

Bilag F - Fotodiode

1. juni 2023

Arbejdsfordeling

Studienummer	Navn	Studieretning	primær / sekundær
20	Asger	E	S
20	Jan Jakob	E	P
20	Rasmus	E	S

Indhold

1 Indledning	2
2 Design	2
2.1 Design analyse	2
2.1.1 model af fotodiode	6
2.2 analyse	7
2.2.1 offset og bias analyse	7
2.3 simulering	9
2.3.1 offset og bias simulering	10
2.3.2 bådbrede og stabilitet simulering	10
3 Implementering	11
3.1 Stykliste	11
3.2 implementering på veroboard	11
4 Modul Test	12
Litteraturliste	13

1 Indledning

Lyssensoren spiller en afgørende rolle i vores smartpotteprojekt, da den giver os mulighed for at overvåge og styre vækstbetingelserne for planten. Ved at have en lyssensor i hver retning er vi i stand til at indsamle præcise data om lysets fordeling omkring planten. Ved at analysere disse data kan vi give brugeren vigtige oplysninger om, hvordan planten skal justeres for at opnå optimal vækst.

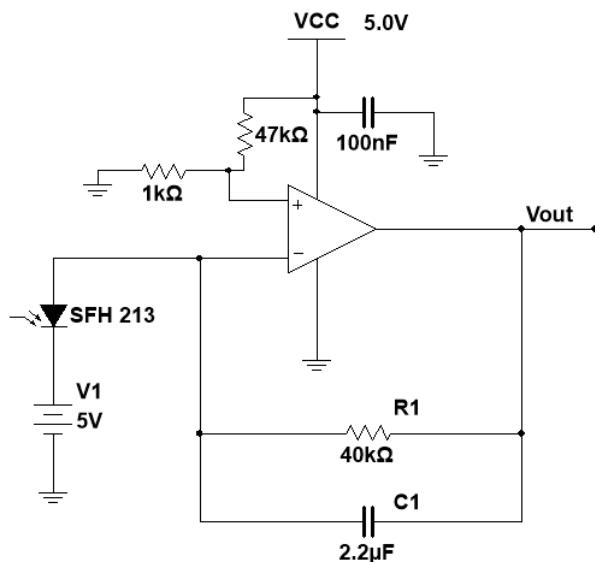
Denne funktionalitet vil være særlig nyttig for brugere, der ønsker at dyrke sunde og symmetriske planter. Ved at få information om, hvilken retning der modtages mere eller mindre lys fra, kan brugeren let korrigere plantens position for at sikre, at den modtager en jævn mængde lys fra alle retninger. Dette vil bidrage til at undgå skæv vækst og sikre, at planten trives.

2 Design

2.1 Design analyse

for at kunne omdanne lys til en spænding, vi kan måle, har vi valgt at benytte en transimpadans forstærker[10]. Som ses på figur 1. Transimpadansforstærkeren er netop specifikt designet til at konvertere den strøm, der genereres af fotodioden, til en tilsvarende spænding, når lys rammer fotodioden.

Under vores undersøgelse af forskellige muligheder for at konvertere strøm til en målbar spænding,



Figur 1: transimpedans forstærker kredsløb

blev en af de alternative metoder overvejet: brugen af en spændingsdeler. Dog konkluderede vi, at en transimpedansforstærker har flere fordele[7] i forhold til spændingsdelen.

En af udfordringerne ved en spændingsdeler er, at den kan påvirke nøjagtigheden og præcisionen af den målte spænding.

Modstandsafvigelser og temperaturvariationer kan introducere unøjagtigheder i målingerne. Derudover kan spændingsdelen have begrænset båndbredde og indføre ekstra støj i systemet.

På den anden side har transimpedansforstærkeren flere fordele. For det første tillader den en direkte konvertering af strømmen fra fotodioden til en spænding, hvilket eliminerer behovet for en ekstra modstand og dermed reducerer potentielle fejlkilder. Derudover giver transimpedansforstærkeren mulighed for at opnå højere forstærkning, hvilket er særligt vigtigt ved svage strømsignaler.

Vores første skridt var at beslutte, hvilken fotodiode vi skulle anvende. Vi undersøgte forskellige muligheder, der er tilgængelige i embedded stock[3]. Blandt de fotodioder, vi overvejede, var BPW34[9], SFH213[8] og SFH203[1]. Vi analyserede fordele og ulemper ved hver af dem for at

træffe den mest hensigtsmæssige beslutning.

