



Analoge elektronica ontwerpen

case-study #1 – deel 2: de voorversterker voor de MEMS-microfoon

Ton Giesberts (Elektor Labs)

In deze serie artikelen verkennen experts op dit gebied aspecten van het ontwerp van analoge elektronica ten behoeve van een publiek dat in toenemende mate 'digital only' wordt, en zal duidelijk worden dat 'analoog' geen zwarte magie is. In deel 1 bespraken we de MEMS-microfoon die voor het eerst werd gebruikt in een Elektor project met de naam Vleermuis DetectorPLUS. In deze aflevering gaan we verder met de ontwerpaspecten van de geavanceerde microfoonversterker van dat project.

Deze aflevering van de nieuwe artikelreeks 'analoge elektronica ontwerpen' biedt een gedocumenteerde en becommentarieerde evaluatie van de speciale microfoonvoorversterker die in het Vleermuis DetectorPLUS project werd gebruikt [1], en bespreekt oplossingen om die te optimaliseren voor gebruik met de MEMS-microfoon die we in de vorige aflevering tegen het licht hebben gehouden [2].

Om een goede indruk te krijgen van de ontwerpoverwegingen is het nuttig, zo niet verplicht, om het schema van de microfoon-voorversterker bij de hand te hebben; voor uw gemak hebben we dat deel van de schakeling in **figuur 1** omkaderd. Te zien is hoe de voorversterker wordt

- aangestuurd (door de microfoon die is aangesloten op K1);
- belast (door IC4A);
- gevoed (met $\pm 4,5$ V symmetrisch, door IC1).

Daarmee hebt u alles in beeld. Maar laten we eerst de oorspronkelijke schakeling nader bekijken. Na al die jaren is de low-power opamp TL062 met zijn ruststroom van 200 μ A per versterker nog steeds helemaal niet zo slecht vergeleken met veel actuele low-power versies die vrijwel uitsluitend in steeds kleinere SMD-uitvoering verkrijgbaar zijn. Natuurlijk bestaan er tegenwoordig (veel) betere versies. Het gain-bandwidth-product (GBW) bedraagt 1 MHz en dat is een struikelblok in het ontwerp, vooral omdat er flink versterkt moet worden: hier maar liefst 1845 keer. Als we de 400 Ω van de MEMS-microfoon meenemen in de totale versterking, dan zou het gebruik van één enkele opamp resulteren in een magere bandbreedte van slechts 540 Hz. Om de bandbreedte te vergroten hebben we een reeks versterkers nodig, elk met minder versterking en dus meer bandbreedte; hier zijn dat drie stuks. Maar hoeveel moeten er in de praktijk zijn, en weegt dat op tegen het verhoudingsgewijs hogere stroomverbruik van een enkele veel snellere opamp? Tegenwoordig bestaan er 'verduveld' snelle opamps, zoals de OPA2889 dual opamp met een GBW van 75 MHz GBW

bij een versterking van 20 maal en een stroomverbruik van 0,92 mA voor beide versterkers.

Maar terug naar het aantal benodigde opamps. Dat is moeilijk te berekenen omdat je moet aannemen dat de bandbreedte per versterker niet overeenkomt met die van een eerste-orde laagdoorlaatfilter. Bovendien is bij meer versterkers in serie de bandbreedte ook kleiner dan bij één versterker. Maar laten we voor het gemak deze karakteristiek beschouwen als die van een eerste-orde RC-netwerk. Dit geldt zeker bij identieke secties die gebruikt worden om de ondergrens vast te leggen; meer secties betekenen dan een hoger kantelpunt voor die ondergrens.

Voor een eerste-orde hoogdoorlaat RC-filter wordt de overdrachtsfunctie geschreven als:

$$j\omega RC / (1 + j\omega RC) \quad [1]$$

Door de fasedraaiing geldt voor de daadwerkelijke spanningsverdeling:

