

“Formidling av forskning er basert på to postulater. For det første at forskerne har noe å si. For det andre at mottakerne har noe de ønsker å vite. Begge postulater er selvsagt feil.”

Gudmund Hernes [5]

Forord

Denne rapporten er den skriftlige delen av mitt hovedfagsstudium gjennomført ved Institutt for Informatikk, Universitetet i Oslo. Oppgaven oppstod som resultat av et samarbeidsprosjekt mellom Tandberg Data, og min veileder Tor Sverre Lande.

Jeg vil takke Tor Sverre Lande og Yngvar Berg for veiledning og introduksjon til analoge integrerte kretser, en for meg ny og spennende gren innenfor vårt fagfeltet. Jeg vil også takke Tandberg Data for muligheten til å være med på prosjektet. Takk til John Arne Nesheim, for givende diskusjoner rundt de faglige og ikkefaglige sidene ved rapporten, og sist men ikke minst; takk til korrekturleserene.

Morten Salomonsen
Blindern, 15. februar 1994

Innhold

Figurer	vii
1 Innledning	1
1.1 Inndelingen av oppgaven	1
2 Bakgrunn	3
2.1 Innledning	3
2.2 Adaptiv sensor for pulset lys	3
2.2.1 En mulig applikasjon; lagringsenhet for magnetbånd	3
2.3 Prinsippet for sensoren	4
2.3.1 Valg av teknologi	5
3 Ulike typer fotodetektorer	7
3.1 Innledning	7
3.1.1 Fotoelektrisk effekt	7
3.1.2 Mørkestrøm	8
3.2 Fotoreseptoren	8
3.2.1 Strømkilde med ulineær kompresjon	9
3.2.2 Bivirkninger av en ulineær signalkompresjon	10
3.3 Fotodioder	12
3.3.1 Brønndioden	12
3.3.2 Buried diode	13
3.4 Fototransistorene	14
3.4.1 Oppbyggingen av fototransistorene	14
3.4.2 Responsen for fototransistorene	15
3.5 Oppsummering	16
4 Filtrene i sensoren	19
4.1 Innledning	19
4.2 Filtre i CMOS	19
4.2.1 OTA-C filtre	20
4.3 Fasekorrigerende filter og lavpassfilter	21
4.3.1 Allpassfilteret	21
4.3.2 Et alternativ til allpassfilteret	22
4.3.3 Fasefilteret i silisium	23
4.3.4 Målinger av fasedreining og dempning i fasefilteret	24
4.3.5 Fasesplitteren	25
4.3.6 Lavpassfilteret	27

4.4	Forsterkerene i filtrene	28
4.4.1	Transkonduktansforsterkeren	28
4.4.2	Transkonduktansen	29
4.4.3	Endringer av DC-nivå	30
4.5	Oppsummering	32
5	Sensoren	35
5.1	Innledning	35
5.2	Komparator med hysteres	35
5.2.1	Komparatoren	35
5.2.2	Regulatoren	41
5.3	Sensorens oppbygging	41
5.3.1	Støy fra skrivebordslampe	43
5.3.2	Blanding av sagtann og signalpulser	44
5.4	Oppsummering	44
6	Diff1 kretsen som en alternativ sensor	47
6.1	Innledning	47
6.2	Diff1 kretsen	47
6.2.1	Sensoren med Diff1 kretsen	48
6.3	Behovet for å utligne fasene	48
6.4	Kunne vi valgt en annen løsning ?	49
7	Konklusjon	51
7.1	Oppsummering	51
7.2	Konklusjon	52
	Tillegg	53
A	MOS Transistoren i svak inversjon	53
A.1	En modell for MOS-FET transistoren i svak inversjon	53
A.1.1	Kanalforkorting	54
A.1.2	Substrateffekt	55
A.1.3	Produksjonsavhengige variasjoner	55
	Referanser	57

Figurer

2.1	5.25" QIC-bånd	4
2.2	Prinsippskisse av sensoren	5
3.1	Diodekoplede P og N MOS-FET transistorer	9
3.2	Sammenheng mellom strøm og spenning for P- og N-dioden	10
3.3	Målinger for å illustrere hvordan fotoreseptoren påvirkes av kompresjonen	11
3.4	Sammenligning av responsen for brønndiodene	12
3.5	Sammenligning av responsen for brønndioden og burried dioden	13
3.6	Snitt gjennom NPN fototransistoren	15
3.7	Snitt gjennom PNP fototransistoren	15
3.8	Responsen for NPN og PNP fototransistorer	16
3.9	Frekvensresponsen for fototransistorene	17
3.10	Responsen for PNP fototransistoren og brønndioden	17
4.1	Allpassfilter	21
4.2	Fasefilteret	22
4.3	Avvik i fase mellom fasefilteret og allpassfilteret, og fasefilterets dempning	23
4.4	Fasefilteret i silisium	23
4.5	Storsignalrespons for fasefilteret	24
4.6	Storsignalrespons for fasefilteret ved knekkfrekvensen	25
4.7	Målt dempning og fasedreining for fasefilteret	26
4.8	Fasesplitteren	26
4.9	V_{inn} og $-V_{inn}$ som funksjon av spenningen V_{foto}	27
4.10	Lavpassfilteret	28
4.11	Wide-range transkonduktansforsterker	29
4.12	Transkonduktansforsterker med kaskode strømspeil	31
4.13	Måling av DC-nivå for lavpass- og fasefilteret	32
5.1	Komparator med hysteres	36
5.2	Beregnet hysteres i sterk inversjon	38
5.3	Beregnet hysteres i svak inversjon	39
5.4	Komparatorens hysteres i svak og sterk inversjon	40
5.5	Regulatoren for strømmen til komparatoren med hysteres	41
5.6	Skisse av sensoren	42
5.7	Sensorens respons uten bakgrunnslys	42
5.8	Måling på sensoren med skrivebordslampe som støykilde	43
5.9	Filtrenes respons med en 200Hz sagtann som støykilde	45
5.10	Sensorens respons ved blanding av sagtann og signal	46

6.1	Diff1 kretsen	48
6.2	Responsen for Diff1 kretsen ved 60kHz	49
6.3	Fasedreining for et andreordens lavpassfilter ved 1kHz	50
A.1	I_{ds} for en N-transistor i svak inversjon	54

Kapittel 1

Innledning

Arbeidet som har dannet grunnlaget for denne oppgaven har dreid seg om å finne frem til fotodetektorer og filtre som kan brukes i en laveffekt integrert sensor for pulset lys. Sensoren er tenkt brukt i Tandbergs datalagringsenhet for QIC magnetbånd, og bygger på et prinsipp bedriften har patentert [11]. Oppgaven oppstod som resultat av et samarbeidsprosjekt mellom Tandberg Data og Institutt for Informatikk ved Tor Sverre Lande.

I første fase av arbeidet ble det lagt vekt på finne frem til passende fotodioder og fototransistorer for en standard CMOS prosess. En prosess med mulighet til å lage begge typer bipolare transistorer ble valgt for å få undersøkt flest mulig alternative fotodetektorer. Sammen med fotodetektorene ble en helt enkel utgave av sensoren testet. Den er ikke helt i overensstemmelse med spesifikasjonene i patenten, men grunnprinsippet er det samme.

I andre fase ble en sensor mer i tråd med spesifikasjonene prøvd ut. Resultatet av arbeidet med denne sensoren er prinsippet bak en viktig forbedring i forhold til den opprinnelige patenten; en korrigering av sensorens terskel i forhold til det totale belyningsnivået. Hovedvekten lå imidlertid på utviklingen av et fasekorrigerende filter som skal holde samme fase som et andreordens lavpassfilter. Sensoren inneholdt også en komparator med hysteresis og nettverk for å korrigere hysteresen.

1.1 Inndelingen av oppgaven

Betegnelsene for MOSFET transistorens terminaler, *gate*, *source* og *drain* ser jeg på som så innarbeidet også på norsk at det har liten hensikt å oversette dem. Av og til blandes betegnelsene med norske ord som strøm eller spenning for å beskrive et nettverks tilstand. Tilhengere av streng språkrøkt vil kanskje føle avsky for den typen ordsammensetninger, men for meg er det en naturlig del av fagterminologien.

Kapittel 2 Dette kapittelet gir en liten oversikt over hvilke krav som stilles til sensoren utfra tiltenkt bruksområde, og hvilke prinsipper som er valgt for å imøtekomme disse kravene.

Kapittel 3 I dette kapittelet blir de ulike fotodetektorene beskrevet og det blir forklart litt nærmere hvilke krav det vil være naturlig å stille til fotodetektoren i den type sensor som er laget.

Kapittel 4 Her beskrives filtrene som skal brukes i sensoren, hvilke krav filtrene må oppfylle og hvordan det har påvirket valget av filtre. Målinger av filtrenes respons og egenskaper presenteres for å belyse filtrenes sterke og svake sider.

Kapittel 5 I dette kapitlet introduseres den siste byggestenen i sensoren: en komparator med hysteres. Siste del av kapitlet er viet sensoren og tester av denne for å belyse hvordan den klarer seg med ulike typer støy.

Kapittel 6 Dette kapitlet inneholder en beskrivelse av en alternativ løsning, som ikke er så avhengig av lik fasedreining for ulike signalveier som sensoren beskrevet tidligere i rapporten. Løsningene blir sammenlignet for å peke på fordeler og ulemper de har i forhold til hverandre.

Kapittel 7 Dette kapitlet inneholder en oppsummering av arbeidet med sensoren og en konklusjon.

Kapittel 2

Bakgrunn

2.1 Innledning

Et av problemene ved konstruksjon av sensorsystemer for pulset eller statisk lys er knyttet til komponentenes elektriske og optiske karakteristikk. Spredningen i lysutbytte fra for eksempel lysdioder (LED), er stor og lysutbyttet påvirkes også av temperaturvariasjoner. På mottakersiden er det en tilsvarende spredning som går på fotodetektorens evne til å konvertere lys til elektrisk signal. Forskyvninger av sender og mottaker i forhold til idealposisjonene, og brytning eller refleksjon som endrer lysets bane, er et annet problem. Lys fra omgivelsene kan også påvirke sensorens funksjon. Enten ved at operasjonspunktet endres, eller ved at bakgrunnslyset blir for sterkt i forhold til signallyset.

Summen av variasjonene gjør det nødvendig å justere forsterkning eller terskler for å få systemets respons innenfor gitte spesifikasjoner. Justeringen foretas i en testsituasjon hvor det kan være andre støyforhold enn ved normal drift. Det kan føre til at systemet ikke oppfører seg som forventet. Vårt mål er å konstruere en mottaker som ikke er følsom for variasjoner i signalstyrken eller lys som blander seg med signalet. Kretsen skal produseres i en standard CMOS prosess og inneholde alle nødvendige komponenter.

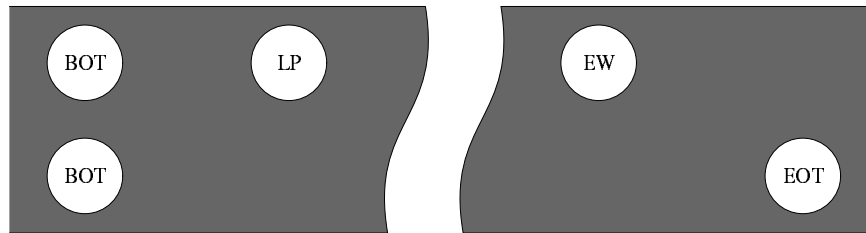
2.2 Adaptiv sensor for pulset lys

Med en *adaptiv sensor* mener jeg en mottaker som automatisk tilpasser terskler og referanser til en varierende mengde bakgrunns- og signallys og ikke endrer funksjon på grunn av lavfrekvente variasjoner i bakgrunnslyset. Per Olav Pahr ved Tandberg Data har patentert en sensor av denne typen [11]. Prinsippet fra denne patenten som danner grunnlaget for de kretsene jeg har arbeidet med.

2.2.1 En mulig applikasjon; lagringsenhet for magnetbånd

For Tandberg Data er motivet bak utviklingen av en sensor av denne typen behovet for å fjerne deler av deres datalagringsenheter for QIC-magnetbånd (Quarter Inch Cassette). I standarden for denne typen magnetbånd er det valgt et optisk system for å detektere begynnelsen og slutten av

båndet. Endene er markert med hver sin kombinasjon av hull. Pulset lys sendes mot båndet fra den ene siden og til en mottaker som er plassert på motsatt side, og mottakeren skal bare gi respons når hull passerer. Figur 2.1 viser hvordan hullene er plassert.



Figur 2.1: 5.25" QIC-bånd

Figuren viser kombinasjonen av hull som markerer begynnelse og slutt av et 5.25" bånd av QIC-type. Begynnelsen av båndet er markert med to hull (BOT Beginning Of Tape). Noe lenger ut på båndet er det et nytt hull for å markere hvor datasporene begynner (LP Load Point). Mot slutten av båndet kommer først et hull i øvre halvdel som indikerer at båndet er i ferd med å ta slutt (EW Early Warning), og slutten av båndet er markert med ett hull (EOT End Of Tape).

Hvilke krav stiller denne applikasjonen til sensoren

Det sensorsystemet som til nå har vært brukt i lagringenheten er bygget med diskrete komponenter. Lysutbytte fra lysdioder har en spredning typisk større enn en faktor 4:1 ifølge målinger fra Tandberg Data [11]. Målt ved mottakeren vil dette gi en sterk variasjon i signalstyrken, og for å få signalet innenfor sensorens operasjonsområde må forsterkningen på mottakersiden justeres. Selv med justeringen er det ikke sikkert sensoren vil fungere feilfritt. Lys fra omgivelsene, under drift eller ved justering, kan føre til at mottakeren er feil innstilt i forhold til totalbelysningen og ikke fungerer som den skal. Ved å eliminere justeringen kvitter man seg med en mulig feilkilde og reduserer produksjonskostnadene.

Det er ikke bare bakgrunnslys og spredning i signalstyrken man må ta hensyn til. Sensoren må også ha en terskel for å maskere bort støy ved signalfrekvensen. Ifølge standarden kan inntil 2% signallys slippe igjennom båndet, og hvis detektoren har for høy følsomhet kan det oppstå feil-deteksjoner. Dette kan også bedres ved å sikre et godt signal/støyforhold og det kan reguleres med fotodetektorens størrelse.

Av figur 2.1 ser vi at det er hull i øvre og nedre halvdel av båndet. Lagringenheten er avhengig av to sensorer som skal stå like ved siden av hverandre på et begrenset område; sensoren må være liten. Signal/støyforholdet er avhengig av at fotodetektoren ligger innenfor området der signalet på mottakersiden er sterkest. I utgangspunktet betyr det at det fotofølsomme arealet i sensoren må være mindre enn hullene i båndet¹. Mekaniske variasjoner som feil i speilets vinkel eller posisjon og vertikal bevegelse av båndet reduserer dette området.

2.3 Prinsippet for sensoren

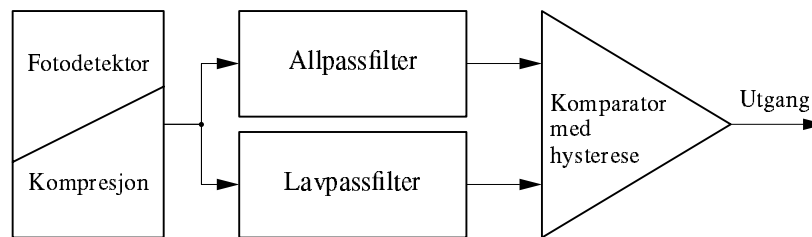
En forutsetning for at sensoren skal kunne håndtere varierende mengder bakgrunnslys og spredning i signallysets styrke er et stort dynamisk område. Kretsen må også ha en dynamisk referanse avle-

¹ Diametere i hullene er 0.7mm.

det av inngangssignalet². Frekvensen for det pulsede lyset er 35 kHz og frekvenskomponentene i rombelysning eller annen bakgrunnsbelysning ligger normalt under 1 kHz.

Hovedtyngden av frekvenskomponentene i støyen ligger godt under det pulsede lyset. Prinsippet for sensoren går ut på å bruke den lavfrekvente støyen som referanse. Signalet fra fotodetektoren lavpassfilteres og sammenlignes med en ufiltrert versjon ved hjelp av en komparator. I utgangspunktet sitter man da igjen med de høyfrekvente komponentene fra inngangssignalet. Problemet er at det ufiltrerte og filtrerte signalet ikke har samme fasedreining. Det kan føre til at komparatoren skifter tilstand på grunn av støyen, og at pulset lys ikke registreres. Løsningen er å sette inn et allpassfilter for å utligne fasene mellom de to signalveiene.

Denne kombinasjonen av lavpassfilter og allpassfilter gjør at sensoren ikke påvirkes av lavfrekvent støy, og har en referanse som endres med totalbelysningen og DC komponenten i signallyset. Støy som skyldes lekkasje av signallys gjennom båndet er fremdeles et problem. For at sensoren ikke skal gi respons for støy ved signalfrekvensen, må det være en terskel i systemet for å maskere bort svake signaler. Terskelen legges inn i sensoren ved hjelp av en komparator med hysteres. Hvor stor hysteresen skal være er avhengig av totalbelysningen og styrken på det pulsede lyset.



Figur 2.2: Prinsippkisse av sensoren

Ideelt sett bør hysteresen reguleres både ut fra totalbelysningen og amplituden for det pulsede lyset. Ut fra totalbelysningen fordi den bestemmer operasjonsområdet, og amplituden for signalpulsene fordi hysteresen skal stå i forhold til denne amplituden. Under normal drift er ikke signalpulsene synlig for sensoren. Hysteresen settes derfor til en verdi basert på statistiske data for lyskilden og reguleres rundt denne verdien i forhold til totalbelysningen.

Man kan få et stort dynamisk område ved å komprimere signalet fra fotodetektoren. Velger man et stor dynamisk område går det på bekostning av båndbredden. Dette skaper ikke problemer i den applikasjonen sensoren er tiltenkt. Signalfrekvensen er ikke høyere enn noen titalls kHz og dynamisk område er av større verdi enn båndbredde som kan ofres uten å påvirke sensorens funksjon. Figur 2.2 viser en skisse av sensoren.

2.3.1 Valg av teknologi

Pris per enhet står sentralt ved valg av produksjonsmetode. Man har valgt å realisere sensoren som en integrert krets som skal produseres med en standard CMOS prosess. En integrert krets vil koste rundt 25% av en sensor bygget med diskrete komponenter.

Når det gjelder sensorens areal er det en fordel å holde dette lite. Med et lite silisiumareal per sensor må en mindre andel av produksjonen kasseres på grunn av produksjonsfeil [3], og utgiftene per enhet synker. Arealet avgjør også prisen for pakkingen og hvilke pakketyper man kan velge mellom. Helst vil man ha en pakke med tre pinner som for eksempel SOT-23; to pinner til forsyningsspenning og en til signal ut.

²Her er det nå snakk om lyset man måler ved fotodetektoren: det pulsede lyset pluss lys fra omgivelsene og lekkasjelys.

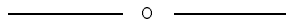
På et begrenset areal er det viktig at filtrene ikke tar for stor plass. Digitale filtre gir god nøyaktighet og høy stabilitet, men krever stort areal. Analoge filtre i CMOS er generelt sett mindre, men har dårligere nøyaktighet og stabilitet enn digitale filtre. Passive komponenter, som kondensatorer, blir store på grunn av lav knekkfrekvens, under 1 kHz, dersom analoge filtre i sterk inversjon brukes. Reduseres strømmene til svak eller moderat inversjon kan man oppnå samme knekkfrekvens med mindre komponenter. Effektforbruket vil også reduseres.

Analog CMOS i svak inversjon er svært følsom for parasittiske kapasitive laster på grunn av strømmer på rundt 100nA og mindre. Kretser basert på denne teknikken har derfor en begrenset båndbredde, men det er som nevnt ikke kritisk for sensoren. MOSFET transistorens egenskaper i svak inversjon er beskrevet i tillegg A på side 53.

Kapittel 3

Ulike typer fotodetektorer

Aralet for sensoren er begrenset og med en lav knekkfrekvens i lavpassfilteret vil en relativt stor del av sensorens areal gå med til kondensatorer. I sensoren trenger man derfor en fotodetektor som gir et godt utbytte med hensyn på signal i forhold til areal. En fotodiode har i utgangspunktet bedre frekvensrespons enn en fototransistor med samme areal, men transistorene gir mer strøm for et gitt belysningsnivå på grunn av strømforsterkningen. I en CMOS prosess har man ikke full frihet til å velge dopingene av halvlederen eller andre parametere som påvirker fotodetektorens egenskaper. I dette kapitlet skal vi se nærmere på ulike fotoreseptorer laget med en standard CMOS prosess.



3.1 Innledning

I en standard CMOS prosess kan man lage fototransistorer og fotodioder ved å kombinere P- og N diffusjoner. Diffusjonenes dybde og dopekonsentrasjoner er gitt av prosessen, og dopingene av P- og N regionene påvirker tidsresponsen og fotostrømmen. Generelt sett har fototransistoren en høyere fotostrøm per areal enn fotodioden, mens fotodioden har en bedre tidsrespons for samme areal.

3.1.1 Fotoelektrisk effekt

I fotodetektorene er det vanlig å bruke negativt forspente PN overganger. Når en negativt forspente PN overgang ikke belyses vil det kun flyte en lekkasjestrøm i overgangen gitt av blant annet dopingene av P- og N regionene og temperaturen i krystallen. Når PN overgangen belyses er strømmen i overgangen proporsjonal med antallet ladninger som genereres nær overgangen og i overgangen. Denne strømmen kalles fotostrømmen, og kan være flere orden større enn lekkasjestrømmen. Hvor mange ladninger som genereres er avhengig av lysets bølgelengde og hvor dypt nede i krystallen PN overgangen ligger.

Fotoner med energi mindre enn båndgapet absorberes i liten grad i krystallen og bidrar ikke til å danne *elektron-hull par*, EHP. Absorpsjon av fotoner med energi større enn båndgapet er nesten fullstendig. Sammenhengen mellom fotonenes energi og bølgelengde er gitt ved:

$$E = \frac{hc}{\lambda}$$

der λ er bølgelengden, h Planks konstant og c er lysets hastighet. Båndgapet (E_G) for silisium er ca 1,11 eV, og det gir en bølgelengde på ~ 1100 nm. Lys med kortere bølgelengde enn dette absorberes i krystallen, og best fotoelektrisk effekt har man for lys med bølgelengde i underkant av 900 nm. Langbølget lys absorberes dypt nede i krystallen, mens kortbølget lys, som for eksempel blått, absorberes nær overflaten og bidrar i liten grad til å danne frie ladningsbærere i halvlederen. Fotonenergien tilføres stort sett krystallen som termisk energi [13]. Siden rødt lys trenger dypere inn i krystallen er det en fordel å bruke en dyp diffusjon i fotodetektoren.

