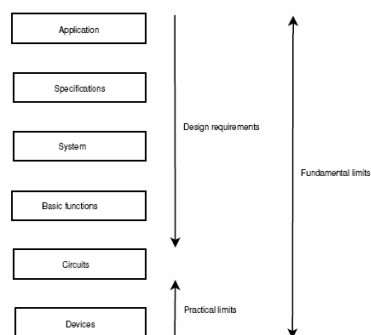

SYSTEMATISCH ONTWERPEN VAN INSTRUMENTATIEVERSTERKERS

11 november 2022



Dr. ing. M.J. van der Horst

Copyright ©M.J. van der Horst, 2019-2021

Alle rechten voorbehouden. Niets van dit manuscript mag worden verveelvoudigd, opgeslagen in een geautomatiseerd gegevensbestand, in enige vorm of op enige wijze, zonder voorafgaande schriftelijke toestemming van de auteur.

All rights reserved. No part of this publication may be reproduced or distributed in any form or by any means, or stored in a database or retrieval system, without prior permission of the copyright owner.

Inhoudsopgave

1	Inleiding	3
2	Nullor(s) implementeren met opamps	5
2.1	<i>Inleiding</i>	5
2.2	<i>De nullor</i>	6
2.2.1	De nullor toegepast in tegengekoppelde versterkers	6
2.3	<i>Nullorimplementaties</i>	9
2.3.1	Zwevende spanningsbronnen	10
2.4	<i>Ontwerpen met nullorimplementaties</i>	10
2.4.1	RIAA-versterker	10
2.4.2	Videoversterker	12
2.5	<i>Discussie</i>	13
2.6	<i>Conclusie</i>	14
3	Instrumentatieversterkers	15
3.1	<i>Inleiding</i>	15
3.1.1	Analyse van de verschillende IA-oplossingen	18
3.2	<i>Een classificatie van IA-oplossingen</i>	19
3.3	<i>Signaalbewerkingsfunctie met twee spanningsingangen</i>	20
3.4	<i>Aftrekkers met spanningsingang en spanningsuitgang</i>	21
3.4.1	Aftrekker met spanningsingang en spanningsuitgang: met verzwakking	22
3.4.2	Aftrekker met spanningsingang en spanningsuitgang: met versterking	24
3.5	<i>Aftrekkers met spanningsingang en stroomuitgang</i>	26
3.5.1	Aftrekker met spanningsingang en stroomuitgang 1	26
3.5.2	Aftrekker met spanningsingang en stroomuitgang 2	27
3.6	<i>Versterker met twee in- en uitgangen</i>	28
3.6.1	Spanningsversterker met twee in- en uitgangen 1	28
3.6.2	Spanningsversterker met twee in- en uitgangen 2	29
3.7	<i>Instrumentatieversterkerimplementaties</i>	30
3.7.1	Spanningsversterker met twee in- en uitgangen gevolgd door aftrekker met verzwakking	30
3.7.2	Spanningsversterker met twee in- en uitgangen gevolgd door aftrekker met versterking	31
3.7.3	IA spanning in, spanning uit, aftrekken in stroomdomein	32
3.7.4	IA spanning in, stroom uit, aftrekken in stroomdomein	33
3.7.5	Instrumentatieversterker met indirecte tegenkoppeling	34
3.8	<i>Ontwerp en realisatie van een IA</i>	37
3.9	<i>Opgaven</i>	42
3.10	<i>Antwoorden</i>	43
4	Ruis in Instrumentatieversterkers	45
4.1	<i>Ruisberekening</i>	45

5	IA-beperkingen	47
5.1	<i>Minimaal te verwerken signaalgrootte</i>	47
5.1.1	Metten in het spanningsdomein; de brug van Wheatstone	48
5.2	<i>Temperatuurgevoeligheid van rekstrookjes</i>	52
A	Afleiding van de ruisformule	55
	Bibliografie	61

Hoofdstuk 1

Inleiding

Bij het ontwikkelen van sensorsystemen voor het meten van diverse grootheden, kan men er tegenaan lopen dat het te meten signaal gesuperponeerd is op een veel groter signaal waar men niet in geïnteresseerd is. Wanneer deze signalen in het frequentiedomein van elkaar te onderscheiden is, dan kan men eenvoudig filtering toepassen om het ongewenste signaal kwijt te raken.

Wanneer de frequentiedomeinen overlappen, bijvoorbeeld 50 Hz brom en het signaal van het hart of hersenen, dan moet op een andere manier onderscheid gemaakt worden. Het signaal waar men in geïnteresseerd is, is als een verschilsignaal te zien. Het ongewenste grotere signaal doet zich veelvuldig voor als een zogenaamd gemeenschappelijk signaal. Zie als voorbeeld figuur 3.1 op bladzijde 15. Een schakeling die het verschilsignaal versterkt en het gemeenschappelijke signaal onderdrukt, is de instrumentatieversterker. Bij een vak als ‘sensormodule-ontwerp’ kan het voorkomen dat een instrumentatieversterker nodig is. Ook bij afstudeerprojecten is er veelvuldig behoefte aan het gebruik van instrumentatieversterkers.

Wanneer de elektronicaliteratuur bestudeerd wordt, valt op dat er een aantal implementaties gepresenteerd worden. Een fundamentele afweging van de kwaliteitsaspecten ontbreekt vaak. Ook hier krijgt de lezer de indruk dat een of meer slimme mensen een schakeling heeft bedacht die dan weer door anderen toegepast worden en mogelijk op detailniveau verbeterd. Wederom ontbreekt het antwoord op de belangrijke vraag: ‘hoe is de ontwerper tot deze implementatie gekomen?’.

Dit dictaat richt zich op het *systematisch* ontwerpen van instrumentatieversterkers. In hoofdstuk 3 wordt ingegaan op de wiskundige beschrijving van de functionaliteit van de instrumentatieversterker. Uit deze beschrijving volgt al een aantal oplossingsrichtingen die vermeden moeten worden, omdat ze tot kwalitatief slechte instrumentatieversterkers zullen leiden. Daarna volgt een classificatie van mogelijke oplossingen gegeven waarna deze oplossingen gepresenteerd worden. Deze classificatie dekt in principe alle bekende instrumentatieversterkeroplossingen. Een nadere analyse geeft de sterke en zwakke punten van de gepresenteerde oplossing. Eén gevonden oplossing is uitgewerkt en gerealiseerd. Deze instrumentatieversterker is niet eerder gepubliceerd en biedt verschillende interessante toepassingen in ‘low-voltage’ ontwerpen en wanneer een ‘goede’ onderdrukking van gemeenschappelijke signalen op ‘hoge’ frequenties nodig is. Dat laatste is een punt waar commercieel verkrijgbare instrumentatieversterkers vaak moeite mee hebben. Vaak is te zien dat op enkele (tientallen) kHz de onderdrukking van het gemeenschappelijke signaal te laag wordt, wat een fatsoenlijke meting van het gewenste signaal bedreigt.

Ruis is een fundamentele beperking die zich altijd voordoet. Daarom wordt in hoofdstuk 4 de spectrale ruisdichtheid van de instrumentatieversterker bepaald. Tenslotte richt hoofdstuk 5 zich op praktische beperkingen waar de ontwerper van sensorelektronica tegenaan kan lopen.

De implementaties in hoofdstuk 3 zijn op nullorniveau beschreven. Daarom presenteert hoofdstuk 2 een tweetal methoden om een nullor met behulp van één of twee opamps te imple-

menteren. Enkele voorbeelden van toepassingen van de implementatie met twee opamps worden ook gegeven.

Hoofdstuk 2

Nullor(s) implementeren met opamps

De nullor is een ideaal actief component waarmee alle mogelijke versterker-concepten kunnen worden ontworpen, behoudens wellicht de zogenaamde groep current-conveyors¹. Bij de Hogeschool van Amsterdam wordt de nullor en zijn toepassingen als versterker behandeld. Nadeel is dat de nullor een lastiger te implementeren ideaal component is.

In dit hoofdstuk wordt een aantal manieren om een nullor te implementeren met operationele versterkers behandeld. Omdat operationele versterkers nog in de body of knowledge and skills van het elektrotechniek-curriculum zit, kunnen deze implementaties gebruikt worden om de studenten diverse typen versterkers te leren ontwerpen en realiseren.

2.1 Inleiding

In 1966 publiceerde Tellegen zijn artikel waarin hij het concept van de nullor als eerste beschreef [1]. Op diverse technische universiteiten is sindsdien de nullor onderdeel van het elektronica-curriculum geworden en vormt hij de basis van diverse systematische ontwerpmethoden van versterkers [2]–[8], filters en mixers [9][10], oscillatoren [11][12], bandgap-referenties [13], enzovoort.

De hogescholen in Nederland hebben de nullor helaas nog niet in alle elektrotechniek/elektronica-curricula opgenomen. Een reden daarvoor zou kunnen zijn dat de nullor typisch met transistoren geïmplementeerd wordt. Transistoren in het algemeen worden tegenwoordig met zo weinig diepgang op het hoger beroepsonderwijs (HBO) behandeld, dat een nullor daarmee implementeren een bijna onoverkomelijk grote uitdaging voor de studenten wordt.

Een nullor implementeren met één of meer operationele versterkers (opamp) zou een uitkomst kunnen bieden. Elektrotechnisch ingenieurs van het HBO zouden dan de voordelen die de nullor in het ontwerp biedt kunnen uitbuiten en tot nieuwe ontwerp oplossingen kunnen komen. In dit stuk wordt een aantal mogelijke nullorimplementaties met versterkerontwerp gepresenteerd.

Paragraaf 2.2 beschrijft het nullorconcept en introduceert het symbool van de nullor. Verschillende soorten versterkers met één of twee tegenkoppelingen rond een nullor worden kort behandeld evenals een aantal ‘unieke’ instrumentatieversterkers.

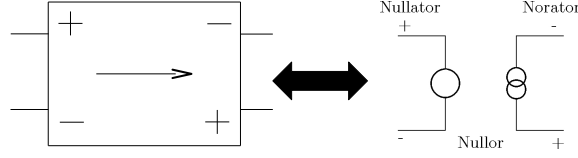
Nullorimplementaties op basis van operationele versterkers worden besproken in paragraaf 2.3, waarna in paragraaf 2.4 een aantal ontwerpen wordt gepresenteerd op basis van een op operationele versterkers gebaseerde nullorimplementatie.

1. Dit hoofdstuk is een bewerkte versie van het interne rapport ‘Nullor implementatie met opamps’ dat voor de richting engineering-elektrotechniek en de onderwijskundige van de HvA geschreven is.

Een discussie over de voordelen van nullorimplementatie voor het elektronisch ontwerpen en het elektrotechniekonderwijs wordt gegeven in paragraaf 2.5, waarna paragraaf 2.6 het manuscript afsluit met de conclusie.

2.2 De nullor

De nullor bestaat uit een gekoppelde nullator en norator (zie fig. 2.1). De nullator is een fictief



Figuur 2.1: De nullor [7].

component dat geen spanningsverschil tussen zijn klemmen wil en geen stroom wil doorlaten. Ook de norator is een fictief component dat elk willekeurig spanningsverschil tussen zijn klemmen kan opwekken en elke gewenste stroom door de klemmen kan laten lopen. De nullator en de norator kunnen samenwerken als één component, de nullor, waarbij de norator aan de uitgang en nullator aan de ingang zit. De norator probeert er voor te zorgen dat er aan de poortvoorwaarden van de nullator voldaan wordt. Dat kan alleen maar door een fractie van het uitgangssignaal van de nullor (norator) te meten en aan één van de ingangsklemmen aan te bieden. De grootte van deze fractie bepaalt de waarde van het uitgangssignaal. Dit proces wordt tegenkoppeling genoemd.

2.2.1 De nullor toegepast in tegengekoppelde versterkers

Figuur 2.2 toont een overzicht van de vier soorten tegengekoppelde versterkers met één tegenkoppellus.

Door de tegenkoppeling wordt (een deel van) het uitgangssignaal van de norator weer aangeboden aan een van de ingangen van de nullator, waardoor de stroom door en het spanningsverschil over de ingangsklemmen van de nullator nul gemaakt kan worden.

Het is echter ook eenvoudig om twee tegenkoppellussen aan te brengen rond een nullor. Er zijn twee soorten versterkers met twee tegenkoppellussen die met impedanties zijn samengesteld [2]. Bij deze versterkers hangt de ingangsimpedantie af van de belastingsimpedantie en de uitgangsimpedantie hangt af van de bronimpedantie.

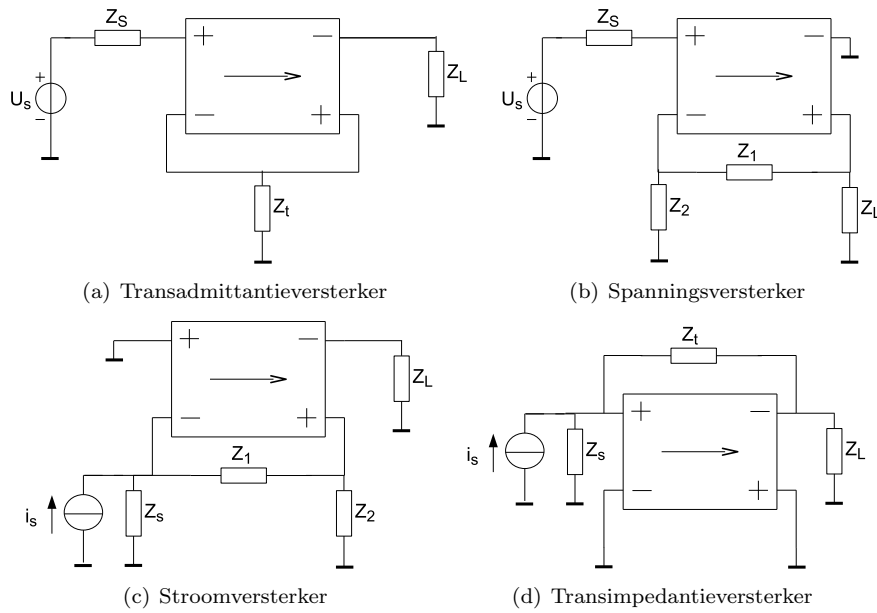
Figure 2.3(a) toont een versterkerconfiguratie waarbij zowel de spanningsversterking $\mu = (Z_1 + Z_2)/Z_2$ als de stroomversterking $\alpha = (Z_3 + Z_4)/Z_3$ zijn vastgelegd door de tegenkoppellussen. Daarnaast is de transimpedantie ook nauwkeurig vastgelegd: $\zeta = (Z_1 + Z_2) \cdot (Z_3 + Z_4)/(Z_2 + Z_3)$ [2].

Wanneer de belastingsimpedantie, Z_L , oneindig is of nauwkeurig bekend, dan wordt de ingangsimpedantie van de versterker ook nauwkeurig geregeld naar een waarde gegeven door [2]

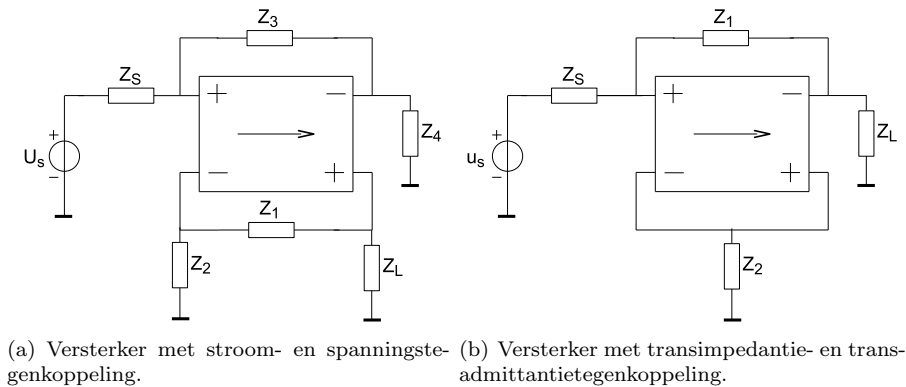
$$Z_{\text{in}} = \frac{Z_L}{\mu(\frac{Z_L}{\zeta} + \frac{1}{\alpha})}. \quad (2.1)$$

Een nauwkeurig bekende uitgangsimpedantie kan gerealiseerd worden wanneer de bronimpedantie oneindig is of nauwkeurig bekend:

$$Z_{\text{uit}} = \frac{Z_s}{\alpha(\frac{Z_s}{\zeta} + \frac{1}{\mu})}. \quad (2.2)$$



Figuur 2.2: De vier mogelijke versterkers met één tegenkoppellus bestaande uit resistieve eenpoorten en nullors.



Figuur 2.3: Twee versterkers met twee tegenkoppellussen.

Deze configuratie kan bijvoorbeeld gebruikt worden om een ruisarme, nauwkeurige en lineaire dempingsweerstand voor magneto-dynamische transducenten, toegepast in grammofoonspelers, te maken [14]. Hoewel tegenwoordig de meeste muziek in digitale vorm aangeboden wordt, is de vinyl grammofoonplaat nog steeds populair en stijgen de wereldwijde verkopen [15], ook al is dit medium voor data-opslag ongeveer even verouderd als de wasrol [16]. Er is daarom nog steeds behoefte aan goede versterkers die met magneto-dynamische sensoren in grammofoonspelers overweg kunnen. Sterker nog, er is een groeiende markt voor excellente ‘phono-versterkers’ voor moving coil (MC) cartridges. Jammer genoeg tonen zogenaamde ‘high-end’ (en ‘high-price’) producten signaal-ruis verhoudingen die veraf liggen van wat realiseerbaar is [15].

Voor een correcte responsie moeten deze sensoren belast worden door een weerstand van

47 k Ω [16] (blz.322) met een (optionele) parallelcapaciteit van 250–850 pF [15]. Een (veel) hogere impedantie kan tot gevolg hebben dat de resonantiekenarakteristiek gevormd door de inductie van de cartridge en de belastingscapaciteit sterk negatief beïnvloed wordt tussen 10 kHz en 20 kHz [14]. Wanneer de ingangsweerstand van de RIAA-versterker² door middel van een weerstand op 47 k Ω wordt ingesteld, dan kan deze ruisbepalend zijn. Door een configuratie te gebruiken op basis van figuur 2.3(a) kan er een ingangsimpedantie gecreëerd worden met minder ruis.

α en μ kunnen één gemaakt worden door de eenheidsterugkoppeling aan te brengen op de plek van de stroomtegenkoppeling respectievelijk spanningstegenkoppeling.

Door zowel de transimpedantie (ζ) als de transadmittantie (γ) vast te leggen, krijgen we een versterker waarvan zowel de ingangs- als uitgangsimpedantie afhangt van de bron- en belastingsimpedantie, zie fig. 2.3(b). Naast de transimpedantie en transadmittantie, worden ook de spanningsversterking (μ) en stroomversterking (α) nauwkeurig vastgelegd:

$$\begin{aligned}\mu &= \frac{Z_L Z_s (Z_2 - Z_1)}{Z_s Z_L (Z_2 + Z_s) + Z_2 Z_s (Z_1 + Z_s)}, \\ \gamma &= \frac{Z_s (Z_2 - Z_1)}{Z_s Z_L (Z_2 + Z_s) + Z_2 Z_s (Z_1 + Z_s)}, \\ \zeta &= (Z_2 - Z_1) \frac{Z_L}{Z_2 + Z_L}, \\ \alpha &= \frac{(Z_2 - Z_1)}{Z_2 + Z_L}.\end{aligned}\tag{2.3}$$

De in- en uitgangsimpedantie worden nu $Z^2 = Z_1 Z_2$, wanneer geldt $Z = Z_{in} = Z_{uit} = Z_s = Z_L$, waarbij Z gelijk is aan de karakteristieke impedantie (Z_k). Deze eigenschap maakt dit type versterker interessant om toe te passen in karakteristieke impedantiesystemen.

Gewoonlijk wordt karakteristieke impedantie-matching aan de ingang van de versterker gewaarborgd door een weerstand met de waarde Z_k parallel te plaatsen, en aan de uitgang door een weerstand gelijk aan Z_k in serie te plaatsen. Nadeel hiervan is dat de SNR meer afneemt dan strikt noodzakelijk, omdat de weerstand al evenveel ruis introduceert als de Z_k . Daarnaast voegt de versterker nog ruis toe. Doordat de versterker twee keer zoveel moet uitsluiten om een zekere spanning over Z_k te genereren, zal de vervorming in de versterker toenemen [2]–[7]. Door de versterker van fig. 2.3(b) toe te passen is het mogelijk de afname van de SNR te beperken door de toevoeging van extra ruis te beperken tot dat van een ruisarme versterker, terwijl er voor gelijke uitsluiting over Z_k een twee keer zo kleine uitgangsspanning van de versterker nodig is, wat de vervorming vermindert.

Naast toepassing als ruisarme versterker voor karakteristieke impedantiesystemen, is fig. 2.3(b) ook succesvol gebruikt als lage-ruisbelasting waarmee de kwaliteitsfactor van een resonator in infra-rood telemetriesystemen is vastgelegd [17] [18].

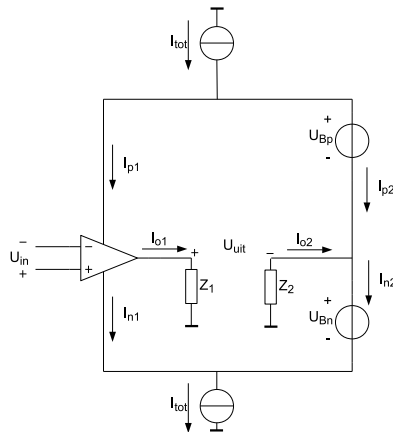
Twee terugkoppelingen aan kunnen brengen geeft ook de mogelijkheid om één lus tegenkoppeling te laten geven en de andere meekoppeling. Een nauwkeurig bekende negatieve ingangsimpedantie kan nu gerealiseerd worden, die gebruikt kan worden als lage ruis ontledingsschakeling voor resonatoren. Op deze manier kunnen lage ruis harmonische oscillatoren gerealiseerd worden [11][12][13].

2. De Record Industry Association of America (RIAA) heeft de filterkarakteristiek voor platenspelers gestandaardiseerd.

2.3 Nullorimplementaties

Alleen in het geval van de de spanningsversterker en de transimpedantieverstker kunnen de nullors zonder problemen geïmplementeerd worden met opamps. Bij deze versterkers is één uitgangsklem met de referentie verbonden; bij de opamp is dat intern ook het geval. In alle andere gevallen is juist het feit dat er geen differentieel, zwevend (geïsoleerd) uitgangsklemmenpaar beschikbaar is het probleem. Wanneer alleen opamps gebruikt worden als mogelijke nullorimplementatie, dan is het mogelijk om de voeding geïsoleerd van de signaalbron uit te voeren.

Nordholt heeft een mogelijke nullorimplementatie beschreven waarbij de isolatie met behulp van stroombronnen uitgevoerd wordt [19], zie figuur 2.4. De ingangsklemmen van de opamp vormen de ingang van de nullor (nullator), de $+$ en $-$ bij Z_1 en Z_2 de uitgang (norator).



Figuur 2.4: Een nullorimplementatie met één opamp.

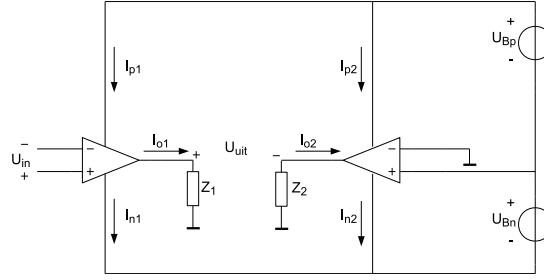
De stroombronnen leveren meer dan de (maximale) stroom die de opamp moet kunnen leveren aan de belasting. De resterende stroom zal door de spanningsbronimplementaties lopen. Nordholt gebruikte zenerdiodes om de spanningsbronnen te implementeren. Er moet typisch een aantal mA door een zenerdiode lopen om deze zijn gespecificeerde zenerspanning te laten leveren. Daarnaast treedt er een spanningsval over de stroombronimplementaties op. Deze implementatie van de nullor is derhalve minder geschikt voor low-power, low-voltage toepassingen. Daarnaast is het weer nodig om transistoren te gebruiken om de stroombronnen te implementeren.

Wanneer de voedinsspanningsbronnen zwevend t.o.v. de referentie gemaakt kunnen worden, dan vervalt de behoefte aan de stroombronnen en blijft er een oplossing over die toegepast kan worden, zonder gebruik te hoeven maken van transistoren.

Huijsing presenteerde een elegante oplossing op basis van twee opamps en zwevende spanningsbronnen [20]. Fig 2.5 toont zijn implementatie.

Deze implementatie heeft een aantal voordelen t.o.v. de implementatie van fig. 2.4. De maximale spanningszwaai is (bijna) gelijk aan $U_{Bp} + U_{Bn}$ wanneer opamps met rail-rail uitgang gebruikt worden. Daarnaast zijn in dit geval de uitgangscircuits identiek geconstrueerd: beide uitgangsklemmen worden gevormd door een uitgangstrap van een opamp.

