

# Actief 1kHz-filter voor vervormingsmeting

meet beter door het het meetsignaal te optimaliseren

Alfred Rosenkränzer (Duitsland)

Het detecteren van een geringe signaalvervorming stelt niet alleen hoge eisen aan het dynamisch bereik en de lineariteit van de meetapparatuur, maar ook aan het meetsignaal dat op de ingang van de te testen component wordt gezet. Met een achtergeschakeld filter kunnen echter zelfs 'gemiddelde' signaalgeneratoren hoogwaardige meetsignalen leveren.

In het artikel "Een Fliege-notchfilter voor audiometingen" in Elektor september/oktober 2022 [1] werd getoond hoe het meetbereik voor vervormingsmetingen met een digitizer kan worden vergroot door gebruik te maken van een notchfilter. Daarbij wordt het testsignaal onderdrukt, waardoor de digitizer zelf geen vervormingen kan veroorzaken. Een voorwaarde voor het correct detecteren van lage vervormingsniveaus van de apparatuur onder test (DUT) is natuurlijk dat de signaalgenerator die de DUT aanstuurt een kwalitatief hoorwaardig

signaal levert. Anders wordt naast de vervorming van het te testen apparaat ook de vervorming van de generator gemeten en worden onzuivere meetresultaten verkregen.

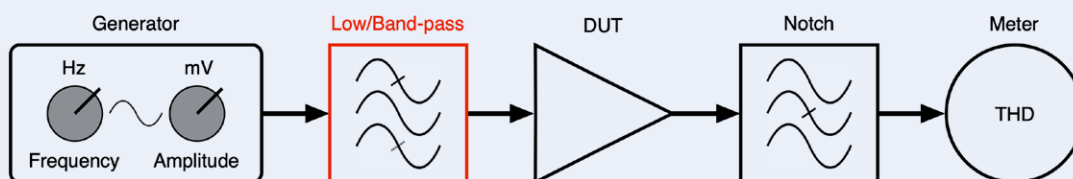
Bij betaalbare, niet-professionele signaalgeneratoren laat de kwaliteit van het gegenereerde signaal echter vaak te wensen over. Een achtergeschakelde filter kan hier een klein wonder verrichten en een bijzonder 'zuiver' meetsignaal opleveren door de vervormingen van de signaalgenerator te verzwakken.

## Eisen

Aangezien de meeste audiometingen worden verricht met de typische meetfrequentie van 1 kHz, is een filter met een vaste doorlaatband of afsnijfrequentie bij deze waarde meestal voldoende. Het filter moet de testfrequentie onverzwakt doorlaten, maar de harmonischen (de veelvouden van de testfrequentie) zoveel mogelijk verzwakken. Een andere belangrijke eis is (uiteraard!) dat het filter zelf geen noemenswaardige vervorming mag veroorzaken.

Voor een eenvoudig gebruik is het handig als het filter zelf niet te smalbandig is, maar enige bandbreedte heeft. Op die manier kan de frequentie van het meetsignaal gemakkelijk zonder niveauveranderingen worden afgestemd op de exacte frequentie van het smalbandige notchfilter, zodat het filter het meetsignaal voor de meting verwijdert.

**Figuur 1** toont het principe van zo'n meting met beide filters voor en na de DUT.



Figuur 1. Het geoptimaliseerde vervormings-meeprincept met één filter voor en één na het DUT. Het voorgeschakelde laag- of banddoorlaatfilter (rood) verwijdert vervorming uit het generatorsignaal.