Sammenhengen mellom parametrene for P og N materialet og optisk generert strøm I_{op} er ifølge Streetman [13] gitt som:

$$I_{op} = qAg_{op}(L_p + L_n + W)$$

der A er arealet for overgangen, g_{op} parameter for raten for optisk generering av EHP, L_p og L_n diffusjonslengden for hull og elektroner og W er bredden på deplesjonssonen i overgangen. Diffusjonslengden er gjennomsnittlig distanse ladningene beveger seg før de rekombinerer, og den reduseres med økende doping. Områder med svak doping er derfor å foretrekke når vi skal sette sammen fotodetektorer. Både fordi bredden på deplesjonssonen øker med svakere doping av P og N regionene, og fordi diffusjonslengdene L_p og L_n øker med svakere doping av halvlederen.

Lett doping er også en fordel med tanke på kapasitansen i overgangen. Ser man på overgangen mellom P og N regionene som skarp, kan kapasitansen i sperresjiktet betraktes som en platekondensator. Kapasitansen øker med arealet og reduseres med økende deplesjonssone. Utrykket for kapasitansen er $C = A\epsilon/W$ der A er arealet, ϵ permeabiliteten for silisium og W bredden på sperresjiktet.

En brønn er lettere dopet og har større volum enn for eksempel en diffusjon direkte i substratet, og vil antageligvis gi en bedre fotoelektrisk effekt per arealenhet. Og for langbølget lys er det en fordel med en PN overgang som ligger dypt i krystallen. Følsomheten for de grønne diffusjonene er mindre, og samtidig er rekombinasjonsraten nær overflaten høyere enn inne i krystallen. En høy rekombinasjonsrate nær overflaten fører til tap av ladning og en grunn diffusjon vil gi mindre fotostrøm enn en dyp.

3.1.2 Mørkestrøm

Mørkestrømmen for fotodiodene er lik lekkasjestrømmen mot substratet. Feltet i overgangen vil få ladninger som frigjøres i sperresjiktet eller kommer inn i sperresjiktet, til å bevege seg mot diodens sperreretning. Uten lys genereres ladningene termisk. Ladningene generert i overgangen bidrar mest til lekkasjen, men ladninger innenfor en diffusjonslengde fra overgangen vil også utgjøre en del av reversstrømmen. Øker den negative forspenningen vokser deplesjonssonen og man får et større volum som kan bidra med ladninger til reversstrømmen. Stiger temperaturen vil flere ladninger genereres og mørkestrømmen øke. Mørkestrømmen i en fototransistor vil være større enn i en fotodiode med samme areal på grunn av strømforsterkningen.

3.2 Fotoreseptoren

Betegnelsen *fotoreseptor* bruker jeg om kombinasjonen av en fotodetektor og en strømkilde, hvor fotodetektoren kan være en fotodiode eller en fototransistor. Fotoreseptoren omformer det innfallende lyset til en spenning som en funksjon av belysningens intensitet. Strømkildens oppgave er å konvertere fotostrømmen til en spenning, og konverteringen kan gi et lineært eller ulineært forhold mellom strøm og spenning. Hvilken løsning man velger kan for eksempel være avhengig av

lysforholdene kretsen skal operere under. Ved store variasjoner i lysets intensitet kan en ulineær konvertering øke reseptorens dynamiske område.

En lineær sammenheng mellom strøm og spenning gir et lite dynamisk område, men amplituden for signalet endres ikke med varierende totalbelysning. Et eksempel på en kilde som gir en lineær konvertering er en passiv motstand. Dette er en god løsning når intensiteten for signallyset og bakgrunnslyset er kjent og signalet fra fotoreseptoren skal ha en stabil amplitude. Problemet med en lineær konvertering er at den er tilpasset et bestemt belysningsnivå. En økning i belysningen ut over de antatte grensene kan føre til at reseptoren går i metning.

Trenger man et større dynamisk område, kan man velge en kilde som har en logaritmisk eller kvadratisk komprimering. Det gjør fotoreseptoren i stand til å håndtere en større variasjon i belysningen uten at kretsen går i metning. Ulempen med denne løsningen er at signalet komprimeres og at graden av kompresjon er avhengig av totalbelysningen. Kretsen som skal behandle signalet fra fotoreseptoren må derfor være i stand til å håndtere en varierende signalamplitude.

For vårt vedkommende er det naturlig å velge en kilde som gir en logaritmisk eller kvadratisk kompresjon av signalet. Den viktigste årsaken til det er at sensoren skal kunne håndtere en stor variasjon i bakgrunnslyset. En annen årsak er at spredningen i signallysets intensitet som funksjon av variasjoner i lyskildens karakteristikk og mekaniske variasjoner nevnt i forrige kapittel vil gi en varierende intensitet for signallyset sett fra sensoren.

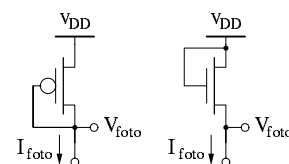
3.2.1 Strømkilde med ulineær kompresjon

MOS-FET transistoren har en eksponensiell sammenheng mellom drain-source strømmen og spenningen på terminalene i svak inversjon, og en kvadratisk sammenheng mellom strømmen og spenningene i sterk inversjon. Ved å kople transistoren som vist i figur 3.1 kan transistoren brukes i fotoreseptoren som strømkilde med logaritmisk eller kvadratisk kompresjon avhengig av fotostrømmens størrelse. Videre utover i kapitlet bruker jeg betegnelsen *P-diode* og *N-diode* henholdsvis om en P eller N type MOS-FET transistor koplet som vist i figuren.

Spenningen V_{foto} er proporsjonal med logaritmen av fotostrømmen så lenge I_{foto} er lav nok til å holde transistoren i svak inversjon. Fotostrømmen er proporsjonal med lysets intensitet og V_{foto} vil være proporsjonal med logaritmen av intensiteten over flere orden. Øker I_{foto} slik at transistoren opereres i sterk inversjon, vil sammenhengen mellom I_{foto} og V_{foto} bli kvadratisk. For å holde konverteringen logaritmisk for en størst mulig variasjon i lysets intensitet kan bredden på den diodekoplede transistoren økes, slik at transistoren holdes i svak inversjon for større strømmer og dermed høyere belysningsnivåer.

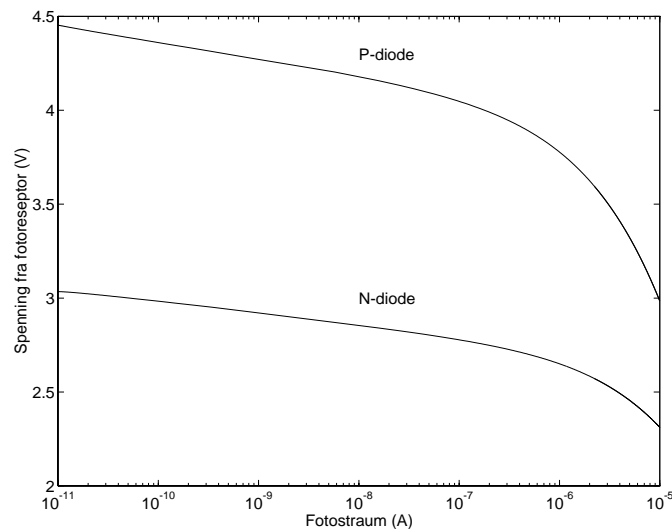
Resultatet fra en simulering som viser sammenhengen mellom strømmen gjennom P- og N-dioden og V_{foto} er vist i figur 3.2. For det første ser man at P-dioden har et høyere DC-nivå enn det N-dioden har, og for det andre er helningen på kurven i svak inversjon brattere for P-dioden¹. Det betyr at man ved å bruke en P-diode i fotoreseptoren vil få en større endring i V_{foto} for en gitt variasjon i fotostrømmen enn med en N-diode. Det betyr at en fotoreseptor med en P-diode har en bedre areal/signal-rate enn en fotoreseptor med N-diode. Svinget for V_{foto} kan økes ytterligere ved å kople to P-dioder i serie og lese V_{foto} ut ved den nederste transistorens drain. Denne koplingen vil også senke DC-nivået på V_{foto} .

I motsetning til N-dioden har P-dioden gate koplet mot V_{foto} noden og den kapasitive lasten på denne noden blir høyere med en P-diode. Det kan derfor være en fordel å bruke en N-diode i de



Figur 3.1: Diodekoplede P og N MOS-FET transistorer

¹ Forholdet mellom transistorenes bredde og lengde i denne simuleringen er 1, og grensen for svak inversjon går ved 10^{-7} A [2].



Figur 3.2: Sammenheng mellom strøm og spenning for P- og N-dioden

Figuren viser resultatet fra en simulering der en P- og en N-diode er påtrykt en strøm mellom 10^{-11} og 10^{-5} A. Simuleringen er gjort med anaLOG's FET5-modell og dekker et representativt område for fotostrømmen fra de fotodetektorene jeg presenterer senere i kapitlet.

tilfelle der den kapasitive lasten på denne noden er kritisk. I fotoreseptoren er bidraget i kapasitiv last fra MOS-FET transistorens gate svært lite sammenlignet med kapasitansene fotodioden eller fototransistoren bidrar med. Dette fordi arealet for PN overgangene i fotodetektorene er store.

3.2.2 Bivirkninger av en ulineær signalkompresjon

Ved å komprimere signalet fra fotodetektoren får man overført en stor variasjon i lysets intensitet til et elektrisk signal som ligger innenfor det dynamiske området for kretsene i sensoren. Ulempen med kompresjonen er at den er ulineær, og dette påvirker signalets amplitude og fotoreseptorens stige- og falltid.

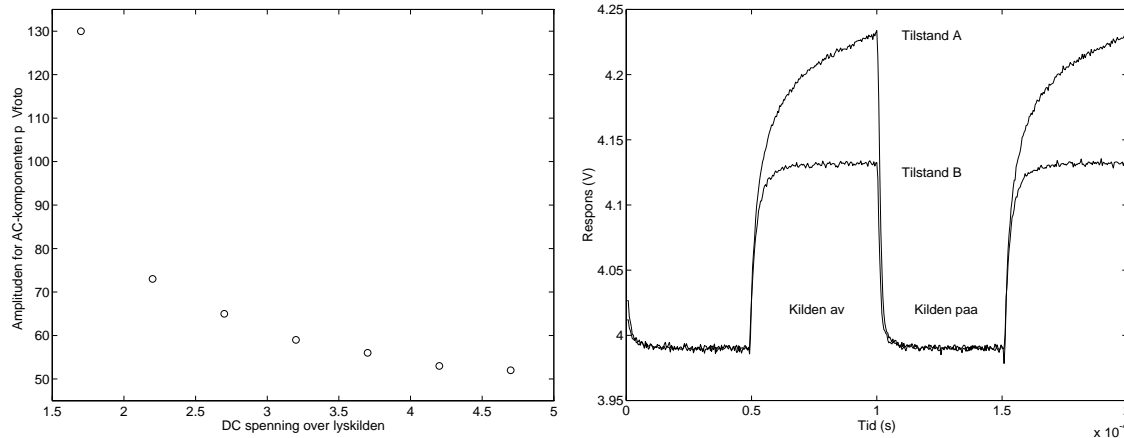
Har man for eksempel en signalkilde med en gitt intensitet og en bakgrunnsbelysning med varierende styrke, vil utslaget for kilden variere med DC innholdet i totalsignalet. En lav bakgrunnsbelysning vil gi en høy DC-komponent på V_{foto} noden og et høyt utslag for signalkilden, mens en høy bakgrunnsbelysning vil gi en lav DC-komponent og et mindre utslag for signalkilden. Målingen som er vist i figur 3.3 (a) illustrerer denne effekten for en fotoreseptor med en PNP fototransistor og en enkel P-diode.

Tidsresponsen for en fotoreseptor med en fotodiode og enkel P-diode er vist i figur 3.3 (b). Reseptoren har en asymmetrisk stige- og falltid i det tilfelle der signalkilden veksler mellom helt av og helt på, mens reseptoren har en tilnærmet symmetrisk respons når lyskilden ikke slås av etter hver lyspuls, men lyser svakt². De to tilfellene er henholdsvis merket *tilstand A* og *tilstand B*.

En av forklaringene på en asymmetrisk stige- og falltid kan ligge i rekombinasjonsprosessen i silisium. Rekombinasjonen mellom hull og elektroner i silisium foregår nesten utelukkende indirekte [13]. Det vil si at ladninger ikke går direkte fra ledningsbåndet til valensbåndet, men må

²Strømmen i lysdioden veksler mellom 1mA og 20mA i dette tilfellet.

via et energinivå i båndgapet som kalles et rekombinasjonsnivå³. I første trinn av rekombinasjonsprosessen faller en ladning fra ledningsbåndet til et rekombinasjonsnivå. I neste trinn kan to ting skje: ladningen faller til valensbåndet og rekombinasjonen fullføres, eller ladningen kan eksiteres på grunn av termiske eller optiske prosesser og rekombinasjonsprosessen må starte forfra igjen. Ladninger i rekombinasjonsnivået bidrar ikke til ladningstransporten i halvlederen.



(a) Kompresjon av et AC-signals amplitude med økende totalbelysning

(b) Tidsresponsen for en reseptor med fotodiode

Figur 3.3: Målinger for å illustrere hvordan fotoreseptoren påvirkes av kompresjonen

Måling i figur (a) er gjort på en fotoreseptor med en PNP fototransistor og én P-diode. Lyskilden var en lysdiode hvor en AC-komponent med fast amplitude ble overlappet en økende DC-komponent. Punktene i figuren representerer amplituden i AC delen av signalet på $V_{f\text{oto}}$ noden. Verdiene langs X-aksen er proporsjonale med den totale belysningsintensiteten. Frekvensen ved denne målingen var 1kHz.

Målingen i figur (b) er gjort på en fotoreseptor med en fotodiode og én P-diode. Lyskilden veksler mellom helt av og helt på for kurven merket tilstand A, mens den ikke slås helt av for hver lyspuls for kurven merket tilstand B. Frekvensen ved denne målingen var 10kHz.

Når halvlederen belyses øker antallet eksiterte ladninger og det fører til at flere ladninger vil være i ferd med å gjennomføre en rekombinasjonsprosess ut fra prinsippet om likevekt mellom antallet rekombinasjoner og ladninger som eksiteres⁴ [13]. Denne likevekten mellom eksitasjon og rekombinasjon faller til et lavere nivå når detektoren ikke lenger belyses, og ladninger som frigjøres fra rekombinasjonsprosessen kan bidra til ladningstransporten. Strømmen som skyldes denne effekten er i fra 10^{-8} A og mindre, og på grunn av den logaritmiske kompresjonen blir endringen i $V_{f\text{oto}}$ flere hundre mV.

Slår man kilden helt av når man bruker en fotoreseptor med ulineær konvertering mellom strøm og spenning, vil signalet få et annet DC-nivå enn det ville hatt dersom man brukte en lineær konvertering eller veksler kilden mellom nesten av og helt på. En høyere DC-komponent sammen med

³ Et rekombinasjonsnivå kan være en hvilken som helst forurensning eller en defekt i krystallen som er i stand til å fange opp en fri ladning.

⁴ Det er her snakk om middelværdier og ikke absolutt antall.

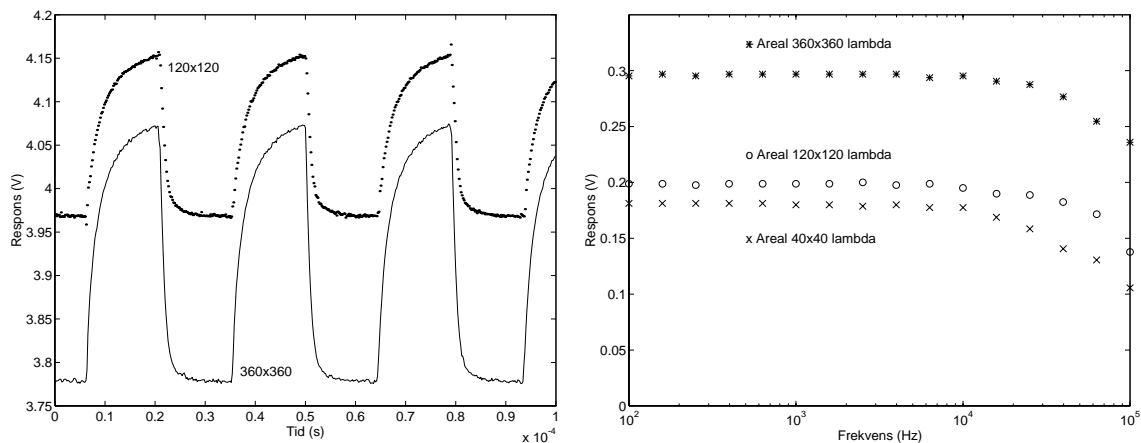
den endrede formen på signalet kan føre til en annen *duty cycle*⁵ for det detekterte signalet enn det opprinnelige signalet hadde. Kompresjonen har ingen betydning for fotoreseptorens båndbredde.

3.3 Fotodioder

Den enkleste formen for fotodetektor man kan lage i CMOS er en fotodiode, hvor man bruker en brønn eller en bit diffusjon direkte i substratet som den ene terminalen i dioden. Plasseringen av dioden er derfor bundet av at substratet utgjør den andre terminalen, som da er koplet til GND eller V_{DD} avhengig av hvilken prosessstype som benyttes. Testkretsen med fotodetektorene er produsert med en N-well prosess og substratet er koplet til GND.

3.3.1 Brønndioden

På testkretsen er det lagt ut tre fotodioder med brønn som katode. Jeg kaller denne type fotodiode for en *brønndiode*. Det er også lagt ut en variant av denne diodetypen der den øverste delen av brønnen er svakt P dopet. Jeg skal straks komme tilbake til denne.



(a) Responsen for brønndiodene ved 35kHz

(b) Frekvensresponsen for brønndiodene

Figur 3.4: Sammenligning av responsen for brønndiodene

I figur (a) vises responsen for brønndiodene ved 35kHz. Responsen for den største fotodioden indikerer en fotostrøm som ligger i ytterkant av intervallet for svak inversjon ut fra simuleringene i figur 3.2. Ut fra figur (b) ser det ikke ut til å være noen forskjell i fotodiodenes frekvensrespons.

Brønndiodene er kvadratiske og sideflatene for de tre er 40λ , 120λ og 360λ . For å holde potensialet i brønnen så stabilt som mulig for de to største fotodiodene er et stort antall brønnkontakter spredd utover brønnens overflate. Avstanden mellom kontaktene er 25λ på den mellomste brønndioden, og det er totalt 8 kontakter. Den største fotodioden har fire rader med kontakter hvor avstanden mellom kontaktene i radene er 25λ , totalt 44 kontakter. Den minste dioden har to kontakter i ytter-

⁵*Duty cycle* er en betegnelse på forholdet mellom den tiden amplitude i et signal ligger over signalets middelvei i forhold til den tiden amplituden ligger under middelveiden.

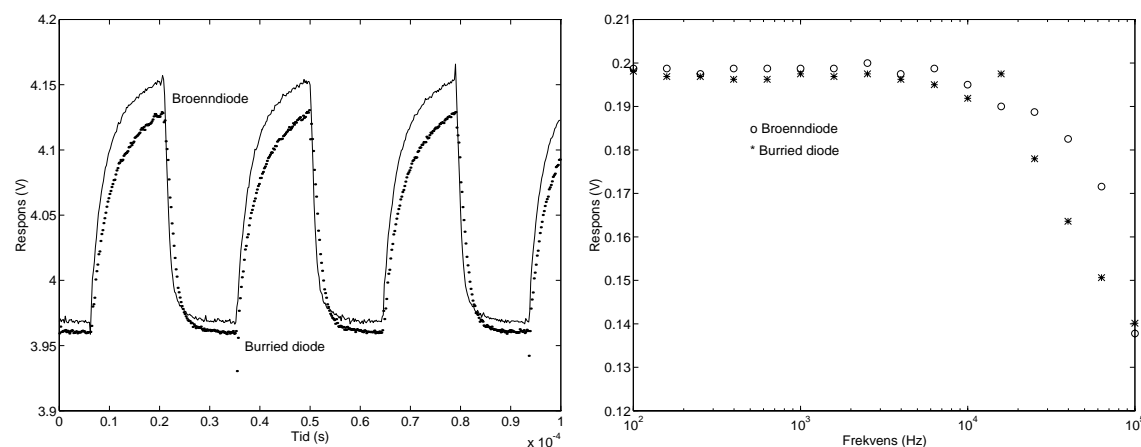
kanten av brønnen. For de store brønndiodene vil metallene som krysser brønnen lage en viss skygge, men sett i forhold til brønnens areal blir skyggen fra metallbanene svært liten.

Responser for fotoreseptorer med de to største brønndiodene ved 35kHz er vist i figur 3.4 (a) og frekvensresponsen for alle tre fotodiodene er vist i figur 3.4 (b). Frekvensresponsen for de tre fotodiodene ser ut til å være den samme, og forskjellen i kapasitiv last for de tre brønndiodene oppveies ved at fotostrømmen ser ut til å øke med samme takt som kapasitansen når brønnens utstrekning vokser.

Ved konstruksjonen brønndiodene ble det lagt liten vekt på at sideflatene i brønnen også har betydning for fotostrømmen. I praksis betyr det at svinget kunne vært økt for den største fotodioden ved å kople flere mindre fotodioder i parallell innenfor et like stort areal. En slik deling ville gitt en noe større kapasitiv last, men det ville antageligvis oppveies av økningen i fotostrømmen.

3.3.2 Burried diode

Det jeg kaller en *burried diode* er i utgangspunktet en brønndiode hvor den øverste delen av brønnen er svakt P dopet. Denne P doping er tyngre enn substratets doping og lettere enn drain/source diffusjoner og er beregnet for doping av basen i bipolar NPN transistorer. Burried dioden har samme størrelse og samme antall kontakter som den mellomste brønndioden.



(a) Responser for brønndioden og burried dioden ved 35kHz

(b) Frekvensresponsen for brønndioden og burried dioden

Figur 3.5: Sammenligning av responsen for brønndioden og burried dioden

Responser for brønndioden og burried dioden er vist i figur (a). Fotostrømmen for begge fotoreseptorene ser ut til å ligge i intervallet for svak inversjon ut fra simuleringen i figur 3.2. Tidsresponsen og frekvensresponsen for burried dioden ser ut til å være noe dårligere enn brønndiodens ut fra målingene vist i figur (a) og (b).

Idéen til denne doping av det øverste laget i brønnen er hentet fra CCD teknikken [13]. I denne teknikken bruker man et lag med samme type doping som substratet over fotodetektoren for å skille denne fra overgangen mellom silisiumet og oksidet. Årsaken til dette er at det i overgangen mot oksidet dannes et lag med SiO_x der X er 0, 1 eller 2, hvor bindingene mellom atomene er ufullstendige. Rekombinasjonsraten er høyere i dette laget samtidig som ladninger i rekombina-

sjonsprosessen har stor sannsynlighet for å eksiteres før rekombinasjonen er fullført. Planen var å forbedre fotoreseptorens responstid ved å isolere mest mulig av brønnens overflate fra oksidet.

