

Analoge elektronica ontwerpen

case-study #1 – deel 3: optimalisatie van de responsie van de voorversterker en compromissen

Ton Giesberts (Elektor Labs)

In deze serie van artikelen verkennen experts op dit gebied aspecten van het ontwerp van analoge elektronica ten behoeve van een publiek dat steeds meer 'digital only' wordt, en zal duidelijk worden dat 'analoog' geen zwarte magie is. In dit derde en laatste deel van de eerste case-study in de serie gaan we terug naar de microfoonvoorversterker die gebruikt wordt in het Vleermuisdetector^{PLUS}-project [1], waarbij we ons concentreren op die functies die hem onderscheiden van een gewone audiovoorversterker met opamps.

Als u pas nu kennismakt met deze serie, lees dan ook de beide vorige afleveringen [1], [2]. De microfoonvoorversterker die we hier bespreken is afkomstig van de Vleermuisdetector^{PLUS}; het schema is weergegeven in **figuur 1**. Stroop de mouwen op en duik in de schakeling!

Dynamisch bereik

Door de zeer grote vaste versterking en de lage voedingsspanning van de voorversterker is er een kans dat het uitgangssignaal gaat clippen. En als de signalen te klein en/of frequentieafhankelijk zijn, kan de versterking onvoldoende zijn. Het dynamisch bereik wordt bepaald door het maximale onvervormde uitgangssignaal en het kleinste bruikbare signaal dat we nog van de ruis kunnen onderscheiden. In tegenstelling tot ADC's en DAC's is S/N niet hetzelfde als het dynamisch bereik. De S/N van microfoons wordt meestal gespecificeerd bij 94 dB geluidsdruk (1 pascal), maar voor de meeste microfoons bestaat er ook een lineair verband tussen geluidsdruk en uitgangsspanning, meestal tot 120 dB. Dan is er nog steeds nauwelijks vervorming en dus is het dynamisch bereik aanzienlijk groter dan de opgegeven S/N . Voor de vleermuisdetector ligt het voor de hand dat een snelle, automatische versterkingsregeling die is aangepast aan het bronsignaal, een goede aanvulling zou zijn om het bereik verder te vergroten.

Zo'n versterkingsregeling kan iets heel eenvoudigs zijn, zoals de klassieke schakeling met een JFET als variabele weerstand. Het zal ook de detectie van de modulatie verbeteren. Er is nauwelijks gevaar voor terugkoppeling (rondzingen) als de hoge frequenties goed worden uitgefilterd bij de eindversterker, waardoor de luidspreker ze niet kan weergeven (als dat al een probleem zou zijn). Helaas kunnen, ondanks de frequentiescheiding, harmonischen in het uitgangssignaal van de eindverster-

ker en de weergave ervan door de luidspreker leiden tot terugkoppeling van luidspreker naar microfoon. Dit is een mechanisch probleem, omdat zelfs de beste luidspreker niet ideaal is en het geluid zal vervormen. In het geval van de vleermuisdetector zijn er natuurlijk geen eisen voor heel kleine signalen zoals bij een audioversterker. Een signaal/ruis-verhouding van 20 dB in het signaal dat naar de comparator gaat is waarschijnlijk voldoende.

Instelstromen

Misschien verbaast u zich over de weerstand van 10 k Ω aan alle niet-inverterende ingangen. Dit wordt normaal gesproken gedaan om een extra offset, die wordt veroorzaakt door de instelstromen van de opamp, te compenseren. Maar zelfs bij het maximale temperatuurbereik van een TL06x zijn die stromen in de JFET-ingangen kleiner dan 5 nA. Bij 5 nA valt er over een weerstand van 100 k Ω niet meer dan 0,5 mV, dat is bijna te verwaarlozen, ook al omdat er geen DC-koppeling is tussen de verschillende versterkertrappen. Tenzij er bipolaire opamps worden ingezet, kunnen de instelstromen oplopen tot enkele 100 nA of zelfs μ A. Alleen dan moet hier rekening mee worden gehouden, uiteraard afhankelijk van de weerstandswaarden. Ook maken de 10k-weerstanden de versterkertrappen gevoeliger voor storingen en ongewenste parasitaire terugkoppeling. Het is misschien verstandiger om ze te vervangen door draadbruggen.

