

Breedbandige actieve antennes voor 5 kHz tot 30 MHz

Dit artikel beschrijft het ontwerp van een nieuw type actieve antenne bestaande uit een korte antennestaaf en een direct daarmee verbonden versterker met een lage ingangsimpedantie. Als gevolg van deze lage impedantie kan aan de ingang geen signaalspanning ontstaan en is het mogelijk de antenne vrijwel zonder kwaliteitsverlies te beveiligen tegen statische ontladingen.

De actieve antenne kan worden beschouwd als een sensor van het elektrische veld met een nauwkeurige en frequentie-onafhankelijke responsie. Een uitgangsimpedantie van 50 Ω maakt het mogelijk ontvangers op grote afstand via een 50 Ω coax kabel van signaal te voorzien. De antenne kan grote veldsterkten verwerken (groter dan 10 V/m) en kan een uitgangsvermogen groter dan 100 mW aan de ontvanger leveren.

Met een passieve antenne in combinatie met een antennekabel en een conventionele communicatie-ontvanger is het niet mogelijk om een bevredigende ontvangst te realiseren in een frequentieband die zowel zeer lage (< 50 kHz) als hoge (tot 30 MHz) frequenties omvat. Dat dit niet lukt is met name het gevolg van de eigenschappen van de antennekabel. Gezien in de richting van de antenne varieert de impedantie sterk met de frequentie en de lengte, omdat de antenne voor geen enkele frequentie een impedantie heeft gelijk aan de karakteristieke impedantie van de kabel. Als gevolg hiervan varieert de invloed van de equivalente ingangs-ruisbronnen van de ontvanger sterk en is niet voor alle frequenties een goede signaal-ruisverhouding te garanderen.

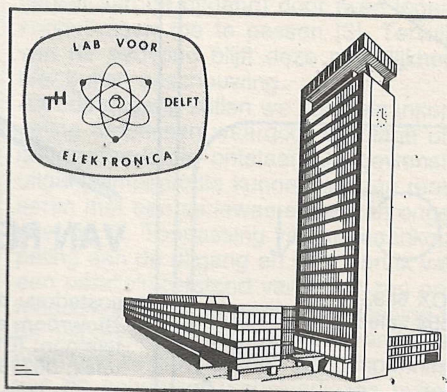
De ontvanger is zo ontworpen dat voor een 50 Ω bronimpedantie de ruisfactor klein is. Een manier om de invloed van ontvanger-ruis en antennekabel klein te houden is het toepassen van een aanpassingsnetwerk bij de antenne dat bij iedere te ontvangen frequentie zo wordt afgeregeld, dat wel een karakteristieke kabelafsluiting wordt verkregen. Dit vergt een op afstand bestuurd circuit dat de gewenste impedantiëtransformatie realiseert onder nauwkeurige gelijkloop met de afstemfrequentie van de ontvanger. Een dergelijke oplossing is onpraktisch; bovendien kan men een dergelijke antenne slechts in combinatie met één ontvanger gebruiken. Om het genoemde probleem van de afstemming op afstand het hoofd te bieden, kan men ontvanger en antenne zo dicht mogelijk bij elkaar brengen, zodat de invloed van de kabel wordt geminimaliseerd. Een dergelijke aanpak is bijvoorbeeld mogelijk in draagbare radio's en wordt ook toegepast in autoradio's. In het laatste geval is echter nog een kabel

noodzakelijk met een lengte van één à twee meter.

Een andere oplossing voor het probleem, waarbij het gebruik van zeer lange kabels (mits de demping niet te groot wordt) mogelijk wordt, is het gebruik van een actief aanpassingsnetwerk – een versterker – direct bij de antenne. De voeding van de versterker kan op eenvoudige wijze plaats vinden via de kabel. In overeenstemming met het gangbare gebruik noemen we een dergelijke combinatie van een passieve antenne en een direct daarbij geplaatste versterker die via de kabel wordt gevoed, een actieve antenne.

We zullen in dit artikel het ontwerp van een dergelijke actieve antenne bespreken. Het passieve antennedeel bestaat uit een staaf met een lengte van 50 cm en een doorsnede van 3 cm.

Deze actieve antenne, die voor professionele doeleinden is bestemd, is geschikt voor het frequentiegebied van 5 kHz ... 30 MHz, kan zeer grote veldsterkten verwerken (≥ 10 V/M) en draagt slechts in geringe



SAMENWERKING MET TECHNISCHE HOGESCHOOL

In Nederlandse vakbladen wordt slechts zelden melding gemaakt van het op de Nederlandse Technische Hogescholen verrichte onderzoek op het gebied van de elektronica. Doorgaans publiceert de onderzoeker de resultaten van zijn werk in internationaal bekende wetenschappelijke tijdschriften (zoals bijv. de IEEE Transactions en Journals). In ons eigen land worden dergelijke tijdschriften hoofdzakelijk gelezen in de onderzoekslaboratoria van grote bedrijven en instellingen. De betreffende informatie dringt waarschijnlijk nauwelijks of in het geheel niet door tot de kleinere bedrijven. Dit gebrek aan kennisoverdracht zou wel eens een belangrijke belemmerende factor kunnen vormen bij de produktinnovatie, omdat juist de moderne elektronica een belangrijke rol speelt bij het vernieuwen van het produktenpakket. Om in deze situatie mogelijkwijs verbetering te brengen, is door het Laboratorium voor Elektronica, in overleg met de reactie van dit tijdschrift het initiatief genomen om meer bekendheid te geven aan de onderzoekactiviteiten, die binnen het laboratorium plaatsvinden op het terrein van de analoge elektronica. Daartoe zal in een reeks artikelen een beeld worden geschetst van het onderzoekprogramma en de daaraan ten grondslag liggende filosofie. Wij hopen dat deze artikelenreeks een goede indruk zal geven van de specifieke beschikbare deskundigheid op het laboratorium en dat dit zal leiden tot intensievere contacten en vruchtbare samenwerking met bedrijven en instellingen.

De mogelijkheden tot samenwerking variëren van vrijblijvende contacten tot contractresearch en kunnen als volgt worden omschreven.

- *Vrijblijvend gesprek* – medewerkers van het Laboratorium zijn graag bereid om van gedachten te wisselen over technische problemen op hun vakgebied.
- *Verkennd onderzoek* – als een technisch probleem duidelijke raakvlakken heeft met één van de onderzoekprojecten van het Laboratorium is het mogelijk om een vrijblijvend verkennend onderzoek toe te vertrouwen aan studenten in de afstudeerfase o.l.v. laboratorium-medewerkers. Deze werkwijze kan leiden tot adoptie van het probleem als onderzoekproject.
- *Ontwikkeling* – na een succesvol verlopen vooronderzoek kan een bedrijf een pas-afgestudeerde in dienst nemen om het probleem verder uit te diepen of schakelingen en/of apparatuur uit te ontwikkelen. In het kader van een speciaal hiervoor geschapen regeling kan gebruik worden gemaakt van de faciliteiten van het Laboratorium.
- *Contractresearch*

Het Laboratorium voor Elektronica is gehuisvest op de 18e etage van het gebouw voor Elektrotechniek, Mekelweg 4, Delft. Het Laboratorium is telefonisch bereikbaar onder nummer (015) 78 61 80 (mevr. J. Verwaal-Rüenga).

mate bij aan de ruis van het totale ontvang-systeem.

