

Analogue elektronica ontwerpen

case-study #2 – deel 2: actieve filters

Alfred Rosenkränzer (Duitsland)

Dit tweede deel van de serie artikelen over het ontwerpen van analoge filters gaat over actieve filters. De spoelen die in passieve filters worden gebruikt, worden hier consequent vervangen door actieve componenten (meestal operationele versterkers). Dat heeft een aantal voordelen, zoals hieronder zal blijken.

Een Bijdrage van

Idee, schakelingen en tekst: **Alfred Rosenkränzer**
Schema's: **Patrick Wielders**

Redactie: **Dr. Thomas Scherer**

Vertaling: **Evelien Snel**

Layout: **Giel Dols**

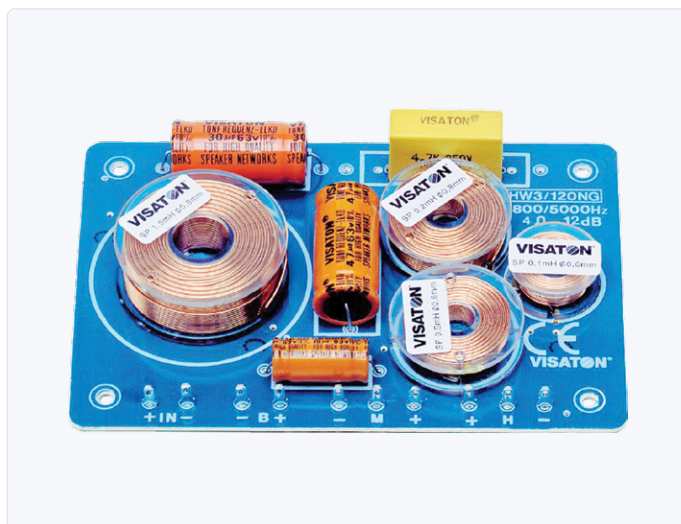
Spoelen zijn niet bepaald populair bij de meeste elektronici. Geen wonder, want de eigenschappen van spoelen zijn alles-behalve ideaal: omdat ze bestaan uit een opgerolde draad, hebben ze een ohmse weerstand die niet kan worden genegeerd en die afhankelijk is van de doorsnede en de lengte van de gebruikte draad. Daarnaast hebben ze nare eigenschappen zoals interne koppelcapaciteiten die tot ongewenste resonanties kunnen leiden. Bovendien zijn voor lage frequenties grote zelfinducties en dus fysiek grote spoelen

nodig, wat ze duur maakt en gevoelig voor externe magnetische velden. Onder bepaalde omstandigheden kunnen ze zelfs zelf ongewenste strooivelden genereren. Vooral in de scheidingfilters van passieve luidsprekerboxen komen we tegenwoordig nog grote spoelen tegen (**figuur 1**).

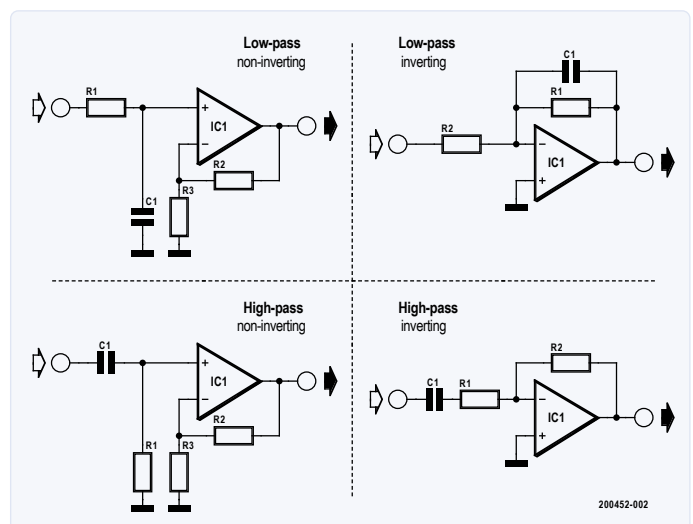
Actieve filters

In actieve filters komen maar zelden spoelen voor, en als ze er wel zijn, dan zijn het kleine exemplaren. Wat een filter 'actief' maakt zijn de actieve componenten: halfge-

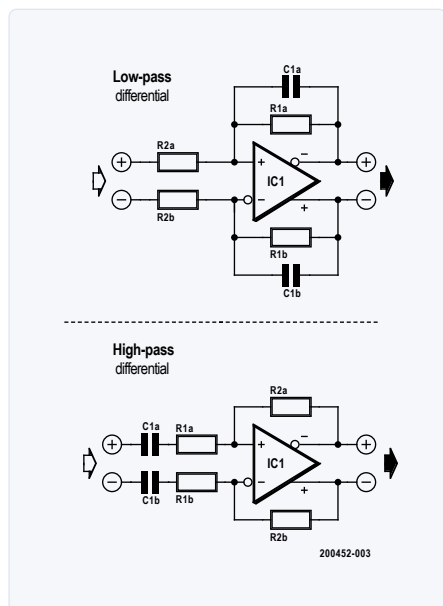
leiders in de vorm van transistoren (zelden) of operationele versterkers (meestal). Zonder spoelen en dankzij de mogelijkheid van meertrapsfilters waarbij de afzonderlijke trappen elkaar door belasting niet beïnvloeden, gedragen actieve filters zich veel beter. In het eenvoudigste geval is een transistor in gemeenschappelijke collector-schakeling als actief element voldoende. Maar met opamps is het ontwerp eenvoudiger en kan voor bepaalde doeleinden ook gemakkelijk een versterking groter dan één in een filter worden gerealiseerd.



Figuur 1. Luidspreker-wisselfilters zijn passieve filters met dikke spoelen. Hier het model HW3/120NG van Visaton. Foto: Visaton.



Figuur 2. Principeschema's van eerste-orde hoog- en laagdoorlaatfilters in inverterende en niet-inverterende uitvoering.



Figuur 3. Principeschema's van differentiële hoog- en laagdoorlaatfilters van de eerste orde.