$$\omega RC / \sqrt{1 + (\omega RC)^2} \quad [2]$$

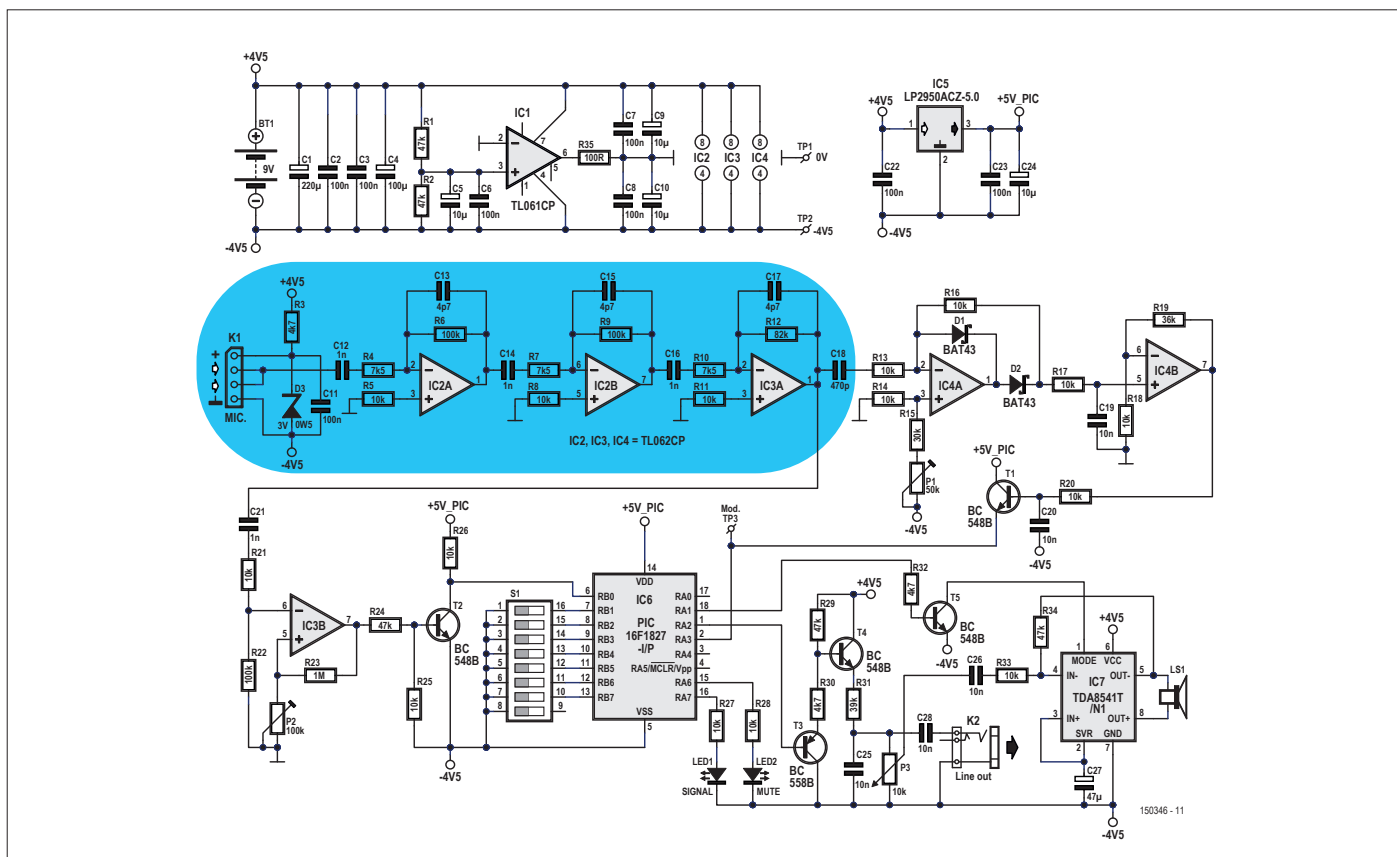
Bij het kantelpunt is dit gelijk aan $1/\sqrt{2}$. Dat is het bekende '-3-dB-punt' maar voor de scherpslijpers merken we op:

$$20 \log 1/\sqrt{2} = -3,0103$$

We willen echter weten wat de werkelijke bandbreedte zal zijn wanneer meer secties in serie staan. In plaats van $1/\sqrt{2}$ schrijven we een factor x . Herschrijven geeft:

$$\omega RC = x / \sqrt{1 - x^2} \quad [3]$$

Vul bijvoorbeeld voor een -3-dB-punt de waarde $1/\sqrt{2}$ in voor x en het blijkt dat dit precies 1 oplevert en daarmee de bekende standaardformule die geldt voor de frequentie van



Figuur 1. Het complete schema van de Vleermuis Detector^{PLUS} waarin de 3-traps microfoonvoorversterker is omkaderd.

het -3-dB kantelpunt:

$$f = 1 / (2\pi RC)$$

[4]