Omdat de versterker wordt opgebouwd met behulp van niet-lineaire actieve componenten (junctie FET's en bipolaire transistoren), is de overdracht ondanks sterke tegenkoppeling onvermijdelijk enigszins niet-lineair, hetgeen leidt tot een zekere hoeveelheid intermodulatie en kruismodulatie. Het gedrag in dit opzicht laat zich prettig karakteriseren met zogenaamde *intercept* punten.

De gerealiseerde actieve antenne heeft binnen z'n uitsluitingsgrenzen een zeer geringe niet-lineariteit. Het tweede graads intercept punt is groter dan 70 dBm; het derde graads groter dan 50 dBm. We zullen deze specificatie verderop in dit artikel nader toelichten.

Alvorens het ontwerp te bespreken, zullen we het ontvangsysteem – gevormd door passieve antenne, versterker, kabel en ontvanger – nader beschrijven.

BESCHRIJVING VAN HET ONTVANGSYSTEEM

De actieve antenne bestaat zoals gezegd uit een passieve staafantenne en een aan het voetpunt daarvan aangesloten versterker. Het elektrische vervangingsschema van de passieve staafantenne is getekend in figuur 1. Hierin is h_{eff} – de effectieve hoogte – een evenredigheidsconstante die aangeeft in welke spanning de elektrische veldcomponent van het elektromagnetische veld wordt omgezet. Verder is E de elektrische veldsterkte ter plaatse en C_a de antenne capaciteit. Een dergelijke korte antenne heeft – zolang de lengte l veel kleiner is dan de golflengte λ – een te verwaarlozen stralingsweerstand en gedraagt zich vrijwel zuiver capacitief (De antenne is op grond hiervan ongeschikt om als zendantenne te fungeren). De antennecapaciteit bedraagt voor de hier besproken antenne ongeveer 10 pF. De effectieve hoogte van deze antenne is ongeveer gelijk aan de halve lengte: $h_{eff} \approx 1/2 l$.

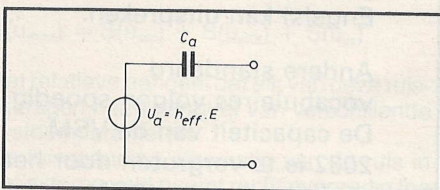


Fig. 1 Vervangingsschema van een korte staafantenne, $l \ll \lambda$.

Het veld dat wordt ontvangen hangt af van de wijze waarop de antenne wordt gemon-teerd. Plaatsing op een hoge mast kan het veld in een bepaald frequentiegebied flink vergroten en elders verzwakken. We zullen ons distantiëren van het plaatsingsprobleem; de geïnteresseerde lezer zij verwezen naar de literatuur [1].

We kunnen aan de hand van fig. 2, waarin het complete ontvangsysteem is geschetst, de functie van een breedbandige actieve antenne als volgt formuleren. De informatie, aanwezig in het elektromag-

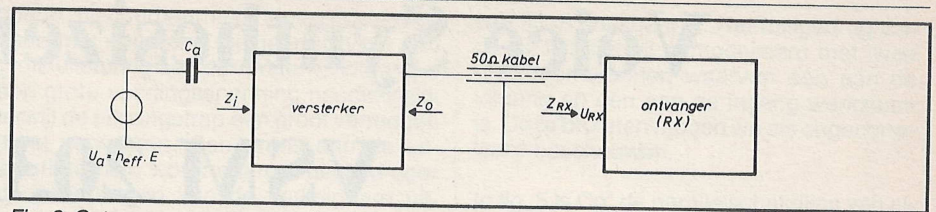


Fig. 2 Ontvangsysteem met actieve antenne.

netische veld, dient te worden omgezet in een spanning U_{RX} aan de ingang van de ontvanger. De overdrachtsfunctie $h_{ab} = U_{RX}/E$ (de effectieve actieve antennehoogte) moet zo lineair, ruisarm en nauwkeurig mogelijk worden gerealiseerd. Daarnaast is het nodig aan de ingang van de versterker een beveiliging van de ingangscapaciteit aan te brengen om te voorkomen dat deze door statische ontladingen wordt vernield. Voor dit doel kunnen twee antiparallel geschakelde snelle en ruisarme dioden worden gebruikt, parallel aan de versterker-ingang.

De uitgangsimpedantie van de versterker wordt gelijk aan 50Ω gekozen hetgeen overeenkomt met de algemeen gebruikelijke karakteristieke impedantie in radio-ontvangsystemen.

In andere toepassingen van actieve antennes kan deze laatste eis van een 50Ω uitgangsimpedantie soms vervallen.

We zullen ons nu eerst bezighouden met de vraag wat een gunstige versterkerconfiguratie is in verband met de eigenschappen van bron en belasting.

GEWENSTE OVERDRACHT VAN DE VERSTERKER

Om de gewenste zeer goede lineariteit van de versterkeroverdracht te kunnen realiseren is het gunstig tegenkoppeling toe te passen en daarbij de lusversterking groot te maken.

Aan het aantal versterkertrappen dat in de tegenkoppellus kan worden opgenomen is een grens gesteld door de mogelijkheid van instabiliteit.

Men kan verschillende typen tegenkoppeling overwegen. Beperken we ons tot het toepassen van één tegenkoppellus, dan zijn er vier fundamenteel verschillende mogelijkheden, zoals werd uiteengezet in een eerder artikel [2].

De realisatie van een 50Ω uitgangsimpedantie kan in principe het beste worden gerealiseerd (zonder belangrijk vermogensverlies aan de uitgang) door twee tegenkoppellussen toe te passen [3]. Terwille van de eenvoud blijft deze mogelijkheid hier buiten beschouwing.

Aan de uitgang zullen we parallel-aankoppeling toepassen waardoor een lage uitgangsimpedantie ontstaat. De gewenste uitgangsimpedantie kunnen we dan realiseren met een serie-weerstand van ongeveer 50Ω . Toepassing van serie-aankoppeling aan de uitgang en het gebruik van een parallelweerstand van 50Ω zou ook mogelijk zijn. Bij de gekozen oplossing is de uitgangsspanning van de versterker twee keer zo groot als de ingangsspanning van de ontvanger (kabelverliezen buiten

beschouwing gelaten). Bij de tweede oplossing geldt dit voor de stromen.

Aan de ingang hebben we eveneens de keuze tussen serie- en parallel-aankoppeling. Men kan aantonen dat de één of de andere wijze van aankoppeling in principe de signaal-ruisverhouding niet verschillend beïnvloedt (zie bijv. [4]). Onze keuze zal dus op grond van andere overwegingen tot stand moeten komen.

De passieve antenne gedraagt zich als een lineaire transducent (lineaire omzetting van het elektrisch veld in een elektrische grootte). Men kan daarom even goed de *open spanning* als de *kortsluitstroom* als het gewenste informatiedragende signaal beschouwen. (Dit zijn de enige twee mogelijkheden bij toepassing van één tegenkoppellus [2]).

Het benutten van de kortsluitstroom als de signaalinformatie is om verschillende redenen te prefereren. Een belangrijke overweging om af te zien van serie-aankoppeling is dat een hoge ingangsimpedantie ontstaat, waaraan parallel parasitaire capaciteit aanwezig is afkomstig van de beveiligingsdiodes en de lastig te vermijden terugwerkingscapaciteit van de actieve component aan de ingang. Niet alleen beïnvloedt deze totale parasitaire capaciteit de overdracht in kwantitatieve zin (nauwkeurigheid), maar ook in kwalitatieve zin (lineariteit) omdat de genoemde capaciteiten zowel onnauwkeurig bekende als spanningsafhankelijke (junctie)capaciteiten zijn. Bij toepassing van parallel-aankoppeling zijn weliswaar dezelfde capaciteiten aan de ingang aanwezig, maar er kan geen spanning over ontstaan en dus worden lineariteit en nauwkeurigheid niet ongunstig beïnvloed. De ingang noemen we virtueel ge-aard.

