

Departement Industriële en Biowetenschappen

Master in de industriële wetenschappen:

elektronica-ICT - elektronica



Karakterisering van twee stralingsharde
0.35 μ m SiGe opamps en vergelijking met
een commercieel design

CAMPUS

Geel



Bart Peeters

Academiejaar 2007-2008

VOORWOORD

Op mijn tiende verjaardag kreeg ik een doos om te experimenteren met elektriciteit & elektronica. In de loop der jaren raakte ik langzaam maar zeker meer geïnteresseerd in elektronica en het werd een hobby. Nu ik tweeëntwintig ben krijg ik de kans om, na het voltooien van mijn laatste jaar en deze masterproef, van mijn hobby mijn werk te maken.

Graag zou ik in dit voorwoord een aantal mensen willen bedanken die mij met raad en daad hebben bijgestaan.

Eerst en vooral zou ik mijn promotor, Marco Van Uffelen en mijn stagebegeleider, Paul Leroux van harte willen bedanken. Zonder hen zou het onmogelijk geweest zijn om deze masterproef tot een goed einde te brengen.

Ook naar de andere personeelsleden van het SCK-CEN betuig ik mijn dank, in het bijzonder Wouter De Cock, Johnny Mols en Constant van Ierschot. Zij waren steeds bereid om te antwoorden op onze vragen, of een handje toe te steken waar dat nodig was. Het was bovendien een toffe groep om mee samen te werken.

Ook een dankwoordje aan mijn medestagair Bart Ooms is zeker op zijn plaats. We hebben ons samen over problemen kunnen buigen en de taken wat verdeeld in de mate van het mogelijke.

Verder zou ik nog mijn ouders willen bedanken, die het mogelijk maakten dat ik deze studies kan doen. En tenslotte ook mijn vriendin, die in deze toch wel zware periode een ware steun voor mij was.

SAMENVATTING

Deze masterproef behandelt de karakterisatie van twee geïntegreerde 0.35 μ m SiGe versterkers en er wordt een vergelijking gemaakt met een commercieel beschikbare versterker. Dit werkstuk vormt de voorbereiding van een bestralingstest, die op deze IC's zal worden uitgevoerd. Deze bestralingstest met gammastralen wordt gedaan in het kader van de ontwikkeling van stralingsharde elektronica. Elektronische schakelingen opgebouwd met stralingsharde componenten, vinden hun toepassing in de nucleaire- en ruimtevaartsector.

In de eerste hoofdstukken wordt een korte inleiding gegeven over radioactieve straling en de bestralingsfaciliteit van het SCK-CEN. Dan volgt een korte bespreking van de invloed van radioactieve straling op geïntegreerde transistoren. De circuits van de SiGe versterkers worden besproken, evenals de reden waarom dit stralingsharde ontwerpen zijn. Er wordt ook aangehaald wat de keuze van het commercieel beschikbare design heeft bepaald.

In de daarop volgende hoofdstukken worden de belangrijkste parameters van operationele versterkers toegelicht, alsook de methoden waarmee ze kunnen worden opgemeten. De configuratie van de schakelingen, opgebouwd rond de versterkers, wordt behandeld en de uitgevoerde simulaties op deze opstellingen komen uitgebreid aan bod.

Het laatste deel van deze scriptie bevat een beschrijving van de gebouwde meetopstelling en de automatisering daarvan met behulp van LabVIEW. Tot slot worden uitgebreid de resultaten besproken van een temperatuurtest, die met deze meetopstelling werd uitgevoerd. De te testen IC's werden daarbij in een oven geplaatst, om dan bij verschillende temperaturen telkens de parameters opnieuw op te meten. Dit is nodig om tijdens de bestraling temperatuurseffecten te kunnen scheiden van stralingseffecten.

De volgende stap zal het uitvoeren van een bestralingstest zijn, van zodra de bestralingsfaciliteit beschikbaar komt.

INHOUDSTAFEL

VOORWOORD	1
SAMENVATTING	3
INHOUDSTAFEL	4
INLEIDING	6
1 RADIOACTIEVE STRALING	7
1.1 Inleiding	7
1.2 Het atoom	7
1.3 Soorten straling	8
1.3.1 Alfastralen	8
1.3.2 Bètastralen	8
1.3.3 Gammastralen	8
1.4 Radioactiviteit meten	8
1.4.1 De eenheid voor de activiteit van een radioactieve stof: Becquerel	9
1.4.2 De eenheid voor de geabsorbeerde dosis: Gray	9
1.4.3 De eenheid voor de equivalente dosis: Sievert.....	9
1.5 Effecten van straling op mens en materialen	9
1.6 De bestralingsfaciliteit	11
1.6.1 BRIGITTE of RITA.....	11
1.6.2 De kobalt (⁶⁰ Co) stralingsbronnen	12
1.7 Besluit	12
2 DE OPERATIONELE VERSTERKERS	13
2.1 Inleiding	13
2.2 Stralingseffecten op SiGe transistoren	13
2.2.1 Effecten op SiGe CMOS transistoren	14
2.2.2 Effecten op SiGe biplolaire transistoren.....	14
2.3 De lay-out van het IC	14
2.4 Het geïntegreerde circuit	16
2.4.1 De versterkingsfactor	17
2.4.2 De polen van het systeem.....	18
2.5 Instrumentatieversterker AD524	18
2.6 Besluit	19
3 KARAKTERISERING VAN EEN OPAMP	20
3.1 Inleiding	20
3.2 De verschillende parameters	20
3.2.1 De voedingsstroom (supply current, I_{CC})	20
3.2.2 Het vermogenverbruik (power consumption, P_{tot})	20
3.2.3 De input offset voltage (V_{IO}).....	20
3.2.4 Temperatuurscoëfficiënt van de input offset voltage ($\alpha_{V_{IO}}$)	21
3.2.5 De input offset stroom (input offset current, I_{IO})	21
3.2.6 De input instelstroom (input bias current, I_{IB}).....	21
3.2.7 De common-mode input voltage range (V_{ICR}).....	21
3.2.8 De maximum peak output voltage swing (V_{OM})	22
3.2.9 De unity-gain bandwidth (B_1)	22
3.2.10 De ingangsweerstand (input resistance, r_i)	22
3.2.11 De common-mode rejection ratio (CMRR)	22
3.2.12 De power supply rejection ratio (PSRR).....	23
3.2.13 De slew rate (SR).....	23
3.2.14 Lineariteit	23

3.2.15	IP3.....	24
3.2.16	De totale harmonische distortie (total harmonic distortion, THD).....	27
3.3	De basis meetopstelling	27
3.4	Besluit.....	30
4	SIMULATIES.....	31
4.1	Inleiding	31
4.2	Bias condities.....	31
4.3	AC gedrag	33
4.3.1	Bodediagram.....	33
4.3.2	CMRR	39
4.4	Transient analyse.....	41
4.4.1	Slewwrate	41
4.4.2	Maximum output swing.....	43
4.5	Besluit.....	44
5	AUTOMATISERING VAN DE MEETOPSTELLING	45
5.1	Inleiding	45
5.2	De volledige meetopstelling	45
5.2.1	Problemen bij lange lijnen	45
5.2.2	Blokschema.....	48
5.2.3	Configuratie van de opampschakelingen	49
5.2.4	De PCB's en contactbox	50
5.3	LabVIEW	52
5.3.1	Flowchart.....	53
5.3.2	Meetpunten	55
5.4	Besluit.....	55
6	PRAKTISCHE METINGEN	56
6.1	Inleiding	56
6.2	Bias condities.....	56
6.3	Lineariteit	58
6.4	Bodediagram.....	64
6.5	Slew-Rate	66
6.6	IP3 en THD.....	69
6.6.1	IP3.....	69
6.6.2	Totale harmonische distortie en ruis (THD+n).....	71
6.7	Eerste resultaten van de AD524 onder straling	72
6.8	Besluit.....	73
BESLUIT		75
LITERATUURLIJST.....		76
BIJLAGE 1. VOLLEDIG INTERN SCHEMA		77
BIJLAGE 2. VOLLEDIGE MEETOPSTELLING		78
BIJLAGE 3. AANSLUITSCHEMA LABO		79
BIJLAGE 4. AANSLUITSCHEMA BESTRALING		80
BIJLAGE 5. DATASHEET AD524.....		81

INLEIDING

Het SCK-CEN voert al geruime tijd onderzoek uit in het kader van de International Thermonuclear Experimental Reactor (ITER). Dit onderzoek gebeurt in een internationaal samenwerkingsverband, zodat de onderzoekstaken verspreid kunnen worden over verschillende landen. Eén van de domeinen waar het SCK-CEN zich op toespitst, is het besturen van werktuigen op afstand. Voor het onderhoud van deze reactor is er nood aan robots, die in staat zijn in barre omstandigheden te opereren. Denk hierbij aan hoge doses gammastraling en extreme temperaturen.

Omdat de operatoren van deze machines niet fysiek aanwezig kunnen zijn op de locatie, zijn er allerhande stralingsharde sensoren en stralingsharde elektronica nodig om de signalen van die sensors te verwerken, zodat de nodige informatie kan teruggezonden worden naar de operator. Deze masterproef behandelt het onderzoek naar een stralingsharde versterker voor het versterken van het signaal afkomstig van een druksensor, voordat dit aan een AD-converter wordt aangeboden. De druksensor is, zoals vele andere sensors, gebaseerd op een brug van Wheatstone. De toepassing van deze versterker hoeft dus niet beperkt te blijven tot deze ene druksensor, maar kan gerust uitgebreid worden naar allerlei andere sensoren.

Het doel van deze masterproef is het karakteriseren van twee verschillende stralingsharde ontwerpen in een $0.35\mu\text{m}$ SiGe technologie en hun performantie te vergelijken met een commercieel beschikbare niet-stralingsharde versterker. De voorgaande jaren werden er al afzonderlijke transistoren en enkele simpele schakelingen gekarakteriseerd, maar dit is de eerste keer dat er een volledig geïntegreerd versterkerontwerp zal getest worden. Het karakteriseren van de versterkers gebeurt als volgt: voor de bestraling wordt er eerst een temperatuurtest gedaan, zodat tijdens de bestraling optredende temperatuurseffecten kunnen worden gescheiden van de stralingseffecten. Er zal na de bestraling een tweede temperatuurtest worden uitgevoerd, omdat de circuits eventueel kunnen herstellen van de opgelopen beschadigingen.

Er is nog een tweede reden waarom er voor en na de bestraling een temperatuurtest wordt uitgevoerd. Het is niet mogelijk om alle parameters tijdens de bestraling op te meten. De overige parameters worden enkel voor en na de bestraling bekeken, zodat de opgetreden verschillen kunnen onderzocht worden. Dit is wel in de veronderstelling dat de circuits na de bestraling nog functioneel zijn.

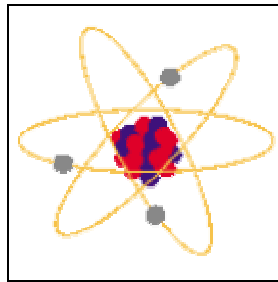
1 RADIOACTIEVE STRALING

1.1 Inleiding

In dit hoofdstuk worden de verschillende soorten radioactieve straling besproken en hun invloed op mens en materialen. We dalen eerst af naar de kern van de materie, om het verschijnsel "radioactiviteit" te verklaren. Welk trouwens een volkomen natuurlijk fenomeen is. Enkele belangrijke eenheden worden verklaard en er wordt toegelicht hoe we ons het best beschermen tegen deze gevaarlijke straling. Kennis over deze zaken is nodig om het verdere verloop van deze scriptie te begrijpen. Ten slotte wordt er een licht geworpen op de bestralingsfaciliteit, die gebruikt gaat worden voor het karakteriseren van de opamps.

1.2 Het atoom

Wanneer we op gelijk welke materie sterk inzoomen, komen we uiteindelijk bij het atoom terecht. Een atoom bestaat uit een kern die positief geladen protonen en neutrale neutronen bevat. Daar rond zweeft een "wolk" of "schil" van negatief geladen elektronen. Een voorbeeld van een atoom is weergegeven in figuur 1.1.



Figuur 1.1 Symbolische voorstelling van een atoomkern en zijn bijbehorende elektronen

Sommige atomen zijn onstabiel. Dit gebeurt wanneer er een onevenwicht is tussen het aantal verschillende deeltjes in de kern. De kern kan te veel protonen, te veel neutronen of zelfs te veel van beiden bevatten. Stoffen die dergelijke atomen bevatten noemt men radioactief. De overtollige energie die zo'n kern bevat wordt vroeg of laat afgegeven in de vorm van golven of deeltjes. Dit proces wordt radioactief verval genoemd. Het afstoten van energie gaat zolang door totdat de kern terug een evenwichtstoestand bereikt. Vanaf het moment dat alle onstabiele kernen stabiel zijn geworden, is de stof is niet meer radioactief.

Net zoals de straling van de zon warmte afgeeft, geeft de straling afkomstig van radioactieve stoffen ook een vorm van energie af. Wanneer deze stralen door een materie gaan, botsen ze daar met atomen of moleculen waaraan ze een deel van hun energie overdragen. Bij deze botsing kan een elektron worden weggeschoten uit een atoom of kan een atoom en/of molecule een elektron opnemen. Zo ontstaat een elektrisch geladen atoom of molecule, een ion. Dit verschijnsel heet ionisatie. Desgevallend wordt radioactieve straling ook ioniserende straling genoemd.

In de andere gevallen vindt er interactie plaats tussen de straling en de atoomkern (en niet de omringende elektronen), waarbij ook energie kan worden afgegeven aan de materie. In dit geval spreekt men van niet-ioniserende straling, waarbij vooral verplaatsingsschade kan optreden. Atomen worden daarbij uit hun oorspronkelijke positie verdreven. Dit is typisch het geval bij straling die bestaat uit neutronen, terwijl bij bestraling met protonen zowel ionisatie als verplaatsingsschade zal optreden.

1.3 Soorten straling

Er zijn vele verschillende vormen van straling, waarbij het steeds gaat over energie die zonder direct contact overgedragen wordt in de vorm van hoog-energetische deeltjes of elektromagnetische golven. Volgens de huidige kwantummechanische opvattingen is er trouwens geen verschil tussen deeltjes en golven. De verschillen tussen straling zitten in de energetische kracht ervan, als deze kracht voldoende hoog is, kan de straling als radioactief beschouwd worden.

1.3.1 Alfastralen

Alfastralen zijn relatief grote deeltjes. Het zijn de kernen van heliumatomen bestaande uit twee protonen en twee neutronen. Door hun afmetingen zijn ze niet zeer doordringend en worden snel afgeremd. Een blad papier, of een luchtlaag van 3cm volstaat om ze tegen te houden. Hun voortbewegingssnelheid is ook relatief laag. Ze worden 'slechts' met een snelheid van $16 \cdot 10^6$ m/s van de atoomkern weggeslingerd. Door hun beperkt penetratievermogen zijn alfastralen niet erg gevaarlijk voor de mens, behalve als de stralingsbron zelf in het lichaam wordt opgenomen. Als bijvoorbeeld een radioactieve isotoop van het edelgas radon wordt ingeademd, kan deze in de longen zware schade aanrichten. Ook de rook van sigaretten bevat radioactieve alfastralers.

1.3.2 Bètastralen

Bètastralen zijn lichtere energiedeeltjes, die ook met een veel hogere snelheid van de atoomkern worden weggeslingerd. Deze bedraagt hier namelijk $27 \cdot 10^7$ m/s. Er zijn twee soorten bètastralen: β^- -straling bestaande uit elektronen (e^-) of β^+ -straling bestaande uit positronen (e^+). Het penetratievermogen van bètastralen is groter dan van alfastralen. Om bètadeeltjes tegen te houden heb je nood aan een aluminium plaat van enkele millimeters of een luchtlaag met een dikte van 3 meter.

1.3.3 Gammastralen

Gammastralen zijn elektromagnetische golven, die een voortplantingssnelheid van $3 \cdot 10^8$ m/s hebben in vacuüm. Hun energie wordt bepaald door de frequentie van de golf. Deze stralen hebben een zeer groot doordringingsvermogen, daar ze bijna uitsluitend interageren met de omringende elektronen van atomen, en aldus slechts een klein deel van hun energie afstaan bij elke botsing. Ze kunnen slechts afgeremd worden door zware stoffen zoals ijzer, beton, lood... De benodigde dikte van deze materialen hangt af van de intensiteit en gaat van enkele centimeters tot meerdere meters. Door de lucht kunnen gammastralen zonder problemen honderden meters afleggen zonder noemenswaardig te verzwakken.

Verder in de tekst beschouwen we alleen de ioniserende gamma straling, daar deze gebruikt wordt voor de simulatie van de verwachte stralingsomgeving, in dewelke de opgedragen versterkers zullen moeten werken.

1.4 Radioactiviteit meten

De mens kan radioactieve straling niet waarnemen met zijn zintuigen. Er zijn echter tal van gevoelige meetinstrumenten ontwikkeld, die radioactiviteit wel kunnen opmeten (Niras). Op het SCK-CEN worden tal van deze meettoestellen gebruikt. Er zijn dosimeters, die de in een tijdsperiode geabsorbeerde cumulatieve dosis meten. Zij worden periodiek uitgelezen. Geigertellers en scintillometers meten de ogenblikkelijke

dosis van ioniserende straling. De verschillende meeteenheden worden hieronder in detail besproken.

1.4.1 De eenheid voor de activiteit van een radioactieve stof: Becquerel

De SI eenheid voor de meting van radioactiviteit is de Becquerel (Bq). De Becquerel is een maat voor de hoeveelheid straling die een radioactieve stof uitzendt. Eén Becquerel komt overeen met het radioactief verval van één atoom per seconde. De dimensie is dus in principe gelijk aan de hertz. De Becquerel vervangt een oudere niet-SI-eenheid, de curie (Ci).

1.4.2 De eenheid voor de geabsorbeerde dosis: Gray

De Gray (Gy) is de SI eenheid voor de hoeveelheid geabsorbeerde dosis. Eén Gray is gelijk aan de absorptie van één Joule energie door één kilogram materie en is dus materiaalafhankelijk. Om verwarring te vermijden tussen de geabsorbeerde en de equivalente dosis moet je als eenheid wel de Gray gebruiken in plaats van J/kg.

1.4.3 De eenheid voor de equivalente dosis: Sievert

Niet alle verschillende soorten straling veroorzaken evenveel ionisatie. Om hiermee rekening te houden wordt de geabsorbeerde dosis vermenigvuldigd met een bepaalde wegingsfactor, om te komen tot de equivalente dosis. De Sievert (Sv) kan net zoals de Gray uitgedrukt worden in J/kg. Maar de Sievert houdt, in tegenstelling tot de Gray, wel rekening met de biologische effecten veroorzaakt door straling. De oudere eenheid voor equivalente dosis was de rem. Eén Sievert komt overeen met 100 rem.

1.5 Effecten van straling op mens en materialen

Ioniserende straling is gevaarlijk voor de mens. Door het hoogenergetisch karakter kan ioniserende straling elektronen wegslaan uit atomen. Dit kan bij levend materiaal celschade veroorzaken. Nu is ionisatie een constant optredend verschijnsel (ook in ons lichaam). We staan immers onafgebroken bloot aan ioniserende straling, van allerhande oorsprong (Niras).

Ons lichaam heeft gelukkig een doeltreffend herstelmechanisme. Het produceert voortdurend nieuwe cellen. Soms is de schade door bestraling onherstelbaar. Een cel kan dan afsterven of voortleven in gewijzigde (gemuteerde) vorm. Er kunnen twee verschillende soorten stralingseffecten optreden:

- Vroege stralingseffecten: het blootstellen aan een hoge dosis straling kan leiden tot het afsterven van zoveel cellen dat ons lichaam ze niet tijdig kan vervangen. Ernstige symptomen, zoals huidverbranding, braken, duizeligheid, hoofdpijn of interne bloedingen, zijn het gevolg. Bij een zeer hoge dosis kan een persoon na enkele dagen of weken sterven.
- Vertraagde stralingseffecten: Als radioactieve deeltjes in het lichaam terecht komen kunnen ze zich nestelen in bepaalde organen. Als daar een atoom radioactief verval, kan een nabij gelegen cel beschadigd worden. De groei en deling van cellen in ons lichaam wordt geregeld door de genen. Wanneer zo'n regelende genen wijzigingen ondergaan, kan een ongecontroleerde celdeling het gevolg zijn. Kanker kan hiervan het gevolg worden. De ontwikkeling van deze kanker kan echter jaren op zich laten wachten.

Hoe groot de gevaren juist zijn hangt af van verschillende factoren. De duur van de blootstelling, de intensiteit van de bestraling en het type straling spelen een rol. Het maakt ook verschil of het lichaam volledig of slechts gedeeltelijk werd blootgesteld.

We moeten ons dus beschermen tegen de straling. Dit kan op verschillende manieren, welke steeds berusten op de volgende drie principes:

- Duur van de blootstelling: Deze dient steeds zo kort mogelijk te zijn.
- Afstand tot de stralingsbron: De intensiteit neemt kwadratisch af met het vergroten van de afstand tot de (punt)bron.
- Afscherming en insluiting: Water, beton, lood, glas en vele andere materialen houden doeltreffend straling tegen. Het insluiten van radioactieve stoffen gaat de verspreiding ervan tegen. Bovendien beperken aangepaste kledij en maskers het besmettingsrisico in radioactieve zones.

Op het SCK-CEN werkt men steeds volgens het ALARA principe, het acroniem voor **As Low As Reasonably Achievable**. Wat zoveel wil zeggen als: zo laag als redelijker wijze haalbaar is.

Ook niet-levende materie ondervindt schade ten gevolge van ioniserende straling. Doordat geladen deeltjes en/of fotonen zich met een grote snelheid voortbewegen, bezitten ze een grote kinetische energie. Als zo'n energierijk deeltje botst met een materie kan het op verschillende manieren schade veroorzaken in het materiaal. Het optredend effect is in grote mate afhankelijk van de aard van de materie en het type bestraling. De twee belangrijkste stralingseffecten zijn ionisatie en atomaire verplaatsingen. Deze effecten worden vaak degradatie-effecten genoemd.

- Atoomverplaatsingen: Wanneer een energierijk deeltje botst met een atoom van een vaste stof, dan kan dit atoom uit zijn positie worden geslagen. Dit veroorzaakt een fout in de structuur van het materiaal. Dit losgeslagen atoom kan op zijn beurt botsen met andere atomen en nog meerdere verplaatsingen veroorzaken. Dit atomair verplaatsingsproces wordt ook wel "bulk-damage" genoemd.

In het geval van gammastraling gebeurt slechts 1% van de energieoverdracht op deze manier. Het merendeel van de energie wordt overgedragen door ionisatie.

- Ionisatie: Het kan gebeuren dat geladen deeltjes door een botsing hun energie afgeven aan de elektronen van een materie. Hierdoor kunnen vrije elektron-gat paren gevormd worden. Bij dit ionisatieproces worden elektronen van de valentieband verplaatst naar de conductieband. Bij het aanleggen van een elektrisch veld zijn de elektronen in deze band zeer mobiel, wat de geleidbaarheid van het materiaal doet toenemen. Ook positief geladen gaten zijn (in mindere mate) mobiel.

De energie die nodig is om een elektron te verplaatsen naar de conductieband is lager dan de energie nodig om een atomaire verplaatsing te veroorzaken. Atomen zijn immers vaak via meerdere sterke bindingen met elkaar verbonden.

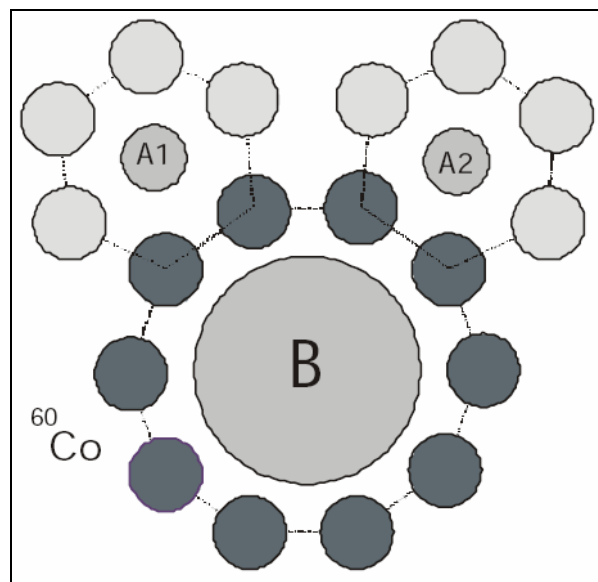
Deze effecten zullen ook een invloed hebben op de werking van transistoren. Het vloeien van stromen door het aanleggen van een elektrisch veld of door temperatuursafhankelijke diffusiestromen, kan leiden tot permanente schade van de componenten. Bij een MOS transistor veroorzaakt ionisatie in het oxide de belangrijkste parameterveranderingen.

1.6 De bestralingsfaciliteit

1.6.1 BRIGITTE of RITA

Het Instrumentation Departement van het SCK-CEN kan gebruik maken van verschillende bestralingsfaciliteiten. Het karakteriseren van de opamps gebeurt onder gammastraling. Meestal wordt hiervoor gebruik gemaakt van de RITA- of BRIGITTE-faciliteit. BRIGITTE is een acroniem van de volgende beschrijving: Big Radius Installation under Gamma Irradiation for Tailoring and Testing Experiments. RITA staat voor: Radio Isotope Test Arrangement. Het grote verschil tussen deze faciliteiten zit in de beschikbare stralingsdosis. Op deze basis wordt dan ook beslist op welke locatie de bestraling gaat plaatsvinden. De mogelijke stralingsdosis gaat in de RITA-faciliteit van 10Gy/h tot 4kGy/h. In de BRIGITTE-faciliteit ligt dit een stuk hoger en gaat daar van 5kGy/h tot 50kGy/h. Daarbuiten zijn er nog verschillen in de mogelijke afmetingen van de bestralings-containers. De temperatuur in de containers tijdens bestraling kan gecontroleerd worden. Op de RITA-locatie gaat het temperatuursregelbereik van 50°C tot 100°C. Op de BRIGITTE-locatie kan je hoger gaan tot 200°C. Beide locaties bevinden zich in de gebouwen van de BR2 testreactor.

De opamps gaan met een hoge stralingsdosis bestraald worden. Er gaat dus gebruik gemaakt worden van de BRIGITTE-faciliteit. Deze bevindt zich onderwater in een bad vlak naast de BR2 reactor. Het bestaat uit een rack dat plaats biedt aan drie bestralingscontainers, welke omringd worden door de stralingsbronnen. Dit kunnen Co-60 bronnen zijn, ofwel opgebruikte brandstofelementen. In figuur 1.2 is een schematische voorstelling van deze faciliteit weergegeven (Van Nieuwenhove, Vermeeren). De drie mogelijke plekken voor het plaatsen van bestralingscontainers zijn gekenmerkt met de letter/cijfer-combinaties A1, A2 en B. Ze worden de A- en B-posities genoemd.



Figuur 1.2 Bestralingsfaciliteit BRIGITTE

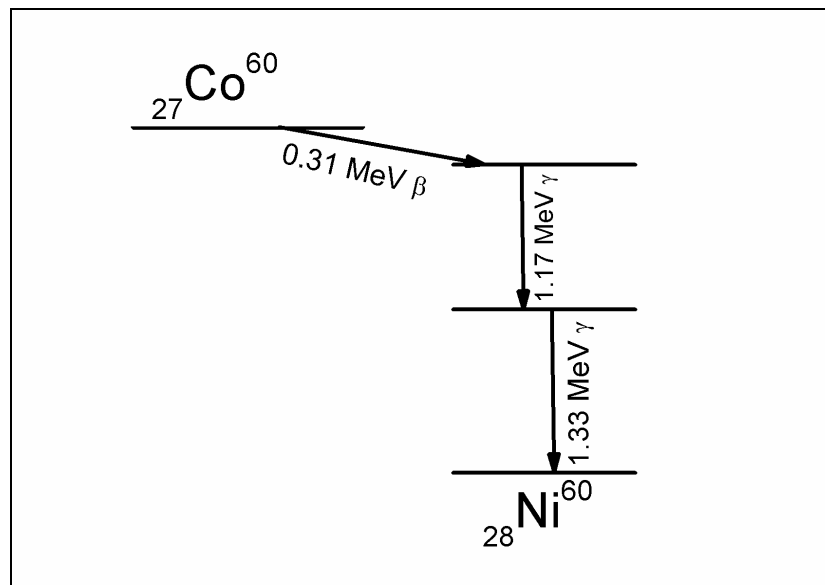
1.6.2 De kobalt (^{60}Co) stralingsbronnen

Ongeveer 0,0025% van de aardkorst bestaat uit kobalt. Kobalt wordt bereid uit ertsen die behalve kobalt ook andere metalen bevatten. Het merendeel wordt gewonnen als bijproduct bij de productie van nikkel.

De gammastralers die gebruikt worden bestaan uit het kobalt-60 nuclide, welk een krachtige gammastraler is met een halfwaardetijd van 5,27 jaar. Oude benamingen voor het ^{60}Co isotoop zijn kobaltbom en kobaltkanon. Het is veel goedkoper dan radium, veroorzaakt minder ernstige beschadigingen van de huid en heeft weinig schadelijke bijwerkingen. ^{60}Co wordt kunstmatig aangemaakt in een cyclotron volgens de reactie in vergelijking 1.1. Het heeft toepassingen in de medische wereld, de voedingssector, de chemische sector en de industrie.



Het radioactief verval van ^{60}Co gebeurt volgens β^- -verval. Wat op zich misschien een beetje raar lijkt, want het wordt gebruikt als γ -straler. De verklaring is te vinden in Figuur 1.3. Tijdens het verval zendt ^{60}Co eerst een elektron uit met een energie van 315keV en daarna twee gammastralen met een energie van respectievelijk 1,17MeV en 1,33MeV. Om uiteindelijk te komen tot het stabiele ^{60}Ni . Eén gram ^{60}Co bevat ongeveer 1,85 teraBq. Een puntbron zou een persoon een dosis geven van 0,5 Sv/h.



Figuur 1.3 Radioactief verval ^{60}Co

1.7 Besluit

Voor het testen van de circuits onder straling zal gebruik gemaakt worden van de BRIGITTE-faciliteit. Daar worden als stralingsbronnen ^{60}Co -staven gebruikt, welke voornamelijk gamma straling produceren. Op deze manier wordt een omgeving gecreëerd, die sterk lijkt op het toepassingsdomein van de circuits.

2 DE OPERATIONELE VERSTERKERS

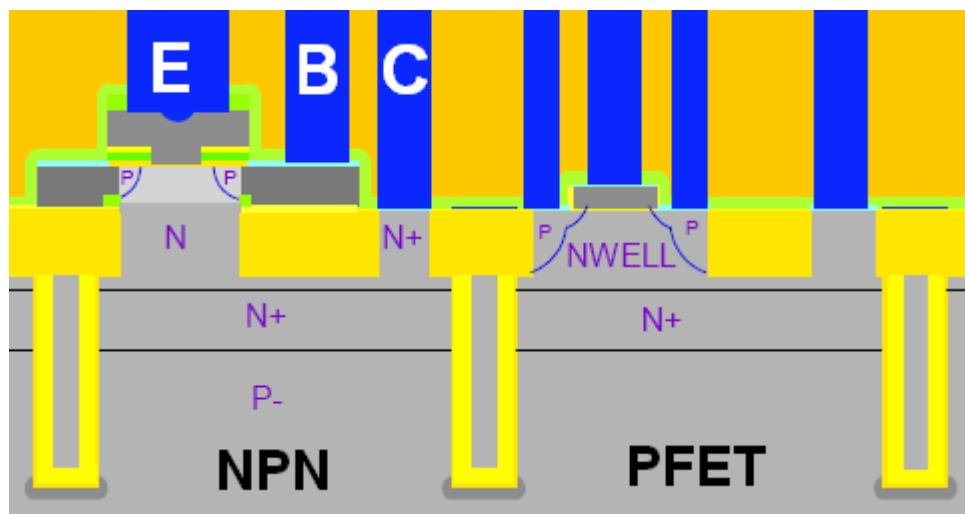
2.1 Inleiding

In dit hoofdstuk worden eerst kort de belangrijkste effecten besproken, die optreden bij SiGe transistoren ten gevolge van straling. De twee te testen circuits bevatten zowel CMOS als bipolaire transistoren. Deze twee transistortypes hebben een totaal verschillend werkingsprincipe en architectuur. De stralingseffecten zijn bijgevolg verschillend. Bij deze bespreking berust ik mij op het werk dat door collega-studenten de voorgaande jaren verricht werd. Zij hebben al verschillende transistors individueel getest en besluiten kunnen trekken betreffende de belangrijkste stralingseffecten.

Daarna worden de te testen versterkers beschreven. Twee daarvan zijn geïntegreerd in een 0.35 μm SiGe technologie. De derde versterker is een commercieel beschikbare opamp.

2.2 Stralingseffecten op SiGe transistoren

Het gebruik van een SiGe BiCMOS technologie biedt enkele voordelen ten opzichte van de standaard CMOS technologie, waarvan het belangrijkste de mogelijkheid is om zowel bipolaire als FET-transistors te kunnen integreren. Circuits die ontworpen zijn in SiGe kunnen ook grotere snelheden halen omdat de mobiliteit van de elektronen en gaten in SiGe groter is. Uit onderzoeken van de voorbije jaren blijkt dat SiGe transistoren waarschijnlijk stralingsharder zijn dan hun traditionele CMOS tegenhangers.



Figuur 2.1 Schematische voorstelling van transistoren in BiCMOS technologie

Figuur 2.1 schetst een doorsnede van twee mogelijke transistorimplementaties (Haramé, 2001), links een npn-bipolaire transistor en rechts een PFET. De derde mogelijkheid, een NFET, is niet getoond. Het is niet mogelijk om pnp-bipolaire transistoren te implementeren, want er kan geen sperlaag voorzien worden naar het substraat toe.

De stralingseffecten die optreden bij deze transistors, hangen af van het type en zullen voor de bipolaire transistoren anders zijn dan voor de CMOS-transistoren.

2.2.1 Effecten op SiGe CMOS transistoren

Uit onderzoek van de voorgaande jaren zijn de belangrijkste optredende effecten bij SiGe CMOS transistoren al vrij goed gekend (Mermans, 2007). Het belangrijkste stralingseffect is het verschuiven van de drempelspanning V_{th} . Bij een PMOS-transistor vertoont de drempelspanning een uniform dalend karakter in functie van de stralingsdosis, als gevolg van gaten die gevangen worden in het gate-oxide en gaten die vast komen te zitten in de roosterfouten aan de interface. V_{th} wordt bij een PMOS-transistor dus meer negatief. Bij een NMOS-transistor zal V_{th} eerst dalen ten gevolge van gaten die gevangen worden in het gate-oxide, om nadien terug te stijgen als de invloed van de elektronen, die vast komen te zitten in de roosterfouten aan de interface, beginnen te overheersen.

Een tweede optredend effect is de toename van lekstromen. Als er voldoende gaten gevangen zijn door het gate-oxide, kan er een lekstroom beginnen vloeien tussen source en drain ten gevolge van het veroorzaakte elektrisch veld. Dit effect kan ook ontstaan tussen twee naast elkaar gelegen transistoren wanneer er gaten worden gevangen in het veldoxide.

Een derde belangrijk optredend effect is het verminderen van de mobiliteit van de vrije ladingsdragers, door het optreden van defecten. Dit heeft als gevolg dat de transconductantie daalt.

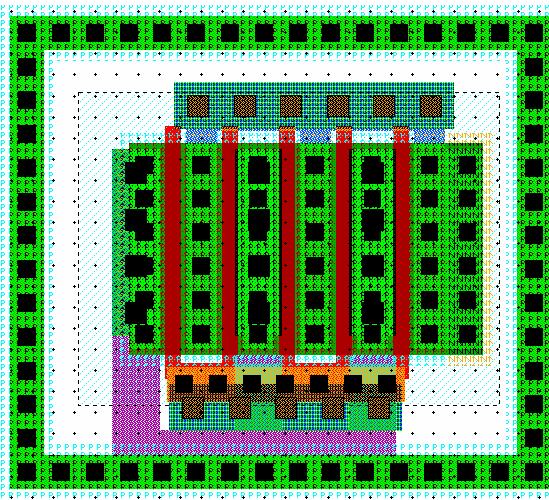
2.2.2 Effecten op SiGe biplolaire transistoren

Net zoals bij de SiGe CMOS-transistoren, werd er ook al onderzoek verricht naar het gedrag van SiGe bipolaire transistoren onder straling (Vansant, 2007). Het belangrijkste optredende effect is de wijziging van de stroomversterkingsfactor (β). Andere parameters zoals de emitterweerstand, de saturatiespanning en de earlyspanning vertonen slechts in zeer beperkte mate een stralingsinvloed. De effecten van temperatuurswijzigingen zijn bij deze laatste parameters dominant ten opzichte van de stralingseffecten.

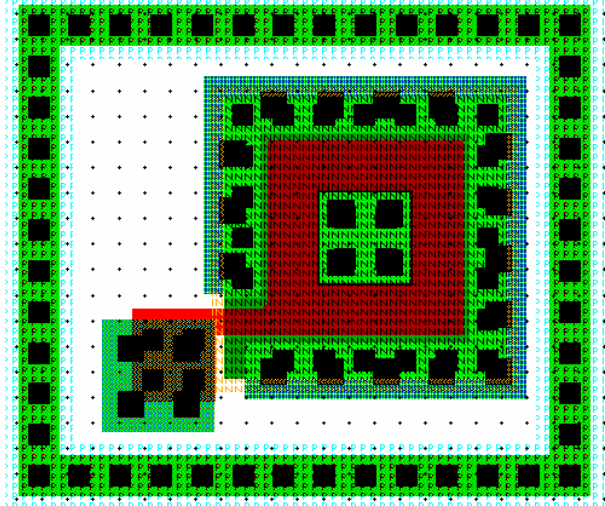
2.3 De lay-out van het IC

De lay-out van de chip met de twee $0.35\ \mu\text{m}$ SiGe opamps is getoond in Figuur 2.2. Deze bestaat voor een groot deel uit condensators voor ontkoppeling, enkel de twee hoekpunten links- en rechtsboven vormen de functionele circuits. Het verschil tussen de twee opamps is hun voedingsspanning. Het linkse circuit moet gevoed worden met 5V terwijl het rechtse met maximaal 3,3V mag gevoed worden. In het verdere verloop van deze scriptie worden deze opamps respectievelijk opamp 5V en opamp 3V3 genoemd. Het belangrijkste verschil tussen deze twee opamps is het gebruik van andere transistoren. De transistors van opamp 5V hebben een dikker gate-oxide om doorslag te voorkomen. Ze zijn over het algemeen ook groter dan de transistors van opamp 3V3, wat je ook ziet in Figuur 2.2. De dichtheid op de chip is aan de 5V zijde beduidend groter dan aan de 3V3 kant.

Het substraat van deze chip is geplaatst in een DIL-40 keramische behuizing, waarvan een foto is getoond in Figuur 2.3a. Een close-up van het substraat met de bonddraden is getoond in Figuur 2.3b. Het is belangrijk dat een keramische behuizing wordt genomen in plaats van een behuizing met polymeren. Deze laatste kunnen ontbinden bij blootstelling aan hoge dosis straling, en zijn dus niet geschikt voor deze toepassing.



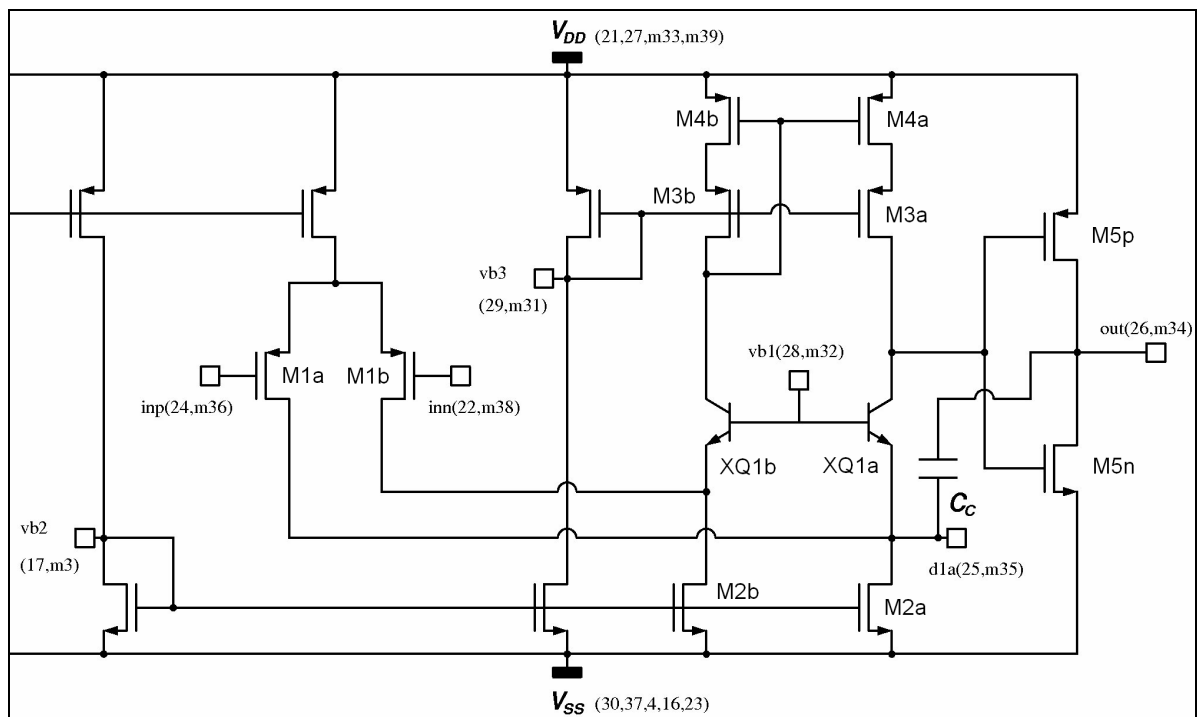
Figuur 2.4a Transistor met vingerstructuur



Figuur 2.4b Closed-gate transistor

2.4 Het geïntegreerde circuit

Het basisschema van de twee geïntegreerde schakelingen is volkomen gelijk, het enige verschil is het gebruik van andere transistoren. Het belangrijkste functionele deel van de circuits in is getoond in Figuur 2.5. Dit is een tweetraps versterker, waarvan de eerste trap een folded cascode vormt en de eindtrap bestaat uit een inverter ingesteld in klasse A. Voor een volledig schema verwijst ik naar bijlage 1.



Figuur 2.5 – Schema geïntegreerd circuit

2.4.1 De versterkingsfactor

De versterkingsfactor van de folded cascode trap kan berekend worden met de uitdrukkingen 2.1, 2.2 en 2.3 (Razavi, 2001).

$$|A_V| = G_m \cdot R_{out} \quad (2.1)$$

$$G_m \approx g_{m1} \quad (2.2)$$

$$R_{out} \approx \{(g_{m3} + g_{mb3}) \cdot r_{O3} \cdot r_{O4}\} // \{g_{mq1} \cdot r_{Oq1} \cdot (r_{O1} // r_{O2})\} \quad (2.3)$$

De bepaling van g_{mq1} en r_{Oq1} moet kort toegelicht worden, omdat deze niet rechtstreeks uit de data van de simulaties kunnen gehaald worden. Het model dat in deze formules gebruikt wordt is het hybride-pi model. In dat model kan je g_m en r_o van een bipolaire transistor bepalen zoals in vergelijkingen 2.4 en 2.5. V_T is daarin afhankelijk van de absolute temperatuur, maar op kamertemperatuur bedraagt deze factor ongeveer 26mV. De earlyspanning V_A werd voor deze transistors al onderzocht (Vansant, 2007) en ligt bij kamertemperatuur op ongeveer -15V (ruwe benadering).

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{I_C}{\frac{k \cdot T}{q}} \quad (2.4)$$

$$r_o = \frac{|V_A| + V_{CE}}{I_C} \approx \frac{|V_A|}{I_C} \quad (2.5)$$

Als al deze vergelijkingen worden ingevuld, bekomen we voor de eerste trap van opamp 3V3 een versterking van 61,5dB. Bij opamp 5V bedraagt de versterkingsfactor 70,5dB.

De versterkingsfactor van de eindtrap kan berekend worden volgens uitdrukkingen 2.1, 2.6 en 2.7.

$$G_m \approx g_{m5n} + g_{m5p} \quad (2.6)$$

$$R_{out} \approx r_{O5n} // r_{O5p} \quad (2.7)$$

Bij opamp 3V3 geeft deze trap een versterking van 24,7dB. Bij opamp 5V ligt de versterking iets hoger op 28,7dB. Het verschil wordt veroorzaakt door een hogere uitgangsweerstand die 2kΩ bedraagt bij opamp 5V en slechts 0,95kΩ bij opamp 3V.

