



Vrije Universiteit Brussel

# Geïntegreerde Elektronische Systemen

## Practicumnota's

Docent: ing. Y. Verbelen



Vrije Universiteit Brussel  
Vakgroep Industriële Ingenieurswetenschappen  
Nijverheidskaai 170, B-1070 Anderlecht  
[yannick.verbelen@vub.ac.be](mailto:yannick.verbelen@vub.ac.be)

© Y. Verbelen 2012-2014.



# Voorwoord

De labo's *Geïntegreerde Elektronische Systemen* hebben tot doel de student de kans te geven praktische inzichten te verwerven in het ontwerp en de implementatie van elektronische schakelingen zoals die toegepast worden in hedendaagse elektronica. Deze schakelingen combineren analoge en digitale onderdelen (*eng. mixed signal*) en bevatten niet zelden zowel een hardware- als een softwarecomponent. De basis van elk modern elektronisch of mechatronisch systeem is een uitgekiend modulair ontwerp waarin meerdere basisschakelingen zijn *geïntegreerd*. Het samenvoegen van verschillende bouwstenen zoals voedingsschakelingen, versterkerschakelingen, filterschakelingen, analoog-digitaalconverters, microcontrollers en sensorschakelingen brengt zijn eigen karakteristieke problemen met zich mee, waarmee de student tijdens de laboproeven zal geconfronteerd worden.

In tegenstelling tot de lessen *Basiselektronica* en *Elektronisch Ontwerpen*, waarin over *ideaal* gedrag van elektronische componenten zoals opamps, transistors, en condensators werd gesproken, komen nu ook niet-ideale aspecten van deze componenten aan bod en wordt hun invloed op de performantie en de stabiliteit van het systeem onderzocht. Hierbij wordt gebruik gemaakt van gevorderde elektronische meetapparatuur zoals oscilloscopen, frequentie-analyzers en logic analyzers om begrippen als bandbreedte, SNR, latency, enz. te visualiseren en te bestuderen.

Laat er geen twijfel over bestaan dat een veelvoud van de tijd die voorzien is voor de practicasessies *Geïntegreerde Elektronische Systemen* vereist is om inzicht te verwerven in het ontwerp van efficiënte elektronische systemen. De practicasessies dienen bijgevolg als basis waarop projectgewijs kan verder gebouwd worden.

*Anderlecht, september 2014 (4<sup>e</sup> revisie)*  
*Y. Verbelen*



# Inhoudstafel

<b>Voorwoord</b>	<b>i</b>
<b>1 Inleiding</b>	<b>1</b>
1.1 Doel van het vak . . . . .	1
1.2 Inhoud van de cursus . . . . .	1
1.3 Vorm en evaluatie . . . . .	2
1.4 Praktische afspraken . . . . .	2
<b>2 Karakteristiek van ideale opamps</b>	<b>5</b>
2.1 Doel van het labo . . . . .	5
2.2 De opamp . . . . .	5
2.3 De 741 opamp . . . . .	6
2.4 Rekenregels voor opamps . . . . .	7
2.5 Elementaire versterkerschakelingen . . . . .	7
2.6 Toepassing: sensors versterken . . . . .	9
2.7 Comparators . . . . .	9
2.8 Schmitttriggers . . . . .	9
2.9 Toepassing: de volume unit meter . . . . .	11
<b>3 Eigenschappen van reële opamps</b>	<b>13</b>
3.1 Doel van het labo . . . . .	13
3.2 Asymmetrische opampschakelingen . . . . .	13
3.3 De opamp als signaalgenerator . . . . .	14
3.4 Slew rate . . . . .	15
3.5 Frequentieafhankelijkheid . . . . .	15
<b>4 Filters</b>	<b>17</b>
4.1 Doel van het labo . . . . .	17
4.2 Filterprincipe . . . . .	17
4.3 Hoogdoorlaatfilter . . . . .	19
4.4 Passieve filters . . . . .	19
4.5 Laagdoorlaatfilter . . . . .	19
4.6 Bandpasfilter . . . . .	20
4.7 Differentiator . . . . .	21
4.8 Integrator . . . . .	21
4.9 Toepassing: digitaal-analoogconversie . . . . .	21
<b>5 Analooq-digitaalconversie</b>	<b>23</b>
5.1 Doel van het labo . . . . .	23
5.2 Parameters van een ADC . . . . .	24
5.2.1 Resolutie . . . . .	24
5.2.2 Snelheid . . . . .	24
5.2.3 Interface . . . . .	25
5.2.4 Componentkeuze . . . . .	25
5.3 Signalen besampelen . . . . .	26
5.4 Interface met digitale controllers . . . . .	26
5.4.1 Design layout . . . . .	26
5.4.2 Grondverschijnselen . . . . .	27
5.4.3 De voeding . . . . .	27
5.5 Toepassing: magnetische toerenteller . . . . .	27

<b>6</b>	<b>Data-acquisitie</b>	<b>29</b>
6.1	Doel van het labo . . . . .	29
6.2	Eigenschappen . . . . .	29
6.2.1	Een sensor kiezen . . . . .	30
6.2.2	Signaaluitgang . . . . .	30
6.2.2.1	Weerstand . . . . .	30
6.2.2.2	Spanning . . . . .	30
6.2.2.3	Stroom . . . . .	31
6.2.2.4	Capaciteit . . . . .	31
6.2.2.5	Biasspanning en biasstroom . . . . .	31
6.2.3	Digitaal of analoog . . . . .	31
6.2.4	Bereik . . . . .	32
6.3	Kleine signalen meten . . . . .	32
6.3.1	Differentiële signalen . . . . .	32
6.3.2	De Wheatstonebrug . . . . .	32
6.3.3	Temperatuurcompensatie . . . . .	33
6.4	Toepassing: krachtcellen . . . . .	34
<b>7</b>	<b>Geïntegreerd elektronisch design</b>	<b>35</b>
7.1	Doel van het labo . . . . .	35
7.2	Modulaire analyse . . . . .	35
7.3	Reverse engineering . . . . .	36
7.4	Ontwerpopdracht: BLDC-controller . . . . .	36







# 1

## Inleiding

We do what we must because we can.

---

Glados

### 1.1 Doel van het vak

De practicasessies *Geïntegreerde Elektronische Systemen* sluiten niet direct aan op de theoriecursus, maar moeten beschouwd worden als een aanvulling hierop. Ze hebben tot doel de basis die in het Ontwerpproject wordt gelegd inzake het ontwerp en de ontwikkeling van elektronische schakelingen uit te breiden tot complexere systemen. De vereiste voorkennis voor de practica is dus eerder fundamenteel dan gevorderd, een minimale ervaring met het opbouwen van prototypes op breadboard en kennis van elektronische basiscomponenten zoals opamps, transistors e.d. volstaat.

De oefenmogelijkheden die worden geboden tijdens het kleine aantal practica is jammer genoeg ontoereikend om daadwerkelijk inzicht te verwerven in het ontwerp van deze schakelingen. De practicasessies moeten dus beschouwd worden als startpunt waarop je in functie van jouw eigen interesses kan voortbouwen. Aarzel niet om de docenten en assistenten aan te spreken voor hulp met je eigen ontwerpideeën. Die zijn namelijk essentieel om zelf ervaring te vergaren met het ontwerp en de ontwikkelingen van elektronische systemen. In discussie treden met anderen over elektronische uitdagingen is een belangrijke manier om naar een oplossing toe te werken, zelfs als deze personen minder onderlegd zijn dan jijzelf (denk aan *rubber duck debugging*).

### 1.2 Inhoud van de cursus

In het kader van het WPO *Geïntegreerde Elektronische Systemen* zullen we de volgende onderwerpen behandelen:

- basisschakelingen met ideale opamps;
- toepassingen van reële opampschakelingen;
- filterschakelingen;
- analoge sensors;
- analoog-digitaalconversie.

In functie van vragen uit de groep en bijzondere interesses, kunnen deze onderwerpen nog verder uitgebreid worden afhankelijk van de beschikbare tijd.

### 1.3 Vorm en evaluatie

Het is de bedoeling dat de laboproeven individueel worden uitgevoerd om je de kans te geven maximaal ervaring op te doen met de praktische aspecten van elektronica (dit staat uiteraard niet in de weg dat je leert van medestudenten en met hen in discussie treedt). Op het einde van elke labosessie wordt er een verslag van je verwacht waarin je je bevindingen, redeneringen en observaties uiteenzet. Dien verslagen op papier in aan het eind van de labosessie of elektronisch via Pointcarré. Projectverslagen (de *Toepassing* op het einde van elk labo) kunnen desgewenst later ingediend worden.

Verslagen vertegenwoordigen 40 % van de score voor het labo *Geïntegreerde Elektronische Systemen*, de overige 60 % wordt gedragen door het werk tijdens de labosessies (toegepaste methodologie, voorbereiding, naleving van veiligheidsaspecten, creativiteit bij het oplossen van problemen, zelfstandigheid, ...).

Vanwege de eindige tijd die aan elke proef kan gependend worden, is het van essentieel belang elke labosessie grondig voor te bereiden. Dit is een noodzaak om de labo's vlot te laten verlopen, maar ook om de veiligheid tijdens de labosessies te waarborgen zodat materiaal noch je medestudenten beschadigingen oplopen. De labo-assistent kan studenten die de sessie onvoldoende voorbereid hebben, de toegang tot het labo onttrekken.

Een goede voorbereiding laat toe om in het labo meteen van start te gaan met de opbouw van de experimenten. Ze omvat dus

- een uitgewerkt schema van elke schakeling, inclusief voedingsspanningen, ontkoppel- en ontstoringcondensators, filters enz.
- de berekening van alle waarden van de componenten (of indien berekening niet mogelijk is, suggesties van grootte-orde)
- een lijst met het benodigde materiaal
- aanduiding van pinouts waar nodig (welke pin is gate, drain en source bij een MOSFET van bepaald type, enz.)
- een stappenplan voor de uitvoering van de experimenten

Een goede voorbereiding is al de helft van het verslag!

### 1.4 Praktische afspraken

Tijdens de labo's zal je werken met geavanceerde en dus dure apparatuur zoals oscilloscopen en signaalgenerators. Onoordeelkundig gebruik kunnen deze toestellen beschadigen, en hoewel het natuurlijk geenszins de bedoeling is om je enthousiasme voor experimenteren te ontmoedigen, is enige voorzichtigheid wel vereist.

Enkele vuistregels kunnen problemen gemakkelijk voorkomen:

- draai de voedingsspanning nooit hoger of lager dan 15 V zodat er maximaal 30 V aanwezig is in je schakeling;
- in deze experimenten heb je nergens meer dan 200 mA stroom nodig, dus stel de stroombeperking van de voeding in op deze waarde;
- controleer dat alle draden goed vast zitten voor je de voeding inschakelt;

- schakel de voeding steeds uit vooraleer je wijzigingen aanbrengt in je schakeling.

En bovenal: gebruik je gezond verstand. Als je het gevoel hebt dat er iets niet klopt, dan is dat misschien ook wel zo. Als je eigenaardige waarden uitkomt bij berekeningen, reken ze dan na om te controleren op fouten. En als je materiaal nodig hebt dat niet in het labo aanwezig is of zeer grote schakelingen moet maken om een probleem op te lossen, dan ben je het waarschijnlijk te ver aan het zoeken.

Iedereen maakt fouten, en het is heel normaal dat (delen van) schakelingen hierdoor af en toe eens opbranden. Blijf steeds aandachtig en schakel de spanning uit als je merkt dat er iets misloopt. Vermoed je dat bepaalde componenten defect zijn, werp deze dan meteen in de vuilnisbak (en leg ze zeker niet terug in de componentenbakjes!).

Deze richtlijnen zijn een uitbreiding op, en geen vervanging van, het algemene laboreglement.

Om de practicasessies zo vlot mogelijk te laten verlopen, is toegang tot informatie essentieel zodat je elementen die ontbreken in je voorbereiding tijdens het practicum nog kan aanvullen. Hiervoor breng je dus best een laptop mee naar het labo. In het volledige labo is er draadloos toegang tot het Internet via Wifi. Reken niet steeds op je medestudenten om voor een laptop te zorgen!



# 2

## Karakteristiek van ideale opamps

I only give negative feedback.

---

David L. Jones

### 2.1 Doel van het labo

Ondanks hun complexe interne opbouw kunnen operationele versterkers (opamps) zeer eenvoudig ingezet worden voor tal van applicaties doordat de werking logisch kan vereenvoudigd worden tot een handvol simpele rekenregels. Hierdoor kunnen opamps ook gebruikt worden voor veel andere toepassingen dan alleen maar het versterken van signalen.

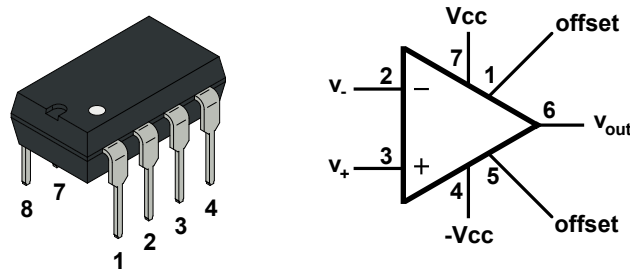
In dit labo wordt dieper ingegaan op het praktisch gebruik van opamps in analoge elektronische systemen, en de veelzijdigheid en gebruiksgemak van deze bouwsteen te demonstreren. In de loop van het labo wordt duidelijk hoe (relatief) ingewikkelde elektronische systemen kunnen opgebouwd worden door basisschakelingen te combineren.

