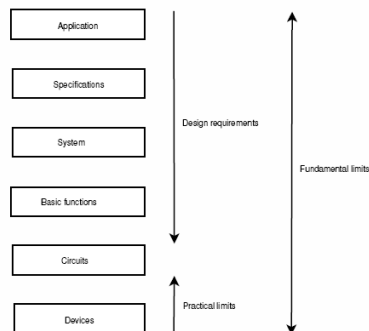


---

# SYSTEMATISCH ONTWERPEN VAN ENERGIEZUINIGE DRAADLOZE SENSORSYSTEMEN

---

2 januari 2023



Copyright ©M.J. van der Horst, 2020-2023

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	<b>Low-Power Systeemontwerp</b>	<b>3</b>
1.1	Sensornetwerken ( <i>applicatieniveau</i> )	3
1.2	Eisen aan Sensornetwerken	3
1.2.1	Powermanagement	4
1.3	Specificatieniveau Sensormodule	7
1.4	Systeem- en blokdiagramontwerpniveau	8
1.4.1	Vermogensdissipatie zender-ontvanger	10
1.4.2	Ontvanger	11
1.5	Zender	12
1.5.1	Ontvanger	14
1.6	Communicatiebetrouwbaarheid en energieverbruik	17
1.6.1	Blind Retransmission	18
1.6.2	Forward Error Correction	20
1.6.3	Automatic Repeat Request	22
1.7	Ontwerpaanpak op systeemniveau	23
1.8	Overwegingen op blokschemaniveau	24
1.9	Sensor	24
1.10	Analoge en digitale hardware	25
1.10.1	Microcontrollersselectie	25
1.10.2	Software	26
1.11	Appendix	26
2	<b>Blokschema- en stroomdiagramniveau</b>	<b>29</b>
3	<b>Low-power fundamentele beperkingen</b>	<b>37</b>
3.1	Low-power beperkingen van analoge elektronica	37
3.1.1	Afschatting $P_{tot}$ van een spanningsversterker	39
3.1.2	Afschatting $P_{tot}$ en $E_{op}$ van een transimpedantieversteker	43
3.1.3	Afschatting $P_{tot}$ en $E_{op}$ van een transadmittantieversteker	43
3.1.4	Afschatting $P_{tot}$ en $E_{op}$ van een stroomversterker	43
3.1.5	Voorgestelde ontwerpmethode voor spanningsversterkers	43
3.1.6	Voorbeeld: ontwerp van een spanningsversterker	45
3.2	Vermogensaspecten van praktische opamps	46
3.2.1	Verkeerde manieren van ongebruikte opamps aansluiten	47
3.2.2	Goede manieren van ongebruikte opamps aansluiten	48
3.3	Low-power beperkingen van digitale elektronica	49
3.3.1	Gedissipeerd vermogen tijdens schakelen	49
3.3.2	Kortsluitvermogen	51
3.3.3	Statisch vermogen	53
3.3.4	Praktische digitale ontwerpoverwegingen	54
3.4	Low-power beperkingen van analoog digitaal omzetting	56

3.4.1	Bepaling van de resolutie	56
3.4.2	Bepaling van de bemonsteringsfrequentie	60
3.4.3	Totaal opgenomen vermogen van de ADC	62
3.4.4	Digitaal vermogensverbruik	62
3.4.5	Bepaling van de eigenschappen van het anti-aliasingfilter	62
3.5	Software	63
3.6	Rendement van Tranceivers	63
3.7	Zelfstudie	64
	<b>Bibliografie</b>	<b>65</b>

# Hoofdstuk 1

## Low-Power Systeemontwerp

In dit hoofdstuk wordt low-power systeemontwerp van sensornetwerken behandeld. De gepresenteerde methodiek maakt het mogelijk om aan de hand van eerder gestelde specificaties het verbruik van een ontwerp van een sensornetwerk op systeemniveau te schatten. Hierdoor kunnen er al op dit hoge hiërarchisch ontwerpniveau keuzes gemaakt worden om de vermogensdissipatie van het sensornetwerk zo laag mogelijk te houden.

Op systeemniveau concrete ontwerpbeslissingen nemen, waarbij tegelijk de vermogensdissipatie een belangrijke ontwerpparameter is, is gecompliceerd. Sterker nog, het is een onderwerp waar nog veel onderzoek naar verricht wordt [1]-[4].

In dit document zal het ontwerpproces op systeem-/blokschema-niveau en circuitniveau besproken worden. Daartoe gebruiken we weer de bekende aanpak van ***Hiërarchie, classificatie en vereenvoudiging***.

Dit hoofdstuk beschrijft de ontwerpkeuzes die we kunnen maken op systeem- en blokschemaniveau. Daarvoor wordt eerst bestudeerd welke eisen er gesteld worden aan een draadloze sensormodule en hoe het energieverbruik afhangt van de diverse mogelijkheden rond communicatie en betrouwbaarheid. Tenslotte wordt in een overzicht het ontwerptraject samengevat.

### 1.1 Sensornetwerken (applicatieniveau)

Zie [5] (<https://www.intechopen.com/chapters/37846>). Dit werk is een hoofdstuk van een gratis boek over sensornetwerken. Van harte aanbevolen om dat boek neder te laden en te bestuderen.

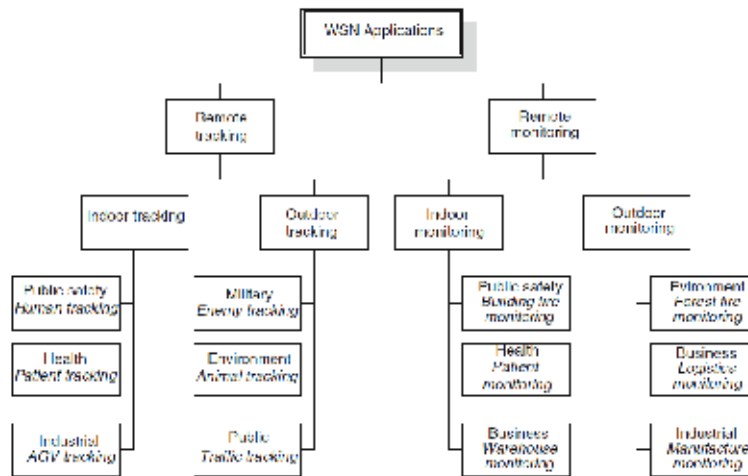
Sensormodules (of wireless sensor node(s) (WSN)) worden applicatiegericht (voor een specifieke toepassing) ontworpen vanwege de beperkingen aan de software en hardware van zo'n sensormodule [5].

### 1.2 Eisen aan Sensornetwerken

Een draadloos sensornetwerk bestaat uit gedistribueerde sensormodules of sensorknooppunten ('nodes') die zijn gekoppeld door zelforganiserende draadloze communicatiesystemen [6]. De sensorknooppunten omvatten één of meerdere sensoren voor detectie van fysische grootheden, signaalverwerking, embedded computing en mogelijkheden tot draadloos communiceren.

Sensornetwerken worden toegepast om de meest uiteenlopende fysische grootheden te meten onder de meest uiteenlopende omstandigheden. Die grootheden worden gemeten om inzicht te krijgen in diverse processen, zoals bijvoorbeeld: tracking van producten in warenhuizen [7] of ziekenhuizen, trillingparameters van machines voor 'predictive maintenance', patiëntenmonitoring, klimaatcontrole in (kantoor)gebouwen [7], enz.

Een mogelijke classificatie van draadloze sensornetwerken is gegeven in fig. 1.1 [8]. Denk



Figuur 1.1: Mogelijke classificatie van draadloze sensornetwerkt toepassingen [8].

bij ‘Environment applications’ aan het volgen van dieren, het detecteren van bos- of kantoorbranden of het lekken van radioactief of chemisch materiaal.

### 1.2.1 Powermanagement

Power management heeft invloed op alle ontwerplagen. Hoewel het nu misschien nog lastig voor te stellen, kan het volgende voorbeeld meer duidelijkheid scheppen met betrekking tot de invloed van ontwerpkeuzes op het applicatieniveau op het energieverbruik. Stel, er moet hartslag gemeten worden. We hebben hiervoor, als voorbeeld, twee verschillende specificaties op applicatieniveau [9]:

1. Meet elke vijf seconden de hartslag, geef het resultaat weer op een display en stuur de data naar de server voor opslag
2. Meet en sla elke vijf minuten de hartslag lokaal op en stuur de data één keer per dag naar de server voor opslag

Beide specificaties leiden tot verschillende power management gevolgen voor lage energieconsumptie. Weer een ander voorbeeld wordt in [7] gegeven: in een zeker gebied moeten de richting en snelheid van een vehicle gemeten worden. Voor deze toepassing worden honderden tot duizenden WSNs over het terrein verspreid. Ten gevolge van de hoge WSN-dichtheid, kunnen clusters gevormd worden om draadloze communicatie tussen de WSNs te beperken. De afstand tussen de WSNs is typisch klein ( $\leq 10$  m), wat minder energie vergt dan afstanden van hectometers tot kilometers.

Zeker wanneer het over draadloze netwerken gaat, is er altijd een spanningsveld tussen kwaliteit en snelheid van de metingen en de vermogensdissipatie. Idealiter zou een van de functionele eisen aan de applicatie ‘draadloos sensornetwerk’ een draadloze sensormodule zijn die gedurende zijn hele levensduur niet via het lichtnet wordt gevoed. Daarnaast is het gebruik van batterijen bij grotere aantallen sensormodulen, die mogelijk op diverse locaties staan, niet haalbaar/rendabel en vanuit milieu-oogpunt niet aantrekkelijk. De sensormodules moeten hun hele ‘leven’ met één batterijlading doen en/of zelf de benodigde energie vanuit hun omgeving halen. Derhalve moeten de sensormodules ‘low-power’ zijn.

Low-power sensormodules zijn dus van het grootste belang voor een sensornetwerk dat ‘lang’ in bedrijf kan blijven. Dit is deels te realiseren door met een kleine duty-cycle te werken (de module verricht zijn meting, verzendt de data en gaat in slaapstand), door lokaal de signalen te verwerken (dat kan zorgen voor datareductie en transceiver-banbreedte) en door multihop netwerkcommunicatie toe te passen [6]. Bij multihop netwerkcommunicatie wordt data over een grote afstand getransporteerd door de data over kleine afstand van sensorknooppunt naar sensorknooppunt te transporteren. Data-transport over kleine afstanden kan resulteren in reductie in vermogensverbruik (zie § 1.5). Er moet echter wel rekening gehouden worden met de opstarttijd van de transceiver. Gedurende de opstarttijd van de transceiver gebruikt deze veel meer vermogen dan wanneer de opstarttijd voorbij is. Opstarttijden zijn tegenwoordig in de orde van (enkele) honderd(en) microseconde(n) [7][10]. Wanneer de opstarttijd in dezelfde grootte is ten opzichte van de te verzenden data (packet size), dan wordt het energieverbruik gedomineerd door het opstartvermogen en niet door de actieve zendtijd.

Buiten de functionele eisen kunnen sectorspecifieke eisen invloed hebben op het ontwerp van het sensornetwerk. Zo kunnen er eisen bestaan rond de maximale vertraging (latency) die op mag treden tussen de meting en het verzenden/verwerken van de informatie en eisen rond de communicatiebetrouwbaarheid. Tabel 1.1 toont een overzicht van typische eisen die aan de betrouwbaarheid van data-overdracht en latency worden gesteld door verschillende sectoren worden gesteld. Latency- en betrouwbaarheidseisen hebben elk ook weer invloed op de vermogensdissipatie.

Tabel 1.1: Eisen WSN toepassingen [11].

Applicatie	Vereiste betrouwbaarheid (%)	Latency (ms)
Factory and process automation	99.999	1
Substation automation	99.00 – 99.99	15 – 200
Overhead Transmission Line Monitoring	99.00 – 99.99	15 – 200
Wide area Situational Awareness System	99.00-99.99	15-200
Demand Response Management	99.00	500-few minutes
Outage management	99.00	2000
Distribution automation	99.00-99.99	20-200
Distribution management	99.00-99.99	20-2000
Asset management	99.00	2000
Meter Data management	99.00	2000
Distributed Energy Resources and Storage	99.00-99.99	300-2000
Vehicle to grid	99.00-99.99	2000-5000

De betrouwbaarheid van datatransmissie van de ene sensormodule naar de ander en naar een basisstation wordt beïnvloed door het zendvermogen, de gevoeligheid van de ontvanger, de afstand tussen de zender en ontvanger op de verschillende modules en het storingsniveau in de omgeving waar het sensornetwerk wordt gebruikt. Het is dus belangrijk om te specificeren welke afstand er *minimaal* moet kunnen worden overbrugd. Daarnaast is de omgeving waar het sensornetwerk wordt gebruikt van belang. Grofweg kan er onderscheid gemaakt worden tussen

- Landelijke omgeving
- Stedelijke omgeving
- Industriële omgeving
- Binnen- of buitenshuis

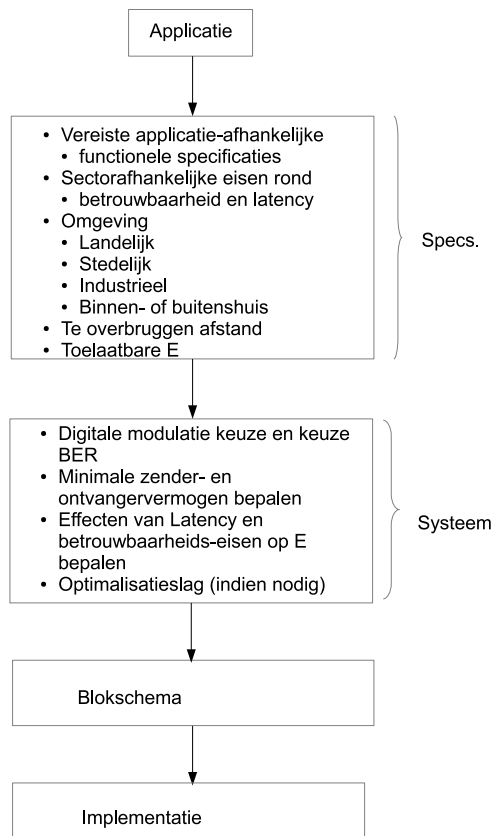
In een landelijke omgeving zal het stoorniveau over het algemeen lager liggen dan in een stedelijke omgeving. In een industriële omgeving is o.h.a. meer storing dan in een stedelijke woonomgeving.

te verwachten. Binnen of buitenshuis, of een combinatie van beiden, is ook weer van invloed op de maximaal te overbruggen afstand.

Binnenshuis kan de demping van het verzonden signaal groter zijn dan buitenshuis, maar de stoorsignalen vaak beter voorspelbaar (wifi, 4 en/of 5G). *Het exact bepalen van het te verwachten stoorniveau en de demping van het radiosignaal heeft voor elk ontwerp van een draadloos sensorsysteem de voorkeur.* Er zijn wel wetenschappelijke studies op dit onderwerp, en ook wettelijke eisen en normen, maar enige tijd metingen verrichten op de locatie waar het sensorsysteem gebruikt gaat worden zal de meest nauwkeurige en betrouwbare specificaties voor het ontwerp opleveren.

Daarnaast moet ook een maat voor de (low-power) energiedissipatie  $E$  gespecificeerd worden, bijvoorbeeld 500 dagen kunnen werken op de batterijlading of 10 jaar of moet zijn volledige energievoorziening uit energyharvesting verkrijgen of simpelweg  $E$  mag niet meer dan ...J bedragen.

Figuur 1.2 geeft een overzicht van de ontwerpactiviteiten die al op specificatie- en systeemniveau uitgevoerd kunnen worden en die direct invloed hebben op de energiebehoefte van de sensormodule.



Figuur 1.2: Overzicht van uit te voeren stappen op de verschillende ontwerpniveau's.

Uit de specificaties zal er een afschatting gemaakt moeten worden voor wat de (haalbare) vermogensspecificatie betreft. Vermogensdissipatie nauwkeurig bepalen op systeemniveau is lange tijd veel onnauwkeuriger geweest dan op circuitniveau. Brini [12][11] heeft de aanzet gegeven tot



Tabel 1.2: Veel gebruikte frequentiebanden bij draadloze sensoren [13][11][8].

RFID 100 kHz-2.4 GHz Very short range	100 kHz-2.4 GHz
WLAN 2.4	5-6 GHz
WPAN	2.4 GHz
Internet of Things (IoT)	UHF, 2.4 GHz
Bluetooth	2.402-2.480 GHz
IEEE 802.15.4 (o.a. Zigbee)	0.868 GHz, 2.45 GHz
IEEE 802.11a, b, g (Wifi)	2.4-5 GHz

een betrouwbaardere methode om vermogensdissipatie op systeemniveau te bepalen. Daarom zal de in rest van dit hoofdstuk gepresenteerde methode gebaseerd zijn op die van Brini, met enkele aanpassingen: er wordt een afschatting gemaakt wat fundamenteel theoretisch en praktisch mogelijk moet zijn voor wat de vermogensdissipatie en totale verbruikte energie betreft.

Aan de hand van de gegeven punten in fig. 1.2 zal de benodigde theorie behandeld worden.

### 1.3 Specificatieniveau Sensormodule

Er wordt hier vanuit gegaan dat de specificaties waaraan het draadloze sensornetwerk moet voldoen al bepaald zijn. Eén van de specificaties die opgesteld moet worden is de afstand die minimaal door één transceiver overbrugd moet kunnen worden en de frequentie waarop de communicatie moet plaatsvinden.

De frequentiebanden waarop gewerkt mag worden zijn gereguleerd, de ontwerper heeft daarin niet zoveel keuzevrijheid. Meestal zal er gekozen moeten worden voor een van de volgende frequentiebanden die in tabel 1.2 getoond worden. Merk op dat naast de frequentiebanden die in tabel 1.2 gegeven worden, de modulatiemethode en maximaal zendvermogen ook door de standaarden voorgeschreven worden. Zie daarvoor de betreffende standaarden op internet ([www.agentschaptelecom.nl](http://www.agentschaptelecom.nl)).

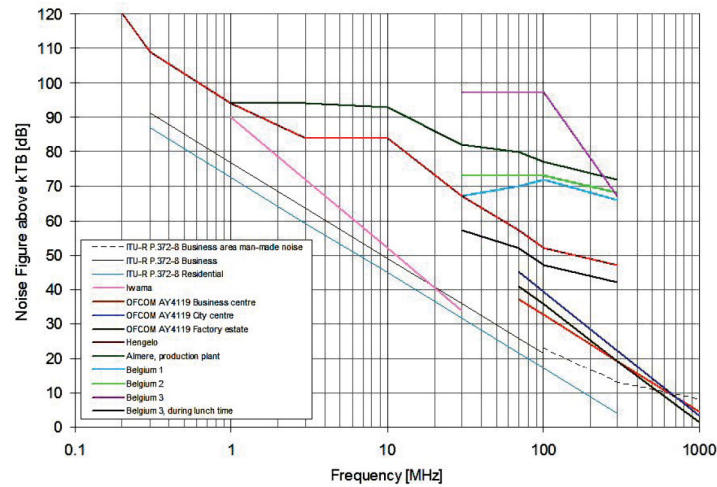
Storing die uit de omgeving komt inschatten zonder op locatie metingen te verrichten is mogelijk. Er zijn studies verricht naar elektromagnetische storingen in verschillende omgevingen, maar die geven een (in sommige gevallen statistische) indicatie, zie bijvoorbeeld [14]-[17].

Figuur 1.3 toont een grafiek die gebruikt zou kunnen worden voor het bepalen van de mate van storende signalen. De mate van de energie in de stoorsignalen wordt hier gerepresenteerd door  $F_a = 10 \log(f_a)$  (noise figure over kTB) en  $f_a = \frac{p_n}{kTB}$ , waarbij  $p_n$  het ruisvermogen van een equivalente antenne zonder verliezen is,  $k$  de constante van Boltzmann en  $B$  de ruisbandbreedte van de ontvanger is. Merk op dat het hier over **stoorsignalen** gaat, terwijl het noise wordt genoemd. Deze verwarrende benaming komt men helaas veelvuldig tegen in de literatuur.

Ook in de stad Aalborg zijn metingen verricht naar het niveau van stoorsignalen, specifiek in de 868.0-868.6 MHz EU ISM band dat gebruikt wordt door Sigfox en LoRaWAN [16]. Stoorsignalen met vermogens hoger dan -105 dBm traden op met een waarschijnlijkheid van 22 %. Daarnaast is te verwachten dat storing in de 868 MHz EU ISM band zal toenemen met het gebruik van meer draadloze ‘Internet of things’ (IoT) toepassingen, waardoor het moeilijker zal worden betrouwbare, low-power verbindingen te bewerkstelligen<sup>1</sup>.

Storing in de 2.4 GHz band op een body surface network is gedurende een uur op diverse locaties gemeten (park, campus, woonwijk, winkelstraat, openbaar vervoer). In totaal zijn er 500

1. Bedenk: het nuttige radiosignaal van de ene toepassing kan het stoorsignaal van de andere toepassing zijn.



Figuur 1.3: Het stoorniveau in een aantal industriële omgevingen. Uit [15].

miljoen stoorsignalen op 2.4 GHz, op de eerder genoemde locaties, gemeten. De belangrijkste bevindingen zijn [17]:

1. WLAN is de grootste veroorzaker van (stoer)activiteiten op 2.4 GHz
2. in veel van de experimenten werd er significante activiteit gemeten in ongeveer 5 % van de tijd, maar de variatie is groot
3. een (IEEE 802.15.4 intra-BSN) verbinding die een RSSI van minimaal -80 dBm haalt, is typisch immuun genoeg voor stoorsignalen

Brini heeft op 915 MHz storingsniveau's tussen -151.1 dBm/Hz (0.78 fW/Hz) (in stedelijke omgeving) en -154.3 dBm/Hz (0.37 fW/Hz) (in voorstedelijke omgeving) gemeten [6].

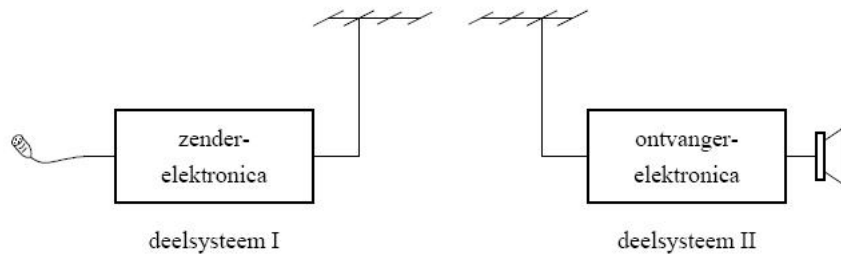
De in deze paragraaf genoemde getallen kunnen als eerste benadering gebruikt worden wanneer er geen metingen ter plaatse kunnen worden uitgevoerd.

## 1.4 Systeem- en blokdiagramontwerpniveau

Ontwerpkeuzes die op systeemniveau gemaakt worden, moeten in principe (zoveel mogelijk) blijven gelden op de lagere ontwerpniveaus. Een probleem is echter dat op het systeemniveau de vermogensdissipatie afschatten veel lastiger en minder nauwkeurig is dan op het circuitniveau.

Het ontwikkelen van meer of minder succesvolle ontwerpmethoden voor sensornetwerken op systeemniveau, is de laatste jaren het onderwerp van onderzoek geweest [18][1][2][4]. Pas onlangs is een ontwerpmethodode gepubliceerd die redelijk goede resultaten oplevert [3][11]. Het werk van Brini is de inspiratie en de aanzet geweest tot het schrijven van dit hoofdstuk, dat zowel op zijn pragmatische aanpak als op bepaling van fundamentele en praktische beperkingen steunt.

Bij een sensormodule meten één of meer sensoren een bepaalde grootte en sturen informatie naar de elektronica voor signaalbewerking zie bijv. fig. 1.4 voor een mogelijk systeemontwerp. Daar vindt bewerking van de informatie plaats en vrijwel altijd treedt er conversie op van het analoge domein naar het digitale. De digitale data wordt vervolgens doorgezet naar de transceiver (zender-ontvanger; samentrekking van de woorden transmitter en receiver). Figuur

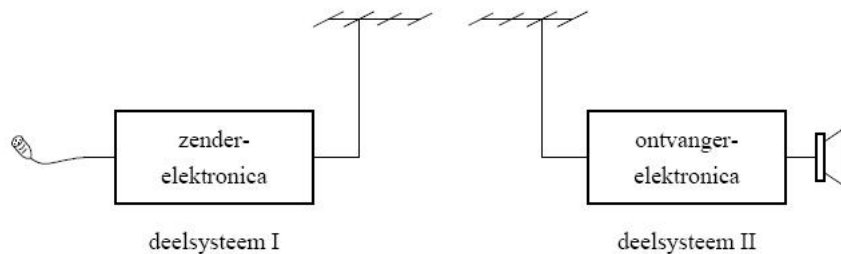


Figuur 1.4: Elektronisch systeem opgebouwd uit twee deelsystemen.

1.5 toont het principe in een blokschema (voor functionele decompositie) en fig. 1.6 toont een draadloos communicatiesysteem, dat bijvoorbeeld uit twee sensormodules bestaat.



Figuur 1.5: Een sensormodule bestaande uit een sensor, elektronica voor signaalbewerking (en -verwerking) en een transceiver.



Figuur 1.6: Communicerendsysteem opgebouwd uit twee deelsystemen.

Bij transceivers geldt dat er drie werkmodi worden gebruikt [12]: de zendfase, de ontvangfase en de standbyfase. Om in te schatten wat de totale vermogensdissipatie is, moet de dissipatie bij voorkeur in alle drie de fases bepaald worden of minimaal een redelijke afschatting geven (80% of 90% betrouwbaar). Hierbij moet eveneens rekening worden gehouden met de betrouwbaarheid van de overdracht en de vertraging die optreedt (latency) [11].

Wanneer naar de systeemspecificaties gekeken wordt (en met behulp van functionele decompositie een blokdiagram wordt samengesteld), dan valt op dat voor een draadloos sensornetwerk een aantal eigenschappen een set fundamentele en praktische ontwerpbeperkingen oplevert, waar een zeker vermogensdissipatie aan te koppelen is:

1. Betrouwbaarheid van de dataoverdracht (Bit error rate/package error rate)
2. Snelheid van de dataoverdracht

### 3. Vertraging (latency) in de dataoverdracht

Deze drie beperkingen zullen nu nader in kaart gebracht worden. Ze hebben invloed op het vermogen dat de transceiver verbruikt en gevolgen voor de keuze van het communicatieprotocol.

#### 1.4.1 Vermogensdissipatie zender-ontvanger

Wanneer we met een vorm van digitale communicatie informatie willen verzenden, dan moet dat met een zekere maximale bit error rate (BER) gebeuren. Met andere woorden, bij proces van zenden en ontvangen mag er slechts één op ‘veel’ bit verkeerd gaan. BER: is het aantal bitfouten per tijdseenheid. Voor bit error ratio wordt ook BER gebruikt, maar deze is gedefinieerd als het aantal bitfouten gedeeld door het totale aantal bits dat is overgedragen tijdens een specifiek tijdsinterval. Daarnaast bestaat er de ‘bitfoutkans’ of bit error probability ( $P_e$ ): de verwachtingswaarde van de bit error ratio. De BER kan worden beschouwd als een schatting<sup>2</sup> van  $P_e$ .

Zowel de BER als  $P_e$  hangen af van het zendvermogen, de ontvangergevoeligheid, de te overbruggen afstand, ruis en storing. Als we op systeemniveau de beslissing nemen over te overbruggen afstand en de te gebruiken digitale transmissiemethode, dan volgt hier een minimaal zendvermogen en ontvangergevoeligheid uit. Het minimaal benodigde zendvermogen kan dus al op systeemniveau berekend worden.

#### *On-off keying*

Een van de eenvoudigste modulatiemethoden is on-off keying: het verzenden van binary digits door een draaggolf te verzenden voor een ‘1’ en geen draaggolf te verzenden voor een ‘0’. Als storing voor alsnog buiten beschouwing gelaten wordt, geldt [19]

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}}^{\infty} e^{-\left(\frac{z^2}{2}\right)} dz = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right), \quad (1.1)$$

waarbij  $N_0 = kT$  [W/Hz] [13]. Verder geldt

$$Q(x) = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right). \quad (1.2)$$

‘erfc’ is de ‘complementaire errorfunctie’

De benodigde signaal ruisverhouding kan dus berekend worden als formule (1.2) omgeschreven wordt naar:

$$x = \sqrt{2} \cdot \operatorname{inverfc}(2Q) \quad (1.3)$$

Het is mogelijk dat sommige wiskundepakketten de ‘inverfc’-functie bevatten. Indien dat niet het geval is, dan kan voor kleine waarden van ‘x’ (oftewel lage  $P_e$ ) de ‘inverfc’-functie goed benaderd worden door [20]:

$$\operatorname{inverfc}(x) \approx \sqrt{2(-\ln(x) - 0.5 \cdot \ln(-\pi \cdot \ln(x)))}. \quad (1.4)$$

De benodigde signaal ruisverhouding voor een zekere BER volgt nu uit (1.3) en (1.4)

$$SNR = \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \approx \sqrt{2(-\ln(2Q) - 0.5 \cdot \ln(-\pi \cdot \ln(2Q)))}. \quad (1.5)$$

Stel, er wordt gebruik gemaakt van on-off keying en de acceptabele BER=  $10^{-6}$ . Uit (1.5) volgt dat de SNR minimaal 4.75 (13.5 dB) moet zijn. Een BER=  $10^{-9}$  vereist volgens (1.5) een

---

2. Deze schatting is nauwkeurig voor een lang tijdsinterval en een groot aantal bitfouten.

Tabel 1.3: Bit error probability  $P_e$  voor verschillende modulatievormen [21][22][23].