De rechter opamp regelt zijn stroom i_{o2} zodanig, dat de totale positieve en negatieve stromen gelijk zijn aan elkaar [20]. Er geldt $i_{o1} = i_{p1} - i_{n1}$, $i_{o2} = -i_{p2} + i_{n2}$ en $i_{tot} = i_{p1} + i_{p2} = i_{n1} + i_{n2}$, hieruit volgt dat $i_{o2} = i_{p1} - i_{n1} = i_{o1}$ (wanneer we lekstromen vanuit de opamps negeren).



Figuur 2.5: Een nullorimplementatie met twee opamps.

2.3.1 Zwevende spanningsbronnen

Signaalbron en belasting hebben dezelfde referentie. De spanningsbronnen van de opamps moeten geïsoleerd zijn ten opzichte van deze referentie: geen galvanisch contact en bij voorkeur een verwaarloosbare capaciteit naar die referentie.

Een mogelijkheid is om een apart voedingscircuit te ontwerpen voor de opamps en die nergens door te verbinden met de voeding van de overige elektronica. DC-DC converters kunnen ook toegepast worden, maar hierbij neemt het risico op verstoorde werking van de opamps toe. DC-DC converters schakelen met een bepaalde frequentie. Het vermogen om storingen op de voedingsklemmen te onderdrukken is beperkt en neemt bij toenemende frequentie af. Batterijen kunnen natuurlijk ook gebruikt worden, net als oplossingen voor energy-harvesting, zoals zonnecellen.

2.4 Ontwerpen met nullorimplementaties

Om ontwerpmogelijkheden met nullors te verduidelijken, presenteert deze paragraaf een aantal ontwerpen op basis van de nullorimplementatie van figuur 2.5. Deze voorbeelden mogen geenszins gezien worden als de best mogelijke implementatie. De gepresenteerde voorbeelden zijn namelijk niet geoptimaliseerd voor wat de fundamentele beperkingen ruis, bandbreedte en signaal betreft. Een optimalisatieslag m.b.t. deze beperkingen zal tot betere implementaties leiden.

2.4.1 RIAA-versterker

De frequentieafhankelijke overdracht van de spanningsversterking van een RIAA-versterker wordt gegeven door

$$\mu(s) = \mu(0) \frac{(s + z)}{(s + p_1)(s + p_2)}, \quad (2.4)$$

waarbij s de Laplace-operator is en $z = -500$ Hz, $p_1 = -50$ Hz en $p_2 = -2122$ Hz. De spanningsversterking bij dc ($\mu(0)$) is voor moving-magnet cartridges 50–60 dB en voor moving-coil 70–80 dB [21]. In het hier gepresenteerde ontwerp op basis van fig. 2.3(a), is gekozen voor $\mu(0) = 60$ dB.

Door $Z_3 \approx 344\text{k}\Omega$ en $Z_4 \approx 340\Omega$ wordt $\mu(0) = 60$ dB. Voor de ruis gezien staat nu de parallelschakeling van Z_3 en Z_4 in serie met het ingangssignaal. Deze impedantie (weerstand) is relatief laag en zal daardoor het ruisgedrag niet te nadelig beïnvloeden. De serieschakeling van Z_1 en Z_2 zal voor het ruisgedrag betreft parallel aan de ingang staan. In dit geval geldt dat deze serieschakeling een hoge weerstand moet hebben om weinig ruis toe te voegen.

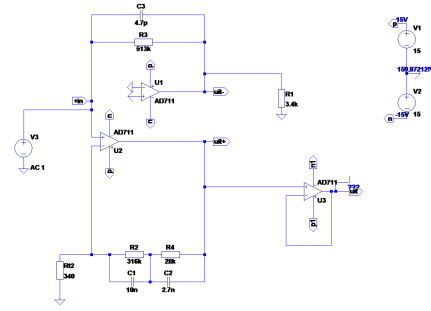
Om de cartridge met de juiste impedantie van $47\text{ k}\Omega$ te belasten zonder de ruis van een weerstand van $47\text{ k}\Omega$ te introduceren, moet de belasting Z_L oneindig gemaakt worden. Er kan

nu afgeleid worden dat voor de ingangsimpedantie

$$Z_{in} = Z_2 \left(\frac{Z_3 + Z_4}{Z_2 + Z_4} \right) \quad (2.5)$$

geldt.

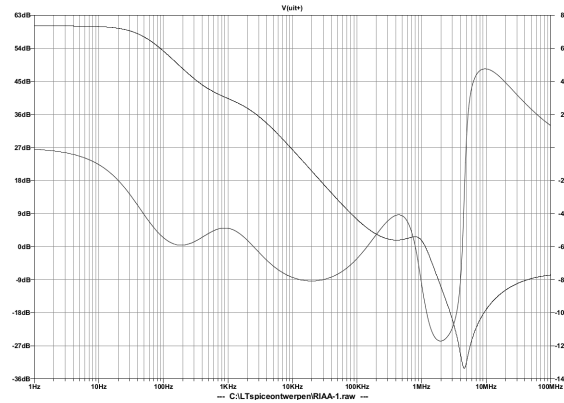
De som $Z_3 + Z_4$ moet relatief hoog zijn voor een laag ruisgedrag. Daarom is $Z_4 \approx 10Z_2$ gekozen. Er volgt nu dat $Z_3 \approx 513.6 \text{ k}\Omega$. Het totale ontwerp is getoond in figuur 2.6. Opamps



Figuur 2.6: Een RIAA-versterker met $47 \text{ k}\Omega$ ingangsimpedantie.

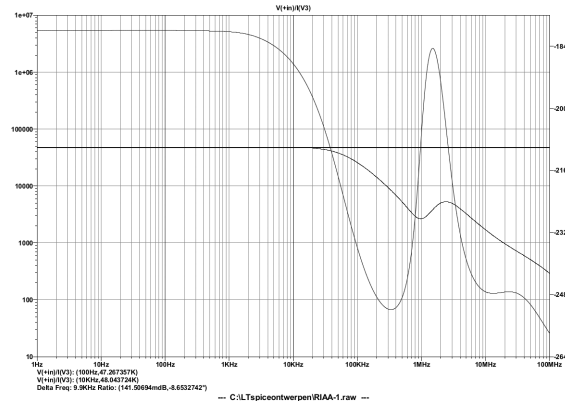
U1 en U2 vormen de nullor; opamp U3 is geschakeld als spanningsvolger. Deze zorgt ervoor dat de nullor belast wordt met een ‘oneindig’ hoge ingangsimpedantie en kan de rest van de audio-installatie aansturen.

Het Bodediagram is te zien in fig.2.7. Bij lage frequenties is de versterking 59.8 dB , de eerste pool (-3 dB) ligt op 50 Hz . Het nulpunt ligt op 500 Hz , gevolgd door de pool op 2.1 kHz . De ingangsimpedantie wordt getoond in fig. 2.8. Het is te zien dat binnen de gewenste



Figuur 2.7: Bodediagram van de RIAA-versterker.

audio-bandbreedte tot 20 kHz de ingangsimpedantie $47 \text{ k}\Omega$ +maximaal 2.2% is. Zonder dat een uitgebreide ruisoptimalisatie is gedaan, is een totale equivalente ingangsspanningsruis bereikt van $2.54 \mu\text{V}$ (bandbreedte 1 Hz – 20 kHz) met een AD 711 opamp. De bronimpedantie is gesimuleerd door een weerstand van $1.3388 \text{ k}\Omega$ met een spoel van 460 mH in serie. Dit is de gemeten impedantie van een ‘Shure V15 III’ cartridge [14].



Figuur 2.8: Ingangsimpedantie van de RIAA-versterker.

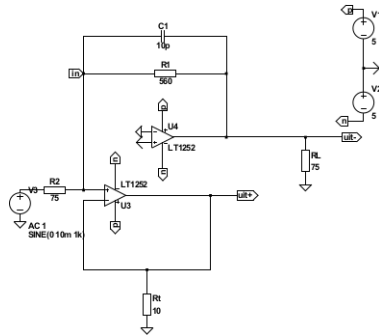
Wanneer een spanningsversterker wordt ontworpen rond dezelfde opamp, met dezelfde spanningstegenkoppellus, dezelfde bronimpedantie en een $47 \text{ k}\Omega$ als dempingsweerstand parallel aan de ingangsklem, dan is de gesimuleerde ruis $4.07 \mu\text{V}$. Deze oplossing produceert dus 1.6 keer meer ruis.

Voor audiofielen die een goede, ruisarme en eenvoudige RIAA-versterker willen, kan het in deze paragraaf gepresenteerde ontwerp interessant zijn.

2.4.2 Videoversterker

Voor een videosysteem is een versterker nodig die het vermogen van het videosignaal vergroot. Het videosignaal heeft een bandbreedte van 5 MHz . De bron en belasting hebben een karakteristieke impedantie van 75Ω .

Met $Z_1 = 560 \Omega$ en $Z_2 = 10 \Omega$ wordt er voldaan aan de eis $Z_{in} = Z_{uit} = 75 \Omega$. In dit geval is $\mu = 10.2 \text{ dB}$ en $\alpha = 16.2 \text{ dB}$. Implementatie van de nullor met de LT1252 levert een

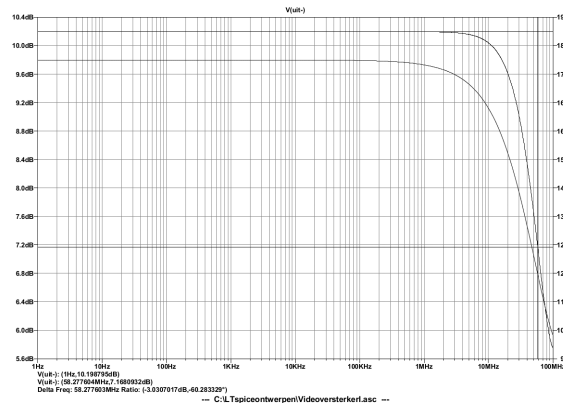


Figuur 2.9: Een videoversterker.

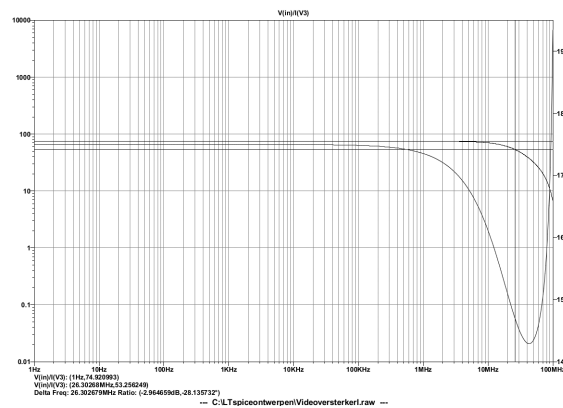
bandbreedte op van 58 MHz (met $C = 10 \text{ pF}$), zoals in fig. 2.10 te zien is. Figuur 2.11 toont de ingangsimpedantie van de videoversterker. Die is 74.9Ω met een bandbreedte van 26 MHz .

De ruis binnen de bandbreedte van 58 MHz is $30.6 \mu\text{V}$. Dat is niet bepaald ruisarm: een bronweerstand van 75Ω produceert met dezelfde bandbreedte $8.5 \mu\text{V}$ spanningsruis.

Een ‘klassieke’ videoversterker met afsluitweerstand van 75Ω zal $49.9 \mu\text{V}$ spannings-



Figuur 2.10: Spanningsversterking als functie van de frequentie van de videoversterker.



Figuur 2.11: Ingangsimpedantie als functie van de frequentie van de videoversterker.

ruis produceren onder voorwaarde van dezelfde bandbreedte en dezelfde opamp (en gelijke spanningsversterking). Deze implementatie levert dus een verbetering op. Een ruisarmere opamp kan verdere beperking van de ruis mogelijk maken. Het is zelfs mogelijk om een totale ruis in dezelfde orde grootte van de bronweerstand te krijgen³.

2.5 Discussie

Hoewel de nullor binnen de HBO-opleidingen tot elektrotechnisch ingenieur grotendeels onbekend is, is de nullor een belangrijke en nuttige bouwsteen binnen de analoge elektronica. Door gebruik te maken van een nullorimplementatie met operationele versterkers wordt het mogelijk om het nullorconcept ook binnen de HBO-opleiding elektrotechniek te gebruiken. Versterkers die aanvankelijk niet behandeld en gerealiseerd konden worden vallen nu binnen het handbereik van de studenten. Met name op het gebied van instrumentatieversterkers kan met eenvoudige schakelingen een enorme kwaliteitsverbetering bereikt worden, puur door nullors te gaan gebruiken. Het innoverend vermogen van elektrotechnisch ingenieurs wordt hierdoor verder gestimuleerd.

3. Door bipolaire transistoren te gebruiken als nullorimplementatie lukt dat. Of er al opamps te koop zijn die ruisarm genoeg zijn, vergt nader onderzoek.

Nullors kunnen bij ‘low-voltage, low-power’ analoge elektronica, zoals benodigd bij draadloze sensorsystemen, interessante toepassingsmogelijkheden bieden omdat zij signaaloverdracht in het stroomdomein mogelijk maken. Vanwege de lage voedingsspanning is er maar beperkte spanningsuitsturing mogelijk, wat de SNR zou kunnen beperken. Door in het stroomdomein te werken wordt deze beperking omzeild. Dit voordeel zou kunnen opwegen tegen het nadeel van het vergrootte stroomverbruik, zolang maar aan de specificaties rond SNR en vermogensdissipatie voldaan wordt. Wanneer studenten leren met nullors te werken kunnen zij dus energiezuinige sensorsystemen ontwerpen waarvan ook de analoge elektronica voor de toepassing geoptimaliseerd is.

2.6 Conclusie

Dit document beschrijft een aantal toepassingen van nullors en een tweetal nullorimplementaties met operationele versterkers. Daarnaast wordt een drietal voorbeelden gegeven van elektronische implementaties die niet met traditionele operationele versterkerconfiguraties gerealiseerd kunnen worden.

De gepresenteerde ontwerpen tonen allemaal verbeteringen ten opzichte van traditionele oplossingen voor de gebruikte toepassing, terwijl er nog geen optimalisatie is uitgevoerd.

De gepresenteerde nullorimplementatie(s) op basis van operationele versterkers bieden de mogelijkheid om de mogelijkheden van de nullor ook in het HBO-elektrotechniek curriculum op te nemen om zo, uiteindelijk, het innovatieve vermogen van elektrotechnisch ingenieurs in het midden- en kleinbedrijf te vergroten.

Hoofdstuk 3

Instrumentatieversterkers

Dit hoofdstuk geeft een systematisch classificatie van instrumentatieversterkers. De nadruk wordt gelegd op het begrijpen van het doel en de werking van dit type versterker. Het zal duidelijk worden dat er dus (veel) meer mogelijke implementaties bestaan dan in de meeste elektronica boeken beschreven worden.

3.1 Inleiding

Een veelvuldig voorkomend probleem in de instrumentatie is de bepaling van het verschil van twee nagenoeg gelijke signalen [22]. Deze situatie treedt bijvoorbeeld op bij het meten van kleine spanningsverschillen waarbij op beide meetpunten een relatief groot stoorsignaal staat. Figuur 3.1 toont een tweetal voorbeelden van kleine signalen die op een groter signaal staan [23]. Het eerste

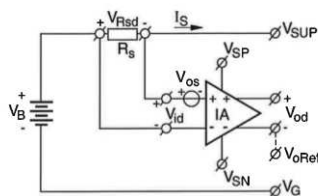


Fig.2.3: Instrumentation Amplifier for interfacing a current-sense resistor.

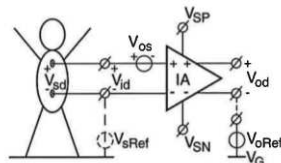


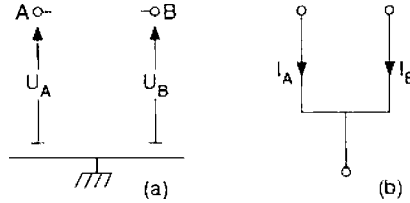
Fig.2.4: Instrumentation Amplifier for interfacing medical electrodes.

Figuur 3.1: Een tweetal voorbeelden van situaties waarbij het spanningsverschil waarin men geïnteresseerd is op een veel groter (stoor)signaal staan. Uit [23].

voorbeeld toont een schakeling waarmee de opgenomen stroom I_s gemeten wordt. Hiervoor wordt de stroom I_s omgezet naar een lage spanningsval over weerstand R_s . Stel dat deze spanningsval 10 mV bedraagt en de batterijspanning U_B 3 V is. Aan één kant van R_s staat nu 3 V, terwijl aan de andere zijde 2,990 V staat. In deze spanningen zijn we niet geïnteresseerd; we willen slechts de 10 mV meten en versterken.

Het tweede voorbeeld toont een situatie zoals die o.a. in ziekenhuizen voorkomt. Bij het meten van een electrocardiogram willen we het verschilsignaal u_{sd} tussen de elektroden meten. Spanning u_{sd} ligt in de orde grootte van een aantal mV. Door capacatieve koppeling met het lichtnet voert de patiënt echter een 50 Hz bromspanning, die rond 200 mV_{piek–piek} (en theoretisch wel 6 V_{piek–piek} tot 120 V_{piek–piek}) kan bedragen [24]. Ook in dit geval wil men geen last van de bromspanning hebben en alleen u_{sd} versterken.

In het algemeen kan dit probleem volgens fig. 3.2 gemodelleerd worden. Twee punten A



Figuur 3.2: a. Spanningen op twee (knoop)punten en b. Stromen in takken (uit: [25]).

en B hebben beide een potentiaal ten opzichte van de referentie, U_A en U_B en ten opzichte van elkaar. Ten opzichte van elkaar is er een zogenaamde verschilspanning of ‘differential-mode’ spanning aanwezig die wordt gegeven door:

$$U_{DM} = u_v = U_A - U_B \quad (3.1)$$

Beide punten A en B voeren een gemeenschappelijke spanning of ‘common-mode’ spanning t.o.v. de referentie, die gegeven wordt door:

$$U_{CM} = u_g = \frac{1}{2}(U_A + U_B) \quad (3.2)$$

Deze formules kunnen we gebruiken om de spanningen U_A en U_B als volgt te definiëren:

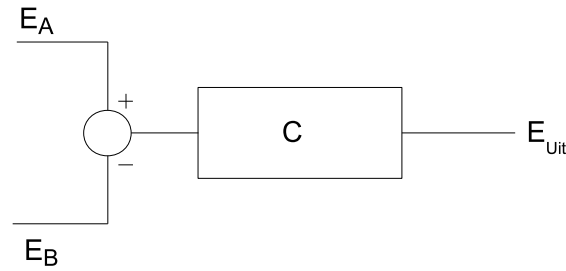
$$\begin{aligned} U_A &= U_{CM} + \frac{1}{2}U_{DM} = U_g + \frac{1}{2}U_v \\ U_B &= U_{CM} - \frac{1}{2}U_{DM} = U_g - \frac{1}{2}U_v \end{aligned} \quad (3.3)$$

Voor stromen kan een soortgelijk betoog gehouden worden. Er geldt dan:

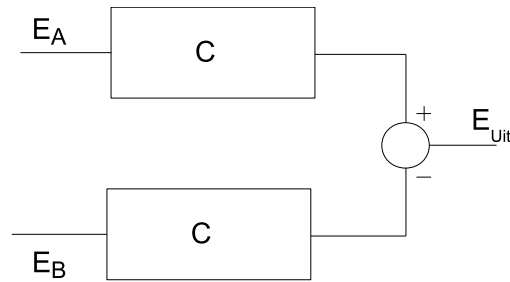
$$\begin{aligned} I_A &= I_{CM} + \frac{1}{2}I_{DM} = I_g + \frac{1}{2}I_v \\ I_B &= I_{CM} - \frac{1}{2}I_{DM} = I_g - \frac{1}{2}I_v \end{aligned} \quad (3.4)$$

De formules (3.3) en (3.4) tonen dat wanneer het verschil van U_A en U_B (resp. I_A en I_B) genomen wordt, het resultaat gelijk is aan U_{DM} (resp. I_{DM}). U_{CM} wordt dus nul. De resulterende spanning U_{DM} of stroom I_{DM} kunnen nu verder versterkt worden.

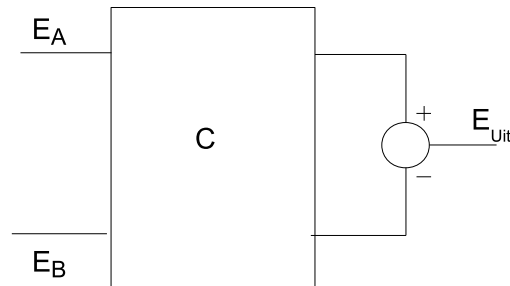
Signaalbewerkingsfuncties die alleen het verschilsignaal versterken en het gemeenschappelijke signaal onderdrukken, worden ‘instrumentatieversterkers’ (IA) genoemd. In basissignaalbewerkingsfuncties uitgedrukt, voert de IA de basisbewerkingen aftrekken en vermenigvuldigen met een constante uit. Figuur 3.3 toont de basissignaalbewerkingsfuncties die de aftrekfunctie en de versterking realiseren. Er is echter nog een oplossing: er kan ook eerst versterkt worden en daarna afgetrokken. Figuren 3.4 en 3.5 tonen dit principe. In het geval van figuur 3.4 hebben



Figuur 3.3: De basissignaalbewerkingsfuncties van een instrumentatieversterker: aftrekken gevolgd door versterken. E_A , E_B en E_{uit} kunnen zowel spanningen als stromen zijn.



Figuur 3.4: De basissignaalbewerkingsfuncties van een instrumentatieversterker: versterken gevolgd door aftrekken. E_A , E_B en E_{uit} kunnen zowel spanningen als stromen zijn.



Figuur 3.5: De basissignaalbewerkingsfuncties van een instrumentatieversterker: versterken gevolgd door aftrekken. E_A , E_B en E_{uit} kunnen zowel spanningen als stromen zijn.

beide takken E_A en E_B hun eigen onafhankelijke versterkingsblok. Figuur 3.5 toont de oplossing met één versterkingsblok en twee in- en uitgangen.

Het is nu voor deze oplossingen mogelijk om systematisch alle mogelijkheden voor aftrekken en vermenigvuldigen in spanning- en stroomdomein te inventariseren om er achter te komen welke theoretische mogelijkheden allemaal bestaan. Hier wordt er echter voor gekozen om beide oplossingen op dit hiërarchische niveau te analyseren om uitspraken te kunnen doen of één van de oplossingen superieur, of juist inferieur, is. Het spreekt voor zich dat een classificatie van mogelijkheden alleen de moeite loont voor de superieure oplossing(en).

3.1.1 Analyse van de verschillende IA-oplossingen

Voor de IA van fig. 3.3 geldt $E_{uit} = (E_A - E_B)c$ en voor die van fig. 3.4 $E_{uit} = E_{AC} - E_{BC} = (E_A - E_B)c$. Beiden hebben idealiter dezelfde overdracht. Als echter één kleine niet-idealiteit geïntroduceerd wordt in de versterkingen van fig. 3.4, dan geldt ineens $E_{uit} = E_{AC}c_A - E_{BC}c_B$, waarbij c_A en c_B de versterkingen van tak A en tak B zijn. Er kan al direct geconcludeerd worden dat de nauwkeurigheid van de gewenste overdracht beperkt wordt de nauwkeurigheid waarmee c_A en c_B aan elkaar gelijk gemaakt kunnen worden.

De effecten van $c_A \neq c_B$ kunnen bestudeerd worden door te stellen dat de gewenste versterking c is. Voor c_A en c_B kunnen we stellen dat $c_A = c \pm \varepsilon_A$ en $c_B = c \pm \varepsilon_B$, waarbij ε_A en ε_B de tolerantie in de versterkingen voorstelt. Reken na dat voor E_{uit} nu afgeleid kan worden:

$$E_{uit} = E_v \left(c \pm \frac{1}{2}(\varepsilon_A \pm \varepsilon_B) \right) \pm E_g (\varepsilon_A \pm \varepsilon_B). \quad (3.5)$$

Er treedt dus onnauwkeurigheid in de gewenste verschilversterking (DM-versterking). Hier valt vaak mee te leven, want vaak geldt $c \gg \varepsilon$. Het is echter veel erger dat er ‘CM-DM’-omzetting plaatsvindt: de gemeenschappelijke signalen worden naar een uitgangssignaal omgezet. Als we deze omzetting nu ‘versterking’ noemen, dan volgt:

$$c_{\text{CMDM}} = \frac{E_{uit}}{E_g} = \frac{E_g (\varepsilon_A \pm \varepsilon_B)}{E_g} = \varepsilon_A \pm \varepsilon_B. \quad (3.6)$$

Als nu het slechtste geval bekeken wordt, dan treedt die op wanneer de absolute waarden van de tolerantie genomen wordt. Dan geldt:

$$c_{\text{CMDM}} = |\varepsilon_A| + |\varepsilon_B|. \quad (3.7)$$

Stel dat de tolerantie in de versterkingen 2 % is: $|\varepsilon_A| = |\varepsilon_B| = 2\%$. Voor c_{CMDM} wordt nu $4 \cdot 10^{-2}$ gevonden. Bedenk dat dit betekent dat wanneer de gemeenschappelijk spanning 1 V is, er ten gevolge hiervan een spanning van (maximaal) 40 mV aan de uitgang verschijnt terwijl we 0 V willen.