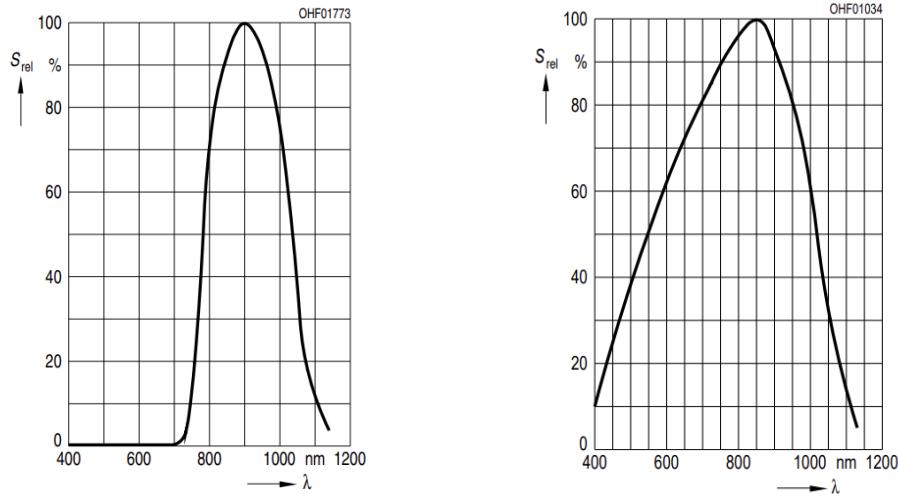
I tabel 1 præsenteres en sammenligning af fordele og ulemper ved de forskellige fotodioder. Efter nøje overvejelse valgte vi SFH213 fotodioden. En afgørende faktor i vores beslutning var vores tidligere erfaring med denne fotodiode. Ved at vælge SFH213 kan vi være sikre på, at vi sandsynligvis ikke vil støde på problemer under opbygningen af vores kredsløb.

Vi overvejede også BPW24, da den har nogle attraktive egenskaber. Den har et fladt print, hvilket ville se bedre ud på vores endelige produkt. Desuden har den en større overflade, hvor lyset kan ramme.

Tabel 1: For og imod tabel over de forskellige lysdioder fra embeddestock

SFH203FA		SFH213		BPW34	
Fordele	Ulemper	Fordele	Ulemper	Fordele	Ulemper
Hurtig omskiftning	Daglys Filter	Hurtig omskiftning	1 RSP	Høj hastighed	Ingen tidligere erfaring
Rundt print		Rundt print		Fladt print	
Tidligere erfarring		1 RSP		7.5 RSR	
		tidligere erfarring			

Vi besluttede vi at udelukke SFH203FA fra vores overvejelser. Denne fotodiode er udstyret med et daglysfILTER (se figur 2a), der beskytter den mod påvirkning fra udendørs lys, men samtidig gør den mere modtagelig over for ultraviolet (UV) lys. I vores projekt ønsker vi primært at kunne observere forskelle i dagslyset, og derfor ville SFH203FA ikke være den ideelle løsning.



(a) Relativ spektral følsomhed SFH203FA

(b) Relativ spektral følsomhed SFH213

Figur 2: Relativ spektral følsomhed for SFH203FA og SFH213

Da vores mål med fotodiodokredsløbet er at kunne se en forskel på lysniveauet indenfor således at vi kan give information til brugeren omkring plantens lysniveau, har vi med udgangspunkt i tabel 2, som vi har fra [5], kunne se hvilke lux værdier svarer til i forskellige scenarier.

Lux er tæt relateret til lumen, hvor lux på dansk er belysning og svarer altså til mængden af lys i forhold til størrelsen på den oplyste overfalde.

$$1 \text{ lx} = 1 \text{ lm m}^{-2} \quad (1)$$

hvor lumen på dansk er lysfluks og svarer til en mængde lys. så tabel 2 er helt set en tabel der fortæller hvor meget lys pr kvadrat meter nomerede, tabellen går ud fra de amerikanske vejledninger [11]

Ved at forsøge os med nogle beregninger for modstanden R_1 i figur 1 har vi fra analysen i 2.2.1 at udgangsspændingen er givet ved $I_{\text{fotodiode}} \cdot R_1$. Vi vil gerne have 4 V på udgangen ved nogle bestemte lx, derfor prøver vi os frem med følgende 1000 lx, 10.000 lx og 100.000 lx værdier for at kunne bestemme et passende måleområde. Figur 14a viser os hvordan vi beregner fra lx til μA hvorved vi får tabellen i tabel 3

Tabel 2: Lumens, Lux, and Candela Conversion Table

Lux (lx)	Comparison
0.25 lx	a full moon on a clear night
4 lx	navigating a room
50 lx	in-home lighting
300 lx	reading a book
500 lx	an office building
1000 lx	an overcast day
20.000 lx	indirect outdoor sunlight
100.000 lx	direct sunshine

