

Inleiding

Elke schakeling produceert ruis en dat kan de beoogde werking van zo'n schakeling soms behoorlijk in de weg zitten. Dit geldt vooral als we te maken hebben met kleine analoge signalen. In schakelingen in de praktijk zijn er vele bronnen van verstoring. De verschillende vormen van ruis zijn één klasse van verstoringen; andere verstoringen zijn bijvoorbeeld elektromagnetische interferentie (grof gezegd antennewerking van schakelingen), periodieke verstoringen door schakelende voedingen en natuurlijk de 50 Hz van het lichtnet.

In dit practicum gaan we naar een aantal verschillende aspecten van ruis kijken:

- Ruis van meetapparatuur zoals de digitale scoop
- Ruissimulaties en metingen aan weerstanden en op-amps
- Het bepalen van ruiskarakteristieken

Leerdoelen

- Inzicht krijgen in complicaties in opstellingen ten gevolge van ruis
- Het kunnen doorrekenen van ruismodellen van schakelingen
- Het kunnen nalyseren van ruis m.b.v. simulaties
- Opzet van ruismetingen aan versterkerschakelingen

Opdrachten

In de eerste opdracht onderzoeken we de intrinsieke ruis van digitale oscilloscopen. We zullen zien dat zelfs als we niks meten, meet de scoop nog ruis!

Opdracht 1: Intrinsieke ruis van een digitale scoop

- Bekijk de youtube-video waarin analoge met digitale scoops vergeleken worden:
[Why Digital Oscilloscopes Appear Noisy? - EEVblog](#)
- Sluit niks op de scoop aan en stel hem in op 1 V/div en 500 ns/div. Bekijk het scoopbeeld en neem er een digitale afbeelding van. Wat zie je? Is dit het beeld dat je verwacht?
- Om de ruis nog beter zichtbaar te maken kunnen we een aantal instellingen veranderen:
 - De “acquisition mode” op: “Peak”
 - De “persistence” op: “1 s”, “2 s”, “4 s” en “Infinity”

Maak van verschillende instelling weer digitale afbeeldingen van. Leg uit waarom de verschillende instellingen de weergave van de ruis op de waargenomen manier beïnvloeden.

d) Meestal willen we juist het signaal goed zichtbaar maken en de ruis zoveel mogelijk onderdrukken. Leg uit waarom middelen vaak kan helpen ruis te onderdrukken. Demonstreer dit door de scoop als volgt in te stellen:

- De “persistence” op: “Off”
- De “acquisition mode” op: “Average”
- Variëer het aantal samples bij het middelen: 4, 16, 64, 128

Maak van de verschillende situaties weer digitale afbeeldingen.

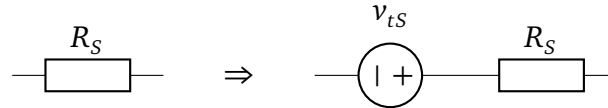
e) Een andere mogelijkheid om de ruis in te dammen is de bandbreedte te beperken door:

- De “BW limit” op: 20 MHz.

Leg uit waarom dit op scoops in het schoollab niet zo’n groot effect heeft.

Conclusie 1

In de volgende opdrachten gaan we de ruis van een weerstand bekijken. De ruisspanning v_{tS} van een weerstand R_S is een random variabele met een bepaalde verdeling; vaak wordt hiervoor de normale verdeling aangenomen. Dit kan eenvoudig in schakelingen gemodelleerd worden door de weerstand te vervangen door de weerstand in serie te denken met de ruisspanningsbron v_{tS} : De RMS-ruispanning V_{tS} van een weerstand R_S is gegeven door



Schakeling 1: Ruisspanningsmodel van een weerstand R_S

$$\frac{V_{tS}^2}{\Delta f} = \frac{\langle v_{tS}^2 \rangle}{\Delta f} = 4kT R_S, \quad (1)$$

waarbij $\langle \dots \rangle$ het gemiddelde in de (normale) verdeling van v_{tS} betekent, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ de constante van Boltzmann is, T de temperatuur in Kelvin en Δf de bandbreedte. Een handig ezelsbruggetje om deze formule te onthouden is dat een $1 \text{ k}\Omega$ weerstand een ruispanning van $4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bij kamertemperatuur oplevert.

Let op er worden in de literatuur eigenlijk drie verschillende maar aan elkaar gerelateerde zaken “ruispanning” genoemd:

1. v_{tS} : een random-variabele is met een (normale) verdeling;
2. V_{tS} : de RMS-gemiddelde van v_{tS} ;
3. V_{tS} : het RMS-gemiddelde per wortel bandbreedte in $\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$.