Responsen for burried dioden og brønnndioden er vist i figur 3.5. Svinget for burried dioden er lavere enn for brønnndioden og responstiden er dårligere. Det skyldes at den kapasitive lasten er økt på grunn av P dopingene over brønnen. Ut fra økningen i overflaten mellom brønnen og det P dopede materialet skulle den kapasitive lasten bli noe under dobbelt så stor som for brønnndioden⁶. En større overflate mellom P og N materiale skulle gi en høyere fotostrøm, men den øverste PN overgangen er grunn og økningen i fotostrøm tilsvarer ikke økningen i kapasitiv last.

3.4 Fototransistorene

På testkretsen er det også lagt ut tre bipolare fototransistorer; en *ekte* NPN transistor, en parasitt PNP transistor med tungt dopet emitter og en parasitt PNP transistor med svakt dopet emitter. Grunnen til at jeg kaller den ene ekte og de to andre parasitttransistorer skyldes at prosessen brikken er produsert med inneholdt en P diffusjon spesielt beregnet til basemateriale i bipolare NPN transistorer. Denne diffusjonen kalles P-base. Den andre transistoren er et biprodukt av CMOS prosessen, og i digitale CMOS kretser kan parasitteffektene denne transistoren bygger på føre til 'latch up' [3].

Når man bruker bipolare transistorer som fotodetektorer kan man enten la basen flyte ved å utelate tilkoplingen, eller bruke basetilkoplingen i en tilbakekopling der basestrømmen styres i takt med lyset for å forbedre transistorens stige- og falltid. For en fototransistor med flytende base er den dominerende komponenten i basestrømmen I_{Base} , fotostrømmen i PN overgangen mellom kollektor og base. Denne strømmen avgjør hvilket potensiale brønnen ligger på, og det avgjør igjen injeksjonen av ladning fra emitter til base og strømmen totalt i transistoren.

En av fordelene fototransistoren har over fotodiodene er strømforsterkningen. Det betyr at man får en høyere fotostrøm per areal, og med en fototransistor kan man lage en fotoreseptor med en mindre fotodetektor i forhold til hva man kan med en fotodiode. Prisen man betaler for strømforsterkningen er en redusert båndbredde og en dårligere tidsrespons. Transistorens strømforsterkning er gitt av antallet ladninger som krysser basen fra emitter til kollektor i forhold til antallet ladninger som rekombinerer i basen.

3.4.1 Oppbyggingen av fototransistorene

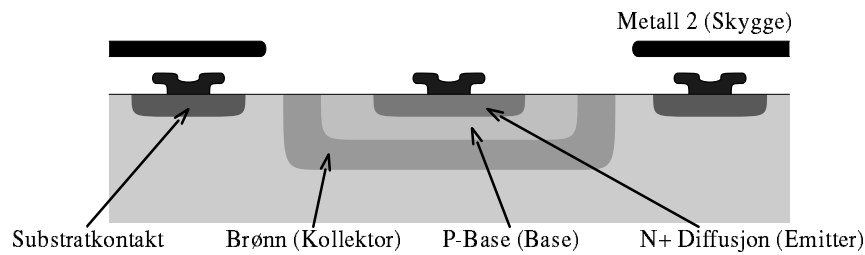
Prosesen som ble valgt for testkretsen med fotodetektorene inneholder en diffusjonstype beregnet på basematerialet i bipolare NPN transistorer. Denne diffusjonen er av P type og har en lettere doping enn drain/source diffusjoner, men er tyngre dopet enn substratet. Diffusjonslaget kalles P-base. P-base laget legges i en brønn som danner transistorens kollektor, og i P-base diffusjonen legges en N diffusjon som emitter. Alle transistorenes terminaler er dermed tilgjengelige og transistoren kan plasseres fritt i forhold til forsyningsspenningene. Størrelsen på NPN transistorene er $40 \times 40 \lambda$, $80 \times 80 \lambda$ og $160 \times 160 \lambda$. Transistorene har henholdsvis 1, 2 og 3 emitter diffusjoner.

I fotoreseptorene med NPN fototransistorene er kollektor i den bipolare transistoren koplet mot V_{DD} og emitter er koplet mot en N-diode⁷. Ved å kople kollektor mot V_{DD} reduseres *Miller-effekten* [6]. Snitt gjennom NPN transistoren er vist i figur 3.6.

PNP transistorene lages ved å bruke en N brønn som base og en P diffusjon eller P-base diffusjon som emitter. Substratet blir kollektor i transistoren og det betyr at man ikke har tilgang til alle terminalene og ikke har frihet til å plassere transistoren der man måtte ønske i kretsen. Størrelsen

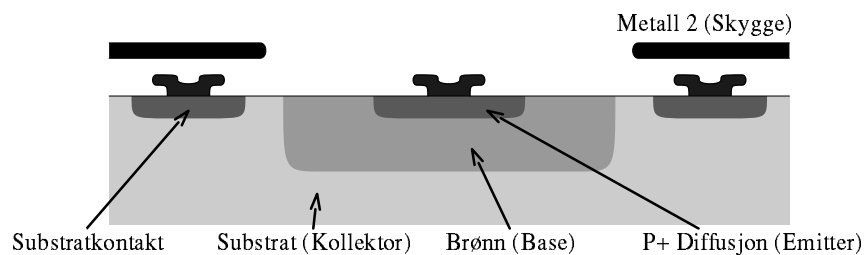
⁶ Overflaten mellom brønnen og substratet i burried dioden er ikke fullt to ganger brønnndiodens.

⁷ I dette tilfellet er MOS-FET transistorens source koplet mot GND og gate koplet til drain.



Figur 3.6: Snitt gjennom NPN fototransistoren

på transistorene er $80 \times 80 \lambda$, og begge transistorene har to emitter diffusjoner. Et snitt gjennom PNP transistoren med tungt dopet emitter er vist i figur 3.7.



Figur 3.7: Snitt gjennom PNP fototransistoren

3.4.2 Responsen for fototransistorene

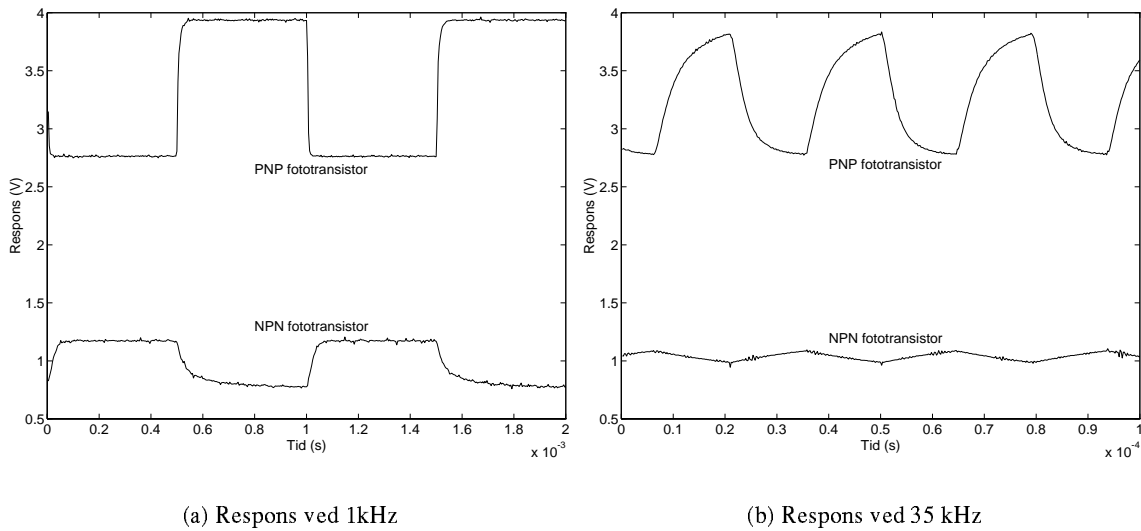
Når fototransistoren belyses er det en betydelig transport av ladning i overgangen mellom brønnen og substratet i begge typer transistorer. For PNP transistoren er brønnen base og denne ladningstransporten er med på å styre kollektor-emitter strømmen. I NPN transistoren er brønnen kollektor og fotostrømmen i overgangen mellom kollektor og substratet påvirker ikke strømmen på emitter.

I NPN transistoren er PN overgangen mellom kollektor og base grunnere, og basen er tyngre dopet enn for PNP transistoren. Det betyr at transporten av ladning mellom base og kollektor er mindre i en NPN- enn PNP transistor på grunn av smalere deplasjonsone og lavere fotoelektrisk effekt for grunne PN overganger enn for dype PN overganger. Strømmen i NPN transistoren på grunn av fotoelektrisk effekt blir derfor mindre enn for en PNP med en like stor base-kollektor overgang. For NPN transistoren vil også strømmen på emitter og kollektor være forskjellig på grunn av transport av optisk genererte ladninger mellom kollektor og substratet.

Responsen for PNP fototransistoren med tungt dopet emitter og den største NPN fototransistoren er vist i figur 3.8. For samme signalkilde har NPN transistoren en mindre amplitude og en dårligere båndbredde enn PNP transistoren. Ved 35kHz er signalet fra fotoreseptoren med NPN fotodetektor redusert til under 1/3 av amplituden ved 1kHz. Årsaken til dette er at for fototransistorene multipliseres tilsynelatende kapasitansen i overgangen mellom base og kollektor med transistorens strømforsterkning h_{FE} , og tidsresponsen kan uttrykkes ved:

$$t_r, t_f \approx 2.2 h_{FE} C_{BC} R_L$$

der t_r og t_f er stige- og falltiden, R_L er lastmotstanden og C_{BC} er base-kollektor kapasitansen. Fototransistoren har større base-kollektor kapasitans enn andre typer bipolare transistorer, og deres responstider vil være betydelig lavere enn andre bipolare transistorer.



Figur 3.8: Responsen for NPN og PNP fototransistorer

Forskjellen i tidsrespons for NPN- og PNP fototransistoren kommer klart frem i målingene vist i figur (a) og (b). Ved 35kHz er signalet fra NPN fototransistoren kraftig redusert. Den mest sannsynlige forklaringen er en større kapasitiv last i NPN- enn i PNP fototransistoren. For PNP fototransistoren ser fotostrømmen ut til å ligge i moderat tilsterk inversjon ut fra simuleringen i figur 3.2.

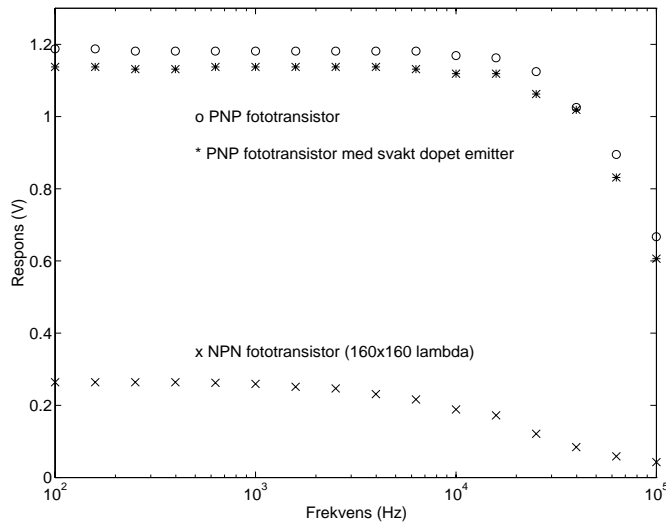
NPN transistoren har også en smalere base enn PNP typen, og det fører til at NPN har en høyere h_{FE} . Base-kollektor kapasitansen er også høyere i NPN fototransistoren enn i PNP typen fordi basen er tyngre dopet og depleksjonsonen i overgangen mellom terminalene er smalere. I sum gir en høyere strømforsterkning og større C_{BC} dårligere responstider for NPN- enn PNP fototransistoren.

Frekvensresponsen for fototransistorene er vist i figur 3.9. Av figuren ser man at fototransistoren med lett dopet emitter har en mindre amplitude for en gitt lyskilde enn fototransistoren med P diffusjon emitter. Årsaken ligger i at P-base diffusjonen har en lettere doping enn drain/source diffusjonen, og injeksjonen av ladning fra emitter til basen er mindre i en fototransistor med lett dopet emitter [13].

3.5 Oppsummering

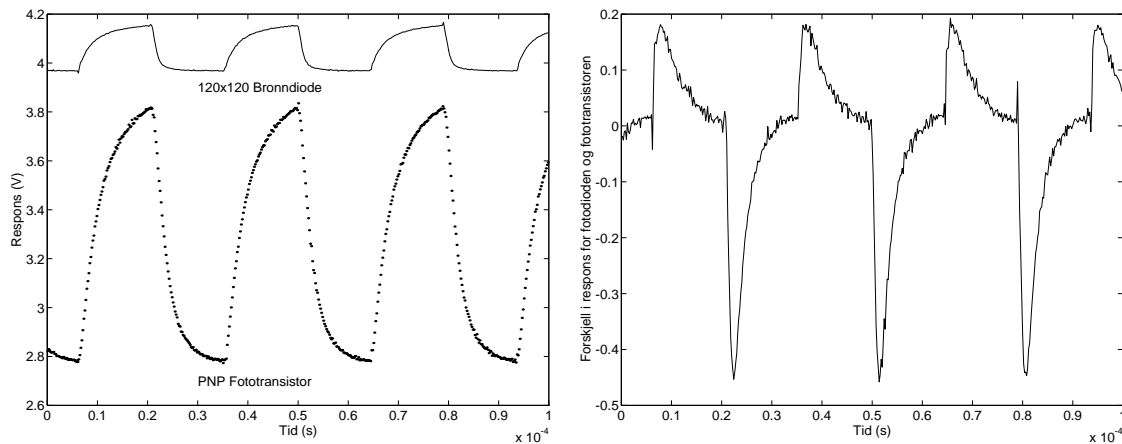
Generelt sett har en fototransistor har en større fotostrøm per arealenhet og en dårligere tidsrespons enn en fotodiode. Målingene i figur 3.10 (a) viser responsen for PNP fototransistoren sammen med den nest største fotodioden. Den bipolare fototransistoren har et mindre areal enn fotodioden, men en større signalamplitude. DC-komponenten i signalet er også lavere for fototransistoren. Forskjellen i stige- og falltid mellom transistoren og dioden er vist i figur 3.10 (b), og av figuren ser man at dioden har en bedre tidsrespons ved 35kHz.

Selv om fotodioden har en bedre tidsrespons enn fototransistoren, kan den ikke konkurrere med fototransistoren når det gjelder respons i forhold til areal. Den bipolare parasittransistorens tidsrespons er heller ikke så dårlig at den ikke kan brukes i sensoren. Derfor vil jeg satse på å bruke en PNP fototransistor som fotodetektor i sensoren.



Figur 3.9: Frekvensresponsen for fototransistorene

Målingene i figuren viser frekvensresponsen for de tre typene fototransistorer. NPN fototransistoren har den dårligste båndbredden av de tre. Det er ingen forskjell i båndbredde for de to NPN fototransistorene.



(a) Responsen for brønnodioden og fototransistoren ved 35kHz

(b) Differansen mellom responsen for brønnodioden og fototransistoren

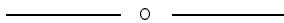
Figur 3.10: Responsen for PNP fototransistoren og brønnodioden

Kurvene i figur (a) viser responsen for PNP fototransistoren og brønnodioden ved 35kHz. Kurven i figur (b) viser forskjellen mellom diodens og transistorens respons ved at signalet for dioden er skalert opp til samme størrelse som transistorens. DC-komponenten er fjernet i begge signalene og fototransistorens signal trukket fra diodens. Som man ser er fototransistorens tidsrespons dårligere enn fotodiodens, men dette oppveies at fototransistoren har en større respons for samme lyskilde. Fotodioden gir et sving på omtrent 200mV og fototransistoren et sving på omtrent 1V. Størrelsen på fotodioden er $120 \times 120 \lambda$ og størrelsen på fototransistoren er $80 \times 80 \lambda$.

Kapittel 4

Filtrene i sensoren

Filtrene i sensoren skal realiseres med analog CMOS, og ha en lav effektutvikling. En lav effektutvikling oppnås ved å konstruere filtrene for operasjon i svak eller moderat inversjon. I svak inversjon vil kapasitive laster føre til redusert båndbredde, og filtrene må derfor konstrueres med tanke på å redusere parasittiske kapasitive laster. I dette kapitlet presenteres et lavpassfilter og et filter for å utlinge fasen til lavpassfilteret, bygget for svak eller moderat inversjon.



4.1 Innledning

I sensoren gir komparatoren forskjellen mellom det lavpassfiltrerte og det ufiltrerte signalet. For å redusere muligheten for feildeteksjoner må forskjellen i fase mellom de to signalveiene være minst mulig. Øker forskjellen i fase øker risikoen for feildeteksjoner ved at støyen maskerer bort signalpulsen for komparatoren, eller ved at sensoren skifter tilstand på grunn av selve støyen. Hvor stor feil i fasen som kan tolereres er avhengig av terskelen i komparatoren og støyens amplitude.

Med en faseforskjell mellom signalveiene blir også terskelen redusert på grunn av differansen mellom lavpassfiltrert og ufiltrert signal. Dermed kan sensoren skifte tilstand på grunn av støy ved signalfrekvensen, som for eksempel lekkasjelys gjennom båndet.

4.2 Filtre i CMOS

Integrerte filtre i CMOS kan deles i to hovedgrupper; en tidskontinuerlig og en med diskret oppløsning i tidsplanet, *sampled data*. *Switched capacitor* (SC) og *switched current* (SI) filtre hører til *sampled data* gruppen. De viktigste tidskontinuerlige filtrene er *aktiv RC*, *MOSFET-C* og “Operational Transconductance Amplifier - Capacitor” (OTA-C filtre) [12].

Sampled data filtre

Felles for “sampled data analog systems” er en ukodet amplitude og en diskret tidsvariabel med flere klokkefaser som ikke overlapper hverandre. Klokkefrekvensen i kombinasjon med forholdet mellom kondensatorer eller strømmer bestemmer plassering av nettverkens poler og nullpunkter.

Med en krystallstyrt klokke og kondensatorer med to poly lag får man filtre der plasseringen av poler og nullpunkter er stabil og avviker lite fra beregnede verdier. Ulempen med sampled data filtrene er at båndbredden for inngangssignalet må reduseres på grunn av *aliasing*, og utgangen må sendes igjennom et glattefilter [17].

Switched capacitor filtre kan sammenlignes med aktive RC filtre der en motstand erstattes av en kombinasjon av et antall brytere og en kondensator. Tidskonstantene er gitt som $\tau = T(C_1/C_2)$ og lar seg, ifølge Gregorian og Temes, realisere med så god nøyaktighet som 0.5% om man bruker kondensatorer med to poly lag [4].

Switched current filtrene bygger på samme prinsipp som SC filtrene, og for denne typen filtre er tidskonstanten avhengig av klokkefrekvensen og forholdet mellom strømmer. I motsetning til SC filtrene trenger ikke SI filtrene kondensatorer med så høy presisjon som kondensatorer med to poly lag har, og transistorenes gatekapasitanser kan brukes for å lagre ladning. Presisjonen for SI filtre blir noe dårligere enn for SC filtre, men en presisjon på 1% inne rekkevidde for SI filtrene [12].

Tidskontinuerlige filtre

Tidskontinuerlige filtre i CMOS ble i utgangspunktet utviklet for SC filtre med tanke på antialiasing og glatting, men har etterhvert blitt et alternativ til SC filtre i lavfrekvensapplikasjoner. Presisjonen ligger på 30 - 50 %; langt dårligere enn for sampled data teknikkene, men til gjengjeld har man ikke de problemene sampling fører med seg [15]. Stabiliteten er også dårlig, og i de fleste tilfelle er det nødvendig å inkludere kretser for å motvirke endringer i filternes karakteristikk som for eksempel skyldes temperaturvariasjoner.

I aktive RC filtre er realisering av passive motstander et problem. Motstandene kan lages ved å bruke diffusjoner eller poly, og størst motstand har man i diffusjoner for brønner. Det største problemet er at prosessparametrene for de ulike lagene ikke er stabile nok til å gi to motstander med samme areal like egenskaper. Det fører til at temperaturstabiliteten blir dårlig og at nominell resistans varierer mye. Motstandene krever også store arealer på grunn av begrensninger i minste avstand mellom diffusjoner. Kombinert med dårlig stabilitet gjør det at filtre av denne typen er lite attraktive.

Prinsippet for MOSFET-C filtrene er det samme som for aktiv RC. Forskjellen ligger i at motstandene erstattes av spenningskontrollerte MOS-FET transistorer. Transistorene har ulineariteter man må kompensere for, og det finnes flere ulike teknikker for dette formålet [15]. Felles for teknikkene er at kompleksiteten i filtrene og arealforbruket øker.

4.2.1 OTA-C filtre

Av hensyn til stabilitet og godt samsvar mellom beregnet og endelig karakteristikk ville SC filtrene være et fristende alternativ. Ulempen er at SC filtrene krever store arealer på grunn av behovet for antialiasing- og glattefilter. I sensoren må også klokken ligge på brikken dersom denne typen filtre skal være aktuell. Sensoren skal lages for en liten pakke og silisiumarealet er ikke stort nok til å bruke sampled data filtre.

Både ut fra begrensninger i arealet og med tanke på lavt effektforbruk benyttes OTA-C filtre i sensoren. OTA-C filtrene er en variasjon av aktive RC filtre der motstander erstattes av transkonduktansforsterkere, og på grunn av det nære slektskapet mellom de to filtertypene kan teorien for konstruksjon av aktive-RC filtre brukes for OTA-C filtrene.

Den enkle integratoren er den mest brukte byggestenen i OTA-C filtrene, og tidskonstanten for integratoren er gitt av kondensatorens størrelse og forsterkerens transkonduktans, $\tau = G_m/C$. Fordelen med OTA-C integratoren er at den har en høy inngangsimpedans og ingen forbindelse mellom

inn- og utgang. Det betyr at flere ledd kan koples i serie uten å påvirke hverandres overføringsfunksjon, og rekken med integratorer får en overføringsfunksjon som er lik produktet av leddenes. Dette prinsippet kalles *modularitet*.

Ved å bruke kondensatorer med to polylag bestemmer forsterkerens egenskaper filtrenes stabilitet og dynamiske område. Forsterkeren i filtrene konverterer spenninger til strømmer, og på grunn problemer med ulinearitet for store inngangssignaler begrenses det dynamiske området for filtrene. Filtrenes amplituderesspons og fasekarakteristikk vil variere med forsterkerens transkonduktans, og hvor stor variasjon man får er avhengig av om filtrene opereres i svak eller sterk inversjon.