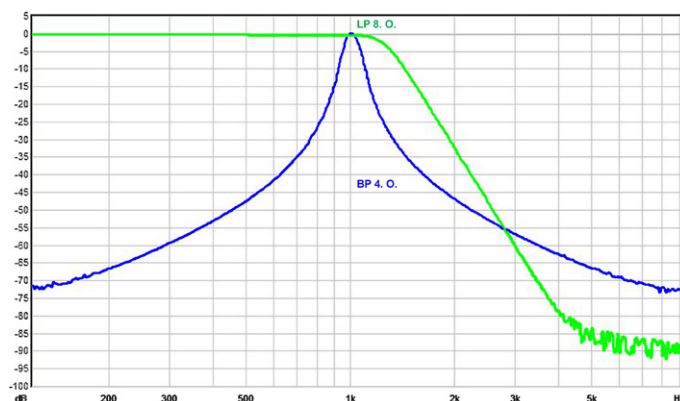
## Filter

In principe kan de reductie van de vervorming van de signaalgenerator (harmonische verzwakking) niet alleen worden bereikt met een banddoorlaatfilter, maar ook met een passend laagdoorlaatfilter. De vraag is welke opstelling en welk filtertype de beste harmonische demping heeft in verhouding tot de kosten van de onderdelen. **Tabel 1** toont de gemeten verzwakkingen van een 4e-orde banddoorlaatfilter (BP, bandpass) in vergelijking met verschillende laagdoorlaatfilters (LP, lowpass) bij een testsignaal van 1 kHz. De demping bij 2 kHz en 3 kHz is bijzonder relevant, aangezien deze harmonischen bij de meeste generatoren de grootste amplitude hebben.

**Tabel 1 Filterdemping**

| Frequentie<br>(kHz) | BP<br>4e-orde<br>(dB) | LP Bw.<br>4e-orde<br>(dB) | LP Ch.<br>4e-orde<br>(dB) | LP Bw.<br>8e-orde<br>(dB) |
|---------------------|-----------------------|---------------------------|---------------------------|---------------------------|
| 1,0                 | 0,0                   | 0,1                       | 0,3                       | 0,0                       |
| 2,0                 | -45,0                 | -11,7                     | -26,0                     | -32,0                     |
| 3,0                 | -56,0                 | -25,2                     | -42,0                     | -60,0                     |
| 4,0                 | -62,0                 | -35,0                     | -52,0                     | -80,0                     |
| 5,0                 | -66,0                 | -42,8                     | -60,0                     | -90,0                     |
| 6,0                 | -69,0                 | -49,5                     | -67,0                     | -90,0                     |
| 7,0                 | -72,0                 | -54,0                     | -72,0                     | -90,0                     |
| 8,0                 | -74,0                 | -59,0                     | -77,0                     | -90,0                     |
| 9,0                 | -75,0                 | -63,0                     | -81,0                     | -90,0                     |
| 10,0                | -76,0                 | -67,0                     | -85,0                     | -90,0                     |

Een Butterworth-laagdoorlaatfilter van de 4e orde haalt een verzwakking van iets minder dan 12 dB bij 2 kHz en is dus niet geschikt voor dit soort toepassing. Een Chebyshev-laagdoorlaatfilter van dezelfde orde