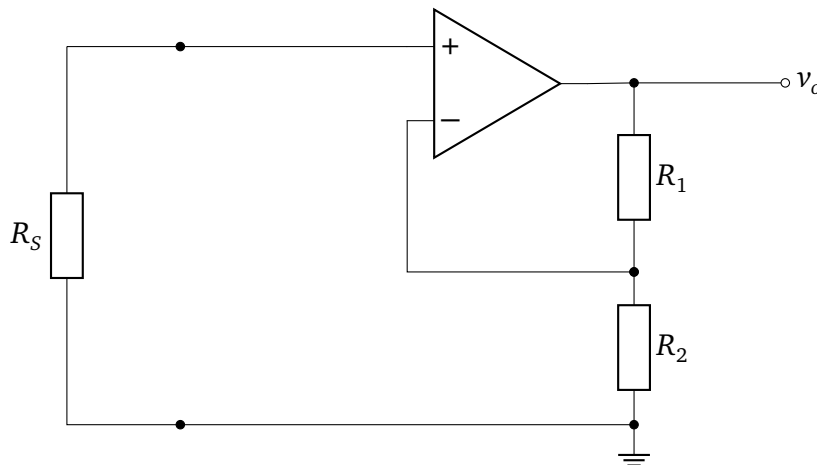
Om mogelijke verwarring nog groter te maken worden deze begrippen vaak door elkaar gebruikt. Goed opletten wat er dus, in b.v. een datasheet, precies bedoeld wordt. Kijken naar de eenheid helpt hierbij.

In LT-spice kunnen ook ruissimulaties gemaakt worden. Hiervoor zijn een aantal handige opties aanwezig:

- Om ruissimulaties mogelijke te maken moet de volgende spice-directive aan de simulatie worden toegevoerd: `.noise V(out) src dec Nsteps StartFreq EndFreq`
 - `V(out)` met `out` het label van de uitgang waar de ruis bepaald dient te worden,
 - `src` label van een ingangsspanning; neem hiervoor een voedingsspanning van de schakeling,
 - `Nsteps` geeft aan hoeveel stappen de simulatie moet uitvoeren; neem hier minstens 100 voor,
 - `StartFreq`, `EndFreq` zijn de begin- en eindfrequenties van de simulatie. Neem hiervoor 1 Hz en 1 MHz.

Voor alle componenten waarvoor een degelijk spice-model is geschreven is, zullen dan (een aantal) ruis effecten meegenomen worden. Een ideale op-amp geeft geen ruisbijdrage. In LT-spice kunnen we ook een weerstand ruisvrij maken door achter de weerstandswaarde `noiseless` te plaatsen.

- Als je een ruissimulatie gerund hebt en bijvoorbeeld de outputspanning hebt weergegeven in een plot. Dan kun je door op de trace-naam van de plot te klikken (met Ctrl+linker muisknop) ook de RMS-waarde van het ruissignaal over het volledig gebruikte bandbreedte (EndFreq-StartFreq) van de simulatie laten bepalen.
- Een andere handige spice-directive is: `.list`. Hiermee kun een aantal simulaties met verschillende componentswaarden tegelijkertijd doen en die samen in een grafiek weergeven.



Schakeling 2: Versterking van een ruisende weerstand R_S

Opdracht 2: Ruisende weerstand

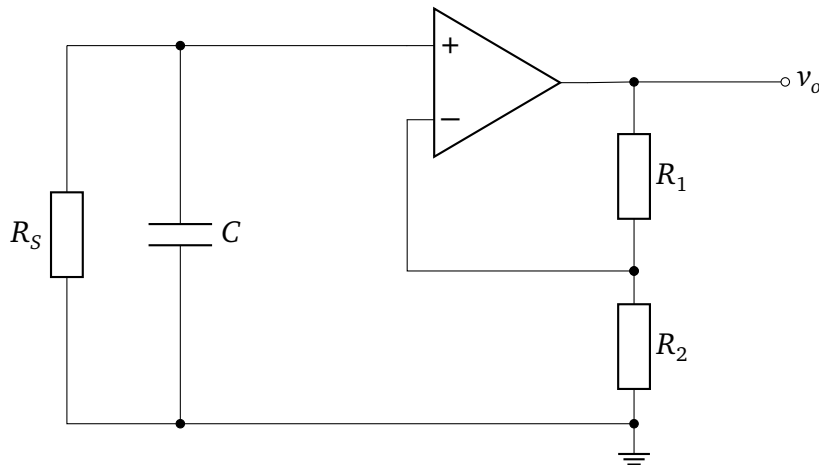
- Leg het verschil tussen de drie verschillen “ruisspanningen” in eigen woorden uit.
- Controleer het ezelsbruggetje onder (1) dat een $1\text{ k}\Omega$ een RMS-ruisspanning per wortel bandbreedte van $4\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bij kamertemperatuur (van 20°C) heeft. Leg hiermee uit waarom een weerstand met waarde $X\text{ k}\Omega$ een ruisspanning van $4\sqrt{X}\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ heeft. Wat betekent dit bijvoorbeeld voor de ruisspanning als de weerstand een factor 100 groter of kleiner gemaakt wordt?
- Vul met deze kennis de derde en vierde kolom van tabel 1 in.
- Maak een simulatie van de schakeling 2 in LT-spice. Gebruik een van een ideale op-amp en ruisvrije weerstanden $R_1 = 99\text{ k}\Omega$ en $R_2 = 1\text{ k}\Omega$. Neem voor de weerstand R_S de weerstandswaarden gegeven in tabel 1.
- Maak met LT-spice plots van de ruisspanning in $\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ tegen de frequentie in Hz op een log-schaal voor al deze weerstandswaarden samen.
- Bepaal voor elke van de weerstandswaarden de totale ruisspanning en vul deze in de laatste kolom van 1 in.

