

Industriële en biowetenschappen Geel

Master in de industriële wetenschappen: elektronica-ICT

Elektronica



Ontwerp van een stralingsharde 0.35 μ m SiGe BiCMOS optische ontvanger voor een LIDAR-systeem

CAMPUS

Geel



Sofie Vangeel

Academiejaar 2008-2009

VOORWOORD

Graag zou ik een woord van dank willen uitbrengen aan diegenen die mij tijdens het realiseren van deze masterproef hebben bijgestaan.

Als eerste wil ik mijn dank uiten aan de mensen van de expertisegroep Geavanceerde Reactorinstrumentatie van het StudieCentrum voor Kernenergie (SCK) te Mol die mij deze masterproef hebben aangeboden. In het bijzonder bedank ik mijn externe begeleider Paul Leroux die mij steeds met raad en daad heeft bijgestaan.

Ook richt ik mijn dank naar de docenten van het departement IBW aan de KHK te Geel die mij de nodige kennis hebben bijgebracht om deze masterproef te kunnen voltooien. Meer bepaald bedank ik mijn interne begeleider, Patrick Colleman, voor zijn gericht advies.

Tenslotte bedank ik mijn ouders, die mij de mogelijkheid gegeven hebben om verder te studeren, en mijn vriend. Hun vertrouwen en steun tijdens deze zware periode is voor mij van onschatbare waarde geweest.

SAMENVATTING

Deze masterproef beschrijft de opbouw en het ontwerp van een stralingsharde optische ontvanger voor een LIght Detection And Ranging (LIDAR) systeem. Het LIDAR-systeem bevindt zich in MYRRHA, een kernreactor die momenteel in ontwikkeling is op het StudieCentrum voor Kernenergie (SCK) te Mol, en doet dienst als niveaumeter voor een vloeibaar metaal. De optische ontvanger gaat lichtpulsen afkomstig van het LIDAR-systeem omzetten naar een elektrische stroom die op haar beurt wordt omgezet naar een spanning en versterkt wordt door een transimpedantieversterker (TIA). Door de tijd tussen de verschillende spanningspulsen op te meten, kan het niveau van het vloeibare metaal bepaald worden. De schakeling wordt ontworpen in de 0.35 μ m CMOS technologie en wordt bestand gemaakt tegen de ioniserende straling die zich in de MYRRHA bevindt.

Het ontwerp van de optische ontvanger is gebaseerd op het werk van collega Dimitri de Jonghe (KUL). De schakeling is volledig bipolair en bestaat uit een transimpedantieversterker en drie Cherry-Hooper versterkers. Met de nodige simulaties wordt de werking van de ontvanger gecontroleerd. Om het ingangssignaal van de ontvanger binnen het gewenste dynamische bereik te houden, kan een automatische versterkingscontrole (Automatic Gain Control of AGC) toegevoegd worden. Dit wordt enkel theoretisch behandeld omdat deze masterproef de nadruk legt op het analoge ontwerp van een schakeling.

Om de effecten van straling te kunnen simuleren wordt gebruik gemaakt van een stralingsmodel. Ioniserende straling veroorzaakt wijzigingen in de elektrische parameters van een transistor. Een stralingsmodel bevat deze wijzigingen en gaat deze tijdens de simulatie ook uitvoeren. Zo kan nagegaan worden of het circuit voldoende bestand is tegen de straling om zijn werking te behouden.

INHOUDSTAFEL

VOORWOORD	1
SAMENVATTING	3
INHOUDSTAFEL	4
LIJST VAN FIGUREN	6
LIJST VAN AFKORTINGEN	8
LIJST VAN SYMBOLEN	9
INLEIDING	10
1	INTRODUCTIE
1.1	Radioactiviteit
1.1.1	Soorten straling
1.1.1.1	Alfastraling
1.1.1.2	Bêtastraling
1.1.1.3	Gammastraling
1.1.2	Waar zit nu juist het gevaar?
1.1.3	Hoe wordt straling gemeten?
1.2	MYRRHA
1.2.1	Een subkritische reactor
1.2.2	Scheiding
1.2.3	Transmutatie
1.2.4	Spallatie
1.3	LIDAR
1.3.1	Algemeen
1.3.2	Pulsed Time-of-Flight laser rangefinding
1.4	Inhoud van de masterproef
2	ONTWERP VAN EEN OPTISCHE ONTVANGER
2.1	De opbouw
2.1.1	Transimpedantieversterker
2.1.1.1	Algemeen
2.1.1.2	Het schema
2.1.2	Naversterkers met een hoogdoorlaatfilter
2.1.2.1	Algemeen
2.1.2.2	Cherry-Hooper versterker
2.1.3	Automatische versterkingscontrole
2.1.3.1	Algemeen
2.1.3.2	Current Mode Gain Control
2.1.3.3	Voltage Mode Gain Control
2.1.3.4	Piekdetector
2.1.3.5	Analoog-naar-digitaal omvormer
2.1.3.6	Finite State Machine
2.2	Het ontwerp
2.2.1	Transimpedantieversterker
2.2.1.1	AC-analyse
2.2.1.2	Ruisanalyse
2.2.1.3	Transiëntanalyse
2.2.2	Cherry-Hooper versterker
2.2.2.1	AC-analyse
2.2.2.2	Transiëntanalyse
2.2.3	Hoogdoorlaatfilter en twee Cherry-Hooper versterkers
2.2.4	Automatische versterkingscontrole
3	ONTWERP VAN DE STRALINGSHARDE OPTISCHE ONTVANGER
3.1	Stralingseffecten op transistoren
3.1.1	Algemeen
3.1.2	Ionisatieschade
3.1.2.1	TID bij bipolaire transistoren

3.1.2.2	TID bij MOS-transistoren	44
3.1.3	Verplaatsingsschade	45
3.1.4	Verandering van de elektrische parameters	46
3.1.4.1	Bipolaire transistoren	46
3.1.4.2	MOS-transistoren	46
3.2	Circuitsaanpassingen voor stralingsbestendigheid	48
3.2.1	Algemeen.....	48
3.2.2	Simulaties	49
BESLUIT	53
LITERATUURLIJST	54

LIJST VAN FIGUREN

Figuur 1 De opbouw van een atoom	11
Figuur 2 Alfastraling	12
Figuur 3 Bètastraling	12
Figuur 4 Gammastraling.....	13
Figuur 5 Doordringend vermogen van ioniserende straling.....	13
Figuur 6 Doorsnede van de MYRRHA-reactor.....	14
Figuur 7 Het spallatieproces	15
Figuur 8 Het elektromagnetisch spectrum	16
Figuur 9 Principe van een Pulsed Time-of-Flight laser rangefinder	16
Figuur 10 Schematische voorstelling van een optische ontvanger	18
Figuur 11 Fotodiode met weerstand.....	19
Figuur 12 Weerstand met thermische ruis	19
Figuur 13 Fotodiode met opamp met terugkoppeling	20
Figuur 14 Basisschema van een transimpedantieverstker	21
Figuur 15 Vereenvoudigd schema van versterkertrap 1	21
Figuur 16 Vereenvoudigd schema van het stroompad van het linkse deel van de TIA.	22
Figuur 17 Schema van de TIA met ruisbronnen [30]	23
Figuur 18 Timingpunt bij a) een monopolaire puls en b) een bipolaire puls	24
Figuur 19 Naversterkers met hoogdoorlaatfilter	24
Figuur 20 Basisschema van een Cherry-Hooper versterker	25
Figuur 21 Vereenvoudigd schema van de Cherry-Hooper versterker	25
Figuur 22 Cherry-Hooper versterker met toegevoegde weerstanden R_{biasa} en R_{biasb} voor de DC-instelling.....	26
Figuur 23 Een Gilbert-cel.....	27
Figuur 24 R-2R ladder-netwerk	27
Figuur 25 Spanningsdeler.....	28
Figuur 26 Differentiële emittervolger als piekdetector	28
Figuur 27 Analoog-naar-digitaal omvormer.....	29
Figuur 28 De twee spanningsniveau's voor de comparators	29
Figuur 29 Het schema van de volledige regellus	30
Figuur 30 Blokschema van de gesimuleerde optische ontvanger.....	31
Figuur 31 Het bodediagram van out_a uitgedrukt in dB in functie van de frequentie	31
Figuur 32 Systeem met negatieve terugkoppeling	32
Figuur 33 De fasemarge van de TIA.....	33
Figuur 34 De geïntegreerde ruis uitgedrukt in mV in functie van de frequentie.....	33
Figuur 35 Transiëntanalyse van out_a en out_b uitgedrukt in spanning in functie van de tijd	34
Figuur 36 Het bodediagram van out_a uitgedrukt in dB in functie van de frequentie	35
Figuur 37 De fasemarge van de CH versterker	35
Figuur 38 Transiëntanalyse van out_a en out_b uitgedrukt in spanning in functie van de tijd	36
Figuur 39 Transiëntanalyse van out_a en out_b uitgedrukt in spanning in functie van de tijd	36
Figuur 40 Het bodediagram van out_a uitgedrukt in dB in functie van de frequentie	37
Figuur 41 Het toestandsdiagram van het FSM.....	38
Figuur 42 Het schema van het FSM	41
Figuur 43 Het foto-elektrisch effect.....	43
Figuur 44 Het Compton-effect.....	43
Figuur 45 Paarvorming.....	44
Figuur 46 Gatens zitten gevangen in het oxide	44
Figuur 47 Toenemende basisstroom omwille van een bijkomende recombinatiestroom.....	44
Figuur 48 TID bij een NMOS-transistor.....	45
Figuur 49 Toename van de basisstroom I_B in een NPN-transistor.....	46
Figuur 50 Verschuiving van V_T bij MOS-transistoren in functie van de stralingsdosis ..	47
Figuur 51 Toename van de lekstroom in MOS-transistoren met: a) Afname van de drempelspanning en b) Grotere treshhold swing.....	48

Figuur 52 Het stralingsequivalent van een NPN-transistor.....	48
Figuur 53 Het bodediagram van de ontvanger onder straling	49
Figuur 54 Transiëntanalyse van de optische ontvanger onder straling	50
Figuur 55 De fasemarge van de TIA onder straling	50
Figuur 56 De fasemarge van de CH versterker onder straling.....	51
Figuur 57 De geïntegreerde ruis van de TIA uitgedrukt in mV in functie van de frequentie.....	51

LIJST VAN AFKORTINGEN

A	Versterkingsfactor
AC	Alternating Current
ADS	Accelerator Driven System
AGC	Automatic Gain Control
ANS	Advanced Nuclear Systems
BB	Bandbreedte
BR2	Belgische Reactor 2
Bq	Becquerel
CH	Cherry-Hooper
CMGC	Current Mode Gain Control
CMOS	Complementary Metal-Oxide Semiconductor
dB	Decibel
DC	Direct Current
DNA	DesoxyriboNucleic Acid
FSM	Finite State Machine
GBW	Unity Gain BandWidth
Gy	Gray
Hz	Hertz
I	Stroom [A]
IC	Integrated Circuit
J	Joule [Nm]
K	Kelvin [K]
KHK	Katholieke Hogeschool Kempen
KUL	Katholieke Universiteit Leuven
LADAR	LASER Detection And Ranging
LASER	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
LIDAR	LIGht Detection And Ranging
MYRRHA	Multi-purpose hYbrid Research Reactor for High-tech Applications
NMOS	Metal-Oxide Semiconductor met N-type substraat
NPN	N-type bipolaire transistor
PMOS	Metal-Oxide Semiconductor met P-type substraat
R	Weerstand [Ohm, Ω]
RADAR	RADio Detection And Ranging
SCK-CEN	Studiecentrum voor Kernenergie - Centre D'Etude de L'Energie Nucleaire
SI	Système International
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SONAR	SOund Navigation And Ranging
Sv	Sievert
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
T	Temperatuur
TDC	Time-to-Digital Converter
TIA	TransImpedance Amplifier
TIBW	TransImpedance BandWidth
TID	Total Ionising Dose
MATLAB	MATrix LABoratory
V	Volt
V_T	Drempelspanning [Volt, V]
VHDL	VHSIC Hardware Description Language
VHSIC	Very High Speed Integrated Circuit
VMGC	Voltage Mode Gain Control

LIJST VAN SYMBOLEN

$^{\circ}$	Graad
α	Alfa
β	Stroomversterkingsfactor of bèta
γ	Gamma
g_m	Transconductantie [Siemens, S]
k	Constante van Boltzmann
Pb-Bi	Loodbismut
Si	Silicium
SiGe	Siliciumgermanium
SiO ₂	Siliciumdioxide

INLEIDING

Deze masterproef omvat het ontwerp van een stralingsharde optische ontvanger voor een LIDAR-systeem. Dit is een systeem dat dienst doet als niveaumeter in MYRRHA, een kernreactor die momenteel in ontwikkeling is op het SCK-CEN te Mol.

Het StudieCentrum voor Kernenergie (SCK) is een niet-universitair onderzoekscentrum dat zich bezighoudt met nucleaire wetenschap, ioniserende stralingen en technologie. Er wordt onderzoek gedaan naar de veiligheid en ontwikkeling van nieuwe nucleaire installaties. Een belangrijk aspect hiervan is de bescherming tegen ioniserende straling.

Om de onderzoeksgebieden op te splitsen, werd het onderzoekscentrum opgedeeld in vier instituten: Instituut voor Nucleaire Materiaalwetenschappen, Instituut voor Geavanceerde Nucleaire Systemen, Instituut voor Milieu, Gezondheid en Veiligheid en Instituut voor Communicatie, Algemene Diensten, Administratie. Deze masterproef valt onder het Instituut voor Geavanceerde Nucleaire Systemen (Advanced Nuclear Systems of ANS). Dit team ontwikkelt ondermeer nieuwe technologieën en instrumentatie voor de materiaaltestreactor BR2 en de MYRRHA-installatie.

Het doel van deze masterproef is het ontwerpen van een IC dat beter bestand is tegen ioniserende straling. Belangrijk hierbij is het verwerven van kennis over ioniserende straling en de effecten ervan op elektronische circuits. We gaan onder meer na wat er gebeurt met een bipolaire transistor en een MOS-transistor tijdens gammabestraling. In welke mate veranderen hun elektrische parameters? Hoe gebeurt het ontwerp van een IC eigenlijk? Hoe wordt een IC stralingshard gemaakt? Dit werk biedt u een antwoord op deze onderzoeksvragen.

1 INTRODUCTIE

Om de effecten van ioniserende straling op elektronische schakelingen te kunnen begrijpen, is het noodzakelijk eerst een beter inzicht te krijgen in de eigenschappen van deze straling. Het eerste deel handelt over radioactiviteit, waarin de verschillende soorten straling aan bod komen. De gevaren die zij vormen voor de mens en de verschillende grootheden die gebruikt worden om ioniserende straling te quantiseren worden kort aangehaald.

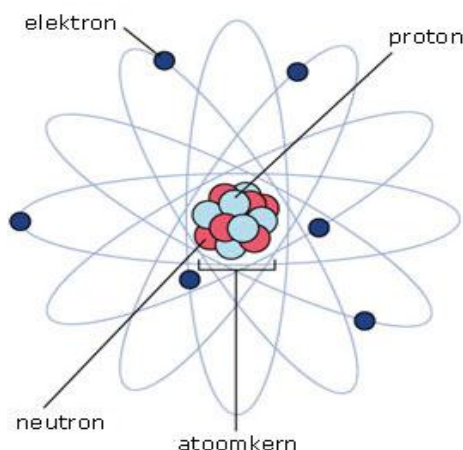
Het doel van deze masterproef is het ontwerpen van een stralingshard geïntegreerd circuit (Integrated Circuit of IC). De functie van dit IC kadert binnen een groter project, namelijk de ontwikkeling van MYRRHA. Het tweede deel van de introductie geeft een korte inleiding over het basisprincipe van deze nieuwe reactor. Daarna volgt in het derde deel een bespreking van het LIDAR-systeem. Dit is een systeem dat instaat voor de meting en regeling van het peil van het vloeibare loodbismut (Pb-Bi) dat zich in deze reactor bevindt.

1.1 Radioactiviteit

BRONNEN: 12 EN 27

Rond de vorige eeuwwisseling werd radioactiviteit als natuurlijk verschijnsel door de mens ontdekt. Sindsdien is men er in geslaagd om kunstmatig radioactieve stoffen te produceren. De toepassingen die hiermee ontwikkeld werden, waren meestal van goede aard, maar helaas zijn er ook negatieve zaken uit voortgekomen.

Radioactiviteit doet zich voor op het niveau van atoomkernen. Een atoom bestaat uit een kern met elektronen rondom. De kern kan opgedeeld worden in positief geladen protonen en neutrale neutronen. De lading van de elektronenwolk is even groot als die van de kern; we zeggen dat de lading van het atoom neutraal is.



Figuur 1 De opbouw van een atoom

Wanneer één of meer elektronen wegnomen worden, is het atoom niet meer neutraal maar geladen. Een geladen deeltje wordt gevormd door ionisatie en heet een ion. Nu kan er binnen in de atoomkern ook een verschil in samenstelling zijn. Een kern heeft een vast aantal neutronen, maar het aantal protonen kan verschillen. Elke mogelijke combinatie van protonen en neutronen wordt een isotoop genoemd van dat element. Een onstabiel of radioactief isotoop wordt verkregen wanneer het aantal neutronen binnen het atoom afwijkt van het stabiele isotoop. Dit teveel een energie wordt al dan niet spontaan door het atoom weggewerkt door deeltjes af te stoten. Hierbij komt ook elektromagnetische straling vrij. Dit effect wordt radioactief verval genoemd. De straling die hierbij vrijkomt is hoog-energetisch en een vorm van ioniserende straling.

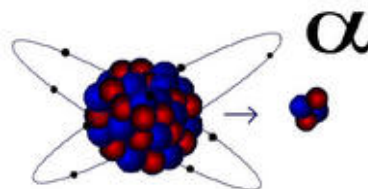
Dit is straling die een gevaar vormt voor levend weefsel omdat deze in staat is elektronen uit een atoom weg te slaan en zo een ion te vormen. Een andere vorm van straling is de niet-ioniserende straling gekend als warmte, zichtbaar licht, microgolven,...

Het verval van een radioactieve stof kan niet zomaar stopgezet worden. De intensiteit van de straling vermindert met de tijd. De periode die nodig is om de helft van de kern te doen vervallen, heet de halfwaardetijd van de stof. Na 1 halfwaardetijd is ook de activiteit teruggevallen tot de helft. De activiteit wordt gedefinieerd als het aantal kernen dat vervalt per seconde.

1.1.1 Soorten straling

1.1.1.1 Alfastraling

Deze straling ontstaat wanneer een radioactieve kern alfadeeltjes uitzendt. Een alfadeeltje is een klein clustertje bestaande uit twee protonen en twee neutronen dat gekend is als de kern van een heliumatoom. Bij elk deeltje dat uitgezonden wordt, komen vier kerndeeltjes vrij. De energiedeeltjes bij alfastraling zijn dus relatief groot en zwaar. Daarom moet de kern beschikken over voldoende neutronen om zijn stabiliteit te behouden en dus komt alfastraling voor bij zwaardere radioactieve kernen.

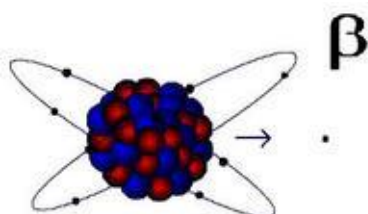


Figuur 2 Alfastraling

Doordat de energiedeeltjes zo groot zijn, worden alfastralen snel afgeremd en dringen ze zeer slecht door. Een simpel blad papier of een kleine luchtlaag is al voldoende om deze straling tegen te houden. Figuur 5 illustreert dit.

1.1.1.2 Bètastraling

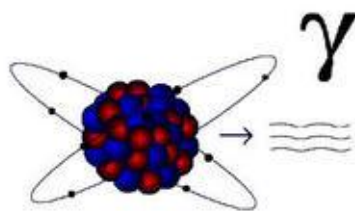
Het energiedeeltje in bètastraling is lichter dan het alfadeeltje omdat het gaat om één elektron of positron in plaats van een klein clustertje. Daardoor dringt bètastraling dieper door in materiaal. Het kan pas gestopt worden door een plaat aluminium, enkele centimeters water of enkele meters lucht.



Figuur 3 Bètastraling

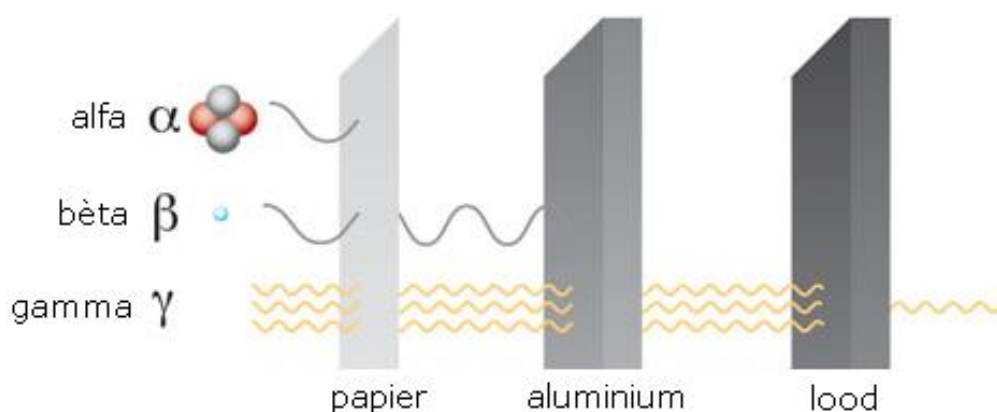
1.1.1.3 Gammastraling

Bij gammastraling gaat het niet om energiedeeltjes die worden uitgezonden door de kern, maar wel om elektromagnetische straling.