OOK	$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right)$
FSK	$P_e = 0.5e^{-\left(\frac{S}{N}\right)} = 0.5e^{-\left(\frac{E_b}{2N_0}\right)}$
Coherent binary FSK	$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) = 0.5\text{erfc}\left[\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right]$
Coherent PSK	$P_e = 0.5\text{erfc}\left[\sqrt{\frac{S}{N}}\right]$
Coherent ASK	$P_e = 0.5\text{erfc}\left[\sqrt{\frac{S}{4N}}\right]$

minimale SNR van 5.99 (15.5 dB). Het ontvangen signaal moet dus 4.75, respectievelijk 5.99, keer zo groot als de ruis van de ontvanger zijn.

Tabel 1.3 geeft een overzicht van veel voorkomende digitale modulatievormen met hun  $P_e$ . Hierbij is  $E_b = P \cdot T_b$  [ $Ws = J$ ] de energie per bit.

Zie [22] (delen 1 t/m 3) voor een uitgebreid overzicht van verschillende digitale modulatievormen met hun  $P_e$  en uitleg wat de modulatievorm betekent.

#### 1.4.2 Ontvanger

De ontvangergevoeligheid is een fundamentele eigenschap die het systeemgedrag bepaalt. Er blijkt echter niet één eenduidige definitie ervan te bestaan [24]. In dit dictaat worden de volgende definitie en formule(s) gebruikt.

Onder aanname dat **alleen** de thermische ruis de ontvangergevoeligheid beperkt, wordt deze gegeven door [24][25]:

$$S_{\text{or}} = kTBF_T SNR_{\text{min}} = N_0 F_T B SNR_{\text{min}}, \quad (1.6)$$

waarbij ( $S_{\text{or}}$ ) de ontvangergevoeligheid is,  $k$  de constante van Boltzmann,  $T$  de absolute temperatuur<sup>3</sup>,  $B$  de ruisbandbreedte van de ontvanger.  $F_T$  is de totale equivalente ingangsruijsfactor en  $SNR_{\text{min}}$  de minimaal benodigde signaal ruisverhouding aan de ingang van de detector. Het signaal is hierbij het ontvangen signaalvermogen en de ruis is het ruisvermogen van de ontvanger.

Voor alle ontvangers geldt dat het signaalvermogen een bepaalde factor groter moet zijn dan het ruisvermogen. Meestal kan het gewenste signaal niet gedetecteerd worden als het signaalvermogen kleiner of gelijk is aan het signaalvermogen. Deze  $SNR_{\text{min}}$  is wat volgt uit de berekeningen om aan de gewenste  $P_e$  voor een bepaalde modulatiemethode te voldoen: in geval van OOK formule (1.5).

Voor moderne ontvangers lijkt een  $F_t = 6 \dots 7$  dB een goede en high-end waarde te zijn [26]. Wanneer er geen gegevens van de ontvanger beschikbaar zijn, kan deze waarde gebruikt worden in formule (1.6).

Daarnaast is nog een indicatie nodig voor de bandbreedte. Bij digitale systemen is de theoretisch minimale bandbreedte de Nyquist bandbreedte, dat gelijk is aan de helft van de symbol rate [13]. De symbol rate hangt af van de modulatiesoort. Als de gemoduleerde draaggolf slechts twee staten kent (0 of 1), dan kan er slechts een databit per symbool verzonden worden (zoals bij OOK en FSK). De bit rate is dan gelijk aan de symbol rate.

De gemoduleerde draaggolf kan ook meer staten kennen (N-ary modulation). In dat geval kan het aantal bit dat per symbool wordt overgedragen groter dan één zijn. Daardoor is de bit rate hoger dan de symbol rate. In het geval van 16-QAM bijvoorbeeld, worden er per symbool vier databits verzonden. De bit rate is derhalve vier keer de symbol rate.

3. In draadloze digitale communicatie wordt uitgegaan van  $T = 290$  K

## 1.5 Zender

Draadloze transmissie kost relatief veel energie. In deze paragraaf zullen de fundamentele ondergrenzen onderzocht worden en de mate waarin protocollen en eisen aan de bit-error-rate (BER) de vermogensdissipatie beïnvloeden.

Bij een bekende bandbreedte/datarate willen we nu het minimaal benodigde zendvermogen kunnen bepalen of bij een bekend zendvermogen de maximale bandbreedte van het te verzenden signaal. De zender zal een bepaald vermogen ( $P_z$ ) verzenden. Door afstand, reflecties en dergelijke zal er verzwakking van het signaal optreden. Als er nu een maat is voor die verzwakking, dan volgt het minimale zendvermogen uit  $S_{or}$  plus de verzwakking.

De verzwakking dat een verzonden signaal ondervindt wordt gegeven door de zogenaamde Path Loss ( $PL$ ). De free space path loss ( $FSPL$ ) wordt gegeven door [13]:

$$FSPL = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2, \quad (1.7)$$

Waarbij  $d$  de afstand in meters vanaf de zender is en  $\lambda$  de golflengte van het verzonden signaal. De verzwakking die het signaal ondervindt gaat dus kwadratisch met de afstand en met de golflengte. Hoe korter de golflengte, hoe groter de FSPL; hoe groter de afstand, hoe groter de FSPL.

Helaas zijn er andere factoren die de totale PL bepalen. Er kunnen ten gevolge van reflecties vanaf de grond of objecten ‘multipath signals’ ontstaan die bij de ontvanger elkaar kunnen versterken of uitdoven. Buiten gebouwen komen reflecties vanaf de grond het meest voor. Daarnaast kunnen gebouwen, auto’s, muren e.d. de path loss beïnvloeden. Daar lijkt nog geen goede formule voor te bestaan. Verschillende auteurs geven verschillende manieren om hiermee te werken. Brini [11] geeft een formule voor de path loss die rekening houdt met reflectie vanaf de grond en een empirische correctiefactor waar blijkaar goed mee te werken valt:

$$PL = 20 \log \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right) - 20 \log \left[ 2 \sin \left( \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d} \right) \right] + l_f \log(50d) \text{ [dB]}. \quad (1.8)$$

De hoogte van de zender t.o.v. de grond wordt gerepresenteerd door  $h_t$ , die van de ontvanger door  $h_r$ . Het effect van bebouwing of muren e.d. in een pand wordt in rekening gebracht door een empirische ‘fitting coëfficiënt’,  $l_f$ . In een stedelijke omgeving (Montreal) is  $l_f = 6$ , in een voorstedelijke omgeving  $l_f = 1.6$  volgens metingen van Brini [11].

Afbeelding 1.7 toont de te verwachten PL als functie van de afstand ( $d$ ) tussen een zender en ontvanger, wanneer die respectievelijk op 1.1 m en 1.4 m hoogte zijn opgesteld in een stedelijke omgeving ( $l_f = 6$ ). De groene lijn geeft de free space loss (formule (1.7)), de blauwe lijn<sup>4</sup> de path loss volgens formule (1.8). Er is uitgegaan van een zendfrequentie van 915 MHz.

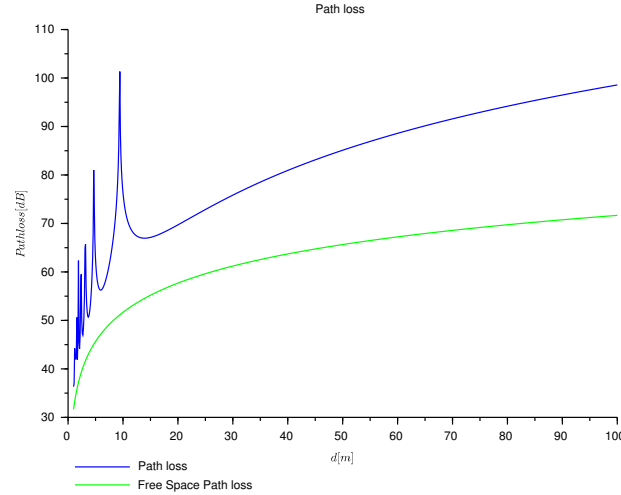
De effecten van reflecties en het effect van de stedelijke omgeving zijn duidelijk te zien. De PL is over het hele frequentiebereik hoger dan de FSPL. Vooral bij de kortere afstanden kan het effect van de grondreflectie(s) extreem zijn, tot wel 40 dB extra demping t.o.v. wat zonder grondreflectie(s) te verwachten valt.

Het minimale zendvermogen is nu te achterhalen door formules (1.6) en (1.7) te combineren, samen met een ‘stoorfactor’  $\Delta N$ , dat een maat vormt voor stoorsignalen uit de omgeving.

$$P_z \text{ [dB]} = SNR \text{ [dB]} + PL \text{ [dB]} + [(N_0 + \Delta N) \text{ [dB]} + Ft \text{ [dB]} + B \text{ [dB]}] \quad (1.9)$$

$\Delta N$  ligt tussen -151.1 dBm/Hz (0.78 fW/Hz) in stedelijke omgeving en -154.3 dBm/Hz (0.37 fW/Hz) in voorstedelijke omgeving [11]. Daarnaast kan natuurlijk ook de informatie uit figuur 1.3 gebruikt worden om een waarde van  $\Delta N$  te bepalen. In gebouwen kan  $\Delta N$  aanzienlijk hoger liggen. Om daar voor een specifieke situatie meer inzicht in te verkrijgen, moeten er metingen verricht worden. Hetzelfde geldt voor  $l_f$  in specifieke gebouwen.

4. Afbeelding is gemaakt met ‘Pathloss(d)<sub>Brini2019.sce</sub>’ in Scilab.



Figuur 1.7:

*Voorbeeld 1*

Stel, we moeten een afstand overbruggen van  $d = 95$  m in een voorstedeijke omgeving, met een acceptabele BER = 0.1 %. Er wordt gebruik gemaakt van een ontvanger met  $F_T = 7$  dB en er wordt op een 915 MHz verzonden door middel van GFSK, met een bandbreedte/datarate van 44.7 kbit/s (46.5 dB). Als benadering gebruiken we de formule voor coherent BFSK in tabel 1.3 en door gebruik te maken van formule (1.4), vinden we

$$SNR \equiv \left[ \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right] \approx 3.08 \Rightarrow 9.8 \text{ dB}.$$

Dit betekent dus dat de hoeveelheid energie per bit  $E_b \approx 7.8 \cdot 10^{-20}$  J moet zijn. De  $PL \approx 81.3$  dB. Ruis en storing uit de omgeving tellen op tot  $4 \cdot 10^{-21} + 0.37 \cdot 10^{-15} \approx 0.37 \cdot 10^{-15} \Rightarrow -154.3 \text{ dBm/Hz}$ .

$$P_z \approx 9.8 + 81.3 + (-154.3 + 7 + 46.5) = -9.7 \text{ dBm} \Rightarrow 0.1 \text{ mW}$$

Vanuit de opgegeven specificaties volgt dus dat de zender een zendvermogen van 0.1 mW moet kunnen ontwikkelen. Storende radiosignalen in de omgeving, de PL en de benodigde bandbreedte domineren de formule voor het benodigde zendvermogen. Helaas is de bandbreedte van het signaal de enige parameter waar de ontwerper direct invloed op uit kan oefenen.

Indirect kunnen we de PL beïnvloeden: zoals formule (1.8) toont, is PL lager voor lagere frequenties. Het is dus vanuit oogpunt van vermogensdissipatie aantrekkelijk om een zo laag mogelijke (toegestane!; wet- en regelgeving) zendfrequentie te kiezen. Houd er echter rekening mee dat het effect van de te overbruggen afstand in (voor)stedelijk gebied groter is dan dat van de lagere zendfrequentie. De  $l_f$  kan ervoor zorgen dat de beoogde reductie van  $P_z$  niet optreedt ondanks de lager gekozen zendfrequentie.

Op systeemniveau kan nu wel onderzocht worden of het vanuit vermogensdissipatieoogpunt aantrekkelijk is om een bepaalde afstand te overbruggen door een sterke zender te gebruiken of door meerdere zenders in te zetten.

Het energieverbruik van de zender kan afgeschat worden door het zendvermogen te vermenigvuldigen met de tijd waarin deze werkt [11]:

$$E_z = \frac{l}{D_R} P_z \approx U I_z \frac{l}{D_R} [J], \quad (1.10)$$

waarbij  $l$  de packet length is,  $D_R$  de data rate,  $U$  en  $I_z$  respectievelijk de voedingsspanning en -stroom van de zender wanneer deze actief is. Formule (1.10) toont iets dat tegen de intuïtie in lijkt te gaan:  $E_z$  is lager bij een hogere data rate en dus bandbreedte. Dit wordt verklaard doordat de zender sneller in power save modus kan gaan [11][3]. In het algemeen geldt voor elektronica in een sensormodule [1]

$$E_{\text{totaal}} = E_{\text{actief}} + E_{\text{standby}} = P_{\text{actief}} t_{\text{actief}} + P_{\text{standby}} t_{\text{standby}}. \quad (1.11)$$

$P_{\text{standby}}$  kan in hedendaagse technologie laag blijven; orde groottes lager dan  $P_{\text{actief}}$ . Door nu  $t_{\text{standby}} \gg t_{\text{actief}}$  te kiezen kunnen  $E_z$  en  $E_{\text{totaal}}$  laag gemaakt worden.

#### Voorbeeld 2

In voorbeeld 1 zagen we  $P_z \approx 0.1$  W met  $D_R = 44.7$  kb/s. Met  $l = 16$  bit, geeft dit  $E_z \approx 36$   $\mu$ J. Wanneer we  $D_R$  een factor 10 verhogen, wordt  $E_z \approx 4$   $\mu$ J.

**Daarom moeten we de hoogst mogelijke data rate kiezen die we kunnen gebruiken om een zekere afstand te overbruggen.**

#### 1.5.1 Ontvanger

De ontvanger moet aan een zekere gevoeligheid, ruis en bandbreedte eisen voldoen. In hedendaagse technologie worden over het algemeen CMOS-transistoren gebruikt. Er geldt dan dat deze eisen in eerste benadering omgekeerd evenredig zijn met de stroom door de transistoren. In deze paragraaf zal gekeken worden naar de minimale stroom die nodig is om aan de SNR en bandbreedte eisen te voldoen. In deze paragraaf zal de omhullende detector besproken worden, omdat hiervan de theorie voor low-power ontwerp goed is uitgewerkt. Vermogens-eisen die hieruit volgen kunnen als eerste benadering ook voor andere detectors gebruikt worden, hoewel deze waarschijnlijk meer vermogen zullen dissiperen. Zie de uitkomsten als een ondergrens. Lager vermogen is niet mogelijk.

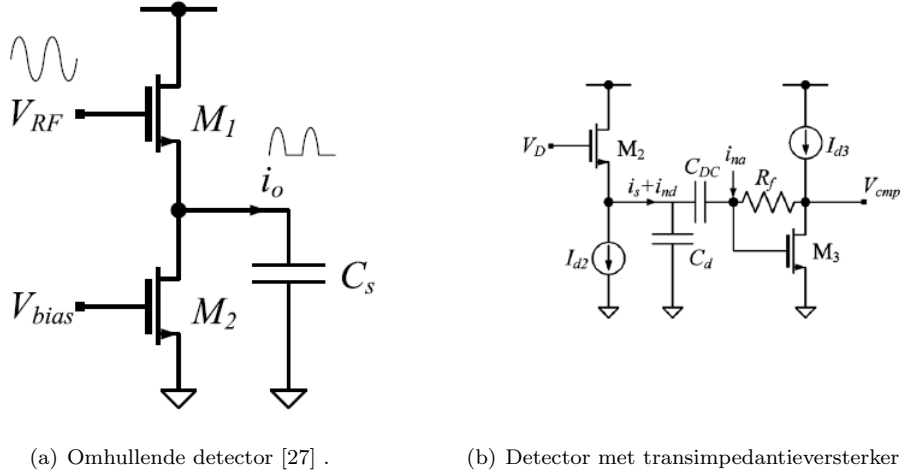
De hier gepresenteerde theorie geldt direct voor OOK-detectors, die vaak ook als ‘wake-up’ radio gebruikt worden. Omdat ‘wake-up’ radio’s altijd aan moeten blijven staan, is een laagvermogensverbruik onontbeerlijk.

Fig. 1.8(a) toont een veelgebruikte implementatie van een (omhullende) detector. Fet M1 is ingesteld in het subthreshold gebied ( $U_{gsQ} < U_t$ ) [27], waardoor zijn spanning-stroomkarakteristiek exponentieel wordt [28]. FET M2 werkt als constante stroombron die  $U_{gs1Q}$  constant houdt.  $M_1$  zal nu elke positieve helft van de ingangsspanning omzetten naar drainstroom  $i_d = i_o$ . Ten gevolge van de exponentiële karakteristiek zal de negatieve helft van de ingangsspanning nauwelijks in een stroom omgezet worden. Effectief gezien werkt  $M_1$  als diode detector.  $C_s$  en  $r_{ds}$  van  $M_1$  vormen samen een tijdconstante (kantelfrequentie) die ervoor zorgt dat de draaggolf uitgefilterd wordt en alleen de omhullende van de draaggolf overblijft.

Figuur 1.8(b) toont weer de omhullende detector (M2) met stroombron voor de instelling, gevolgd door een transimpedantieverstker (M3 met stroombron en terugkoppeling) om de gedemoduleerde stroom om te zetten naar een uitgangsspanning.

Wanneer ontvangerstructuren worden bestudeerd, blijkt er een opdeling mogelijk te zijn. In het geval van ontvangers met een hoge gevoeligheid ( $S_{or} < \text{ca. } -70$  dBm) wordt er o.h.a. de beste resultaten behaald door een ‘low-noise amplifier’ (LNA) gevolgd door een omhullende





Figuur 1.8: Eenvoudige omhullende detector (a) en eenvoudige omhullende detector met transimpedantieversterker om de gedemoduleerde stroom naar een spanning om te zetten (b).

detector te gebruiken. Wanneer de ontvanger minder gevoelig hoeft te zijn ( $S_{or} \geq \text{ca. } -70 \text{ dBm}$ ) levert alleen een omhullende detector (fig. 1.8(a) en 1.8(b)) het beste resultaat [29]. In het geval van de omhullende detector is het verband tussen de SNR en het vermogen te benaderen met

$$\frac{1}{SNR} \approx \frac{64kTB U_o^4}{\hat{u}_d^4} \frac{1}{I_d U_o} = \frac{64kTB U_o^3}{\hat{u}_d^4} \frac{1}{I_d}, \quad (1.12)$$

waarbij  $\hat{u}_d$  de amplitude van het hoogfrequent ingangssignaal is,  $B$  de bandbreedte van het filter na de detector ('baseband bandwidth') en  $U_o$  de zogenaamde effectieve spanning is om de FET in weak inversion te laten werken [29]. In moderne i.c.-processen waarbij FETs met een kanaallengte van 90 nm gemaakt kunnen worden zal  $U_o \approx 75 - 100 \text{ mV}$  [29][30] zijn. Voor Fets met een grotere kanaallengte geldt<sup>5</sup>, met  $m$  iets groter dan 1 [30]  $U_o = mkT/q$ .

Uit (1.12) volgt nu dat de benodigde drainstroom ongeveer

$$I_d \approx \frac{64kTB U_o^3 SNR}{\hat{u}_d^4} \quad (1.13)$$

is. Verder wordt er uitgegaan van een voedingsspanning van 1 V, maar de formules blijven gelden tot 0.5 V [29]. Nogmaals,  $\hat{u}_d$  is de amplitude van de spanning aan de ingang van detector. Deze kan gehaald worden uit (1.6) dat de effectieve waarde geeft.

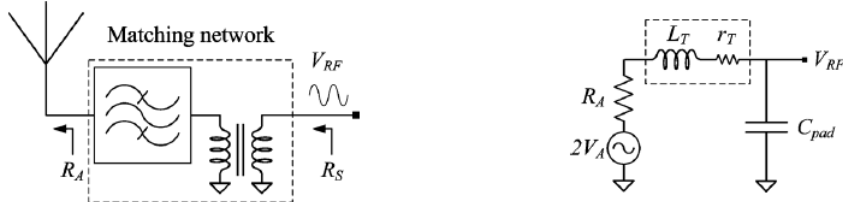
Met  $U_o = 75 \text{ mV}$ , een bit rate van 250 kb/s, 1 V voedingsspanning en  $T = 300 \text{ K}$ , vinden we voor een  $SNR = 3.1$  en een  $S_{or}$  van -50 dBm:

$$\begin{aligned} S_{or} &= 10 \text{ nW in } 50 \Omega \Rightarrow \\ S_{or} &= 707 \mu\text{V} \Rightarrow \\ \hat{u}_d &= 1 \text{ mV} \\ I_d &\approx 173 \mu\text{A} \end{aligned}$$

5. Voor FETs die in het sub-threshold gebied werken, geldt de relatie  $I_d = I_{d0} e^{\frac{U_{gs}}{U_o}}$  met  $U_o = \frac{nkT}{q}$  en  $1 < n < 2$  [27].

De drainstroom  $I_d \approx 173 \mu\text{A}$ , omdat er een baseband bandwidth nodig is van twee keer de bit rate. Merk het grote effect van  $\hat{u}_d$  op. Een grotere  $S_{or}$  betekent een sterk toenemende drainstroom. Een  $S_{or}$  van -40 dBm ( $\hat{u}_d \approx 3.1 \text{ mV}$ ) resulteert in een drainstroom van circa  $1.9 \mu\text{A}$ . Dat is een factor 91!

Het stroomverbruik is verder te beperken door  $u_d$  te vergroten. Een manier om dat te doen is een RF-transformator te gebruiken tussen de antenne en de detector, zie fig. 1.9(a). Bij correcte matching met de antenne en detectorcircuit, is een spanning aan de secundaire zijde mogelijk die een factor 35 groter is dan aan de primaire zijde [29]. Bij gelijke gevoeligheidseisen kan dan de vereiste stroom een factor  $35^4$  omlaag. Om het theoretisch mogelijke minimale vermogensdissipatie te halen wordt het gebruik van zo'n transformator aan de ingang aangeraden.



(a) RF-transformator met matching netwerk voor de antenne. Spanningsoverdracht:  $G = \sqrt{\frac{R_s}{R_a}}$  [29]. (b) Vervangingsschema RF-transformator [29].

Figuur 1.9: RF-transformator waarmee de ontvangen spanning omhoog getransformeerd kan worden.

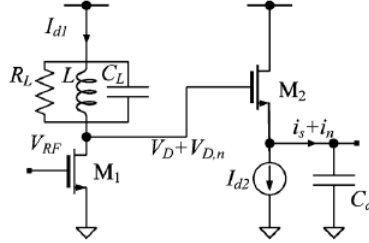
Voor ontvangers met een grote gevoeligheid (met ingangstransformator en versterker) is het verband tussen de SNR en het vermogen te benaderen met [29]

$$\frac{1}{SNR} \approx \frac{32kTB}{u_{RF}^2} \left( 2 \frac{U_o^7 (\omega_{RF} C_L)^4}{I_{d2} I_{d1}^4 u_{RF}^2 Q_L^4} + \frac{U_o}{I_{d1}} \right) \quad (1.14)$$

als er gebruik gemaakt wordt van een versterker met een geïntegreerde spoel voor het detectorcircuit, zie figuur 1.10. Er kan bewezen worden dat als  $I_{d1} = 4/5 I_{tot}$  ( $I_{tot} = I_{d1} + I_{d2}$ ), de eerste term minimaliseert en daarbij domineert deze in het geval van geïntegreerde spoelen met een lage Q [29]. Geïntegreerde spoelen hebben o.h.a. een relatief lage Q van rond de vijf doordat ze niet goed genoeg geïsoleerd kunnen worden van het substraat en daardoor meer verlies vertonen.

Voor de totale stroom volgt dan (reken na)

$$I_{tot} \approx \sqrt[5]{\frac{80kTB U_o^7 (\omega_{RF} C_L)^4}{u_{RF}^4 Q_L^4} SNR}. \quad (1.15)$$



Figuur 1.10: Omhullende detector met low noise amplifier [29].  $U_{ref}$  is de spanning aan de secundaire zijde van de transformator.

Indien de datarate gelijk blijft,  $L = 10$  nH,  $Q_L = 5$ ,  $C_L = 0.4$  pF en  $S_{or} = -120$  dBm, volgt hier een minimale  $I_{tot}$  uit van ongeveer 72 mA. Met 1 V voedingsspanning geeft dit een vermogensdissipatie van 72 mW. Dat komt overeen met 288 nJ/bit aan energie ( $E = P/D_R$ ).

Het toepassen van een versterker is bij ontvangers van zwakke signalen duidelijk een manier om de stroomopname, en daarmee de vermogensdissipatie, te beperken en te minimaliseren.

Andere belangrijke en populaire ontvangerimplementaties maken gebruik van het populaire superheterodyneprincipe. Er kan echter geconcludeerd worden dat de superheterodyneontvanger geen voordelen biedt met betrekking tot vermogensdissipatie [29]. Daarom wordt dit type ontvanger hier verder niet geanalyseerd.

Ten tijde van publicatie van [29] waren de beste ontvangers m.b.t. vermogensdissipatie (bij gelijke bandbreedte e.d.) nog een ordegrrootte groter dan wat theoretisch mogelijk is. De studie presenteert echter een grafiek met studies van de vermogensdissipatie van low-power ontvangers die in de afgelopen decennia zijn gepresenteerd. Uit die grafiek volgt dat een redelijke indicatie van de vermogensdissipatie van de ontvanger gegeven wordt door

$$E \approx 10^{-17} \cdot 10^{\frac{|S_{or}|}{10}} \text{ J/bit.} \quad (1.16)$$

In het geval van een  $S_{or} = -120$  dBm volgt dus een  $E \approx 10 \mu\text{J/b}$  oftewel  $10^4$  nJ/b. In het geval van een datarate van 250 kb/s vinden we dus  $\approx 2.5$  W; meer dan theoretisch mogelijk is. Omdat het enige tijd duurt voordat fundamentele kennis doordruppelt naar bedrijven, valt het voorlopig aan te bevelen om zowel het theoretisch minimale vermogen of energieverbruik te bepalen (al is het maar om aan te tonen of een zekere eis theoretisch (on)mogelijk is) en daarna de benadering van formule (1.16) te gebruiken.

## 1.6 Communicatiebetrouwbaarheid en energieverbruik

In de voorgaande paragrafen zijn fundamentele en praktische ondergrenzen van vermogensdissipatie in zender en ontvanger bepaald. Er is gebleken dat de modulatiemethode, de vereiste BER en de te overbruggen afstand van belang zijn. Naast deze specificaties, zijn de betrouwbaarheid en de snelheid van communicatie ook van belang.

In deze paragraaf<sup>6</sup> wordt bestudeerd wat de energiekosten zijn voor een zekere succesvolle ontvangstwaarschijnlijkheid van een datapakket, wanneer er hooguit  $R$  zendpogingen voor een datapakket gedaan mag worden. Hiervoor worden drie populaire methoden voor het vergroten van de communicatiebetrouwbaarheid vergeleken: ‘blind retransmission’ (BR), ‘Forward Error Correction’ (FEC) en ‘Automatic Repeat Request’ (ARQ). ARQ is een zogenaamd ‘closed-loop protocol’: er wordt door de ontvanger een acknowledgement (ACK) of negative acknowledgement (NACK) terug verzonden. Als de ontvanger data foutloos ontvangen is wordt een ACK pakket verzonden, anders een NACK pakket.

De drie eerder genoemde verschillende protocollen BR, FEC en ARQ moeten met elkaar vergeleken worden vanuit een energie-, vertraging- en betrouwbaarheidsoogpunt. De betrouwbaarheid wordt gegeven door de kans dat een  $N$  bits datapakket foutvrij wordt verzonden en verwerkt en wordt gegeven door  $P = (1 - P_e)^N$ .

