

# Een passief laagfrequentfilter voor de ontvangst van telegrafie

Roelof Bakker, PA0RDT, Middelburg

Dit artikel beschrijft hoe een op maat gesneden passief filter voor de ontvangst van telegrafiesignalen berekend kan worden. Verschillende uitvoeringen van het filter worden gepresenteerd. Ook wordt aangegeven hoe met behulp van onorthodoxe onderdelen de afmetingen van het filter drastisch gereduceerd kunnen worden.

## Het filter

In de rubriek Reflecties door PA0SE van juni 1981 werd een LC-filter beschreven dat ontworpen is door PA0KLS. Het schema van het filter en de bijbehorende frequentiekenmerken zijn te zien in figuur 1.

Het filter wordt gevormd door vijf seriekringen die achter elkaar zijn geschakeld. Ze staan allemaal op dezelfde frequentie afgestemd. De koppeling tussen de kringen vindt plaats door condensatoren van de knooppunten naar massa.

Op de grafiek van de doorlaatkromme van het filter zien we helemaal links een hobbel verschijnen. Dit is niet een onregelmatigheid in de doorlaat van het filter maar de tweede harmoni-

sche van het signaal uit de laagfrequent generator.

(Dit type filter zou dus ook gebruikt kunnen worden om de onderdrukking van de harmonischen van laagfrequent generatoren te meten.)

Bij het door PA0KLS ontworpen filter ligt het midden van de doorlaat op 1003 Hz. Nu is een toon van rond de 1000 Hz voor het werken met telegrafie eigenlijk te hoog. De meeste telegrafisten geven de voorkeur aan een veel lagere frequentie, meestal zelfs ook nog lager dan de "standaard" 800 Hz zoals gebruikelijk in fabrieksapparatuur. Zelf geef ik de voorkeur aan een toon met een frequentie die ligt tussen 500 en 600 Hz. Een bijkomend voordeel is dat de bandbreedte van het filter op een lagere frequentie naar verhouding kleiner wordt. Dit betekent echter dat de door PA0KLS gebruikte waarden van de onderdelen van het filter opnieuw berekend moeten worden. Omdat ik niet de beschikking had over de genormaliseerde waarden voor de spoelen en de condensatoren heb ik die uit de door PA0KLS gebruikte waarden afgeleid. Hoe dit in zijn werk gaat is beschreven in de appendix.

Vervolgens werd een filter met een centrale frequentie van 550 Hz berekend, geconstrueerd en doorgemeten. Gelukkig bleken de waarden van de onderdelen niet bijzonder kritisch te zijn. In het ontwerp van PA0KLS hebben de condensatoren die met de spoelen een seriekring vormen allemaal een verschillende waarde en moeten de kringen exact op de centrale frequentie van het filter worden afgeregeld. Het is echter mogelijk om voor de seriekringen condensatoren en spoelen te gebruiken die allemaal dezelfde waarde hebben, zonder dat dit negatieve gevolgen heeft voor de doorlaat van het filter.

Uiteindelijk kwam ik uit op een vereenvoudigde ontwerp-procedure. De betreffende formules zijn te vinden in het schema van het door mij gemaakte filter. Zie figuur 2. Dit is een filter met gelijke elementen, waarbij ook de beide afsluitweerstand dezelfde waarde hebben. Er kan nu voor elke gewenste frequentie een filter berekend worden. Meestal gaan we daarbij uit van de waarde van de beschikbare spoelen. Bereken eerst de waarde van de afsluitweerstand. Gebruik vervolgens de gevonden waarde voor het berekenen van de condensatoren. Voor de weerstand die we echt gebruiken kan de dichtstbijliggende waarde uit de E12 reeks gekozen worden. Hetzelfde geldt voor de condensatoren. Kies ook hier waarden uit de E12 reeks. Een afwijking van de berekende waarde van C1 t/m C5 zal een geringe verschuiving van de centrale frequentie van het filter veroorzaken, maar dit is in de praktijk geen enkel bezwaar. Het maakt voor ons doel immers weinig uit of de centrale frequentie bijvoorbeeld 540 Hz in plaats van de vooraf gekozen 550 Hz draagt. De waarden van de condensatoren C6 t/m C9 zijn al helemaal niet kritisch. In tabel 1 zijn de waarden van de onderdelen voor een aantal filters met een centrale frequentie van 400 tot en met 800 Hz opgenomen.

Om na te gaan of afgeregelen van het filter eigenlijk wel nodig is, heb ik van een aantal spoelen en condensatoren de waarde gemeten. De onderlinge verschillen zijn meestal niet groter dan twee procent. Als er gewone condensatoren van het type MKH gebruikt worden, is het niet nodig om het filter af te regelen. In figuur 3 is de frequentiekenmerken getekend van een filter gemaakt met 88 mH torussen en condensatoren met een standaardwaarde uit de E12 reeks. Dit filter is verder niet afgeregeld. Het is kennelijk mogelijk een zeer goed telegrafiefilter te maken waarbij gewone onderdelen gebruikt worden en waarbij het filter niet hoeft te worden afgeregeld.

Puristen zal dit allemaal tamelijk kettens in de oren klinken. Het feit dat LC-filters niet de populariteit hebben die ze verdienen, is voor een deel te danken aan het misverstand dat er altijd spoelen en condensatoren gebruikt moeten worden die exact overeen moeten komen met de berekende waarden. En aangezien dit zelden standaardwaarden zullen zijn die moeilijk

