

# Förstudierapport om brusmättnings-och brusreduceringsegenskaper på digitalt oscilloskop och lock-in-förstärkare

Jakob Antonsson ([jakant@student.chalmers.se](mailto:jakant@student.chalmers.se)) och  
Nils Patriksson ([panils@student.chalmers.se](mailto:panils@student.chalmers.se))

8 december 2021

## **Sammanfattning**

Laboration syftar att jämföra brus-och signalmätning med digitalt oscilloskop och analog lock-in-förstärkare. Detta görs genom mätningar på en överlagrad brussignal på en sinusvåg. Även en lock-in-förstärkares ingångsfilter testas och begränsaren till ett digitalt oscilloskop testas. Det är förväntat att lock-in-förstärkaren är bättre på signalmätning medan oscilloskopet möjligtvis är bättre på brusmätning. Oscilloskopets spänningsbegränsares roll för brusmätningar utvärderas genom en matematisk modell.

# Innehåll

<b>1</b>	<b>Introduktion/Syfte</b>	<b>1</b>
1.1	Grunduppgift . . . . .	1
1.2	Extrauppgift . . . . .	1
<b>2</b>	<b>Teori</b>	<b>1</b>
2.1	Grunduppgift . . . . .	1
2.1.1	Medelvärdesbildning på oscilloskopet HP54600 . . . . .	1
2.1.2	Lock-in förstärkare SR530 . . . . .	2
2.1.3	Summeringsförstärkare . . . . .	2
2.2	Extrauppgift . . . . .	3
2.2.1	Begränsare vid DSO-ingång . . . . .	3
2.2.2	Bandpassfiltrering i SR530 Lock-in-förstärkare . . . . .	3
<b>3</b>	<b>Metod</b>	<b>4</b>
3.1	Försöksuppställning . . . . .	4
3.1.1	Grunduppgift . . . . .	4
3.1.2	Extrauppgift . . . . .	6
3.2	Utförande . . . . .	6
3.2.1	Grunduppgift . . . . .	6
3.2.2	Extrauppgift . . . . .	9
<b>4</b>	<b>Förväntade resultat och diskussion</b>	<b>9</b>
4.1	Grunduppgift . . . . .	9
4.2	Extrauppgift . . . . .	10

# 1 Introduktion/Syfte

## 1.1 Grunduppgift

Mätning av signaler med brus i bakgrunden behöver utföras i många tillämpningar. Några exempel är telekommunikation och EKG, men även inom forskning och detektering av små signaler. Två vanliga tekniker för brusmätning och störningsreducering kommer i studien jämföras; analog lock-in-teknik (LI) och signalmedelvärdesbildning med digitalt oscilloskop (DSO).

## 1.2 Extrauppgift

Fler störreduktionsegenskaper hos lock-in-förstärkare och oscilloskop kommer testas. Mätningar kommer göras på bandpassfiltret vid lock-in-förstärkarens (SR530) ingång och spänningsbegränsaren i ett digitalt oscilloskop (HP54600).

# 2 Teori

## 2.1 Grunduppgift

### 2.1.1 Medelvärdesbildning på oscilloskopet HP54600

Reducering av brus görs på oscilloskop HP54600 exempelvis med triggerfunktionen och medelvärdesbildning. Triggerfunktionen gör att oscilloskopet triggar på en referenssignal istället för bruset. [1] Detta gör att den förhoppningsvis endast triggas en gång per period. Medelvärdesbildningen använder att brus ofta är stokastiskt både till frekvens och amplitud medan en signal inte är det. En insignal  $f(t)$  kan utgöras av en signaldel  $S(t)$  och en brusdel  $N(t)$  enligt [2]

$$f(t) = S(t) + N(t) \quad (1)$$

Om  $f(t)$  samplas med tidsintervall  $T$  gäller vid en sampelpunkt  $iT$  att

$$f(t) = S(it) + N(it), \quad i = (1, 2, \dots, n) \quad (2)$$

Varje tidpunkt sparas i minnet, och efter  $m$  repetitioner är den lagrade datan på plats  $i$ :

$$\sum_{k=1}^m f_k(iT) = \sum_{k=1}^m S_k(iT) + \sum_{k=1}^m N_k(iT), \quad i = (1, 2, \dots, n) \quad (3)$$