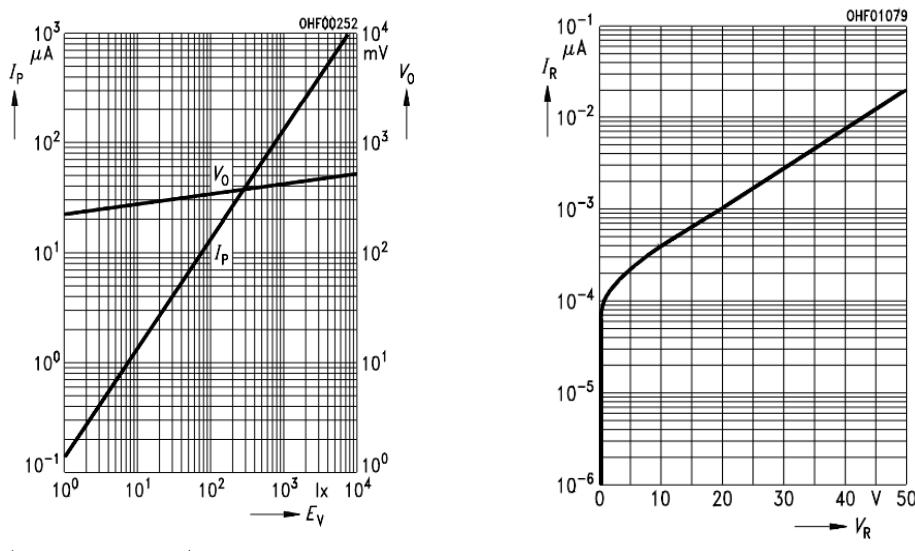
Måleområde 10^3 lx $R_1 = 40\text{ k}\Omega$		Måleområde 10^4 lx $R_1 = 4\text{ k}\Omega$		Måleområde 10^5 lx* $R_1 = 0.4\text{ k}\Omega$	
lux niveau	Udgangsspænding	lux niveau	Udgangsspænding	lux niveau	Udgangsspænding
4 lx	0.02 V	4 lx	0.002 V	4 lx	0.0002 V
50 lx	0.16 V	50 lx	0.016 V	50 lx	0.0016 V
300 lx	2 V	300 lx	0.2 V	300 lx	0.02 V
500 lx	2.4 V	500 lx	0.24 V	500 lx	0.024 V
10^3 lx	4 V	10^3 lx	0.4 V	10^3 lx	0.04 V
10^4 lx		10^4 lx	4 V	10^4 lx	0.4 V
10^5 lx		10^5 lx		10^5 lx	4 V

Tabel 3: Beregninger over forskellige måleområder

Derfor vil det give mening at designe kredsløbet således at vi ved 1000 lx har 4 V. Da tabel 3 viser ud at ved en højre værdi af lux slet ikke ville kunne se forskel på lyset da vores spændinger vil blive alt for små til at kunne måle.

Dernæst skal vi finde ud af hvilke spænding vi har på udgangen ved intet lys. Figur 14b viser at fotostrømmen ved 0 lx er u-lineært ved lave værdier af bias spændinger, derfor giver det mening at benytte 5 V som bias spænding, som også er det vores system er forsynet med, samt den er linær i dette område, så vi kan se at fotostrømmen ved ingen lys vil være på omkring $2 \times 10^{-4} \mu\text{A}$, dette vil give en udgangsspænding på omkring $8 \mu\text{V} \approx 0 \text{ V}$

Da vores PSoC ADC mindst skal have en spænding på 100 mV[2] skal vi være opmærksomme på at designet vores kredsløb således at den altid har mindst 100 mV på udgangen. Dette vil ydermere også sørge for at vores operationsforstærker[6] ikke går i mætning og bliver u-lineær. til



Figur 3: Dark currents og Photocurrent

vores valg af operationsforstærker har vi taget udgangspunkt i analysen af foto diodekredsløbet i afsnit 2.2.1. Da vores operationsforstærker ikke kan antages at være ideal, har vi analyseret vores kredsløb udfra dette og fundet den typiske og maksimale fejl fra på vores udgangsignal som her er gengivet i tabel .

Analyse		Simulering		Realisering	
typ (mV)	max (mV)	typ (mV)	max (mV)	typ (mV)	max (mV)
0.7	0.2	0.692	2		

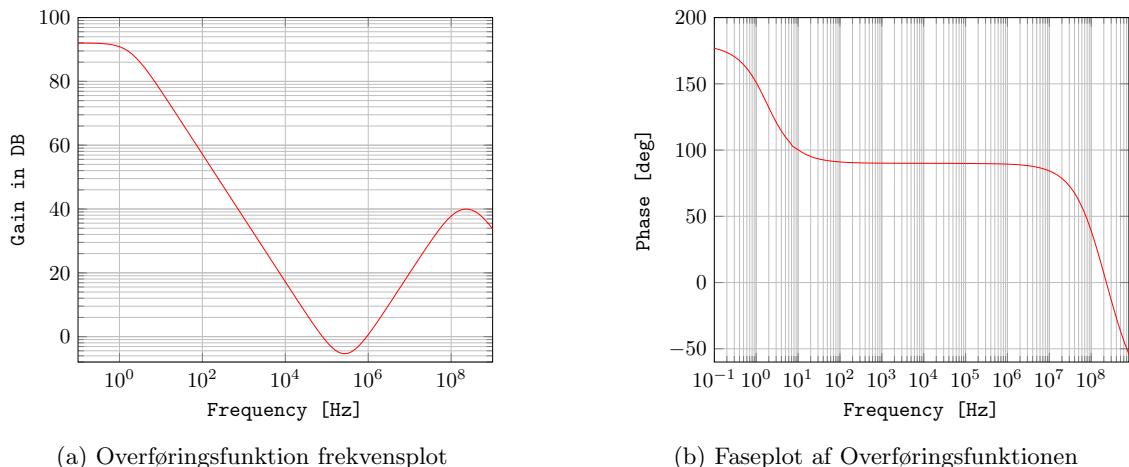
Tabel 4: Analyse af offset spændinger og bias strømme for MCP601(gentagelse)

Hvori vi ser at fejlen er på maksimalt 2 mV. Derved har vi at den procentvise fejl ved 4 V er givet ved

$$\frac{2 \text{ mV}}{4000 \text{ mV}} \cdot 100 = 0.05$$

det vil som sagt ikke have nogle indvirkning på vores signal. Hvis det have kunne vi have kigget på nogle andre operationsforstærkere.