Filtertypen

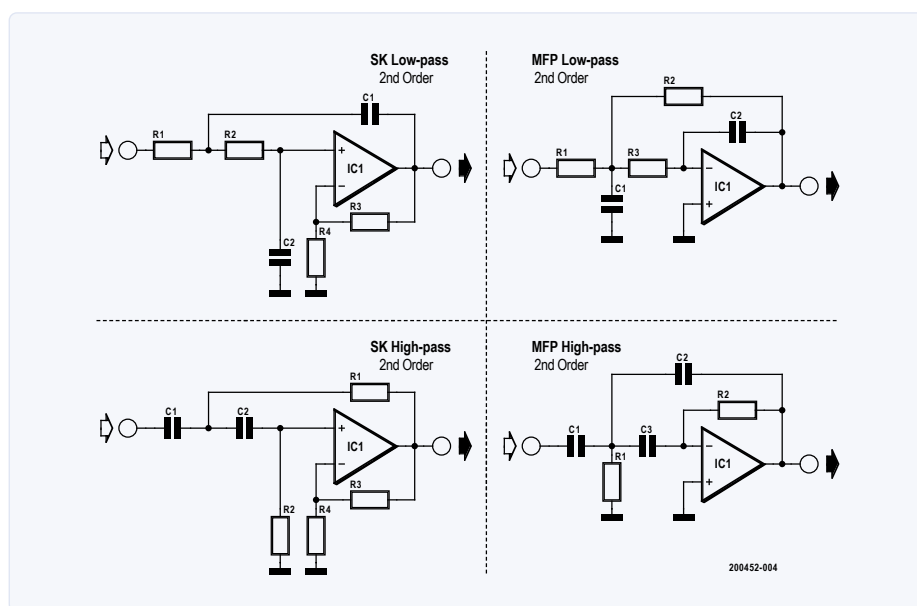
Net als bij passieve filters kunnen actieve filters ook als laag-, hoog-, allpass- en banddoorlaat- en bandsperfilters worden opgebouwd. Deze filtertypen zijn al uitgebreid beschreven in deel 1 [1].

Benaderingen

Net als bij passieve filters kunnen ook actieve filters worden ontworpen met Bessel-, Butterworth-, Chebyshev- en andere karakteristieken. Het realiseren van Cauer-filters en inverse Chebyshev-filters met notches in het spergebied is in principe niet onmogelijk maar loont nauwelijks de moeite, omdat het erg lastig is en maar beperkte voordelen biedt.

In plaats daarvan wordt bijvoorbeeld voor audio-wisselfilters graag een filter gebruikt dat bekend staat onder de naam van de uitvinder, Siegfried Linkwitz.

Daarmee is een rechte totaalresponsie mogelijk voor de lage, midden en hoge frequentietakken van een scheidings- of wisselfilter. Een vierde-orde Linkwitz-filter bestaat uit twee in serie geschakelde Butterworth-filters van de tweede orde. Dat is niet hetzelfde als een vierde-orde Butterworth filter! In een Linkwitz-filter is bovendien de kantelfrequentie gedefinieerd als het -6dB-punt, en niet zoals gebruikelijk het -3dB-punt. Hoewel een vlakke amplitude-responsie kan worden bereikt, is de groeps-



Figuur 4. Principeschema's van tweede-orde hoog- en laagdoorlaatfilters in Sallen-Key- (SK) en Multiple Feedback- (MFB) configuratie.

vertraging allesbehalve vlak. Daardoor zijn er flinke impulsvervalsingen, vooral bij blokgolven.

Structuur en orde

In **figuur 2** ziet u de principeschema's van eerste orde laag- en hoogdoorlaatfilters met opamps. De twee filters links bestaan uit een RC-laagdoorlaat- en hoogdoorlaatfilter, gevolgd door een opamp als niet-inverterende buffer. De twee weerstanden R2 en R3 bepalen op de gebruikelijke manier de versterking. De filterfunctie wordt niet beïnvloed door de versterking. In beide gevallen wordt de ingangsimpedantie gevormd door de combinatie van R en C. De plus-ingang van een opamp heeft een zeer hoge impedantie die daarom kan worden verwaarloosd. De opamp-uitgang is ook de uitgang van het filter en heeft dus een zeer lage impedantie. Een eventuele volgende filtertrap kan dus rechtstreeks op deze uitgang worden aangesloten zonder de filterwerking te beïnvloeden.

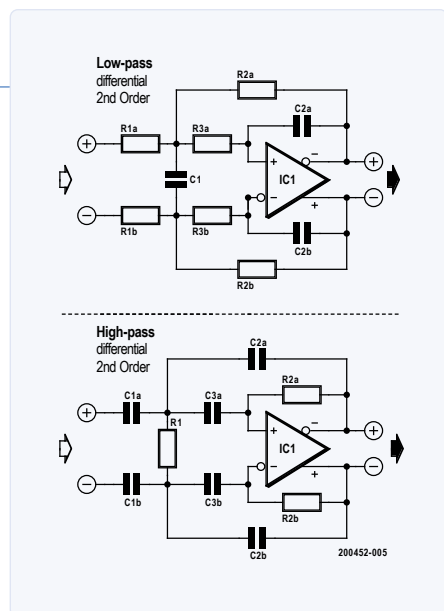
De twee filters aan de rechterkant zijn gebaseerd op een inverterende opamp. Hier kunnen de versterking en kantelfrequentie niet onafhankelijk van elkaar worden ingesteld. De kantelfrequentie is afhankelijk van R1 en de versterking van de verhouding van de beide weerstanden. Het reken-tool dat ik voor filters gebruik kan de inverterende variant niet berekenen. En dat is ook niet nodig, want zowel het hoog- als het

laagdoorlaatfilter gedragen zich hetzelfde en de kantel- of grensfrequentie f_g wordt altijd gegeven door $f_g = 1 / (2 * \pi * R1 * C1)$. Zoals we al opmerkten, is het niet zo gemakkelijk om een banddoorlaatfilter of een eerst- orde bandsperfilter te bouwen. Maar een soort eerste orde banddoorlaatfilter zou kunnen worden gerealiseerd door een serie-schakeling van een laag- en hoogdoorlaatfilter (of andersom). Maar smalle doorlaatbanden zijn niet te realiseren met filters die geen erg steile flanken hebben en die dicht bij elkaar liggende kantelfrequenties hebben. Het voordeel van deze methode is dat de onderste en bovenste kantelfrequentie afzonderlijk kunnen worden ingesteld. Maar let op: Als $f_{g_{HP}} > f_{g_{LP}}$ dan ontstaat helaas geen bandsperfilter, maar een breedband-verzwakker met een 'schuine' frequentieresponsie.