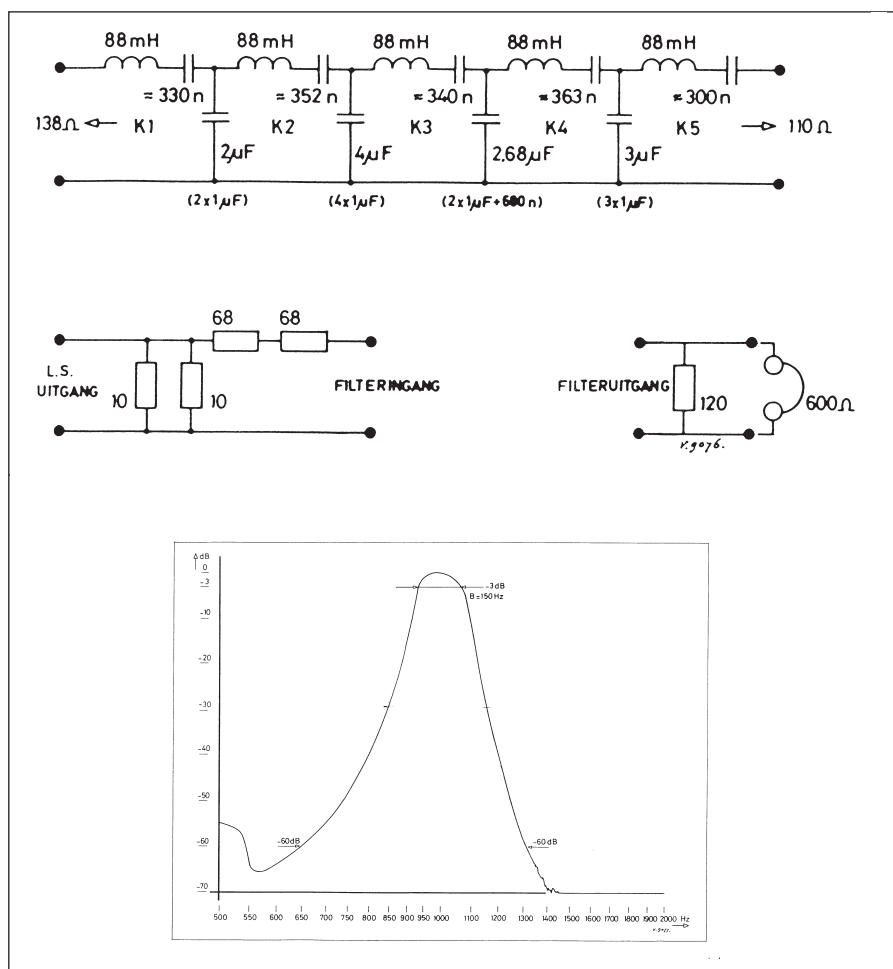


Fig. 1. Het schema en de frequentiekenmerken van het door PA0KLS ontworpen filter, zoals gepubliceerd in de rubriek Reflecties door PA0SE uit ELECTRON van juni 1981.



of helemaal niet verkrijgbaar zijn, beginnen we er maar niet eens aan. Voor dit filter is dat zeker niet het geval. Ik heb een aantal van deze filters gemaakt en doorgemeten en alle filters voldeden volkomen aan de verwachtingen.

## Aansluiten

Alvorens verder te gaan met het beschrijven van een aantal alternatieve uitvoeringen van het filter sta ik eerst even stil bij de vraag hoe dit soort filters het beste in een ontvangststelsel geïntegreerd kunnen worden.

PA0KLS geeft aan hoe het filter aan de uitgang van een ontvanger kan worden aangesloten. Afhankelijk van de gebruikte hoofdtelefoon moet de weerstand aan de uitgang van het filter worden aangepast. Zelf gebruik ik een aantal van deze filters in een zelfbouw zendontvanger voor telegrafie en in een aantal ontvangers met directe conversie.

Een nadeel van smalle filters is dat wanneer ze aangesloten worden op een ruisspectrum het filter op de resonantiefrequentie in trilling komt. Dit verschijnsel wordt ook wel "rinkelen" genoemd. Om hier zo weinig mogelijk hinder van te ondervinden kan het filter het beste op een punt in de ontvanger worden aangesloten waar de ruis laag is. Op een plek waar dus nog weinig laagfrequentversterking heeft plaatsgevonden. Bij een superheterodyne ontvanger is dit

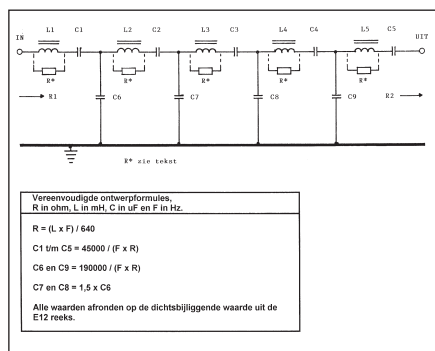


Fig. 2. Het schema en de vereenvoudigde ontwerp-formules van het filter, zoals gebruikt door PA0RDT.

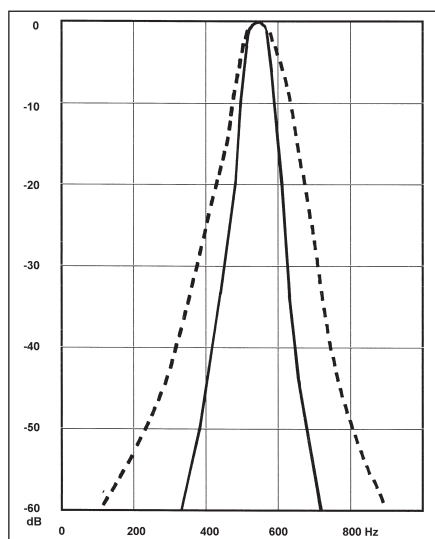


Fig. 3. De frequentie karakteristiek van een filter gemaakt met 88 mH torussen (ononderbroken lijn) en een identiek filter gemaakt met 100 mH spoelen van het fabrikaat TOKO (stippellijn). De bandbreedte tussen de -3 dB punten bedraagt respectievelijk 82 en 94 Hz.

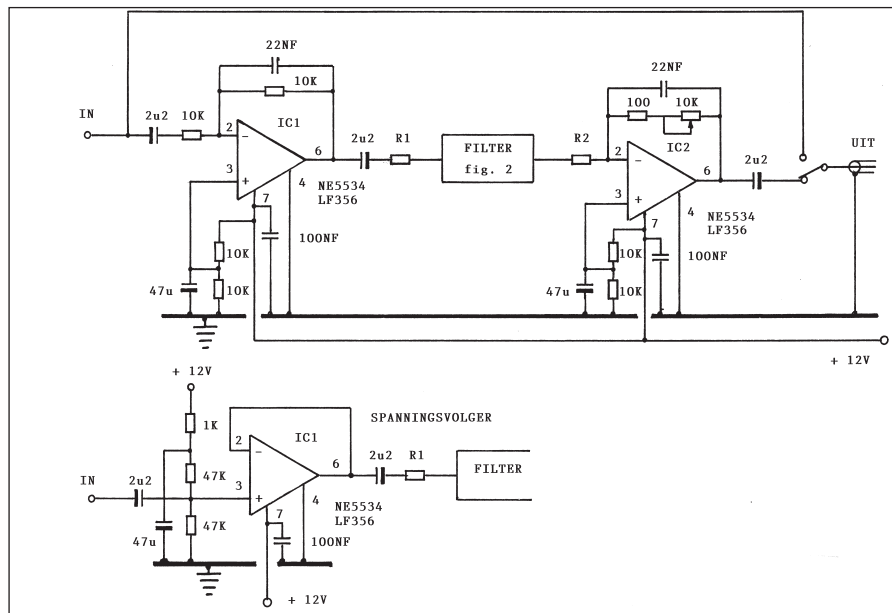


Fig. 4. Hoe het filter in een ontvanger kan worden opgenomen. De eerste operationele versterker zorgt voor een goede aanpassing aan de ingang van het filter. De tweede operationele versterker sluit het filter goed af en compenseert de verliezen van het filter.

meteen na de productdetector en hetzelfde geldt voor een ontvanger met directe conversie. Om optimaal profijt van dit filter te kunnen trekken moet bij een superheterodyne ontvanger wel de versterking met de hand geregeld kunnen worden. Ontvangers waarbij de (middenfrequent)versterking alleen via de automatische versterkingsregeling gevarieerd kan worden, zullen bij afwezigheid van een ingangssignaal maximaal versterken waarbij er een flinke hoeveelheid ruis aan het filter wordt aangeboden. Dit leidt meestal tot een onaanvaardbare mate van rinkelen.