Figuur 4 Gammastraling

Dit heeft als gevolg dat deze straling minder ioniserend is, maar wel veel beter doordringbaar. Slechts een afscherming van enkele tientallen centimeters lood of ijzer, enkele meters water of honderden meters lucht kan hiervoor zorgen.



Figuur 5 Doordringend vermogen van ioniserende straling

1.1.2 Waar zit nu juist het gevaar?

Het gevaar van ioniserende straling ligt bij de mogelijkheid tot het veranderen van de materie waarin de straling doordringt. Het gaat om celbeschadigingen op DNA-niveau. Wanneer een cel beschadigd is, gaat het lichaam proberen deze te herstellen. Dit kan succesvol zijn en de cel herstelt dan volledig. Wanneer de herstelling niet succesvol is, sterft de cel. Gebeurt dit op grote schaal, dan is het leven van de desbetreffende persoon in gevaar. Indien het herstel niet volledig is, maar de cel toch voortleeft, is er sprake van mutatie. Dit kan leiden tot de ontwikkeling van kanker.

1.1.3 Hoe wordt straling gemeten?

Ioniserende straling is niet waarneembaar door onze zintuigen. Daarom zijn er specifieke meetinstrumenten met bijhorende eenheden bedacht die deze taak uitvoeren.

De eenheid voor het meten van radioactiviteit is de Becquerel (Bq). Deze beschrijft het aantal kernen dat per seconde radioactief vervalst en wordt uitgedrukt in Hertz (Hz).

Wanneer dode materie blootgesteld is aan straling, passeren er continu deeltjes door. De hoeveelheid ioniserende straling die binnen een bepaalde tijdsduur wordt geabsorbeerd, noemen we de totale ioniserende dosis (Total Ionising Dose of TID). TID wordt uitgedrukt in Gray (Gy). Eén Gy komt overeen met een absorptie van 1 Joule per kilogram, waarin de Joule de eenheid is voor energie. De schade die aangericht wordt, is afhankelijk van de duur van de bestraling.

De eenheid die gebruikt wordt voor de dosis ioniserende straling waaraan biologische materie wordt blootgesteld in een bepaalde periode, is de Sievert (Sv) en staat ook voor de energie per kilogram.

Omdat niet elke straling een even groot ioniserend effect heeft, moet hier een onderscheid gemaakt worden. De geabsorbeerde dosis wordt vermenigvuldigd met een factor, afhankelijk van het soort straling, om zo tot de equivalente dosis te komen.

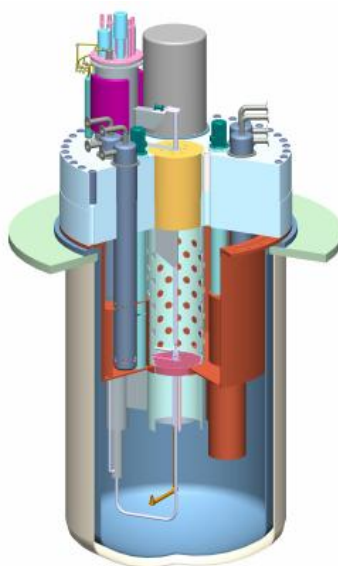
1.2 MYRRHA

BRONNEN: 4, 25 EN 26

MYRRHA (Multi-purpose hYbrid Research Reactor for High-tech Applications) is een systeem dat aangedreven wordt door een deeltjesversneller (Accelerator Driven System of ADS). Een deeltjesversneller gaat geladen deeltjes versnellen door gebruik te maken van krachtige elektrische velden. De deeltjes kunnen een snelheid bereiken van bijna de lichtsnelheid (300 000 km/s). MYRRHA is een nieuwe klasse van nucleaire systemen die in staat is hoog radioactief afval te splijten of te verbranden.

1.2.1 Een subkritische reactor

MYRRHA heeft een subkritische reactorkern, wat wil zeggen dat hij niet zelfstandig een kettingreactie van kernsplijtingen kan onderhouden. Er is nood aan een externe bron van neutronen die de reactie in stand houdt. Bij het wegvallen van de externe bron zal dus ook de kettingreactie stilvallen. Bij MYRRHA bestaat deze externe bron uit neutronen die door spallatie zijn vrijgemaakt. Meer hierover in volgende paragrafen.



Figuur 6 Doorsnede van de MYRRHA-reactor

Een subkritische reactor geeft ons de mogelijkheid nucleair afval te verbranden of te transmuteren zonder dat het systeem oncontroleerbaar wordt. Alvorens het afval kan getransmuteerd worden, dient het eerst gescheiden te worden.

1.2.2 Scheiding

Huishoudelijk afval wordt gesorteerd alvorens we het kunnen recycleren. Dit kan ook gedaan worden met radioactief afval. Een deel van dat afval is namelijk uranium en kan dus terug gebruikt worden als splijtstof. Vervolgens haalt men uit de rest van het afval de radiotoxische elementen om ze te transmuteren.

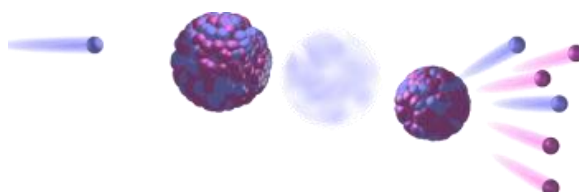
1.2.3 Transmutatie

Transmutatie is een proces waarbij langlevend radioactief afval korterlevend of meer stabiel kan gemaakt worden. Dit is een zeer belangrijke stap bij de berging van

radioactief afval en de mogelijke gevaren van de radiotoxiciteit. Radiotoxiciteit is de toxiciteit of giftigheid van een radioactieve stof. Er zal nog steeds nood zijn aan opslag van nucleair afval, maar of men het afval enkele honderdduizenden jaren moet bewaren of een slechts paar honderd jaar maalt een groot verschil.

1.2.4 Spallatie

De MYRRHA-reactor verschilt van andere reactoren doordat deze in verbinding staat met een deeltjesversneller. Die levert de nodige protonen die door spallatie omgezet worden naar neutronen om de kettingreactie van kernsplijtingen in stand te houden. We noemen dit een spallatiebron. Spallatie is een proces waarbij een hoog energetisch deeltje botst op een zware kern, zoals verrijkt uranium. Hierdoor worden nucleonen gegenereerd.



Figuur 7 Het spallatieproces

De nucleonen worden op een vloeibaar Pb-Bi geschoten. Dit vloeibaar metaal staat in verbinding met de snelle subkritische kern van de reactor. Het peil van dit spallatiedoelwit is een factor in de regeling van de kettingreactie. Om een stabiele reactie te verkrijgen, wordt dit peil opmeten en via terugkoppeling gecontroleerd. Dit gebeurt met een LIDAR-systeem.

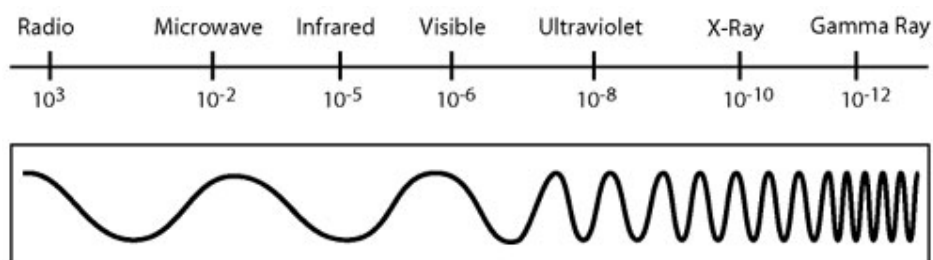
1.3 LIDAR

BRONNEN: 4, 18, 19, 20, 23 EN 24

1.3.1 Algemeen

Het LIDAR-systeem (LIght Detection And Ranging) wordt gebruikt om het niveau van het vloeibaar Pb-Bi in MYRRHA te meten. In tegenstelling tot RADAR (RAdio Detection And Ranging) maakt LIDAR gebruik van lichtpulsen in plaats van microgolven. Een SONAR (SOund Navigation And Ranging) is niet van toepassing in MYRRHA omdat zijn kern zich in een vacuüm bevindt waar geluidsgolven zich niet kunnen voortplanten.

Dit optische systeem kan de afstand tot het vloeibaar metaal bepalen door het tijdsverschil te meten tussen de verzonden en de ontvangen puls. Het grote verschil met RADAR is dat LIDAR gebruik maakt van veel kleinere golflengtes en dus veel gevoeliger is. RADAR is zeer geschikt voor het bepalen van afstanden tot grote objecten zoals gebouwen, vliegtuigen,... LIDAR daarentegen maakt gebruik van infrarood, zichtbaar of ultraviolet licht met een veel kleinere golflengte, tussen 10µm en 10nm.



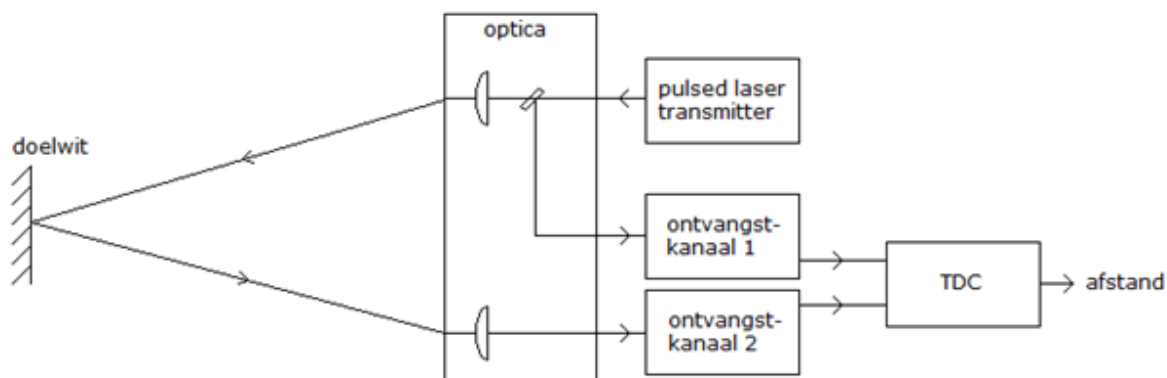
Figuur 8 Het elektromagnetisch spectrum

Wanneer deze golven een object tegenkomen, wordt de lichtbundel weerkaatst. De weerkaatste lichtstraal wordt ontvangen door een optische ontvanger die de lichtpuls omzet naar een stroom.

1.3.2 Pulsed Time-of-Flight laser rangefinding

Het LIDAR-systeem dat besproken wordt in dit werk kan het niveau van het vloeibare Pb-Bi meten met behulp van een laserstraal. Deze optische afstandsmeter wordt ook wel een LADAR (LAsER Detection And Ranging) genoemd.

De techniek van dit systeem is gebaseerd op het meten van de tijd tussen het uitsturen en ontvangen van een lichtpuls. Uit deze meting kan de tijd-naar-digitaal omzetter (Time-to-Digital Converter of TDC) een tijdsmerking opmaken. Deze techniek wordt Pulsed Time-of-Flight laser rangefinding genoemd en kan voorgesteld worden zoals getoond in onderstaande figuur.



Figuur 9 Principe van een Pulsed Time-of-Flight laser rangefinder

Een Pulsed Time-of-Flight laser rangefinder bestaat uit een laser pulse transmitter, de benodigde optische componenten, twee ontvangstkanaalen en een TDC. De laser pulse transmitter zendt een korte puls uit die twee trajecten volgt. Eén puls wordt onmiddellijk na de start gereflecteerd naar het eerste ontvangstkanaal. De andere puls gaat via het doelwit naar het tweede ontvangstkanaal. Uit de verschillende aankomsttijden tussen de twee pulsen wordt door een tijdsdiscriminator een tijdstip gedetecteerd. Deze genereert een start- en stopsignaal voor de TDC, die op zijn beurt het verschil tussen de twee pulsen verwerkt en digitaliseert.

Deze masterproef handelt enkel over het optische ontvangstkanaal van dit LIDAR-systeem. Volgend hoofdstuk bevat een meer diepgaande bespreking hierover. Voor een bespreking van de andere blokken wordt verwezen naar de masterproeven van collega's Glenn Bosmans (KHK) en David Wienema (KUL).

1.4 Inhoud van de masterproef

Deze masterproef beschrijft de opbouw en het ontwerp van een stralingsharde optische ontvanger voor een LIDAR-systeem. Het werk van collega Dimitri De Jonghe (KUL) wordt als vertrekpunt gebruikt om de schakeling te ontwerpen. In hoofdstuk 2 worden de verschillende bouwblokken van de ontvanger gedetailleerd besproken. Na deze bespreking volgt het ontwerp waarbij de nodige simulaties in T-SPICE zijn uitgevoerd.

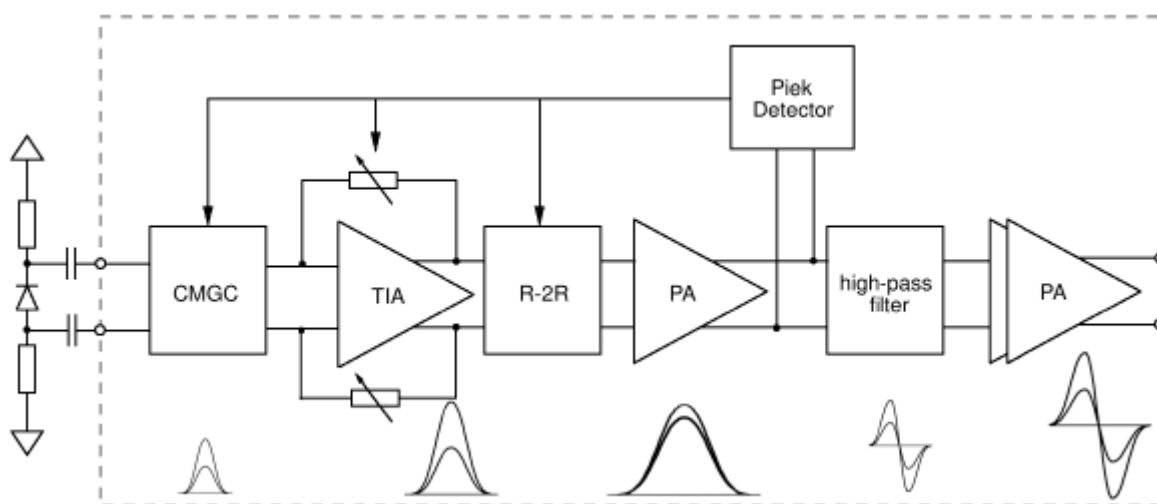
Om tot een stralingshard ontwerp te komen, is het belangrijk de effecten van straling op bipolaire transistoren en MOS-transistoren te begrijpen. Deze effecten doen zich voor op fysisch niveau en hebben daarmee samenhangende veranderingen in elektrische parameters. T-SPICE maakt het mogelijk deze parameters te wijzigen naargelang de hoeveelheid gammastraling om zo de nodige simulaties te kunnen uitvoeren. Een beschrijving van de stralingseffecten en het stralingsharde ontwerp vindt u terug in hoofdstuk 3.

2 ONTWERP VAN EEN OPTISCHE ONTVANGER

2.1 De opbouw

BRONNEN: 4, 9, 21 EN 22

Een optische ontvanger kan licht omzetten naar een spanning die evenredig is met het invallend optisch vermogen op de fotodiode. Men kan de ontvanger schematisch voorstellen zoals in onderstaande figuur. De fotodiode zal de lichtpulsen ontvangen en omzetten naar een stroom. Deze stroom vormt de ingang voor het versterkergedeelte.



Figuur 10 Schematische voorstelling van een optische ontvanger

Een transimpedantieversteker (TransImpedance Amplifier of TIA) is een veel gebruikte schakeling die dienst doet als ingang van een ontvangstrap. De ingang van het circuit is een stroom afkomstig van de fotodiode. Het doel van een TIA is -met zo weinig mogelijk ruis en een zo groot mogelijke versterking en bandbreedte- deze stroom om te vormen naar een spanning.

Een TIA kan op vele manieren gerealiseerd worden, met elk zijn voor- en nadelen. De schakeling die gebruikt wordt in dit werk is een tweetrapsversteker met bipolaire transistoren, zoals getoond in figuur 14. Een eerste voordeel van deze schakeling is dat er gebruik gemaakt wordt van bipolaire transistoren die beter bestand zijn tegen ioniserende straling. Een tweede voordeel is de grotere bandbreedte in vergelijking met de CMOS tegenhanger [30]. Het nadeel is echter dat dit circuit een hogere ruisvloer heeft dan enkele alternatieven. Om deze voor- en nadelen te begrijpen, is het belangrijk te weten hoe het schema van de TIA zo is opgebouwd en waarom. Het ontwerp werd bedacht door Dr. ir. Paul Leroux en wordt uitvoerig besproken in paragraaf 2.1.1.

Op het einde van het ontvangstkanaal is een hoogdoorlaatfilter geïmplementeerd dat het signaal klaarmaakt om door twee naversterkers versterkt te worden. De uitgang van deze eindtrap vormt de ingang voor het volgende blok, namelijk de TDC. Voor een beschrijving van de TDC wordt verwezen naar de masterproef van van collega Glenn Bosmans (KHK). Paragraaf 2.1.2 geeft meer uitleg over de naversterkers en het hoogdoorlaatfilter.

Het dynamisch bereik van het optisch ingangssignaal in de Pulsed Time-of-Flight laser rangefinder overschrijdt vaak het dynamisch bereik van het ontvangstkanaal. Om het systeem binnen dit verwachte bereik lineair te houden, wordt gebruik gemaakt van een automatische versterkingscontrole (Automatic Gain Control of AGC). Zwakke signalen

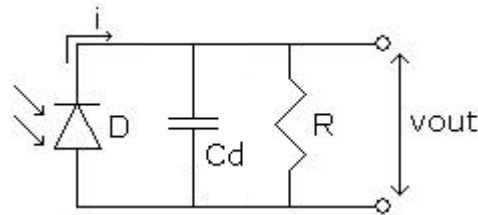
aan de ingang zullen meer versterkt worden, sterke signalen worden weinig of niet versterkt. De AGC wordt meer in detail besproken in paragraaf 2.1.3.

2.1.1 Transimpedantieversterker

2.1.1.1 Algemeen

BRONNEN: 9, 21 EN 22 CHAPTER 4

Bij het ontwerp van zulke omvormschakeling is een eerste idee het plaatsen van een weerstand over de fotodiode, zoals getoond in onderstaande figuur.

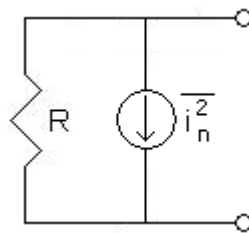


Figuur 11 Fotodiode met weerstand

De weerstand die parallel staat met de fotodiode zorgt voor een omzetting van de stroom naar een spanning. C_d is de totale capaciteit van de fotodiode. De uitgangsspanning is gegeven als $v_{out} = i \cdot R_f$. Een zeer belangrijk nadeel aan deze schakeling is dat de maximaal bereikbare bandbreedte gelimiteerd is. De bandbreedte op het -3dB punt bedraagt:

$$BB_{-3dB} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C_d}$$

Een tweede nadeel aan deze schakeling is echter dat over elke weerstand een kleine ruisstroom komt te staan. Deze ruisstroom staat parallel over de weerstand en wordt opgeteld bij de stroom van de fotodiode.



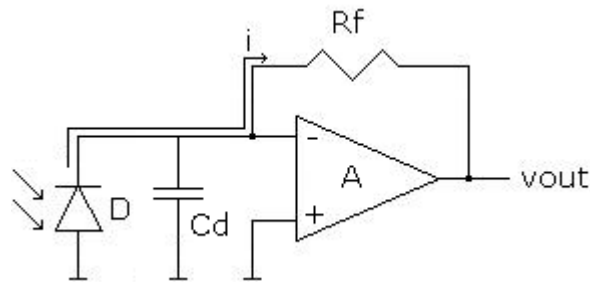
Figuur 12 Weerstand met thermische ruis

De ruis ontstaat door de beweging van ladingdragers en wordt gegeven door:

$$\overline{i_n^2} = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R} \cdot \Delta f$$

Waarin $k = 1,38 \cdot 10^{-23} J/K$ de Boltzmann-constante is, T de temperatuur, R de weerstand van het circuit en Δf het frequentiebereik.

Doordat de oorspronkelijke stroom wordt opgeteld met de thermische ruisstroom, geeft dit ook ruis op de gerealiseerde spanning. Om dit te reduceren, wordt de weerstand vervangen door een opamp met terugkoppeling. De schakeling is gegeven in onderstaande figuur.