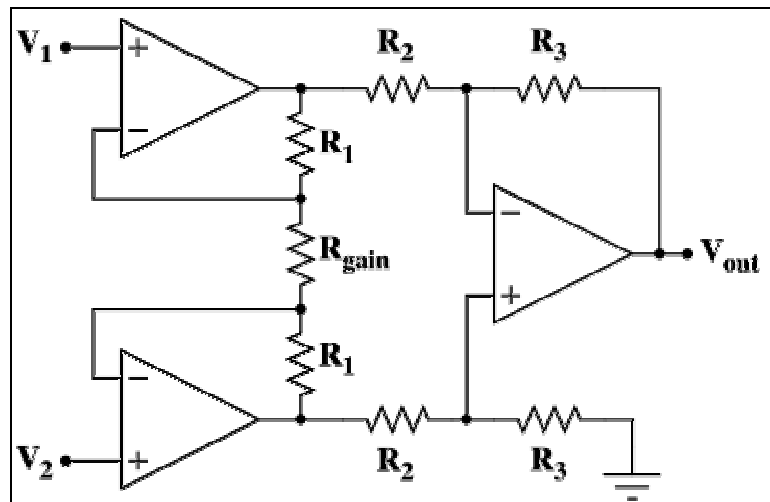
Als nu de versterkingsfactoren van de eerste en tweede trap worden opgeteld, bekomen we openlusversterkingen van 86dB en 99dB voor respectievelijk opamp 3V en opamp 5V.

2.4.2 De polen van het systeem

Omwille van praktische problemen, die in hoofdstuk 4 worden aangehaald, worden de polen en de stabiliteit van dit circuit hier niet besproken. Het systeem wordt achteraf extern zo sterk aangepast, dat de polen van het originele circuit er niets meer toe doen.

2.5 Instrumentatieversterker AD524

Buiten de twee specifiek ontworpen circuits wordt er ook een commercieel IC getest, om na te gaan in hoeverre deze zelfontwikkelde versterkers al dan niet een beter stralingsgedrag zullen vertonen. Er is hier gekozen voor de AD524 van Analog Devices. Een blik op de datasheet (zie bijlage 5) van deze versterker geeft ook dadelijk weer waarom deze keuze gemaakt werd. De belangrijkste specificaties van deze versterker komen overeen met de eisen die vooraf gesteld werden aan deze toepassing. Vooral de lage niet-lineariteit en de lage offset spanning springen in het oog. Bovendien is deze component beschikbaar in een keramische behuizing, wat belangrijk is om hem onder straling te kunnen testen. De bandbreedte van deze versterker is ook ruimschoots voldoende, wat eigenlijk logisch is, want de geëiste 1kHz is vrij klein voor commerciële versterkers. Deze versterker lijkt dus excellente specificaties te bezitten voor deze toepassing, maar het blijft de vraag hoe hij zal presteren onder straling, want in de specificaties geven ze wel aan dat deze versterker 'high accuracy under worst-case operating conditions' biedt, maar met deze 'worst-case conditions' wordt hier zeker geen radioactieve straling bedoeld.



Figuur 2.6 - Basisschema van een instrumentatieversterker

Het inwendig circuit van de AD524 is veel uitgebreider dan de twee SiGe ontwerpen. Het betreft hier dan ook een volledige instrumentatieversterker. Die zijn typisch opgebouwd uit meerdere opamps. Het basiscircuit van een instrumentatie-versterker is weergegeven in Figuur 2.6. Er ontstaan verscheidene verbeteringen door het gebruik van drie opamps. Doordat de vrij laag-impedante differentiële versterker pas in de tweede trap zit en deze aangestuurd wordt door de buffers uit de eerste trap, krijg je een zeer hoge ingangs-impedantie. De versterkingsfactor kan aangepast worden door slechts één weerstand (R_{gain}) te wijzigen. De weerstanden rond de differentiële versterker kunnen on-chip geplaatst worden en eventueel met een laser getrimd worden, wat zal resulteren in een hoge CMMR, die gemakkelijk meer dan 100dB kan zijn. De twee SiGe opamps zullen op zichzelf ook een hoge CMRR vertonen, maar door de externe schakeling met weerstanden die er rond moet gebouwd worden, zal deze

sterk afnemen. Het begrip CMRR wordt in volgend hoofdstuk besproken. In vergelijking 2.8 is de DC-versterking van het schema in Figuur 2.6 weergegeven.

$$\frac{V_{OUT}}{V_2 - V_1} = \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_{gain}} \right) \frac{R_3}{R_2} \quad (2.8)$$

2.6 Besluit

In dit hoofdstuk hebben we kort de belangrijkste optredende stralingseffecten op bipolaire en CMOS transistoren besproken, alvorens de te testen operationele versterkers voor te stellen en de reden waarom de SiGe ontwerpen stralingshard zijn. Het basisconcept van de AD524 werd voorgesteld en de reden waarom deze instrumentatieversterker is gekozen. Op deze basis wordt nu verder gebouwd om de te onderzoeken karakteristieken te definiëren in het volgende hoofdstuk.

3 KARAKTERISERING VAN EEN OPAMP

3.1 Inleiding

Bij het karakteriseren van opamps kunnen er een heleboel parameters opgemeten worden. In dit hoofdstuk worden de belangrijkste besproken, waarvan we verwachten dat zij mogelijks onder straling kunnen wijzigen. Sommige daarvan zullen we niet kunnen opmeten door het gebrek aan geschikte apparatuur. In die gevallen zullen we ons moeten beperken tot simulaties. We gaan proberen een zo juist mogelijke definitie te formuleren voor de verschillende parameters en ook toelichten op welke manier we deze kunnen opmeten.

We werpen kort een licht op de basis meetopstelling die we gaan gebruiken. We wensen gebruik te maken van slechts één opstelling voor het opmeten van de verschillende parameters, opdat we die achteraf kunnen automatiseren. Dit zal echter ook leiden tot enkele praktische beperkingen voor het meten van sommige parameters. Tot slot wordt de configuratie van de AD524, waarmee de parameters zullen worden opgemeten toegelicht.

3.2 De verschillende parameters

3.2.1 De voedingsstroom (supply current, I_{CC})

De voedingsstroom is een relatief belangrijke parameter bij opamps. We verwachten ook dat deze onder straling noemenswaardige wijzigingen zal ondergaan. Bij de twee SiGe opamps vloeit het grootste deel van de voedingsstroom door de klasse A eindtrap. Als we wijzigingen waarnemen in de stroom, dan zal de oorzaak waarschijnlijk daar gezocht moeten worden. Bij de AD524 zal het moeilijker zijn om dergelijke besluiten te trekken, want van dit IC kennen we de inwendige opbouw niet. We weten daardoor ook niet waar de voedingsstroom bij deze versterker hoofdzakelijk van afhankelijk is.

Wij meten het stroomverbruik door een ampèremeter in serie met de positieve voedingsrail te plaatsen. De stroom geleverd door de negatieve voeding wordt niet gemeten, maar deze zou toch nagenoeg identiek zijn, want de stroom die in de gates van de ingangstransistoren loopt, welke tijdens deze meting met de massa verbonden worden, is zeer klein. Ook de stroom geleverd door de biasspanning (v_{b1}) van de bipolaire transistoren is te verwaarlozen ten opzichte van de totale stroom.

3.2.2 Het vermogenverbruik (power consumption, P_{tot})

Het vermogenverbruik is rechtstreeks gerelateerd met het stroomverbruik (I_{CC}) en wordt ook via deze weg bepaald. We meten bovendien de positieve (V_{DD}) en de negatieve (V_{SS}) voedingsspanningen op. Het vermogenverbruik wordt dan berekend volgens uitdrukking 3.1.

$$P_{tot} = (V_{DD} - V_{SS}) * I_{CC} \quad (3.1)$$

3.2.3 De input offset voltage (V_{IO})

De input offset voltage is de differentiële spanning die we aan de 2 ingangsklemmen van een opamp moeten aansluiten om de uitgangsspanning op exact 0V af te regelen.

Bij een ideale opamp zou de input offset voltage 0 volt zijn, maar in werkelijkheid is deze spanning verschillend van 0 volt. Dit komt doordat elke reële opamp een eindige versterkingsfactor bezit en er kleine afwijkingen in symmetrie (matching) zijn tussen de verschillende transistoren. Omdat de ingangsoffset in het algemeen een zeer kleine spanning is, is het onmogelijk om deze rechtstreeks aan te sluiten of op te meten. We zijn ook gebonden aan één vaste meetschakeling. Het is dus niet mogelijk om voor elke parameter die opgemeten moet worden, een andere configuratie te maken van de weerstanden rond de opamp. Daarom bepalen we de ingangsoffset via een omweg. De twee ingangsklemmen van de versterker opgebouwd rond de opamp worden via switchen aan de massa gekoppeld. Daarbij wordt dan de offsetspanning aan de uitgang (V_{oo}) opgemeten. De ingangsoffset kan hieruit worden berekend volgens uitdrukking 3.2.

$$V_{Io} = \frac{V_{oo}}{A_D} \quad (3.2)$$

3.2.4 Temperatuurscoëfficiënt van de input offset voltage ($\alpha_{V_{Io}}$)

We verwachten dat de offset spanning temperatuursafhankelijk zal zijn. Uit de resultaten van de temperatuurstest gaan we dan ook trachten de eerste orde coëfficiënt hiervan te bepalen door middel van een lineaire benadering.

3.2.5 De input offset stroom (input offset current, I_{Io})

De input offset current is de verschilstroom die in de inputs van een opamp moet lopen om de uitgang op 0V te zetten. Door het gebruik van FET's aan de ingang is deze stroom natuurlijk erg klein geworden in vergelijking tot opamps die volledig opgebouwd zijn met bipolaire transistoren. Bij opamps met FET's aan de ingang bedraagt de input offset current typisch slechts enkele pA tot maximaal enkele nA. Het bleek echter snel onmogelijk om deze zeer kleine stromen met de beschikbare apparatuur te meten, laat staan dat het mogelijk zou zijn deze te meten over de lange kabels tijdens bestraling.

3.2.6 De input instelstroom (input bias current, I_{IB})

De input bias current is de common-mode stroom die in de inputs van een opamp vloeit om deze in zijn instelpunt te houden. Deze stroom is net zoals de input offset current zeer klein bij opamps opgebouwd met FET's. Typisch is deze stroom wel iets groter dan de input offset current, deze gaat van enkele tientallen pA tot maximaal enkele nA. Net zoals de input offset current bleek ook deze stroom met onze apparatuur niet meetbaar.

3.2.7 De common-mode input voltage range (V_{ICR})

We mogen de spanningen aan de inputs van een opamp niet onbeperkt laten stijgen. Het bereik waarin de opamp nog normaal functioneert wordt de common-mode input voltage range genoemd. Als we buiten dit bereik gaan zal het gedrag van de opamp niet zijn zoals verwacht, of in het slechtste geval zal deze zelfs stuk gaan. Om deze parameter op te meten kan je best de opamp in eenheidsterugkoppeling schakelen. Als je dan de ingangsspanningen opdrijft, zie je wanneer het uitgangssignaal in verzadiging treedt. Bij het aanleggen van de ingangssignalen, moet natuurlijk wel binnen de grenzen van de voedingsspanning gebleven worden. Bij opamps die aan de ingang gebruik maken van FET-transistors is dit niet zo kritisch. Als er echter bipolaire transistors zijn gebruikt aan de ingang, dan kan het te ver opdrijven van de

ingangsspanning leiden tot permanente schade, doordat de transistors invers in geleiding kunnen treden en de stroom die dan gaat vloeien een vernietigend effect zou kunnen hebben.

3.2.8 De maximum peak output voltage swing (V_{OM})

Het effect waarbij het uitgangssignaal verzadigt bij het testen van de common-mode input voltage range lijkt sterk op de maximum peak output voltage swing. Er is echter toch een fundamenteel verschil. In dit geval zijn we op zoek naar het punt waarbij de uitgangstrap van de opamp in verzadiging treedt. Bij het testen van de common-mode input voltage range verzadigt het uitgangssignaal ook, maar dat is niet ten gevolge van de uitgangstrap die in verzadiging treedt. Als we de twee spanningsniveau's kennen waarbij de uitgang tegen de voedingsspanning loopt, dan kunnen we daaruit het bereik berekenen.

3.2.9 De unity-gain bandwidth (B_1)

Wanneer we een opamp in een eenheidsterugkoppeling schakelen, dan zal vanaf een bepaalde hoge frequentie de uitgangsamplitude toch afnemen ten opzichte van de ingangsamplitude. Dat houdt in dat vanaf deze frequentie de opamp niet meer in staat is om het aangelegde signaal enigszins te versterken. De frequentie waarbij dit gebeurt wordt de unity-gain bandwidth genoemd. De unity-gain bandwidth is onafhankelijk van de versterkingsfactor waarop de opampschakeling is ingesteld en zal dus voor gelijk welk bodediagram, bij verschillende versterkingsfactoren, op dezelfde frequentie verschijnen. Omdat de differentiële functiegenerator, die we tijdens de temperatuurstest en de bestraling gebruiken, maximaal een frequentie kan uitsturen van 200 kHz, is het echter niet mogelijk om de unity-gain bandwidth tijdens deze test op te volgen, daar deze hoger ligt. We baseren ons dus enkel op de simulaties.

3.2.10 De ingangsweerstand (input resistance, r_i)

De ingangsweerstand is gerelateerd met de ingangsstromen. Bij opamps met FET's aan de ingangen is deze weerstand bijgevolg ook zeer hoog en eigenlijk verwaarloosbaar. Deze weerstand zal enkel dalen bij 'avalanche breakdown', waarbij het elektrisch veld zo hoog is dat het gate-oxide doorslaat. De transistor is daarna stuk.

3.2.11 De common-mode rejection ratio (CMRR)

Een ideale opamp versterkt enkel en alleen maar verschilsignalen. Elke reële opamp laat echter ook in meer of mindere mate common-mode signalen door. De relatie tussen de common-mode versterking (A_C), de verschilversterking (A_D) en de CMRR zie je in uitdrukking 3.3. In veel gevallen worden deze drie grootheden uitgedrukt in decibel, waardoor je komt tot uitdrukking 3.4.

$$CMRR = \frac{A_D}{A_C} \quad (3.3)$$

$$CMRR = A_D - A_C \quad [\text{dB}] \quad (3.4)$$

De CMRR is vooral belangrijk voor het onderdrukken van ruis en gemeenschappelijke storingen. Een typisch veel voorkomende storing is de netfrequentie, dus de CMRR moet goed zijn bij lage frequenties. Als er een storing opgepikt wordt, dan zal dit in veel gevallen een gelijke invloed hebben op de twee verschillende ingangen. Het gaat

hier dus over common-mode signalen. In eerste instantie hebben we getracht de common-mode versterking te bepalen, door beide ingangen van de versterkerschakeling te koppelen, en deze aan te sturen met een sinus van 120Hz. We gebruiken deze frequentie, omdat dit geen geheel veelvoud is van de netfrequentie. Het signaal aan de uitgang is bij deze meting zo klein, dat de ongewenste signalen die we oppikken, ten gevolge van strooivelden van de elektrische installatie, vele malen groter zijn dan het gewenste signaal. Door een frequentie te gebruiken die geen geheel veelvoud is van de netfrequentie, kunnen we door uitmiddeling het ongewenste signaal weg filteren.

Bij de vorige methode konden we met de oscilloscoop een zeer kleine rimpel van 120Hz op de uitgang waarnemen. Om na te gaan of deze kleine rimpel niet het gevolg is van capacatieve of inductieve koppeling tussen de kabels die hetingangssignaal dragen en de meetprobe, hebben we de metingen herhaald met zuivere DC signalen. Bij deze tweede reeks van metingen was er geen enkel verband meer zichtbaar tussen de aangelegdeingangsspanningen en de uitgangsspanningen. Hieruit kunnen we besluiten dat er bij de eerste methode toch een vorm van koppeling tussen de signalen optrad en dat de CMRR beter is dan hetgeen wij in deze omgeving konden opmeten. Als je de CMRR van deze opamps toch wil bepalen, heb je bijgevolg nood aan een ruisarme kooi van Faraday.

3.2.12 De power supply rejection ratio (PSRR)

De power supply rejection ratio geeft aan in hoeverre het uitgangssignaal gevoelig is aan wijzigingen van de voedingsspanning. Deze is net zoals de CMRR weer zeer goed, en bleek niet meetbaar. Hierbij dient opgemerkt te worden, dat de invloed van de voedingsspanning op de output voltage swing, niets te maken heeft met de power supply rejection ratio.

3.2.13 De slew rate (SR)

De slew rate drukt de maximale stijgsnelheid van het uitgangssignaal uit in V/ μ s. Deze parameter is ook afhankelijk van externe factoren. De capacatieve last op de uitgang, samen met de maximale stroom die de eindtrap kan sturen, zijn de bepalende factoren voor de slew rate. In uitdrukking 3.5 zie je de basisformule voor de slew rate. Deze is afgeleid uit de formule die het laden van een condensator met een constante stroom beschrijft.

$$SR = \frac{dU}{dt} = \frac{I}{C} \quad (3.5)$$

Als de capacatieve last op de uitgang niet groot is en/of de uitgang veel stroom kan sturen, zou het ook kunnen voorvallen dat de slewing niet veroorzaakt wordt door de eindtrap, maar bepaald wordt door een eerdere trap van de opamp.

3.2.14 Lineariteit

Lineariteit is een belangrijke parameter in deze toepassing, want het zorgt samen met de offset voor de belangrijkste meetfouten bij DC-signalen. Theoretisch is het verband tussen de ingangs- en uitgangsspanning een perfecte rechte zolang we binnen het werkingsgebied van de opamp blijven. Praktisch is er een afwijking ten opzichte van deze rechte. Het verband zou beschreven kunnen worden met een veelterm van de vorm weergegeven in vergelijking 3.6 (een Taylor reeks), waarin x hetingangssignaal is en y het uitgangssignaal. De term a_0 stelt hier de offset voor, terwijl a_1 gelijk staat aan de versterkingsfactor (A_v). Alle overige termen zorgen voor de niet-lineariteiten.

$$y = a_0 + a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^2 + \dots + a_n \cdot x^n \quad (3.6)$$

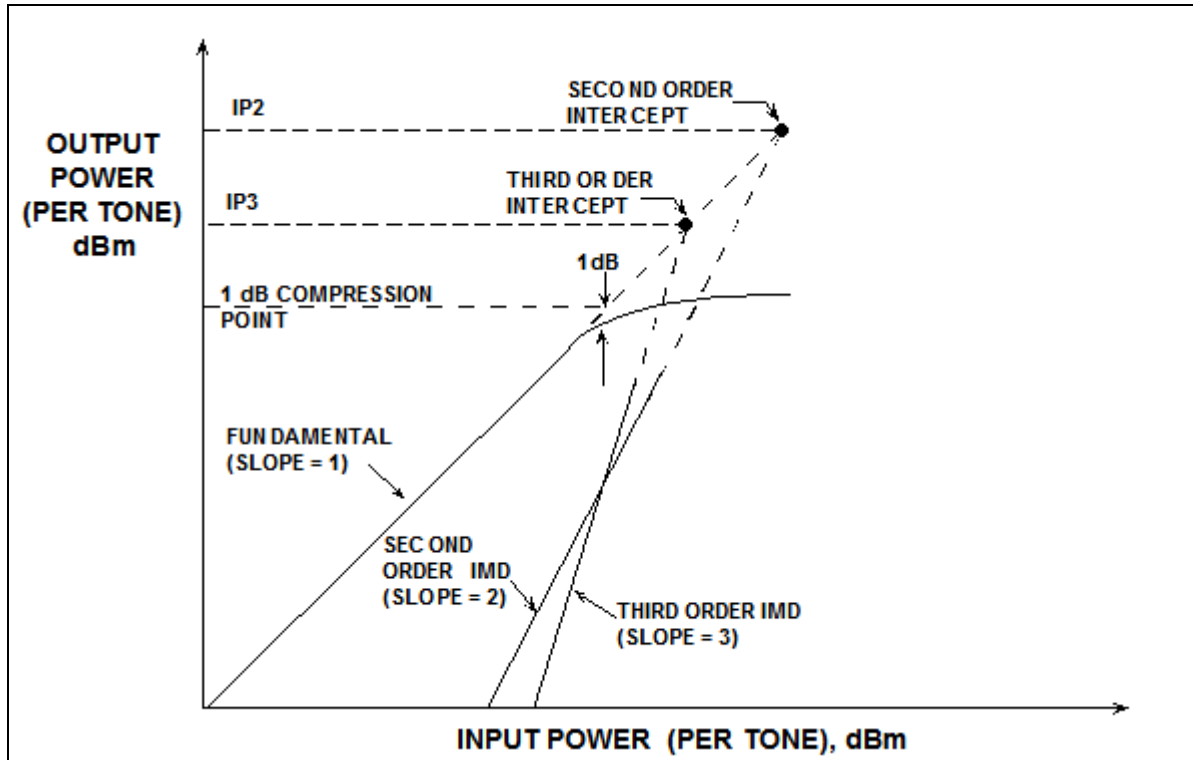
Wanneer nu het verband beperkt wordt tot de twee eerste termen, blijft enkel het ideale gedeelte over. Als deze ideale benadering berekend is uit de praktische meetresultaten, kan de procentuele afwijking van het werkelijk signaal ten opzichte van deze ideale curve worden berekend. De maximale afwijking hiervan, geeft een waarde voor de maximaal te verwachten lineariteitsfout. Hierbij moet wel aandacht geschonken worden aan de afwijkingen van de meettoestellen, want die kunnen niet buiten rekening worden gebracht.

Wij meten de lineariteit op door aan de ingangen van de opamps stapsgewijs een verschilspanning aan te leggen, waarbij dan telkens het resulterend uitgangssignaal wordt gemeten met een multimeter.

3.2.15 IP3

Het IP3-punt, oftewel het third-order intercept point, is een parameter die sterk gerelateerd is met lineariteit. Het is gebaseerd op de benadering van de I/O karakteristiek door een Taylor reeks ontwikkeling wat mogelijk is bij zogenaamde zachte niet-lineariteiten (Wambacq, Sansen, 1998). Het IP3-punt is gerelateerd met de niet-lineaire termen, veroorzaakt door de derde orde intermodulatie distortie. Het is een puur mathematisch concept, welk niet correspondeert met een praktisch optredend fysisch signaalniveau. In veel gevallen zal het IP3-punt zelfs liggen op een niveau waarbij de schakeling stuk zou gaan.

In Figuur 3.1 is het concept van het IP3-punt getoond. Bij het opvoeren van het ingangsvermogen, zal het uitgangsvermogen van de fundamentele frequentie net evenveel toenemen. De helling van dit verband is bijgevolg ook 1:1. De 3^e orde harmonische stijgt echter met een helling van 3:1. In eerste instantie zit deze distortie component onder de ruisvloer, maar bij het opvoeren van het ingangssignaal zal deze snel groter worden. Om uiteindelijk theoretisch in het IP3-punt de helling van de fundamentele te snijden. Deze waarde kan worden afgelezen van zowel de X-as als de Y-as. Wat resulteert in de ingangs-IP3 (IIP3) of de uitgangs-IP3 (OIP3). Wij maken verder gebruik van de uitgangs-IP3, zodat de versterkingsfactor buiten rekening kan worden gebracht.



Figuur 3.1 – Principe IP2- en IP3-punt

Het IP3-punt kan op verschillende manieren bepaald worden. Deze methodes zijn echter niet allemaal even accuraat.

De eerste (meest gebruikte) methode maakt gebruik van intermodulatie termen. Door als ingangssignaal een som van twee sinussen aan te leggen met een klein frequentie-interval tussen deze twee tonen, zullen er vanaf een bepaalde ingangsamplitude extra intermodulatie frequenties in het uitgangssignaal verschijnen. Door de verhouding van de amplitude van de fundamentele frequenties ten opzichte van deze van de intermodulatie frequenties op te meten en deze dan uit te zetten in Figuur 3.1, kan door extrapolatie het IP3-punt bepaald worden.

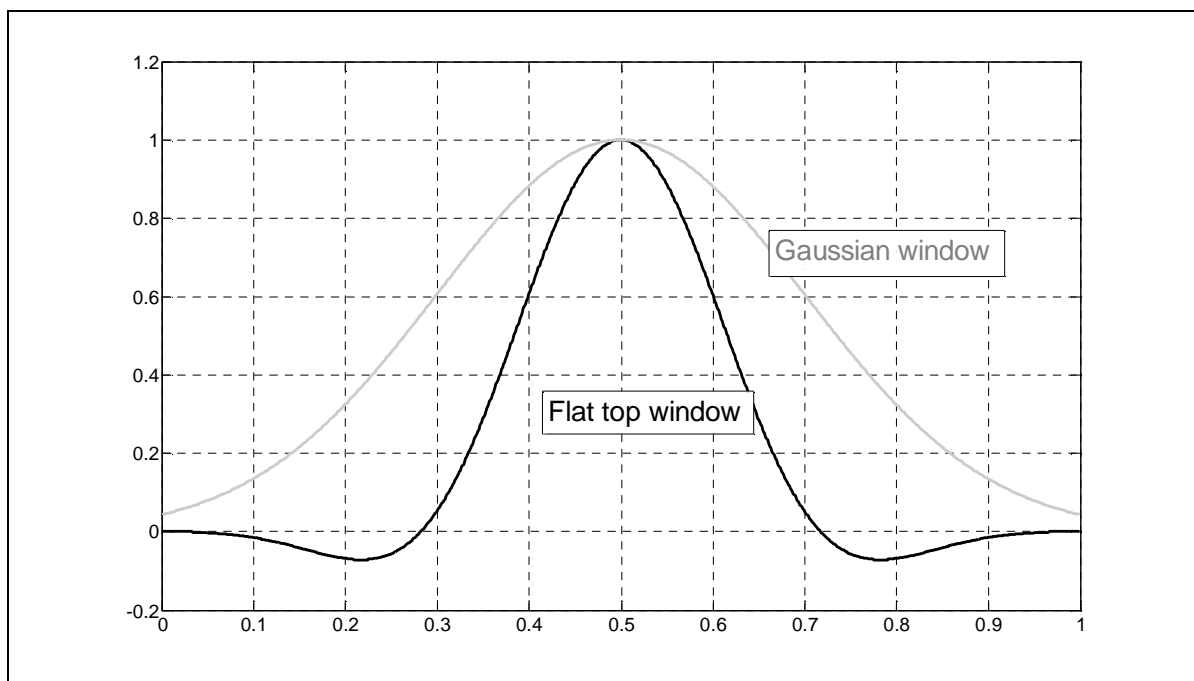
Een tweede methode maakt gebruik van de derde orde harmonische distorsie component. Hier wordt er slechts één enkele frequentie aan de ingang aangesloten. Op dezelfde manier als bij de vorige methode wordt het ingangssignaal opgevoerd totdat de derde orde harmonische frequentie boven de ruisvloer verschijnt. Er zijn enkele nadelen aan deze methode verbonden. Intermodulatie frequenties vertonen zich vlak naast de fundamentele in het frequentiespectrum, terwijl harmonischen op een veelvoud van de fundamentele liggen. Dit zou ervoor kunnen zorgen dat deze harmonische frequentie al buiten de bandbreedte van de schakeling ligt. Een tweede nadeel is het kleinere vermogen van de derde orde harmonische frequentie. Welk 3x (4,77dB) kleiner is dan het overeenkomstig vermogen van de intermodulatie term. Dat zorgt ervoor dat het ingangssignaal hoger moet opgevoerd worden en deze component pas later boven de ruisvloer verschijnt.

Een laatste en minst accurate methode maakt gebruik van het -1dB compressiepunt. Door systematisch het ingangssignaal op te drijven ga je op zoek naar het punt waar het uitgangssignaal 1dB is afgenomen ten opzichte van de 1:1 rechte die de fundamentele volgt. Het IP3-punt ligt volgens de theorie 9,6dB hoger dan de ingangsamplitude op het -1dB compressiepunt.

Voor het opmeten van het spectrum wordt het tijdssignaal ingelezen met de scoop. De verdere bewerkingen, zoals het berekenen van de FFT, worden gedaan met behulp van MATLAB. Ofschoon de scoop ook in staat is om een FFT te berekenen, is het toch gemakkelijker om dit in MATLAB uit te voeren. Eenmaal het script geschreven is, kan je in MATLAB sneller een aantal wijzigingen aan het algoritme aanbrengen.

Het ingangssignaal wordt gemaakt met de functiegenerator. We beschikken immers over een Arbitrary Waveform Generator, die in staat is om een geprogrammeerde golfvorm te produceren, ook een som van twee frequentie.

Omdat je niet in staat bent om een oneindig lang durend tijdssignaal op te meten, zal er tijdens het nemen van de FFT spectrale lek ontstaan. Om dit tegen te gaan wordt het tijdssignaal, voor het nemen van de FFT, eerst vermenigvuldigd met een window-functie. Er moet een keuze gemaakt worden welk type window er gaat gebruikt worden. Na een studie van de verschillende type windows is er gekozen voor het Flat top window. De belangrijkste eigenschap van dit window is de hoge accuraatheid van de amplitudes in het frequentiespectrum (Williams, 2004). Dit komt door de erg lage passband rimpel, die kleiner is dan 0,01dB. Een nadeel van dit window is de lage frequentie resolutie. Dit vormt in dit geval echter geen enkel probleem, want we kennen de frequenties, die we gaan zien in het spectrum al op voorhand. In Figuur 3.2 is het flat top window getoond. Ter vergelijking is er ook het meer traditionele Gaussiaans window bij geplaatst.



Figuur 3.2 – Voorstelling Flattop window

Naast het IP3-punt is er in Figuur 3.1 ook het IP2-punt getekend. Dit snijdingspunt staat in verband met de niet-lineariteiten ten gevolge van de 2^e orde distortie componenten. Dit punt is minder belangrijk, omdat het hoger ligt dan het IP3-punt. Bij circuits die volledig differentieel zijn opgebouwd verschijnen er zelfs geen 2^e orde niet-lineariteiten aan de uitgang, omdat enkel de oneven termen zullen verschijnen. De even termen werken elkaar tegen, waardoor ze verdwijnen (Abidi,2003).

3.2.16 De totale harmonische distortie (total harmonic distortion, THD)

De totale harmonische distortie is een parameter die typisch vermeld wordt bij opamps bedoeld voor audio toepassingen. In de datasheets van instrumentatieversterkers wordt deze parameter vaak niet vermeld. We gaan er hier toch dieper op in, omdat de THD gemakkelijk berekend kan worden uit de metingen, die we voor het IP3 punt uitvoeren. Wij bepalen de THD op een iets andere manier dan de gebruikelijke, waar met een notchfilter de fundamentele wordt weggefilterd. Wij vertrekken vanuit een spectrum dat harmonische distortie bevat. In vergelijking 3.7 staat de basisformule voor het berekenen van de THD. Hierin is V_1 de rms-waarde van de fundamentele frequentie. V_2, V_3, V_4, \dots zijn de rms-waardes van de corresponderende harmonischen. Omdat praktisch alle energie zich in de fundamentele frequentie bevindt, zijn het linker- en rechterdeel van de vergelijking in de meeste gevallen nagenoeg gelijk.

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2}}{V_1} \approx \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}}{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}} \quad (3.7)$$

$$THD + n = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2 + n^2}}{V_1} \approx \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 \dots + V_n^2 + n^2}}{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2 + n^2}} \quad (3.8)$$

Omdat het spectrum waaruit we vertrekken ook de ruis bevat, voeren we de berekeningen uit zoals in vergelijking 3.8, om dan te komen tot de totale harmonische distortie plus de ruis (THD+n). Wat in principe voor een gegeven frequentie omgekeerd evenredig is met de SINAD (**S**ignal to **N**oise and **D**istortion).

Bij het resultaat van de THD+n berekening moet altijd vermeld worden bij welke frequentie of over welke bandbreedte de meting werd uitgevoerd en wat de rms-waarde van het signaal was. Ook de bandbreedte van de ingecalculerde ruis en de gebruikte gain-setting moeten vermeld worden. Zonder het vermelden van deze zaken heeft de THD-waarde geen betekenis. Een THD-waarde kan in dB vermeld worden, maar vaak worden procentuele waardes gebruikt.

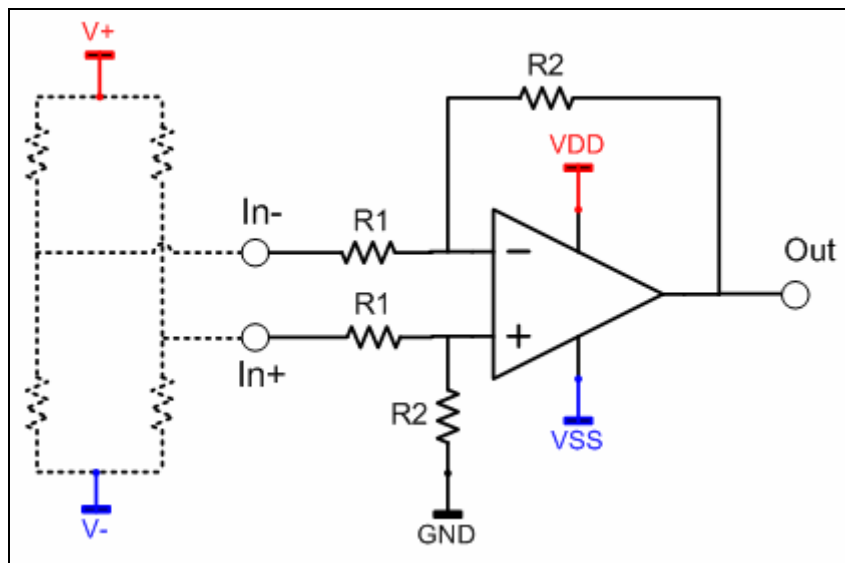
3.3 De basis meetopstelling

Het hoofddoel van deze toepassing is het versterken van het signaal afkomstig van een druksensor. De sensor is gebaseerd op een brug van Wheatstone. Deze opamps zijn bedoeld om als eerste versterkingstrap het kleine signaal afkomstig van de sensor op te krikken. De toepassing van deze opamps hoeft niet beperkt te blijven tot die ene druksensor, maar kan perfect uitgebreid worden naar meerdere en andere sensoren.

In Figuur 3.3 is de basis meetopstelling weergegeven. Dit is de brug van Wheatstone gevolgd door een standaard verschilversterker. De versterkingsfactor van deze simpele verschilversterker wordt bepaald zoals in vergelijking 3.9 is getoond. Tijdens het karakteriseren van de opamps wordt het linkse gedeelte weg gelaten en vervangen door de meettoestellen die de ingangen aansturen. Het rechtse deel wordt wel behouden. Het is trouwens ook het meest logisch om de opamps te karakteriseren in een opstelling die zoveel mogelijk lijkt op de opstelling voor de toepassing.

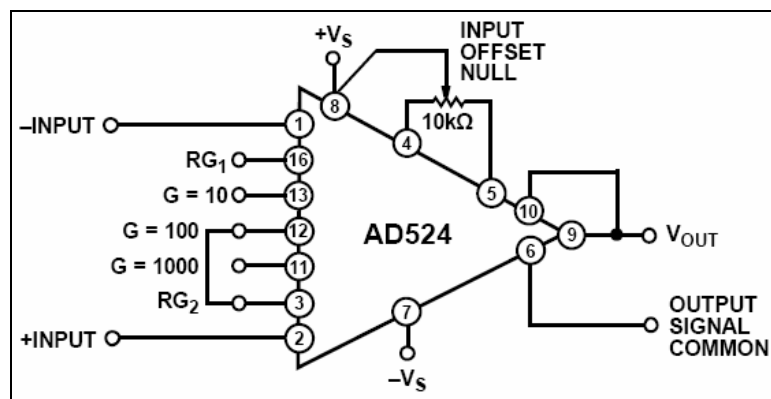
$$A_v = \frac{V_{out}}{\Delta V_{in}} = \frac{V_{out}}{V_{in^+} - V_{in^-}} = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.9)$$

Er waren vooraf een paar specificaties vermeld, waaraan moest worden voldaan. Het signaal afkomstig van de druksensor en dat maximaal 60mVpp bedraagt moet maximaal worden versterkt. Dat houdt in dat we voor de AD524 een versterkingfactor van ongeveer 300 moeten instellen. Zodat het signaal maximaal versterkt wordt tot een piek-piek-waarde die binnen de maximum output voltage swing valt. Ten opzichte van de AD524, die gevoed wordt met $\pm 15V$, zal de versterkingsfactor bij de SiGe opamps kleiner moeten worden ingesteld. Voor de 3,3V versie is een versterking van 40 zowat het maximaal haalbare en voor de 5V versie kan tot een versterking van 60 worden gegaan. Een tweede specificatie is de bandbreedte van het systeem, welke minstens 1kHz moet bedragen. Dit zal voor deze toepassing geen bottleneck zijn. De bandbreedte zou liefst wel wat hoger zijn, zodat voor andere toepassingen die wel meer bandbreedte nodig hebben, ook deze opamps kunnen gebruikt worden.



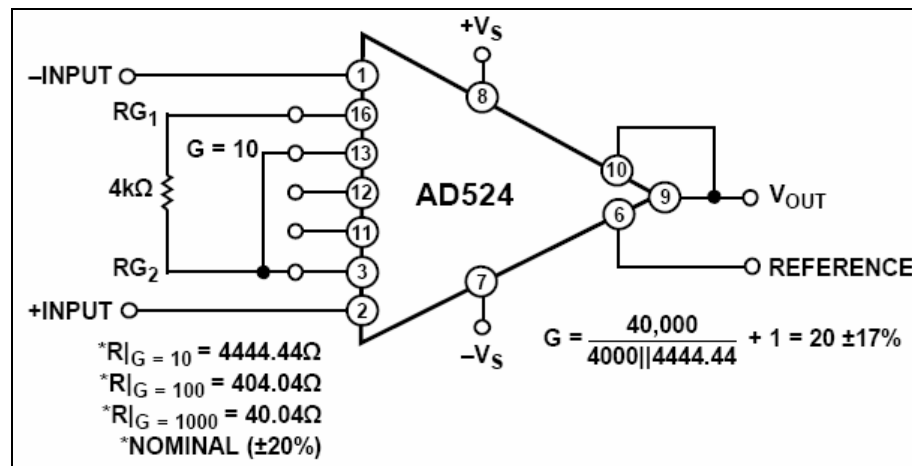
Figuur 3.3 Basis idee meetopstelling

Zoals hoger al vermeld, moet de versterkingsfactor van de AD524 ingesteld worden op ongeveer 300. Dit kan bij de deze instrumentatieversterker op verschillende manieren worden aangepakt. De eerste manier is getoond in Figuur 3.4. Hier wordt enkel gebruik gemaakt van de zeer accurate interne weerstanden. Je bent dan wel beperkt tot drie verschillende versterkingsfactoren: 10, 100 en 1000. Dit is voor deze toepassing dus geen geschikte methode.



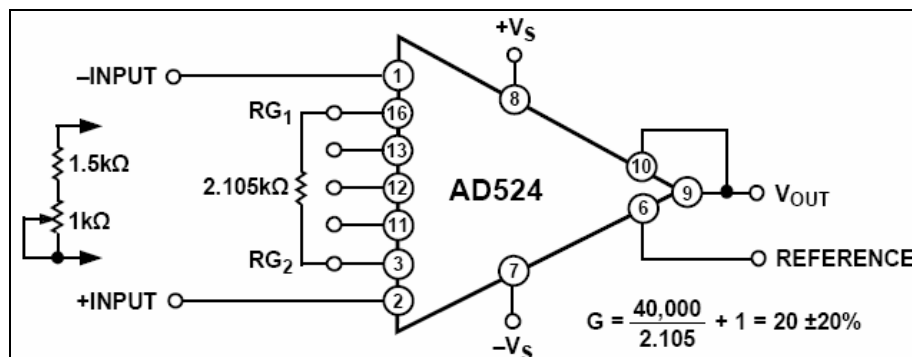
Figuur 3.4 Instellen versterkingsfactor AD524

In Figuur 3.5 is de tweede methode getoond. Hier wordt gebruik gemaakt van een interne weerstand parallel aan een externe weerstanden. De fout wordt hier wel grotendeels bepaald door de tolerantie van de externe weerstand. De formules voor het berekenen van de versterkingsfactor zijn getoond in de figuur.



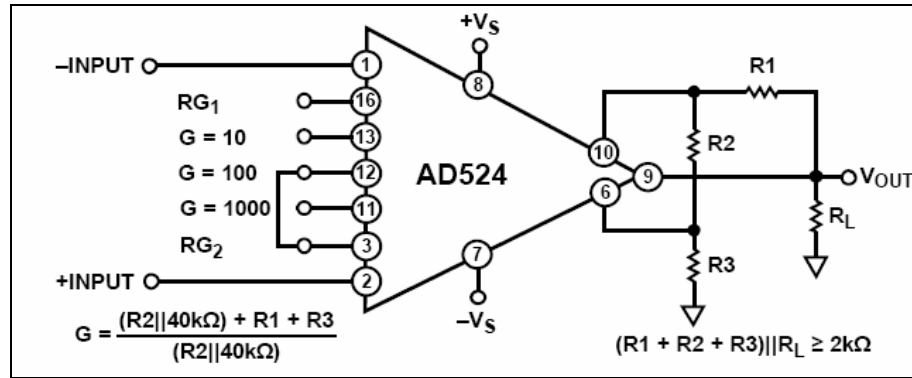
Figuur 3.5 Instellen versterkingsfactor AD524

De derde methode maakt enkele gebruik van een externe weerstand. Deze opstelling en de formules zijn getoond in Figuur 3.6. De accuraatheid van de versterkingsfactor wordt hier volledig bepaald door de afwijking van deze externe weerstand.



Figuur 3.6 Instellen versterkingsfactor AD524

De laatste methode en ook de manier die wij toepassen is getoond in Figuur 3.7. Hier wordt gebruik gemaakt van de mogelijkheid om ook de uitgangstrap van de versterker een gedeelte te laten versterken. De weerstanden R1, R2 en R3 dienen zo klein mogelijk gehouden te worden, om variaties in de versterkingsfactor en vermindering van de CMRR tegen te gaan. De CMRR wordt vooral bepaald door de afwijking tussen R1 en R2.



Figuur 3.7 Instellen versterkingsfactor AD524

Wij hebben de weerstand R2 gelijk genomen aan 3K9. Weerstanden R1 en R3 zijn beiden 3K3 en zijn uit een weerstandssset met een tolerantie van 5% uitgeselecteerd, door met een multimeter de onderlinge afwijkingen te meten. De versterkingsfactor bedraagt dan 286 en is berekend in vergelijking 3.10. Met de keuze van deze weerstanden moet er nu voor gezorgd worden dat R_L niet kleiner wordt dan $2,5k\Omega$, zoals is berekend in vergelijking 3.11.

$$G = \frac{(R2 // 40k\Omega) + R1 + R3}{(R2 // 40k\Omega)} \cdot 100 = 286 \quad (3.10)$$

$$R_L \geq \frac{2k\Omega \cdot (R1 + R2 + R3)}{(R1 + R2 + R3) - 2k\Omega} = 2,5k\Omega \quad (3.11)$$

3.4 Besluit

De belangrijkste parameters die opgemeten kunnen worden bij opamps zijn nu gekend, waarvan één belangrijke echter ontbreekt. Ruismeting kunnen met de beschikbare toestellen niet uitgevoerd worden.

Niet al de parameters zullen gesimuleerd en opgemeten worden. Het zal soms in de praktijk niet mogelijk zijn, om bepaalde metingen correct uit te voeren. Het heeft ook geen zin om alle parameters te simuleren, want de effecten, die een aantal parameters beschrijven, zijn het gevolg van procesverschillen tijdens de fabricage. Hier zouden wel sensitiviteits-analyses kunnen op uitgevoerd worden, die een deel van de procesafhankelijke factoren wel rekening brengen. Voor het uitvoeren van dergelijke simulaties heb je bepaalde transistormodellen nodig, die de maximaal optredende verschillen tijdens de fabricage beschrijven.

De meetopstelling van de SiGe opamps werd toegelicht, alsook de gekozen configuratie van de AD524.

De volgende stap is het uitvoeren van een aantal simulaties, zodat aan de hand daarvan een geschikte meetopstelling kan bedacht worden en de juiste parameters, waarmee de meettoestellen moeten worden ingesteld, kunnen gekozen worden.

4 SIMULATIES

4.1 Inleiding

Om een beter inzicht te krijgen op de werking en het gedrag van de schakelingen, zijn we eerst gestart met simulaties in Spice. Hierbij zijn we vertrokken van de netlist files die Dr. Ir. Paul Leroux gemaakt heeft voor het design van de schakelingen. We beschikken natuurlijk enkel over de files van de twee SiGe opamps. Over de inwendige opbouw van de AD524 weten we bijna niets. We beperken ons bij dit commercieel IC dus tot de praktische metingen. Tijdens de simulaties hebben we kort onderzocht welk de beste bias condities zijn, waarbij de opamps optimaal presteren. Daarna hebben we de netlist files verder aangepast, zodat deze overeenkomen met de configuraties van de versterkerschakelingen die we in de praktijk gaan gebruiken. Achteraf kunnen we dan de resultaten van de praktische metingen toetsen aan de bekomen resultaten uit de simulaties en mogelijke verklaringen zoeken voor de optredende verschijnselen. Ook vormt dit de mogelijkheid om een aantal parameters, die praktisch niet meetbaar zijn, toch eens te bekijken, zoals een aantal inwendige stromen van het circuit.