Mätningarna på signalen antas överlagras perfekt över perioderna, och att signalkällan är perfekt periodisk. Bruset antas variera gaussiskt med standardavvikelse  $\sigma_n$  och väntevärde  $\mu = 0$  efter många repetitioner [2]. Då fås att

$$\sum_{k=1}^m S_k(iT) = m \cdot S(iT), \quad \sum_{k=1}^m S_k(iT) = \sqrt{m\sigma_n^2}. \quad (4)$$

Kvoten mellan signalen och bruset efter  $m$  repetitioner betecknas  $\text{SNR}_m$  och fås alltså genom

$$\text{SNR}_m = \frac{m \cdot S(iT)}{\sqrt{m\sigma_n^2}} \quad (5)$$

som ökar med  $\sqrt{m}$ . [2]

### 2.1.2 Lock-in förstärkare SR530

För signalmätningar med mycket brus använder lock-in-förstärkaren homodyn detektion och lågfrekvens-filtrering för att jämföra en signals fas och magnitud med en periodisk referenssignal. Signalen och referenssignalen multipliceras i tidsdomänen. Det ger en ny komponent nära 0 Hz samt vid dubbla frekvensen för referenssignalen [3]. 0 Hz-signalen (likström) lågpassfiltreras sedan med överföringsfunktion enligt ekvation 6.

$$H(w) = \frac{1}{1 + j\omega\tau} \quad (6)$$

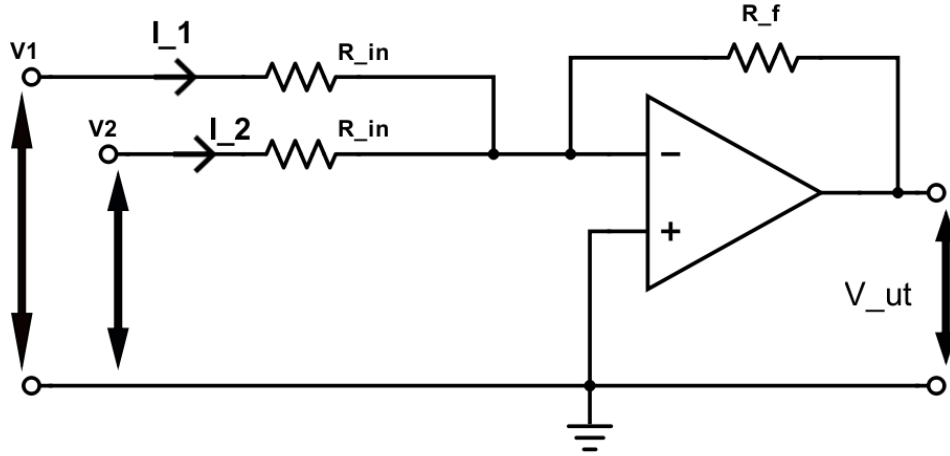
där  $\omega$  är signalens vinkelhastigheten,  $\tau$  är en reglerbar tidskonstant. Signalens amplitud och fasskillnad gentemot referenssignalen finns som utparametrar från lock-in-förstärkaren.

### 2.1.3 Summeringsförstärkare

En summeringsförstärkare kan konstrueras enligt principen i Figur 1 [4]. Spänningen som lämnar summeringsförstärkaren fås av

$$-V_{ut} = \frac{R_f}{R_{in}} \left[ V_1 + V_2 \right] \quad (7)$$

under förutsättning att operationsförstärkaren är ideal.



Figur 1: Visar en vanlig uppbyggnad för ett summeringsnät med operationsförstärkare med två stycken ingångar.