### 1.6.1 Blind Retransmission

De waarschijnlijkheid dat minstens één pakket succesvol ontvangen wordt in  $R$  onafhankelijke pogingen is te berekenen met [11]

$$P_R = 1 - (1 - (1 - P_e)^N)^R. \quad (1.17)$$

$P_e$  is hierbij weer de waarschijnlijkheid dat een fout optreedt (zie bijv. tabel 1.3) en  $N$  is de pakketgrootte in bit. Door formule (1.17) om te schrijven naar  $R$ , kan het aantal hertransmissies berekend worden voor een zekere gewenste  $P_R$

$$R = \frac{\ln(1 - P_R)}{\ln[1 - (1 - P_e)^N]}. \quad (1.18)$$

De berekende  $R$  moet naar het hogere, gehele getal, afgerond worden. Stel,  $N = 40$ ,  $P_R = 0.995$  en  $P_e = 4 \cdot 10^{-3}$ . Er volgt nu dat  $R = 2.77$ . Dat betekent dat er  $R = 3$ ; drie hertransmissies nodig zijn om 99.5 % zeker te zijn dat het datapakket correct ontvangen is. Voor  $P_R = 0.999$  zijn 4 hertransmissies nodig. Figuur 1.11 toont een grafiek van het aantal benodigde hertransmissies van het datapakket wanneer  $P_e$  varieert tussen  $0.1 \cdot 10^{-3}$  en  $50 \cdot 10^{-3}$ . Meer hertransmissies resulteert in een hoger energieverbruik.

De tijd die het kost om een pakket met een zekere  $P_R$  te verzenden is

$$t_{TRX}^R = R \frac{l}{D_R} + t_{id}(R - 1) [s], \quad (1.19)$$

waarbij  $t_{id}$  de tijd is tussen twee pakket verzendingen in (idle time). Hieruit volgt nu dat het energieverbruik van de transceiver gegeven wordt door [11]

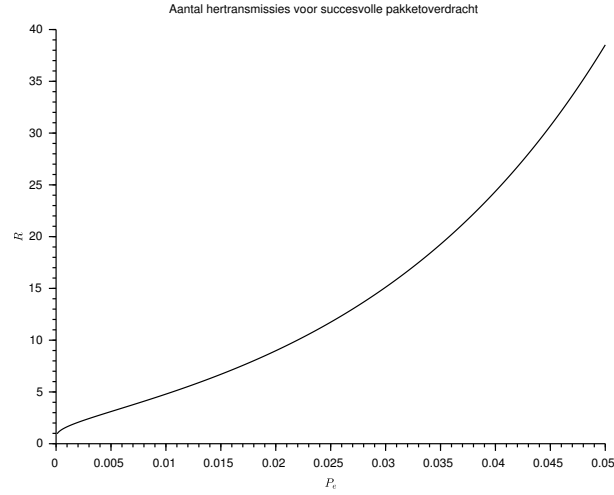
$$E_{TRX}^R = U \left[ (I_{TX} + I_{RX}) R \frac{l}{D_R} + 2I_{id} t_{id}(R - 1) \right]. \quad (1.20)$$

Hierbij is  $U$  de voedingsspanning van de transceiver,  $I_{TX}$  en  $I_{RX}$  de stroom in zend- respectievelijk ontvangstmodus en  $I_{id}$  de stroom in idle-modus. Formule (1.20) is ook te schrijven als

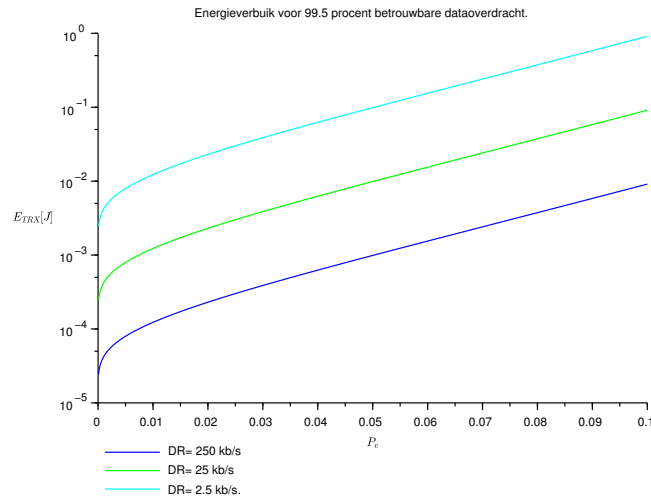
$$E_{TRX}^R = (P_z + P_o) R \frac{l}{D_R} + 2UI_{id} t_{id}(R - 1), \quad (1.21)$$

waarbij  $P_o$  het vermogen is dat in de ontvanger wordt gedissipeerd. Figuur 1.12 laat het effect van de datarate zien op het energieverbruik als functie van  $P_e$ , wanneer alle andere parameters gelijk blijven.

6. Deze paragraaf is gebaseerd op §4.4 van [11].



Figuur 1.11: Het aantal benodigde hertransmissies  $R$  voor een datapakketoverdracht met een betrouwbaarheid van 99.5 % als functie van  $P_e$ .



Figuur 1.12: Het energieverbruik van een datapakketoverdracht met een betrouwbaarheid van 99.5 % als functie van  $P_e$ , met datarate  $D_R$  als parameter.

Weer blijkt dat de datarate zo hoog mogelijk gekozen moet worden. Echter, er is aan formule (1.21) te zien dat de  $P_e$  zowel  $R$  bepaalt als het benodigde zendvermogen en het ontvangervermogen beïnvloedt (een hogere data rate verlaagt de SNR).  $P_z$  en  $P_0$  nemen toe voor hogere waarden van  $P_e$ . Het aantal benodigde hertransmissies zal echter dalen. Er kan nu nagegaan worden of een investering in een hogere  $P_e$  terugverdiend kan worden door een lagere  $R$  of

vice versa.

### 1.6.2 Forward Error Correction

Forward error correction codeert de te verzenden data volgens een bepaald coderingsprotocol, wat detectie en correctie van fouten bij de ontvanger mogelijk maakt (zowel willekeurige als ‘burst’ [31]). Een populaire manier van coderen is ‘convolutional coding’. Het wordt bijvoorbeeld gebruikt bij satelliet- en ruimtesondecommunicatie, spraakcommunicatie en als onderdeel van andere foutcorrectiemethoden [31].

Convolutional coding kenmerkt zich doordat de gecodeerde bits aan de uitgang bepaald worden door logische bewerkingen op de aangeboden bitstroom en een klein aantal voorgaande bits [13](H. 9). Een  $(n, k)$  encoder neemt  $k$ -bit aan data en voegt daar  $n - k$  extra, algebraïsch gerelateerde, bits (redundant) aan toe, waardoor een  $n$ -bit codeblock ontstaat [32]. Er zijn  $2^k$  geldige codewoorden, veel minder dus dan de  $2^n$  mogelijke codewoorden. Een goede encoder kenmerkt zich doordat de minimale afstand ( $d_m$ ) gemaximaliseerd is.  $d_m$  is het minimale aantal bits dat moet veranderen om van het ene codewoord naar een andere te gaan. Om ‘e’ foute bits te kunnen corrigeren, geldt dat  $d_m > 2e$  [32]. Na ‘e’ foute bits is het correcte codewoord nog steeds het meest nabij het ontvangen codewoord.

Een convolutional encoder is een finite state machine met een  $k$ -bit input, een  $n$ -bit output ( $n > k$ ) en een intern  $M$ -bit geheugen [32]. Een belangrijke parameter is de constraint length  $K$ , die bepaalt over hoeveel opeenvolgende  $n$ -bit periodes een  $k$ -bit input de uitgang beïnvloedt.  $K$  bepaalt dus het aantal bit aan de uitgang van de decoder en kan simpelweg gelijk genomen worden aan het aantal geheugenplaatsen in het schuifregister<sup>7</sup> [31]. De verhouding  $r = k/n$  wordt de code rate genoemd.

De codeerder (encoder) (zie fig. 1.13) bestaat uit een schuifregister van lengte  $K$ , ‘de constraint length’. De databits worden aan dit schuifregister aangeboden. Elk bit komt aan de linkerzijde van het schuifregister binnen; de voorgaande bits worden een plaats naar rechts geschoven, terwijl de oudste bit uit het schuifregister verdwijnt. Twee of meer binaire optellingen (noem het aantal optellingen ‘ $r$ ’) genereren de uitgangscodes. Daarom is de code bit rate gelijk aan

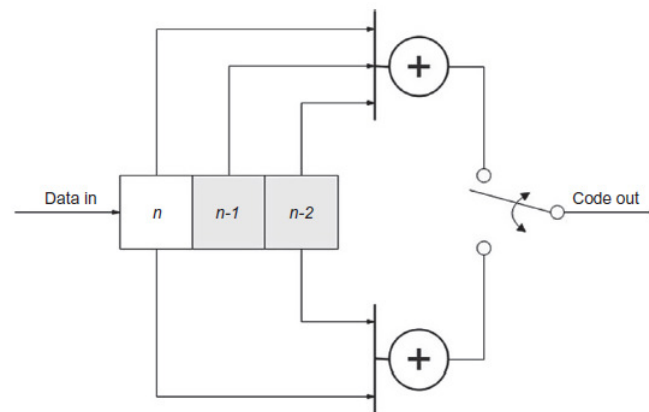


FIG. 9.7  
Convolutional encoder.

Figuur 1.13: Principeschema van een convolutional encoder. Bron: [13](H. 9).

7. Let op. Sommige auteurs definiëren  $K$  als  $K = kM$ ,  $K = M$  [13],  $K = M + 1$  [32] of  $K = k(M - 1)$  [31] wat verwarrend kan zijn. Er lijkt geen definitie te zijn die algemeen gebruikt wordt.

$1/r$  maal de data rate en de encoder wordt om die reden een  $1/r$  convolutional encoder van lengte ‘K’ genoemd. Daarnaast moeten ook de doorverbindingen (de zogenaamde ‘generator vectors’) van de uitgangen van het schuifregister naar de ‘r’ sommatiepunten vastgelegd worden om de encoder te definiëren. De sommatiepunten genereren een even parity bit aan de uitgang. Dat betekent dat een oneven aantal logische enen resulteren in een 1, een even aantal enen resulteert in een nul.

Fig. 1.13 toont als voorbeeld een encoder met  $M = 3$  en  $r = 2$ . De ‘generator vectors’ zijn  $[1\ 1\ 1]$  and  $[1\ 0\ 1]$ . De discrete sampling tijd is met  $n$  aangegeven. Op tijdstip  $n$  wordt een bit uiterst links ingelezen. Het voorgaande bit  $(n-1)$  en daar voorgaande bit  $(n-2)$  gaan een plaats naar rechts in het schuifregister. Twee parity bits worden doorgeschakeld in het interval tussen  $n$  en  $n-1$  van de bovenste opteller en vervolgens de onderste opteller. Bij de volgende databit schuift het schuifregister zijn inhoud naar rechts. De  $M-1$  eerdere bits (in dit geval 2) bepalen de staat van de encoder (in grijs aangegeven). Er zijn  $2^{M-1}$  staten. Voor elke encoder-staat zijn er twee mogelijke uitgangscodes, afhankelijk van type ingangsbit nul of één. De verandering van de staten zijn een functie van de data stream.

Een convolutional decoder dat harde, digitale, beslissingen neemt of een ontvangen bit 1 of 0 is, kan een maximaal aantal fouten corrigeren dat een functie is van de constraint length en de generator vectors. Een path length van minstens enkele constraint length is nodig om dat aantal fouten te corrigeren.

‘Viterbi decoding’ lijkt op decoderen met harde beslissingen, maar geeft verder nog informatie over de mate van vertrouwen die de decoder heeft in de 1 of 0 die het produceert [13](H. 9). Bij het coderen kunnen er verschillende ‘paden’ ( $\beta_{free}$ ) bewandeld worden om tot de outputcode te komen (denk aan state machine). Zie voor een voorbeeld [32].

De waarschijnlijkheid dat een bit verkeerd wordt geïnterpreteerd bij gebruik van convolutional FEC en Viterbi decoding kan benaderd worden met [11][33]

$$P_e^{FEC} \approx \frac{\beta_{free}}{k} 2^{d_m} P_e^{\frac{d_m}{2}}. \quad (1.22)$$

$\beta_{free}$  is het totale aantal non-zero bits over alle paden met een gewicht  $d_m$ ;  $d_m$  wordt de minimale Hamming afstand genoemd tussen twee verschillende gecodeerde datastromen. Dat betekent dat een bit verandering in de code minimaal  $d_m$  bits in de gecodeerde datastroom zal veroorzaken.

Brini [11] gebruikt verder  $d_m = 6$ ,  $r = 0.5$  (net als [32]) en  $K = 4$ . Daarnaast gaat hij in zijn studie uit van  $\beta_{free} = 200$  wat een logische keuze is voor zijn payload<sup>8</sup> van 160 bit<sup>9</sup>. Voor het gemak zullen we deze getallen hier aanhouden. In dit geval geldt nu

$$P_{FEC} = (1 - P_e^{FEC})^N \quad (1.23)$$

Wanneer FEC gebruikt wordt, is de benodigde tijd om een datapakket te verzenden gegeven door  $t_{TRX}^{FEC} = l^{FEC}/D_R$ , waarbij  $l^{FEC}$  de pakketlengte is. Daardoor volgt voor het energieverbruik van de transceiver [11]

$$E_{TRX}^{FEC} = U(I_{TX} + I_{RX})t_{TRX}^{FEC} = U(I_{TX} + I_{RX})\frac{l^{FEC}}{D_R}, \quad (1.24)$$

wat overeenkomt met

$$E_{TRX}^{FEC} = (P_z + P_o)\frac{l^{FEC}}{D_R}. \quad (1.25)$$

8.  $\beta_{free}$  hangt af van de data en kan volledig willekeurig zijn.

9. Nota bene, in ons voorbeeld met  $K = 4$ , zou het mogelijk moeten zijn om twee fouten over een codelengte van 20 bit te corrigeren (dat hangt ook af van hoe de fouten gedistribueerd zijn).

Ook in dit geval blijkt dat  $D_R$  zo hoog mogelijk gekozen moet worden.

Als bij de encoder nu  $d_m$  en  $r$  vastliggen, wat het geval kan zijn bij ingekochte encoders, dan is het mogelijk voor die encoders  $P_e$  en daarmee het zend- en ontvangervermogen te bepalen.

### 1.6.3 Automatic Repeat Request

Na het verzenden van een datablok of groepen van blokken, stopt de zender en luistert naar een ontvangstbevestiging van de ontvanger. Als de ontvanger heeft gecontroleerd dat de pariteitsbit of error detection block geen fouten aangeeft, stuurt deze een kort ontvangstbericht terug (acknowledgement). De zender wacht lang genoeg om de ontvangstbevestiging te kunnen ontvangen (stop and wait protocol [34]). Indien deze ontvangen wordt, wordt het volgende bericht verzonden; ander wordt het vorige bericht herhaald.

ARQ kan de betrouwbaarheid van de dataoverdracht vergroten in een omgeving met stoorsignalen. De prijs die hiervoor betaald moet worden is een transceiver in zowel de sensor-module(n) als het/de basisstation(s). Daarnaast wordt de overdrachtssnelheid beperkt omdat er na elk korte datatransmissie gewacht moet worden. Wanneer er sprake is van sterke storingen en berichten daardoor vaak herhaald moeten worden, kan dat de communicatie sterk vertragen. Ondanks deze beperkingen wordt ARQ veelvuldig gebruikt in datacommunicatie. Zeker wanneer FEC en ARQ samen gebruikt worden kan dat in een effectief communicatieprotocol resulteren [13](H. 9).

Hier wordt het naar de benodigde energie gekeken van het ARQ protocol dat in [35] beschreven is: het ‘Increased feedback repetition order’ (L-Rep-ACK)-protocol. Het geeft betere betrouwbaarheid van de terugkoppeling van ACK- en NACK-signalen ten opzichte van de standaard stop and wait protocol (SAW-ARQ). De datatransmissie wordt alleen als succesvol beschouwd als de zender ‘L’-ACK pakketten voor een datapakket ontvangt;  $L$  is het aantal ACK/NACK verzendingen. Hierbij geldt de  $L > 1$ . Wanneer  $L = 1$  wordt L-Rep-ACK-protocol gereduceerd tot SAW-ARQ.

Voor het bepalen van het energieverbruik wordt er weer uitgegaan van  $N = 40$  en gelijke  $P_e$  voor de ACK- en NACK-pakketten van  $N_f = 40$  bit. De kans dat de ontvanger een datapakket succesvol heeft ontvangen na maximaal  $R$  verzendingen volgens het L-Rep-ACK-protocol is [11]

$$P_R^{L-REP-ACK} = 1 - P_{Out}^{L-REP-ACK}. \quad (1.26)$$

$P_{Out}^{L-REP-ACK}$  is de outage probability van het protocol gegeven door

$$P_{Out}^{L-REP-ACK} = \sum_{j=1}^{R-1} \bar{P}^j P_{pe}^L (1 - P_{pe}^L)^{j-1} + \bar{P}^R (1 - P_{pe}^L)^{R-1}. \quad (1.27)$$

Hierbij is  $j$  de verzendpoging ( $1, 2, \dots$ ) en  $P_{pe} = \bar{P}_f = 1 - (1 - P_e)^{N_f}$  is de faalkans van een ACK-pakket. De Outage probability wordt gedefinieerd als het punt waarbij het ontvangen vermogen beneden de drempel (minimale SNR) zakt, waarmee de ontvanger buiten bereik van de zender komt.

De kans dat een pakket bij de  $j^e$ -poging succesvol ontvangen wordt, is

$$P_j^{L-REP-ACK} = P_R^{L-REP-ACK} \cdot (1 - P_R^{L-REP-ACK})^{j-1}. \quad (1.28)$$

De benodigde tijd om een datapakket succesvol te verzenden volgt nu uit

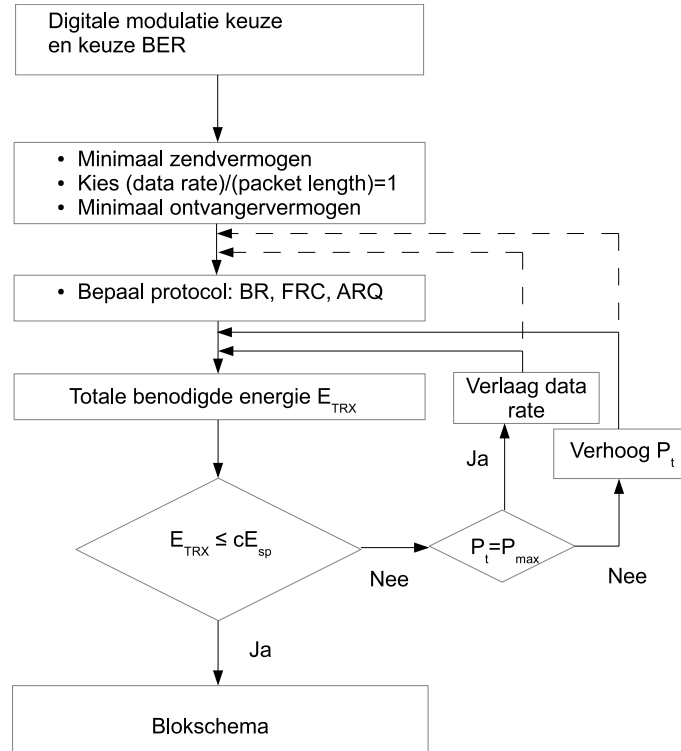
$$t_{TRX}^{ARQ} = \sum_{j=1}^R P_j^{ARQ} \left[ j \left[ \frac{l_{data}}{D_R} + L \frac{l_{ack}}{D_R} + Lt_{sb} \right] + t_{id}(j-1) \right], \quad (1.29)$$



waarbij  $t_{sb}$  de standbytijd is tussen het verzenden van het datapakket en voor het ontvangen van de acknowledgement. De lengte van de ACK-boodschap is  $l_{ack}$ . Hieruit volgt dat het energieverbruik uitgedrukt kan worden als [11]

$$E_{TRX}^{ARQ} = U \cdot \sum_{j=1}^R p_j^{ARQ} \left[ j \left( \frac{l_{data}}{D_R} + \frac{L l_{ack}}{D_R} \right) (I_{TX} + I_{RX}) + 2L I_{sb} t_{sb} + 2I_{id} t_{id} (j - 1) \right]. \quad (1.30)$$

## 1.7 Ontwerpaanpak op systeemniveau



Figuur 1.14: Overzicht de uit te voeren ontwerpstappen op systeemniveau.

Figuur 1.14 toont een overzicht van de te nemen ontwerpstappen op systeemniveau. Uit de specificaties volgt de maximale  $BER$  en latency en modulatiesoort. Hieruit kunnen het minimale zendvermogen en ontvangervermogen bepaald worden. Ga uit van een datarate  $D_r$  van 1. Vervolgens volgt de keuze voor het protocol  $BR$ ,  $FRC$  of  $ARQ$ . Uit deze laatste keuze volgt dan de totale energie die door de transceiver opgenomen wordt.

Op dat moment moet gecontroleerd worden of  $E_{TRX} \leq cE_{sp}$ , waarbij constante  $c = \frac{1}{2} \cdots \frac{1}{3}$  en  $E_{sp}$  de gespecificeerde maximale energie-opname van de sensormodule is. Het overige energiebudget kan dan worden verdeeld over de analoge- en digitale signaalbewerkingsfuncties. Wanneer  $E_{TRX} > cE_{sp}$ , dan moet gecontroleerd worden of het zendvermogen nog onder het maximaal te leveren zendvermogen zit. Indien dat niet het geval is, dan kan het zendvermogen verhoogd worden, waarna weer gecontroleerd kan worden of  $E_{TRX} \leq cE_{sp}$ . Is dat  $P_t = P_{max}$  geval, dan kan de datarate verlaagd worden.

Met stippellijnen is er een tweede inkoppelplaats aangegeven in 1.14. Binnen de hiërarchie van het systeemniveau gaan we nu op een nog hoger niveau zitten, waarbij zelfs de keuze voor het protocol heroverwogen wordt. Komt men uiteindelijk na diverse keren de lus doorlopen te hebben nog steeds op  $E_{TRX} > cE_{sp}$ , dan is het onmogelijk de opgegeven specificatie te halen en zal men of het ontwerptraject moeten stoppen of met de opdrachtgever samen tot een andere oplossing (bijv. meer  $E$  toestaan) moeten komen. In het andere geval kan de stap naar het blokschemaaniveau gezet worden.

## 1.8 Overwegingen op blokschemaaniveau

Vanuit systeemniveau kom je op het punt van het blokschemaaniveau. In het algemeen zullen we zien dat er één of meer sensoren en analoge en digitale signaalbewerking nodig zijn. We hebben de helft tot twee-derde van het energie-budget gereserveerd voor deze onderdelen, dus moeten we proberen aan deze energie-eis te gaan voldoen. Zo vermijden we een mogelijk kostbare (grote) ontwerpiteratie. In de volgende paragrafen zullen er algemene energiebesparende ontwerpkeuzen besproken worden.

De wildgroei aan kleine, op batterijen werkende producten heeft het stroomverbruik van opamps in de schijnwerpers gezet de laatste jaren. Deze analoge componenten worden steeds nauwkeuriger, verbruiken minder stroom en worden kleiner. Zeer kleine opamps met een lage ruststroom ( $I_Q$ ) zijn ontwikkeld om te voldoen aan de ontwerpvereisten van steeds alomtegenwoordige batterijgevoede apparaten zoals wearables, hearables en IoT-sensoren [36]. Zoals we in hoofdstuk 3 zullen zien, zal de vermogensdissipatie van analoge signaalbewerkingsblokken rond een opamp, voornamelijk door het product van voedingsspanning en  $I_Q$  bepaald worden.

Een vergelijkbare trend is waar te nemen bij de digitale elektronica, waar de vermogensdissipatie kwadratisch afhangt van de voedingsspanning (zie H. 3).

Het is op dit niveau goed om na te denken over maatregelen en mogelijkheden om zowel de digitale als analoge elektronica in een standby-modus te (kunnen) schakelen. Hoe langer de elektronica in standby- of shut-down-modus staan, hoe beter het is voor een lage vermogensdissipatie. Stand by, shut-down en dergelijke modi zijn binnen de digitale elektronica redelijk gemeen goed geworden. Binnen de opamp-wereld is er inmiddels een klasse opamps ontwikkeld die met recht low-power genoemd kunnen worden en ook nog in standby of shutdown gezet kunnen worden<sup>10</sup>.

## 1.9 Sensor

Deze paragraaf is gebaseerd op §3.3.3 van [8].

Sensoren kunnen worden onderverdeeld in twee categorieën: passief en actief. Een passieve sensor heeft geen extra voedingsbron nodig en genereert direct een elektrisch signaal als reactie op een externe stimulus, zoals bijvoorbeeld een fotodiode. Een actieve sensor vereist externe voeding voor zijn werking of uitlezing, zoals een bijvoorbeeld temperatuurgevoelige weerstand.

In termen van het type sensoruitgang kunnen ze worden ingedeeld in digitale en analoge sensoren. Digitale sensoren voeren binaire waarden uit, analoge sensoren genereren een analogoog signaal in reactie op een externe variabele.

Een ideale sensor moet een hoge gevoeligheid, nauwkeurigheid en herhaalbaarheid combineren met een lage vermogensdissipatie en kosten, terwijl ze gemakkelijk te gebruiken zijn.

10. Zie bijvoorbeeld de TLV904x van TI: '1.2 V Ultra Low Voltage, 10- $\mu$ A Micro-Power Rail-Rail Input-Output Amplifier for Power Conscious Applications'.

Helaas kunnen we meestal niet al deze factoren in één sensor hebben. Daarom kiezen we toepassingsspecifieke sensoren in het ontwerp van sensorknooppunten (WSN), sensormodules. Rekening houdend met het sensorselectieproces zijn er de volgende punten te overwegen.

- Omgevingscondities zoals de bedrijfstemperatuur, druk, licht, vochtigheid en positie om het sensorknooppunt/sensormodule te lokaliseren.
  - Ontwerpparameters zoals het doel van de meting, het type uitgangssignaal en de vereiste signaalbewerking
  - Sensorparameters: sensorpakketgrootte, reactietijd op verandering van de te meten grootte, nauwkeurigheid van de meting, energiebehoefte, meetbereik, maximale fout die kan worden getolereerd
  - De mate van kruisgevoeligheid voor andere grootheden (vaak temperatuur) en hoe daarvoor te compenseren valt.
  - Overige: verkrijgbaarheid en kosten, levensduur van de transducer, beschikbare accessoires.
- Goede extra informatie kan verkregen door verdere studie van [37][38][39][40][5][41][42].

## 1.10 Analoge en digitale hardware

Het is lastig om op systeemniveau iets te zeggen over de dissipatie van analoge en digitale elektronica, toch moet dat gedaan worden met een zekere mate van nauwkeurigheid ( $\geq 80\%$ ).

De transceiver gebruikt een ‘flink’ deel ( $\frac{1}{2} \dots \frac{1}{3}$ ) van de beschikbare energie, de impact van de overige elektronica moet nu nog geschat worden.

Onderzoek heeft aangetoond dat de vermogensdissipatie van een actieve ‘central processing unit’ vergelijkbaar is met dat van een radio/transceiver [18][43]. Volgens [43] verbruikt de CPU grofweg 28 %– 86 % van het totale vermogen en gemiddeld circa 50 % daarvan. Dat valt te wijten aan het gebruik van general purpose CPUs in sensornetwerken die niet goed zijn in het efficiënt afhandelen van interrupts. Het is duidelijk beter voor het vermogensverbruik van CPUs om ‘event-driven’ te werken. Hiervoor kan een toegespitste architectuur rond een general purpose CPU ontworpen worden (systeemniveau beschrijving), zoals bijvoorbeeld in [18] gedaan is. Daardoor was een energieverbruik te bereiken dat een factor twee lager lag dan dat van de toentertijd ‘nieuwe’ ultra low-power microcontroller TI MSP430PF149, dat onder vergelijkbare omstandigheden ongeveer 133 – 192  $\mu$  W is [18].

Tegenwoordig zijn er microcontroller-configuraties verkrijgbaar die op de configuratie van [18] lijken, waarbij het mogelijk is om gebruik te maken van ‘core independent peripherals’ en ‘event systems’ om de vermogensdissipatie te beperken, zoals bijvoorbeeld [44] (actief: tussen 1 en 20 MHz en 5V ca. 7.5 mA, ca. 37.5 mW; tussen 0.1 en 1 MHz en 5V ca. 0.5 mA, ca. 2.5 mW, 1.8 V ca. 0.15 mA, ca. 0.3 mW).

Voor de analoge elektronica kan een zelfde orde grootte van de vermogensdissipatie aangehouden worden. [45]

### 1.10.1 Microcontrollersselectie

Vaak zal er voor gekozen worden om codering en communicatie via een microcontroller te laten verlopen. Op systeem-/blokschemaaniveau kan al met de volgende punten rekening gehouden worden [8]:

- Breng de benodigde activiteiten van de microcontroller in kaart. Kies de microcontroller die deze activiteiten aankan, maar pas geen (of zo min mogelijk) overdimensionering toe. Een microcontroller die meer activiteiten kan uitvoeren, heeft o.h.a. een hogere vermogensdissipatie. M.a.w. hoe ‘beter’ de microcontroller, hoe hoger de vermogensdissipatie.