Stel nu dat $c = 100$ en dat er een ECG gemeten wordt met een amplitude van 5 mV en dat de gemeenschappelijke stoorspanning op 50 Hz 1 V is¹. De gewenste ECG aan de uitgang heeft een amplitude van 500 mV en er is een brom aan de uitgang te verwachten van (max.) 40 mV! Belangrijke details van het ECG kunnen verdrinken in de brom, waardoor het ECG niet meer gebruikt kan worden om diagnoses te stellen. Om een idee te geven, bij moderne apparatuur om biopotentialen zoals ECG te meten, is in veel gevallen een equivalent storingsniveau van 10 μV aan de ingang² acceptabel [24]. Aan de uitgang van de versterker betekent dit een maximaal storingsniveau van 1 mV i.p.v. 40 mV.

In Engelstalige literatuur wordt de verhouding van $u_v c$ en $u_g c_{\text{CMDM}}$ de common-mode rejection ratio (CMRR) genoemd. In Nederlandstalige literatuur noemt men dit H [26]. H/CMRR moet zo groot mogelijk zijn. Idealiter oneindig.

De CMRR van de IA uit het voorbeeld $20 \log \left| \frac{u_v c}{u_g c_{\text{CMDM}}} \right| \approx 21.9 \text{ dB}$, terwijl het minimaal 54 dB moet zijn (in dit voorbeeld).

In het algemeen geldt de formule

$$H = \text{CMRR} = 20 \cdot \log \left| \frac{c}{|\varepsilon_A| + |\varepsilon_B|} \right|, \quad (3.8)$$

1. Dit zijn realistische getallen die in de praktijk kunnen voorkomen

2. Net als bij ruis kunnen storingen en andere fouten naar een equivalente ingangsbron teruggerekend worden.

waarbij er vanuit gegaan wordt dat $u_v = u_g$.

De IA-oplossing van figuur 3.5 geeft voor de versterking in principe ook de oplossing $E_{uit} = (E_A - E_B)c$. De aftrekfunctie krijgt nu met grotere signaalamplitudes te maken dan in het geval van fig. 3.3, maar of dit direct voordelig of nadelig is zal nadere analyse moeten uitwijzen.

Omdat de IA in figuur 3.3 een c_{CMDM} van nul heeft en misschien die van figuur 3.5 ook, zijn deze implementaties als superieur te beschouwen ten opzichte van de implementatie van figuur 3.4. De komende classificatie zal derhalve gebaseerd zijn op deze principes.

3.2 Een classificatie van IA-oplossingen

Volgens figuren 3.3 en 3.5 hebben we een aftrekfunctie en de functie vermenigvuldigen met een constante nodig. De ingangssignalen en de uitgangssignalen kunnen zowel spanning als stroom zijn. De mogelijke combinaties staan in tabel 3.1. Van de 16 combinaties zijn acht niet moge-

Tabel 3.1: Aftrekfunctie-versterker combinaties. De combinaties in rood zijn verboden: er kunnen oneindig hoge spanningen of stromen ontstaan.

Aftrekfunctie		Versterker	
In	Uit	In	Uit
u [V]	u [V]	u [V]	u [V]
u [V]	i [A]	i [A]	u [V]
u [V]	u [V]	u [V]	i [A]
u [V]	i [A]	i [A]	i [A]
u [V]	u [V]	i [A]	u [V]
u [V]	i [A]	u [V]	u [V]
u [V]	u [V]	i [A]	i [A]
u [V]	i [A]	u [V]	i [A]
i [A]	i [A]	i [A]	u [V]
i [A]	u [V]	u [V]	u [V]
i [A]	i [A]	i [A]	i [A]
i [A]	u [V]	u [V]	i [A]
i [A]	u [V]	i [A]	u [V]
i [A]	i [A]	u [V]	u [V]
i [A]	u [V]	i [A]	i [A]
i [A]	i [A]	u [V]	i [A]

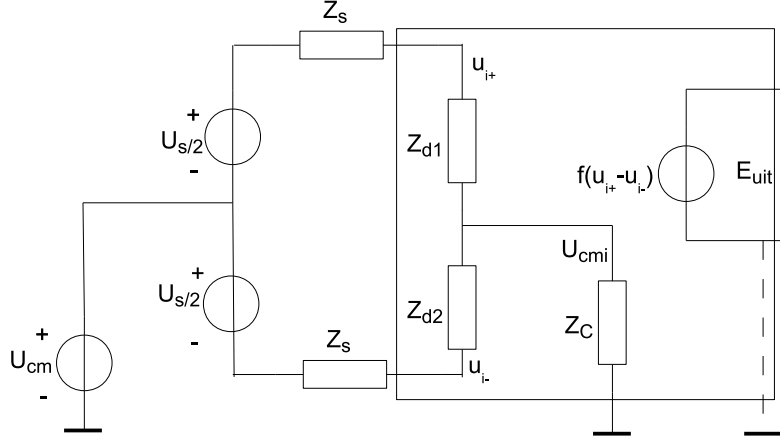
lijk omdat er dan theoretisch oneindig hoge spanningen of stromen kunnen ontstaan. Er blijven acht combinaties over. Tabel 3.1 geeft de combinaties van aftrekfunctie gevolgd door versterking. Figuur 3.5 laat zien dat ook de volgorde versterking gevolgd door aftrekken bestaat. Hiervan bestaan ook weer acht mogelijke combinaties. In totaal zijn er 16 mogelijke combinaties te verzinnen.

Echter, op dit moment zijn er bij de schrijver dezes geen sensoren bekend die een common-mode stroom voeren waarop ze een differential-mode stroom superponeren. In de analyse worden oplossingen voor deze situatie derhalve voor alsnog buiten beschouwing gelaten. In de praktijk kan het wel voorkomen dat sensoren met een stroom-uitgang een common-mode spanning kunnen voeren. Deze situatie wordt wel besproken.

3.3 Signaalbewerkingsfunctie met twee spanningsingangen

Een aantal IA-oplossingen vereist een aftrekfunctie of vermenigvuldigfunctie met twee spanningsingangen. In deze paragraaf zullen het differential-mode en het common-mode gedrag van een dergelijke signaalbewerkingsfunctie geanalyseerd worden.

Voor de functies die U_A en U_B aan de ingangsklemmen krijgen moet gelden dat idealiter zowel $Z_{id1,2}$ als Z_C oneindig hoog zijn, zie figuur 3.6. Hier geldt: $u_g = u_{cm}$ en $u_s = u_v$. De uitgangsgrootte is een functie van de interne spanning $(u_{i+} - u_{i-})$ en kan een versterking, maar ook een aftrekfunctie zijn. Inspectie van figuur 3.6 toont dat U_{cmi} nul moet zijn als Z_C



Figuur 3.6: Signaalbewerkingfunctie met een differentiële ingangstrap. De uitgangstrap kan zowel differentiële als enkelvoudig zijn (één klem aan de referentie).

oneindig hoog is (de ingangstrap ‘zweeft’) en als $Z_{d1} = Z_{d2}$. Anders gezegd: we hebben hier twee ontwerpcriteria te pakken:

1. Zorg voor symmetrie: maak $Z_{d1} = Z_{d2}$, dat voorkomt dat er CM-DM omzetting kan plaatsvinden [26] indien ze niet oneindig veel groter zijn dan Z_s . De schakeling is dan gebalanceerd.
2. Een $Z_C \gg Z_{d1}, Z_{d2}$ voorkomt dat een common-mode stroom door Z_C kan lopen [26], die op zijn beurt voor CM-DM omzetting kan zorgen. De impedantie Z_C is bij voorkeur oneindig groot, maar moet in de praktijk geïmplementeerd worden met een zorgvuldig ontworpen stroombron [27][6].

Een zwevende (ingangs)schakeling wordt ook wel geïsoleerd genoemd [26][28].

De gemeenschappelijke spanning U_{cmi} wordt gegeven door:

$$u_{cmi} = \frac{Z_C}{Z_C + \frac{(Z_s + Z_{d1})(Z_s + Z_{d2})}{2Z_s + Z_{d1} + Z_{d2}}} u_{cm} + \left[\frac{\frac{Z_C(Z_s + Z_{d2})}{Z_C + Z_s + Z_{d2}}}{Z_s + Z_{d1} + \frac{Z_C(Z_s + Z_{d2})}{Z_C + Z_s + Z_{d2}}} - \frac{\frac{Z_C(Z_s + Z_{d1})}{Z_C + Z_s + Z_{d1}}}{Z_s + Z_{d2} + \frac{Z_C(Z_s + Z_{d1})}{Z_C + Z_s + Z_{d1}}} \right] \frac{u_s}{2} \quad (3.9)$$

en de verschilspanning $(u_{i+} - u_{i-})$ door:

$$(u_{i+} - u_{i-}) = \frac{u_{cm} - u_{cmi}}{Z_s + Z_{d1}} Z_{d1} - \frac{u_{cm} - u_{cmi}}{Z_s + Z_{d2}} Z_{d2} + \frac{Z_{d1} + Z_{d2}}{Z_{d1} + Z_{d2} + 2Z_s} u_{id}. \quad (3.10)$$

Als nu aangenomen wordt dat de schakeling zo ontworpen is dat geldt $Z_C \gg Z_d$ en $Z_{d1} =$

$Z_d + \delta Z_d/2$, $Z_{d2} = Z_d - \delta Z_d/2$, dan kan u_{cmi} benaderd worden door:

$$\begin{aligned} u_{cmi} &= \frac{Z_c}{Z_c + \frac{(Z_s + Z_d + \frac{\delta Z_d}{2})(Z_s + Z_d - \frac{\delta Z_d}{2})}{2(Z_s + Z_d)}} u_{cm} + \frac{\delta Z_d}{Z_s + Z_d + Z_s(1 + \frac{Z_s}{Z_c} + \frac{Z_d}{Z_s})} u_s \\ &= \frac{2Z_c}{2Z_c + Z_s + Z_d} u_{cm} + \frac{\delta Z_d}{2Z_s + Z_d} u_{id} \end{aligned} \quad (3.11)$$

De common-mode spanning u_{cmi} wordt gedomineerd door de common-mode ingangsspanning u_{cm} . Er treedt echter ook DM-CM conversie op: ten gevolge van δZ_d komt een deel u_{id} als u_{cmi} terug. Indien $\delta Z_d \ll Z_d$ wordt dat effect echter verwaarloosbaar klein.

Een goede benaderingsformule voor u_{cmi} is dus:

$$u_{cmi} \approx \frac{2Z_c}{2Z_c + Z_s + Z_d} u_{cm} \quad (3.12)$$

Voor de verhouding van $(u_{i+} - u_{i-})/u_{cm}$ en $(u_{i+} - u_{i-})/u_s$ vinden we nu [26]

$$\frac{(u_{i+} - u_{i-})}{u_{cm}} \approx \frac{\delta Z_d}{Z_s + Z_d} \left(1 - \frac{2Z_c}{2Z_c + Z_s + Z_d} \right) = \frac{\delta Z_d}{Z_s + Z_d} \left(\frac{Z_s + Z_d}{2Z_c + Z_s + Z_d} \right), \quad (3.13)$$

$$\frac{(u_{i+} - u_{i-})}{u_s} \approx \frac{Z_d}{Z_s + Z_d}. \quad (3.14)$$

Er is nu een common-mode rejection ratio te bepalen voor de signaalbewerkingsfunctie met differentiële ingang. Deze is:

$$CMRR = H = 20 \log \left(\frac{(u_{i+} - u_{i-})}{u_s} \cdot \frac{u_{cm}}{(u_{i+} - u_{i-})} \right) = 20 \log \left(\frac{Z_d}{\delta Z_d} \cdot \frac{2Z_c + Z_s + Z_d}{Z_s + Z_d} \right). \quad (3.15)$$

Vergelijking (3.15) onderschrijft de eerder gestelde twee punten om de CMRR te maximaliseren. Ten eerste is een hoge isolatie vereist tussen u_{cmi} en de referentie: $Z_c \gg Z_s + Z_d$. Ten tweede is goede symmetrie (matching) noodzakelijk van de ingangsimpedanties Z_{d1} en Z_{d2} . Stel dat we met een praktische operationele versterker te maken hebben. Deze kan zo ontworpen worden dat $(R_c/R_d)_{\max}$ groter is dan 1000. Daarnaast kan de matching beter zijn dan 1 %. De maximaal haalbare CMRR kan dan in het bereik 100-120 dB komen [26].

Voor de toepassing in een IA zullen we er voor moeten zorgen dat geldt: $Z_d \gg Z_s$ en dat de isolatie van u_{cm} van de referentie (Z_c) zo hoog mogelijk is.

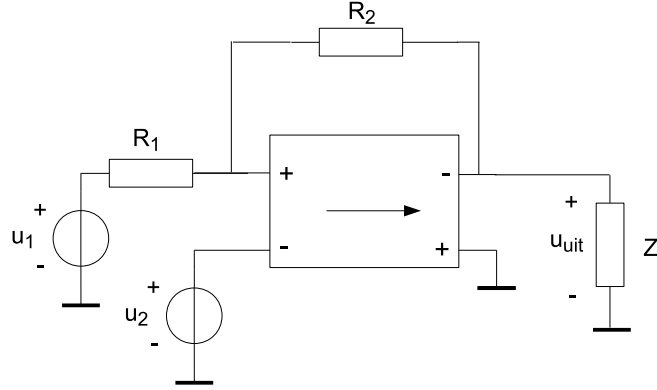
3.4 Aftrekkers met spanningsingang en spanningsuitgang

Eén methode om spanningen actief van elkaar af te trekken is beschreven in hoofdstuk 7 van [29]. Voor het gemak wordt de methode hier opnieuw beschreven.

Figuur 3.7 toont een methode om twee spanningen van elkaar af te trekken. Reken na dat de uitgangsspanning u_{uit} wordt gegeven door

$$u_{uit} = u_2 \frac{R_1 + R_2}{R_1} - u_1 \frac{R_2}{R_1}. \quad (3.16)$$

Spanningen u_1 en u_2 worden met een constante vermenigvuldigd en van elkaar afgetrokken.



Figuur 3.7: Actief aftrekken van twee spanningen.

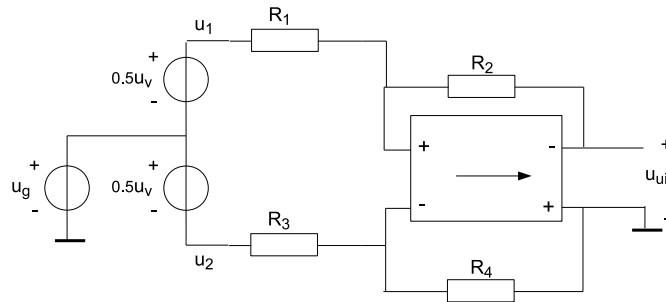
Als de eis nu is dat het gemeenschappelijke signaal resulteert in $u_{\text{uit}} = 0\text{V}$, dan volgt uit formule (3.16) dat moet gelden dat

$$\begin{aligned} u_2 \frac{R_1 + R_2}{R_1} - u_1 \frac{R_2}{R_1} &= 0 \\ \Rightarrow u_1 &= u_2 \frac{R_1 + R_2}{R_2} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Spanning u_1 moet dus een factor $(R_1 + R_2)/R_2$ groter zijn dan u_2 , wat dus inhoudt dat of u_1 versterkt moet worden waarna het resultaat aan de schakeling van figuur 3.7 wordt aangeboden of u_2 een factor $(R_1 + R_2)/R_2$ verzwakt moet worden.

3.4.1 Aftrekker met spanningsingang en spanningsuitgang: met verzwakking

Wanneer u_2 een factor $(R_1 + R_2)/R_2$ verzwakt wordt, krijgen we het schema van figuur 3.8. In de literatuur wordt deze configuratie verschilversterker [22][25] of differential amplifier [30][21] genoemd. De verzwakking wordt hier met weerstanden R_3 en R_4 gerealiseerd. Gebruik makend



Figuur 3.8: Een verschilversterker-configuratie.

van het superpositiebeginsel berekenen we eerst de uitgangsspanning alléén ten gevolge van u_1 . De spanning u_2 wordt daarbij nul gesteld. De plus-ingang van de nullor staat nu op nul (er loopt geen stroom door R_3 en R_4) zodat geldt: $u_{\text{uit}} = -\frac{R_2}{R_1} u_1$. Vervolgens berekenen we de uitgangsspanning tengevolge van alleen u_2 . Nu wordt u_1 met de referentie verbonden. De

spanning op de plus-ingang van de nullor is de met R_3 en R_4 verzwakte spanning u_2 . Omdat u_1 nul gedacht is, is de overdracht $\frac{R_1+R_2}{R_1}$. In deze situatie geldt dus:

$$u_{\text{uit}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_2$$

De totale uitgangsspanning vinden we door beide uitkomsten op te tellen. Het resultaat is:

$$u_{\text{uit}} = -\frac{R_2}{R_1} u_1 + \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_2 \quad (3.18)$$

Een bijzonder geval treedt op wanneer $R_1 = R_3$ en $R_2 = R_4$. De uitgangsspanning is dan $u_{\text{uit}} = \frac{R_2}{R_1} (u_2 - u_1)$. Op deze wijze is een aftrekfunctie verkregen met een overdracht die wordt vastgelegd met de weerstanden R_1 t/m R_4 . Als extra treedt ook nog versterking op.

Als deze implementatie getoetst wordt aan de eisen die aan een signaalbewerkingsfunctie met spanningsingangen worden gesteld, dan is te zien dat de ingangsimpedantie van de implementatie wordt weer bepaald door de weerstandswaarden R_1 en $R_1 + R_2$ (de hernoemde combinatie $R_3 + R_4$). Wanneer moet gelden dat $Z_d \gg Z_s$, moeten deze weerstanden dus veel groter worden dan Z_s , wat in de praktijk mogelijk lastig te realiseren is. Daarnaast zullen deze hoge weerstandswaarden in de signaalweg een ontoelaatbare toename in de spanningsruis veroorzaken. Wanneer de ruistoename binnen de perken moet worden gehouden, zal dus nooit $Z_d \gg Z_s$ gelden. Aan de voorwaarde $Z_d \gg Z_s$ wordt dus niet voldaan.

Om CM-DM-conversie te voorkomen (of zoveel mogelijk te beperken) moet gelden dat de isolatie van de common-mode spanning naar de referentie zo groot mogelijk is. Het liefst oneindig hoog. Het is vrij eenvoudig te zien dat CM-isolatie bepaald wordt door de weerstanden $R_1 = R_3$ en $R_2 = R_4$ en (iets minder eenvoudig te zien) door R_1 . Deze weerstanden zijn in de praktijk verre van oneindig hoog, dus zal de common-mode naar differential-mode omzetting door de weerstanden bepaald worden.

Ten gevolge van de toleranties in de weerstandswaarden kan niet exact worden voldaan aan de voorwaarden $R_1 = R_3$ en $R_2 = R_4$. Ook na afregelen zijn nog afwijkingen te verwachten, onder andere ten gevolge van de temperatuurcoëfficiënten van de weerstanden [22].

De CMRR is als volgt te berekenen [22]: stel de relatieve onnauwkeurigheid in de weerstandswaarde R_i ($i = 1$ t/m 4) gelijk aan ϵ_i , dus $R_i = R_i^* (1 + \epsilon_i)$ met R_i^* de nominale waarde van R_i . We nemen aan dat $\epsilon_i \ll 1$; voorts is $R_1^* = R_3^*$ en $R_2^* = R_4^*$.

Voor een zuiver verschilsignaal $u_v = u_1 - u_2$ geldt: $u_1 = \frac{1}{2} u_v$ en $u_2 = -\frac{1}{2} u_v$. Hieruit volgt dan voor de overdracht: $A_v = \frac{u_{\text{uit}}}{u_v} \approx -\frac{R_2}{R_1}$. Bij een zuiver gemeenschappelijk signaal u_g is $u_1 = u_2 = u_g$. De overdracht voor deze signalen is

$$\begin{aligned} \mu_g = \frac{u_{\text{uit}}}{u_g} &= \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)} = \frac{R_1^* (1 + \epsilon_1) R_2^* (1 + \epsilon_4) - R_2^* (1 + \epsilon_2) R_1^* (1 + \epsilon_3)}{R_1^* (1 + \epsilon_1) (R_1^* (1 + \epsilon_3) + R_1^* (1 + \epsilon_4))} \\ &= R_2^* \frac{1 + \epsilon_1 + \epsilon_4 + \epsilon_1 \epsilon_4 - 1 - \epsilon_2 - \epsilon_3 - \epsilon_2 \epsilon_3}{R_1^* (1 + \epsilon_1 + \epsilon_3 + \epsilon_1 \epsilon_3) + R_2^* (1 + \epsilon_1 + \epsilon_3 + \epsilon_1 \epsilon_4)}. \end{aligned} \quad (3.19)$$

Met $\epsilon_i \ll 1$ en $\epsilon_i \epsilon_i \ll \epsilon_i$:

$$\mu_g \approx \frac{R_2^*}{R_1^* + R_2^*} (\epsilon_1 + \epsilon_4 - \epsilon_2 - \epsilon_3). \quad (3.20)$$

De rejectiefactor is gedefinieerd als μ_v / μ_g . Daar het teken van ϵ_i niet bekend is, is de minimale waarde van de rejectiefactor gelijk aan

$$CMRR = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{|\epsilon_1| + |\epsilon_2| + |\epsilon_3| + |\epsilon_4|}. \quad (3.21)$$

Voorbeeld

Met vier weerstanden die ieder een onnauwkeurigheid hebben van $\pm 0,5\%$, wordt een aftrekker (verschilversterker) opgebouwd volgens figuur 3.8. De versterkingsfactor voor verschilsignalen bedraagt -100. Klaarblijkelijk is $R_2/R_1 = 100$, zodat voor de CMRR een minimum van $101/(4 \cdot 0,5\%) = 5050$ kan worden gegarandeerd. Ondanks de kleine tolerantie in de weerstandswaarden is de maximale CMRR hier ‘slechts’ 5050.

Over het algemeen is het de gewoonte de CMRR in dB te geven. De formule hiervoor volgt uit het voorgaande:

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{|\epsilon_1| + |\epsilon_2| + |\epsilon_3| + |\epsilon_4|} \right) \quad (3.22)$$

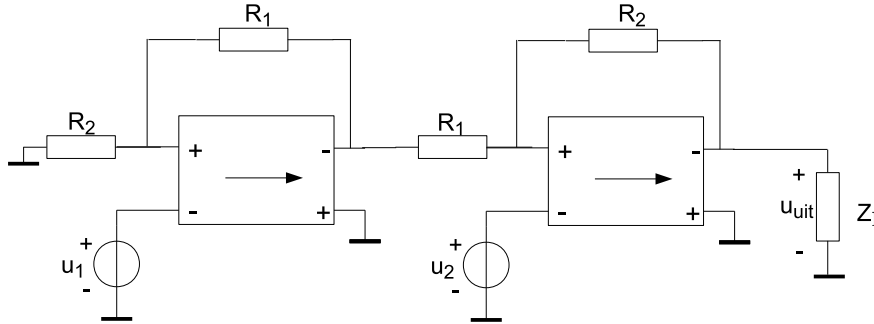
De CMRR uit het voorgaande voorbeeld is dus $20 \log 5050 = 74$ dB.

Nota Bene merk op dat de CMRR afhankelijk is van de versterking die bij de aftrekactie optreedt. Wanneer alleen het verschil bepaald wordt en de versterking ≈ 0 dB is ($R_1 \gg R_2$), is de CMRR nog maar ≈ 34 dB. In geval van weerstanden met een tolerantie van 1 % neemt de CMRR in het laatste geval af tot ≈ 28 dB. Tegenwoordig zijn weerstanden met een tolerantie van 1 % goed te verkrijgen en ook goedkoop, maar deze tolerantie is nog te groot om toe te passen in deze functie.

Er kan geconcludeerd worden dat dit een matige implementatie van de gewenste aftrekfunctie is.

3.4.2 Aftrekker met spanningsingang en spanningsuitgang: met versterking

Bij deze implementatie moet u_1 dus een factor $(R_1 + R_2)/R_2$ versterkt worden. Hiervoor is een extra tegengekoppelde nullor nodig. Het resulterende schema is te zien in figuur 3.9. Voor de



Figuur 3.9: Aftrekfunctie met spanningsingangen en spanningsuitgang.

overdracht naar u_{uit} volgt nu

$$u_{uit} = u_2 \frac{R_1 + R_2}{R_1} - u_1 \frac{R_1 + R_2}{R_2} \frac{R_2}{R_1} = (u_2 - u_1) \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (3.23)$$

Zoals te zien valt, wordt alleen het verschilsignaal versterkt met een constante factor. In geval van een gemeenschappelijk signaal is het verschil nul en dus is u_{uit} ook nul. Dit is dus een implementatie van de aftrekfunctie in het spanningsdomein. Naast aftrekken treedt er ook een versterking van het signaal op.