4.2 Bias condities

In deze paragraaf worden de simulaties van de OP-analyse besproken. Met OP-analyse wordt **O**peration **P**oint analyse bedoeld. Dit zijn DC-simulaties van het werkingpunt waarin de circuits gaan gebruikt worden. De simulaties werden net zoals de labo-metingen uitgevoerd bij verschillende temperaturen. In eerste instantie gaan we even in op het verloop van de meetpunten die naar buiten zijn gebracht. Hierbij verwijst ik naar de figuur van de circuits in bijlage 1, waar al deze punten benoemd zijn op de figuur. Daarna bekijken we ook nog het verloop van een inwendige stroom die niet rechte reeks meetbaar is.

Tabel 4.1 toont de resultaten van de gesimuleerde temperatuurstest van opamp 3V3. In deze tabel staan alle DC instelspanningen die uitwendig kunnen worden opgemeten en in de laatste kolom zijn de temperatuurscoëfficiënten van deze spanningen weergegeven.

Tabel 4.1 Gesimuleerd DC instellingen opamp 3V3

Temperatuur [°C]	25	35	45	55	65	α
Supply Current [mA]	5,76	5,69	5,62	5,56	5,51	-6,3 $\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
Uitgangsoffset [mV]	-1,70	-1,60	-1,60	-1,70	-1,90	\
Spanning node vb2 [V]	0,98	1,00	1,01	1,02	1,02	1,1 $\text{mV}/^\circ\text{C}$
Spanning node vb3 [V]	1,31	1,30	1,28	1,26	1,24	-1,9 $\text{mV}/^\circ\text{C}$
Spanning node vbcs [V]	2,28	2,29	2,30	2,32	2,33	1,2 $\text{mV}/^\circ\text{C}$
Spanning node bbias1 [V]	0,78	0,77	0,76	0,75	0,73	-1,2 $\text{mV}/^\circ\text{C}$
Spanning node lin [V]	1,54	1,51	1,49	1,46	1,43	-2,6 $\text{mV}/^\circ\text{C}$

De temperatuurscoëfficiënt van de uitgangsoffset is in de laatste kolom weg gelaten, omdat deze geen eerste orde verloop heeft. De offset wordt benaderd met een parabolisch verloop volgens vergelijking 4.1.

$$V_{oo} = -0.0005 \cdot T^2 + 0.0040 \cdot T - 2.3875 \quad (4.1)$$

Het bepalen van de offset heeft in simulaties trouwens weinig zin. Offset ontstaat immers door verschillen in symmetrie en die zijn in simulaties niet aanwezig. We hoeven hier dus ook niet langer bij stil te staan.

Tabel 4.2 geeft de resultaten voor opamp 5V van deze simulaties weer. De uitgangsoffset vertoont ook hier weer een 2^e orde verloop, weergegeven in vergelijking 4.2. Het is hoogst opmerkelijk dat deze parabool een dalparabool is, terwijl bij opamp 3V3 de uitgangsoffset verliep volgens een bergparabool. Uit later onderzoek zal blijken of dit in de praktijk ook het geval is. De oorzaak zou ook kunnen liggen bij de beperkte nauwkeurigheid van de berekende coëfficiënten. Het is wel een belangrijk detail om te weten dat V_{oo} in deze vergelijkingen is uitgedrukt in mV. Wat maakt dat de offset in de simulaties eigenlijk nagenoeg verwaarloosbaar is.

$$V_{oo} = 0.0001 \cdot T^2 - 0.0149 \cdot T - 1.2293 \quad (4.2)$$

In deze tabel is ook bij de spanning op node vb2 geen temperatuurscoëfficiënt vermeld, omdat er simpelweg geen temperatuursinvloed op deze spanning waarneembaar was.

Tabel 4.2 Gesimuleerd DC instellingen opamp 5V

Temperatuur [°C]	25	35	45	55	65	α
Supply Current [mA]	5,81	5,77	5,73	5,69	5,64	-4 $\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
Uitgangsoffset [mV]	-1,50	-1,60	-1,60	-1,60	-1,60	\
Spanning node vb2 [V]	1,32	1,32	1,32	1,32	1,32	\
Spanning node vb3 [V]	2,90	2,89	2,89	2,88	2,87	-0,6 mV/°C
Spanning node vbcs [V]	3,75	3,76	3,78	3,79	3,81	1 mV/°C
Spanning node bbias1 [V]	0,77	0,76	0,75	0,74	0,72	-1 mV/°C
Spanning node lin [V]	1,57	1,55	1,52	1,49	1,47	-2,6 mV/°C

Als we de temperatuursinvloeden op de twee opamps met elkaar vergelijken, dan is er een globaal verschil waarneembaar. Bij opamp 3V3 zijn de temperatuurscoëfficiënten allemaal groter dan bij opamp 5V.

Tot slot bekijken we ook nog de stroom die door de uitgangstrap vloeit, omdat deze hoofdzakelijk de voedingsstroom bepaalt. In Tabel 4.3 zijn deze stromen getoond voor beide opamps.

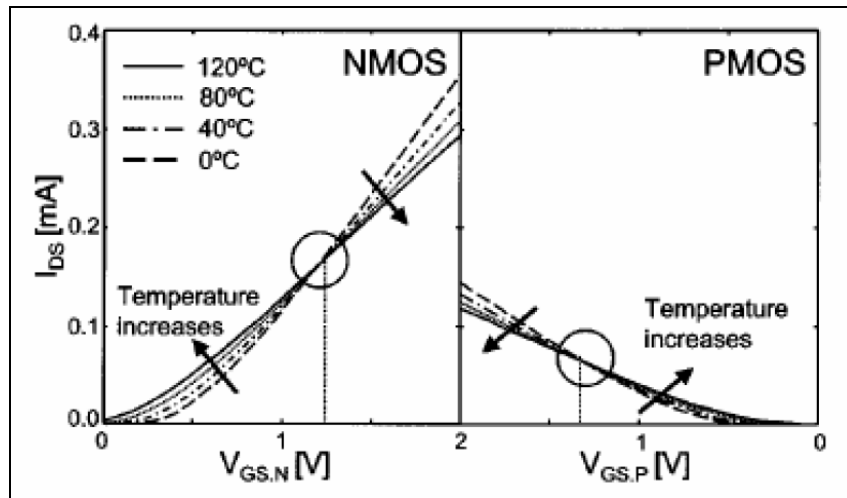
Tabel 4.3 Gesimuleerde stroom door de uitgangstransistoren

Temperatuur [°C]	25	35	45	55	65	α
Stroom uitgangstrap 3V3 [mA]	5,20	5,12	5,05	4,98	4,91	-7,2 $\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
Stroom uitgangstrap 5V [mA]	5,33	5,28	5,24	5,20	5,16	-4,2 $\mu\text{A}/^\circ\text{C}$

In deze stromen zijn sterke negatieve temperatuurscoëfficiënten aanwezig. Dit is volkomen normaal bij dergelijk hoge V_{GS} -spanningen. Dit wordt getoond in Figuur 4.1. De V_{GS} -spanningen van de eindtransistors zijn vrij hoog, zodat we in de bovenste helft van deze curven terecht komen, waar de drainstroom afneemt bij een stijgende temperatuur.

Het is wel opmerkelijk dat bij de eindtrap van opamp 3V3 de temperatuursinvloed groter is dan bij de 5V versie. Dit strookt niet met de curven in Figuur 4.1, want de V_{GS} -spanningen zijn bij opamp 3V3 immers kleiner. Deze curven kunnen echter niet zomaar met elkaar vergeleken worden, omdat de treshhold spanningen (V_{TH}) van deze transistoren immers van elkaar afwijken. Bij opamp 5V liggen de treshhold spanningen van de transistors over het algemeen 50% hoger dan bij opamp 3V3.

We zien ook dat de temperatuurscoëfficiënt van de stroom door de eindtrap van opamp 3V3 beduidend groter is, dan de coëfficiënt van de voedingsstroom van deze opamp. Terwijl de voedingsstroom toch voor 90% uit deze stroom bestaat. Dat wil zeggen dat de overige stromen in dit circuit stijgen bij stijgende temperatuur.



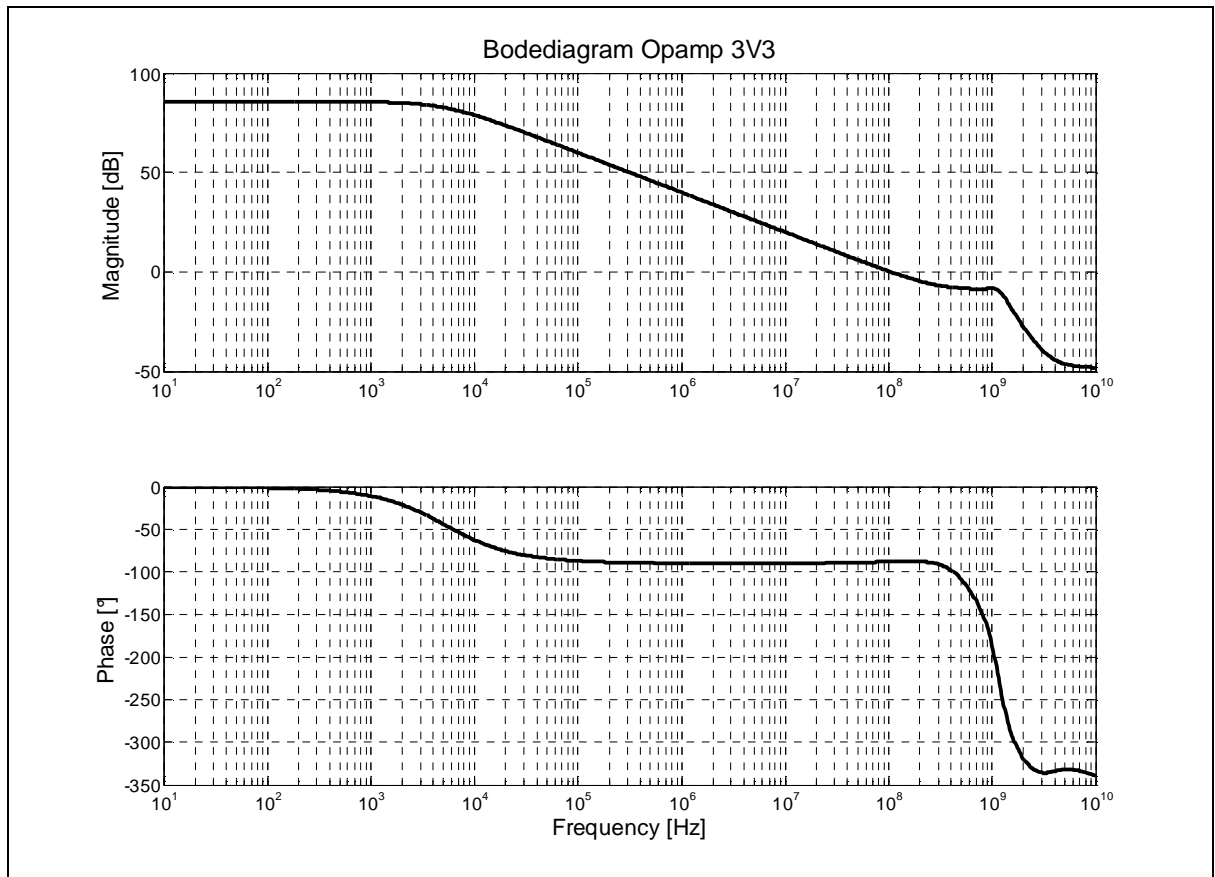
Figuur 4.1 – Temperatuursinvloed op CMOS transistoren

4.3 AC gedrag

In deze paragraaf gaan we dieper in op de resultaten van de AC-analyse. Deze simulatie onderzoekt het klein signaal gedrag van de circuits. We starten hier met het simuleren van de open-lus bodeplot. Dit kan je enkel bekijken in simulaties, want zonder een terugkoppeling loopt de klasse A uitgang van de opamps vast tegen één van de voedingsspanningen. Het is niet vooraf bepaald of de uitgang weg drift tegen de positieve of de negatieve voedingsrail. In de simulaties los je dit probleem op door een zuivere DC terugkoppeling te voorzien. Dit doe je door de uitgangsspanning te 'sensen' en via een zéér laag frequente doorlaatfilter terug naar de negatieve ingang te sturen.

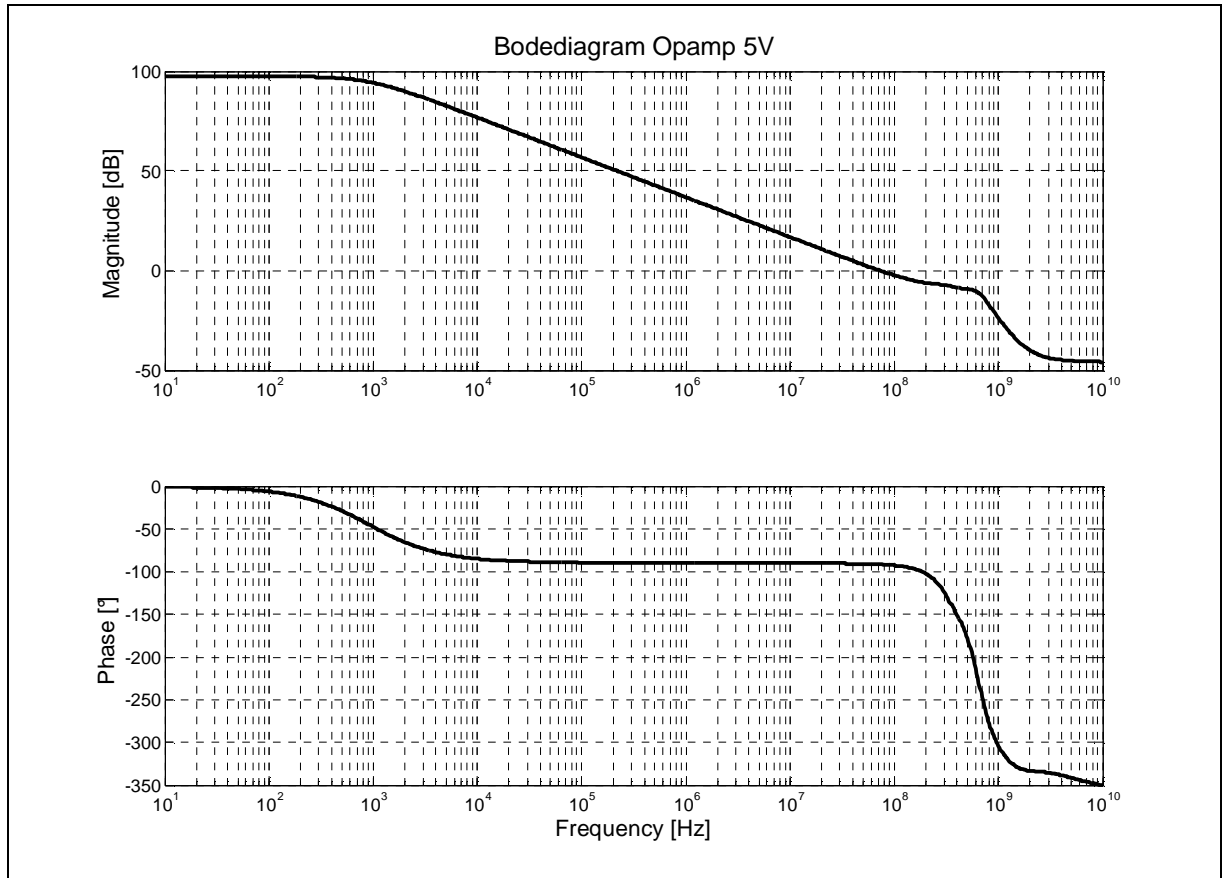
4.3.1 Bodediagram

In Figuur 4.2 zie je de open-lus bodeplot van opamp 3V3, met toch een aantal heel goede specificaties. We hebben een DC-gain van 85,6dB, wat overeenkomt met een versterking van 19100. Het GBW product ligt op een frequentie van 105MHz. Het punt waar de DC-versterking met 3dB is afgenomen ligt op 5,2kHz. We hebben een fasemarge van 90° en een gainmarge van 8dB. Deze fasemarge is zonder meer ruim voldoende, maar de gainmarge is toch eerder aan de lage kant.



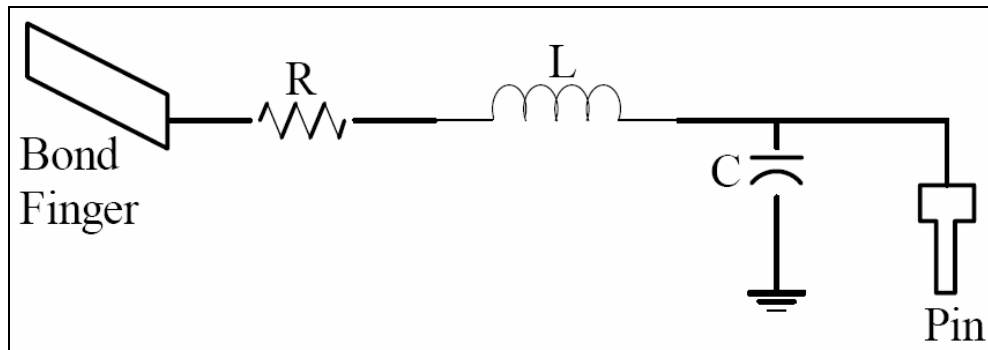
Figuur 4.2 Bodediagram opamp 3V3

De open-lus bodeplot van opamp 5V (weergegeven in Figuur 4.3) geeft een vrij gelijkaardig beeld. Bij deze opamp hebben we een DC-gain van 97,5dB. Dit komt overeen met een versterking van 75000, wat toch beduidend hoger is dan bij de 3V3 versie. Het GBW product ligt op 72MHz en de -3dB versterking op 0,9kHz. De fasemarge bedraagt 88° en de gainmarge bedraagt hier 9dB, wat ook weer vrij laag is.



Figuur 4.3 Bodediagram opamp 5V

Dit zijn allemaal behoorlijke specificaties, maar de eerste praktische testresultaten op een breadboard in het labo brachten een belangrijk probleem aan het licht. In de praktijk bleek de werking van de opamps helemaal niet stabiel. Door het gebruik van een negatieve terugkoppeling oscilleerden beide circuits. Er was dus op één of andere manier voldaan aan het Barkhausen criterium. We zijn bijgevolg op zoek gegaan naar de oorzaak van de oscillaties en een manier om het probleem op te lossen. Eerst dachten we aan een ontkoppel probleem van de voedingsspanning. Maar na een reeks simulaties, waarbij we een volledig model van de verpakking ingevoegd hebben in de netlist-files, was het probleem gevonden. De capacitieve last van de package op het IC was veel te laag ingeschat. Tijdens de originele simulaties, was er uitgegaan van een capaciteit van 300fF op de kritische aansluitpunten, omdat dit een typische waarde is voor de capaciteit van een bondpad. In werkelijkheid is deze capaciteit veel groter. In Figuur 4.4 zie je het model dat wij gebruikt hebben om de DIL-40 package toe te voegen aan de simulaties. In tabel 4.2 staan de componentwaarden voor de desbetreffende pinnen. Om de praktische situatie na te bootsen, dienden immers in de simulatie grotere capaciteiten te worden gebruikt, nl. van de grootte-orde van enkele pF.

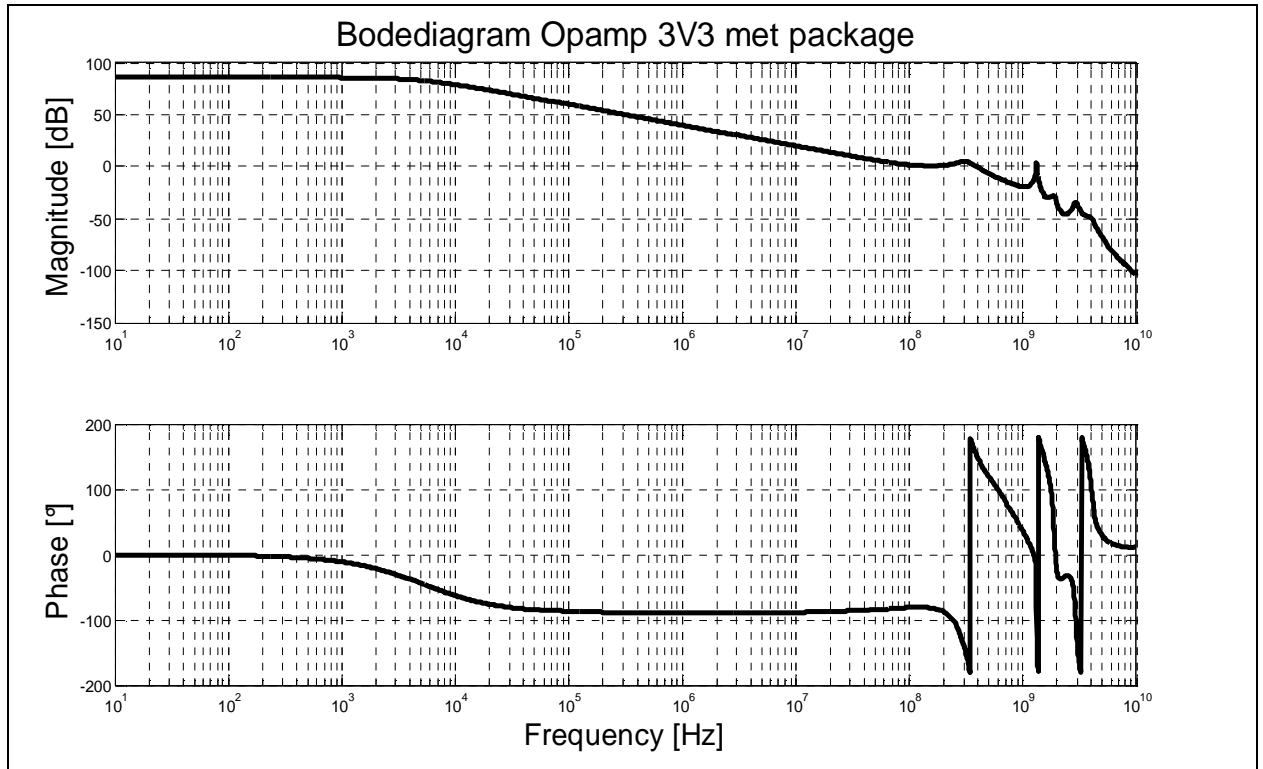


Figuur 4.4 – Model van verbinding tussen bondpad en IC-pin

PIN	R [Ohm]	L [nH]	C [pF]
1, 20, 21, 40	0.217	8.17	5.32
2, 19, 22,39	0.177	7.92	4.39
3,18, 23, 38	0.154	7.34	3.37
4, 17, 24,37	0.110	6.48	2.34
5,16, 25, 36	0.103	5.69	2.16
6, 15, 26, 35	0.0661	4.37	1.43
7, 14, 27, 34	0.0646	4.54	1.48
8, 13, 28, 33	0.0498	3.69	1.05
9, 12, 29, 32	0.0378	3.54	0.863
10, 11, 30, 31	0.0247	3.15	0.660

Tabel 4.2 – Componentwaardes voor het model in figuur 4.4

Na het invoegen van dit model in de simulaties, zagen de open-lus bodeplots er plots al veel slechter uit. In de bodeplot van opamp 3V3, weergegeven in Figuur 4.5, blijft totaal niets van de fase- en gainmarge over. De bodeplot van opamp 5V geeft eveneens een vrij gelijkaardig beeld.

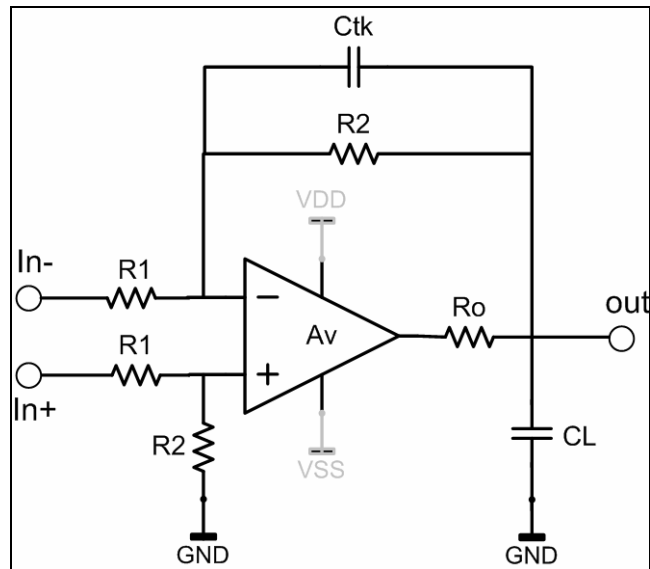


Figuur 4.5 Bodediagram opamp 3V3 met behuizing

We hebben nu aangetoond waarom de opamps in de praktijk niet stabiel zijn. De volgende stap was het zoeken naar een oplossing voor dit probleem. Dit leek minder voor de hand liggend. Om de capacitieve last op de uitgang van de opamps te verminderen, werd de traditionele meetprobe al snel vervangen door een actieve probe. Het voordeel van deze actieve probe is een ingangscapaciteit die kleiner is dan 1pF, terwijl deze bij de passieve probe 8pF bedroeg. Het gebruik van deze actieve probe kon in het labo wel enigszins een uitkomst bieden, maar voor de metingen onder bestraling zou dit geen oplossing zijn. De lange verbindingkabels, die tijdens de bestraling gebruikt zullen worden, geven al snel een capacitieve last van enkele honderden pF. We moesten er dus voor zorgen dat, door extra compensatie toe te voegen, de schakelingen onder alle omstandigheden een stabiele werking verkrijgen. Node d1a (zie bijlage 1, welke naar buiten gebracht is met als doel extra compensatie toe te voegen, veroorzaakt eigenlijk de grootste problemen. Extra compensatie op deze plek, in de vorm van een condensator parallel aan C_c , had geen effect. Dit was trouwens ook duidelijk zichtbaar in de simulaties. De invloed van de package op deze node is echter wel zeer groot. Daarom kan het zelfs nuttig zijn de overbodige bonddraad op dit bondpad simpelweg te verwijderen. Het werd ook vlug duidelijk, dat het onmogelijk zou zijn de terugkoppeling via switchen instelbaar te maken. Door de lengte van de kabels van en naar de switchkaarten, die toch al gauw oploopt tot enkele meters, wordt een te grote vertraging veroorzaakt in het teruggekoppelde signaal. Door deze beperkende factor verviel de mogelijkheid om de opamps te testen met een hoge versterkingsfactor en in eenheidterugkoppeling.

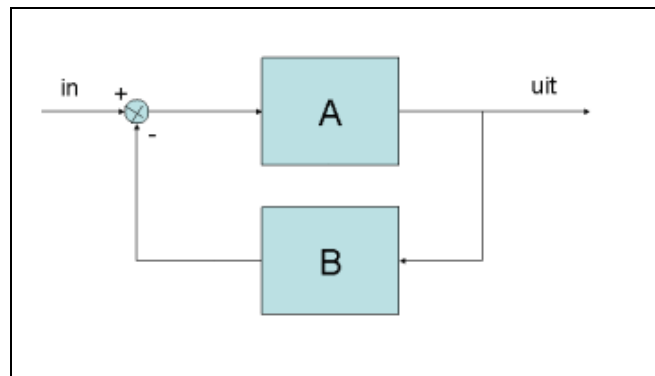
Om toch een stabiele werking van deze opamps te verkrijgen is er gebruik gemaakt van een extern stabilisatiecircuit. Er zijn een aantal verschillende methodes geprobeerd, maar uiteindelijk is het probleem aangepakt zoals in Figuur 4.6. Dit circuit is afgeleid van een lead-compensator, met als verschil de belastingscondensator C_L . De opamp is in hier benaderend voorgesteld door een ideale opamp met slechts een beperkte versterkingsfactor (A_v) en een uitgangsweerstand (R_o). Een lead-compensator plaatst

een positief nulpunt zodat de negatieve fasedraaiing van een ongewenste pool wordt teniet gedaan.



Figuur 4.6 Compensatiecircuit

Voor de berekening van de stabiliteit van dit circuit, kan het weerstandsnetwerk aan de positieve ingangsklem buiten beschouwing gelaten worden. Om de werking van dit circuit te bespreken wordt het behandeld zoals een standaard teruggekoppeld systeem (zie Figuur 4.7). De voorwaartse transferfunctie kan berekend worden volgens vergelijking 4.1 en de terugkoppelfactor volgens vergelijking 4.2. De totale transferfunctie van dit systeem kan berekend worden volgens vergelijking 4.3.



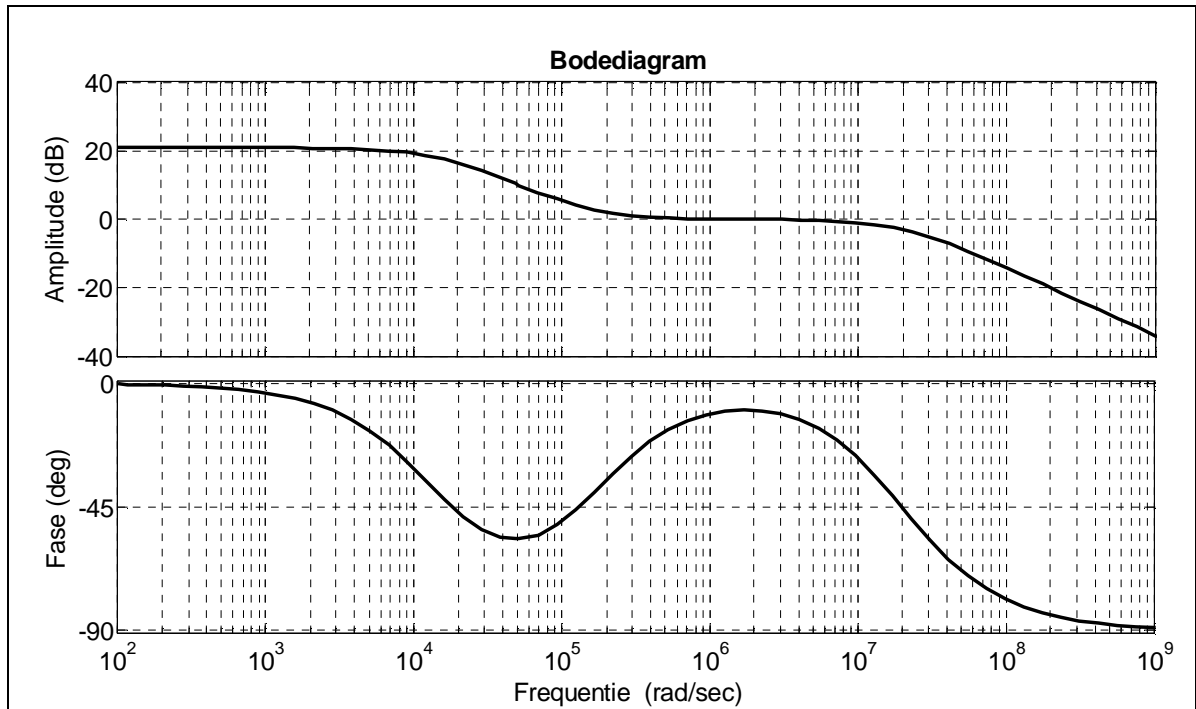
Figuur 4.7 Teruggekoppeld systeem

$$A = A_v \cdot \frac{(R1 + R2 // C_{TK} \cdot s) // C_L \cdot s}{R_o + (R1 + R2 // C_{TK} \cdot s) // C_L \cdot s} \quad (4.1)$$

$$B = \frac{R1}{R1 + R2 // C_{TK} \cdot s} \quad (4.2)$$

$$TF = \frac{A}{1 + A \cdot B} \quad (4.3)$$

De verdere verwerking van dit systeem wordt gedaan met behulp van MATLAB. In Figuur 4.8 is het bodediagram getekend van de volledige transferfunctie met dezelfde componentwaardes als later gebruikt worden bij de praktische metingen. Het -3dB-punt van dit circuit ligt op een frequentie van 2,3kHz. Je ziet dat het nulpunt ervoor zorgt dat er eerst een positieve fasedraaiing wordt gecreëerd, die de fasedraaiing van de dominante pool weg werkt, zodat de amplitude voldoende kan afnemen voordat er een fasedraaiing van 180° wordt bereikt. De condensator C_L is hier verantwoordelijk voor de niet-dominante pool. Deze condensator moet wel relatief groot zijn, namelijk $1\mu\text{F}$, wat ervoor zorgt dat de slew-rate sterk gereduceerd wordt. De overige componentwaardes zijn 680Ω en $6,8\text{k}\Omega$ voor respectievelijk R_1 en R_2 en 10nF voor C_{TK} . R_o bedraagt ongeveer $1\text{k}\Omega$, wat al werd berekend in hoofdstuk 2.



Figuur 4.8 Theoretisch bodediagram gecompenseerd systeem

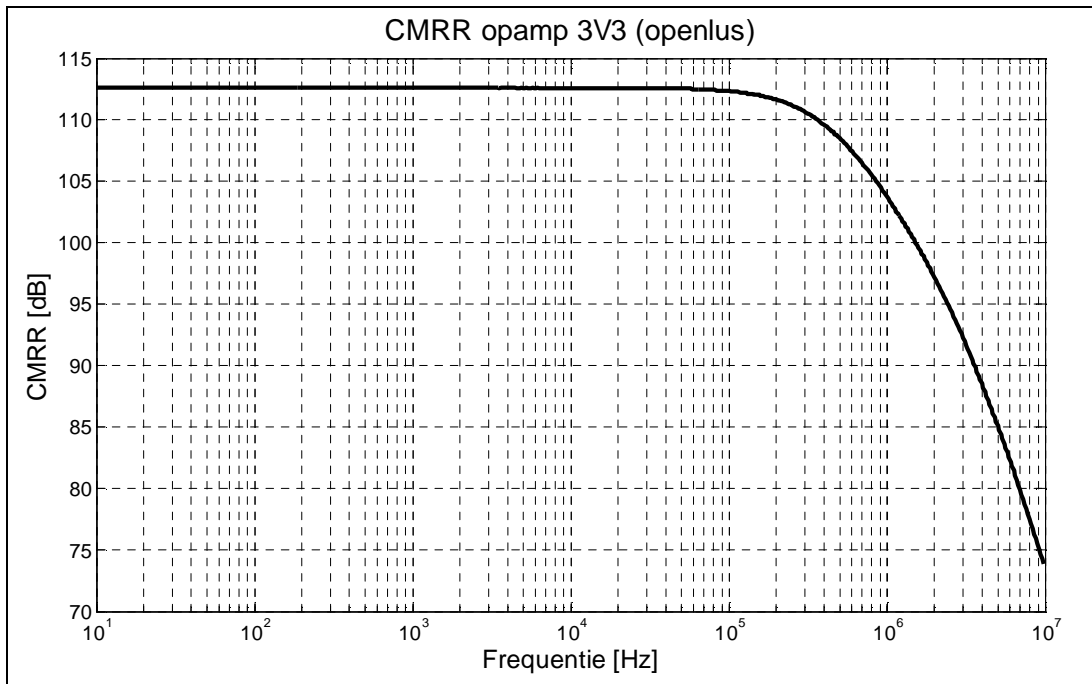
Door het toevoegen van deze compensatie zijn de mogelijkheden van deze opamps sterk gereduceerd. Toch vormt het niet dadelijk een probleem om de opamps verder te kunnen karakteriseren. Een aantal parameters zullen weliswaar niet meer bepaald worden door de opamps zelf, maar door externe componenten. Het zullen dan ook vooral de DC-metingen zijn die ons de meeste informatie over de opamps zelf gaan verschaffen.

4.3.2 CMRR

Voorlopig hebben we nog enkel de differentiële versterkingsfactor van de circuits bekeken. Nu gaan we wat dieper in op de common-mode versterking en de common-mode rejection ratio die daaruit berekend kan worden. Deze simulatie wordt net zoals de bepaling van de bodeplot met de AC-analyse gedaan, met als verschil dat het differentiële signaal vervangen wordt door een common-mode signaal. De CMRR wordt bekomen door de common-mode versterking af te trekken van de differentiële (in dB).

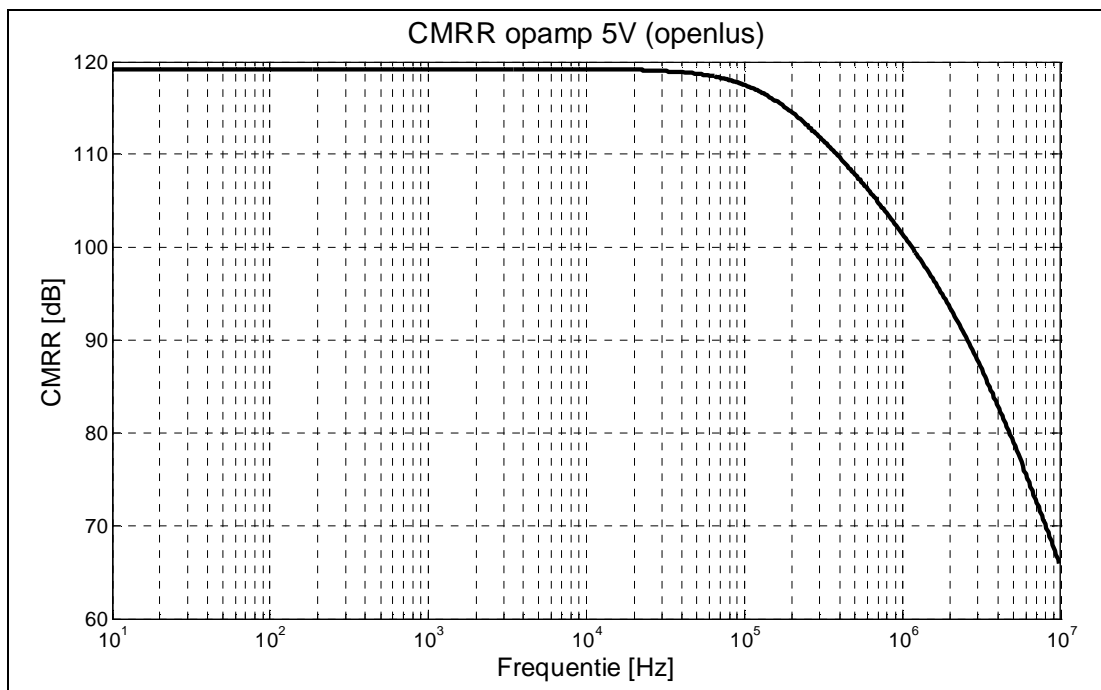
In Figuur 4.9 is de openlus-CMRR van opamp 3V3 getoond. De CMRR bedraagt voor lage frequenties meer dan 110dB. Dit houdt in dat common-mode signalen zeer sterk

verzwakt worden ten opzichte van differentiële signalen. De CMRR begint pas te dalen op een (relatief hoge) frequentie van 100kHz. De helling van de daling is wel -40 dB/decade.



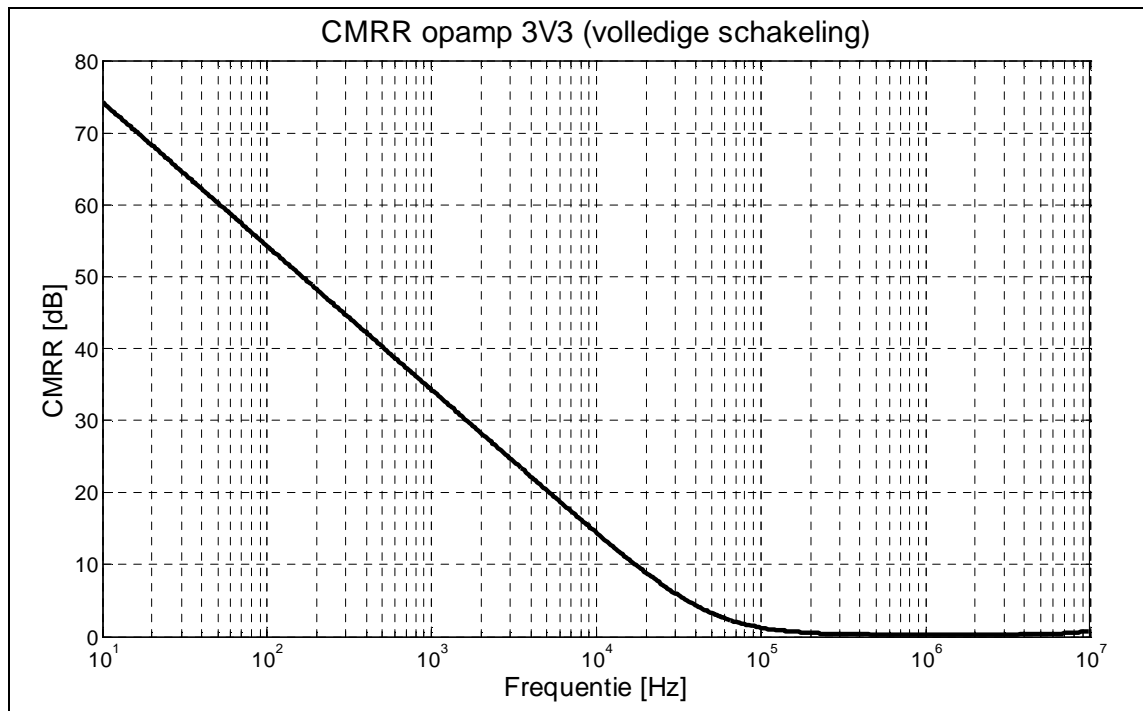
Figuur 4.9 Openlus CMRR opamp 3V3

De openlus-CMRR van opamp 5V is nog ruim 5dB hoger dan deze van opamp 3V3 en benadert daarmee de CMRR van de AD524 die 120dB bedraagt. Het in Figuur 4.10 getoonde verloop is vrij gelijkaardig aan dit van opamp 3V3. Enkele de frequentie waar de CMMR begint te dalen ligt iets lager.



Figuur 4.10 Openlus CMRR opamp 5V

De figuren van de CMRR van het werkelijke gesloten-lus systeem zien er volledig anders uit dan deze van het open-lus systeem. Met dit gesloten-lus systeem wordt het circuit uit Figuur 4.6 bedoeld. In Figuur 4.11 is de CMRR van het circuit opgebouwd rond opamp 3V3 getoond, wat overigens identiek is aan dat van opamp 5V. Voor DC-signalen is de CMRR weliswaar nog zeer goed, maar de curve neemt snel af bij toenemende frequentie met een helling van -20dB/decade . Vanaf 100kHz worden common-mode signalen even sterk doorgelaten als verschilsignalen. Bij 50Hz is de CMRR toch nog behoorlijk met een waarde van 60dB . Zoals eerder al vermeld is de CMRR vooral belangrijk voor het onderdrukken van laagfrequente storingen ten gevolge van de netfrequentie en in dat opzet slaagt dit circuit nog behoorlijk.



Figuur 4.11 CMRR teruggekoppeld systeem opamp 3V3

4.4 Transient analyse

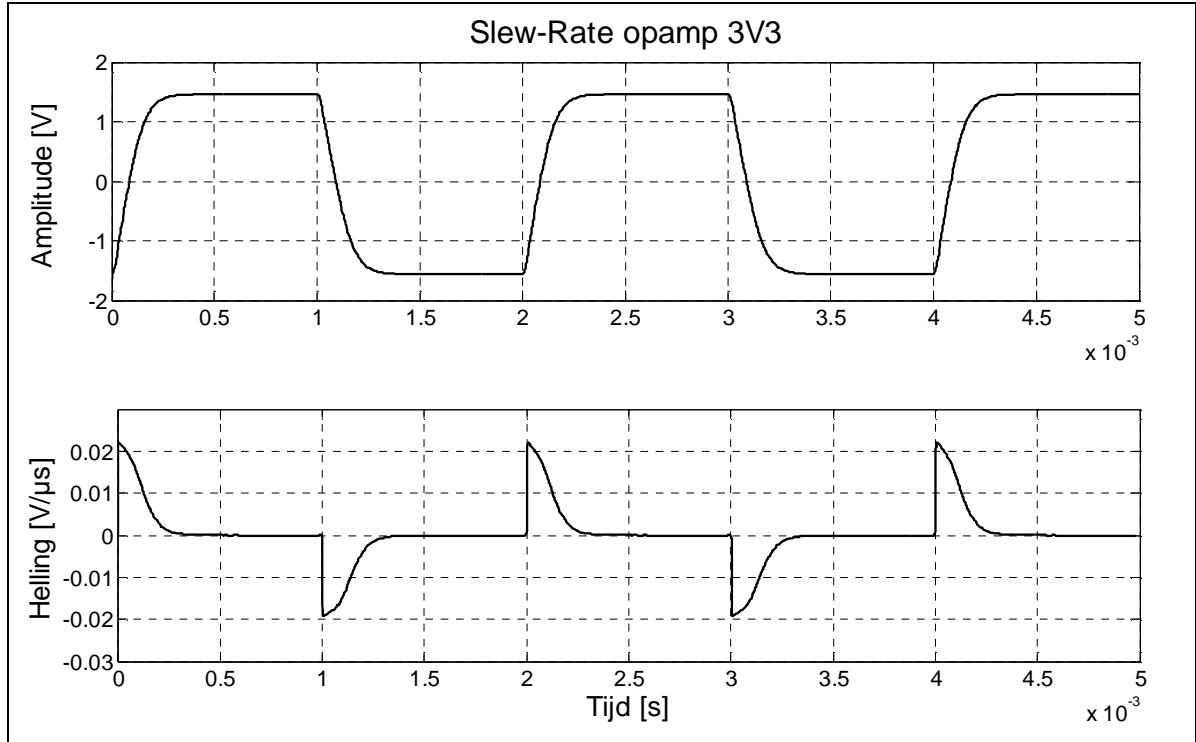
De laatste reeks van simulaties die we uitgevoerd hebben zijn transient analyses. Dit houdt in dat we de signalen gaan bekijken in het tijdsdomein. We kunnen hieruit besluiten trekken over de slew-rate en de maximum output swing.