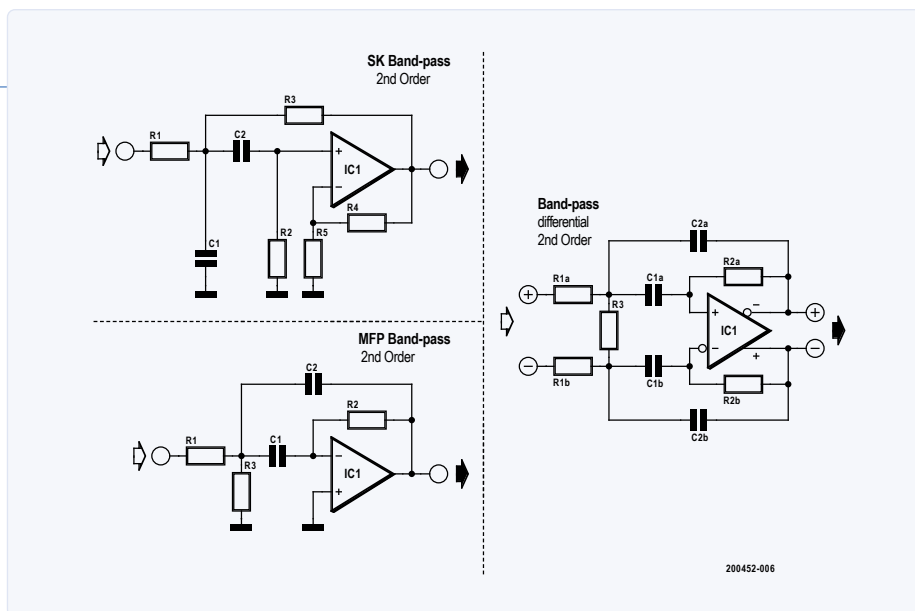
Differentiële filters

Volledig differentiële versterkers (Fully Differential Amps) worden in toenemende mate ingezet in de audiotechnologie, maar ook voor hogere frequenties van enkele honderden MHz . Ook daarmee kunnen we actieve filters bouwen, zoals geschetst in **figuur 3**. Dit werkt echter maar in één topologie. Wie geïnteresseerd is: voor IC1 kan bijvoorbeeld de differentiële opamp LME48724 worden ingezet.

Er zijn twee verschillende structuren voor actieve tweede-orde-filters: het Sallen-Key-



Figuur 5. Principeschema's van differentiële hoog- en laagdoorlaatfilters van de tweede orde. Deze zijn alleen mogelijk als MFB-type.



Figuur 6. Principeschema's van tweede-orde banddoorlaatfilters.

filter (SK), genoemd naar zijn uitvinders, en een methode die bekend staat als Multiple Feedback (MFB, meervoudige terugkoppeling). **Figuur 4** toont beide structuren voor een laag- en hoogdoorlaatfilter. In tegenstelling tot het SK-filter inverteert een MFB-filter het signaal. De versterking in de doorlaatband wordt in de SK hoog- en laagdoorlaatfilters bepaald door de verhouding tussen R_3 en R_4 . Bij MFB-laagdoorlaat wordt de versterking in de doorlaatband bepaald door de verhouding tussen R_1 en R_2 , bij MFB-hoogdoorlaat is de verster-

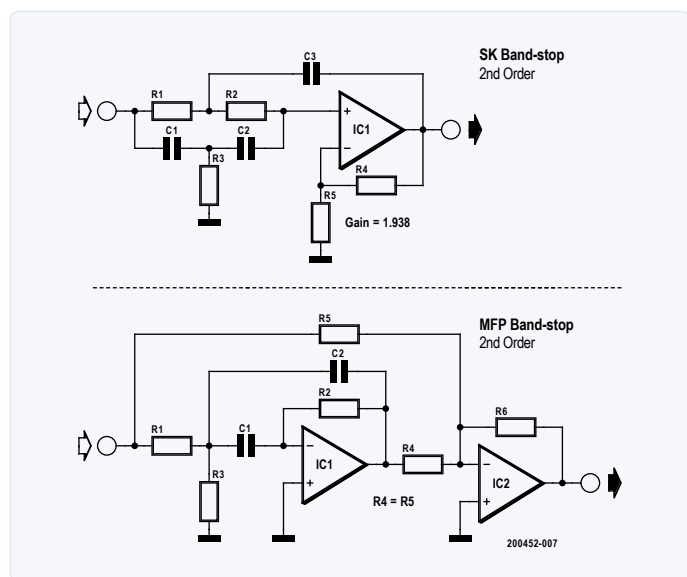
king in de doorlaatband afhankelijk van de verhouding tussen C_1 en C_2 . Differentiële actieve tweede-orde filters kunnen alleen worden geïmplementeerd in MFB-structuur (zie **figuur 5**). De principeschema's van banddoorlaatfilters zijn weergegeven in **figuur 6**. De differentiële bandpass is van het MFB-type.

Banddoorlaatfilters van hogere orde

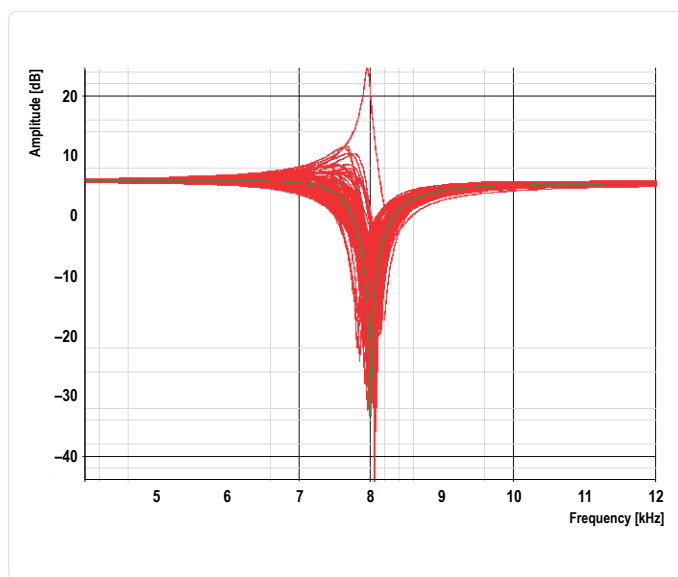
Banddoorlaatfilters vanaf de vierde orde kunnen rechtstreeks worden ontworpen

als een enkelvoudige schakeling of als een combinatie van een laag- en een hoogdoorlaatfilter. Dat laatste heeft weer het voordeel dat beide kantelfrequenties afzonderlijk kunnen worden aangepast.