### 2.2 De opamp

Hoewel opamps gewoon opgebouwd zijn uit transistors en enkele weerstanden en condensators, worden ze geleverd als geïntegreerde schakeling (IC, *eng. integrated circuit*) waarvan de relevante pinnen naar buiten gebracht werden. Dit gewoon omdat het veel gemakkelijker en goedkoper is om een geïntegreerde opamp te gebruiken dan om die zelf samen te stellen met tientallen discrete transistors!

De eenvoudigste opamp IC's bevatten één opamp (zoals de 741 die in dit labo zal gebruikt worden) maar er zijn ook IC's waarin 2 of meerdere opamps samengepakt zitten. Net door hun veelzijdigheid bevatten analoge schakelingen niet zelden een relatief groot aantal opamps, en IC's waarin meerdere opamps verpakt zitten reduceren dan de benodigde ruimte op een printplaat.

Een typische opamp heeft 3 logische connecties: een inverterende ingang  $v_-$ , een niet-inverterende ingang  $v_+$  en een uitgang  $v_o$ . Daarnaast zijn er nog 2 voedingsconnecties  $V_{cc}$  en  $-V_{cc}$  die de opamp van voeding voorzien, en ten slotte ook nog 2 offsetconnecties waarmee de offset (nulwaarde) van de opamp kan bijgesteld worden. Om de werking van een opampschakeling te beredeneren zijn enkel de 3 logische connecties van belang in de meeste gevallen, en daarom worden de voedingsconnecties en offsetconnecties vaak weggelaten uit schema's in theoretische naslagwerken. Het ligt echter voor de hand dat een opamp, net zoals alle andere IC's, gevoed moet worden om kleine signalen te kunnen



Figuur 2.1: Pinconfiguratie van de 741 opamp in DIP-8 package.

versterken vermits het een actieve component is! Het is dus belangrijk er in elke opampschakeling op te letten dat de voedingsconnecties van de opamp met een spanningsbron verbonden zijn, en dit is meteen ook één van de meest voorkomende oorzaken waarom opampschakelingen niet werken...

De offsetconnecties zullen besproken worden in het volgende labo, en mogen in dit labo opengelaten worden. Dit betekent in de praktijk dat de offsetpinnen op de opamp met geen andere componenten mogen verbonden zijn.

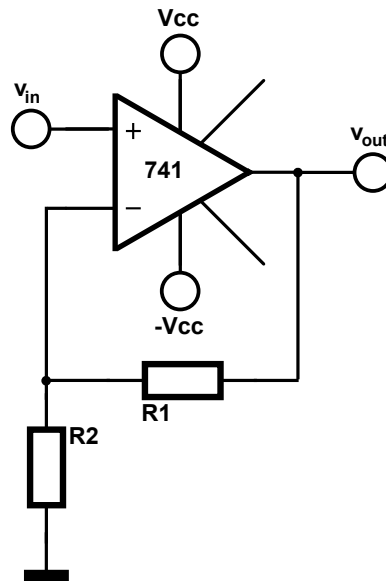
Door het beperkte aantal uren dat voorzien is voor analoge experimenten binnen het vak Geïntegreerde Elektronische Systemen is het helaas niet mogelijk om alle bestaande opampschakelingen te bespreken en uit te proberen. Gelukkig volgen opampschakelingen steeds dezelfde principes, en wie deze principes begrijpt kan eigenlijk om het even welke opampschakeling beredeneren en uitrekenen.

Het departement IWT is geabonneerd op het vaktijdschrift *Elektor*, waarin in elke uitgave alledaagse problemen worden opgelost met elektronische schakelingen die vaak ook opamps bevatten. *Elektor* kan geconsulteerd worden in campusbibliotheek (Audi 7), waar je maandelijks een nieuwe editie zal aantreffen. Een sterke aanrader voor wie verder inzicht wil verwerven in praktische toepassingen van opamps!

## 2.3 De 741 opamp

De 741 staat zonder twijfel in de top 3 van meest gebruikte opamps in de geschiedenis van de elektronica. Hoewel hij 40 jaar geleden al werd ontwikkeld door Dave Fullagar bij Fairchild Semiconductor is deze opamp nog steeds brandend actueel. Er worden nog dagelijks nieuwe schakelingen ontworpen die gebruik maken van de 741 opamp. De 741 wordt door verschillende fabrikanten geproduceerd als IC in heel wat verschillende formaten, maar in dit labo en het volgende wordt gebruik gemaakt van de DIP-8 versie omdat dit package pinnen heeft die lang genoeg zijn om in een breadbordje te pluggen. Merk op dat een DIP-8 package 8 fysieke pinnen heeft terwijl een opamp maar 7 connecties telt. Er is dus één pin (pin 8) die niet aangesloten is. Deze pin mag dus open gelaten worden in schakelingen. Pinnen die intern niet verbonden zijn, worden in datasheets vaak aangeduid als *NC* (eng. *Not Connected*). Deze pinnen kan je dus toewijzen aan om het even welk net op de PCB om hem bijvoorbeeld gemakkelijker te routeren. Sommige pinnen worden echter gebruikt voor product testing of programmatie door de fabrikant, en mogen niet door de gebruiker aangesloten worden. Bij deze pinnen staat dan steeds vermeld dat ze niet aangesloten mogen worden.

De datasheet van de 741 vind je terug op Desiderius of op tientallen andere websites op het Internet. Op pagina 1 van de datasheet vind je de aansluitingen van de 741 in verschillende packages, waaronder Dual-In-Line Package (DIP). Op pagina 2 staan de maximumwaarden vermeld waaraan de opamp mag onderworpen worden: een voedingsspanning van 22 V en een maximale ingangsspanning van 15 V. Worden deze waarden overschreden, dan bestaat het risico dat de opamp beschadigd geraakt of opsmeult. Merk op dat de uitgang van de opamp kortsluitvast is, dit betekent dat de opamp bestand is tegen een accidentele kortsluiting van zijn  $V_o$  uitgang met de grond.



Figuur 2.2: Configuratie van een niet-inverterende versterker met een 741 opamp. De offsetpinnen zijn open gelaten, en de opamp wordt symmetrisch gevoed.

## 2.4 Rekenregels voor opamps

In dit labo wordt de 741 opamp *ideaal* verondersteld. Dat is in de praktijk niet het geval, en in het volgende labo zullen de niet-ideale eigenschappen van de 741 dan ook nader worden bekeken. Voor de schakelingen in dit labo benadert de 741 echter de ideale opamp, waardoor de volgende rekenregels kunnen toegepast worden:

- in een gestabiliseerde schakeling is  $v_+ = v_-$ ;
- in een niet-gestabiliseerde schakeling is  $v_{out} = \infty$  als  $v_+ > v_-$  en omgekeerd;
- de ingangsweerstand van beide ingangen is oneindig;
- de stroom die de uitgang kan leveren is oneindig.

## 2.5 Elementaire versterkerschakelingen

De meest elementaire schakeling die met een opamp kan gemaakt worden is de *niet-inverterende versterker*. Net zoals elke opampschakeling wordt deze schakeling gemaakt door de opamp te configureren met passieve componenten – in dit geval 2 weerstanden R1 en R2 zoals weergegeven in figuur 2.2.

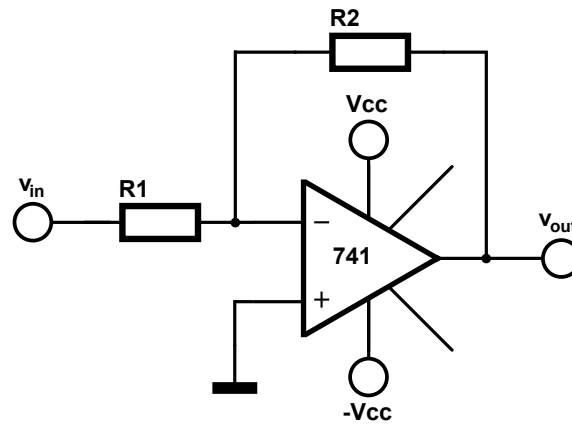
Om het verband tussen deingangsspanning  $v_{in}$  en uitgangsspanning  $v_{out}$  te bepalen, de *transfert-functie* genaamd, volstaat het de knooppuntsvergelijking op het knooppunt van de inverterende ingang uit te schrijven. Verondersteld dat de schakeling stabiel is, is  $v_+ = v_-$ , en dus staat deingangsspanning  $v_{in}$  op het knooppunt van de 2 weerstanden. Omdat deingangsweerstand van een opamp oneindig groot is kan er geen stroom in de inverterende ingang vloeien, en dus is de algebraïsche som van de stromen die op het knooppunt van de twee weerstanden toekomen gelijk aan

$$\frac{v_{out} - v_{in}}{R1} - \frac{v_{in}}{R2} = 0 \quad (2.1)$$

Uitrekenen naar  $v_{out}$  levert na wat algebra

$$\frac{v_{out}}{R1} = \frac{v_{in}}{R1} + \frac{v_{in}}{R2} \Leftrightarrow v_{out} = v_{in} \left( 1 + \frac{R1}{R2} \right) \quad (2.2)$$





Figuur 2.3: Configuratie van een inverterende versterker. Merk op dat de aansluiting van grond en  $v_{in}$  bij inverterende versterkers eigenlijk gewoon omgewisseld zijn ten opzichte van niet-inverterende versterkers.

Hieruit valt dus meteen op dat de uitgangsspanning  $v_{out} \geq v_{in}$  vanwege de factor 1 binnen de haakjes (het quotiënt van 2 weerstanden kan immers niet negatief zijn).

Ontwerp nu een niet-inverterende versterker die een sinusoidaal ingangssignaal met een amplitude van 50 mV en frequentie van 100 Hz met een factor 100 kan versterken door de weerstanden R1 en R2 uit te rekenen. Maak vervolgens deze schakeling op een breadbordje, waarbij je het ingangssignaal genereert met een signaalgenerator en het uitgangssignaal weergeeft op een oscilloscoop. Geef ook het ingangssignaal weer op het tweede kanaal van de oscilloscoop. Voed de opamp met een symmetrische voedingsspanning van 12 V, dus +12 V op de  $V_{cc}$ -ingang van de opamp en -12 V op de  $-V_{cc}$ -ingang.

Maak in je verslag een schets van wat je ziet op de oscilloscoop. Gebruik de cursor op de oscilloscoop om de amplitude van zowel de ingangsspanning als de uitgangsspanning te meten. Komt dit overeen met je verwachtingen?

De versterkingsfactor  $A$  wordt gedefinieerd als

$$A = 20 \log \frac{v_{out}}{v_{in}} \quad (2.3)$$

met als eenheid de decibel (dB). Wat is de versterkingsfactor van jouw schakeling?

Herbereken R1 en R2 nu zodanig dat de schakeling een versterkingsfactor van 140 dB heeft en bekijk opnieuw het resultaat op de oscilloscoop. Komt dit overeen met je verwachtingen? Verklaar.

Een niet-inverterende opampversterker met een versterking van 1, wat overeenkomt met een versterkingsfactor van 0 dB, heet een *buffer*. Reken de waarden van de weerstanden uit zodanig dat je een buffer bekomt. Welke toepassingen zie je voor dit speciaal geval van een niet-inverterende versterker? Schets in je verslag een schakeling waarbij je een als buffer geconfigureerde opamp combineert met een spanningsdeler om een niet-inverterende schakeling te maken waarbij  $v_{out} < v_{in}$ .

Zoals je op de oscilloscoop kon zien, is bij een niet-inverterende versterker het ingangssignaal  $v_{in}$  steeds *in fase* met de uitgang  $v_{out}$ : als  $v_{in} > 0$  dan  $v_{out} > 0$  en omgekeerd. Er bestaat echter ook een opampversterker waarvan de uitgang *tegenfase* is met de ingang, dit heet een *inverterende opampversterker*. Net zoals bij de niet-inverterende versterker wordt ook de inverterende versterker opgebouwd met 2 weerstanden, maar dan met een verschillende configuratie (zie figuur 2.3).

Stel nu zelf de transfertfunctie van deze inverterende opampversterker op door de knooppuntsvergelijking op het knooppunt van de 2 weerstanden uit te schrijven. Hoe merk je in deze vergelijking dat het

om een inverterende versterker gaat?

## 2.6 Toepassing: sensors versterken

De meeste analoge sensors leveren zeer kleine uitgangsspanningen, in de grootte-orde van millivolts. Dit is te klein om rechtstreeks bruikbaar te zijn, en daarom worden opamps toegepast om deze sensor-uitgangen te versterken.

Ontwikkel nu zelf een versterker voor een licht- of temperatuursensor (naar keuze). Maak hiervoor gebruik van componenten die in het labo aanwezig zijn. PCB's in de recap kunnen componenten bevatten die hierbij van pas kunnen komen. Hint: alle halfgeleiders zijn zowel gevoelig voor licht als voor temperatuurverschillen! Vraag de labo-assistent om freon spray om de correcte werking van je temperatuursensor te kunnen testen.

Schets de volledige schakeling (incl. voeding) in je verslag en noteer je bevindingen.

## 2.7 Comparators

Zowel de inverterende als de niet-inverterende opampversterkers creëren een eindige versterking door een fractie van de uitgangsspanning terug te koppelen (*eng. feedback*) naar de inverterende ingang. Zonder deze terugkoppeling schiet de uitgang van de opamp naar (quasi)  $V_{cc}$  als  $v_+ > v_-$  of (quasi)  $-V_{cc}$  als  $v_- > v_+$ . De uitgangsspanning wordt dus bepaald door de verhouding van de ingangsspanningen, die de opamp zal vergelijken. Deze schakeling heet dan ook een *comparator*, wat letterlijk *vergelijker* betekent.