Figuur 13 Fotodiode met opamp met terugkoppeling

De diodestroom gaat omwille van de zeer grote ingangsweerstand van de opamp door de terugkoppelweerstand R_f vloeien. De uitgangsspanning bedraagt:

$$V_{out} = i \cdot (-R_f)$$

Het verschil met de voorgaande schakeling is de bandbreedte aangezien hier ook rekening moet gehouden worden met de ingangsweerstand van de opamp. De bandbreedte op het -3dB punt bedraagt:

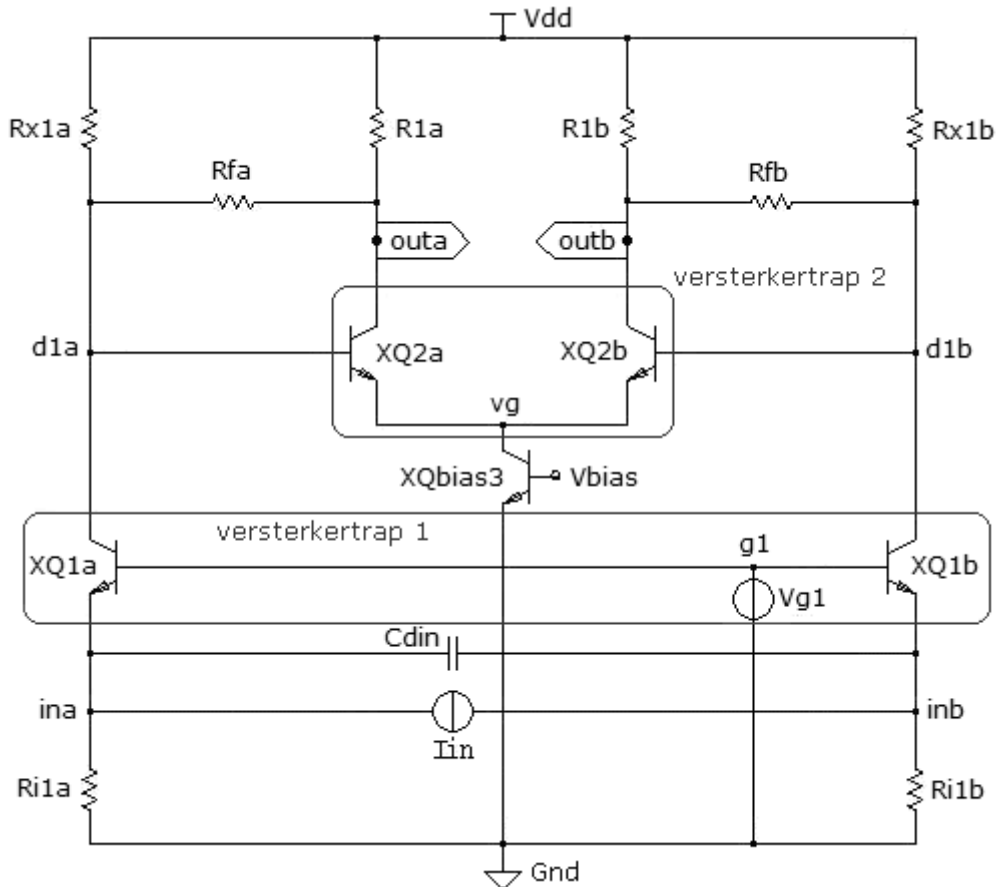
$$BB_{-3dB} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C_d} = \frac{A + 1}{2 \cdot \pi \cdot R_f \cdot C_d}$$

$$\text{met } R = \frac{R_f}{A + 1}$$

A is hierbij de openlusversterking van de schakeling. Uit de vergelijking van de uitgangsspanning volgt dat wanneer deze groter moet, de terugkoppelweerstand R_f moet vergroten. Als reactie daarop gaat de ruis afnemen, maar uit de vergelijking van de bandbreedte volgt dat de bandbreedte dan gaat verlagen. Om tot een goed ontwerp te komen, is het best hier een middenweg te kiezen. Dit is een typische design trade-off tussen de ruis en de bandbreedte.

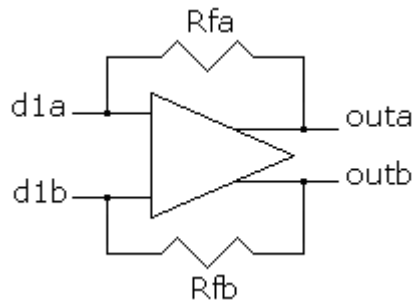
2.1.1.2 Het schema

Figuur 14 toont het basisschema van de in deze masterproef gebruikte TIA. Er zijn twee versterkertrappen aanwezig. De eerste is een gemeenschappelijke basis versterkertrap en de tweede maakt deel uit van een differentieel paar. Het differentieel paar wordt belast met R_{1a} en R_{1b} en heeft een terugkoppeling via R_{fa} en R_{fb} . De knooppunten d_{1a} en d_{1b} zijn beide ingangen van het differentieel paar en out_a en out_b zijn de uitgangen. De transistoren zijn allemaal bipolaire NPN-transistoren. R_{i1a} en R_{i1b} zijn weerstanden die de DC-instelling in de buitenste takken van het circuit juist zetten.



Figuur 14 Basisschema van een transimpedantieversterker

Er is gebruik gemaakt van een differentieel paar om zo weinig mogelijk hinder te ondervinden van omgevingsruis en een betere lineariteit te verkrijgen. Deze trap kan voorgesteld worden door een differentieële versterker met terugkoppeling, getoond in onderstaande figuur.



Figuur 15 Vereenvoudigd schema van versterkertrap 1

Worden de ingangen d_{1a} en d_{1b} rechtstreeks aan een fotodiode aangesloten, dan gaat de stroom door de terugkoppelweerstand R_{fa} en R_{fb} lopen en niet door de opamp wegens de zeer grote ingangswaerstand.

De bandbreedte van dit schema kan gedefinieerd worden als:

$$BB_{-3dB} = \frac{A + 1}{2 \cdot \pi \cdot (R_{fa} + R_{fb}) \cdot C_d}$$

De ingangsstroom gaat aan het begin van de schakeling kiezen of hij naar R_{i1a} of naar XQ_{1a} wil vloeien. De weerstand die hij in de beide richtingen ziet, bepaalt deze keuze.

X_{Q1a} langs de emitter gezien, heeft als weerstand $1/g_m$. R_{i1a} is veel groter dus de stroom zal de weg van de transistor kiezen. Zo komt hij terecht in versterkertrap 1 wat een gemeenschappelijke basis versterker is.

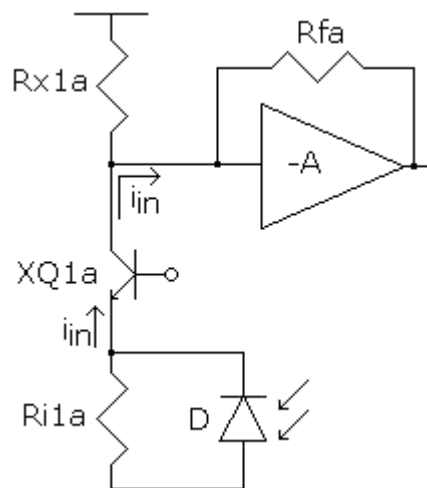
Bij een gemeenschappelijke basis versterker is de emitter de ingang van het circuit en de collector de uitgang. Hier in dit geval wordt deze versterkertrap gebruikt als stroombuffer die de stroom, binnenkomend op de emitter, doorstuurt naar de collector. De componenten worden als niet ideaal aanschouwd, de ingangsweerstand is niet nul en de uitgangsweerstand is niet oneindig. Hierdoor zal een klein deel van de stroom naar de basis van X_{Q1a} vloeien, maar het grootste deel zal doorvloeien richting de knoop d_{1a} .

In d_{1a} kan de stroom weer twee kanten kiezen. Boven ziet hij R_{x1a} en rechts de ingangsweerstand van een teruggekoppelde versterker die gelijk is aan:

$$R_{in} = \frac{R_{fa}}{A_v + 1}$$

Met A_v de spanningsversterking van die trap. De ingangsweerstand is vrij klein dus de stroom gaat langs de versterkertrap vloeien.

De weg die de stroom doorloopt kunnen we voorstellen in een vereenvoudigd schema in onderstaande figuur.

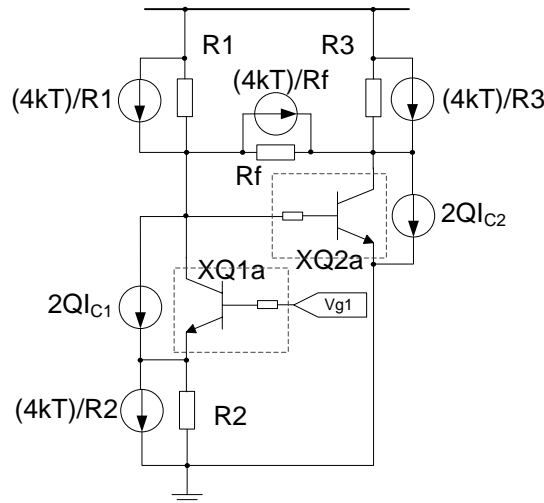


Figuur 16 Vereenvoudigd schema van het stroompad van het linkse deel van de TIA

De bandbreedte op het -3dB punt van deze schakeling is gelijk aan:

$$BB_{-3dB} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{1}{g_m} \cdot C_d} = \frac{g_m}{2 \cdot \pi \cdot C_d}$$

In het schema van de TIA is bewust gekozen voor weerstanden en niet voor stroombronnen om de ruis op de ingangsstroom te verminderen. De ruis van de TIA kan voorgesteld worden m.b.v. een globale ruisformule. Onderstaande figuur toont het schema van het linkse deel van de TIA waarmee de globale ruisformule wordt opgesteld [30].



Figuur 17 Schema van de TIA met ruisbronnen [30]

De globale ruisformule luidt als volgt [30]:

$$\overline{I_{n,in}^2} \approx \left(\frac{4KT}{R_1} + \frac{4KT}{R_2} + \frac{2QI_{C1}}{(1 + gm_1 R_2)^2} + \frac{4kTr_{b1}gm_1^2}{(1 + gm_1 R_2)^2} + \frac{4KT}{R_f} + \frac{4KTR_3}{R_f^2} + \frac{2QI_{C2}R_3^2}{R_f^2} + \frac{4kTr_{b2}}{R_1^2} + 2QI_D \right) df$$

Weerstanden R1 en R2 zijn bepalend voor de hoeveelheid ruis in het circuit. Hoe groter deze weerstanden, hoe minder ruis er zal zijn. Door de verhoging van de weerstanden gaat de stroom door de ingangstrap dalen om dezelfde instelspanning te behouden waardoor de transconductantie daalt. Dit gaat de bandbreedte reduceren volgens de formule van de bandbreedte op vorige pagina. Bovendien wordt ook de maximale ingangsstroom gereduceerd en wordt het dynamisch bereik van de ontvanger opnieuw verminderd.

Samenvattend kan men zeggen dat de weerstanden zo moeten gekozen worden dat er een evenwicht ontstaat tussen de hoeveelheid ruis in het circuit en de bandbreedte. Dit is dezelfde trade-off die hierboven reeds is aangehaald.

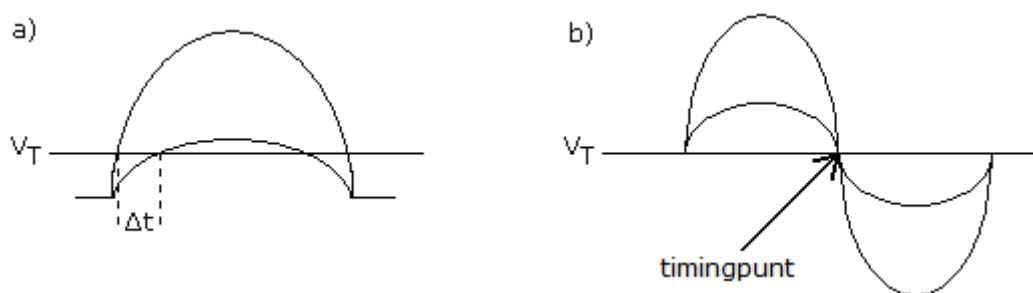
2.1.2 Naversterkers met een hoogdoorlaatfilter

2.1.2.1 Algemeen

BRONNEN: 4, 7, 8 EN 16

Met enkel de TIA kan het signaal niet opgekrikt worden naar een aanvaardbaar niveau. Vandaar de toevoeging van enkele naversterkers. Alvorens de pulsen de naversterkers kunnen passeren, moeten ze omgevormd worden naar een start-stop signaal als ingang voor de TDC.

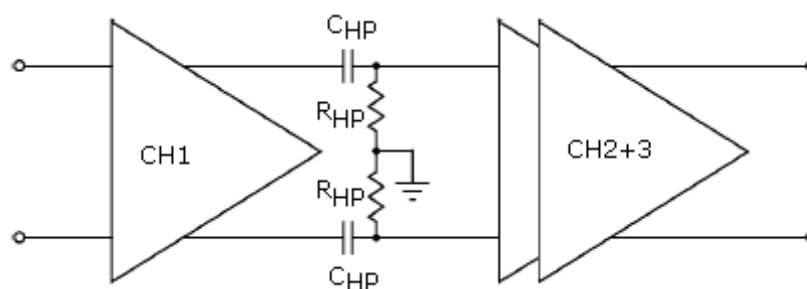
De eenvoudigste manier om een aankomende puls te detecteren, is met behulp van een tijdsdiscriminator met flankdetectie, geïmplementeerd als comparator met constante drempelspanning. Stijgt de puls boven de drempelwaarde, dan wordt de stijgende flank van de ontvangen puls getriggered. Het nadeel aan deze methode is dat bij een veranderende amplitude ook het timingpunt wijzigt en er walk error zal optreden zoals voorgesteld in onderstaande figuur a.



Figuur 18 Timingpunt bij a) een monopolaire puls en b) een bipolaire puls

Om deze walk error te reduceren, wordt gebruik gemaakt van een high-pass tijdsdiscriminator met een hoogdoorlaatfilter. Dit filter gaat de inkomende unipolaire puls door differentiatie omvormen naar een bipolaire puls getoond in bovenstaande figuur b. Deze figuur b is dus de afgeleide van figuur a, het maximum van de unipolaire puls wordt het nulpunt van de bipolaire puls. Op deze manier wordt het timingpunt van de puls juist op de nuldoorgang geplaatst wat als voordeel biedt dat deze nuldoorgang ongevoelig is voor amplitudevariaties.

Onderstaande figuur toont een vereenvoudigd schema van de naversterkers en het hoogdoorlaatfilter.



Figuur 19 Naversterkers met hoogdoorlaatfilter

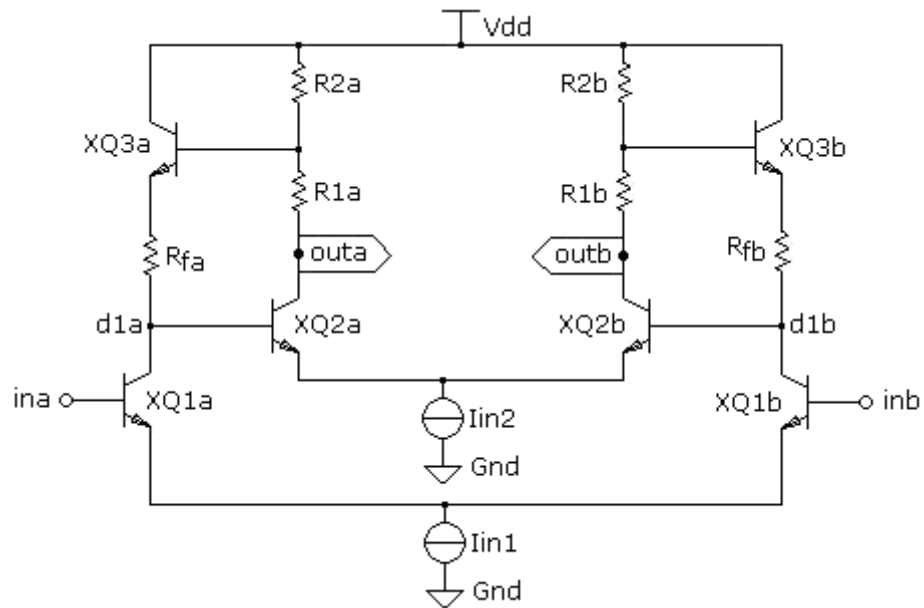
Het filter wordt niet op bovenstaande manier geïmplementeerd, maar de weerstanden R_{HP} worden vervangen door de ingangsweerstand van de naversterker die vlak na het filter staat.

De naversterkers die gebruikt worden, zijn Cherry-Hooper versterkers, ontworpen door Dr. ir. Paul Leroux. Volgende paragraaf geeft een bespreking van de Cherry-Hooper versterker.

2.1.2.2 Cherry-Hooper versterker

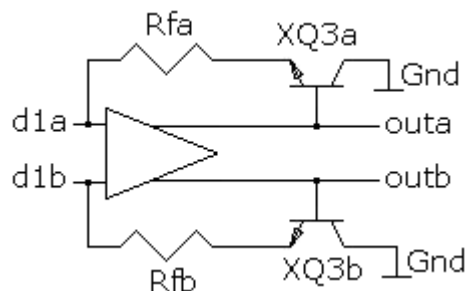
Er bestaan verschillende soorten Cherry-Hooper (CH) versterkers [Cherry & Hooper, 1963], maar de basis is steeds hetzelfde. Aan de ingang staat een transconductantietrap die met de inkomende spanning een stroom gaat sturen over emitter en collector van XQ_1 . Deze trap wordt gevolgd door een transimpedantietrap waarin de stroom op de basis van XQ_2 weer omgevormd wordt naar een spanning op de uitgangen out_a en out_b . Het voordeel van een Cherry-Hooper versterker is dat hij een hogere bandbreedte heeft dan een klassieke versterker.

De werking van de CH versterker is zeer gelijkaardig aan die van de TIA. De versterker bestaat uit twee differentiële paren die aan elkaar gekoppeld zijn met behulp van een emittervolger als terugkoppeling. Het schema is voorgesteld in onderstaande figuur.



Figuur 20 Basisschema van een Cherry-Hooper versterker

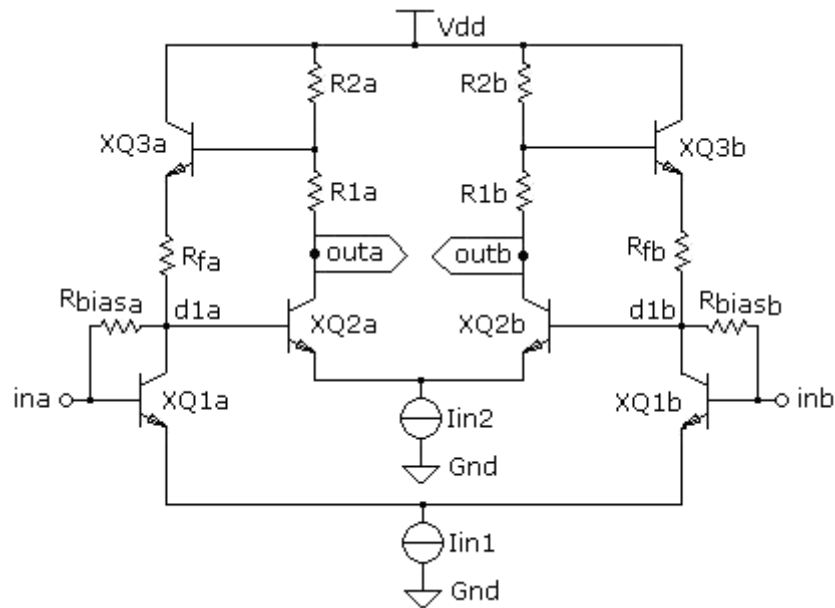
Aan de ingangen in_a en in_b is het signaal afkomstig van het hoogdoorlaatfilter binnen. Transistoren XQ_{1a} en XQ_{1b} vormen een transconductantietrap aangezien de spanning aan de ingang wordt omgezet naar een stroom door de transistor. De stroom komt op het knooppunt d_{1a} en d_{1b} terecht en staat nu aan de ingang van de versterkertrap. Dit schema kan vereenvoudigd voorgesteld worden door het schema in onderstaande figuur.



Figuur 21 Vereenvoudigd schema van de Cherry-Hooper versterker

De transistoren XQ_{3a} en XQ_{3b} en weerstanden R_{fa} en R_{fb} in het terugkoppelnetswerk vormen samen een emittervolger. Deze zorgt voor een versterking van de stroom die door de versterkertrap vloeit. Het voordeel van deze schakeling is de verhoogde bandbreedte door de lokale terugkoppeling.

Na het hoogdoorlaatfilter is de DC-instelling van het circuit weg door de onderdrukking van de lage frequenties. Het is dus noodzakelijk om een nieuwe instelling te maken na dit filter. Dit wordt gerealiseerd door een weerstand R_{bias} bij te plaatsen tussen de ingangen en de collector van de eerste transistoren zoals getoond in volgende figuur.