Opamp als comparator

De schakeling gebruikt ook een halve TL062 als comparator. Het is verleidelijk om dat te doen als er nog een opamp over is, of om een dubbele versie te gebruiken in plaats van een enkele opamp. Als we een echte comparator zouden gebruiken kost dat weer een extra IC. Comparatoren hebben meestal een open-col-



lector uitgang en zijn niet altijd aan te raden. Het eerste waar we op moeten letten is of het maximale differentiële ingangsspanningsbereik voldoende is, en gelukkig is dat hier het geval. Hetzelfde geldt voor opamps met een CMOS- en JFET-ingang. Bij bipolaire opamps zoals audio-opamps wordt het bereik vaak beperkt door een extra netwerk ter bescherming van de ingangstransistoren, bijvoorbeeld een paar antiparallelle diodes of zenerdiodes in antiserie. Ook kan bij overschrijding van de specificaties de uitgangsspanning ompolen. Een probleem met de TL062 is de maximale ingangsoffset, die tot 15 mV kan bedragen (of zelfs tot 20 mV over het volledige temperatuurbereik). Een aangelegd signaal zal die offset moeten compenseren voordat de uitgang omklapt. Bij de detector is de gevoeligheid afhankelijk van het gebruikte IC. Dat is een afhankelijkheid die we niet willen.

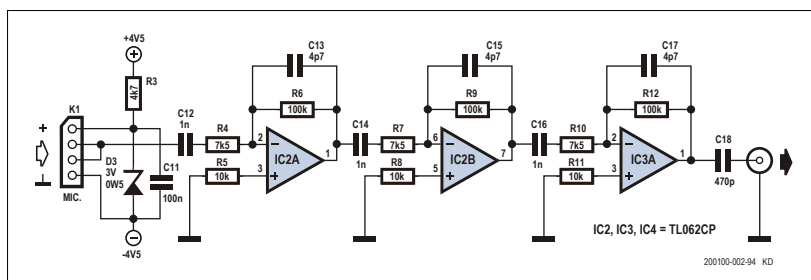
Een ander probleem is de differentiële spanningsversterking die volgens het datasheet minimaal 3000 en typisch 6000 maal bedraagt, wat eigenlijk te weinig is om goed als comparator te kunnen fungeren. Om nauwkeurig te werken is minstens 10 maal, misschien zelfs 30 maal meer versterking nodig. Neem een echte comparator, zoals een LM311 of LM339: daar bedraagt de versterking typisch 200.000 maal.

Het effect van de voedingsspanning op de differentiële versterking is niet gespecificeerd, maar het zou interessant zijn om te weten of de vrij lage $\pm 4,5$ V uit de 9V-batterij daar invloed op heeft. Om goede blokgolven te maken bij frequenties tot 120 kHz is meer bandbreedte en een grotere slew-rate nodig. Bij een comparator als de LM311 is de slew-rate afhankelijk van het differentiële signaal. Hoe groter het ingangssignaal, hoe sneller de uitgangsspanning verandert, maar zelfs bij 2 mV is ongeveer 30 V/ μ s beschikbaar vanwege de uitgangstransistor, en niet vanwege de pulldown- of pullup-weerstand. De slew-rate van 3,5 V/ μ s die de TL062 in ons ontwerp biedt, is aan de lage kant.

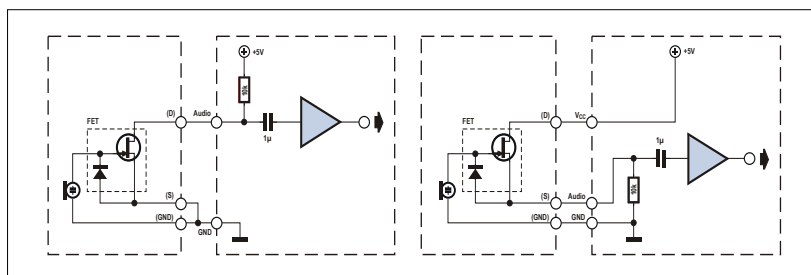
Elektret met 2 of 3 pennen?

Velen zullen het elektret-microfoonkapsel wel kennen. Meestal heeft die slechts twee aansluitingen. De ene is de massa-aansluiting (GND) die met de metalen behuizing (afscherming) is verbonden. De andere is het uitgangssignaal dat van de drain (d) van een interne JFET komt. De source(s) van de JFET zijn verbonden met massa. Een gepolariseerd membraan zet het geluid om in een spanning op de gate van de JFET (g).

Door het aanbrengen van een pullup-weerstand tussen de ingang van de microfoonversterker en de voedingsspanning (die meestal vrij laag is, tussen 1,5 en 5 V), wordt de FET van een offset voorzien. Er vindt al enige versterking (ca. 10 dB) in de elektretmicrofoon plaats. Het nadeel is de niet-lineaire steilheid van een FET. De steilheid of transconductantie g_m is de relatie tussen de verandering van de drainstroom ten gevolge van een verandering van de gatespanning. Omdat deze relatie niet-lineair is, zal het uitgangssignaal afwijken van de membraanspanning, waardoor een lichte vervorming ontstaat.