- Microcontrollers kunnen vaak in verschillende modi geplaatst worden, die directe impact op de vermogensdissipatie hebben: ‘active, idle en sleep’. De transitietijden die optreden bij het overschakelen van de ene modus naar de andere, hebben ook weer effect op de vermogensdissipatie: hoe sneller bijvoorbeeld van sleep naar active, en terug, gegaan kan worden, hoe vaker de slaapmodus gebruikt kan worden en hoe minder vermogen er gedissipeerd wordt. De vermogensdissipatie in elke modus, de transitietijd, vermogensverbruik tijdens de transitie en de tijd die er in elke modus wordt doorgebracht, hebben allen een significante invloed op de vermogensdissipatie van de microcontroller.
- Voedingsspanningseisen. De voedingsspanning van de microcontroller is direct gerelateerd aan de vermogensdissipatie ( $\equiv U^2$ ). Hoe hoger de voedingsspanning, hoe hoger de vermogensdissipatie. Selecteer dus een microcontroller met zo laag mogelijke voedingsspanning (tegenwoordig vaak 2.7-3.3 V).
- (Klok)Snelheid: de vermogensdissipatie van de microcontroller is lineair afhankelijk van de frequentie. Een twee keer (tien) zo hoge werkfrequentie resulteert dus in een twee (tien) keer zo hoge vermogensdissipatie. De optimale snelheid van de microcontroller wordt bepaald door hoeveel data-analyse/ data-bewerking de microcontroller moet uitvoeren. Voor een sensormodule geldt dus dat de, voor de benodigde eisen rond dataverwerking en -bewerking, minimaal benodigde snelheid gebruikt wordt.
- Geheugen: een microcontroller die zelf voldoende geheugen bevat om het programma op te slaan en alle acties uit te voeren heeft de voorkeur. Externe geheugens vragen extra vermogen (zie sub-§1.10.2).
- Software: de gebruikte software heeft impact op de vermogensdissipatie. Talen als Python hebben meer ‘overhead’ dan talen als C of C++ en zullen dus resulteren in een hogere vermogensdissipatie. Gebruik dus bij voorkeur microcontrollers die in C, C++ of assembler te programmeren zijn.

### 1.10.2 Software

De manier waarop software geschreven heeft invloed op het vermogensverbruik van een central processing unit (CPU). Software heeft directe invloed op een van de grote bijdragers aan de vermogensdissipatie: het geheugensysteem [46]. Hier zijn twee redenen voor aan te wijzen: 1) het geheugensysteem is vaak extern, wat meer energie kost om te benaderen dan de cache en registers in de CPU zelf, 2) geheugen vormt een ‘grote’ capacatieve belasting, wat ‘grote’ stromen voor het laden en ontladen van het geheugen tot gevolg heeft.

Verschillende instructies kunnen verschillend uitpakken op de vermogensdissipatie in de CPU. Volgens het onderzoek beschreven in [47] is dat de kortstlopende code (running time) ook telkens de minste vermogensdissipatie tot gevolg heeft.

Zie voor verdere studie bijvoorbeeld [48][8].

## 1.11 Appendix

De zogenaamd ‘link strength’ (LS) is gedefinieerd als [24]

$$LS = \frac{P_{Tx}}{R_{Tx}} = 10^{P_{Tx}[dBm] - S_{Rx}[dBm]}, \quad (1.31)$$

waarbij  $P_{Tx}$  het zendvermogen en  $S_{Rx}$  de ontvangergevoeligheid is; beide in dBm.

Het energie rendement (of energie-efficiëntie) wordt gegeven door [49]

$$\eta_E = \frac{P_{Tx}}{S_{Rx}} \cdot \frac{DR}{P_T + P_R}. \quad (1.32)$$

$DR$  is de data rate  $P_T$  en  $P_R$  is de vermogensdissipatie van de zender respectievelijk ontvanger.  $\eta_E$  heeft de eenheid ‘bit/joule’.

[50]



## Hoofdstuk 2

### Blokschema- en stroomdiagramniveau

Hoewel de XMega een implementatie is, kan op het stroomdiagramniveau al het een en ander gedaan worden om de chip low-power te krijgen. De stof in dit hoofdstuk is afkomstig van het werk dat in [51] gepresenteerd is.

*XMega-low-power***4 Lowpower aanpak**

Om te zien op welk onderdeel gefocust wordt voor energieoptimalisatie wordt er gebruikt gemaakt van een keuzematrix. In deze keuzematrix wordt energieverbruik en de optimaliseerbaarheid met elkaar vergeleken. Het onderdeel dat bij de optelling van de verhoudingen het hoogst scoort wordt als onderdeel gekozen om te optimaliseren. Als een onderdeel niet te verbeteren is wordt er naar het onderdeel gekeken dat het hoogst scoort. Voor optimaliseerbaarheid is een score tussen de 0 en 100 gegeven die zelf gekozen is aan de hand van de informatie uit de datasheets. Voor het energieverbruik zijn van de volgende situaties uitgegaan:

- K30: Voeding spanning 5 volt, aldoor draaiend.
- MS5837: Voeding spanning 3.3 volt, sampelt elke seconden met een OSR van 2048.
- Xmega bord : Voeding spanning 5 volt, draait op 2 MHz in actieve modus.

	K30	MS5837	Xmega bord
Energieverbruik [ $\mu W$ ]	200000	16.5	55000
optimaliseerbaarheid [0-100]	0	10	100
Energieverbruik [%]	0.78426	0.00006	0.21567
optimaliseerbaarheid [%]	0	0.09091	0.90909
Percentages optelling [%]	0.78426	0.09097	1.12476

Table 2: Keuze matrix energie optimalisatie

Uit de keuze matrix `KeuzeMatrixEnergie` komt dat het Xmega-bord gefocust wordt op de eerste iteratie van energieoptimalisatie. De verwachting is dat vanwege de tijd er voor 1 iteratie van optimalisatie gegaan wordt. Als er tijd over is kan de keuzematrix opnieuw ingesteld worden met de informatie van na de optimalisatie en gekozen worden op welk onderdeel er dan gefocust wordt. Dit proces kan doorgaan tot de onderdelen niet meer te verbeteren zijn of als er geen tijd meer is.

**4.1 Optimalisatie Xmega bord**

Op het Xmega-bord is het onderdeel dat voornamelijk te optimaliseren is de ATxmega256A3U microcontroller. Atmel(nu Microchip) heeft verschillende manieren gegeven om dit te doen in hun AVR1010 over energie optimalisatie[5]. Enkele van deze methodes zijn:

- Slaapmodus
- Lage klokfrequentie
- Niet gebruikte microcontroller onderdelen zonder kloksignaal (Power Reduction Registers)
- Pinnen definiëren (pull-up/pull-down)
- EEPROM FLASH Power Reduction Modes

Deze methodes worden in dit verslag kort besproken; wat het effect zou moeten zijn en hoe het uitgevoerd kan worden. Vervolgens wordt er per methode gemeten wat het effect ervan was op het energieverbruik van het Xmega-bord. Uiteindelijk wordt er voor de microcontroller een algoritme ontworpen die optimaal gebruik probeert te maken van de meest effectieve methodes.



## *XMega-low-power*

### 4.1.1 Slaapmodus

Volgens AVR1010[5] kan de meeste energie bespaard worden door de microcontroller in een zo diep mogelijke slaapmodus te zetten, voor zo lang mogelijk. De Xmegaserie heeft 5 verschillende slaapmodussen die gebruikt kunnen worden te zien in figuur 2. Hierbij is de diepste slaapmodus de modus die het minst aantal onderdelen aan heeft staan.

	Active clock domain			Oscillators		Wake-up sources			
	CPU clock	Peripheral clock	RTC clock	System clock source	RTC clock source	Asynchronous Port Interrupts	TWI Address match interrupts	Real Time Clock Interrupts	All interrupts
<b>Sleep modes</b>									
Idle		X	X	X	X	X	X	X	X
Power-down						X	X		
Power-save			X		X	X	X	X	
Standby				X		X	X		
Extended Standby			X	X	X	X	X	X	

Figure 2: Mogelijke slaapmodus Xmega uit AVR1010[5]

De diepste slaapmodus die gebruikt kan worden voor de module is de power save modus, omdat de module zelf de waarden moet opvragen van de sensoren. De module kan uit de power save modus komen door een interrupt van de real time counter(RTC) die in de Xmega zit. Het energieverbruik volgens de datasheet van de ATxmega256A3U in power save modus is te zien in figuur 3. Voor de RTC is het mogelijk om de interne ultra lowpower oscillator te gebruiken als referentie klok[6]. Dit bespaart wat energie, maar heeft als nadeel dat het maar 30% accuraat is. Bij de AVR1010 en de AVR1314[6] zit een voorbeeldcode om gebruikt te kunnen maken van de slaapmodus en RTC.

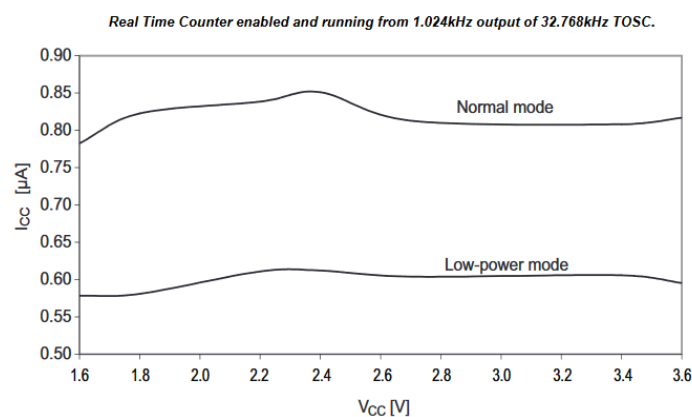


Figure 3: Stroomgebruik in power save modus uit datasheet ATxmega256A3U[7]

## XMega-low-power

### 4.1.2 Lage klokfrequentie

Volgens AVR1010[5] is het stroomgebruik van de ATxmega256A3U voornamelijk afhankelijk van het klokfrequentie van het systeem. Dit is ook te zien in figuur 4. Er wordt aangeraden om als de microcontroller voor een bepaalde tijd aan moet staan een zo laag mogelijke klokfrequentie te gebruiken, behalve als er door een hogere klokfrequentie de microcontroller sneller in slaapmodus kan komen. Voor Xmega zijn drie klokfrequenties relatief simpel instellen 32 kHz, 2 MHz en 32 MHz met voorbeeldcode bij AVR1003[8]. Hoelang de sensormodule aan moet staan is voornamelijk afhankelijk van de tijd die het kost om met de sensoren te communiceren. De klokfrequentie die gekozen is om te gebruiken is 2 MHz. Deze klokfrequentie is de laagste van de drie opties zijn die nog wel TWI(Atmels versie van I2C) kunnen laten draaien met een baudrate van 100 kHz, dit is nodig om met de MS5837-02BA te kunnen communiceren[2].

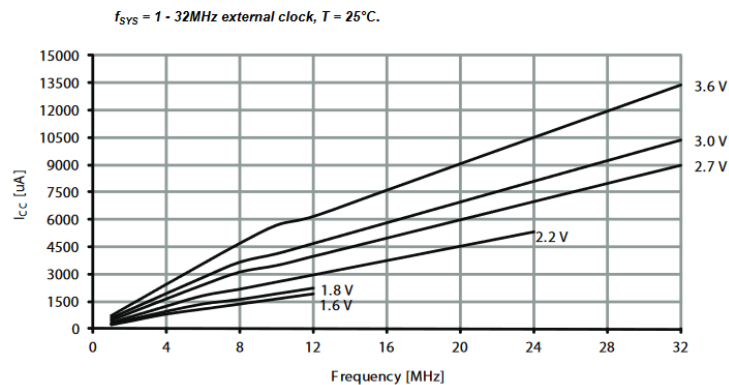


Figure 4: Stroomgebruik tegen frequentie uit datasheet ATxmega256A3U[7]

### 4.1.3 Power Reduction Registers

De Xmega geeft de mogelijkheid om energieverbruik nog verder te verminderen door de klok van niet gebruikte onderdelen los te koppelen. Dit kan gedaan worden met de Power Reduction Registers. Wat er allemaal losgekoppeld kan worden van de klok is te vinden in de AU-handleiding van de Xmega[9]. Bij AVR1010[5] voorbeeldcodes zitten lowpower macro's die de klok van alle onderdelen kunnen loskoppelen. Deze macro's ondersteunen in eerste instantie de ATxmega256A3U niet, maar door aan het bestand bij de controller voor de A3 series ook de ATxmega256A3U toe te voegen zijn ze wel te gebruiken. Deze macro's zetten alle bits in de Power Reduction Registers op Waar. Na het uitvoeren van de lowpower macro's moeten de bits voor de onderdelen die gebruikt moeten worden op Onwaar gezet worden.

### 4.1.4 Pinnen definiëren

Bij de Xmega kan bij ongedefinieerde pinnen lekstromen ontstaan door intern geschakel[5]. Om dit te beperken kan op de ongebruikte pinnen pull-up of pull-down gebruikt worden, zodat de pin gedefinieerd is. Bij de lowpower macro's van AVR1010[5] wordt dit gedaan met pull-ups. Voor de sensormodule is dit niet handig, omdat op het Xmega-bord van de HvA een RGB led aangesloten is wat met pull-ups zorgt dat ze aan gaan. Om deze reden zijn bij de sensor module de pull-ups veranderd naar pull-downs.

## *XMega-low-power*

### 4.1.5 EEPROM FLASH Power Reduction Modes

Met de Xmega is het mogelijk om de EEPROM en FLASH in power reduction modus te zetten[5]. Hiermee wordt de EEPROM en niet gebruikte onderdelen van de FLASH uitgezet. Als er later geheugen aangeroepen wordt van onderdelen die uitstaan dan worden ze weer aangezet, het programma moet dan hier op wachten. Bij de voorbeeldcodes van AVR1010[5] is code te vinden om dit uit te voeren.

### 4.1.6 Effect methodes

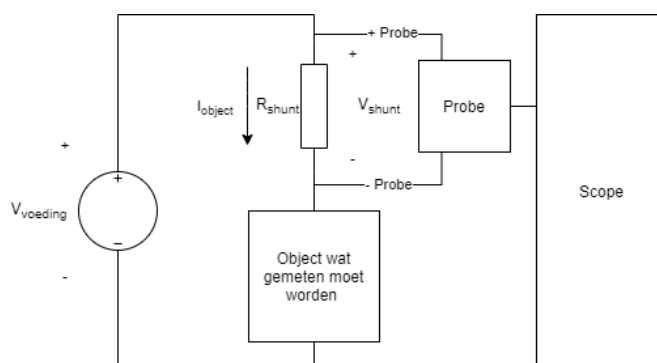


Figure 5: Testopstelling met shunt weerstand voor energie meting

Om het effect van de methode te meten is het stroomverbruik van het HvA Xmega-bord gemeten met een shunt weerstand en een scope (deze opstelling is te zien in figuur 5). Voor de meting is een shunt-weerstand van 10 ohm gebruikt en word op de microcontroller alleen één van de methodes uitgevoerd. Hierbij is de voeding 5 volt en draait de microcontroller op de standaard frequentie van 2 MHz. Voor de eerste vergelijking zijn de volgende methodes gemeten:

- Microcontroller doet niets
- In power save modus
- Lowpower macro's aan
- Pull-down op alle pinnen(pinnen definiëren)
- EEPROM FLASH in Power Reduction modus

In figuur 6 is het effect van de methodes op het stroomverbruik van het HvA Xmega-bord te zien. In het figuur is te zien dat power save modus het meeste effect heeft op het stroomverbruik, wat klopt met de informatie uit AVR1010[5]. Hierna komt alle pinnen definiëren, wat meer effect heeft op het stroomgebruik dan verwacht wordt met de informatie uit AVR1010. Lowpower macro's en EEPROM FLASH in Power Reduction modus heeft vrij weinig effect vergeleken met de andere methodes.

Voor de sensormodule is NRF niet meegenomen, omdat er nu niet wordt gekeken naar het netwerk. Wel is er gemeten hoeveel stroom de sensor module trekt als de NRF-module

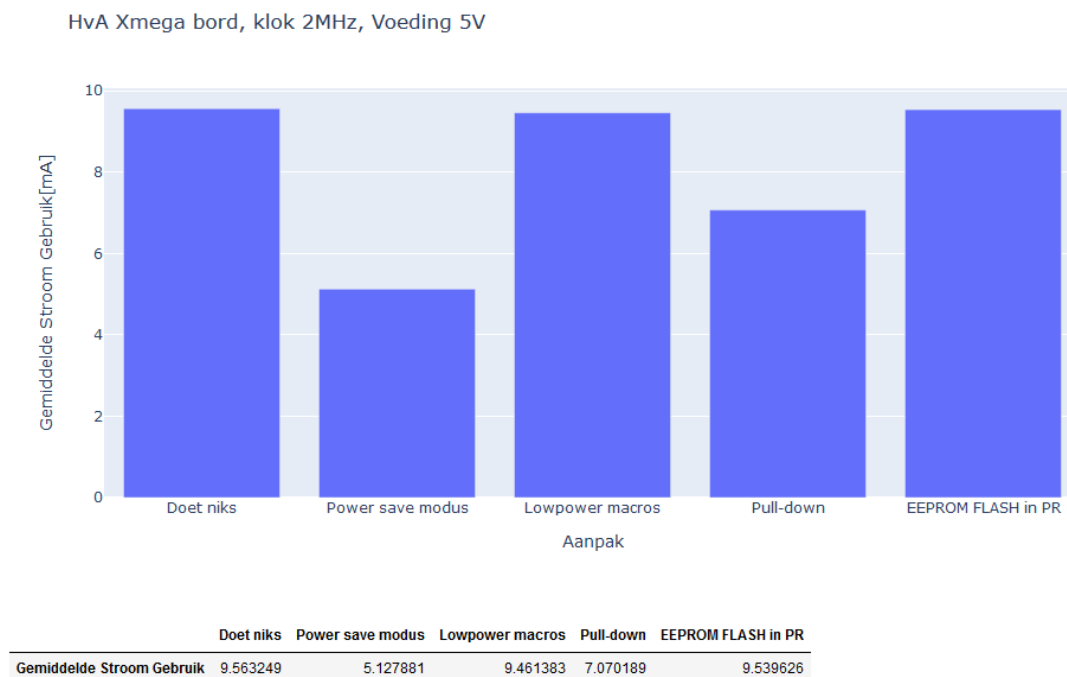
***XMega-low-power***

Figure 6: Effect van de methodes op het energieverbruik van de HvA Xmega-bord

aangezet wordt en de microcontroller niets doet. Dit is gemiddeld 20.5 mA, wat meer dan het dubbele van het stroomverbruik van het HvA Xmega-bord met de NRF-module uit. Daarom wordt er aangeraden om bij implementatie van de sensormodule in het netwerk de NRF zo veel mogelijk op Power-down of stand-by te hebben staan, want dan trekt de NRF-module volgens de datasheet[10] maximaal  $320 \mu A$ . Ook kan het handig zijn om te weten dat deze module minder stroom trekt bij het versturen dan bij het ontvangen.

**4.1.7 Algoritme microcontroller**

Voor het algoritme worden bijna alle methodes die hierboven zijn besproken uitgevoerd. Wel wordt er op gefocust om de ATxmega256A3U het grootste deel van de tijd in power save modus te hebben. Voor het algoritme wordt er niets met NRF gedaan, dus de module hiervoor staat uit. In figuur 7 is de flowchart voor het opstarten van de sensormodule te zien. Eerst worden alle Power Reductie Registers op Waar gezet en de pinnen gedefinieerd. Hierna worden de RTC en de interrupt aangezet om elke twee seconden waker te worden. Er is voor elke twee seconden is gekozen omdat de k30 CO<sub>2</sub>-sensor elke twee seconden een nieuwe waarde heeft. Om meer energie te besparen is het mogelijk deze tijd langer te maken. Hierna wordt de slaapmanager geïnitieerd die er voor zorgt dat de microcontroller in power save modus gaat. Daarna wordt UART geïnitieerd om te communiceren met de computer en de k30 CO<sub>2</sub>-sensor. UART is boven TWI gekozen voor de k30 CO<sub>2</sub>-sensor omdat dan direct de FLASH van de sensor uitgelezen kan worden. Als TWI gebruikt zou worden dan moet er een commando gegeven worden om de gemeten waarde in het geheugen te zetten, daarna 10 millisecondes te wachten

### *XMega-low-power*

en het dan uit te lezen. Om deze reden zou de microcontroller langer uit power save modus zijn en kwam het voor dat de TWI bleef hangen omdat de sensor geen reactie gaf. De TWI wordt geïnitieerd voor de MS5837-02BA en worden de kalibratiewaardes opgehaald voor het berekenen van de druk. De variabelen die gebruikt gaan worden worden aangemaakt voordat de EEPROM en FLASH in power reduction modus gaan, zodat het programma later niet wacht om geheugen wakker te maken. Uiteindelijk gaat sensor module in power save modus en word er gewacht op de interrupt, omdat de k30 CO2 sensor opstarttijd nodig heeft.

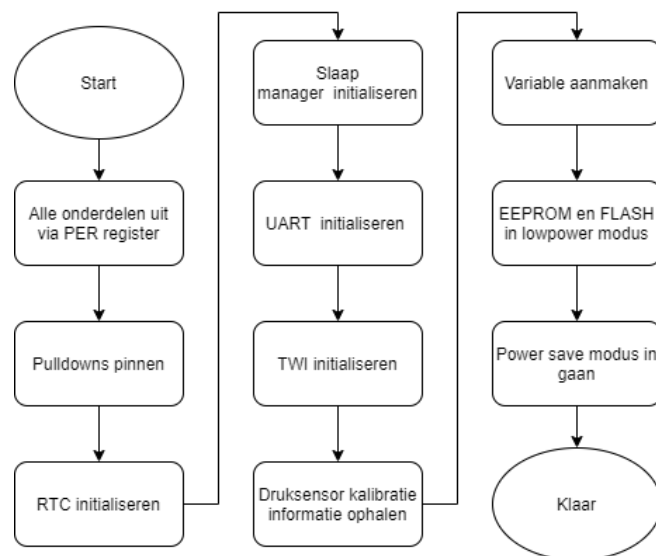


Figure 7: Flowchart opstart modulen

In figuur 8 is de hoofdloop van de sensormodule te zien. Bij deze lus wordt na de interrupt van de RTC de CO2-sensor uitgelezen. Als de CO2-waarde die gelezen niet kloppend is (gecontroleerd met de meegegeven controlesom), dan gaat de module weer in power save modus om niet teveel energie te proberen te verspillen met het her-opvragen. Als de waarde wel klopt dan wordt de druksensor uitgelezen en met de berekende druk en een correctiefactor de CO2-waarde gecompenseerd. Hierna word gecompenseerde CO2-waarde naar de computer gestuurd en gaat de sensormodule weer in power save modus.

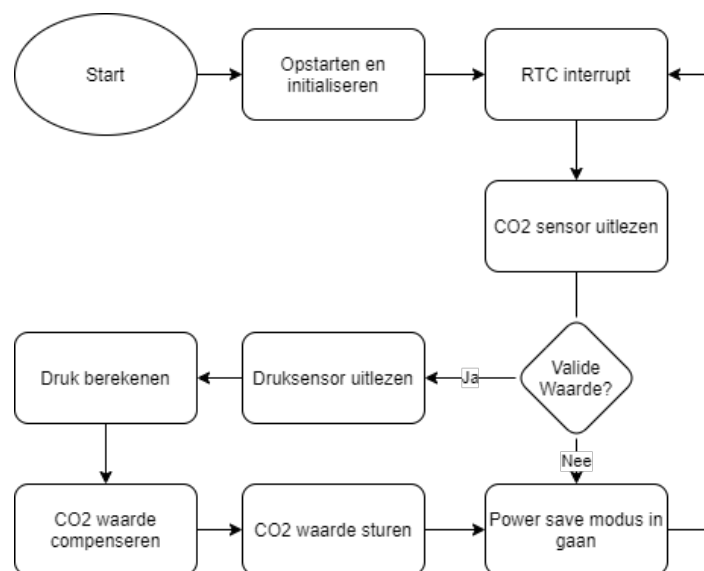
*XMega-low-power*

Figure 8: Flowchart hoofdprogramma module

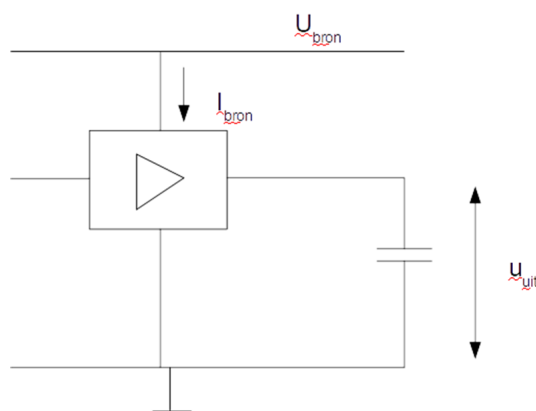
## Hoofdstuk 3

### Low-power fundamentele beperkingen

De informatieverwerkende capaciteit van ieder elektronisch systeem wordt beperkt door signaal, bandbreedte en ruis. In dit hoofdstuk zal verklaard worden hoe deze fundamentele beperkingen uitwerken op het opgenomen vermogen van schakelingen. Tevens zal een methode voor het ontwerpen van low-power elektronica gepresenteerd worden.

#### 3.1 Low-power beperkingen van analoge elektronica

Figuur 3.1 toont een model waarmee het minimaal opgenomen signaalvermogen bepaald kan worden. Voor alsnog gaan we er vanuit dat het signaalverwerkingsblok geen vermogen opneemt



Figuur 3.1: Model om het minimaal opgenomen signaalvermogen te bepalen.

en dat de bandbreedte bepaald wordt door slechts één pool en één capaciteit per pool. Wanneer een signaal geleverd wordt aan de belasting geldt in dat geval  $P_{uit} = U_{bron} i_{bron} \equiv U_{bron} i_{uit}$ . Voor  $i_{uit}$  geldt

$$i_{uit} = \frac{\Delta Q}{\Delta t} \equiv \Delta Q f = u_{uit,pp} C f, \quad (3.1)$$

waarbij  $u_{uit,pp}$  de piek-piek spanning over de uitgangsbelaasting is,  $C$  de belastingscapaciteit en  $f$  de frequentie van het uitgangssignaal.

Als er uitgegaan wordt van een sinusvormig signaal dan geldt  $u_{\text{uit}} = \hat{u} \cos \omega t = \frac{1}{2} u_{\text{uit,pp}} \cos \omega t$ . De bijbehorende effectieve waarde volgt uit  $u_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u(t)^2 dt} = \sqrt{\overline{u(t)^2}}$ , dus

$$\begin{aligned} u_{\text{eff}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \hat{u}^2 \cos^2(\omega t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \hat{u}^2 \frac{1}{2} (1 + \cos(2\omega t)) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left( \frac{\hat{u}^2}{2} t \Big|_0^T + \frac{\hat{u}^2}{2\omega} \sin(2\omega t) \Big|_0^T \right)} \\ &= \sqrt{\frac{1}{T} \frac{\hat{u}^2}{2} (T - 0) + \frac{\hat{u}^2}{2\omega T} (\sin(2\omega T) - \sin(0))} = \sqrt{\frac{1}{T} \frac{\hat{u}^2}{2} (T - 0) + \frac{\hat{u}^2}{4\pi} (\sin(4\pi) - \sin(0))} \\ &= \sqrt{\frac{1}{T} \frac{\hat{u}^2}{2} (T - 0) - \frac{\hat{u}^2}{4\pi} (0 - 0)} = \sqrt{\frac{\hat{u}^2}{2}} = \sqrt{\frac{(\frac{1}{2} u_{\text{uit,pp}})^2}{2}} \\ &= \sqrt{\frac{1}{8}} u_{\text{uit,pp}} = \frac{1}{2\sqrt{2}} u_{\text{uit,pp}} = \frac{1}{4} \sqrt{2} u_{\text{uit,pp}}. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Een maat voor het vermogen in deze spanning is dus  $\overline{(u_{\text{eff}})^2} = \frac{1}{8} \overline{(u_{\text{uit,pp}})^2}$ .