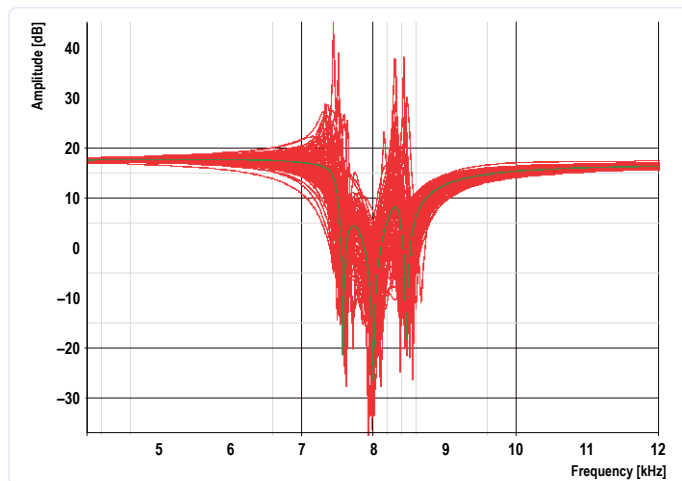
Met dergelijke cascadeschakelingen is het zelfs mogelijk om hoog- en laagdoorlaatfilters van verschillende orde te combineren. Dat is bijvoorbeeld heel handig voor de filters van een vleermuisdetector: de relatief luide 'lagere' frequenties <20 kHz kunnen worden onderdrukt met een vierde-orde



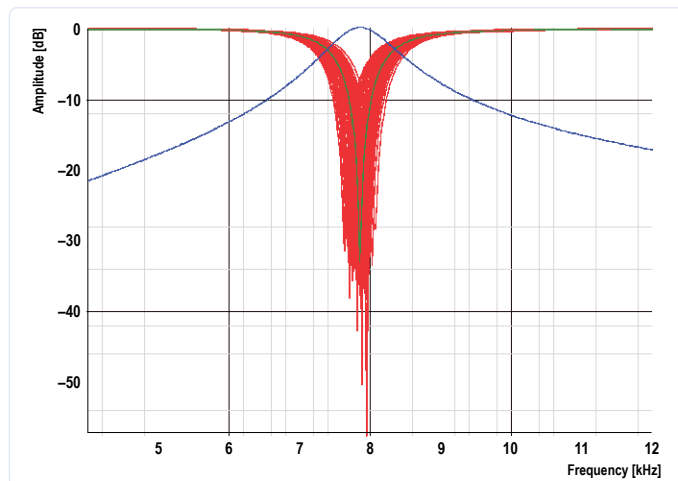
Figuur 7. Principeschema's van de tweede-orde bandsperfilters.



figuur 8. Gesimuleerde frequentieresponsie van een tweede-orde SK-bandsperfilter. De groene curve is de ideale respons. De reeks rode curves is het resultaat van de Monte Carlo-simulatie met de gegeven onderdelentoleranties.



Figuur 9. Gesimuleerde frequentieresponsie van een zesde-orde SK-bandsperfilter. Legenda: groen = ideale respons; rood = Monte Carlo-simulatie van de onderdelentoleranties.



Figuur 10. Gesimuleerde frequentieresponsie van een tweede-orde MFB-bandsperfilter. Legenda: groen = ideale respons; rood = Monte Carlo-simulatie van de onderdelentoleranties; blauw = banddoorlaatcurve (zie tekst).

hoogdoorlaatfilter. Een tweede-orde laagdoorlaatfilter is voldoende om frequenties >80 kHz tegen te houden.

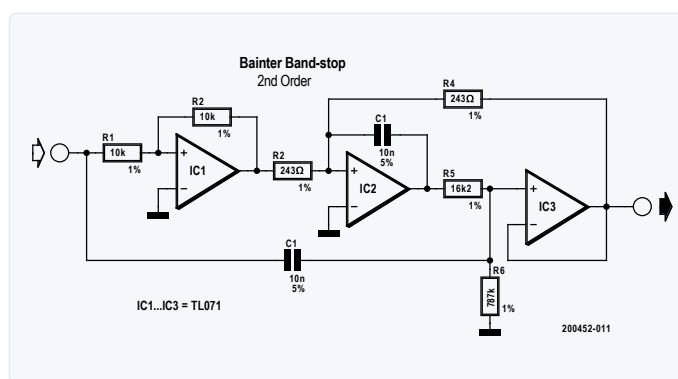
Bandsperfilters

Voor een tweede-orde bandsperfilter is er, naast SK en MFB (figuur 7), ook de zogenaamde Bainter-structuur. De SK-versie kan worden opgebouwd met één enkele opamp en bevat een eenvoudig dubbel T-netwerk, bestaande uit drie weerstanden en drie condensatoren. Helaas is deze configuratie gevoelig voor onderdelentoleranties. Daarom moeten de weerstanden en vooral de condensatoren uit één partij komen. Ook door veroudering kan de frequentieresponsie drastisch veranderen.

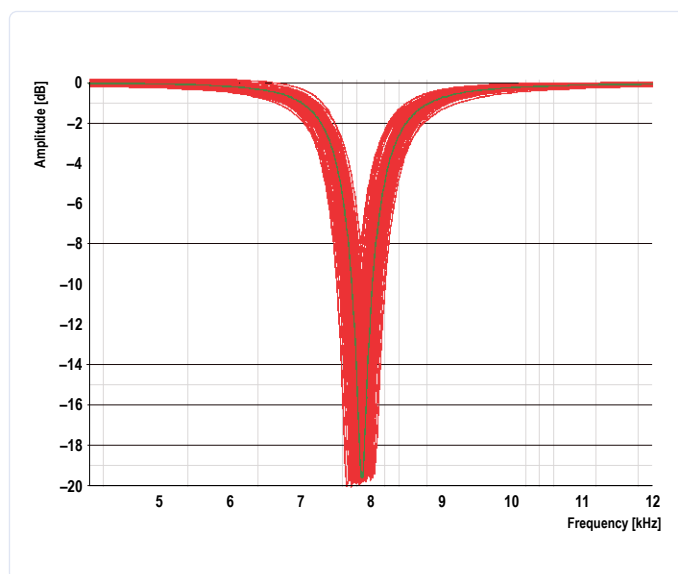
De responsie van een SK-bandsperfilter voor 8 kHz is weergegeven in figuur 8. De ideale, hypothetische frequentieresponsie is groen getekend. Bijzonder interessant zijn hier de onderdelentoleranties van 1% voor de weerstanden en 5% voor de condensatoren. Zoals de frequentieresponsie in figuur 9 op indrukwekkende wijze laat zien, zijn SK-banddoorlaatfilters van een hogere orde hier nog gevoeliger voor. Daarnaast zijn er verschillende lokale minima in de stopband. De versterking kan niet vrij worden gekozen en bedraagt ongeveer een factor 2 per trap. Al met al kan worden gezegd dat het beter is om een ander type bandsperfilter te kiezen dan de Sallen-Key-implementatie.