Figuur 1. De voor de Elektor Vleermuisdetector^{PLUS} ontworpen 3-traps microfoonvoorversterker heeft een aantal opmerkelijke eigenschappen.



Figuur 2. Schema voor het aansluiten van een 2-pens elektretmicrofoon (links) en een 3-pens elektretmicrofoon (rechts). Bij een 2-pens elektret is de source van de FET al intern met massa verbonden.

Bij kleine signalen is dit effect niet zo merkbaar, maar als de geluidsdruk toeneemt, neemt de vervorming toe en wordt die zelfs zichtbaar op een oscilloscoop. Ook kan de fase van het uitgangssignaal worden omgekeerd, maar dat is meestal geen probleem; dit kan worden opgelost door de polarisatie van het diafragma om te keren. Bij 3-pens elektretmicrofoons is ook de source van de FET op de derde aansluiting naar buiten gevoerd, zie **figuur 2**. We hebben het niet over microfoons met een ingebouwde versterker die een echte voedingsspanning nodig hebben in plaats van alleen maar een offset. Met behulp van die derde aansluiting kan de FET worden ingesteld als een sourcevolger, waardoor de vervorming wordt gereduceerd. Helaas is het uitgangssignaal in die configuratie lager. De draanaansluiting wordt direct op de positieve voedingsspanning aangesloten en de source wordt omlaag getrokken naar massa. De waarde van de pullup-weerstand in de 2-pens en de pulldown-weerstand in de 3-pens configuratie is uiteraard afhankelijk van het type elektretmicrofoon en van de voedingsspanning. Controleer altijd het datasheet. Bij MEMS-microfoons is altijd een IC ingebouwd, dus is een echte voedingsspanning nodig. Er bestaan trucs om een 2-draads verbinding met een MEMS-microfoon tot stand te brengen door een belasting aan de uitgang te plaatsen om de voedingsstroom te variëren, maar geen mens weet welke invloed dat op de specificaties heeft.

Berekening van de ingangsruijs

Voor de ruis moeten we rekenen met een bandbreedte van 120 kHz in plaats van 20 kHz, het standaard audiobereik. Erger nog, vaak wordt alleen de A-gewogen waarde genoemd. De bekende formule voor de ruis als functie van temperatuur, weerstand en bandbreedte luidt:

$$U_{\text{noise}} = \sqrt{4 k T B R} \quad [1]$$

waarin

k = constante van Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$)

T = absolute temperatuur (in K, aangenomen wordt 270 K)

B = toepasselijke bandbreedte (in Hz)

R = weerstand (in Ω)

De totale ingangsruijs bestaat uit de ruijs die al aanwezig is in het bronsignaal (U_{noise1}), de ruijs die wordt gegenereerd door de weerstanden (U_{noise2}) en de ruijs van de opamp (U_{noise3}).

$$U_{\text{noise(total)}} = \sqrt{(U_{\text{noise1}})^2 + (U_{\text{noise2}})^2 + (U_{\text{noise3}})^2} \quad [2]$$

Volgens het datasheet is de ruijs van de gebruikte microfoon gemeten met een A-gewogen filter. Dat filter is helaas niet gespecificeerd voor frequenties boven 20 kHz, en dat is nou net het ultrasone gebied dat ons interesseert. Er wordt zelfs aangeraden om een steil 20 kHz-filter in de geluidsdrukmeters te gebruiken in combinatie met het A-gewogen filter. Dat maakt de vermelde waarde in het datasheet voor ons onbruikbaar. Het enige dat zeker is, is dat hij in onze toepassing aanzienlijk groter zal zijn. We doen dus een aanname.

Als we het A-gewogen filter vergelijken met een 10 kHz laagdoorlaatfilter van de eerste orde, dan is de ruijs bij een bandbreedte van 120 kHz minstens $\sqrt{(120 / 10)} = 3,5$ maal groter, dus ruw geschat 11 dB hoger voor onze toepassing dan vermeld in het datasheet. Een signaal/ruisverhouding van 59 dB(A) bij een geluidsdrukniveau van 94 dB (1 pascal, Pa) en een bandbreedte van 120 kHz wordt dan geschat op 48 dB als de meting niet gefilterd is. Bij die geluidsdruk wordt een uitgangsniveau van -42 dBV gegeven voor 1 kHz, dus 8 mV. Bij een versterkingsfactor van 1845 levert dit 14,76 V op en wordt de versterker overstuurd. Maar in het ultrasone gebied, boven 40 kHz, neemt het uitgangsniveau van onze MEMS-microfoon af en tussen 10 en 20 kHz is er zelfs een toename van meer dan 10 dB, dus de mate van oversturing is sterk frequentieafhankelijk en bijna onvoorspelbaar. Een berekening op basis van een lineair ruisgedrag is dan niet precies wat we nodig hebben voor de werking van de detector, maar we moeten het ermee doen.