Conclusie 2**Tabel 1:** Berekende en gemeten ruisspanning van weerstanden tussen de 100 kΩ en 10 MΩ

Meting	R_S (MΩ)	$\sqrt{\frac{R_S}{1\text{ k}\Omega}}$	Berekende V_{tS} (mV)	Gesimuleerde V_{tS} (mV)
1	0,1			
2	0,39			
3	1,0			
4	1,5			
5	2,7			
6	3,9			
7	4,7			
8	6,8			
9	8,2			
10	10			

De totale ruisspanning van weerstand R_S parallel met een condensator C is onafhankelijk van de weerstandswaarde en wordt gegeven door:

$$V_t^2 = \frac{kT}{C}. \quad (2)$$



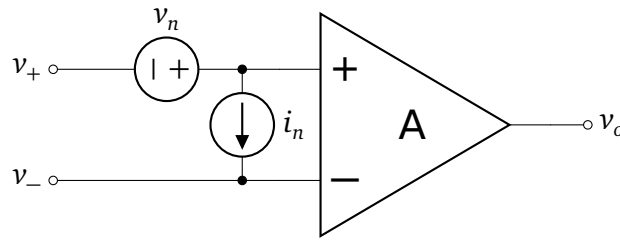
Schakeling 3: Versterking van een ruisende weerstand R_S met een condensator C

Opdracht 3: Ruisbron

- Neem weer aan dat alleen de weerstand R_S ruis veroorzaakt. Bereken de ruisspanning v_o aan de uitgang (output referred noise) en bepaal de RMS-waarde.
- Bepaal vervolgens de totale ruisspanning door de integraal over alle frequenties f uit te voeren. Vergelijk het resultaat met formule (2).
- Maak een simulatie van de [schakeling 3](#) in LT-spice. Gebruik een van een ideale op-amp en ruisvrije weerstanden $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ en $R_2 = 99 \text{ k}\Omega$. Neem voor de weerstand $R_S = 10 \text{ M}\Omega$ en variëer de condensatorwaarden C van 1 pF , 10 pF , 10 pF , 1 nF , 10 nF , 100 nF tot $1 \text{ }\mu\text{F}$. Maak met LT-spice plots van de ruisspanning in $\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ tegen de frequentie in Hz op een log-schaal.
- Neem nu de condensator vast met $C = 10 \text{ pF}$ en variëer de weerstand R_S van $1 \text{ k}\Omega$, $4 \text{ k}\Omega$, $25 \text{ k}\Omega$, $100 \text{ k}\Omega$, $400 \text{ k}\Omega$, $2,5 \text{ M}\Omega$ tot $10 \text{ M}\Omega$. Maak ook in dit geval met LT-spice plots van de ruisspanning tegen de frequentie.
- Bepaal met behulp van LT-spice de totale ruisspanning voor $C = 10 \text{ pF}$ en $R_S = 100 \text{ k}\Omega$, $400 \text{ k}\Omega$, $2,5 \text{ M}\Omega$, $10 \text{ M}\Omega$.
- Argumenteer met behulp van de resultaten van de vorige vraag dat de totale ruisspanning inderdaad onafhankelijk van de weerstandswaarde is zoals vergelijking (2) suggereert. Onderzoek of de gesimuleerde waarden overeenkomen met de waarde die uit vergelijking (2) volgt.