Da vores fotodiode ændre strømmen baseret på lysindfaldet vil der komme en AC strøm ud fra denne, og den vil blive lavet om til en AC spænding. Derfor har vi også kigget på både bådbredte og stabilitet af vores system. Da fotodioden reagere på dagslys har vi antaget at frekvensen er nær DC. Vi har designet systemet med en kapacitor således at vi både får en bådbredde på 1 Hz.



Figur 4: Overføringsfunktionens frekvens- og faseplots

figur 10a viser os frekvensspektrummet hvorvi ser bådbreden er som vi har designet på 1 Hz, vi ser også at systemet er stabilt ved at kigge på figur 11.

Vi har også foretaget en analyse af støjens påvirkning på vores udgangssignal. I afsnit ?? har vi udført støjsimuleringer for vores fotodiode-kredsløb. Figur 11a viser den samlede støj baseret på forskellige frekvenser.

Det er vigtigt at bemærke, at den samlede støj er afhængig af kredsløbets bådbredde. Derfor har vi bevidst valgt en bådbredde på 1 Hz for at minimere støjens indvirkning på vores udgangssignal.

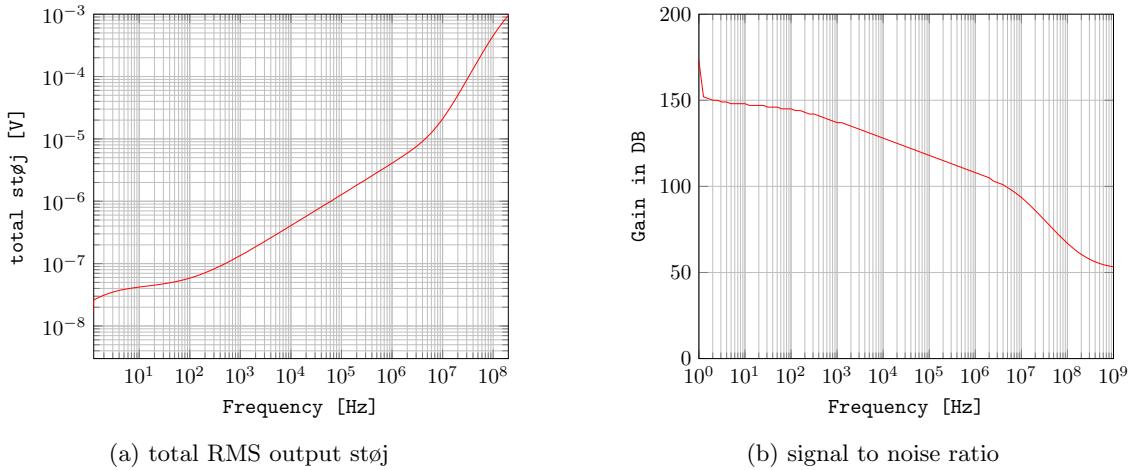
kapacitor	total rms støj
2.2 μF	41 nV
100 nF	81 nV

Tabel 5: tabel over valg af kapasitor og total støj ved 1 Hz

Ved at undersøge og evaluere støjniveauet i vores kredsløb har vi taget hensyn til de potentielle forstyrrelser, der kan påvirke præcisionen og pålideligheden af vores målinger. Ved at begrænse bådbredden og minimere støjen arbejder vi på at sikre, at vores udgangssignal er så ren og

nøjagtig som muligt. Dette vil resultere i mere pålidelige målinger og en højere kvalitet i vores resultatfortolkning.

hvorefter vi så kan konkludere at støjen ikke har nogle stor betydning for vores fotodiodekredsløb

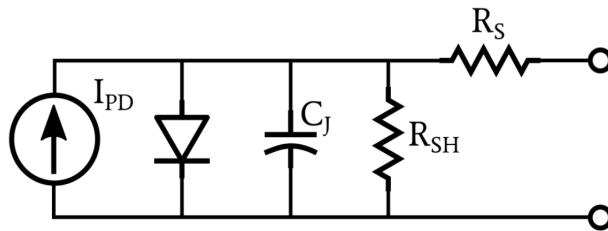


Figur 5: total RMS støj og SNR

2.1.1 model af fotodiode

for i de følgende afsnit af kunne modellere vores kredsløb, for både analysen og i simuleringerne har vi valgt at tage udgangs i modellen af en fotodiode som vis på figur 6

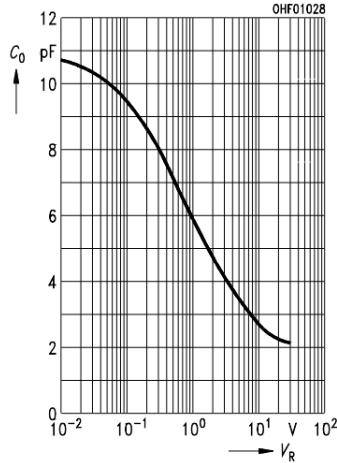
. Denne fotodode består af en en strøm generator, som symbolicere den strøm som fotodioden



Figur 6: model af fotodiode fra [7]

generer. Derefter består den af den interne kapacitet som er inden i en fotodiode og 2 modstande, en i parallel og en i serie. Typisk er R_{SH} i størrelsen på ti til hunrede tusinde $M\Omega$ mens R_{Ss} er på nogle få tiendedele af en ohm til nogle få ohm.