Ook kan de automatische volumeregeling reageren op een signaal dat wel binnen de doorkant van het middenfrequentfilter ligt en daarvoor de AVC aanspreekt, maar buiten de doorkant van het veel smallere laagfrequentfilter. Hierdoor treedt ongewenste beïnvloeding van de sterkte van het gewenste signaal op. Voor serieus telegrafiewerk is een met de hand regelbare (middenfrequent)versterking eigenlijk onontbeerlijk.

Het filter uit figuur 2, gemaakt met 88 mH torussen, bleek in de praktijk toch wat te veel te rinkelen. Daarom werd de Q verlaagd door parallel aan de torussen een weerstand te schakelen. De waarde bedraagt 3300  $\Omega$ . Hoe deze waarde uitgerekend kan worden, is te lezen in de appendix.

Behalve dat het filter het beste op een plaats in de ontvanger opgenomen kan worden met een laag ruisniveau, zal het filter aan de ingang ook nog uit een bron met de juiste weerstand gevoed en aan de uitgang met de juiste weerstand afgesloten moeten worden. Hoe dit is gerealiseerd is te zien in figuur 4. Voor en na het filter is een operationele versterker geschakeld. De uitgangsimpedantie van een operationele versterker is vrijwel nul ohm. Door nu in serie met de uitgang van de versterker een weerstand (R1) op te nemen met een waarde die gelijk is aan de afsluitweerstand van het filter, wordt het filter aan de ingang correct afgesloten. Hetzelfde bereiken we aan de uitgang door de afsluitweerstand (R2) tussen de uitgang van het filter en de inverterende ingang van de operationele

versterker te schakelen. De inverterende ingang van een operationele versterker kan beschouwd worden als een kunstmatig aardpunt. De functie van koppelcondensator aan de ingang van de operationele versterker wordt hier vervuld door C5 van het filter.

De versterking van de operationele versterker na het filter kan zo worden ingesteld dat de verliezen van het filter gecompenseerd worden. In het geval dat de verliezen zo groot zijn dat het ruisgetal van de ontvanger bepaald wordt door de ruis van de versterker na het filter, zal het signaal in de eerste versterker zoveel versterkt moeten worden dat dit niet meer het geval is. We moeten er dan wel op letten dat bij sterke signalen de eerste versterker niet vastloopt. Speelt een terugloop van de gevoeligheid van de ontvanger geen rol dan kan voor de versterker aan de ingang ook een spanningsvolger worden gebruikt. Het verdient aanbeveling om voor de operationele versterkers een type met lage ruis te kiezen.

## Van groot naar klein

In het oorspronkelijke ontwerp van PA0KLS worden 88 mH spoelen gebruikt die afkomstig zijn uit de lijntelefonie. Deze spoelen worden ook vaak gebruikt in ontwerpen van Ed Wetherhold, W3NQN. Een aantal jaren geleden waren ze verkrijgbaar bij het VERON Servicebureau en destijds heb ik er vijf aangeschaft die nu in dit filter gebruikt worden. Omdat ik nog een filter wilde maken maar geen 88 mH spoelen meer had, ben ik op zoek gegaan naar alternatieven. Bij de Firma Kent werd een aantal potkernen met een zelfinductie van 176 mH gekocht. Ook hiermee werd een uitstekend filter gemaakt. Maar het bezwaar van deze potkernen is dat ze net als de 88 mH torussen niet bepaald geringe afmetingen hebben. Op zich is het natuurlijk helemaal niet erg dat het filter wat groot uitvalt, maar het leek me een uitdaging om te proberen de afmetingen een stuk kleiner te maken. Omdat de afmetingen van de in het filter gebruikte spoelen bepalend zijn voor de totale grootte, heb ik eerst gezocht naar een

kleiner formaat spoelen. Daarbij valt te denken aan kopen of zelf wikkelen. Goed verkrijgbaar zijn TOKO spoelen type 10 RB en 10 RBH. Dit zijn spoelen die er uitzien als een elektrolytische condensator voor printmontage: een cilindervormig huis met een doorsnede van 10,5 mm en een hoogte van 14 mm. De twee aansluitingen zitten aan één uiteinde en de afstand tussen de aansluitpennen bedraagt 5 mm. Het huis is gemaakt van materiaal dat er voor zorgt dat de spoel wordt afgeschermd voor externe magnetische velden, zoals bijvoorbeeld het strooiveld van een voedingstransformator. Deze spoelen zijn verkrijgbaar met waarden tussen 1 mH en 100 mH (serie 10 RB) en van 120 mH tot 1 H (serie 10 RBH). De waarden klimmen op volgens de E12 reeks en de door de fabrikant opgegeven tolerantie bedraagt vijf procent voor de 10 RB typen en tien procent voor de 10 RBH typen. Bij meting aan vijf exemplaren van 100 mH was het onderlinge verschil kleiner dan twee procent, een uitstekende waarde. De belangrijkste gegevens van deze spoelen met een waarde van 10 tot 100 mH zijn opgenomen in tabel 2. In tabel 3 is de waarde van de kwaliteitsfactor Q van een aantal spoelen opgenomen. Meer hierover in de appendix. Toko spoelen met een waarde groter dan 100 mH zijn ongeveer twee keer zo duur als exemplaren met een waarde van 100 mH of kleiner.

FILTER met 88 mH "standaard W3NQN" spoelen.

Frequentie (Hz)	L (mH)	R1, R2 (ohm)	C1 t/m C5 (uF)	C6, C9 (uF)	C7, C8 (uF)
400	88	56	2,2	8,2	12
500	88	68	1,2	5,6	8,2
600	88	82	0,82	3,3	5,6
700	88	100	0,68	2,7	3,9
800	88	120	0,47	2,2	3,3

Tabel 1. Waarden van de onderdelen van een aantal filters met een verschillende centrale frequentie. De onderdelen hebben waarden volgens de E12 reeks.