We willen echter het nieuwe totale kantelpunt kennen als dit van één sectie bekend is. Als we bijvoorbeeld drie secties nemen zoals in het schema, moeten we de frequentie vinden waarbij de demping 1 dB is. Voor het gemak nemen we niet -3,0103/3 maar gewoon -1. Uit $20\log x = -1$ volgt:

$$x = 10^{(-1/20)}$$

[5]

De demping voor het -1-dB-punt komt dan uit op 0,891251. Als we dit invullen in vergelijking 3, komt ωRC uit op 1,96523. Voor drie identieke secties zal het nieuwe lage kantelpunt dus bijna twee keer zo hoog zijn. In het geval van een laagdoorlaatfilter is het kantelpunt dan bijna een factor twee lager. Voor n secties geldt:

$$x = 10^{((-3/n)/20)}$$

[6]

In het geval van de TL062 betekent een versterking van 13,3 keer (dus. $100 / 7,5$) voor de middensectie een kantelpunt bij 75 kHz. De extra 4,7pF-condensator in de terugkoppeling verlaagt de kantelfrequentie verder tot ongeveer 60 kHz per

sectie en verandert de frequentierespons in een hogere orde.

Eerst simuleren...

Vaak gaat het simuleren van een schakeling sneller dan alle berekeningen te doen. Simulatie van de voorversterker toonde aan dat het uiteindelijke frequentiebereik van 23 kHz tot 58 kHz liep – te weinig! In ons prototype lag de hoogste frequentie zelfs nog lager, bij ongeveer 44 kHz. Dat kwam waarschijnlijk door de tolerantie van de opamps en de lagere voedingsspanning dan die welke in de datasheet voor de betreffende GBW werd genoemd. De 1-MHz GBW-waarde voor de TL062 is een **typische** waarde; maximale en minimale waarden worden niet opgegeven. En zoals al opgemerkt, is de respons van elke sectie waarschijnlijk niet zuiver eerste-orde.

Hoeveel secties...

...zijn dan nodig als we die goede oude TL062 willen gebruiken? Het is aan te raden om de gewenste bandbreedte niet te laten afhangen van de grenswaarde van de opamp, omdat diens GBW-waarde een forse spreiding vertoont. Het is beter deze grens veel hoger te leggen dan nodig is voor de filtering, bijvoorbeeld een factor 2 of nog liever 3, om dan met een condensator in het terugkoppeling de gewenste bandbreedte vast te leggen.

Laten we eens kijken waar we uitkomen. De hogere grens van

het effectieve frequentiebereik van de opamp – en dus de lagere maximale versterking die per sectie kan worden ingesteld – heeft natuurlijk invloed op het aantal benodigde secties. Met een conservatieve aanname van een 3 maal hogere bandbreedte mag de versterking per sectie niet groter zijn:

$$1 \text{ MHz} / 360 \text{ kHz} = 2,78 \text{ maal}$$

Intuïtief betekent dit dat er veel secties nodig zijn! Laten we de versterking per sectie A (afgerond op 1850) en het aantal secties n noemen:

$$A^n = 1850[7]$$

Om n te berekenen schrijven we:

$$n = (\log 1850) / (\log A) \quad [8]$$

Wanneer we voor A 2,78 schrijven, komt n uit op 7,36. In dat geval zijn ten minste acht secties nodig, of twee quad-opamps, dus IC's van het type TL064 met een totaal stroomverbruik van 1,6 mA. Dit is niet erg praktisch en het gebruik van een snellere (dubbele) opamp lijkt een veel betere keuze. Het voordeel van meer opamps is een grotere fysieke afstand tussen het relatief grote uitgangssignaal en de ingang van de versterker, waardoor er minder kans is op oscillatie door parasitaire koppeling. Met een supersnelle SMD-opamp is het aan te raden om ook voor de andere onderdelen SMD's te gebruiken. Parasitaire koppeling naar de microfoon heeft geen invloed omdat die afgeschermd is. Alleen als we echt pech hebben kan dit optreden bij zaken zoals connectoren en kabels van en naar de printplaten.

Gezocht: bandbreedte!