4.3 Fasekorrigerende filter og lavpassfilter

Det eneste kravet man har å forholde seg til for filtrene i sensoren er en minimal forskjell i fase mellom allpass- og lavpassfilteret. I jakten på de filtrene som skal brukes i sensoren er det da naturlig å begynne med allpassfilteret for å få dette filteret så enkelt som mulig. Lavpassfilter velges så med fasekarakteristikken for det fasekorrigerende filteret som utgangspunkt, også her med tanke på en så enkel løsning som mulig. Et naturlig utgangspunkt for det fasekorrigerende filteret er det enkle allpassfilteret beskrevet i neste avsnitt.

4.3.1 Allpassfilteret

Det som kjennetegner et allpassfilter er like mange poler som nullpunkter symmetrisk plassert om den imaginære akse. Et eksempel på et enkelt allpassfilter er vist i figur 4.1. Filteret har én pol og ett nullpunkt på den reelle akse. Ser man filteret fra kondensatoren er det et høypassfilter, og fra motstanden et lavpassfilter. Mates filteret fra begge sider med inngangssignalet invertert på den ene inngangen gir summen av høypass og lavpassfunksjonen et allpassfilter. Overføringsfunksjonene for høypass- og lavpassfilteret er gitt ved:

$$T(s)_{HP} = \frac{s}{s + 1/RC} \quad , \quad T(s)_{LP} = \frac{1/RC}{s + 1/RC}$$

Antar man $-V_{inn}$ på høypassiden og summerer funksjonene blir overføringsfunksjonen for allpassfilteret:

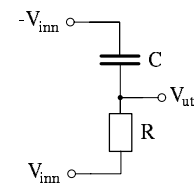
$$T(s)_{AP} = \frac{1/RC - s}{s + 1/RC}$$

Dempningen for filteret er uavhengig av frekvens siden polen og nullpunktet ligger symmetrisk om den imaginære akse. Fasedreiningen som funksjon av frekvensen er gitt ved:

$$\phi(j\omega) = -2 \tan^{-1}(\omega RC) \quad (4.1)$$

Filterets fasedreining kan skisseres ved å se på noen nøkkelpunkter i frekvensbåndet. Ved lave frekvenser ($\omega \approx 0$) er fasen 0° , ved knekkfrekvensen ($\omega_0 = 1/RC$) er fasen øket til -90° , og når frekvensen går mot uendelig nærmer fasen seg -180° . Dette er samme fasekarakteristikk som for et andreordens lavpassfilter uten nullpunkter og med sammenfallende poler på den reelle akse.

Dette filteret er lite egnet for OTA-C teknikken og CMOS i svak eller moderat inversjon. Problemet er den asymmetriske kapasitive lasten. Inngangskapasitansen på transkonduktansforsterkeren

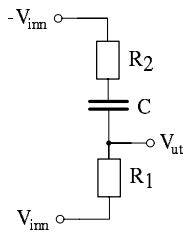


Figur 4.1: Allpassfilter

er mindre enn kondensatoren og det drivende nettverket får ulik last på utgangsnodene. Dette er svært kritisk i svak og moderat inversjon og vil gi ulik dempning på $-V_{inn}$ og V_{inn} nodene, noe som fører til at fasekarakteristikken for allpassfilteret endres.

Sett mot filterets innganger bør den kapasive lasten være så symmetrisk som mulig. Filteret i neste avsnitt gir oss tilnærmelesvis den ønskede fasen, og løser problemet med ulik kapasitiv last på inngangene.

4.3.2 Et alternativ til allpassfilteret



Et alternativ til allpassfilteret er vist i figur 4.2. Polen og nullpunktet for dette filteret ligger ikke symmetrisk om den imaginære aksel. Kretsen har derfor en frekvensavhengig dempning og er ikke et allpassfilter. Velger man riktige verdier for komponentene gir filteret en lav dempning og en fasedreining som ikke skiller seg mye fra allpassfilterets. Videre i rapporten omtales dette filteret som *fasefilteret*.

Som med det enkle allpassfilteret kan man se på fasefilteret som et høypassfilter eller lavpassfilter avhengig av hvilken side man regner som inngangen. Settes R_1 som inngang er filteret et lavpassfilter, og med R_2 er filteret et høypassfilter. Overføringsfunksjonene er gitt som:

$$T(s)_{HP} = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + 1/sC} \quad , \quad T(s)_{LP} = \frac{R_2 + 1/sC}{R_1 + R_2 + 1/sC}$$

Antar man også her $-V_{inn}$ på høypassiden, blir overføringsfunksjonen for filteret:

$$T(s) = \frac{s\alpha + \omega_0}{s + \omega_0}$$

der ω_0 og α er:

$$\omega_0 = \frac{1}{(R_1 + R_2)C} \quad , \quad \alpha = \frac{R_2 - R_1}{R_1 + R_2}$$

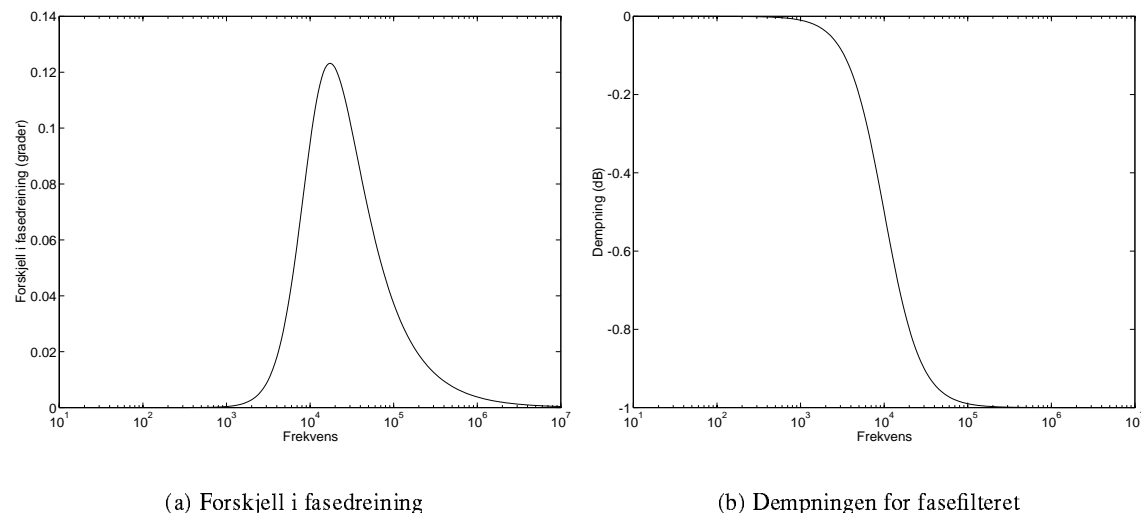
α vil være negativ så lenge R_2 er mindre enn R_1 . Velges verdiene for R_1 og R_2 slik at man kan se bort fra R_2 , blir overføringsfunksjonen for dette filteret lik allpassfilterets. Spørsmålet er så hvor stor R_2 kan være i forhold til R_1 før dempningen blir betydelig, og hvor mye fasedreiningen avviker fra allpassfilterets for dette forholdet mellom motstandene. Fasedreiningen $\Theta(j\omega)$ og amplituderesponen $A(j\omega)$ er gitt ved:

$$\Theta(j\omega) = \arctan\left(\frac{\alpha\omega}{\omega_0}\right) - \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \quad (4.2)$$

$$A(j\omega) = \sqrt{\frac{(\alpha\omega)^2 + \omega_0^2}{\omega^2 + \omega_0^2}} \quad (4.3)$$

Filteret har ingen dempning så lenge $\omega \ll \omega_0$, og for $\omega \gg \omega_0$ er dempningen lik α . Setter man en grense for dempningen over ω_0 ved 1 dB, må R_2 holdes mindre enn 5.75% av R_1 . I figur 4.3 er forskjellen i fasedreining mellom fasefilteret og det enkle allpassfilteret samt amplituderesponen for fasefilteret vist for dette forholdet mellom motstandene.

Forskjellen i fase mellom allpassfilteret og fasefilteret er for små verdier av R_2 størst ved knekkfrekvensen, og selv når R_2 er 100% av R_1 er forskjellen nær 0° under knekkfrekvensen. Med økende



Figur 4.3: Avvik i fase mellom fasefilteret og allpassfilteret, og fasefilterets dempning

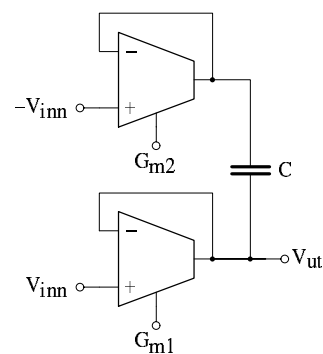
Figur (a) viser dempningen for fasefilteret der verdien av R_2 er satt til 5.75% av R_1 . Dempningen er beregnet etter ligning (4.3). I figur (b) er forskjellen i fase mellom det enkle allpassfilteret og det fasekorrigerende filteret vist. Her er ligning (4.1) og (4.2) benyttet. Knekkfrekvensen er tilfeldig valgt.

R_2 stiger dempningen raskt, og dempningen kan bli et problem dersom R_2 blir stor. Fasedreiningen er mer robust og først når R_2 kommer over 16% av R_1 nærmer forskjellen i fase seg 1° ved knekkfrekvensen; dempningen går mot 3 dB. Dette forutsetter at amplitudene for signalene på $-V_{inn}$ og V_{inn} har samme absoluttverdi. En ulik amplitude på fasefilterets innganger vil påvirke filterets amplituderespons og fasedreining.

4.3.3 Fasefilteret i silisium

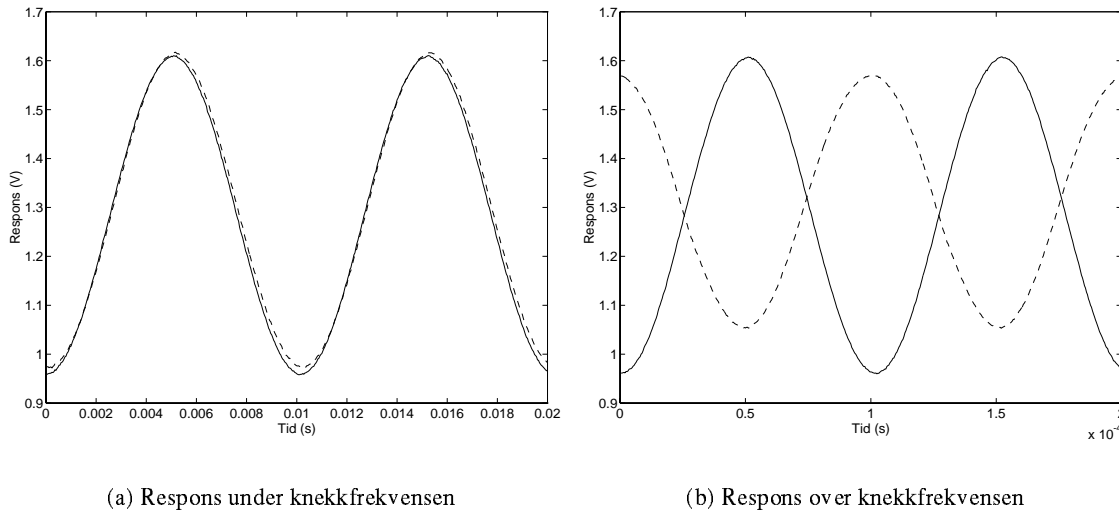
I fasefilteret kombineres transkonduktansforsterkere og kondensatoren på en annen måte enn i den enkle OTA-C integratoren. Kondensatoren er koplet mellom utgangene på de to forsterkerne som vist i figur 4.4, og det påvirker fasefilterets respons for signaler med amplitude større enn 100 mV, heretter kalt *storsignalrespons*. Storsignalresponsen er begrenset av forsterkerens slew-rate. Den typen forsterker som brukes leverer maksimal strøm til lasten når differansen mellom inngangene er over 100 mV. I filtrene har forsterkerne negativ tilbakekopling, så her er det snakk om forskjellen mellom inn- og utgang. For større spenningsforskjeller vil slew-rate begrensning føre til at systemet ikke har en lineær respons.

En ulineær respons gir en forvrengning av utgangssignalet i forhold til normal respons for et gitt inngangssignal. Responsen til den enkle integratoren for signaler med amplitude større enn 100 mV viser ingen forvrengning for lave frekvenser. Først når frekvensen nærmer seg knekkfrekvensen blir forskjellen mellom inn- og



Figur 4.4: Fasefilteret i silisium

utgang stor nok til at systemet ikke lenger er lineært. En sinus med amplitude 2 – 300 mV nærmer seg en sagtann for frekvenser rundt knekkfrekvensen.



Figur 4.5: Storsignalrespons for fasefilteret

Figuren viser signalene på nodene V_{inn} og V_{ut} for fasefilteret. V_{inn} er gjengitt med heltrukket linje og V_{ut} med stiplet. Målingene er fortatt ved 100 Hz og 10 kHz. V_{ut} har noe høyere DC-verdi enn V_{inn} i begge målingene noe som skyldes feilspenninger i transkonduktansforsterkerne. Fasefilterets demping over knekkfrekvensen er godt synlig i figur (b). Forspenningen er 0.8V for G_{m1} og 1V for G_{m2} , og knekkfrekvensen er omtrent 3 kHz.

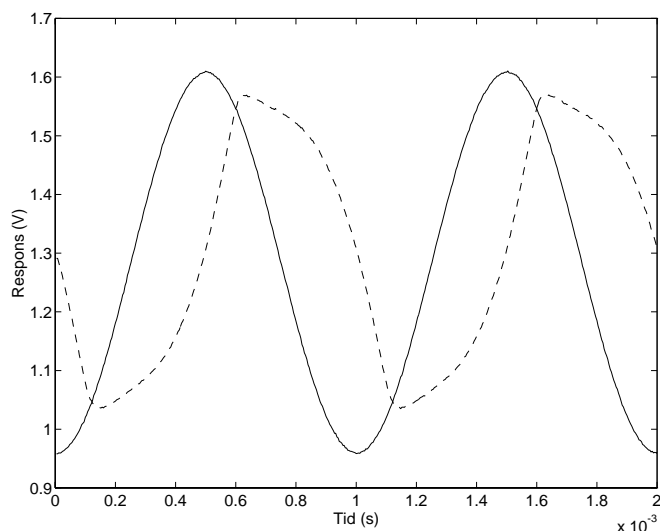
Av figur 4.5 går det frem at fasefilteret har liten eller ingen forvrengning for signaler med amplitude større enn 100 mV over eller under knekkfrekvensen. Under knekkfrekvensen dominerer lavpassdelen av filteret responsen, og høypassdelen av filteret dominerer responsen over knekkfrekvensen. Forvrengningen rundt knekkfrekvensen er resultatet av forvrengningen fra både høypass og lavpassiden i filteret. Måling ved knekkfrekvensen er vist i figur 4.6.

Filteret har samme kapasitive last på begge inngangene og kondensatoren er isolert fra den drivende kretsen. Transkonduktansen G_{m1} må være under 5.75% av G_{m2} for å få en demping mindre enn 1 dB over knekkfrekvensen. I utgangspunktet kan man bruke samme forspenning på de to forsterkerne ved å skalere transistorene i forsterkerne for å få det riktige forholdet mellom transkonduktansene.

Likespenningen på filterets utgang er lik spenningen på V_{inn} noden. Bidraget fra $-V_{inn}$ blokkeres av kondensatoren. Filteret har derfor bare feilspenningen fra én forsterker.

4.3.4 Målinger av fasedreining og demping i fasefilteret

Målingene på fasefilteret er gjort ved å sende signalet gjennom *fasesplitteren* som står mellom fasefilteret og fotoreseptoren. Fasesplitteren konverterer signalet fra fotoreseptoren til to spenninger som er invertert i forhold til hverandre for å drive fasefilteret. Jeg skal komme tilbake til denne kretsen i neste avsnitt og vil her bare nevne at spenningen på noden $-V_{inn}$ er dempet 1 dB mer enn spenningen på noden V_{inn} . Målinger av fasekarakteristikken og amplituderresponsen for fasefilteret er vist i figur 4.7 sammen med teoretiske kurver.



Figur 4.6: Storsignalrespons for fasefilteret ved knekkfrekvensen

Målingen gjengitt i figuren viser fasefilterets storsignalrespons nær knekkfrekvensen. Den heltrukne linjen er inngangssignalet V_{inn} og den stiplede linjen er utgangssignalet V_{ut} . Sammenlignet med målingene i figur 4.5 gir fasefilteret en tydelig forvrengning i forhold til normal respons for inngangssignalet. Signalets frekvens er 1kHz, og forspenningene er de samme som for målingene i figur 4.5

Forholdet mellom transkonduktansene er ikke den eneste årsaken til den høye dempningen man ser over knekkfrekvensen. Asymmetrien i amplituden på nodene V_{inn} og $-V_{inn}$ er med på å øke fasefilterets dempning. Noden $-V_{inn}$ har en amplitude som er redusert med 1 dB i forhold til noden V_{inn} , og høypassdelen av filteret har derfor i utgangspunktet en dempning på 1 dB. Fasefilteret har i seg selv en dempning på 0.6 dB i forhold til V_{inn} over knekkfrekvensen.

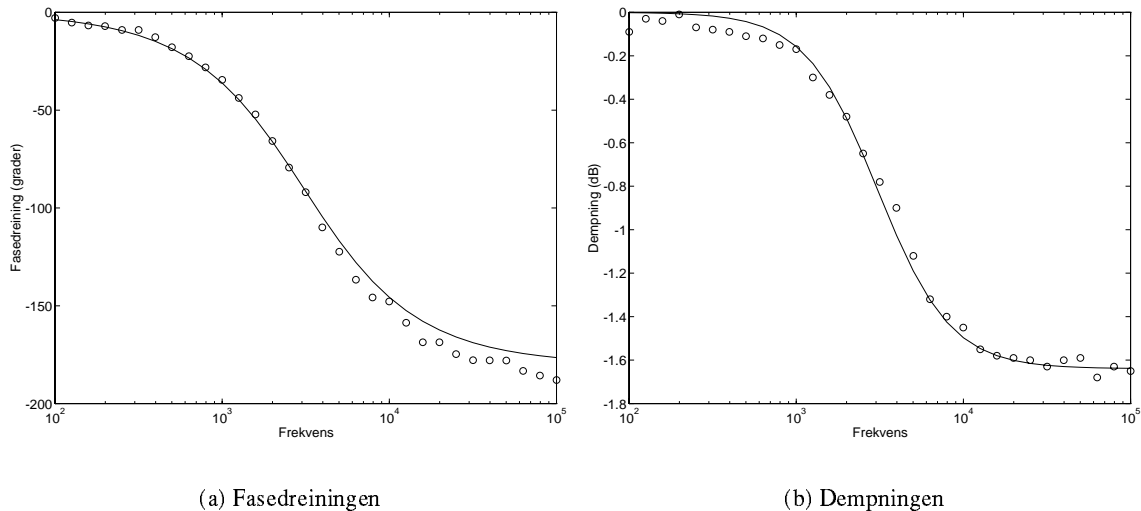
For å tilpasse de teoretiske kurvene til de målte verdiene er α satt til -0.83 . Med samme amplitude på nodene V_{inn} og $-V_{inn}$ ville G_{m1} vært 9.3% av G_{m2} . Regner man med dempningen på noden $-V_{inn}$ får man et forhold mellom konduktansene på 3.6 %. Med lik amplitude på inngangene ville det gi en dempning på 0.6 dB over knekkfrekvensen.

På grunn av dempningen på den ene av inngangsnodene blir også forskjellen i fasedreiningen mellom fasefilteret og allpassfilteret større. Ideelt sett skulle kretsen gitt 0.1° til 0.2° avvik i forhold til det enkle allpassfilteret, men med asymmetrien mellom V_{inn} og $-V_{inn}$ blir forskjellen over 3° på det meste. Avviket har samme form som kurven i figur 4.3 (b).

Transkonduktansforsterkerene må ha høye forspenninger for å gi en knekkfrekvens over 1 kHz. Transkonduktansforsterkeren på lavpassiden har 0.8V og høypassiden 1V forspenning. Høypassdelen av filteret er derfor i sterk inversjon og lavpassdelen på grensen til moderat inversjon. Med både lavpass og høypass forspent for svak inversjon vil knekkfrekvensen ligge ned mot 100 Hz. Den burde ligge over 1 kHz for å få mesteparten av den lavfrekvente støyen i passbåndet, og for å få til dette kan kondensatorene gjøres mindre.

4.3.5 Fasesplitteren

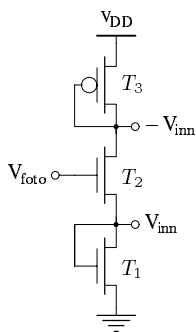
Fasefilteret krever to spenninger i motfase for å fungere. Spenningen fra fotoreseptoren må derfor konverteres til to spenninger, én i fase og én invertert i forhold til inngangssignalet. Kretsen i



Figur 4.7: Målt dempning og fasedreining for fasefilteret

De målte verdiene er markert med punkter og de heltrukne linjene er beregnet etter uttrykkene for amplituderresponsen og fasedreining (ligning 4.2 og 4.3). For de teoretiske linjene er ω_0 satt til 2900 Hz, og α til -0.83 . V_{inn} er referanse for de målte verdiene. Forspenningen for G_{m1} er 0.8V og 1V for G_{m2} .

figur 4.8 brukes til dette formålet.



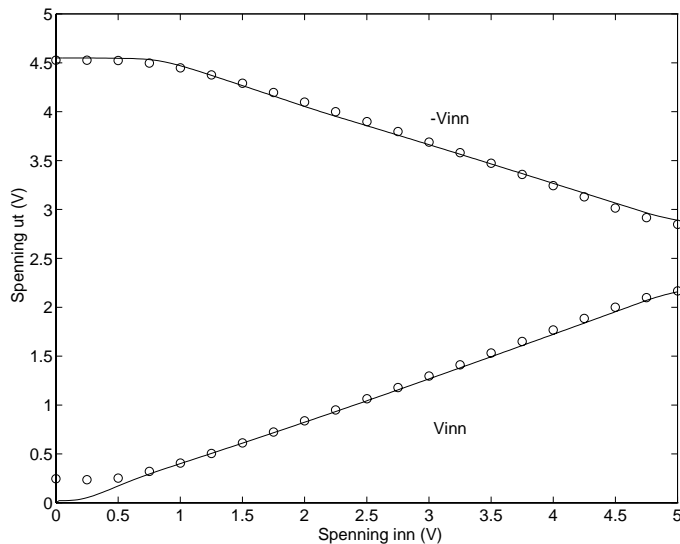
Figur 4.8: Fasesplitteren

Når spenningen på inngangen svinger mellom 0V og 5V, kan utgangene optimalt sett svinge mellom henholdsvis 0V og 2.5V, og 2.5V og 5V. Det vil gi en dempning på 6dB for nodene V_{inn} og $-V_{inn}$ i forhold til V_{foto} . Transistorene er ikke helt ideelle, og det vil være et spenningsfall over T_2 på grunn av motstand i transistoren. I tillegg går ikke spenningene over de diodekoblede transistorene T_1 og T_3 til 0V og 5V for 0V inngangsspenning. Resultatet er at stigningstallet for V_{inn} og $-V_{inn}$ i absoluttverdi blir mindre enn 0.5 og dempningen dermed større enn 6db.

