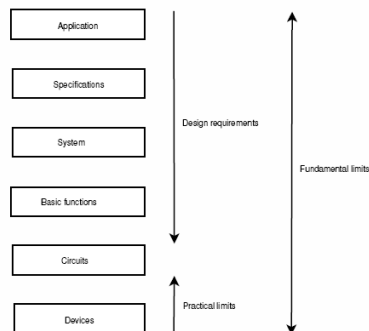

SYSTEMATISCH ONTWERPEN VAN ENERGIEZUINIGE DRAADLOZE SENSORSYSTEMEN

13 november 2022



Copyright ©M.J. van der Horst, 2020-2022

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	Low-Power Systeemontwerp	3
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	Blokschema- en stroomdiagramniveau	29
3	Low-power fundamentele beperkingen	37
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 transimpedantieverstker	43
3.1.3	Afschatting P_{tot} en E_{op} van een transadmittantieverstker	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	Low-power beperkingen van digitale elektronica	46
3.3	Low-power beperkingen van analoog digitaal omzetting	47
3.3.1	Bepaling van de resolutie	48
3.3.2	Bepaling van de bemonsteringsfrequentie	51
3.3.3	Totaal opgenomen vermogen van de ADC	53
3.3.4	Digitaal vermogensverbruik	53
3.3.5	Bepaling van de eigenschappen van het anti-aliasingfilter	54
3.4	Rendement van Tranceivers	55
3.5	Zelfstudie	55

Bibliografie	56
---------------------	-----------

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.

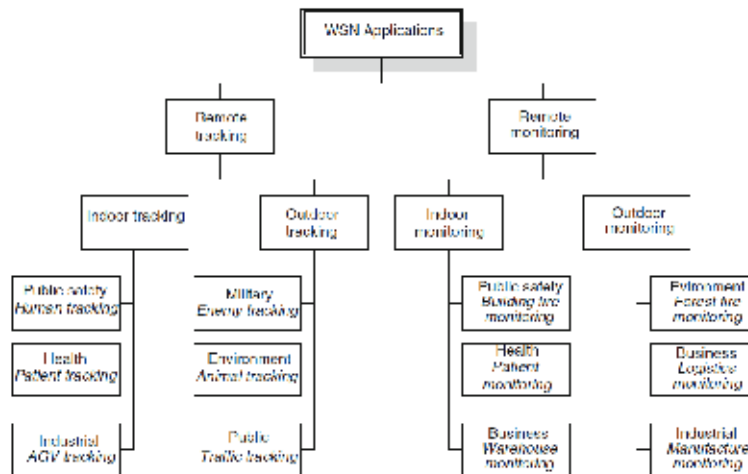
Sensormodules (of wireless sensor node(s) (WSN)) worden applicatiegericht (voor een specifieke toepassing) ontworpen vanwege de beperkingen aan de software en hardware van zo'n sensormodule [5].

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 (≤ 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

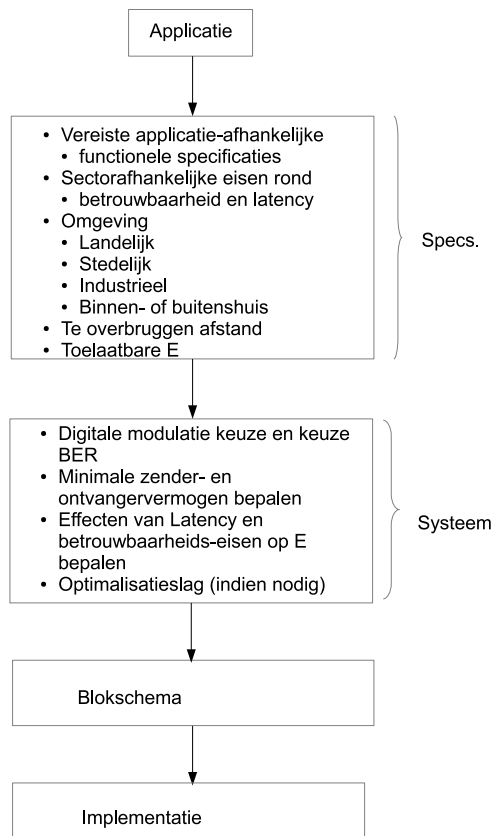
In een landelijke omgeving zal het stoorniveau over het algemeen lager liggen dan in een stedelijke omgeving. In een industriële omgeving is o.h.a. meer storing dan in een stedelijke woonomgeving.

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).