TOKO spoelen, serie 10 RB.

INDUCTIE (mH)	Q-min. (50 kHz)	DC-weerstand (ohms)	I-maximaal (mA)
10	100	9,00	90
12	100	10,00	25
15	100	11,50	25
18	100	13,50	22
22	100	15,00	21
27	100	17,00	18
33	100	20,00	17
39	100	22,00	15
47	100	29,00	13
56	100	49,00	12
68	100	51,00	12
82	100	61,00	10
100	100	63,00	9

Tabel 2. Gegevens van TOKO spoelen van het type 10 RB.

De kwaliteitsfactor Q bij een frequentie van 500 hertz.	
"STANDAARD" 88 mH TORUS (W3NQN)	40
TOKO SERIE 10 RB, waarde 100 mH	5
POTKERN 176 mH	16
ZELFGEWIKKELD 88 mH TORUS 9 mm, materiaal PHILIPS 3E2, u = 4000, n = 235	16

Tabel 3. De Q van een aantal in het filter gebruikte spoelen.

FILTER met 100 mH TOKO spoelen

Frequentie (Hz)	L (mH)	R1, R2 (ohm)	C1 t/m C5 (uF)	C6, C9 (uF)	C7, C8 (uF)
400	100	68	1,8	6,8	10
500	100	82	1,2	4,7	6,8
600	100	100	0,82	3,3	4,7
700	100	100	0,56	2,7	3,9
800	100	120	0,47	1,8	2,7

Tabel 4. Waarden van de onderdelen voor filters met een verschillende centrale frequentie. De onderdelen hebben waarden uit de E12 reeks.

Vanwege het prijsverschil en een lagere Q heb ik geen spoelen groter dan 100 mH toegepast. Uit tabel 1 valt af te lezen dat de gelijkstroomweerstand van een TOKO 100 mH spoel 68  $\Omega$  bedraagt. De toelaatbare gelijkstroom is zo klein dat het aanbeveling verdient in het geheel geen stroom door de spoel te sturen.

Er is ook nog gemeten aan 100 mH spoelen van het fabrikaat NEOSID. De gelijkstroomweerstand bedraagt 400  $\Omega$  en de Q kon niet bepaald worden. Deze zijn niet geschikt voor toepassing in dit filter.

Een 100 mH spoel van TOKO heeft bij 500 Hz een Q van 5. Als we spoelen met een lage Q toepassen gebeuren er twee dingen. In de eerste plaats nemen de verliezen van het filter drastisch toe. Een filter gemaakt met 100 mH TOKO spoelen heeft een verlies van 32 dB. Daarbij komt nog het onvermijdelijke verlies van 6 dB door de aanpassing aan de ingang. (Op het knooppunt van R1 en L1 staat keurig de helft van de spanning die beschikbaar is aan de uitgang van de operationele versterker.) Het totale signaalverlies komt daarmee in de buurt van 40 dB te liggen. Dit is op zich geen probleem: de versterker na het filter compenseert het verlies weer. Wel is het zaak, zoals hierboven al werd aangegeven, er op te letten dat het ruisgetal van de ontvanger hierdoor niet slechter wordt.

Ten tweede zal de frequentie karakteristiek van een filter bij toenemende verliezen steeds meer op een zogenaamde Gausse kromme gaan lijken, onafhankelijk van het type doorlaat (Butterworth, Chebyshev, Bessel, Cauer enz.) dat oorspronkelijk gekozen werd. Voor dit filter betekent het minder steile flanken en wat minder vlak aan de top. De frequentie karakteristiek van een filter met 100 mH TOKO spoelen is als stippellijn getekend in figuur 3. Hierbij is geen rekening gehouden met de verliezen. De minder steile flanken zijn goed herkenbaar.

Overigens hoeven filterelementen met wat grotere verliezen niet altijd een nadeel te betekenen. In de filtertechniek worden soms bewust verliezen geïntroduceerd om bepaalde filterkarakteristieken te kunnen realiseren.

De in het eerste ontwerp (figuur 2) gebruikte 88 mH spoelen kunnen zonder meer vervangen worden door 82 mH spoelen van TOKO, type 10 RB. De waarde van de condensatoren hoeft daarbij niet te worden aangepast. Uiteraard heeft dit filter minder steile flanken.

Zelf heb ik een filter met 100 mH TOKO spoelen gemaakt. De waarden van de condensatoren voor een aantal verschillende centrale frequenties zijn te vinden in tabel 4. Dit filter is behoorlijk selectief en het luisteren ermee is heel prettig: het rinkelt niet.

In tabel 2 is ook nog een zelfgewikkelde spoel van 88 mH opgenomen. Het betreft een spoel van 235 windingen emaliedraad met een doorsnede van 0,2 mm gewikkeld op een torus met een diameter van 9 mm. Deze torussen worden gemaakt door Philips, het materiaal is 3E2 en de mu bedraagt 4000 (verkrijgbaar bij Barend Hendriksen). De Q bedraagt 16 bij een frequentie van 500 Hz, net zo goed als die van de 176 mH spoelen gewikkeld op een potkern. Dit lijkt te mooi om waar te zijn. Ook met deze spoelen werd een filter geconstrueerd. Bij de methode die gebruikt wordt om de frequentie karakteristiek te bepalen wordt een stappenverzwakker voor hoogfrequent doeleinden met

een karakteristieke impedantie van 50  $\Omega$  gebruikt. Het bleek dat op de flanken van het filter met zelfgewikkelde spoelen een stap van 10 dB in de aangeboden spanning niet helemaal overeen kwam met de verandering van de spanning aan de uitgang van het filter. Nadat de meetopstelling (zie elders) was gecontroleerd en in orde bevonden, bleef er maar één conclusie over: het filter werkt niet lineair. De centrale frequentie van het filter bleek afhankelijk te zijn van de grootte van de aangeboden spanning. Bij een hogere spanning daalt de centrale frequentie van het filter.