De kortsluitstroom I_k van de transducent wordt gegeven door $I_k = U_a j \omega C_a$ en is dus frequentieafhankelijk. Om een frequentieafhankelijke overdracht van de actieve antenne te realiseren moet de transimpedantie Z_i van de versterker een integrerend karakter hebben. Om dit te bereiken

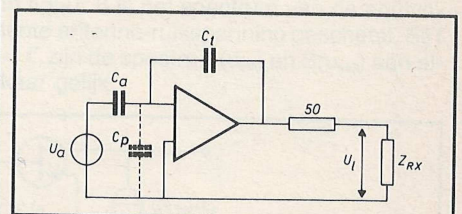


Fig. 3 Integrende transimpedantieversteker voor het verkrijgen van een frequentieafhankelijke overdracht van het antennesignaal.



moet de terugkoppelimpedantie met een condensator Ct worden gerealiseerd. In figuur 3 is de basisconfiguratie van de gewenste versterker getekend. De overdracht wordt nu (bij oneindig grote lusversterking) gegeven door:

$$A_{v_{\infty}} = \frac{U_i}{U_a} = -1/2 \frac{C_a}{C_t}$$

De parasitaire parallelcapaciteit Cp beïnvloedt de ideale overdracht dus niet, maar heeft wel invloed op de lusversterking. Van de configuratie van figuur 3 zullen we in het volgende het ruisgedrag bestuderen om na te gaan hoe de schakeling zo kan worden ingericht, dat de toegevoegde ruis klein blijft t.o.v. de reeds in het veld aanwezige ruis.

RUISBESCHOUWINGEN

We kunnen in de ruis van het complete ontvangstelsysteem drie bijdragen onderscheiden:

- De ruis in het externe elektrische veld, die een spanning in de passieve antenne produceert. Men kan deze schatten voor een bepaalde tijd en plaats met behulp van door de CCIR verstrekte gegevens [5]. We kunnen deze ruisbijdrage als een antennespanning $u_{aen} = e_{en} \cdot h_{eff}$ aangeven.
- De ruis geproduceerd door de versterker. We kunnen deze eveneens uitdrukken in een equivalente antennespanning u_{ea} mits de antenne-impedantie bekend is.
- De ruis van de ontvanger plus kabel, die we kunnen karakteriseren met een ruisfactor F_{RX} . We kunnen ook deze terugrekenen naar een equivalente antenne ruis spanning u_{eRX} .

Het vermogensdichtheidsspectrum van de totale equivalente ruis spanning $u_{eq,tot}$ kan dan worden geschreven als de som van alle naar de ingang teruggerekende spectra:

$$S(u_{eq,tot}) = S(u_{aen}) + S(u_{eRX}) + S(u_{ea})$$

Het relatieve aandeel dat elk van deze ruisbijdragen heeft hangt af van verschillende systeemparameters.

De ruis spanning afkomstig van de ruis in het externe veld neemt recht evenredig toe met de antennelengte en kan altijd groot worden gemaakt t.o.v. de andere bijdragen. Bij toenemende antennelengte neemt echter ook het totale antennesignaal toe en dient de versterker minder te versterken opdat aan de uitgang geen oversturing door sterke zenders plaats vindt. We streven daarom naar een zo kort mogelijke antenne, en we kunnen bijvoorbeeld toestaan dat de ruis afkomstig van ontvanger plus versterker even groot is als de bijdrage van de externe ruis.

De bijdrage van de ontvangerruis wordt klein als de versterking $1/2 C_a/C_t$ groot wordt gemaakt. Echter de uitstuurbaarheid aan de uitgang neemt dan af. Een compromis t.a.v. de versterking is dus nodig om een

goede uitstuurbaarheid te laten samengaan met een goed ruisgedrag. Voor een grote uitsturing aan de versterkeruitgang is een grote voedingsspanning noodzakelijk terwijl de uitgangstrap een groot vermogen moet verwerken. Een grens aan de uitstuurbaarheid wordt daarom gesteld door de beperkingen van de verkrijgbare uitgangstransistoren en de beschikbaarheid van gelijkstroomvermogen.

Alvorens een afweging te kunnen maken die tot een gunstige dimensionering leidt, dienen we nu eerst de verschillende ruisbijdragen afzonderlijk te bekijken.

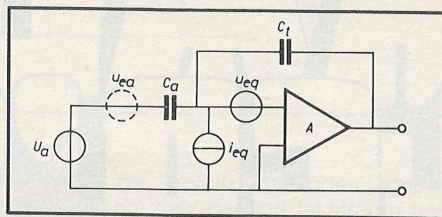


Fig. 4 Karakterisering van het ruisgedrag van de versterker met twee equivalente ruisbronnen.

RUIS VAN DE VERSTERKER

Om te zien met welke ingangscapaciteit de versterker het best kan worden toegevoerd, karakteriseren we eerst volgens figuur 4 het ruisgedrag van het actieve deel van de versterker (aangeduid met het driehoekssymbool) met twee equivalente ingangsrui bronnen u_{eq} en i_{eq} die we onafhankelijk van elkaar veronderstellen. Met behulp van de in een eerder artikel [6] besproken transformatie technieken (meer gedetailleerd te vinden in [7]) vinden we voor het spectrum van u_{ea} :

$$S(u_{ea}) = S(u_{eq}) \left(\frac{C_a + C_t}{C_a} \right)^2 + S(i_{eq}) \frac{1}{(\omega \cdot C_a)^2}$$

Omdat C_a zeer klein is (enkele picofarads), heeft de equivalente ruisstroom een grote invloed en zoeken we dus een ingangscapaciteit waarbij de ruisstroombron een zeer kleine waarde heeft.

Bij de bipolaire transistor kan men $S(i_{eq})$ klein maken door een zeer kleine instelstroom toe te passen. In dat geval wordt $S(u_{ea})$ echter relatief groot en daarom is toepassing van een veld-effect transistor gunstiger. Een junctie FET is te verkiezen boven een MOSFET, omdat de eerste een veel geringere $1/f$ ruis vertoont.

Om de ruisbijdrage van de tweede versterkertrap te minimaliseren wordt de junctie FET in de ingangstrap in gemeenschappelijke source schakeling toegepast [4]. Men kan afleiden (zie ook bijv. [4]) dat voor de berekening van het ruisgedrag het model

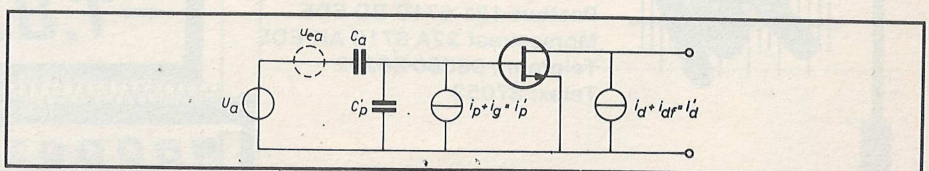


Fig. 5 Ruismodel ter berekening van u_{ea} .

van fig. 5 bruikbaar is. Het ruisgedrag van de FET is hierbij gemodelleerd met twee ruisstrombronnen waarvan één aan de uitgang en één aan de ingang werkzaam is. Deze bronnen mogen we als ongecorrigeerd beschouwen.