Natuurlijk zou het beter zijn om de frequentierespons van de versterker aan te passen aan de microfoon. Hoe moet de berekening van de ruijs eruit zien? Als het mogelijk moet zijn om microfoons te verwisselen, dan komt alleen een digitale oplossing in aanmerking. Terug naar de berekening, nu voor de ruijs van bron naar uitgang. De ruijs van de microfoon bij een geluidsdrukniveau van 94 dB is:

$$8 / (10^{(48/20)}) \times (100 / 7,5) = 0,425 \text{ mV}$$

Voor de ruisbijdrage van de weerstanden moeten we rekenen met de parallelschakeling van de twee die de versterking bepalen, dus de 100 k Ω en de 7,5 k Ω . We laten de weerstand aan de niet-inverterende ingang weg, ervan uitgaande dat die wordt vervangen door een draadbrug:

$$\sqrt{(4 \times 1,38 \times 10^{-23} \times 270 \times 120000 \times 6977) \times (100 / 7,5)} = 0,047 \text{ mV}$$

De ruijs van de opamp wordt versterkt zoals bij een niet-inverterende versterker. De ruijs van een TL06x is typisch 42 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, dus:

$$(42 \text{ nV} \times \sqrt{120000}) \times (1 + 100 / 7,5) = 0,21 \text{ mV}$$

Het totale ruisniveau aan de uitgang van de eerste versterkertrap in de Vleermuisdetector is dan:

$$\sqrt{(0,4252 + 0,0472 + 0,212)} = 0,476 \text{ mV}$$

wat een signaal-ruisverhouding (S/N) oplevert van

$$(100/7,5) \times 8 \text{ mV} / 0,476 \text{ mV} = 224,1$$

ofwel een stevige 47 dB als we die uitdrukken in decibel.

Met andere woorden, de ruijs aan de uitgang van de microfoonversterker wordt vrijwel uitsluitend bepaald door de MEMS-microfoon. De bijdrage van de volgende trappen is verwaarloosbaar bij voldoende versterking. Als de versterking per sectie daalt, zullen de volgende versterkertrappen ook van invloed zijn. Dat is nog een reden waarom acht gering versterkende trappen worden afgeraden. En ook hier geldt weer dat deze berekening alleen geldig is als de ruijs lineair verdeeld is en niet ongeveer gelijk is aan de frequentie karakteristiek.

De MEMS-microfoon direct op de print

Of het zin heeft of niet laten we even buiten beschouwing, maar hoe zou de praktische toepassing van een MEMS-microfoon eruit zien als we hem direct op de print monteren? De volgende voorstellen en vragen kunnen als uitgangspunt worden genomen.

1. Het monteren van een MEMS-microfoon op de print moet zo gebeuren dat het geluid de akoestische ingang goed kan bereiken.
2. Is een rubberen afdichting of iets dergelijks nodig? Is het mogelijk om een stofdichte verbinding te maken met de behuizing van de detector zodat vocht en stof e.d. niet in de MEMS-microfoon kunnen binnendringen?
3. Kan het gebeuren dat de frequentierespons en de gevoeligheid te veel worden gereduceerd? Het gebruik van een MEMS-microfoon met de opening aan de onderkant is beter voor een zo kort mogelijke akoestische weg naar buiten. Die komt dan aan de onderzijde van de printplaat, wat het gebruik van SMD-componenten doet aanbevelen.
4. Als er geen optie wordt gebruikt voor andere microfoons, moet de geselecteerde frequentie karakteristiek van de MEMS-microfoon worden gecorrigeerd om een rechte frequentie karakteristiek te verkrijgen zodat er geen andere microfoons nodig zijn. Het gebruik van een digitaal type zal een betere keuze zijn dan het implementeren van het hele systeem in analoge techniek. Het is dan eenvoudig mogelijk om verbeteringen aan te brengen of een andere filterkarakteristiek te kiezen door nieuwe firmware te flashen.

Maar zelfs voor de huidige versie van de versterker in de Vleermuisdetector^{PLUS} blijft de vraag: hoe zou u uw eigen testopstelling maken om de werkelijke frequentie karakteristiek met enige nauwkeurigheid te bepalen?

Met deze uitdaging sluiten we deze case-study #1 in de serie Analoge elektronica ontwerpen af. In het volgende nummer gaan we een ander onderwerp 'op een volledig analoge manier' ontleden. 

200100-04