Een MFB-bandsperfilter is eigenlijk een banddoorlaatfilter waarvan het uitgangssignaal wordt afgetrokken van hetingangssignaal, waardoor als het ware indirect een bandsperfilter ontstaat. Deze variant is minder gevoelig voor componenttoleranties, zoals de frequentieresponsie van een op deze manier geconstrueerde tweede-orde MFB-bandsperfilter in figuur 10 aantoont. Het geïdealiseerde verloop van het banddoorlaatfilter is hier blauw weergegeven.

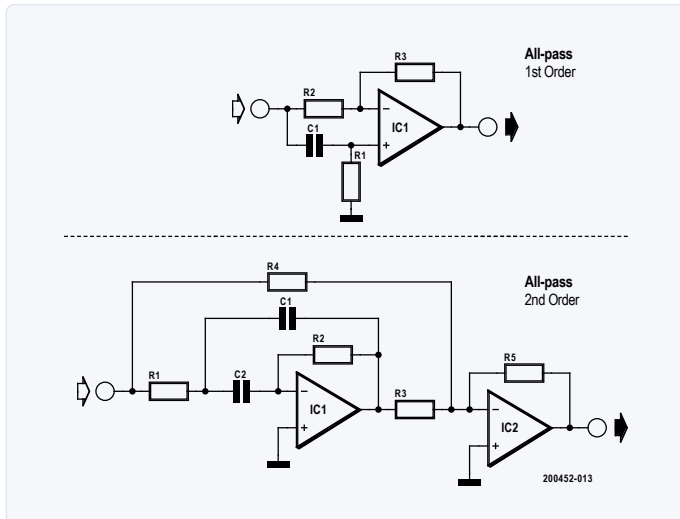
Voor een Bainter-filter zijn meteen drie opamps nodig. Meer informatie over deze variant vindt u bijvoorbeeld onder [2][3]. De schakeling in figuur 11 laat de concrete waarden zien voor een bandsperfilter net onder 8 kHz. De bijbehorende frequentieresponsie is te bewonderen in figuur 12. U ziet duidelijk het 'mooiere' verloop van de curven en vooral de grotere onafhankelijkheid van de onderdelentoleranties in het sperbereik.



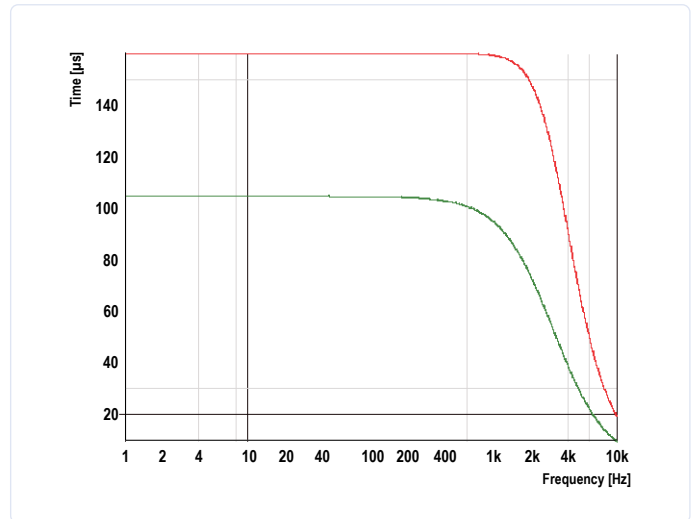
Figuur 11. Principeschema van een tweede-orde Bainter-bandsperfilter. Er zijn drie opamps nodig.



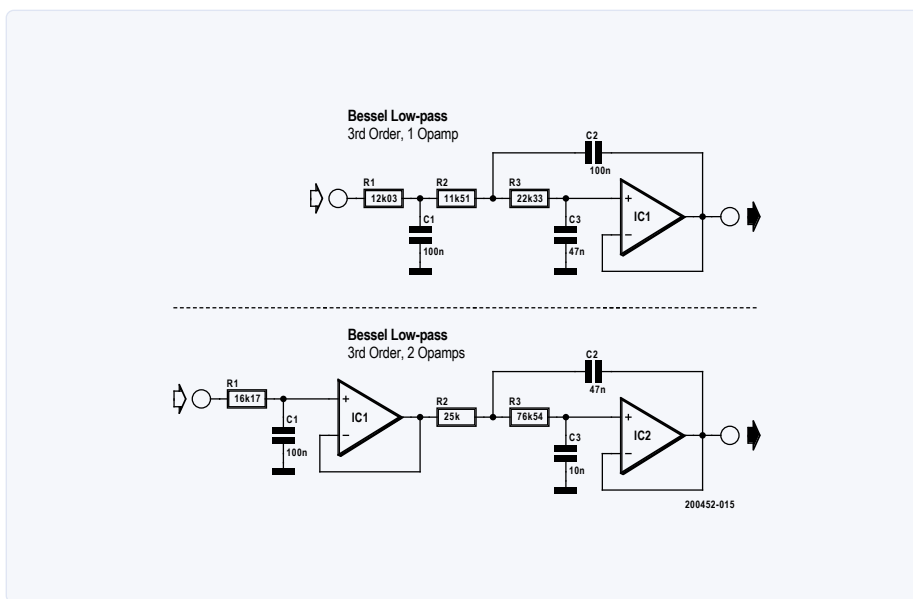
figuur 12. Gesimuleerde frequentieresponsie van een tweede-orde Bainter-bandsperfilter. Legenda: groen = ideale respons; rood = Monte Carlo-simulatie van de onderdelentoleranties.