In fig. 5 is C_p' de parallelschakeling van alle parasitaire ingangscapaciteit (afkomstig van o.a. de beveiligingsdioden) en van de tegenkoppelcapaciteit C_t ; dus $C_p' = C_p + C_t$.

De ruisbronnen i_p en i_d vertolken respectievelijk de ruis van een instelweerstand (noodig om de gatepotentiaal vast te leggen) en van de hagelruis van de gatelekstroom. Het totale spectrum noteren we als een thermisch equivalent $S(i_p) = 4kT/R_{str}$, waarbij R_{str} een zeer grote waarde dient te hebben, zodat een zeer grote instelweerstand is vereist. Transformatie van de bron i_p naar een equivalente antenne-ruis spanning u_{ea1} levert op:

$$S(u_{ea1}) = \frac{4kT}{R_{str}} \frac{1}{(\omega \cdot C_a)^2} \quad (1)$$

De bronnen i_d en i_{dr} vertolken respectievelijk de thermische ruis van het kanaal van de FET en de $1/f$ ruis.

Het spectrum van i_d wordt gegeven door $S(i_d) = 4kTcg_m$, waarin c een constante is met een waarde tussen 1 en 2.

De thermische ruis i_d en $1/f$ ruis i_{dr} kunnen we samennemen tot één bron i_d' met een spectrum:

$$S(i_d') = S(i_d) + S(i_{dr}) = 4kTcg_m \left(1 + \frac{f_i}{f} \right)$$

Het terugrekenen van deze bron tot een antenneruis spanning u_{ea2} levert iets meer problemen op. We vermelden slechts het resultaat:

$$S(u_{ea2}) + 4kT \frac{c}{g_m} \left(1 + \frac{f_i}{f} \right) \left(\frac{C_{iss} + C_a + C_p'}{C_a} \right)^2, \quad (2)$$

met $C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$

Uitdrukking (1) beschrijft een spectrum dat naar lage frequenties met 6 dB/octaaf oploopt. Uitdrukking (2) geeft (afgezien van een naar lage frequenties met 3 dB/octaaf oplopend spectrum van de $1/f$ ruis) een frequentie-onafhankelijk verloop weer. Aan nemende dat een FET kan worden gevonden met een kleine waarde van f_i (bijv. $f_i < 10$ kHz) is het verantwoord de $1/f$ ruis te verwaarlozen.

In figuur 6 is het spectrum van de equivalente antenne-ruis spanning geschetst. Bij $f = f_i$ zijn de spectra $S(u_{ea1})$ en $S(u_{ea2})$ aan elkaar gelijk.

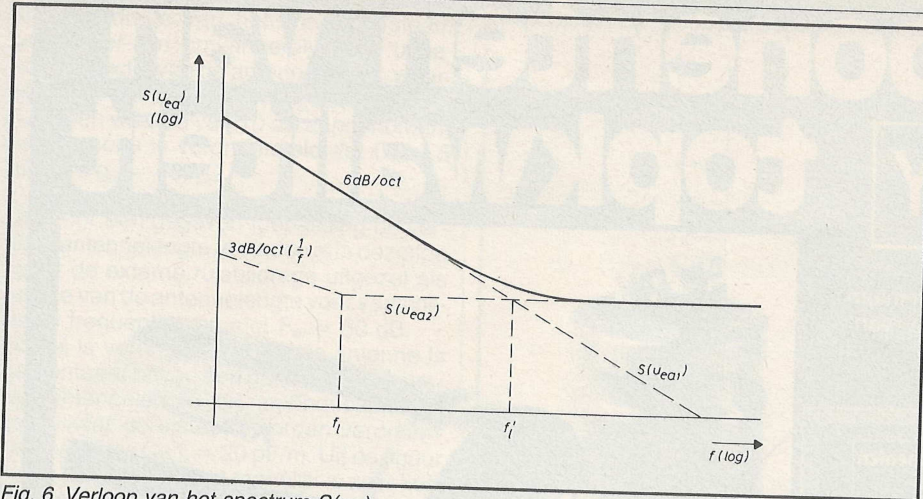


Fig. 6 Verloop van het spectrum $S(u_{ea})$.

Een getallenvoorbeeld:

Als de antenne een staaf is van 0,5 m lang en 3 cm doorsnede, dan bedraagt C_a ongeveer 10 pF. Voor een FET met $C_{iss} = 5$ pF en $c/g_m = 250 \Omega$ en een waarde van C_p' van 5 pF vinden we voor het spectrum van u_{ea2} :

$$S(u_{ea2}) = 16 \cdot 10^{-18} V^2/Hz$$

Opdat het frequentieafhankelijke deel van het spectrum geen rol van betekenis speelt, moet f_i in figuur 6 kleiner zijn dan de laagste te ontvangen frequentie. Voor de frequentie f_i volgt dan m.b.v. (1) en (2):

$$2\pi f_i < \sqrt{\frac{g_m}{cR_{str}(C_{iss} + C_a + C_p)^2}}$$

Om f_i kleiner te maken dan bijv. 50 kHz moet R_{str} groter zijn dan 100 M Ω . De FET,

evenals de beveiligingsdioden moeten hiertoe een zeer geringe lekstroom hebben, terwijl een zeer grote gate-instelweerstand noodzakelijk is. Overigens is de eis voor f_i meestal niet zo stringent omdat, zoals in de volgende paragraaf zal blijken, de ruisbijdrage uit het externe veld oploopt naar lage frequenties.

EXTERNE RUIS EN ONTVANGERRUIS

We zien vervolgens de invloed van de externe ruis en van de ontvangerruis zodat we op grond van een afweging van de verschillende invloeden van de ruisbijdragen in staat zijn tot een gunstige dimensionering van het systeem te komen.

Figuur 7 toont het typische verloop van de verwachte ruisveldsterkte voor een zekere

tijd en plaats, zoals dit berekend kan worden uit de eerder genoemde CCIR gegevens. De figuur toont slechts twee krommen, die ongeveer de uitersten zijn waartussen de ruisniveaus variëren. De grootte F_{am} is een soort ruisfactor voor 1 MHz die gedefinieerd wordt in het CCIR rapport.

Als de ruisfactor F_{RX} van de ontvanger bekend is en de uitgangsimpedantie van de versterker bedraagt 50 Ω , dan kan de ontvangerruis worden vertolkt door een spanningsbron u_{RX} in serie met de ontvangeringang. Het spectrum van deze bron wordt dan gegeven door

$$S(u_{RX}) = (4kT \cdot 50) 10^{0.1 F_{RX}}$$

Deze bron kan gemakkelijk worden omgerekend naar een equivalente antenne spanning u_{eRX} zoals dat ook met de versterkerruis werd gedaan. We vinden u_{eRX} door u_{RX} te delen door de spanningsversterkingsfactor van de versterker:

$$S(u_{eRX}) = S(u_{RX}) \frac{C_t^2}{C_a^2}$$

Met bijvoorbeeld $F_{RX} = 10$ dB vinden we $S(u_{eRX}) = 4kT(10 \cdot 50)$. De verhouding C_t/C_a wordt nu bij voorkeur zo gekozen dat $S(u_{eRX})$ kan worden verwaarloosd t.o.v. de versterkerruis $S(u_{ea})$. Zoals al eerder werd opgemerkt, kan de spanningsversterking niet willekeurig groot worden gemaakt, omdat daardoor de maximaal verwerkbare veldsterkte wordt beperkt.