Comparators worden meestal toegepast wanneer een analoge signaal moet vergeleken worden met een referentiespanning  $v_{ref}$ , hoewel het ook mogelijk is om 2 variërende spanningen met elkaar te vergelijken. Door de referentiespanning in te stellen met bijvoorbeeld een spanningsdeler, kan het spanningsniveau vastgelegd waarop de uitgang zal omklappen van  $+V_{cc}$  naar  $-V_{cc}$  en omgekeerd. Dit heet een drempelspanning (*eng. threshold*).

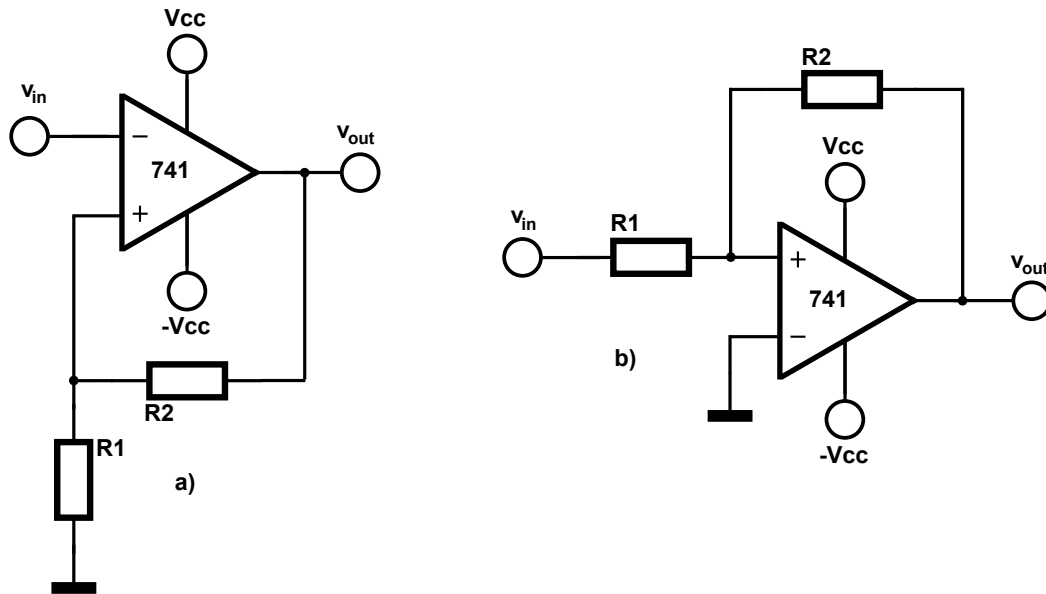
Wat licht- of temperatuursensors betreft, is men meestal niet geïnteresseerd in de exacte waarde van het signaal, maar wel of het een bepaalde drempelwaarde overschreden heeft. Denk maar aan licht-sensors in trams die detecteren dat het donker wordt als de tram een tunnel in rijdt en automatisch de verlichting activeren, of temperatuursensors in ovens die het verwarmingselement activeren als de temperatuur onder de gewenste waarde zakt.

Maak nu gebruik van een comparator om je sensorversterker zodanig aan te passen dat een LEDje (verbonden met de uitgang van de comparatoropamp) gaat branden als jouw lichtsensor wordt afgedekt of als je temperatuursensor wordt afgekoeld met freon spray. Schets je schakeling (inclusief alle weerstandswaarden) in je verslag.

## 2.8 Schmitttriggers

Veronderstel een druksensor in een compressor die de druk in het vat detecteert om de compressor aan te schakelen als de druk in het vat te laag zakt. Als de compressor aanschakelt dan zal de druk in het vat onmiddellijk weer stijgen, wat de druksensor detecteert en de comparator doet omklappen. Hierdoor wordt de compressor weer uitgeschakeld, de druk zal weer wat zakken door bv. kleine lekken waardoor de comparator weer omklapt. Dit schakelt de compressor weer aan, enz.

Hoewel dit ertoe zal leiden dat de druk in het vat zeer constant wordt gehouden, zal deze configuratie heel wat agressie veroorzaken als deze compressor bijvoorbeeld in het fablab zou staan omdat de



Figuur 2.4: Inverterende Schmitttrigger (a) en niet-inverterende Schmitttrigger (b).

compressor voortdurend aan- en uitgaat. Een oplossing voor dit probleem is het toevoegen van *hysteresis* aan de comparator om ervoor te zorgen dat de comparator nog even aan blijft als de druk in het vat al boven de drempeldruk is uitgestegen, en pas aangaat als de druk in het vat voldoende ver onder de drempeldruk gezakt is. Zulke configuratie heet een *Schmitttrigger*.

De Schmitttrigger maakt gebruik van positieve terugkoppeling (terugkoppeling van de uitgang naar de niet-inverterende ingang in plaats van naar de inverterende ingang zoals bij versterkers) waardoor de uitgang net zoals bij een comparator naar  $+V_{cc}$  of  $-V_{cc}$  wordt gestuurd. Net zoals bij versterkers zijn er ook inverterende en niet-inverterende Schmitttriggers.

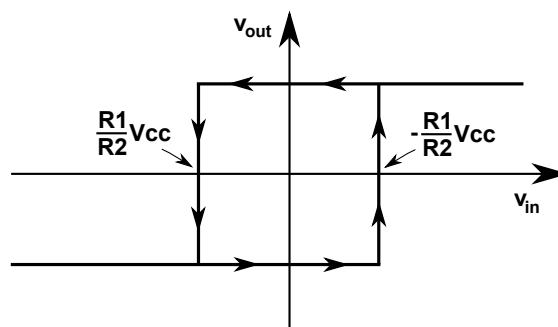
De uitgang van een Schmitttrigger hangt af van zowel de ingang als van de huidige toestand. In het geval van de inverterende Schmitttrigger bijvoorbeeld hangt de niet-inverterende ingang van de opamp op het knooppunt van een gewone spanningsdeler die de uitgangsspanning deelt en dus een fractie ervan terugkoppelt naar de niet-inverterende ingang. Deze fractie wordt bepaald door de verhouding tussen  $R_1$  en  $R_2$  want volgens de formule van de spanningsdeler geldt

$$v_+ = v_{out} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.4)$$

De uitgang is gelijk aan de voedingsspanning, dus  $v_{out} = \pm V_{cc}$ . Veronderstel dat de uitgang van de opamp hoog is, dus  $V_{cc}$ . Als  $v_-$  lager wordt dan  $v_+ = V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$  dan zal de comparator omklappen en wordt de uitgangsspanning  $v_{out} = -V_{cc}$ . De treshholdspanning waarboven de comparator weer naar boven omklapt wordt nu  $-V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ . Deze kantelspanningen worden in grafiek 2.5 weergegeven.

Beredeneer nu zelf de werking voor de niet-inverterende Schmitttrigger. Wat zijn hier de kantelspanningen? Schets de bijhorende grafiek voor de niet-inverterende Schmitttrigger analoog aan die van de inverterende Schmitttrigger.

De Schmitttriggers zoals hierboven weergegeven hebben een kantelspanning die symmetrisch is tegenover het nulpunt. Analoog aan de comparator is het ook mogelijk om Schmitttriggers te maken waarvan de kantelspanning niet symmetrisch is door in plaats van grond een referentiespanning  $v_{ref}$  aan te leggen.



Figuur 2.5: Verloop van de uitgangsspanning  $v_{out}$  van een niet-inverterende Schmitttrigger in functie van de ingangsspanning  $v_{in}$ .

Voeg een LED toe aan je versterkerschakeling en configureer de schakeling zodanig dat de LED 2 discrete staten aangeeft. Voor de temperatuursensor moet de LED volledig gedoofd zijn als de sensor wordt afgekoeld, en oplichten als de sensor op kamertemperatuur is. Bij de lichtsensor pas je het principe van automatische autoverlichting in een tunnel toe.

Schets de aangepaste schakeling met alle componentwaarden in je verslag, en noteer ook alle berekeningen waar van toepassing.

## 2.9 Toepassing: de volume unit meter

Al zolang er audioversterkers bestaan, zijn deze uitgerust met een zogenaamde *volume unit meter*, afgekort tot *VU-meter* of *standard volume indicator*. De eerste versies bestonden uit niet meer dan een analoge volt- of ampmetre die met een naald het volume van een audiosignaal aangaf. Moderne versies maken gebruik van fraaie LED's of zogenaamde *LED bars* om het volume visueel aan te geven.

Ontwikkel en implementeer nu zelf zo'n VU-meter door gebruik te maken van opamps. Zorg voor minimaal 6 volumenniveaus (= 6 LED's). Hiervoor maak je uiteraard gebruik van LED's in bijpassende kleuren (groen, geel en rood). Het audiosignaal is afkomstig van Elektret-microfoons die je in het labo kan vinden. In deze toepassing mag je gebruik maken van alle opamptypes die in het labo aanwezig zijn, zoals de reeds gekende 741 opamp, of de 5532 die 2 identieke opamps in een package van dezelfde grootte bevat.

Denk voor je begint aan de opbouw van de schakeling goed na over je ontwerp. Er zijn verschillende oplossingen mogelijk, de één al ingewikkelder dan de andere. Schets je volledige schakeling incl. voeding in je verslag en vermeldt je redenering en alle berekeningen.



# 3

## Eigenschappen van reële opamps

Welcome to the real world.

---

Morpheus

### 3.1 Doel van het labo

In het vorige labo werd de operationele versterker als component in elektronische schakelingen, de opamp, beschouwd als een zwarte doos (*eng. black box*) met een beperkte set eigenschappen die het ontwerpen van opampschakelingen aanzienlijk vereenvoedigen.

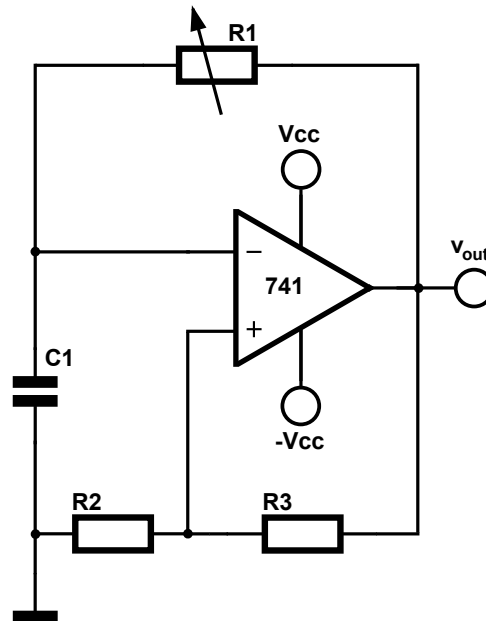
Reële opamps zijn echter opgebouwd uit een groot aantal transistors, en daarom ook onderhevig aan de niet-ideale karakteristieken van deze bouwstenen. In het vorige labo werd reeds opgemerkt dat de uitgangsspanning niet oneindig kan zijn zoals bij ideale opamps wordt aangenomen, maar beperkt wordt door de amplitude van de voedingsspanning. In dit labo wordt er dieper ingegaan op de reële karakteristieken van opamps onder invloed van wisselspanningen en wisselstromen.

### 3.2 Asymmetrische opampschakelingen

Doordat opamps qua uitgangsspanning gelimiteerd zijn door de ingangsspanning, zijn ook de signalen die kunnen verwerkt worden beperkt. Een opamp die wordt gevoed met een gelijkspanning van 5 V ( $V_-$  aan de grond,  $V_+$  aan 5 V) kan zijn uitgang slechts sturen tussen 0 en 5 V (*eng. output voltage swing*). Veldeffectopamps die opgebouwd zijn met JFET's kunnen hun uitgang effectief sturen tot spanningen die de voedingsrails vrij dicht benaderen, maar voor opamps die opgebouwd zijn met bipolaire junctie-transistors zoals de 741 moet er nog een marge voor de spanningsval over basis-emitterdiodes worden afgetrokken waardoor de effectieve *swing* kleiner is. In het vorige labo kon dit verschijnsel goed geobserveerd worden.

Om ook negatieve spanningen te kunnen verwerken, moet de opamp symmetrisch gevoed worden ten opzichte van de ingangen. Vermits  $V_- < V_o < V_+$  kan de uitgang dan ook negatief worden. Zoals uit de cursus *Analoge Elektronica Hoofdstuk 8: Voedingen* (2e bachelor) blijkt, vergt de constructie van een symmetrische voeding echter beduidend meer inspanningen en is ook duurder. Het loont daarom meestal niet om voor een schakeling met één enkele opamp een symmetrische voeding te construeren.

De vraag blijft dan hoe signalen die negatief zijn of onder de drempelspanning van de opamp liggen (*eng. threshold*) toch kunnen verwerkt worden. Denk bijvoorbeeld aan de audioversterker van een mp3-



Figuur 3.1: Signaalgenerator met regelbare frequentie op basis van 741 opamp.

speler die gevoed wordt uit één 3.7 V lithium-ionbatterij, en dus niet over een symmetrische voeding kan beschikken. Het antwoord ligt enigszins voor de hand: als  $V_-$  niet naar beneden kan getrokken worden, dan moet de grond *ten opzichte van de opamp* naar boven geduwd worden. De methode hiervoor is gekend uit o.a. het ontwerp van meertrapsversterkers met transistors: het aanleggen van een *bias* en koppeling door middel van *koppelcondensators*.