Voor de effectieve waarde van de uitgangsstroom geldt nu dus  $i_{\text{uit,eff}} = \frac{1}{4} \sqrt{2} u_{\text{uit,pp}} C f$  en  $\overline{(i_{\text{uit,eff}})^2} = \frac{1}{8} \overline{(u_{\text{uit,pp}})^2} C^2 f^2$ , waarmee voor het uitgangsvermogen  $P_{\text{uit}} = U_{\text{bron}} i_{\text{uit,eff}}$  volgt:

$$P_{\text{uit}} = U_{\text{bron}} i_{\text{uit,eff}} = U_{\text{bron}} \frac{1}{8} \frac{\overline{(u_{\text{uit,pp}})^2}}{u_{\text{uit,pp}}} C f \equiv \frac{U_{\text{bron}}}{u_{\text{uit,pp}}} C f \frac{\overline{(u_{\text{uit,pp}})^2}}{8} \quad (3.3)$$

Hieruit volgt dat het  $P_{\text{uit}}$  dat geleverd kan worden maximaal is, wanneer  $u_{\text{uit,pp}} = U_{\text{bron}}$ .

$$\begin{aligned} P_{\text{uit}} &= \frac{U_{\text{bron}}}{u_{\text{uit,pp}}} C f \frac{\overline{(u_{\text{uit,pp}})^2}}{8} \\ P_{\text{uit,max}} &= C f \frac{\overline{(u_{\text{uit,pp}})^2}}{8} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Het signaal ( $S$ ) onderscheidt zich van  $P_{\text{uit}}$  doordat deze niet afhankelijk is van  $C$  of  $f$ :

$$S = \frac{\overline{(u_{\text{uit,pp}})^2}}{8}, \quad (3.5)$$

wanneer  $P_{\text{uit}} = P_{\text{uit,max}}$ .

Naast het signaalvermogen hebben we nog de fundamentele beperking ruis. In het geval van slechts één pool kan de gegenereerde spanningsruis aan de uitgang van figuur 3.1 bepaald worden door

$$N = \overline{u_n^2} = 4kTR \int_0^\infty \frac{1}{1 + (2\pi fRC)^2} df = \frac{kT}{C} \quad (3.6)$$

en is dus onafhankelijk van  $R$ . Hierbij is  $k$  de constante van Boltzmann,  $T$  de temperatuur in Kelvin.

De signaal-ruisverhouding is nu eenvoudig te bepalen uit de ratio van  $S$  en  $N$ .

$$SNR = \frac{\frac{\overline{(u_{\text{uit,pp}})^2}}{8}}{\frac{kT}{C}} = \frac{(u_{\text{uit,pp}})^2 C}{8kT}. \quad (3.7)$$

Voor  $(u_{\text{uit,pp}})^2$  kan nu ook

$$(u_{\text{uit,pp}})^2 = 8 \frac{kT}{C} SNR \quad (3.8)$$



geschreven worden.

Het absoluut minimale vermogen dat nodig is om de effectieve waarde van  $u_{\text{uit}}$  te kunnen leveren is

$$P_{\text{uit}} = \frac{U_{\text{bron}}}{u_{\text{uit,pp}}} (u_{\text{uit,pp}})^2 C f, \quad (3.9)$$

waarmee we uitkomen op

$$P_{\text{uit}} = \frac{U_{\text{bron}}}{u_{\text{uit,pp}}} 8kTf \cdot SNR. \quad (3.10)$$

Het opgenomen vermogen uit de bron is gelijk aan het uitgangsvermogen wanneer er geen verliezen in de elektronica optreden, dus

$$P_{\text{bron}} = \frac{U_{\text{bron}}}{u_{\text{uit,pp}}} 8kTf \cdot SNR. \quad (3.11)$$

Het opgenomen vermogen is dus minimaal wanneer  $u_{\text{uit,pp}} = U_{\text{bron}}$  en  $P_{\text{bron}}$  neemt niet noodzakelijkerwijs af met dalende voedingsspanning. **Daarnaast is het vermogen lineair afhankelijk van de signaalfrequentie,  $f$ , en de gewenste  $SNR$ .**

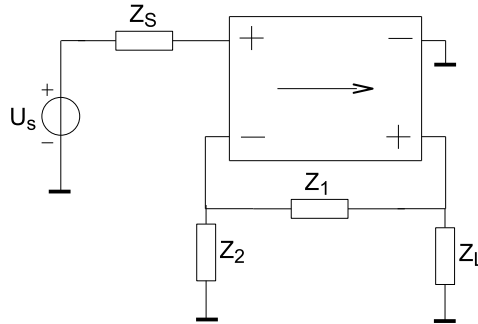
De minimale energie per pool en signaalperiode kan dus uitgedrukt worden als [52][53]

$$E_{op} = P_{\text{bron}}/f = 8kT \cdot SNR [J]. \quad (3.12)$$

Zoals uit formule (3.12) blijkt, kost  $SNR$  energie. Hoe hoger de gewenste  $SNR$ , hoe meer energie het kost. Stel dat een  $SNR$  van (slechts) 40 dB gewenst is. Dat kost dus minimaal  $E_{op} = 0.33$  fJ. Met een  $SNR$  van 60 dB stijgt  $E_{op}$  = naar 33.1 fJ. Een tien dB hogere  $SNR$  kost dus minimaal tien keer meer energie.

Merk op dat dit het theoretisch minimale vermogen of minimale energie oplevert, puur en alleen rekening gehouden met het signaalvermogen en de ruis. Echte implementaties van analoge signaalbewerkingsfunctie kunnen een veelvoud dissiperen.

### 3.1.1 Afschatting $P_{tot}$ van een spanningsversterker



Figuur 3.2: Model om het minimaal opgenomen signaalvermogen van spanningsversterker te bepalen.

Figuur 3.2 toont een spanningsversterker die gebruikt wordt om af te schatten hoeveel vermogen ( $P_l$ ) aan de belasting geleerd moet worden om een zekere  $SNR$  te bewerkstelligen.

Wanneer de nullor zelf geen vermogen dissipeert volgt:

$$P_l \sim U_B i_o = U_B \frac{u_{o_{\max, \text{eff}}}}{Z_l} = \frac{U_B}{u_{o_{\max, \text{eff}}}} \frac{u_{o_{\max, \text{eff}}}^2}{Z_l // Z_{tk}}, \quad (3.13)$$

waarbij  $Z_{tk}$  de parallelschakeling van de tegenkoppelimpedanties is,  $U_B$  de voedingsspanning en  $i_o$  de stroom die de nullor (vanuit de voeding) moet leveren.

Het signaalvermogen  $S$  aan de uitgang van de versterker is  $u_{o_{\max, \text{eff}}}^2$  in geval van sinusvormige signalen. Voor de SNR volgt nu eenvoudigweg

$$SNR = \frac{u_{o_{\max, \text{eff}}}^2}{u_{n, eq}^2 \mu^2},$$

waarbij de ruis aan de uitgang bepaald is door de equivalente ingangsisruis-energie te vermenigvuldigen met de versterking  $\mu^2$ . Invullen in formule (3.13) geeft

$$P_l \sim \left( \frac{U_B}{u_{o_{\max, \text{eff}}}} \right) \frac{\overline{u_{n, eq}^2} \mu^2 SNR}{Z_l // Z_{tk}}, \quad (3.14)$$

waarbij  $P_l$  weer geoptimaliseerd wordt als

$$U_B = u_{o_{\max, \text{eff}}}.$$

Het ruisvermogen binnen de bandbreedte van de spanningsversterker volgt uit

$$\overline{u_{n, eq}^2} = \int_{f_l}^{f_h} S_{u_{n, eq}} df.$$

Als we voor de eenvoud er nu vanuit gaan dat binnen de bandbreedte de impedanties te benaderen zijn met hun weerstand, dan geldt

$$S_{u_{n, eq}} = S_{i_n} \left| R_s + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right|^2 + S_{u_n} + 4kT R_s + 4kT \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.15)$$

Onder aanname van verwaarloosbare 1/f-ruis wordt

$$\overline{u_{n, eq}^2} = B \left[ S_{i_n} \left| R_s + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right|^2 + S_{u_n} + 4kT \left( R_s + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) \right] \quad (3.16)$$

gevonden. Met

$$\mu = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \Rightarrow R_1 = (\mu - 1) R_2, \quad (3.17)$$

volgt

$$\overline{u_{n, eq}^2} = B \left[ S_{i_n} \left| R_s + \left( \frac{\mu - 1}{\mu} \right) R_2 \right|^2 + S_{u_n} + 4kT \left( R_s + \left( \frac{\mu - 1}{\mu} \right) R_2 \right) \right], \quad (3.18)$$

waarna met

$$R_L = x R_2 \quad (3.19)$$

en

$$R_L // R_{tk} = \left( \frac{\mu - 1}{\mu + x} \right) x R_2, \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned}
\frac{\overline{u_{n,eq}^2}}{RL/R_{tk}} &= \frac{B \left[ S_{i_n} \left| R_s + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right) R_2 \right|^2 + S_{u_n} + 4kT \left( R_s + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right) R_2 \right) \right]}{\left( \frac{\mu-1}{\mu+x} \right) x R_2} \\
&= \frac{(\mu+x)B \left[ S_{i_n} \left| R_s + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right) R_2 \right|^2 + S_{u_n} + 4kT \left( R_s + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right) R_2 \right) \right]}{(\mu-1)x R_2} \\
&= \frac{(\mu+x)B}{(\mu-1)x} \cdot \frac{\left[ S_{i_n} \left| R_s + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right) R_2 \right|^2 + S_{u_n} + 4kT \left( R_s + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right) R_2 \right) \right]}{R_2} \\
&\equiv \frac{(\mu+x)B}{(\mu-1)x} \cdot \left[ S_{i_n} \frac{1}{R_2} \left( R_s^2 + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right)^2 R_2^2 \right) + S_{u_n} \frac{1}{R_2} + 4kT \left( \frac{R_s}{R_2} + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right) \right) \right] \quad (3.21)
\end{aligned}$$

gevonden wordt.

$$\begin{aligned}
P_l &\equiv \left( \frac{U_B}{u_{o\max,eff}} \right) \frac{\overline{u_{n,eq}^2}}{Z_l/Z_{tk}} \mu^2 SNR \\
&= \left( \frac{U_B}{u_{o\max,eff}} \right) \frac{(\mu+x)B}{(\mu-1)x} \left[ \frac{S_{i_n}}{R_2} \left( R_s^2 + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right)^2 R_2^2 \right) + \frac{S_{u_n}}{R_2} + 4kT \left( \frac{R_s}{R_2} + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right) \right) \right] \mu^2 SNR \\
&= \left( \frac{U_B}{u_{o\max,eff}} \right) \frac{(\mu+x)B}{(\mu-1)x R_2} \left[ S_{i_n} \left( R_s^2 + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right)^2 R_2^2 \right) + S_{u_n} + 4kT \left( R_s + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right) R_2 \right) \right] \mu^2 SNR \\
&= \left( \frac{U_B}{u_{o\max,eff}} \right) \frac{(\mu + \frac{R_L}{R_2})B}{(\mu-1)R_L} \left[ S_{i_n} \left( R_s^2 + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right)^2 R_2^2 \right) + S_{u_n} + 4kT \left( R_s + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right) R_2 \right) \right] \mu^2 SNR \\
&= \left( \frac{U_B}{u_{s\max,eff}} \mu \right) \frac{\mu^2 SNR (\mu + \frac{R_L}{R_2})B}{(\mu-1)R_L} \left[ S_{i_n} \left( R_s^2 + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right)^2 R_2^2 \right) + S_{u_n} + 4kT \left( R_s + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right) R_2 \right) \right] \\
&= \left( \frac{U_B}{u_{s\max,eff}} \right) \frac{\mu SNR (\mu + \frac{R_L}{R_2})B}{(\mu-1)R_L} \left[ S_{i_n} \left( R_s^2 + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right)^2 R_2^2 \right) + S_{u_n} + 4kT \left( R_s + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right) R_2 \right) \right] \quad (3.22)
\end{aligned}$$

Uit formule (3.22) blijkt ook weer dat 10 dB verhoging van de SNR weer tien keer meer vermogen kost. Daarnaast kost bandbreedte in combinatie met de ruis ook vermogen. Een lage waarde van  $R_2$  is goed voor wat de ruis betreft, maar slecht voor het vermogensverbruik. De spanningsversterking  $\mu$  zit bij benadering kwadratisch in de formule. Een factor 10 meer versterking kost een factor 100 meer vermogen. Daarnaast moet voor een lager vermogen de weerstand  $R_2$  groter zijn dan de belastingsweerstand  $R_L$ . Dat zal echter niet altijd mogelijk zijn. In sommige gevallen kan een volgende signaalbewerkingstrap de belasting vormen, wat betekent dat  $R_L \rightarrow \infty$ . In dat geval volgt:

$$P_l \approx \left( \frac{U_B}{u_{s\max,eff}} \right) \frac{\mu SNR B}{(\mu-1)} \left[ S_{i_n} \left( R_s^2 + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right)^2 R_2^2 \right) + S_{u_n} + 4kT \left( R_s + \left( \frac{\mu-1}{\mu} \right) R_2 \right) \right] \quad (3.23)$$

Wat verder opvalt is dat de bronweerstand  $R_s$  invloed uitoefent op  $P_l$ . Bij een lagere waarde van  $R_s$  zal het minder vermogen kosten om een zekere SNR te halen dan bij een hogere

waarde. Het valt dus te verwachten dat een kwalitatief goede versterker voor pH-metingen ( $R_s$ : 10 M $\Omega$ –1 G $\Omega$  [54]) meer vermogen dissipeert, onder verder gelijke omstandigheden, dan een spanningsversterker voor sensoren met een lage bronweerstand zoals elektrodynamische microfoons.

Wanneer  $\mu \cdot u_{in,pp} = U_B$ , dan is  $P_l$  m.b.t. signaalvermogen maximaal.

Naast het benodigde vermogen om een  $SNR$  te bereiken neemt de operationele versterker of andere nullorimplementatie ook statisch vermogen op om alle interne transistoren correct in te stellen. Hoe de transistoren in te stellen valt buiten het onderwerp van deze tekst. De geïnteresseerde lezer wordt daarvoor doorverwezen naar [55][56]. Hier wordt er verder vanuit gegaan dat de nullor geïmplementeerd is met behulp van operationele versterkers.

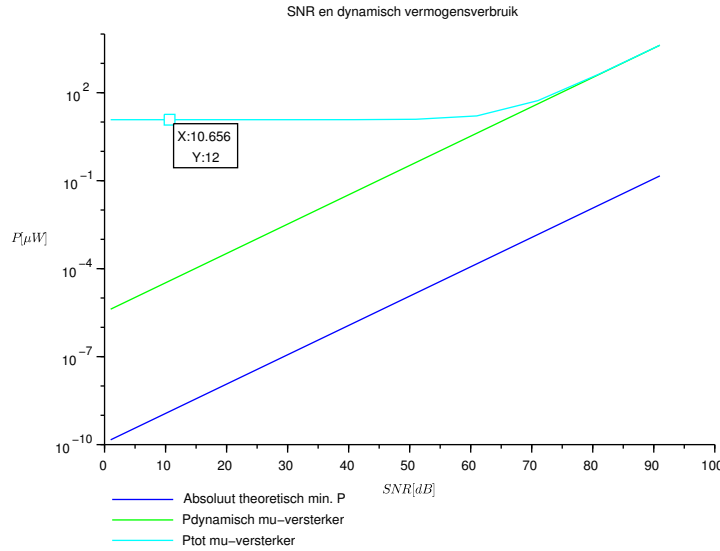
Als toepasser van operationele versterkers kan je over het algemeen geen invloed uitoefenen op de instelstroom ( $I_Q$ ) van de operationele versterkers. De keus voor een bepaalde  $I_Q$  (in combinatie met de overige eisen die aan de versterker gesteld wordt) hangt derhalve af van het vermogen dat gedissipeerd mag worden.

Formule (3.24) geeft de formule voor het totale (geschatte) vermogen dat door de versterker gedissipeerd gaat worden.

$$P_{tot} \sim P_l + U_B \cdot I_Q = P_{\text{dynamisch}} + P_{\text{statisch}} \quad (3.24)$$

Het is voordelig om  $P_{\text{statisch}}$  zo laag mogelijk te houden t.o.v.  $P_{\text{dynamisch}}$ .  $P_{\text{statisch}}$  draagt immers niet direct bij aan het signaalvermogen.

Wanneer we als voorbeeld uitgaan van een ‘low-power’ opamp (TLV 904X) met  $I_Q = 10 \mu\text{A}$ ,  $U_B = 1,2 \text{ V}$ , dan kunnen we een  $P_{tot}$  als functie van de  $SNR$  verwachten, zoals in fig. 3.3 getoond wordt. Tot een  $SNR$  van ca. 61 dB domineert het statisch opgenomen vermogen van de

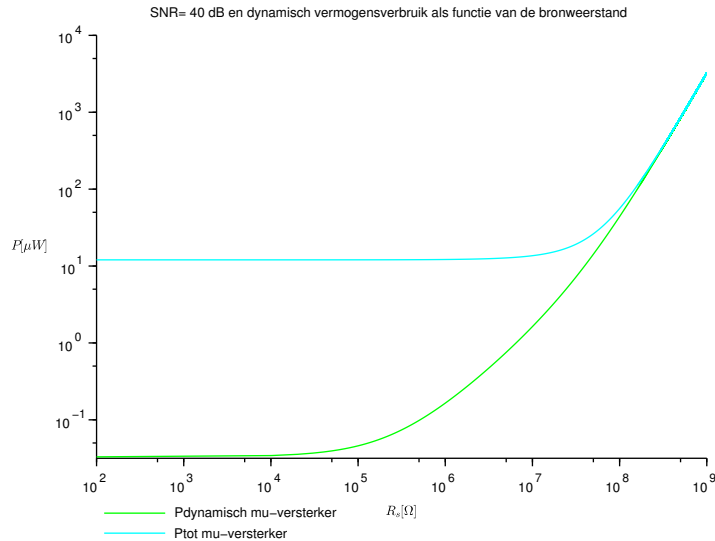


Figuur 3.3: Het opgenomen vermogen van een spanningsversterker met  $\mu = 100$ ,  $B=3.5 \text{ kHz}$ ,  $R_2 = 1000 \Omega$ ,  $R_s = 100 \Omega$  en  $R_l = 1 \cdot 10^6 \Omega$ .

opamp (12  $\mu\text{W}$ ). Pas bij  $SNR > 61 \text{ dB}$  begint het dynamisch vermogen te domineren. Natuurlijk zijn de gegeven formules en de grafiek in fig. 3.3 theoretische benaderingen: er zal uitgerekend moeten worden wat überhaupt de maximaal haalbare  $SNR$  rond deze low-power opamp is.

Het totale vermogen van de versterker is redelijk low-power:  $12 \mu\text{W}$  tot  $4 \text{ mW}$  bij een  $SNR$  van  $90 \text{ dB}$ . Toch is het vermogen nog orde groottes hoger dan het theoretisch minimaal haalbare (formule (3.11)). Bij een  $SNR$  van  $90 \text{ dB}$  is het opgenomen vermogen van de versterker ca. 27000 keer groter dan het theoretisch minimaal haalbare!

Tenslotte toont fig. 3.4 het theoretisch opgenomen vermogen als een  $SNR = 40 \text{ dB}$  gewenst is bij  $40 \text{ dB}$  versterking en een bronweerstand  $R_s$  die tussen  $100 \Omega$  en  $1 \text{ G}\Omega$  ligt. Zoals



Figuur 3.4: Het opgenomen vermogen van een spanningsversterker met  $\mu = 100$ ,  $B=3.5 \text{ kHz}$ ,  $SNR = 40 \text{ dB}$  en  $R_l = 1 \cdot 10^6 \Omega$ .

te zien valt, neemt het benodigde vermogen toe naarmate de bronweerstand groter wordt. In praktische situaties zal meestal het effect van  $R_s$  op het opgenomen vermogen verwaarloosbaar zijn: tot ca.  $10 \text{ M}\Omega$  heeft de bronweerstand vrijwel geen invloed (bij deze opamp).

### 3.1.2 Afschatting $P_{tot}$ en $E_{op}$ van een transimpedantieversterker

Oefening voor de student.

### 3.1.3 Afschatting $P_{tot}$ en $E_{op}$ van een transadmittantieversterker

Oefening voor de student.

### 3.1.4 Afschatting $P_{tot}$ en $E_{op}$ van een stroomversterker

Oefening voor de student.

### 3.1.5 Voorgestelde ontwerpmethode voor spanningsversterkers

Bepaal  $SNR$  van de sensor door deze uit de datasheet te halen of te meten. Zowel het gewenste signaal(vermogen) ( $V^2$ ) als het spanningsruisvermogen ( $V^2$ ) zijn van belang. Indien we het ruisvermogen van de analoge signaalverwerking relateren aan die van de sensor ( $N_s$ ), bepaal dan de versterking en de minimale  $P_{tot}$ .

De benodigde versterking volgt uit  $U_B = u_{o,max} = \mu u_{s,max} \Rightarrow \mu = U_B/u_{s,max}$ . Uit formule (3.22) volgt dan

$$\begin{aligned}
 P_l &\equiv \left( \frac{U_B}{u_{s,max,eff}} \right) \frac{\mu SNR(\mu + \frac{R_L}{R_2})B}{(\mu - 1) R_L} \left[ S_{in} \left( R_s^2 + \left( \frac{\mu - 1}{\mu} \right)^2 R_2^2 \right) + S_{u_n} + 4kT \left( R_s + \left( \frac{\mu - 1}{\mu} \right) R_2 \right) \right] \\
 &= \frac{\mu^2 SNR(\mu + \frac{R_L}{R_2})B}{(\mu - 1) R_L} \left[ S_{in} \left( R_s^2 + \left( \frac{\mu - 1}{\mu} \right)^2 R_2^2 \right) + S_{u_n} + 4kT \left( R_s + \left( \frac{\mu - 1}{\mu} \right) R_2 \right) \right] \\
 &= \frac{\mu^2 u_{s,max}^2 (\mu + \frac{R_L}{R_2})}{N_s (\mu - 1) R_L} \left[ S_{in} \left( R_s^2 + \left( \frac{\mu - 1}{\mu} \right)^2 R_2^2 \right) + S_{u_n} + 4kT \left( R_s + \left( \frac{\mu - 1}{\mu} \right) R_2 \right) \right] B \\
 &= \frac{\mu^2 u_{s,max}^2 (\mu + \frac{R_L}{R_2})}{(\mu - 1) R_L} \frac{\left[ S_{in} \left( R_s^2 + \left( \frac{\mu - 1}{\mu} \right)^2 R_2^2 \right) + S_{u_n} + 4kT \left( R_s + \left( \frac{\mu - 1}{\mu} \right) R_2 \right) \right] B}{N_s}
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

en

$$\begin{aligned}
 P_{tot} &= U_B I_Q + \frac{\mu^2 u_{s,max}^2 (\mu + \frac{R_L}{R_2})}{R_L (\mu - 1)} \left[ 1 + \frac{\left[ S_{in} \left( R_s^2 + \left( \frac{\mu - 1}{\mu} \right)^2 R_2^2 \right) + S_{u_n} + 4kT \left( R_s + \left( \frac{\mu - 1}{\mu} \right) R_2 \right) \right] B}{N_s} \right], \\
 P_{tot} &= U_B I_Q + \frac{\mu^2 u_{s,max}^2 (\mu + \frac{R_L}{R_2})}{R_L (\mu - 1)} \cdot F = U_B I_Q + \mu^2 u_{s,max}^2 \frac{\mu}{(\mu - 1)} \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1 + R_2} \right) \cdot F,
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

waarbij  $F$  het zogenaamde ruisgetal is, welke aangeeft hoeveel de  $SNR$  van het signaal t.g.v. de toegevoegde ruis van de versterker mag verslechteren<sup>1</sup>.

Met  $\mu = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$  kan  $F$  ook geschreven worden als

$$F = \left[ 1 + \frac{\left[ S_{in} \left( R_s^2 + \left( \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 \right) + S_{u_n} + 4kT \left( \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) \right] B}{4kT R_s B} \right]$$

en

$$P_{tot} = U_B I_Q + \mu^2 u_{s,max}^2 \frac{R_1 + R_2}{R_1} \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1 + R_2} \right) \cdot F, \tag{3.27}$$

Formule (3.25) toont een term die afhankelijk is van  $S_{in}$  en  $S_{u_n}$  van de opamp<sup>2</sup>. Deze zijn gegeven in de datasheet.

Voor zo'n laag mogelijke vermogensdissipatie moet er aan de volgende voorwaarden voldaan worden:

1.  $F$  wordt gewoonlijk in dB gegeven volgens:

$$F = 10 \log \left( \frac{N_s + N_{amp}}{N_s} \right).$$

2. Wanneer het actieve deel geïmplementeerd wordt met transistoren, blijkt dat  $S_{in}$  en  $S_{u_n}$  van de transistor-instellingen afhangen.

- Selecteer een opamp met een lage (zo laag mogelijke)  $I_Q$  die aan de GBP en slew-rate eisen voldoet.
- De belastingsweerstand moet een hoge waarde hebben; zorg dat de tweede trap een hoge  $Z_{in}$  heeft. Benk wel dat er gewoonlijk een capacitief (parallel) karakter bij de belasting aanwezig is. Formule (3.26) moet hierop aangepast worden: bij hogere frequenties is er meer stroom nodig om de gewenste uitsturing te halen.
- Daarnaast moet gelden dat  $F = \dots$  dB. Bij voorkeur willen we  $F$  een schappelijke waarde geven. In de instrumentatietechniek ziet men dat geregeld voor  $F = 3$  dB wordt gekozen. Er wordt dan geredeneerd dat het zonde is extra energie te steken in het nog ruisarmer maken van de versterker dan de bron. In de telecommunicatie worden er echter wel weer low-noise amplifiers (LNA) gebruikt met een  $F < 3$  dB.

Bij het ontwerpen met low-power opamps, kunnen we tegen het probleem aanlopen dat de spanningsruisbron van de opamp zo groot is dat  $F \geq 3$  dB. Dat komt doordat de spanningsruis van zowel bipolaire- als veldeffecttransistoren omgekeerd evenredig is met de instelstroom  $I_{cQ}$  respectievelijk  $I_{dQ}$  [56]. Juist doordat de instelstromen in low-power opamps zo laag worden gekozen, is de spanningsruisbron (mogelijk tientallen nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ) (vaak) hoger dan die van niet low-power varianten.

Een aanpak die nu vruchten kan afwerpen is de  $SNR$  van de bron te bepalen en dan (op basis van overige systeemspecificaties) te bepalen hoeveel  $F$  maximaal mag zijn en dan hierop ontwerpen.

Selecteer een opamp die voldoende GBP combineert met lage ruis en zo laag mogelijke opgenomen statisch vermogen.

### 3.1.6 Voorbeeld: ontwerp van een spanningsversterker

Stel, we hebben een 1.5 V batterij tot onze beschikking als voeding, een sensor met een inwendige impedantie die binnen de signaalbandbreedte een impedantie heeft die te benaderen is met een weerstand van 800  $\Omega$ . De ruis die de sensor genereert is gelijk aan de thermische ruis van de inwendige impedantie. De signaalbandbreedte is 3.4 kHz. Het maximale signaal dat de sensor kan leveren is 3 mV. Ontwerp een low-power spanningsversterker voor deze sensor.

Omdat de belasting niet gegeven wordt kunnen we deze zelf bepalen en af laten hangen van het verdere ontwerp (blokschema!). Meestal zal die belasting gevormd worden door een (actief) filter ter voorkoming van aliasing in een analoog-digitaal omzetter (ADC).

De  $SNR$  van de sensor is  $10 \log \left( \frac{5.45 \cdot 10^{-6}}{44.9 \cdot 10^{-15}} \right) = 80.8$  dB. Deze  $SNR$  is groot, dus mogen we best een aantal dB opofferen om low-power te kunnen werken. Hier kiezen we nu redelijk arbitrair dat een  $SNR \geq 55$  dB acceptabel is. Dat betekent dat  $F \leq 25.8$  dB moet zijn.

Voor optimaal gebruik van het beschikbare vermogen moeten we de versterking

$$\mu = U_B / u_{s,max}$$

kiezen. Hieruit volgt dus  $\mu = 0.75/0.003 = 250$ . Om een bandbreedte van 3.4 kHz te halen, is een GBP  $\geq 850$  kHz nodig (zie voor bewijsvoering [57]). De full-power bandwidth is niet gespecificeerd, maar hier gaan we er vanuit dat die gelijk is aan de bandbreedte. Voor de benodigde slew-rate wordt nu  $SR = 47.1$  mV/ $\mu\text{s}$  gevonden.

We hebben gezien dat

$$P_{\text{tot}} = U_B I_Q + \mu^2 u_{s,max}^2 \frac{R_1 + R_2}{R_1} \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1 + R_2} \right) \cdot F$$

en

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

Met een  $\mu = (R_1 + R_2)/R_2 = 250$  ( $R_1 = 249R_2$ ) kan dit verder vereenvoudigd worden tot

$$P_{\text{tot}} = U_B I_Q + P_l \approx U_B I_Q + \mu^2 u_{s,\text{max}}^2 \cdot \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1} \right) \cdot F. \quad (3.28)$$

en

$$F \approx \left[ 1 + \frac{[S_{i_n} (R_s^2 + R_2^2) + S_{u_n} + 4kT R_2]}{4kT R_s} \right] \quad (3.29)$$

Er is direct te zien dat het dynamische aandeel ( $P_L$ ) van  $P_{\text{tot}}$  kwadratisch afhangt van de versterking  $\mu$ . Hoe groter de spanningsversterking die je wilt realiseren, hoe groter het gedissipeerde vermogen wordt. Daarnaast hebben uiteraard de parallelschakeling van de belasting en de tegenkoppeling invloed op  $P_l$ . Hoe lager de impedantie van die parallelschakeling, hoe hoger  $P_l$ .