In figuur 8 is ter illustratie van de afwegingsprocedure de effectieve waarde van

Fig. 7 Verwachte ruisveldsterkte voor bepaalde tijd en plaats volgens CCIR rapport 322.

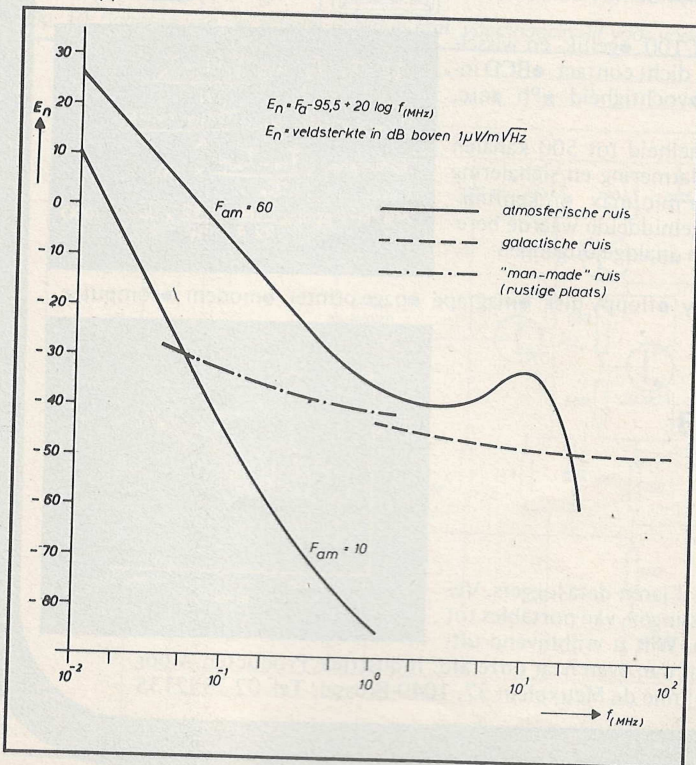
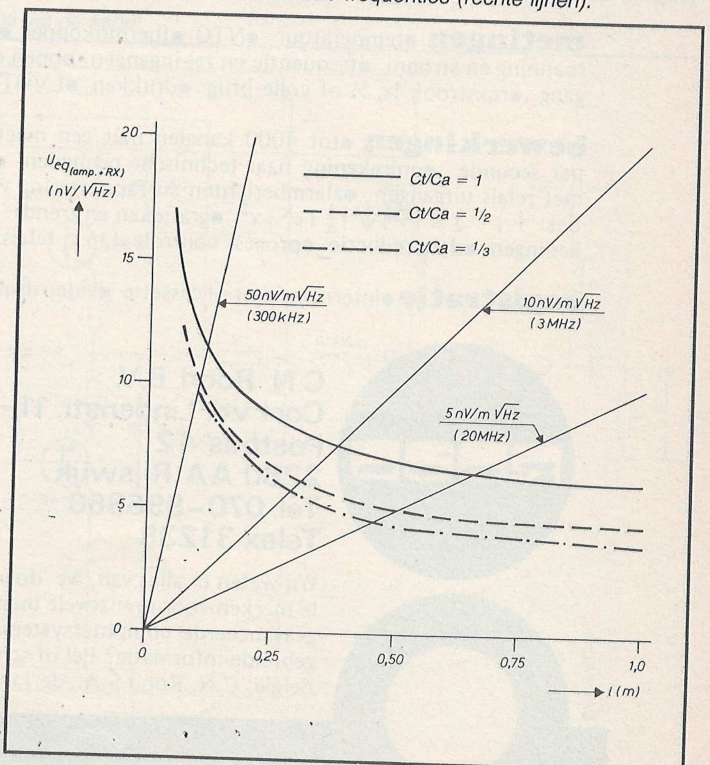


Fig. 8 Rms ruisbijdrage van een ontvangstelsysteem met C_t/C_a als parameter. De bijdrage van de externe ruis is bovendien uitgezet als functie van de antennelengte voor verschillende frequenties (rechte lijnen).



de ruisbijdrage van het ontvangsysteem (versterker- en ontvangerbijdrage) uitgezet als functie van de antennelengte, waarbij C_t/C_a als parameter is gekozen. Voor F_{RX} is een waarde van 10 dB aangenomen, terwijl voorts is verondersteld dat $C_{iss} = 5$ pF en $c/g_m = 400 \Omega$.

Om voor een gegeven toepassing de vereiste antennelengte te vinden is in dezelfde figuur de externe ruisbijdrage uitgezet als functie van de antennelengte voor verschillende frequenties en met $F_{am} = 60$ dB. Hierbij is verondersteld dat de antenne is gemonteerd boven een geleidend vlak, terwijl antennelengte en antennecapaciteit aan elkaar gerelateerd worden verondersteld volgens $Ca/l_a = 20$ pF/m. Uit de figuur wordt duidelijk dat het mogelijk is zeer korte antennes toe te passen in het VLF en LF gebied. Hogere frequenties vergen langere antennes of betere ingangscomponenten (hogere ω_T , lagere c/g_m).

LINEARITEIT

Om een goede lineariteit van de actieve antenne te bewerkstelligen, is de toepassing van de juiste wijze van tegenkoppelen, zoals werd aangegeven in fig. 3, een eerste vereiste. Alle niet-lineariteiten die dan in het systeem worden geïntroduceerd, worden gereduceerd door de tegenkoppellus.

Niet-lineariteiten in de lusoverdracht, veroorzaakt door de signaalafhankelijke parameters van de actieve componenten, worden sterker gereduceerd naarmate de lusversterking groter is. Een zo groot mogelijk lusversterking is daarom gewenst over een zo groot mogelijk frequentiegebied. Alleen terwille van de stabiliteit, of liever terwille van een vlakke amplitudekarakteristiek van de overdracht, mag de lusverster-

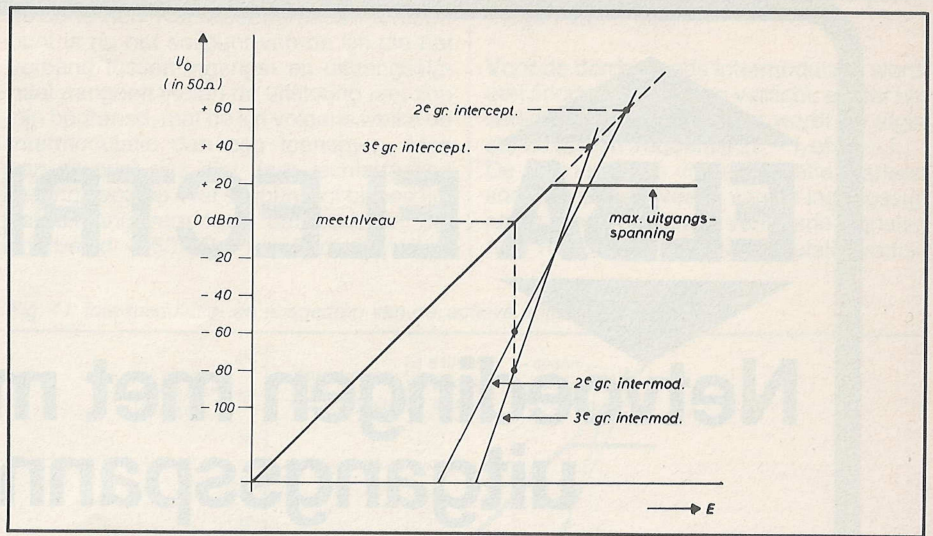


Fig. 9 Karakterisering van het niet-lineaire gedrag van een actieve antenne.