Door de tegenkoppelacties en de werking van de nullors zal voor Z_d van de nullors gelden dat deze \gg is dan Z_s (de bronweerstand van u_1 en u_2). Deze implementatie voldoet dus aan de

eis aan de ingangsimpedantie. De isolatie van de common-mode spanning is echter slecht. Via R_2 van de linker nullor is een rechtstreekse verbinding met de referentie. Een soortgelijke redenatie geldt voor R_1 van de rechter nullor. Er zal dus common-mode naar differential-mode omzetting plaatsvinden.

Om de mate van common-mode naar differential-mode omzetting te beoordelen, worden voor het gemak R_1 en R_2 rond de linker nullor R_3 respectievelijk R_4 genoemd. De uitgangsspanning van de linker nullor wordt nu gegeven door $u_{uit1} = u_1 \frac{R_4 + R_3}{R_3}$ en van de rechter nullor $u_{uit2} = -\frac{R_2}{R_1} u_{uit1} + \frac{R_1 + R_2}{R_1} u_2$. Hieruit volgt

$$\begin{aligned} u_{uit} &= -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) u_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_2 \\ &= -\left(\frac{R_4 R_2}{R_3 R_1} + \frac{R_2}{R_1}\right) u_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_2 \end{aligned} \quad (3.24)$$

Wanneer $\frac{R_4 R_2}{R_3 R_1}$ gelijk aan één gemaakt wordt, krijgen we

$$u_{uit} = -\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) (u_1 - u_2) \quad (3.25)$$

Aan de voorwaarde $\frac{R_4 R_2}{R_3 R_1} = 1$ wordt voldaan indien

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_1}{R_2} \quad (3.26)$$

De versterking voor verschilsignalen $u_1 = \frac{1}{2} u_v$ en $u_2 = -\frac{1}{2} u_v$ is dus

$$A_v = \frac{u_{uit}}{u_v} = -\frac{R_1 + R_2}{R_1}, \quad (3.27)$$

terwijl voor de overdracht van gemeenschappelijke signalen volgt:

$$\begin{aligned} u_{uitCMDM} &= u_g \left[-\left(\frac{(1 + \epsilon_4)(1 + \epsilon_2)}{(1 + \epsilon_1)(1 + \epsilon_3)} + \frac{R_2^* (1 + \epsilon_2)}{R_1^* (1 + \epsilon_1)} \right) + \left(1 + \frac{R_2^* (1 + \epsilon_2)}{R_1^* (1 + \epsilon_1)} \right) \right] \\ &= u_g \left(1 - \frac{1 + \epsilon_2 + \epsilon_4 + \epsilon_2 \epsilon_4}{1 + \epsilon_1 + \epsilon_3 + \epsilon_1 \epsilon_3} \right) = u_g \left(\frac{\epsilon_1 + \epsilon_3 - \epsilon_2 - \epsilon_4 + \epsilon_1 \epsilon_3 - \epsilon_2 \epsilon_4}{1 + \epsilon_1 + \epsilon_3 + \epsilon_1 \epsilon_3} \right) \end{aligned} \quad (3.28)$$

Wederom onder de voorwaarde dat $\epsilon_i \ll 1$ en $\epsilon_1 \epsilon_i \ll \epsilon_i$, kan u_o benaderd worden door

$$u_{uitCMDM} \approx u_g (|\epsilon_1| + |\epsilon_2| + |\epsilon_3| + |\epsilon_4|) \quad (3.29)$$

Voor de CMRR vinden we nu

$$CMRR = 20 \log \frac{A_v}{A_g} \approx 20 \log \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{1}{|\epsilon_1| + |\epsilon_2| + |\epsilon_3| + |\epsilon_4|} \right) \quad (3.30)$$

De CMRR is dus gelijk aan dat van de verschilversterker in figuur 3.8. De ingangsimpedantie is echter veel hoger; idealiter oneindig. Deze implementatie is benaderd de gewenste functie beter dan die in de vorige paragraaf.

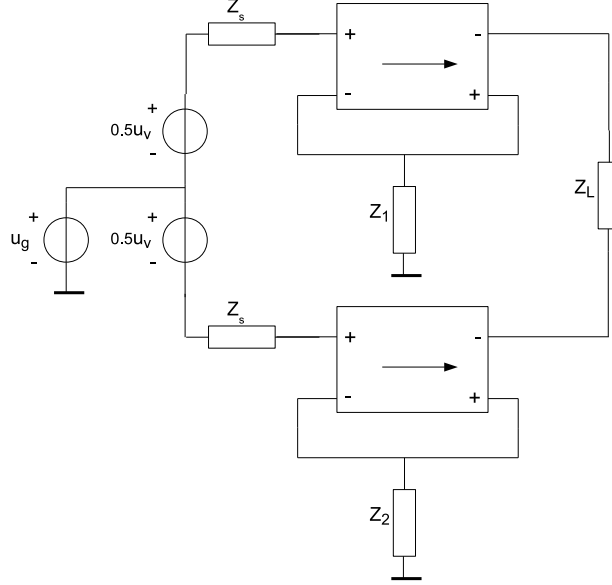
Merk op dat deze implementatie van de aftrekker voldoet aan de eis van een hoge Z_{in} en tevens versterking kan leveren. Sec genomen is dit dus ook al een IA. Echter, omdat één schakeling meerdere functies moet uitvoeren (versterken en aftrekken) zal het IA-gedrag naar verwachting minder goed zijn dan die van IA's met aparte versterking en aftrekfunctie.

3.5 Aftrekkers met spanningsingang en stroomuitgang

In deze paragraaf worden aftrekkers gepresenteerd die een ingangsspanning omzetten naar een uitgangsstroom. Bij één type zal de aftrekking in de belasting Z_L plaatsvinden en bij het andere type vindt de aftrekking plaats in de tegenkoppelimpedantie.

3.5.1 Aftrekker met spanningsingang en stroomuitgang 1

Figuur 3.10 toont een implementatie van een aftrekker met een spanningsingang en stroomuitgang. Het bestaat uit twee transadmittantieverstarkers die elk u_g en $|0.5u_v|$ krijgen aangeboden



Figuur 3.10: Aftrekfunctie waarbij ingangsspanning naar uitgangsstroom wordt omgezet. De aftrekking vindt plaats in Z_L .

op hun ingang. De uitgangsstroom die uit de bovenste nullor komt is gelijk aan (superpositie)

$$i_{\text{uit1}} = - \left(\frac{1}{2} u_v + u_g \right) \frac{1}{Z_1} \quad (3.31)$$

en die uit de onderste nullor is

$$i_{\text{uit2}} = \left(\frac{1}{2} u_v - u_g \right) \frac{1}{Z_2}. \quad (3.32)$$

De stroom i_L door de belastingsimpedantie Z_L is het verschil van deze stromen: $i_L = i_{\text{uit1}} - i_{\text{uit2}}$:

$$i_L = -\frac{1}{2} u_v \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right) + u_g \left(\frac{1}{Z_2} - \frac{1}{Z_1} \right). \quad (3.33)$$

Indien $Z_1 = Z_2 = Z$, dan is de gemeenschappelijke stroom nul en wordt de uitgangsstroom gegeven door $i_L = -u_v/Z$. De versterking voor het verschilsignaal is dus

$$\gamma_v = \frac{i_L}{u_v} = -\frac{1}{Z}. \quad (3.34)$$

Toleranties in Z_1 en Z_2 kunnen weer in rekening gebracht worden door $Z_1 = Z^*(1 + \epsilon_1)$ en $Z_2 = Z^*(1 + \epsilon_2)$ te definiëren, waarbij Z^* de nominale waarde van Z is. De gemeenschappelijke stroom in i_L is

$$i_{Lg} = \frac{u_g}{Z^*} \left(\frac{\epsilon_1 - \epsilon_2}{1 + \epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_1 \epsilon_2} \right). \quad (3.35)$$

Onder voorwaarde dat $\epsilon_{1,2} \ll 1$ en $\epsilon_1 \epsilon_2 \ll \epsilon_{1,2}$ is i_{Lg} te benaderen door

$$i_{Lg} \approx \frac{u_g}{Z^*} (|\epsilon_1| + |\epsilon_2|). \quad (3.36)$$

De versterking van het gemeenschappelijke signaal hangt dus af van de componenttoleranties en bedraagt bij benadering

$$\gamma_g \approx \frac{(|\epsilon_1| + |\epsilon_2|)}{Z^*}. \quad (3.37)$$

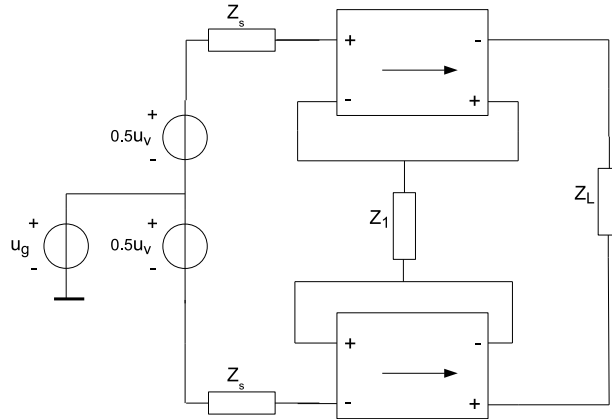
Voor de CMRR volgt nu

$$CMRR = \frac{\gamma_v}{\gamma_g} \approx 20 \log \left(\left| \frac{1}{(|\epsilon_1| + |\epsilon_2|)} \right| \right). \quad (3.38)$$

De CMRR wordt dus alleen door de tolerantie van de tegenkoppelimpedantie bepaald. Opnieuw geldt dat een lagere tolerantie een hogere CMRR oplevert, maar zelfs met een lage tolerantie van 0.1 % is de CMRR beperkt tot slechts ca. 54 dB.

3.5.2 Aftrekker met spanningsingang en stroomuitgang 2

Wanneer de referentie die het middelpunt van beide tegenkoppelimpedanties vormt in figuur 3.10 wordt weggehaald, werkt de schakeling nog steeds als aftrekker. Het resulterende schema is te zien in figuur 3.11, waarbij de serieschakeling in figuur 3.10 vervangen is door één (equivalente) impedantie Z_1 .



Figuur 3.11: Aftrekfunctie waarbij ingangsspanning naar uitgangsstroom wordt omgezet. De aftrekking vindt plaats door de tegenkoppelactie.

Wanneer naar het effect van u_g gekeken wordt, dan zal door de tegenkoppelactie rond beide nullors aan beide zijden van Z_1 de spanning u_g komen te staan. Dit heeft tot gevolg dat er geen gemeenschappelijke stroom door Z_1 zal hopen en daarom ook niet door belastingsimpedantie Z_L . De gemeenschappelijke versterking $\gamma_g = 0$.

Door de dezelfde tegenkoppelactie ontstaat de spanning u_v over Z_1 . Daardoor zal er een verschilstroom u_v/Z_1 gaan lopen. Omdat de nulloruitgangen dezelfde stroom voeren zal de stroom door Z_L gelijk zijn aan

$$i_{Lv} = -\frac{u_v}{Z_1}. \quad (3.39)$$

Hieruit volgt dat de verschilversterking gelijk is aan

$$\gamma_v = -\frac{1}{Z_1}. \quad (3.40)$$

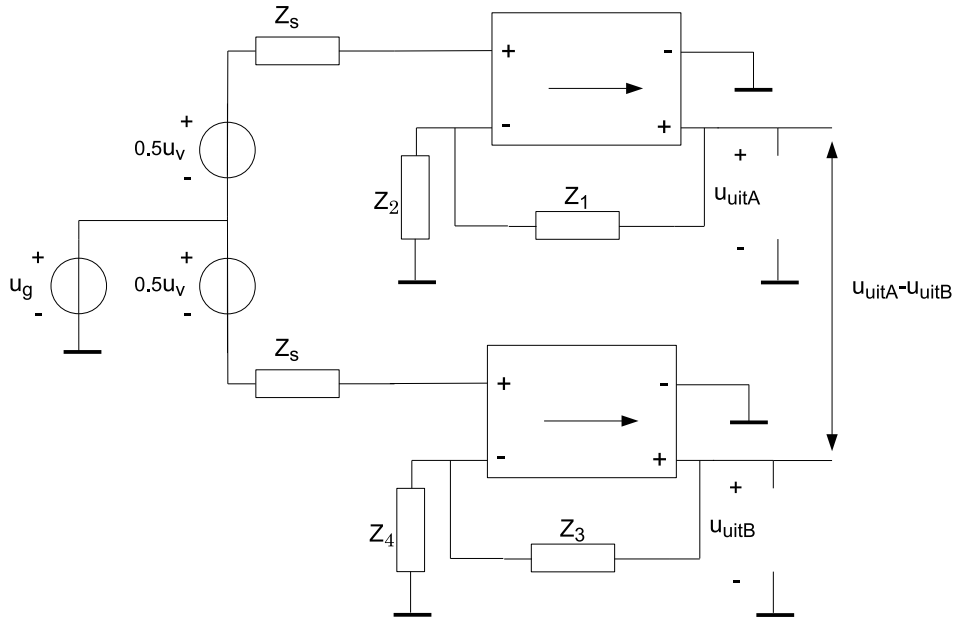
Theoretisch is de CMRR oneindig hoog. In de praktijk zal de CMRR beperkt worden door de mate waarin het bij de nullorimplementaties lukt om de isolatie hoog te maken (zie § 3.3).

3.6 Versterker met twee in- en uitgangen

Voor de IA-implementatie volgens figuur 3.5 en tabel 3.1 is een versterker nodig met twee spanningsingangen. De uitgangen kunnen in principe zowel een spanningsbronkarakter als een stroombronkarakter hebben. Er zijn dus twee combinaties mogelijk.

3.6.1 Spanningsversterker met twee in- en uitgangen 1

De eenvoudigste manier om een spanningsversterker met twee ingangen en twee uitgangen te maken, is door gebruik te maken van twee spanningversterkers zoals in fig. 3.12 te zien is. Ga na



Figuur 3.12: Spanningsversterker met twee uitgangen, variant 1.

(reken dus na!!!!) dat geldt:

$$u_{uitA} = \left(u_g + \frac{1}{2} u_v \right) \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2} \quad (3.41)$$

en

$$u_{\text{uitB}} = \left(u_g - \frac{1}{2}u_v \right) \frac{Z_3 + Z_4}{Z_4}. \quad (3.42)$$

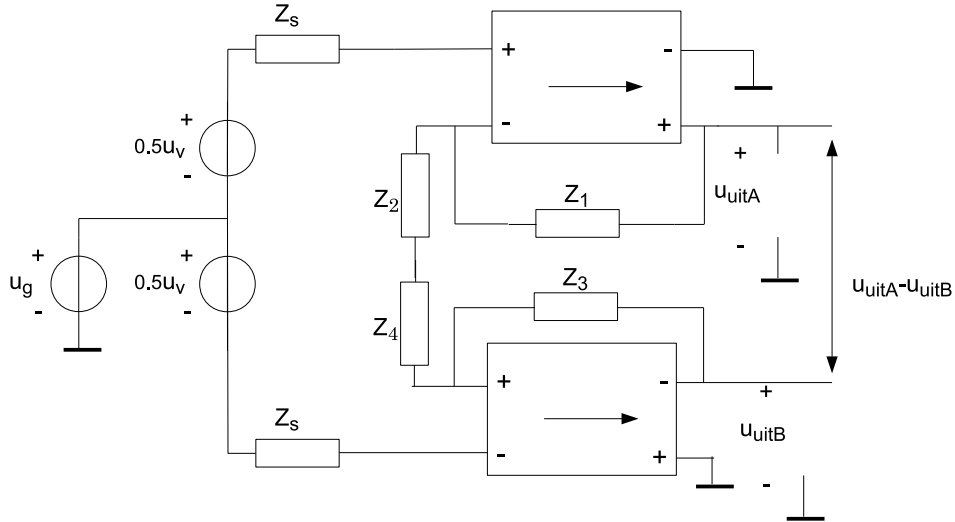
Aan beide uitgangen komt dus een versterkte u_g en een versterkte u_v te staan. Ook al geldt voor de verschilspanning $u_{\text{uitA}} - u_{\text{uitB}}$

$$u_{\text{uitA}} - u_{\text{uitB}} = u_g \left(\frac{Z_1 + Z_2}{Z_2} - \frac{Z_3 + Z_4}{Z_4} \right) + \frac{1}{2}u_v \left(\frac{Z_1 + Z_2}{Z_2} + \frac{Z_3 + Z_4}{Z_4} \right), \quad (3.43)$$

dat het verschil $u_{\text{uitA}} - u_{\text{uitB}}$ nul kan zijn voor u_g (indien $Z_1 = Z_3$ en $Z_2 = Z_4$), beide versterkers versterken het gemeenschappelijke signaal. Over het algemeen geldt $u_g \gg u_v$, dus om clipping van de versterkers te voorkomen moet de versterking laag gekozen worden. Wellicht dat de versterking maar 1 of 2 keer kan zijn. Deze implementatie beperkt dus de gewenste versterking van u_v omdat u_g mee versterkt wordt.

3.6.2 Spanningsversterker met twee in- en uitgangen 2

Door de tegenkoppelnetswerken niet meer met dezelfde referentie te verbinden als u_g ontstaat de situatie van figuur 3.13. De eenvoudigste manier om de werking van deze spanningsversterker



Figuur 3.13: Spanningsversterker met twee uitgangen, variant 2.

te analyseren is door superpositie toe te passen: de overdracht van u_g naar u_{uitA} en u_{uitB} te analyseren en u_v nul te stellen en andersom. Beide resultaten bij elkaar optellen levert de totale overdracht op.

Wanneer naar de effecten van u_g gekeken wordt, valt op dat door de nullorwerking (van beide nullors) de spanning over $Z_2 + Z_4$ gelijk is aan u_g . Daardoor kan er geen stroom door deze impedanties lopen en daardoor ook niet door Z_1 en Z_3 . Dat betekent automatisch dat $u_{\text{uitA}} = u_{\text{uitB}} = u_g$. De versterking voor gemeenschappelijke signalen, μ_g , is dus gelijk aan 1. Gemeenschappelijke spanningen aan de ingangsklemmen verschijnen dus direct (een keer versterkt) aan de uitgangsklemmen.

In het geval dat $u_v \neq 0$ en $u_g = 0$, zal de werking van de nulloren ervoor zorgen dat de spanning u_v over $Z_2 + Z_4$ zal komen te staan ($0.5u_v$ over Z_2 en $-0.5u_v$ over Z_4). Dit heeft tot

gevolg dat er een stroom $i = u_v / (Z_2 + Z_4)$ zal gaan lopen. Deze stroom kan alleen maar geleverd worden door de uitgangsklemmen van de nullors. Als we aannemen dat i van Z_2 naar Z_4 loopt, volgt verder uit de wetten van ohm en kirchoff (ga dit na!) dat

$$u_{\text{uitA}} = \frac{1}{2}u_v + i \cdot Z_1 \quad (3.44)$$

en

$$u_{\text{uitB}} = -\frac{1}{2}u_v - i \cdot Z_3. \quad (3.45)$$

Voor de verschilspanning aan de uitgang geldt dus

$$u_{\text{uitA}} - u_{\text{uitB}} = \frac{1}{2}u_v + i \cdot Z_1 + \frac{1}{2}u_v + i \cdot Z_3 = u_v \left(1 + \frac{Z_1 + Z_3}{Z_2 + Z_4}\right). \quad (3.46)$$

Uit de voorgaande analyse blijkt dat er geen reden is om twee aparte impedanties voor Z_2 en Z_4 te gebruiken. Zij kunnen beiden vervangen worden door een impedantie $Z_a = Z_2 + Z_4$. Verder wordt in de praktijk vaak $Z_1 = Z_3 = Z_b$ gekozen, zodat $u_{\text{uitA}} = -u_{\text{uitB}}$. (Ga na wat de gevolgen zijn indien $Z_1 \neq Z_3$). Voor μ_v volgt dus

$$\mu_v = \left(1 + \frac{2Z_b}{Z_a}\right). \quad (3.47)$$

De CMRR van deze versterker kan nu gevonden worden door weer μ_v te delen door μ_g :

$$CMRR = 20 \log \left(1 + \frac{2Z_b}{Z_a}\right). \quad (3.48)$$

De CMRR is hoog te krijgen door μ_v groot te maken. De fundamentele beperkingen (signaal, ruis en bandbreedte/snelheid) en de eindige isolatie van de nullorimplementatie zullen de maximaal bereikbare CMRR beperken.

3.7 Instrumentatieversterkerimplementaties

In deze paragraaf zullen de versterkerimplementaties zoals die in §3.2 gepresenteerd zijn geïmplementeerd en besproken worden.

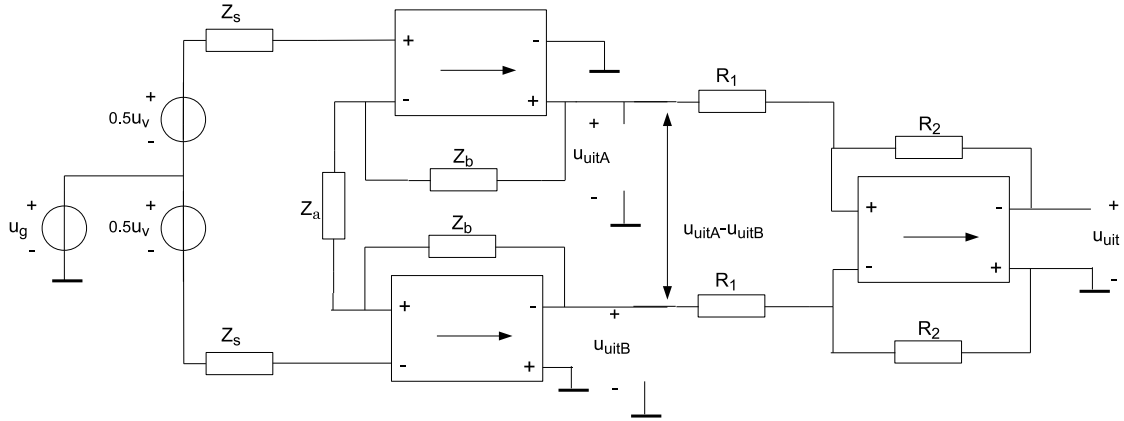
3.7.1 Spanningsversterker met twee in- en uitgangen gevolgd door aftrekker met verzwakking

De implementatie van de ‘Spanningsversterker met twee in- en uitgangen gevolgd door aftrekker met verzwakking’ wordt getoond in figuur 3.14. Deze implementatie is bekend in de literatuur (misschien wel de bekendste IA die er bestaat), zie bijvoorbeeld [25][22][21][30] en talloze websites. Om μ_v en μ_g te bepalen behoeven we slechte de betreffende versterkingen van de versterker en aftrekker met elkaar te vermenigvuldigen (of op te tellen i.g.v. dB). Voor de versterking van verschilsignalen vinden we zo

$$\mu_v = \left(1 + \frac{2Z_b}{Z_a}\right) \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (3.49)$$

en voor die van de gemeenschappelijke signalen

$$\mu_g \approx 1 \cdot \frac{R_2^*}{R_1^* + R_2^*} (|\epsilon_1| + |\epsilon_4| + |\epsilon_2| + |\epsilon_3|). \quad (3.50)$$



Figuur 3.14: Een instrumentatieversterker met spanningsingangen en spanningsuitgang. CMRR is afhankelijk van μ_v

Derhalve geldt nu voor de CMRR:

$$CMRR = H = 20 \log \left(\left(1 + \frac{2R_b}{R_a} \right) \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{|\epsilon_1| + |\epsilon_2| + |\epsilon_3| + |\epsilon_4|} \right). \quad (3.51)$$

De μ_g wordt bepaald door de aftrekker, dus vinden we daarvoor dezelfde beperkingen terug. De CMRR wordt slechts hoger doordat μ_v groter is dan die van een enkelvoudige aftrekker. In de praktijk zijn met deze implementatie hoge CMRR-waarden mogelijk, zeker wanneer μ_v zo groot mogelijk gekozen wordt.

Een bijkomend voordeel is de mogelijkheid om met slechts één impedantie (Z_a) de versterkingsfactor te variëren in tegenstelling tot de schakeling van figuur 3.8, waarin dit met twee onderling goed gelijke weerstanden moet gebeuren om een hoge rejectiefactor te kunnen handhaven.