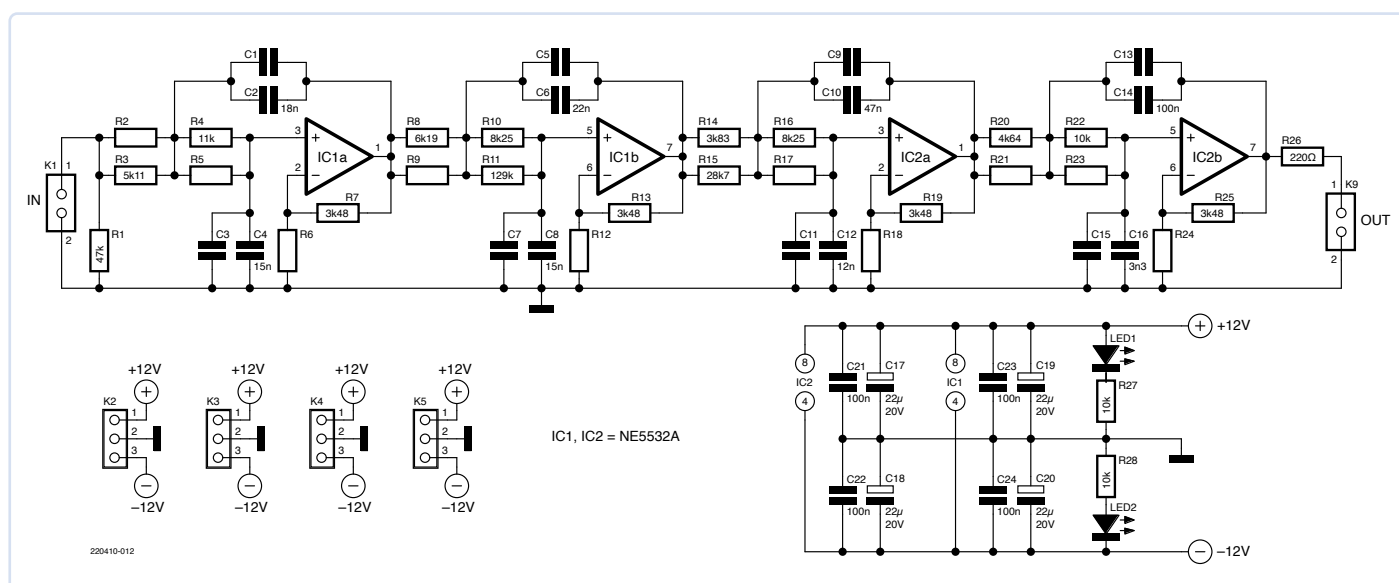


**Figuur 2.** Vergelijking van de frequentierespons van een 8e-orde Butterworth-laagdoorlaatfilter (groen) en een 4e-orde banddoorlaatfilter (blauw).

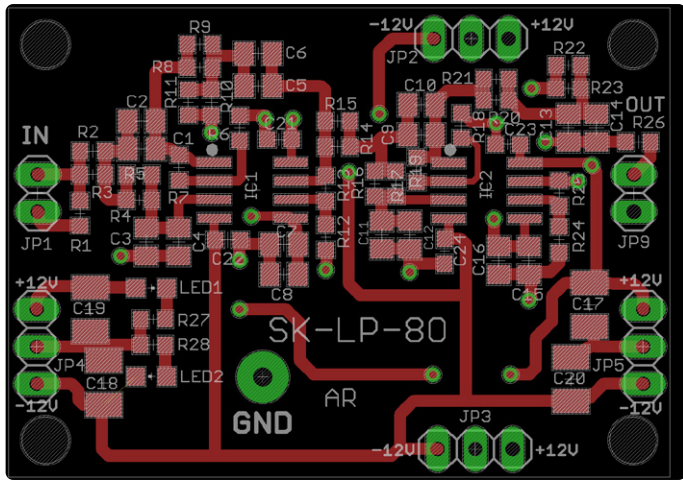
haalt hier al -26 dB. Een nog betere optie is een Butterworth-laagdoorlaatfilter van de 8e orde of een banddoorlaatfilter van de 4e orde met een bandbreedte van 100 Hz. **Figuur 2** toont een vergelijking van de frequentierespons van deze twee filters. Omdat deze twee filters de voorkeur verdienen, zijn er printplaten voor ontwikkeld met dezelfde afmetingen als het notchfilter uit [1]. De daarvoor ontwikkelde spanningsregelaar-print kan ook hier worden gebruikt.

## De schakelingen

**Figuur 3** toont de schakeling van het 8e-orde Butterworth-laagdoorlaatfilter. Om elke significante niveauverzwakking in een bereik van enkele tientallen hertz rond 1 kHz te vermijden, is de afsnijfrequentie ervan vastgelegd op 1,28 kHz met de gespecificeerde componentwaarden. **Figuur 4** toont de print-layout en **figuur 5** het prototype van het laagdoorlaatfilter. Voor de frequentiebepalende weerstanden en



**Figuur 3.** Schakeling van het 8e-orde Butterworth-laagdoorlaatfilter.



Figuur 4. Layout van de print voor het 8e-orde Butterworth-laagdoorlaatfilter.