De spoelen of beter gezegd het gebruikte kernmateriaal van de spoelen is de boosdoener. Zie figuur 5. Hierin is grafisch weergegeven hoe de zelfinductie van de zelfgewikkelde spoelen varieert met de grootte van de aangelegde wisselspanning. Het verschil in zelfinductie bij een spanning van 10 mV<sub>r</sub> en een spanning van 500 mV<sub>r</sub> bedraagt ongeveer + 30 %. Geen wonder

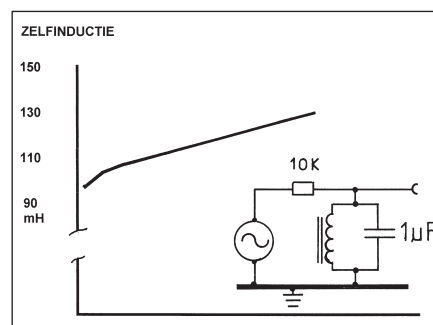


Fig. 5. Het verband tussen zelfinductie en aangelegde wisselspanning van een torus van 100 mH. Kern diameter 9 mm, materiaal 3E2, u = 4000. Gemeten bij een frequentie rond 500 Hz.

dat het filter niet lineair werkt! Ik heb ook nog aan een aantal andere spoelen gemeten. Grotere torussen van hetzelfde materiaal hebben dit effect ook en bij een spoel gewikkeld op een torus van ferriet met een lagere u (850) treedt het eveneens op. Originele 88 mH torussen, de 176 mH spoelen gewikkeld op een potkern en de spoelen van TOKO hebben er geen last van. Kennelijk is niet elk materiaal even geschikt om laagfrequent spoelen mee te maken. Dit is een interessant verschijnsel, maar ik zou er zo één, twee, drie geen toepassing voor weten. Het zou gebruikt kunnen worden als een soort automatische volumeregeling. Wordt een signaal afgestemd op de flank aan de bovenkant van de doorlaat, dan zal een toename van de signaalsterkte de centrale frequentie van het filter naar beneden verschuiven. De flank van het filter verschuift uiteraard ook en hierdoor zal de verzwakking van het signaal groter worden. Dit effect heb ik echter maar één keer kunnen waarnemen bij een zeer sterk signaal met extreem veel fading: een variatie in sterkte van S3 naar S9 + 40 dB.

Omdat het filter al klaar was, heb ik het toch maar eens in een ontvanger gemonteerd. Tijdens het luisteren met dit filter blijkt op geen enkele wijze dat de centrale frequentie van het filter verandert als het ontvangen signaal in sterkte varieert. Hoe dit kan blijkt uit figuur 6. Hierin is aangegeven in welke mate de centrale frequentie verandert als we een signaal aanbieden dat in sterkte varieert van S1 tot S9 + 30 dB. Bij de ontvangst van telegrafiesignalen op de veertigmeterband blijkt de variatie in sig-

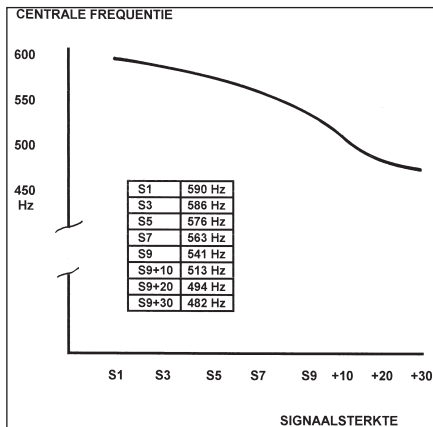


Fig. 6. De centrale frequentie als functie van de signaalsterkte. Filter met 88 mH spoelen gewikkeld op een torus van 9 mm diameter. Materiaal 3E2,  $u = 4000$ .

naalsterkte tengevolge van fading meestal niet groter te zijn dan ongeveer 30 dB, ofwel 5 S-punten. In vermogen uitgedrukt is dit een factor duizend. Uit de grafiek van figuur 6 blijkt dat de grootste verschuiving van de centrale frequentie die optreedt bij een verandering in signaalsterkte van 30 dB ongeveer 50 Hz bedraagt. Hierbij blijft het afgestemde signaal binnen de doorlaat van het filter en merken we er niets van. En mocht het signaal toch op een flank van de doorlaat van het filter terecht komen, dan zal de daardoor veroorzaakte verzwakking meestal niet opgemerkt worden: het signaal varieert immers zelf al enorm in sterkte! Ook dit filter blijkt in de praktijk goed te voldoen.

## Nog kleiner

Bij gebruik van spoelen van TOKO of van spoelen gewikkeld op kleine torussen met een hoge mu worden de afmetingen van het filter niet langer bepaald door de fysieke grootte van de spoelen. De afmetingen van C6 t/m C9 zijn nu de bepalende factor. Er zijn waarschijnlijk wel miniatur condensatoren te koop met de benodigde waarden, maar ik kon ze niet te pakken krijgen. Wel had ik een aantal tantaal condensatoren in geschikte waarden in voorraad. Deze zijn mooi klein en goed verkrijgbaar. Om inzicht te krijgen op de invloed die een tantaal elektrolytische condensator heeft op de kringkwaliteit heb ik twee maal de Q van een torus van 88 mH bepaald: een keer met een gewone condensator van 1  $\mu\text{F}$  en een keer met een tantaal elco van 1  $\mu\text{F}$ . Omdat de tantaal elco gepolariseerd moet worden, werd de seriekring via een weerstand aangesloten op een spanning van 12 V. Zie figuur 10. Als een gewone con-

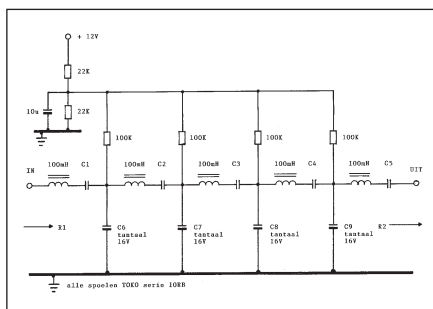


Fig. 7. Het filter uitgerust met tantaalcondensatoren. Deze worden gepolariseerd via de weerstanden van 100 k naar de positieve voedingsspanning.