3.7.2 Spanningsversterker met twee in- en uitgangen gevolgd door aftrekker met versterking

De implementatie van de ‘Spanningsversterker met twee in- en uitgangen gevolgd door aftrekker met verzwakking’ wordt getoond in figuur 3.15. De verschilversterking wordt gegeven door

$$\mu_v = -\frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \left(1 + \frac{2Z_b}{Z_a} \right) \quad (3.52)$$

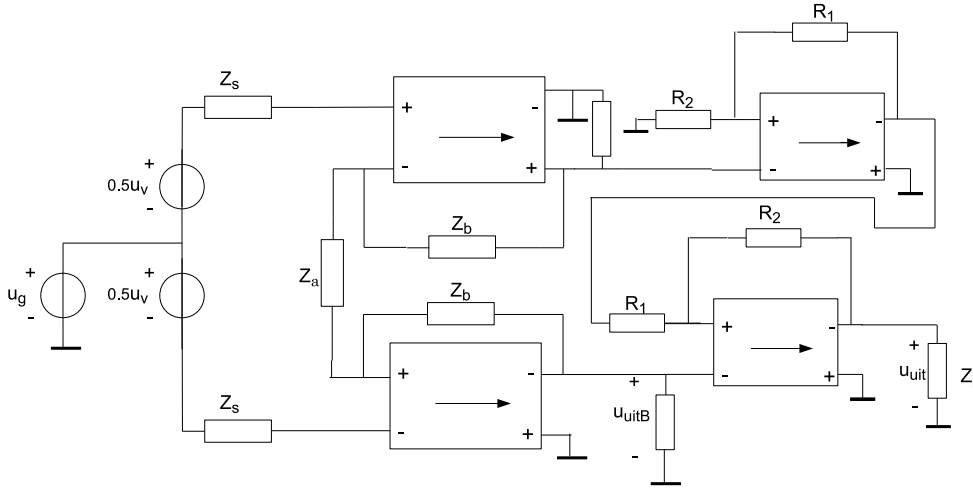
en de versterking van het gemeenschappelijke signaal door

$$\mu_g \approx (|\epsilon_1| + |\epsilon_2| + |\epsilon_3| + |\epsilon_4|). \quad (3.53)$$

Derhalve geldt nu voor de CMRR:

$$CMRR = H \approx 20 \log \left(\left(1 + \frac{2R_b}{R_a} \right) \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{1}{|\epsilon_1| + |\epsilon_2| + |\epsilon_3| + |\epsilon_4|} \right) \right). \quad (3.54)$$

Zowel versterking als CMRR komen overeen met die van de implementatie in § 3.7.1.



Figuur 3.15: Een instrumentatieversterker met spanningsingangen en spanningsuitgang. CMRR is afhankelijk van μ_v

Ten opzichte van de instrumentatieversterker met drie nullorimplementaties (bijvoorbeeld opamps) zal de hier besproken instrumentatieversterker tot een minder hoge frequentie zijn CMRR behouden. Dat komt doordat het bovenste signaalpad één nullorimplementatie meer tegenkomt dan het onderste signaalpad, wat enige vertraging oplevert, wat een fout in de af-trekfunctie oplevert. Bij lage frequenties is deze vertraging nauwelijks merkbaar, maar bij hogere frequenties wel.

Daarnaast heeft de hier gepresenteerde implementatie één nullorimplementatie meer nodig dan die van § 3.7.1. Derhalve zullen we om deze twee redenen deze implementatie als inferieur beschouwen t.o.v. de implementatie van § 3.7.1.

3.7.3 IA spanning in, spanning uit, aftrekken in stroomdomein

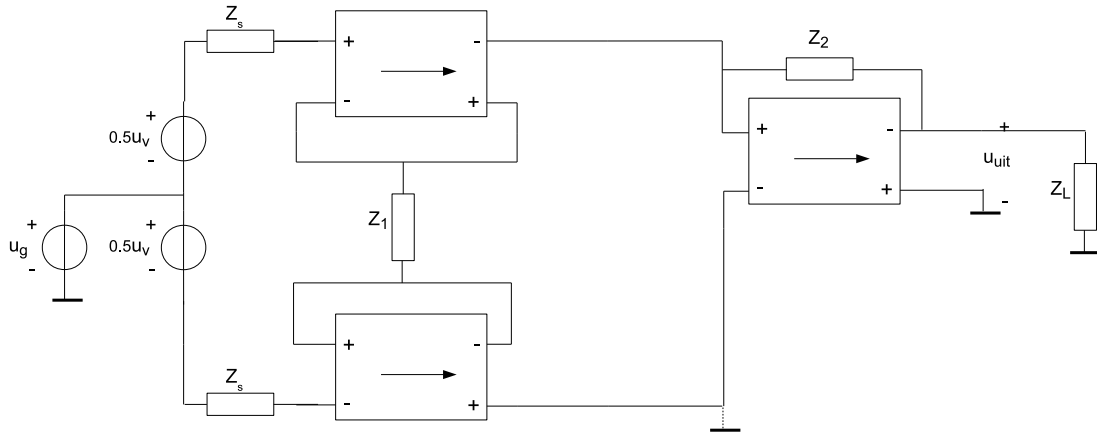
Wanneer de aftrekker met stroomuitgang, zoals beschreven in § 3.5.2, gecombineerd wordt met een transimpedantieversteker, ontstaat een implementatie zoals in fig. 3.16 wordt laten zien.

De common-mode versterking is zeer laag (idealiter nul), zie § 3.5.2. Daardoor is er bijna geen sprake van een common-mode spanning u_{uitg} over Z_L . Er zijn dus geen gelijke weerstanden met lage tolerantie nodig! De CMRR wordt bepaald door de nullorimplementaties en de matching daarvan.

Ten gevolge van de differential-mode spanning u_v zal er een stroom $-u_v/Z_1$ in het uitgangscircuit gaan lopen. Door de transimpedantieversteker wordt deze stroom omgezet naar een uitgangsspanning volgens $u_{uit} = (u_v/Z_1) \cdot Z_2$. Hierdoor geldt voor de versterking

$$\mu_v = \frac{Z_2}{Z_1}. \quad (3.55)$$

N.B. bij de praktische implementatie van deze IA zal er voor gezorgd moeten worden dat de uitgangsstroom van de onderste nullor de lus kan sluiten. Omdat de ingang van een nullor geen stroom kan leveren, moet die via een ander pad kunnen lopen (in dit geval kan de uitgangsklem van de transimpedantieversteker). In een praktische implementatie zou dat opgelost kunnen worden door deze uitgang bijvoorbeeld aan de voeding aan te sluiten. In principe kan de uitgangsstroom van de onderste nullorimplementatie ook aangeboden worden aan (een



Figuur 3.16: Een instrumentatieversterker met spanningsingangen en spanningsuitgang. Aftrekking in het stroomdomein.

tweede) transimpedantieversteker. Er zijn dan twee uitgangsspanningen met 180° faseverschil beschikbaar. Daarnaast valt te verwachten dat zo'n implementatie een (nog) beter gedrag van de IA tot gevolg heeft, omdat de ingangstrap volledig gebalanceerd (differentieel) belast wordt [6].

Ondanks de hoge CMRR ($\text{CMRR} \rightarrow \infty$) lijkt deze implementatie vrij onbekend te zijn, hoewel hij gewoon uit de classificatie rolt. De auteur heeft weinig publicaties gevonden waarin een implementatie die lijkt op die van fig. 3.16 beschreven is, bijvoorbeeld [31] (in plaats van een transimpedantieversteker wordt er in deze publicatie gebruik gemaakt van een weerstand om de stroom naar een spanning om te zetten en een spanningsvolger.). Er werd een CMRR van 80 dB gemeten over een frequentiebereik van ca. 2 kHz. De CMRR is bepaald door de gebruikte opamp (AD711; 80 dB, -3 dB ca. 200 Hz).

Paragraaf 3.8 beschrijft het ontwerp, de realisatie van, en metingen aan, een IA die op aftrekken in het stroomdomein is gebaseerd.

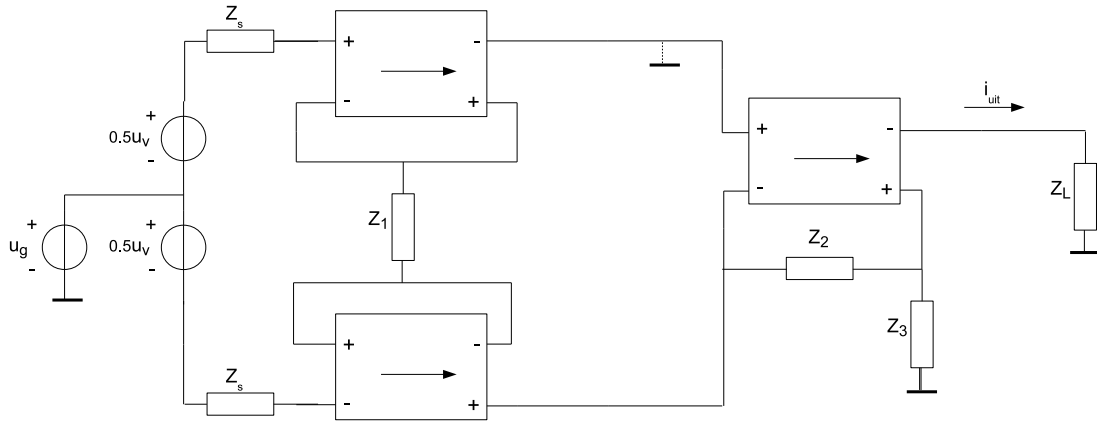
3.7.4 IA spanning in, stroom uit, aftrekken in stroomdomein

Als de aftrekker met stroomuitgang, zoals beschreven in § 3.5.2, gecombineerd wordt met een stroomversteker, ontstaat een implementatie zoals in fig. 3.17 wordt laten zien. Ook hier geldt dat de CMRR slechts beperkt wordt door de (matching) van de nullorimplementaties.

Ten gevolge van de verschilspanning u_v zal er een stroom u_v/Z_1 de stroomversteker invloeden, waarna deze een factor $(Z_2 + Z_3)/Z_3$ versterkt wordt. Voor de versterking geldt dus

$$\gamma_v = \frac{1}{Z_1} \cdot \frac{Z_2 + Z_3}{Z_3}. \quad (3.56)$$

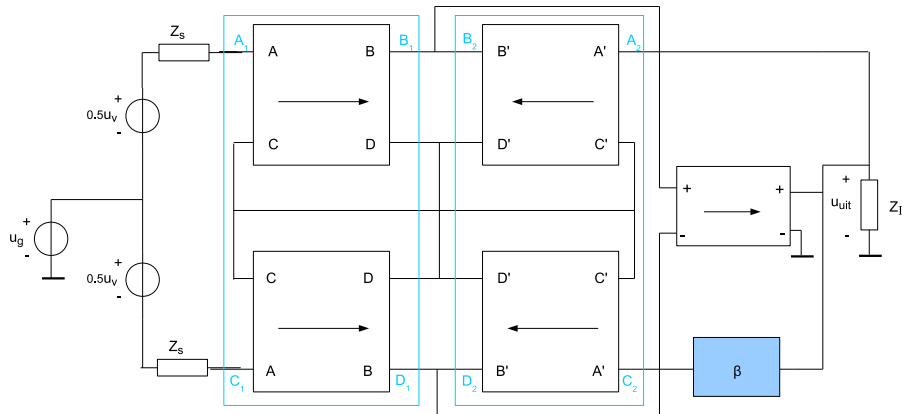
N.B. bij de praktische implementatie van deze IA zal er voor gezorgd moeten worden dat de uitgangsstroom van de bovenste nullor de lus kan sluiten. In een praktische implementatie zou dat opgelost kunnen worden door deze uitgang bijvoorbeeld aan de voeding aan te sluiten. In principe kan de uitgangsstroom van de bovenste nullorimplementatie ook aangeboden worden aan (een tweede) stroomversteker. Er zijn dan twee uitgangsstromen met 180° faseverschil beschikbaar. Daarnaast valt te verwachten dat zo'n implementatie een (nog) beter gedrag van de IA tot gevolg heeft, omdat de ingangstrap volledig gebalanceerd (differentieel) belast wordt [6].



Figuur 3.17: Een instrumentatieversterker met spanningsingangen en stroomuitgang. Aftrekking in het stroomdomein.

3.7.5 Instrumentatieversterker met indirecte tegenkoppeling

Het is ook mogelijk om gemeenschappelijk signalen weg te regelen met behulp van indirecte tegenkoppeling [32][2]. We zullen ons beperken tot de spanningsversterker met indirecte tegenkoppeling zoals fig. 3.18 toont. De bron u_v stuurt een anti-serie geschakeld paar tweepoorten aan



Figuur 3.18: Instrumentatieversterker waarbij van indirecte tegenkoppeling gebruik gemaakt wordt.

(boven en onder), gegeven door hun transmissieparameters. De anti-serie geschakelde tweepoorten gedragen zich als één tweepoort met de transmissieparameters A_1 tot en met D_1 , waarbij geldt [32]

$$\begin{aligned} A_1 &= A \\ B_1 &= 2B \\ C_1 &= \frac{1}{2}C \\ D_1 &= D. \end{aligned} \tag{3.57}$$

De uitgangen van een tweede paar anti-serie geschakelde tweepoorten (A_2 tot en met D_2) en

$$\begin{aligned} A_2 &= A' \\ B_2 &= 2B' \\ C_2 &= \frac{1}{2}C' \\ D_2 &= D', \end{aligned} \tag{3.58}$$

is met de uitgangen van het eerste paar verbonden. Spanning u_v zal voor een spanning $u_v \cdot 1/A_1$ en stroom $u_v \cdot 1/B_1$ aan de uitgang van de linker tweepoort zorgen. De nullor wil geen ingangsstroom en geen spanningsverschil tussen zijn ingangsklemmen. Daarom zal hij zijn uitgangsgrootheden net zo lang aanpassen totdat dit het geval is. De tweede tweepoort zal dus een spanning $u_{\text{uit}} \cdot \beta \cdot 1/A_2 = -u_v \cdot 1/A_1$ en een stroom $u_{\text{uit}} \cdot \beta 1/B_2 = -u_v \cdot 1/B_1$ aan zijn uitgangen moeten leveren, waarbij β de tegenkoppelfactor is. Wanneer er naar gestreefd wordt om de transadmittanties ($1/B$) vast te leggen en A gelijk aan nul te maken, dan geldt dus:

$$\mu = -\frac{B_2}{B_1} \cdot \frac{1}{\beta}. \tag{3.59}$$

De tegenkoppelfactor β kan één gemaakt worden. De spanningsversterking hangt dan alleen van beide transadmittanties af. Daarnaast kan ook de tegenkoppelfactor $\beta = Z_1/(Z_1 + Z_2)$ een waarde kleiner dan één krijgen.

Bij een nauwkeuriger analyse blijkt de versterking gegeven te worden door [2]:

$$\begin{aligned} \mu &= -\frac{1}{\beta} \left(\frac{B_2 + D_2 Z'}{B_1 + D_1 Z_s} \right) \\ \text{en } Z' &= \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}. \end{aligned} \tag{3.60}$$

Wanneer de anti-serieschakelingen met bipolaire transistoren gerealiseerd zou worden, dan wordt μ mede bepaald door Z' en Z_s omdat de transmissieparameters D_2 en D_1 niet klein genoeg worden. Dit is gedeeltelijk te ondervangen door lokale tegenkoppeling toe te passen: transadmittantie of emitterdegeneratie, zoals dat bij losse transistoren wel wordt genoemd. Een betere implementatie zou kunnen volgen als er gebruik gemaakt wordt van veldeffecttransistoren. Bij lage frequenties is D zeer klein (nadert naar nul). Nog lagere waarden van D zijn te verkrijgen door transadmittantieversterker te gebruiken als implementatie van de tweepoorten. Een voorbeeld wordt gegeven in fig. 3.20.

Deze instrumentatieversterker maakt dus gebruik van aftrekken in het stroomdomein (daarom wordt hij wel current-feedback IA genoemd) en een niet-lokaal tegengekoppelde nullor om het verschilsignaal te versterken. De tegenkoppelactie wordt volledig door β bepaald. Hij kan beschouwd worden als een implementatie van fig. 3.4.

Tegenwoordig worden veel IA's als i.c. ontwikkeld die op dit principe gebaseerd zijn. Zie bijv. [23] hoofdstuk 3, [33]... Figuur 3.19 toont een voorbeeld van een vereenvoudigd schema van een IA die in CMOS-techniek is gerealiseerd [23]. M_{11} , M_{12} , R_{11} en R_{12} vormen samen de ingangstweepoort (A_1 t/m D_1) en M_{22} , M_{21} , R_{22} en R_{21} vormen de andere tweepoort (A_2 t/m D_2). De uitgangsfets M_{41} en M_{42} vormen samen met M_{35} en M_{36} een implementatie van de nullor. De andere mosfets zijn er om in de instelstromen en -spanningen te voorzien.

Voorbeeld: IA met indirecte tegenkoppeling

Figuur 3.20 geeft een voorbeeld van een IA die met indirecte tegenkoppeling werkt. De nullors

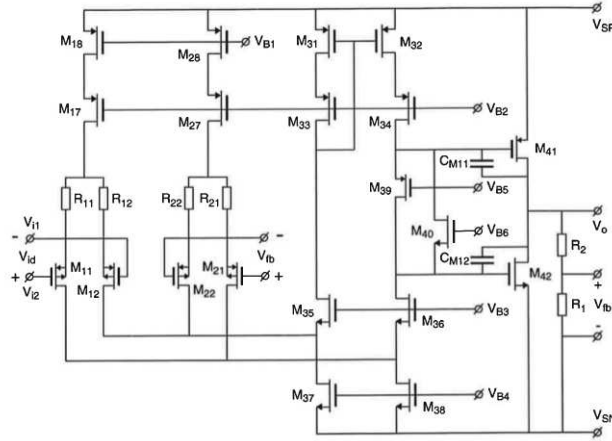
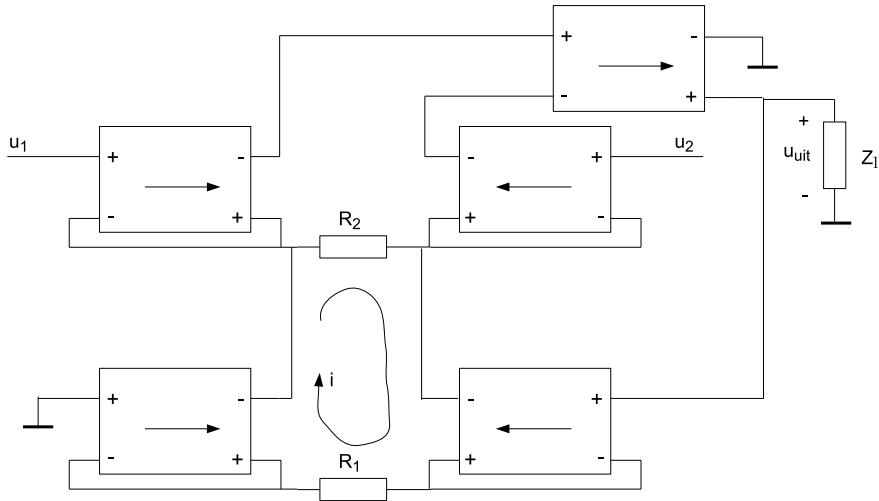


Fig.4.2: Simple Circuit-Diagram of a Current-Feedback Instrumentation Amplifier.

Figuur 3.19: Instrumentatieversterker waarbij de CMRR niet van de matching van weerstanden afhangt, uit [23].



Figuur 3.20: Instrumentatieversterker waarbij de CMRR niet van de matching van weerstanden afhangt.

zorgen er voor dat het spanningsverschil tussen de + en - ingangen gelijk aan nul wordt gemaakt. Aan de linkerkant van R_1 staat dus nul volt en aan de rechterkant de spanning u_{uit} . Door weerstand R_1 loopt dus een stroom i van

$$i = \frac{u_{uit}}{R_1}. \quad (3.61)$$

Stroom i moet door beide uitgangsklemmen van de onderste nullors lopen en daarmee ook door R_2 . Aan de linkerkant van R_2 staat, ten gevolge van de nulloractie, echter de spanning u_1 en aan de rechterkant de spanning u_2 , eveneens ten gevolge van de nulloractie. Daardoor geldt voor i

ook

$$i = \frac{u_1 - u_2}{R_2}. \quad (3.62)$$

De stroom i wordt door het onderste nullorpaar geleverd. Het bovenste nullorpaar voert geen stroom. Wanneer dit paar wel stroom zou voeren, dan zou er tussen de ingangsklemmen van de bovenste nullor een spanning ontstaan die u_{uit} onmiddellijk zou aanpassen en wel net zo lang tot het bovenste nullorpaar geen stroom meer hoeft te voeren.

Leid af dat uit vergelijkingen (3.61) en (3.62) voor de uitgangsspanning volgt:

$$u_{uit} = (u_1 - u_2) \frac{R_1}{R_2}. \quad (3.63)$$

In geval van common-mode spanningen aan de ingang zijn u_1 en u_2 gelijk aan elkaar en volgt dus dat u_{uit} nul is, waarbij R_1 en R_2 dus niet gelijk aan elkaar behoeven te zijn. De common-mode rejection ratio wordt nu alleen door de nullorimplementaties bepaald.

Merk op dat de tegenkoppelfactor β gelijk aan één is in dit geval. Ga na hoe je fig. 3.20 moet aanpassen om een β van $1/20$ te krijgen.

3.8 Ontwerp en realisatie van een IA

De in deze paragraaf beschreven IA is eerder gepubliceerd als ‘A Broadband, High Common-Mode Rejection Ratio Instrumentation Amplifier’ [34].

A Broadband, High Common-Mode Rejection Ratio Instrumentation Amplifier

Marcel J. van der Horst

Department of Electrical Engineering/ Amsterdam Sensor Lab
Amsterdam University of Applied Sciences, The Netherlands, m.j.van.der.horst@hva.nl

Abstract—An operational amplifier based instrumentation amplifier (IA) with a common-mode rejection ratio (CMRR) independent of resistance tolerances is presented in this paper. The CMRR is determined by the operational amplifier characteristics. The IA shows a high CMRR up to 100 kHz. Moreover, since the presented IA operates in the current domain, no large internal voltage swings occur, making it an interesting choice for low-voltage applications in situations where common-mode disturbances may affect the signal processing.

Index Terms—Nullor, instrumentation amplifier, common-mode rejection ratio, operational amplifier, common-mode disturbance

I. INTRODUCTION

Instrumentation amplifiers (IA) are typically used when common-mode (CM) signals may disturb the differential-mode (DM) signal transfer. Its task is to suppress the CM disturbance and amplify the DM signal. This ability is the common-mode rejection ratio. The CM-signal may be at DC, but is usually an AC signal. An example of the latter possibility is the measurement of bio-potentials like electrocardiogram and electroencephalogram where the mains may induce CM voltages on the order of several volts, while the signal of interest is in the order of (hundreds of) μV to several mV [1].

In general, increasing CM disturbance in the low-frequency (2-150 kHz) range can be expected nowadays [2], increasing the demand for IAs with high (enough) CMRR in this band. The current trend towards low supply voltages requires the IA to meet this demand at decreasing supply voltages as well.

A lot of investigation has been performed over the years to improve the CMRR of IAs, e.g., [3]–[7]. Most focusing on integrated circuit IA design, which eases the design for a high CMRR.

Integrated circuit vendors supply various monolithic IAs based on e.g., current feedback, the well-known three operational amplifier (op amp) IA or the two op amp IA. The CMRR is highly affected by the inequalities in resistor ratios in the subtractor in the latter two cases. In monolithic IAs these

resistors are laser-trimmed, the transistors are well matched and can therefore provide better CMRRs than non-monolithic op amp based IAs [8]. IAs with high CMRR over a large frequency range and that are able to operate on low supply voltages are, however, still scarce.

This paper proposes an op amp based IA design with a CMRR that is not affected by inequalities of resistor(s) (ratios). Moreover, the CMRR is high over a broad frequency range and the IA can be used in low-voltage applications.

Section II presents the design of the IA. Gain and CMRR measurements are given in Section III and the design is discussed in Section IV. Finally, Section V gives the conclusions.

II. INSTRUMENTATION AMPLIFIER DESIGN

An IA should perform both an amplifying and a subtraction function to the signals at both of its inputs. This will result in cancellation of CM voltages and amplification of DM voltages. Figure 1 shows an effective subtraction function in the current domain. Nullors [9] are used to realize a

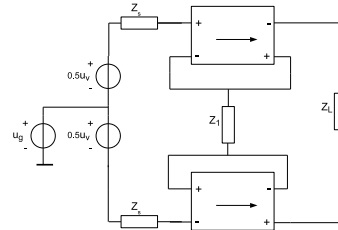


Fig. 1: Subtraction function: voltage in, current out.

balanced transadmittance amplifier.

The current through Z_L is only determined by the DM voltage u_v . Due to the negative feedback action, the voltage difference across Z_1 caused by the CM voltage u_g is zero. Therefore, no CM current will flow through Z_L . When Z_L is formed by a (differential) transimpedance amplifier, an IA

with balanced voltage output terminals is created; there are two output voltages with 180° phase difference available. Here, an implementation using two unbalanced transimpedance amplifiers is used, see Fig. 2.

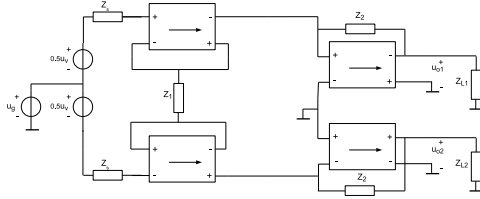


Fig. 2: IA with a balanced transadmittance and two transimpedance amplifiers. Using, e.g., a differential amplifier, one output voltage may be realized.