Spenningene på nodene V_{inn} og $-V_{inn}$ er vist som funksjon av spenningen på V_{foto} i figur 4.9 (a). Ved å bruke lineær regresjonsanalyse på kurvene mellom 2 og 4V kommer man frem til et stigningstall for V_{inn} på 0.46, og et stigningstall på -0.41 for $-V_{inn}$. Det betyr at dempningen på fasesplitterens utgangsnoder er asymmetrisk. Noden V_{inn} har en dempning på 6.8dB, og noden $-V_{inn}$ har en dempning på 7.8dB. En av årsakene til forskjellen i dempning kan være ulik ledningsevne for P- og N transistorene. Det fører til at de diodekoblede transistorene ikke får det samme spenningsfallet for samme strøm.

For inngangsspenninger over 2V er fasesplitteren i sterk inversjon, og for inngangsspenninger lavere enn 2V er kretsen i moderat og svak inversjon. I moderat og svak inversjon er båndbredden for kretsen mindre enn i sterk inversjon, på grunn av større kapasitive laster i svak inversjon. I tillegg til C_{gb} har transistorene to andre spenningsavhengige parasittkapasitanter; kapasitansene mellom substratet og drain/source områdene, C_{db} og C_{sb} . Disse kapasitansene blir mindre med

økende spenning på drain eller source nodene. Utifra parasittkapasitansene er det en fordel å holde fasesplitteren i sterk inversjon for å redusere betydningen av parasittkapasitansene.



Figur 4.9: V_{inn} og $-V_{inn}$ som funksjon av spenningen V_{foto}

Målte verdier er markert med punkter og simulerte med heltrukne linjer. Simuleringene er gjort med hspice.

For inngangsspenninger under 2V vil man få en forvrengning av signalet. En forvrengning av signalet vil gi overharmoniske frekvenskomponenter i signalet, og det kan føre til mer støy over knekkfrekvensen. Inngangsspenningen på kretsen bør derfor ikke ligge lavere enn 2V.

4.3.6 Lavpassfilteret

For å få et filter med samme fasedreining som det enkle allpassfilteret må man bruke et andreordens lavpassfilter. Filterets poler må ligge på den reelle aksens, og filteret kan ikke ha nullpunkter. Dempningen for dette andreordens lavpassfilteret er 6 dB ved knekkfrekvensen, og dempningen øker med 40 dB per dekad i stoppbåndet. Den generelle overføringsfunksjonen for et andreordens lavpassfilter uten nullpunkter er gitt ved [16]:

$$T(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2}$$

Med polene i samme punkt på den reelle aksens blir $Q = 1/2$, og overføringsfunksjonen kan reduseres til:

$$T(s) = \frac{\omega_0^2}{(s + \omega_0)^2} \quad (4.4)$$

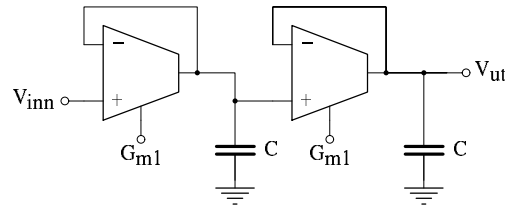
Fasekarakteristikken og amplituderresponsen for dette filteret er gitt ved:

$$\Theta(jw) = -2 \tan^{-1} \left(\frac{w}{w_0} \right) , \quad A(jw) = \frac{w_0^2}{w^2 + w_0^2}$$

I silisium kan man ut fra de betingelsene som er gitt konstruere lavpassfilteret med to OTA-C integratorer i serie. Som nevnt er en av egenskapene ved OTA-C integratoren modularitet; flere OTA-C integratorer kan koples i serie og overføringsfunksjonen for rekken av integratorer er lik produktet av leddenes. Overføringsfunksjonen for en OTA-C integrator er:

$$T(s) = \frac{\omega_0}{s + \omega_0}$$

der $\omega_0 = G_m/C$ (G_m er transkonduktansen). Med to slike integratorer i serie blir overføringsfunksjonen for filteret lik overføringsfunksjonen i ligning (4.4). Lavpassfilteret er vist i figur 4.10.



Figur 4.10: Lavpassfilteret

Forutsetningen for at overføringsfunksjonen for filteret i figur 4.10 skal bli lik funksjonen for andreordensfilteret er at transkonduktansene er like og at kondensatorene er like. Skiller kondensatorene, transkonduktansene eller begge deler seg fra hverandre i verdi i de to OTA-C leddene, vil polene fremdeles ligge på den reelle aksens, men amplituderresponsen og fasekarakteristikken vil skille seg fra et andreordens lavpassfilter med sammenfallende poler på den reelle aksens.

Fasedreiningen for filteret er gitt ved:

$$\phi(j\omega) = -2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)$$

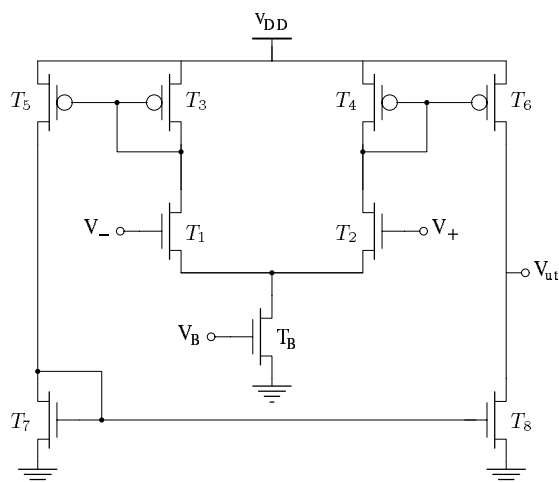
4.4 Forsterkerene i filtrene

Forsterkeren er den mest kritiske byggestenen i filtrene. Kondensatorene konstrueres med to polylag og variasjonene i kapasitansen er under 1% for kondensatorer med samme utleggsareal [4]. Forsterkeren bygger på et differensielt par og strømspeil. Transkonduktansen for denne forsterkeren er langt mindre stabil enn verdien for kondensatorene. Forsterkeren kan også endre DC-verdien i signalet. Tilfeldige variasjoner i prosessparametre fører til spredning i transistorenes karakteristikker og det gir variasjoner i transkonduktansen og DC-nivået på forsterkerens utgang.

4.4.1 Transkonduktansforsterkeren

I filtrene er det valgt en type forsterker Mead kaller en *wide-range* transkonduktansforsterker. Denne forsterkeren har et dynamisk område uten sterke begrensninger, og forsterkeren har typisk en spenningsforsterkning over 1000 [9]. En høy spenningsforsterkning er med på å redusere feilen mellom inn- og utgang når forsterkeren er koplet med negativ tilbakekopling som i OTA-C filtrene. Basisversjonen av *wide-range* forsterkeren bygges med 9 transistorer, men det vil være aktuelt å bruke flere transistorer for å redusere avvik i DC-nivå mellom inn- og utgang. Modifikasjoner av forsterkeren er beskrevet i avsnitt 4.4.3. Forsterkeren er vist i figur 4.11.

En av grunnene til å velge en enkel forsterker er begrensninger i sensorens areal. Fotodetektoren og kondensatorene krever en stor del av arealet og en komplisert forsterker blir for plasskrevende.



Figur 4.11: Wide-range transkonduktansforsterker

Med en mer avansert forsterker kan man oppnå høyere stabilitet for transkonduktansen og mindre feilspenninger. De samme fordelene kan oppnås ved å operere i sterk inversjon, men det øker effektutviklingen og størrelsen på kondensatorene vokser på grunn av høyere transkonduktans.

4.4.2 Transkonduktansen

Forsterkerens transkonduktans er gitt som endring i strømmen ut i forhold til endring i spenningen inn. Ut fra figur 4.11 er strømmen ut proporsjonal med forspenningsstrømmen, I_B . Transkonduktansen er gitt ved [9]:

$$G_m = \frac{\partial I_{ut}}{\partial V_{inn}}$$

I svak inversjon er det en eksponensiell sammenheng mellom gate-source spenningen for en transistor og strømmen gjennom den. Strømmen varierer over flere ordener og transkonduktansen kan settes innenfor et bredt spekter av verdier uten at det er nødvendig å forandre utlegget for forsterkeren. I fasefilteret er det derfor mulig å bruke det samme utlegget for begge forsterkerne, og regulere transkonduktansene med forspenningene. Det er ikke mulig i sterk inversjon siden forspenningen her har mindre innflytelse på transkonduktansen og utleggene må manipuleres for å oppnå store forskjeller i transkonduktans. Man kan også endre utleggene for svak eller moderat inversjon for å redusere antallet forspenninger.

I svak inversjon kan man få en variasjon i strømmen gjennom transistorene på opptil 20% for transistorer med samme utleggsareal og like terminalspenninger [9], og siden G_m er proporsjonal med I_B kan man få en like stor variasjon i transkonduktansen. Det vil påvirke filtrens amplitude-respons og fasekarakteristikk. I sensoren er endringer i fasekarakteristikken mest kritisk. Endring av knekkfrekvensen har liten betydning for amplituderessonsen i passbåndet, men vil forandre fase-dreiningen merkbart. Fasekarakteristikken for filtrene må være så lik som mulig for å redusere sannsynligheten for at lavfrekvent støy slipper igjennom sensoren.

Virkningen av variasjonene i transkonduktansen for lavpass- og fasefilteret

I fasefilteret er det transkonduktansen G_{m1} som har størst innflytelse på knekkfrekvensen, og dermed forskjellen i fase i forhold til lavpassfilteret. En endring av G_{m2} øker avviket i fasekarakteristikken i forhold til det enkle allpassfilteret, men dette har ikke betydning for fase-dreiningen i passbåndet.

Lavpassfilteret er avhengig av to transkonduktanser for å få den riktige fasedreiningen. Filterets totale fasedreining og dempning er summen av to enkle lavpassfilteres karakteristikk. Det betyr at endringer i begge transkonduktansene vil påvirke fasekarakteristikken i passbåndet.

4.4.3 Endringer av DC-nivå

Forskjeller i DC-nivået for signalene fra fasefilteret og lavpassfilteret påvirker terskelen i sensoren og øker faren for feildeteksjoner som skyldes støy med frekvens i nærheten av det pulsede lysets. Den viktigste årsaken til endringer i DC-nivået er variasjoner i transistorenes konduktans på grunn av spredning i prosessparametre eller kanalforkortning. Med negativ tilbakekopling får man også et avvik mellom inn- og utgang, avhengig av inngangsspenningen og forsterkningen.

Avviket mellom inn- og utgang som skyldes endelig forsterkning kan beregnes ved å se på sammenhengen mellom inn- og utgangsspenningen. Utgangsspenningen for en forsterker med spenningsforsterkning A er gitt som $V_{ut} = A(V_+ - V_-)$. Med negativ tilbakekopling settes V_- lik V_{ut} og V_+ lik V_{inn} . Dette gir følgende sammenheng mellom V_{ut} og V_{inn} :

$$\begin{aligned} V_{ut} &= A(V_{inn} - V_{ut}) \\ &= \frac{1}{1 + 1/A} V_{inn} \\ &\approx \left(1 - \frac{1}{A}\right) V_{inn} \end{aligned}$$

Feilen i DC-nivået, V_{inn}/A , er negativ, omvendt proporsjonalt med forsterkningen og proporsjonal med V_{inn} . Inngangsspenningene for filtrene ligger under 5V og med en forsterkning over 1000 blir feilen på grunn av denne effekten mindre enn 5mV.

Avvik mellom inn- og utgang som følge av Earlyeffekt

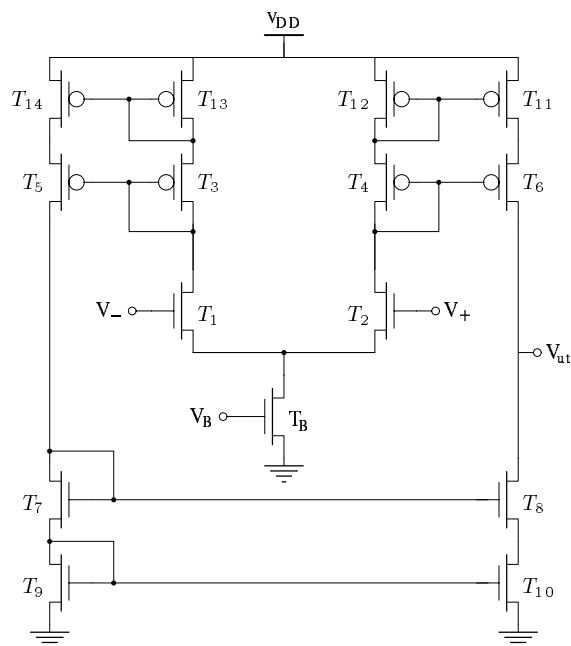
Kanalforkortning, også kalt Earlyeffekt, er proporsjonal med spenningsfallet drain-source for transistoren og omvendt proporsjonalt med transistorens nominelle lengde. (se tillegg A, side 53) Ved å se på hvilke strømmer som flyter i forsterkeren kan man avgjøre hvilke transistorer som er mest utsatt for kanalforkortning og hvilke feilspenninger det vil gi. Nummereringen av transistorene i analysen refererer til figur 4.11.

Forspenningsstrømmen I_B fordeler seg på følgende måte mellom transistorene ved negativ tilbakekopling. Spenningen V_{gs} for transistorene T_1 og T_2 er ideelt sett like, og I_B fordeles likt mellom T_1 og T_2 . Strømmen i T_1 når utgangen via transistorene T_3 , T_5 , T_7 og T_8 . Denne strømmen kaller jeg I_{minus} . Strømmen i T_2 kaller jeg I_{pluss} og denne når utgangen via transistorene T_4 , T_6 og T_8 . Transistorene T_3 , T_4 og T_7 er diodekoplede og har et lavt spenningsfall drain-source. Earlyeffekten har mindre virkning for de diodekoplede transistorene enn T_5 , T_6 og T_8 .

For T_6 og T_8 er V_{ds} avhengig av V_{inn} . Utgangen følger V_{inn} på grunn av tilbakekoplingen, og for lave inngangsspenninger vil I_{pluss} økes som et resultat av høy V_{ds} på T_6 . På grunn av kanalforkortningen for T_6 får utgangen en positiv feilspenning. For høye V_{inn} øker I_{minus} på grunn av høy V_{ds} og tilsvarende kanalforkortning for T_8 . Dette gir en negativ feilspenning. Av hensyn til utgangskonduktansen og spenningsforsterkningen bør transistorene T_6 og T_8 være lange. Dette reduserer også virkningen av Earlyeffekten. På vår testkrets er transistorene 15λ lange.

T_5 har drain koplede mot den diodekoplede transistoren T_7 og får en høy spenning V_{ds} . Resultatet for T_5 er kanalforkortning som øker strømmen I_{minus} og gir en negativ feilspenning på utgangen. For å redusere spenningsfallet over T_5 kan man sette inn en diodekoplede transistor mellom T_5 og T_7 . Spenningsfallet over fordeles da mellom T_5 og den diodekoplede transistoren. Økningen i I_{minus}

reduseres på grunn av mindre Earlyeffekt og avviket mellom inn og utgang blir mindre. I våre kretser er det lagt inn en diodekoplet p-transistor. Den diodekoblede transistoren kalles gjerne en 'Benson memorial diode' eller bare *Benson diode*.



Figur 4.12: Transkonduktansforsterker med kaskode strømspeil

En annen teknikk som gir meget gode resultater er å bruke kaskode strømspeil [1], som vist i figur 4.12. Utgangsimpedansen blir høyere for en forsterker med denne typen strømspeil. Det betyr høyere spenningsforsterkning og lavere DC-feil i forsterkeren. Earlyeffekten har mindre betydning for transistorene i strømspeilene siden spenningsfallet over hver enkelt av transistorene er redusert. I den ordinære wide-range forsterkeren økes særlig I_{minus} , på grunn av Earlyeffekt for T_5 , og resulterer i en negativ feilspenning. Denne feilen vil man ikke ha i en forsterker med kaskode strømspeil. Ulempen med denne forsterkeren er at det dynamiske området reduseres på grunn av to diodekoblede transistorer over inngangstransistorene.

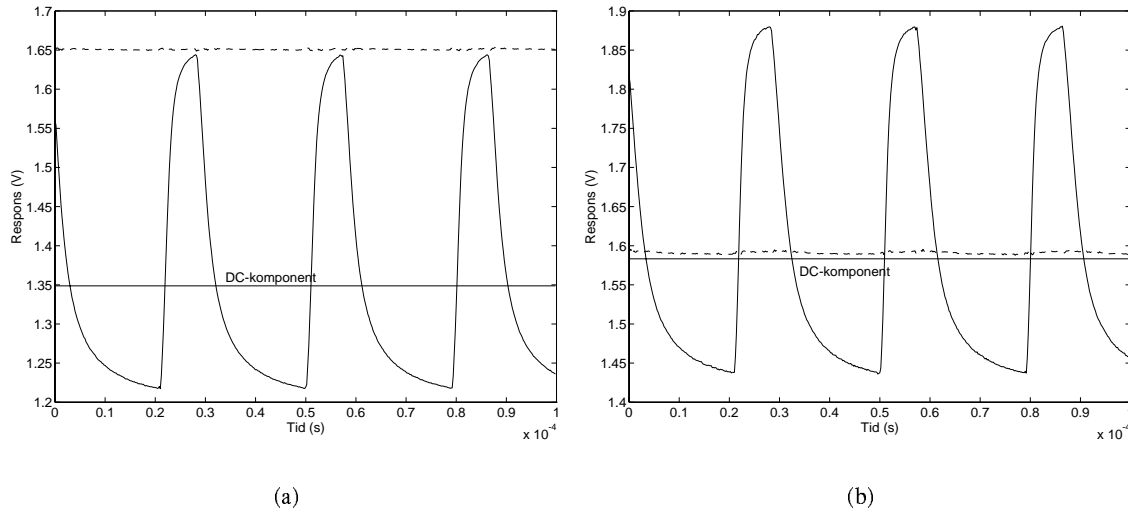
Feil i DC-nivå

I og med at forsterkerne i filtrene er konstruert med tanke på å redusere feilspenninger som skyldes Early-effekt, vil de feilene vi ser i DC-nivå stort sett være resultat av variasjoner i prosessparametre. Lavpassfilteret skal i utgangspunktet ha et lavere DC-nivå enn fasefilteret på grunn av en annen skalering av utgangstransistorene i lavpassfilterets forsterkeme enn i fasefilterets forsterkere.

Idéen bak skaleringen av transistorene er at lavpassfilterets utgang skal ligge tilstrekkelig under fasefilterets når sensoren er inaktiv eller slås på, slik at utgangen fra hysteresekomparatoren ligger lav. I praksis betyr det at DC-nivået i signalet fra lavpassfilteret må ligge under nedre omslagspunkt for hysteresen. Det betyr at sensorens terskel øker; støyen i signalområdet må ha en større amplitude for å få komparatoren til å skifte tilstand.

Feilspenningen i lavpassfilteret er lagt inn ved å øke den negative strømmen, og det er gjort ved å endre utgangstransistorenes størrelse. I forsterkeren med Benson-diode gjelder dette transistoren T_8 der bredden er økt. Utgangstransistorene i fasefilteret er 10λ brede og lengden er 15λ og 16λ for henholdsvis P og N transistoren (T_6 og T_8). Lengden skulle vært den samme for begge

transistorene, men på grunn av utleggsfeil er P transistoren kortere. Forskjellen er så liten at den ikke har noen praktisk betydning. I forsterkeren med kaskode strømspeil har både P og N transistorene i utgangstrinnet en lengde på 10λ . Bredden er 10λ for N transistorene T_8 og T_{10} , og 8λ for P transistorene T_6 og T_{11} .



Figur 4.13: Måling av DC-nivå for lavpass- og fasefilteret

Målingene i figurene viser to eksempler på hvordan DC-nivået kan være etter fasefilteret- og lavpassfilteret. De heltrukne linjene er utgangen fra fasefilteret og de stiplede utgangen fra lavpassfilteret og linjen merket DC-komponent markerer DC-nivået i signalet fra fasefilteret. I figur (a) er det mest ekstreme forholdet av de 12 brikkene det er målt på vist. Her ligger DC-nivået for lavpassfilteret 300mV over fasefilterets DC-nivå. For det settet med forspenninger som er valgt ved denne målingen virker ikke den sensoren, filtrene sitter i. I figur (b) er det mindre enn 10mV som skiller DC-nivået på filternes utganger. Forspenningene ved målingene var 0.7V for G_{m1} og 1.1V for G_{m2} . Signalet hadde en duty-cycle på 25% og en frekvens på 35kHz.

Eksempler på variasjonen i DC-nivå for fase- og lavpassfilteret er vist i figur 4.13. I figur (a) er DC-komponenten svært lav for fasefilteret, og i dette tilfellet er inngangsspenningen på lavpassdelen av fasefilteret så lav at man nærmer seg ytterkanten av forsterkerens dynamiske område, og resultatet blir en betydelig DC-feil. Målingen i figur (b) viser en av de bedre resultatene fra de 12 brikkene. Forskjellen i DC-nivå for filtre i samme sensor ligger innenfor $\pm 100\text{mV}$.

4.5 Oppsummering

Utgangspunktet for å kombinere et lavpassfilter og et fasekorrigerende filter som her, er å redusere forskjellen i fase mellom det lavpassfiltrerte og det ufiltrerte signalet til et minimum. Variasjoner i prosessparametre fører til endringer av filternes karakteristikk og påvirker DC-nivået i signalene. Endring av fasedreiningen for de to filterne reduserer sensorens immunitet mot lavfrekvent støy, og endringer av DC-nivået reduserer terskelen. Ved å innføre en Bensediode i forsterkeren eller ved å bruke kaskodekoblede strømspeil kan feilspenninger reduseres. Utlegget for forsterkeren med Bensediode tar minst plass, og arealet for sensoren skal være så lite som overhodet mulig.

Et av de svake punktene i filterdelen av sensoren er fasesplitteren. Fasesplitteren har en høy dempning, og signalet fra fotoreseptoren halveres før det kommer til filtrene. Det betyr at fotodetektoren må være relativt stor. Hvis man greier å eliminere dempningen kan man bruke en mindre fotodetektor

Kretsen reduserer også DC-nivået på lavpassfilterets inngang og fører til at forsterkerene er nær ytterkanten av sitt dynamiske område. Det burde derfor vært brukt P-type forsterkere i lavpassfilteret og i lavpassdelen av fasefilteret fremfor N-type forsterkere. Man vil da unngå den nedre delen av forsterkerenes dynamiske område, hvor forsterkeren med negativ tilbakekopling ikke er en god spenningsfølger.