Da vi før har valgt at vælge en bias spænding på 5 V kan vi konsultere med 7 for at se hvilken være fotodioden interne kapacitet i fotodioden er omkring 3 pF. Derudover vælger vi værdierne for de 2 modstanden til at være på $R_{SH} = 300 M\Omega$ og $R_{Ss} = 0.1 \Omega$

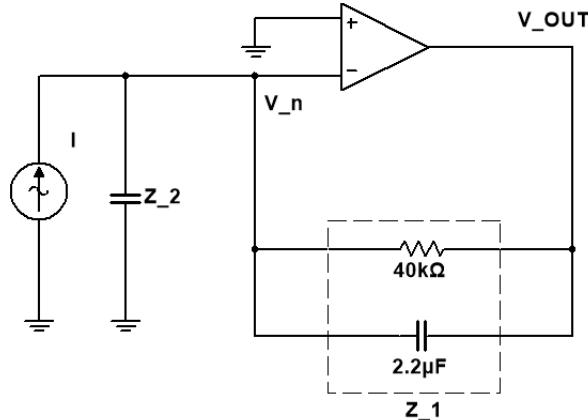


Figur 7: photodiode kapasitor

2.2 analyse

2.2.1 offset og bias analyse

For at kunne analysere vores kredsløb laver bruger vi en simplificerede model af fotodioden som ses på figur 8, det er for at gøre kredsløbanalysen nemmere.



Figur 8: simplificerede model af kredsløbet brugt i analysen

I denne del af analysen vil vi analyser de ikke idelle egenskaber for vores kredsløb. normalt vil et ideal kredsløb have en udgangspænding på

$$V_{\text{out}} = A_{\text{gain}} \cdot I_{\text{in}}$$

men ved at kigge på de ikke idelle egenskabe får vi en udgangspænding på

$$V_{\text{out}} = A_{\text{gain}} \cdot I_{\text{in}} + E_{\text{fejl}}$$

Før vi går igang med analysen bemærker vi at for en ideal operationsforstærker har vi følgende egenskaber

$$\text{Ideal opamp} = \begin{cases} V_p = V_n \\ I_n = I_p = 0 \end{cases} \quad (2)$$

For at kunne beregne fejlen E_n fra offset spændinger og bias strømme benytter vi teorien fra[4].

Ved at kigge på alle de forskellige kilder vi har i vores model af kredsløbet har vi følgende test vi skal lave

Først betrager vi case 1 hvori at V_{OS} er tændt og alle andre kilder er slukket. Fra ligning 2 har vi at input spændingernes niveau er ens, så $V_P = V_N$. Derfor følger det at

$$V_P = V_{OS} \implies V_n = V_{OS}$$

nr	V_{os}	I_n	I_P	I
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	0	0	1	0
4	0	0	0	1

Tabel 6: tabel over forskellige cases 0 er slukket / afbrudt. 1 er tændt / tilsluttet

Ved at betragte punkt V_n og lave KCL i dette punkt får vi $I_{Z_2} + i_n = I_{Z_1}$ og Formlerne for strømmene er givet ved

$$I_{Z_2} = \frac{V_n}{Z_2} \quad i_n = 0 \quad I_{Z_1} = \frac{V_{out} - V_n}{Z_1} \quad (3)$$

Da vi har at Derfor får vi nu at $I_{Z_2} = I_{Z_1}$. Ved at sætte vores værdier fra ligning 3 ind får vi at $V_n/Z_2 = (V_{out} - V_n)/Z_1$ og dermed at

$$V_{out} = V_n \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right)$$

For Case 2 lader vi I_p være tændt. Da operationsforstærkeren er en ideal forstærker løber der ikke noget strøm ind i indgangen, derfor løber alt strømmen ned i stel. Da har I_p ingen indflydelse.

For case 3. Lad I_n være tændt. Igen ved at lave KCl i punktet A får vi $I_n + I_{Z_2} + I_{Z_1}$. Vi har givet at $I_{Z_2} = \frac{V_n - 0}{Z_2}$ og $V_n = 0 \implies I_{Z_2} = 0$.