Figuur 22 Cherry-Hooper versterker met toegevoegde weerstanden R_{biasa} en R_{biasb} voor de DC-instelling

2.1.3 Automatische versterkingscontrole

2.1.3.1 Algemeen

BRONNEN: 23 EN 24

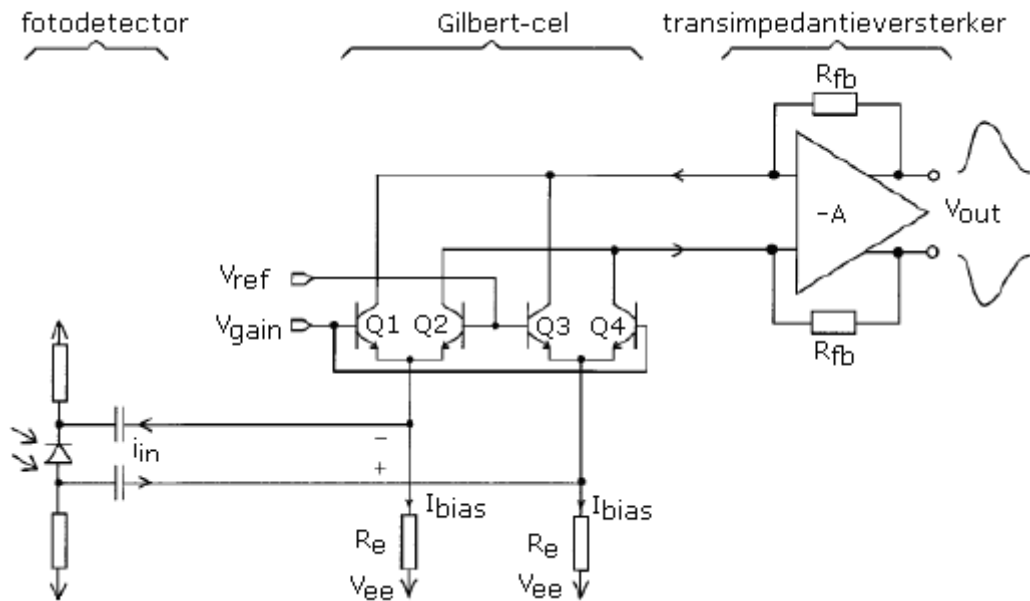
Automatische versterkingscontrole (Automatic Gain Control of AGC) wordt gebruikt om het dynamisch bereik van de ontvanger te vergroten. Men kan een onderscheid maken tussen schakelingen die de amplitude van de signaalstroom aanpassen, Current Mode Gain Control (CMGC) genoemd, en schakelingen die de spanning regelen, Voltage Mode Gain Control (VMGC) genoemd. Zo kunnen signalen aan de ingang indien nodig verzwakt worden om binnen het bereik van de ontvanger te blijven.

De piekdetector regelt de AGC door het signaal aan de ingang van het hoogdoorlaatfilter (zie paragraaf 3.3) te meten en de AGC-cellen aan te sturen. Deze gaat de amplitude van hetingangssignaal van het hoogdoorlaatfilter opmeten en bijhouden. De controle van de versterking gebeurt best zo laat mogelijk in het kanaal om een verlaging van de signaalruisverhouding (Signal-to-Noise Ratio of SNR) te minimaliseren, maar ook niet te laat om vervorming te vermijden. De SNR is een maat voor de kwaliteit van een signaal waarin ruis aanwezig is. Het effect van de AGC zal pas te zien zijn op de volgende puls.

2.1.3.2 Current Mode Gain Control

Een veel gebruikte structuur voor CMGC is de Gilbert-cel, getoond in onderstaande figuur. Een Gilbert-cel maakt gebruik van kruisgekoppelde transistoren die de ingangssignalen in tegenfase koppelen. Zo bekomt men een reductie van de ingangsstroom. Figuur 22 toont het schema van een Gilbert-cel.

Wanneer een laag ingangssignaal wordt aangelegd, gaat de piekdetector dit pas na de TIA versterken. De versterking wordt op maximaal gezet door V_{gain} te laten toenemen. Het differentieel signaal gaat door transistoren Q1 en Q4 onverzwakt doorgelaten worden. Q2 en Q3 bevinden zich in het cut-off gebied.



Figuur 23 Een Gilbert-cel

Stijgt het signaal aan de ingang, dan zal V_{gain} afnemen en gaat de Gilbert-cel zich gedragen als een AGC-cel. Q2 en Q3 gaan nu ook een deel van hetingangssignaal doorlaten, maar in tegenfase. Het differentiële uitgangssignaal gaat hierdoor dalen.

Hetingangssignaal wordt gelimiteerd tussen een bepaald bereik waar het signaal bruikbaar is. Het minimumsignaal wordt gelimiteerd door de hoeveelheid ruis bij maximale versterking. Het maximumsignaal wordt gelimiteerd door de instelstromen I_{bias} van de Gilbert-cel.

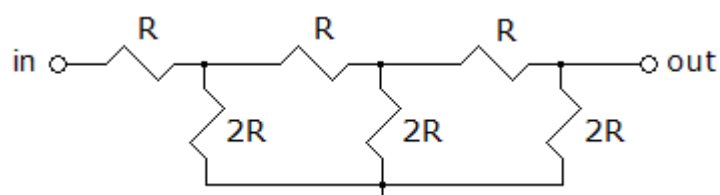
De Gilbert-cel heeft twee weerstanden R_e die mee zorgen voor de instelling van de cel. Over deze weerstanden komt een kleine ruisstroom te staan die parallel staat met de fotodiode. De ruis bedraagt:

$$\overline{i_n^2} = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_e} \cdot \Delta f$$

In deze masterproef is gekozen niet te werken met een CMGC-cel, maar wel met een VMGC-cel. De reden hiervoor is dat dit makkelijker te realiseren is. Volgende paragraaf geeft een beschrijving van deze AGC-cel.

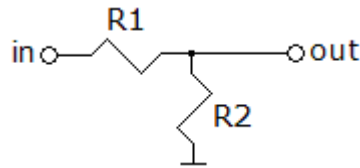
2.1.3.3 Voltage Mode Gain Control

De VMGC-cel bevat een R-2R laddernetwerk en staat tussen de TIA en de naversterkers. Het gaat om een geschakelde resistieve spanningsdeler die ruis in het circuit brengt. Deze ruis heeft echter niet veel effect op het systeem omdat deze onderdrukt wordt door de versterking van de TIA.



Figuur 24 R-2R laddernetwerk

Het laddernetwerk bestaat uit meerdere spanningsdelers die elk hun inkomende spanning verlaagd doorsturen naar de volgende spanningsdeler. Om de werking te verduidelijken, beschouwen we één spanningsdeler.



Figuur 25 Spanningsdeler

De weerstanden R1 en R2 verhouden zich als volgt:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R}{2R} = \frac{1}{2}$$

Het signaal aan de uitgang is dus gelijk aan de helft van het signaal aan de ingang.

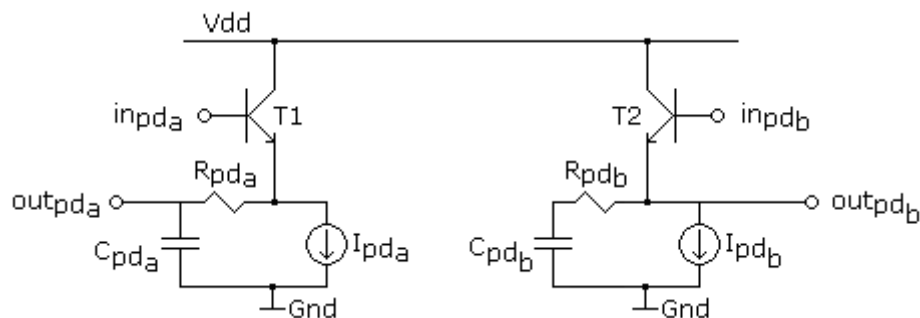
$$V_{out} = \frac{R}{2R} \cdot V_{in} = \frac{1}{2} \cdot V_{in}$$

Afhankelijk van hoe sterk een inkomend signaal moet verzwakt worden, zullen meerdere spanningsdelers na mekaar geplaatst worden. Dit wordt geregeld door de AGC en creëert de mogelijkheid om de mate van verzwakking van de puls te regelen. De beschrijving van deze regeling gebeurt in paragraaf 3.4.5.

Eén spanningsdeler geeft een verzwakking van ongeveer 4dB op het signaal. In dit werk werd gekozen voor maximaal 4 laddernetwerken na mekaar. Dit zorgt voor een voldoende verzwakking zodat grote signalen niet meer voor vervorming zullen zorgen.

2.1.3.4 Piekdetector

Voor het opmeten en bijhouden van de amplitude van het uitgangssignaal, wordt gebruik gemaakt van emittervolgers zoals getoond in onderstaand schema. Een emittervolger is een schakeling waarvan de emitterspanning de basisspanning volgt. Dit geldt enkel wanneer de basisspanning positief is. Wordt de basisspanning negatief, dan daalt de basisemitterspanning V_{BE} onder 0,6V en staat de transistor af.



Figuur 26 Differentiële emittervolger als piekdetector

De twee emittervolgers staan differentiële en gaan de inkomende pulsen gelijkrichten. De spanningswaarde van deze pulsen worden opgeslagen door de bemonsteringscapaciteiten C_{pda} en C_{pdb} . De stroombron I_{pda} en I_{pdb} doet de spanning over de bemonsteringscapaciteiten terug dalen zodat er een nieuwe waarde kan opgemeten worden. Het is voldoende de piekwaarde aan één kant op te meten, aangezien de andere kant een even grote maar tegengestelde piekwaarde zal zijn.

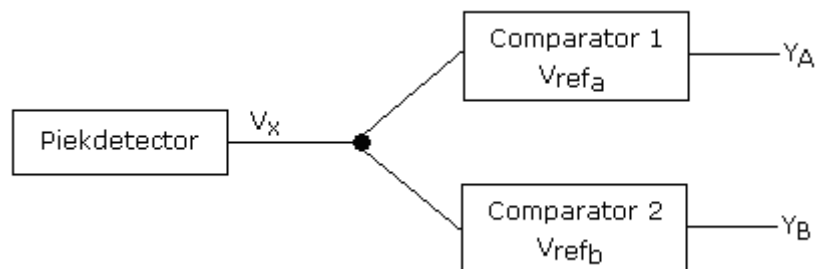
De weerstanden R_{pda} en R_{pdb} gaan ervoor zorgen dat de bemonsteringscapaciteiten niet al te groot moeten genomen worden. De bandbreedte kan behouden worden en de capaciteit die op chip dient gezet te worden, is niet te groot.

De piekdetector meet de amplitude van de uitgang van de TIA op en regelt de versterkingscontrole. Naargelang de uitgang te hoog of te laag wordt, gaat de detector de AGC-cellen aansturen die het signaal gepast gaan wijzigen.

2.1.3.5 Analoog-naar-digitaal omvormer

BRONNEN: 3 EN 6

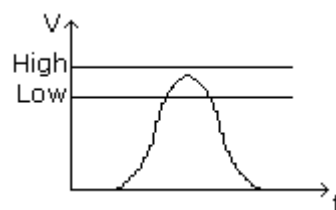
De amplitude gemeten door de piekdetector is een analoge waarde. Om dit signaal te kunnen vergelijken met een referentiewaarde en hieruit conclusies te trekken, wordt de amplitude omgezet naar een digitale waarde. Dit gebeurt d.m.v. een analoog-naar-digitaal omvormer (Analog-to-Digital Converter of ADC).



Figuur 27 Analoog-naar-digitaal omvormer

Bovenstaande figuur toont een flash ADC. De analoge waarde afkomstig van de piekdetector V_x vormt de ingang voor een bepaald aantal comparators. Deze comparators gaan de spanning vergelijken met een referentiewaarde om te bepalen op welk niveau een puls zich bevindt. Is het signaal V_x groter dan de referentiewaarde, dan geeft de comparator als uitgang '1'. Is V_x kleiner dan de referentiewaarde, dan is de uitgang '0'.

De spanning afkomstig van de piekdetector wordt ingelezen in VHDL (VHSIC Hardware Description Language) en daar via comparators vergeleken met referentiewaarden. Er werd gekozen voor twee niveau's om de puls mee te vergelijken.



Figuur 28 De twee spanningsniveau's voor de comparators

De uitgangen van de comparators vormen de ingangen van het Finite State Machine (FSM).

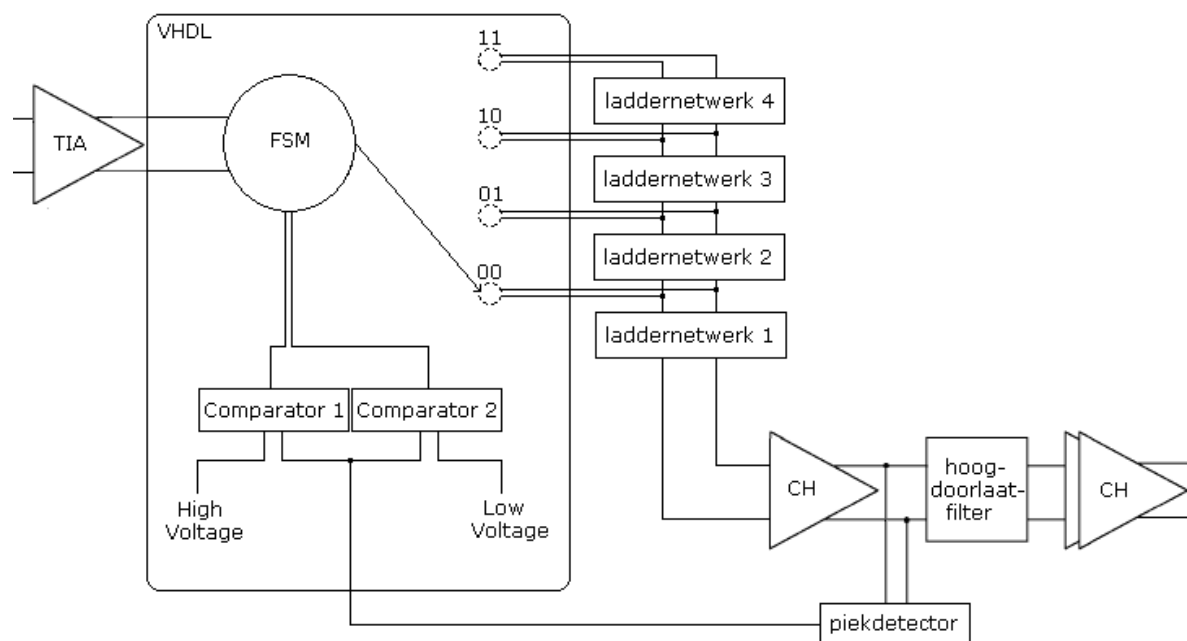
2.1.3.6 Finite State Machine

BRON: 6

Een FSM is een sequentiële schakeling met een bepaald aantal toestanden die doorlopen kunnen worden. We onderscheiden twee soorten FSM's:

- Moore-FSM: de uitgangen van het systeem zijn enkel functie van de huidige toestand waarin het systeem zich bevindt.
- Mealy-FSM: de uitgangen van het systeem zijn functie van zowel de huidige toestand van het systeem als van de huidige ingang van het systeem.

Onder toestand verstaat men een situatie die steeds functie is van de voorgeschiedenis van de schakeling. In deze masterproef wordt gebruik gemaakt van een Mealy-FSM. De ingang van het systeem is gelijk aan de waarden van de comparators. Aan de hand van deze waarden en de huidige toestand waarin de AGC zich bevindt, wordt bepaald wat het systeem als uitgang zal geven. Het schema van deze regellus wordt voorgesteld in onderstaande figuur.



Figuur 29 Het schema van de volledige regellus

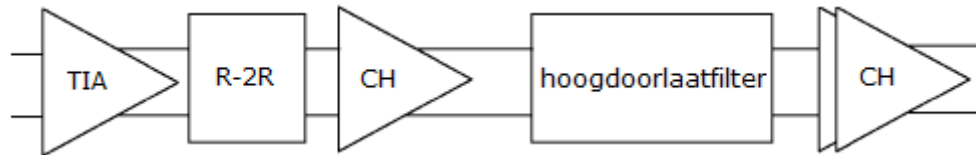
Het FSM gaat na op welk niveau de inkomende puls zich bevindt. Initieel zal het FSM in de toestand zijn waarin alle R-2R laddernetwerken uitgeschakeld zijn. Hoe hoger de amplitude van de puls, hoe meer laddernetwerken ingeschakeld zullen worden en hoe meer de puls verzwakt zal worden. De uitwerking van het FSM vindt u terug in paragraaf 2.2.4.

2.2 Het ontwerp

BRON: 21

Voor het ontwerp van het IC wordt gebruik gemaakt van het programma T-SPICE van Tanner EDA. In deze masterproef ligt de nadruk op het analoge ontwerpen van een schakeling en wordt het analoge gedeelte van de optische ontvanger opgesteld en gesimuleerd m.b.v. T-SPICE. Het digitale gedeelte wordt enkel theoretisch uitgewerkt.

Om de werking van de ontvanger te controleren, wordt stap voor stap elk onderdeel van de ontvanger toegevoegd en met simulaties het resultaat bekeken. Volgende figuur toont het blokschema van de optische ontvanger die in dit hoofdstuk gesimuleerd wordt.



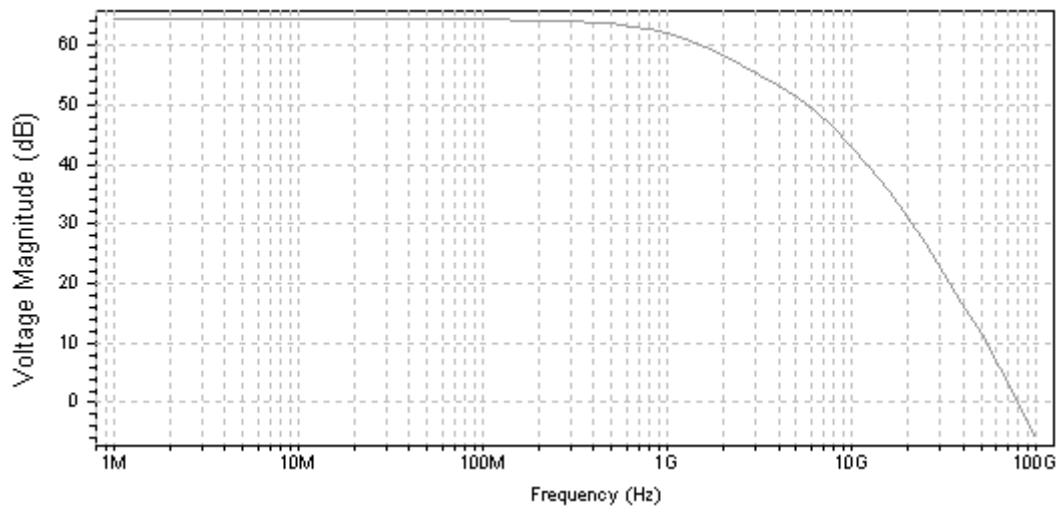
Figuur 30 Blokschema van de gesimuleerde optische ontvanger

2.2.1 Transimpedantieversterker

De TIA ontvangt de inkomende stroompulsen en gaat ze omzetten naar een spanning die daarna versterkt wordt. Met een AC-analyse en een transiëntanalyse wordt de werking van de versterker gecontroleerd. Belangrijk hierbij is de invloed van ruis op het circuit en de stabiliteit.

2.2.1.1 AC-analyse

Met de AC-analyse wordt het frequentieafhankelijke gedrag van de schakeling bekeken. Als eerste wordt het operating point van de schakeling bepaald met behulp van het .OP commando in T-SPIICE. Dit is het instelpunt waarrond het gedrag van de schakeling gelineariseerd wordt. De AC-simulatie beschrijft dus het kleinsignaalgedrag van het circuit. Van deze gelineariseerde schakeling wordt het frequentieafhankelijke gedrag bepaald.



Figuur 31 Het bodediagram van out_a uitgedrukt in dB in functie van de frequentie

De versterking van de TIA is een transimpedantieversterking, geen spanningsversterking. Dit betekent dat een ingangsstroom wordt omgezet in een uitgangsspanning. De transimpedantie bedraagt 64,22dB Ω . De weerstand die hiermee overeenkomt kan berekend worden:

$$64,22\text{dB}\Omega = 20 \cdot \log|R_f|$$

$$R_f = 10^{\frac{64,22}{20}} = 1625,55\Omega$$

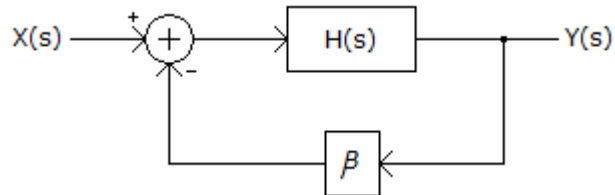
De bandbreedte is de frequentie waarbij de versterking ongeveer 3dB lager ligt dan de laagfrequentversterking. Bij het -3dB punt in het bodediagram is de frequentie gelijk aan 1,06GHz.