Anders dan weerstanden zijn condensators niet-lineaire bouwstenen waarvan de impedantie afhangt van de aangelegde frequentie. Waar in het vorige labo een arbitraire frequentie van 100 Hz werd gekozen om sinusoidale signalen te creëren, gaat de frequentie van het signaal zelf dus in grote mate het gedrag van de schakeling bepalen.

### 3.3 De opamp als signaalgenerator

Door gebruik te maken van tijdsvariabele elementen zoals condensators en spoelen, kunnen met opamps ook signaalgenerators gebouwd worden. Bouw op een breadbordje de schakeling in figuur 3.1 op. Kan je op basis van je ervaringen uit het vorige labo beredeneren hoe deze schakeling werkt? Wat gebeurt er als je de waarde van R1 wijzigt? Test dit uit door voor R1 een potentiometer te nemen en de uitgang van de opamp op een oscilloscoop te bekijken als je aan de potentiometer draait. Welke invloed denk je dat de wijziging van de condensatorwaarde zal hebben?

De combinatie van R1 en C1 vertegenwoordigt een grootte die de tijdschaal van de oscilloscoop beïnvloedt, dit is de bekende RC tijdsconstante. De frequentie van het uitgangssignaal wordt bepaald door deze RC-constante, welke evenredigheid bestaat er tussen beiden? Doordat bij een symmetrische voeding de laad- en ontladestroom van C1 door dezelfde weerstand R1 moet, zal de *duty cycle* van het gegenereerde signaal ongeveer 50% zijn. Hoe zou je de schakeling aanpassen zodanig dat de duty cycle een willekeurige waarde kan hebben?

Verander nu de symmetrische voeding van de opamp door een asymmetrische voeding, en bereken het gedrag van de schakeling op kantelmomenten (bv.  $V_{out} = 0$ ,  $V_{cap} = 0$ ). Wat gebeurt er met de oscillatie bij asymmetrische voeding? Voeg een virtuele grond toe aan je schakeling om dit probleem op te lossen en verifieer dit experimenteel.

### 3.4 Slew rate

Door de waarde van  $R_1$  en  $C_1$  goed te kiezen, is het mogelijk om zeer hoge frequenties te verkrijgen. Reken de RC-constante zodanig uit dat je met een potentiometer van  $47\text{ k}\Omega$  frequenties tussen 10 Hz en 250 kHz kan verkrijgen. Doe nu een 5-tal metingen gespreid over de bandbreedte 10 Hz - 250 kHz en bekijk de evolutie van de steilheid van de flanken. Wat merk je op? Schets een grafiek waarop je één periode bij 100 Hz en bij 100 kHz uitzet op dezelfde tijdsbasis.

De *slew rate* SR bepaalt hoe snel de uitgangsspanning maximaal kan wijzigen, met andere woorden wanneer  $\frac{dv_o}{dt}$  maximaal is. Wat zou de slew rate van een ideale opamp zijn? Zoom met de oscilloscoop in op een stijgende flank en bepaal de slew rate van jouw 741 opamp.

### 3.5 Frequentieafhankelijkheid

In het vorige experiment heb je wellicht reeds opgemerkt dat bij het verhogen van de frequentie, de amplitude van de uitgang afnam. Dit is een tweede belangrijke eigenschap van reële opamps. Construeer een versterkerschakeling naar keuze (inverterend of niet-inverterend) en leg aan de ingang een gelijkspanning aan. Voor dit experiment mag je gebruik maken van een symmetrische voeding. Bereken de ingangsamplitude van dit signaal zodanig dat je een gain van ca. 120 dB nodig hebt om een uitgangsamplitude van 10 V te bekomen (ter herinnering:  $A = 20 \log \frac{V_{out}}{V_{in}}$ ). Controleer op de oscilloscoop dat de gain overeenkomt met  $\pm 120$  dB. De frequentie van het signaal is nu 0, vermits het een gelijkspanning betreft.

Vervang nu de gelijkspanning aan de ingang door een wisselspanning met gelijke amplitude. Maak hiervoor gebruik van een signaalgenerator, en stel deze in op een frequentie van 1 Hz. Wat is de amplitude van het uitgangssignaal? Met welke gain komt dit overeen?

Verhoog de frequentie van de signaalgenerator en lees de uitgangsamplitude af per decade (dus voor 1 Hz, 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, enz.). Zet deze amplitudes uit als gain in functie van de tijd in een *Bode-diagram*. Maak gebruik van een logaritmische schaal voor de gain (y-as). Wat merk je op?





# 4

## Filters

Science can amuse and fascinate us all, but it is engineering that changes the world.

---

Isaac Asimov

### 4.1 Doel van het labo

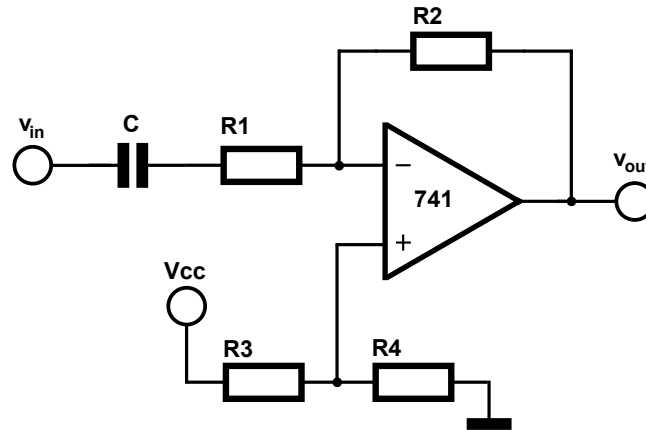
In het vorige labo werd duidelijk dat condensators interessante toepassingen bieden doordat ze een elektrische lading kunnen opslaan. Dit werd geïllustreerd met het ontwerp van een astabiele opamp-multivibrator, één van de fundamentele opampschakelingen. Door het eenvoudige verband tussen de lading in de condensator  $Q$  en de spanning  $V_c$  erover,  $V_c = \frac{Q}{C}$ , kon het gedrag van de schakeling op een lineaire manier benaderd worden.

De eigenschap van condensators om lading op te slaan, resulteert ook in hun frequentieafhankelijke eigenschappen (zie cursus *Elektriciteit*). De impedantie van een condensator  $X_c = \frac{1}{j\omega C}$  geeft aanleiding tot niet-lineaire effecten wanneer condensators worden opgenomen in een signaalpad. In elektronische toepassingen is dit interessant omdat dit toelaat de verwerking van signalen afhankelijk te maken van hun frequentie – of algemener, de frequentiecomponenten die ze bevatten.

In dit labo worden de effecten van condensators op signalen met verschillende frequenties bekeken met het doel *analoge filters* te ontwerpen. Daarnaast worden de lineaire schakelingen uit de vorige labo's uitgebreid met condensators om versterkers een differentiërend en integrerend karakter te geven, wat meteen de basiscomponenten levert die nodig zijn voor de constructie van PID-regelaars (zie cursus *Regeltechniek*).

### 4.2 Filterprincipe

Eén van de eigenschappen van reële opamps die je in de vorige labo's kon waarnemen is de eindige uitgangsspanning, die wordt begrensd door de aangelegde voeding zodat  $-V_{cc} < V_{out} < V_{cc}$ . Experimenteel kon bepaald worden dat de uitgang 741-opamp steeds ca. 1 V onder of boven zijn voedingsrail blijft. Bij toepassing van asymmetrische voedingen kon dit opgelost worden door gebruik te maken van een virtuele grond (zie vorig labo), maar bij het aanleggen van zeer kleine signalen met bv. een signaal-generator treedt er een probleem op: de grond van de signaalgenerator is verbonden met de effectieve



Figuur 4.1: Actief hoogdoorlaatfilter.

grond en niet met de virtuele, waardoor zeer kleine signalen buiten het bereik van de opamp komen te liggen.

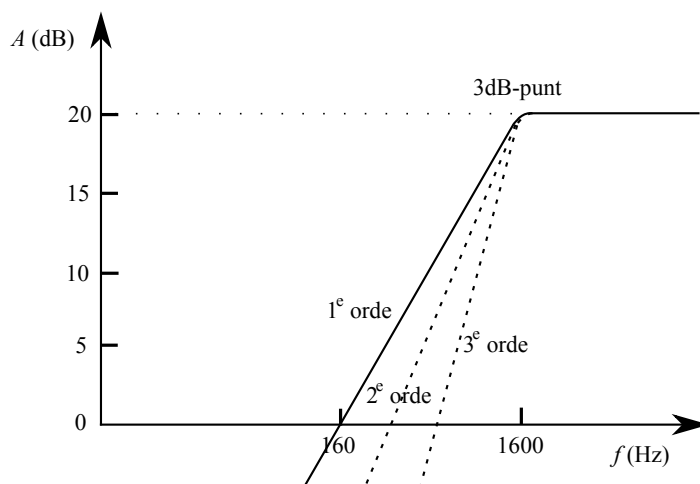
Bij het ontwerp van transistorversterkers doet zich een identiek probleem voor (denk eraan dat de 741 eveneens is opgebouwd uit transistors!), en dit kan opgelost worden door gebruik te maken van *biasing* en *koppelcondensators*. Deze oplossing kan dus evenzeer toegepast worden bij opampschakelingen.

Veronderstel een inverterende versterker die via een koppelcondensator verbonden is met een signaalgenerator. De opamp wordt asymmetrisch gevoed, en weerstanden R3 en R4 zorgen voor een *virtuele grond*. Op welke spanning staat deze virtuele grond ten opzichte van de effectieve grond van de schakeling?

In de vorige labo's werd de knooppuntmethode toegepast om met behulp van de Wetten van Kirchhoff de transferfunctie van een inverterende opampversterker te vinden:  $v_{out} = -v_{in} \frac{R2}{R1}$ . In dit geval moet bij R1 echter de impedantie van de condensator  $C$  gevoegd worden, die gelijk is aan  $X_c = \frac{1}{j\omega C}$ . De transferfunctie van de inverterende opampversterker wordt nu  $v_{out} = -v_{in} \frac{R2}{R1 + \frac{1}{j\omega C}}$ . Door de aanwezigheid van  $\omega$  in de vergelijking is de gain van de versterker dus *frequentieafhankelijk* geworden: sommige frequenties worden door deze schakeling meer versterkt dan anderen.

Bouw de schakeling uit figuur 4.1 op een breadbordje met een asymmetrische voeding van 12 V en een 741-opamp. Kies  $C = 100$  nF,  $R1 = 1$  k $\Omega$  en  $R2 = 10$  k $\Omega$ . Bereken aan de hand van de uitdrukking voor de impedantie van condensators  $X_c = \frac{1}{j\omega C}$  de gain van deze schakeling bij een gelijkspanning ( $f = 0$ ). Wat zou de gain zijn bij een oneindig hoge frequentie?

Meet de gain van de schakeling per decade op dezelfde manier als in het laatste experiment van het vorige labo, en stel een Bode-diagram op. Als  $C$  correct is aangesloten, zal het Bode-diagram eruit zien zoals in figuur 4.2. Het 1.6 kHz-punt geeft een sleutelpositie aan in het Bode-diagram, de *cutoff-frequentie*. Op 1.6 kHz is de spanning reeds de helft van de normale gain, wat overeenkomt met 1.5 dB. Het vermogen van het signaal is hier toegenomen met 3 dB, en wordt daarom ook 3 dB-punt genoemd.



Figuur 4.2: Bode-diagram van een 1° orde hoogdoorlaatfilter met 3 dB-punt op 1.6 kHz.

### 4.3 Hoogdoorlaatfilter

In 4.2 is de gain laag bij frequenties onder 1.6 kHz, en wordt het signaal verzwakt bij frequenties onder 160 Hz ( $A < 0$ ). Deze schakeling laat dus hoge frequenties door en houdt lage frequenties tegen, en gedraagt zich als een *hoogdoorlaatfilter* (eng. *high pass filter*).

Wat zal het 3 dB-punt zijn van deze schakeling als je de waarde van de condensator verlaagt naar 1 nF? Noteer de berekening in je verslag.

Ontwerp een hoogdoorlaatfilter door de waarden van  $C$ ,  $R_1$  en  $R_2$  zodanig te kiezen dat je een 3 dB-punt van 10 kHz verkrijgt. Verifieer je berekening experimenteel door de schakeling te bouwen en de transferfunctie ervan op te meten en uit te zetten in een Bode-diagram.

Deze hoogdoorlaatfilter bevat een actieve component (opamp) en wordt daarom een *actief filter* genoemd. Dit filter is van de eerste orde, en heeft zoals uit de theorie gekend een verzwakking van 20 dB per decade. Hoe zie je dit in het Bode-diagram?