## 2.2 Extrauppgift

### 2.2.1 Begränsare vid DSO-ingång

Vid DSO-oscilloskopets ingång finns en begränsare enligt Figur 1. När spänningsamplituden överstiger framspänningen för dioderna leder dioderna. Detta dämpar spänningsamplituden för utsignalen  $U_{osc}$ . Diodströmmen beskrivs av ekvation 8 där  $I_s$  är mättnadsströmmen,  $V_T$  den termiska spänningen och  $\nu$  en materialkonstant hos dioden.

$$i_d = I_s(e^{v_D/(\nu V_T)} - 1) \quad (8)$$

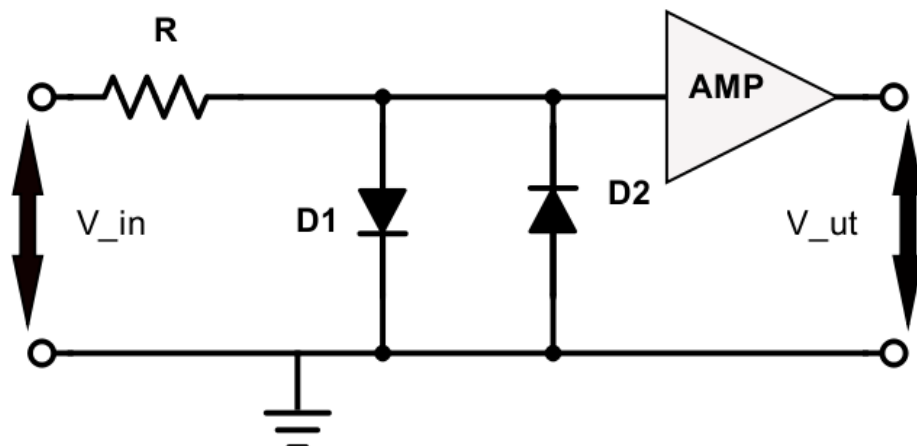
Används ohms lag, diodekvationen och att  $I_{amp} = 0$  (ideal förstärkare), så fås ekvationen

$$U_{in} = I_s R (e^{U_{ut}/(\nu V_T F)} - e^{-U_{ut}/(\nu V_T F)}) + U_{ut}/F = 2 \cdot I_s R \sinh(U_{ut}/(\nu V_T F)) + U_{ut}/F. \quad (9)$$

Här betecknar  $F$  förstärkningen hos förstärkaren.

### 2.2.2 Bandpassfiltrering i SR530 Lock-in-förstärkare

En SR530 lock-in-förstärkare kan filtrera insignalen genom ett bandpassfilter. Filtret kan auto-trackas till att ha referenssignalen som centerfrekvens och har en kvalitetsfaktor  $Q = 5$ . Passbandet är  $1/5$  av referensfrekvensen



Figur 2: Visar en begränsare som antas finnas vid oscilloskopets ingång.

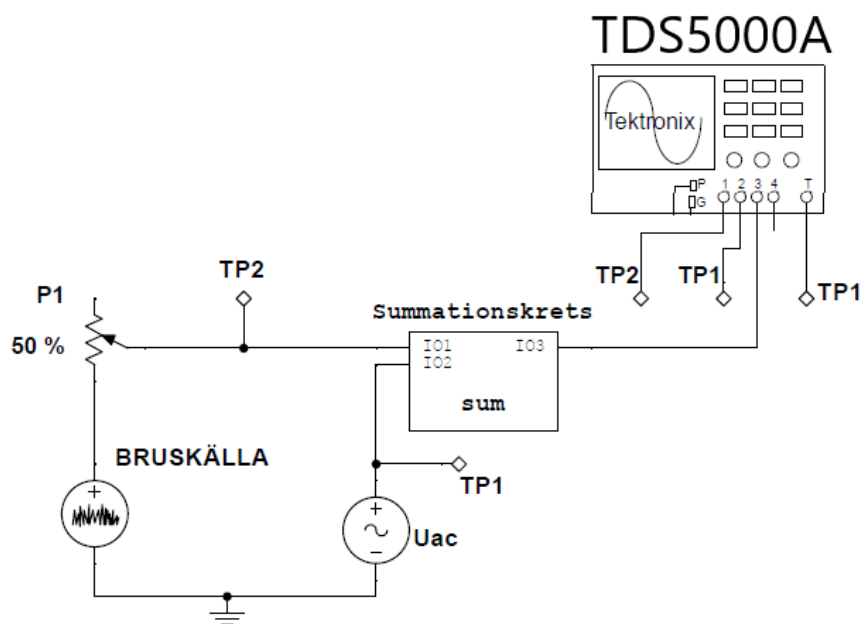
[5]. Signalen efter bandpasset kan fås ut genom lock-in-förstärkarens utgång “monitor output”, innan demoduleringen. Bandpassfiltrering kan stängas av och på hos lock-in-förstärkaren.