Altså har vi nu at $I_n = I_{Z_1}$.

$$\begin{aligned} I_{Z_1} &= \frac{V_{out} - V_n}{Z_1} \\ &= \frac{V_{out} - 0}{Z_1} \\ &= \frac{V_{out}}{Z_1} \implies V_{out} = I_{Z_1} \cdot Z_1 \end{aligned}$$

for case 4. lad I være tændt. Ved KCL i V_n har vi nu at $I_{Z_2} = I_n = I_{Z_1} \implies I_{I_2} = I_{Z_1}$ da $I_n = 0$. Da vi igen har at $V_n = 0$ medfører dette at $I_{Z_2} = 0$ da vi har at $I_{Z_2} = \frac{V_n - 0}{Z_2}$. Nu er $I_{Z_1} = \frac{C_A}{Z_1} = \frac{V_{out} - t}{Z_1}$ og da er

$$V_{out} = I \cdot Z_1 \quad (4)$$

Vi har nu den samlede fejl, som pr superposition er givet ved

$$E_n = I_{BN} Z_1 + V_{OS} \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right)$$

Det samlede output er givet ved

$$\begin{aligned} V_{Ototal} &= I \cdot Z_1 + E_n \\ &= I \cdot Z_1 + I_{BN} Z_1 + V_{OS} \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right) \end{aligned}$$

pr[4] har vi at

$$I_{OS} = I_{BP} - I_{BN} \quad I_B = \frac{I_{BP} - I_{BN}}{2}$$

derfor får vi altså at

$$I_{BN} = I_B + \frac{I_{OS}}{2}$$

og vores samlede udtryk er nu givet ved

$$\begin{aligned} V_{Ototal} &= I \cdot Z_1 + E_n \\ &= I \cdot Z_1 + I_{BN} Z_1 + V_{OS} \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right) \end{aligned}$$

hvor fejldelen er givet ved

$$E_n = (I_B + \frac{I_{OS}}{2})Z_1 + V_{OS} \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2}\right) \quad (5)$$

Ved at kigge i databladet for MCP601 kan vi finde værdierne for I_{OS} og I_B , som kan ses på tabel vi kan derfor nu beregne den teoretiske fejl som vi vil have givet med vores operationsforstærker.

Typ			Max		
V_{OS}	I_{OS}	I_B	V_{OS}	I_{OS}	I_B
0.7 mV	1 pV	1 pV	2 mV	1 pV	1 pV

Tabel 7: beregn typisk og maks værdier

Først for den typiske fejl fra ligningen 5 har vi at

$$\begin{aligned} E_n &= (I_B + \frac{I_{OS}}{2})Z_1 + V_{OS} \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2}\right) \\ &= (1 \text{ pV} + \frac{1 \text{ pV}}{2}) \cdot \frac{1}{\frac{1}{40 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{\frac{1}{2.2 \mu\text{A}\cdot\text{s}}}} + 0.7 \text{ mV} \left(1 + \frac{1}{\frac{1}{3 \text{ pA}\cdot\text{s}}}\right) \end{aligned}$$

da vi kigger på dc fejl er $s = i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$ hvor vi kigger på $\lim_{f \rightarrow 0}$ så

$$E_{dc \text{ typ}} = \lim_{f \rightarrow \infty} E_n = 60 \text{ nV} + 0.7 \text{ mV} \approx 0.7 \text{ mV}$$

for maximum værdierne får vi følgende resultat

$$E_{dc \text{ typ}} = \lim_{f \rightarrow \infty} E_n = 60 \text{ nV} + 2 \text{ mV} \approx 2 \text{ mV}$$

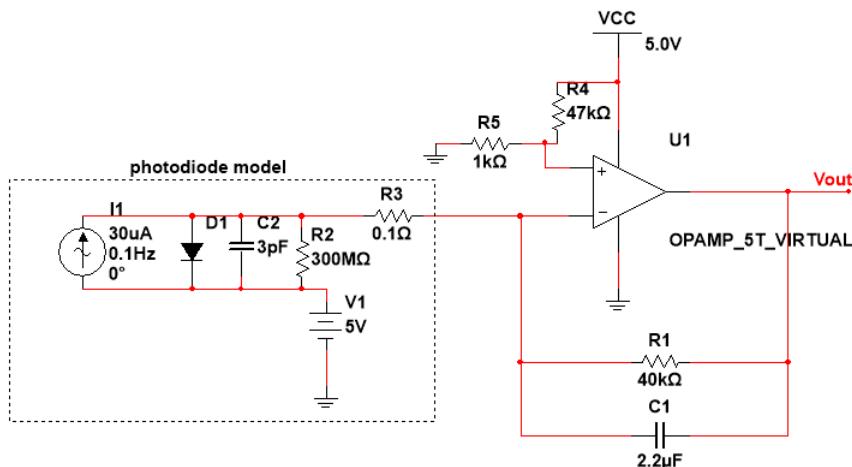
det kan vi nu sætte ind i tabellen

Analyse		Simulering		Realisering	
typ (mV)	max (mV)	typ (mV)	max (mV)	typ (mV)	max (mV)
0.7	2				

Tabel 8: Analyse af offset spændinger og bias strømme for MCP601

2.3 simulering

før vi går igang med simuleringerne skal vi først kigge på den model af kredsløbet vi benytter, vi vil her benytte modellen som ses i 9



