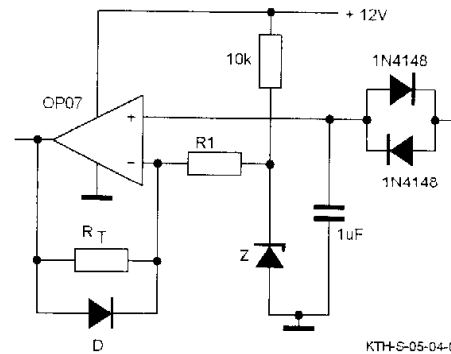


Fig. 5

Terug naar dit verhaal.

In onze schakeling zou hang-AGC verwezenlijkt kunnen worden door 'speling' aan te brengen tussen de detector en de lineariserings-op-amp met twee diodes anti-parallel (zie figuur 5). Over de ingang van de op amp zetten we nog een C van ongeveer 1 µF, niet méér! R kunnen we dan een stuk kleiner kiezen dan 1 MΩ⁶. Wat gebeurt er nu? De ene diode neemt de ingang van de op amp 'mee naar boven' als de spanning over C toeneemt. Als de spanning over C daalt doordat het ingangssignaal kleiner wordt of wegvalt, daalt de ingang van de op amp pas als de spanning over C met meer dan een volt gedaald is (2 x de doorlaatspanning van de diodes) doordat die 1 µF de spanning over de hoge ingangsimpedantie vasthoudt. That's all. De verhouding tussen hangtijd en de snelheid van afvallen kan veranderd worden door andere diodes te kiezen: silicium, schottky, germanium desnoods, of een combinatie daarvan.

Hier moet je zeker niet aan beginnen voordat 'de gewone AGC' vlekkeloos werkt.

'Tegenhang'-AGC

Elk jaar doe ik mee aan de Jamboree on the Air. Mijn Atlas 210-transceiver is altijd van de partij. Uiteraard test je het spul nog even voordat je het in de auto laadt.....

Het was me al eens eerder opgevallen dat de S-meter van de Atlas niet stil staat als je naar een station luistert: die blijft wel 10 dB 'zwarberen'. Bovendien valt de AGC nogal snel af. Ik wilde aan dat laatste wat doen (grotere RC-tijd).

Bij het spitten in de schema's (niet zo eenvoudig omdat de schema's per printplaat gegeven worden en logische functies over een aantal printen verspreid liggen) zag ik dat er in de AGC gebruik gemaakt wordt van twee RC-tijden die bovenop elkaar staan: 47 µF parallel aan 1 MΩ (met de ene kant aan aarde) en 'daar bovenop' 4 µF met 1 kΩ die aan de bovenkant aan de AGC-leiding hangt (zie figuur 6). Dezelfde schakeling wordt ook gebruikt voor de ALC met de nodige omschakelingen, wat de zaak behoorlijk ingewikkeld maakt. Waarom mensen zulke gedochten fabriceren is mij een raadsel. Zoveel onderdelen bespaar je er niet mee.

Na een uurtje puzzelen en proberen begreep ik de werking: bij korte (stoor-)impulsen wordt de 4 µF snel opgeladen en weer snel ontladen door de 1 kΩ. De 47 µF wordt nauwelijks geladen met als gevolg dat de ontvanger niet lange tijd doof wordt door een stoortje. De detectorschakeling kan die

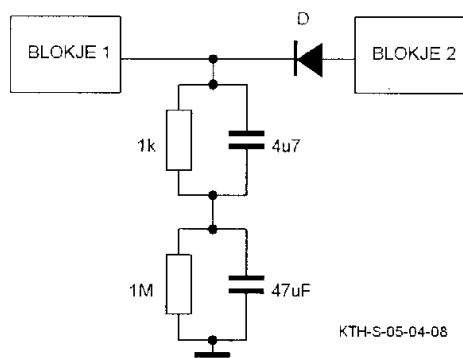


Fig. 6

4 μ F zeer snel laden zodat er weinig of geen vervorming optreedt. De 47 μ F wordt pas goed opgeladen als het signaal wat langer aanwezig blijft en valt ook niet snel af. Toch kun je een veel zwakker station horen als een grote jongen zwijgt. Immers de ontvanger wordt snel zo'n 10 dB gevoeliger door de 4 μ F en de 1 k Ω en blijft daar langer hangen door de 47 μ F en de 1 M Ω . Het werkt net andersom als een hang-AGC, vandaar de titel 'tegenhang-AGC' boven deze paragraaf.

Voor het lokale verkeer is dat een beetje onrustig. Voor DX of bij onweerstoringsen werkt het echter prima. Er was op de bewuste middag nogal wat static, dus vergeleek ik mijn eigen ontvanger met de Atlas en ik moet zeggen dat de Atlas bij deze omstandigheden won! Ik ben van plan om deze schakeling in mijn eigen ontvanger te proberen met een schakelaartje over de bovenste RC-combinatie van 4 μ F en 1 k Ω . Dan kan ik kiezen.

Volumeregeling voor de luidspreker

Als laatste: hoe regel je het geluidsniveau uit de luidspreker als er nergens een potmeter in zit? Wel, direct voor de luidspreker dan maar. Ik heb daar een 100 Ω draadgewonden potmeter zitten. Die potmeter is natuurlijk lineair. Toch krijg je bij het aansluiten van een (4 Ω) luidspreker een heel aardig regelgedrag. Dat is niet echt logaritmisch maar toch zeer acceptabel.

Er is een kanttekening: de luidspreker wordt bij lagere geluidssterkten nauwelijks elektrisch gedempt. Dat moet je dus met dempingsmateriaal in het niet te groot gesloten luidsprekerkastje doen. Daar heb ik indertijd een verhaal over gepubliceerd:

'Luidspreker voor communicatiedoeleinden' 1990, Electron augustus, blz. 425, of
'A loudspeaker for communication' 1991, RadComm January, page 42.

E-mail

Reacties op mijn artikel(en) zijn altijd welkom. Ik ben erg blij met de vele e-mails die ik mocht ontvangen naar aanleiding van mijn vorige publicatie 'Excellente kortegolf-ontvangers' in QRP Nieuwsbrief nr. 114.

Succes met dé hobby,
73 de PAØSU,
Herbert

- - -

¹ met 'leeg' bedoel ik dat de ingang rechtstreeks doorverbonden is met de uitgang

² denk erom, ik heb het hier niet over overshoot door instabiliteit. Dat komt straks.

³ dat is uitgesmeerd over 1 ms. Bij een middenfrequentie van bijv. 9 MHz zijn dat 9000 piekjes van enkele honderden milliampères.

⁴ later bleek de trafo bij lage frequenties in verzadiging te raken. Een weerstandje van 2 Ω in serie met de primaire van de trafo bleek uitkomst te bieden. De bronweerstand wordt dan: $3 \times 7^2 = 220 \Omega$.

⁵ kies een elco'tje van voldoende hoge spanning!

⁶ ik zie even af van de spanningsdeler. Het gaat nu om het principe.

Worked - Benelux QRP Club - A - 1 - 11111 -