## 3 Metod

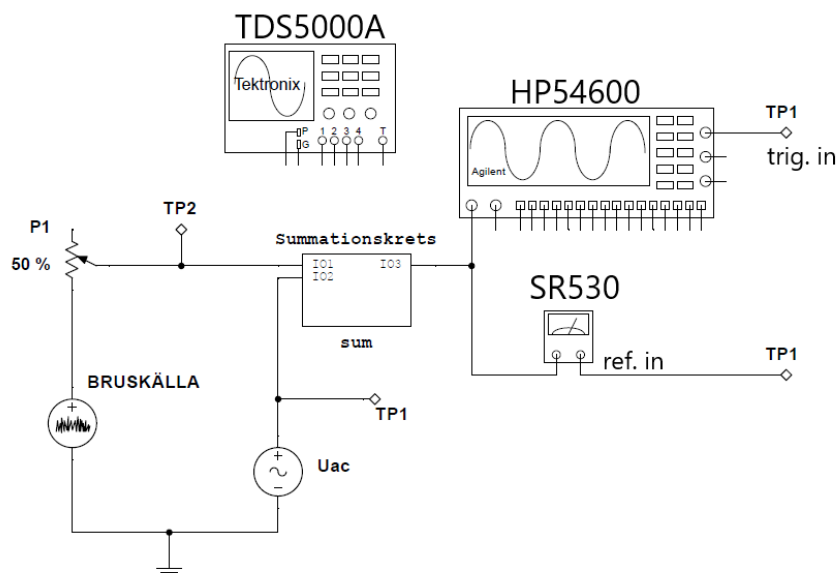
### 3.1 Försökupställning

#### 3.1.1 Grunduppgift

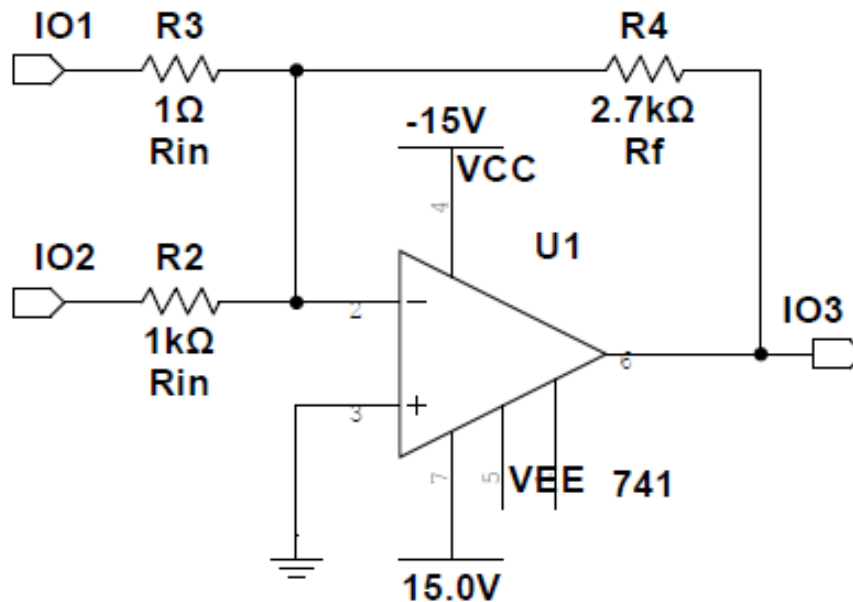
Försökupställningen i grunduppgiften utgörs av ett summeringsnät enligt Figur 4 med två stycken ingångar och en utgång. Summeringskretsen konstrueras enligt Figur 1. Bruskällan tillhandahålls i labbet och regleras med hjälp av potentiometern P1. Vid TP1 och TP2 ansluts arbetsplatsoscilloskopet TDS5000A för att testa summeringsnätets funktion enligt Figur 3. För att jämföra brusmätning med digitalt oscilloskop (HP54600) samt en analog lock-in-förstärkare (SR530) kopplas dessa till  $U_{ut}$  enligt Figur 4. Referensen till lock-in-förstärkaren och trigger-ingången på oscilloskopet behöver kopplas till mätsignalen (utan brus) vid TP1.