4.4.1 Slewrate

De simulaties van de slew-rate werden enkel uitgevoerd op het circuit getoond in Figuur 4.6. In deze opstelling is er een zware capacatieve last ($1\mu\text{F}$) op de uitgang aanwezig, waardoor de slew-rate sterk gereduceerd wordt. Om stabiliteitsredenen kunnen de opamps niet getest worden zonder deze capaciteit, daarom wordt ze ook in de simulaties toegevoegd.

In Figuur 4.12 is het resultaat van de simulatie van de slew-rate van opamp 3V3 getoond. Het bovenste deel van de figuur toont het uitgangssignaal na het aansluiten van een blokgolf aan de ingang en in het onderste deel zie je de berekening van de eerste afgeleide van dit uitgangssignaal. Het resultaat van deze berekening geeft op ieder ogenblik de helling van het uitgangssignaal weer. De stijgende helling is iets

groter dan de dalende, waaruit kan besloten worden dat de PMOS transistor meer stroom kan sturen. De maximale positieve stijgsnelheid bedraagt $0,022 \text{ V}/\mu\text{s}$, terwijl de negatieve slechts $0,019 \text{ V}/\mu\text{s}$ is. Hieruit kunnen, volgens vergelijking 4.8 en 4.9, de maximale stromen worden berekend, die de corresponderende uitgangstransistors kunnen sturen.



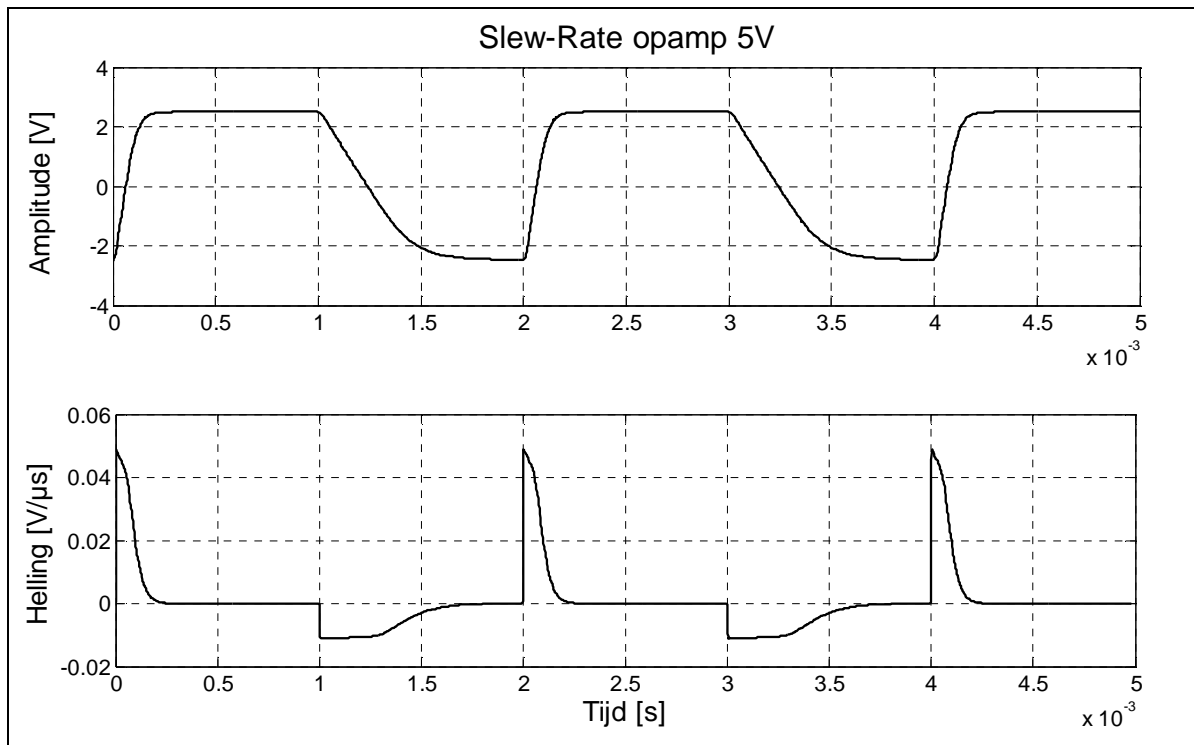
Figuur 4.12 Slew-rate opamp 3V3

$$I_{PMOS} = SR^+ \cdot C_L = 0,022 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \cdot 1\mu\text{F} = 22\text{mA} \quad (4.8)$$

$$I_{NMOS} = SR^- \cdot C_L = -0,019 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \cdot 1\mu\text{F} = -19\text{mA} \quad (4.9)$$

Voor opamp 5V werd dezelfde simulatie uitgevoerd, waarvan het resultaat getoond is in Figuur 4.13. Hier bemerken we dadelijk een zeer groot verschil tussen de stijgende en de dalende helling. De oorzaak hiervan ligt bij de 16 keer bredere PMOS transistor. De PMOS transistor heeft hier een breedte van $350\mu\text{m}$, terwijl de NMOS slechts $22\mu\text{m}$ breed is. Bij opamp 3V3 was de PMOS transistor slechts 4 keer groter om het verschil in mobiliteit tussen gaten en elektronen op te vangen, de PMOS transistor is daar slechts $150\mu\text{m}$ breed en de NMOS transistor $35\mu\text{m}$.

Er is wel een reden waarom de PMOS transistor bij opamp 5V 16 keer breder is dan de NMOS. Om de uitgang in het instelpunt te houden, wat in de helft van de voedingsspanning ligt, is er op de gates van de inverter een bepaalde spanning nodig. Deze spanning ligt best in het midden van het dynamisch bereik van de vorige trap. Dit kan verwezenlijkt worden door de breedtes van deze uitgangstransistoren juist te kiezen.



Figuur 4.13 Slew-rate opamp 5V

Voor opamp 5V worden de maximale stromen, die de uitgangstransistors kunnen sturen berekend in vergelijking 4.10 en 4.11, met als maximale waarde $0.049 \text{ V}/\mu\text{s}$ voor de stijgende helling en $0.011 \text{ V}/\mu\text{s}$ voor de dalende.

$$I_{PMOS} = SR^+ \cdot C_L = 0,049 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \cdot 1\mu\text{F} = 49\text{mA} \quad (4.10)$$

$$I_{NMOS} = SR^- \cdot C_L = -0,011 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \cdot 1\mu\text{F} = -19\text{mA} \quad (4.11)$$

Uit de slew-rate kan bij een gegeven amplitude de maximale frequentie berekend worden van een sinus, die zonder het optreden van slewing door de uitgang kan worden uitgestuurd. In vergelijking 4.12 is dit als voorbeeld gedaan met een amplitude (A) van 1 V en een slew-rate (SR) van $0,02 \text{ V}/\mu\text{s}$. De maximale frequentie bedraagt dan 3,2kHz.

$$f_{\max} = \frac{SR \cdot 10e^6}{A \cdot 2 \cdot \pi} = \frac{0.02 \cdot 10e^6}{1 \cdot 2 \cdot \pi} = 3,2\text{kHz} \quad (4.12)$$

4.4.2 Maximum output swing

De maximum output swing kunnen we eveneens uit de voorgaande simulatie afleiden. De uitgang van opamp 3V3 heeft een bereik dat gaat van 0,07V tot 3,13V. Wat maakt dat de maximum output swing net iets meer dan 3V bedraagt. Bij de opamp met de 5V voedingsspanning is de swing vanzelfsprekend groter. De uitgangsspanning kan daar gaan van 0,05V tot 4,90V. Dat geeft een swing van 4,85V.

Als de uitgangsspanning tegen de voedingsspanning vastloopt bevindt de desbetreffende transistor zich in het lineaire gebied en gedraagt zich bijgevolg als een weerstand. De

spanning die erover valt is zuiver afhankelijk van de stroom die gestuurd moet worden en wordt dus bepaald door de belastingsweerstand.

4.5 Besluit

In dit hoofdstuk werden de verschillende uitgevoerde simulaties besproken. Als eerste de simulaties van het DC-werkingspunt, daarna deze van het bodediagram met de problemen en de oplossing ervan. Dit had als gevolg dat we de mogelijkheden van deze opamps sterk dienden te reduceren, er is vooral ingeboet aan versterkingsfactor en bandbreedte. Ook de slewrate is door de aanpassingen van het circuit sterk afgenomen.

Verder is de CMRR van het open- en gesloten lus circuit onderzocht. De CMRR zal verder trouwens niet meer besproken worden, omdat deze parameter praktisch niet meetbaar was. Tot slot werden er enkele analyses in het tijdsdomein uitgevoerd, die ons informatie verschaften over groot-signaal parameters, zoals de slew-rate en de maximale output swing.

In het volgende hoofdstuk zal de meetopstelling besproken worden, waarmee deze parameters praktisch kunnen worden opgemeten.

5 AUTOMATISERING VAN DE MEETOPSTELLING

5.1 Inleiding

Na de simulaties zijn we gestart met handmatige metingen in het labo om de meetbaarheid van verschillende belangrijke eigenschappen van de opamps te onderzoeken. Sommige daarvan bleken onmogelijk op te meten met de toestellen die wij voorhanden hadden. Deze handmatige metingen gaven ons ook de kans om de toestellen beter te leren kennen, want deze dienden in een later stadium met de juiste instellingen te worden geprogrammeerd. Deze programmatie is nodig om de meetprocedure te automatiseren, zodat de metingen voldoende vaak herhaald kunnen worden om statistisch relevante besluiten te kunnen trekken. Tevens dient de aanwezigheid van personen in de gecontroleerde zone tijdens de bestraling tot een minimum te worden beperkt.

We hebben de volledige meetopstelling zelf ontwikkeld. Daarvoor zijn een aantal PCB's ontworpen. De programmatie is gedaan met behulp van LABVIEW en werd uitgevoerd door een medewerker van het SCK-CEN.

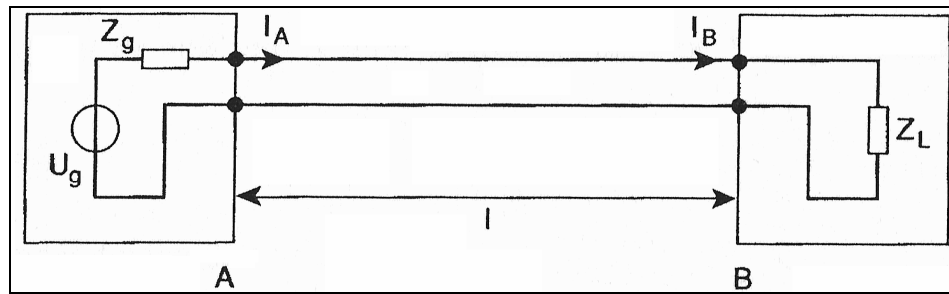
5.2 De volledige meetopstelling

Omdat er tijdens de temperatuurstest in het labo meer parameters worden opgemeten dan tijdens de bestralingstest, zijn er twee verschillende meetopstellingen ontwikkeld. Deze zijn wel in grote lijnen identiek. Tijdens de bestraling worden geen AC metingen uitgevoerd. Eén reden hiervoor is het gebrek aan voldoende toestellen. Mijn collega Bart Ooms heeft voor de AC metingen nood aan dezelfde toestellen. In het labo kan er sequentieel gewerkt worden, maar tijdens de bestraling moeten er simultaan metingen uitgevoerd worden. Echter de belangrijkste reden waarom er geen AC-metingen gedaan worden onder bestraling wordt verklaard in volgende paragraaf.

5.2.1 Problemen bij lange lijnen

Tijdens de bestraling is het onmogelijk om de meettoestellen vlakbij de opamps te plaatsen. De bestralingscontainer bevindt zich heel wat meters onder water. Bovendien kunnen/mogen de toestellen niet vlak naast het bad geplaatst worden. Deze staan een verdieping lager in het gebouw van de BR2 reactor. Dat zorgt ervoor dat de verbindingskabels tussen de opamps en de meettoestellen zeer lang zijn. Ze moeten eerst van de vijfde naar de zesde verdieping een vijftal meters omhoog en dan nog een twintigtal meter omlaag in het bad. Dat betekent dat de flatcables die gebruikt worden, een totale lengte van wel bijna dertig meter zullen hebben. Nu is het duidelijk dat bij dergelijk lange kabels al noemenswaardige reflecties zullen optreden wanneer er AC-signalen op geplaatst worden. Het was dus de vraag of deze reflecties al invloed hebben in het frequentiegebied waarin wij geïnteresseerd zijn en er bijgevolg al dan niet staande golven zullen optreden.

De lange verbindingen tussen de meettoestellen en de opamps kunnen we voorstellen zoals in figuur 5.1. De waarden van Z_L en Z_G zijn echter in veel gevallen niet exact gekend en ook verschillend voor de verschillende connecties. In de meeste gevallen is Z_L een hoge impedantie, die veel groter is dan de karakteristieke impedantie van de kabel. Dat heeft dus als gevolg dat de lijn niet met een correcte impedantie is afgesloten en er zeker reflecties zullen optreden.

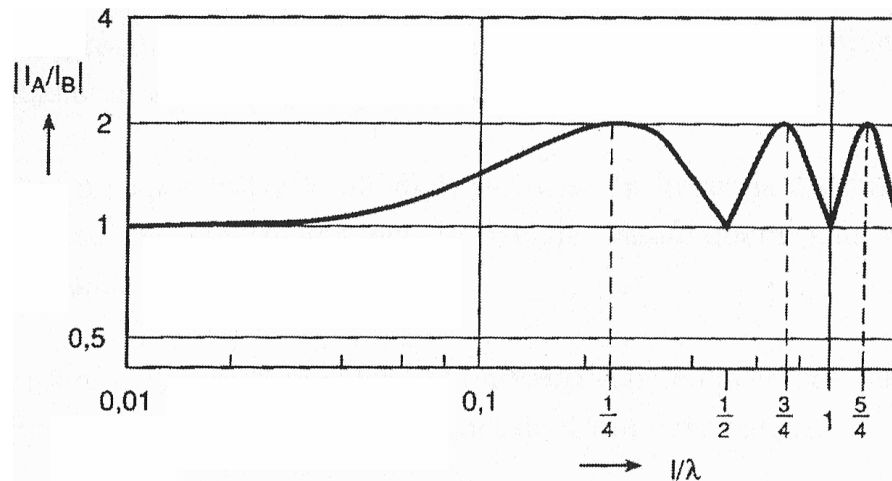


Figuur 5.1 Schematische voorstelling van verbinding tussen toestellen en opamps

Of er nu ook noemenswaardige staande golven zullen optreden hangt af van de gebruikte frequentie en de lengte van de kabel. Er is een vuistregel die zegt dat er geen staande golven optreden in een transmissielijn wanneer de kabellengte kleiner is dan $\lambda/10$ (Goedbloed, 2000). De kabellengte ligt vast op 30m, dus de maximale frequentie kan berekend worden volgens vergelijking 5.1. De voortplantingssnelheid van de golf op de kabel is afhankelijk van het medium, maar voor koperen kabels is een snelheid van $2/3$ de lichtsnelheid een goede benadering.

$$f_{\max} \leq \frac{v}{\lambda} = \frac{c \cdot \frac{2}{3}}{l \cdot 10} = \frac{3 \cdot 10^8 \cdot \frac{2}{3}}{30 \cdot 10} = 667 \text{ kHz} \quad (5.1)$$

Deze frequentie lijkt ruimschoots te volstaan, maar als we even naar figuur 5.2 kijken merken we toch een probleem op. In deze figuur wordt de verhouding van de stroomsterktes I_A en I_B (uit figuur 5.1) uitgezet in functie van de verhouding l/λ . De transmissielijn is in dit geval niet correct getermineerd. Z_L is hier het dubbel van de karakteristieke impedantie van de lijn (Z_0).

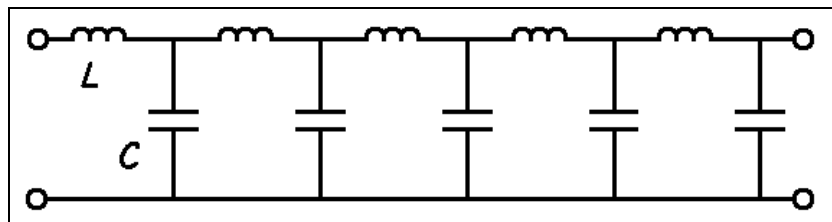


Figuur 5.2 Hoeveelheid optredende staande golven

We zien dat bij het gebruik van een kabel met een lengte die slechts $1/10$ van de kleinste golflengte bedraagt, er een fout van wel 50% wordt geïntroduceerd. Dit is onacceptabel voor onze metingen. Daarom neigen we eerder naar een lengte die maximaal $\lambda/100$ bedraagt. Dit houdt in dat de maximale bruikbare frequentie 67kHz wordt, wat zich wel binnen de bandbreedte van onze metingen situeert.

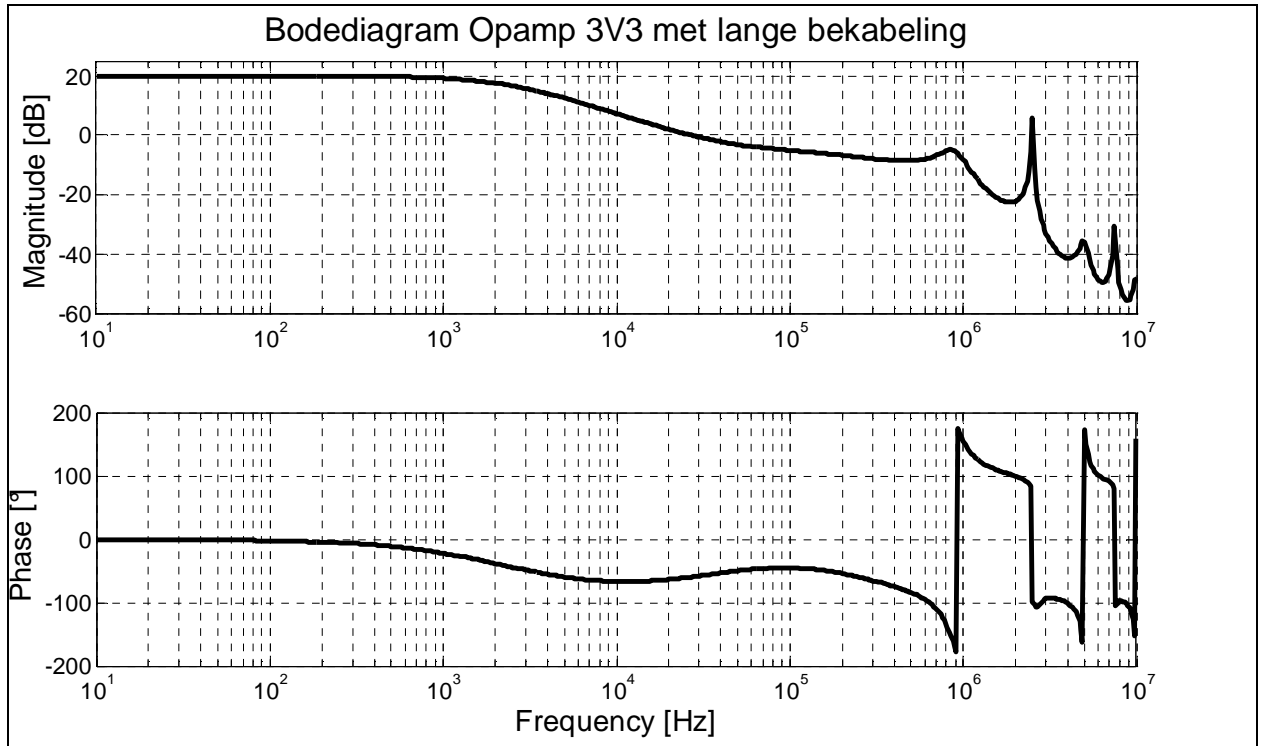
We hebben ook nagedacht of het mogelijk zou zijn de kabels correct te termineren. Dit zou de meetopstelling echter dermate complex maken, dat het zeer moeilijk wordt om nog besluiten te kunnen trekken over de opamps zelf. Het gebruik van coax biedt in deze situatie ook geen voordeel. Coax kabels hebben ook een karakteristieke impedantie en moeten dus ook correct getermineerd worden om bovenstaande problemen te voorkomen. Het gebruik van coax kabels zou de opstelling ook nodeloos complex maken. Het is veel moeilijker om de connecties te maken. Een flat-cable daarentegen kan simpelweg via een DB-25 connector ingeplugd worden. Bovendien bestaat er het gevaar op ground-loops via de afschermingen van de verschillende coaxen.

Om deze theorie te staven hebben we een model van de kabel ingebracht in de simulaties. Het model dat we gebruikt hebben is weergegeven in figuur 5.3. Het bestaat uit een gedistribueerde impedantie. We hebben hiervoor de waarden van L en C uit de datasheet van de flat-cable gehaald. C bedraagt 50pF/m en L 50 μ H/m. De karakteristieke impedantie (Z_0) van deze kabel bedraagt 100 Ω .



Figuur 5.3 Equivalent model van een transmissielijn

Het resultaat van deze simulatie zie je in figuur 5.4. Dit is de bodeplot van opamp 3V3 na het invoegen van het model voor de kabel. Je ziet dat deze bodeplot toch wijzigingen vertoont ten opzichte van de originele uit hoofdstuk 4. Het nulpunt rond 100kHz begint zich anders te gedragen. Voor het testen van de AD524 zou het probleem groter zijn, aangezien deze opamp een grotere bandbreedte heeft. Aan de hand van de piek rond 2,5MHz zou je zeggen dat de werking niet stabiel is, maar deze piek zit niet in het teruggekoppelde systeem. Het is een resonantiepiek van de wisselwerking tussen de kabel en de opampschakeling.

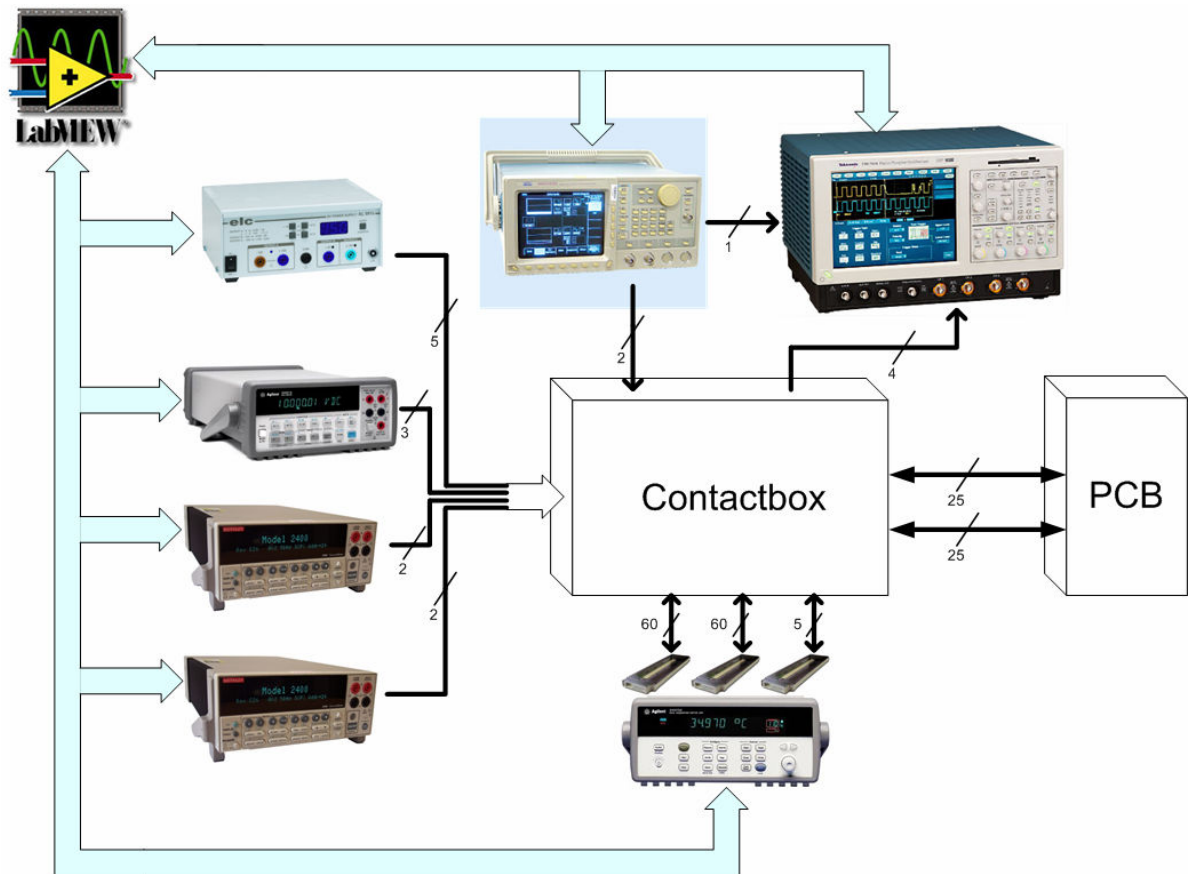


Figuur 5.4 Bodediagram opamp 3V3 met lange bekabeling

Dit is dus de belangrijkste reden waarom we ons tijdens de bestraling beperken tot DC-metingen.

5.2.2 Blokschema

In figuur 5.5 is een blokschema weergegeven van de volledig uitgewerkte meetopstelling. Het PCB bevat de te onderzoeken IC's. Deze wordt in het labo in een oven geplaatst om de temperatuurstest te doen. Tijdens de bestraling wordt deze PCB in de bestralingscontainer geplaatst, die vlak naast de stralingsbronnen wordt gebracht. De PCB is via twee 25 aderige twisted pair flat-cables verbonden met de contactbox. In de contactbox bevindt zich een tweede PCB, die alle verbindingen maakt tussen de verschillende meettoestellen, de voeding, de switchkaarten en de PCB met de IC's. Bij de voorgaande onderzoeken werd de contactbox volledig met losse verbindingsdraden bekabeld, maar omwille van de grote complexiteit van deze meetopstelling hebben we gekozen om gebruik te maken van PCB.



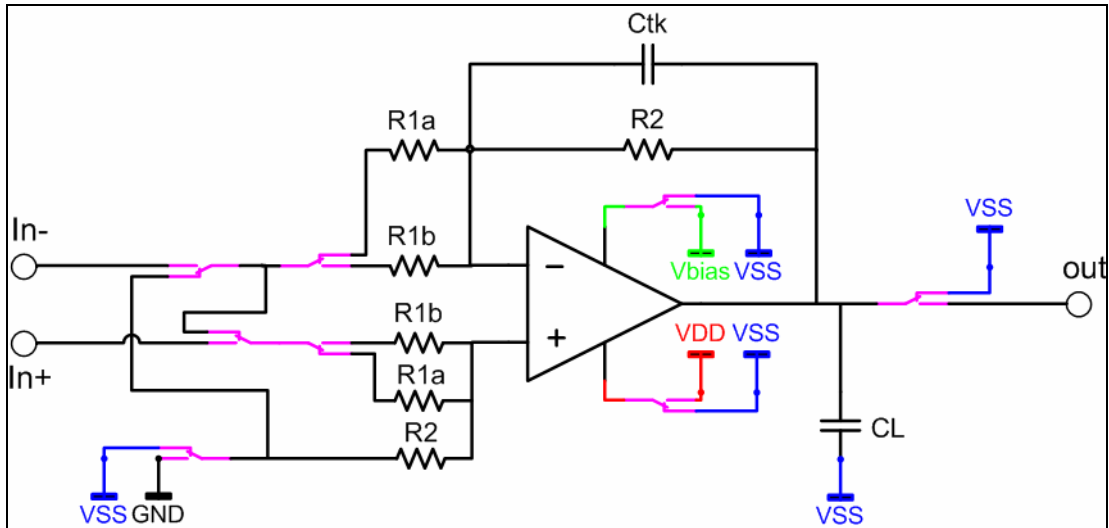
Figuur 5.5 – Blokschema meetopstelling

In figuur 5.5 zien we dan ook alle gebruikte meettoestellen. Van links boven naar links onder zie we een ELC DC-voeding, een HP Agilent multimeter en twee Keithley sourcemeters. In het midden onderaan bevindt zich de HP Agilent Data Acquisition Switch Unit. Dit toestel bevat twee switchkaart met elk twintig relais en daarnaast een temperatuurskaart om de thermistors uit te lezen. Bovenaan hebben we tenslotte van links naar rechts een Tektronix Arbitrary Waveform Generator en een Tektronix Digital Phosphor oscilloscoop. Het geheel wordt gestuurd door Labview.

5.2.3 Configuratie van de opampschakelingen

Er moest een meetopstelling bedacht worden, waarbij met switchen de opamps kunnen in- en uitgeschakeld worden, waarbij verschillende meetconfiguraties kunnen gekozen worden en waarbij de juiste meettoestellen op de juiste plek worden aangesloten. Het basis circuit dat opgebouwd is rond elke opamp is getoond in Figuur 5.6. Voor een schema van de volledige meetopstelling verwijs ik naar bijlage 2. Met dit circuit rond de opamps kan de voedingsspanning (V_{DD}) en de biasspanning (V_{bias}) worden uitgeschakeld. Met de switchen aan de ingang kunnen twee verschillende versterkingsfactoren gekozen worden en kunnen de ingangen aan de massa gekoppeld worden. Dit wordt gedaan tijdens het opmeten van de DC-instelpunten en de uitgangsoffset.

Als de opamp niet wordt uitgemeten, worden de connecties met deze opamp verbonden met de negatieve voedingsspanning (V_{SS}). Dit zorgt ervoor dat alle ladingen die aanwezig zijn afgevoerd worden.

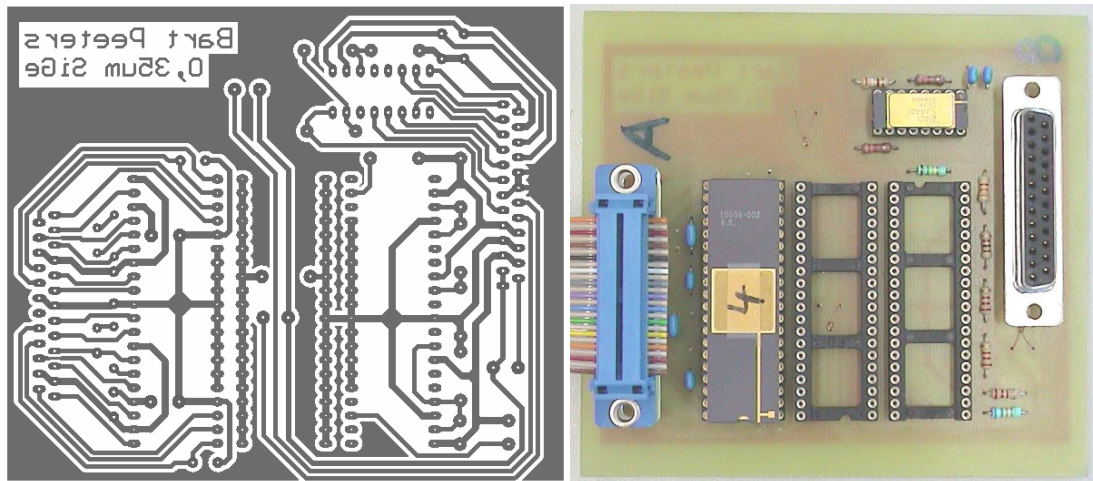


Figuur 5.6 Configuratie van de meetopstelling rond de opamps

Aan de ingangsklemmen van het circuit in Figuur 5.6 kunnen verschillende meettoestellen aangesloten worden. Tijdens het opmeten van de lineariteit worden hier de Keithley sourcemeters aangesloten en tijdens het opmeten van het bodediagram en de slew-rate zijn deze klemmen via een weerstandsdeler verbonden aan de signaalgenerator. Aan de uitgang kan de multimeter worden aangesloten en tijdens de labo-metingen is daar ook de oscilloscoop mee verbonden.

5.2.4 De PCB's en contactbox

Er zijn twee PCB's ontwikkeld met het oog op de automatisatie van de meetopstelling. Het eerste PCB, biedt plaats aan vier IC's en de nodige verbindingsconnectoren. Er waren twee DB-25 connectors nodig om voldoende verbindingen met de meetopstelling te kunnen realiseren. Ofschoon van de tweede kabel niet alle aders worden gebruikt, is er toch geen kleinere flatcable genomen. Met oog op enige standaardisatie is het is namelijk het beste als steeds hetzelfde type kabel wordt gebruikt. In figuur 5.7 zie je de layout en een foto van dit PCB. Er is plaats op het PCB voor drie DIL-40 behuizingen met de SiGe opamps. Hiervan wordt één IC periodisch uitgemeten tijdens bestraling, een tweede wordt continu gevoed en het derde hangt continu aan de massa. Na de bestraling kunnen dan de verschillende IC's met elkaar vergeleken worden. Uit het onderzoek van de voorgaande jaren is al gebleken dat er zeker verschillen zullen zijn. Bovendien is er ook nog een plaatsje voorzien voor de DIL-16 behuizing van de AD524.

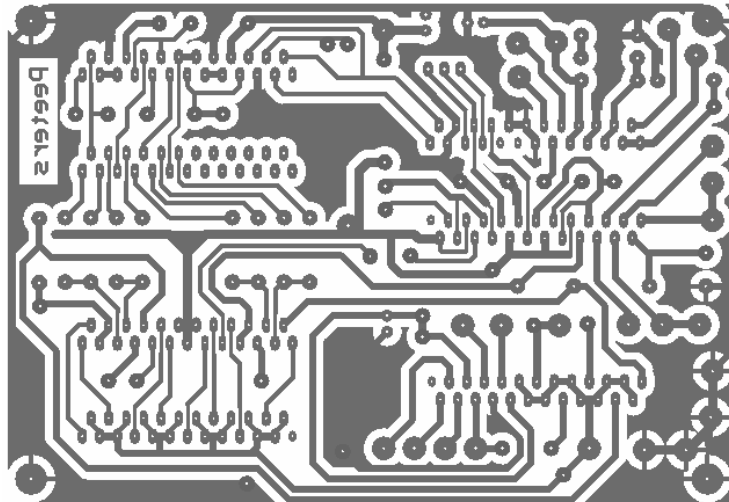


Figuur 5.7 Het PCB met de IC's

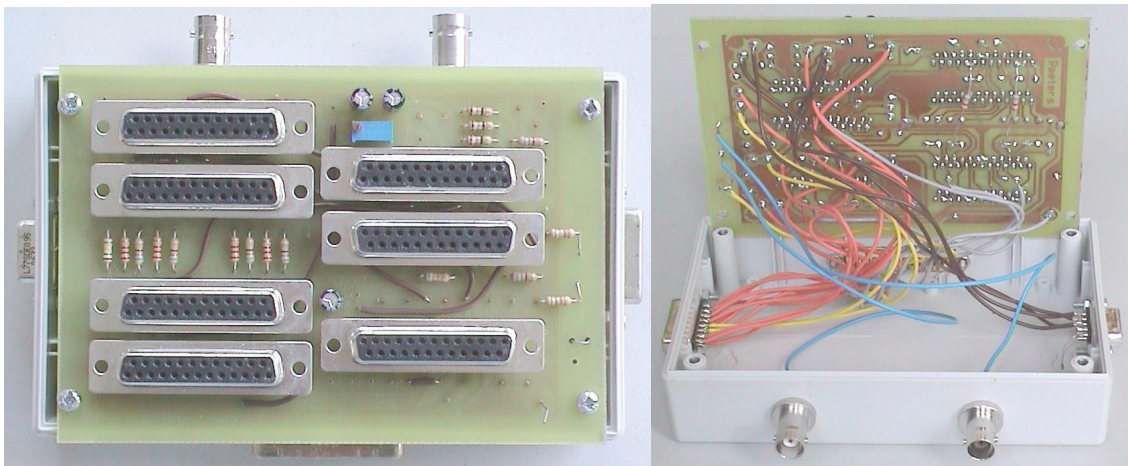
Er is bij het ontwerp van dit PCB voor gezorgd dat deingangssignalen naar de opamps telkens over één twisted pair lopen. Zodat de optredende storingen vooral common-mode storingen zullen zijn, want differentiële storingen heffen elkaar op door het gebruik van een twisted pair. De banen voor de voeding zijn breder gekozen en er worden ook 2 parallelle aders van de kabel voor gebruikt. Er is ont koppeling voorzien met behulp van keramische condensatoren op de voedings- en biasspanningen. Keramische condensatoren zijn trouwens de enige die kunnen gebruikt worden onder straling. Elektrolytische condensatoren zouden een bestraling niet overleven. Er bestaan tegenwoordig gelukkig al keramische condensatoren met hogere waardes tot enkele μF . Dan is er nog plaats voorzien om drie thermistors te plaatsen, die de temperatuur op twee verschillende plaatsen op het PCB en onder een IC opmeten.

Achteraf zijn er nog een aantal wijzigingen aan dit PCB moeten gebeuren. Een paar banen, dat problemen veroorzaakte, is doorgesneden en er zijn nog een aantal extra weerstanden en condensatoren ter compensatie aan de onderzijde van het PCB bij gesoldeerd.

Het tweede PCB bevindt zich in de contactbox en verzorgt zo goed als alle verbindingen tussen de verschillende toestellen en het PCB met de IC's. Het bevat nog een aantal weerstanden voor biassing en om verschillende versterkingsfactoren te kunnen kiezen. Er is een potentiometer geplaatst om de uitgangsoffset van de AD524 weg te regelen en er zitten ook nog een aantal ont koppel condensatoren op de voeding. Dat zijn ditmaal wel elektrolytische modellen. Het was een hele opgave om dit PCB op een enkelzijdige print met zo weinig mogelijk draadbruggen te ontwerpen. Uiteindelijk is het toch nog een vrij compact design geworden, wat u kan zien figuren 5.8 en 5.9.



Figuur 5.8 PCB lay-out contactbox



Figuur 5.9 Foto's contactbox

Ook in de contactbox zijn twee thermistors geplaatst om de omgevingstemperatuur op te volgen. In principe hebben we deze metingen niet nodig, maar het kan soms nuttig zijn om bijvoorbeeld de correlatie van de voedingsspanning met de omgevingstemperatuur eens te bekijken.

5.3 LabVIEW

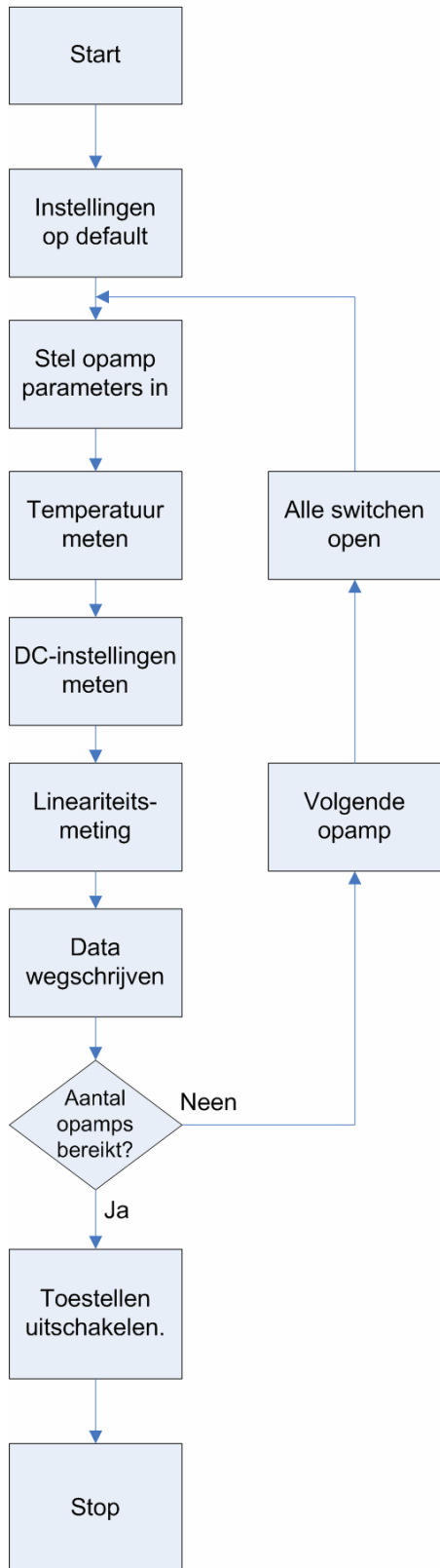
De volledige meetopstelling wordt gestuurd door een LabVIEW programma, dat draait op een laptop. De toestellen worden aangestuurd via een GPIB-bus. Enkel de PID regelaar wordt gestuurd via het RS-485 communicatieprotocol. Het LabVIEW programma zelf is geschreven door een medewerker van het SCK, Stan Van Ierschot. Wij hebben hem enkel de instructies met betrekking tot de specificaties van het programma bezorgd. De instellingen kunnen we zelf achteraf aanpassen in een ini-file. Als het programma opstart, wordt de ini-file gelezen en worden deze gegevens gebruikt om de toestellen juist aan te sturen.

5.3.1 Flowchart

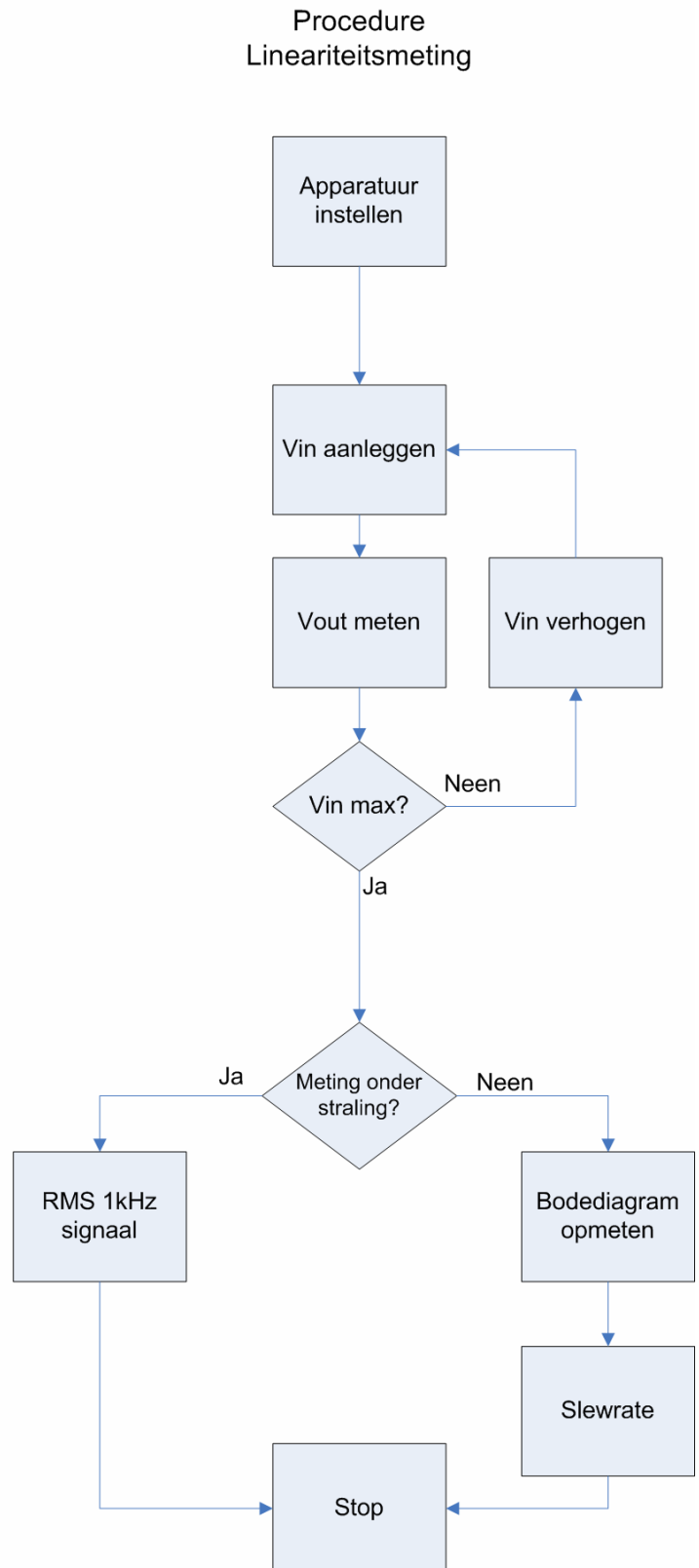
In figuur 5.10 ziet u de flowchart van het hoofdprogramma. Als het programma start worden de instellingen van de toestellen op hun default-waarden gezet. Voor de switchen betekent dit dat ze allemaal in de normal-open positie staan. Daarna worden alle instellingen voor de opamp die op dat moment wordt uitgemeten juist gezet, zoals de voedingsspanning.