As a result of u_v , a current $-u_v/Z_1$ will start flowing in the output circuit. The transimpedance amplifiers convert this current into an output voltage according to $u_{o1} = (u_v/Z_1) \cdot Z_2$ and $u_{o2} = -(u_v/Z_1) \cdot Z_2$. Hence, for the total voltage gain for both output follows

$$\mu_d = \pm \frac{Z_2}{Z_1}. \quad (1)$$

A. A nullor implementation with op amps

Only in the case of the voltage amplifier and the transimpedance amplifier can the nullors be implemented with op amps without any problems. In case of the transadmittance amplifier, the problem is encountered that there is no differential, floating (isolated) output terminal pair. The problem to solve is to find a way of providing an isolated differential output pair using op amps only.

Huijsing presented an elegant solution based on two op amps and floating voltage sources [10]. Fig 3 shows his design. The maximum voltage swing is

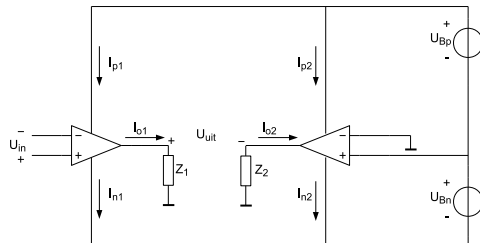


Fig. 3: A two opamp nullor implementation.

(almost) equal to $U_{Bp} + U_{Bn}$ when using op amps with rail-rail output.

The right op amp regulates its current i_{o2} such that the total positive and negative currents are equal to each other [10]. It holds that $i_{o1} = i_{p1} - i_{n1}$, $i_{o2} = -i_{p2} + i_{n2}$ and $i_{tot} = i_{p1} + i_{p2} = i_{n1} + i_{n2}$, hence $i_{o2} = i_{p1} - i_{n1} = i_{o1}$ (when leakage currents from the op amps are ignored).

The floating supply voltage sources of the op amps must be isolated from the signal source and load reference: no galvanic contact and preferably negligible capacitance to that reference.

B. CMRR limitations

The CMRR that can be reached will be limited by both the performance of the input stage, i.e. the quality of the subtraction action, and the CMRR limitations of the op amps used (the same holds for the familiar 3 op amp IA). From a small-signal analysis follows that the CMRR in the former case can be approximated by

$$CMRR(s) \approx 20 \cdot \log \left| \frac{1 + 2(A_1(s) + A_2(s)) + 3A_1(s)A_2(s)}{3(A_1(s) - A_2(s))} \right|. \quad (2)$$

$A_1(s)$ and $A_2(s)$ are the open loop gains of the op amps used and s is the Laplace operator. The open loop gain and gain bandwidth product (GBP) are given in the datasheets, thus providing $A_1(s)$ and $A_2(s)$. Note that typical values are given that are prone to spread up to 30 % [11].

It can be seen that for high CMRR values, $A_1(s)$ and $A_2(s)$ should be as equal as possible and/or as high as possible. When using commercially available op amps, selecting an op amp with high open loop gain is advised. Theoretically, $CMRR \gg 80$ dB can be reached with high gain op amps. In that case the practically obtainable maximal CMRR will be determined by the op amp.

C. IA Design

Fig. 4 shows the design. The voltage gain μ_d is 40 dB. A low value of only 10Ω was chosen for the feedback impedance Z_1 (Fig. 2) so its noise contribution is negligible. For Z_2 follows a resistor of $1 \text{ k}\Omega$. The amplifier is limited to a bandwidth of 15.9 kHz with the capacitances shown in Fig. 4. The dual op amp AD822 is used. Ltspice simulations show a μ_d of 40 dB and an equivalent voltage noise of $18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ or $2.34 \mu\text{V}_{rms}$ total noise, determined by the input op amps. Op amp macro-models are not appropriate for CMRR simulations for this design, so simulation results are not given. Based on the op amp specifications and Eq. (2), calculations showed high CMRR up to 100 kHz.

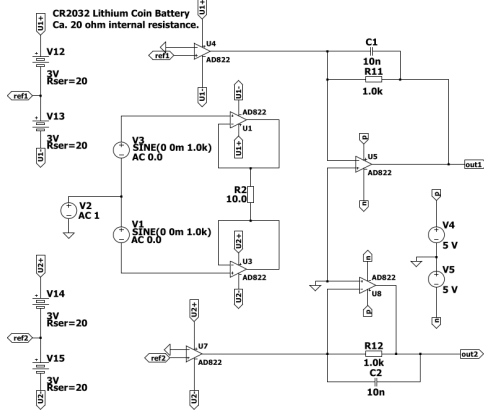


Fig. 4: The IA design.

In this design 3 V batteries are chosen as supply voltage of the input stage. The output stage is fed from ± 5 V derived from two 9 V batteries.

III. MEASUREMENTS

The IA was realized on an experimental board and both μ_v and CM gain μ_g were measured using a Rigol DG1022 function generator and a Tektronix TBS 1072 oscilloscope. The differential voltage was set to 10 mV_{rms} and the resulting output voltage was measured over a frequency range of 10 – 100 kHz. See Fig. 5 for a picture of the IA.

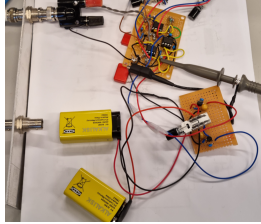
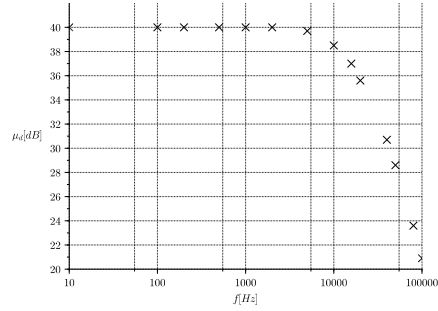


Fig. 5: The upper board shows three dual op amps forming the IA, the lower board shows the on-off switch and two voltage regulators (± 5 V).

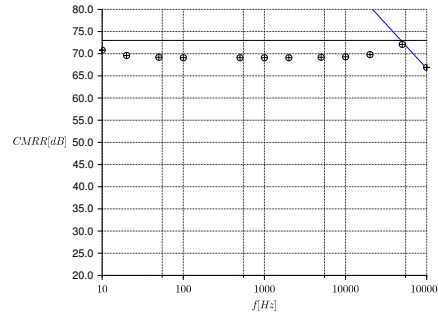
μ_g was measured by connecting both inputs to the function generator and connecting the ‘ground’ side of it to the amplifier reference (see Fig. 2, with u_v zero). The CM input voltage was 100 mV_{rms}. The CMRR was calculated with $20 \log(\mu_d/\mu_g)$.

To demonstrate the effect of $A_1(s)$ and $A_2(s)$ on the CMRR, measurements were performed with the AD 822 as input stage and the MCP6002, comparable CMRR but lower GBP, as input stage of the IA.

Fig. 6(a) shows the measured μ_d (crosses) of 40 dB. The measured bandwidth is 15.8 kHz. Fig. 6(b) presents the measured CMRR. The circled crosses are measurement results, the black line is the maximal CMRR of the op amp and the blue line is calculated with Eq. (2).



(a) μ_d as a function of frequency. All op amps: AD 822.

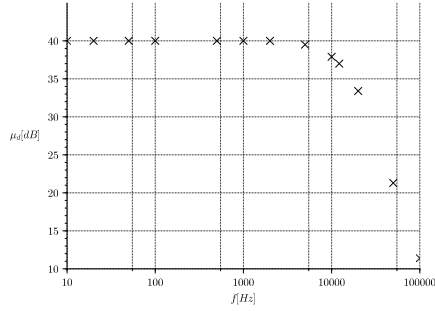


(b) CMRR as a function of frequency. All op amps: AD 822.

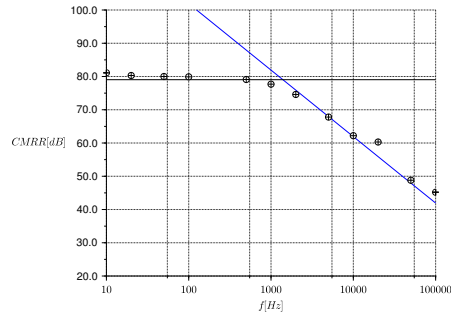
Fig. 6: Differential voltage gain μ_d and CMRR of the IA. Black line: maximal low-frequency CMRR of the op amps. Blue line: calculated CMRR, Crosses and circled crosses: measurements.

Figs. 7(a) and (b) present the same measurements, but now op amp MCP 6002 is used in the transmittance input stage. Since the MCP 6002 has a lower GBP (1 MHz typ.) than the AD822 (1.8 MHz typ) with this R_1 (10 Ω), the bandwidth is 12.2 kHz. Both op amps are capable of low voltage operation, minimal supply voltage being 1.8 V and ± 2.5 V, respectively.

It is demonstrative to see that the measured CMRR is large over a broader frequency range than that of the op amps themselves. The CMRR of the MCP 6002 is typically 77 dB at low frequencies, deteriorating to 20 dB at 10 kHz and that of the AD 822 is about 73 dB (low supply voltage) at



(a) μ_d as a function of frequency. Input stage op amps: MCP 6002, output stage op amps: AD 822.



(b) CMRR as a function of frequency. Input stage op amps: MCP 6002, output stage op amps: AD 822.

Fig. 7: Differential voltage gain μ_d and CMRR of the IA. Black line: maximal low-frequency CMRR of the op amps. Blue line: calculated CMRR, Crosses and circled crosses: measurements.

low frequencies and deteriorating to ca. 40 dB at 100 kHz. The more constant CMRR up to 100 kHz may be attributed to better matching and higher GBP of the AD 822 op amps.

IV. DISCUSSION

The IA presented here is capable of working at low supply voltages and shows a high CMRR over a broad frequency range, which makes it interesting in the present trend towards lower (system) supply voltages. On top of that, effects of mismatches between op amps can be evaluated using Eq. (2) enabling worst case analysis and design.

So, specifically in case of low-voltage applications and when the designer needs more design freedom to meet functional and EMC specifications, the IA presented in this paper may provide the intended combination of a reasonably high

CMRR up to 100 kHz, low noise behavior and being able to run on a low-voltage.

Apart from batteries, energy harvesting systems and DC-DC converters can also be used as floating power supplies, but this increases the risk of injecting extra interference to the voltage supply terminals of the op amps since DC-DC converters switch with a specific frequency.

V. CONCLUSIONS

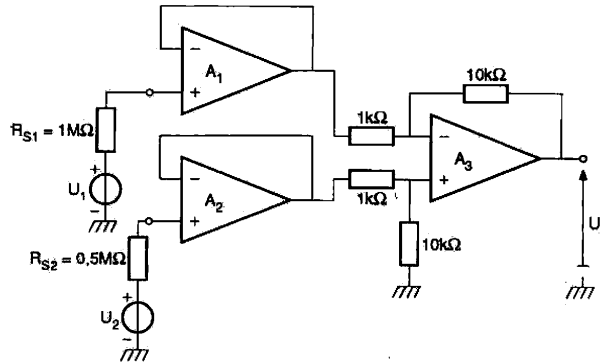
This paper presents the design of an op amp based IA which CMRR does not depend on matching resistors and that is suitable for low-voltage applications. By selecting op amps with high gain bandwidth products and high (low-frequency) CMRR, the IA can reach high CMRR over broad frequency ranges. A rather typical rail-to-rail op amp (AD 822) is used in this design that still provides a CMRR greater than 60 dB at 100 kHz.

REFERENCES

- [1] J. Xu, S. Mitra, C. Van Hoof, R. F. Yazicioglu, and K. A. A. Makinwa, "Active electrodes for wearable eeg acquisition: Review and electronics design methodology," *IEEE Reviews in Biomedical Engineering*, vol. 10, pp. 187–198, 2017.
- [2] C. Keyer, F. Buesink, and F. Leferink, "Mains power synchronous conducted noise measurement in the 2 to 150 khz band," in *2016 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, pp. 865–869, 2016.
- [3] Z. Abidin, K. Tanno, S. Mago, and H. Tamura, "Low common-mode gain instrumentation amplifier architecture insensitive to resistor mismatches," *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 6, no. 6, pp. 3247–3254, 2016.
- [4] M. Mehrol, D. Goyal, and P. Varshney, "Differential voltage current conveyor transconductance amplifier based instrumentation amplifier," in *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, pp. 1–5, 2016.
- [5] M. Konar, R. Sahu, and S. Kundu, "Improvement of the gain accuracy of the instrumentation amplifier using a very high gain operational amplifier," in *2019 Devices for Integrated Circuit (DevIC)*, pp. 408–412, 2019.
- [6] I. M. Pandiev, "Design and implementation of difference and instrumentation amplifier's laboratory system for education in analog electronics," in *2020 XXIX International Scientific Conference Electronics (ET)*, pp. 1–4, 2020.
- [7] M. A. P. Pertijs and W. J. Kindt, "A 140 db-cmrr current-feedback instrumentation amplifier employing ping-pong auto-zeroing and chopping," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 10, pp. 2044–2056, 2010.
- [8] C. Kitchin and L. Count, "A designer's guide to instrumentation amplifiers," 3rd edition, Analog Devices, 2006.
- [9] B. D. H. Tellegen, "On nullators and norators," *IEEE transactions on circuit theory*, pp. 466–469, Dec. 1966.
- [10] J. H. Huijsing, *Integrated Circuits for Accurate Linear Analogue Electric Signal Processing*. PhD thesis, Delft University of Technology, 1981.
- [11] "5.2 ti precision labs - op amps: Bandwidth - gain and gbw," <https://training.ti.com/ti-precision-labs-op-amps-bandwidth-gain-gbw>, March 2015.

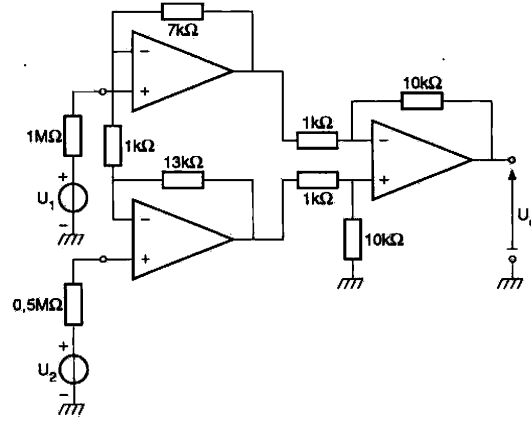
3.9 Opgaven

- Beschouw figuur 3.8. Bereken de uitgangsspanning U_o als U_1 en U_2 beide 10 V zijn en indien
 - de weerstanden R_1 tot en met R_4 $10\text{ k}\Omega \pm 0,3\%$ zijn.
 - de weerstanden R_1 tot en met R_4 $10,5\text{ k}\Omega \pm 1\%$ zijn.
- Bereken de overdracht voor gemeenschappelijke- en voor verschilsignalen voor het circuit van figuur 3.14 voor het geval dat de beide weerstanden R_b ongelijk zijn. (Noem de weerstanden R_{b1} respectievelijk R_{b2} .) Welke eisen dienen er aan deze weerstanden gesteld te worden?
- Figuur 3.21 toont het schema van een instrumentatieversterker. De opamps mogen als ideaal worden verondersteld. Men wil met deze versterker de verschilspanning $U_1 - U_2$ van twee signaalbronnen versterken. De signaalbronnen hebben ongelijke resistieve impedanties van resp. $1\text{ M}\Omega$ en $0,5\text{ M}\Omega$. Bereken de common-mode rejection CMRR van de instrumentatie-versterker.

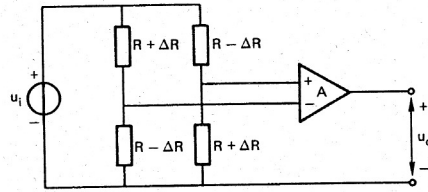


Figuur 3.21: Een instrumentatieversterker.

- Onderstaande figuur (Fig. 3.22) toont het schema van een instrumentatieversterker. De opamps mogen als ideaal worden verondersteld. Men wil met deze versterker de verschilspanning $U_1 - U_2$ van twee signaalbronnen versterken. De signaalbronnen hebben ongelijke resistieve impedanties van resp. $1\text{ M}\Omega$ en $0,5\text{ M}\Omega$ en bevatten een common-mode spanning U_{CM} van 1 V. Bereken de invloed van de common-mode spanning van 1 V op de uitgangsspanning U_o .
- Stel dat de weerstanden van de verschilversterker in figuur 3.8 de volgende waarden hebben: $R_1 = R_3 = 10\text{ k}\Omega$ en $R_2 = R_4 = 100\text{ k}\Omega$.
 - Bereken U_o voor de volgende ingangsspanningen:
 $(U_1, U_2) = (-0,1\text{ V}, +0,1\text{ V}), (4,9\text{ V}, 5,1\text{ V}), (9,9\text{ V}, 10,1\text{ V})$
 - Bereken de common-mode spanning aan de ingang van de verschilversterker.
 - Bereken U_o voor dezelfde reeks ingangsspanningen, maar nu met $R_1 = 10\text{ k}\Omega$, $R_2 = 98\text{ k}\Omega$, $R_3 = 9\text{ k}\Omega$ en $R_4 = 103\text{ k}\Omega$. Beschrijf wat er gebeurt.
- Een rekstrookmeetbrug, bestaande uit vier rekstrookjes, is op zodanige wijze op een stalen staaf bevestigd dat bij tordering hiervan weerstandsveranderingen optreden zoals in figuur 3.23 is aangegeven. Men wenst torsie te meten met een ondergrens overeenkomend met $\frac{\Delta R}{R} = 10^{-6}$. Hoe groot moet de CMRR van de versterker A zijn?



Figuur 3.22: Een instrumentatieversterker.



Figuur 3.23: Een rekstrookmeetbrug.

3.10 Antwoorden

- In het ideale geval, bij exact gelijke weerstanden is $u_o = 0$. Voor het niet ideale geval geldt:
 $A_g \approx \frac{R_2^*}{R_1^* + R_2^*} (|\epsilon_1| + |\epsilon_2| + |\epsilon_3| + |\epsilon_4|)$
 (a) $A_g \approx \frac{1}{2} (1, 2 \cdot 10^{-2}) = 6 \cdot 10^{-3}$; $U_o = 10 \cdot 6 \cdot 10^{-3} = 60 \text{ mV}$
 (b) $A_g \approx \frac{1}{2} (4 \cdot 10^{-2}) = 2 \cdot 10^{-2}$; $U_o = 10 \cdot 2 \cdot 10^{-2} = 200 \text{ mV}$
- Noem de beide weerstanden R_{b1} en R_{b2} . De overdracht van de beide ingangsversterkers voor gemeenschappelijke signalen ($U_1 = U_2 = U_g$) blijft gelijk aan 1: R_a is immers spanningsloos, R_{b1} en R_{b2} zijn dat daarom ook, waarmee $u'_1 = u'_2 = u_g$. Indien de verschilversterker ideaal is, geldt dat de overdracht voor gemeenschappelijke signalen nul is.

De overdracht voor verschilsignalen vindt men uit: $U'_1 = U_1 + \frac{R_{b1}}{R_a} U_v$ en $U'_2 = U_2 - \frac{R_{b2}}{R_a} U_v$, waaruit volgt: $U'_1 - U'_2 = U_1 - U_2 + \frac{R_{b1} + R_{b2}}{R_a} U_v = (1 + \frac{R_{b1} + R_{b2}}{R_a}) U_v$

Conclusie: een eventuele ongelijkheid van de weerstanden R_{b1} en R_{b2} beïnvloedt de CMRR niet. De grootte van R_{b1} en R_{b2} bepaalt wel mede de overdracht voor verschilsignalen, en deze moet in overeenstemming zijn met de vereiste versterkingsfactor.

- De (ongelijke) bronweerstanden hebben geen invloed op de versterkingsfactoren. Omdat de rest van de schakeling symmetrisch is opgebouwd geldt dat $\text{CMRR} \rightarrow \infty$.
- De CM versterking van de twee ingangsversterkers bedraagt 1. De ongelijkheden van de bronweerstanden en de terugkoppelweerstanden hebben daar geen invloed op (zie vraag 2).

2). Een common-mode spanning veroorzaakt daardoor een evengrote ingangsspanning op

de beide ingangen van de laatste trap en levert geen uitgangsspanning op; $U_o = 0$.

5. Antwoorden:

- (a) Het spanningsverschil $U_2 - U_1$ is telkens 0,2 V. Voor U_o vinden we dus in alle gevallen: $10 \cdot 0,2 = 2$ V.
 - (b) De common-mode spanningen zijn: 0; 5V en 10V.
 - (c) Voor de uitgangsspanning geldt nu: $U_o = -\frac{R_2}{R_1}U_1 + \frac{R_1+R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3+R_4}U_2$. Invullen van deze formule levert op: $U_o = 1,965$ V, $U_o = 2,230$ V en $U_o = 2,495$ V. Ten gevolge van de ongelijkheden van de weerstanden geldt niet alleen $U_o \neq 2,000$ V, maar verandert U_o ook nog met de waarde van de common mode spanning.
6. De common-mode spanning is $\frac{1}{2}u_i$, de verschilspanning $\frac{\Delta R}{R}u_i$ en de kleinste te meten spanning dus $10^{-6}u_i$. De common-mode spanning mag hoogstens een uitgangssignaal geven equivalent met het uitgangssignaal van een ingangverschilsignaal van $10^{-6}u_i$. Hieruit volgt: $CMRR > \frac{\frac{1}{2}u_i}{10^{-6}u_i} = 5 \cdot 10^5$; $CMRR > 114$ dB.

Hoofdstuk 4

Ruis in Instrumentatieversterkers

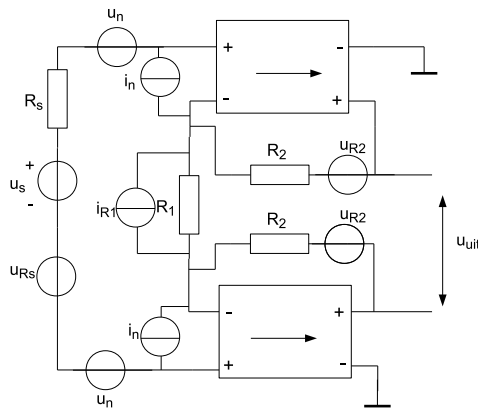
Instrumentatieversterkers (IA) worden toegepast in situaties waarbij men onderscheid wil maken tussen gemeenschappelijke (common-mode) signalen en verschilsignalen (differential-mode). Het versterkingsgedrag voor zowel verschil- als gemeenschappelijke ingangssignalen is in de literatuur beschreven. Wat opvalt is dat het ruisgedrag niet in eenvoudig terug te vinden literatuur is beschreven. Omdat ruis één van de fundamentele beperkingen van een informatieverwerkend kanaal is, is het van belang een formule voor de ruis beschikbaar is voor de ontwerper. Dit manuscript voorziet in die behoefte.

4.1 Ruisberekening

Figuur 4.1 toont de ingangstrap van een traditionele instrumentatieversterker, compleet met een differentiële ingangsspanningsbron u_s met interne weerstand R_s . De differentiële spanningsversterking van de ingangstrap wordt gegeven door

$$\mu_d = \frac{R_1 + 2R_2}{R_1}. \quad (4.1)$$

De thermische ruisbronnen van de weerstanden zijn in figuur 4.1 opgenomen, net als de spannings- en stroomruisbronnen van de nullorimplementaties (u_n respectievelijk i_n). Na wat schuiven met



Figuur 4.1: Ingangstrap van een instrumentatieversterker, compleet met ruisbronnen.

de ruisbronnen, volgt voor de spectrale ruisdichtheid van de equivalente spanningsruisbron ($u_{n,eq}$) aan de ingang van de IA

$$S_{un,eq} = 4kT \left(R_s + \frac{2R_1R_2}{R_1 + 2R_2} \right) + 2S_{u_n} + \frac{1}{2}S_{i_n} \left(R_s + \frac{2R_1R_2}{R_1 + 2R_2} \right)^2. \quad (4.2)$$

Waarbij k de constante van Boltzmann en T de absolute temperatuur is. De spanningsruisbronnen (u_n) en stroomruisbronnen (i_n) van de nullorimplementaties worden gelijk aan elkaar verondersteld, wat een acceptabele aanname is, zeker indien beiden als op-amps op één substraat zijn gerealiseerd. Zie appendix A voor de afleiding van deze formule.

Voor wat de ruis betreft zien we dus dat de spanningsruisbron ten gevolge van de nullorimplementaties twee keer groter is dan die van een gewone spanningsversterker en de stroomruisbron een factor twee kleiner. Het terugkoppelnetwerk is voor te stellen als een parallelschakeling van weerstanden met de waarden R_1 en $2R_2$, in serie met de signaalbron.