Når det gjelder variasjoner i transkonduktansen påvirker det særlig filtrenes fasekarakteristikk. Derfor bør knekkfrekvensen for filtrene legges over 1kHz og kanskje så høyt som 10kHz. Frekvensen for det pulsede lyset er 35kHz, og med et andreordens lavpassfilter har man fremdeles god margin mellom filtrert og ufiltrert signal ved denne frekvensen.

Fordelene ved å velge en høy knekkfrekvens er at den lavfrekvente delen av støyen havner i den delen av frekvensbåndet hvor fasedreiningen er liten og forskjellen mellom filtrene begrenses til et minimum. Begrensninger i båndbredde og forvrengning av støyen blir mindre kritisk fordi lavpassfilteret tåler større amplituder i støyen før forvrengningen blir merkbar og båndbredden redusert til et kritisk nivå. En høy knekkfrekvens vil også gi mindre kondensatorer. Arealet for sensoren blir mindre og produksjonskostnadene synker. Forspenningsstrømmen kan også reduseres og effektutviklingen blir mindre. Dette er en stor fordel i batteridrevne applikasjoner.

Kapittel 5

Sensoren

Med filtrene og fotoreseptorene fra tidligere kapitler har man nesten alle byggestenene til sensoren. Det som nå mangler er en komparator med hysteres. Første del av dette kapitlet presenterer et eksempel på en slik komparator, og en krets for å regulere komparatorens hysteres. I siste del av kapitlet blir en sensor med denne komparatoren, filtrene og en fotodetektor beskrevet tidligere, testet med ulike blandinger støy og signal. Testene viser at sensoren ikke har problemer med å håndtere støy som skyldes vanlig rombelysning.



5.1 Innledning

Den siste byggeklossen i sensoren er en komparator med hysteres. Som nevnt i kapittel 2 trenger man en komparator med hysteres for å maskere bort støy med lav amplitude rundt frekvensen for det pulsede lyset. Støyen kan for eksempel være lekkasjelys. En komparator med fast hysteres kan ikke brukes i sensoren på grunn av kompresjonen i fotoreseptorene. Er hysteresen innstilt for en bestemt bakgrunnsbelysning blir tersklene for store eller for små når belysningen endres. Hysteresen må derfor reguleres ut fra totalbelysningen.

5.2 Komparator med hysteres

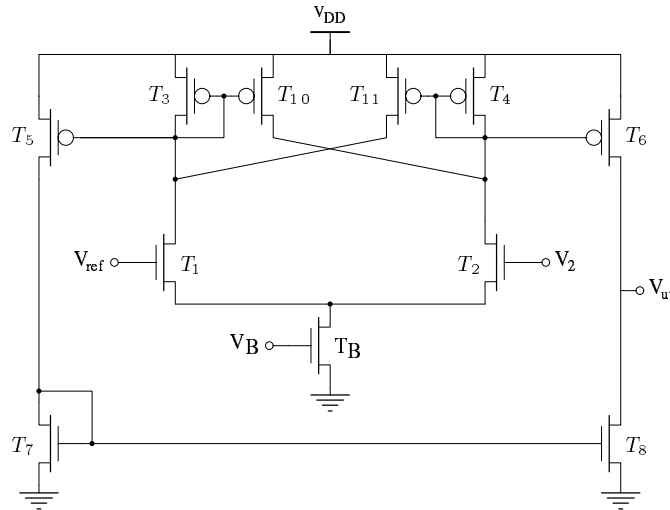
Komparatoren med hysteres er hentet fra *Allen & Holberg's* bok "CMOS Analog Circuit Design" [1, kap 7.4], hvor forfatterne har analysert kretsen med tanke på operasjon i sterk inversjon. Kretsen er vist i figur 5.1, og dersom man ser bort fra transistorene T_{10} og T_{11} er den identisk med wide-range transkonduktansforsterkeren. I utgangspunktet skal det derfor være mulig å bruke komparatoren i svak inversjon. Spørsmålet er om det lar seg gjøre å få en lav nok hysteres i svak inversjon, og om man kan kontrollere hysteresen med forspenningsstrømmen i svak inversjon.

5.2.1 Komparatoren

Kretsens virkemåte kan analyseres uten å ta hensyn til sterk eller svak inversjon ved å se på strømmene som flyter i de ulike transistorene. Ut fra strømmene kan gatespenningene for inngangstransistorene og hysteresen beregnes for en gitt forspenningsstrøm og strømmene i de interne tilbake-

koplingene. I analysen ser jeg bort fra T_5 til T_8 som utgjør komparatorens utgangstrinn. Nummereringen av transistorene refererer til figur 5.1.

Jeg antar at gate for den ene av inngangstransistorene for eksempel T_1 , er koplet til en referansespenning V_{ref} . Den andre inngangstransistorens gate, T_2 , koples til en variabel spenning V_2 . I første del av analysen antar jeg videre at V_2 begynner ved 0V og stiger til 5V, og at noden mellom T_2 og T_4 ligger lav og noden mellom T_1 og T_3 ligger høy.



Figur 5.1: Komparator med hysteresis

Så lenge V_{ref} nå er høyere enn V_2 flyter hele forspenningsstrømmen I_B i T_1 og T_3 , og T_2 kan betraktes som stengt. Strømmen I_{10} i transistoren T_{10} ledes til noden mellom T_2 og T_4 , og siden det ikke flyter strøm i T_2 under de forutsetningene som er gitt, lades denne noden til en høy spenning. Når V_2 stiger mot V_{ref} vil en økende del av I_B flyte i T_2 , og dette fortsetter til strømmen i transistoren er lik I_{10} . Like over dette punktet faller spenningen på noden mellom T_2 og T_4 og spenningen på noden mellom T_1 og T_3 stiger; Resultatet blir at komparatoren skifter tilstand. Strømmene I_1 og I_2 ved dette punktet er gitt av I_B og forholdet mellom T_3 og T_{10} ¹:

$$I_{10} = I_1 \frac{(W/L)_{10}}{(W/L)_3}$$

og videre:

$$I_B = I_1 + I_{10}$$

og det gir I_1 og I_2 for stigende V_2 :

$$I_1 = \frac{I_B}{1 + \frac{(W/L)_{10}}{(W/L)_3}} \quad (5.1)$$

$$I_2 = I_B - I_1 \quad (5.2)$$

Med strømmene I_1 og I_2 i transistorene T_1 og T_2 gitt kan man regne ut gatespenningen for T_2 når I_2 er lik I_{10} . V_2 ligger i dette tilfellet over V_{ref} og kalles øvre omslagsspenning V_{TR+} ². Før jeg

¹ $(W/L)_X$ er forholdet mellom bredden og lengden for transistoren T_X .

²Det er en begrensning i skaleringen av T_3 og T_{10} , og jeg skal komme tilbake til hvilke krav som stilles til transistorenes størrelse for at komparatoren skal ha hysteresis. Her antar jeg at kravet er oppfylt.

viser hvordan V_{TR+} beregnes for sterk og svak inversjon, skal jeg presentere analysen for tilfellet der V_2 begynner ved 5V og faller til 0V. Med V_{ref} lavere enn V_2 ligger noden mellom T_2 og T_4 lav og noden mellom T_1 og T_3 ligger høy.

Når V_{ref} er lavere enn V_2 flyter I_B i T_2 . Strømmen I_{11} fra transistoren T_{11} ledes til noden mellom T_1 og T_3 ; noden lades til en høy spenning så lenge T_3 er stengt. Når V_2 synker mot V_{ref} flyter en økende del av I_B i T_1 , og dette fortsetter til I_1 er lik I_{11} . Synker V_2 ytterligere skifter komparatoren tilstand og hele I_B vil flyte i T_1 . Strømmene I_1 og I_2 ved denne spenningen er gitt av I_B og forholdet mellom T_4 og T_{11} :

$$I_{11} = I_2 \frac{(W/L)_{11}}{(W/L)_4}$$

og:

$$I_B = I_2 + I_{11}$$

og det gir I_1 og I_2 for fallende V_2 :

$$I_2 = \frac{I_B}{1 + \frac{(W/L)_{11}}{(W/L)_4}} \quad (5.3)$$

$$I_1 = I_B - I_2 \quad (5.4)$$

Med strømmene for fallende og stigende V_2 kan man regne ut den nedre omslagsspenningen V_{TR-} . Denne spenningen vil ligge under V_{ref} .

Ut fra strømmene i transistorene T_1 og T_2 for stigende eller fallende V_2 kan gate-source spenninene for inngangstransistorene regnes ut. Forskjellen mellom gatespenningene viser hvor mye V_2 ligger over eller under V_{ref} , og omslagsspenningene V_{TR+} og V_{TR-} er gitt som differansen mellom gatespenningene for T_1 og T_2 pluss referansespenningen V_{ref} .

Antar man at komparatoren opererer i sterk inversjon og at inngangstransistorene er i metning, kan man finne gate-source spenninene ved å bruke følgende førsteordens tilnærming for sammenhengen mellom drain-source strømmen I_{ds} og gate-source spenningen V_{gs} [3]:

$$I_{ds} = \frac{\beta}{2}(V_{gs} - V_t)^2$$

der V_t er terskelspenningen og β er transistorforsterkningen gitt av mobiliteten for ladningene i kanalen; parametre for oksidet under gate; transistorens bredde og lengde. Fra denne ligningen er gatespenningen for transistoren gitt ved:

$$V_{gs} = \sqrt{\frac{2I_{ds}}{\beta}} + V_t \quad (5.5)$$

Setter man inn verdiene for I_1 , I_2 og parametrene for T_1 og T_2 i ligning (5.5) finner man gate-source spenninene for inngangstransistorene (V_{gs1} for I_1 og V_{gs2} for I_2). Omslagsspenningen er nå gitt som differansen mellom V_{gs1} og V_{gs2} pluss referansespenningen V_{ref} :

$$V_{TR} = V_{gs2} - V_{gs1} + V_{ref} \quad (5.6)$$

Ved operasjon i svak inversjon antar jeg også at T_1 og T_2 er i metning. For å finne gate-source spenninene for inngangstransistorene tar jeg utgangspunkt i ligning (A.1) fra tillegg A, og refererer gate og drain spenninene V_g og V_d til sourcespenningen:

$$I_{ds} = I_0 e^{\frac{\kappa q V_{gs}}{kT}} (1 - e^{-\frac{q V_{ds}}{kT}})$$

Er transistorene i metning vil eksponensialleddet i parentesen, $e^{-\frac{qV_{ds}}{kT}}$, gå mot null for høye drain-source spenninger og man kan se bort fra dette leddet ved en førsteordens tilnærming. Ved å gjøre denne tilnærmingen og løse ligningen med hensyn på V_{gs} får man følgende uttrykk:

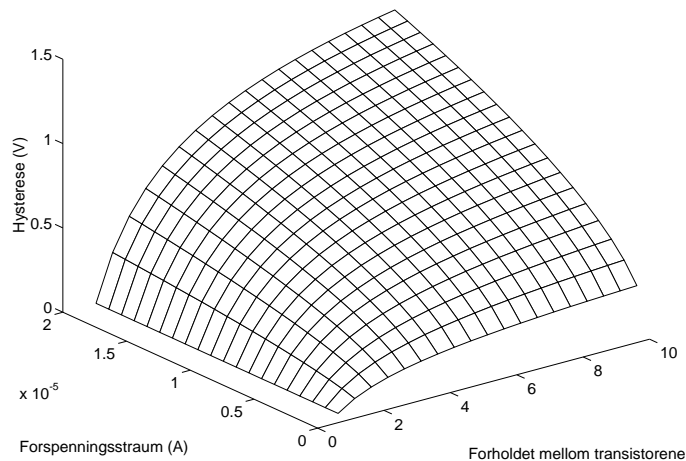
$$V_{gs} = \frac{(\ln I_{ds} - \ln I_0)kT}{q\kappa} \quad (5.7)$$

Fra ligning (5.7) kan man så regne ut gatespenningene for transistorene T_1 og T_2 og ved hjelp av ligning (5.6) beregne for hvilke spenninger komparatoren vil skifte tilstand.

Transistorene T_5 til T_8 utgjør komparatorens utgangstrinn. Utgangstrinnet øker komparatorens utgangsimpedans og på grunn av forsterkningen i trinnet svinger utgangen fra 0 til 5V når spennin-gene på noden mellom T_1 og T_3 og noden mellom T_2 og T_4 skifter.

Forspenningstrømmens og skaleringens betydning for hysterese

Ut fra analysen av kretsen er det klart at både forspenningsstrømmen og forholdet mellom T_3 og T_{10} og forholdet mellom T_4 og T_{11} er med på å bestemme hysterese. T_3 og T_{10} sammen med I_B avgjør hvor V_{TR+} ligger, og I_B sammen med T_4 og T_{11} bestemmer hvor V_{TR-} ligger. Hysterese kan derfor gjøres asymmetrisk i forhold til V_{ref} ved å sjonglere med forholdet mellom transistorene i de to tilbakekoplingene.



Figur 5.2: Beregnet hysterese i sterk inversjon

Figuren viser beregnet hysterese som funksjon av I_B og forholdet mellom transistorene i tilbakekoplingen. Strømmen er variert fra $1\mu A$ til $25\mu A$ og forholdet mellom transistorene fra 1 til 10. Flaten er beregnet ut fra ligning (5.8). β er satt til $42.5\mu A/V^2$ [1].

Det er begrensninger i skaleringen av T_{10} i forhold til T_3 . En skalering av de to transistorene som ligger utenfor denne grensen gjør at komparatoren ikke får hysterese. For å finne denne grensen antar jeg stigende V_2 og bruker ligningene (5.1), (5.2) og (5.6).

For å få hysterese må V_{TR+} ligge høyere enn V_{ref} . Det betyr igjen at $V_{gs2} - V_{gs1}$ i ligning (5.6) må være positiv og dermed må I_2 være større enn I_1 . Kombinerer man dette kravet med ligning (5.1) kan man finne grensen for forholdet mellom transistorene på følgende måte:

$$I_2 > I_1$$

$$I_B - I_1 > I_1$$

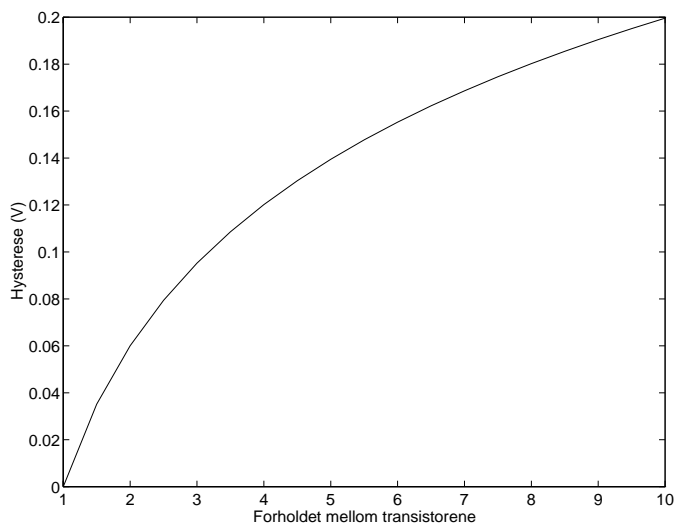
$$I_B > \frac{2I_B}{1 + \frac{(W/L)_{10}}{(W/L)_3}}$$

og ut fra denne sammenhengen får man:

$$\frac{(W/L)_{10}}{(W/L)_3} > 1$$

Grensen for skaleringen av T_{11} i forhold til T_4 finner man ved å følge samme argumentasjonsrekke, men i dette tilfellet må I_1 være større enn I_2 . Og da finner man at størrelsene for T_{11} og T_4 må være slik at forholdet mellom dem er over 1. Denne begrensningen gjelder også ved operasjon i svak inversjon.

Man kan også argumentere for forholdet mellom transistorene ved å se på positiv og negativ tilbakekopling i kretsen. Blir forholdet mellom transistorene mindre enn 1 er den positive tilbakekoplingen i kretsen mindre enn den negative og totalt sett er tilbakekoplingen da negativ. Det betyr at man ikke kan få hysteresis fordi netto tilbakekopling i kretsen må være positiv hvis kretsen skal ha hysteresis. For å få netto positiv tilbakekopling må T_{10}/T_3 og T_{11}/T_4 være større enn 1.



Figur 5.3: Beregnet hysteresis i svak inversjon

Figuren viser beregnet hysteresis som funksjon av I_B . Kurven er beregnet ut fra ligning (5.9) der κ er satt til 0.6 på grunnlag av målingen i figur A.1 side 54.

I figur 5.2 er hysteresen vist som funksjon av forspeningsstrøm og forholdet mellom transistorene. I beregningene har jeg antatt at T_{10}/T_3 er lik T_{11}/T_4 og at inngangstransistorene har samme bredde og samme lengde og at terskelspenningene og β har samme verdi for T_1 og T_2 . Med de nevnte forutsetningene vil V_{TR-} og V_{TR+} ligge symmetrisk om V_{ref} og hysteresen er gitt ved $2(V_{TR+} - V_{ref})$ eller $2(V_{TR-} - V_{ref})$. For å beregne hysteresen holder det derfor å regne ut strømmene I_1 og I_2 for stigende eller fallende V_2 på grunn av symmetrien. Hysteresen i sterk inversjon kan beregnes ut fra:

$$V_{HYST} = 2\sqrt{\frac{2I_B}{\beta}} \left(\frac{\sqrt{\frac{(W/L)_{10}}{(W/L)_3} - 1}}{\sqrt{1 + \frac{(W/L)_{10}}{(W/L)_3}}} \right) \quad (5.8)$$

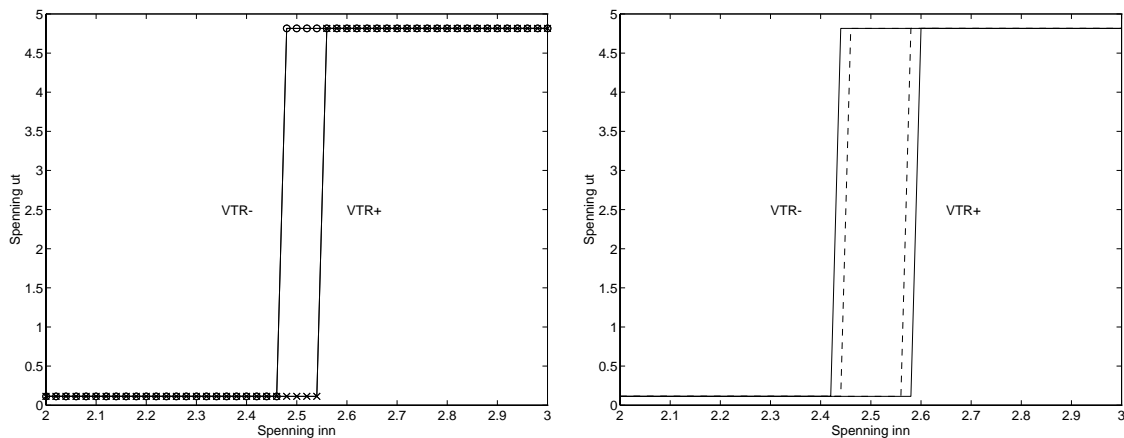
For en gitt strøm vil en prosentvis endring av skaleringen av transistorene gi en større variasjon i hysteresen enn en tilsvarende prosentvis endring i strømmen rundt referansen for en gitt skalering.

Beregnete verdier for hysteresen i svak inversjon er vist i figur 5.3. Betingelsene jeg satte for transistorenes størrelse for sterk inversjon gjelder også her, og hysteresen beregnes etter tilsvarende fremgangsmåte som for sterk inversjon. I svak inversjon blir uttrykket for hysteresen:

$$V_{HYST} = \frac{2kT}{q\kappa} \ln \left(\frac{(W/L)_{10}}{(W/L)_3} \right) \quad (5.9)$$

Fra dette uttrykket går det frem at I_B ikke har noen innflytelse på hysteresen i svak inversjon ut fra en førsteordens tilnærming. Hysteresen i svak inversjon er kun avhengig av skaleringen. Med tanke på sensoren er denne komparatoren derfor lite attraktiv siden hysteresen skal endres i forhold til totalbelysningen, og det ville være naturlig å gjøre dette ved å regulere I_B . Det betyr at komparatoren må operere i sterk inversjon, som fører til at effektutviklingen øker.

Målinger



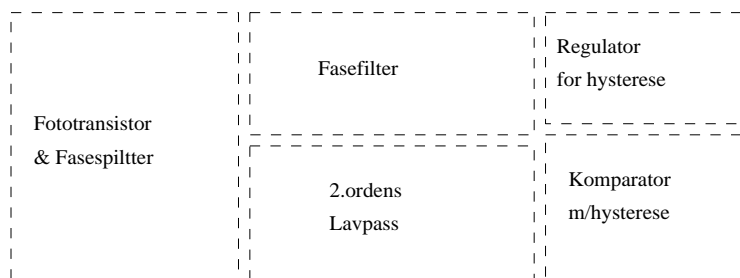
(a) Komparatorens hysteresese i svak inversjon

(b) Komparatorens hysteresese i sterk inversjon

Figur 5.4: Komparatorens hysteresese i svak og sterk inversjon

Figuren viser målinger av komparatorens hysteresese i svak og sterk inversjon. Målingene i figur (a) viser hysteresesen i svak inversjon. Kurvene markert med punkter er målinger utført med 0.7V forspenning. Forspenningen for målingene vist med heltrukne linjer er 0.9V. Figur (b) viser målinger av hysteresesen i sterk inversjon. Forspenningen for målingen markert med stiplede linjer er 1.3V, og ved målingen markert med heltrukket linje er forspenningen 1.5V.

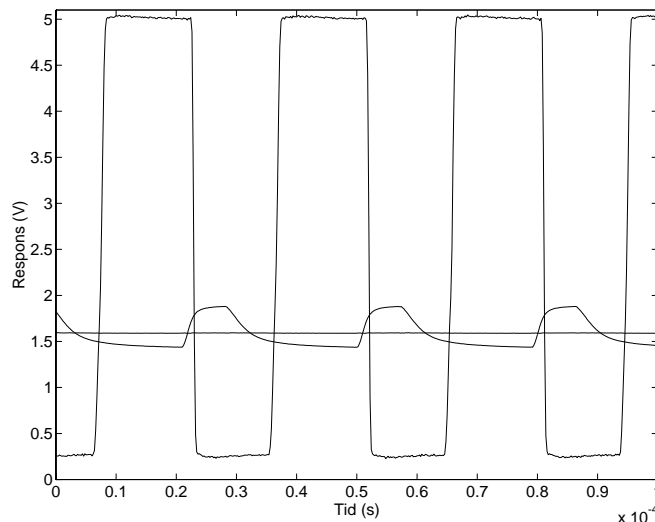
Ut fra analysen skal forspenningen ikke ha noen innvirkning på hysteresen når komparatoren opereres i svak inversjon. Målingene i figur 5.4 bekrefter resultatet av analysen. Forspenningen for de to målingene som er vist i figur (a) er 0.7V og 0.9V, og det er ikke noen synlig forskjell i kurvenes forløp for de to forspenningene. Figur 5.4 (b) viser målinger for sterk inversjon, og her ser man at forspenningen påvirker hysteresen. De to kurvene viser målinger med 1.3V forspenning og 1.5V forspenning. Transistorene T_3 og T_{10} (T_4 og T_{11}) er henholdsvis 6λ og 12λ . Begge transistorene er 6λ lange.