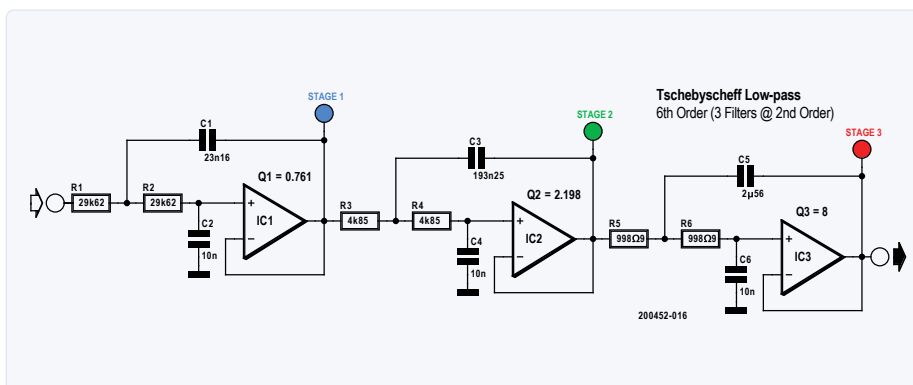
Figuur 13. Principeschema's van eerste- en tweede-orde allpass-filters.



Figuur 14: Frequentierespons van de groepslooptijd van de eerste-orde (groen) en tweede-orde (rood) allpass-filters van figuur 13.



Figuur 15. Uitgewerkte schema's van Bessel-laagdoorlaatfilters met één en twee opamps.



Figuur 16. Uitgewerkt schema van een Chebyshev-laagdoorlaatfilter van de zesde orde.

Interessant is dat de oudere desktopversie van mijn filterprogramma alleen de SK- en MFB-implementatie berekent. Inmiddels geeft Texas Instruments de voorkeur aan de nieuwere webversie [3], die alleen de Bainter-versie ondersteunt.

Allpass-filters

De tot nu toe besproken filters realiseren een frequentie-afhankelijke verandering van de amplitude. De frequentieafhankelijkheid van de faserespons of de groepsvertraging is bijzaak, of zelfs ongewenst (behalve voor het Bessel-filter).

Bij allpass-filters is de amplitude van het signaal niet afhankelijk van de frequentie, maar is constant. De definitie van een kantelfrequentie met betrekking tot de amplitude zou niet zinvol zijn. In plaats daarvan wordt het punt waarop de groepsvertraging afneemt met -3 dB (tot 70,7%) gebruikt voor de karakterisering.

In **figuur 13** ziet u de principeschema's van de eerste- en tweede-orde allpass-filters.

Figuur 14 toont de bijbehorende groepslooptijden als functie van de frequentie.

Hogere ordes

Filters van hogere orde kunnen meestal ook worden geïmplementeerd door twee of meer eerste- en tweede-ordefilters in serie te schakelen. Een vierde-orde Chebyshev-filter bestaat echter niet uit twee identieke Chebyshev-filters van de tweede orde in serie. De dimensionering van de componenten is anders en dus ook het filtergedrag.

Voor elke filtertrap van de eerste of tweede orde hebt u meestal één opamp nodig, dat wordt in ieder geval gesuggereerd door de gangbare tools om filters te berekenen. Toch kunnen derde- en zelfs vierde-orde filters worden gerealiseerd met slechts één enkele opamp (met enige beperkingen). De nieuwere webversie van het TI-filtertools biedt deze mogelijkheden niet meer, omdat opamps goedkoop zijn en de grotere inspanning wordt beloond met minder gevoelige filters. **Figuur 15** toont, ter vergelijking, een derde-orde laagdoorlaatfilter met één en twee opamps. De waarden van de componenten van beide filters zijn door het filtertools berekend voor een kantelfrequentie van 133 Hz.

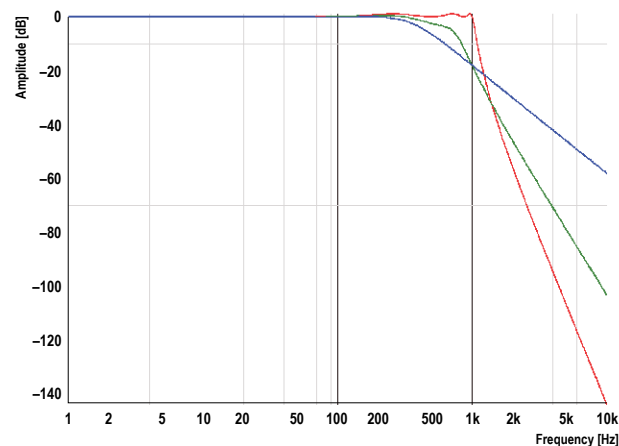
Er is niets op tegen om verschillende filters te combineren in plaats van een 'homogeen' hogere-orde filter te realiseren – bijvoorbeeld een SK-laagdoorlaatfilter in combinatie met een MFB-laagdoorlaatfilter. De deelfilters kunnen ook worden verwisseld of niet-inverterend worden uitgevoerd, zoals meestal het geval is met SK- en MFB-filters. De mogelijkheden zijn onbegrensd. Voor dergelijke tamelijk exotische arrangementen is het aan te bevelen om de schakeling te simuleren alvorens die te bouwen [4]. Dan weet u of de gewenste filtereigenschappen min of meer bereikt zijn.

Voor filters van een hogere orde is een ander aspect relevant: de filterkwaliteit Q . U kunt het filtertools de kwaliteit voor elke trap afzonderlijk laten berekenen. In principe kunt u de volgorde van de filtertrappen vrij kiezen, omdat de uitgangen allemaal een lage impedantie hebben. Als de trappen met een hoge Q -waarde eerst komen, is de kans op overbelasting groter dan wanneer de volgorde wordt omgekeerd. Het gereedschap dat ik gebruik [5] sorteert de afzonderlijke trappen naar toenemende Q -waarde.

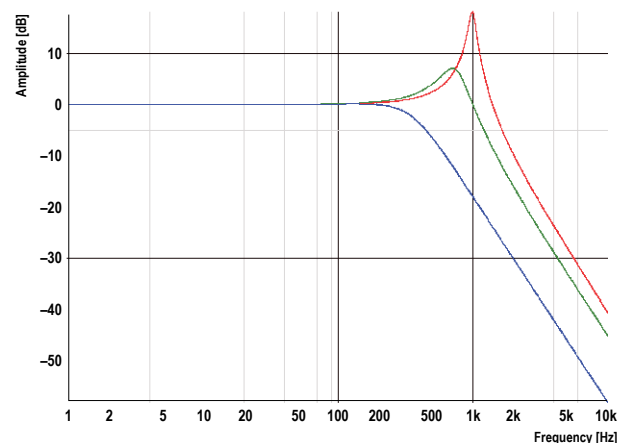
Figuur 16 toont een voorbeeld van een meertraps filter: een zesde-orde Chebyshev-laagdoorlaatfilter voor een kantelfrequentie van 1 kHz. In **figuur 17** ziet u de frequentieresponsie na elk van de drie trappen in verschillende kleuren. Als de drie trappen van het filter individueel worden gesimuleerd, vinden we de hypothetische individuele frequentieresponsies van **figuur 18**. Als de eerste trap in de schakeling van **figuur 16** wordt verwisseld met de derde trap, krijgen we de frequentieresponsies van **figuur 19**. Merk op dat de kleuren corresponderen met de volgorde van de trappen. De eerste trap blijft rood en het uitgangssignaal aan het einde blijft blauw. De rode curve in **figuur 17** en de blauwe curve in **figuur 19** zijn dus vrijwel identiek. In **figuur 19** is duidelijk te zien dat bij hoge niveaus rond de kantelfrequentie gemakkelijk oversturing kan optreden in de eerste (rood) en tweede (groen) trap. Daarom is de volgorde van **figuur 16** beter dan de omgekeerde volgorde.