Figur 3: Summeringsnätet där med olika möjliga kopplingar för mätinstrument och spänningskällor.



Figur 4: Summeringsnätet med olika möjliga kopplingar för mätinstrument och spänningskällor.



Figur 5: Visar summeringskretsen som hänvisas till i summeringsnätet i övriga nät.

### 3.1.2 Extrauppgift

För att testa bandpassfiltret i lock-in-förstärkarens ingång ansluts en funktionsgenerator till lock-in-förstärkaren enligt Figur 6. Utsignalen från lock-in-förstärkarens “monitor output” kopplas till TDS5000A.

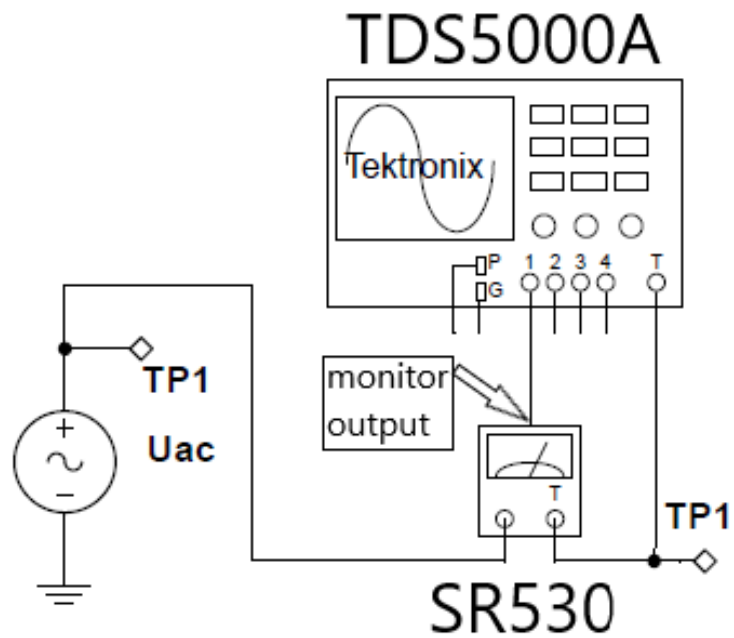
Kretsen konstrueras genom samma överläggning av en brussignal på en sinussignal som i grunduppgiften, med summationsfilter enligt Figur 5. Samma oscilloskop (HP54600 och TDS5000A) som i grunduppgiften ansluts enligt Figur 7.

## 3.2 Utförande

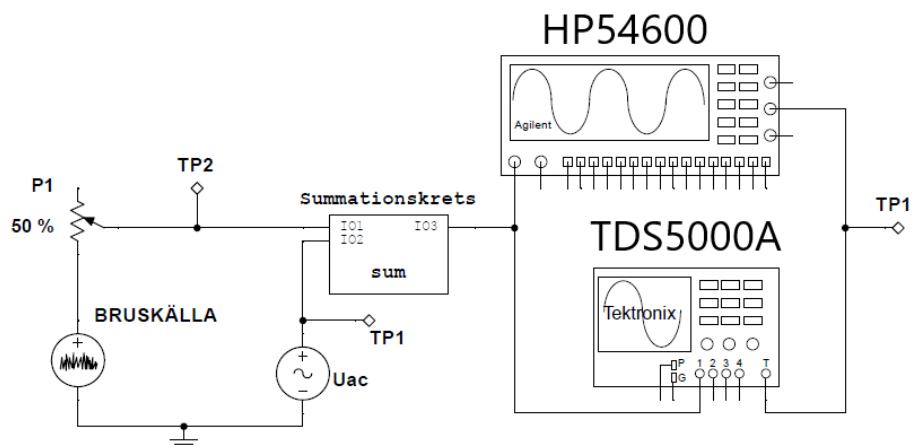
### 3.2.1 Grunduppgift

Först ska ett summeringsnät byggas enligt försöksupställningen, med förstärkning 2.7. Resistansvärdena väljs som  $r_f = 2.7 \text{ k}\Omega$  och  $r_{in} = 1 \text{ k}\Omega$ . Detta nät testas genom att först modifiera  $U_{ac}$  och sedan  $U_{brus}$  var för sig och därmed bekräfta att de går att variera var för sig med TDS5000A. Spänningsamplituden till lock-in-förstärkaren får inte överskrida  $10 \text{ V}$ [5] och detta





Figur 6: Uppkoppling för tester av lock-in-förstärkarens funktion “monitor output”.