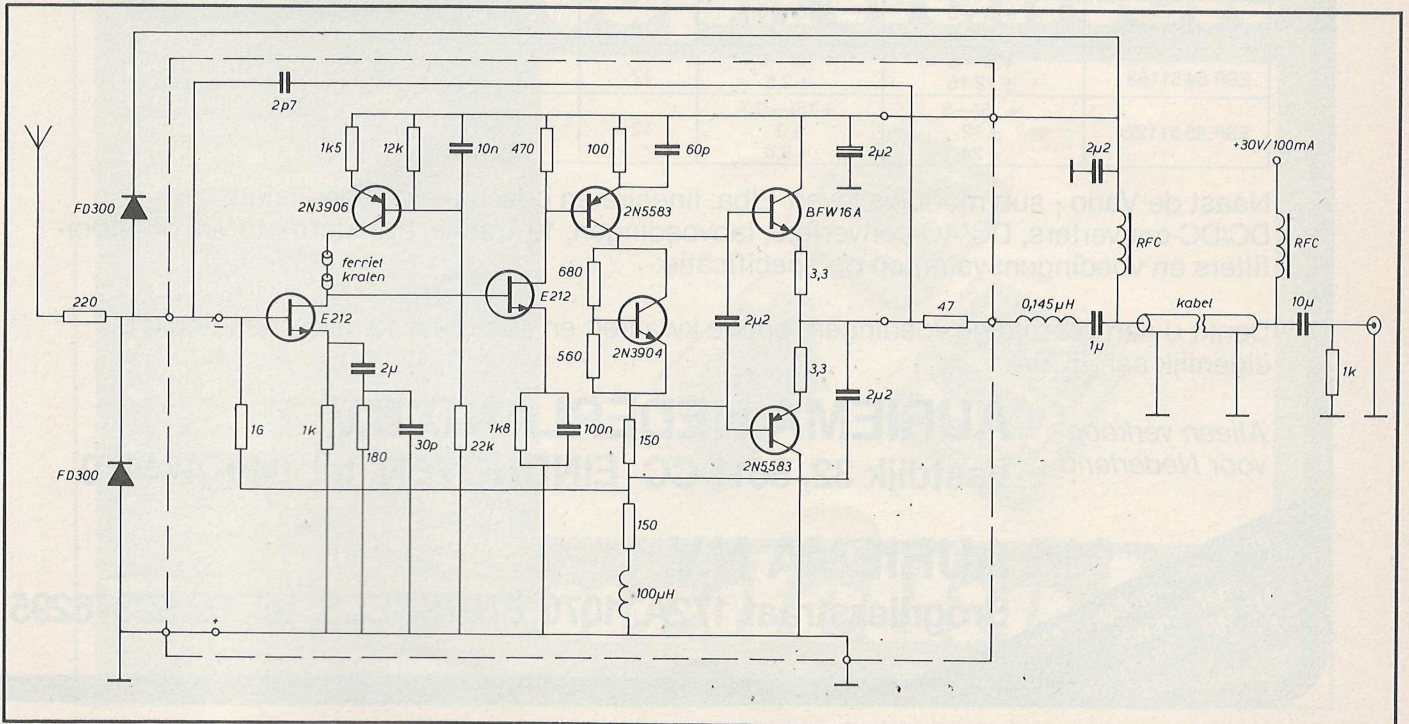
king worden gereduceerd en dan nog alleen in die frequentiegebieden waar dat beslist noodzakelijk is. Een te groot aantal trappen leidt tot de noodzaak van zeer sterke reducties. Een te klein aantal trappen leidt tot een slechtere niet-lineariteit dan mogelijk. Een optimum wordt gevonden in die situatie, waarin niet drastisch in het frequentieafhankelijk verloop van de lusoverdracht behoeft te worden ingegrepen om de overdracht van de versterker in de hand te houden.

Behalve dat de lusoverdracht zo groot mogelijk moet zijn, is het ook wenselijk dat deze zo lineair mogelijk is. Een afwijking ϵ van de ideale lusoverdracht wordt gereduceerd in de versterker-overdracht A met de grootte van de lusversterking $A\beta$: $\epsilon_A \approx \epsilon/A\beta$. Belangrijk voor het beoordelen van de kwaliteit van een actieve antenne is het in-

termodulatiegedrag. Bij het toevoeren van twee signalen met verschillende frequenties (twee draaggolven) ontstaan als gevolg van de niet-lineariteit zogenaamde intermodulatieproducten; d.w.z. er ontstaan som- en verschilfrequenties, zodat ontvangerresponsies worden gevonden op frequenties die niet door de antenne worden opgevangen.

Een bijzondere vorm van intermodulatie is zgn. kruismodulatie. Hierbij wordt de modulatie van een sterke zender overgezet op die van een zwakke zender. Omdat in de actieve antenne aan de ingang geen selectief filter wordt toegepast is een goed gedrag t.a.v. intermodulatie onmisbaar. Een karakterisering van de intermodulatievorming wordt dikwijls gegeven in de vorm van *intercept-punten*. We zullen een voorbeeld geven van de wijze waarop dergelij-

Fig. 10 Schema van de actieve antenne met voedingscircuit voor voeding via de kabel.



ke punten bepaald kunnen worden en aangeven wat hun betekenis is.

In figuur 9 is het verband aangegeven tussen de uitgangsspanning van een actieve antenne en het elektrisch veld. Het verband is ongeveer lineair tot een zeker niveau. Dan loopt de uitgangstrap vast en neemt bij verdere vergroting van het veld de uitgangsspanning niet meer toe. We sturen nu de versterker met twee sinusvormige signalen met verschillende frequenties f_1 en f_2 , zodanig dat het uitgangsniveau van beide signalen ieder bijvoorbeeld 1 mW in 50Ω bedraagt. We noemen dit niveau 0 dBm. De uitsturingsgrens van de versterker dient ruim boven dit niveau te liggen. We meten vervolgens met een selectief meetinstrument (een meetontvanger of een spectrumanalysator) het uitgangsniveau op de verschilfrequentie $f_1 - f_2$ en/of op de somfrequentie $f_1 + f_2$. Het resultaat is het tweedegraads intermodulatieproduct, dat in het voorbeeld van fig. 9 60 dB onder het 0 dBm niveau ligt. Zolang de vervorming klein is (bij uitsturing ruim onder het maximum), is dit intermodulatieproduct evenredig met ieder van beide ingangssignalen. Verkleining van beide ingangssignalen met 10 dB levert een daling van 20 dB op in het intermodulatieproduct.