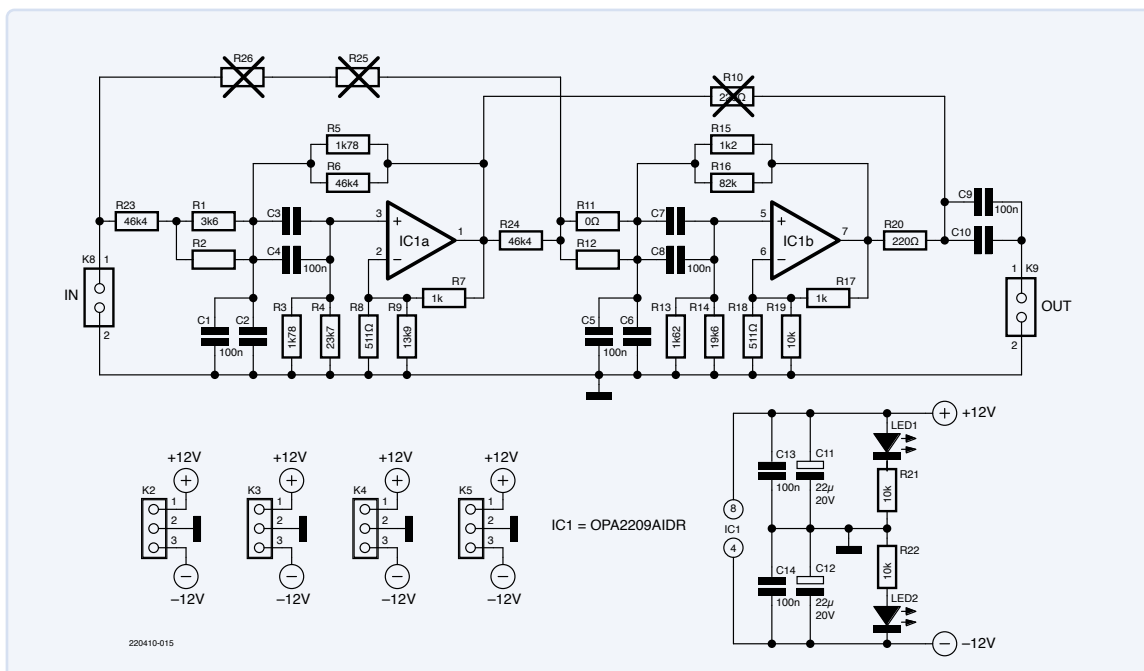


Figuur 5. Het voltooide laagdoorlaat-prototype van de auteur.

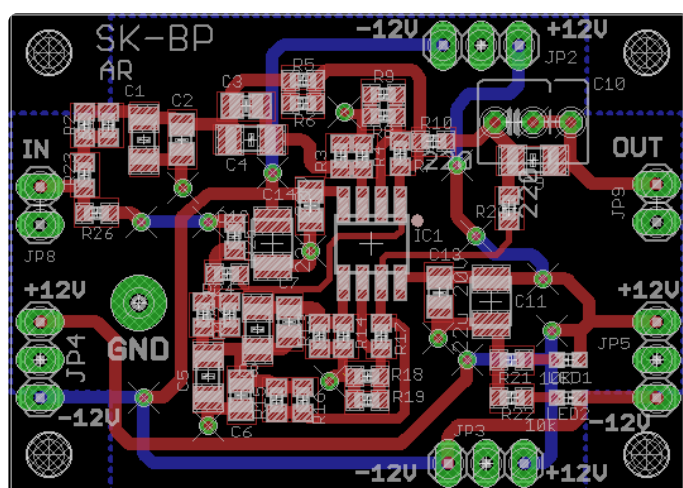
condensatoren is telkens een extra component parallel geschakeld (die zonder waarde in **figuur 3**), waardoor de ideale waarde zo nauwkeurig mogelijk kan worden benaderd met normale E-reeks componenten. Het is bijzonder raadzaam de condensatoren voor montage nauwkeurig op waarde te selecteren om te voorkomen dat later onderdelen vervangen moeten worden. Op de print is ook ruimte voor extra weerstanden (R6, R12, R18 en R24), die gebruikt kunnen worden voor de filterversterking, maar deze zijn hier niet nodig en worden daarom weggelaten. Het verdient in elk geval aanbeveling het artikel over het Fliege-notchfilter [1] te lezen en eventueel ook het artikel over filtersoftware [2], omdat daarin de procedure voor de exacte aanpassing van de filterfrequenties en de daarvoor gebruikte software om de componenten te berekenen uitvoerig worden toegelicht. Een optimalisatievoorbeeld: de gemeten (werkelijke) waarde van 100nF-condensator C14 is

103 nF, wat binnen de 5% tolerantie van de component valt. Als je nu een waarde van 103 nF in de software invoert, krijg je de aangepaste waarden voor de andere componenten van deze trap bij een bepaalde frequentie – en de juiste weerstanden zijn gemakkelijk en goedkoop verkrijgbaar, zelfs met een tolerantie van 1%.