Figur 7: Koppling för test av begränsaren.

ger begränsningen  $U_{ac} + U_{bc} \leq 10/2.7 \text{ V}$ . Även operationsförstärkaren begränsar genom distorsion för höga signalfrekvenser och utspänning på cirka 10 V [6].

Därefter jämförs brusmätning med oscilloskop kontra lock-in-förstärkare. Det digitala oscilloskopet HP54600 och lock-in-förstärkaren SR530 kopplas in till  $U_{ut}$  samtidigt. Detta sker enligt Figur 4 och som referenssignal för SR530 väljs  $U_{ac}$  och det digitala oscilloskopet ställs in så den triggas av  $U_{ac}$ . På oscilloskopet används "peak-detection mode" och brusets magnitud definieras som

$$U_{brus} \approx \frac{U_{pp}}{6 \cdot 90\% \cdot \sqrt{B}} \quad (10)$$

där  $U_{pp}$  är "peak-to-peak" av "brusmattan" och  $B$  bandbredden. Bandbredden bestäms av signalkällan men även av oscilloskopet. Oscilloskopet har ett lågpasfilter med brytfrekvens  $\omega_{-3dB} = 50 \text{ kHz}$  [7] som kan aktiveras, en Agilent 33210A våformsgenerator har cirka 7 MHz bandbredd (med Gaussiskt brus) [8] och en LF351 OP-förstärkare en slew-rate på  $13 \text{ V}/(\mu\text{s})$  [6] motsvarande cirka 400 kHz vid  $6 \text{ V}_{pp}$  sinussignal. För att få ett värde på den ENBW (ekvivalenta brusbandbredden för att beräkna  $U_{brus}$ ) så används det enkla lågpasfiltret i oscilloskopet på 50 kHz och den ENBW blir därmed  $B \approx (\pi/2)50 \text{ kHz}$  [9].

Bruset mäts på lock-in-förstärkaren med "heterodyn-type root-mean-square" och definieras som [10]

$$U_{brus} = \frac{V_{rms}}{\sqrt{1 \text{ Hz}}} \quad (11)$$

där  $V_{rms}$  är uppmätta spänningen om 1 Hz används som ENBW på SR530 (går att ställa in). Insamlandet av mätpunkter och medelvärdesbildning sköter SR530 automatiskt vid brusmätning. Fallen som undersöks är  $U_{ac} = 10 \cdot U_{brus}$  och  $U_{ac} = U_{brus}/10$ . Under dessa test hålls  $U_{brus}$  konstant. Tester genomförs över det intervall  $U_{ac} + U_{bc} \leq 10/2.7 \text{ V}$  för att observera hur mätutrustningen fungerar vid både låga och höga spänningar.

För att jämföra signalmätning för oscilloskop kontra lock-in-förstärkare används samma uppställning som i Figur 4. Oscilloskopets medelvärdesbildningsfunktion används för att minimera detekterat brus. För att reducera brus i trigger-ingången kan "HF reject" användas för att filtrera bort högfrekvensbrus och undvika felaktiga triggers [1]. På lock-in-förstärkaren är heterodyntechniken den stora brusreducerande faktorn. De fall som undersöks är då  $U_{ac} = 10 \cdot U_{brus}$  och  $U_{ac} = U_{brus}/10$ . Under dessa test hålls  $U_{ac}$  konstant.

Tidskonstanten  $\tau$ :s (se ekvation 6) inverkan undersöks sedan.  $\tau$  påverkar brytfrekvensen enligt  $\tau = 1/(2\pi f_c)$  för lågpasfiltreringen i lock-in-förstärkaren.

Denna varieras över mätningarna. Konstanten behöver väljas inom intervallet 1 ms till 100 s, och tester genomförs för värdena 1 ms, 500 ms, 1 s, 50 s och 100 s. Genom att variera denna kommer olika stor del av de frekvenser som inte är likström att reduceras efter signalblandningen.