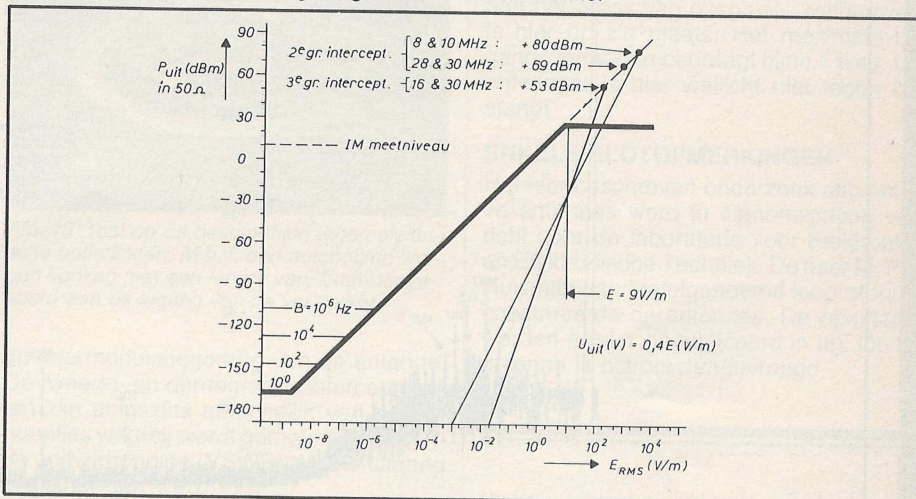
Een vergroting van beide signalen van 10

dB geeft in het ideale geval een stijging van 20 dB te zien. Het tweedegraads interceptpunt is nu het snijpunt van de lijn die het verband tussen ingangs- en uitgangssignaal aangeeft indien de uitsturing niet zou zijn begrensd, met de lijn volgens welke de intermodulatie dan zou toenemen. Men kan dit punt dus niet door rechtstreekse meting bepalen. Het snijpunt ligt bij een fictief uitgangsvermogen dat zoals in het voorbeeld + 60 dBm kan bedragen, het-

geen overeenkomt met een uitgangsvermogen van 1 kW!

Voor de derdegraads intermodulatie wordt een soortgelijke meting verricht, echter het selectieve meetinstrument wordt nu afgestemd op een frequentie $2f_1 - f_2$ of $2f_2 - f_1$. De derdegraads intermodulatie varieert sneller met de niveaus van de ingangssignalen. Een verkleining van beide signalen met 10 dB doet het intermodulatieproduct

Fig. 11 Intermodulatie- en ruisgedrag van de actieve antenne.



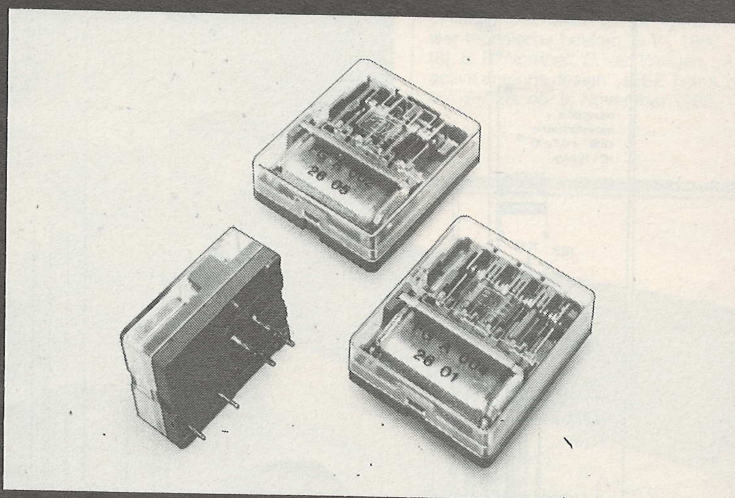
"Flat-pack" relais van topkwaliteit



F-serie "flat pack relais"

- Hoog 10,5 mm
- Aansluitingen voor gedrukte schakelingen
- Uitvoeringen tot 4 omschakelcontacten
- Speciale hermetisch gesloten uitvoeringen voor automatisch solderen
- Schakel stromen tot 5 Ampere/250 Volt
- Spoelspanningen van 5 tot 60 Volt
- Karakteristieken volgens VDE 0435 en VDE 0110 standaards
- Speciale uitvoeringen met 4 KV spoel/kontakt isolatie
- SEV - VDE - EXACT goedgekeurd.

Nu óók in België



Nedelko N.V.
Colomastraat 12 B2800 Mechelen
Tel. 015-418979

Vierhavenstraat 46A, 3029 BG Rotterdam
Tel. 010-765288 - Telex 23057

nedelko b.v.

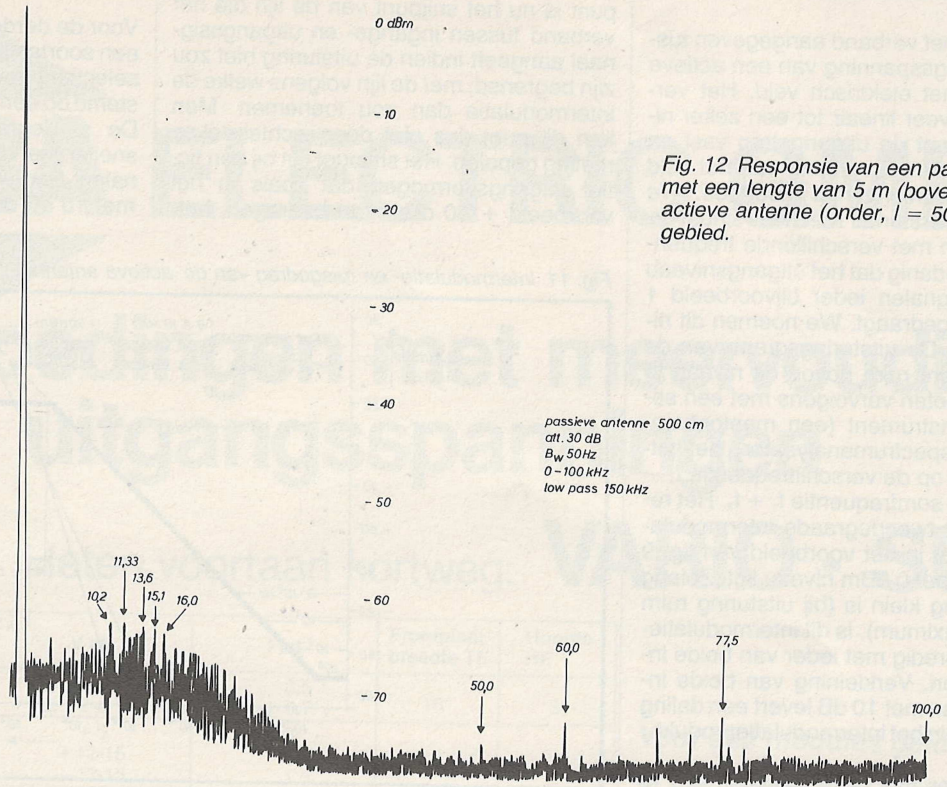
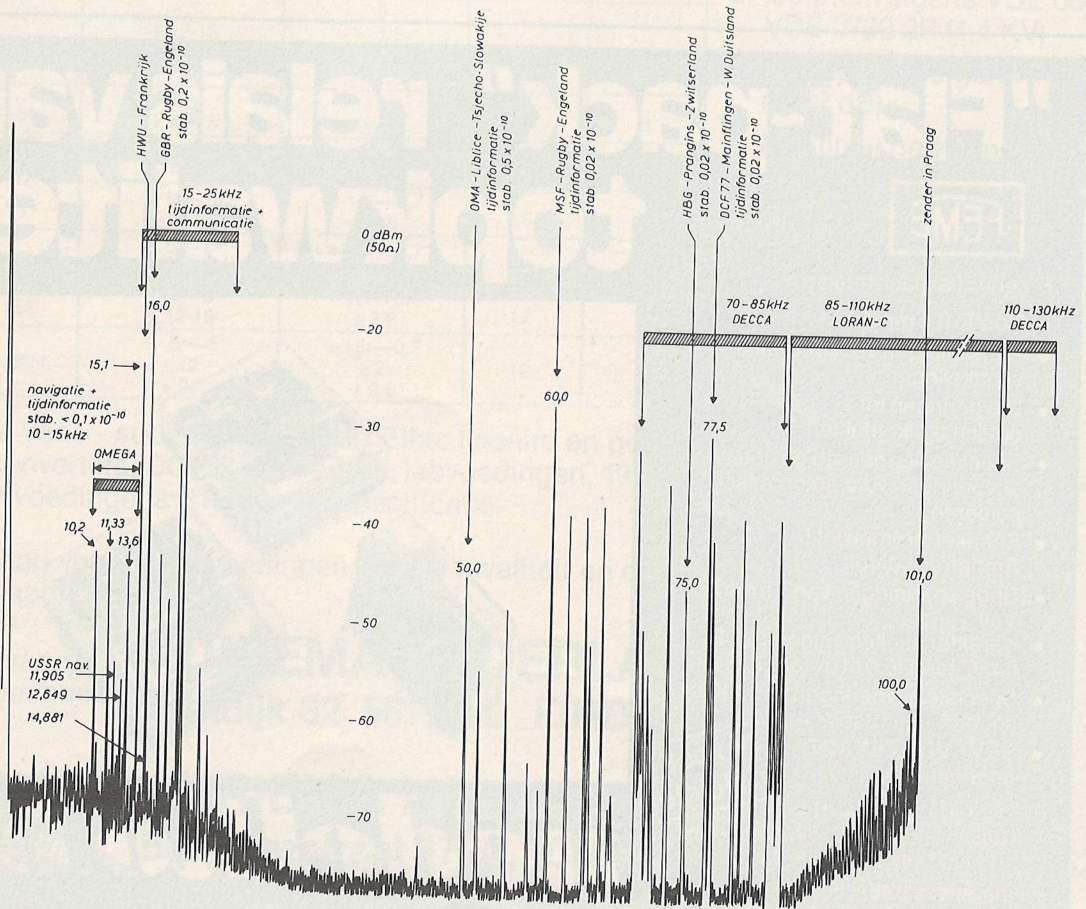