De eerste meting die gedaan wordt is een temperatuursmeting, om daarna alle DC-punten en de voedingsstroom op te meten. De volgende stap is de lineariteitsmeting, maar in deze procedure worden ook de andere metingen afgehandeld. Daarna wordt de data weggeschreven en beslist of er nog een opamp moet worden uitgemeten. Zo ja, dan wordt de cyclus herhaald. Zo neen, dan worden de toestellen afgeschakeld en is het programma afgelopen.

In figuur 5.11 is een gedetailleerde flowchart van de procedure 'lineariteitmeting' getoond. De eerste stap is het inschakelen van de sourcemeters en de multimeter. Daarna wordt er in een lus telkens een ingangsspanning aangelegd, de uitgangsspanning opgemeten en de ingangsspanning naar de volgende waarde verhoogd. Als dit klaar is wordt er beslist of de procedure voor de meting onder straling moet starten, of dat de labo-metingen mogen starten. Als we onder straling meten is dit deel snel afgehandeld, want er wordt enkele seconden een 1kHz sinussignaal aangesloten en de RMS-waarde aan de uitgang ervan gemeten. Deze meting met het 1kHz signaal wordt gedaan, om ons onder bestraling ook enige informatie omtrent het AC-gedrag te verschaffen. In het labo echter duurt dit deel het langst. Bij het opmeten van het bodediagram wordt eerst de juiste frequentie aangelegd, daarna wordt dit signaal tien seconden met de scoop uitgemiddeld. Na deze wachttijd worden het uitgemiddelde signaal en een aantal metingen op dit signaal uitgelezen. Dan wordt de volgende frequentie aangelegd. Dit wordt herhaald totdat alle frequenties uit een lijst aan bod zijn gekomen. Om daarna de Slewrate op te meten wordt een blokgolf met een frequentie van 700Hz aangelegd in het geval van de SiGe opamps en 100kHz in het geval van de AD524. Er wordt weer tien seconden uitgemiddeld, om dan de opgemeten data uit te lezen. Waarna de procedure is beëindigd.



Figuur 5.10 Flow-chart hoofprogramma



Figuur 5.11 Flow-chart procedure lineariteit

5.3.2 Meetpunten

Om statistische relevante resultaten te bekomen, moeten de metingen uit zoveel mogelijk meetpunten bestaan. Hier is echter een beperkende factor mee verbonden. Tijdens de bestraling wijzigt het gedrag van de opamps (vooral in het begin) zeer snel. De meetcyclus moet daarom zo kort mogelijk gehouden worden. Van de DC-metingen duurt het opmeten van de lineariteit het langst. Zo zijn we gekomen tot een maximum van 150 punten om binnen een aanvaardbare tijd de cyclus te voltooien, welke ongeveer 3 minuten duurt per opamp.

Buiten het aantal meetpunten zijn er ook nog andere factoren die de duur van de meetcyclus bepalen. Voor de multimeter kan een parameter, genaamd NPLC, worden ingesteld. NPLC is het acroniem voor Number of PowerLine Cycles. Het bepaalt de integratieduur van de metingen. Wij hebben deze parameter ingesteld op 10, zodat het op te meten signaal gedurende een tijd van 200ms wordt geïntegreerd. Je zou verwachten wanneer je NPLC gelijk aan 20 neemt, dat duur van de cyclus zou verdubbelen. Dit bleek echter bijna te viervoudigen, wat de duur van de meetcyclus te lang maakte. Waarom de duur zo sterk toenam hebben we nog niet kunnen verklaren.

De uitmiddeltijd van wel 10 seconden bij het opmeten van de bodeplot vormt een minder groot probleem. In het labo zijn we minder tijdsgebonden, zodat een cycluseduur van 12 minuten per opamp geen probleem vormt. Door nog meer verschillende testfrequenties te nemen, zou het bodediagram nauwkeuriger kunnen uitgezet worden, maar dat zou ervoor zorgen dat ook in het labo de volledige temperatuurtest te lang zou duren. Het is praktisch het gemakkelijkst als we een temperatuurtest 's avonds kunnen opzetten en deze de volgende morgen dan klaar is. Daarom is het aantal verschillende frequenties beperkt gehouden tot 28 per opamp. De gekozen frequenties zijn lineair verdeeld over een logaritmische schaal, met zes per decade beginnend vanaf 12,5Hz tot en met 183kHz, met nog een paar extra frequenties rond het -3dB-punt. Deze frequenties zijn zo gekozen dat veelvoudigen van de 50Hz netfrequentie worden vermeden, wat absoluut noodzakelijk is. Door de uitmiddeling kan deze stoorfrequentie dan worden verwijderd uit de metingen.

5.4 Besluit

In dit hoofdstuk hebben we de meetopstelling beschreven, die ons moet toelaten de belangrijkste eigenschappen van de opamps op te meten. Dit gedurende de temperatuurtest in het labo, alsook tijdens de gamma bestraling in de BRIGITTE-faciliteit. Vooral voor deze laatste test is het belangrijk, om deze metingen te automatiseren met behulp van een LabView programma, dat hier ook kort werd toegelicht.

Er werd ook bondig verklaard waarom er tijdens de bestralingstest geen AC-metingen worden uitgevoerd.

In het volgende hoofdstuk worden de testresultaten van de temperatuurtest en een aantal andere testen besproken.

6 PRAKTISCHE METINGEN

6.1 Inleiding

Na het volledig automatiseren van de meetopstelling, kon gestart worden met een temperatuurtest in het labo. Er zijn twee redenen voor het uitvoeren van een temperatuurtest voor de bestraling. Het biedt de mogelijkheid om temperatuurs-effecten tijdens de bestraling te scheiden van stralingseffecten. Bovendien moeten de twee overige IC's, die niet tijdens bestraling worden uitgemeten, natuurlijk op voorhand worden gekarakteriseerd, zodat die resultaten kunnen vergeleken worden met een tweede temperatuurtest na de bestraling.

Er moeten dus op drie SiGe IC's en de AD524 temperatuurtesten worden uitgevoerd. Bij de aanvang van de stage waren er een 25-tal IC's van het SiGe ontwerp. Om verwarring te voorkomen hebben we deze IC's van het begin af aan genummerd. Door soms verkeerde instellingen te gebruiken tijdens metingen, zijn er reeds 3 IC's deels beschadigd geraakt gedurende de voorbereidende testen. Bij de aanvang van de eerste temperatuurtest is er een nieuw IC genomen, nl. IC4. Bij een tweede temperatuurtest op IC5 is er een probleem ontstaan met de voeding, waarbij de voedingsspanning op $\pm 15V$ is vastgelopen. Dit heeft ervoor gezorgd dat IC5 volledig stuk is gegaan. Daarna zijn er nog twee testen gedaan op respectievelijk IC6 en IC7. Deze benamingen worden verderop gebruikt om onderlinge verschillen tussen de IC's te bespreken.

In dit hoofdstuk bespreken we aldus de belangrijkste bekomen resultaten van de temperatuurtest op onze IC's, respectievelijk de instelvoorwaarden, de lineariteit, het bodediagram en de slew-rate. Bovendien worden ook de IP3- en de THD-metingen besproken. Het stralingsgedrag van de commerciële opamp wordt nadien toegelicht als voorbeeld, terwijl de gammabestraling van de andere IC's pas op een later tijdstip kan plaatsvinden, na mijn stageperiode.

6.2 Bias condities

De eerste metingen die gebeuren tijdens de temperatuurtest, zijn DC-metingen van de instelspanningen. Deze metingen kunnen vooral belangrijk zijn onder bestraling, omdat door het opmeten van de spanningen aan de meetpunten het gedrag van het interne circuit deels kan opgevolgd worden. Dit biedt de mogelijkheid om het gedrag van de schakeling tot op transistor niveau op te volgen.

In tabel 6.1 zijn de resultaten van deze metingen op opamp 3V3 weergegeven en ter vergelijking zijn er ook de resultaten van de simulaties naast geplaatst. De metingen komen in grote lijnen overeen met de simulaties. Er zit wel wat verschil op de absolute waarden van de spanningen, maar die worden voornamelijk veroorzaakt door verschillen in de voedingsspanning. De temperatuurscoëfficiënten komen in de meeste gevallen binnen een redelijke marge overeen. Enkel de spanning op punt vb2 en de offset vertonen grote afwijkingen ten opzichte van de simulaties. De offset vertoont geen lineair, maar een 2^e orde verloop, welk weergegeven wordt in vergelijking 6.1.

$$V_{oo} = 0.01 \cdot T^2 - 0.7 \cdot T - 66,6 \quad (6.1)$$

Er is geen enkel verband waarneembaar tussen deze vergelijking en vergelijking 4.1 van de gesimuleerde offset. In het hoofdstuk 4 werd al aangehaald dat het simuleren van de offset weinig zin heeft, wat hier ook duidelijk wordt. De offset bij de drie geteste IC's was ook verschillend. Het verloop was wel telkens een dalparabool, maar de

absolute waarden weken van elkaar af. De uitgangsoffset varieerde bij de verschillende IC's van -15mV tot +55mV. Dit toont aan dat de offset puur bepaald wordt door verschillen die optreden tijdens het fabricageproces.

Buiten de offsetspanning, wijkt ook de spanning op node vb2 af van de simulaties. De spanning is in absolute waarde 35% lager, maar het opmerkelijkst is de wijziging van het teken van de temperatuurscoëfficiënt. Dit zou eventueel wel aan de hand van figuur 4.1 kunnen verklaard worden. Door de lagere V_{GS} spanning, kom je verder naar links terecht in de curven, waardoor je voorbij het omklappunt zit.

Tabel 6.1 DC metingen van de instelpunten opamp 3V3

Opamp 3V3	Praktisch			Simulatie		
	25°C	65°C	α	25°C	65°C	α
Supply Current [mA]	6,78	6,57	-5,2 μ A/°C	5,76	5,51	-6,3 μ A/°C
Uitgangs Offset [mV]	54,2	55,3	\	-1,70	-1,90	\
Spanning node vb2 [V]	0,64	0,62	-0,64mV/°C	0,98	1,02	1,1 mV/°C
Spanning node vb3 [V]	1,41	1,35	-1,4mV/°C	1,31	1,24	-1,9 mV/°C
Spanning node vbcs [V]	2,33	2,37	0,93mV/°C	2,28	2,33	1,2 mV/°C
Spanning node bbias1 [V]	0,74	0,69	-1,3mV/°C	0,78	0,73	-1,2 mV/°C
Spanning node lin [V]	1,35	1,24	-2,9mV/°C	1,54	1,43	-2,6 mV/°C

De meetresultaten van deze test voor opamp 5V zijn getoond in tabel 6.2. Hier zien we weer overeenkomsten tussen de simulaties en de metingen, maar toch ook enkele verschillen. De spanning op node vb2 wijkt ook hier sterk af, vooral de sterke negatieve temperatuurscoëfficiënt springt in het oog. Dit kan hier evenwel op dezelfde wijze verklaard worden als bij opamp 3V3. De offset wijkt hier eveneens sterk af van de simulaties en vertoont geen 2^e orde verloop. De opgemeten waarden voor de verschillende IC's lagen tussen -35mV en +25mV. Dit omgerekend naar de ingangsoffset geeft bij een versterkingsfactor van 10, waarden van enkele mV.

De grootste afwijking vertoont de spanning op node Iin. Daar dit de som is van twee basis-emitter spanningen, waarvan de ene (bbias1) ongeveer 0,75V bedraagt, zou de andere 1,75V moeten zijn. Dit is in principe onmogelijk en er is een sterk vermoeden dat deze waarden daarom ook fout zijn opgemeten. De oorzaak zou kunnen liggen bij een foutje in de contactbox of het programma.

Tabel 6.2 DC metingen van de instelpunten opamp 5V

Opamp 5V	Praktisch			Simulatie		
	25°C	65°C	α	25°C	65°C	α
Supply Current [mA]	5,85	5,69	-4,0 μ A/°C	5,81	5,64	-4,0 μ A/°C
Uitgangs Offset [mV]	-35,0	-27,0	0,20mV/°C	-1,50	-1,60	\
Spanning node vb2 [V]	1,02	1,00	-3,4mV/°C	1,32	1,32	\
Spanning node vb3 [V]	2,94	2,92	-0,45mV/°C	2,90	2,87	-0,6 mV/°C
Spanning node vbcs [V]	3,78	3,83	1,3mV/°C	3,75	3,81	1,0 mV/°C
Spanning node bbias1 [V]	0,74	0,69	-1,3mV/°C	0,77	0,72	-1,0 mV/°C
Spanning node lin [V]	2,52	2,52	0,05mV/°C	1,57	1,47	-2,6 mV/°C

Van de AD524 zijn de (beperkte) DC-metingen tijdens de temperatuurstest getoond in tabel 6.3. De stroom blijft nagenoeg constant bij een wijzigende temperatuur. De uitgangsoffset wijzigt van een kleine positieve waarde naar een kleine negatieve waarde. Met de opgelegde versterkingsfactor van 300 bedraagt de ingangsoffset slechts enkele μ V.

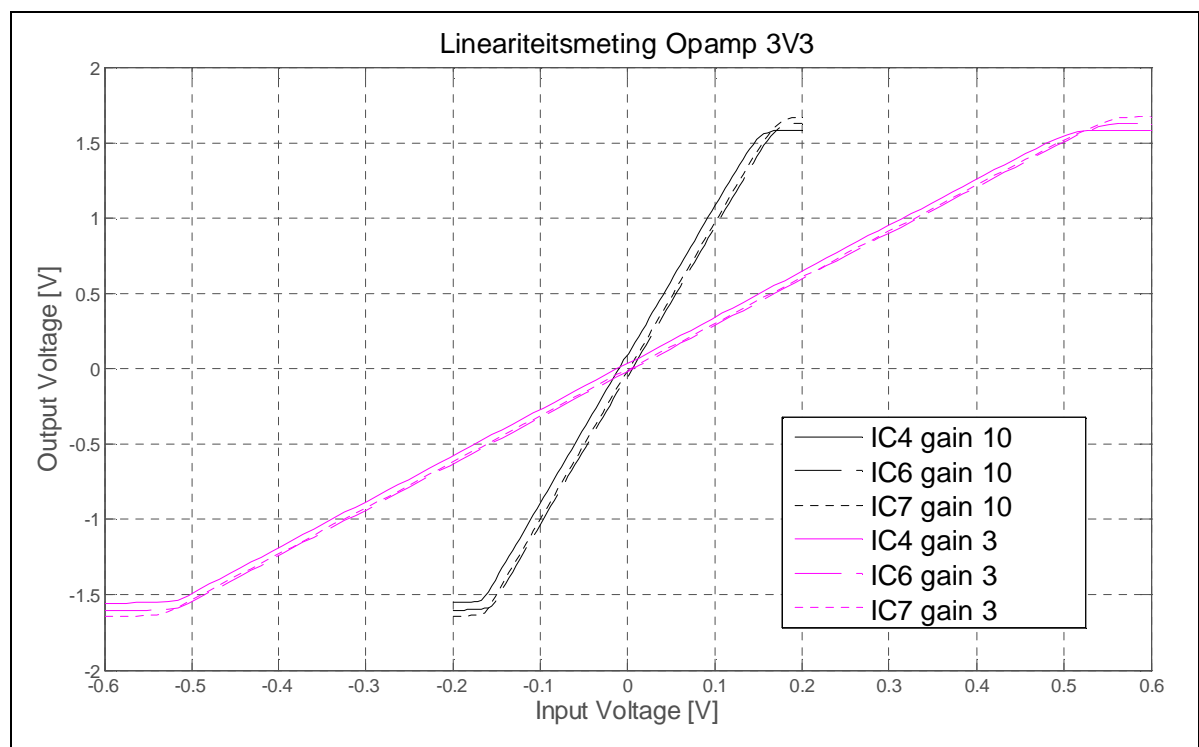
Tabel 6.3 DC metingen AD524

AD524	25°C	65°C	α
Supply Current [mA]	4,040	4,025	-0,4 μ A/°C
Uitgangs Offset [mV]	1,6	-1,0	-0,06mV/°C

6.3 Lineariteit

De resultaten van de lineariteitsmetingen op opamp 3V3 zijn weergegeven in Figuur 6.1. De drie uitgemeten IC's, met hun twee verschillende versterkingsfactoren zijn hier getoond bij een temperatuur van 35°C. Bij andere temperaturen bekomen we gelijkaardige resultaten. Na het verder bewerken van de data zullen er wel kleine evoluties in functie van de temperatuur zichtbaar worden. Net zoals in vorige paragraaf zien we in deze figuur dat de uitgangsoffset van de verschillende IC's van elkaar afwijkt. De output swing is niet bij alle IC's gelijk. Dit komt door het feit dat de voedingsspanning bij deze metingen niet steeds dezelfde was. De testen van deze IC's waren dan ook over een grote tijd verspreid (meerdere weken). Buiten deze verschillen lijken dit in het werkingsgebied perfecte rechten en kan men zeggen dat de werking van deze opamp vrij lineair is. Bestaande niet-lineariteiten worden verderop toegelicht.

Omdat het tonen van de gelijkaardige figuren van opamp 5V en de AD524 geen meerwaarde zou geven aan deze scriptie, worden ze dan ook weggelaten.

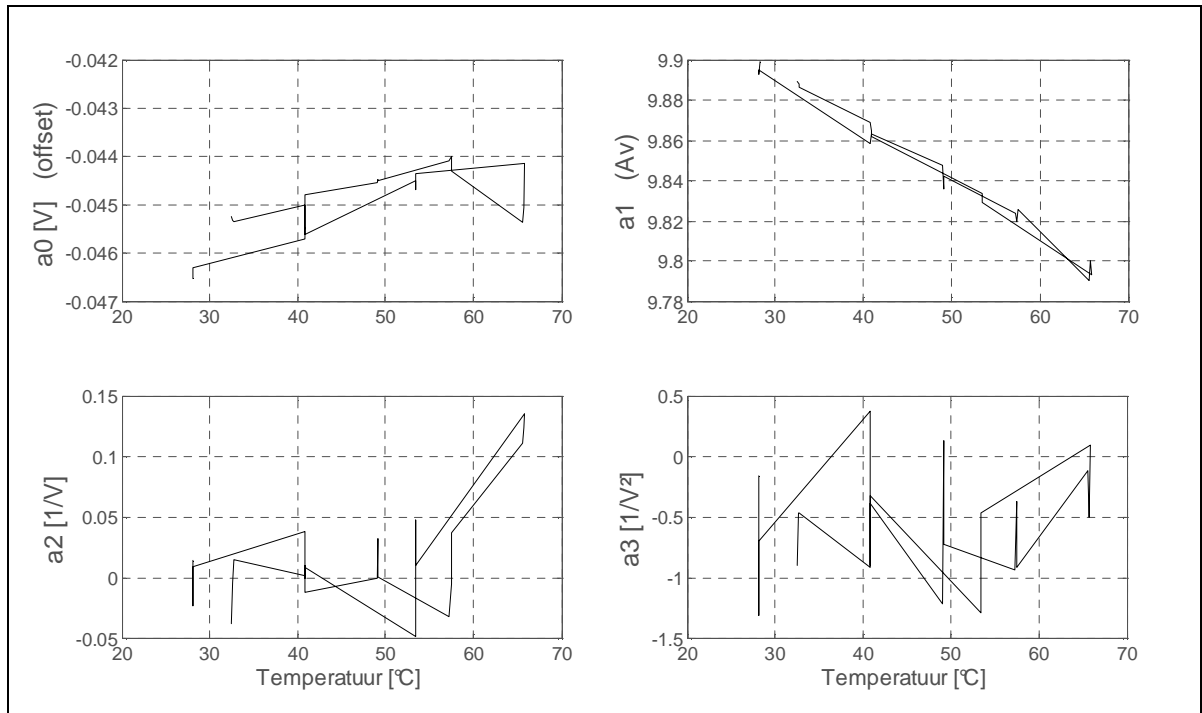


Figuur 6.1 IO-karakteristieken lineariteitsmeting opamp 3V3

De eerste stap in de dataverwerking van deze metingen is het begrenzen van de meetpunten tot het lineaire deel van de grafiek, daar we niet geïnteresseerd zijn in het gebied waar de opamps in verzadiging gaan. Op deze beperkte dataset voeren we dan een polynomische benadering (fit) uit. We gebruiken hiervoor het commando `polyfit(x,y,n)` in MATLAB. Dit commando levert ons een veelterm van de n^e graad, die vergelijking 6.2 zo correct mogelijk probeert te benaderen. Dit gebeurt door het minimaliseren van de som van de kwadraten van de afwijkingen.

$$y = a_0 + a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^2 + \dots + a_n \cdot x^n \quad (6.2)$$

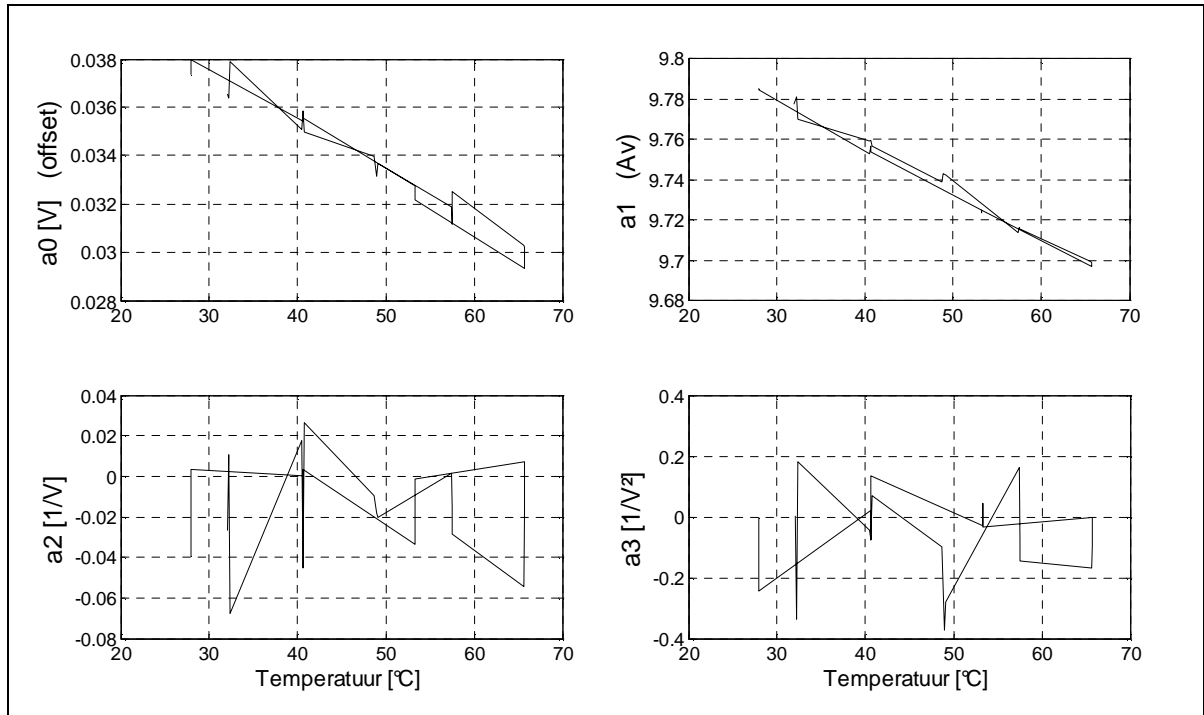
In deze veelterm komt a_0 overeen met de uitgangsoffset en a_1 met de versterkingsfactor (A_v). De coëfficiënten vanaf term a_2 beschrijven de niet-lineariteiten. In Figuur 6.2 zijn de eerste 4 coëfficiënten geplot in functie van de temperatuur. Deze data is afkomstig van opamp 3V3 van IC6, met de versterkingsfactor ingesteld op 10. Bij de twee overige geteste IC's zien de resultaten er gelijkaardig uit. Enkel de offset vertoont een groter afwijkend gedrag. We gaan daar echter niet dieper op in, omdat de methode die we in de vorige paragraaf gebruikt hebben om de offset te bepalen veel nauwkeuriger is.



Figuur 6.2 Coëfficiënten Taylor-reeksontwikkeling opamp 3V3

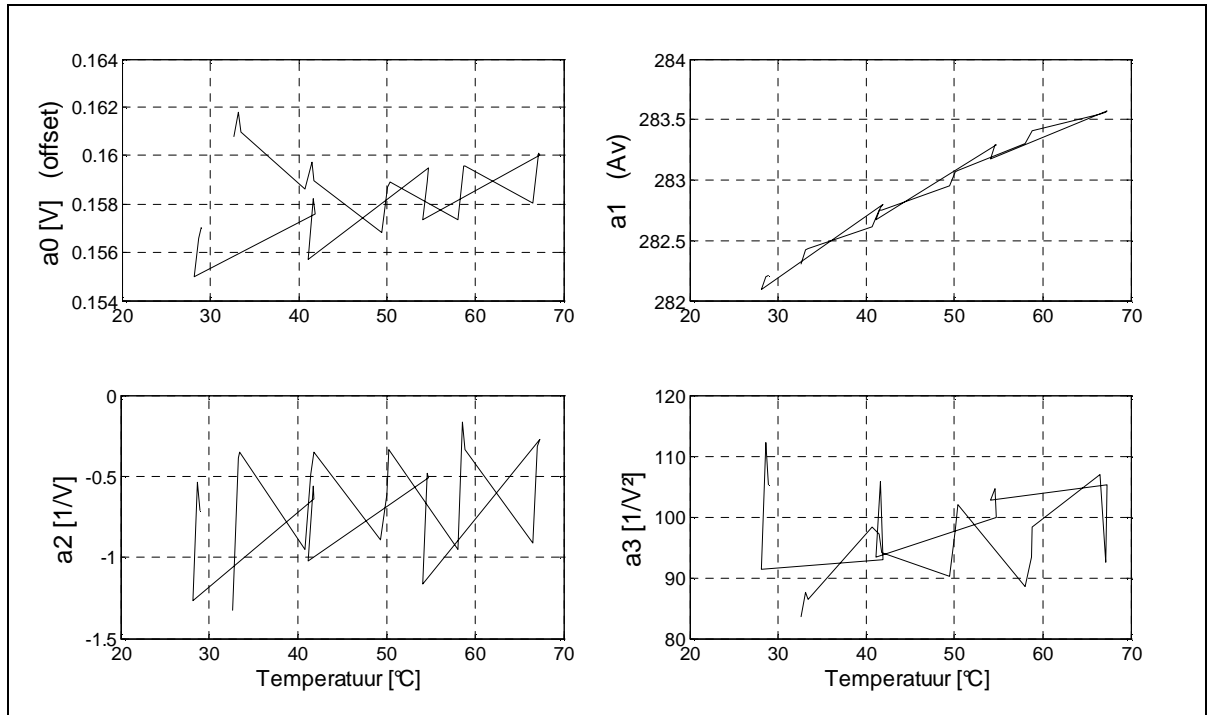
We bemerken dat de versterkingsfactor een uitgesproken dalend karakter heeft. Dit kunnen we verklaren door het feit dat enkel de terugkoppelweerstand (NTC) mee verwarmd wordt in de oven. De andere weerstanden zitten bij de contactbox, die op een vrij constante temperatuur blijft. De 2^e orde term is vrij constant. Enkel bij de meting met de hoogste temperatuur (65°C) is er een sterke stijging waarneembaar. Deze tendens was bij alle drie de IC's waarneembaar. In het gedrag van de 3^e orde term kunnen we geen temperatuursinvloed waarnemen. De hogere orde coëfficiënten hebben we verder niet bekeken, omdat deze toch zeer klein zijn.

In Figuur 6.3 geven we de resultaten voor opamp 5V van IC6 weer. Hier was er voor geen enkel IC enige temperatuursinvloed waarneembaar op de 2^e en de 3^e orde coëfficiënten. De versterkingsfactor daalt eveneens in functie van de temperatuur. Enkel de offset gedraagt zich voor de verschillende opamps afwijkend, zoals reeds besproken. Bij IC6 en IC7 vertoont deze een uitgesproken dalend karakter, terwijl bij IC4 een stijging in functie van de temperatuur waarneembaar is. Omwille van bovenvermelde redenen gaan we hier echter weer niet dieper op in.



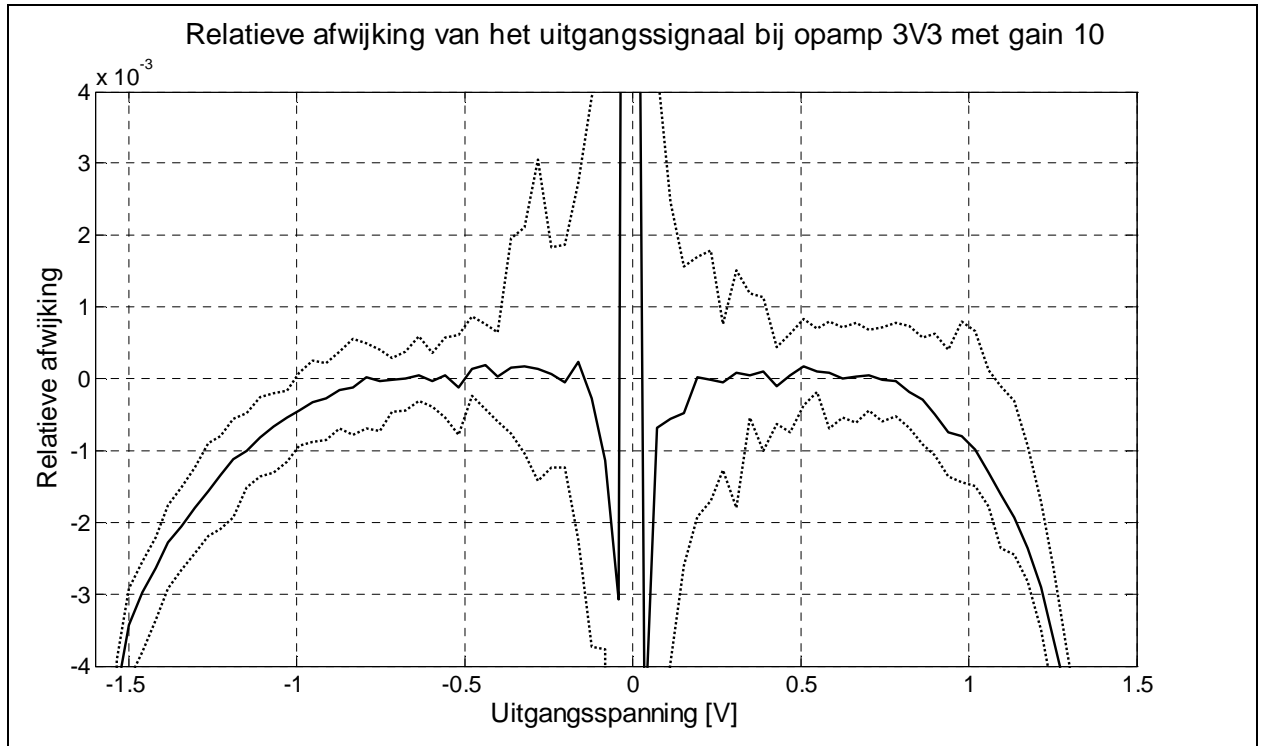
Figuur 6.3 Coëfficiënten taylor-reek ontwikkeling opamp 5V

Tot slot herhaalden we deze analyse voor de AD524. Het resultaat daarvan wordt getoond in Figuur 6.4 Hier kunnen we toch een aantal opmerkelijke besluiten trekken. Voor de offset geldt dezelfde opmerking als bij de twee voorgaande opamps en verwijzen we naar de paragraaf 6.1. De versterkingsfactor stijgt met 0,5% wanneer de temperatuur toeneemt met 40°C. Dit valt niet binnen de specificaties, want in de datasheet (bijlage 5) spreekt men over een maximale stijging van 100ppm/°C, hetgeen in een interval van 40°C overeenkomt met slechts een stijging van slechts 0,4%. De oorzaak van deze afwijking kan misschien gezocht worden in het gebruik van een circuit om ook de uitgangstrap te laten versterken. De 2^e en 3^e orde term lijken op het eerste zicht geen correlatie te vertonen met de temperatuur. Toch valt er over de 2^e orde coëfficiënt iets speciaals op te merken. We voeren bij elke temperatuur altijd drie opeenvolgende metingen uit, waarbij de eerste meting hier steeds sterk afwijkt ten opzichte van de twee volgende. Wanneer de eerste meting bij een bepaalde temperatuur wordt gestart, is ook de voedingsspanning juist ingeschakeld. Wanneer de 2^e meting start is de voeding reeds lang ingeschakeld, want het opmeten van de bodeplot duurt een tiental minuten. Dat zorgt ervoor dat de opamp zich heeft kunnen stabiliseren. Dit zal ook de reden zijn waarom er in de datasheet een 'warm-up time' wordt gespecificeerd. Deze bedraagt volgens de specificaties ongeveer 4 minuten. Het is ook duidelijk dat na deze opwarmtijd de opamp beter presteert, want de 2^e orde term is beduidend kleiner geworden. De laatste bemerking gaat over de 3^e orde term, want die is toch wel bijzonder groot, met een gemiddelde waarde van ongeveer 100. Hiervoor hebben we echter geen verklaring.



Figuur 6.4 Coëfficiënten Taylor-reeks ontwikkeling opamp AD524

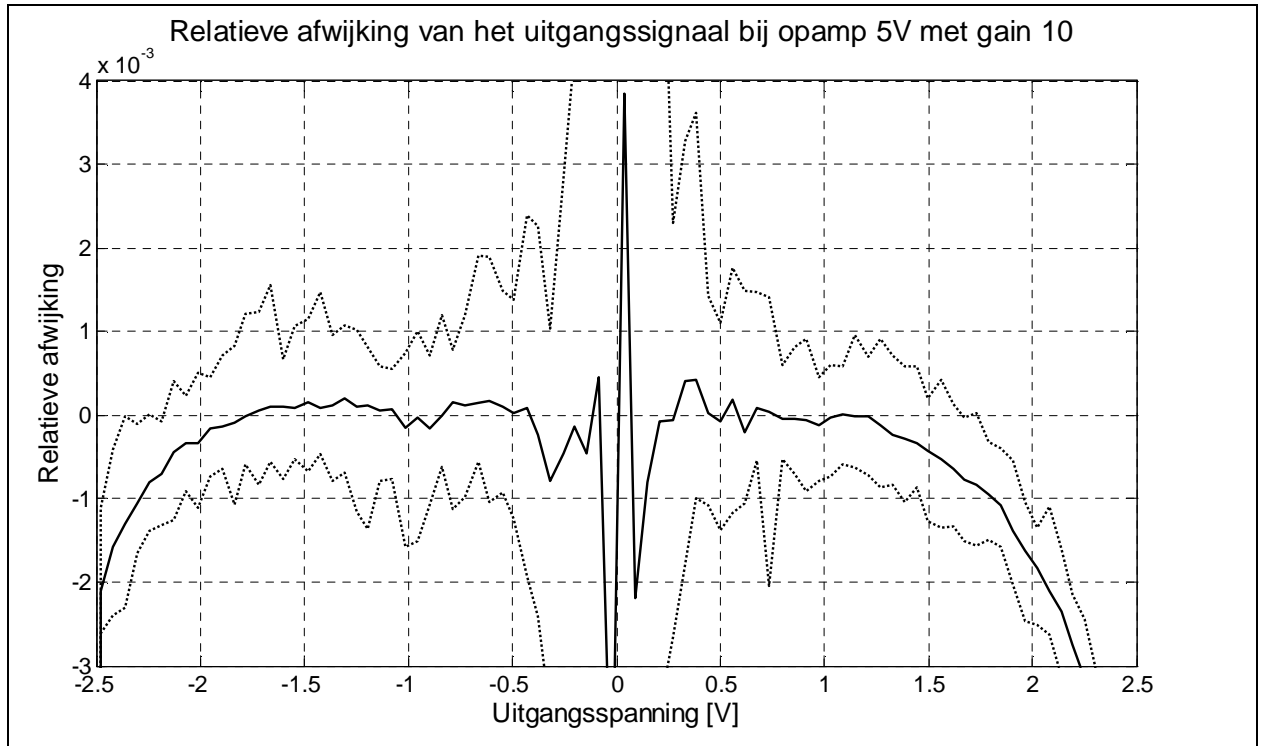
We kennen nu het verloop van de coëfficiënten van de veelterm in functie van de temperatuur. De volgende stap in de analyse van de lineariteit is het onderzoek naar de procentuele fout die de opamps maken ten opzichte van een ideale curve. De ideale curve wordt bepaald door een fit te maken op de data met de coëfficiënten, die in de vorige paragrafen werden bepaald. Hierbij worden enkel de twee eerste coëfficiënten van de veelterm in rekening gebracht, zodat onze ideale functie enkel een offset en een versterkingsfactor bezit. In Figuur 6.5 is het resultaat voor opamp 3V3 van IC6 getoond. In deze figuur is de gemiddelde relatieve fout, de grootste positieve afwijking en de grootste negatieve afwijking uitgezet. Deze maximale afwijkingen gelden voor het volledig opgemeten temperatuursbereik.



Figuur 6.5 Relatieve afwijking van het uitgangssignaal t.o.v. de ideale curve bij opamp 3V3

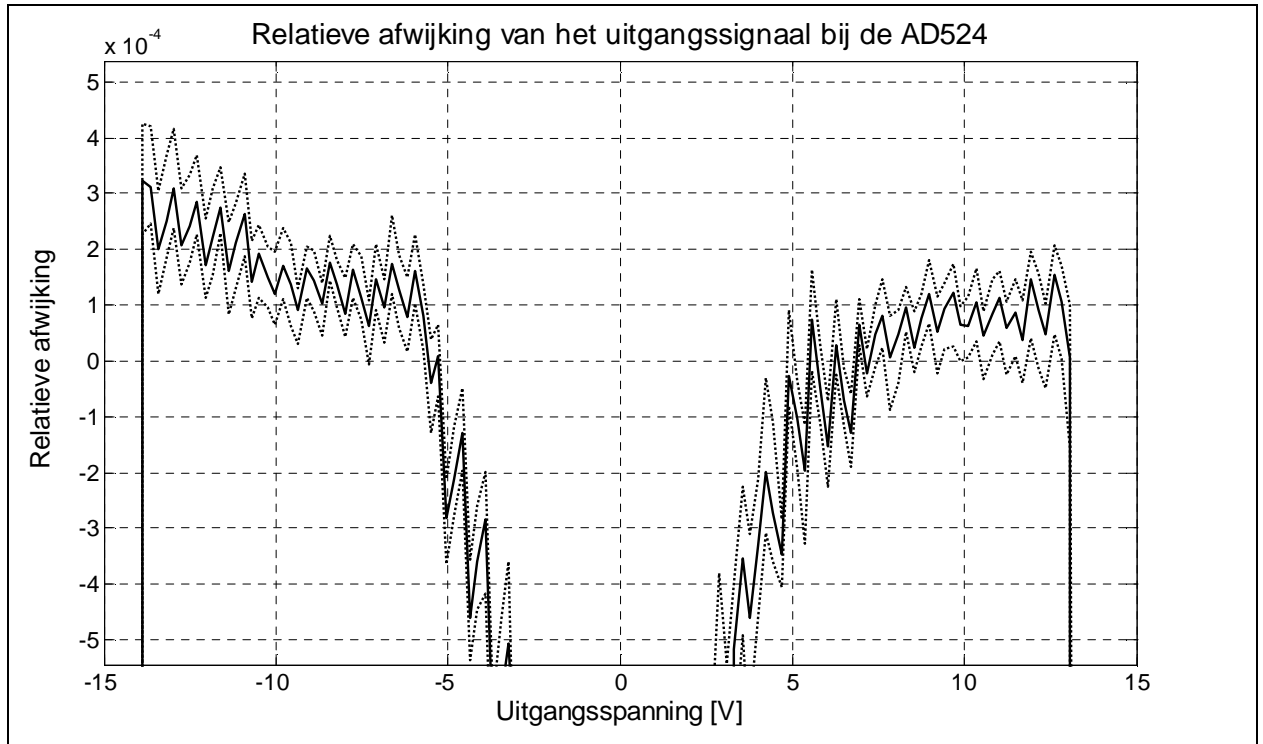
Je ziet dat wanneer het uitgangssignaal van de opamp tegen de voedingsspanning vast loopt, de fout zeer groot wordt. Dit is natuurlijk volkomen normaal. We zien echter ook dat rond het nulpunt zeer grote fouten optreden. De maximale afwijkingen zijn niet op de figuur getekend, maar deze bedragen wel 15%. Hier is wel enige verklaring voor nodig. Deze figuur bevat niet enkel de afwijkingen die door de opamp worden geïntroduceerd, maar ook de meetfouten. Een meettoestel geeft in een bepaald meetbereik een absolute fout. Doordat de absolute fout constant blijft, terwijl de signalen kleiner worden, wordt de relatieve fout groter. Als je vlakbij het nulpunt komt, of in het slechtste geval exact op het nulpunt, dan kan de relatieve fout in principe oneindig worden. Deze grote afwijking rond het nulpunt is dus zuiver een meetfout en is bij alle opamps zichtbaar. Als besluit uit het overige deel van de grafiek, kan een lineariteitsfout van maximaal $\pm 0,15\%$ genoteerd worden.

Voor opamp 5V is een vrij gelijkaardig beeld weergegeven in Figuur 6.6. De lineariteitsfout lijkt hier wel iets groter dan bij opamp 3V3. Deze neigt hier eerder naar maximaal $\pm 0,2\%$.



Figuur 6.6 Relatieve afwijking van het uitgangssignaal t.o.v. de ideale curve bij opamp 5V

Ten slotte is in Figuur 6.7 het testresultaat van de AD524 getoond. Het is opmerkelijk dat de fout rond het nulpunt hier steeds negatief is, wat wil zeggen dat de offset van de benaderingscurve niet volledig juist is. Ook wijken de metingen in een vrij grote zone rond het nulpunt sterker af van de ideale curve. Een verklaring hiervoor is de dertig keer grotere versterkingsfactor, waardoor de Keithley Sourcemeters een veel kleiner signaal moeten uitsturen, hetgeen de relatieve fout op deze kleine spanningen verhoogt. Buiten dit gebied presteert de AD524 voor deze parameter wel beter dan de twee SiGe designs, met een fout die amper groter is dan $\pm 0,04\%$. In de datasheet van de AD524 staat als specificatie een maximale lineariteitsfout van $\pm 0.01\%$. Dit is dan wel slechts bij één bepaalde temperatuur. Terwijl hier over een temperatuursinterval van 40°C wordt gesproken. Bovendien mag men niet vergeten dat er ook nog zekere meetfouten op deze waarden zitten. Een ander verschil tussen de AD524 en de SiGe opamps is een kleinere fout bij het naderen van de voedingsspanning. Bij de SiGe opamps wordt de fout geleidelijk aan groter, terwijl bij de AD524 de lineariteitsfout tot vlak tegen de voedingsspanning vrij klein blijft.