### 3.2.2 Extrauppgift

Tidigare krets från grunduppgiften används igen för att testa funktionen “monitor output”. Funktionen ger signalen efter första filtreringen i lock-in-förstärkaren (innan signalblandaren). Första filtreringen dämpar stora stör-signaler som har annorlunda frekvenser med bland annat ett bandpassfilter [11]. Detta gör att lock-in-tekniken senare kan koncentreras på svårare brus-reducering. Passbandet testas genom att mäta amplituden av sinussignaler från “monitor output” i FFT-läge på TDS5000A. Först utan passbandsfilter för att få en referensmagnitud och sedan med olika frekvenser runt tre referensfrekvenser på 500 Hz, 3 kHz och 8 kHz. Passbandets storlek och “roll-off” ska beräknas och utvärderas jämfört mot databladet.

För att testa medelvärdesbildnings-funktionens begränsningar för både HP54600 och TDS5000A väljs inledningsvis en sinussignal till 20 mV. Därefter ökas brussignalen successivt tills det att signalen överstyrs och den medelvärdesbildade signalen ej är korrekt. Tester för brussignalen börjar med amplituden 10 mV och tester sker därefter med 10 mV:s mellanrum.

## 4 Förväntade resultat och diskussion

### 4.1 Grunduppgift

För att mäta brusets amplitud är möjligtvis oscilloskopet bättre då det mäter över ett större frekvensintervall. Lock-in-förstärkaren har dock den fördelen att den mäter amplituden mer exakt och därmed kanske bruset mer exakt.

För att brusreducera bör lock-in-förstärkaren fungera bättre än det digitala oscilloskopet. Detta eftersom lock-in-förstärkaren dämpar bruset medan oscilloskopet beräknar signalen med hjälp av bruset. Till exempel kan icke-stokastiskt brus förstöra signalen. Vidare ska lock-in-förstärkaren SR530 fungera för att mäta signaler då  $U_{sig}/U_{brus} > 100dB$  enligt databladet till en Balanced Modulator/Demodulator AD630 [12] medan oscilloskopet endast vid  $U_{sig}/U_{brus} \approx 5$  börjar medelvärdesbilda fel på grund av begränsaren vid ingången [13]. För att medelvärdesbilda bort  $100dB = 10^5$  med brus behövs  $SNR_m = 10^5$  vilket kommer behöva många iterationer.

Brytfrekvensen för lågpassfiltret i lock-in-förstärkaren minskar då tidskonstanten ökar. Detta ger en bättre filtrering av det brus som inte är likspänning men det tar längre tid att få ett mätvärde.

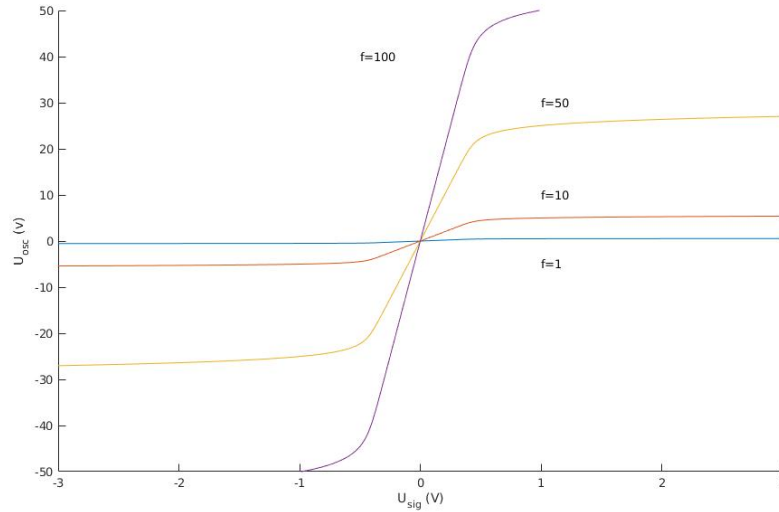
## 4.2 Extrauppgift

Egenskaperna för bandpassfiltreringen i ingången till lock-in-förstärkaren förväntas motsvara ungefär de specifikationer som angivits i lock-in-förstärkarens manual.