De effectieve waarde van $\overline{u_{n,eq}}$ volgt nu uit

$$\overline{u_{n,eq}} = \sqrt{\overline{u_{n,eq}^2}} = \sqrt{\int_{f_l}^{f_h} S_{un,eq} df}, \quad (4.3)$$

waarbij f_h en f_l de kantelfrequenties van de doorlaatband zijn.

Indien μ_d groot is, is de ruisbijdrage van de verschilversterker die volgt op de ingangstrap te verwaarlozen. De bijdrage van de verschilversterker is te evalueren door de equivalente ruisspanningsbron hiervan te delen door μ_d^2 en deze term in formule (4.2) op te nemen.

Hoofdstuk 5

IA-beperkingen

Naast ruis wordt de overdracht van de signaalbron (sensor) naar de uitgang van de instrumentatieversterker (IA) ook beperkt door het signaal en andere beperkingen. De signaalgrootte en de andere beperkingen worden in dit hoofdstuk nader onderzocht.

5.1 Minimaal te verwerken signaalgrootte

De minimaal te verwerken signaalgrootte wordt bepaald door de ruis van de sensor zelf, kruisgevoeligheid van de sensor, offset en de common-mode rejection ratio (CMRR, H). Aan de hand van rekstrookjes die in het spanningsdomein worden uitgelezen, zullen deze beperkingen nader besproken worden. De analyse van andere sensoren en meetsituaties wordt aan de student overgelaten.

Een rekstrook heeft een zekere weerstand die bepaald wordt door de bekende formule

$$R = \rho \frac{L}{A}, \quad (5.1)$$

waarbij ρ de soortelijke weerstand, A de oppervlakte van het materiaal en L de lengte van het materiaal is. Als er nu een kracht op het rekstrookje wordt uitgeoefend, vindt er een weerstandsverandering plaats die gegeven wordt door [26]

$$\frac{\delta R}{R} = \frac{\delta \rho}{\rho} + \frac{\delta L}{L} - \frac{\delta A}{A} = \frac{\delta \rho}{\rho} + 2 \frac{\delta L}{L}. \quad (5.2)$$

Deze formule geldt onder de aannemelijke voorwaarde dat het totale volume van de sensor gelijk blijft.

In metalen is ρ onafhankelijk van de rek (ε). Daardoor kan de verandering in de weerstand beschreven worden door

$$\frac{\delta R}{R} = 2 \frac{\delta L}{L} = k_\varepsilon \cdot \varepsilon. \quad (5.3)$$

In halfgeleidermateriaal is ρ wel afhankelijk van de rek. Daardoor is de gevoeligheid, of de zogenaamde gauge factor, (k_ε) van halfgeleiderrekstrookjes over het algemeen veel groter (k_ε : 40-200) dan die van rekstrookjes op metaalbasis (k_ε : 2-6) [26].

Wanneer het rekstrookje geen mechanische stress (rek) ondergaat heeft het een zekere weerstand R_0 . De weerstandsverandering ten gevolge van rek kan nu beschreven worden met

$$R_\varepsilon = R_0 (1 + k_\varepsilon \varepsilon). \quad (5.4)$$

De rek zelf hangt weer of van de kracht F die op het rekstrookje wordt uitgeoefend, het oppervlak A ervan en de elasticiteitsmodulus (modulus van Young) van het materiaal waarop de rekstrook geplakt zit. Formule (5.4) kan dus ook geschreven worden als

$$R_\varepsilon = R_0 \left(1 + k_\varepsilon \frac{F}{AE} \right). \quad (5.5)$$

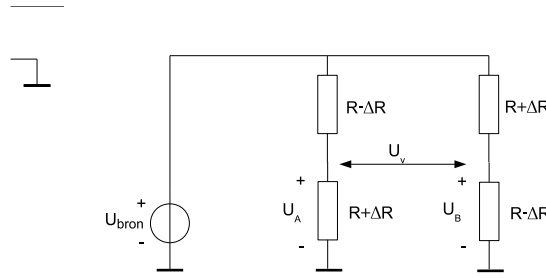
Stel dat je de zwaartekracht die door een bepaalde massa wordt uitgeoefend zou willen detecteren, dan geldt $F = m \cdot g$, waarbij m de massa (kg) is en g de zwaartekrachtversnelling ($g = 9.8 \text{ m/s}^2$). Formule (5.5) kan nu herschreven worden als

$$R_\varepsilon = R_0 \left(1 + k_\varepsilon \frac{mg}{AE} \right) = R_0 + \Delta R. \quad (5.6)$$

Over het algemeen moet er rekening gehouden worden met het meten van kleine weerstandsveranderingen. Voorbeeld: een massa van 1 kg, $k_\varepsilon = 2$ in het geval van constantaan (legering van koper, nikkel en mangaan) als metaal voor de rekstrook, $E = 2 \cdot 10^{11} \text{ N/m}^2$ en $A = 78.54 \mu\text{m}^2$; resulteert in $R_\varepsilon = R_0 (1 + 1.25 \cdot 10^{-6})$.

5.1.1 Meten in het spanningsdomein; de brug van Wheatstone

Sensoren uitlezen met een brug van Wheatstone kan de situatie opleveren die in paragraaf 3.1 al beschreven is: een relatief klein signaal gesuperponeerd op een relatief groot gemeenschappelijk signaal. Vanuit de brugschakeling in afbeelding 5.1 volgt



Figuur 5.1: De brug van Wheatstone (volledige brugschakeling).

$$\begin{aligned} U_v = U_A - U_B &= \frac{\Delta R}{R} U_{\text{bron}} & U_g &= \frac{1}{2} U_{\text{bron}} \\ \sim U_v &= \frac{\Delta R}{R_0} U_{\text{bron}} = k_\varepsilon \frac{mg}{AE} U_{\text{bron}}. \end{aligned} \quad (5.7)$$

Als we nu een $U_{\text{bron}} = 5 \text{ V}$ hebben en de getallen uit de vorige paragraaf, dan levert dat een verschilspanning $U_v = 6.25 \mu\text{V}$ en een gemeenschappelijke spanning van 2.5 V! Zo'n klein signaal moet nog wel gemeten kunnen worden.

Signaal-ruisverhouding

Een fundamentele beperking is ruis. De sensor en de weerstandsverandering naar spanningsverandering m.b.v. de brug van Wheatstone zorgen voor ruis. Ga na dat de brug van Wheatstone

zich, voor wat de ruis betreft, gedraagt als een weerstand met de waarde R_0 . Voor de signaal-ruisverhouding volgt nu (reken na!)

$$SNR_{\max} = 10 \log \left(\frac{\left(\frac{\Delta R}{R_0} U_{\text{bron}} \right)^2}{4kTR_0B} \right) = 10 \log \left(\frac{\left(k_{\epsilon} \frac{F}{AE} U_{\text{bron}} \right)^2}{4kTR_0B} \right), \quad (5.8)$$

waarbij k de constante van Boltzmann is en T de absolute temperatuur¹. Merk op dat de SNR afhankelijk is van U_{bron} . Hoe hoger deze is, hoe hoger de SNR. Dit gaat echter ten koste van de vermogensdissipatie! Hier zien we dus gedemonstreerd dat een hogere SNR een hogere vermogensdissipatie tot gevolg heeft.

Als de nominale weerstand van de rekstokken 350Ω is en de bandbreedte B 100 Hz, dan levert dat een SNR van 48 dB op. Dit is de SNR van de signaalbron zelf. De IA waarmee de brug van Wheatstone uitgelezen wordt, voegt nog extra ruis toe. Als ontwerpregel wordt het acceptabel geacht dat de elektronica de SNR 3 dB slechter mag maken (i.a.w. de elektronica mag evenveel ruisvermogen toevoegen als de signaalbron produceert).

Beperkingen t.g.v. CMRR

Een IA moet geschikt zijn om een brug van Wheatstone uit te lezen. Een IA heeft een beperkte CMRR, maar deze moet groot genoeg zijn om de kleinste u_v uit te lezen, zonder dat de CM-DM omzetting een signaal oplevert die van dezelfde grootte orde is als u_v . Met andere woorden,

$$U_{v_{in}} \cdot \mu_v \gg U_{g_{in}} \cdot \mu_g. \quad (5.9)$$

$U_{v_{in}}$ moet gemaximaliseerd worden t.o.v. $U_{g_{in}}$, net zoals $\mu_v \gg \mu_g$. De maximaal te behalen $U_{v_{in}}$ en μ_v worden door de specificaties gegeven.

Naast de CMRR beperkingen van de IA, kan de signaalbron/sensor de CMRR verder beperken. In sommige gevallen kan de CMRR zelfs beperkt worden tot een lage waarde t.g.v. de sensorimpedanties [24][35].

In het geval van de brug van Wheatstone zal er al common-mode naar differential-mode omzetting plaats vinden ten gevolge van de toleranties in R_0 van de rekstrookjes. De mate van omzetting kan bepaald worden door te stellen dat $R_0 - \Delta R \sim R_1^*(1 + \epsilon_1) - \Delta R$ en $R_0 + \Delta R \sim R_2^*(1 + \epsilon_2) - \Delta R$. Er geldt nu

$$\begin{aligned} u_v &= U_{\text{bron}} \left(\frac{R_2^*(1 + \epsilon_2) + \Delta R}{R_1^*(1 + \epsilon_1) - \Delta R + R_2^*(1 + \epsilon_2) + \Delta R} - \frac{R_1^*(1 + \epsilon_1) - \Delta R}{R_1^*(1 + \epsilon_1) - \Delta R + R_2^*(1 + \epsilon_2) + \Delta R} \right) \\ &= U_{\text{bron}} \left(\frac{2\Delta R + R_2^*(1 + \epsilon_2) - R_1^*(1 + \epsilon_1)}{R_1^*(1 + \epsilon_1) + R_2^*(1 + \epsilon_2)} \right). \end{aligned} \quad (5.10)$$

Met $R_1^* = R_2^* = R^*$ en onder aanname dat $\epsilon_1, \epsilon_2 \ll 1$ geldt (reken na!)

$$\begin{aligned} u_v &= U_{\text{bron}} \left(\frac{2\Delta R + R^*(1 + \epsilon_2) - R^*(1 + \epsilon_1)}{R^*(1 + \epsilon_1) + R^*(1 + \epsilon_2)} \right) \\ u_v &\approx U_{\text{bron}} \frac{\Delta R}{R^* \left(1 + \frac{1}{2}(|\epsilon_1| + |\epsilon_2|) \right)} + U_{\text{bron}} \frac{|\epsilon_1| + |\epsilon_2|}{2} \\ u_v &\approx U_{\text{bron}} \frac{\Delta R}{R^*} + U_{\text{bron}} \frac{|\epsilon_1| + |\epsilon_2|}{2}. \end{aligned} \quad (5.11)$$

1. Het is gebruikelijk om $T = 300$ K te nemen.

Er ontstaat t.g.v. de componenttoleranties dus een gelijkspanning (vergelijkbaar met offset), terwijl de componenttoleranties nauwelijks effect hebben op de signaalsterkte. Nu is het volgende te definiëren:

$$u_{vi} = U_{\text{bron}} \frac{\Delta R}{R^*} \quad (5.12)$$

en

$$u_{\text{voff}} = U_{\text{bron}} \frac{|\epsilon_1| + |\epsilon_2|}{2}. \quad (5.13)$$

Met de getallen uit het voorbeeld hebben we 2,5 V common-mode spanning, $u_{vi} = 6.25 \mu\text{V}$ differential-mode spanning (gewenst!) en i.g.v. $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 1\%$ $u_{\text{voff}} = 50 \text{ mV}$! aan de ingang van de IA die op de brug van Wheatstone aansluiten.

De helft van de voedingsspanning komt als CM-sigitaal aan de ingang van de IA. Nu is de vraag hoe groot de CMRR van de IA minimaal moet zijn indien we geen versturende signalen aan de uitgang van de IA willen meten. Een criterium die te hanteren is, is door te stellen dat CM-DM signalen aan de uitgang van de IA van dezelfde grootte-orde mogen zijn als die van de ruis. In dat geval geldt:

$$\begin{aligned} u_{\text{uit}} &= \sqrt{u_{eq}^2} \cdot \mu_v \\ u_{\text{uit}} &= U_g \mu_g \Rightarrow \\ CMRR &= 20 \log \left(\frac{U_g}{\sqrt{u_{eq}^2}} \right) = 20 \log \left(\frac{U_{\text{bron}}}{2\sqrt{u_{eq}^2}} \right) \end{aligned} \quad (5.14)$$

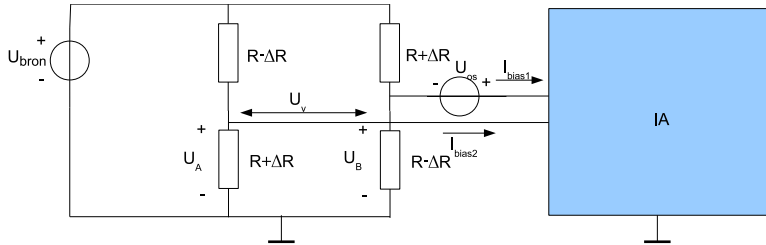
$\sqrt{u_{eq}^2}$ is de equivalente spanningsruisenergie van de bron en de IA samen. Als we aannemen dat de IA evenveel ruis toevoegt als de brug van Wheatstone, dan vinden we een CMRR = 154 dB. Dit is een enorm hoge eis: lastig om te realiseren.

Er kan een grote ontwerpinspanning verricht worden om toch een IA te ontwerpen die een CMRR = 154 dB heeft, of er kan gekeken worden of de gemeenschappelijke spanning U_g verkleint kan worden. Maar, u_{vi} mag niet kleiner worden. Hoe???? Op bladzijde 51 zal een mogelijke oplossing gepresenteerd worden.

Beperkingen t.g.v. offset

Naast offset die kan ontstaan ten gevolge van componenttoleranties in (bijvoorbeeld) een brug van Wheatstone, hebben de offsetspanning en de biasstromen van de IA-implementatie ook invloed op de detectielimiet.

Figuur 5.2 toont een brug van Wheatstone met de offsetspanning en biasstromen van een IA. Ten gevolge van de offsetspanning en beide biasstromen zal er een equivalente offsetspanning



Figuur 5.2: De brug van Wheatstone met IA en offsetspanning en biasstromen.

$U_{os,eq}$ als verschilspanning aan de ingang van de IA komen te staan ter grootte van:

$$\begin{aligned}
 U_{os,eq} &= I_{bias2} \frac{R_1 R_4}{R_1 + R_4} + U_{os} - I_{bias1} \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} \\
 &= U_{os} + \frac{[(R_0 - \Delta R)(R_0 + \Delta R)](I_{bias2} - I_{bias1})}{(R_0 - \Delta R) + (R_0 + \Delta R)} \\
 &= U_{os} + \frac{R_0^2 - \Delta R^2}{2R_0} (I_{bias2} - I_{bias1}).
 \end{aligned} \tag{5.15}$$

Onder de voorwaarde dat de toleranties weer veel kleiner zijn dan 1, geldt in totaal:

$$\begin{aligned}
 U_{ost,eq} &\approx U_{os} + \frac{R_0^2 - \Delta R^2}{2R_0} (I_{bias2} - I_{bias1}) + u_{voff} \\
 &= U_{os} + \frac{R_0^2 - \Delta R^2}{2R_0} (I_{bias2} - I_{bias1}) + U_{bron} \frac{|\epsilon_1| + |\epsilon_2|}{2}.
 \end{aligned} \tag{5.16}$$

Detectielimiet:

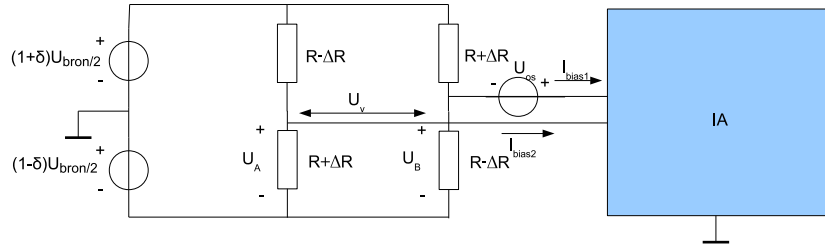
$$\frac{\Delta R}{R_0} = \frac{U_{os}}{U_{bron}} + \frac{R_0^2 - \Delta R^2}{2R_0} \frac{I_{bias2} - I_{bias1}}{U_{bron}} + \frac{|\epsilon_1| + |\epsilon_2|}{2} \approx \frac{U_{os} + R_0 I_{os}}{U_{bron}} + \frac{|\epsilon_1| + |\epsilon_2|}{2} \tag{5.17}$$

Deze detectielimiet is vooral voor statische signalen van belang, bijvoorbeeld t.g.v. een continue rek van de rekstrookjes. Een ‘klein beetje’rek verdrinkt in de offset die aanzienlijk kan zijn (vaak veel groter dan de ruis).

Mochten er dynamische signalen gemeten worden, dan is deze detectielimiet niet van belang. Doordat de signalen dynamisch zijn en dus een bepaalde frequentie hebben, kunnen ze eenvoudig van de constante offset onderscheiden worden.

Oplossing CMRR beperkingen

In het geval er CMRR nodig zijn die niet realistisch zijn (omdat ze groter zijn dan die van te verkrijgen opamps) kan een oplossing zijn om U_{bron} niet met een enkelzijdige gelijkspanning uit te voeren maar met een symmetrische spanning bijv. [26], zie fig. 5.3. Ga zelf na dat U_v en U_g



Figuur 5.3: De brug van Wheatstone met symmetrische voeding. Asymmetrie wordt met δ aangegeven.

gegeven worden door respectievelijk

$$u_{vi} = U_{bron} \frac{\Delta R}{R^*} \tag{5.18}$$

en

$$u_g = \delta \frac{U_{bron}}{2}. \tag{5.19}$$

De verschilspanning is dus even groot als in het geval van een asymmetrische voeding, terwijl de gemeenschappelijke spanning veel kleiner is geworden. De asymmetriefactor δ kan namelijk klein gehouden worden.

Voor de CMRR volgt nu

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{U_g}{\sqrt{u_{eq}^2}} \right) = 20 \log \left(\frac{\delta U_{bron}}{2\sqrt{u_{eq}^2}} \right). \quad (5.20)$$

In praktische is het mogelijk om δ rond 1 % te krijgen. De benodigde CMRR van de IA wordt dan 114 dB.

Oplossing voor Offset beperkingen

Wanneer de eis voor de offset te hoog is, kan er voor gekozen worden om de (beide) bronspanning(en) als wisselspanning aan te bieden. Op deze manier kunnen we discriminatie in het frequentiedomein uitvoeren: de offset is immers DC of verandert met een zeer lage frequentie ten gevolge van drift.

Wanneer de bronspanning bijv. een frequentie heeft van 1 kHz dan is het signaal waar we in geïnteresseerd zijn amplitude gemoduleerd. De amplitude van dat signaal is een maat voor de kracht die op de rekstroken wordt uitgeoefend. Door nu rond met een banddoorlaatfilter rond 1 kHz te filteren of synchrone detectie toe te passen, kan er voor gezorgd worden dat offsetbeperkingen geen invloed hebben op gewenste overdracht. Daarnaast kan er voor gezorgd worden dat ruis (ook 1/f-ruis) minder invloed omdat de bandbreedte beperkt kan worden.

Er zijn dynamische methoden voor offset beperkingen ontwikkeld die in opamps en IA's zijn opgenomen, zoals auto-zeroing en chopping. Zie [33].

5.2 Temperatuurgevoeligheid van rekstrookjes

Net als veel weerstandsmateriaal, zijn rekstrookjes temperatuurgevoelig. Deze temperatuurgevoeligheid wordt uitgedrukt in een temperatuurscoëfficiënt α [1/K].

$$\alpha = \frac{1}{R} \frac{\delta R}{\delta T} \quad (5.21)$$

In metaalfilmrekstrookjes is de temperatuurscoëfficiënt positief. In het geval van het veel gebruikte constantaan is $\alpha_{\text{constantaan}} = 2 \cdot 10^{-5}$ [1/K] [26]. De weerstandsverandering wordt gegeven door de eerste orde differentiaalvergelijking

$$\frac{\delta R(T)}{\delta T} = \alpha \cdot T. \quad (5.22)$$

De oplossing van deze eerste orde differentiaalvergelijking is

$$R(T) = R(T_0)e^{-\alpha(T-T_0)}. \quad (5.23)$$

In het geval dat $\alpha(T - T_0) \ll 1$ is de formule te benaderen door

$$R(T) \approx R_0[1 + \alpha(T - T_0)]. \quad (5.24)$$

Omdat de meetbare mechanische rek in een constructie onder 1% blijft [26], terwijl de rekwaarden meestal groter zijn dan 10^3 , moet rek van rond 10^{-6} te meten zijn. De eenheid

micro-strain (μ), een vervorming van 10^{-6} wordt vaak gebruikt. Wanneer $R_0 = 100 \Omega$, dan moet dus een weerstandsverandering van $0.1 \text{ m}\Omega$ reproduceerbaar gemeten kunnen worden [26].

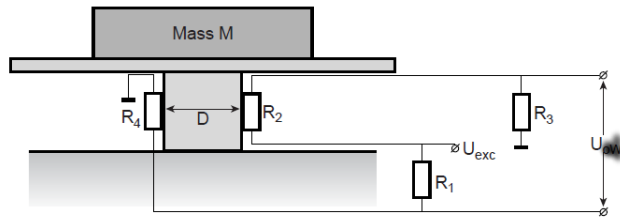
Ten gevolge van rek is de weerstandsverandering is gegeven in vergelijking 5.5 en hier voor het gemak herhaald

$$R_\varepsilon = R_0 \left(1 + k_\varepsilon \frac{F}{AE} \right). \quad (5.25)$$

Als de effecten van temperatuurverandering en rek in één formule worden opgenomen krijgen we [26]

$$R(\varepsilon) = R_0(1 + k_\varepsilon \varepsilon)[1 + \alpha(T - T_0)]. \quad (5.26)$$

Stel dat we de brug van Wheatstone (fig. 5.1) gebruiken om een massa te meten, zoals in fig. 5.4 getoond wordt. Rekstroken R_2 en R_4 worden gebruikt om de rek te meten, rekstroken



Figuur 5.4: Massa meten met de brug van Wheatstone uit [26].

R_1 en R_3 worden niet aan rek blootgesteld. Doordat slechts twee van de vier rekstroken (weerstand) als sensor worden gebruikt, spreken we nu van een halve brug (van Wheatstone). Alle vier de weerstanden worden aan de omgevingstemperatuur van de kolom (T_1) en/of de andere omgeving (T_2). De weerstandsveranderingen zijn nu gegeven door

$$\begin{aligned} R_1 &= R_3 = R_0[1 + \alpha(T_1 - T_0)] \\ R_2 &= R_4 = R_0[1 + k_\varepsilon \varepsilon][1 + \alpha(T_2 - T_0)]. \end{aligned} \quad (5.27)$$

Leid af dat nu voor de verschilspanning u_v volgt:

$$\begin{aligned} U_v &= U_{\text{bron}} \frac{1 + \alpha(T_1 - T_0) - [1 + k_\varepsilon \varepsilon][1 + \alpha(T_2 - T_0)]}{1 + \alpha(T_1 - T_0) + [1 + k_\varepsilon \varepsilon][1 + \alpha(T_2 - T_0)]} \\ &\approx -\frac{\alpha}{2}(T_1 - T_2)U_{\text{bron}} - \frac{k_\varepsilon}{2}U_{\text{bron}} \\ &= -\left(\frac{\alpha}{2}\Delta T + \frac{k_\varepsilon}{2EA}F\right)U_{\text{bron}} \end{aligned} \quad (5.28)$$

Formule (5.28) toont het effect van **compensatie**. Doordat de rekstrookjes allemaal dezelfde α hebben, is de weerstandsverandering t.g.v. temperatuurverandering gelijk voor elke rekstrook. Temperatuurveranderingen hebben daardoor geen verandering van u_v tot gevolg. Zolang $T_1 = T_2$ is de responsie t.g.v. de temperatuur gelijk aan nul. Alleen de gewenste weerstandsverandering t.g.v. de aangebracht massa wordt gemeten. Het kan echter lastig zijn om $T_1 = T_2$ te garanderen wanneer R_2 en R_4 in de ruimte gescheiden zijn van beide andere weerstanden en mogelijk ook op ander materiaal bevestigd zijn. Het is daarom ook van belang te weten hoe groot het effect van de temperatuurscoëfficiënt is t.o.v. het effect t.g.v. de massa. Om daar een indruk van te krijgen

kan formule (5.28) partieel gedifferentieerd worden naar de kracht F (gewenst effect) en naar de temperatuur (ongewenst effect).

$$\frac{\delta U_v}{\delta F} = -\frac{k_\varepsilon}{2EA} U_{\text{bron}} \rightarrow \frac{\delta U_v}{\delta M} = -\frac{k_\varepsilon g}{2EA} U_{\text{bron}} \quad (5.29)$$

en

$$\frac{\delta U_v}{\delta T} = -\frac{\alpha}{2} U_{\text{bron}}. \quad (5.30)$$

Om een indruk van $\frac{\delta U_v}{\delta F}$ en $\frac{\delta U_v}{\delta T}$ te verkrijgen, volgt nu een getallen voorbeeld uit [26].