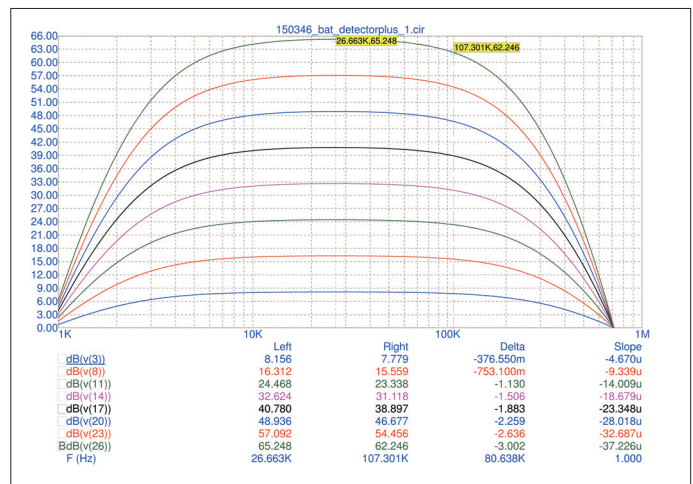
Ter controle kan de theoretische bandbreedte opnieuw worden berekend. Met acht secties is er minder versterking per sectie nodig. Bij n secties is de versterking per sectie:

$$A = n\sqrt{1850} \quad [9]$$

Met acht secties is de benodigde versterking per sectie slechts 2,561 maal. Vergelijking [6] levert een waarde 0,95775 voor x . Met behulp van vergelijking 3 kun je uitrekenen dat de nieuwe kantelfrequenties een factor 3,33 verschuiven. De verwachte nieuwe kantelfrequentie, zonder condensatoren in de terugkoppeling, wordt dus:

$$1000 / (2,561 \times 3,33) = 117,3 \text{ kHz}$$

Dit is minder dan de gewenste bandbreedte, hoewel we al van drie naar acht secties zijn gegaan. Toch is het om de eerder genoemde redenen nog niet voldoende, omdat het nog steeds minder is dan de gewenste bandbreedte. In een simulatie met 7,5 kΩ aan de ingang en 19,2075 kΩ voor de terugkoppeling (voor een theoretische versterking van 2,561) geven acht secties in serie een bandbreedte van 107,3 kHz, zoals



Figuur 2. De grafiek toont het effect van acht identieke versterkers in serie (bron = 0 Ω).

te zien in **figuur 2**. Dit is dus niet de beste oplossing. Ook moet de 1nF-koppelcondensator worden getweakt; als we echt uitgaan van 10 kHz zou dit resulteren in een 'onhandige' 7 nF. Met behulp van een gangbare 10nF-condensator zal de lage kantelfrequentie 6,6 kHz bedragen. Een andere aanpak zou kunnen zijn: snelle opamp(s) en actieve filters als versterker, met bijvoorbeeld een Butterworth- of Chebyshev-karakteristiek.

Signaal/ruis-verhouding

Wat betreft de signaal/ruis-verhouding zal dit ook geen goed ontwerp zijn, aangezien de eerste secties doorslaggevend zijn. Aan de ingang kan een niet-inverterende versterker beter voldoen. Deze veroorzaakt nauwelijks verzwakking ten gevolge van de ingangsweerstand, en de weerstanden in de terugkoppeling van de eerste trap kunnen aanzienlijk kleiner worden gekozen, wat de signaal/ruis-verhouding en het dynamisch bereik ten goede komt.

De gebruikte MEMS-microfoon heeft een maximale uitgangsweerstand van 400 Ω. Bij een elektreetmicrofoon is die waarde nog hoger. De frequentiecarakteristiek is niet afgestemd op de microfoon. Helaas specificeren de meeste fabrikanten de frequentierespons niet boven 20 kHz of zo (vaak wordt die slechts tot 10 kHz gespecificeerd) – maar dat is nou precies de informatie die we nodig hebben voor onze applicatie! Het zou mooi zijn als we dat persoonlijk zouden kunnen meten en verifiëren. Absolute nauwkeurigheid is niet nodig – een vergelijking met de bekende responsie van een breedbandige ultrasone geluidsbron is voldoende.

Vooruitblik

Het afsluitende deel 3 van deze case-study wordt gepubliceerd in het komende mei/juni-nummer van Elektor. Daar bespreken we nog meer analoge uitdagingen en oplossingen.

Tot dan! ◀

(191230-05)

Weblinks

- [1] Vleermuis DetectorPLUS-artikel: www.elektormagazine.nl/magazine/elektor-201609/39828/
- [2] Analoge elektronica ontwerpen (1): www.elektormagazine.nl/191143-04