Het versterkingsbandbreedteproduct (Gain BandWidth of GBW) is het product van de geslotenlusversterking en de -3dB bandbreedte. Het laat toe de maximale versterking voor een bepaalde frequentie (of bandbreedte) te vinden en omgekeerd. Voor de TIA

nemen we het product van de transimpedantieversteking (R_f) en de -3dB bandbreedte. We noemen dit de transimpedantiebandbreedte (TransImpedance BandWidth of TIBW).

$$TIBW = R_f \cdot BB = 1625,550hm \cdot 1,06GHz = 1,7THzOhm$$

Een systeem met terugkoppeling, zoals de TIA, kan mogelijk onstabiel worden en oscilleren. Beschouw volgende figuur van een systeem met negatieve terugkoppeling.



Figuur 32 Systeem met negatieve terugkoppeling

Onderstaande formule toont de geslotenlustransferfunctie van bovenstaand systeem.

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{H(s)}{1 + \beta \cdot H(s)}$$

Uit deze formule kan afgeleid worden dat voor $\beta \cdot H(s) = -1$ de versterking naar oneindig gaat en het systeem zal oscilleren. In het fasediagram betekent dit dat vanaf een fase van -180° het systeem onstabiel zal zijn wanneer de lusversterking groter is dan 0dB.

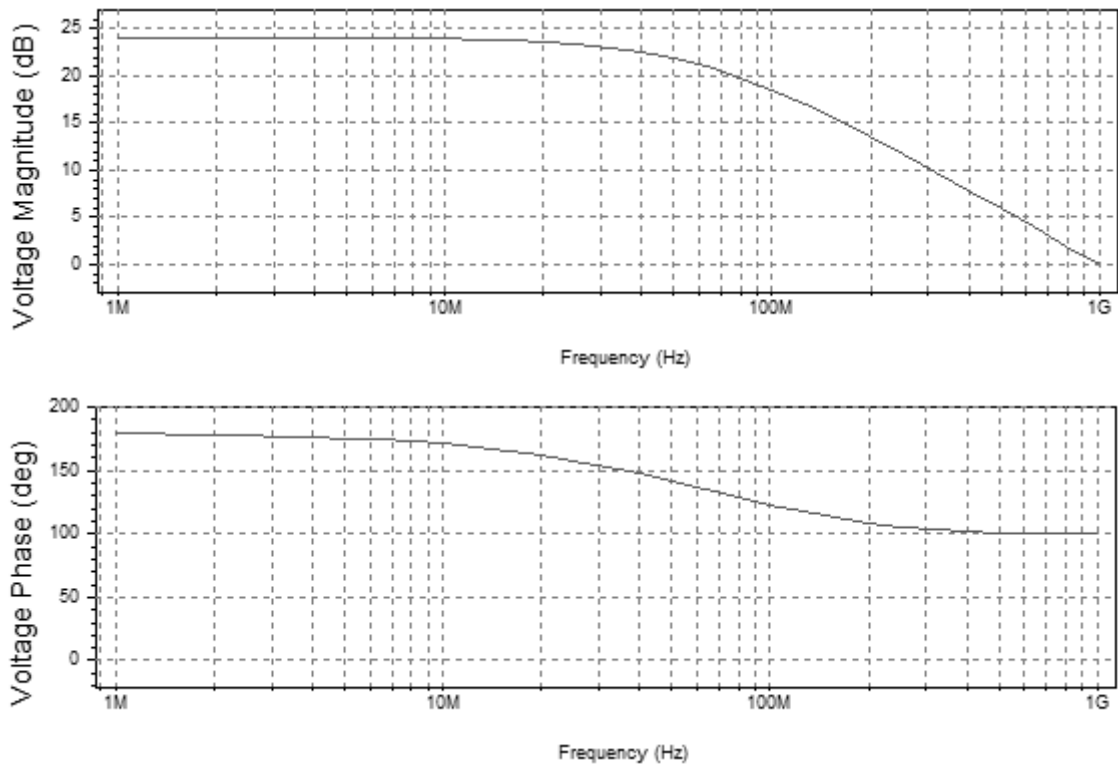
Om stabiliteit te onderzoeken wordt het bodediagram van $\beta \cdot H(s)$ opgesteld. Het bodediagram wordt uitgedrukt in logaritmische schaal waardoor kan besloten worden dat het systeem stabiel blijft wanneer de 0dB lijn gekruist wordt voor de fase -180° bereikt. Dit wordt absolute stabiliteit genoemd.

$$|\beta \cdot H(s)| \geq 1$$

of

$$20 \cdot \log|\beta \cdot H(s)| \geq 0$$

In realiteit is absoluut stabiel niet voldoende en wordt bij IC's een marge ingevoerd. De niet dominante pool van het systeem mag niet verder dan drie keer de GBW verder liggen dan de lusversterking. Een systeem is relatief stabiel wanneer bij een fase van -135° $\beta \cdot H(s) < 1$. Volgende figuur toont het bodediagram samen met het fasediagram van versterkertrap 2 van de TIA om de stabiliteit te onderzoeken.

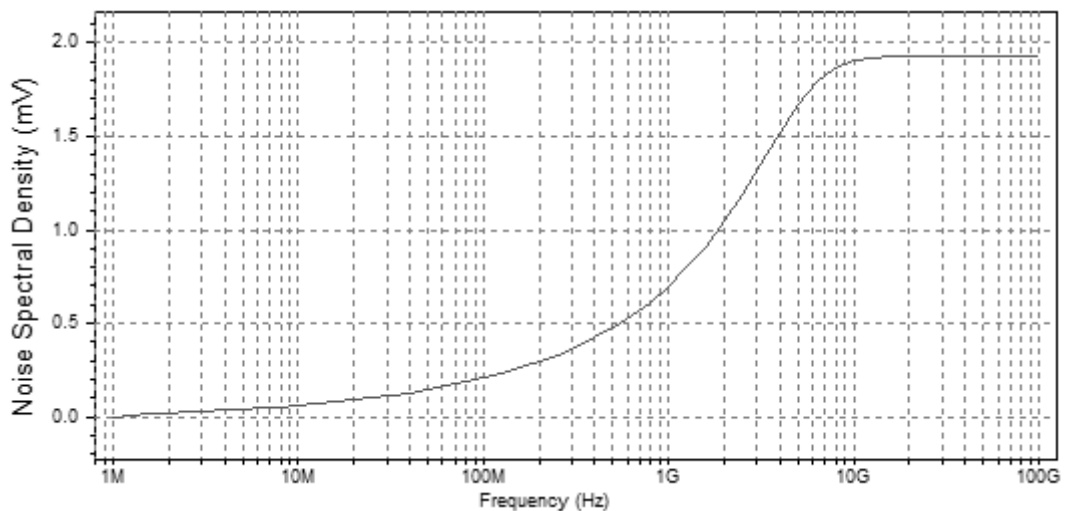


Figuur 33 De fasemarge van de TIA

Het snijpunt met de 0dB lijn ligt op een frequentie van 1GHz. De fase bij deze frequentie is 80° gedaald. Er kan besloten worden dat de TIA relatief stabiel is.

2.2.1.2 Ruisanalyse

Een volgend belangrijk aspect bij het ontwerp van de TIA is ruis. De geïntegreerde ruis neemt toe naarmate de frequentie toeneemt. Volgende figuur verduidelijkt dit. De maximale ruis bedraagt 1,94mV.



Figuur 34 De geïntegreerde ruis uitgedrukt in mV in functie van de frequentie

Wanneer de geïntegreerde ruis terug gerefereerd wordt naar de ingang, wordt de ingangsruijsstroom bekomen. Deze kan berekend worden door de maximale ruis te delen door de transimpedantieweerstand.

$$\bar{i}_n^2 = \frac{1,94mV}{1625,55\Omega} = 1,19\mu A$$

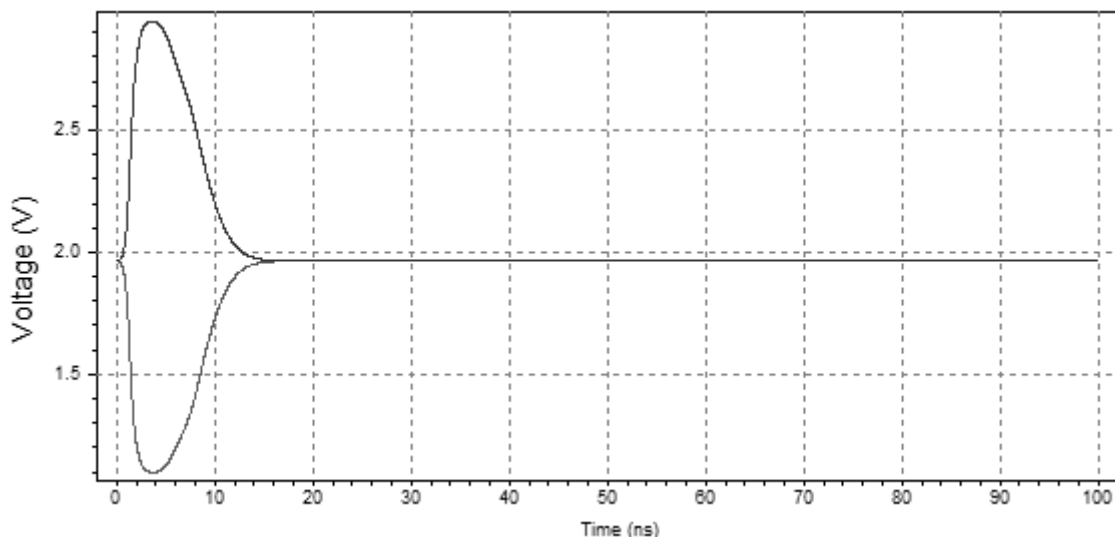
De minimale signaalruisverhouding (SNR) voor een voldoende lage bit error rate bedraagt minimaal 10dB. Voor een goede gevoeligheid moet de ingangsstroom uit de fotodiode dus minstens 3 keer groter zijn dan de berekende ingangsstroom.

$$20 \cdot \log|3| = 9,54dB \approx 10dB$$

Uit simulaties blijkt dat de ingangsstroom 763mA is. Dit is dus ruim voldoende voor een goede SNR.

2.2.1.3 Transiëntanalyse

De transiëntanalyse gaat het tijdsafhankelijke gedrag van de schakeling bestuderen. Het circuit kan onderzocht worden op basis van zijn stapresponsie. Wat geeft de uitgang als aan de ingang een pulstrein wordt aangelegd? Ook wanneer een schakeling een golfvorm moet genereren, kunnen de eigenschappen hiervan geanalyseerd worden. In deze thesis stelt de golfvorm een laserpuls voor die toekomt op de fotodiode en zo een stroompuls genereert. De bedoeling is dat deze stroom lineair versterkt wordt.



Figuur 35 Transiëntanalyse van out_a en out_b uitgedrukt in spanning in functie van de tijd

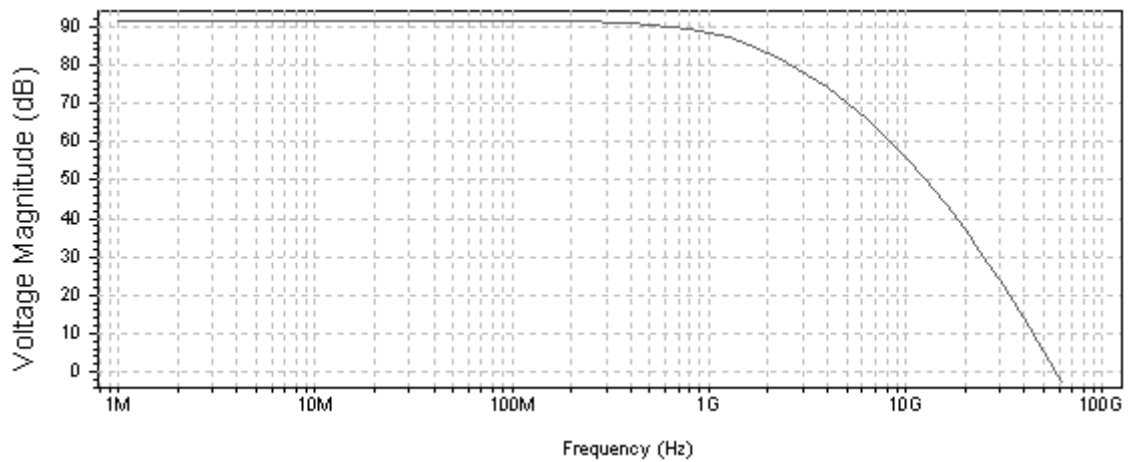
De ingang van de TIA wordt aangestuurd door pulsen. Wanneer de puls laag is, wil dit zeggen dat de fotodiode af staat (dus geen licht ontvangt). Is de puls hoog, dan treedt de diode in werking en gaan out_a en out_b veranderen in tegengestelde richting. In bovenstaande figuur zien we dat uitgang out_a gaat stijgen en uitgang out_b gaat dalen. Als de puls voorbij is, komen ze terug samen te liggen. De pulsen hebben een lengte van ongeveer 15ns.

2.2.2 Cherry-Hooper versterker

Na deze controle wordt CH versterker 1 achter de TIA geplaatst. Deze versterker gaat het signaal dat de TIA uitstuurt versterken en doorsturen naar het hoogdoorlaatfilter. De versterking is nodig om het spanningsniveau van de pulsen hoger te maken zodat de aangestuurde schakeling voldoende spanning krijgt toegediend om in werking te treden.

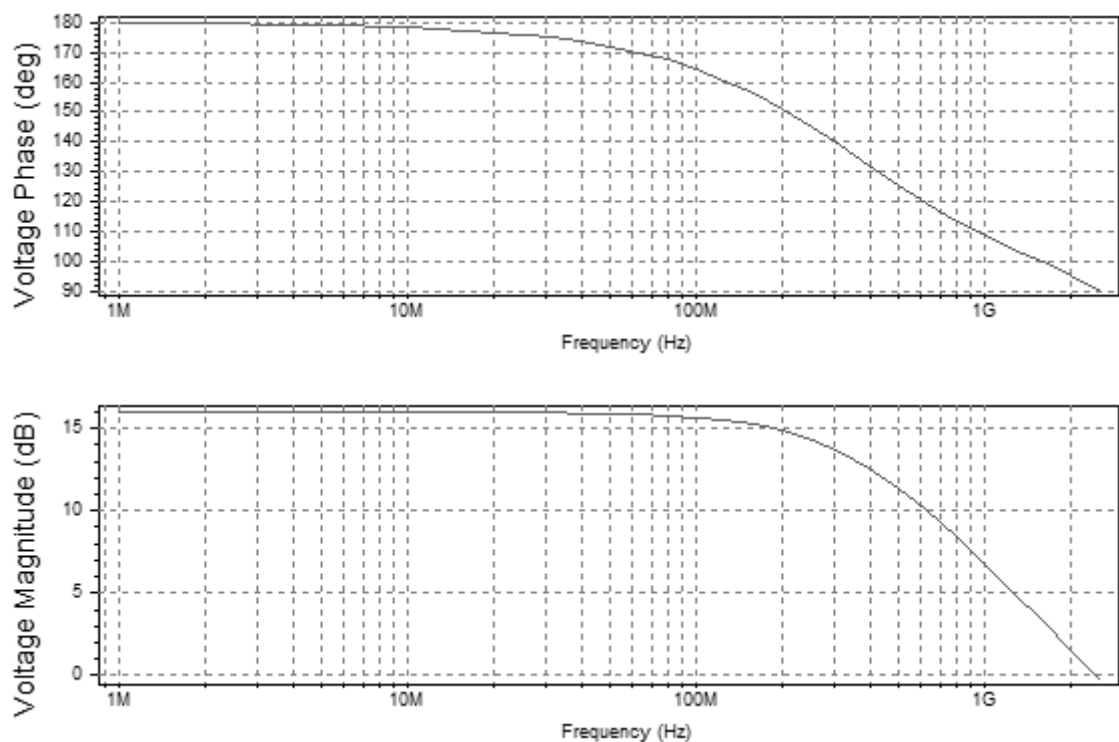
2.2.2.1 AC-analyse

Volgende figuur toont de simulatie van de TIA en de CH versterker na mekaar. De extra versterking van de CH versterker is duidelijk zichtbaar.



Figuur 36 Het bodediagram van out_a uitgedrukt in dB in functie van de frequentie

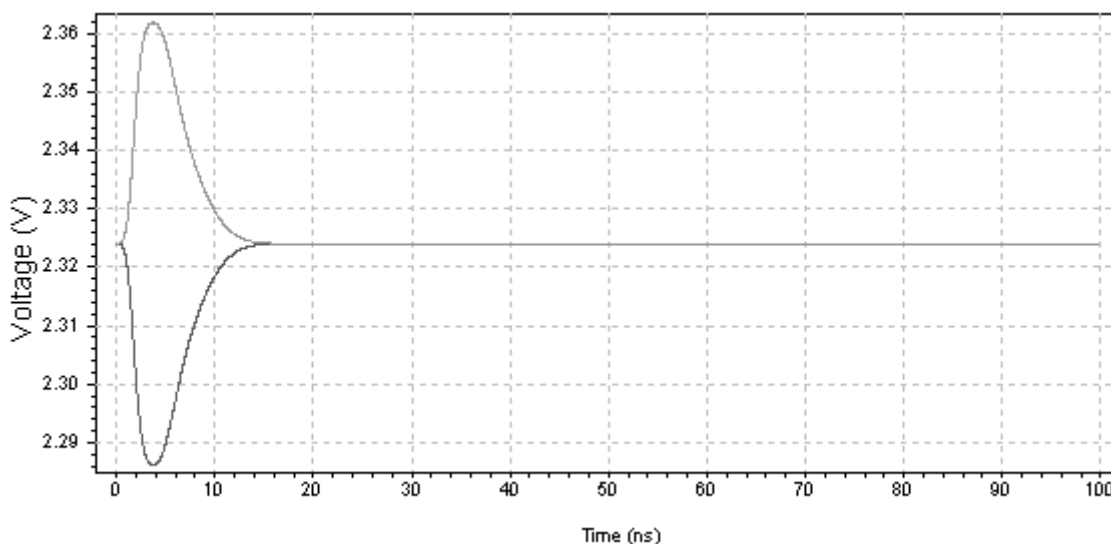
Ook de CH versterker is een systeem met terugkoppeling wat een onderzoek naar stabiliteit noodzakelijk maakt. Onderstaande figuur toont dan de CH versterker met een fase-daling van 90° relatief stabiel is.



Figuur 37 De fasemarge van de CH versterker

2.2.2.2 Transiëntanalyse

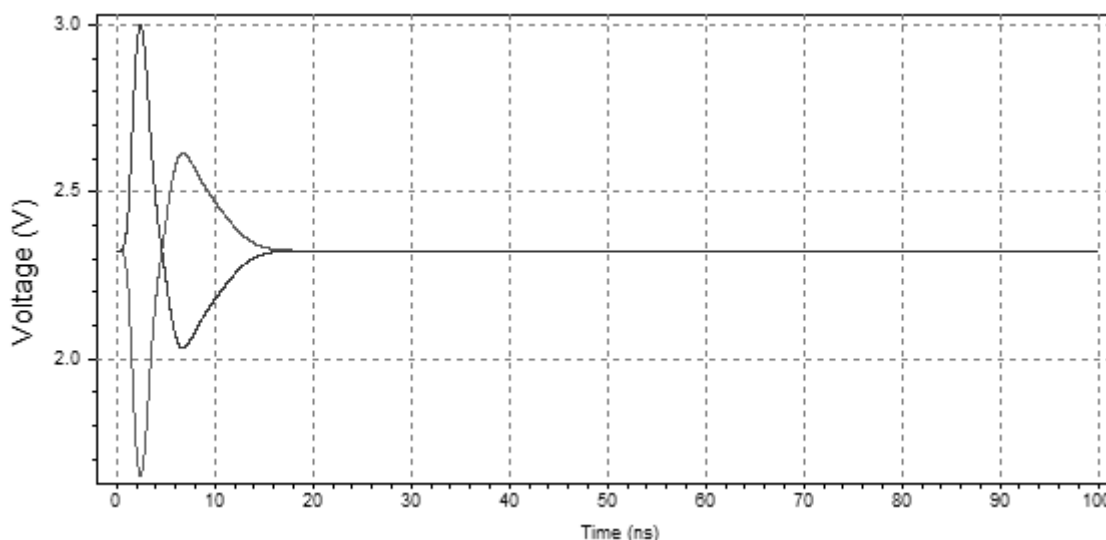
De pulsen aan de uitgang van dit blok worden getoond in onderstaande figuur. De lengte van de pulsen zijn nog steeds ongeveer 15ns. Het spanningsniveau is echter verhoogd door de versterking van de CH versterker.