Getallenvoorbeeld

Stel we hebben een weegbrug met de volgende specificaties: gevoeligheid van de rekstrookjes $k_\varepsilon = 2$, $U_{\text{bron}} = 10$ V, $d_{\text{kolom}} = 10^{-2}$, $E = 2 \cdot 10^{11}$ N/m² en $\alpha_{\text{constantaan}} = 2 \cdot 10^{-5}$ 1/K.

$$\frac{\delta U_v}{\delta M} = -\frac{k_\varepsilon g}{2EA} U_{\text{bron}} = -\frac{2 \cdot 9.81}{\frac{\pi}{2} \cdot 10^{-4} 2 \cdot 10^{11}} \cdot 10 = -6.25 \text{ } \mu\text{V/kg}.$$

en

$$\frac{\delta U_v}{\delta T} = -\frac{\alpha}{2} U_{\text{bron}} = -\frac{2 \cdot 10^{-5}}{2} \cdot 10 = -100 \text{ } \mu\text{V/K}. \quad (5.31)$$

Dit betekent dat een temperatuurverschil van 0.1 K overeenkomt met een equivalente gemeten massa van 1.6 kg. Het moge duidelijk zijn dat dit systeem alleen geschikt is voor het meten van grote massa's.

Bijlage A

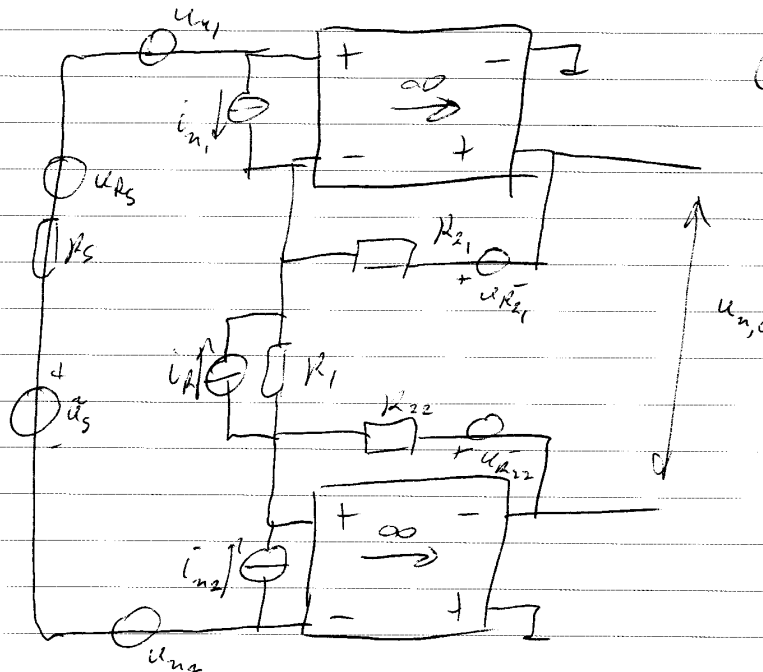
Afleiding van de ruisformule

Deze appendix beschrijft de afleiding van de ruisformule voor de ingangstrap van een instrumentatieversterker die in het spanningsdomein werkt. Zoals op de volgende bladzijden te zien valt, bestaat de appendix uit een scan van kladbladen waarop de uitwerking van de ruisformule staat.



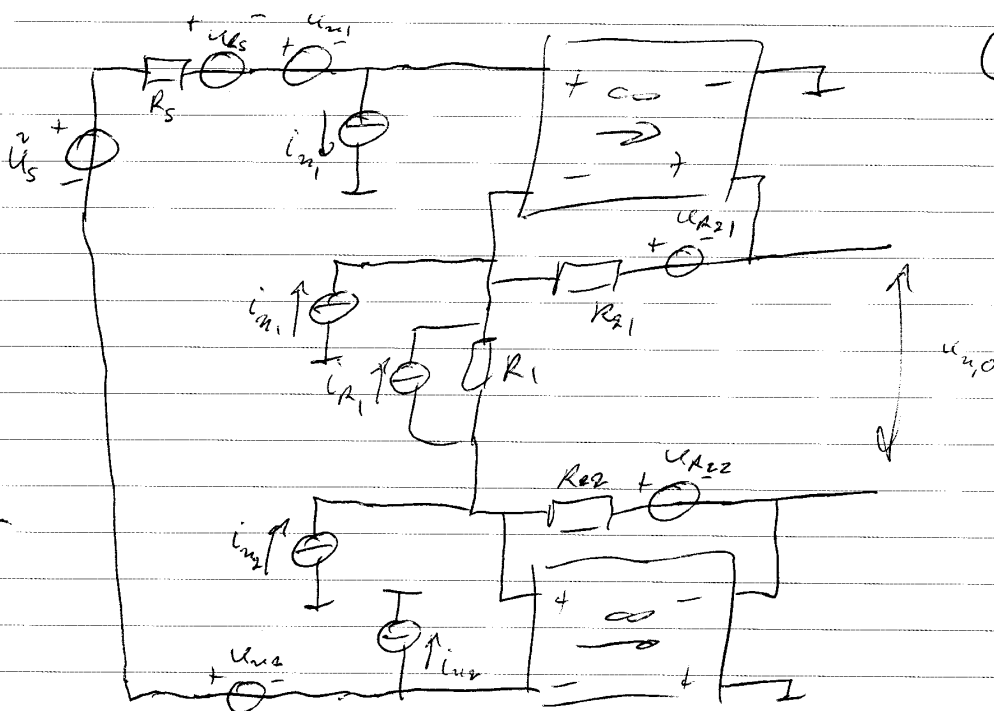
Ruisanalyse v.d. Ingangstrap van een Instrumentatieversterker
 2-3-2010

© M. J. A. Hout.

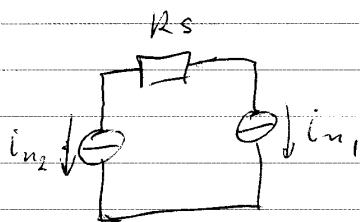


① Breng misbronnen in kaart.

Stroombronnen i_{n1} & i_{n2} splitser zodat ze gemiddankterd kunnen worden:

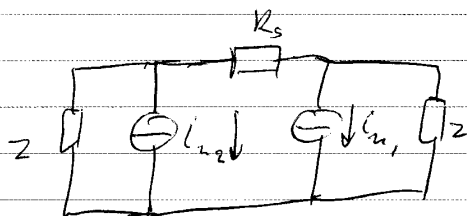


aan de ingang hebben we nu deze situatie:



en we willen: $\frac{R_S}{Z} + \frac{Z}{Z+R_S} = u_x$
 $i_{n1} \& i_{n2} = u_x$

Deze situatie is alleen op te lossen door gelijke Z 's van stroombronnen i_{n1} & i_{n2} te veronderstellen:



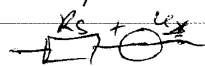
$$\Rightarrow u_x = +i_{n2} \cdot \frac{Z}{Z+R_S} \cdot R_S - i_{n1} \cdot \frac{Z \cdot R_S}{Z+Z+R_S}$$

met $Z \gg R_S$ ($Z \rightarrow \infty$)

$$\Rightarrow u_x = i_{n2} \cdot \frac{1}{2} \cdot R_S - i_{n1} \cdot \frac{1}{2} \cdot R_S$$

$$S_{u_x} = S_{i_{n1}} \left(\frac{R_S}{2} \right)^2 + S_{i_{n2}} \left(\frac{R_S}{2} \right)^2 = \frac{1}{4} R_S^2 \cdot S_{i_{n1}} + \frac{1}{4} R_S^2 S_{i_{n2}}$$

$$= (S_{i_{n1}} + S_{i_{n2}}) \frac{1}{4} R_S^2$$



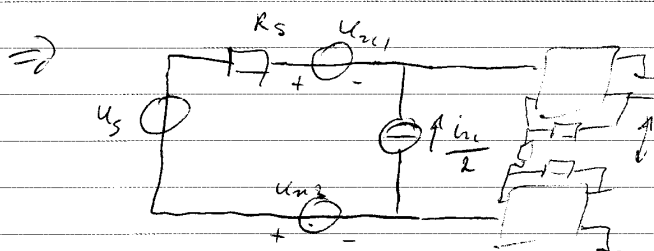
Wanneer we nu van de aannemelijke veronderstelling uitgaan (gelijk i.c. proces, gelijke transistorparameters) dat $i_{n1} = i_{n2}$

$$\Rightarrow S_{u_x} = (S_{i_{n1}} + S_{i_{n2}}) \frac{1}{4} R_S^2 = \frac{1}{2} S_{i_n} \cdot R_S^2 \Rightarrow u_x \triangleq \frac{1}{2} \cdot i_n \cdot R_S$$

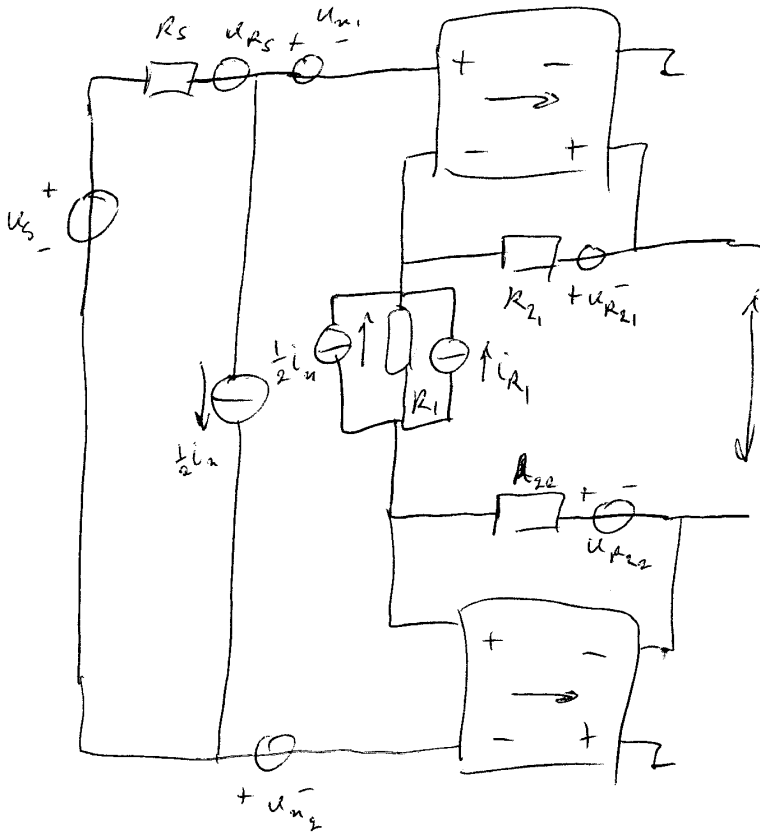
\Rightarrow Beide stroombronnen hebben het effect alsof er één ~~stroom~~ stroombron parallel aan R_S staat!

$$\hookrightarrow \frac{i_n}{2}$$

(3)



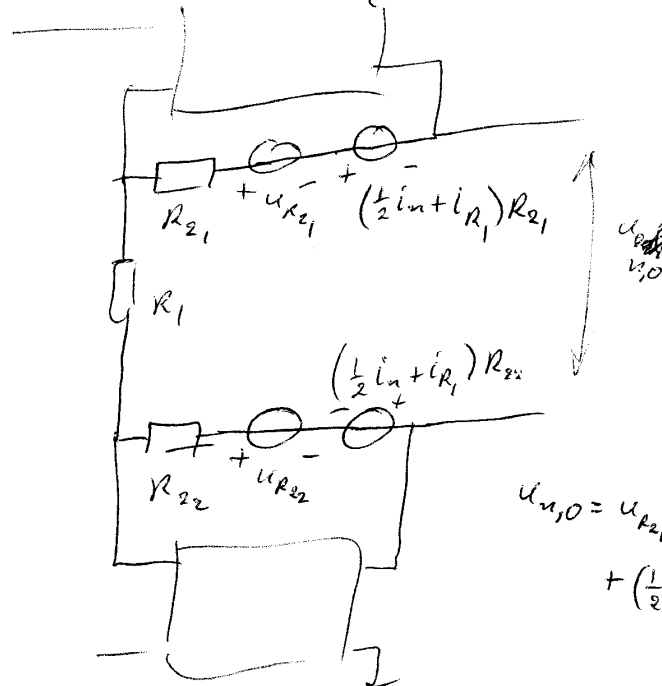
M. J. v. d. Horst
(C)



met de stroombronnen $i_{n,1}$ & $i_{n,2}$ aan de knooppunten van R_1 kan een equivalente stroombron gemaakt worden ~~parallel~~ parallel aan R_1 .

© M. J. v. d. Horst

i_{R_1} & $\frac{1}{2}i_n$ omgezet naar spanningbronnen in serie met R_1/R_{21} .



$$u_{n,0} = u_{R_1} + \left(\frac{1}{2}i_n + i_{R_1}\right)R_{21} + \left(\frac{1}{2}i_n + i_{R_1}\right)R_{22} - u_{R_{22}}$$

met de aannemelijke veronderstelling: $R_2 = R_{21} = R_{22}$:

$$u_{n,0} = u_{R_1} + \left(\frac{1}{2}i_n + i_{R_1}\right)R_2 + \left(\frac{1}{2}i_n + i_{R_1}\right)R_2 - u_{R_{22}}$$



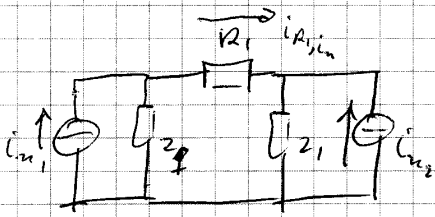
$$u_{n,0} = u_{R_{21}} + \frac{1}{2} i_{n1} R_2 + i_{R_1} R_2 + \frac{1}{2} i_{n2} R_2 + i_{R_1} R_2 - u_{R_{22}}$$

⑥

$$= u_{R_{21}} - u_{R_{22}} + \frac{1}{2} i_{n1} \cdot 2R_2 + 2i_{R_1} R_2$$

© M. J. v. d. Horst

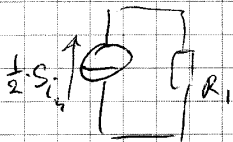
$$S_{u_{n,0}} = S_{u_{R_{21}}} + S_{u_{R_{22}}} + \frac{1}{2} S_{i_{n1}} (2R_2)^2 + S_{i_{R_1}} (2R_2)^2$$

Bewijs i_{n1}, i_{n2} :

$$i_{R_1} = \frac{1}{2} i_{n1} - \frac{1}{2} i_{n2}$$

$$S_{i_{R_1}} = S_{i_{n1}} \left(\frac{1}{2}\right)^2 + S_{i_{n2}} \left(\frac{1}{2}\right)^2$$

$$S_{i_{n1}} = S_{i_{n2}} = S_{i_n}; \quad S_{i_{R_1}} = \frac{1}{2} S_{i_n}$$

met $R_{21} = R_{22} = R_2$:

$$S_{u_{n,0}} = S_{u_{R_{21}}} + \frac{1}{2} S_{i_{n1}} (2R_2)^2 + S_{i_{R_1}} (2R_2)^2$$

Teruggetransformeerd naar de ingang met $R_{eq} = \frac{R_1 + 2R_2}{R_1}$

$$\& u_i' = \frac{u_{n,0}}{u_i}$$

$$S_{u_i'} = 2 \cdot 4kT R_2 \left(\frac{R_1}{R_1 + 2R_2} \right)^2 + \frac{4kT}{R_1} (2R_2)^2 \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + 2R_2} \right)^2 + \frac{1}{2} S_{i_n} (2R_2)^2 \left(\frac{R_1}{R_1 + 2R_2} \right)^2$$

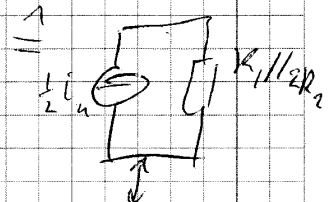
$$= 4kT \cdot \frac{2R_1^2 R_2}{(R_1 + 2R_2)^2} + 4kT \cdot \frac{4R_1 R_2^2}{(R_1 + 2R_2)^2}$$

$$+ \frac{1}{2} S_{i_n} \left(\frac{2R_1 R_2}{R_1 + 2R_2} \right)^2$$

$$S_{u_i'} = 4kT \left(\frac{2R_1^2 R_2}{(R_1 + 2R_2)^2} + \frac{4R_1 R_2^2}{(R_1 + 2R_2)^2} \right) + \frac{1}{2} S_{i_n} \left(\frac{2R_1 R_2}{R_1 + 2R_2} \right)^2$$

$$= 4kT \left(\frac{2R_1 R_2 (R_1 + 2R_2)}{(R_1 + 2R_2)^2} \right) + \frac{1}{2} S_{i_n} \left(\frac{2R_1 R_2}{R_1 + 2R_2} \right)^2$$

$$S_{u_i'} = 4kT \left(\frac{2R_1 R_2}{R_1 + 2R_2} \right) + \frac{1}{2} S_{i_n} \left(\frac{2R_1 R_2}{R_1 + 2R_2} \right)^2$$



Thermische ruis overeenkomst met parallelschakeling van R_1 & $2R_2$!

Datum:

Onderwerp:

Zoeken vanuit jouw criteria en gericht solliciteren.

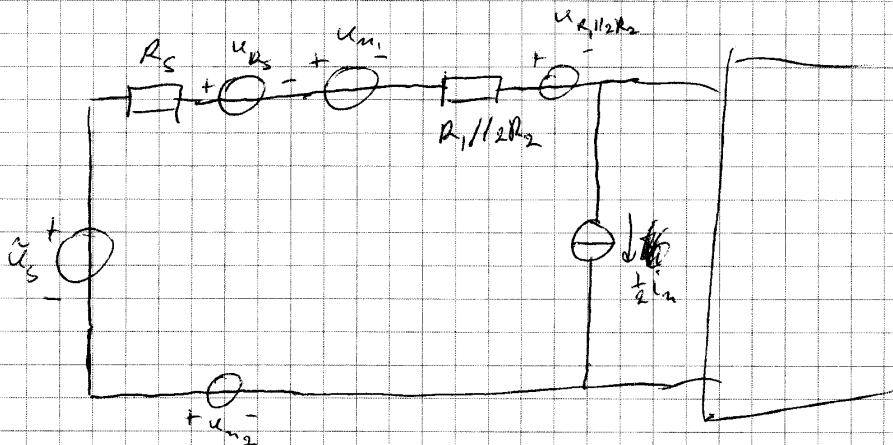
Eerstewerkgever.nl





Totaal aan de differentieële ingang:

(4)



$$S_{u_{n,eq}} = 4kT R_s + S_{u_{n1}} + S_{u_{n2}} + 4kT \left(\frac{2R_1 R_2}{R_1 + 2R_2} \right) + \frac{1}{2} S_{i_n} \left(R_s + \frac{R_1 \times 2R_2}{R_1 + 2R_2} \right)^2$$

met $u_{n1} = u_{n2} = u_n$

$$S_{u_{n,eq}} = 4kT \left(R_s + \frac{2R_1 R_2}{R_1 + 2R_2} \right) + 2S_{u_n} + \frac{1}{2} S_{i_n} \left(R_s + \frac{2R_1 R_2}{R_1 + 2R_2} \right)^2$$

© M. J. v.d. Horst

Bibliografie

- [1] B. D. H. Tellegen, "On nullators and norators," *IEEE transactions on circuit theory*, pp. 466–469, Dec. 1966.
- [2] E. H. Nordholt, *Design of high-performance negative feedback amplifiers*. Delftse Uitgevers Maatschappij, 1993.
- [3] E. H. Nordholt and D. van Willigen, "A new approach to active antenna design," *IEEE trans. on Antennas and Propagation*, vol. Ap-28, no. 6, pp. 904–910, 1980.
- [4] C. J. M. Verhoeven, A. van Staveren, G. L. E. Monna, M. H. L. Kouwenhoven, and E. Yildiz, *Structured Electronic design, negative-feedback amplifiers*. Kluwer Academic Publishers, 1st ed., 2003.
- [5] M. Lantz, *Systematic design of linear feedback amplifiers*. PhD thesis, Lund University, 2002.
- [6] M. J. van der Horst, *Systematic Design of EMI-resilient Negative-Feedback Amplifiers*. PhD thesis, Delft University of Technology, 2012.
- [7] M. J. van der Horst, W. A. Serdijn, and A. C. Linnenbank, *EMI-Resilient Amplifier Circuits*. Springer International Publishing, 1st ed., 2014.
- [8] D. G. Haigh, F. Q. Tan, and C. Papavassiliou, "Systematic synthesis of active-rc circuit building-blocks," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, no. 43, pp. 297–315, 2005.
- [9] G. Groenewold, *Optimal dynamic range integrated continuous-time filters*. PhD thesis, Delft University of Technology, 1992.
- [10] G. L. E. Monna, *Design of Low-Voltage Integrated Filter-Mixer Systems*. PhD thesis, Delft University of Technology, 1996.
- [11] C. A. M. Boon, *Design of High-Performance Negative-Feedback Oscillators*. PhD thesis, Delft University of Technology, 1989.
- [12] J. R. Westra, *High-performance Oscillators and Oscillator Systems*. PhD thesis, Delft University of Technology, 1998.
- [13] A. van Staveren, *Structured electronic design of highperformance low-voltage low-power references*. PhD thesis, Delft University of Technology, 1997.
- [14] M. van de Gevel, "Noise and moving-magnet cartridges," *Electronics World*, pp. 38–43, Oct. 2003.
- [15] B. Vogel, *The Sound of Silence, Lowest-Noise RIAA Phono-Amps: Designers Guide*. Springer-Verlag, 1st ed., 2008.
- [16] D. Self, *Small Signal Audio Design*. Elsevier-Focal Press, 1st ed., 2010.
- [17] D. C. van Maaren and E. H. Nordholt, "A low-power semicustom integrated eight-channel infrared telemetry system for condition monitoring," *Journal of Semicustom ICs*, vol. 5, no. 2, pp. 12–22, 1987.
- [18] M. J. van der Horst, A. C. Metting van Rijn, and C. A. Grimbergen, "A low noise, non-saturable infrared receiver for a wireless digital telemetry system," in *Digest of the world congress on med. physics and biomed. eng.*, vol. 35, part 2, p. 1194, 1997.

- [19] E. H. Nordholt, "Extending op amp capabilities by using a current-source power supply," *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, no. 6, pp. 411–414, 1982.
- [20] J. H. Huijsing, *Integrated Circuits for Accurate Linear Analogue Electric Signal Processing*. PhD thesis, Delft University of Technology, 1981.
- [21] S. Franco, *Design with operational amplifiers and analog integrated circuits*. McGraw-Hill international editions, 1st ed., 1988.
- [22] P. P. L. Regtien, *Instrumentele Elektronica*. Delftse Uitgevers Maatschappij b.v., 3rd ed., 1993.
- [23] G. C. M. Meijer, M. A. P. Pertijs, and K. A. A. Makinwa, *Smart Sensor Systems: Emerging Technologies and Applications*. IEEE press Wiley, 1st ed., 2014.
- [24] A. C. Metting van Rijn, A. Peper, and C. A. Grimbergen, "High-quality recordings of bioelectric events, part 1," *Medical and Biological Engineering and Computing*, pp. 389–397, Sept. 1990.
- [25] G. C. M. Meijer, *Elektronische Implementatiekunde*. Delftse Universitaire Pers, 1st ed., 1996.
- [26] R. F. Wolffenbuttel, *Electronic Instrumentation, Lecture Notes*. TUD, 1st ed., 2013.
- [27] P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis, and R. G. Meyer, *Analysis and design of analog integrated circuits*. John Wiley and sons, Inc., 4th ed., 2001.
- [28] A. C. Metting van Rijn, *The modelling of biopotential recordings and its implications for instrumentation design*. PhD thesis, Delft University of Technology, 1993.
- [29] M. J. van der Horst, *Systematisch Ontwerptechniek, Analoge Signaalbewerking (Dictaat)*. Hogeschool van Amsterdam, 1st ed., 2017.
- [30] A. R. Hambley, *Electrical Engineering, Principles and Applications*. Pearson, 6th ed., 2014.
- [31] C. Toumazou and F. J. Lidgley, "Novel current-mode instrumentation amplifier," *Electronics Letters*, no. 3, pp. 228–230, 1989.
- [32] W. A. Serdijn, *The design of Low-Voltage Low-Power Analog Integrated Circuits and their applications in Hearing Instruments*. PhD thesis, Delft University of Technology, 1994.
- [33] R. Wu, *Precision Instrumentation Amplifiers and a Read-Out IC for Sensor Interfacing*. PhD thesis, Delft University of Technology, 2011.
- [34] M. J. Van Der Horst, "A broadband, high common-mode rejection ratio instrumentation amplifier," in *2021 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC)*, pp. 1–4, 2021.
- [35] "J. westmeijer, Systematisch Ontwerpen van een Micro-elektrodeversterker; Het meten van potentialen in hartcellen." BSc-thesis, Hogeschool van Amsterdam, 2014.