Nu hebben we twee onbekenden:  $R_l$  en  $R_2$ .  $R_l$  heeft alleen effect op de term tussen de haken,  $R_2$  zowel op de term tussen de haken als op  $F$ . Voor beiden geldt dat het dynamisch vermogen  $P_l$  lager wordt als de weerstanden een hogere waarde krijgen. Alleen, een hogere waarde van  $R_2$  kan  $F$  vergroten.

Een maximale waarde voor  $R_2$  kunnen we bepalen als we zeggen dat die evenveel ruisenergie mag toevoegen als de helft van de sensorruis:  $R_2 = 0.5R_s \Rightarrow R_2 = 400 \Omega \Rightarrow R_1 = 249 \cdot R_2 = 9.96 \text{ k}\Omega$ . Het is te zien dat de waarde van  $R_2$  met beleid gekozen moet worden. Hoe lager de waarde van  $R_2$ , hoe minder ruis hij toevoegt maar hoe meer  $P_l$  toeneemt en omgekeerd. Belastingsweerstand  $R_L$  beïnvloedt alleen  $P_l$ : hoe hoger  $R_L$ , des te lager zijn invloed op  $P_l$ . Het totale effect van  $R_L$  en  $\mu R_2$  als dat van een geleiding  $G = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{\mu R_2}$ . Stel dat we een belasting hebben met een  $R_L \gg \mu R_2$ . Voor  $P_{\text{tot}}$  vinden we dan:

$$P_{\text{tot}} \approx U_B I_Q + 2 \cdot \mu^2 u_{s,\text{max}}^2 \cdot \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1}{\mu R_2} \right) = 1.5 \cdot 75 \cdot 10^{-6} + 1.125 \cdot \left( \frac{1}{\infty} + \frac{1}{10^4} \right) = 112.5 \cdot 10^{-6} + 112.5 \cdot 10^{-6} = 225 \mu W.$$

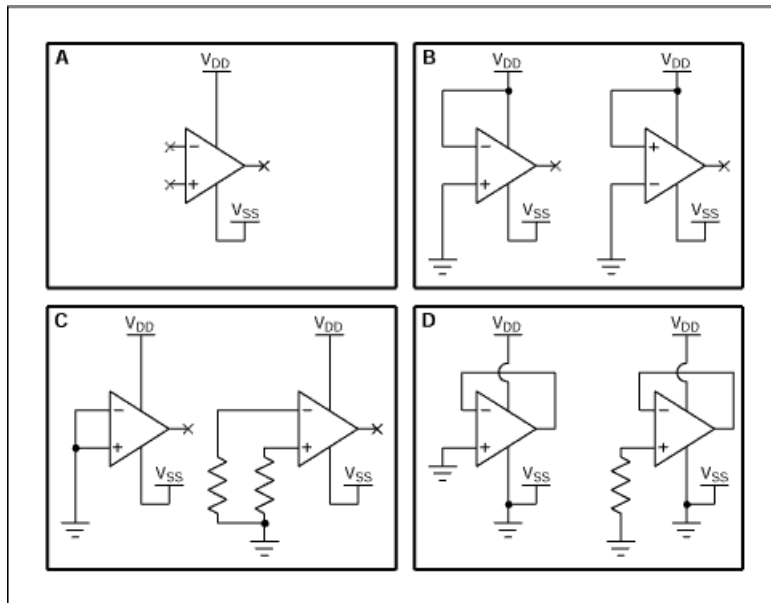
In het geval de versterker wordt belast door (bijvoorbeeld) een filter met een ingangsweerstand van  $10 \text{ k}\Omega$ , dan vinden we voor  $P_{\text{tot}}$ :

$$P_{\text{tot}} \approx U_B I_Q + 2 \cdot \mu^2 u_{s,\text{max}}^2 \cdot \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1}{\mu R_2} \right) = 1.5 \cdot 75 \cdot 10^{-6} + 1.125 \cdot \left( \frac{1}{10^4} + \frac{1}{10^4} \right) = 112.5 \cdot 10^{-6} + 225 \cdot 10^{-6} = 337.5 \mu W.$$

### 3.2 Vermogensaspecten van praktische opamps

Het kan voorkomen dat voor de toepassing een quad opamp gebruikt wordt, terwijl er drie opamps toegepast worden. Er blijft dan één ongebruikte opamp over. Er moet correct met de ongebruikte opamps omgegaan worden: een opamp waarvan de ingangen (en uitgang) zweven kunnen tot extra vermogensdissipatie en storingen zorgen [58]. Eerst zal een aantal verkeerde manieren van omgaan met ongebruikte opamps besproken worden. Daarna de juiste manier van omgaan.





Figuur 3.5: Verkeerde manieren voor het aansluiten van een opamp [58].

### 3.2.1 Verkeerde manieren van ongebruikte opamps aansluiten

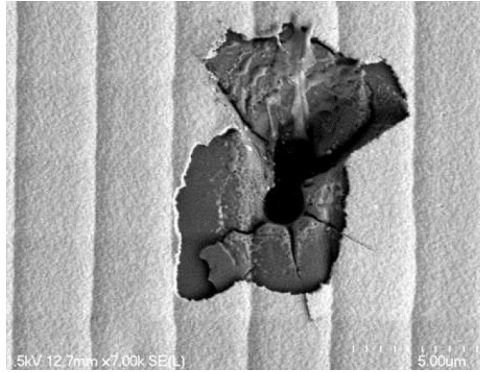
Figuur 3.5 A. toont de slechtst mogelijk situatie: beide ingangen zweven en kunnen (zullen) capacitief stoorsignalen oppikken. Beide ingangen kunnen (zullen) daardoor verschillende spanningen voeren, waardoor de opamp (door gebrek aan tegenkoppeling) als comparator gaat werken. De uitgang zal dan tussen de maximale en minimale uitsturing heen en weer blijven klapperen. Daardoor zal de opamp energie dissiperen (transistoren worden uitgestuurd, interne capaciteiten op- en ontladen). Het klapperen van de uitgang zal ook storing naar de andere opamps in de behuizing koppelen (overspraak) en via de voedingslijnen ook mogelijk andere elektronische schakelingen.

De twee schakelingen in figuur 3.5 B. zijn af te raden. De maximale spanning komt over de ingangstrap van de opamp te staan. Sommige opamps kunnen daardoor beschadigd raken, bijv. opamps met een 'diode-clamp' aan de ingang (zie fig. ...). De uitgangsspanning is wel goed gedefinieerd en er zal geen klapperen plaatsvinden. In de linkersituatie is de uitgangsspanning maximaal negatief en in de rechtersituatie maximaal positief. De uitgangstrap is in verzadiging, wat potentieel tot een toegenomen stroomverbruik ( $> I_{Qmax}$ ), en daardoor grotere vermogensdissipatie, kan leiden [59].

Over het algemeen kan een opamp geen grote verschilspanningen (orde grootte voedingsspanning) verdragen. Eén van de ingangsklemmen aan de positieve voeding aansluiten en de andere aan de negatieve voeding of referentie, kan tot 'electrical overstress' leiden [59], zie figuur 3.6.

De twee schakelingen in figuur 3.5 C. zijn niet goed omdat hun uitgangssstaat niet bekend is. Door onbekendheid van het teken van de offsetspanning en -stroom weet men niet of de uitgang maximaal hoog of laag zal zijn, met de bijbehorende verzadiging van de uitgangstrap, wat tot toegenomen stroomverbruik kan leiden. Daarnaast kan ten gevolge van thermische drift de uitgang omklappen, wat tot kortstondige storingen in de schakeling kan leiden [58].

Figuur 3.5 D. toont de twee meest gemaakte fouten bij het omgaan met ongebruikte



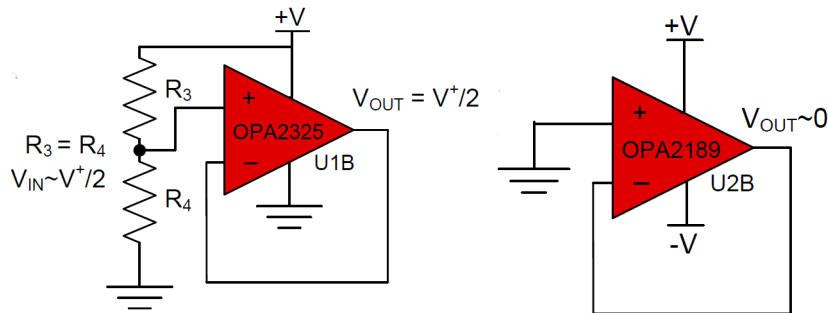
Figuur 3.6: Een door electrical overstress beschadigd component [59].

opamps [58], die beiden even slecht zijn. De uitgang van de opamp zal maximaal laag worden en er treedt weer verzadiging op, wat kan resulteren in de eerder genoemde stroomtoename en vermogensdissipatie.

### 3.2.2 Goede manieren van ongebruikte opamps aansluiten

Verzadiging van de uitgang en het heen en klappen van de uitgangsspanning moet te allen tijde worden voorkomen en het spanningsverschil tussen de ingangsklemmen moet klein blijven. Ook de gemeenschappelijke spanning die de ingangsklemmen voeren t.o.v. de referentie mag niet te groot worden. De gemeenschappelijke spanning moet binnen het opgegeven bereik van de opamp blijven (common-mode input range), zoals die in de datasheet wordt opgegeven.

Zowel de ingangs- en uitgangsschakelingen van de opamps moeten in het lineaire gebied blijven. Een goede manier om te zorgen dat de opamp in het lineaire gebied blijft, is door tegenkoppeling toe te passen. De opamp zal dan zijn uitgangsspanning zo regelen dat de min-ingang gelijk wordt aan de plus-ingang.



Figuur 3.7: Correcte manier van aansluiten van ongebruikte opamps [59].

Figuur 3.7 toont twee correcte manieren van aansluiten van de ongebruikte opamp(s): links de manier voor een enkelvoudige voeding en rechts die voor een symmetrische voeding.

In beide gevallen is de opamp geconfigureerd als spanningsvolger. De uitgangsspanning zal dus gelijk gemaakt worden aan de ingangsspanning aan de plus-ingang. De ingangsspanning

is i.g.v. een enkelvoudige voeding via een spanningsdelers op een spanning ingesteld die binnen het common-mode bereik van de opamp valt: de halve voedingsspanning ( $R_3, R_4$ ).

Als de extra weerstanden ongewenst zijn, kan de ingangsspanning aan elke willekeurige spanningsreferentie verbonden worden, zolang deze binnen het gespecificeerde common mode- en uitgangsbereik valt [59].

In het geval van een symmetrische voeding wordt de plus-ingang met de referentie verbonden; waardoor zowel de ingang als de uitgang precies tussen beide voedingsspanningen in (0 V) wordt ingesteld. Deze schakeling is eenvoudig en goedkoop, omdat het geen extra componenten zoals weerstanden nodig heeft.

### 3.3 Low-power beperkingen van digitale elektronica

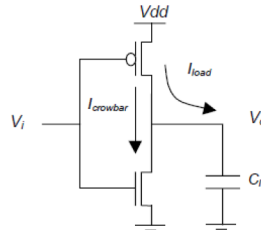
Digitale elektronica kenmerkt zich door het werken met twee discrete uitgangswaarden die een ‘0’ of ‘1’ representeren. Tegenwoordig komt ‘0’ vaak overeen met de referentiespanning (nul V) en de ‘1’ met de voedingsspanning.

Er zijn vier verschillende vormen van vermogensdissipatie in digitale CMOS-schakelingen te herkennen [60]:

$$P_{\text{gem.}} = P_{\text{schakel}} + P_{\text{kortsluit}} + P_{\text{lek}} + P_{\text{statisch}}. \quad (3.30)$$

$P_{\text{schakel}}$  en  $P_{\text{kortsluit}}$  vormen samen het dynamisch vermogensverbruik: ze treden alleen bij schakelacties op. Het statisch vermogensverbruik wordt gevormd door  $P_{\text{lek}}$  en  $P_{\text{statisch}}$ .

Een eenvoudige digitale poort is de inverter, die fig. 3.8 afgebeeld is. De schakeling



Figuur 3.8: Inverterschakeling op componentniveau [61].

maakt gebruik van ‘complementary mosfettechnologie’ (CMOS). De bovenste transistor is een p-kanaals verrijkingsmosfet (pmost) en de onderste transistor een n-kanaals verrijkingsmosfet (nmost). De vermogensdissipatie voor deze schakeling is onder te verdelen in dynamische en statische dissipatie. In het geval van oudere technologieën die gebruik maken van FETs met een lengte van  $0.8 \mu\text{m}$  en groter, is  $P_{\text{schakel}}$  dominant [62].

#### 3.3.1 Gedissipeerd vermogen tijdens schakelen

Het dominante deel van het energieverbruik (85 – 90 %) in CMOS-technologie is dynamisch [63].

De gemiddelde hoeveelheid energie die een ‘laag naar hoog’ schakelactie kost, volgt uit het vermogen dat gedissipeerd wordt. Wanneer de kortsluitstroom buiten beschouwing gelaten wordt, dan volgt het gedissipeerde vermogen uit

$$P(t) = U_{dd} \cdot i_v(t), \quad (3.31)$$

waarbij  $i_v(t)$  de stroom is die door de voeding geleverd wordt. De energie volgt uit

$$E = \int_0^T p(t)dt = U_{dd} \int_0^T i_v dt. \quad (3.32)$$

De uitdrukking voor  $i_v(t)$  kan omgeschreven worden tot  $i_v(t) = \frac{dq}{dt} = C_l \cdot \frac{dU}{dt}$ , waarna hij ingevuld kan worden in de formule voor  $E$ .

$$E = U_{dd} \int C_l dU. \quad (3.33)$$

De integrand is nu  $dU$  geworden, waardoor de bepaalde integraal tussen 0 en  $U_{dd}$  komt te liggen

$$E = U_{dd} \int_0^{U_{dd}} C_l dU = U_{dd} C_l \cdot (U_{dd} - 0) = C_l U_{dd}^2. \quad (3.34)$$

Formule (3.34) toont dat een CMOS-gate bij een verandering van  $0 \rightarrow U_{dd}$  aan de uitgang gelijk is aan  $C_l U_{dd}^2$ , ongeacht de functie die de CMOS-gate uitvoert [60]. De energie die hierbij in de belastingscapaciteit  $C_l$  wordt opgeslagen is<sup>3</sup>

$$E = \frac{1}{2} C_l U_{dd}^2.$$

De helft van de energie die de voeding moet leveren wordt dus opgeslagen in de capaciteit  $C_l$ . De andere helft wordt gedissipeerd in de pmost. Wanneer de uitgang  $U_{dd} \rightarrow 0$  gaat, dan wordt er geen vermogen aan de voeding onttrokken en de opgeslagen energie in  $C_l$  wordt in de nmost gedissipeerd.

Voor een voedingsspanning van 5 volt en een (typische) belastingscapaciteit van 0.1 picofarad, is de lading die geschakeld wordt  $Q = 0.5$  picocoulomb: ongeveer 8 miljoen (!) elektronen [65]. De schakelenergie per transitie is dan 1.25 picojoule.

Een typische logische poort zal niet elke klokslag van staat veranderen. Het schakelvermogen benaderen met  $P = E/T = Ef = C_l U_{dd}^2 f$  zal een worst-case benadering geven. Een betere benadering kan verkregen worden als de activatiefactor  $\alpha$  geïntroduceerd wordt;  $\alpha$  is het verwachte aantal vermogendissiperende transities per tijdseenheid. Hiermee verkrijgen we de formule

$$P_{\text{schakel}} = \alpha C_l U_{dd}^2 f. \quad (3.37)$$

Als er  $n$  knooppunten in een digitale schakeling zitten, en elk knooppunt heeft een gemiddelde capaciteit  $C_l$ , en met schakelfrequentie  $f$ , dan is het effectieve vermogen gegeven door [66]

$$P = f \cdot n \cdot C_l \cdot U_{dd}^2. \quad (3.38)$$

Om het dynamische stroomverbruik te minimaliseren, moet het gemiddelde aantal knooppunten dat in een bepaalde tijd van staat veranderd, zo klein mogelijk worden gehouden. ‘Hoogfrequente’ synchrone schakelingen/cellen moeten daarom worden vermeden en zoveel mogelijk worden vervangen door asynchrone cellen. Elk van deze cellen moet een minimum aantal knooppunten hebben die van staat moeten veranderen om een bepaalde functie te bereiken. Het moet bovendien elk een minimum aan transistors bevatten van minimale grootte, om een kleine totale parasitaire capaciteit te verkrijgen. Waar mogelijk moeten dynamische CMOS-poorten altijd worden gebruikt [67].

3. De benodigde arbeid ( $W$ ) om een kleine hoeveelheid lading  $dq$  toe te voegen wanneer er een potentiaalverschil  $U$  over de platen staat, is  $dW = U dq$  [64]. Met  $U = Q/C$  volgt nu voor de totaal benodigde arbeid om de totale lading  $Q$  op te slaan:

$$W = \int_0^Q U dq = \frac{1}{C} \int_0^Q q dq = \frac{1}{2} \frac{Q^2}{C}. \quad (3.35)$$

We kunnen nu zeggen dat de ‘opgeslagen’ energie in een condensator gelijk is aan  $E = \frac{1}{2} \frac{Q^2}{C}$ . Omdat  $Q = CU$ , kunnen we voor  $E$  ook

$$E = \frac{1}{2} \frac{Q^2}{C} = \frac{1}{2} \frac{(CU)^2}{C} = \frac{1}{2} CU^2 \quad (3.36)$$

schrijven. Dus:  $E = \frac{1}{2} CU^2$ .

Het stroomverbruik van een digitaal filter is afhankelijk van het aantal van bewerkingen per klokslag, wat in wezen een functie is van de manier waarop de noodzakelijke vermenigvuldigingen worden uitgevoerd en van de energie die nodig is voor elke bewerking. Die energie kan verlaagd worden door de voedingsspanning te verlagen.

Aangenomen wordt dat de implementatie van elke pool minimaal een  $n$ -bit schuifregister, een  $n$ -bit full-adder en twee vermenigvuldigers vereist [52]. Als de verschuiving van 1 bit wordt gedefinieerd als de elementaire operatie (schakelen van ongeveer 14 transistors in CMOS), vereist de volledige opteller ongeveer 3 bewerkingen per bit. De meest eenvoudige vermenigvuldiging is de bedrade verschuiving (met machten van 2) waarvoor geen (extra) energie benodigd is, terwijl voor 2 volledige vermenigvuldigingen  $n^2$  volledige optellers nodig zijn [52].

Uitgaande van een klokfrequentie die 10 keer de signaalfrequentie is, varieert het totale aantal bewerkingen per cyclus dan van  $40n$  tot  $40n + 30n^2$ . Deze getallen zijn niet afhankelijk van de mate van parallelisme dat wordt gebruikt in de architectuur. De energie per bewerking is ca. 10 pJ voor een conservatief  $4 \mu\text{m}$ , 5 V proces en 1 pJ voor een  $1 \mu\text{m}$ , 3 V [52] en 0.1 pJ voor een  $0.18 \mu\text{m}$  1.8 V, CMOS-proces [68].

Voor het benodigde vermogen geldt nu dus

$$P_{dig} = f_{\text{klok}} [30n^2 + 40n] = 10f_{\text{sig}} [30n^2 + 40n] \approx 10f_{\text{sig}} [30n^2] \quad (n \geq 8). \quad (3.39)$$

Daarnaast volgt het aantal bit dat overeenkomt met een zekere SNR uit formule (3.47). Als formules (3.39) en (3.47) gecombineerd worden, dan volgt voor het vermogen van een digitale functie met één pool

$$P_{\text{dig}} = 300f_{\text{sig}} \left[ \frac{SNR[\text{dB}] - 1.76}{6.02} \right] \cdot E. \quad (3.40)$$

Nota bene formule (3.40) toont dat het digitale vermogen afhankelijk is van de gebruikte technologie, want  $E$  is afhankelijk van de technologie (zie vgl. (3.34)).

Afbeelding 3.9 toont als voorbeeld het vermogen per pool dat benodigd is voor een zeker SNR in zowel het analoge als digitale domein. De paarse lijn toont het absoluut minimale vermogen (vgl. (3.12)), de lichtblauwe en lichtgroene lijnen tonen het totale en dynamische vermogen van een spanningsversterker (vgl. (3.14)) met  $\mu = 100$ ,  $Z_l = 1k\Omega$ ,  $\overline{u_{n,eq}^2} = 10^{-6} \text{ V}^2$  en de uitsturing van de uitgang is maximaal. De rode, paarse en gele lijnen tonen het benodigde digitale vermogen die volgen uit vgl.(3.40).

Uit figuur 3.9 valt te concluderen dat analoge signaalbewerking o.h.a. (veel) meer vermogen kost dan digitale. Daarom is het (zeker voor grotere SNRs) vanuit vermogensoverwegingen aantrekkelijk om zo snel mogelijk naar het digitale domein te gaan.

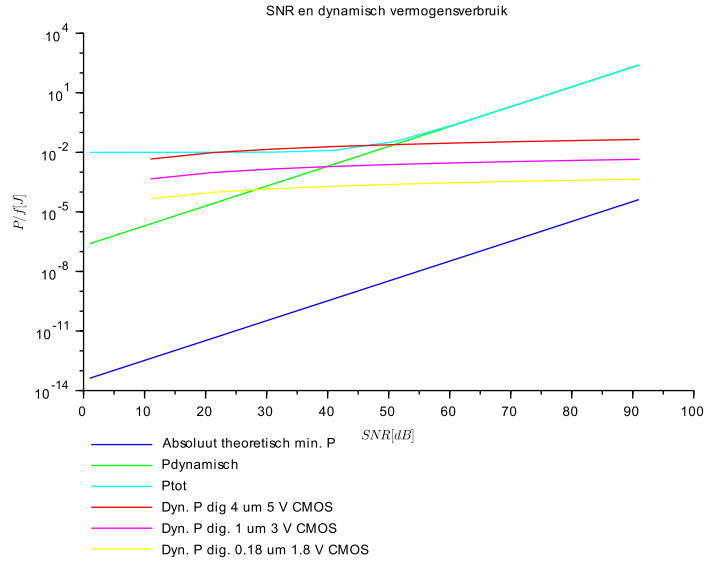
### 3.3.2 Kortsluitvermogen

Wanneer de uitgang van een CMOS-poort van staat verandert, dan kunnen zowel de PMOS als de NMOS kortstondig geleiden en daarmee een kortsluiting tot stand brengen tussen de voedingsspanning en de referentie.

De kortsluitenergie die gedissipeerd wordt door een onbelaste invertor, door de kortsluitstroom  $I(t)$  gedurende een tijdsinterval  $T$  waarin de ingang een lineaire overgang maakt van 0 naar  $U_{DD}$  of vice versa wordt gegeven door [65]

$$U_{dd} \int_0^\tau I(t)dt = \frac{\beta\tau}{24} (U_{DD} - 2U_t)^3 \quad (3.41)$$

voor het geval dat  $U_{DD} \geq 2U_t$ . Hier gaan we ervan uit dat de transconductantiefactor,  $\beta$ , van de NMOS en PMOS transistors gelijk zijn en dat de respectievelijke drempelspanningen beide



Figuur 3.9: Het dynamisch vermogensverbruik als functie van de SNR.

gelijk zijn aan  $U_t$ . Met  $U_t = 1$  volt,  $\beta = 0.2$  milliampère/volt<sup>2</sup> en  $\tau = 1$  nanoseconde, verkrijgen we een typische waarde voor de kortsluitenergie van een invertor van 0.2 picojoule per overgang.

Het effect van de kortsluiting veroorzaakt een vermogensdissipatie van ca. 10 tot 15 % [63]. De lagere voedingsspanningen zoals die tegenwoordig worden gebruikt hebben de neiging om de kortsluitingscomponent te verminderen.

De totale dynamische energie per (gate-output)transitie is de som van schakelenergie en de kortsluitenergie. Voor onze eerder genoemde typische draad van 0.1 picofarad is dit ongeveer 1.5 picojoule [65].

Over het algemeen zijn veel digitale signaalverwerkingsschakelingen synchrone logische systemen die klok gebruiken voor chip-synchronisatie. Meestal wordt het kloksignaal naar verschillende onderdelen van de chip geleid met behulp van buffers, wat veel energie kost in grote chips. Klokgerelateerd vermogen is dus een aanzienlijk onderdeel van het dynamisch stroomverbruik: meer dan een kwart van het vermogen dat wordt gedissipeerd in een typische high-performance processor is voor synchronisatie [69]. De meeste conventionele technieken voor energiereductie streven naar efficiënte ontwerpen die klokactiviteit minimaliseren, klokprestaties maximaliseren of klokvermogensdissipatie elimineren [70].

Het is cruciaal om op te merken dat het stroomverbruik en prestaties tegenstrijdige doelstellingen zijn in processorontwerp. Het verminderen van de vermogendissipatie bespaart alleen maar energie als de tijd die nodig is om de taak te volbrengen niet compenseert voor het bespaarde vermogen. Prestaties per watt is een belangrijke energie-efficiëntie-metriek voor logische schakelingen.

Processors kunnen bewust ondergeklokt worden om minder vermogen te gebruiken ten koste van de prestaties [70]. Daarnaast worden energiezuiniger alternatieven zoals niet-vluchtig Ferro-elektrisch willekeurig toegankelijk geheugen, resistieve willekeurige toegang geheugen, magnetisch willekeurig toegankelijk geheugen, veldeffecttransistors met negatieve capaciteit en ferro-elektrische veldeffecttransistors, en opkomende technologieën zoals niet-vluchtig op spintronische

processors gebaseerde processors die een elektronenspintoestand gebruiken in plaats van te schakelen, onderzocht [70].

### 3.3.3 Statisch vermogen

Het statische vermogen is het resultaat van de CMOS lekstroom die afkomstig is van verschillende verschijnselen, zoals subthreshold conduction, gate direct tunneling stroom, junction tunneling lek, ‘gate induced drain leakage’ (GIDL), hot carrier injectiestroom of punchthrough-stroom. Echter, sinds de introductie van hoge- $\kappa$  diëlektrica die de directe tunneling van de poort verminderden, is de belangrijkste bijdrage de subdrempel lekstroom [71]. In tegenstelling tot dynamisch vermogen is lekstroom niet afhankelijk van poortactiviteit, dus het verminderen van het schakelen helpt niet om het stroomverbruik te verminderen. Het uitschakelen van het inactieve deel van het systeem helpt wel, maar het resulteert in verlies van staat.

*Vermogensdissipatie t.g.v. lekstroom*

Deze lekstroom treedt op wanneer de gate-source-spanning van een veldeffecttransistor lager is dan de drempelspanning. Dat wil zeggen, wanneer de transistor hoort te zijn uitgeschakeld. De lekstroom neemt exponentieel toe met afnemende drempelspanning en toenemende temperatuur [28]

$$I_d = I_t \frac{W}{L} e^{\left(\frac{U_{gs}-U_t}{nU_T}\right)} \left[1 - e^{-\frac{U_{ds}}{U_T}}\right] \text{ en } U_{ds} \gg U_t \Rightarrow I_d \approx I_t \frac{W}{L} e^{\left(\frac{U_{gs}-U_t}{nU_T}\right)}, \quad (3.42)$$

waarbij  $I_t$  overeenkomt met de drainstroom ten gevolge van de diffusie van elektronen,  $U_t$  is de drempelspanning,  $U_T = \frac{kT}{q}$  de thermische spanning en  $n = \left(1 + \frac{C_{js}}{C_{ox}}\right)$  (met de oxide capaciteit  $C_{ox}$  en de verarmingsgebied capaciteit  $C_{js}$ ).

Wanneer  $U_{gs} = 0$  V geldt dus

$$I_d = I_t \frac{W}{L} e^{\left(\frac{-U_t}{nU_T}\right)} \left[1 - e^{-\frac{U_{ds}}{U_T}}\right].$$

We kunnen daarom het statische vermogen uitdrukken met behulp van de relatie

$$P_d = U_{ds} I_t \frac{W}{L} e^{\left(\frac{U_{gs}-U_t}{nU_T}\right)} \left[1 - e^{-\frac{U_{ds}}{U_T}}\right]. \quad (3.43)$$

Merk op dat, in de actieve fase van het circuit, de statische vermogensbijdrage ook een kortstondige bijdrage krijgt die overeenkomt met de lading van de interne capaciteiten. Zelfs als er geen sprake is van een schakelende transistor, is deze overgangsperiode inderdaad anders dan die verkregen tijdens de stand-by fase waarin alle parasitaire ladingen stabiel zijn [71].