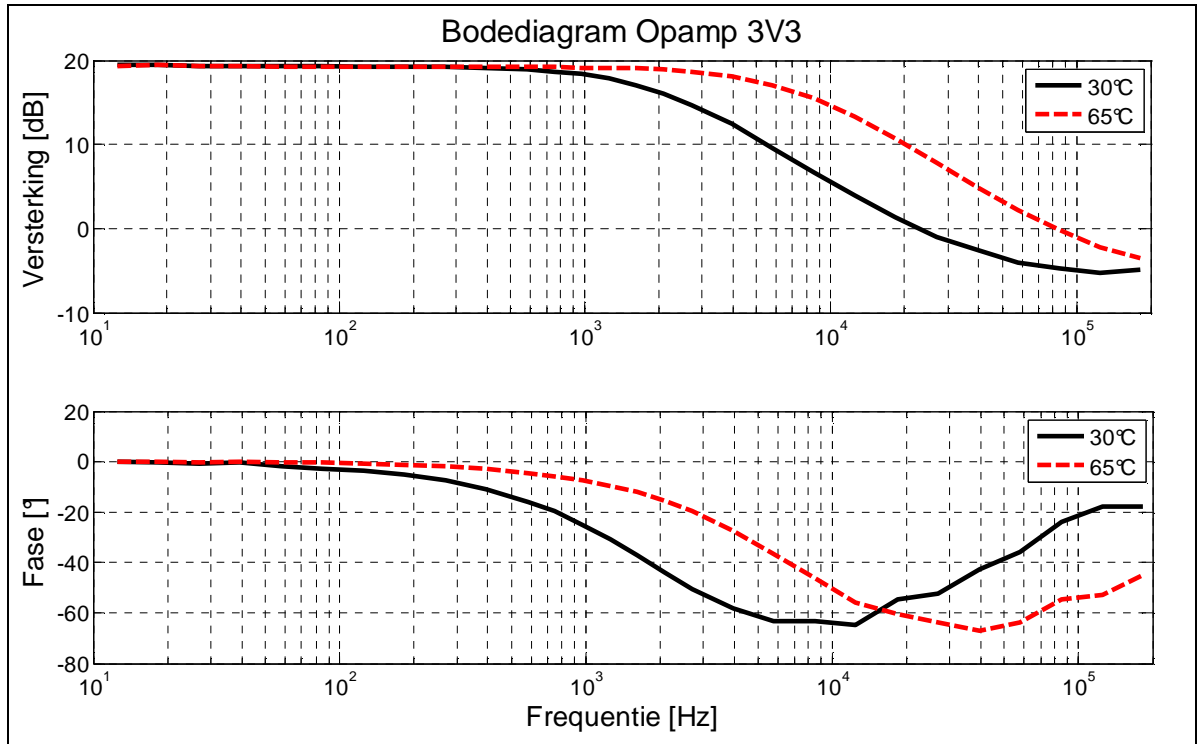
Figuur 6.7 Relatieve afwijking van het uitgangssignaal t.o.v. de ideale curve bij opamp AD524

6.4 Bodediagram

De eerste resultaten van de bodediagrammen bij verschillende temperaturen waren op zijn minst verrassend. In Figuur 6.8 is het resultaat getoond voor opamp 3V3. De DC-versterking wijzigt nauwelijks onder invloed van de temperatuur, met minder dan 0,2dB. Dit was ook al gebleken uit de lineariteitstest. Maar je ziet dat de -3dB frequentie verschuift van 1,9kHz naar 6,6kHz in het temperatuursinterval van 30°C tot 65°C. Omdat de -3dB frequentie enkel en alleen bepaalt wordt door de terugkoppelweerstand en de parallelle condensator, moest de oorzaak van deze verschuiving ook hier gezocht worden. De weerstand wijzigt nauwelijks onder invloed van de temperatuur (daalt slechts 1%). Dus de keramische condensator moet bijna volledig verantwoordelijk zijn voor deze wijziging. Om deze verschuiving te veroorzaken moet de waarde van de condensator met 70% afnemen. We hebben geen gegevens van de gebruikte condensators, omdat de fabrikant niet gekend is. Er kan dus bijgevolg ook niet gecontroleerd worden of dit binnen de specificaties van dit type condensator valt.

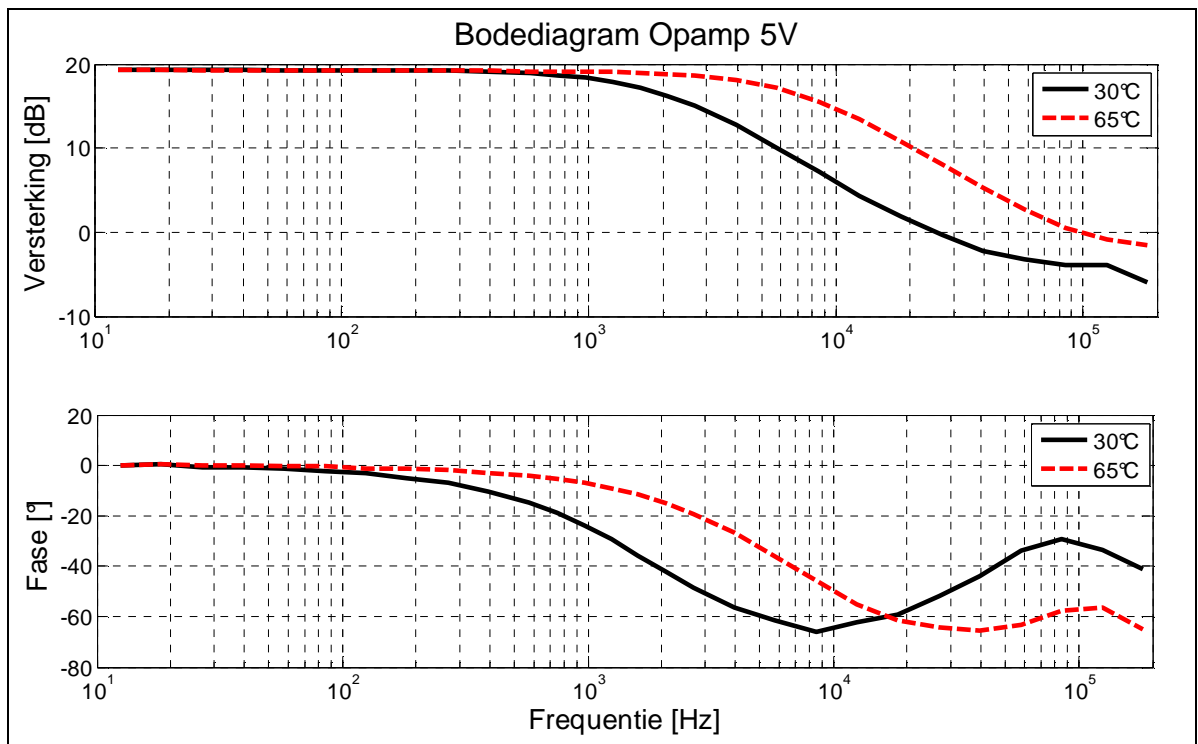
Dit effect vormt wel een verklaring voor het feit waarom keramische condensators normaal alleen gebruikt worden voor ontkoppeling en nooit in toepassingen waar de exacte waarde van de condensator belangrijk is. Keramische condensators zijn echter de enige gekende types die onder straling in zekere mate blijven functioneren.

In Figuur 6.8 zie je dat het faseverloop bij hogere frequenties een minder vloeiend verloop vertoont. Dit komt doordat de oscilloscoop op een vast bereik staat ingesteld. Wanneer de frequentie stijgt en de amplitude van het signaal afneemt, wordt het voor de scoop moeilijker om de fasemeting correct uit te voeren. Dit zou opgelost kunnen worden door ook een verticale schaal aanpassing te voorzien in het DAQ-programma. Het is echter lastig om programmatisch te controleren of het signaal op de scoop al dan niet clipt.



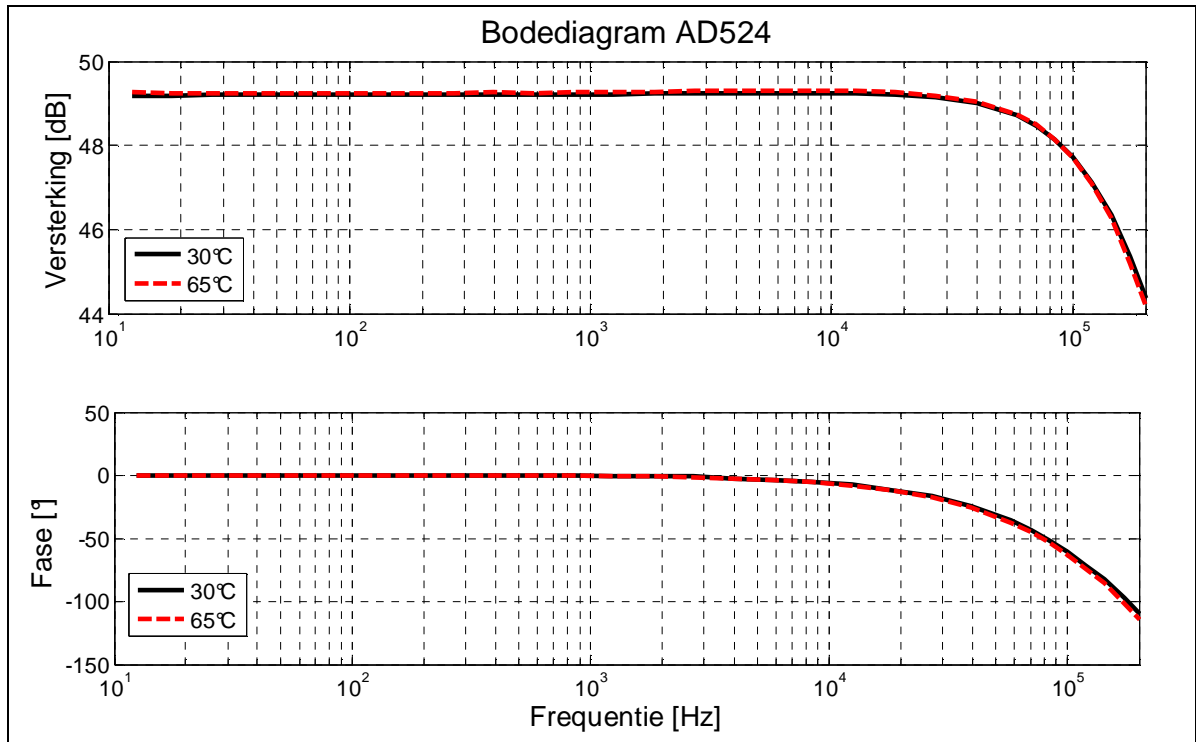
Figuur 6.8 Bodediagram opamp 3V3 tijdens temperatuursmeting

Het gelijkaardige bodediagram van opamp 5V is getekend in Figuur 6.9. Ook hier blijft de DC-versterking nagenoeg constant, terwijl de -3dB versterking verschuift van 2kHz naar 6,7kHz.



Figuur 6.9 Bodediagram opamp 5V tijdens temperatuursmeting

Tot slot wordt een blik geworpen op het bodediagram van de AD524 getoond in Figuur 6.10. De DC-versterking wijzigt net zoals bij de lineariteitsmeting minder dan 0,1dB. De -3dB frequentie daalt lichtjes van 148kHz bij 30°C naar 146kHz bij 65°C. Het opmeten van de GBW van deze opamp is niet mogelijk omdat de gebruikte frequentiegenerator beperkt is tot een frequentie van 200kHz.

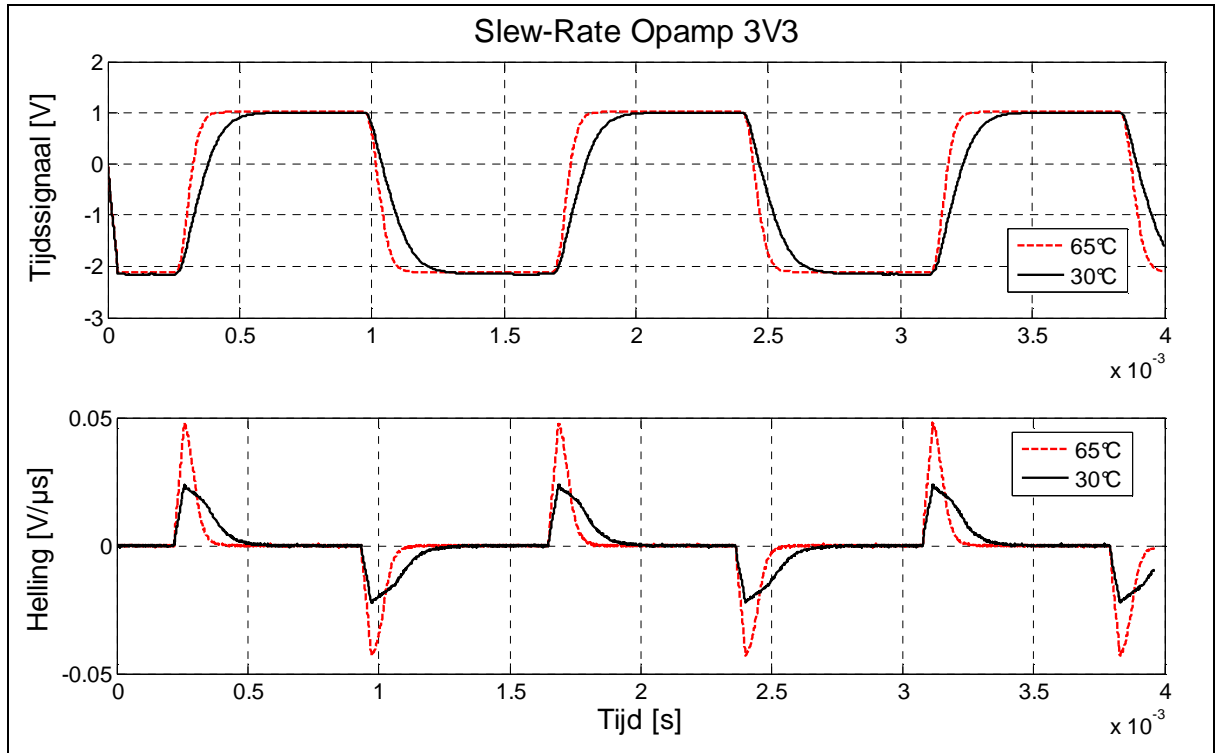


Figuur 6.10 Bodediagram AD524 tijdens temperatuursmeting

De bodediagrammen van de twee SiGe opamps worden door de extra stabiliteitscompensatie enkel bepaald door externe componenten. Deze bodediagrammen hebben dus ook weinig betekenis met het oog op het karakteriseren van de opamps. De AD524 vertoont op dit vlak een superieure werking ten opzichte van de twee SiGe versterkers.

6.5 Slew-Rate

Voor het analyseren van de Slew-Rate worden de tijdssignalen, die opgenomen werden met de oscilloscoop, in MATLAB verder verwerkt. In Figuur 6.11 zijn bovenaan twee opgenomen tijdssignalen van opamp 3V3 getoond. We zien dat voor de twee getoonde temperaturen de grootte van de helling totaal verschillend is. De oorzaak moet ook hier net zoals bij het bodediagram weer bij een sterk wijzigende condensator gezocht worden. De condensator die rechtstreeks op de uitgang hangt is ditmaal verantwoordelijk voor het verschil in de Slew-Rate.



Figuur 6.11 Slew-rate opamp 3V3 tijdens temperatuurstest

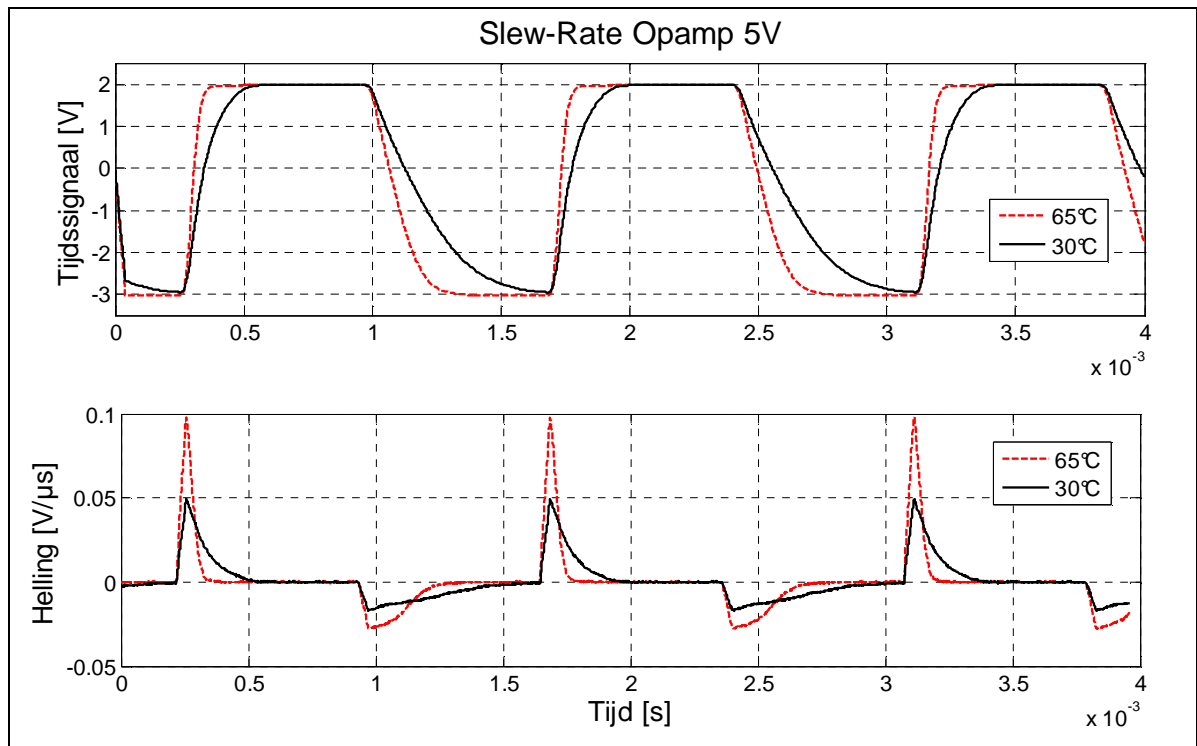
Onderaan in Figuur 6.11 is de eerste afgeleide van het tijdsignaal getoond, wat dadelijk de ogenblikkelijke waarden van de Slew-Rate toont. Het tijdsignaal werd voor het nemen van de afgeleide wel door een moving-average filter gestuurd om de ruis eruit te verwijderen. Er is weinig verschil tussen de stijgende en dalende helling. Bij 30°C is de stijgende helling maximaal 0,024V/μs en de dalende 0,022V/μs, om dan te stijgen tot respectievelijk 0,048V/μs en 0,043V/μs bij 65°C. Om dit verschil te verwezenlijken moet de capaciteit van de belastingscondensator met 50% afnemen. Bijgevolg, als de condensator een capaciteit heeft van 1μF bij 30°C, dan zal deze bij 65°C nog slechts 0,5μF bedragen. Er kan een schatting worden gemaakt van de maximale stroom die de uitgangstransistoren kunnen sturen, door de bekomen resultaten in te vullen in vergelijking 6.3. Dit is slechts een schatting omdat de waarde van de condensator niet exact gekend is.

$$I = SR_{30^{\circ}C} \cdot C_{30^{\circ}C} = 0,022 \frac{V}{\mu s} \cdot 1\mu F = 22mA \quad (6.3)$$

Buiten de slew-rate kan uit deze metingen ook de maximale output swing worden afgeleid. Deze is net zoals in de simulaties nagenoeg temperatuursonafhankelijk en bedraagt 3.2V. Dat is wel iets hoger dan in de simulaties, terwijl de voedingsspanning bij deze metingen zelfs iets lager was dan 3,3V, namelijk 3,25V. De absolute waarden van de uitgangsspanningen in deze metingen zijn wel opmerkelijk. Vooral de onderste grens springt in het oog, omdat de spanning zelfs nog lager dan -2V is, terwijl de voedingsspanning slechts -1,65V bedraagt. De oorzaak kan hier gezocht worden bij een offsetfout op de meetprobe. Deze fout hebben werd ook al tijdens handmatige metingen opgemerkt en daaruit is besloten, dat de oscilloscoop geen geschikt meettoestel is om DC-metingen uit te voeren.

In Figuur 6.12 zijn de resultaten van dezelfde tests getoond, maar dan voor opamp 5V. Je ziet hier ook weer de invloed van de condensator verschijnen, maar belangrijker is het verschil in stijgende en dalende helling. Dit was ook al opgemerkt tijdens de simulaties van deze opamp. De maximale positieve stijgsnelheid bedraagt 0.050V/μs bij

30°C en gaat tot 0.098V/μs bij 65°C. De maximale negatieve helling is slechts 0.017V/μs bij 30°C en gaat tot 0.028V/μs bij 65°C.



Figuur 6.12 Slew-rate opamp 5V tijdens temperatuurstest

Omdat de positieve en negatieve slew-rate van elkaar afwijken, wordt er een onderscheid gemaakt tussen de twee verschillende transistors van de eindtrap. De positieve helling is het grootst, dus de PMOS-transistor kan het meeste stroom sturen, welke benaderend berekend wordt in vergelijking 6.4. De stroom die de NMOS-transistor kan sturen is heel wat kleiner en wordt benaderd in vergelijking 6.5. Deze berekeningen komen goed overeen met de simulaties, wat wil zeggen dat de capaciteitswaarde van de belastingscondensator op kamertemperatuur ongeveer 1μF bedraagt. Op hogere temperaturen neemt de capaciteit sterk af.

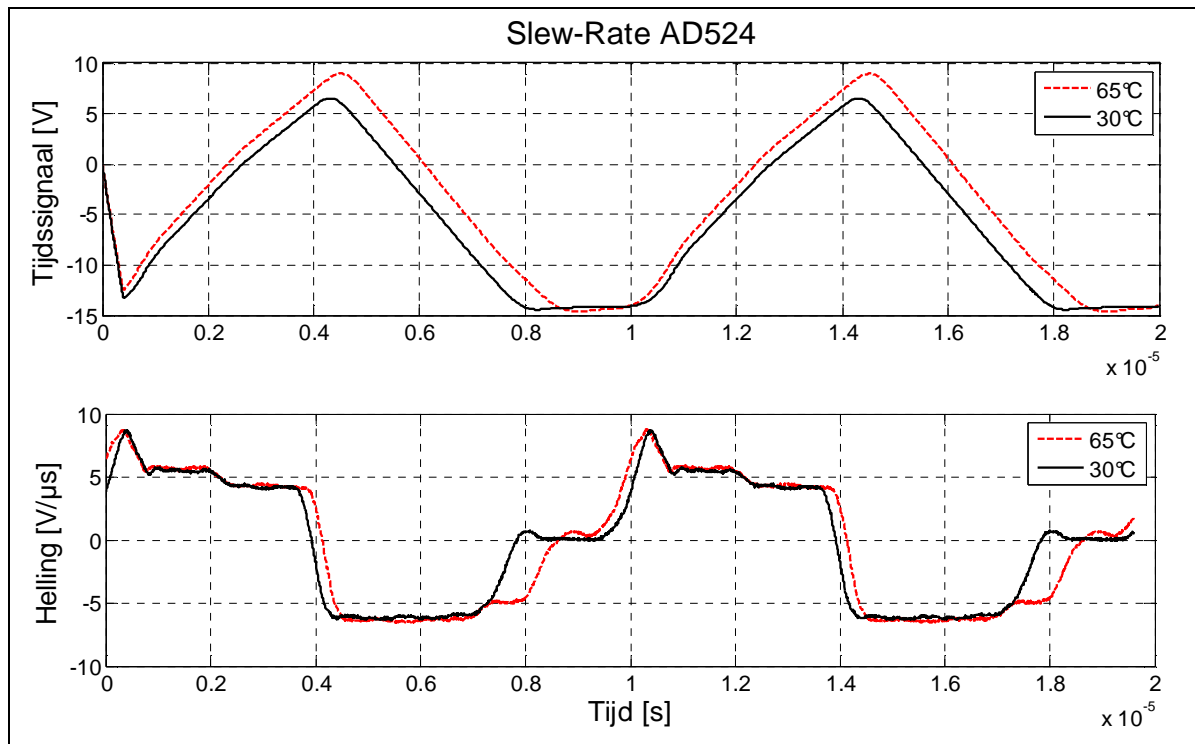
$$I_{PMOS} = SR_{30^{\circ}C} \cdot C_{30^{\circ}C} = 0,050 \frac{V}{\mu s} \cdot 1\mu F = 50mA \quad (6.4)$$

$$I_{NMOS} = SR_{30^{\circ}C} \cdot C_{30^{\circ}C} = 0,017 \frac{V}{\mu s} \cdot 1\mu F = 17mA \quad (6.5)$$

De maximale output swing van deze opamp bedraagt 4,95V, dit is ook weer een beetje hoger dan het resultaat uit de simulaties. Bij deze meting zien we ook weer de offsetfout van 0,5V verschijnen.

Tot slot van deze paragraaf wordt ook de slew-rate van de AD524 bekeken, welke getoond wordt in Figuur 6.13. De dalende helling vertoont een vrij uniforme helling van ongeveer 6V/μs. De stijgende helling daarentegen verloopt minder uniform. De slew-rate van deze helling vertoont een maximum van 8,6V/μs, maar naarmate het uitgangssignaal verder stijgt daalt de slew-rate tot 4,0V/μs. Volgens de datasheet moet de slew-rate minimaal 5V/μs bedragen. Enkel bij hogere versterkingsfactoren in de buurt van 1000 is er een afname, wat maakt dat er met de huidige versterkingsfactor van 300 aan deze specificatie nipt voldaan is.

Omdat de capaciteit op de uitgang van de AD524 niet gekend is, kunnen ook geen benaderende berekeningen gemaakt worden omtrent de stromen die de uitgang kan sturen. Ook de maximale output swing kan uit deze metingen niet worden afgeleid, omdat de frequentie te hoog gekozen werd en de opamp aan de positieve zijde niet in verzadiging treedt.



Figuur 6.13 Slew-rate AD524 tijdens temperatuurstest

6.6 IP3 en THD

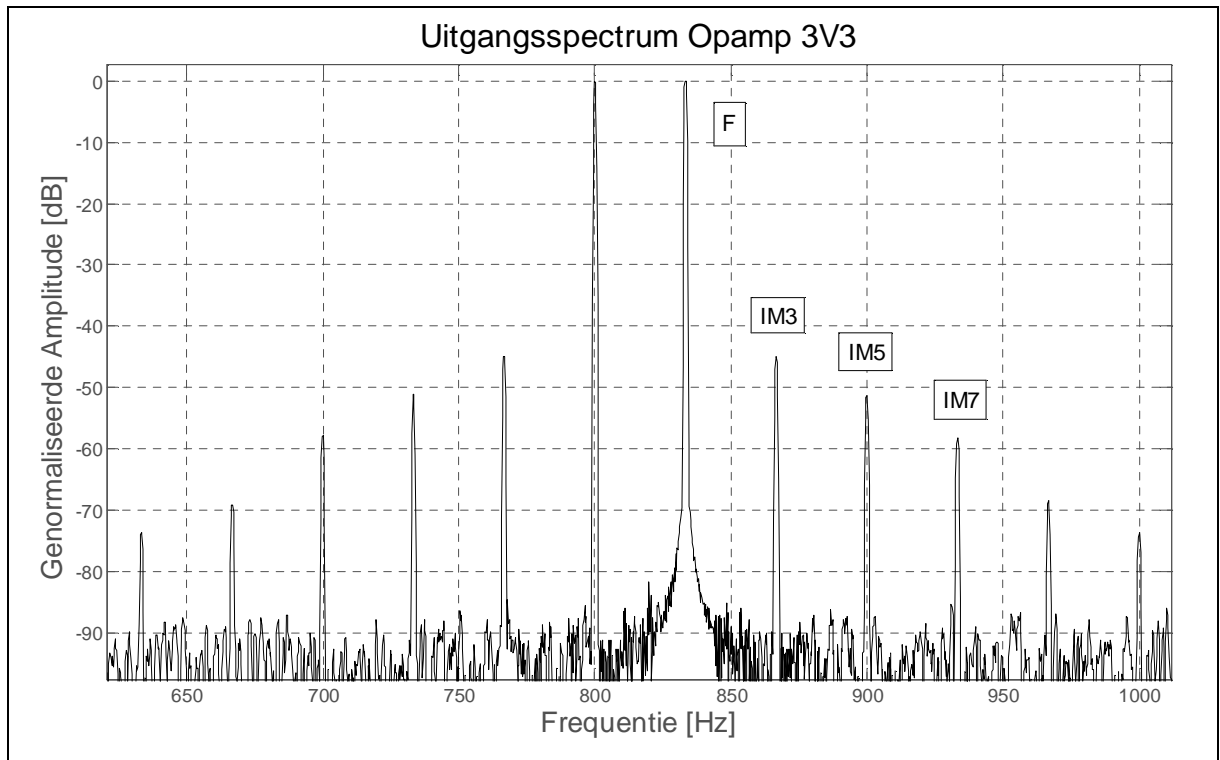
6.6.1 IP3

De tests om het IP3-punt te bepalen werden niet gedaan bij verschillende temperaturen, maar enkel handmatig bij kamertemperatuur. Deze test mee laten programmeren in LabVIEW, zou het programma onnodig complex maken. Er is gebruik gemaakt van twee methodes besproken in hoofdstuk 3. Eerst doormiddel van intermodulatie en daarna met harmonische distortie, zodat deze twee methodes kunnen vergeleken worden.

Bij de methode die gebruik maakt van de intermodulatie termen, hebben we een signaal aangelegd met een som van een 800Hz sinus en een 833Hz sinus. Van het uitgangssignaal zijn dan 500000 samples genomen aan samplefrequentie van 125kHz. Dit geeft ons een spectrum met een bandbreedte van 62,5kHz en een resolutie van 0,25Hz.

In Figuur 6.14 is een gedeelte van het spectrum getoond van het uitgangssignaal van opamp 3V3 met een differentiël ingangssignaal van 379mVpp en de versterkingsfactor ingesteld op 10. Bij dit ingangssignaal zie je al zeer duidelijk intermodulatie optreden. De IM3-term ligt hier 45,0dB lager dan de fundamentele frequentie. De fundamentele frequentie heeft een amplitude van 788mV, wat overeenkomt met -2,86dBm. Dit is de

eenheid waarin het IP3-punt meestal wordt uitgedrukt. Een spanningsbron levert 0dBm als ze in een weerstand van 600Ω een vermogen van 1mW induceert. Als we nu terugrijpen naar Figuur 3.1 en daar de bekomen resultaten uitzetten, dan snijden de twee rechten in het IP3-punt met een OIP3-waarde van 19,6dBm.

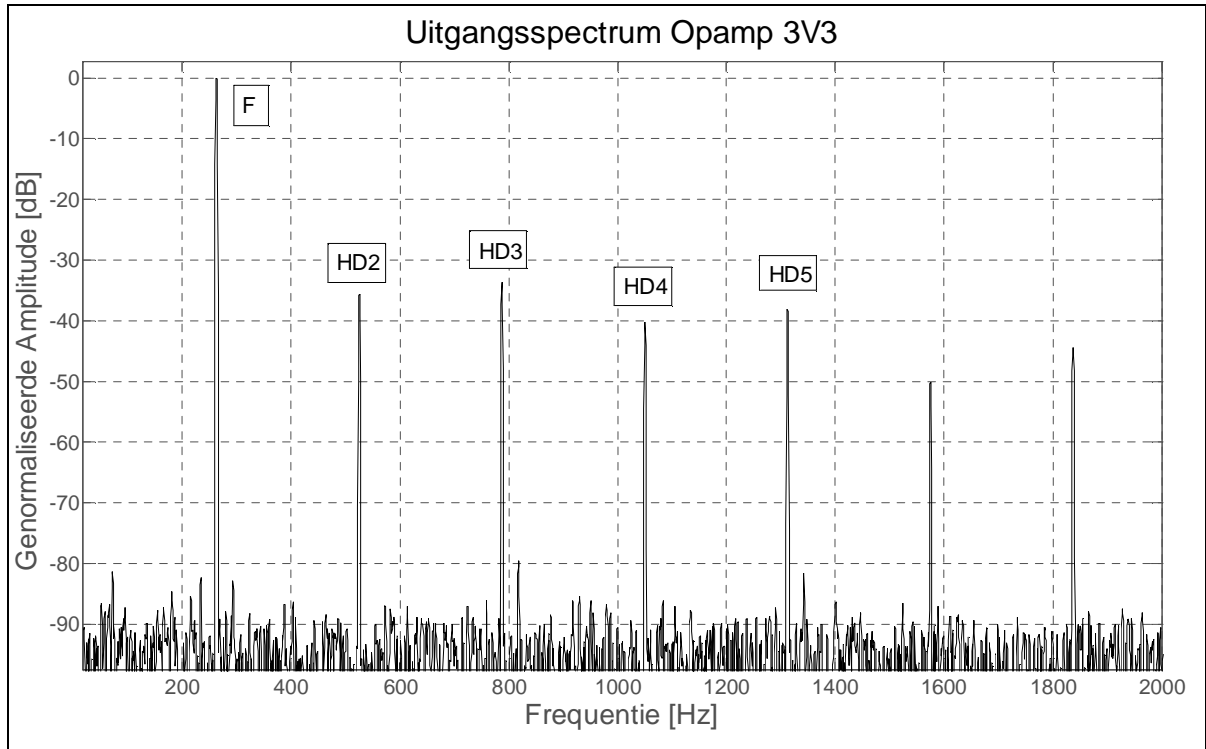


Figuur 6.14 IP3-meting via IM3 opamp 3V3

Dit resultaat gaan we nu vergelijken met een meting die berust op de harmonische distorsie. We leggen hierbij één sinus aan met een frequentie van 260Hz en een amplitude van 190mV. Deze frequentie is lager gekozen zodat de harmonische distorsie componenten nog ruim binnen de bandbreedte vallen. In Figuur 6.15 is het spectrum van deze meting getoond. De HD3-term ligt 37dB lager dan de fundamentele. Volgens de theorie moet hier 4,77dB bijgeteld worden om tot de corresponderende intermodulatie term te komen. Het vermogen van de fundamentele bedraagt 3,46dBm, wat maakt dat de OIP3-waarde voor deze meting 17,9dBm bedraagt.

Er is hier een duidelijk verschil waarneembaar tussen deze twee methodes, maar ter controle zijn deze metingen nog eens herhaald met eeningangssignaal dat 10% kleiner was. Dit leverde OIP3-waarden op van 23,4dBm en 23,6dBm, voor respectievelijk de IM3- en de HD3-methode. Deze laatste resultaten zouden in principe moeten overeenkomen met de vorige. Dit zou kunnen betekenen dat bij de eerste meting het ingangssignaal al te ver was opgedreven, zodat de metingen al buiten het lineaire gedeelte van Figuur 3.1 vielen.

Er is nog een probleem waar we tot nog toe niet over gesproken hebben. Bij deze metingen ga je er steeds van uit dat het ingangssignaal spectraal zuiver is. De signalen van de functiegenerator bevatten in zeker mate echter ook HD- en IM-distorsie. Dit zal bijkomende (kleine) fouten introduceren in deze metingen.



Figuur 6.15 IP3-meting via HD3 opamp 3V3

Bij opamp 5V zat er erg veel spreiding op de verschillende metingen voor het bepalen van het IP3-punt, met resultaten tussen 19dBm en 27dBm voor de OIP3-waarde. Het is dus moeilijk om daar een besluit uit te trekken. Je ziet wel dat de resultaten in dezelfde grootteorde als bij opamp 3V3 vallen.

Deze test hebben geen bruikbaar resultaat opgeleverd bij de AD524. Het was immers onmogelijk om meetbare harmonische- of intermodulatie-distortie te doen optreden zonder het uitgangssignaal tegen de voeding te laten clippen. De zeer kleine HD3- en IM3-componenten die toch zichtbaar waren in het uitgangssignaal, waren zonder twijfel afkomstig van het niet spectraal zuivere ingangssignaal.

6.6.2 Totale harmonische distortie en ruis (THD+n)

Uit de spectra van de harmonische distortie uit vorige paragraaf kan snel de THD+n berekend worden volgens de theorie uit hoofdstuk 3. In Tabel 6.4 zijn de resultaten getoond, met als ingangssignaal een sinus van 260Hz.

Tabel 6.4 THD+n van de verschillende opamps

Opamp	THD+n	Bandbreedte	Uitgangssignaal
3V3	0,43%	20kHz	1,43dBu
5V	0,23%	20kHz	2,41dBu
AD524	0,12%	60kHz	12,44dBu

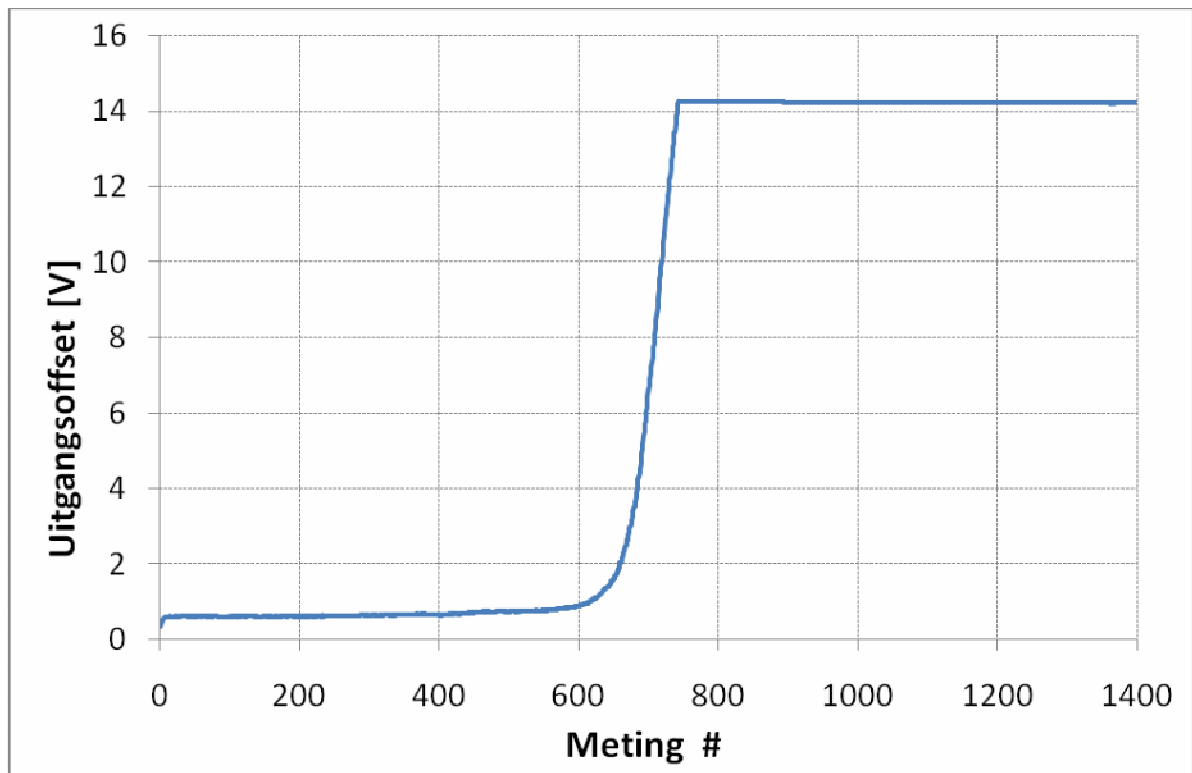
Het is erg moeilijk om hier besluiten uit te trekken, omdat de THD+n waarde volledig afhankelijk is van de amplitude van het uitgangssignaal. Er is hier toch geprobeerd om een amplitude te kiezen die voor de drie opamps ongeveer in verhouding gelijk staat tot hun maximale output swing. We kunnen dus toch besluiten dat de AD524 ook hier weer het beste presteert, vooral omdat de bandbreedte van de ingecalculerde ruis drie keer groter is dan bij de twee SiGe opamps. Bij de twee andere opamps is de

bandbreedte beperkt tot 20kHz omdat zelfs deze frequentie al buiten de bandbreedte van de schakeling valt.

Net zoals we bij de IP3-meting al een licht vermoeden hadden, dat opamp 5V iets beter presteert dan opamp 3V3, lijkt dit ook hier weer een aanvaardbaar besluit. Dat strookt dan natuurlijk wel niet met de resultaten die voortgevloeid zijn uit de lineariteitsmeting, waar opamp 5V het slechter leek te doen.

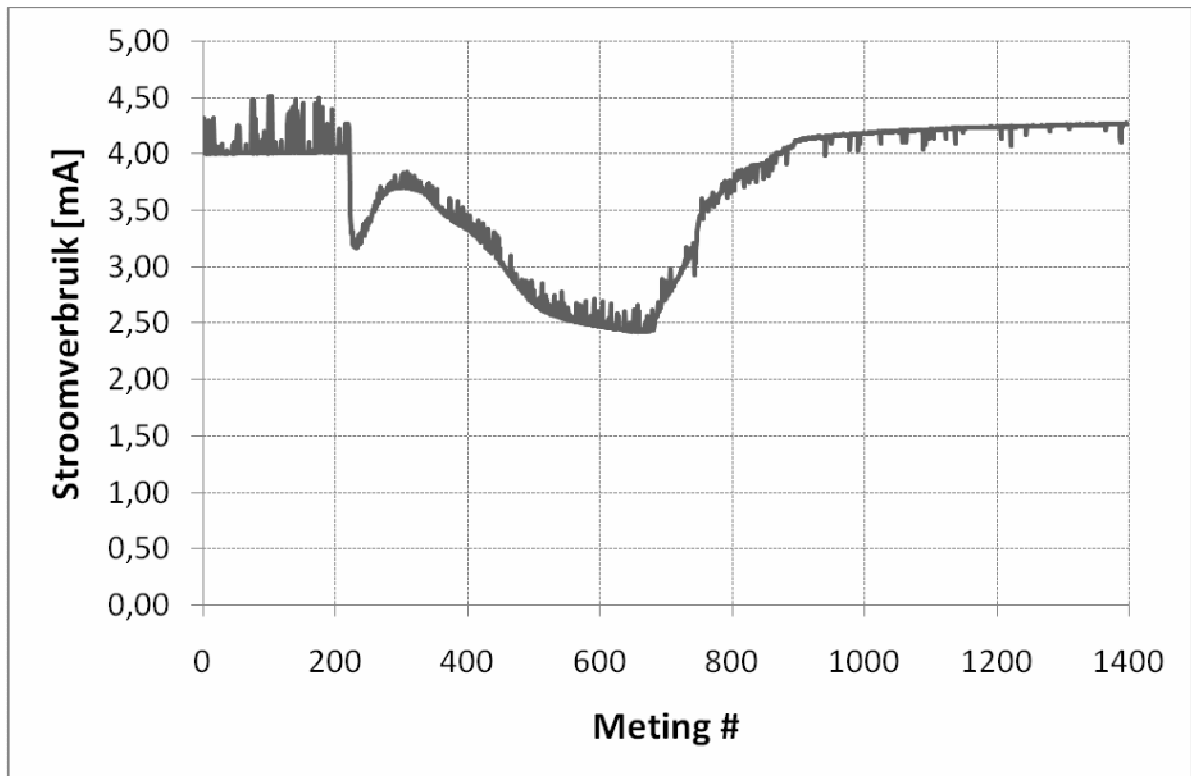
6.7 Eerste resultaten van de AD524 onder straling

Er werd tijdens een ander experiment al een eerste bestralingstest uitgevoerd op de AD524 door een medewerker van het SCK, Wouter De Cock. We werpen hier kort een blik op een paar resultaten die daaruit zijn voortgevloeid. In Figuur 6.16 is het verloop van de uitgangsoffset onder bestraling getoond. De bestraling is gestart rond meting 220. Tijdens het begin van de bestraling wijzigt de offset nauwelijks, maar vlak voor het einde van de bestraling rond meting 700, begint de uitgangsoffset exponentieel te stijgen, om dan tegen de voedingsspanning vast te lopen. Vanaf dat punt kan de versterker als defect beschouwd worden.



Figuur 6.16 – Verloop uitgangsoffset AD524 tijdens bestralingstest

Buiten de offset vertoont ook de voedingsstroom een interessant verloop, welk wordt getoond in Figuur 6.17. In het stroomverloop zie je duidelijk wanneer de bestraling werd aangevat en beëindigd. Bij de start van de bestraling krijgt de stroom een plotse terugval, daarna vertoont de stroom deels een herstel van deze terugval, om nadien verder af te nemen tot aan het einde van de bestraling. Als de bestraling wordt beëindigd, herstelt de stroom terug tot ongeveer zijn initiële waarde.



Figuur 6.17 – Verloop stroomverbruik AD524 tijdens bestralingstest

Het is erg moeilijk om vanaf deze eerste resultaten concrete besluiten te trekken over de oorzaken van de optredende wijzigingen. Wel zal waarschijnlijk de AD524 bij de toekomstige bestralingstest vrijwel onmiddellijk stuk gaan, terwijl de SiGe versterkers de bestraling langer zouden moeten doorstaan. Dit eerste resultaat toont aan waarom er nog onderzoek nodig is naar stralingsharde elektronica. De beschikbare componenten op de huidige markt voldoen niet, om in deze extreme situaties te functioneren.

6.8 Besluit

Dit hoofdstuk werd gestart met het bespreken van de temperatuurstest op de DC-instelspanningen. De resultaten werden vergeleken met de simulaties en vertoonden deels gelijkenissen, maar er waren ook verschillen waarneembaar, in het bijzonder op de uitgangsoffset. Kort werd de temperatuursinvloed op de AD524 bekeken, welke zeer miniem was. De uitgangsoffset van de AD524 is zeer klein in vergelijking met de SiGe opamps. Dat komt natuurlijk deels door de mogelijkheid, om bij deze instrumentatieversterker de offset uitwendig met een potentiometer weg te regelen.