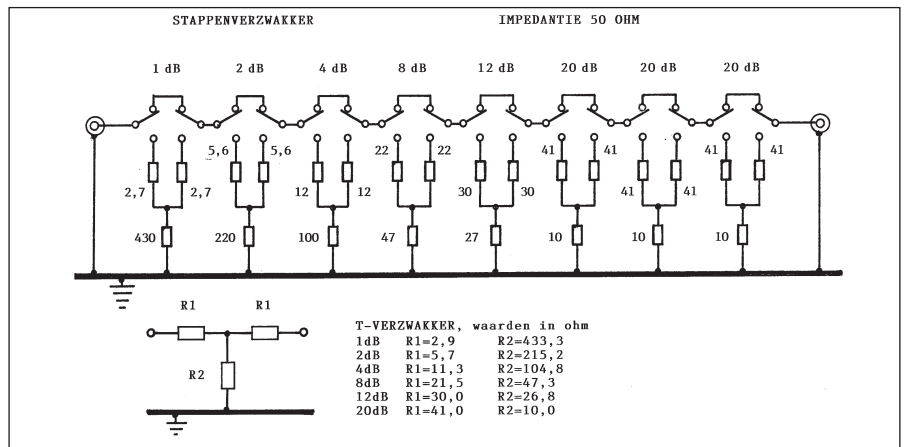


Fig. 8. Stappenverzwakker met een karakteristieke impedantie van 50  $\Omega$ . De weerstanden zijn als T-verzwakker geconfigureerd. Waarden 1%, volgens de E24 reeks. In de tabel zijn de berekende waarden te vinden.

densator gebruikt wordt, bedraagt de Q van de kring 40, bepaald met behulp van de 3 dB methode. Wordt deze condensator vervangen door een gepolariseerde tantaalcondensator dan daalt de kwaliteitsfactor van de kring van 40 naar 32. Dit lijkt mij niet al te dramatisch. Bij een potkern van 176 mH was de Q 7 voor een gewone elektrolytische condensator en 10 bij een MKH type van 1  $\mu\text{F}$ . Bij een elektrolytische condensator in een andere uitvoering daalde de Q van 10 naar 4. Tantaal types lijken het beste bruikbaar, maar ook gewone elektrolytische condensatoren kunnen in bepaalde gevallen worden toegepast. Omdat het voor de ruimtebesparing weinig zin heeft de condensatoren C1 t/m C5 door tantaal types te vervangen, heb ik dit alleen gedaan bij C6 t/m C9. Dit zijn condensatoren die zorgen voor de koppeling tussen de seriekringen. Het lijkt mij dat de kwaliteit van deze condensatoren minder invloed op de doorlaat heeft dan de condensatoren in de afgestemde kringen. Zie figuur 7. Het filter is voor en na de wijziging doorgemeten en tot tenminste -60 dB was de frequentiekarakteristiek volkomen identiek. Voor C6 t/m C9 kunnen kennelijk zonder bezwaar tantaal condensatoren worden gebruikt. De afmetingen van dit filter, opgebouwd op gaatjesprint en inclusief de beide operationele versterkers, bedraagt 4 bij 7 cm. Dit lijkt me voorlopig wel klein genoeg. Als er goede onderdelen beschikbaar komen in SMD uitvoering kan het wellicht allemaal nog kleiner worden. Laagfrequent filters gemaakt met spoelen en condensatoren hoeven blijkbaar niet altijd groot te zijn.

## Tenslotte

U vraagt zich wellicht af waarom iemand nog met LC-filters aan de slag gaat terwijl met behulp van digitale signaalbewerking op een flexibele manier allerlei typen filters gerealiseerd kunnen worden. Digitale signaalbewerking is nog een betrekkelijk kostbare zaak. En de benodigde kennis ligt niet voor het oprapen. Daarentegen kan al voor een luttel bedrag op de manier zoals hierboven is aangegeven een op maat gesneden analogo filter gemaakt worden, dat zich uitstekend leent voor inbouw in een ontvanger. De benodigde onderdelen zijn goed verkrijgbaar. Belangrijker is evenwel het gegeven dat het verschil tussen het zwakste en sterkste signaal

dat zonder problemen verwerkt kan worden, bij een passief filter veel groter is dan op dit ogenblik met digitale filters gerealiseerd kan worden. Het zelfde geldt met betrekking tot de zogenaamde actieve laagfrequent filters. Voor inbouw in ontvangers met directe conversie bestaat er op dit ogenblik voor het gebruik van LC-filters geen alternatief. Moet het signaal toch digitaal bewerkt worden dan zal het eerst ook nog gefilterd moeten worden. Als het dan om een ontvanger met directe conversie gaat, zijn filters gemaakt met spoelen en condensatoren verreweg de beste oplossing. Mede door het feit dat er goede computerprogramma's beschikbaar zijn, is het ontwerpen van een passend filter een betrekkelijk eenvoudige zaak. De in dit artikel genoemde gegevens zijn in de loop van een aantal jaren langs empirische weg verkregen. Onlangs ben ik in het bezit gekomen van programmatuur waarmee op een eenvoudige manier filters met behulp van een computer geëvalueerd kunnen worden. Hierbij werden de empirische bevindingen bevestigd. Ik heb in dit artikel beschreven hoe een uitstekend LC-filter voor de ontvangst van telegrafiesignalen gemaakt kan worden. Het bleek mogelijk de afmetingen van het filter drastisch te reduceren door gebruik te maken van onorthodoxe onderdelen: spoelen van TOKO, torussen van ferriet met een hoge mu en tantaal condensatoren. Het filter met TOKO spoelen van het type 10 RB is het eenvoudigste na te bouwen: alle onderdelen kunnen zo gekocht worden. Wat horen we nu allemaal met dit filter? Het antwoord zal u wellicht verbazen: meestal niets! De bandbreedte van het filter bedraagt bij een verzwakking van 60 dB ongeveer 400 Hz. Dit betekent dat in een bandsegment van 10 kHz breed 25 telegrafiestations naast elkaar een plaats kunnen vinden. Ik heb zelden meer dan tien stations geteld! Als ik mijn ontvanger op een willekeurige frequentie in de tachtigmeterband afstem en op die frequentie laat staan, duurt het soms uren voordat er een station uit de luidspreker komt!

Aan de andere kant is het een fascinerend gezicht om op een oscilloscoop te bekijken hoe temidden van allerlei stoorsignalen een zwak telegrafiesignaal na inschakelen van het filter als enige overblijft. Natuurlijk zijn er situaties waarin het ook met dit filter niet lukt. In dat geval zet ik mijn ontvanger in zijn breedste stand en laat mijn hersenen het werk doen. Want het beste filter zit nog altijd in ons hoofd.



Voor op- en aanmerkingen houd ik mij aanbevolen ●

Roelof Bakker, PA0RDT

**Literatuur.**

1. Laagfrequentfilter voor Hell en CW, ELEC-TRON, juni 1981, rubriek Reflecties door PA0SE, pagina 301.
2. Stefan Niewiadomski, Passive audio filter design, part 1, 2, and 3 in respectievelijk: HAM RADIO van september 1985, oktober 1985 en januari 1986.
3. Harry Y.F. Lam, Analog and digital filters, 1979 Prentice-Hall, Inc, Englewoods. Cliffs N.J.
4. Herman J. Blinichoff, Anatol I. Zverev, Filtering in the time & frequency domains. 1976 John Wiley & Sons, New York.
5. Anatol I. Zverev, Handbook of filter synthesis, 1967 John Wiley & Sons, New York.
6. Wes Hayward, Introduction to Radio Frequency Design, hoofdstuk 2 en 3 en de bijbehorende programmatuur, 1994 The American Radio Relay League, Inc, Newington, CT.