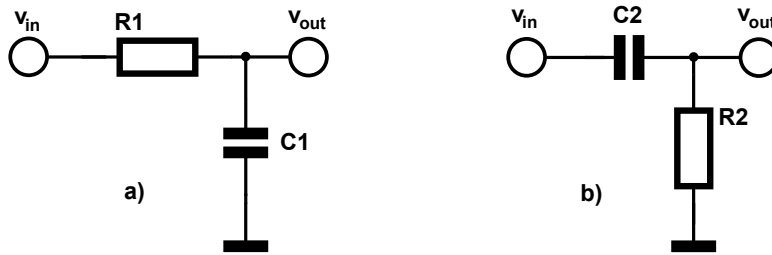
### 4.4 Passieve filters

Het is ook mogelijk om een *passief* filter te ontwerpen, dus zonder opamp. Dit vereenvoudigt de schakeling aanzienlijk, en het eenvoudigste type filter bestaat uit één enkele weerstand en één enkele condensator. Dit heet een *RC-filter*. Een passief hoogdoorlaatfilter wordt voorgesteld in figuur 4.3. Maak gebruik van de formule van de spanningsdeler om de transferfunctie van dit filter te bepalen. Bouw het filter met  $R = 10 \text{ k}\Omega$  en  $C = 22 \text{ nF}$  en tegelijk ook met  $R = 10 \text{ k}\Omega$  en  $C = 470 \text{ nF}$ . Voer hetzelfde ingangssignaal toe via de signaalgenerator, en maak gebruik van de 2 kanalen van de oscilloscoop om de uitgangen van de 2 filters simultaan te visualiseren. Maak een schets in je verslag (vergeet de ingangsamplitude en frequentie niet te vermelden!).

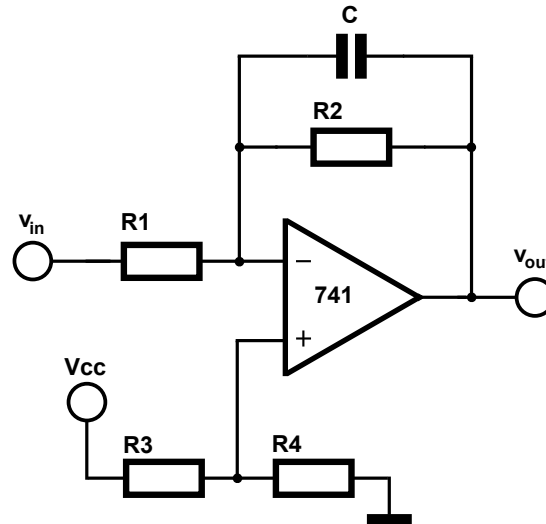
De afsnijfrequentie van RC-filters wordt gegeven door  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ .

### 4.5 Laagdoorlaatfilter

In het eerste labo werd bij de afleiding van de uitdrukking voor inverterende versterkers duidelijk dat de verhouding tussen  $R_1$  en  $R_2$  de gain bepaalt. Als  $R_2$  toeneemt, dan zal ook de gain toenemen. Door in parallel met  $R_2$  een condensator te schakelen, ontstaat een equivalente weerstand die frequentieafhankelijk is: hoge frequenties zullen door de condensator worden doorgelaten en ondervinden dus



Figuur 4.3: Passieve RC-filters: laagdoorlaatfilter links en hoogdoorlaatfilter rechts.



Figuur 4.4: Actief laagdoorlaatfilter.

een lagere impedantie dan lage frequenties. Deze schakeling (zie figuur 4.4) gedraagt zich omgekeerd aan een hoogdoorlaatfilter omdat hier lage frequenties zullen worden doorgelaten of versterkt worden, terwijl hoge frequenties worden verzwakt door de  $R2/R1$  ratio. Dit heet een *laagdoorlaatfilter* (eng. *low pass filter*).

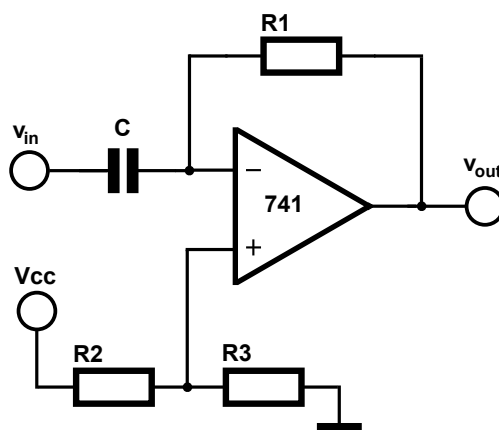
Werk op dezelfde manier als voor hoogdoorlaatfilters de tranferfunctie van dit actief laagdoorlaatfilter uit. Welk 3 dB-punt verwacht je voor  $C = 100 \text{ nF}$ ,  $R1 = 1 \text{ kHz}$  en  $R2 = 10 \text{ kHz}$ ?

De meest courante toepassing van laagdoorlaatfilters is als zgn. *anti-aliasingfilter* bij conversie van analoge signalen naar digitale vorm. Welke afsnijfrequentie zou je kiezen voor een anti-aliasingfilter voor een pc-microfoon? Bereken de waarden van  $C$ ,  $R1$  en  $R2$  als dusdanig.

## 4.6 Bandpasfilter

Wanneer een laagdoorlaatfilter wordt gecombineerd met een hoogdoorlaatfilter dan zal het ene filter de hoge frequenties blokkeren en het andere de lage frequenties. De enige frequenties die worden doorgelaten zijn dus de frequenties die tussen de afsnijfrequenties van beide filters liggen. Dit laat toe om een smalle frequentieband door te laten.

Schets een schema van een actieve bandpasfilter in je verslag en bereken de weerstanden en condensatoren zodanig dat afsnijfrequenties 3 kHz en 10 kHz bedragen. Noteer de berekening in je verslag. Dit type bandpasfilters vindt wijde toepassing in telefonie-applicaties.



Figuur 4.5: Differentiator.

## 4.7 Differentiator

Wanneer bij hoogdoorlaatfilter  $R1$  wordt achterwege gelaten, dan ontstaat variant met een bijzondere karakteristiek (zie figuur 4.5). Rekening houdend met de eigenschap van condensators dat  $i = C \frac{dV}{dt}$  kan de knooppuntsvergelijking weer worden uitgedrukt als de algebraïsche som van stromen:  $C \frac{dv_{in}}{dt} = -\frac{v_{out}}{R}$ . Herschrijven als transferfunctie (in functie van  $v_{out}$ ) geeft dan  $v_{out} = -RC \frac{dv_{in}}{dt}$ . Deze schakeling differentieert hetingangssignaal, wat bijvoorbeeld voor sinusoidale signalen overeenkomt met een *faseverschuiving* (eng. *phase shift*).

Wat is de invloed van de RC constante in deze uitdrukking, of met andere woorden, hoe vertaalt een wijziging in de weerstandswaarde of condensatorwaarde zich in de uitgangsspanning?

Bouw een differentiator met een gain tussen 50 dB en 75 dB, en leg een *blokgolf* (eng. *square wave*) aan op de ingang. Kies de amplitude van deze blokgolf zodanig dat de verwachte uitgangsamplitude binnen het bereik van de 741 valt. Wat merk je op? Verklaar je observaties.

## 4.8 Integrator

Wanneer bij een differentiator de positie van weerstand en condensator worden omgewisseld, ontstaat de omgekeerde wiskundige functie, een *integrator*. Pas je differentiatorschakeling als dusdanig aan, en leg opnieuw een blokgolf aan aan de ingang van de schakeling. Wat observeer je? Maak een schets in je verslag.

## 4.9 Toepassing: digitaal-analoogconversie

Een interessante eigenschap van filters is dat ze kunnen gebruikt worden om een AC-signaal om te zetten in een DC-signaal. Het aangelegde AC-signaal is dan meestal een blokgolf (eng. *square wave*) waarvan de duty cycle wordt gevarieerd om de gewenste DC-spanning te verkrijgen. In het ideale geval is DC-spanning aan de uitgang gelijk aan  $v_0 = \frac{1}{T} \int_T v_i(t) dt$  voor een willekeurig AC-signaal  $v_i(t)$ . Voor een blokgolf met topwaarde  $v_p$  wordt dit meteen vereenvoudigd tot  $v_0 = v_p \cdot d$  waarbij  $d$  de duty cycle van de blokgolf is (met  $0 \leq d \leq 1$ ). Dit verklaart dus meteen waar de voorkeur voor een blokgolf vandaan komt!

Ontwerp nu zelf een digitaal-analoogconverter op basis van een filter naar keuze. De DC-uitgangsspanning moet binnen de 10% van een instelbare wenswaarde blijven, en tussen 0 en 5 V liggen. Schets je ont-

werp in je verslag, en vermeld zoals steeds alle componentwaarden en berekeningen.

Je merkt dat de uitgangsspanning de neiging heeft om te fluctueren in functie van de belasting die je aanlegt. Dit effect zal je vooral bij passieve filters sterk observeren. Een oplossing hiervoor is de DC-uitgang terug te koppelen naar de PWM-generator voor de blokgolf en de duty cycle bij te regelen (feedback). Hiervoor is een analoog-digitaalconverter nodig, die in het volgende hoofdstuk wordt besproken. In de meeste toepassingen is deze graad van nauwkeurigheid echter niet vereist, en in de meeste low cost ontwerpen wordt de feedback dan ook achterwege gelaten, en enkel gebruik gemaakt van een filter en eventueel een buffer. Dit is o.a. het geval bij mp3-spelers en GSM's, waar het principe wordt toegepast om het audiosignaal te genereren op basis van een veel snellere blokgolf.

# 5

## Analoog-digitaalconversie

Do. Or do not. There is no try.

---

Yoda

### 5.1 Doel van het labo

In de vorige practicasessies heb je voornamelijk met analoge signalen gewerkt doordat je gebruik maakte van analoge sensors. Transistors, opamps en filters zijn dan ook fundamentele bouwstenen uit de analoge elektronica.

Moderne elektronische systemen zijn echter zelden volledig analoog of volledig digitaal. Denk maar aan een LCD-tv die digitale video- en audiosignalen ontvangt, maar toch analoog geluid moet produceren. Of een wekker die zichzelf automatisch afstemt op het DCF77-tijdsignaal. Hetzelfde geldt ook voor mechatronische systemen: een 3D-printer meet de temperatuur van zijn extruderkop om deze constant te kunnen houden op een instelbare waarde, een servomotor maakt gebruik van een analoge potentiometer om zijn positie te bepalen, enzovoort. Al deze systemen bevatten zowel analoge als digitale bouwstenen.

Is het mogelijk om een volledig digitaal systeem te ontwerpen? Moeilijk. Zelfs de meest eenvoudige systemen bevatten voedingsschakelingen, die onder analoge elektronica worden gerekend. Een USB flash drive bijvoorbeeld bevat een interne spanningsverdubbelaar die de nodige spanning genereert om het flashgeheugen te kunnen schrijven. En zowat alle sensors zijn ook analoog (denk terug aan je versterkerschakeling voor een licht- of temperatuursensor).

Een volledig analoog systeem ontwerpen is wel degelijk mogelijk, en vooraleer halfgeleiderschakelingen goedkoop op grote schaal geproduceerd werden dankzij de introductie van VLSI-design, werden zelfs complexe systemen volledig analoog uitgevoerd. Zoals je weet uit de theorie zijn analoge systemen echter gevoelig voor interferentie en ruis. En als je op de zolder nog een oude tv van eind jaren '70 of vroeger hebt staan en deze open doet, dan zal je merken dat er – in vergelijking met moderne tv's – een erg groot aantal elektronische componenten in zit.

Kortom, met digitale elektronica zoals microcontrollers of FPGA's kan je zeer complexe ontwerpen toch compact implementeren terwijl analoge elektronica nog steeds een must is om de interface met *onze* analoge wereld te verzorgen. Als ontwerper van een geïntegreerd elektronisch systeem met digitale en analoge bouwstenen moet je dus kiezen welke functionaliteit je analoog implementeert en welke



je digitaal uitvoert. Deze keuze maakt het verschil tussen een slecht of duur en een goed ontwerp!

Om analoge en digitale elektronica te kunnen koppelen, is er een interface nodig in elke richting (van analoog naar digitaal en omgekeerd). In het vorige hoofdstuk werd reeds het principe van digitaal-analoogconversie (DAC) aangehaald. Je hebt ook al kunnen kennismaken met comparators, die een analoog signaal kunnen vergelijken met een referentiespanning en schakelen tussen 2 discrete spanningsniveaus die dus kunnen geïnterpreteerd worden als een logische 0 of 1 – digitale signaalniveaus dus.

Als je een systeem nauwkeurig wil regelen, bijvoorbeeld een *closed loop* feedback met digitale PID-regelaar op een Arduino, dan heb je echter een continue representatie van de parameter die je wenst te regelen nodig. Dit is onder andere het geval bij servomotors, de thermostaat van de centrale verwarming, enzovoort. In deze situaties moet een analoog signaal dus omgezet worden naar een digitaal signaal met een bepaalde resolutie. Dit is de taak van de analoog-digitaalconverter (ADC).

## 5.2 Parameters van een ADC

Net zoals alle elektronische componenten hebben ook ADC's een aantal karakteristieke parameters of eigenschappen die bepalend zijn voor de werking van de ADC. Ze zijn dus van belang als je zelf een ADC kiest voor een bepaalde toepassing. De voornaamste eigenschappen zijn de *resolutie* (eng. *resolution*), de *snelheid* (eng. *conversion speed*) en de *interface*.

### 5.2.1 Resolutie

De resolutie (eng. *resolution*) is wellicht de belangrijkste parameter van een ADC, en bepaalt met welke nauwkeurigheid een analoog signaal naar een digitaal signaal wordt geconverteerd. De resolutie wordt uitgedrukt in aantal bits van het resulterende digitale signaal. Men spreekt dan van een 8-bit, 10-bit, 12-bit ADC enz.