Figur 9: model af transimpadans forstærker kredsløb

2.3.1 offset og bias simulering

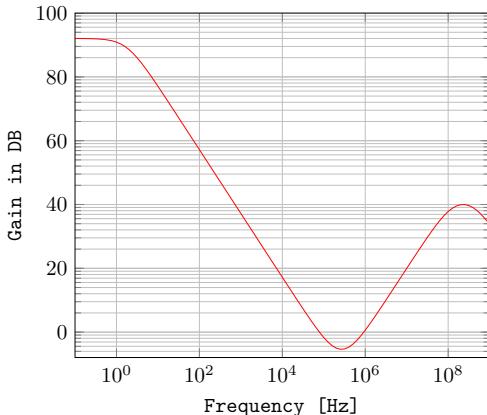
efter vi har lavet simulationer med figur 9 får vi resultaterne som ses i tabel 9

Analyse		Simulering		Realisering	
typ (mV)	max (mV)	typ (mV)	max (mV)	typ (mV)	max (mV)
0.7	2	0.692	2		

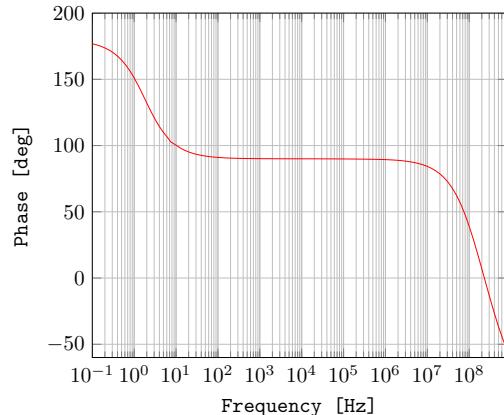
Tabel 9: Analyse af offset spændinger og bias strømme for MCP601

2.3.2 båndbrede og stabilitet simulering

efter simuleringerne af båndbreden og stabiliteten får vi følgende resultater



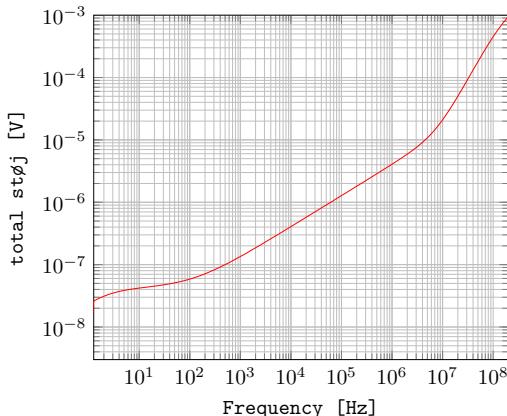
(a) Overføringsfunktion frekvensplot



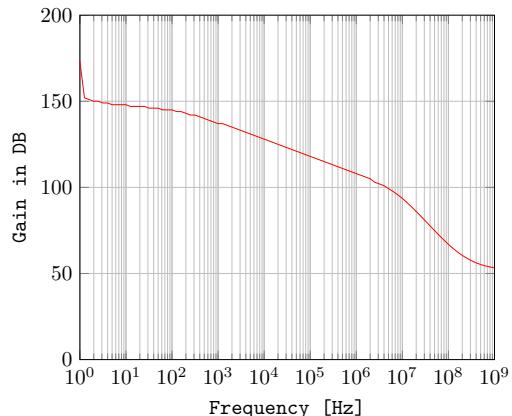
(b) Faseplot af Overføringsfunktionen

Figur 10: Overføringsfunktionens frekvens- og faseplots

ved at simullere støj'en i multisim får vi følgende resultater



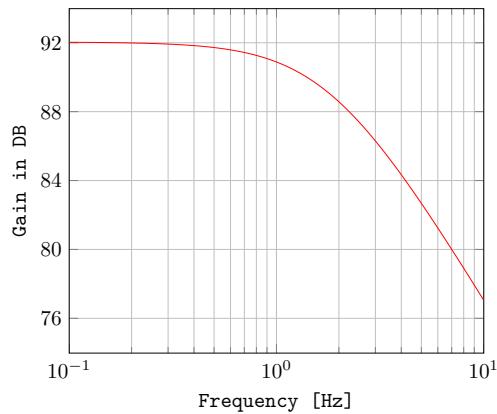
(a) total RMS output støj



(b) signal to noise ratio

Figur 11: total RMS støj og SNR

og ved at zoome ind på overføringsfunktionen, ser vi også at den har en knækfrekvens ved 1 Hz