**Appendix**

a. *Het afleiden van de genormaliseerde waarden van de onderdelen van een filter uit de gegevens van een bestaand filter.*

In de filtertechniek is het gebruikelijk om te werken met zogenaamde genormaliseerde waarden van de onderdelen van een filter. Dit is een filter met een afsluitweerstand van 1 Ω en een cirkelfrequentie van 1 radiaal per seconde. De waarde van de spoelen wordt aangegeven in henry en de waarde van de condensatoren in farad. Er bestaan tabellen waarin van een groot aantal filters deze genormaliseerde waarden zijn opgenomen. Een standaardwerk op dit gebied is referentie 5. Met behulp van deze tabellen kan dan een gedenormaliseerd filter berekend worden: een

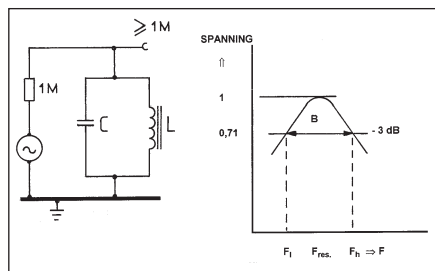


Fig. 9. Parallelkring voor het bepalen van de Q van de spoel en bijbehorende resonantiekromme.

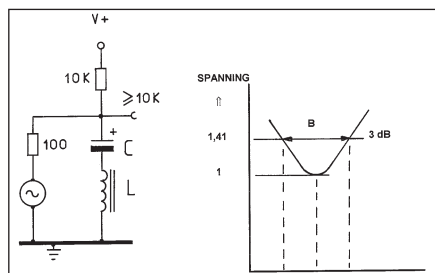


Fig. 10. Seriekring voor het bepalen van de Q van de spoel en bijbehorende resonantiekromme.

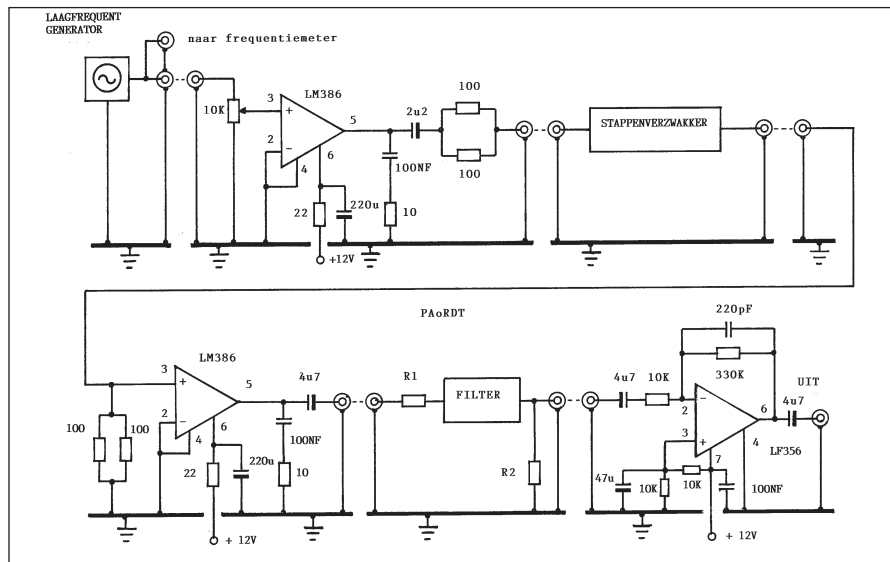


Fig. 11. De meetopstelling.

filter met een andere afsluitweerstand en een andere frequentie. Hiervoor gelden de volgende formules:

$L = L_n R / w$  (1) en  $C = C_n / wR$  (2). ( $w = 2 \pi F$ )

L is de zelfinductie en  $L_n$  is de genormaliseerde waarde van de zelfinductie in H. C is de capaciteit en  $C_n$  is de genormaliseerde waarde van de capaciteit in F. F is de frequentie in Hz, R is de afsluitweerstand in Ω en  $\pi = 3,14159$ . Bij een hogere afsluitweerstand wordt de zelfinductie groter en de capaciteit kleiner. Omgekeerd kan uit de gegevens van een bestaand filter een genormaliseerd filter worden afgeleid met behulp van de formules:

$L_n = w L / R$  (3) en  $C_n = w R C$  (4).

In de praktijk is het vaak handiger om de grootheden aan te houden die in het bestaande filter worden gebruikt. Dit is ook zo gedaan in de formules bij figuur 2. Op deze manier is het mogelijk filters die in een bepaalde publicatie voorkomen, om te rekenen naar een andere frequentie en/of een andere impedantie.

b. *De kwaliteitsfactor Q van een spoel.*

In tabel 3 is de kwaliteitsfactor van een aantal spoelen opgenomen. De kwaliteit van een spoel wordt bepaald door de verliezen die onvermijdelijk optreden. Meestal worden deze gepresenteerd als een weerstand  $R_s$  in serie met een ideale spoel of een weerstand  $R_p$  parallel aan een ideale spoel. De Q wordt als volgt gedefinieerd:

$Q = w L / R_s$  (5) maar ook als  $Q = R_p / w L$  (6). ( $w = 2 \pi F$ )

De kwaliteitsfactor kan dus bepaald worden als de frequentie, de zelfinductie en de verliesweerstand bekend zijn. Het bepalen van de eerste twee levert meestal geen problemen op. De verliesweerstand kan echter niet rechtstreeks gemeten worden. Deze bestaat namelijk niet alleen uit de weerstand van het draad waarvan de spoel is gemaakt. Ook andere ver-