Figur 5.6: Skisse av sensoren

Testkretsen inneholder to sensorer. En sensor hvor forsterkerne i filtrene har kaskode strømspeil, og en hvor forsterkerne har Benson diode. I fotoreseptorene valgte jeg å bruke PNP fototransistorer på grunn av dempningen i fasesplitteren. Fototransistorene er $40 \times 42 \lambda$ og $66 \times 56 \lambda$, og begge fototransistorene har to emitter-diffusjoner. Testene som presenteres her er utført på versjonen av sensoren hvor det er brukt forsterkere med Benson diode fordi det er en utleggsfeil i den andre sensoren. Denne utleggsfeilen gjør at fasefilteret ikke får de forspenninger det skal ha, og det er ikke mulig å få denne sensoren til å virke som forventet.

I begge sensorene er det mulig å måle spenningene på følgende punkter: nodene etter fasesplitteren, V_{inn} og $-V_{inn}$, utgangen fra lavpassfilteret, utgangen fra fasefilteret og utgangen fra komparatoren. Figur 5.7 viser målinger fra tre av punktene: utgangene fra fasefilteret, lavpassfilteret og komparatoren. Målingen viser sensorens respons for en lyskilde pulset med en frekvens på 35kHz.



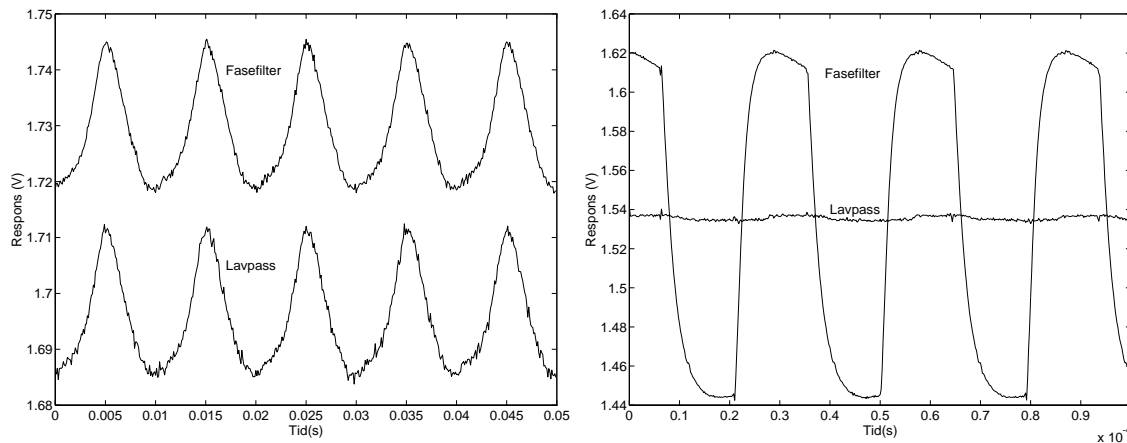
Figur 5.7: Sensorens respons uten bakgrunnslys

Målingen i denne figuren viser sensorens respons for en pulset lyskilde. Frekvensen for lyskilden er 35kHz og signalet er ikke blandet annet lys. Den forsinkelsen komparatorens utgang har i forhold til fasefilterets utgang skyldes hysteresen.

For å finne ut hvordan kretsen reagerer på ulike former for støy har jeg blandet signalpulsene med støy av ulike slag. Målinger er gjort med skrivebordslampe som 'støykilde' og med en lavfrekvent sagtann overlappet signalpulsene.

5.3.1 Støy fra skrivebordslampe

Lysutbytte fra lyskilder vi til daglig omgir oss med har en svak variasjon i intensiteten som følger 50 Hz'en på nettet. For våre øyne vil lyset fra en lampe med lysrør eller en glødelampe være konstant i styrke. Ved å måle lyset fra en glødelampe eller et lysrør med fotoreseptoren i sensoren, ser man at variasjonen i intensitet har en form som ligger nær opptil en likerettet 50 Hz sinus. Målingen i figur 5.8 (a) viser variasjonen i intensitet for et lysrør.



(a) Støy fra lysrør målt etter lavpassfilteret og fasefilteret

(b) Signalet fra den pulsede lysdioden etter fasefilteret sammen med utgangen fra lavpassfilteret

Figur 5.8: Måling på sensoren med skrivebordslampe som støykilde

Figurene viser målinger gjort på sensoren med en skrivebordslampe som støykilde. Lampen er plassert 30cm over brikken. Figur (a) viser det detekterte signalet for lampen etter fasefilteret og lavpassfilteret, og signalet har en form som klart minner om en likerettet sinus. I målingen i figur (b) er en lysdiode hengt opp 5cm over kretsen og responsen målt etter fasefilteret og lavpassfilteret. En svak komponent av signalet kommer igjennom lavpassfilteret, og av figur (b) ser man at denne komponenten er forsinket noe i forhold til signalet fra fasefilteret. Forsinkelsen skyldes forskjellen i fasedreining for filtrene. Forspenningene ved målingene var 0.76V for lavpassfilteret, 1V for fasefilter og for komparatoren 1.2V. Knekkfrekvensen for filtrene er ca 1kHz.

Støyen fra en likeretter sinus inneholder overharmoniske frekvenskomponenter som har betydning for valg av knekkfrekvens for filtrene. Amplituden for de overharmoniske komponentene kan man regne ut ved å se på Fourierkoeffisientene for det likerettete sinussignalet. Fourierrekken for et periodisk signal $s(t)$ er gitt ved [8]:

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t)$$

der koeffisientene for en likerettet sinus $s(t) = A|\sin \omega t|$ er:

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} s(t) \sin 2n\omega t dt = 0$$

$$a_0 = \frac{2A}{\pi} \int_0^{\pi} \sin \omega t dt = \frac{4A}{\pi}$$

$$\begin{aligned}
 a_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^\pi s(t) \cos 2n\omega t dt \\
 &= \frac{1}{1-4n^2} \frac{4A}{\pi}
 \end{aligned}$$

Den grunnharmoniske frekvensen i det likerettede signalet er 100Hz, og setter man $A = 1$ blir DC-komponenten $4/\pi = 1.27$ og de øvrige koeffisientene:

Frekvenskomponent	Hz	Koeffisienten	Prosent av signalets amplitude
Grunnfrekvensen	100	$-4/3\pi$	41.9%
1. overharmoniske	200	$-4/15\pi$	8.4%
2. overharmoniske	300	$-4/35\pi$	3.6%
3. overharmoniske	400	$-4/63\pi$	2%

Av tabellen går det frem at bidraget fra de overharmoniske frekvensene er redusert til under 4% av det likerettede signalets amplitude allerede ved tre ganger den grunnharmoniske frekvensen. Hovedtyngden av bidraget fra denne støyen ligger derfor innenfor lavpassfilterets passbåndet ved å velge en knekkfrekvens rundt 1kHz. Med en lavere knekkfrekvens vil mesteparten av støyen fremdeles ligge i passbåndet, men fasedreiningen vil gjøre seg gjeldende og det kan føre til dårligere signal/støyforhold på grunn av ulik fasedreining i fasefilteret og lavpassfilteret.

Støyen fra en skrivebordslampe med lysrør er vist i figur 5.8 (a). Målingen viser signalet etter fase- og lavpassfilteret, og amplituden for støyen er i dette tilfellet 25mV. I figur 5.8 (b) er signalet for en pulset lysdiode etter fasefilteret vist sammen med signalet etter lavpassfilteret. Ved denne målingen er det mulig å se en liten variasjon i signalet fra lavpassfilteret. Det kan skyldes at knekkfrekvensen ved denne målingen er såpass høy at noe signalet for lysdioden slipper igjennom lavpassfilteret. Forsinkelsen på lavpassfilteret ser ut til å være større enn for fasefilteret. Lysdioden er her hengt over kretsen slik at signalet fra lysdioden blander seg med lyset fra lampen. Selv med en såpass kraftig støy som ved denne målingen går ikke signalpulser tapt.

5.3.2 Blanding av sagtann og signalpulser

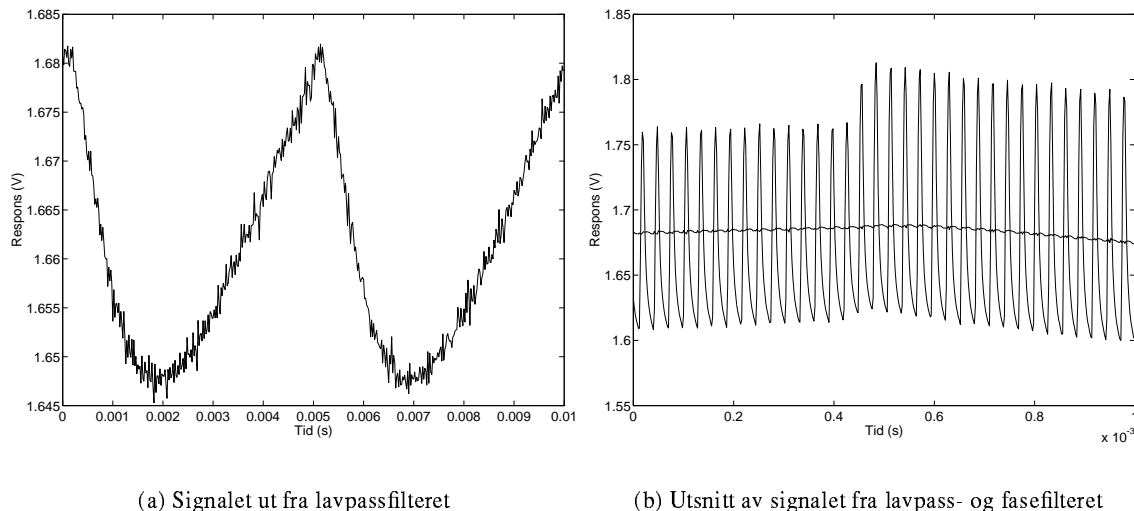
Responser for sensorens filtre ved en blanding av en sagtann og signalpulser er vist i figur 5.9 (a) og (b). Figur (a) viser støyen etter lavpassfilteret, og som man ser har responser for denne støyen en viss likhet med den responser man får for skrivebordslampen (figur 5.8 (a)). Perioden i sagtannsignalet er 5ms og det gir en frekvens på 200Hz, og det gir en grunnharmonisk frekvens på 400Hz. I denne målingen er knekkfrekvensen redusert noe i forhold til målingen med skrivebordslampen.

Figur 5.9 (b) viser et utsnitt av signalet fra fase- og lavpassfilteret ved det punktet der støysignalet har en topp. Amplituden for signalet fra allpassfilteret øker like etter at støyen har passert den laveste intensiteten³, og intensiteten i støysignalet igjen stiger. DC-verdien endres også i forhold til lavpassfilteret. Det kan skyldes fasefilterets sprangrespons. Resultatet av denne endringen i amplitude gir en endring av bredden på pulsene etter komparatoren. Denne effekten er vist i figur 5.10.

5.4 Oppsummering

Den komparatoren som ble prøvd i kretsen viste seg å være en skuffelse. For det første lot det seg ikke gjøre å endre hysteresen i svak inversjon ved å regulere forspenningsstrømmen, og med

³Lav intensitet gir høy spenning på noden V_{foto} .



Figur 5.9: Filtrenes respons med en 200Hz sagtann som støykilde

Målingene i figurene er gjort med en blanding av en sagtann med frekvens 200Hz og signulpulser med frekvens 35kHz. Signalene er blandet ved å sende dem igjennom samme lysdiode. Figur (a) viser responsen for lavpassfilteret. I figur (b) er resposen for lavpassfilteret og fasefilteret rundt et toppunkt i støysignalet, som foreksempel ved 5ms i figur (a), vist. Forspenningene er i dette tilfellet 0.65V for lavpassfilteret, 1V for fasefilteret og 0.9V for komparatoren.

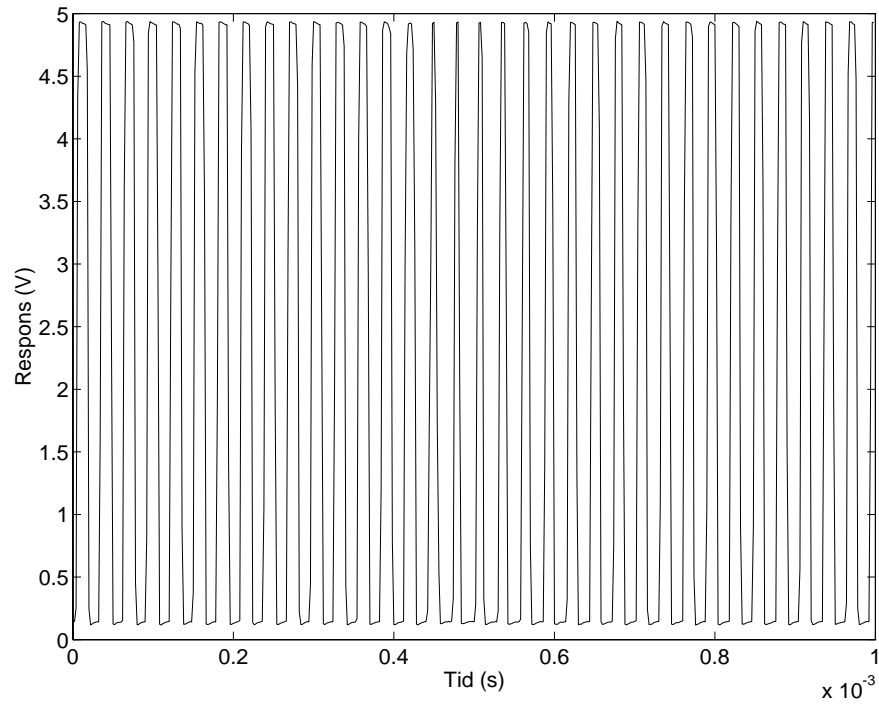
den skaleringen jeg valgte for transistorene i tilbakekoplingene i komparatoren må forspenningsstrømmen endres flere μA for å få en synlig endring av hysteresen. Resultatet er at det blir en høy effektutvikling i komparatoren i tillegg til flere andre deler av sensoren.

I fotodetektoren sitter forholdsvis stor fototransistor, og det gjør at fotoreseptoren får en høy effektutvikling. Strømmen i fasesplitteren er også over svak inversjon og høypassdelen av fasefilteret har en forspenning som ligger i nedre del av området for sterk inversjon. Det betyr at det ville være uheldig å velge den komparatoren som er testet her med tanke på en laveffekt sensor.

Da testkretsen med sensorene ble lagt ut, ble det lagt mest vekt på filtrene. Komparatoren med hysteresekom med i siste øyeblikk etter forslag fra oppdragsgiver som ønsket en sensor mest mulig i overensstemmelse med det patenterte prinsippet, og vi valgte å bruke komparatoren fra Allen & Holberg fordi den så ut til å være det vi var på jakt etter. På grunn av tidspress under konstruksjonen av testkretsen ble det ikke gjort grundige nok simuleringer til å avsløre komparatorens svakheter. I ettertid viste det seg at kretsen ikke svarte til våre forventninger.

Når det gjelder sensoren som helhet, viser det seg at det ikke er mulig å finne et sett med forspenninger som er brukbare for alle brikkene. Ved å velge en tilfeldig brikke og sette brukbare forspenninger for denne, virker typisk 9 av 12 brikker som forventet med dette settet forspenninger. Det skyldes først og fremst variasjoner i DC-nivåene for fase- og lavpassfilteret brikkene imellom, men også variasjoner i forsterkerenes transkonduktans som fører til avvik mellom fasedreiningene i filtrene.

Sensoren klarte seg bra ved de testene som ble gjort for støy fra en vanlig skrivebordslampe.



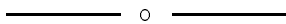
Figur 5.10: Sensorens respons ved blanding av sagtann og signal

Figuren viser en måling av utgangen fra komparatoren for en blanding av sagtann og signalpulser med det samme utsnittet som i figur 5.9 (b). Bredden på pulsene fra komparatoren varierer som følge av at filterne ikke har samme DC-nivå over det viste utsnittet av tidskalaen. Ved 0.5 ms øker fasefilterets DC-nivå i forhold til lavpassfilterets DC-nivå og sensoren er nær ved å miste signalpulser.

Kapittel 6

Diff1 kretsen som en alternativ sensor

I dette kapitlet presenteres en enklere versjon av sensoren enn den løsningen som er beskrevet tidligere. Sammen med fotodetektorene er det lagt ut en sensor bygget på Diff1 kretsen beskrevet av Mead [9]. Denne sensoren har ikke komparator med hysteresis og den tar ikke hensyn til forskjell i fase mellom lavpassfiltrert og ufiltrert signal.



6.1 Innledning

Et av problemene med den sensoren som til nå er beskrevet er utligningen av fasene for det filtrerte og ufiltrerte signalet. Fasefilteret og fasesplitteren demper signalet fra fotoreseptoren betydelig. Dette fører til at man må velge løsninger som øker sensorens effektutvikling og areal; en større fotodetektor og kretser som opererer i sterk inversjon.. På grunn av forsterkerene i begge signalveiene får man også feilspenninger som kan påvirke sensoren. Spørsmålet er om en annen løsning kunne vært valgt, som for eksempel Diff1 kretsen.

6.2 Diff1 kretsen

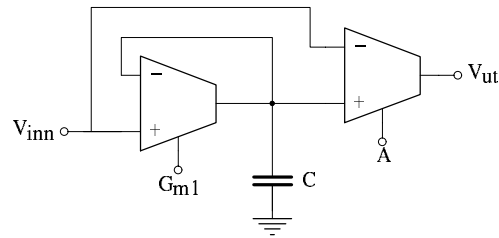
Diff1 kretsen er en differensiator som bygger på noe av det samme prinsippet som patenten for sensoren beskriver [11]. I Diff1 kretsen lavpassfiltreres signalet fra inngangen og sammenlignes med en ufiltrert versjon av signalet. Utgangen genereres som differansen mellom inngangen og det filtrerte signalet. Dersom det ikke forekommer feilspenninger i lavpassfilteret vil kretsen gi den deriverte av både de positive og de negative flankene i inngangssignalet. Fortegnet for den deriverte kan man velge ved å bytte om signalene på inngangen til forsterkeren A2. Kretsen er vist i figur 6.1.

Lavpassfilteret i kretsen er en enkel OTA-C integrator og overføringsfunksjonen for filteret er:

$$\frac{v_c}{V_{inn}} = \frac{1}{\tau s + 1}$$

der tidskonstanten τ er gitt av forsterkerens transkonduktans og kondensatoren, $\tau = G_{m1}/C$, og v_c er spenningen over kondensatoren. Komparatoren er uten tilbakekopling og har en spenningsforsterkning A . Utgangsspenningen er dermed gitt som:

$$V_{ut} = A(V_{inn} - v_c) = \frac{A\tau s}{\tau s + 1} V_{inn}$$



Figur 6.1: Diff1 kretsen

Teoretisk sett er dette en helt grei differensiator, men tar man hensyn til feilspenninger i transkonduktansforsterkeren i lavpassfilteret ser man at kretsen har et svakt punkt. En feilspenning δV over kondensatoren vil forsterkes og legges til spenningen på utgangen. Regner man med denne feilspenningen blir overføringsfunksjonen for kretsen:

$$\begin{aligned} V_{ut} &= A(V_{inn} - (v_c + \delta V)) \\ &= \frac{A\tau s}{\tau s + 1} V_{inn} + A\delta V \end{aligned}$$

I svak inversjon er en spenningforskjell på noen få ganger kT/q mellom inngangene på en forsterker uten tilbakekopling nok til å drive utgangen til GND eller V_{DD} . Resultatet er at kretsen ikke vil klare å detektere stigende eller fallende flanke i inngangssignalet avhengig av positiv eller negativ δV .

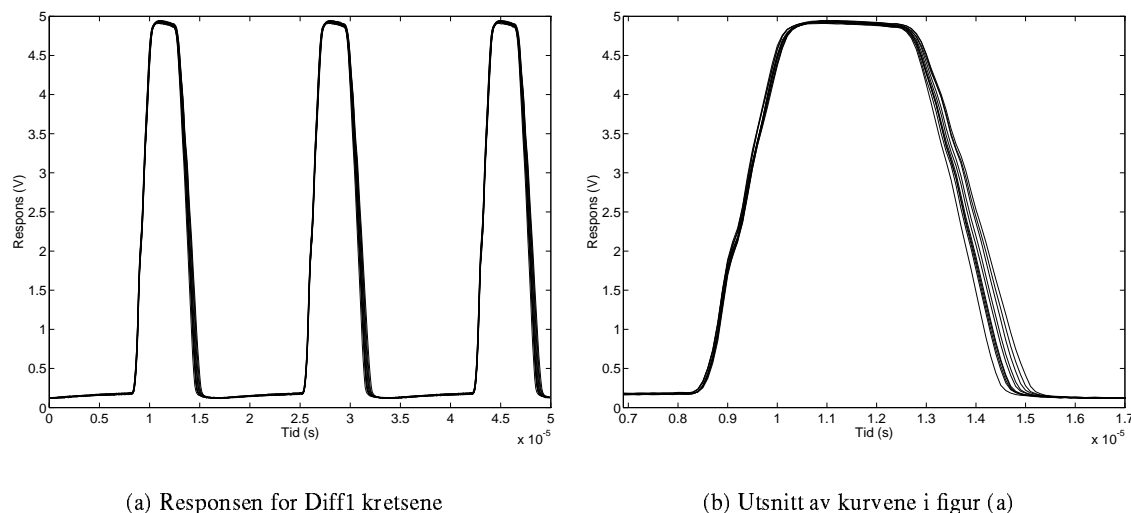
6.2.1 Sensoren med Diff1 kretsen

Det vi utnytter når Diff1 kretsen brukes i sensoren er svakheten kretsen har i forbindelse med feilspenninger i lavpassfilteret. Diff1 kretsen er bygget med wide-range transkonduktansforsterkere uten noen kompensasjon for Earlyeffekt eller andre feilspenninger. Og nettopp Earlyeffekten gir forsterkerene i dette tilfellet en negativ feilspenning. Med kretsen koplet som vist i figur 6.1 vil man på grunn av den negative feilspenningen få en positiv derivert for en negativ flanke i inngangssignalet. Fotoreseptoren i sensoren med Diff1 kretsen inneholder brønnodioden beskrevet i kapittel 3. Fra denne reseptoren får man en negativ flanke for en lyspuls. Diff1 kretsen har ingen hysteres og terskelen er gitt av den feilspenningen lavpassfilteret har.