Figuur 38 Transiëntanalyse van out_a en out_b uitgedrukt in spanning in functie van de tijd

2.2.3 Hoogdoorlaatfilter en twee Cherry-Hooper versterkers

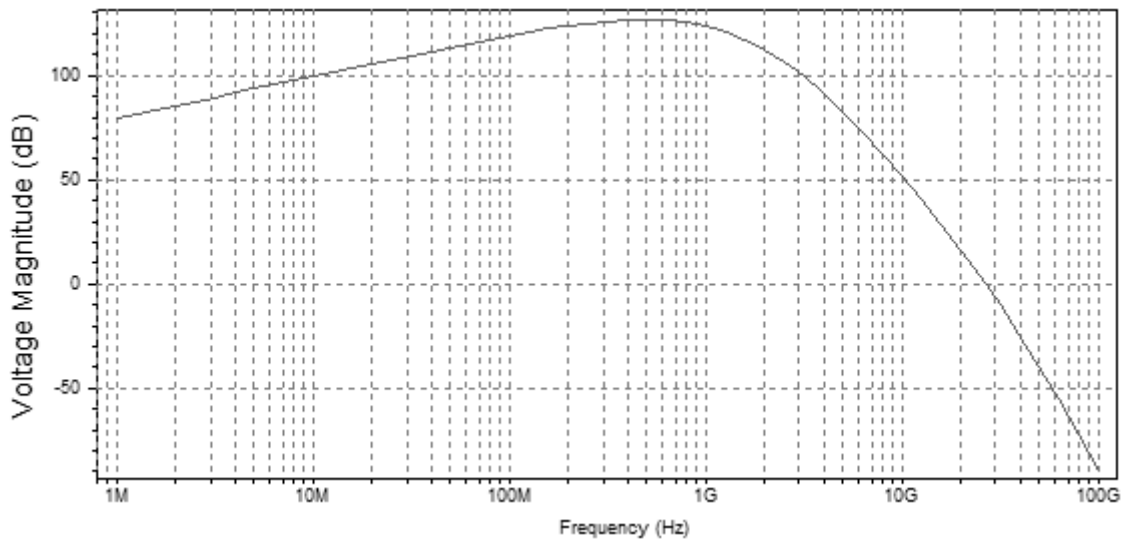
De uitgang van de CH versterker 1 gaat door het hoogdoorlaatfilter dat de walk error van het systeem gaat reduceren. Dit gebeurt door het unipolaire signaal door differentiatie bipolair te maken. Na het filter worden de twee CH naversterkers geplaatst die de bipolaire puls gaan versterken. Onderstaande figuur illustreert dit.



Figuur 39 Transiëntanalyse van out_a en out_b uitgedrukt in spanning in functie van de tijd

Wanneer de pulsen na deze laatste versterking het bereik van de ontvanger overschrijden, zal aan de toppen vervorming optreden. De oplossing hiervoor is de toevoeging van de AGC. Die gaat het signaal controleren en bijsturen wanneer nodig, zodat het signaal binnen het ingestelde bereik blijft.

De versterking bij lage frequenties daalt omdat gebruik wordt gemaakt van een hoogdoorlaatfilter, zoals getoond in onderstaand bodeplot. De figuur toont ook een duidelijke toename van de versterking door de twee CH versterkers.



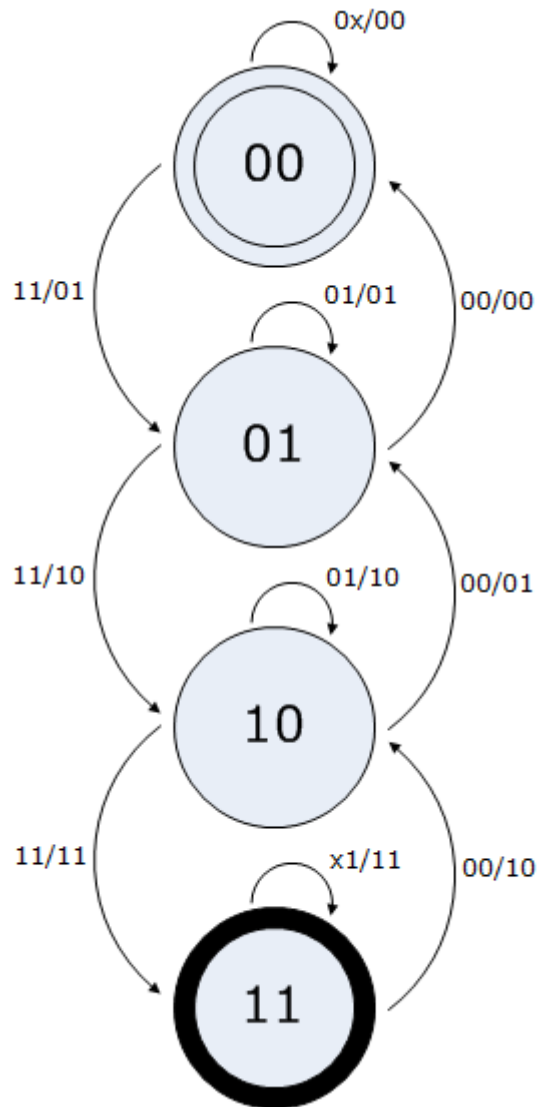
Figuur 40 Het bodediagram van out_a uitgedrukt in dB in functie van de frequentie

Nu de werking van de ontvanger gecontroleerd is, kan de automatische versterkingscontrole toegevoegd worden.

2.2.4 Automatische versterkingscontrole

Een eerste stap bij het realiseren van een FSM is het opstellen van een toestandsdiagramma. Dit is een schematische voorstelling van alle mogelijke toestanden waarin het FSM zich kan bevinden. Ze worden onderling verbonden door pijlen die de mogelijke overgangen tussen de toestanden weergeven. Bij deze pijlen staat het kenmerk van deze pijl in de vorm: $i1i2.../o1o2...$. Links van het /-teken staan de ingangen waarvoor deze overgang geldig is, rechts staan de bijhorende uitgangen.

De toestanden worden beschreven met bits. Dit FSM heeft vier toestanden die kunnen beschreven worden met twee bits. In de eerste toestand is één laddernetwerk ingeschakeld, in de tweede toestand zijn er twee laddernetwerken ingeschakeld, enzovoort tot het maximale aantal van vier laddernetwerken. Onderstaande figuur toont het toestandsdiagramma van het FSM in deze masterproef.



Figuur 41 Het toestandsdiagramma van het FSM

Aan de hand van het toestandsdiagramma kan makkelijk overgegaan worden naar de toestandstransitietabel, getoond in tabel 2. Zulke tabel zet de informatie van het toestandsdiagramma om naar tabelvorm.

Tabel 1 De toestandstransitietabel van het FSM

<u>Huidige toestand</u>	<u>Ingangen</u>		<u>Volgende toestand</u>	<u>Uitgangen</u>	
1 laddernetwerk is ingeschakeld	0	X	1 laddernetwerk is ingeschakeld	0	0
	1	1	2 laddernetwerken zijn ingeschakeld	0	1
2 laddernetwerken zijn ingeschakeld	0	1	2 laddernetwerken zijn ingeschakeld	0	1
	0	0	1 laddernetwerk is ingeschakeld	0	0
	1	1	3 laddernetwerken zijn ingeschakeld	1	0

3 laddernetwerken zijn ingeschakeld	0	1	3 laddernetwerken zijn ingeschakeld	1	0
	0	0	2 laddernetwerken zijn ingeschakeld	0	1
	1	1	4 laddernetwerken zijn ingeschakeld	1	1
4 laddernetwerken zijn ingeschakeld	x	1	4 laddernetwerken zijn ingeschakeld	1	1
	0	0	3 laddernetwerken zijn ingeschakeld	1	0

Het verschil tussen een toestandstransitietabel en een waarheidstabel is dat in de waarheidstabel de mogelijke toestanden gecodeerd voorgesteld zijn. Hiervoor dient eerst het aantal mogelijke toestanden van het FSM gekend te zijn om het aantal flipflops te kunnen bepalen. Dit wordt met behulp van onderstaande formule berekend waarin m het aantal flipflops voorstelt.

$$2^m = \text{aantal toestanden}$$

Het FSM in deze masterproef heeft vier toestanden. Na invullen in bovenstaande formule kan besloten worden dat twee flipflops nodig zijn voor het ontwerp. De keuze gaat naar D-flipflops omdat deze slechts één ingang hebben en minder transistoren hebben in hun ontwerp t.o.v. JK-flipflops. Hieronder is de exitatietabel van de D-flipflop gegeven.

Tabel 2 De exitatietabel van de D-flipflop

<u>Q</u>	<u>D</u>	<u>Q+</u>
0	0	0
1	0	0
0	1	1
1	1	1

De waarheidstabel kan nu opgesteld worden door gebruik te maken van deze exitatietabel.

Tabel 3 De waarheidstabel van het FSM

<u>Q1</u>	<u>Q0</u>	<u>High</u>	<u>Low</u>	<u>D1</u>	<u>D0</u>	<u>Q1+</u>	<u>Q0+</u>
0	0	0	X	0	0	0	0
0	0	1	1	0	1	0	1
0	1	0	1	0	1	0	1
0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	1	0	1	0

1	0	0	1	1	0	1	0
1	0	0	0	0	1	0	1
1	0	1	1	1	1	1	1
1	1	X	1	1	1	1	1
1	1	0	0	1	0	1	0

Aan de hand van deze tabel kunnen Karnaughkaarten opgesteld worden. Een Karnaughkaart is een herschikking van de waarheidstabel zodat logische functies vereenvoudigd worden. Soms kan een ingang ondergeschikt zijn aan een andere ingang en daardoor geen effect hebben op de uitgang. Deze ingang mag dan om het even wat zijn en wordt een don't care genoemd. Dit wordt aangeduid met een 'X' in de waarheidstabel. Onderstaande tabel toont de twee Karnaughkaarten die voor het FSM in deze masterproef zijn opgesteld.

Tabel 4 De Karnaughkaarten van het FSM

D0	High Low			
Q1 Q0	00	01	11	10
00	0	0	1	X
01	0	1	0	X
11	0	1	1	X
10	1	0	1	X

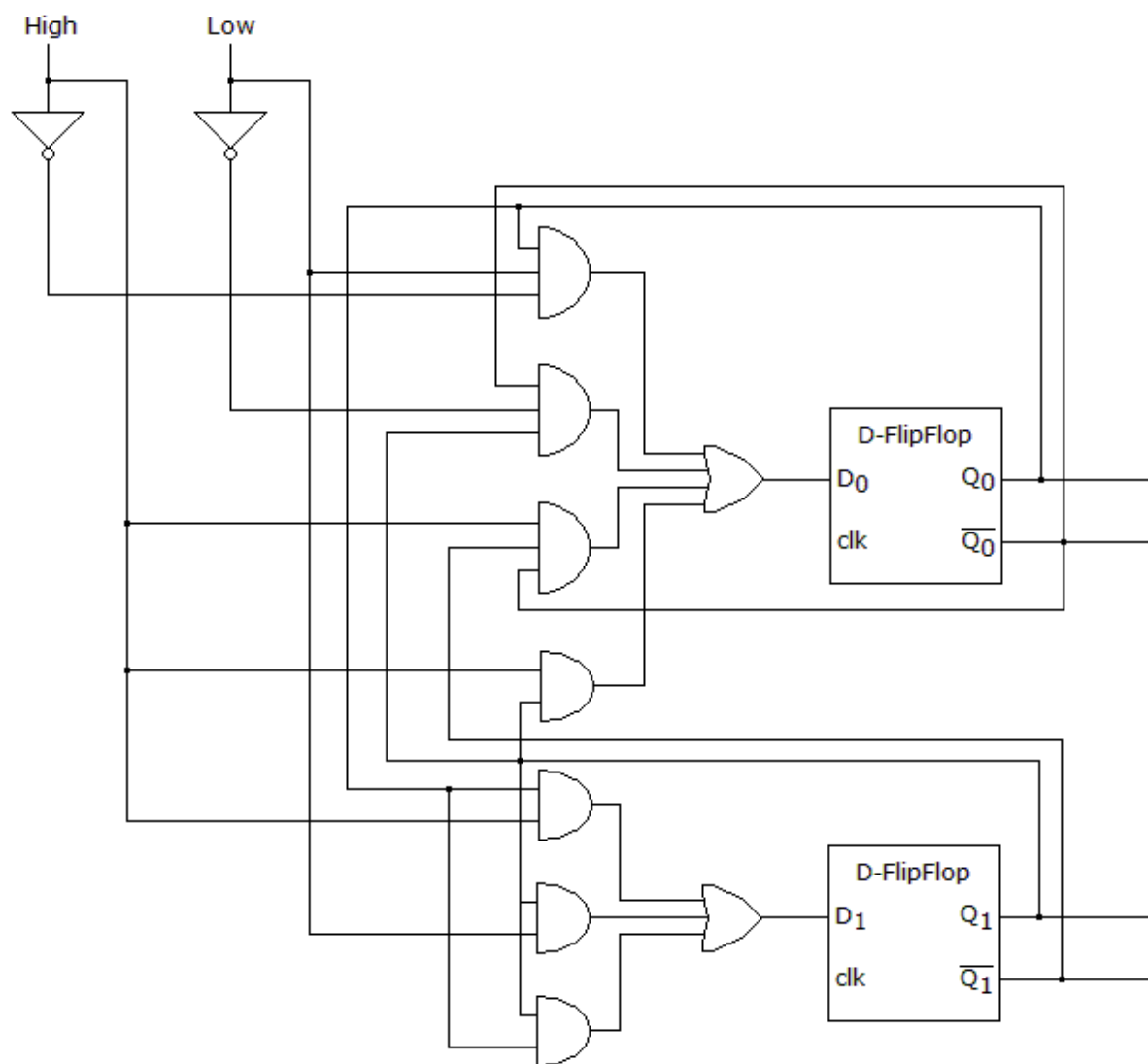
D1	High Low			
Q1 Q0	00	01	11	10
00	0	0	0	X
01	0	0	1	X
11	1	1	1	X
10	0	1	1	X

Uit de Karnaughkaarten kunnen vergelijkingen opgesteld worden die het mogelijk maken het FSM om te vormen naar een digitale schakeling. Dit gebeurt door het samennemen van enen in de tabel die een zo groot mogelijke groep vormen met als aantal steeds een macht van 2. Volgende vergelijkingen worden aan de hand van de Karnaughkaarten opgesteld.

$$D_0 = \overline{Low} \cdot Q_1 \cdot \overline{Q_0} + Q_0 \cdot \overline{High} \cdot Low + High \cdot \overline{Q_1} \cdot \overline{Q_0} + High \cdot Q_1$$

$$D_1 = Q_1 \cdot Q_0 + Low \cdot Q_1 + High \cdot Q_0$$

Door het gebruik van logische poorten kan snel overgegaan worden van deze vergelijkingen naar volgend schema.



Figuur 42 Het schema van het FSM

3 ONTWERP VAN DE STRALINGSHARDE OPTISCHE ONTVANGER

In vorig hoofdstuk werd een optische ontvanger ontworpen die onder normale omstandigheden functioneert. Het IC dat dienst doet als optische ontvanger in de MYRRHA-reactor zal echter bestand moeten zijn tegen gammastraling. Een transistor is namelijk gevoelig voor deze straling en zal aangepast moeten worden zodat hij zijn normale werking toch behoudt tijdens bestraling. De effecten die transistoren ondervinden van gammastraling worden kort beschreven in paragraaf 3.1.

Eens deze effecten gekend zijn, kunnen de nodige aanpassingen gedaan worden in het circuit. Via simulaties wordt de werking van de ontvanger onder straling gecontroleerd. Paragraaf 3.2 geeft hiervan een beschrijving.

3.1 Stralingseffecten op transistoren

BRONNEN: 1, 2, 4, 5, 8, 10, 11, 14, 27, 29, 31 EN 32

Om tot een goed ontwerp van het IC te komen, is een eerste vereiste goed te weten met welke stralingseffecten de transistoren te maken gaan hebben. Enerzijds zijn er de effecten die optreden op fysisch niveau. Anderzijds zien we de hiermee samenhangende veranderingen in de elektrische parameters van de transistoren. Het is belangrijk hiermee rekening te houden omdat deze parameters bepalend zijn voor de goede werking van de schakeling.

3.1.1 Algemeen

Met de opkomst van de ruimtevaart, kernenergie, experimenten met hoogenergetische deeltjes,... zijn er ook nieuwe hindernissen opgedoken. Het zijn allemaal omgevingen waar ioniserende straling aanwezig is. Deze straling zorgt voor een verstoring in de normale werking van elektronische circuits. Door deze ongunstige omstandigheden is men genoodzaakt de apparatuur zo te ontwerpen dat deze hier voldoende tegen bestand is.

De gevolgen van straling in materialen kunnen we opdelen in twee belangrijke effecten: ionisatieschade en verplaatsingsschade. Deze effecten treden geleidelijk op gedurende de hele blootstellingsperiode. Wanneer de maximale tolerantielimiet bereikt wordt, zal de elektronische component stuk gaan. De maximale tolerantielimiet wordt de TID genoemd. De SI-eenheid (Système International) voor deze grootte is de Gray (Gy).

3.1.2 Ionisatieschade

Ionisatieschade is het effect waarbij door verbreking van een covalente binding een elektron-gat paar gevormd wordt. Een covalente binding is een binding tussen atomen waarin deze atomen één of meerdere elektronenparen gemeenschappelijk hebben. Het verbreken van zulke binding gebeurt door de inslag van ioniserende straling. Die is onder te verdelen in drie types: geladen deeltjes, in mindere mate neutrale deeltjes en fotonen.

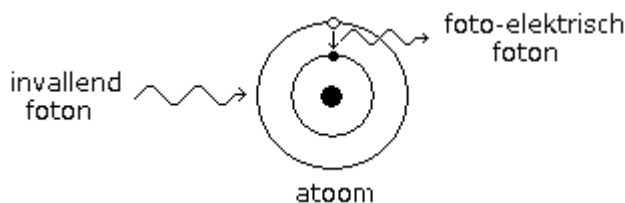
Geladen deeltjes interageren onderling door de wet van Coulomb. Deze wet beschrijft de kracht die twee geladen deeltjes op elkaar uitoefenen. Zijn de ladingen van de twee deeltjes gelijk, dan stoten ze mekaar af. Zijn de ladingen tegengesteld, dan gaan ze mekaar aantrekken. Wanneer een geladen deeltje op een vast materiaal invalt, gaat dit deeltje interageren met de elektronenwolken van de doelatomen in dit materiaal. Dit zorgt voor ionisatieschade.

Neutrale deeltjes ondervinden geen Coulombkracht. Afhankelijk van hun energieniveau kunnen deze deeltjes onderverdeeld worden in drie verschillende interacties met atoomkernen:

- Neutronen die voldoende energie bezitten, gaan nucleaire reacties veroorzaken. Hierbij kan de kern onstabiel worden en andere deeltjes zoals protonen, alfadeeltjes of gammastralen uitsenden.
- Een botsing waarbij het neutron niet door de kern geabsorbeerd wordt, maar zijn weg nog kan voortzetten, noemen we een elastische botsing. Wanneer genoeg energie aan de kern wordt doorgegeven, kan een verplaatsing van de kern plaatsvinden. Een verplaatste kern kan op zijn beurt ionisatieschade of verplaatsingsschade veroorzaken.
- Inelastische botsingen zijn gelijkaardig aan elastische botsingen met uitzondering dat er excitatie van de kern ontstaat. Excitatie is de verhuizing van elektronen van de ene schil naar de andere en weer terug, wat achteraf zorgt voor de uitstraling van gammastralen.

Fotonen kunnen afhankelijk van hun energie op drie manieren interageren met materiaal:

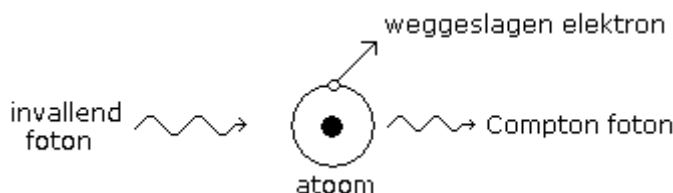
- Het foto-elektrisch effect doet zich voor wanneer een inslaand foton volledig geabsorbeerd wordt door het doelatoom. Het elektron dat alle energie absorbeert, gaat van de valentieband neervallen naar de conductieband. Zo ontstaat een gat op de plaats van het elektron. Dit wordt geïllustreerd in volgende figuur.



Figuur 43 Het foto-elektrisch effect

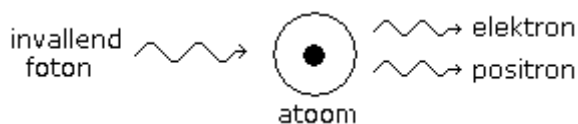
Door recombinatie kan een elektron-gat paar weer verdwijnen en wordt een ander foton uitgezonden. Recombinatie is afhankelijk van de geleidbaarheid van het materiaal waarin het elektron-gat paar wordt gecreëerd. Hoe beter de geleidbaarheid, hoe makkelijker de recombinatie. Slechte geleiders zullen dus langer de energie van elektron-gat paren vasthouden waardoor ionisatieschade hier veel meer invloed heeft. Zulke isolerende materialen zijn bijvoorbeeld de ontruimingslaag van een pn-junctie of de oxidelaag in een MOS-transistor.

- Het Compton-effect beschrijft de botsing van een inslaand foton met een elektron. Dit foton moet genoeg energie bezitten om het elektron uit zijn baan te slaan. Een deel van deze energie gaat verloren door de botsing, het overige deel reist verder met lagere energie. Onderstaande figuur verduidelijkt dit.