Daaropvolgend werden de resultaten van de lineariteitstest besproken. Door meetfouten gaf de gebruikte methode geen goed resultaat rond het nulpunt, maar we hebben toch besluiten kunnen trekken uit deze metingen. De niet-lineariteiten van de SiGe opamps bleven kleiner dan $\pm 0,2\%$ in een dynamisch bereik van 2,3V voor opamp 3V3 en 4,1V voor opamp 5V. Bij de AD524 is de relatieve fout kleiner dan $\pm 0,04\%$ in een bereik van 26V.

Bij het opmeten van de bodediagrammen werd ontdekt dat keramische condensators een zeer grote drift ondervinden ten gevolge van de temperatuur. De bodeplots wijzigden hierdoor drastisch, maar de circuits bleven wel functioneel.

De invloed van de condensators werd ook opgemerkt bij de metingen van de slewrate. Door de halvering van de capaciteit van de belastingscondensator verdubbelde de slewrate bij de SiGe opamps, wanneer de temperatuur steeg van 25°C naar 65°C.

De metingen van het IP3-punt werden handmatig uitgevoerd met een functiegenerator en een oscilloscoop. Er zijn vrij grote verschillen waargenomen tussen de twee gebruikte methoden, wat de juistheid van deze metingen natuurlijk in vraag stelt. De absolute waarde van de meetresultaten zal misschien niet zo correct zijn, maar toch zijn er duidelijke verschillen opgemerkt tussen de versterkers onderling. Bij de SiGe opamps was een IP3-waarde meetbaar, terwijl de AD524 op dit vlak zo goed presteerde, dat er met de gebruikte methodes geen harmonische vervorming in het uitgangssignaal waarneembaar was.

Tot slot werden er enkele eerste testresultaten van de AD524 onder straling bekeken. Die hebben aangetoond dat de AD524, die op alle opgemeten parameters in het labo beter scoorde dan de SiGe ontwerpen, niet geschikt is om te gebruiken onder straling. Dit vormt een stimulans om het onderzoek naar stralingsharde elektronica verder te zetten, zodat er in de toekomst versterkers kunnen ontwikkeld worden, die de specificaties van de AD524 halen, maar bovendien ook stralingshard zijn.

BESLUIT

Deze masterproef handelde in het kader van onderzoek naar stralingsharde instrumentatieversterkers, meer bepaald de karakterisering van 0.35 μ m SiGe operationele versterkers en de vergelijking met een commercieel design, de AD524.

In de eerste fase van de stage, werden simulaties uitgevoerd op de twee te onderzoeken SiGe versterkers. Omwille van stabiliteitsproblemen is er sterk aan bepaalde performantieparameters ingeboet. Dit houdt niet in dat het onderzoek daarom minderwaardig is. De onderzochte circuits zullen immers slechts een deel vormen van een volledige geïntegreerde stralingsharde instrumentatieversterker. Dit houdt nog meer dan voldoende mogelijkheden open om met de onderzochte circuits een stabiel werkend systeem te integreren. De voornaamste oorzaak van de problemen was namelijk de erg grote behuizing die nodig is om metingen aan het circuit te kunnen uitvoeren. Als er eenmaal een stralingshard ontwerp klaar is, kan dit in een kleine behuizing geplaatst worden zonder allerlei overbodige meetpunten die naar buiten worden gebracht.

Met het oog op een bestralingstest met gamma straling, diende de volledige meetopstelling geautomatiseerd te worden. Het is immers onmogelijk om tijdens de bestraling continu metingen laten uit te voeren door een persoon. Voor deze automatisatie werd gebruik gemaakt van LabVIEW.

Toen de geautomatiseerde meetopstelling klaar was, werd er een voorbereidende temperatuurtest uitgevoerd. De bestralingstest zelf valt niet meer binnen het bestek van deze masterproef, maar zal later door het personeel van het SCK-CEN worden uitgevoerd. Hier zijn een paar redenen voor. Door een aantal problemen zijn we in tijdsnood geraakt, om de bestralingstest en de dataverwerking hiervan nog op tijd te kunnen afronden. Bovendien is het soms ook lastig om een geschikte datum te vinden waarop de bestralingsfaciliteit vrij is.

We hebben ons dus beperkt tot de dataverwerking van de temperatuurtesten, wat gedaan werd met behulp van MATLAB. In deze testen was het gedrag van het commerciële IC in alle opzichten beter dan dat van de SiGe versterkers. Ondertussen werd er echter al een bestralingstest op de AD524 uitgevoerd door een medewerker van het SCK-CEN. Uit deze test is gebleken dat de AD524 al op een relatief lage stralingsdosis stuk gaat. Dit vormt de uitdaging van dit onderzoek: het ontwerp van geïntegreerde schakelingen die de specificatie van commercieel beschikbare componenten evenaren, maar bovendien ook stralingshard zijn.

Voorlopig kan nog geen besluit getrokken worden, welk van de geïntegreerde SiGe circuits de beste performantieparameters vertoont. Momenteel lijken hun prestaties gelijkwaardig. De toekomstige bestralingstest zal moeten uitwijzen welk ontwerp het beste fungeert.

LITERATUURLIJST

Abidi, A.A. (2003). General Relations Between IP₂, IP₃, and Offsets in Differential Circuits and the Effects of Feedback. *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, 51, 1610-1612.

Goedbloed, J.J. (2000). *Elektromagnetische compatibiliteit: Analyse en onderdrukking van stoorproblemen*. s.l.: Ten Hagen en Stam

Haramé, D. (2001). *Status and Trends of SiGe BiCMOS Technology*.
Gevonden op 10 april 2008 op het internet:
<http://asia.stanford.edu/events/spring01/slides/harameslides.pdf>

Mermans, J. (2007). *Karakterisering en modellering van 0.35µm SiGe CMOS transistoren onder gammastraling*. Gevonden op 4 september 2007 op het internet:
<http://doks2.khk.be/eindwerk/>

Niras. (s.a.). *Radioactiviteit*. s.l. s.n.
Gevonden op 28 augustus 2007 op het internet:
http://www.nirond.be/nederlands/6.3_Radioactiviteit_nl.html

Razavi, B. (2001). *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. Singapore: McGraw-Hill

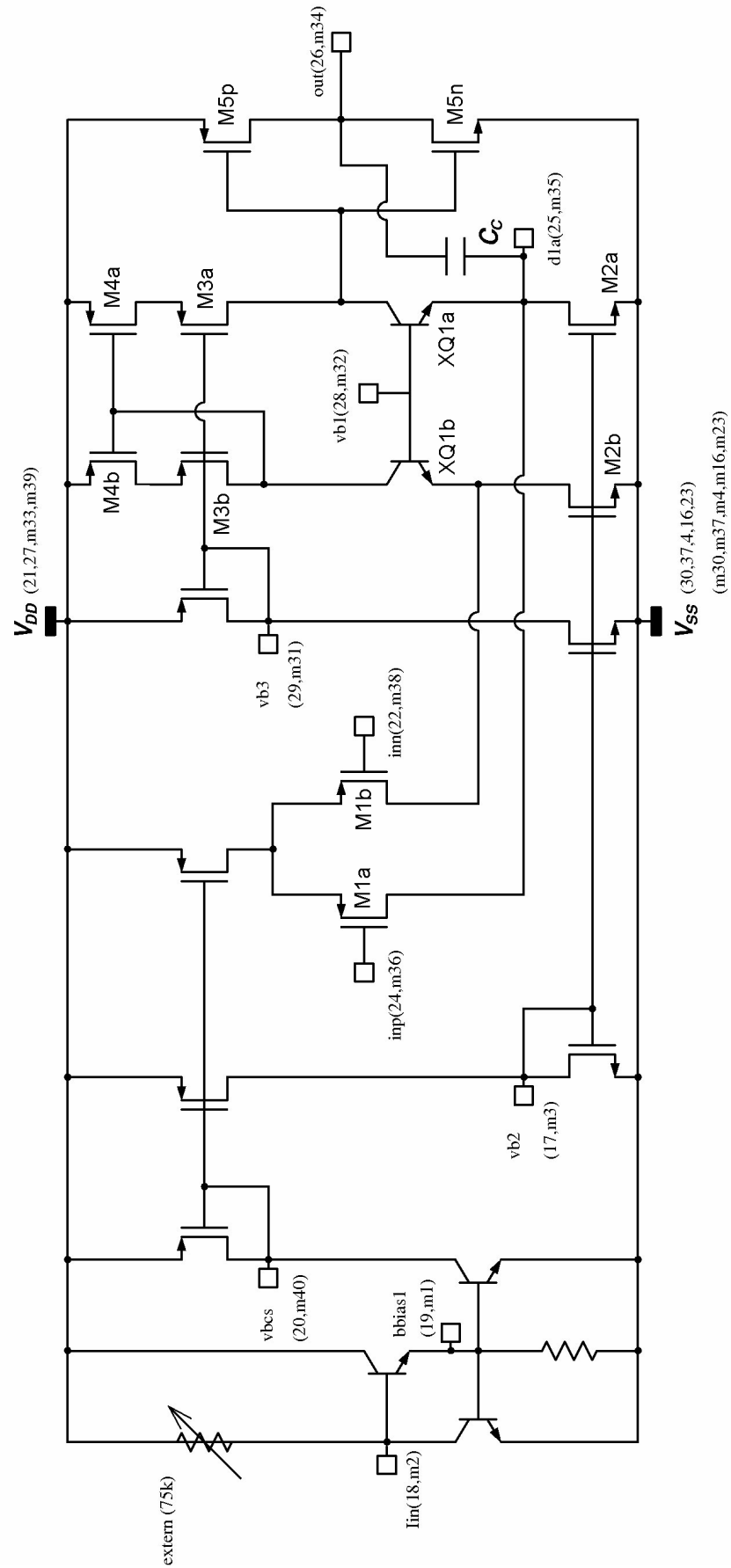
Van Nieuwenhove, R., Vermeeren, L. (s.a.). *On-line Gamma Flux Measurements by Means of a Self Powered Gamma Detector*. Mol: s.n.

Vansant, N. (2007). *Karakterisering en modellering van 0.35µm SiGe bipolaire transistoren onder gammastraling*.
Gevonden op 12 september 2007 op het internet: <http://doks2.khk.be/eindwerk/>

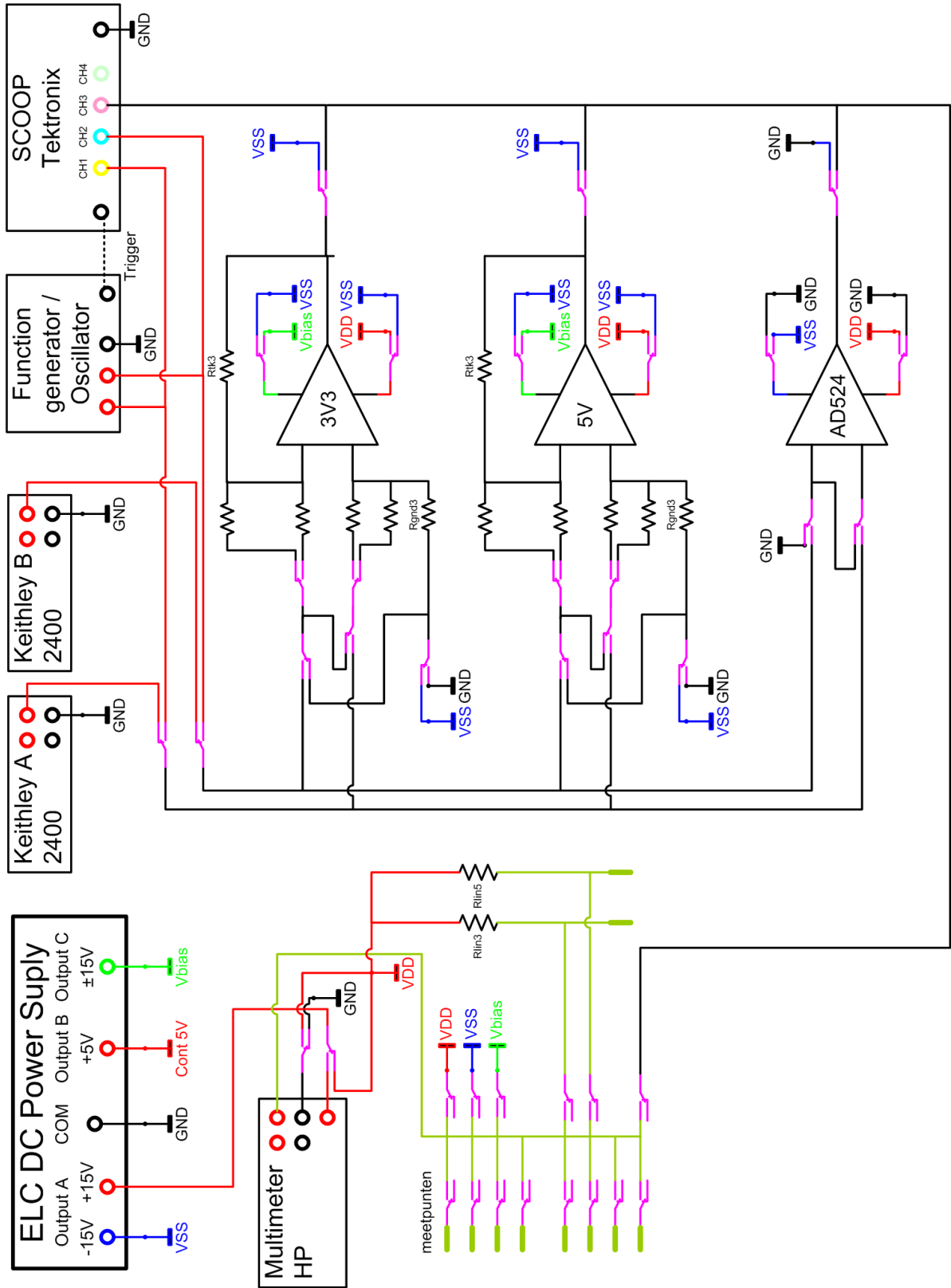
Wambacq, P., Sansen, W. (1998). *Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits*. s.l.: Springer

Williams, D. (2004). *Understanding FFT Windows*.
Gevonden op 4 maart 2008 op het internet: http://www.lds-group.com/docs/site_documents/AN014%20Understanding%20FFT%20Windows.pdf

BIJLAGE 1. VOLLEDIG INTERN SCHEMA

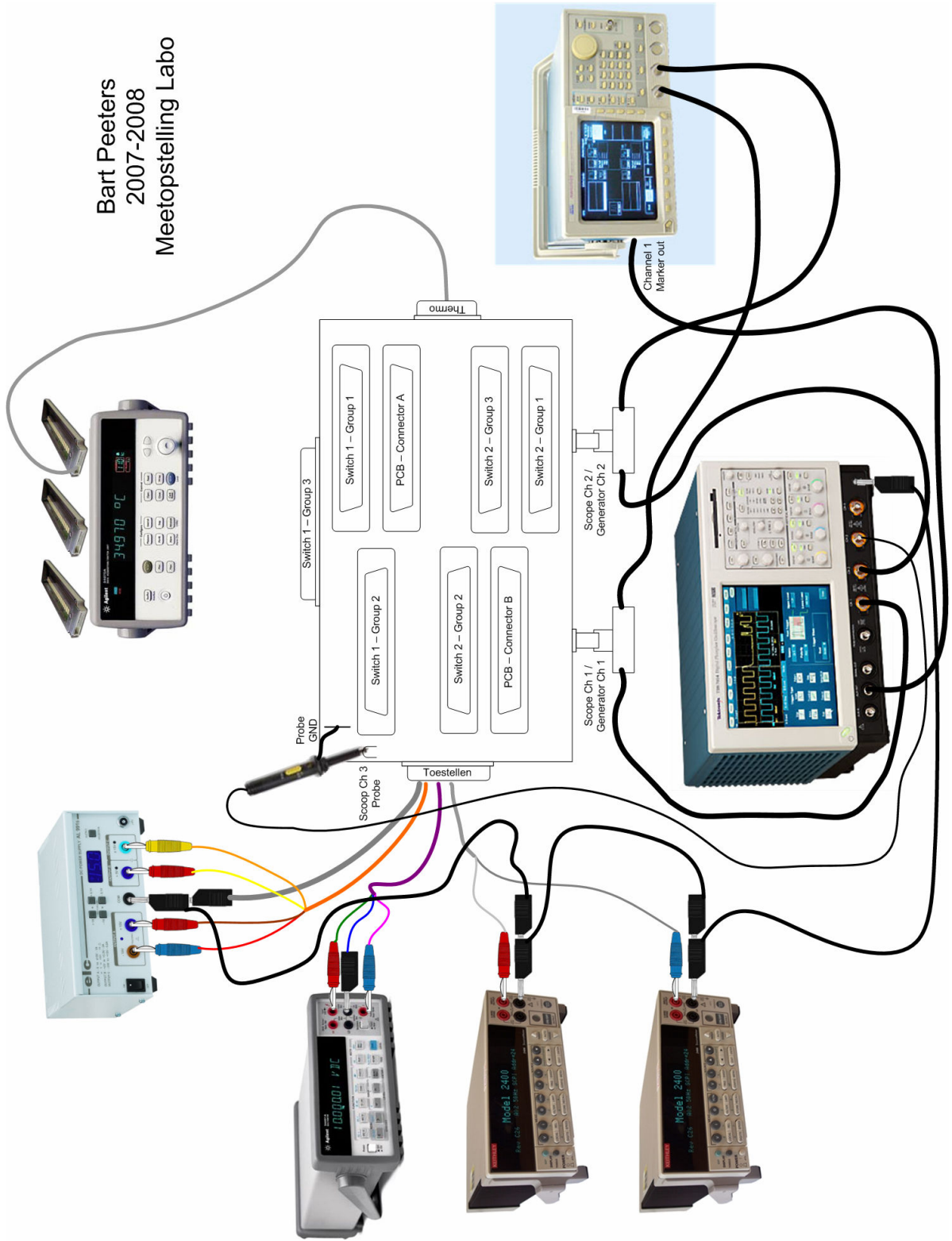


BIJLAGE 2. VOLLEDIGE MEETOPSTELLING

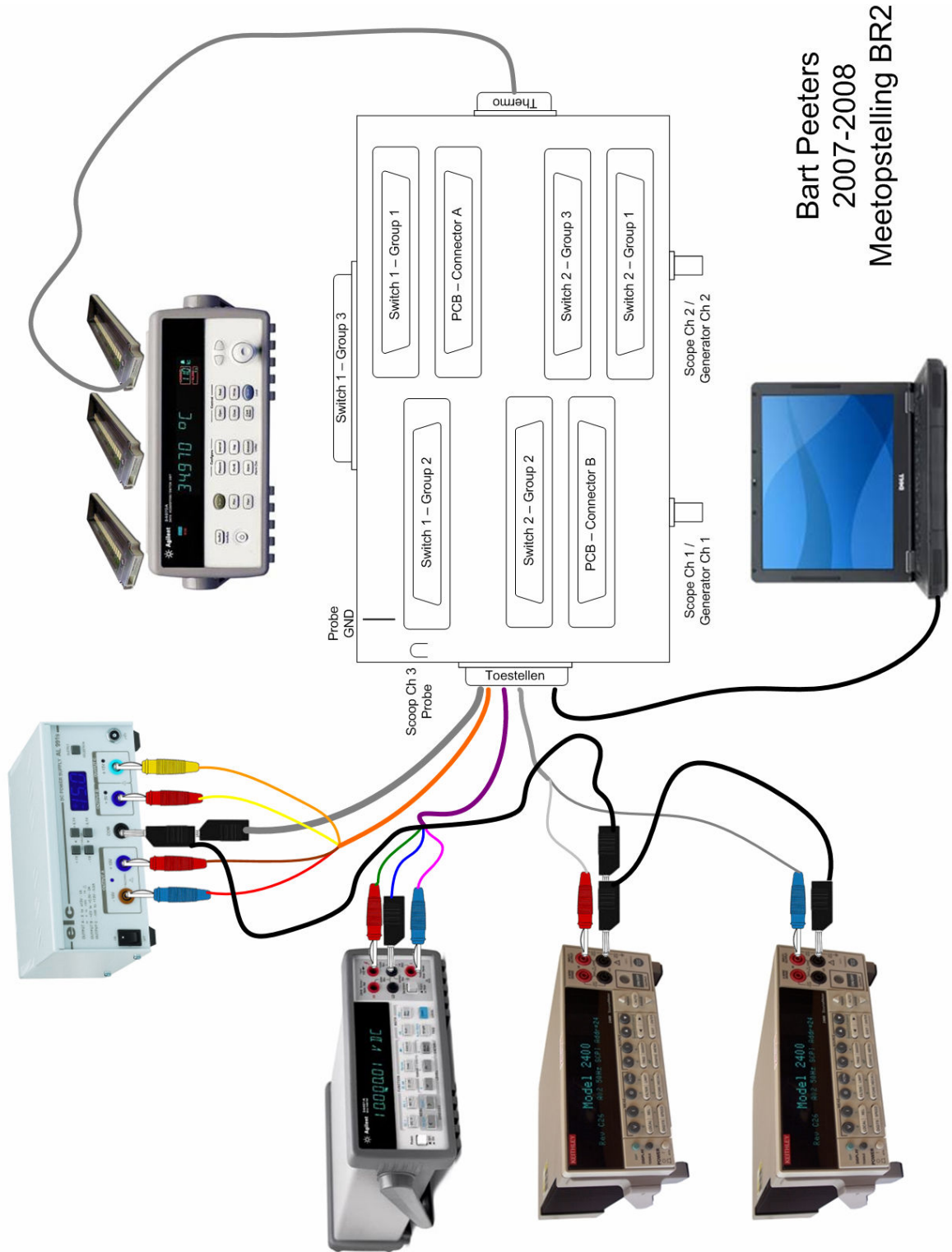


BIJLAGE 3. AANSLUITSCHEMA LABO

Bart Peeters
2007-2008
Meetopstelling Labo



BIJLAGE 4. AANSLUITSCHEMA BESTRALING



BIJLAGE 5. DATASHEET AD524

FEATURES

Low Noise: 0.3 μV p-p 0.1 Hz to 10 Hz
Low Nonlinearity: 0.003% ($G = 1$)
High CMRR: 120 dB ($G = 1000$)
Low Offset Voltage: 50 μV
Low Offset Voltage Drift: 0.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Gain Bandwidth Product: 25 MHz
Pin Programmable Gains of 1, 10, 100, 1000
Input Protection, Power On–Power Off
No External Components Required
Internally Compensated
MIL-STD-883B and Chips Available
16-Lead Ceramic DIP and SOIC Packages and
20-Terminal Leadless Chip Carriers Available
Available in Tape and Reel in Accordance
with EIA-481A Standard
Standard Military Drawing Also Available

PRODUCT DESCRIPTION

The AD524 is a precision monolithic instrumentation amplifier designed for data acquisition applications requiring high accuracy under worst-case operating conditions. An outstanding combination of high linearity, high common mode rejection, low offset voltage drift and low noise makes the AD524 suitable for use in many data acquisition systems.

The AD524 has an output offset voltage drift of less than 25 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, input offset voltage drift of less than 0.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, CMR above 90 dB at unity gain (120 dB at $G = 1000$) and maximum non-linearity of 0.003% at $G = 1$. In addition to the outstanding dc specifications, the AD524 also has a 25 kHz gain bandwidth product ($G = 1000$). To make it suitable for high speed data acquisition systems the AD524 has an output slew rate of 5 V/ μs and settles in 15 μs to 0.01% for gains of 1 to 100.

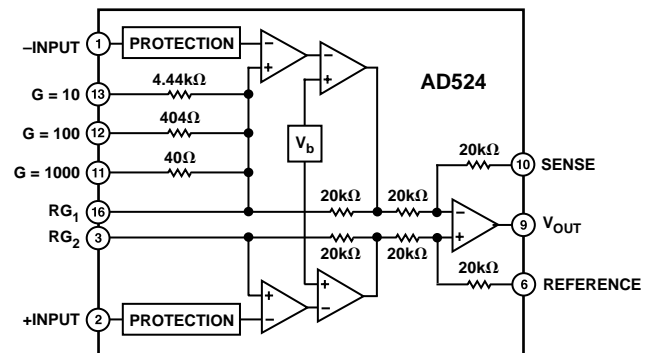
As a complete amplifier the AD524 does not require any external components for fixed gains of 1, 10, 100 and 1000. For other gain settings between 1 and 1000 only a single resistor is required. The AD524 input is fully protected for both power-on and power-off fault conditions.

The AD524 IC instrumentation amplifier is available in four different versions of accuracy and operating temperature range. The economical "A" grade, the low drift "B" grade and lower drift, higher linearity "C" grade are specified from -25°C to $+85^\circ\text{C}$. The "S" grade guarantees performance to specification over the extended temperature range -55°C to $+125^\circ\text{C}$. Devices are available in 16-lead ceramic DIP and SOIC packages and a 20-terminal leadless chip carrier.

REV. E

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD524 has guaranteed low offset voltage, offset voltage drift and low noise for precision high gain applications.
2. The AD524 is functionally complete with pin programmable gains of 1, 10, 100 and 1000, and single resistor programmable for any gain.
3. Input and output offset nulling terminals are provided for very high precision applications and to minimize offset voltage changes in gain ranging applications.
4. The AD524 is input protected for both power-on and power-off fault conditions.
5. The AD524 offers superior dynamic performance with a gain bandwidth product of 25 MHz, full power response of 75 kHz and a settling time of 15 μs to 0.01% of a 20 V step ($G = 100$).

AD524—SPECIFICATIONS (@ $V_S = \pm 15\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ and $T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Model	AD524A			AD524B			AD524C			AD524S			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN													
Gain Equation (External Resistor Gain Programming)	$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			$\left[\frac{40,000}{R_G} + 1 \right] \pm 20\%$			
Gain Range (Pin Programmable)	1 to 1000			1 to 1000			1 to 1000			1 to 1000			
Gain Error ¹													
G = 1			± 0.05			± 0.03			± 0.02			± 0.05	%
G = 10			± 0.25			± 0.15			± 0.1			± 0.25	%
G = 100			± 0.5			± 0.35			± 0.25			± 0.5	%
G = 1000			± 2.0			± 1.0			± 0.5			± 2.0	%
Nonlinearity													
G = 1			± 0.01			± 0.005			± 0.003			± 0.01	%
G = 10,100			± 0.01			± 0.005			± 0.003			± 0.01	%
G = 1000			± 0.01			± 0.01			± 0.01			± 0.01	%
Gain vs. Temperature													
G = 1			5			5			5			5	ppm/ $^\circ\text{C}$
G = 10			15			10			10			10	ppm/ $^\circ\text{C}$
G = 100			35			25			25			25	ppm/ $^\circ\text{C}$
G = 1000			100			50			50			50	ppm/ $^\circ\text{C}$
VOLTAGE OFFSET (May be Nulled)													
Input Offset Voltage vs. Temperature			250			100			50			100	μV
Output Offset Voltage vs. Temperature			2			0.75			0.5			2.0	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Offset Referred to the Input vs. Supply			5			3			2.0			3.0	mV
G = 1			100			50			25			50	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
G = 10	70			75			80			75			dB
G = 100	85			95			100			95			dB
G = 1000	95			105			110			105			dB
G = 1000	100			110			115			110			dB
INPUT CURRENT													
Input Bias Current vs. Temperature			± 50			± 25			± 15			± 50	nA
Input Offset Current vs. Temperature			± 100			± 100			± 100			± 100	pA/ $^\circ\text{C}$
Input Offset Current vs. Temperature			± 35			± 15			± 10			± 35	nA
Input Offset Current vs. Temperature			± 100			± 100			± 100			± 100	pA/ $^\circ\text{C}$
INPUT													
Input Impedance													
Differential Resistance			10^9			10^9			10^9			10^9	Ω
Differential Capacitance			10			10			10			10	pF
Common-Mode Resistance			10^9			10^9			10^9			10^9	Ω
Common-Mode Capacitance			10			10			10			10	pF
Input Voltage Range													
Max Differ. Input Linear (V_{DL}) ²	± 10			± 10			± 10			± 10			V
Max Common-Mode Linear (V_{CM})			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_D \right)$			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_D \right)$			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_D \right)$			$12\text{ V} - \left(\frac{G}{2} \times V_D \right)$	V
Common-Mode Rejection dc to 60 Hz with 1 k Ω Source Imbalance													
G = 1			70			75			80			70	dB
G = 10			90			95			100			90	dB
G = 100			100			105			110			100	dB
G = 1000			110			115			120			110	dB
OUTPUT RATING													
V_{OUT} , $R_L = 2\text{ k}\Omega$			± 10			± 10			± 10			± 10	V
DYNAMIC RESPONSE													
Small Signal – 3 dB													
G = 1			1			1			1			1	MHz
G = 10			400			400			400			400	kHz
G = 100			150			150			150			150	kHz
G = 1000			25			25			25			25	kHz
Slew Rate			5.0			5.0			5.0			5.0	V/ μs
Settling Time to 0.01%, 20 V Step													
G = 1 to 100			15			15			15			15	μs
G = 1000			75			75			75			75	μs
NOISE													
Voltage Noise, 1 kHz													
R.T.I.			7			7			7			7	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
R.T.O.			90			90			90			90	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
R.T.I., 0.1 Hz to 10 Hz													
G = 1			15			15			15			15	μV p-p
G = 10			2			2			2			2	μV p-p
G = 100, 1000			0.3			0.3			0.3			0.3	μV p-p
Current Noise													
0.1 Hz to 10 Hz			60			60			60			60	pA p-p

Model	AD524A			AD524B			AD524C			AD524S			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
SENSE INPUT													
R_{IN}		20			20			20			20		$k\Omega \pm 20\%$
I_{IN}		15			15			15			15		μA
Voltage Range	± 10			± 10			± 10			± 10			V
Gain to Output		1			1			1			1		%
REFERENCE INPUT													
R_{IN}		40			40			40			40		$k\Omega \pm 20\%$
I_{IN}		15			15			15			15		μA
Voltage Range	± 10			± 10			10			10			V
Gain to Output		1			1			1			1		%
TEMPERATURE RANGE													
Specified Performance	-25		+85	-25		+85	-25		+85	-55		+125	$^{\circ}C$
Storage	-65		+150	-65		+150	-65		+150	-65		+150	$^{\circ}C$
POWER SUPPLY													
Power Supply Range	± 6	± 15	± 18	± 6	± 15	± 18	± 6	± 15	± 18	± 6	± 15	± 18	V
Quiescent Current		3.5	5.0		3.5	5.0		3.5	5.0		3.5	5.0	mA

NOTES

¹Does not include effects of external resistor R_G .

² V_{OL} is the maximum differential input voltage at $G = 1$ for specified nonlinearity.

V_{DL} at the maximum = $10 V/G$.

V_D = Actual differential input voltage.

Example: $G = 10$, $V_D = 0.50$.

$V_{CM} = 12 V - (10/2 \times 0.50 V) = 9.5 V$.

Specification subject to change without notice.

All min and max specifications are guaranteed. Specifications shown in **boldface** are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels.

AD524

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

Supply Voltage	±18 V
Internal Power Dissipation	450 mW
Input Voltage ²	
(Either Input Simultaneously) $ V_{IN} + V_S $	<36 V
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range	
(R)	-65°C to +125°C
(D, E)	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range	
AD524A/B/C	-25°C to +85°C
AD524S	-55°C to +125°C
Lead Temperature (Soldering 60 secs)	+300°C

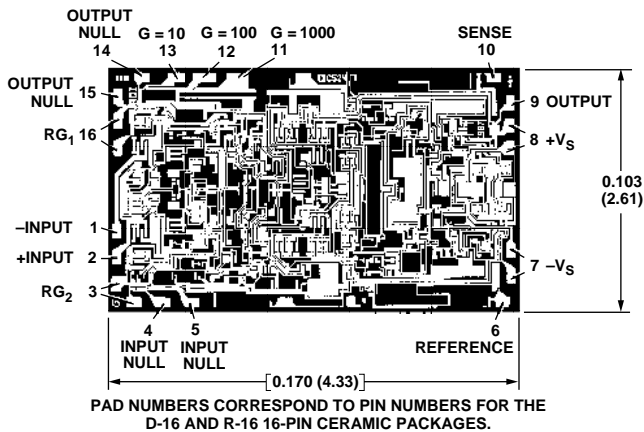
NOTES

¹Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

²Max input voltage specification refers to maximum voltage to which either input terminal may be raised with or without device power applied. For example, with ±18 volt supplies max V_{IN} is ±18 volts, with zero supply voltage max V_{IN} is ±36 volts.

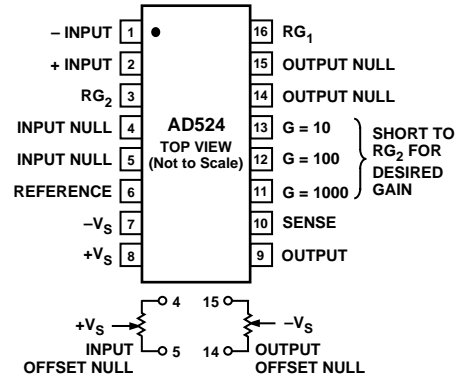
METALIZATION PHOTOGRAPH

Contact factory for latest dimensions.
Dimensions shown in inches and (mm).

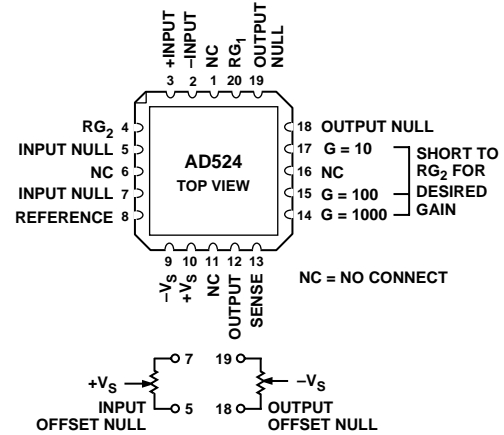


CONNECTION DIAGRAMS

Ceramic (D) and SOIC (R) Packages



Leadless Chip Carrier



ORDERING GUIDE

Model	Temperature Ranges	Package Descriptions	Package Options
AD524AD	-40°C to +85°C	16-Lead Ceramic DIP	D-16
AD524AE	-40°C to +85°C	20-Terminal Leadless Chip Carrier	E-20A
AD524AR-16	-40°C to +85°C	16-Lead Gull-Wing SOIC	R-16
AD524AR-16-REEL	-40°C to +85°C	Tape & Reel Packaging 13"	
AD524AR-16-REEL7	-40°C to +85°C	Tape & Reel Packaging 7"	
AD524BD	-40°C to +85°C	16-Lead Ceramic DIP	D-16
AD524BE	-40°C to +85°C	20-Terminal Leadless Chip Carrier	E-20A
AD524CD	-40°C to +85°C	16-Lead Ceramic DIP	D-16
AD524SD	-55°C to +125°C	16-Lead Ceramic DIP	D-16
AD524SD/883B	-55°C to +125°C	16-Lead Ceramic DIP	D-16
5962-8853901EA*	-55°C to +125°C	16-Lead Ceramic DIP	D-16
AD524SE/883B	-55°C to +125°C	20-Terminal Leadless Chip Carrier	E-20A
AD524SCHIPS	-55°C to +125°C	Die	

*Refer to official DESC drawing for tested specifications.

CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD524 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



AD524—Typical Characteristics

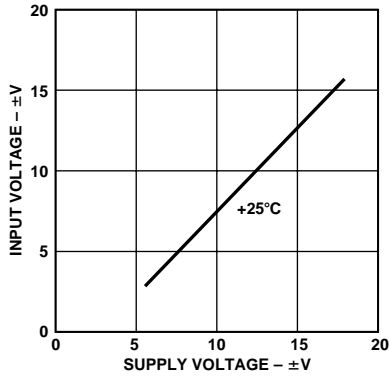


Figure 1. Input Voltage Range vs. Supply Voltage, $G = 1$

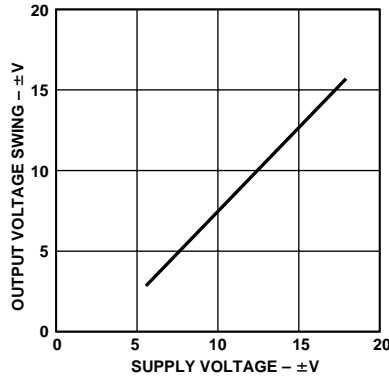


Figure 2. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage

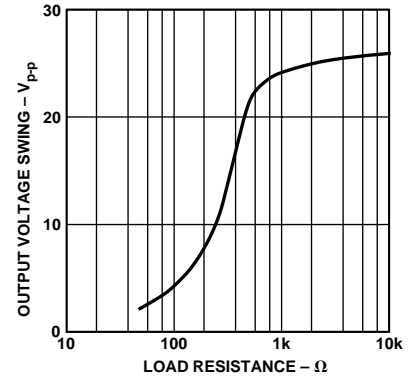


Figure 3. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

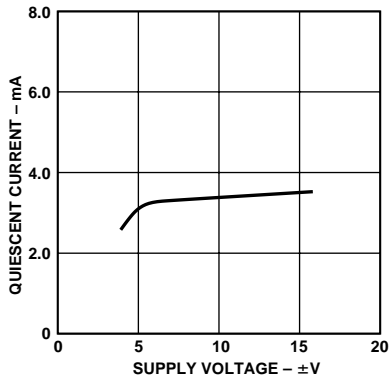


Figure 4. Quiescent Current vs. Supply Voltage

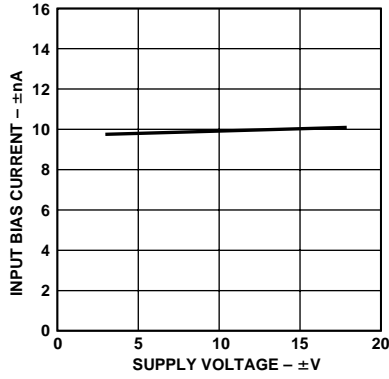


Figure 5. Input Bias Current vs. Supply Voltage

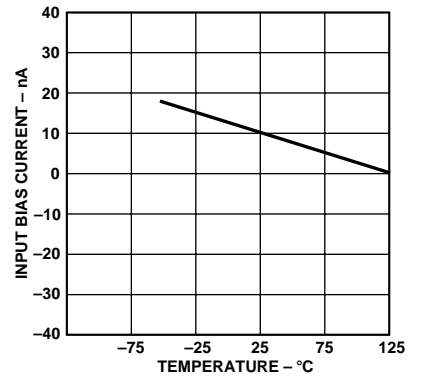


Figure 6. Input Bias Current vs. Temperature

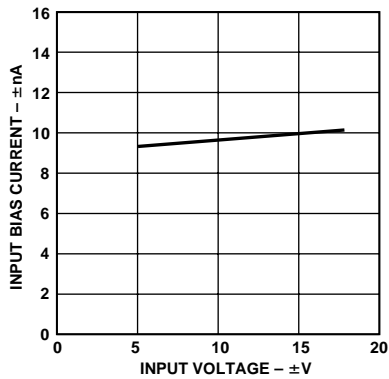


Figure 7. Input Bias Current vs. Input Voltage

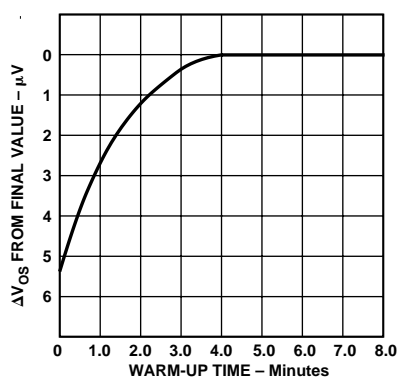


Figure 8. Offset Voltage, RTI, Turn On Drift

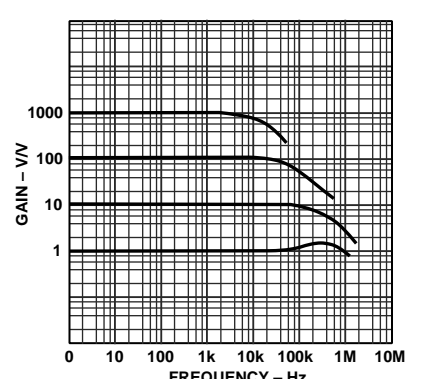


Figure 9. Gain vs. Frequency

AD524

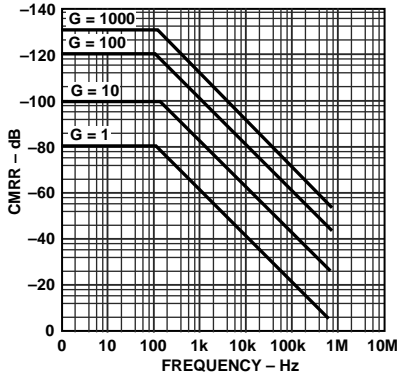


Figure 10. CMRR vs. Frequency RTI, Zero to 1k Source Imbalance

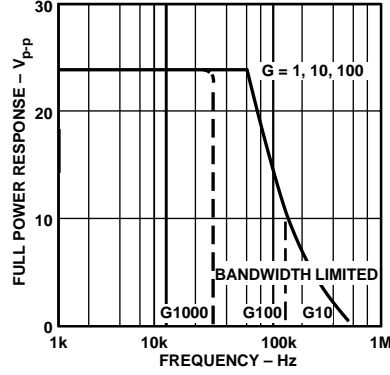


Figure 11. Large Signal Frequency Response

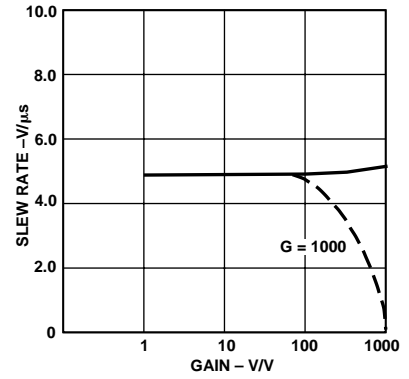


Figure 12. Slew Rate vs. Gain

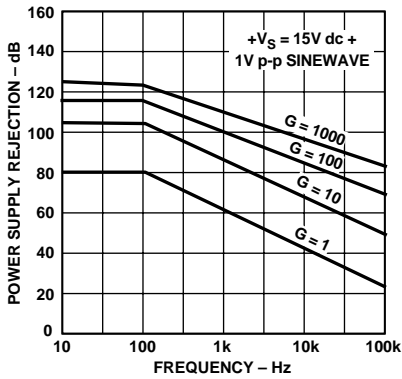


Figure 13. Positive PSRR vs. Frequency

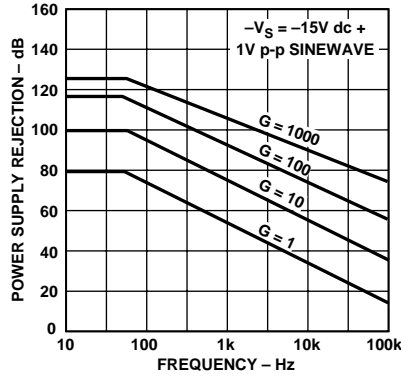


Figure 14. Negative PSRR vs. Frequency

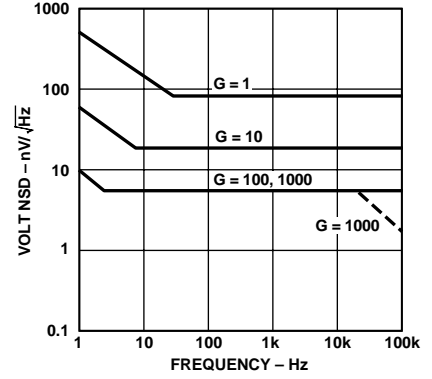


Figure 15. RTI Noise Spectral Density vs. Gain

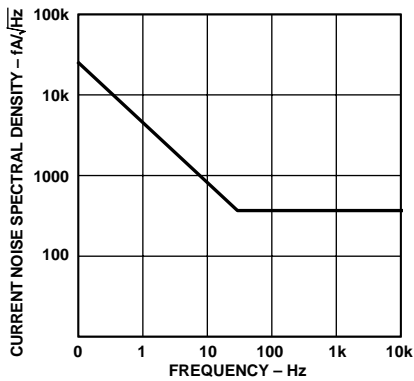


Figure 16. Input Current Noise vs. Frequency

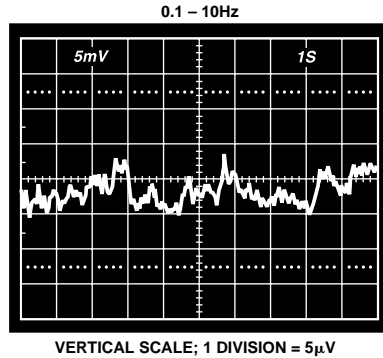


Figure 17. Low Frequency Noise - G = 1 (System Gain = 1000)

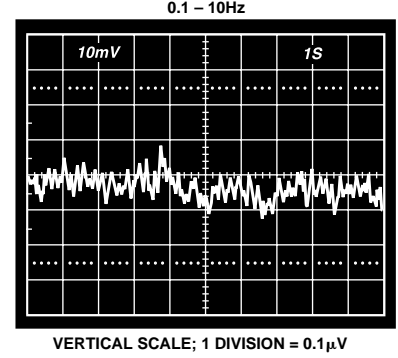


Figure 18. Low Frequency Noise - G = 1000 (System Gain = 100,000)