Conclusie 3**Tabel 2:** Berekende en gemeten ruisspanning van een $10\text{ M}\Omega$ weerstand voor verschillende condensatorwaarden

Condensator C	Kantelfrequentie f_c	Berekende V_o	Gesimuleerde V_o
(μF)	(kHz)	(mV)	(mV)
0,0001			
0,001			
0,01			
0,1			
1			
10			
100			



Schakeling 4: Generiek ruismodel van een versterker A

Tot nu toe hebben de ruis van opamps in versterkerschakelingen compleet verwaarloosd. Nu gaan we de ruis van deze niet-inverterende versterker onderzoeken. Een veel gebruikt ruismodel van een op-amp-versterker is gegeven in [schakeling 4](#). De ruis op-amp wordt beschreven door twee ruisbronnen v_n en i_n , waarvoor geldt:

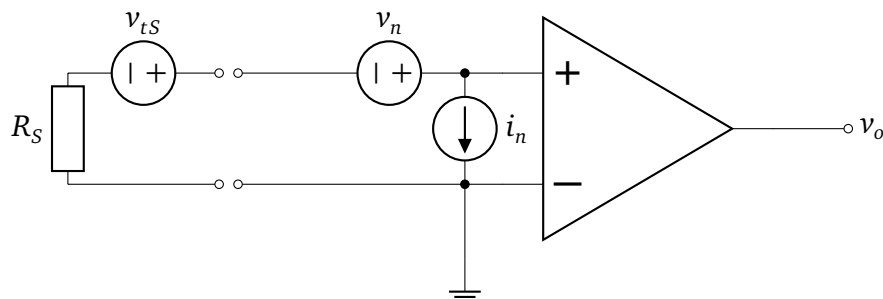
$$V_n^2 = \langle v_n^2 \rangle, \quad V_n^2 = \langle v_n^2 \rangle, \quad \rho V_n I_n = \langle v_n i_n \rangle. \quad (3)$$

In de meeste datasheets van “low-noise” op-amps zijn $V_n/\sqrt{\Delta f}$ en $I_n/\sqrt{\Delta f}$ gegeven in $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ en $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$; de correlatie $-1 \leq \rho \leq 1$ wordt echter slechts zeer zelden vermeld. Daarom zullen wij ook de correlatie ρ verwaarlozen en doen alsof deze nul is.

In deze opgave gaan we ruismetingen aan een versterker schakeling uitvoeren volgens de “gain method” waarbij een weerstand R_S op de ingang van de versterker wordt aangesloten of deze wordt kort gesloten. De opstelling is gegeven in [schakeling 5](#). Deze metingen kunnen in principe aan elke spanningsversterker door gevoerd worden en kan de volgende ruisgrootheden bepalen: de ruisspanning V_n , de ruisstroom I_n en de noise figure NF , gegeven door

$$NF(R_S) = 10 \log \left[1 + \frac{V_o^2(R_S)}{4kTR_S\Delta f} \right]. \quad (4)$$

Deze laatste grootheid is een maat hoeveel ruis een versterker zelf toevoegt aan een signaal. Zoals de formule al aangeeft is deze (zwak) afhankelijk van de bronweerstand R_S . Als de versterker verwaarloosbaar veel ruis aan het signaal toevoegt, is de noise figure $NF = 0$.



Schakeling 5: Ruismeting aan een versterker door een weerstand $R_S = 0, R_S$ op de ingang aan te sluiten

Bij de gain-methoden wordt het volgende stappenplan uitgevoerd:

1. Kies een weerstanden $0 < R_S \ll R_i$. (De bronweerstand R_S dient veel kleiner gekozen te worden dan de ingangsimpedantie R_i van de versterker.)

2. Sluit de ingang van de versterker kort en meet de uitgangsspanning $V_o(0)$.
3. Zet vervolgens op de ingang de weerstand R_S en meet $V_o(R_S)$.

De noise figures $NF(R_S)$ is direct te bepalen uit (4). Het bepalen van de ruisvariabelen V_n en I_n heeft wat meer voeten in de aarde:

Opdracht 4: Ruisparameters bepalen

- a) Leid af dat voor de schakeling 5 geldt dat:

$$V_o^2(R_S) = A_v^2 \left(V_n^2 + R_S^2 I_n^2 + 4kT R_S \Delta f \right). \quad (5)$$

- b) Laat hiermee zien dat

$$\frac{V_n^2}{\Delta f} = \frac{V_o^2(0)}{A_v^2 \Delta f}. \quad (6a)$$

- c) Leid vervolgens af dat:

$$\frac{I_n^2}{\Delta f} = \frac{V_o^2(R_S) - V_o^2(0)}{A_v^2 \Delta f R_S^2} - 4 \frac{kT}{R_S}, \quad (6b)$$

Conclusie 4

Controle: controleer of je overal alle gegevens goed opgeschreven hebt. Zijn alle grafieken en tabellen volledig ingevuld? Heb je alle simulaties opgeslagen en foto's/filmpjes gemaakt van alle opgebouwde schakelingen en uitgevoerde metingen? En heb je zinvolle conclusies opgeschreven en deze goed onderbouwd?