Figuur 44 Het Compton-effect

- Wanneer een foton bij het inslaan vernietigd wordt, ontstaat er een elektron-positron paar zoals getoond in onderstaande figuur. Deze productie van paren is enkel mogelijk wanneer het foton over voldoende energie beschikt.

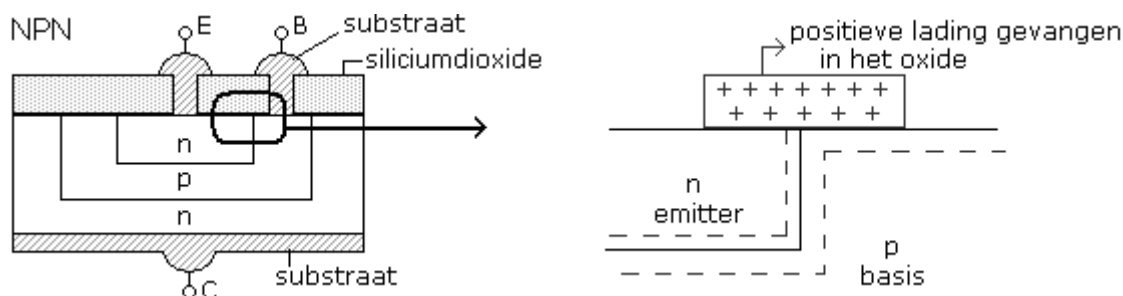


Figuur 45 Paarvorming

De effecten van TID zijn verschillend voor bipolaire transistoren en MOS-transistoren. Hieronder volgt een beschrijving voor beide componenten.

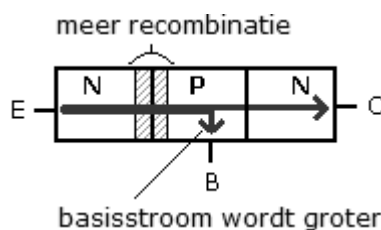
3.1.2.1 TID bij bipolaire transistoren

Het deel van een transistor dat het meest gevoelig is voor ioniserende straling is het siliciumdioxide. Als ioniserende deeltjes door een transistor gaan, worden in het oxide elektron-gat paren gecreëerd. In het substraat en de basis verdwijnen deze snel omdat het materiaal een lage weerstand heeft. In het oxide daarentegen gaan elektronen en gaten zich anders gedragen. Het oxide is namelijk een isolator. Een fractie van de elektron-gat paren gaat onmiddellijk na hun creatie recombineren. Het deel van de paren dat niet recombineert, wordt door het elektrisch veld in het oxide gescheiden. De elektronen, die een grotere mobiliteit hebben, verlaten het oxide en gaan naar de basis driften. De gaten zitten gevangen en gaan naar de silicium-siliciumdioxide-interface bewegen zoals getoond in volgende figuur.



Figuur 46 Gaten zitten gevangen in het oxide

Dit proces veroorzaakt bijkomende toestanden in het bandendiagram van de ruimteladingslaag tussen basis en emitter ter hoogte van de silicium-siliciumdioxide-interface. Dit zorgt voor een toename in de recombinatiesnelheid op deze posities. Een grotere fractie van de elektronen, geïnjecteerd vanuit de emitter in de basis, zal hierdoor recombineren met gaten van de basis. We noemen dit de recombinatiestroom. Onderstaande figuur illustreert dit.



Figuur 47 Toenemende basisstroom omwille van een bijkomende recombinatiestroom

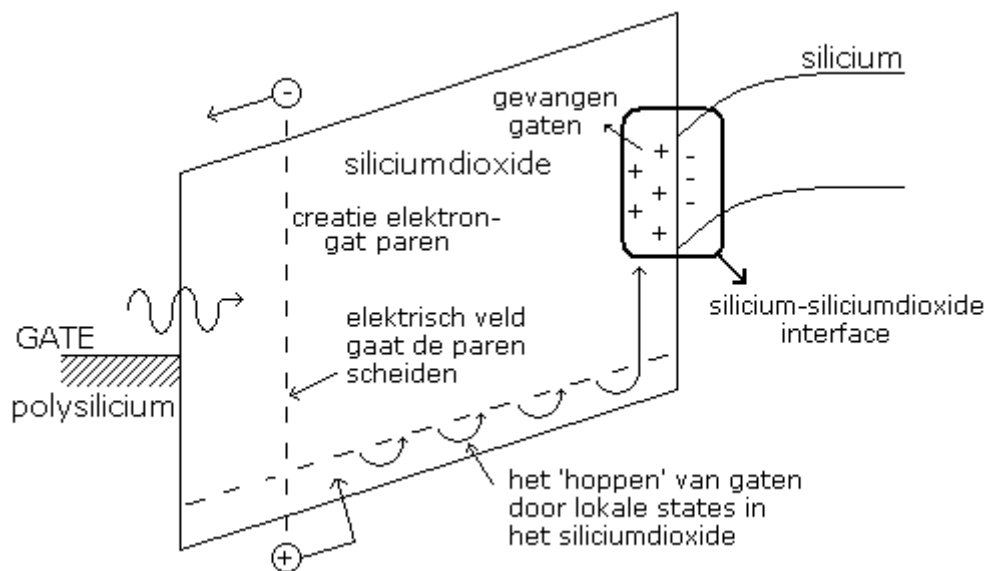
De recombinatiestroom gaat de basisstroom I_B doen stijgen waardoor de stroomversterkingsfactor β zal dalen. Paragraaf 3.1.4.1 beschrijft de veranderingen van de parameters van bipolaire transistoren.

3.1.2.2 TID bij MOS-transistoren

Een MOS-transistor is een actieve component waarbij de stroom van source naar drain door de gate gecontroleerd wordt. Er kan onderscheid gemaakt worden tussen NMOS-

transistoren en PMOS-transistoren. Wanneer aan de gate van een NMOS-transistor een voldoende positieve spanning aangelegd wordt, zal er stroom door de transistor vloeien. Bij een PMOS-transistor moet een voldoende negatieve spanning aan de gate aangelegd worden om stroom door de transistor te laten vloeien.

Net als bij bipolaire transistoren gaan door ioniserende straling elektron-gat paren ontstaan in het oxide. De meeste paren gaan onmiddellijk recombineren, maar de gaten die de recombinatie ontsnappen zullen transporteren door het oxide naar de silicium-siliciumdioxide-interface. Dit gebeurt door te 'hoppen' door lokale states in het oxide. States zijn defecten die optreden in het oxide. Onderstaande figuur verduidelijkt het proces.



Figuur 48 TID bij een NMOS-transistor

Aan de silicium-siliciumdioxide interface gaan de meeste gaten gevangen worden en zo een positieve lading creëren. De hoeveelheid gevangen lading is proportioneel met het aantal defecten in het siliciumdioxide. Om deze reden is één van de fundamentele stappen in het ontwerpen van een stralingsharde technologie de controle van de kwaliteit van het gate oxide. De gaten die niet gevangen werden, gaan recombineren met elektronen uit het silicium. De elektronen kunnen ook overspringen naar het siliciumdioxide om daar de gaten op te vullen en zo de hoeveelheid positieve lading te reduceren. Wanneer de hoeveelheid ioniserende straling hoog genoeg is, zal ongeacht de controlespanning de NMOS-transistor permanent aan gaan en stroom laten vloeien. De gate heeft nu geen controle meer over de source-drainstroom.

Een PMOS-transistor ondervindt het tegenovergestelde effect. Bij een voldoende hoge spanning aan de gate zal de stroom door de transistor stoppen. Wanneer door ioniserende straling voldoende positieve lading gevangen raakt in het oxide, gaat de PMOS-transistor permanent af staan.

De positieve lading geeft aanleiding tot een verschuiving van de absolute drempelspanning. Deze verschuiving kan enkele milliseconden tot enkele jaren aanhouden. Dit effect waarbij de gaten gevangen raken in het oxide, is gekend als het fenomeen van hole-trapping. Paragraaf 3.1.2.2 geeft een overzicht van de wijzigingen die de parameters van een MOS-transistor ondergaan.

3.1.3 Verplaatsingsschade

Wanneer een volledig atoom zich verplaatst uit zijn rooster, spreken we van verplaatsingsschade. Dit heeft meer ingrijpende gevolgen dan ionisatieschade omdat de

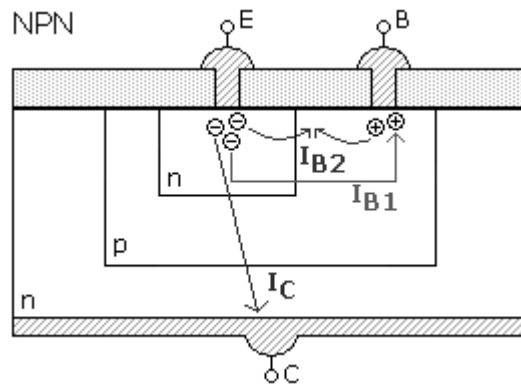
structuur van het materiaal hierdoor verandert. Verplaatsingsschade wordt pas belangrijk bij zware deeltjes en wordt hier daarom niet verder besproken.

3.1.4 Verandering van de elektrische parameters

Tot hier toe werden enkel de fysische effecten van straling besproken. Wat meer belangrijk is bij het ontwerpen van een IC zijn de veranderingen van de elektrische parameters die deze fysische effecten met zich meebrengen. Hierbij maken we onderscheid tussen de parameters van bipolaire transistoren enerzijds en de parameters van MOS-transistoren anderzijds.

3.1.4.1 Bipolaire transistoren

Onder invloed van ioniserende straling gaat het aantal recombinatiecentra in de buurt van het basis-emitter oxide toenemen [14]. Hierdoor zal een groter deel van de emitterelektronen recombineren met gaten uit de basis. Onderstaande figuur toont wat er gebeurt. Naast de normale basis-emitterstroom I_{B1} ontstaat ook een recombinatiestroom I_{B2} die de totale basisstroom doet toenemen.



Figuur 49 Toename van de basisstroom I_B in een NPN-transistor

Deze bijkomende basisstroom zorgt voor een afname van de stroomversterkingsfactor β . Onderstaande formule toont dit aan. De oorspronkelijke basisstroom wordt vermeerderd met de recombinatiestroom waardoor de noemer van de formule groter wordt. I_C is de emitter-collectorstroom.

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C}{I_{B1} + I_{B2}}$$

3.1.4.2 MOS-transistoren

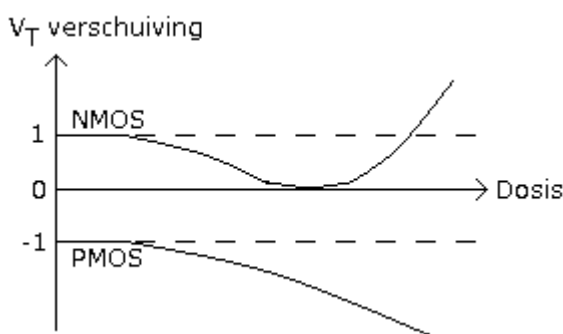
Door het gevangen raken van gaten gaan aan de silicium-siliciumdioxide interface van MOS-transistoren defecten ontstaan. We noemen deze defecten interface states. Zij vangen lading van het kanaal wat leidt tot enerzijds een verschuiving van de drempelspanning V_T en anderzijds de verandering van de mobiliteit μ van de ladingsdragers in het kanaal. Een andere belangrijke parameter die besproken wordt, is de toename van de lekstromen.

Verschuiving van de drempelspanning V_T

Het belangrijkste effect bij MOS-transistoren is het verschuiven van de drempelspanning V_T . Wanneer de spanning aan de gate boven een bepaalde waarde stijgt (voor NMOS) of onder een bepaalde waarde daalt (voor PMOS), zal het kanaal voor de ladingsdragers gevormd worden. Deze waarde wordt de drempelspanning V_T genoemd.

De in het oxide gevangen positieve ladingen zorgen voor een verschuiving van de drempelspanning V_T . Bij NMOS-transistoren gaan gevangen gaten de drempelspanning doen dalen. Tegelijk worden in de stralingsgeïnduceerde interface states negatieve ladingen gevangen die omwille van het andere teken de drempelspanning V_T terug doen stijgen. Omdat de opbouw van interface states trager is dan het gevangen worden van de gaten [4], gaat het effect van deze gevangen gaten tijdens bestraling veel sneller zichtbaar worden. Na enige tijd, als de interface states opgebouwd zijn, gaan zij de bovenhand nemen. De drempelspanning V_T vormt een curve zoals getoond in figuur 48.

Voor PMOS transistoren gebeurt hetzelfde behalve dat aan de interface positieve ladingen of gaten komen vast te zitten die dus net zoals de gaten in het oxide de drempelspanning V_T doen dalen. Er is dus geen omschakeling te zien in de curve van een PMOS-transistor in onderstaande figuur.



Figuur 50 Verschuiving van V_T bij MOS-transistoren in functie van de stralingsdosis

Afname van de mobiliteit en de transconductantie

BRON: 21

De mobiliteit is de verhouding van de snelheid van de ladingsdragers tot het aanwezige elektrisch veld. De effectieve mobiliteit μ_{eff} is dikwijls lager omwille van de hoge snelheden van de ladingsdragers en de proximitie van het kanaal tot de interface met siliciumdioxide omwille van het hoge verticale elektrische veld. Onderstaande formule voor de effectieve mobiliteit kan gebruikt worden:

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + \theta(V_{GS} - V_T)}$$

Hierbij is μ_0 de vrije mobiliteit, θ een constante afhankelijk van de gebruikte technologie, V_{GS} de gate-sourcespanning en V_T de drempelspanning. Onder straling wijzigt de drempelspanning van een transistor en dus ook de effectieve mobiliteit. Ook θ neemt toe onder straling.

Bij wijziging van de effectieve mobiliteit, zal ook de transconductantie g_m wijzigen. Dit is duidelijk te zien in onderstaande formule.

$$g_m = \mu_{eff} \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot (V_{GS} - V_T)$$

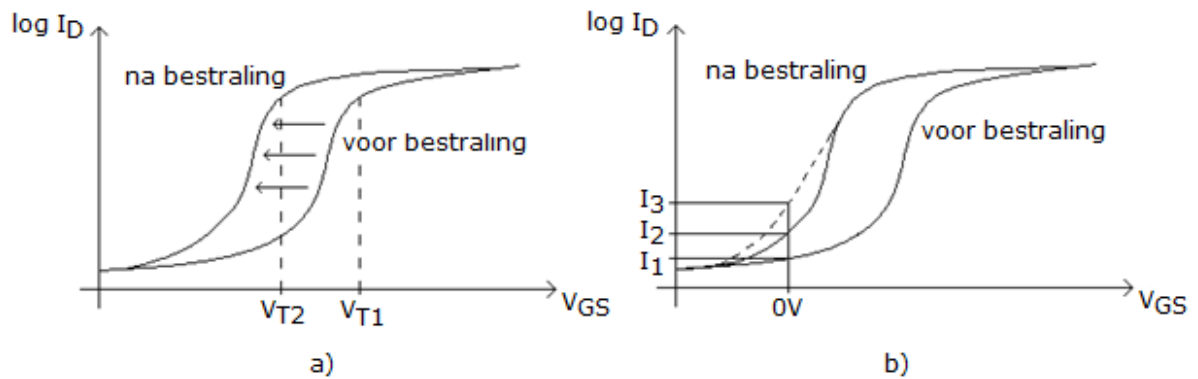
Hierbij is μ_{eff} de effectieve mobiliteit, C_{ox} de gate-oxidecapaciteit, W de breedte van de transistor, L de lengte van de transistor, V_{GS} de gate-sourcespanning en V_T de drempelspanning.

Toename van de lekstroom

De lekstroom in een MOS-transistor is gedefinieerd als de stroom die van drain naar source vloeit bij een gate-sourcespanning van 0V. In een bestraalde NMOS-transistor

gaan twee effecten zorgen voor een toename van deze lekstroom, namelijk een toename van de subthresholdstroom en de vorming van parasitaire stromen.

Lekstroom is zeer afhankelijk van de layout en zal voor een MOS transistor veroorzaakt worden door een stroom van het source gebied naar drain gebied die niet onder het kanaaloxide maar onder het veldoxide passeert. Daar zetten zich veel gaten vast met als gevolg een zeer lage drempelspanning V_T en dus lekstromen. Onderstaande figuur illustreert dit.



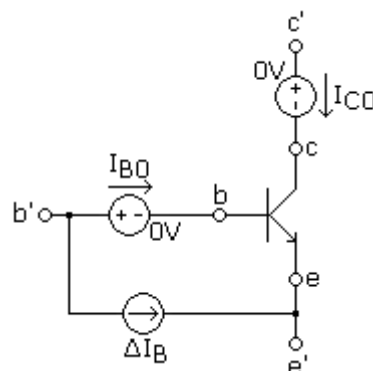
Figuur 51 Toename van de lekstroom in MOS-transistoren met: a) Afname van de drempelspanning en b) Grotere treshold swing

3.2 Circuitsaanpassingen voor stralingsbestendigheid

3.2.1 Algemeen

BRONNEN: 15, 16, 17 EN 31

Om de effecten van gammastraling te simuleren, wordt elke transistor in het circuit vervangen door zijn stralingsequivalent. Dit equivalent gaat de collectorstroom wijzigen afhankelijk van de dosis straling die de transistor absorbeert. Concreet gebeurt dit door toevoeging van stroomgecontroleerde stroombron ΔI_B . Onderstaande figuur toont het schema van het stralingsequivalent van een NPN-transistor.



Figuur 52 Het stralingsequivalent van een NPN-transistor

De spanningsbronnen van 0V aan de basis en de collector van de transistor maken het mogelijk voor T-SPICE om de waarden van I_{B0} en I_{C0} te gebruiken in de berekening van ΔI_B .

De waarde van de stroomgecontroleerde stroombron ΔI_B wordt bepaald door volgende formule [17].

$$\Delta I_B = X_B \cdot \sqrt{J \cdot \frac{\text{multi}}{I_c}}$$

Waarbij X_B de relatieve stralingsgeïnduceerde toename van de basisstroom I_B is, J de stroomdichtheid per emitterlengte, multi de multiplicité (het aantal parallelle devices van $1\mu\text{m}$ emitterlengte) en geeft dus de totale emitterlengte. I_c is de collectorstroom.

Uit voorgaande metingen is gebleken dat de maximale relatieve toename van I_B bij een stralingsdosis van 170kGy 10% bedraagt [17] voor een transistor met een collectorstroom gelijk aan 3mA en een emitterlengte van $12\mu\text{m}$. Hieruit kan de stroomdichtheid J bepaald worden:

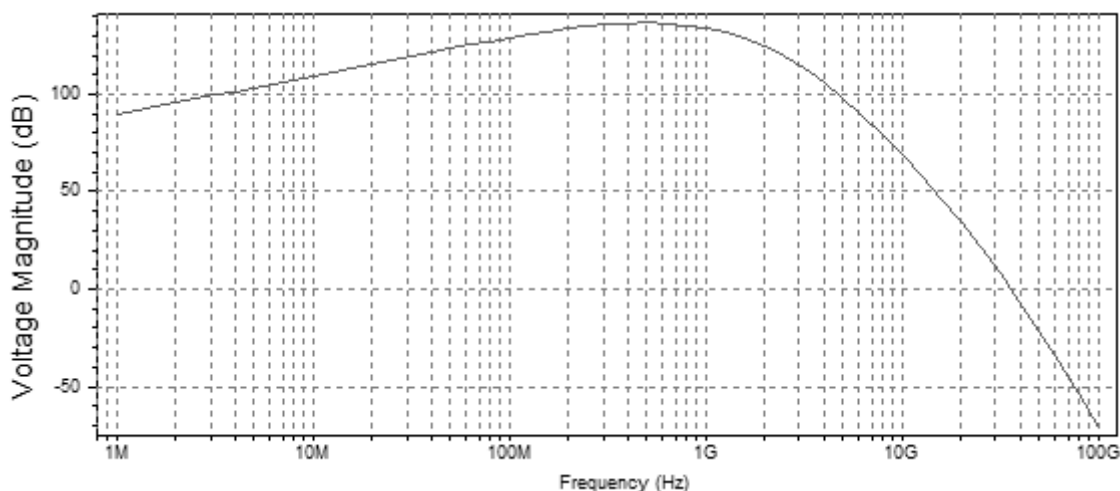
$$J = \frac{3\text{mA}}{12\mu\text{m}} = 0,25\text{mA}/\mu\text{m}$$

De andere factoren worden bepaald door de transistorparameters gekend uit simulaties van de ontvanger. Door aanpassing van elke transistor kan het gedrag van de schakeling onder straling bekeken worden.