Versterking

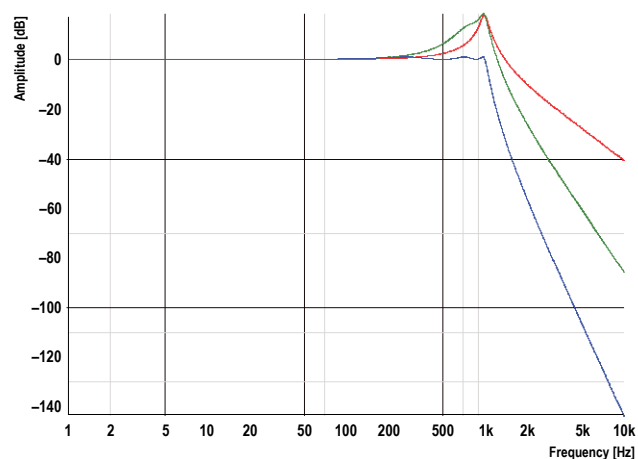
Actieve filters kunnen naast de eigenlijke filterfunctie ook zorgen voor een versterking >1 . Bij sommige filters heeft de versterking invloed op de waarden van de frequentiebepalende componenten. Soms bepaalt een component niet alleen de versterking, maar beïnvloedt die ook de kantelfrequentie. Zo kunt u bijvoorbeeld met de SK-filters van **figuur 4** (met een orde >1) niet zomaar R_3 of R_4 veranderen zonder ook de filtereigenschappen te beïnvloeden. Bij toenemende versterking neemt de 'spreiding' van de waarden (het verschil tussen de kleinste en de grootste waarde) van weerstanden en condensatoren meestal toe. Daar moet u bij het ontwerp rekening mee houden, omdat de spreiding van invloed is op de wenselijke onderdelentoleranties. Gelukkig verdelen de meeste filtertools de totale versterking van een filter van een hogere orde over de beschikbare opamps. Een simulatie met onderdelentoleran-



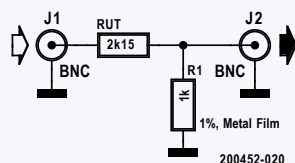
Figuur 17. Frequentieresponsies van de drie trappen van het zesde-orde Chebyshev-laagdoorlaatfilter van **figuur 16**. Legenda: blauw = trap 1; groen = trap 2; rood = trap 3 (uitgang).



Figuur 18. Gesimuleerde frequentieresponsies van de drie afzonderlijke subfilters van het zesde-orde Chebyshev-laagdoorlaatfilter van **figuur 16**. Legenda: blauw = trap 1; groen = trap 2; rood = trap 3.



Figuur 19. Frequentieresponsies van de drie trappen van het zesde-orde Chebyshev-laagdoorlaatfilter, met eerste en derde trap omgewisseld vergeleken met **figuur 16**. Legenda: blauw = trap 1; groen = trap 2; rood = trap 3 (uitgang).



Figuur 20. Testschakeling voor het meten van de vervorming van een weerstand (RUT) met een audio-spectrumanalyzer.

ties met behulp van de zogenaamde Monte Carlo-methode maakt duidelijk hoe gevoelig een filter op onderdelenspreiding reageert.

Dimensionering van de onderdelen

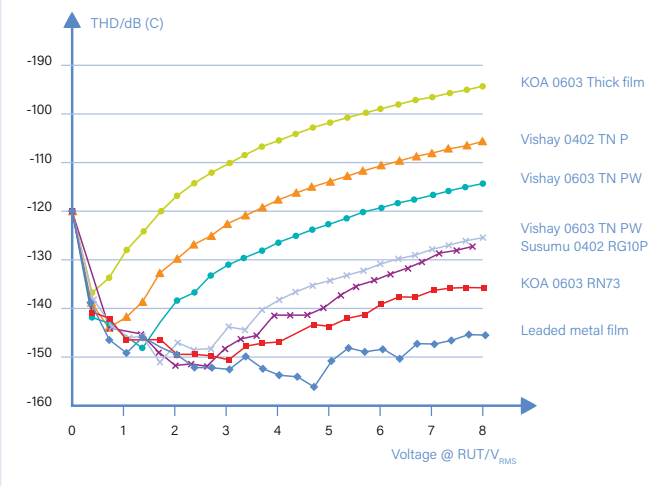
Met verschillende onderdelenwaarden kan dezelfde frequentieresponsie worden bereikt. Als we grotere weerstandswaarden gebruiken, worden de condensatorwaarden kleiner en omgekeerd. Hogere weerstandswaarden vergroten de ruis; te kleine waarden kunnen daarentegen vervorming veroorzaken omdat de opamps dan meer stroom moeten leveren. Voor audiofilters zijn waarden van 2...4 kΩ een goed compromis.

Met een goed filtertool kunnen de onderdelenwaarden worden gevarieerd. Het is vooral belangrijk om niet tevreden te zijn met 'ideale' onderdelenwaarden (zie figuren 15 en 16), die met name bij condensatoren nauwelijks verkrijgbaar zijn. Het is prettig om de gangbare E-serie voor weerstanden en condensatoren apart te kunnen specificeren (zoals in figuur 11). Maar soms helpt dat alles niets, en dan kunt u proberen een 'kromme' waarde zo goed mogelijk te benaderen door standaardwaarden parallel of in serie te zetten. Het TI-tool toont ook hoe sterk de werkelijke filtercurve afwijkt van het ideaal bij de geselecteerde onderdelenwaarden. U kunt proberen de afwijkingen te minimaliseren door wijzigingen aan te brengen.