Wat is dan de resolutie of nauwkeurigheid van een 10-bit ADC? Met 10 bits kunnen  $2^{10}$  mogelijke combinaties gevormd worden. Een spanning tussen 0 en bijvoorbeeld 5 V (analoog) zal dus vertegenwoordigd worden door  $2^{10}$  verschillende discrete waarden. Met andere woorden, de ADC zal het bereik van 0 tot 5 V opdelen in  $2^{10}$  gelijke intervallen, en een analoog signaal dat in een bepaald interval past resulteert dan in de bijhorende uitgangscombinatie. Bij een 10-bit ADC is de *breedte* van elk interval gelijk aan  $\frac{5\text{ V}}{2^{10}} = 4.88\text{ mV}$ . Kleinere variaties zullen dus niet steeds resulteren in een verandering van interval, en zijn dus aan de uitgang van de ADC niet zichtbaar. Dit is dus meteen ook de fout (eng. *error*) op de analoog-digitaalconversie.

Je zou dus kunnen concluderen dat een ADC met hogere resolutie steeds beter is. Dit is echter niet altijd het geval. ADC's met hogere resoluties zijn duurder (een 24-bit ADC is ca. 10 keer duurder dan een 12-bit ADC) en niet alle applicaties hebben zulke hoge resoluties nodig. Bij hoge resoluties is de fout ook zodanig klein dat de minst beduidende bits (eng. *least significant bits*, *LSB*) in het ruisniveau vallen.

### 5.2.2 Snelheid

De snelheid van een ADC geeft aan hoeveel conversies er per seconde kunnen gebeuren. ADC's met een hoge resolutie zijn doorgaans trager dan ADC's met een lage resolutie. Een ADC maakt gebruik van een *sample and hold* circuit om een analoog ingangssignaal te besampelen. Bij een ADC met een snelheid van 1000 conversies per seconde betekent dit dus dat er 1000 keer per seconde een sample wordt genomen van het analoge ingangssignaal, dat vervolgens wordt gedigitaliseerd. Er worden dus slechts 1000 snapshots genomen per seconde, waardoor er bij een analoog-digitaalconversie van een AC-signaal onvermijdelijk informatie verloren gaat. Wijzigingen in het AC signaal die plaatsvinden tussen 2 snapshots blijven ook onopgemerkt.

### 5.2.3 Interface

Afhankelijk van de resolutie van de ADC is het resultaat van de analoog-digitaalconversie een byte (8-bit ADC) of een 10, 12, 14 enz. breed woord. Deze bits kunnen ofwel parallel naar buiten gebracht worden, waardoor de ADC dus voor elke bit een fysieke uitgangspin krijgt, of serieel via een busprotocol. Een parallelle interface is de gemakkelijkste, vermits hiervoor verderop in het digitale signaalpad (bv. in een FPGA) quasi geen extra interfacelogica vereist is.

Voor een ADC met hoge resolutie zorgt een parallelle interface meteen voor een erg hoog aantal fysieke pinnen. Dit maakt het package van het IC groot, en dus ook de ruimte die de component inneemt op de PCB. Dit is nogal onpraktisch, en brengt hogere productiekosten met zich mee. Een ADC met seriële interface daarentegen kan klein blijven omdat het aantal pinnen voor de seriële interface onafhankelijk is van de resolutie van de ADC. Een ADC met een I<sup>2</sup>C-interface heeft bijvoorbeeld genoeg aan 2 pinnen: een SDA (seriële datalijn) en SCL (seriële kloklijn). ADC's met een seriële interface zoals I<sup>2</sup>C of SPI hebben de versies met parallelle interfaces in commerciële applicaties quasi volledig verdrongen.

### 5.2.4 Componentkeuze

De keuze van de juiste componenten is essentieel om een elektronisch probleem goed te kunnen oplossen. Kies je verkeerd, dan kan je dit een hoop tijd, geld en frustraties want

- je zal veel tijd en energie spenderen aan het uittesten en integreren van de verkeerde component;
- als je ontdekt dat de component niet past in je ontwerp zal je een geschikter exemplaar moeten aankopen;
- je zal nog eens kostbare tijd verliezen terwijl je wacht op de levering van de nieuwe component.

In het geval van een ADC is de keuze iets gemakkelijker omdat je je kan laten leiden door de bovenstaande 3 parameters. Start met de identificatie van de context van je probleem:

- Wat is de frequentie van het signaal dat je wil besampelen? Dit zal de conversiesnelheid van de ADC bepalen.
- Hoe nauwkeurig wil je het signaal besampelen? Dit zal de resolutie van de ADC bepalen.
- Hoe wil je de ADC met je controller (microprocessor, FPGA, ...) verbinden? Dit zal de interface van de ADC bepalen.

In sommige situaties ben je verplicht om een bepaald aantal conversies per seconde te halen, bijvoorbeeld als je moet voldoen aan het Shannon-Nyquist samplingtheorema. In dat geval weet je meteen de conversiesnelheid die je ADC minimaal moet halen.

Andere factoren om mee rekening te houden zijn het bereik van de ADC (de minimale en maximale spanning die kan geconverteerd worden) en de voedingsspanning van de ADC. In veel gevallen zal je moeten gebruik maken van o.a. opamps om hetingangssignaal binnen het bereik van de ADC te krijgen (offset toevoegen aan negatieve signalen, kleine signalen versterken en dergelijke).

Is het dan niet gemakkelijker om overal consequent een 24-bit ADC met zeer hoge snelheid en SPI-interface toe te passen? Vanuit een elektronisch perspectief is dat ongetwijfeld het geval. Maar zeer snelle ADC's met hoge resolutie zijn helaas erg duur, waardoor het in commerciële toepassingen onhaalbaar is om steeds zo'n high end ADC's te gebruiken. Dit is o.a. één van de redenen waarom gesofistikeerde meetapparatuur zoals digitale oscilloscopen, spectrumanalyzers e.a. zo duur zijn.

## 5.3 Signalen besampelen

Na de selectie van de passende ADC vind je in de datasheet steeds de nodige aanwijzingen voor gebruik van de component in je ontwerp. In dit practicum en de volgende zal je gebruik maken van de ADC0804, een 8-bit parallele ADC van Intersil. Voor nieuwe ontwerpen is deze ADC hopeloos verouderd, maar de eenvoudig aanstuurbare parallele interface en het DIP (*eng. dual inline package*) maken hem perfect voor snelle breadboardprototypes. Recentere ADC's worden nog zelden uitgevoerd in een through hole package waardoor prototyping een omslachtige aangelegenheid wordt.

Zoek in de datasheet de volgende gegevens over deze ADC en noteer ze in je verslag:

- de conversiesnelheid (in aantal conversies per seconde);
- het maximale bereik van de analoge ingangsspanning;
- de aanbevolen waarde voor de ontkoppelcondensator op de voedingspin;
- het package en aantal pinnen van het fysieke IC.

De ADC0804 is een ingewikkeld mixed signaal systeem, en dus bestaat er in tegenstelling tot eenvoudigere elektronische componenten zoals transistors, LED's of opamps geen eenvoudige manier om ze door te meten. De enige manier om de ADC te testen is om hem op te nemen in een referentieschakeling. Deze referentieschakeling wordt meestal opgegeven door de fabrikant. In het geval van de ADC0804 vind je er één op p. 11 van de datasheet in fig. 17. In deze configuratie zal de ADC continu samples nemen en digitaliseren.

Bouw de schakeling van fig. 17 en leg een analoge ingangsspanning tussen 2 V en 5 V aan. De analoge ingang is differentieel, dus je kan *over* bv. een weerstand meten net zoals een voltmeter. Als je  $V_{IN(-)}$  aan de grond legt, kan je via  $V_{IN(+)}$  ook een absoluut signaal ten opzichte van de grond meten. De uitgang kan je rechtstreeks visualiseren met LED's. Let er hierbij op om de current sink/current source specificaties van de digitale uitgangspinnen niet te overschrijden, en voeg de gepaste voorschakelweerstand toe om de stroom door de LED's te begrenzen!

## 5.4 Interface met digitale controllers

Pas nu je schakeling aan door de ADC0804 te koppelen aan een digitale controller naar keuze. Dit kan een FPGA zijn zoals het Spartan 3 Starter board, waarbij je de ingelezen digitale waarde weergeeft via de LED's op het bord, of je kan een Arduino of PIC kiezen en vervolgens de data via UART (seriële verbinding) doorsturen naar de pc. In de datasheet vind je alle nodige informatie om de ADC aan te sluiten. Je moet (relatief) veel digitale verbindingen leggen, dus let op voor valse contacten. Maak indien nodig gebruik van headers en ribbonkabel met bijhorende connectors.

Vervang de constante ingangsspanning door een potentiometer en observeer het gedrag van de schakeling. Wat merk je op? Noteer je bevindingen in je verslag en voeg een schets van je volledige schakeling toe.

### 5.4.1 Design layout

Wanneer digitale en analoge schakelingen gecombineerd worden, dan bestaat er een grote kans dat er interferentie (*eng. interference*) optreedt tussen digitale en analoge onderdelen. Digitale schakelingen schakelen op klok events, en resulteren dus in stroompieken door voeding en grond, en de bijhorende parasitaire inductie van ruis in analoge signallijnen. In mixed signal designs probeer je om die redenen analoge en digitale schakelingen uit elkaar te houden, maar hoe doe je dat bij ADC's?

## 5.4.2 Grondverschijnselen

In theorie is het elektrisch potentiaal van de grond (*eng. ground*) overal gelijk en per definitie nul. In de realiteit is dit echter niet altijd het geval: stroompieken door digitale componenten vloeien via de grond naar de voeding terug, en door de eindige weerstand van de grond resulteert dit in een spanningsval over bepaalde grondlijnen. De potentiaal op deze lijnen is dan niet langer nul! In digitale systemen is het normaal dat de potentiaal van de grond oscilleert op het ritme van de systeemklok, dit fenomeen heet *ground bounce*. Maar als je de grond gebruikt als referentiespanning voor de ADC, dan zit je met een probleem.

Een oplossing is het *scheiden* van de grond van digitale en analoge schakelingen in het design. Hierdoor ondervinden analoge componenten geen last meer van de neveneffecten van digitale schakelingen. Men spreekt in dat geval over een digitale grond (soms afgekort met DGND) en een analoge grond (AGND). Beiden zijn dan aan elkaar gekoppeld met een lowpassfilter, vaak niet meer dan een inductor die verhindert dat hoogfrequente signalen van DGND naar AGND vloeien. Dit is een belangrijk aspect om rekening mee te houden, zowel in je breadboardprototype als tijdens de layout van je PCB!

## 5.4.3 De voeding

De voeding speelt een cruciale rol in het design van een mixed signal systeem omdat ruis niet enkel via de grond maar ook via de voedingsrails kan doorgesluisd worden van het digitale naar het analoge deel. In high end apparatuur komt het zelfs voor dat om deze redenen 2 afzonderlijke voedingen worden toegepast: één voor de analoge schakelingen en één voor de digitale, zelfs als ze beiden dezelfde spanning nodig hebben! Dit is natuurlijk een dure en omslachtige oplossing.

Een andere mogelijkheid is het filteren van de voeding. Er wordt dan gebruik gemaakt van passieve filters om de gevoelige schakelingen af te zonderen van de rest van het systeem. RC of LC-filters zijn hier zeer courant. Om de rimpel (*eng. ripple*) op de voeding weg te werken wordt er ook gebruik gemaakt van zgn. *ontkoppelcondensators* (*eng. decoupling caps*). Deze condensators worden zo dicht mogelijk bij de voedingspinnen van de (analoge) IC's geplaatst, en vormen samen met de impedantie van de voedingsrail een passieve RLC-filter. Bovendien helpen ze bij het onderdrukken van oscillaties. In een goed design zal je steeds één of meerdere ontkoppelcondensators vinden per voedingspin op elk IC! Een courante waarde voor ontkoppelcondensators is 100 nF, maar in sommige gevallen geven fabrikanten van IC's afwijkende waarden op.

Kijk in de datasheet van de ADC0804 in figuur 18 op p. 12. Welke condensators doen dienst als ontkoppelcondensators?

## 5.5 Toepassing: magnetische toerenteller

ADC's worden zeer courant toegepast in combinatie met magneetsensoren om de nabijheid van magneten of ferromagnetische objecten te detecteren (*eng. proximity sensors*). Deze vinden bijvoorbeeld toepassing in automatische koppelingssystemen, intelligente inbraakalarmen, magnetische toerentellers en de positiebepaling van de rotor bij brushless DC motors (BLDCM's). Hiervoor wordt gebruik gemaakt van een lineaire Hallsensor die een naderend magnetisch veld kan waarnemen.

Bouw een proefopstelling bestaande uit een DC-motor naar keuze, een magneet die je op de as van de DC-motor bevestigt, en een lineaire Hallsensor zoals de SS49E. Snijd of print indien nodig een koppelstuk om de magneet op de as van de motor te monteren.

Sluit nu de Hallsensor aan op de ADC0804 en controleer het bereik, m.a.w. zorg dat de uitgangsspanning van de Hallsensor zowel bij afwezigheid van magneetvelden als bij direct contact met de magneet binnen het maximale bereik van de analoge ingang van de ADC valt. Voeg in de digitale controller vervolgens de nodige logica toe om het toerental van de roterende as te meten, en test dit uit

door de voedingsspanning van de DC-motor te variëren.

Hoe kan je nu tegelijk het toerental én de rotatiezin van de as meten met slechts één magneet? Hint: de SS49E kan zowel een positief als negatief veld waarnemen. Wijzig indien nodig de oriëntatie van de magneet op de as.