3.2.2 Simulaties

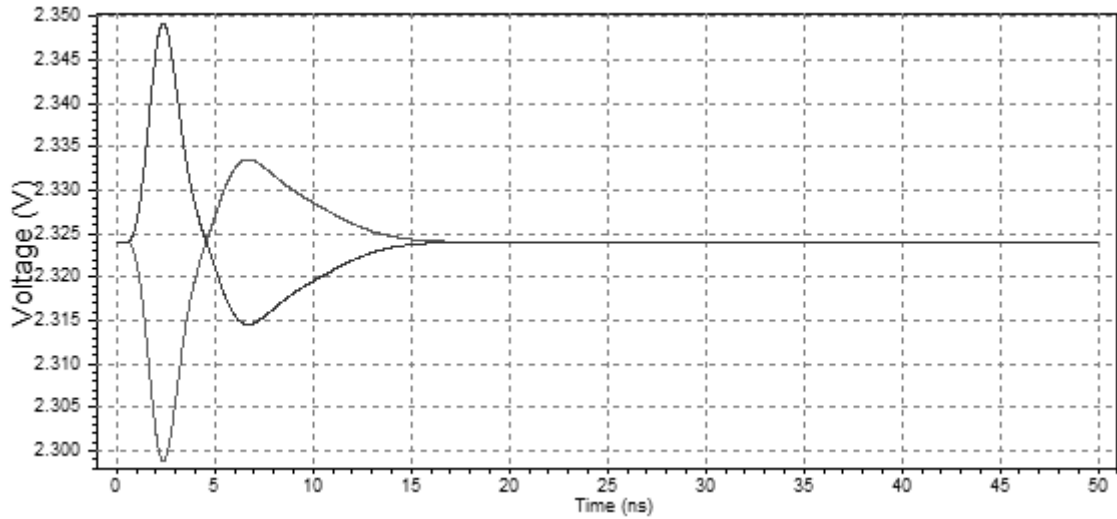
M.b.v. het simulatieprogramma T-SPICE wordt de werking van de ontvanger tijdens bestraling gecontroleerd. De simulaties bevatten enkel het effect van gammastraling op bipolare NPN-transistoren omdat het gesimuleerde circuit enkel dit soort transistoren bevat. Ook worden de simulaties beperkt tot deze bij maximale stralingsdegradatie. Een meer compleet model zoals dit ontwikkeld binnen de masterproef van Ing. Hans Versmissen [32] moet toelaten om deze simulaties voor willekeurige dosis tot 1.5MGy te herhalen.

Onderstaande figuur toont het bodediagram van de optische ontvanger onder straling. Er is een lichte toename van de versterking te zien, maar dit wordt verdeeld over de ganse ontvanger en is dus eigenlijk niet zo veel. Bovendien zal de AGC deze stijging opvangen zodat de ontvanger met AGC-lus goed bestand is tegen ioniserende straling.



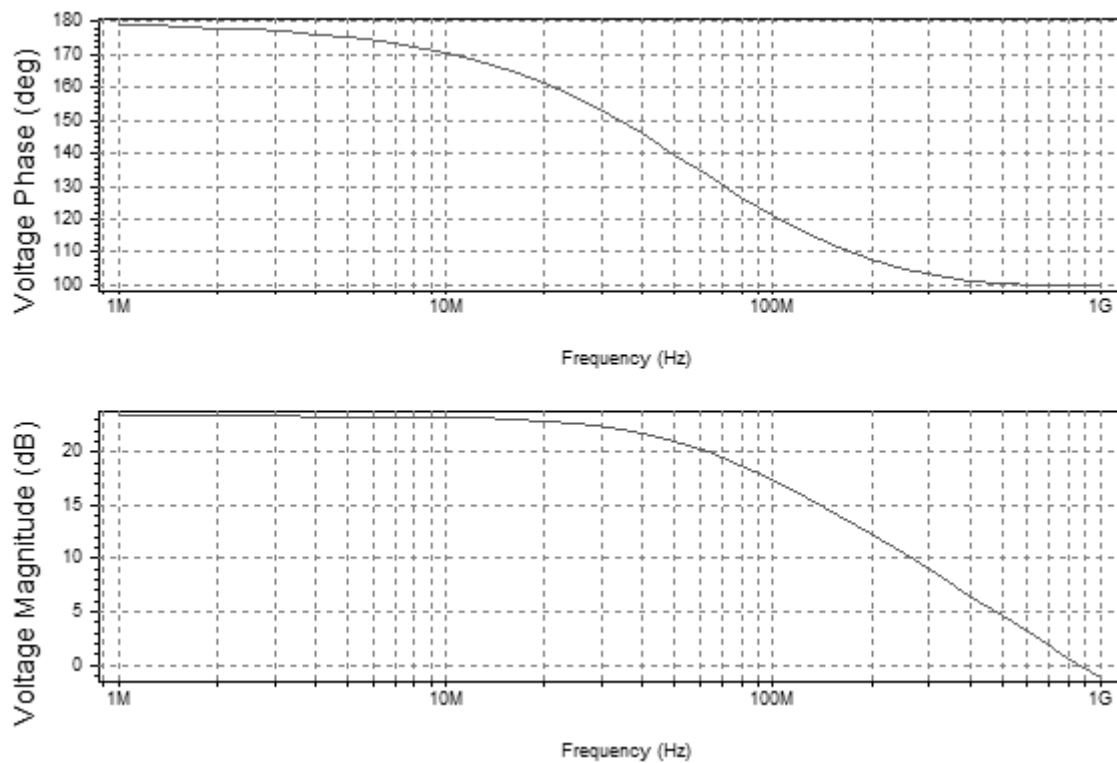
Figuur 53 Het bodediagram van de ontvanger onder straling

De transiëntanalyse bevestigt de werking van de optische ontvanger onder straling. Onderstaande figuur toont de versterkte bipolaire puls aan de uitgang van het circuit.



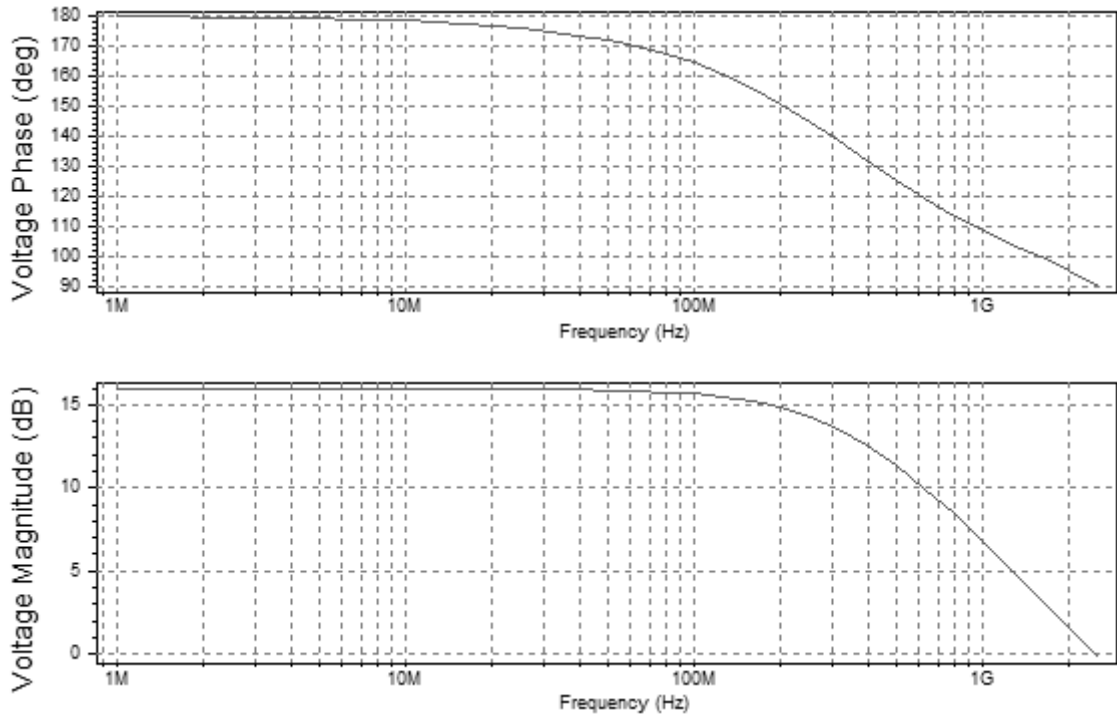
Figuur 54 Transiëntanalyse van de optische ontvanger onder straling

Ook de stabiliteit van de ontvanger blijft gewaarborgd. Onderstaande figuren tonen respectievelijk de fasemarge van de TIA onder straling en de fasemarge van de CH versterker onder straling.



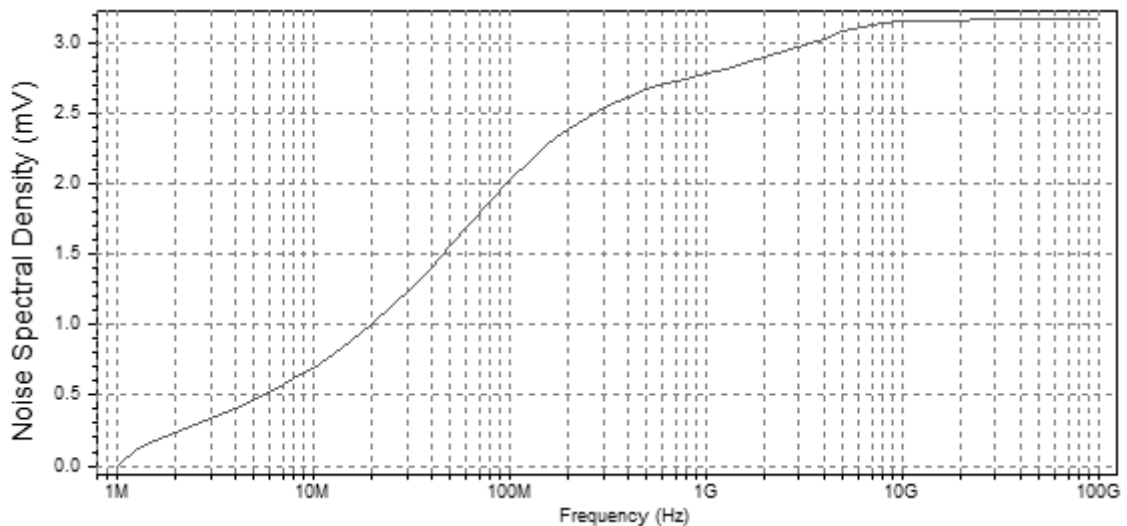
Figuur 55 De fasemarge van de TIA onder straling

De TIA heeft nog steeds een fasemarge van 80° zoals in het resultaat zonder straling uit paragraaf 2.2.1.1. Ook het resultaat van de CH versterker is hetzelfde gebleven met een fasemarge van 90° .



Figuur 56 De fase marge van de CH versterker onder straling

Uit de ruisanalyse van paragraaf 2.2.1.2 is gebleken dat de maximale geïntegreerde ruis van de TIA 1,94mV bedraagt. Wanneer de ruis onder straling wordt bekeken in volgende figuur, kan een stijging worden vastgesteld. De geïntegreerde ruis bedraagt nu 3,17mV.



Figuur 57 De geïntegreerde ruis van de TIA uitgedrukt in mV in functie van de frequentie

De verandering van de hoeveelheid ruis kan gekoppeld worden aan de daling van de stroomversterking onder straling. Voor lage frequenties is de globale ruisformule uit paragraaf 2.1.1 gegeven:

$$\overline{I_{n,in}^2} \approx \left(\frac{4KT}{R_1} + \frac{4KT}{R_2} + \frac{2QI_{C1}}{(1 + gm_1 R_2)^2} + \frac{4kTr_{b1} gm_1^2}{(1 + gm_1 R_2)^2} + \frac{4KT}{R_f} + \frac{4KTR_3}{R_f^2} + \frac{2QI_{C2} R_3^2}{R_f^2} + \frac{4KTr_{b2}}{R_1^2} + 2QI_D \right) df$$

De weerstanden worden in de simulaties onder straling niet gewijzigd dus veroorzaken de verandering van de ruis niet. De transconductantie g_m kan echter wel wijzigen omdat deze afhankelijk is van de stroom [21]. In welke mate g_m de ruis verandert, is niet rechtstreeks af te leiden uit bovenstaande formule.

Voor hoge frequenties kan de stijging van de ruis verklaard worden door de verschuiving van de polen.

Om de verandering van de hoeveelheid ruis volledig te kunnen verklaren is echter verder onderzoek noodzakelijk.

BESLUIT

Door de alsmear groeiende nucleaire sector is het noodzakelijk geworden om over stralingsbestendige apparatuur te beschikken. Deze apparatuur is van op afstand te bedienen en maakt het mogelijk om taken uit te voeren in omgevingen waar hoge dosissen gammastraling dit voor de mens onmogelijk maken. Deze masterproef beschrijft het ontwerp van een analoge schakeling die bestand is tegen een hoge dosis gammastraling.

De MYRRHA-reactor, die momenteel in opbouw is op het SCK-CEN te Mol, zal een LIDAR-systeem (LIght Detection And Ranging) bevatten dat dienst zal doen als niveaumeter voor een vloeibaar metaal in de reactor. De schakeling ontworpen in deze masterproef is een optische ontvanger voor dit LIDAR-systeem. De optische ontvanger gaat lichtpulsjes afkomstig van de laser en gereflecteerd op het metaaloppervlak ontvangen en omzetten naar een stroom. Deze stroom wordt op haar beurt omgezet naar een spanning die nog enkele versterkers zal passeren.

De eerste stap in het ontwerp van het volledige ontvangstkanaal is het ontwerp van een transimpedantieversteker (TransImpedance Amplifier of TIA). De TIA die gebruikt wordt in dit werk is een tweetrapsversteker met bipolaire transistoren. Deze schakeling bestaat uit twee trappen. De eerste trap gaat de inkomende stroompuls, afkomstig van een fotodiode, omzetten naar een spanning. Deze spanning vormt de ingang van de tweede trap die een versterker vormt. Het signaal is nu klaar om door te gaan naar het versterkerkanaal dat bestaat uit drie Cherry-Hooper versterkers en een hoogdoorlaatfilter. Deze maken de pulsen klaar zodat een tijd-naar-digitaal omzetter (Time-to-Digital Converter of TDC) een tijdsmerking kan opmaken om het niveau van het vloeibare metaal in MYRRHA op te meten.

Een analyse van de verschillende onderdelen toont aan dat de circuits een voldoende grote versterking hebben, maar toch de invloed van ruis weten te beperken. Ook de stabiliteit is gegarandeerd.

Om het signaal binnen het verwachte dynamisch bereik te houden, wordt het gebruik van een automatische versterkingscontrole (Automatic Gain Control of AGC) voorgesteld. Er wordt gebruik gemaakt van een schakeling die de spanning gaat regelen, Voltage Mode Gain Control (VMGC) genoemd. Deze schakeling bestaat uit vier R-2R laddernetwerken die de signalen aan de ingang indien nodig kunnen verzwakken zodat ze binnen het bereik van de ontvanger blijven. Een piekdetector bepaalt het bereik van het signaal en stuurt de AGC aan.

Een tweede stap in het ontwerp is de stralingsbestendigheid. Het belangrijkste effect van ioniserende straling op bipolaire transistoren is de daling van de stroomversterking β , afhankelijk van de stroomdichtheid in de component. Door toevoeging van een stralingsmodel voor de transistoren in het ontwerp kunnen simulaties uitgevoerd worden die deze daling in stroomversterking mee in rekening brengen.

De resultaten van de simulaties geven aan dat de optische ontvanger voldoende bestand is tegen ioniserende straling tot een dosis van 600kGy.

LITERATUURLIJST

- [1] CERN (April 10-12, 2000) Radiation effects on electronic components and systems for LHC. European Organization for Nuclear Research, CERN training.
- [2] Claeys, C., Simoen, E. (2002). Radiation Effects in Advanced Semiconductor Materials and Devices. Leuven: Springer.
- [3] Colleman, P. (2007-2008). Digitale technieken: Combinatorische en sequentiële systemen. KH Kempen, Geel.
- [4] De Jonghe, Dimitri (2008). Integratie van een stralingsharde LIDAR ontvanger met mm nauwkeurigheid. Thesis, KULeuven.
- [5] Faccio, F. Radiation effects in the electronics for CMS. Tutorial, CERN.
- [6] Flash ADC. Gevonden op 21 oktober op het Internet: <http://www.hardwaresecrets.com/article/317/6>
- [7] Handbook of Optical Through the Air Communications. Gevonden op 27 augustus op het Internet: <http://www.imagineeringezine.com/ttaoc/r-circuits.html>
- [8] Hänslér, Kurt (2004). A 0.13 μm CMOS technology: Its radiation hardness and its application in high energy physics experiments. Thesis, Graz.
- [9] Ingels, M. (2000). CMOS Interface Circuits for Optical Communication. Thesis, Leuven.
- [10] Mebrahtu, Henok T. (2005). Heavy Ion Radiation Effects on CMOS Image Sensors. Thesis, Toronto, Ontario.
- [11] Mermans, Jeroen (2007). Karakterisering en modellering van 0.35 μm SiGe CMOS transistoren onder gammastraling. Thesis, KH Kempen, Geel.
- [12] Niras. Radioactiviteit. Gevonden op 6 augustus 2008 op het Internet: http://www.nirond.be/nederlands/6.3_Radioactiviteit_nl.html
- [13] Leroux, P. (2007-2008). Stabiliteit en oscillatoren. KH Kempen, Geel.
- [14] Leroux, P.; Van Uffelen, M.; Berghmans, F.; Simoen, E.; Claeys, C. (2006). A Compact, Broad-range, Physical SPICE Model Extension for the γ -radiation Induced β -degradation in a Discrete SiGe HBT. Paper, SCK-CEN, Mol.
- [15] Leroux, P.; Ooms, B.; Vansant, N.; De Cock, W.; Van Uffelen, M.; Steyaert, M. (2008). Design, Assessment and Modeling of an Integrated 0.4 μm SiGe Bipolar VCSEL Driver under γ -Radiation. Paper, SCK-CEN, Mol.
- [16] Leroux, P.; De Cock, W.; Van Uffelen, M.; Steyaert, M. (2008). Design and Radiation Assessment of Optoelectronic Transceiver circuits of ITER (pdf). Conference, Naxos, GREECE.
- [17] Leroux, P.; De Cock, W.; Van Uffelen, M.; Steyaert, M. (2009). Modeling, Design, Assessment of a 0.4 μm SiGe Bipolar VCSEL Driver IC under γ -radiation (pdf).
- [18] Palojarvi, P. (2003). Integrated Electronic and Optoelectronic Circuits and Devices for Pulsed Time-of-Flight Laser Ranging. Thesis, Oulu.

- [19] Palojärvi, P.; Ruotsalainen, T.; Kostamovaara, J. (Jun. 2005). A 250MHz BiCMOS Receiver Channel With Leading Edge Timing Discriminator for a Pulsed Time-of-Flight Laser Rangefinder. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 40, No. 6.
- [20] Pulsed Time-of-Flight laser ranging. Gevonden op 25 augustus op het Internet: <http://herkules.oulu.fi/isbn9514269667/html/c305.html>
- [21] Razavi, B. (2001). *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. Singapore: McGraw-Hill Higher Education.
- [22] Razavi, B. (2003). *Design of Integrated Circuits for Optical Communications*. Singapore: McGraw-Hill Higher Education.
- [23] Ruotsalainen, T.; Palojärvi, P.; Kostamovaara, J. (Feb. 1999). A Current-Mode Gain-Control Scheme with Constant Bandwidth and Propagation Delay for a Transimpedance Preamplifier. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 34, No. 2.
- [24] Ruotsalainen, T.; Palojärvi, P.; Kostamovaara, J. (Aug. 2001). A Wide Dynamic Range Receiver Channel for a Pulsed Time-of-Flight Laser Radar. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 36, No. 8.
- [25] SCK-CEN. MYRRHA. Gevonden op 6 augustus 2008 op het Internet: <http://www.sckcen.be/myrrha/home.php>
- [26] SCK-CEN. MYRRHA. Gevonden op 19 augustus 2008 op het Intranet van SCK: http://intern.sckcen.be/cek/nl/infosck/informatiemateriaal/publicaties/oversckcen/installaties_onderzoek/nl/myrrha.doc
- [27] SCK-CEN. Radioactiviteit. Gevonden op 5 augustus 2008 op het Internet: <http://www.sck.be/nl/Wetenschap-Samenleving/Nucleaire-wetenschap/Radioactiviteit>
- [28] Vansant, Nick (2007). *Karakterisering en modellering van 0.35µm SiGe bipolaire transistoren onder gammastraling*. Thesis, KH Kempen, Geel.
- [29] Van der Woude, A.; de Meyer, R. (2003). *Radioactiviteit*. Amsterdam: Veen Magazines.
- [30] Van Hees, Bastiaan (2009). *Karakterisatie van drie stralingsharde 0.35µm SiGe BiCMOS transimpedantieverstarkers*. Thesis, KH Kempen, Geel.
- [31] Van Uffelen, M.; Geboers, S.; Leroux, P.; Berghmans, F. (Aug. 2006). SPICE Modelling of a Discrete COTS SiGe HBT for Digital Applications up to Mgy Dose Levels. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 53, No. 4.
- [32] Versmissen, Hans (2009). *Modellering van het stralingsgedrag van bipolaire transistoren met VHDL-AMS*. Thesis, KH Kempen, Geel.
- [33] Voorspoels, Reinhard (2007). *Karakterisering en modellering van 0.7µm CMOS technologie onder gammastraling*. Thesis, KH Kempen, Geel.
- [34] What Could Go Wrong? The Effects of Ionizing Radiation on Space Electronics. Gevonden op 22 september op het Internet: <http://www.aero.org/publications/crosslink/summer2003/index.html>