När överstyrning sker av signalen till oscilloskopet förväntas den medelvärdesbildade signalens amplitud minska. Detta eftersom begränsarkretsen dämpar höga bruspunkters amplitud medan lägre ej påverkas. Därmed kommer inte längre bruset att vara stokastiskt fördelat runt signalen. Istället tenderar bruset att detekteras som lägre spänningar till belopp. Då kommer den medelvärdesbildade signalstyrkan att minska i magnitud. Denna effekt kommer troligtvis börja uppkomma då framspänningen för dioderna är ca 0.6 V, då detta är den framspänning som många diodtyper behöver för att börja leda [14].

Beroende på förstärkningen kommer spänningen  $U_{ut}$  att begränsas vid olika hög utgångsspänning. Detta kan testas i MATLAB genom att plotta  $U_{in}$  mot  $U_{ut}$  som gjorts i Figur 8.

Utspanningen tycks bli konstant vid för låga spänningar, vilket tros bero på att någon av dessa parametrar skiljer sig från de som används i oscilloskopet. Karakteristiken hos kurvorna är dock rimlig, och kan förväntas likna det slutgiltiga resultatet.



Figur 8: Visar hur  $U_{ut}$  beror av  $U_{in}$  i begränsarkopplingen på oscilloskopets ingång. Kurvorna är beräknade med diodegenskaperna  $I_s = 10^{-14}$ ,  $V_t = 25 \cdot 10^{-3}$  och  $R = 10^6$  där detta är resistansen i Figur 2.

## Referenser

- [1] Agilent Technologies, *HP 54600B, HP54601B, HP 54602B, and HP 54603B Oscilloscopes*, November. 1997, s. 183.
- [2] G. BREITHARDT, M. BORGGREFE och A. MARTINEZ-RUBIO, “Signal Averaging”, *Annals of the New York Academy of Sciences*, årg. 601, nr 1, s. 180–196, 1990, ISSN: 17496632. DOI: 10.1111/j.1749-6632.1990.tb37300.x.
- [3] Zurich Instruments, “Principles of Lock-in Detection”, nr November, s. 1–10, 2016. DOI: 10.1121/1.392931. URL: [https://www.zhinst.com/applications/principles-of-lock-in-detection?fbclid=IwAR2rio6zrAje71QxLKTPzOD\\_AyP2-20N2\\_xzBCAk3y1dWbQE2frSdbyDQDM](https://www.zhinst.com/applications/principles-of-lock-in-detection?fbclid=IwAR2rio6zrAje71QxLKTPzOD_AyP2-20N2_xzBCAk3y1dWbQE2frSdbyDQDM).
- [4] ElectronicsTutorials, *The Summing Amplifier*, 2019. URL: [https://www.electronics-tutorials.ws/opamp/opamp\\_4.html](https://www.electronics-tutorials.ws/opamp/opamp_4.html).
- [5] Stanford Research Systems, *MODEL SR530 LOCK-IN AMPLIFIER*. 2013, s. 1–42. URL: <https://www.thinksrs.com/products/sr510530.html>.
- [6] National Semiconductor, “LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier”, nr December, s. 8, 1995.

- [7] Tektronix, *Online Help TDS5000B Series Oscilloscopes*. 2004, s. 418.
- [8] Agilent Technologies, *User's Guide Agilent 33220A 20 MHz Function / Arbitrary Waveform Generator*, 1. utg. 2008.
- [9] Radio Geek, *Equivalent Noise Bandwidth*, 2014. URL: <https://analog.intgckts.com/equivalent-noise-bandwidth/>.
- [10] P. Hyldgaard, "TEORINOTEN: BRUSUPPSKATTNING MED OSCILLOSOP", i, 2018, s. 2.
- [11] Stanford Research Systems, *About Lock-in Amplifiers*.
- [12] Analog Devices, "Balanced Modulator / Demodulator AD630", s. 20, 2016.
- [13] P. Hyldgaard, "*Brus och Stör*" or "*Noise*" introduction lecture, *TIF082-part B*, 2019. URL: <https://pingpong.chalmers.se/courseId/10412/node.do?id=5171349&ts=1548940551998&u=-1970986652>.
- [14] "Föreläsning 11", s. 3, URL: <https://www.eit.lth.se/fileadmin/eit/courses/ess010/Forelasningar/forelasning12.pdf>.