Documenteer je opstelling met één of meerdere afbeeldingen, en voeg deze toe aan je verslag samen met een beschrijving van je experimenten en je observaties.

# 6

## Data-acquisitie

It is a capital mistake to theorize before one has data. Insensibly one begins to twist facts to suit theories, instead of theories to suit facts.

---

Sir Arthur Conan Doyle

### 6.1 Doel van het labo

De menselijke perceptie van een intelligent mechatronisch of elektronisch systeem kan in veel gevallen herleid worden tot hoe goed dat systeem in staat is om te interageren met zijn omgeving. Als een freesmachine automatisch zijn toerental aanpast aan het type materiaal dat je wil frezen, of een etstank aangeeft wanneer zijn etsmiddel moet vervangen worden, of een lasersnijder automatisch zijn focushoogte instelt, dan ervaren we die machines als “intelligenter” dan hun varianten die dit niet kunnen.

Nochtans hoeft er aan bovenstaande voorbeelden geen noemenswaardige hardware worden toegevoegd om deze functionaliteit te verwezenlijken. Zowat elke freesmachine heeft reeds een freeskop met configureerbaar toerental, en ook de lasersnijders hebben een geautomatiseerde z-as waarmee het werkvlak naar boven of naar beneden kan verschoven worden. Wat ontbreekt er dan om deze intelligentie te realiseren? Juist, de toestand van de omgeving. Hiervoor moeten de nodige sensors toegevoegd worden. Dankzij sensors is een systeem in staat om zelfstandig gegevens te verzamelen over zijn omgeving, de manier waarop het gebruikt wordt, en ook over zijn eigen toestand. Denk bijvoorbeeld aan een printer die in staat is te detecteren wanneer zijn papierlade leeg is, welk formaat van papier je hebt ingevoerd, en zelfs of en waar er een papierblokkade is opgetreden).

Tijdens de vorige practicasessies heb je reeds kennis gemaakt met enkele sensors zoals o.a. licht-sensors, temperatuursensors, Hallsensors enzovoort. In dit labo worden enkele minder courante sensors voorgesteld, en specifieke technieken om deze sensors uit te lezen.

### 6.2 Eigenschappen

Een ideale sensor voldoet aan de volgende 2 eigenschappen:

- de sensor is enkel gevoelig voor het verschijnsel waarvoor hij bedoeld is (en dus ongevoelig voor alle andere invloeden);

- de sensor beïnvloedt het gemeten verschijnsel niet;

In de praktijk blijkt dit echter niet steeds het geval te zijn. Halfgeleidersensors zoals lichtsensors, rekstrookjes e.d. zijn – zoals je zelf hebt kunnen vaststellen – ook gevoelig voor variaties in temperatuur. Sensors vormen vaak een obstructie voor het gemeten verschijnsel of absorberen een fractie van de energie (zoals o.a. het geval is bij antennes). Een stroom die door een temperatuursensor loopt warmt bovendien de sensor zelf ook op, waardoor de gemeten temperatuur toeneemt. Dit verschijnsel ken je uit de quantumfysica als het *observer effect*.

### 6.2.1 Een sensor kiezen

De keuze van een sensor begint, uiteraard, bij de identificatie van het verschijnsel dat je wenst te meten. Soms ligt dit voor de hand, zoals bij een druksensor of vochtigheidssensor, maar in de meeste gevallen zal je het verschijnsel moeten omzetten naar een ander verschijnsel dat gemakkelijker te meten valt. Denk hierbij terug aan de omzetting van de rotatiesnelheid van de DC-motor in het vorige practicum naar een variërend magneetveld dat gemakkelijk kon gemeten worden met een Hallsensor. Er waren echter nog andere mogelijkheden om de rotatiesnelheid te meten, zoals bv. met een optische encoder-schijf (lichtpoortje) enzovoort.

Net zoals bij alle ingenieursproblemen is het van essentieel belang om je bewust te zijn van zoveel mogelijk verschillende oplossingen om een optimale oplossing te kunnen kiezen. Zoveel mogelijk verschillende sensors én hun toepassingsgebied leren kennen is dus de boodschap.

### 6.2.2 Signaaluitgang

Elektronische sensors zetten een fysische grootheid om naar een elektrisch grootheid. De meeste sensors zetten het gemeten fysisch signaal om naar een veranderende spanning, stroom of impedantie.

#### 6.2.2.1 Weerstand

De meeste eenvoudige sensors, zoals lichtgevoelige weerstanden (LDR), temperatuurgevoelige weerstanden (NTC of PTC) enzovoort hebben een resistieve impedantie (weerstand) die via een gekend wiskundig verband kan omgerekend worden tot de gemeten grootheid. Bij een lineaire PTC bestaat er bv. een lineair verband tussen de weerstand van de sensor en de gemeten temperatuur. De weerstand van de PTC zal dus proportioneel wijzigen als de temperatuur wijzigt.

Het wiskundige verband tussen de gemeten fysische grootheid en de impedantie van de sensor kan je zoals steeds in de datasheet vinden.

#### 6.2.2.2 Spanning

Actieve sensors hebben een eigen voedingsspanning nodig, en hun uitgang is vaak een spanning in het bereik van hun voedingsspanning. Een voorbeeld hiervan is de Hallsensor uit het vorige practicum, waarvan de uitgangsspanning proportioneel varieerde met de gemeten magnetische veldsterkte. Ook hier hoeft het verband tussen gemeten verschijnsel en uitgangsspanning niet noodzakelijk lineair te zijn, dus de datasheet lezen is weer de boodschap.

De voedingsspanning van de sensor is niet noodzakelijk gelijk aan de voedingsspanning van de ADC of het digitale systeem dat de sensor uitleest. Hierdoor ontstaat er dus een mismatch: de maximale uitgangsspanning van de sensor zal hoger of lager zijn dan de referentiespanning van de ADC die de conversie doet. Daarom worden sensors met een variërende uitgangsspanning courant uitgevoerd met een *open collector* uitgang. Dit betekent dat de uitgangspin intern fysiek verbonden is met een bipolaire junctietransistor, en dat je dus een externe spanning moet aanleggen om een uitgangssignaal te verkrijgen. Hiervoor is een pullupweerstand nodig (bij een NPN-transistor) of een pulldownweerstand (bij een PNP-transistor). Wil je het uitgangssignaal digitaliseren dat trek je de collector naar de referentiespanning van de ADC ( $V_{REF}$ ), wil je een interface met een digitale schakeling dan trek je de collector naar de IO-spanning (of de voedingsspanning bij microcontrollers).

### 6.2.2.3 Stroom

Net zoals sensors een uitgangssignaal als spanning kunnen uitvoeren, worden ook de stroomvarianten veel toegepast. In dit geval gedraagt de sensor zich als een stroombron waarvan de uitgangsstroom kan worden omgerekend naar de gemeten grootte volgens een gekend wiskundig verband.

Deze techniek heeft veel voordelen ten opzichte van sensors met een variërende spanning als uitgangssignaal. Het belangrijkste voordeel is dat het signaal minder ruisgevoelig is omdat de impedantie van de lijn enkel wordt bepaald door de weerstand aan de controllerzijde. Hoe lager die impedantie, hoe minder gevoelig de lijn is voor ruis. Hierdoor lenen deze sensors zich dus bij uitstek voor situaties waarbij lange kabels nodig zijn tussen sensor en controller. Bovendien kan de terminatie in functie van de kabellengte gekozen worden (impedantiematching) waardoor reflecties bij hoogfrequente signalen worden gereduceerd.

Microcontrollers en ADC's zijn echter spanningsgestuurde componenten. Bijgevolg moet de variërende uitgangsstroom van de sensor dus omgezet worden naar een variërende spanning vooraleer deze kan ingelezen worden. Dit kan met één enkele weerstand dankzij de Wet van Ohm. Over deze shuntweerstand  $R$  valt bij maximale uitgangsstroom de maximale spanning die door de microcontroller of ADC kan ingelezen worden. Uiteraard moet  $R$  een precisieweerstand (1 % of nog liever, 0.1 %) zijn om al te grote bijkomende fout op de meting te vermijden!

### 6.2.2.4 Capaciteit

Analoog aan de eerste categorie veranderen sommige sensors niet hun *resistieve* impedantiecomponent in functie van de gemeten fysische grootte, maar wel hun *capacitieve* impedantiecomponent. Deze eigenschap vind je frequent terug bij microfoons en, recent, bij capacitieve touchscreens zoals die o.a. gebruikt worden in smartphones en tablets.

Als de capaciteitsveranderingen groot genoeg zijn, in de grootte-orde nF of groter, dan kunnen ze ten koste van distorsie via een RC-spanningsdeler omgezet worden naar een variërende spanning, en via de klassieke weg verwerkt worden. Het uitgangssignaal van capacitieve touchscreens of toetsen is echter veel kleiner (grootte-orde pF) en dus is er geavanceerde elektronica nodig om deze signalen te verwerken. Dankzij de stijgende populariteit van touchscreens zijn er voor deze toepassing ook gespecialiseerde IC's op de markt (zoals bv. de Atmel QTouch).

### 6.2.2.5 Biasspanning en biasstroom

Om een sensor te kunnen uitlezen, moet er elektrische energie worden toegevoerd. Bij actieve sensors is dit de voedingsspanning, bij passieve sensors een biasspanning of biasstroom. De minimale en maximale waarde van deze biasspanning of biasstroom staat steeds vermeld in de datasheet. De sensor-karakteristieken die door de fabrikant worden opgegeven zijn enkel gegarandeerd zolang de bias binnen het opgegeven bereik blijft, dat dus niet overschreden mag worden. Met andere woorden, bij een incorrecte bias zullen de gemeten waarden niet correct zijn.

Het kiezen van de bias is altijd een *trade off*. Een kleine bias leidt tot een uitgangssignaal dat gevoelig is voor ruis en interferentie, terwijl een grote bias interne opwarming van de sensor veroorzaakt. Dit fenomeen heet een *temperatuurdrijf* (eng. *temperature drift*).

Datasheets vermelden vaak een *typical application* die je kan leiden om de meest optimale bias te kiezen in jouw toepassing.

## 6.2.3 Digitaal of analoog

Sensors kunnen best eenvoudig zijn: je weet uit de fysica dat de weerstand van metaal evenredig is met de temperatuur. De simpelste temperatuursensors zijn dus niet veel meer dan fragmenten metaal of halfgeleider waarbij deze eigenschap werd geoptimaliseerd. Dit zijn dus analoge sensors, aangezien ze



een analogoos fenomeen omzetten naar een analoge elektrische grootheid – in dit geval, een variërende weerstand.

Met een analogoos signaal kan je alle kanten uit: je kan detecteren of het een bepaalde waarde overschrijdt met behulp van een comparator, je kan het versterken of filteren, en indien gewenst digitaliseren om te verwerken met een digitale controller. Voor al deze stappen is bijhorende elektronica nodig, en dus bijkomende componenten in de schakeling. Omdat digitale elektronica goedkoper kan uitgevoerd worden dan analoge, is het vooral in low cost applicaties met een sterke digitale verwerkingseenheid (denk aan smartphones of tv's bv.) onwenselijk om veel analoge elektronica toe te voegen. Dit neemt ook allemaal extra plaats in beslag op de PCB! In dit soort toepassingen worden de versterkers, filters en ADC vaak samen met de sensor geïntegreerd in één enkele behuizing. Het resultaat is dus als het ware een digitale sensor. Deze sensors hebben dezelfde digitale eigenschappen als ADC's: digitale sturingen en een I<sup>2</sup>C of SPI-bus.

### 6.2.4 Bereik

Om een welbepaalde grootheid te meten, bijvoorbeeld temperatuur, bestaat er een waaier aan mogelijke sensors met elk hun eigen toepassingsgebied. Om temperaturen onder 400 K te meten kan een PTC of NTC perfect volstaan. Tot 800 K kan een PT100 perfect voldoen, die hogere temperaturen aankan maar ook duurder is dan een *general purpose* PTC of NTC. Boven 1000 K wordt het moeilijk om contactsensors met voldoende lange levensduur te vinden, dus daar zal je naar andere oplossingen zoals infraroodsensors moeten kijken. Deze kunnen zeer hoge temperaturen aan (6000 K en hoger) maar zijn quasi ongevoelig voor temperaturen onder 300 K.

In een efficiënte applicatie is de sensor het gevoeligst binnen het *bereik* (*eng. range*) van de applicatie die je voor ogen hebt. Misschien bestaat er niet één enkele sensor die het volledige bereik van je applicatie beslaat. In dat geval kan je met 2 of meerdere sensors werken. Deze oplossing valt vaak goedkoper en performanter uit dan met één dure sensor te werken.

## 6.3 Kleine signalen meten

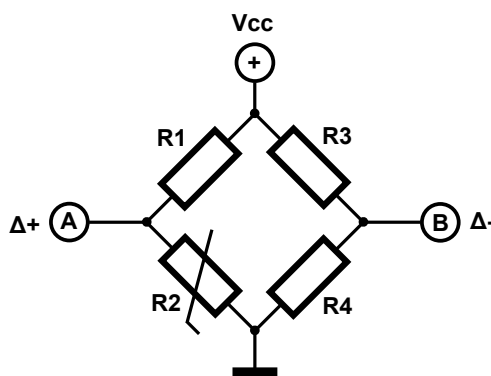
Er zijn heel wat toepassingen waarin je subtiele veranderingen in weerstand of capaciteit wil meten. Deze kleine signalen zijn erg onderhevig aan temperatuursverschillen en interferentie, en zijn dus bij klassieke versterking en filtering niet van ruis te onderscheiden.