Figur 12: Overføringsfunktion zoomet ind på 1-10Hz

3 Implementering

3.1 Stykliste

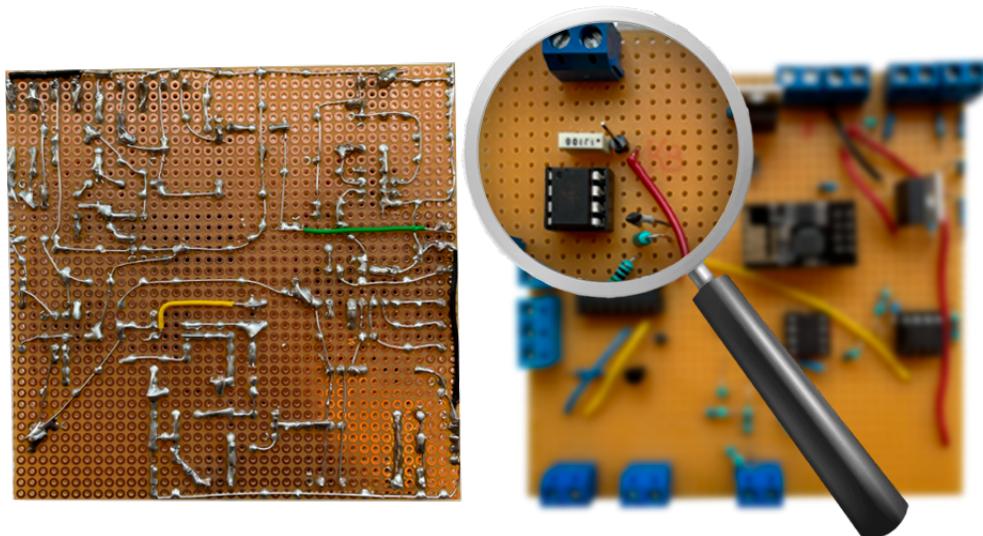
Tabel 10 viser oversigt over hvilke komponenter der er benyttet og deres samlede pris.

Stykliste						
nr	qty	navn	enhed	beskrivelse	pris	enhed
1	1	SFH213		Fotodiode	7.58	kr
2	1	1	kΩ	Modstand	0.5	kr
3	1	47	kΩ	Modstand	0.5	kr
4	1	40	kΩ	Modstand	0.5	kr
5	1	2.2	µF	Kapsator	1.51	Kr
6	1	MCP601		Operationsforstærker	12.51	kr
total: 23.1 kr ext. fragt						

Tabel 10: stykliste

3.2 implementering på veroboard

figur 13 viser fotokredsløbet implementeret på veroboard.



Figur 13: implmentering på veroboard

4 Modul Test

For at kunne lave modultest af fotodiodekredsløet havde vi tænkt os at teste følgende ting for at kunne sige hvor præcist vores kredsløb er

- Præcisions test
 - drift test
 - gennemsnitlig statisk fejl

Dog har det under testen vist sig at være svært for os at kunne finde en pålidelig måde at teste kredsløbet på. Vi har både forsøgt os med et luxmeter fra ece lageret, og der fundet udaf at lux ændre sig konstant og det derfor ikke er muligt at sige noget særligt præcis.

Efter en konsulation med elektronikværkstedet og vi ikke selv har kommet på andre måder at teste modulet på præcist, har modultesten bestået af at teste på vores kredsløb for at se om vi kan måle forskel på lyset ved at holde hånden over den.

vores resultater af testen kan ses på figur 14



Figur 14: modultest af lysensor kredsløb

Litteratur

- [1] RS Components. *SFH203 Datasheet*. <https://docs.rs-online.com/5a97/0900766b8155e9c0.pdf>. Hentet den 28. maj 2023. 2019.
- [2] Cypress. *Delta Sigma ADC (ADC_DelSig) - V2.20 Software Module Datasheets*. [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Component_Delta_Sigma_ADC_\(ADC_DelSig\)_V2.20-Software%20Module%20Datasheets-v03_03-EN.pdf?fileId=8ac78c8c7d0d8da4017d0e7ca0b90e6d](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Component_Delta_Sigma_ADC_(ADC_DelSig)_V2.20-Software%20Module%20Datasheets-v03_03-EN.pdf?fileId=8ac78c8c7d0d8da4017d0e7ca0b90e6d). Hentet fra Cypress hjemmeside. N/A.
- [3] Department of Electrical og Aarhus University Computer Engineering. *Components*. n.d. URL: <https://stock.ece.au.dk/Components>.
- [4] Sergio Franco. *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*. Mc Graw Hill Educationr, 2015.
- [5] *Lumens, Lux, and Candela Conversion Table*. <https://www.torchspot.com/lumens-lux-and-candela/>.
- [6] Microchip. *MCP601 Op Amp Datablad*. <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21314g.pdf>. Hentet fra Microchip hjemmeside. N/A.
- [7] *Op-Amp Applications: Current-to-Voltage Converter*. <https://www.allaboutcircuits.com/video-tutorials/op-amp-applications-current-to-voltage-converter/>.
- [8] OSRAM Opto Semiconductors. *SFH213 Datasheet*. Accessed: 26th May 2023. 2003. URL: <https://docs.rs-online.com/f594/0900766b814f568d.pdf>.
- [9] Vishay Semiconductors. *BPW34 Silicon PIN Photodiode Datasheet*. https://www.farnell.com/datasheets/2046123.pdf?_ga=2.126211789.1396614530.1537263236-1466402061.1525071283. n.d.
- [10] *Transimpedance amplifier — Wikipedia, The Free Encyclopedia*. https://en.wikipedia.org/wiki/Transimpedance_amplifier. [Online; accessed 26-May-2023].
- [11] U.S. General Services Administration. *Interior Illumination Levels (Average)*. <https://www.gsa.gov/node/82715>. Hentet: 31. maj 2023.