Vergelijking (3.43) suggereert twee manieren om  $P_d$  te verminderen. Ten eerste kunnen we de voedingsspanning uitschakelen, dat wil zeggen, maak  $U_{dd} = U_{ds}$  nul zodat de factor tussen blokhaken ook nul wordt. Ten tweede zouden we de drempelspanning  $U_t$  kunnen verhogen, die (omdat hij in een negatieve exponent staat), een groot effect kan hebben zelfs voor kleine verhogingen van  $U_t$ . Het probleem dat zich echter voor kan doen is verandering van staat: de uitgang verandert van ‘1’ naar 0.

Aan de andere kant geldt ook

$$f \propto \frac{(U_{ds} - U_t)^{1.3}}{U_{ds}}$$

[72], dus het verhogen van  $U_t$  zal de FET trager maken. Dit kan nadelig zijn voor snelle toepassingen, maar voor veel relatief trage toepassingen van sensormodules, kan dit een strategie zijn om  $P_d$  te verlagen.

MOST breedte  $W$  is de andere bijdrager aan subdrempellekstroom in de transistor. Ontwerpers gebruiken vaak de gecombineerde breedtes van alle processors transistors als een handige maatstaf voor de totale subdrempellekstroom [72].

#### *Gate-oxide lekstroom*

Hoewel de oxidelaag tussen de gate en het geleidende kanaal een isolator is (behoort te zijn), kunnen door kwantumeffecten toch nog ladingsdragers door de oxidelaag dringen. Een benaderingsformule voor de gate-oxide lekstroom is [72]

$$I_{ox} = K_2 W \left( \frac{U_{ds}}{T_{ox}} \right)^2 e^{-\frac{\alpha T_{ox}}{U_{ds}}}. \quad (3.44)$$

$K_2$  en  $\alpha$  zijn experimenteel bepaalde parameters. De term van belang is oxidedikte,  $T_{ox}$ . Het is duidelijk dat toenemende  $T_{ox}$  de lekstroom  $I_{ox}$  zal verminderen, zie formule (3.44). Helaas verslechtert het ook de effectiviteit van de transistor, omdat  $T_{ox}$  proportioneel moet afnemen met processchaling om korte kanaaleffecten te voorkomen. Daarom is het verhogen van  $T_{ox}$  geen optie. De onderzoeksgemeenschap streeft in plaats daarvan naar de ontwikkeling van high- $\kappa$  diëlektrische poortisolatoren.

Net als bij sub-thresholdlek, is de totale gate-breedte van een implementatie een handige maatstaf voor de totale oxidelekstroom.

#### *Energiezuinige architectuuropties*

Omdat de lekstromen  $I_d$  en  $I_{ox}$  beide afhangen van de totale poortbreedte of, bij benadering, het aantal poorten, is de bijdrage van een pijplijnimplementatie aan lek vergelijkbaar met het eenvoudige seriële geval, afgezien van de extra poorten die de mlatches introduceren om de ‘pipe stages’ te scheiden. Gepijplijnde implementaties kunnen op een lagere spanning werken, wat het stroomverbruik voor zowel dynamisch als statisch vermogen kan verminderen in vergelijking met de seriële implementatie.

Parallele implementaties kunnen ook op een lager voltage draaien, maar alleen door de hoeveelheid hardware ruwweg te verdubbelen. Dus, afhankelijk van enkele van de experimentele constanten van de vergelijkingen, zou het parallelle geval meer vermogen kunnen lekken dan het seriële geval - zelfs tot het punt dat eventuele besparingen in dynamisch vermogen worden gecompenseerd.

Pipelining is daarom de energiezuinige oplossing. Het zal altijd minder stroom lekken dan de parallelle behuizing omdat het ongeveer de helft van de hardware bevat, en het zal minder stroom lekken dan de seriële behuizing omdat het op een lagere spanning werkt. In feite zal de gecombineerde dynamische en statische lekstroom van pipelining minder zijn dan die van de seriële implementatie.

### **3.3.4 Praktische digitale ontwerpoverwegingen**

Een belangrijk aspect waarmee de vermogensdissipatie van digitale schakelingen beperkt kunnen worden, is het verlagen van de voedingsspanning. Het toepassen van steeds lagere voedingsspanningen kan niet ‘oneindig’ worden opgevoerd. Deep submicron technologieën vertonen hogere lekstromen dan technologieën met grotere FETs, zelfs met agressief lagere voedingsspanningen, waardoor ze minder interessant worden voor toepassingen in draadloze sensornetwerken [18].

Bij het kiezen van een procestechnologie (grote of kleine FETs) voor sensormodules moet men de technologie kiezen die rekening houdt met zowel actief vermogen als lekvermogen in de context van werking met een lage duty-cycle [18]. Omdat de sensormodules in een sensornetwerk

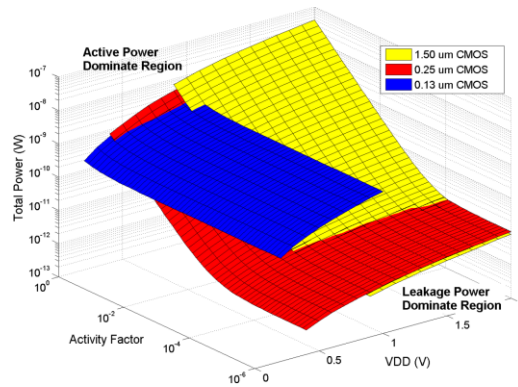


niet constant actief zijn, maar ook periodes van inactiviteit kennen, is ook het vermogensverlies t.g.v. lekstromen een probleem.

Oudere technologieën met hogere drempelspanningen hebben lagere lekstromen dan nieuwere, snelle technologieën die gebruik maken van lagere drempelspanningen om lage voedingsspanningen mogelijk te maken. Hoewel deze deep-submicron technologieën minder actief vermogen dissiperen, kan de hogere lekstroom toch nadelig uitvallen voor het draadloos sensor-netwerkmodule. De keuze voor oudere of nieuwere technologie hangt af van de verhouding actief vermogen versus passief vermogen. **Wanneer een grote meetactiviteit verwacht wordt en de digitale elektronica dus langere tijd actief is, dan is deep-submicron technologie voordelig voor de vermogensdissipatie. Indien de meetactiviteit traag is en het systeem een groot deel van de tijd in rust door kan brengen, dan is juist oudere technologie voordelig.** De afweging kan gemaakt worden door [18]

$$P_{\text{totaal}} = \alpha \frac{T}{T_{\text{target}}} P_{\text{actief}} + \left(1 - \alpha \frac{T}{T_{\text{target}}}\right) P_{\text{lek}} \quad (3.45)$$

te evalueren.  $\alpha$  is de ‘activity factor’ en  $T_{\text{target}}$  de maximum te verwachten tijd die nodig is om alle toepassingen uit te voeren. Typische tijdsduur van het verzenden om een byte aan data te verzenden i.g.v. een 802.15.4-radio is  $30 \mu\text{s}$ ;  $T_{\text{target}} = 30 \mu\text{s}$ . De auteurs van [18] hebben  $T$ ,  $P_{\text{actief}}$  en  $P_{\text{lek}}$  bepaald voor verschillende technologieën, temperatuur en voedingsspanning, zie fig. 3.10. De voedingsspanning was zo geschaald (verlaagd) dat met de laagste voedingsspanning  $T_{\text{target}}$



Figuur 3.10: Vermogensverbruik als functie van de duty-cycle voor verschillende technologieën [18].

nog steeds behaald kon worden.

Merk op dat meer geavanceerde deep sub-micron-technologieën veel minder stroom verbruiken voor hoge  $\alpha$  in vergelijking met oudere technologieën. Voor lage  $\alpha$ , verwacht voor sensornetwerkt toepassingen, domineert echter het lekvermogen. Daarom zijn de meest geavanceerde technologieën minder wenselijk vanwege hun hogere lekstromen [18].

Omdat sensormodule-ontwerpers (meestal) niet de beschikking hebben over i.c.-technologie om hun eigen geoptimaliseerde (analoge- en digitale) i.c.'s te ontwerpen, moeten wij ons beperken tot het gebruik van de ‘oudste’ technologie/de grootste transistoren. Die moeten we op de laagst mogelijke voedingsspanning instellen en op de laagst mogelijke frequentie laten werken.

De student is van harte aanbevolen om [18][61][62][63] en zeker [70] te bestuderen om meer praktische tips en voorbeelden rond het ontwerpen van low-power/low-energy digitale elektronica voor sensormoduletoepassingen.

### 3.4 Low-power beperkingen van analoog digitaal omzetting

Tegenwoordig worden tijdcontinue, amplitudecontinue signalen vaak omgezet naar het amplitude- en tijddiscretedomein. Hiervoor wordt een analoog naar digitaal omzetter (ADC) gebruikt. Signaal, ruis en bandbreedte vormen ook bij ADCs beperkende factoren die weer invloed hebben op de vermogensdissipatie.

Zowel de omzetting van de amplitude naar het discrete domein (signaalamplitude) als de omzetting van de kortste periodetijd van het signaal ( $\sim$  bandbreedte/snelheid) naar discrete tijd dient met voldoende resolutie oftewel een acceptabele fout uitgevoerd te worden.

Voor frequenties tot de halve bemonsteringsfrequentie geldt [73][66]:

$$SNR = 10 \log \left( \frac{3}{2} \cdot 2^{2n} \right) = 6.02n + 1.76 \text{ dB} \quad (3.46)$$

i.g.v. sinusvormige signalen met maximale amplitude,  $f/f_{\text{bemonster}}$  is irrationeel<sup>4</sup> en  $n$  is het aantal bit. Formule (3.46) toont dat de SNR (in dB!) linear afhankelijk is van  $n$ . Wanneer de SNR groter moet zijn, moet  $n$  dus ook groter worden. Voor een bepaalde gewenste SNR kan dus uit formule (3.46) ook de benodigde hoeveelheid bits bepaald worden:

$$n_{SNR} = \frac{SNR[dB] - 1.76}{6.02}. \quad (3.47)$$

Wanneer een vergelijkbare methode gehanteerd wordt als is beschreven in § 3.1, dan vindt men voor het minimaal benodigde vermogen om een signaal te bemonsteren [74]

$$P_b = 24kTf_{\text{bemonster}}2^{2n}, \quad (3.48)$$

waarbij  $k$  en  $T$  weer respectievelijk de constante van Boltzmann en de absolute temperatuur zijn. In het geval dat bemonsteringsruis en kwantisatiefouten gelijk zijn, geldt  $n_{SNR} = n - 0.5$  [74] en daarom geldt

$$P_b = 48kTf_{\text{bemonster}}2^{2n_{SNR}} \quad (3.49)$$

eveneens. Beide formules voor  $P_b$  zijn fundamentele limieten; praktische implementaties van ADCs zitten nog een factor 100 tot 1000 boven de limiet [74].

Het energieverbruik neemt dus toe met  $n$  en de bemonsteringsfrequentie. Voor low-power-ontwerp geldt dus dat niet meer bit dan strikt noodzakelijk gebruikt moet worden en dat een zo laag mogelijke  $f_{\text{bemonster}}$  gebruikt moet worden. In de komende subparagrafen zal de minimaal benodigde  $n$  en de minimale  $f_{\text{bemonster}}$  bepaald worden.

#### 3.4.1 Bepaling van de resolutie

Naarmate meer bits worden gebruikt, kan het analoge signaal nauwkeuriger benaderd worden door de digitale uitgang(scode). Met andere woorden, de bitstap  $Q$  wordt:

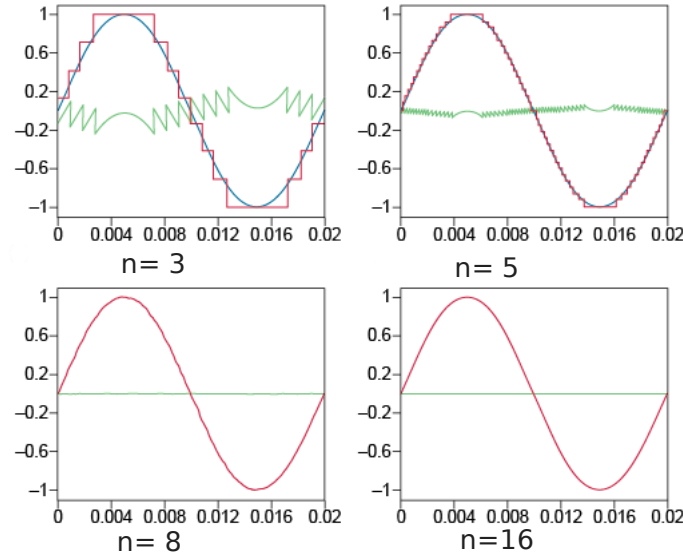
$$Q = \frac{e_{fs}}{2^n}, \quad (3.50)$$

met  $e_{fs}$  het ingangsbereik (full-scale) van de ADC. De bitstap kan gezien worden als de minimale ingangsgrootheidsstap per bit. In de praktijk zien we vaak dat de ingangsgrootheid een spanning ( $u_{fs}$ ) is. Voorbeeld:

4. Een irrationeel getal is een niet geheel getal, waarvan de decimalen achter de komma eindeloos doorgaan en zich niet herhalen ( $\pi$ ,  $\sqrt{3}$ , enz.).

## Voorbeeld Q

Stel: We hebben een 14 bit ADC met als ingangsbereik -3 V tot +3 V (AD7871/AD7872). Er geldt nu:  $Q = u_{lsb} = \frac{6}{(2^{14})} = 0.366 \text{ mV}$ .



Figuur 3.11: Een sinusvormigingangssignaal (blauw, amplitude= 1) met zijn gekwantiseerde vorm (rood) voor verschillende  $n$ . De groene lijn geeft de kwantiseringsfout die gemaakt wordt.

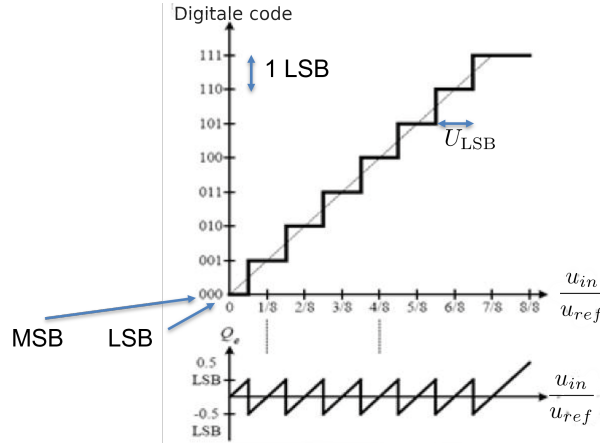
Figuur 3.11 toont een aantal voorbeelden van een sinusvormigingangssignaal (blauw) met de gekwantiseerde vorm (rood) voor verschillende  $n$  ( $n=3, 5, 8, 16$ ). De groene lijn toont de zogenaamde kwantiseringsfout. De amplitude is 1 (V, A, ...). Voor  $n=3$  is  $Q = 0.125$  en  $Q = 15.3 \cdot 10^{-6}$  voor  $n=16$ . Naarmate  $n$  hoger wordt, wordt de sinusvorm beter benaderd en de kwantiseringsfout kleiner. Voor een goed ontwerp moet dus bepaald worden wat  $n$  minimaal moet zijn. Bij een bemonsteringsfrequentie van 1 kHz vinden we nu  $n=3 : P_b \approx 95 \text{ fW}$ ,  $n=5 : P_b \approx 1.5 \text{ pW}$ ,  $n=8 : P_b \approx 98 \text{ pW}$  en  $n=16 : P_b \approx 6.4 \text{ }\mu\text{W}$ .

Een hogere  $n$  kost dus een exponentieel hoger vermogen. Vanuit het oogpunt van low-power ontwerp, het dus zaak  $n$  zo laag mogelijk te houden. De vraag is hoe laag 'laag' is. De kwantiseringsfout kan hierop een antwoord geven. Als die van dezelfde orde grootte is als de ruis vanuit het analoge deel is deze klein genoeg.

Figuur 3.12 toont een monotoon stijgend analogeingangsspanning en de resulterende uitgangscodes van een ideale, lineaire, ADC. Wanneer het beslismoment om een stap van 1 LSB te maken op  $u_{in} \equiv 0.5 \text{ LSB}$  ligt, dan is de maximale fout die gemaakt wordt plus of min  $0.5 \text{ LSB}$ . Er geldt dus

$$-\frac{Q}{2} \leq \text{fout} \leq \frac{Q}{2} \equiv -\frac{LSB}{2} \leq \text{fout} \leq \frac{LSB}{2}. \quad (3.51)$$

De tijd waarin deze fout optreedt is  $t_2 - t_1$ , waarvoor geldt dat  $t_2 - t_1 \equiv \frac{1}{8} - 0 = \frac{4}{8} - \frac{3}{8} = \frac{5}{8} - \frac{4}{8} \dots$



Figuur 3.12: Ingangssignaal met resulterende digitale uitgangscodes. De onderste figuur toont de maximale fout die gemaakt wordt.

Voor de totale energie van de kwantiseringfout volgt nu

$$e(t)^2 = \left( \frac{t - t_1}{t_2 - t_1} \frac{Q}{2} \right)^2 = \left( \frac{t - t_1}{t_2 - t_1} \frac{Q}{2} \right)^2 \quad (3.52)$$

$$\overline{e(t)^2} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} \left( \frac{t - t_1}{t_2 - t_1} \frac{Q}{2} \right)^2 dt \quad (3.53)$$

$$\overline{e(t)^2} = \frac{Q^2}{4(t_2 - t_1)^3} \int_{t_1}^{t_2} t^2 dt = \frac{Q^2}{12} = \frac{u_{fs}^2}{2^{2n} \cdot 12}. \quad (3.54)$$

Deze energie kan vergeleken worden met de totale ruisenergie in het ingangssignaal om te bepalen groot  $n$  moet zijn. Om tot een equivalente spanning te komen wordt de wortel uit formule (3.52) getrokken

$$e_{eff} = \frac{Q}{\sqrt{12}} = \frac{Q}{2\sqrt{3}} = \left( \frac{u_{fs}}{2^n \cdot 2\sqrt{3}} \right)^2. \quad (3.55)$$

*Voorbeeld*

Stel: 14 bit ADC, ingangsbereik -3 V tot +3 V (AD7871/AD7872)  $u_{lsb} = \frac{6}{2^{14}} = 0.37 \text{ mV}$ ,  $\overline{u_{n,lsb}^2} = 11.4 \cdot 10^{-9} \text{ V}^2$ ,  $\overline{u_{n,lsb}} = 107 \text{ } \mu\text{V}$ .

De resolutie is een ontwerpkeus: te lage resolutie voegt te veel fouten toe, te hoge resolutie kost te veel energie dat besteedt wordt aan nauwkeurig bemonsteren van ruis (uit analoge signaalbewerkingsschakeling).

Samengevat kan voor de kwantiseringfout  $\overline{u_{n,lsb}^2} = \frac{u_{lsb}^2}{12}$ ,  $\overline{u_{n,lsb}} = \frac{u_{lsb}}{\sqrt{12}}$  genomen worden. Eén bitstap produceert dus een effectieve fout ter grootte van ongeveer  $0.3u_{lsb}$ , wat overeenkomt met Gaussisch verdeelde witte ruis met een piek-piek waarde van  $1.8\overline{u_{lsb}}$ .

Een redelijke keuze voor de maximale resolutie is een ruisgetal  $F = 0.4 \text{ dB}$ . Dat betekent dat de SNR met 0.4 dB afneemt (de fout t.g.v. ruisenergie en bemonsteren wordt 1.1 keer oftewel

10 % groter).

$$\overline{u_{n,tot}^2} = \overline{u_{n,A}^2} + \frac{u_{lsb}^2}{12} \sim \overline{u_{n,A}^2} + \frac{1}{10} \overline{u_{n,A}^2} \Rightarrow \frac{1}{10} \overline{u_{n,A}^2} = \frac{u_{lsb}^2}{12} \Rightarrow \overline{u_{n,A}^2} = 10 \frac{u_{lsb}^2}{12}, \quad (3.56)$$

waarbij  $\overline{u_{n,A}^2}$  de ruisbijdrage ( $V^2$ !) van het analoge signaal aan de ingang van de ADC is.

Voor de minimale resolutie is een ruisgetal  $F = 3$  dB een goede keuze. De fout ten gevolge van bemonstering en de ruisenergie is dan even groot:

$$\overline{u_{n,tot}^2} = \overline{u_{n,A}^2} + \frac{u_{lsb}^2}{12} \sim \overline{u_{n,A}^2} + \overline{u_{n,A}^2} \Rightarrow \overline{u_{n,A}^2} = \frac{u_{lsb}^2}{12}.$$

De gegeven maximale en minimale resolutie resulteren dus in een kwantiseringsfoutkeuze die tussen twee uitersten van de ruis van het analoge systeem zit

$$\frac{\overline{u_{n,A}^2}}{10} \leq \frac{u_{lsb}^2}{12} \leq \overline{u_{n,A}^2}, \quad (3.57)$$

wat resulteert in een benodigd aantal bit<sup>5</sup>  $n$  [75]

$$2 \log \left( \frac{u_{fs}}{\overline{u_{n,A}}} \right) + 1 \geq n \geq 2 \log \left( \frac{u_{fs}}{\sqrt{10 \overline{u_{n,A}}}} \right). \quad (3.58)$$

Meestal volgt voor  $n$  een (ir)ratotioneel getal. Er moet dan naar boven afgerond worden naar het dichtstbijzijnde gehele getal.

Als voorbeeld wordt in tabel 3.1 [75] een voorbeeld gegeven van enkele biomedische signalen, de benodigde  $n$  en de daaraan gekoppelde  $SNR_{ADC}$ . (Reken na!). Wanneer het in-

Tabel 3.1: Enkele typische waarden van biomedische signalen, met hun aanbevolen  $n$ .

Signaal	Ingangsbereik (mV) (full scale)	$\overline{u_{n,eq}}$ ( $\mu$ V)	$u_{lsb}$ ( $\mu$ V)	$n$	$SNR_{ADC}$ (dB)
Oppervlakte ECG	10 mV	$\approx 4.2$	4 – 12	10 – 12	62 – 74
Endocardiaal	100 mV	$\approx 8.3$	8 – 25	12 – 15	74 – 92
$\mu$ – elektroden	200 mV	$\approx 10$	10 – 30	13 – 15	80 – 92
EEG	1	$\approx 10$	10 – 30	5 – 7	32 – 44

gangsbereik met een versterker geschaald wordt naar een full scale van 1 V, dan krijgen we tabel 3.2. Merk op dat  $n$  in beide tabellen gelijk is (verklaar).

#### Kwantiseringsfout of kwantiseringsruis

Sommige bronnen gebruiken de benaming ‘kwantiseringsruis’ in plaats van ‘kwantiseringsfout’. De kwantiseringsfout is slechts bij benadering te vergelijken met witte ruis in de band  $0-0.5 \cdot f_{bemonster}$ , zie tabel 3.3 [66]. Bij dit vak hanteren we daarom de benaming ‘kwantiseringsfout’.

5. Voor logaritmen geldt  $^a \log(x) = \frac{^b \log x}{^b \log a}$ . De twee-log van een getal is dus eenvoudig te berekenen met  $^2 \log(x) = \frac{^{10} \log x}{^{10} \log 2}$ .

Tabel 3.2: Biomedische signalen geschaald naar 1 V full scale, met hun aanbevolen  $n$ .

Signaal	Ingangsbereik (V) (full scale)	$\overline{u_{n,eq}}$ ( $\mu$ )V	$u_{lsb}$ ( $\mu$ V)	$n$
Oppervlakte ECG	1	$\approx 420$	$460 - 1.5 \cdot 10^3$	10 – 12
Endocardiaal	1	$\approx 83$	91 – 288	12 – 15
$\mu$ – elektroden	1	$\approx 50$	55 – 173	13 – 15
EEG	1	$\approx 10000$	$11 \cdot 10^3 - 35 \cdot 10^3$	5 – 7

Tabel 3.3: Thermische ruis (witte ruis) en kwantisatiefout vergeleken.

Thermische ruis	Kwantisatiefout
Natuurkundig fenomeen	Vervormingsproduct
Witte ruis	Gemodelleerd als witte ruis
Temperatuurafhankelijk	Niet gebaseerd op natuurkunde
Hangt af van de weerstand	Hangt af van $n$
Amplitude is Gaussisch verdeeld ( $\mu = 0$ , $\sigma = \overline{u_n}$ )	Amplitude is uniform verdeeld $[-\frac{u_{lsb}}{2}, \frac{u_{lsb}}{2}]$

### 3.4.2 Bepaling van de bemonsteringsfrequentie

Leerboeken zoals [76][77] beschrijven dat de bemonsteringsfrequentie ( $f_{\text{bemonster}}$ ) minimaal twee keer zo hoog moet zijn als de hoogst voorkomende frequentie in het signaal ( $f_h$ ):  $f_{\text{bemonster}} \geq 2f_h$ . De vraag blijft echter wat is de juiste minimale en/of maximale bemonsteringsfrequentie van het ingangssignaal. Een hoge bemonsteringsfrequentie resulteert in een kleine fout bij het (re)produceren van het digitale signaal, maar kost meer energie dan bemonsteren op een lagere frequentie. De methode die hier gepresenteerd wordt om de bemonsteringsfrequentie te bepalen is gebaseerd op het werk van Stewart en Moy [78].

Om de minimale bemonsteringsfrequentie te bepalen gaan we hier uit van de hoogste frequentie die in het signaal voorkomt:  $u = \hat{u} \sin(\omega_h t)$ . De snelste verandering van dit signaal moet nog voldoende snel bemonsterd worden om een optredende fout  $E$  klein te houden ( $E = \dots\%$ ).

De snelste verandering van het signaal treedt op als  $du/dt = \text{maximaal}$

$$v_{sig} = \frac{du}{dt} \Big|_{\text{max}} = \frac{d}{dt} \hat{u} \sin(\omega_h t) \Big|_{\text{max}} \Rightarrow v_{sig} = \omega_h \hat{u}. \quad (3.59)$$

Verder geldt dat de maximale amplitude overeen moet komen met het full scale ingangsbereik van de ADC  $\hat{u} \equiv 2^{n-1}$ .

Het ingangssignaal en de maximale snelheid kunnen dus ook gerepresenteerd worden als

$$u = 2^{n-1} \sin(\omega_h t) \text{ en} \quad (3.60)$$

$$v_{sig} = \omega_h 2^{n-1} = 2\pi f_h 2^{n-1} = 2^n \pi f_h. \quad (3.61)$$

De maximale full scale error van de ADC is gedefinieerd als de afwijking van de laatste overgang ( $\equiv 2^n$ ) van een perfecte ADC (gegeven in LSB of volt). De maximale toegestane fout in de bemonstering is  $\nu_{E,max} = E \cdot 2^n$ , waarbij  $E$  de maximaal toegestane full scale fout in procent is. Voor een toegestane fout van 5 % is  $E = 0.05$ .

Uit de maximale snelheid van een sinusvormig signaal kan ook de frequentie berekend worden die nog verwerkt kan worden wanneer  $v_{sig}$  en  $n$  bekend zijn. Er is dus een relatie tussen

de minimale frequentie en een maximale fout  $\nu_{E,max}$  op te stellen

$$f_{b,min} = \frac{v_{sig}}{\nu_{E,max}} = \frac{2^n \pi f_h}{E \cdot 2^n} = \frac{\pi f_h}{E}. \quad (3.62)$$

Met formule (3.62) is dus de minimale bemonsteringsfrequentie  $f_{b,min}$  te berekenen als de maximale fout die gemaakt mag worden en de maximale signaalfrequentie bekend is. De minimale bemonsterfrequentie is dus *onafhankelijk* van het aantal bit  $n$  en direct afhankelijk van de fout die toegestaan is ( $E = \pi \frac{f_h}{f_b}$ ).

Als de maximale fout gelijk is aan 1 bitstep bereiken we de kleinst mogelijke fout bemonsteringsfout. Om de bijbehorende bemonsteringsfrequentie te berekenen moet  $E = 2^{-n}$  genomen worden, wat resulteert in een maximale bemonsteringsfrequentie  $f_{b,max}$  van

$$f_{b,max} = v_{max} = 2^n \pi f_h. \quad (3.63)$$

Bemonsteren op een hogere frequentie dan  $f_{b,max}$  is zinloos omdat de fout al bepaald wordt door de resolutie van de ADC [78].

#### Voorbeeld

Stel, bij een sensortoepassing is de frequentie van de hoogst voorkomende frequentie 50 Hz, de maximale fout die mag optreden is 5 % en er wordt een 8-bit ADC gebruikt. Wat zijn de minimale en maximale bemonsteringsfrequenties?

Invullen in vergelijking (3.62):  $f_{b,min} = \pi$  kHz.

Invullen in vergelijking (3.63):  $f_{b,max} = 40.2$  kHz.

N.B. zeker bij hogere  $n$  kan  $f_{b,max}$  hoger komen te liggen dan de maximale frequentie die de ADC aan kan. Het is dan ook een theoretisch maximum. Het praktisch maximum wordt dan gegeven door de maximale bemonsteringsfrequentie van de beoogde ADC (datasheet).