Dezelfde procedure werd gevolgd voor het banddoorlaatfilter (schema: **figuur 6**, layout: **figuur 7**, prototype: **figuur 8**). Voor de frequentiebepalende componenten is ruimte voor parallelgeschakelde componenten gereserveerd; een optionele versterking werd gerealiseerd met R8, R9, R18 en R19. Aangezien de waarden van de frequentiebepalende condensatoren hier gelijk zijn, moet je indien mogelijk componenten uit dezelfde partij gebruiken, en de verschillen – die waarschijnlijk zeer klein zullen zijn – compenseren met parallelgeschakelde condensatoren. Ook hier wordt aanbevolen de resulterende waarde in de



Figuur 6. Schma van het 4e-orde banddoorlaatfilter met 100 Hz bandbreedte.



Figuur 7. Layout van de print voor het 4e-orde banddoorlaatfilter.

software in te voeren. Om de vereiste weerstandswaarden aan de ingang van elke trap zo nauwkeurig mogelijk te bereiken, werd telkens een combinatie van één weerstand in serie met een parallelschakeling van twee weerstanden toegepast. Weerstanden R10, R25 en R26 worden gebruikt om de eigenschappen van de afzonderlijke trappen te meten zoals beschreven in [1] en worden hier daarom weggelaten. Voor de fijnafstemming wordt aanbevolen de schakeling te simuleren met de werkelijk gemeten waarden.

### Welk filter?

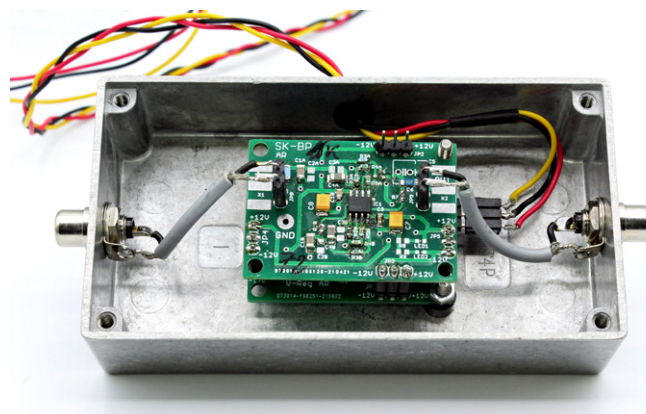
Nu je de keuze hebt tussen een laagdoorlaat- en een banddoorlaatfilter, rijst natuurlijk de vraag: welk filtertype is beter geschikt voor je doeleinden?

Het laagdoorlaatfilter moet van een hogere orde zijn om een bruikbare demping te leveren, en heeft daarom vier opamps nodig. Dit verhoogt de inherente ruis en natuurlijk de door het filter veroorzaakte vervorming. Anderzijds levert het een betere demping van hogere-orde harmonischen vanaf ongeveer 3 kHz dan het banddoorlaatfilter. Het feit dat het alle frequenties onder de afsnijfrequentie doorlaat, kan gunstig zijn voor andere toepassingen.

Het 4e-orde banddoorlaatfilter daarentegen heeft genoeg aan twee opamps en zou daarom minder eigen ruis en vervorming moeten produceren. Aangezien het alleen frequenties dicht bij 1 kHz doorlaat met een bandbreedte van 100 Hz, is het nauwelijks geschikt voor andere toepassingen. Maar aangezien hij alle frequenties onder 1 kHz verzwakt en dus ook ongewenste verschijnselen zoals netbrom, wordt ook de laagfrequente inherente ruis verminderd, wat de SNR-metingen ten goede kan komen.

### Tot slot

Vanwege de kleine SMD-componenten die worden gebruikt, is het volbouwen van de printen niet geschikt voor mensen die voor het eerst met de hand solderen. Ervaren elektronica-makers zouden er echter geen problemen mee mogen hebben. De layout-bestanden kunnen gratis worden gedownload (in Eagle-formaat) van de webpagina bij dit artikel [3]. Vanwege hun eigenschappen moeten voor alle weerstanden in de signaalweg hoogwaardige dunne-film versies worden gebruikt. De signaalvoerende keramische SMD-condensatoren moeten beslist



Figuur 8. Het prototype van het banddoorlaatfilter, gemonteerd in een aluminium behuizing.

types zijn met een COG-dielectricum om stabiele eigenschappen en een geringe inherente vervorming te garanderen. De auteur heeft nog enkele lege printen over. Indien gewenst kun je per e-mail contact met hem opnemen (zie het kader **Over de auteur**).