liezen, bijvoorbeeld veroorzaakt door het gebruikte kernmateriaal, spelen hierbij een rol. Behalve de hierboven genoemde formules, bestaat er een verband tussen de Q van een kring en de bandbreedte tussen de 3 dB punten op de resonantiekromme. Bij gebruik van een goede kwaliteit condensator mag de invloed hiervan verwaarloosd worden en benadert de Q van de kring de onbelaste Q van de spoel. Voor een parallelkring is dit aangegeven in figuur 9, voor een seriekring in figuur 10. Voor Q geldt nu:  $Q = (\sqrt{F_H F_L}) / (F_H - F_L)$  (7) Bij een relatief klein verschil tussen  $F_H$  en  $F_L$  geldt de volgende benadering:  $Q = F_{\text{resonantie}} / B_{-3dB}$  (8) ( $F_{\text{resonantie}}$  is de resonantiefrequentie en  $B_{-3dB}$  is de bandbreedte tussen de -3dB punten.) Een parallelkring heeft een hoge impedantie. Om de onbelaste Q zo goed mogelijk te benaderen moet de kring via een zo groot mogelijke weerstand gevoed worden. Hetzelfde geldt voor de ingangsweerstand van het meetinstrument waarmee de spanning over de kring gemeten wordt. Dit gaat het mooiste met een oscilloscoop. Als de aanwijzing bij  $F_{\text{res}}$  7 schaaldelen bedraagt, komen de -3dB punten overeen met (bijna) 5 schaaldelen. Bij een seriekring is de impedantie laag. Deze kan het beste uit een bron met een lage impedantie gevoed worden. Een scheidingsversterker met een LM386 zoals gebruikt wordt in de meetopstelling (zie elders) is hiervoor heel geschikt. In figuur 10 is aangegeven hoe een elektrolytische condensator in de schakeling opgenomen moet worden. Door eerst de Q van de kring met een gewone condensator te bepalen en daarna met een elektrolytische condensator, kan een indruk gekregen worden van de invloed die een elektrolytische condensator heeft op de kringkwaliteit.

c. *Het verlagen van de Q van een spoel.*

Als de Q van een spoel bekend is, kan deze verlaagd worden door parallel aan de spoel een weerstand te schakelen. (Een weerstand in serie kan natuurlijk ook.) Noemen we de denkbeeldige verliesweerstand  $R_p$  de weerstand die parallel aan de spoel geschakeld wordt  $R_s$  en de vervangingsweerstand van beide  $R_{\text{belast}}$ , dan geldt:



$$R_p = Q_{\text{onbelast}} L \quad (9), R_{\text{belast}} = Q_{\text{belast}} L \quad (10).$$

Is  $R_{\text{belast}}$  bekend, dan kan de waarde van  $R_a$  bepaald worden met

$$R_{\text{belast}} = R_a R_p / (R_a + R_p) \quad (11).$$

De onbelaste  $Q$  van een 88 mH torus bedraagt 40 bij een frequentie van 500 Hz. Uit (9) volgt  $R_p = 11058 \Omega$ . Stel  $Q$  moet verlaagd worden naar 16. Dan is volgens (10)  $R_{\text{belast}} = 4423 \Omega$ . Met behulp van formule (11) blijkt  $R_a = 3159 \Omega$ . De dichtstbijliggende waarde uit de E12 reeks is  $3300 \Omega$ .

## De meetopstelling

Het bepalen van de frequentie karakteristiek van laagfrequent filters kan op een aantal manieren gerealiseerd worden.

1. De directe methode: aan de ingang van het filter voeren we het signaal toe dat afkomstig is van een laagfrequentgenerator. Aan de uitgang van het filter wordt de grootte van het doorgelaten signaal gemeten met behulp van een laagfrequent-(millivolt)-meter. Meestal willen we de grootte van de doorgelaten spanning weergeven in dB ten opzichte van het spanningsniveau bij de centrale frequentie van het filter. Bij de directe methode moeten de gevonden waarden eerst omgerekend worden in dB. Bovendien is het al tamelijk lastig om een bereik van 60 dB (een spanningsverhouding van 1000) te halen.
2. De indirecte methode: we monteren het filter in een ontvanger en bepalen de doorlaat met

behulp van een hoogfrequentgenerator waarvan de uitgangsspanning met behulp van een geijkte verzwakker ingesteld kan worden. De demping van het filter bij verschillende frequenties kan nu direct in dB worden afgelezen. Een nadeel is echter dat eerst de doorlaat van het filter dat in de ontvanger voorafgaat aan het te meten filter bepaald moet worden. En vervolgens moeten de gemeten waarden van ons filter gecorrigeerd worden.

3. Als er vaak aan laagfrequent filters gemeten moet worden, is het handiger hiervoor een aparte meetopstelling te maken. Zie figuur 11. Het signaal uit de laagfrequentgenerator gaat naar een frequentiemeter waarmee de frequentie tot op 1 Hz afgelezen kan worden en naar een scheidingsversterker. Deze zorgt voor de juiste aanpassing van de stappenverzwakker door middel van de beide  $100 \Omega$  weerstanden parallel. De stappenverzwakker met een karakteristieke impedantie van  $50 \Omega$  (figuur 8) wordt door de erop volgende tweede scheidingsversterker correct afgesloten. Deze scheidingsversterker is in staat om ook filters met een lage waarde van  $R_1$  goed aan te sturen. Na het te meten filter volgt nog een versterker die de verliezen van het filter compenseert. De invloed van de ingangswaarde van  $10k$  is bij de gebruikte waarden van  $R_2$  te verwaarlozen. Aan de uitgang wordt een laagfrequent-voltmeter aangesloten. Dit kan een eenvoudig zelfgemaakt exemplaar zijn, zoals bijvoorbeeld te vinden is in "Solid State Design for the Radio Amateur", pagina 168. Wel moet er op gelet worden dat de meter over het ge-

bruikte frequentiebereik dezelfde aanwijzing geeft.

De manier waarop de doorlaat van het filter wordt bepaald, wordt de compensatie methode genoemd. Dit gaat als volgt in zijn werk. De stappenverzwakker wordt ingesteld op een verzwakking van bijvoorbeeld 60 dB. Zorg ervoor dat bij de centrale frequentie van het filter een bruikbare aanwijzing op de voltmeter wordt verkregen. Bijvoorbeeld het midden van de schaal. Verminder nu de verzwakking met 3 dB. Verander de frequentie van de laagfrequent generator tot de meter weer dezelfde aanwijzing geeft. Er zijn twee frequenties waarbij dit het geval is: één boven en één onder de centrale frequentie van het filter. Noteer deze frequenties. Dit zijn de punten waarop het filter 3 dB verzwakt.

Zo kunnen ook de frequenties bepaald worden waarop het filter 6, 10, 20, 30, 40, 50 en 60 dB verzwakking geeft. Vervolgens kan er een grafiek getekend worden. Kleinere stappen kan natuurlijk ook. Maar dit heeft alleen zin aan de top van de doorlaat.

- Wanneer u zich nu opgeeft als donateur van het Amateurradiomuseum-in-oprichting ontvangt u t.z.t. een uitnodiging om de opening van het museum bij te wonen! U wordt donateur door een bedrag van minimaal f 25,-, maar uiteraard liefst wat meer want het is hard nodig, over te maken op girorekening 549509 ten name van de Stichting WS-19 te Budel.