### 6.3.1 Differentiële signalen

Een oplossing voor dit probleem is differentiëel te werken. Bij deze techniek wordt een signaal voorgesteld als het verschil tussen 2 andere signalen. Door deze signalen van elkaar af te trekken kan het oorspronkelijke signaal gereconstrueerd worden. Aangezien ruis en interferentie op beide differentiële lijnen quasi identiek zijn, wordt dit bij aftrekking geëlimineerd. Deze differentiële versterkers worden courant gebruikt in industriële toepassingen met lange kabels tussen de sensor en de verwerkingseenheid. Fabrikanten zoals Linear Technology en Analog Devices hebben een uitgebreid gamma aan differentiële versterkers, die 2 differentiële lijnen van elkaar aftrekken en het resterende signaal versterken met een minimum aan componenten en vervorming van het oorspronkelijke signaal.

### 6.3.2 De Wheatstonebrug

Een zeer gemakkelijke manier om dergelijke differentiële signalen op te wekken is de *Wheatstonebrug* (*eng. Wheatstone bridge*). Deze schakeling bestaat uit 4 weerstanden of bronnen die samen 2 spanningsdelers vormen. De beide knooppunten van de spanningsdelers leveren vervolgens het differentiële signaal. De Wheatstonebrug wordt traditioneel als ruit voorgesteld in schema's, zoals hieronder weergegeven in figuur 6.1.



Figuur 6.1: Wheatstonebrug met een NTC als sensor.

De werking van de Wheatstonebrug is eenvoudig te beredeneren via de meest simpele implementatie: 4 weerstanden waarvan één een resistieve sensor naar keuze is (zoals een LDR, NTC, PTC, vochtigheidssensor enz.), in het geval van figuur 6.1 is dit R2. De spanning op het knooppunt van de bijhorende spanningsdeler met R1 zal variëren in functie van de grootte die de sensor meet. De spanning op het knooppunt van de andere spanningsdeler opgebouwd met R3 en R4 blijft per definitie constant omdat de weerstanden niet gevoelig zijn aan de grootte die gemeten wordt. De weerstanden worden nu zodanig afgeregeld dat het spanningsverschil tussen beide knooppunten de gemeten grootte volgt.

Veronderstel dat een PTC wordt gekozen voor R2 als voorbeeld. Deze temperatuursensor (*eng. Positive Temperature Coefficient*) heeft een weerstandswaarde die toeneemt als de temperatuur stijgt. Via de datasheet van de PTC kan je terugvinden wat de weerstandswaarde van deze PTC is bij 0 graden Celsius. Als je voor R4 dezelfde waarde kiest, dan zal bij 0 graden het spanningsverschil tussen de knooppunten 0 V bedragen op voorwaarde dat R1 en R3 gelijk zijn. Stijgt de temperatuur, dan zal de weerstand van de PTC stijgen en de spanning op het knooppunt van R1 en de PTC meevolgen. Het spanningsverschil tussen beide knooppunten is nu evenredig met de temperatuur vermits de spanning op het andere knooppunt nog steeds 0 graden Celsius voorstelt. Hoe zou je de weerstanden R1, R3 en R4 kiezen als je d.m.v. een NTC met  $R = 2.56 \text{ k}\Omega$  bij  $20^\circ\text{C}$  en  $R = 3.85 \text{ k}\Omega$  bij 5 graden Celsius temperaturen tussen  $-10^\circ\text{C}$  en  $50^\circ\text{C}$  wil kunnen meten? Veronderstel hierbij een NTC met lineaire karakteristiek.

### 6.3.3 Temperatuurcompensatie

Je weet reeds uit je ervaringen met transistorversterkers en de experimenten uit de vorige hoofdstukken dat halfgeleiders zeer gevoelig zijn aan temperatuurwijzigingen. Dit geldt dus ook voor veel sensors, die uit geleiders of halfgeleiders zijn opgebouwd. Als je dus nauwkeurig wil meten, dan moet je de gemeten waarde corrigeren in functie van de omgevingstemperatuur van de sensor. Dit heet *temperatuurcompensatie*, en de Wheatstonebrug leent zich uitstekend voor dit doel.

Om een bepaalde sensor te compenseren is het uiteraard nodig om ook de temperatuur te meten met een temperatuursensor. Als deze temperatuursensor wordt opgenomen in de referentietak van de Wheatstonebrug, dan zullen wijzigingen in de sensorwaarde ten gevolge van de temperatuur gevolgd worden door de sensorwaarde van de temperatuursensor. Door de temperatuursensor zodanig te kiezen dat deze dezelfde temperatuurcoëfficiënt heeft (*eng. temperature drift*) als de andere sensor, zullen de spanningen op de beide knooppunten ten gevolge van temperatuurwijzigingen gelijk toenemen of afnemen. Het verschil tussen beide spanningen is dan nog steeds 0, en de invloed van de temperatuur op de sensor is bijgevolg weggewerkt.

Een andere mogelijkheid is om in plaats van een temperatuursensor simpelweg een identieke sen-

sor te nemen als de sensor die gebruikt wordt voor de meting van de gewenste grootte, maar deze niet bloot te stellen aan die grootte. In het geval van een lichtsensor (LDR) wordt dan één LDR blootgesteld aan de lichtbron en de andere afgedekt. De weerstand van de afgedekte LDR is nu enkel afhankelijk van de temperatuur, en zorgt voor een nagenoeg perfecte compensatie<sup>1</sup>. Deze techniek is uiteraard enkel realistisch als de toegepaste sensor niet te duur is!

## 6.4 Toepassing: krachtcellen

Eén van de belangrijkste toepassingen van de Wheatstonebrug is het uitlezen van krachtcellen (*eng. load cell*) met behulp van rekstrookjes (*eng. strain gauge*). Met een rekstrookje kunnen platische of elastische vervormingen worden gedetecteerd. Doordat ze goedkoop zijn, lenen ze zich dus uitstekend voor toepassingen zoals het monitoren van (stalen) constructies zoals bruggen, rollercoasters, telecommunicatiemasten e.d., maar ook voor dynamometers, weerschalen, en veel andere toepassingen.

Helaas verandert de weerstand van rekstrookjes slechts minimaal als ze uitgerokken worden, en bij civiele toepassingen zoals bruggen is het uiteraard wenselijk dat ook zeer kleine vervormingen kunnen gemeten worden. Een Wheatstonebrug is hiervoor dus ideaal vermits erg kleine weerstandsveranderingen kunnen gedetecteerd worden, een temperatuurcompensatie kan geïntegreerd worden, en de kabels tot de verwerkingseenheid erg lang mogen worden dankzij het differentiële karakter. In veel commerciële krachtcellen zijn reeds 2 rekstrookjes geïntegreerd die 90° gedraaid zijn. Eén van beide rekstrookjes is dus niet blootgesteld aan vervorming en kan gebruikt worden als temperatuurcompensatie.

Ontwerp nu zelf een weegschaal met behulp van een krachtcel en geef het gewicht digitaal weer (via 7-segmentdisplays, op de computer, ...). Je mag gebruik maken van een discrete ADC zoals de ADC0804, of een geïntegreerde ADC zoals die van Arduino, Mojo enz. Er zijn verschillende mogelijkheden, dus denk eerst goed na welke oplossing het eenvoudigst te implementeren is.

Begin met de mogelijke oplossingen te schetsen op papier, en discussieer over deze oplossingen met je medestudenten. Kies vervolgens een oplossing en contrueer een prototype op breadboard. Verdeel de taken en werk in parallel: software schrijven kan gelijktijdig met de opbouw van een breadboardprototype gebeuren.

---

<sup>1</sup>In de veronderstelling dat de componentenspreiding op de sensors voldoende klein is.

# 7

## Geïntegreerd elektronisch design

If somebody offers you an amazing opportunity but you are not sure you can do it, say yes, then learn how to do it later!

---

Richard Branson

### 7.1 Doel van het labo

Tijdens het voorbije jaar hebben we heel wat elektronische componenten en schakelingen met variërende complexiteit bestudeerd, en ook enkele *geïntegreerde elektronische systemen* uitgetest en besproken. Je hebt vervolgens eigen ontwerpen uitgewerkt in functie van de beschikbare kennis, inzicht en elektronische onderdelen.

Tijdens deze laatste labosessie wordt gepeild naar de ervaring die je de voorbije maanden hebt opgedaan via een geïntegreerde ontwerpopdracht: je vertrekt van een open probleemstelling van waaruit je naar een oplossing toewerkt.

### 7.2 Modulaire analyse

Je hebt gemerkt dat in veel schakelingen steeds dezelfde onderdelen terugkomen: versterkers, comparators, buffers, filters, microcontrollers, logische poorten, analoog-digitaalconverters, enzovoort. Van elk van deze subsystemen kan een eigen transferfunctie opgesteld worden en beschouwd worden als een afzonderlijk systeem tijdens berekeningen. Als je wordt gevraagd om een complexe elektronische schakeling te beschrijven, tracht deze dan eerst op te delen in subsystemen. Vervolgens werk je het gedrag van elk subsysteem één voor één uit om uiteindelijk tot het gedrag van het volledige systeem te komen.

Doordat microcontrollers en FPGA's zo sterk in prijs gedaald zijn de voorbije jaren, zijn er tegenwoordig amper nieuwe ontwerpen te vinden waarin geen microcontroller, microprocessor of FPGA voorkomt. Deze logica vormt meestal de verbinding (*eng. glue logic*) tussen verschillende subsystemen. Dit kan van pas komen bij de analyse van ingewikkelde ontwerpen, vermits je de verschillende subsystemen gemakkelijker kan identificeren eens je de microcontroller of FPGA hebt gevonden die hen verbindt.

## 7.3 Reverse engineering

In zowel het labo elektronica als in het fablab houden we doelbewust een grote selectie aan printplaten (PCB's) uit afgedankte elektronische apparaten op voorraad. Je hebt hier wellicht zelf al gebruik van gemaakt, bijvoorbeeld om net die ene elco, inductor of koelplaat te zoeken die niet in de componentenbakjes te vinden is. Afgedankte PCB's zijn niet enkel een overzichtelijke en goedkope bron van speciale onderdelen, maar niet zelden ook sterke voorbeelden van *component placement*, *routing* en mechanisch ontwerp.

Door de designs van andere elektronici te analyseren, zowel de PCB's als de schema's (denk aan bv. Elektor, EEVblog, Edaboard, ...), leer je snel nieuwe componenten kennen, hoe je deze componenten gebruikt en hoe je ze kan inzetten om bepaalde problemen op te lossen. Hoe meer verschillende mogelijkheden je kan bedenken om een probleem op te lossen, des te sneller zal je tot een werken systeem kunnen komen dat niet alleen aan de opgelegde specificaties voldoet maar ook efficiënt en robuust is.

In de ontwerpopdracht hieronder zal je gebruik moeten maken van modulaire analyse en reverse engineering om je probleem op te lossen.

## 7.4 Ontwerpbeurt: BLDC-controller

Eén van de moeilijkste types elektromotors om aan te sturen is de brushless DC motor, afgekort tot BLDC motor of BLDCM. De benaming brushless DC motor is eigenlijk incorrect omdat AC-signalen vereist zijn voor de sturing in plaats van een DC-spanning. Een elektronische oplossing dringt zich hier dus op! Ondanks de ingewikkelde sturing hebben BLDC motors belangrijke voordelen ten opzichte van bv. stappenmotors of DC-motors: ze kunnen compacter en lichter uitgevoerd worden voor hetzelfde vermogen, ze kunnen een hoog rendement bereiken en slijten nauwelijks. Dit maakt hen interessant in toepassingen waar een hoog vermogen vereist is (zoals drones, elektrische fietsen, ...) of waar een lange levensduur bij intensief gebruik wenselijk is (bv. harde schijven, industriële printers, ...).

Als laatste opdracht voor het WPO Geïntegreerde Elektronische Systemen wordt je gevraagd om zelf een BLDC motorsturing te ontwikkelen op een FPGA. Hiervoor zal je verder moeten kijken dan enkel de componenten en technieken die je reeds kent. Voor deze opdracht moet je gebruik maken van componenten die in het labo elektronica of in het fablab aanwezig zijn (standaardset en/of recuperatie). Creativiteit is dus een must om tot een oplossing te komen!

De opdracht valt uiteen in 3 werkpakketten:

- Literatuuronderzoek: welke technieken en schakelingen bestaan er reeds om dit type motors aan te sturen? Kan je schema's vinden? Welke voor- en nadelen zijn aan elke methode verbonden? Hoe moeilijk zijn ze te implementeren, en heb je de vereiste componenten ervoor beschikbaar?
- Breadboardprototype: ga op zoek naar een geschikte BLDC motor en construeer de vereiste stuur-schakelingen op breadboard. Evalueer je prototype en breng wijzigingen aan waar nodig. Let erop al je wijzigingen eveneens te documenteren.
- Ontwikkel de nodige PCB's waarop alle elektronica wordt geïmplementeerd en denk ook goed na over hoe je deze PCB's op een degelijke manier met elkaar, met de motor en met de controller kan verbinden (connectors, bekabeling, ...).

Tijdens een presentatiemoment zal je je ontwerp moeten voorstellen aan een jury en aan je klasgenoten, die je hierop zullen beoordelen. Let er dus op dat je reeds vanaf het begin elke relevante stap (PCB's etsen, bestukken, testen, assemblage, ...) documenteert met foto's of video!