Når man lager integrerte kretser for testformål vil mangel på pinner alltid være et problem, og på testkretsen med fotodetektorene har Diff1 kretsen lav prioritet. Ingen interne noder er tilgjengelige for en grundigere test av kretsen. Det er bare spenningen fra fotoreseptoren og utgangen fra Diff1 kretsen som er tilgjengelige. Responsen for Diff1 kretsen fra 10 integrerte brikker er vist i figur 6.2. Alle kretsene virker med det samme settet forspenninger, og det er små variasjoner i pulsbredden ut fra kretsene. De små variasjonene kan skyldes spredninger i DC-nivået på fotonoden og forskjeller i feilspenningen i lavpassfilteret fra krets til krets.

6.3 Behovet for å utligne fasene

Filteret i Diff1 kretsen er et førsteordens lavpassfilter. Ved å sette knekkfrekvensen til 1kHz, slik det ble foreslått å gjøre for fasefilteret og lavpassfilteret i sensoren, vil man ha en demping på omtrent 31 dB ved 35kHz. Det betyr at ca. 3% av av det pulsede lyset slipper igjennom lavpassfilteret. Fasedreining for frekvenser under 1kHz er opptil -45° , og med en så lav knekkfrekvens som 1kHz er det med et første ordens lavpassfilter nødvendig å utligne fasene for de to signalveiene.



(a) Responsen for Diff1 kretsene

(b) Utsnitt av kurvene i figur (a)

Figur 6.2: Responsen for Diff1 kretsen ved 60kHz

Testen av sensoren med Diff1 kretsen er utført med et signalkilde der duty cycle er 25% og frekvensen 60kHz. Utgangssignalet fra Diff1 kretsen har en duty cycle på rundt 30%. Økningen skyldes den asymmetriske responsen for fotoreseptoren. Det er en liten variasjon i pulsbredden i utgangssignalet, og dette kan skyldes forskjeller i feilspenningen i lavpassfilteret fra krets til krets. Lavpassfilteret har ved denne målingen 0.65V forspenning og utgangsførsterkeren har 0.8V forspenning.

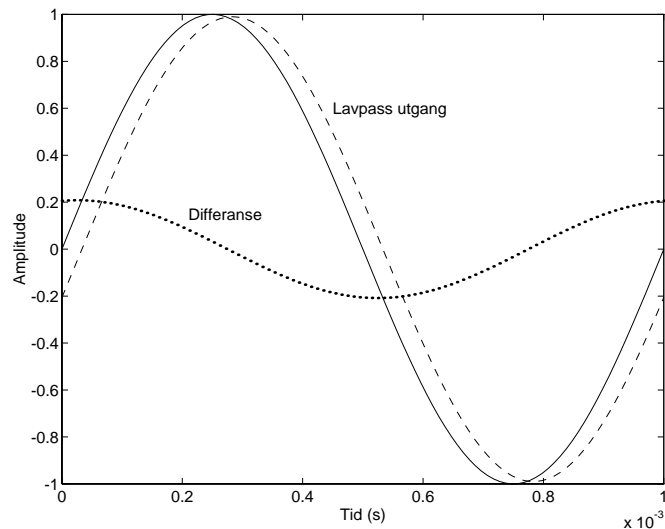
For å holde en viss dempning av signalpulsene gjennom lavpassfilteret er det begrenset hvor høyt opp i frekvensbåndet man kan legge knekkfrekvensen for et førsteordens lavpassfilter. Øker man knekkfrekvensen til 5kHz vil dempningen bli omtrent 17 dB ved 35kHz, hvilket vil si at man finner igjen 14% av signalet etter lavpassfilteret. Det bør ikke være mer enn 5 – 10% igjen av signalet etter lavpassfilteret ved 35kHz.

Med et høyereordens filter kan man legge knekkfrekvensen tettere opp til frekvensen for det pulsede lyset. Lavpassfilteret fra sensoren i forrige kapittel vil gi en dempning på 22.5 dB ved 35kHz, og en fasedreining under 12° for frekvenser opptil 1kHz med en knekkfrekvens på 10kHz. En dempning på 22.5 dB vil si at 7.6% av signalet slipper igjennom filteret. Figur 6.3 viser beregnede verdier for faseforskyvningen og differansen mellom inn- og utgang for lavpassfilteret ved 1kHz med knekkfrekvens på 10kHz.

Det er liten gevinst med hensyn på fasedreining ved å legge på en OTA-C integrator til i lavpassfilteret. Så et andreordens lavpassfilter med to OTA-C integratorer i serie med en knekkfrekvens på 10kHz kan gi en brukbar sensor med Diff1 kretsen. Man kunne også tenke seg et andreordens filter med komplekse poler, men det vil gi en resonansfrekvens som kan føre til en forsterkning av overharmoniske frekvenser i støyen som i sin tur kan gi feildeteksjoner.

6.4 Kunne vi valgt en annen løsning ?

I den løsningen vi valgte for sensoren har vi noe problemer med utligning av fasene for det filtrerte og det ufiltrerte signalet. Først og fremst fordi kretsene opererer i svak inversjon. Noen av de problemene vi ikke kommer utenom i svak inversjon CMOS er feilspenninger og tilfeldige variasjoner som



Figur 6.3: Fasedreining for et andreordens lavpassfilter ved 1kHz

Kurven merket Lavpass utgang er beregnet for et andreordens lavpassfilter med knekkfrekvens 10kHz. Den heltrukne linjen er inngangssignalet, og kurven merket Differanse er differansen mellom inn- og utgang.

endrer transkonduktansen til forsterkerene. I svak inversjon blir fluktuasjoner i prosessparametrene mer synlige enn i sterk inversjon, og spørsmålet er om vi skulle valgt en annen løsning. En løsning der vi ikke gjør noe forsøk på å utligne fasene mellom signalveiene, men utnytter det faktum at støyen stort sett ligger under 1 kHz og signalet på 35 kHz.

Valget kunne i så fall falt på Diff 1 kretsen. Kretsen bygger på det samme prinsippet som sensoren, men tar ikke hensyn til ulike faser for de to signalene. Resultatet er at kretsen kan realiseres med bare et lavpassfilter og en komparator. Men det betyr ikke nødvendigvis at kretsen blir mindre enn sensoren fra kapittel 5. Lavpassfilteret i Diff1 kretsen må ha en høy orden for å få en knekkfrekvens tett opptil signalfrekvensen ved 35kHz for å redusere fasefeilen i området 0 til 1kHz. Det betyr at løsningen med faseutligningen er et bedre valg enn Diff1 kretsen.

Kapittel 7

Konklusjon

Arbeidet i forbindelse med oppgaven har vært interessant og lærerikt. To integrerte kretser er konstruert og resultatene av testene på de to kretsene er meget gode. I dette kapittelet presenteres en kort oppsummering av resultater fra arbeidet med sensoren.



7.1 Oppsummering

For å vurdere ulike typer fotodetektorer i forhold til hverandre ble det laget en egen krets med fotodioder og fototransistorer. Testene av fotodetektorene viser at en PNP parasitt fototransistor har en god nok tidsrespons og båndbredde for bruk i sensoren. Fotodiodene har en bedre tidsrespons enn fototransistoren, men kan ikke konkurrere med fototransistoren når det gjelder fotostrøm per areal. I sensoren brukes derfor en PNP fototransistor som fotodetektor.

På den andre testkretsen ligger hovedvekten på filtrene i sensoren og utgangspunktet for valg av lavpassfilter og allpassfilter er at filtrene skal være så enkle og små som mulig og ha en lav effektutvikling. Filtrene realiseres med OTA–C integratorer der forsterkerne forspennes for operasjon i svak eller moderat inversjon.

Når man bruker filtre basert på OTA–C integratorer kan ikke det enkleste RC allpassfilteret benyttes siden filterets innganger vil få ulik inngangsimpedans. I sensoren løses dette problemet ved å utvide filteret med en transkonduktansforsterker på hver av inngangene. I tillegg justeres forsterkerenes forspenninger slik at filterets oppførsel blir mest mulig lik allpassfilterets. Fasene for dette filteret og lavpassfilteret avviker lite fra hverandre i passbåndet. En svakhet ved fasefilteret er en dempning på 1 – 2 dB over knekkfrekvensen, men dette påvirker ikke sensorens virkemåte.

Sensoren inneholder også en komparator med hysteresis, men problemet med denne komparatoren er at hysteresen ikke lar seg justere når kretsen opereres i svak inversjon. En nyere versjon av sensoren inneholder en komparator for svak eller moderat inversjon. Komparatoren er konstruert av Tor S. Lande og Yngvar Berg, og kretsen er beskrevet i artikkelen “A Comparator with Adaptive Hysteresis” (se side 59 ff.).

7.2 Konklusjon

I denne oppgaven er det presentert en sensor for pulset lys. Sensoren er bygget med analog CMOS og er konstruert for operasjon i svak eller moderat inversjon. Det konstrueres lite kretser for dette operasjonsområdet i forhold til kretser for operasjon i sterk inversjon. Noen av grunnene til dette er problemer forbundet med modellering og simulering av nettverkene, problemer med variasjoner i prosessparametrene og redusert båndbredde.

Ved å operere sensoren i moderat eller svak inversjon får man en lav effektutvikling. Effektutviklingen for hele sensoren når filtrene er forspent for svak inversjon er $100\mu\text{W}$, og når filtrene er forspent for moderat inversjon er effektutviklingen $160\mu\text{W}$.

Lave forspenningsstrømmer gir også et redusert areal for sensoren. Frekvensen for det pulsede lyset i den applikasjonen sensoren er tiltenkt ligger på 35kHz, og frekvenskomponentene i bakgrunnsbelysningen ligger stort sett under 1kHz. Knekkfrekvensen for filtrene ligger mellom 1 – 10kHz og med en lav forspenningsstrøm blir kondensatorene i filtrene relativt små. Hele sensoren får plass innenfor et areal på $340 \times 510\lambda$, og rundt regnet 40% av sensorens areal går til kondensatorer. Kretsen er ikke konstruert med tanke på mest mulig effektiv arealutnyttelse, og sensorens areal kan reduseres ytterligere 10 – 15% ved å pakke transistorene tettere.

Testene av sensoren har gitt gode resultater, og viser at det er mulig å konstruere en laveffekt sensor for pulset lys i analog CMOS.

Tillegg A

MOS Transistoren i svak inversjon

I tradisjonell digitalteknikk utnyttes MOS-FET transistoren som en bryter. Med en gatespenningen lavere enn terskelspenningen regnes transistoren som avslått. I analog CMOS for svak inversjon utnytter man transistorens egenskaper i dette området. Sammenhengen mellom spenningen på gate og strømmen drain–source er eksponensiell i subterskelområdet, og vi kan realisere relativt avanserte beregninger med få transistorer. Grensen for subterskelområdet settes ved $I_{ds} = 100 \text{ nA}$ [2], og effektforbruket per transistor er lite i forhold til beregningskapasiteten. I dette kapitlet presenteres en forenklet modell for transistoren i svak inversjon.



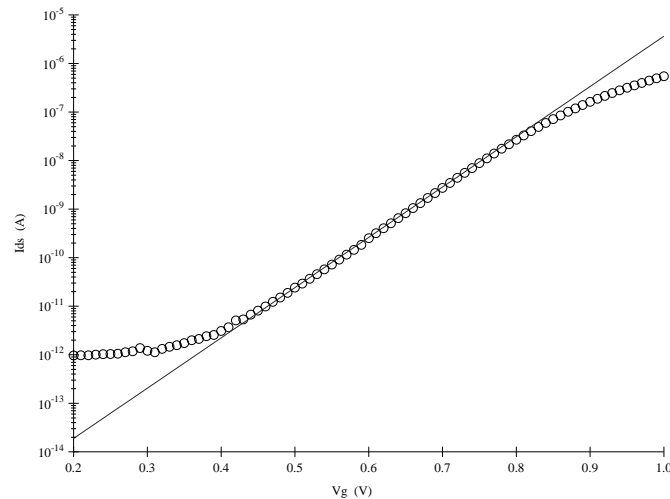
A.1 En modell for MOS-FET transistoren i svak inversjon

Når transistorens gatespenning ligger under terskelspenningen er det ikke dannet kanal mellom source og drain. Dette operasjonsområdet for transistoren kalles svak inversjon. Inversjonen av kanalområdet er avgjørende for hvordan ladningene transporteres mellom source og drain. Diffusjon dominerer i svak inversjon, men når kanalen er etablert skjer nesten all transport av ladning ved drift. Overgangen fra svak til *sterk inversjon* kalles gjerne *moderat inversjon* [14], og ladninger i kanalområdet transporteres både ved drift og diffusjon. I svak inversjon er det eksponensiell sammenheng mellom spenningen på transistorens terminaler og strømmen i transistoren, mens det i sterk inversjon er en kvadratisk sammenheng.

Ved å se på diffusjon av ladning mellom source og drain kan man sette opp følgende forenklete modell for MOS-FET transistoren i svak inversjon [9]:

$$I_{ds} = I_0 e^{-\frac{\kappa q V_g}{kT}} \left(e^{\frac{q V_s}{kT}} - e^{\frac{q V_d}{kT}} \right) \quad (\text{A.1})$$

hvor I_0 er knyttet til doping av halvlederen og transistorens størrelse (regnes som konstant), k er Boltzmanns konstant, T absolutt temperatur, q er ladningen for ladningsbærere i kanalen (hull eller elektroner), kT/q kalles *termisk spenning* (V_T) og er 26 mV ved romtemperatur [13], og κ er et mål for effektiviteten av gatespenningen. Gate vil ikke være 100% effektiv med dopet substrat; noe av ladningen på gate vil oppveies av ioniserte dopeatomer i substratet. Spenningene V_g , V_s og V_d måles i forhold til substratet.



Figur A.1: I_{ds} for en N–transistor i svak inversjon

Målte verdier er markert med sirkler, og den teoretiske kurven er heltrukket. Den teoretiske kurven er beregnet ut fra ligning A.1 der $\kappa = 0.6$ og $I_0 = 1.6 \cdot 10^{-16}$ A. Spenningen over transistoren var 5V ved denne målingen. For gatespenning mellom 0.4 og 0.8V er det godt samsvar mellom målt strøm og teoretisk tilnærming. Terskelspenningen for transistoren er ca. 0.9V.

Strømmen gjennom en N–transistor som funksjon av gatespenningen er vist i figur A.1. Den målte kurven viser at strømmen varierer over 4–5 ordener i svak inversjon. For gatespenninger under 0.4V ser strømmen ut til å legge seg på 10^{-12} A for denne transistoren. Dette kan skyldes en kombinasjon av termisk støy, begrensninger i måleinstrumentets oppløsning og lekkasje til substratet.

Modellen for transistoren er et rimelig nøyaktig verktøy for å beskrive et nettverks oppførsel. Unøyaktigheten går på at modellen ikke tar hensyn til viktige andreordenseffekter som lar seg modellere. Den viktigste for oss er kanalforkorting. Substrateffekten lar seg også modellere men har mindre betydning for oss.

A.1.1 Kanalforkorting

I svak inversjon er en spenning noen få ganger V_T over transistoren nok til å få drain strømmen i metning. Det betyr at transistoren kan operere som en spenningskontrollert strømkilde fra like over GND og opp til V_{DD} . Metningsstrømmen skulle bli konstant med utgangspunkt i likning (A.1), men denne likningen tar ikke hensyn til hvordan endring av kanalens lengde påvirker strømmen i transistoren.

Mellom source/drain og kanalen dannes det depleksjonssoner som er avhengige av dopekonsentrasjoner og forspenninger. Source og drain er tyngre dopet enn substratet og mesteparten av endringen i depleksjonssonene rundt disse terminalene skjer derfor i substratet. Kanalens effektive lengde er avstanden mellom depleksjonssonene. Når spenningen over transistoren øker reduseres kanallengden og metningsstrømmen øker. Denne effekten kalles *kanalforkorting* eller *Earlyeffekt*.

I metning er ∂I_{ds} omvendt proporsjonal med transistorens nominelle lengde, og drainkonduk-

tansen kan tilnærmes ved [9]:

$$g_d = \frac{\partial I}{\partial V_d} \approx -\frac{1}{V_0} \quad (\text{A.2})$$

der V_0 er konstant for en gitt kanallengde. Ekstrapolerer man I_{ds} kurver i metningsområdet for ulike V_g i subterskelområdet, vil kurvene krysse V_{ds} akse i samme punkt, $-V_0$. Denne spenningen kalles *Earlyspenningen* og er proporsjonal med nominell kanallengde. Kombineres likning (A.1) med likning (A.2) og med tilnærmingen $g_d V_d \approx g_d V_{ds}$, kan strømmen gjennom transistoren uttrykkes på følgende måte [9]:

$$I_{ds} = I_0 e^{\frac{1}{V_T}(\kappa V_g - V_s)} \left(1 - e^{-\frac{V_{ds}}{V_T}} + \frac{V_{ds}}{V_0}\right) \quad (\text{A.3})$$

Er transistoren i metning blir eksponensialledet $e^{-\frac{V_{ds}}{V_T}}$ tilnærmet lik 0, og som en førsteordens tilnærming kan I_{ds} uttrykkes ved:

$$I_{ds} = I_{sat} \left(1 + \frac{V_{ds}}{V_0}\right)$$

der I_{sat} er $I_0 e^{\frac{1}{V_T}(\kappa V_g - V_s)}$. Forskjellig drain–source spenning vil på grunn av Early effekten kunne gi forskjellig metningsstrøm for to like store transistorer. For lange transistorer kan man se bort fra denne effekten.

A.1.2 Substrateffekt

Når spenningen på source øker, vokser depleksjonssonen mellom terminalen og substratet. Ladingen i depleksjonssonen under kanalområdet øker og graden av inversjon reduseres. Resultatet er at terskelspenningen stiger og I_{ds} synker. For å holde inversjonen i kanalområdet konstant, må spenningen gate–source øke mer enn source–substrat. Dette kalles *substrateffekt* [13].

Ved å bruke κ kan vi få denne effekten med i modellen. I_{ds} for en N-transistor er gitt ved [2]:

$$I_{ds} = I_0 e^{\frac{(1-\kappa)V_{bs}}{V_T}} e^{\frac{\kappa V_{gs}}{V_T}} \left(1 - e^{-\frac{V_{ds}}{V_T}} + \frac{V_{ds}}{V_0}\right) \quad (\text{A.4})$$

der V_{gs} er gate–source spenningen, V_{ds} er drain–source spenningen, V_{bs} er substrat til source spenningen og V_0 er Early spenningen. Her er alle spenninger er målt relativt til source spenningen. Alle fortegn i eksponentene byttes om for P-transistoren.

A.1.3 Produksjonsavhengige variasjoner

I den forenklete modellen er I_0 antatt konstant. Parameteren er gitt ved $I_0 = kT\mu\left(\frac{w}{l}\right)N_0 e^{-\frac{\phi_0}{kT}}$ [9] der μ er mobiliteten for ladningsbærere i kanalområdet (hull eller elektroner), N_0 er ladningstettheten ved Fermivånet og ϕ_0 er den innebyggede barrieren i PN overgangen mellom substratet og source/drain. Mobiliteten, ladningstettheten og barrieren er avhengig av dopekonsentrasjonene i halvlederen.

Tilfeldige variasjoner i doping vil ikke gi en jevn forurensning. Ser vi på små arealer kan variasjonene fra sted til sted på brikken være ganske store¹. For større arealer blir forskjellene mindre markante. Resultatet er at I_0 varierer for ellers like transistorer. For identiske transistorer kan drain strømmen variere med en faktor på inntil 2 ifølge Mead [9] og Andreou [2].

¹ Vi har valgt minste transistorareal til $6\mu\text{m} \times 6\mu\text{m}$ for å redusere virkningen av Earlyeffekten og tilfeldige variasjoner i doping. Minste kanallengde med den prosessen vi har brukt er $2\mu\text{m}$.

Referanser

- [1] P. E. Allen and D. R. Holberg. *CMOS Analog Circuit Design*. Holt, Rinehart and Winston, 1987.
- [2] Andreas G. Andreou et al. Current-mode subthreshold MOS circuits for analog VLSI neural systems. *IEEE Transaction on Neural Networks*, 2(2):205 – 213, March 1991.
- [3] Kamran Eshragian and Niel Weste. *Principles of CMOS VLSI Design, A System perspective*. Addison–Wesley, 1988. ISBN 0-201-08222-5.
- [4] Roubik Gregorian and Gabor C. Temes. *Analog MOS Integrated Circuits for Signal Processing*. Wiley International Editions, 1986. ISBN 0-471-09797-7.
- [5] Gudmund Hernes. *Ulykkesfugler og ugangskråker*. Økonomisk rapport (A/S Hjemmet-Fagpresseforlaget), 1985. ISBN 82-7315-393-2.
- [6] Paul Horowitz and Winfield Hill. *The Art of Electronics*. Cambridge University Press, 1986. ISBN 0-521-29837-7.
- [7] John B. Hughes, Niel C. Bird, and Ian C. Macbeth. Switched Currents – A new technique for analog Sampled Data signal processing. *IEEE Proc. ISCAS-91*, pages 1584 – 1587, May 1989.
- [8] Franklin F. Kuo. *Network Analysis and Synthesis*. Wiley International Editions, second edition, 1962. ISBN 0-471-51116-1.
- [9] Carver A. Mead. *Analog VLSI and Neural Systems*. Addison–Wesley, 1989. ISBN 0-201-05992-4.
- [10] John Arne Nesheim. *Analog Correlators for CMOS Signal Processing*. Universitetet i Oslo, Institutt for informatikk, 1993.
- [11] Per Olaf Pahr. High dynamic range integrated optoelectronic sensor for pulsed light. U.S. Patent Pending, filed August 14 1991, Serial No. 744,877.
- [12] José Silva-Martínez, Michiel Steyaert, and Willy Sansen. *High-Performance CMOS Continous-Time Filter*. Kluwer Academic Publishers, 1993. ISBN 0-7923-9339-2.
- [13] Ben G. Streetman. *Solid State Electronic Devices*. Prentice Hall International, third edition, 1990. ISBN 0-13-824749-8.
- [14] Yannis Tsividis. Moderate Inversion in MOS Devices. *Solid-State Electronics*, 25(11):1099 – 1104, 1982.

- [15] Yannis Tsividis, Mihai Banu, and John Khoury. Continuous-Time MOSFET-C Filters in VLSI. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 21(1):15 – 30, February 1986.
- [16] M.E. van Valkenburg. *Analog Filter design*. Holt, Rinehart and Winston, 1982. ISBN 0-03-059246-1 eller 4-8337-0091-3.
- [17] Øyvind S. Wenstøp. *Digital signalbehandling – en innføring*. Universitetsforlaget, 1986. ISBN 82-00-43006-5.

Artikler