#### Voorbeeld: Bepaling van $f_{b,min}$ en $f_{b,max}$ 1

Stel, de maximale signaalfrequentie  $f_h = 1$  kHz en de acceptabele fout  $E = 1$  % voor de eerder genoemde 14 bit ADC (AD7871/AD7872). Door gebruik te maken van formule (3.62) volgt nu dat  $f_{b,min} = \pi \cdot 100$  kHz is. Uit vergelijking (3.63) volgt dat  $f_{b,max} = 51.5$  MHz is.  $f_{b,max}$  ligt ruim boven de klokfrequentie waarop de ADC kan werken (2 MHz) en de (maximale?) bemonsteringsfrequentie van 83 kHz die in de datasheet gehanteerd wordt. Zelfs  $f_{b,min}$  is iets te hoog. Met een maximale bemonsteringsfrequentie van 83 kHz, is  $E = 3.8$  %. De ontwerper zal in zo'n geval een andere ADC moeten selecteren of (toestemming krijgen om) verder van  $E = 3.8$  % uitgaan.

Als die hoogste frequentie die in het signaal voorkomt gelijk is aan  $f_{-3dB}$ , dan is er al een amplitudedefout in het signaal van 29.3 %. Als we die fout ook acceptabel vinden bij de ADC, dan geldt:

$$f_{b,-3dB} \approx \frac{10\pi f_h}{3}. \quad (3.64)$$

Het moge duidelijk zijn dat de vereiste  $E$  bepaalt wat de (minimale) bemonsteringsfrequentie moet zijn. Praktisch zal deze altijd hoger zijn dan  $2f_h$ , omdat de fout die daar optreedt onacceptabel groot is.

*Voorbeeld: Bepaling van  $f_{b,min}$  en  $f_{b,max}$  2*

Stel, we meten ECG (rij 1, tabel 3.1), met  $n = 10$ . De bandbreedte van een ECG is  $0.01 - 250$  Hz, maar bij endocardiale metingen aan de linker hartkamer bij patiënten met hartritme stoornissen onthulde dat frequenties  $40 - 500$  Hz en vooral  $70 - 350$  Hz nuttig zijn voor de identificatie van een abnormaal elektrocardiogram [79]. Hier houden we daarom de bandbreedte  $0.01 - 500$  Hz aan.

Wanneer  $E = 5\%$  mag zijn betekent dit, dat  $f_{b,max} = 10\pi$  kHz moet zijn.

### 3.4.3 Totaal opgenomen vermogen van de ADC

Nadat de resolutie  $n$  en de bemonsteringsfrequentie bepaald zijn, kan het opgenomen vermogen afgeschat worden met formule (3.49). In voorbeeld 2 over het meten van de ECG, is  $n = 10$  en  $f_{b,max} = 10\pi$  kHz gevonden. Er volgt dan een  $P_b = 6.5$  nW. Omdat de beste praktische realisaties nog steeds een factor 100 tot 1000 meer vermogen vragen, moeten we er vanuit gaan dat

$$P_{b,pr.} = 100 \cdot P_b \cdots 1000 \cdot P_b.$$

Figuur 1.b. uit [74] suggereert dat het werkelijke energieverbruik van een goede, praktische, hedendaagse (low-power) ADC te benaderen is met

$$P_{b,pr.} \approx \frac{10^6}{2^n} \cdot P_b \quad \forall n \leq 11 \quad (3.65)$$

$$P_{b,pr.} \approx 100 \cdot P_b \quad \forall n \geq 12. \quad (3.66)$$

Het valt dus te verwachten dat de ADC  $0.65\mu W \leq P_{b,pr.} \leq 6.5\mu W$  en waarschijnlijk ongeveer  $6\mu W$  zal verbruiken.

Nemen we dezelfde getallen, maar nu met  $n = 12$  (wat volgens tabel 3.1 nog acceptabel is), dan volgt  $P_b = 0.1\mu W$  en  $P_{b,pr.} \approx 10\mu W$ . Voor wat  $P_{b,pr.}$  betreft scheelt in dit geval de stap naar twee bit extra niet zoveel.

*Bepaling van  $E$*

De bemonsteringsfrequentie gelijk nemen aan de Nyquistfrequentie voldoet om aliasing van het ingangssignaal te voorkomen. Alleen is de full scale fout  $E$  die nu optreedt groter dan wanneer op  $\pi \cdot 100$  kHz bemonsterd wordt:  $E = 2\pi \cdot 100 \%$ .

### 3.4.4 Digitaal vermogensverbruik

Voor de uiteindelijke afschatting van het vermogensverbruik van een digitaal filter kan de volgende formule gebruikt worden [52][80]

$$P = 300 \cdot f_{\text{signal}} \left( \frac{10 \log(SNR) - 1,76}{6} \right)^2 \cdot E_{tr.}$$

### 3.4.5 Bepaling van de eigenschappen van het anti-aliasingfilter

Bij bemonsteren treedt aliasing op voor signaalfrequenties hoger dan  $f_b/2$  [76][77]; de Nyquist-frequentie. Het bemonsteringsproces kan als vermenigvuldiging gezien worden, waarbij de verschilfrequenties die optreden in de doorlaatband van de ADC liggen:

$$f_b \cdot f_{\text{signaal}} \Rightarrow (f_b - f_{\text{signaal}}) \bigwedge (f_b + f_{\text{signaal}}) \Rightarrow f_{\text{alias}} = (f_b - f_{\text{signaal}}).$$

De signalen met een frequentie  $f_b/2 < f < f_b$  moeten voldoende gedempt worden. Echter, wat is voldoende demping?



Wanneer de signaalbandbreedte goed is gekozen, zullen signalen die voor aliasing kunnen zorgen klein zijn t.o.v. signalen binnen de band: ruis, storing, enz. Goed EMC-ontwerp kan storing in dezelfde orde grootte als de ruis opleveren.  $f_{\text{alias}} = f_b - f_{\text{stoorsignaal}} \geq \frac{f_b}{2}$ . Onder deze voorwaarden lijkt het niet nodig te zijn om een filter te gebruiken. Echter, met name stoorsignalen genoeg beperken kan soms moeilijk zijn. De stoorsignalen moeten dus gefilterd worden.

Om fouten t.g.v. lineaire vervorming verwaarloosbaar te houden mag de -3 dB-frequentie van de signaalbandbreedte ( $f_h$ ) niet verlaagd/beïnvloed worden. Dat betekent dat de -3 dB-frequentie van het anti-aliasing filter ca.  $5 \cdot f_h \cdots 10 \cdot f_h$  moet zijn.

Stoorsignalen die binnen de 3 dB bandbreedte v.h. anti-aliasing filter vallen moeten zo veel gedempt zijn dat hun energie-inhoud vergelijkbaar is met de ruis. Stel dat er (worst case) signalen van  $u_{\text{stoer}} [V_{\text{eff}}]$  kunnen voordoen binnen  $\frac{1}{2}f_b$  en  $f_b$ . Voor de benodigde damping geldt dan

$$D = 20 \cdot \log \left( \sqrt{\frac{u_{\text{stoer}}}{u_{n,eq}}} \right) \quad (3.67)$$

In het algemeen wordt de damping ( $D_{dB}$ ) van een Butterworth filter bij een willekeurige frequentie gegeven door [81]

$$D_{dB} = 10 \log (1 + \Omega^{2n}) \text{ en } \Omega = \frac{f_s}{f_c} \quad (3.68)$$

waarbij  $n$  de orde van het filter en  $\Omega$  de dimensieloze verhouding van signaalfrequentie  $f_s$  en kantelfrequentie  $f_c$  is.

Vergelijking (3.68) kan omgeschreven worden naar een vorm waaruit de orde van het filter volgt wanneer de gewenste damping bij een zekere signaalfrequentie ( $f_s$ ) en kantelfrequentie ( $f_c$ ) bekend is.

$$n \approx \frac{1}{2} \frac{\ln (e^{(0.23 D_{dB})} - 1)}{\ln \Omega} \quad (3.69)$$

#### Ontwerp van een anti-aliasing filter

Maximale signaalbandbreedte is  $f_s = 1$  kHz dat betekent dat het anti-aliasingfilter een kantelfrequentie  $f_c = 5$  kHz of  $f_c = 10$  kHz kan hebben. In dit voorbeeld wordt voor  $f_c = 5$  kHz gekozen.

Eerder volgde voor  $E = 1$  % een  $f_b = \pi \cdot 100$  kHz, wat een Nyquistfrequentie van  $\pi \cdot 50$  kHz oplevert.

Stel op de Nyquistfrequentie hebben we nog een stoorsignaal van  $\frac{3}{\sqrt{2}} V_{\text{eff}}$  en de equivalente ruis is  $\overline{u_{n,eq}} = 10 \mu V_{\text{eff}}$ . Volgens vergelijking (3.68) is er een damping van 106.5 dB nodig op de Nyquistfrequentie. De benodigde orde volgt uit vergelijking (3.69) ( $n=3.6$ ), wat betekent dat er een vierde-orde laagdoorlaat Butterworthfilter nodig is. Zie hoofdstuk 8 van [82] voor een methode om zo'n filter gestructureerd te ontwerpen.

### 3.5 Software

Goed bronnen om in te verdiepen voor wanneer men software met laag energieverbruik wil leren schrijven: [83][84][85][86][87][88][?][89][90][91] [92][93][94][95][96]

### 3.6 Rendement van Tranceivers

De zogenaamd 'link strength' (LS) is gedefinieerd als

$$LS = \frac{P_{Tx}}{R_{Tx}} = 10^{P_{Tx}[dBm] - S_{Rx}[dBm]}, \quad (3.70)$$

waarbij  $P_{Tx}$  het zendvermogen en  $S_{Rx}$  de ontvangergevoeligheid is; beide in dBm.

Het energie rendement (of energie-efficiëntie) wordt gegeven door [49]

$$\eta_E = \frac{P_{Tx}}{S_{Rx}} \cdot \frac{DR}{P_T + P_R}. \quad (3.71)$$

$DR$  is de data rate  $P_T$  en  $P_R$  is de vermogensdissipatie van de zender respectievelijk ontvanger.  $\eta_E$  heeft de eenheid ‘bit/joule’.

### 3.7 Zelfstudie

Het onderwerp low-power ontwerpen is uitgebreid en de ontwikkelingen daarin gaan hard. Verdere studie en het verdiepen van het begrip kan door bijv. de volgende bronnen te bestuderen: [97][98]

## Bibliografie

- [1] Y. Lee, D. Yoon, D. Blaauw, and D. Sylvester, "Circuit and system design guidelines for ultra-low power sensor nodes," *IPSS Transactions on System LSI Design Methodology*, no. 6, pp. 17–26, 2013.
- [2] A. Mouapi and N. Hakem, "A new approach to design autonomous wireless sensor node based on rf energy harvesting system," *Sensors* 2018, no. 133, pp. 1–24, 2018.
- [3] O. Brini, D. Deslandes, and F. Nabki, "A system-level methodology for the design of reliable low-power wireless sensor networks," *Sensors* 2019, no. 1800, pp. 1–28, 2019.
- [4] D. Pursley and T.-H. Yeh, "High-level low-power system design optimization," in *IEEE International Symposium on VLSI Design, Automation and Test*, 2017.
- [5] A. Pinto, L. B. Poehls, C. Montez, and F. Vargas, "Power optimization for wireless sensor networks," in *Wireless Sensor Networks* (M. Matin, ed.), ch. 2, Rijeka: IntechOpen, 2012.
- [6] T.-H. Lin, W. Kaiser, and G. Pottie, "Integrated low-power communication system design for wireless sensor networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 12, pp. 142–150, 2004.
- [7] E. Shih, S.-H. Cho, N. Ickes, R. Min, A. Sinha, A. Wang, and A. Chandrakasan, "Physical layer driven protocol and algorithm design for energy-efficient wireless sensor networks," in *Proceedings of the 7th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, MobiCom '01*, (New York, NY, USA), p. 272287, Association for Computing Machinery, 2001.
- [8] S.-H. Yang, *Wireless Sensor Networks, Principles, Design and Applications*, ch. 3-4, pp. 49–100. Springer, 1st ed., 2014.
- [9] H. Roebbers, "Power management: A system issue." Ultra-low Power for Internet of Things course, Nov. 2017. The High Tech Institute.
- [10] "nrf24l01 single chip 2.4ghz transceiver." Nordic Semiconductor, Juli 2007.
- [11] O. Brini, "A system-level methodology for the design and deployment of reliable low-power wireless sensor networks," Master's thesis, University of Quebec, April 2019.
- [12] O. Brini, D. Deslandes, and F. Nabki, "A model-based approach for the design of ultra-low power wireless sensor nodes," in *Proceedings of the NEWCAS 2018-16th IEEE International NEWCAS Conference*, 24-27 June 2018.
- [13] A. Bensky, *Short-range Wireless Communication*. Elsevier Inc., 3rd ed., 2019.
- [14] C. Bianchi and A. Meloni, "Natural and man-made terrestrial electromagnetic noise: An outlook," *Annals of Geophysics*, vol. 50, 12 2009.
- [15] F. Leferink, F. Silva, J. Catrysse, S. Batterman, V. Beauvois, and A. Roc'h, "Man-made noise in our living environments," *Radio science bulletin*, vol. 334, pp. 49–57, Sept. 2010. null ; Conference date: 15-09-2010 Through 15-09-2010.
- [16] B. Vejlggaard, M. Lauridsen, H. Nguyen, I. Z. Kovacs, P. Mogensen, and M. Sorensen, "Interference impact on coverage and capacity for low power wide area iot networks," in *2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pp. 1–6, 2017.

- [17] J.-H. Hauer and D. Willkomm, "An empirical study of urban 2.4 ghz rf noise from the perspective of a body sensor network," in *2012 Ninth International Conference on Wearable and Implantable Body Sensor Networks*, pp. 73–78, 2012.
- [18] M. Hempstead, N. Tripathi, P. Mauro, Gu-Yeon Wei, and D. Brooks, "An ultra low power system architecture for sensor network applications," in *32nd International Symposium on Computer Architecture (ISCA'05)*, pp. 208–219, 2005.
- [19] W. C. van Etten, *Introduction to Random Signals and Noise*. John Wiley and Sons, 1st ed., 2006.
- [20] J. R. Philip, "The function inverfc," *Australian Journal of Physics*, no. 13, pp. 13–20, 1960.
- [21] P. Vizmuller, *RF Design Guide, Systems, Circuits, and Equations*. Artech House Inc., 1st ed., 1995.
- [22] "Link Budget Analysis: Digital Modulation, Part 2, Atlanta RF." [www.atlantarf.com/FSK\\_Modulation](http://www.atlantarf.com/FSK_Modulation), 2013. Accessed: 04-10-2020.
- [23] J. Santiyanon, D. Suwattana, U. Goenchanart, S. Malisuwan, and J. Sivaraks, "Study on the performance of bluetooth/spl trade/ transmissions in electromagnetic interference environment from the 800 mhz mobile phone," in *Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems*, vol. 1, pp. 121–126 vol.1, 2002.
- [24] "Receiver Sensitivity/noise." [www.phys.hawaii.edu](http://www.phys.hawaii.edu), 2013. Accessed: 04-10-2020.
- [25] "Understanding and enhancing sensitivity in receivers for wireless applications," tech. rep., Texas Instruments, 1999.
- [26] A. Sabanovic, "Low-snr operation of fsk demodulators," Master's thesis, Delft University of Technology, 2019.
- [27] E. Nilsson and C. Svensson, "Envelope detector sensitivity and blocking characteristics," in *2011 20th European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD)*, pp. 773–776, 2011.
- [28] 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.
- [29] E. Nilsson and C. Svensson, "Power consumption of integrated low-power receivers," *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 4, no. 3, pp. 273–283, 2014.
- [30] C. Svensson and J. Wikner, "Power consumption of analog circuits: a tutorial," *ANALOG INTEGRATED CIRCUITS AND SIGNAL PROCESSING*, vol. 65, no. 2, pp. 171–184, 2010.
- [31] M. L. Saini and V. K. Sharma, "Effects of code rate and constraint length on performance of convolutional code," *International Journal of Information, Communication and Computing Technology*, no. 4, pp. 187–193, 2016.
- [32] R. Hoel, "Fec implementation design note dn504," tech. rep., Texas Instruments, 2007.
- [33] D. Wang and J. Zhang, "The influence of a particular error pattern on the error correction performance of rs+convolutional concatenated code," in *2017 International Conference on Computer Systems, Electronics and Control (ICCSEC)*, pp. 358–361, 2017.
- [34] M. A. J. Vlaming, "An adaptive hybrid-arq protocol for uwb ad-hoc networks.," Master's thesis, Eindhoven University of Technology, 2006.
- [35] S. Khosravirad and H. Viswanathan, "Analysis of feedback error in automatic repeat request," p. arXiv:1710.00649v1, 10 2017.
- [36] R. Nicoletti, "Application note 6549 op amps and the importance of low quiescent current," Application note 6549, Maxim Integrated, March 2018.
- [37] S. S. Sonavane, V. Kumar, and B. P. Patil, "Designing wireless sensor network with low cost and low power," in *2008 16th IEEE International Conference on Networks*, pp. 1–5, 2008.
- [38] N. Duda, T. Nowak, M. Hartmann, M. Schadhauer, B. Cassens, P. Wgemann, M. Nabeel, S. Ripperger, S. Herbst, K. Meyer-Wegener, F. Mayer, F. Dressler, W. Schröder-Preikschat,

- R. Kapitza, J. Robert, J. Thielecke, R. Weigel, and A. Klpin, "Bats: Adaptive ultra low power sensor network for animal tracking," *Sensors*, vol. 18, no. 10, 2018.
- [39] J. Aponte-Luis, J. A. Gmez-Galn, F. Gmez-Bravo, M. Snchez-Raya, J. Alcina-Espigado, and P. M. Teixido-Rovira, "An efficient wireless sensor network for industrial monitoring and control," *Sensors*, vol. 18, no. 1, 2018.
- [40] S. Penkov, A. Taneva, V. Kalkov, and S. Ahmed, "Industrial network design using low-power wide-area network," in *2017 4th International Conference on Systems and Informatics (ICSAI)*, pp. 40–44, 2017.
- [41] J. Wang, Q. Gao, Y. Yu, H. Wang, and M. Jin, *Wireless Sensor Networks Technology and Applications*, ch. 3. Intech Open Science, July 2012.
- [42] E. Yaacoub and A. Abu-Dayya, *Wireless Sensor Networks Technology and Protocols*, ch. 8. Intech Open Science, September 2012.
- [43] V. Shnayder, M. Hempstead, B.-r. Chen, G. W. Allen, and M. Welsh, "Simulating the power consumption of large-scale sensor network applications," in *Proceedings of the 2nd International Conference on Embedded Networked Sensor Systems*, SenSys '04, (New York, NY, USA), p. 188200, Association for Computing Machinery, 2004.
- [44] Microchip, "Datasheet attiny417/817 ds40001901d," tech. rep., Microchip, 2019.
- [45] M. Ditzel, *Power-Aware Architecting for data-dominated applications*. PhD thesis, Delft University of Technology, 2004.
- [46] Q. Tong, K. Choi, and J. D. Cho, "A review on system level low power techniques," in *2014 International SoC Design Conference (ISOCC)*, pp. 183–185, 2014.
- [47] V. Tiwari, S. Malik, A. Wolfe, and M.-C. Lee, "Instruction level power analysis and optimization of software," in *Proceedings of 9th International Conference on VLSI Design*, pp. 326–328, 1996.
- [48] M. Slabinoha, O. Krynytsky, N. Klochko, S. Melnychuk, Y. Kuchirka, and I. Manuliak, "Software development for the monitoring system of renewable energy generation process," in *2021 IEEE XVIIth International Conference on the Perspective Technologies and Methods in MEMS Design (MEMSTECH)*, pp. 176–179, 2021.
- [49] R. Taherkhani and S. Nihtianov, "An energy figure of merit for radio transceivers," in *IEEE Radio and Antenna Days of the Indian Ocean, RADIO 2019*, 2019.
- [50] C.-S. Sum, M.-T. Zhou, F. Kojima, and H. Harada, "Experimental performance evaluation of multihop ieee 802.15.4/4g/4e smart utility networks in outdoor environment," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2017, pp. 1–13, 03 2017.
- [51] N. Lauriks, "Co2 sensormodule," intern rapport, Hogeschool van Amsterdam, Weesperzijde 190, Jan. 2021.
- [52] E. A. Vittoz, "Future of analog in the vlsi environment," in *ISCAS*, 1990.
- [53] E. A. Vittoz, "Low-power design ways to approach the limits," in *ISSCC*, 1994.
- [54] "An-1852 designing with ph electrodes," tech. rep., Texas Instruments, 2013.
- [55] 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.
- [56] M. J. van der Horst, W. A. Serdijn, and A. C. Linnenbank, *EMI-Resilient Amplifier Circuits*. Springer International Publishing, 1st ed., 2014.
- [57] "M.J. van der Horst, Systematisch Ontwerptechniek, Analoge Signaalbewerking (Dic-taat), 2017." <https://studiedelen.mijnhva.nl/studiedelen/ft-2100VES-17/1718/Documents/SystematischeOntwerptechniek.pdf>. Accessed: 28-01-2018.
- [58] Maxim, "Application note 1957, avoiding noise and power problems with unused op amps." <https://www.maximintegrated.com/en/design/technical-documents/app-notes/1/1957.html>, 3 2003. Accessed: 7-12-2022.

- [59] E. Mullins, I. Williams, G. Lo Voi, and R. Puzio, "How to properly configure unused operational amplifiers." [https://www.ti.com/lit/an/sboa204a/sboa204a.pdf?ts=1670421546895&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/an/sboa204a/sboa204a.pdf?ts=1670421546895&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F), 9 2018. Accessed: 8-12-2022.
- [60] A. P. Chandrakasan, *Low Power Digital CMOS Design*. PhD thesis, EECS Department, University of California, Berkeley, Aug 1994.
- [61] "P.J.M. Havinga, Design Techniques for Energy Efficient and Low-Power Systems." <https://research.utwente.nl/en/publications/design-techniques-for-energy-efficient-and-low-power-systems>. Accessed: 26-11-2019.
- [62] L. Benini, G. De Micheli, and E. Macii, "Designing low-power circuits: practical recipes," *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 1, no. 1, pp. 6–25, 2001.
- [63] P. J. Havinga and G. J. Smit, "Design techniques for low-power systems," *Journal of Systems Architecture*, vol. 46, no. 1, pp. 1–21, 2000.
- [64] A. Henderson, *Elektrische Netwerken*. Delftse Uitgevers Maatschappij, 1987.
- [65] K. van Berkel and M. Rem, "Vlsi programming of asynchronous circuits for low power," in *Asynchronous Digital Circuit Design* (G. Birtwistle and A. Davis, eds.), (London), pp. 151–210, Springer London, 1995.
- [66] M. J. M. Pelgrom, *Analog to Digital Conversion*. Springer, 1st ed., 2010.
- [67] E. Vittoz, "Micropower techniques," pp. 53–96, 01 1994.
- [68] "B. Nauta, Trends and Perspectives in deep-submicron IC design Keynote Presentation, iworid2002." <http://www.iworid2002.nl/ppt/nauta.ppt>. Accessed: 28-12-22.
- [69] V. Tiwari, D. Singh, S. Rajgopal, G. Mehta, R. J. Patel, and F. Baez, "Reducing power in high-performance microprocessors," *Proceedings 1998 Design and Automation Conference. 35th DAC. (Cat. No.98CH36175)*, pp. 732–737, 1998.
- [70] A. De Domenico, J. O. Ogbebor, A. L. Imoize, and A. A.-A. Atayero, "Energy efficient design techniques in next-generation wireless communication networks: Emerging trends and future directions," *Hindawi Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2020, pp. 1–19, 2020.
- [71] P.-E. Gaillardon, E. Beigné, S. Lesecq, and G. De Micheli, "A survey on low-power techniques with emerging technologies: From devices to systems," *ACM Journal on Emerging Technologies in Computing Systems (JETC)*, vol. 12, no. 2, pp. 12:1–12:26, 2015.
- [72] N. Kim, T. Austin, D. Baauw, T. Mudge, K. Flautner, J. Hu, M. Irwin, M. Kandemir, and V. Narayanan, "Leakage current: Moore's law meets static power," *Computer*, vol. 36, no. 12, pp. 68–75, 2003.
- [73] R. van de Plassche, *Integrated Analog-to-Digital and Digital-to-Analog Converters*. Kluwer Academic Publishers, 1st ed., 1994.
- [74] T. Sundstrom, B. Murmann, and C. Svensson, "Power dissipation bounds for high-speed nyquist analog-to-digital converters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 56, no. 3, pp. 509–518, 2009.
- [75] A. C. Linnenbank, *On-site recording, analysis, and presentation of multichannel ECG data*. PhD thesis, University of Amsterdam, 1996.
- [76] J. R. McClellan, R. W. Schafer, and M. A. Yoder, *Signal Processing First*. Pearson Education, 1st ed., 2003.
- [77] B. Girod, R. Rabenstein, and A. Stenger, *Signals and Systems*. John Wiley and Sons, 1st ed., 2001.
- [78] D. B. Stewart and M. Moy, "An engineering approach to determining sampling rates for switches and sensors in real-time systems," in *Proceedings Sixth IEEE Real-Time Technology and Applications Symposium. RTAS 2000*, pp. 34–45, 2000.

- [79] L. G. Tereshchenko and M. E. Josephson, "Frequency content and characteristics of ventricular conduction," *Journal of Electrocardiology*, vol. 48, no. 6, pp. 933–937, 2015.
- [80] B. Nauta, "Analog vs digital signal processing, a trade-off: Power and noise." online: <https://www.yumpu.com/en/document/view/37292537/v-integrated-circuit-design>, March 2015. University of Twente.
- [81] A. B. Williams and F. J. Taylor, *Electronic Filter Design Handbook*. McGraw-Hill, 2nd ed., 1988.
- [82] M. J. van der Horst, *Systematisch Ontwerptechniek, Analoge Signaalbewerking (Dictaat)*. Hogeschool van Amsterdam, 1st ed., 2017.
- [83] B. Olayinka, "Rapid estimation of energy consumption for embedded software," Master's thesis, Kungliga Tekniska högskolan, Stockholm, Sweden, 2019.
- [84] M. T.-C. Lee, V. Tiwari, S. Malik, and M. Fujita, "Power analysis and minimization techniques for embedded dsp software," *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 5, no. 1, pp. 123–135, 1997.
- [85] O. Assare and M. Goudarzi, "Opportunities for embedded software power reductions," in *2011 24th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, pp. 000763–000766, 2011.
- [86] A. Parikh, S. Kim, M. Kandemir, N. Vijaykrishnan, and M. J. Irwin, "Instruction scheduling for low power," *J. VLSI Signal Process. Syst.*, vol. 37, p. 129149, may 2004.
- [87] K. Roy and M. C. Johnson, *Low Power Design in Deep Submicron Electronics*, ch. 6, pp. 433–459. Springer Science+Business Media, BV., 1 ed., 1997.
- [88] W. Xu, A. Parikh, M. Kandemir, and M. Irwin, "Fine-grain instruction scheduling for low energy," in *IEEE Workshop on Signal Processing Systems*, pp. 258–263, 2002.
- [89] V. A. Kulkarni and G. R. Udupi, "A simplified method for instruction level energy estimation for embedded system," *European Journal of Engineering and Technology Research*, vol. 2, p. 5659, May 2017.
- [90] V. A. Kulkarni and G. R. Udupi, "Software power measurement of arm processor based embedded system," *European Journal of Engineering and Technology Research*, vol. 1, p. 59, Jul. 2018.
- [91] V. A. Kulkarni and G. R. Udupi, "Instruction level energy consumption estimation of embedded processor," *European Journal of Engineering and Technology Research*, vol. 4, p. 4044, Feb. 2019.
- [92] A. Muttreja, A. Raghunathan, S. Ravi, and N. K. Jha, "Hybrid simulation for energy estimation of embedded software," *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 26, no. 10, pp. 1843–1854, 2007.
- [93] R. Hildebrandt, *Softwaremethoden zur Senkung der Verlustenergie in Microcontrollersystemen*. PhD thesis, Technischen Universität Dresden, Jul 2007.
- [94] V. Dalal and C. Ravikumar, "Software power optimizations in an embedded system," in *VLSI Design 2001. Fourteenth International Conference on VLSI Design*, pp. 254–259, 2001.
- [95] "F. goekkus, Energy Efficient Programming: An overview of problems, solutions and methodologies." BSc-thesis, Universität Zürich, 2013.
- [96] A. Nouredine, A. Bourdon, R. Rouvoy, and L. Seinturier, "A preliminary study of the impact of software engineering on greenit," in *2012 First International Workshop on Green and Sustainable Software (GREENS)*, pp. 21–27, 2012.
- [97] M. Stoopman, *Circuit Design for Highly Sensitive RF-Powered Wireless Sensor Nodes*. PhD thesis, Delft University of Technology, 2016.
- [98] C. Svensson, "Towards power centric analog design," *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 65, no. 3, pp. 44–51, 2015.