Fig. 12 Responsie van een passieve antenne met een lengte van 5 m (boven) en van de actieve antenne (onder, l = 50 cm) in het VLF gebied.



afnemen met 30 dB. Indien bij een 0 dBm uitgangsniveau het intermodulatieproduct -80 dB bedraagt, dan vinden we volgens fig. 8 een derdegraads interceptpunt van +40 dB.

PRAKTISCHE UITVOERING VAN EEN ACTIEVE ANTENNE EN MEETRESULTATEN

Een actieve antenne voor het frequentiegebied van 5 kHz ... 30 MHz is geconstrueerd om de vruchtbaarheid van de in het voorgaande beschreven ontwerpaanpak te illustreren. De lengte van deze antenne bedraagt 50 cm. De staaf heeft een doorsnede van 3 cm en is in een PVC behuizing opgenomen. De versterker bevindt zich in een aluminium huis. Het geheel is vocht dicht afgesloten. Het schema van de schakeling is gegeven in figuur 10.

De versterker is uitgerust met een klasse AB eindtrap. Deze balanstrap zorgt voor een redelijk rendement van de versterker en een goede lineariteit van de lusversterking. Niet alleen de eerste maar ook de tweede trap is opgebouwd met een junctie-FET om de ruisbijdrage van deze trap gering te houden. De instelling van de gate potentiaal van de ingangstrap geschiedt via een 1 G Ω weerstand. De gewenste 50 Ω uitgangswaerstand is benaderd door een 47 Ω serieweerstand aan de uitgang.

Alle metingen werden verricht m.b.v. een kunstantenne: een spanningsbron met een capaciteit van 10 pF in serie. De spanningsoverdracht is dan recht tot ver voorbij 30 MHz. Dit betekent niet dat de schakeling in dat frequentiegebied goed bruikbaar blijft. De relatieve ruisbijdrage van de versterker (t.o.v. die van het externe veld) neemt toe bij hoge frequenties.

Figuur 11 geeft een overzicht van het ruis-



Afb. 13 Test op de bestandheid tegen elektrische ontladingen, M.b.v. een autobobine worden vonken met een lengte van 7 mm toegevoerd aan de ingang van de versterker.

en intermodulatiegedrag van de antenne. De tweede- en derdegraads interceptpunten zijn enigszins afhankelijk van de frequenties waarbij wordt gemeten. De staande golfverhouding (VSWR) aan de uitgang is kleiner dan 1.25.

Figuur 12 geeft een indruk van de mogelijkheden van de antenne in het VLF gebied. Twee spectra zijn weergegeven, waarvan het ene is gemeten met een passieve antenne van 5 m lengte verbonden via een kabel met een spectrum analysator terwijl het andere gemeten werd met de beschreven actieve antenne. In het eerste geval verdwijnen bijna alle signalen in de ruis.

Gebruik van de actieve antenne geeft duidelijke responsies te zien o.a. van Decca en Omega zenders.

De beveiliging aan de ingang van de versterker is getest door met behulp van een autobobine sterke elektrische ontladingen op de ingangselektrode aan te brengen. Afb. 13 toont een foto van deze test. De antenne ondervindt hiervan geen enkele schade. Tenslotte toont afb. 14 opnamen van een 20 cm uitvoering van de antenne en van het inwendige. Een waarschuwing aan het adres van eventuele zelfbouwers is hier op z'n plaats: Het maximale uitgangsvermogen bedraagt bijna 1 watt. Uw ontvanger is hier wellicht niet tegen bestand!

ENKELE SLOTOPMERKINGEN

Het hier beschreven onderzoek aan actieve antennes werd in samenwerking verricht door de laboratoria voor Elektronica en Elektronische Techniek. De heer M. P. I. Huisman van laatstgenoemd laboratorium construeerde de antennes. De resultaten werden eerder gepubliceerd in [8]. Op de antenne is octrooi aangevraagd.

Literatuur

- [1] H. Lindenmeyer, „Die Transistorierte Empfangsantenne mit kapazitiv hochohmigen Verstärker als optimale Lösung für den Empfang niedriger Frequenzen“, Nachrichtentechn. Z.29 (1976) H.1
- [2] E. H. Nordholt, „Ontwerpbeschouwingen bij tegengekoppelde versterkers“, Radio Elektronica, 29^e. no 5, 11 maart 1980.
- [3] E. H. Nordholt, „The design of high-performance negative-feedback amplifiers“, proefschrift, Delft 1980.
- [4] E. H. Nordholt, „Ruisarme versterkers deel I“, in cursusboek „Ruisarme schakelingen en systemen“, Deventer: Kluwer technische boeken, B.V., 1981.
- [5] CCIR report 322, Int. Telecommunication Union, Geneva, Switzerland, 1964.
- [6] E. H. Nordholt, „Een extreem ruisarme voorversterker voor zeer laag-ohmige transducenten“, Radio Elektronica, 28^e. no. 22, 26 nov. 1980.
- [7] J. Davidse, „Grondbeginselen“ in cursusboek „Ruisarme schakelingen en systemen“, Deventer: Kluwer technische boeken, B.V., 1980.
- [8] E. H. Nordholt, D. van Willigen, „A new approach to active antenne design“, IEEE Trans. on Ant. and Prop., vol. AP-28, no. 6, November 1980.

Afb. 14 Foto's van een 20 cm uitvoering van de actieve antenne.