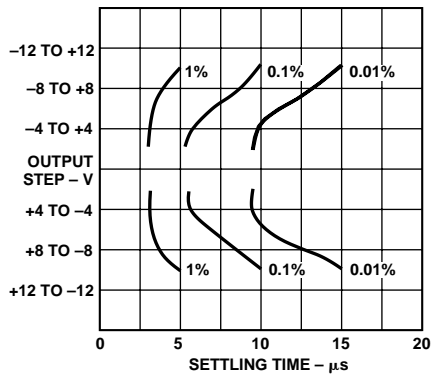


Figure 19. Settling Time Gain = 1

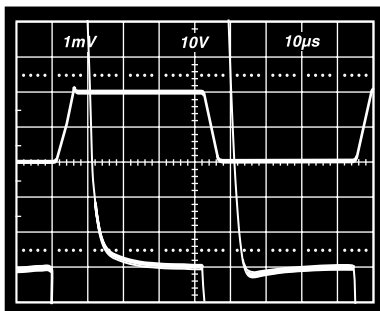


Figure 20. Large Signal Pulse Response and Settling Time – G = 1

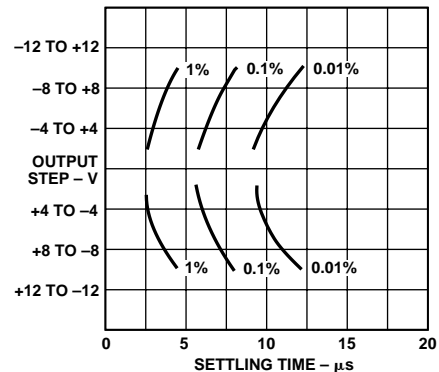


Figure 21. Settling Time Gain = 10

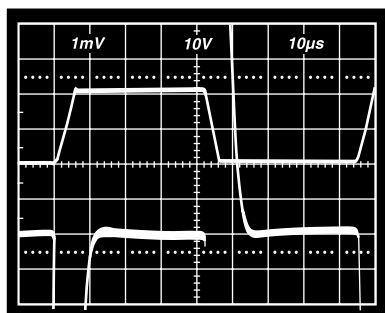


Figure 22. Large Signal Pulse Response and Settling Time G = 10

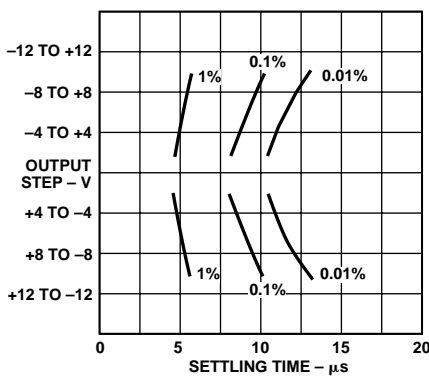


Figure 23. Settling Time Gain = 100

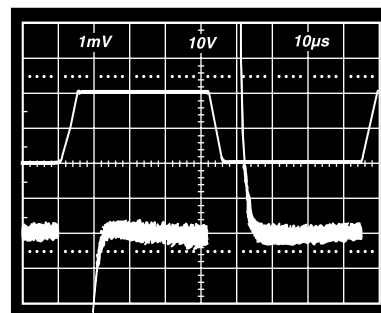


Figure 24. Large Signal Pulse Response and Settling Time G = 100

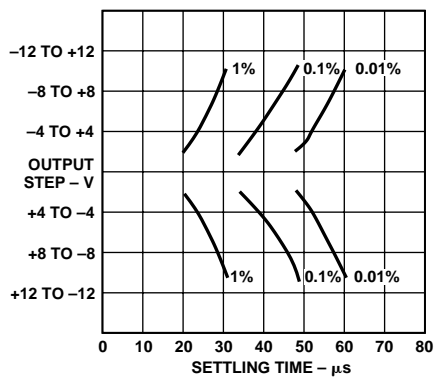


Figure 25. Settling Time Gain = 1000

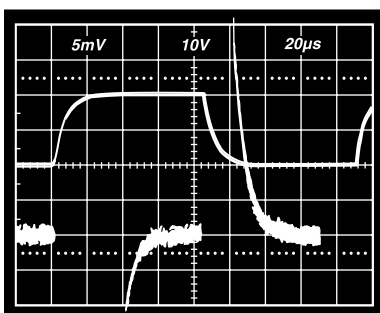


Figure 26. Large Signal Pulse Response and Settling Time G = 1000

AD524

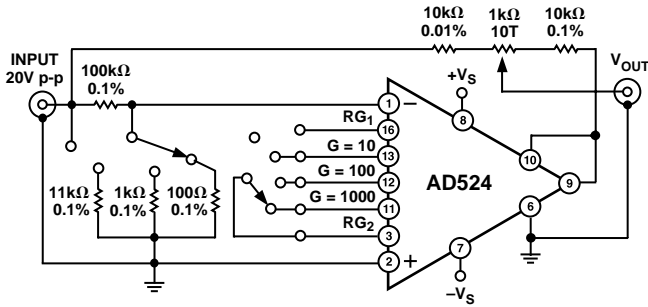


Figure 27. Settling Time Test Circuit

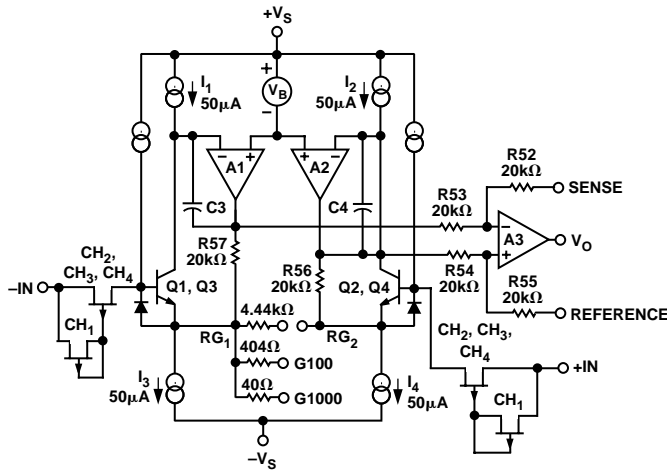


Figure 28 Simplified Circuit of Amplifier; Gain Is Defined as $((R56 + R57)/(R_G)) + 1$. For a Gain of 1, R_G Is an Open Circuit

Theory of Operation

The AD524 is a monolithic instrumentation amplifier based on the classic 3 op amp circuit. The advantage of monolithic construction is the closely matched components that enhance the performance of the input preamp. The preamp section develops the programmed gain by the use of feedback concepts. The programmed gain is developed by varying the value of R_G (smaller values increase the gain) while the feedback forces the collector currents Q1, Q2, Q3 and Q4 to be constant, which impresses the input voltage across R_G .

As R_G is reduced to increase the programmed gain, the transconductance of the input preamp increases to the transconductance of the input transistors. This has three important advantages. First, this approach allows the circuit to achieve a very high open loop gain of 3×10^8 at a programmed gain of 1000, thus reducing gain-related errors to a negligible 30 ppm. Second, the gain bandwidth product, which is determined by C3 or C4 and the input transconductance, reaches 25 MHz. Third, the input voltage noise reduces to a value determined by the collector current of the input transistors for an RTI noise of $7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at $G = 1000$.

INPUT PROTECTION

As interface amplifiers for data acquisition systems, instrumentation amplifiers are often subjected to input overloads, i.e., voltage levels in excess of the full scale for the selected gain range. At low gains, 10 or less, the gain resistor acts as a current limiting element in series with the inputs. At high gains the lower value of R_G will not adequately protect the inputs from excessive currents. Standard practice would be to place series limiting resistors in each input, but to limit input current to below 5 mA with a full differential overload (36 V) would require over 7k of resistance which would add $10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ of noise. To provide both input protection and low noise a special series protect FET was used.

A unique FET design was used to provide a bidirectional current limit, thereby, protecting against both positive and negative overloads. Under nonoverload conditions, three channels CH₂, CH₃, CH₄, act as a resistance ($\approx 1 \text{ k}\Omega$) in series with the input as before. During an overload in the positive direction, a fourth channel, CH₁, acts as a small resistance ($\approx 3 \text{ k}\Omega$) in series with the gate, which draws only the leakage current, and the FET limits I_{DSS} . When the FET enhances under a negative overload, the gate current must go through the small FET formed by CH₁ and when this FET goes into saturation, the gate current is limited and the main FET will go into controlled enhancement. The bidirectional limiting holds the maximum input current to 3 mA over the 36 V range.

INPUT OFFSET AND OUTPUT OFFSET

Voltage offset specifications are often considered a figure of merit for instrumentation amplifiers. While initial offset may be adjusted to zero, shifts in offset voltage due to temperature variations will cause errors. Intelligent systems can often correct for this factor with an autozero cycle, but there are many small-signal high-gain applications that don't have this capability.

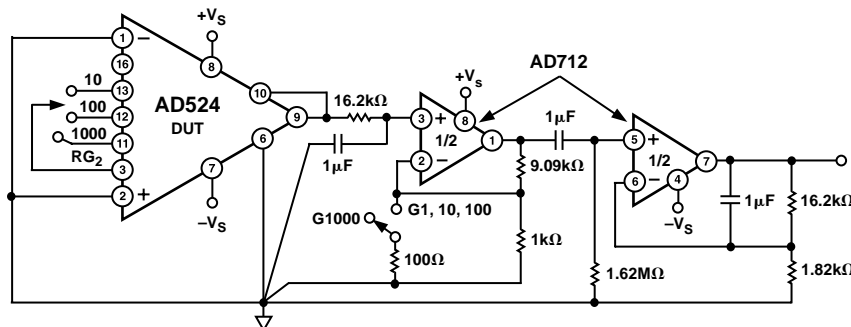


Figure 29. Noise Test Circuit

Voltage offset and drift comprise two components each; input and output offset and offset drift. Input offset is that component of offset that is directly proportional to gain i.e., input offset as measured at the output at $G = 100$ is 100 times greater than at $G = 1$. Output offset is independent of gain. At low gains, output offset drift is dominant, while at high gains input offset drift dominates. Therefore, the output offset voltage drift is normally specified as drift at $G = 1$ (where input effects are insignificant), while input offset voltage drift is given by drift specification at a high gain (where output offset effects are negligible). All input-related numbers are referred to the input (RTI) which is to say that the effect on the output is “G” times larger. Voltage offset vs. power supply is also specified at one or more gain settings and is also RTI.

By separating these errors, one can evaluate the total error independent of the gain setting used. In a given gain configuration both errors can be combined to give a total error referred to the input (R.T.I.) or output (R.T.O.) by the following formula:

$$\text{Total Error R.T.I.} = \text{input error} + (\text{output error}/\text{gain})$$

$$\text{Total Error R.T.O.} = (\text{Gain} \times \text{input error}) + \text{output error}$$

As an illustration, a typical AD524 might have a $+250 \mu\text{V}$ output offset and a $-50 \mu\text{V}$ input offset. In a unity gain configuration, the total output offset would be $200 \mu\text{V}$ or the sum of the two. At a gain of 100, the output offset would be -4.75 mV or: $+250 \mu\text{V} + 100(-50 \mu\text{V}) = -4.75 \text{ mV}$.

The AD524 provides for both input and output offset adjustment. This simplifies very high precision applications and minimize offset voltage changes in switched gain applications. In such applications the input offset is adjusted first at the highest programmed gain, then the output offset is adjusted at $G = 1$.

GAIN

The AD524 has internal high accuracy pretrimmed resistors for pin programmable gain of 1, 10, 100 and 1000. One of the preset gains can be selected by pin strapping the appropriate gain terminal and RG_2 together (for $G = 1$ RG_2 is not connected).

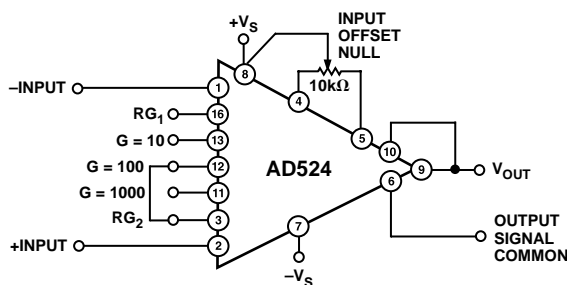


Figure 30. Operating Connections for $G = 100$

The AD524 can be configured for gains other than those that are internally preset; there are two methods to do this. The first method uses just an external resistor connected between pins 3 and 16, which programs the gain according to the formula

$$R_G = \frac{40k}{G - 1}$$

(see Figure 31).

For best results R_G should be a precision resistor with a low temperature coefficient. An external R_G affects both gain accuracy and gain drift due to the mismatch between it and the internal thin-film resistors. Gain accuracy is determined by the tolerance of the external R_G and the absolute accuracy of the internal resistors ($\pm 20\%$). Gain drift is determined by the mismatch of the temperature coefficient of R_G and the temperature coefficient of the internal resistors ($-50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ typ).

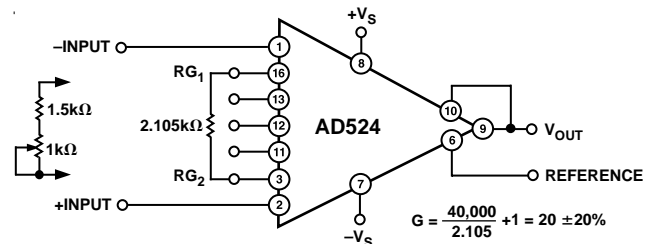


Figure 31. Operating Connections for $G = 20$

The second technique uses the internal resistors in parallel with an external resistor (Figure 32). This technique minimizes the gain adjustment range and reduces the effects of temperature coefficient sensitivity.

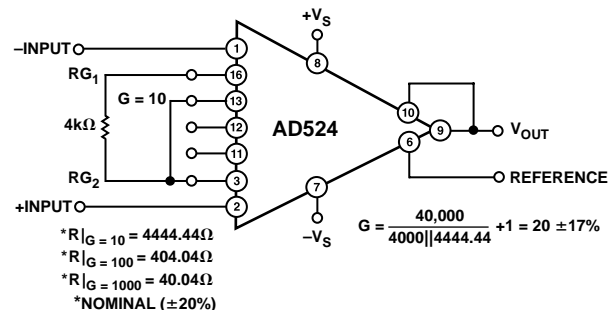


Figure 32. Operating Connections for $G = 20$, Low Gain T.C. Technique

The AD524 may also be configured to provide gain in the output stage. Figure 33 shows an H pad attenuator connected to the reference and sense lines of the AD524. R_1 , R_2 and R_3 should be made as low as possible to minimize the gain variation and reduction of CMRR. Varying R_2 will precisely set the gain without affecting CMRR. CMRR is determined by the match of R_1 and R_3 .

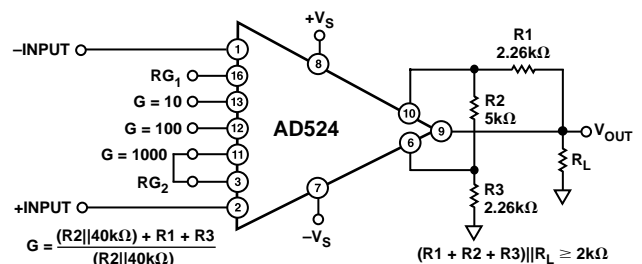


Figure 33. Gain of 2000

AD524

Table I. Output Gain Resistor Values

Output Gain	R2	R1, R3	Nominal Gain
2	5 kΩ	2.26 kΩ	2.02
5	1.05 kΩ	2.05 kΩ	5.01
10	1 kΩ	4.42 kΩ	10.1

INPUT BIAS CURRENTS

Input bias currents are those currents necessary to bias the input transistors of a dc amplifier. Bias currents are an additional source of input error and must be considered in a total error budget. The bias currents, when multiplied by the source resistance, appear as an offset voltage. What is of concern in calculating bias current errors is the change in bias current with respect to signal voltage and temperature. Input offset current is the difference between the two input bias currents. The effect of offset current is an input offset voltage whose magnitude is the offset current times the source impedance imbalance.

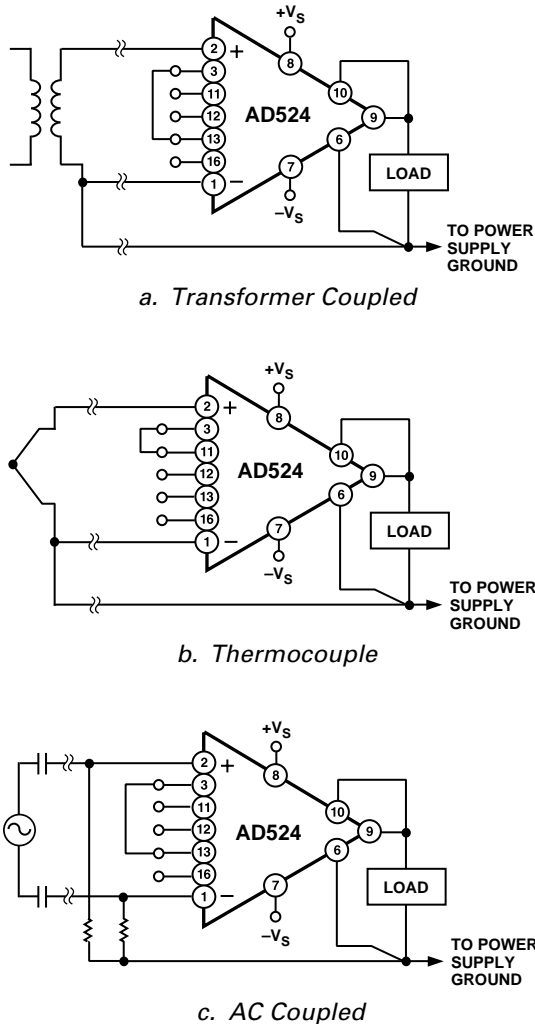


Figure 34. Indirect Ground Returns for Bias Currents

Although instrumentation amplifiers have differential inputs, there must be a return path for the bias currents. If this is not provided, those currents will charge stray capacitances, causing the output to drift uncontrollably or to saturate. Therefore, when amplifying “floating” input sources such as transformers and thermocouples, as well as ac-coupled sources, there must still be a dc path from each input to ground.

COMMON-MODE REJECTION

Common-mode rejection is a measure of the change in output voltage when both inputs are changed equal amounts. These specifications are usually given for a full-range input voltage change and a specified source imbalance. “Common-Mode Rejection Ratio” (CMRR) is a ratio expression while “Common-Mode Rejection” (CMR) is the logarithm of that ratio. For example, a CMRR of 10,000 corresponds to a CMR of 80 dB.

In an instrumentation amplifier, ac common-mode rejection is only as good as the differential phase shift. Degradation of ac common-mode rejection is caused by unequal drops across differing track resistances and a differential phase shift due to varied stray capacitances or cable capacitances. In many applications shielded cables are used to minimize noise. This technique can create common mode rejection errors unless the shield is properly driven. Figures 35 and 36 shows active data guards that are configured to improve ac common mode rejection by “bootstrapping” the capacitances of the input cabling, thus minimizing differential phase shift.

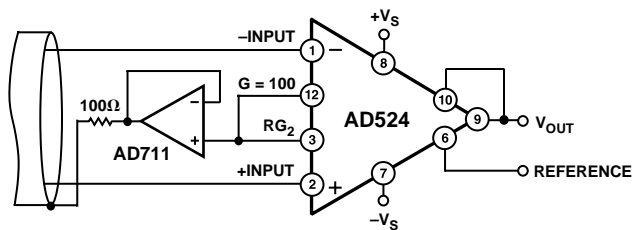


Figure 35. Shield Driver, $G \geq 100$

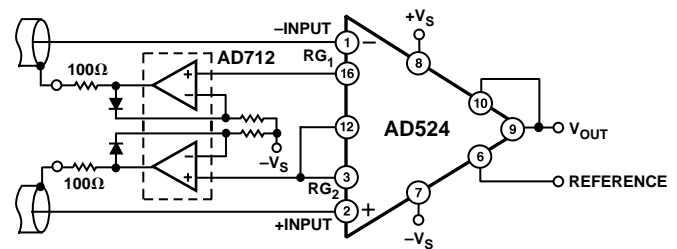


Figure 36. Differential Shield Driver

GROUNDING

Many data acquisition components have two or more ground pins that are not connected together within the device. These grounds must be tied together at one point, usually at the system power-supply ground. Ideally, a single solid ground would be desirable. However, since current flows through the ground wires and etch stripes of the circuit cards, and since these paths have resistance and inductance, hundreds of millivolts can be generated between the system ground point and the data

acquisition components. Separate ground returns should be provided to minimize the current flow in the path from the sensitive points to the system ground point. In this way supply currents and logic-gate return currents are not summed into the same return path as analog signals where they would cause measurement errors.

Since the output voltage is developed with respect to the potential on the reference terminal, an instrumentation amplifier can solve many grounding problems.

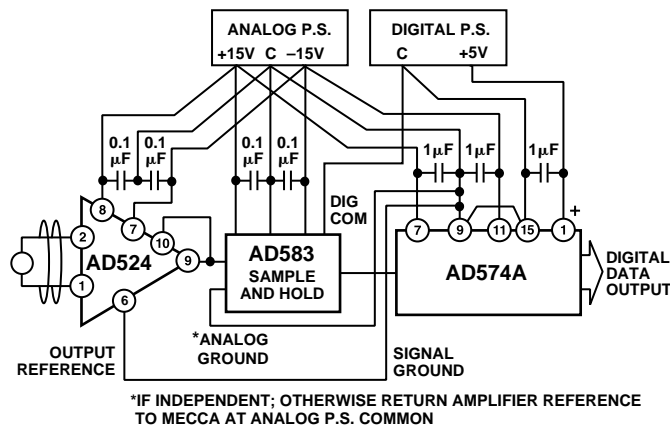


Figure 37. Basic Grounding Practice

SENSE TERMINAL

The sense terminal is the feedback point for the instrument amplifier's output amplifier. Normally it is connected to the instrument amplifier output. If heavy load currents are to be drawn through long leads, voltage drops due to current flowing through lead resistance can cause errors. The sense terminal can be wired to the instrument amplifier at the load, thus putting the I_xR drops "inside the loop" and virtually eliminating this error source.

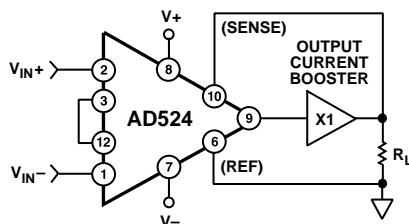


Figure 38. AD524 Instrumentation Amplifier with Output Current Booster

Typically, IC instrumentation amplifiers are rated for a full ± 10 volt output swing into $2 \text{ k}\Omega$. In some applications, however, the need exists to drive more current into heavier loads. Figure 38 shows how a high-current booster may be connected "inside the loop" of an instrumentation amplifier to provide the required current boost without significantly degrading overall performance. Nonlinearities, offset and gain inaccuracies of the buffer are minimized by the loop gain of the IA output amplifier. Offset drift of the buffer is similarly reduced.

REFERENCE TERMINAL

The reference terminal may be used to offset the output by up to $\pm 10 \text{ V}$. This is useful when the load is "floating" or does not share a ground with the rest of the system. It also provides a direct means of injecting a precise offset. It must be remembered that the total output swing is ± 10 volts to be shared between signal and reference offset.

When the IA is of the three-amplifier configuration it is necessary that nearly zero impedance be presented to the reference terminal.

Any significant resistance from the reference terminal to ground increases the gain of the noninverting signal path, thereby upsetting the common-mode rejection of the IA.

In the AD524 a reference source resistance will unbalance the CMR trim by the ratio of $20 \text{ k}\Omega/R_{\text{REF}}$. For example, if the reference source impedance is 1Ω , CMR will be reduced to 86 dB ($20 \text{ k}\Omega/1 \Omega = 86 \text{ dB}$). An operational amplifier may be used to provide that low impedance reference point as shown in Figure 39. The input offset voltage characteristics of that amplifier will add directly to the output offset voltage performance of the instrumentation amplifier.

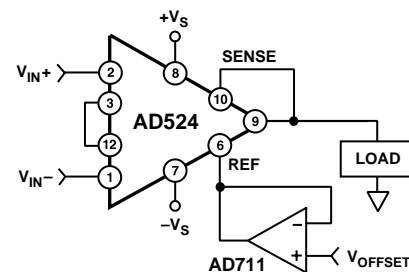
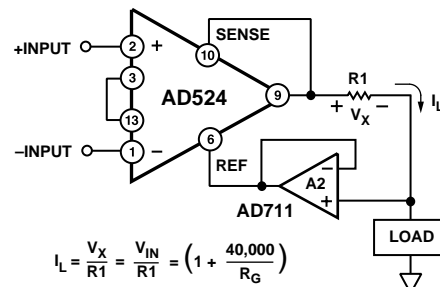


Figure 39. Use of Reference Terminal to Provide Output Offset

An instrumentation amplifier can be turned into a voltage-to-current converter by taking advantage of the sense and reference terminals as shown in Figure 40.



$$I_L = \frac{V_X}{R_1} = \frac{V_{IN}}{R_1} \left(1 + \frac{40,000}{R_G} \right)$$

Figure 40. Voltage-to-Current Converter

By establishing a reference at the "low" side of a current setting resistor, an output current may be defined as a function of input voltage, gain and the value of that resistor. Since only a small current is demanded at the input of the buffer amplifier A_2 , the forced current I_L will largely flow through the load. Offset and drift specifications of A_2 must be added to the output offset and drift specifications of the IA.

AD524

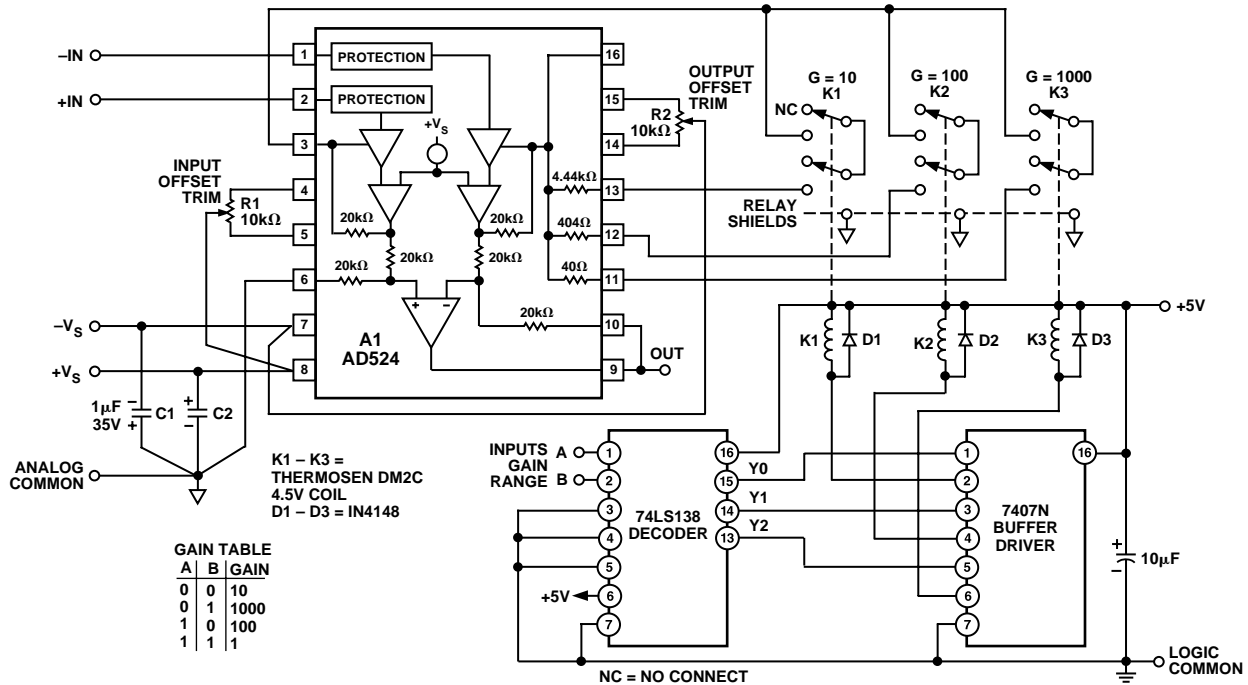


Figure 41. Three Decade Gain Programmable Amplifier

PROGRAMMABLE GAIN

Figure 41 shows the AD524 being used as a software programmable gain amplifier. Gain switching can be accomplished with mechanical switches such as DIP switches or reed relays. It should be noted that the “on” resistance of the switch in series with the internal gain resistor becomes part of the gain equation and will have an effect on gain accuracy.

The AD524 can also be connected for gain in the output stage. Figure 42 shows an AD711 used as an active attenuator in the output amplifier’s feedback loop. The active attenuation presents a very low impedance to the feedback resistors, therefore minimizing the common-mode rejection ratio degradation.

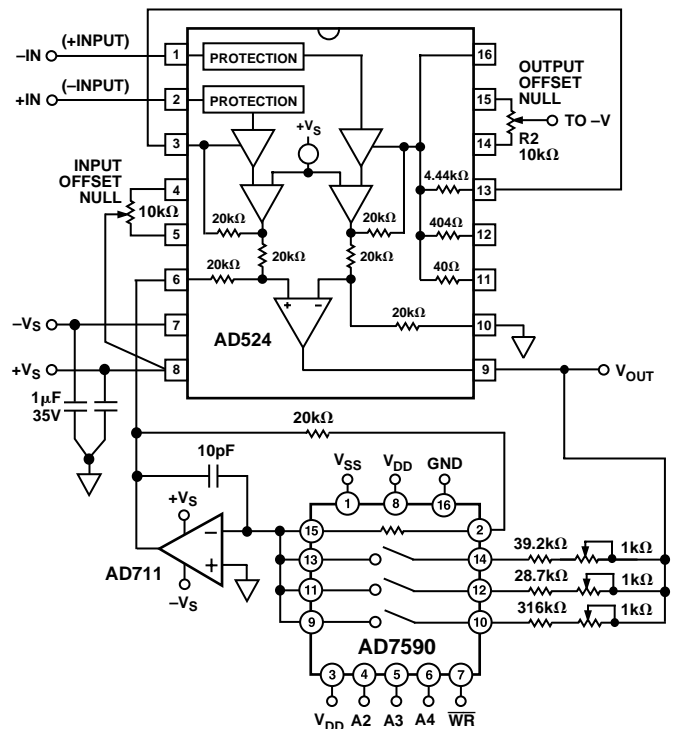


Figure 42. Programmable Output Gain

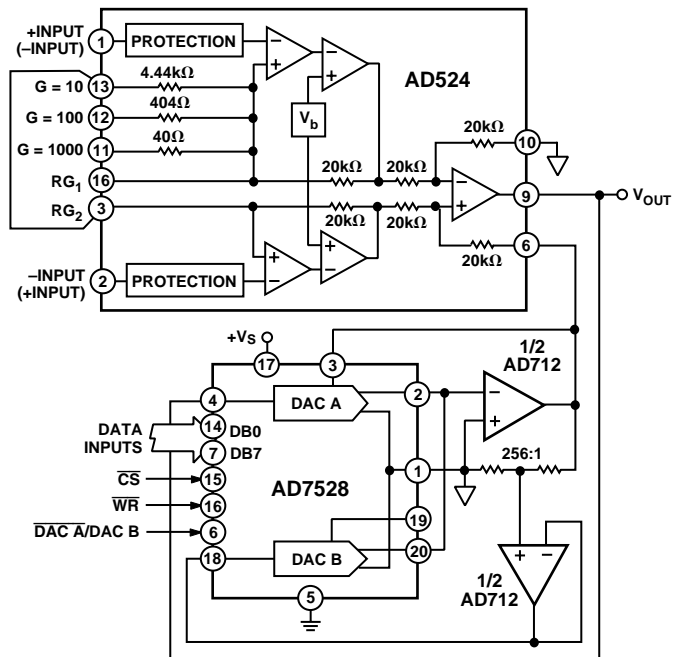


Figure 43. Programmable Output Gain Using a DAC

Another method for developing the switching scheme is to use a DAC. The AD7528 dual DAC, which acts essentially as a pair of switched resistive attenuators having high analog linearity and symmetrical bipolar transmission, is ideal in this application. The multiplying DAC's advantage is that it can handle inputs of either polarity or zero without affecting the programmed gain. The circuit shown uses an AD7528 to set the gain (DAC A) and to perform a fine adjustment (DAC B).

AUTOZERO CIRCUITS

In many applications it is necessary to provide very accurate data in high gain configurations. At room temperature the offset effects can be nulled by the use of offset trimpots. Over the operating temperature range, however, offset nulling becomes a problem. The circuit of Figure 44 show a CMOS DAC operating in the bipolar mode and connected to the reference terminal to provide software controllable offset adjustments.

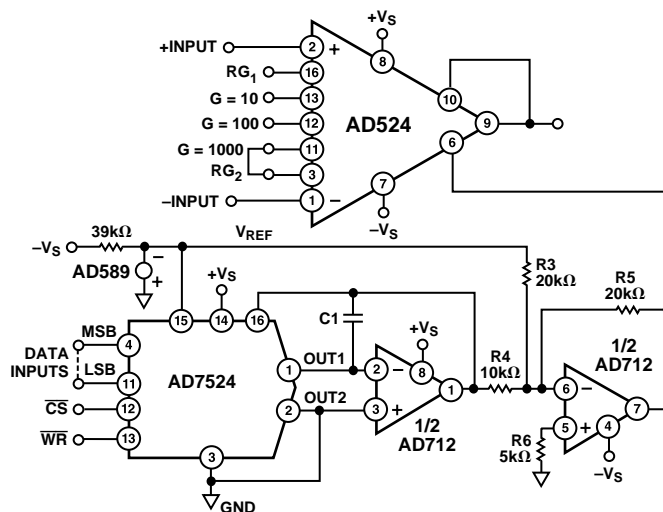


Figure 44. Software Controllable Offset

In many applications complex software algorithms for autozero applications are not available. For those applications Figure 45 provides a hardware solution.

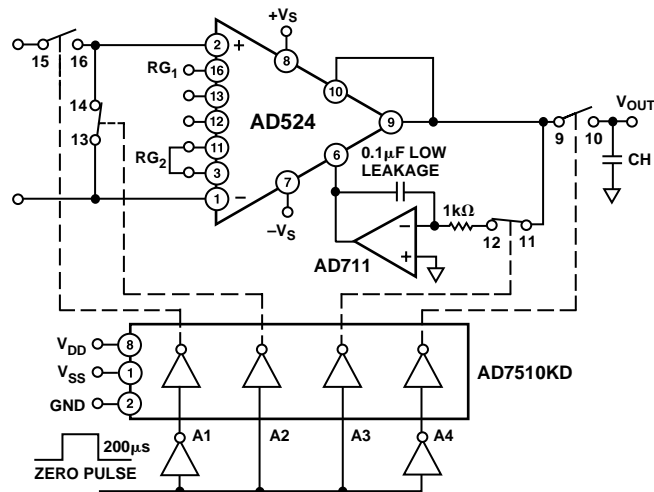


Figure 45. Autozero Circuit

AD524

ERROR BUDGET ANALYSIS

To illustrate how instrumentation amplifier specifications are applied, we will now examine a typical case where an AD524 is required to amplify the output of an unbalanced transducer. Figure 46 shows a differential transducer, unbalanced by 100 Ω , supplying a 0 to 20 mV signal to an AD524C. The output of the IA feeds a 14-bit A-to-D converter with a 0 to 2 volt input voltage range. The operating temperature range is -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$. Therefore, the largest change in temperature ΔT within the operating range is from ambient to $+85^{\circ}\text{C}$ ($85^{\circ}\text{C} - 25^{\circ}\text{C} = 60^{\circ}\text{C}$).

In many applications, differential linearity and resolution are of prime importance. This would be so in cases where the absolute value of a variable is less important than changes in value. In these applications, only the irreducible errors ($45 \text{ ppm} = 0.004\%$) are significant. Furthermore, if a system has an intelligent processor monitoring the A-to-D output, the addition of a auto-gain/autozero cycle will remove all reducible errors and may eliminate the requirement for initial calibration. This will also reduce errors to 0.004%.

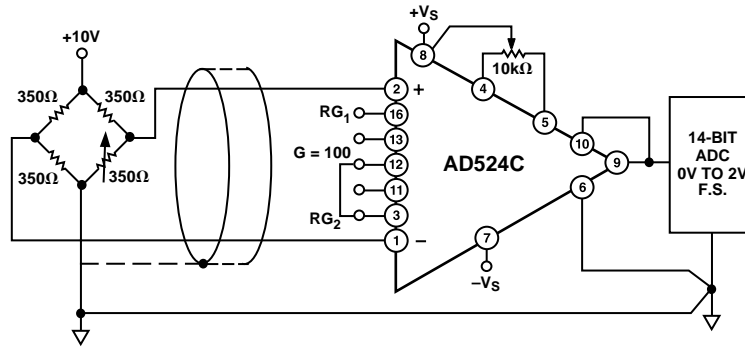


Figure 46. Typical Bridge Application

Table II. Error Budget Analysis of AD524CD in Bridge Application

Error Source	AD524C Specifications	Calculation	Effect on Absolute Accuracy at $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	Effect on Absolute Accuracy at $T_A = +85^{\circ}\text{C}$	Effect on Resolution
Gain Error	$\pm 0.25\%$	$\pm 0.25\% = 2500 \text{ ppm}$	2500 ppm	2500 ppm	–
Gain Instability	25 ppm	$(25 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C})(60^{\circ}\text{C}) = 1500 \text{ ppm}$	–	1500 ppm	–
Gain Nonlinearity	$\pm 0.003\%$	$\pm 0.003\% = 30 \text{ ppm}$	–	–	30 ppm
Input Offset Voltage	$\pm 50 \mu\text{V}$, RTI	$\pm 50 \mu\text{V}/20 \text{ mV} = \pm 2500 \text{ ppm}$	2500 ppm	2500 ppm	–
Input Offset Voltage Drift	$\pm 0.5 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$	$(\pm 0.5 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C})(60^{\circ}\text{C}) = 30 \mu\text{V}$ $30 \mu\text{V}/20 \text{ mV} = 1500 \text{ ppm}$	–	1500 ppm	–
Output Offset Voltage*	$\pm 2.0 \text{ mV}$	$\pm 2.0 \text{ mV}/20 \text{ mV} = 1000 \text{ ppm}$	1000 ppm	1000 ppm	–
Output Offset Voltage Drift*	$\pm 25 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$	$(\pm 25 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C})(60^{\circ}\text{C}) = 1500 \mu\text{V}$ $1500 \mu\text{V}/20 \text{ mV} = 750 \text{ ppm}$	–	750 ppm	–
Bias Current-Source Imbalance Error	$\pm 15 \text{ nA}$	$(\pm 15 \text{ nA})(100 \Omega) = 1.5 \mu\text{V}$ $1.5 \mu\text{V}/20 \text{ mV} = 75 \text{ ppm}$	75 ppm	75 ppm	–
Bias Current-Source Imbalance Drift	$\pm 100 \text{ pA}/^{\circ}\text{C}$	$(\pm 100 \text{ pA}/^{\circ}\text{C})(100 \Omega)(60^{\circ}\text{C}) = 0.6 \mu\text{V}$ $0.6 \mu\text{V}/20 \text{ mV} = 30 \text{ ppm}$	–	30 ppm	–
Offset Current-Source Imbalance Error	$\pm 10 \text{ nA}$	$(\pm 10 \text{ nA})(100 \Omega) = 1 \mu\text{V}$ $1 \mu\text{V}/20 \text{ mV} = 50 \text{ ppm}$	50 ppm	50 ppm	–
Offset Current-Source Imbalance Drift	$\pm 100 \text{ pA}/^{\circ}\text{C}$	$(100 \text{ pA}/^{\circ}\text{C})(100 \Omega)(60^{\circ}\text{C}) = 0.6 \mu\text{V}$ $0.6 \mu\text{V}/20 \text{ mV} = 30 \text{ ppm}$	–	30 ppm	–
Offset Current-Source Resistance-Error	$\pm 10 \text{ nA}$	$(10 \text{ nA})(175 \Omega) = 3.5 \mu\text{V}$ $3.5 \mu\text{V}/20 \text{ mV} = 87.5 \text{ ppm}$	87.5 ppm	87.5 ppm	–
Offset Current-Source Resistance-Drift	$\pm 100 \text{ pA}/^{\circ}\text{C}$	$(100 \text{ pA}/^{\circ}\text{C})(175 \Omega)(60^{\circ}\text{C}) = 1 \mu\text{V}$ $1 \mu\text{V}/20 \text{ mV} = 50 \text{ ppm}$	–	50 ppm	–
Common Mode Rejection 5 V dc	115 dB	$115 \text{ dB} = 1.8 \text{ ppm} \times 5 \text{ V} = 8.8 \mu\text{V}$ $8.8 \mu\text{V}/20 \text{ mV} = 444 \text{ ppm}$	444 ppm	444 ppm	–
Noise, RTI (0.1 Hz–10 Hz)	0.3 μV p-p	$0.3 \mu\text{V}$ p-p/20 mV = 15 ppm	–	–	15 ppm
Total Error			6656.5 ppm	10516.5 ppm	45 ppm

*Output offset voltage and output offset voltage drift are given as RTI figures.

Figure 47 shows a simple application, in which the variation of the cold-junction voltage of a Type J thermocouple-iron(+)-constantan—is compensated for by a voltage developed in series by the temperature-sensitive output current of an AD590 semiconductor temperature sensor.

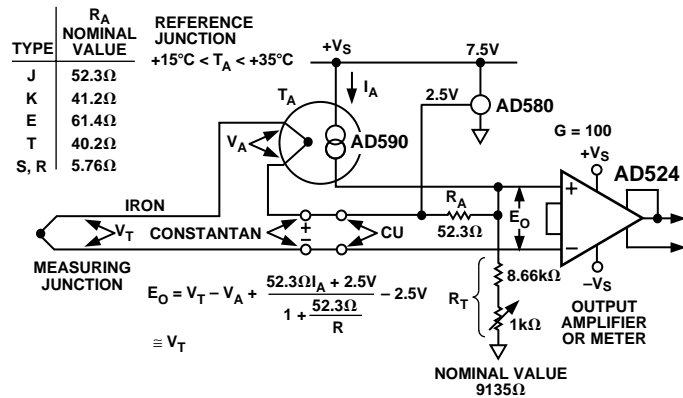


Figure 47. Cold-Junction Compensation

The circuit is calibrated by adjusting R_T for proper output voltage with the measuring junction at a known reference temperature

and the circuit near 25°C. If resistors with low tempcos are used, compensation accuracy will be to within ±0.5°C, for temperatures between +15°C and +35°C. Other thermocouple types may be accommodated with the standard resistance values shown in the table. For other ranges of ambient temperature, the equation in the figure may be solved for the optimum values of R_T and R_A.

The microprocessor controlled data acquisition system shown in Figure 48 includes both autozero and autogain capability. By dedicating two of the differential inputs, one to ground and one to the A/D reference, the proper program calibration cycles can eliminate both initial accuracy errors and accuracy errors over temperature. The autozero cycle, in this application, converts a number that appears to be ground and then writes that same number (8-bit) to the AD7524, which eliminates the zero error since its output has an inverted scale. The autogain cycle converts the A/D reference and compares it with full scale. A multiplicative correction factor is then computed and applied to subsequent readings.

For a comprehensive study of instrumentation amplifier design and applications, refer to the *Instrumentation Amplifier Application Guide*, available free from Analog Devices.

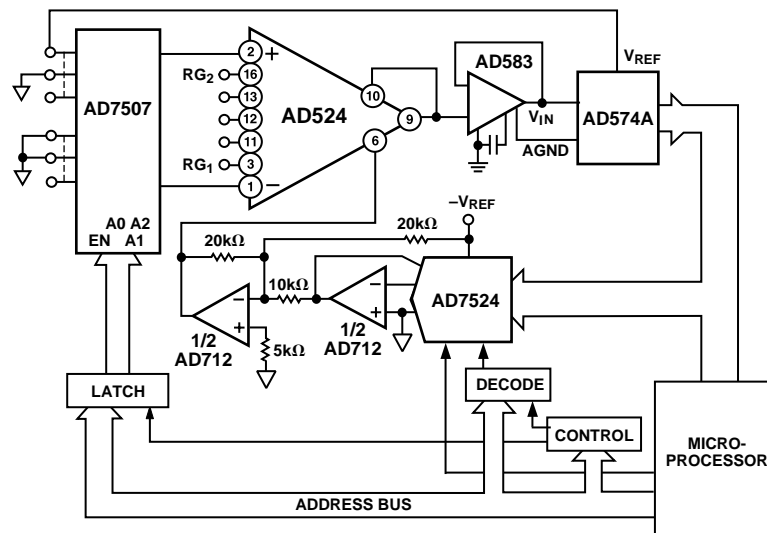


Figure 48. Microprocessor Controlled Data Acquisition System