Een Monte Carlo-simulatie houdt rekening met de toleranties van de geselecteerde onderdelen en toont met reeksen curven hoe het filtergedrag kan variëren ten gevolge van toevallige afwijkingen. Als er grote variaties in het gedrag te zien zijn, is het verstandig om over te stappen op een minder gevoelig filter.

Keuze van de onderdelen

Als u eenmaal een filter hebt berekend, dan moet u nog bedenken wat voor soort onderdelen u wilt gebruiken, omdat dit de kwaliteit en de kosten van het filter beïnvloedt. In het geval van een vleur-



Figuur 21. Vervorming van verschillende weerstandstypen bij 1 kHz als functie van de signaalamplitude.

muisdetector hebt u waarschijnlijk geen filters met een bijzonder geringe vervorming nodig. Maar als u bijvoorbeeld een zuivere sinus wilt genereren voor audiometingen, moet u meer moeite doen.

Weerstanden:

Bij de keuze van de weerstanden geldt: er zijn weerstanden en weerstanden. Een goede metaalfilmweerstand produceert meetbaar minder vervorming en ruis dan een 0815-SMD-type. In **figuur 20** ziet u een testschakeling om het effect van een bepaalde weerstand (RUT = Resistor Under Test) te meten met behulp van een hoogwaardige audio-spectrumanalyzer. R1 moet natuurlijk een metaalfilmweerstand zijn met bekende, zeer goede eigenschappen.

Figuur 21 toont de vervorming van verschillende soorten weerstanden als functie van de signaalamplitude. Zoals u kunt zien: dikke-film SMD-weerstanden zijn in elk geval een slechte keuze als het gaat om vervorming en ruis. Bij dunne-film SMD-weerstanden verdienen de grotere uitvoeringen de voorkeur. Loodhoudende metaalfilmweerstanden laten de beste resultaten zien. Raad eens wat voor soort weerstanden worden gebruikt in de Audio Precision Analyzer die ik gebruik...

Condensatoren:

Voor condensatoren gelden soortgelijke overwegingen. SMD-condensatoren kleiner dan 1 nF worden voornamelijk gemaakt van NPO-materiaal en zijn daarom zeer goed. Bij grotere waarden zijn

WEBLINKS EN LITERATUUR

- [1] Analoge filters (deel 1), Elektor september/oktober 2020: <https://www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-157/59005>
- [2] Halbleiter-Schaltungs-Technik 13. Auflage, U. Tietze, Ch. Schenk
- [3] Bandstop Filters and the Bainter Topology, Bonnie C. Baker: <http://www.ti.com/lit/an/slyt613/slyt613.pdf>
- [4] Simetrix: <http://www.simetrix.co.uk/>
- [5] TI-Filter-Tool, Webversie: <https://webench.ti.com/filter-design-tool/>

Vragen of opmerkingen?

Hebt u vragen of opmerkingen naar aanleiding van dit artikel? Stuur een e-mail naar de auteur of naar de redactie van Elektor, via redactie@elektor.com.

andere materialen zoals X7R, X5R en dergelijke gangbaar. Helaas zijn die niet geschikt voor filters met een geringe vervorming. Condensatoren in een bereik van 10 nF tot $\leq 1 \mu\text{F}$ zijn verkrijgbaar in CoG-uitvoering, maar jammer genoeg zijn grotere condensatoren van dat materiaal erg duur. Loodhoudende typen zoals MKT of Styroflex zijn nog steeds de beste keuze voor de condensatoren. Vooral bij SMD-versies en grote waarden moet u de maximale spanning goed in de gaten houden.

Opamps:

Ook de keuze van de juiste opamp is niet zo eenvoudig. Om te beginnen moet u nadenken over de voedingsspanningen. Tegenwoordig zien we een trend naar steeds lagere voedingsspanningen. In plaats van de lang gebruikelijke $\pm 15\text{ V}$ zult u steeds vaker $\pm 5\text{ V}$ of nog minder zien. Lage spanningen beperken het mogelijke signaalniveau, maar niet alleen dat: ze verslechteren ook de signaal/ruis-verhouding. Bij grote signaalniveaus wordt ook het risico op vervorming of zelfs clippen

groter. Het is niet voor niets dat $\pm 15\text{ V}$ nog steeds verplicht is in professionele audioapparatuur.

In het algemeen moet natuurlijk worden gekozen voor IC's met weinig ruis en weinig vervorming. Een ander aspect is het versterking/bandbreedte-product van een opamp dat nodig is voor het filterontwerp. Als u een opamp neemt die te langzaam is, kan

het zijn dat u het beoogde filtergedrag niet haalt. Daarom moet u het berekende filterontwerp simuleren voordat u een prototype bouwt. En natuurlijk moet u niet alleen simuleren, maar daadwerkelijk een prototype bouwen en doormeten voordat u massaproductie gaat overwegen..

200452-04



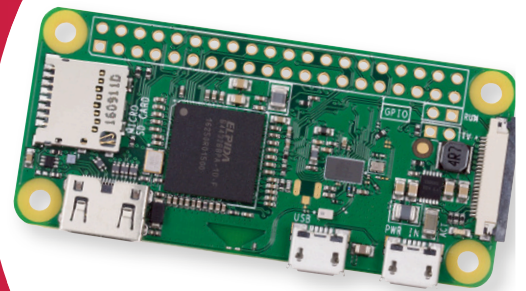
GERELATEERDE PRODUCTEN

- > **OWON SDS1102 2-ch Digital Oscilloscope (100 MHz)**
www.elektor.nl/18782
- > **Siglent SDG2042X Arbitrary Waveform Generator (40 MHz)**
www.elektor.nl/17649
- > **OWON XSA1015-TG Spectrum Analyser (9 kHz – 1.5 GHz)**
www.elektor.nl/18978

WORD ABONNEE EN ONTVANG

GRATIS Raspberry Pi Zero W

IEDERE 2 MAANDEN HET LAATSTE RASPBERRY
PI NIEUWS EN DE ALLERLEUKSTE PROJECTEN!



Uw voordelen:

- Gratis Raspberry Pi Zero W
- Gratis Pi Zero W Case
- Goedkoper dan zes losse nummers
- Iedere editie in de brievenbus; je hoeft de deur niet uit
- Elk nummer ook digitaal beschikbaar (PDF)
- Exclusief welkomstcadeau t.w.v. € 23,90
- Je leest MagPi al voordat het blad in de winkel ligt



ABONNEER NU OP WWW.MAGPI.NL