De twee hier gepresenteerde filters zijn natuurlijk niet beperkt tot 1 kHz. Je kunt gemakkelijk een hele reeks geschikte laag-/banddoorlaat- en notchfilters bouwen voor verschillende frequenties, onder toepassing van de ontwerpoverwegingen in [1], en ze gebruiken om het vervormingsgedrag van audioschakelingen bij verschillende frequenties te onderzoeken. ◀

220410-03

### Over de auteur

Alfred Rosenkränzer werkte vele jaren als ontwikkelingsingenieur, aanvankelijk op het gebied van professionele televisietechnologie. Sinds het einde van de jaren negentig ontwikkelt hij digitale high speed- en analoge schakelingen voor IC-testers. Audio is zijn privé-liefhebberij.

### Vragen of opmerkingen?

Hebt u technische vragen of opmerkingen naar aanleiding van dit artikel? Stuur een e-mail naar de auteur via [alfred\\_rosenkraenzer@gmx.de](mailto:alfred_rosenkraenzer@gmx.de) of naar de redactie van Elektor via [redactie@elektor.com](mailto:redactie@elektor.com).

### WEBLINKS

- [1] Alfred Rosenkränzer, "Een Fliege-notchfilter voor audiometingen", Elektor september/oktober 2022: <https://www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-274/60995>
- [2] Alfred Rosenkränzer, "Filtersoftware", Elektor november/december 2022: <https://www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-282/61123>
- [3] Webpagina bij dit artikel: <https://www.elektormagazine.nl/220410-03>



## ONDERDELENLIJST LAAGDOORLAATFILTER

### Weerstanden (dunnefilm, 1%, SMD 0603):

R1 = 47 k  
R2, R5, R9, R17, R21, R23 = voor parallelmontage \*  
R3 = 5k11  
R4 = 11 k  
R6, R12, R18, R24 = versterking, niet monteren \*  
R7, R13, R19, R25 = 3k48  
R8 = 6k19  
R10, R16 = 8k25  
R11 = 129 k  
R14 = 3k83  
R15 = 28k7  
R20 = 4k64

R22, R27, R28 = 10 k

R26 = 220  $\Omega$

### Condensatoren

(tenzij anders vermeld: 5%, COG, SMD0805):

C1, C3, C5, C7, C9, C11, C13, C15 =  
voor parallelmontage \*  
C2 = 18 n  
C4, C8 = 15 n  
C6 = 22 n  
C10 = 47 n  
C12 = 12 n  
C14 = 100 n

C16 = 3n3

C17, C18, C19, C20 = elco 22  $\mu$ /20 V, SMD-B  
C21, C22, C23, C24 = 100 n, 0603

### Halfgeleiders:

LED1, LED2 = LED, groen, SMD0805  
IC1, IC2 = NE5532A, SO08

### Overig:

K1, K9 = 2-polige header male, raster 0,1"  
K2...K5 = 3-polige header male, raster 0,1"

\* zie tekst



## ONDERDELENLIJST BANDDOORLAATFILTER

### Weerstanden (dunnefilm, 1%, SMD 0603):

R1 = 3k6  
R2, R12 = voor parallelmontage \*  
R3, R5 = 1k78  
R4 = 23k7  
R6, R23, R24 = 46k4  
R7, R17 = 1 k  
R8, R18 = 511  $\Omega$   
R9 = 13k9  
R10, R25, R26 = niet monteren \*  
R11 = 0  $\Omega$

R13 = 1k62

R14 = 19k6

R15 = 1k2

R16 = 82 k

R19, R21, R22 = 10 k

### Condensatoren

(tenzij anders vermeld: 5%, COG, SMD0805):

C1, C4, C5, C8, C9 = 100 n, 1206  
C2, C3, C6, C7 = voor parallelmontage \*  
C10 = niet monteren

### Halfgeleiders:

LED1, LED2 = LED, groen, 0603  
IC1 = OPA2209AIDR, SO08

### Overig:

K8, K9 = 2-polige header male, raster 0,1"  
K2...K5 = 3-polige header male, raster 0,1"

\* zie tekst



## Gerelateerde producten

- > OWON AG051 Arbitrary Waveform Generator (5 MHz) (SKU 18874)  
<https://elektor.nl/18874>
- > OWON SDS1102 2-Channel Oscilloscope (100 MHz) (SKU 18782)  
<https://elektor.nl/18782>
- > OWON XSA810 Spectrum Analyzer (1 GHz) (SKU 19714)  
<https://elektor.nl/19714>