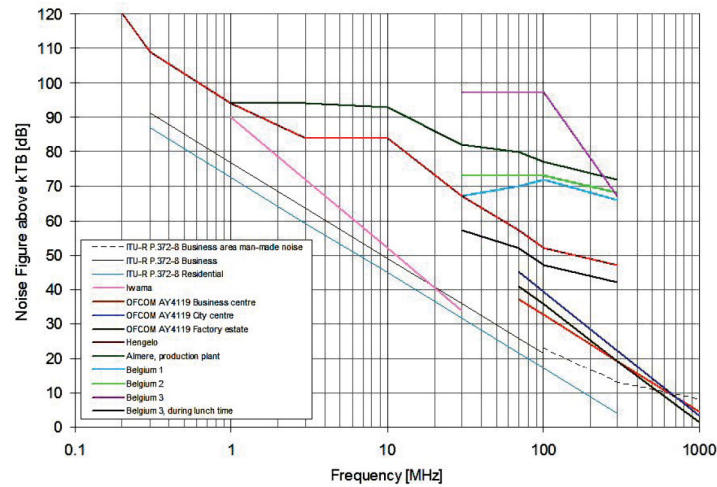
Storing die uit de omgeving komt inschatten zonder op locatie metingen te verrichten is mogelijk. Er zijn studies verricht naar elektromagnetische storingen in verschillende omgevingen, maar die geven een (in sommige gevallen statistische) indicatie, zie bijvoorbeeld [14]-[17].

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 bewerkstelligen¹.

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].

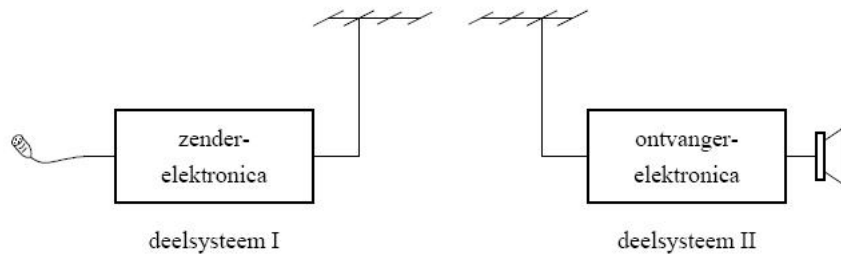
De in deze paragraaf genoemde getallen kunnen als eerste benadering gebruikt worden wanneer er geen metingen ter plaatse kunnen worden uitgevoerd.

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 ontwerpmethode 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

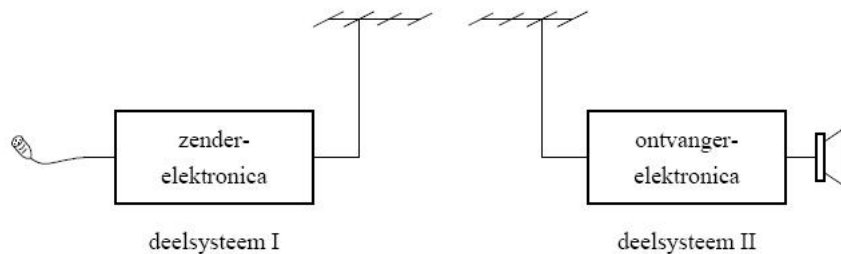


Figuur 1.4: Elektronisch systeem opgebouwd uit twee deelsystemen.

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 ontvangstfase 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 schatting² 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_{or}) de ontvangergevoeligheid is, k de constante van Boltzmann, T de absolute temperatuur³, B de ruisbandbreedte van de ontvanger. F_T is de totale equivalente ingangsruijsfactor en SNR_{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_{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 λ 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 lijn⁴ de path loss volgens formule (1.8). Er is uitgegaan van een zendfrequentie van 915 MHz.

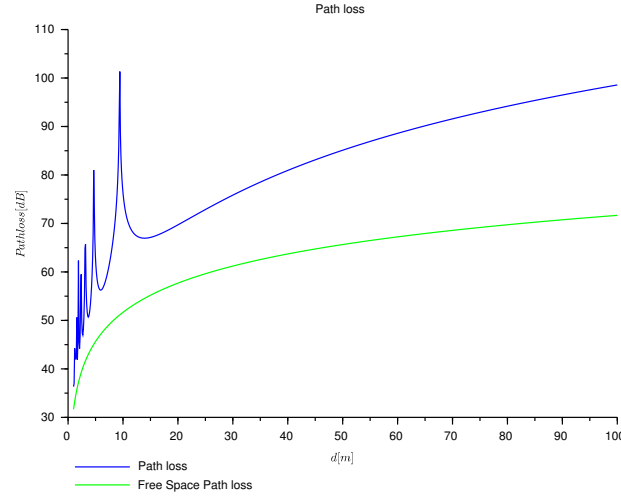
De effecten van reflecties en het effect van de stedelijke omgeving zijn duidelijk te zien. De PL is over het hele frequentiebereik hoger dan de FSPL. Vooral bij de kortere afstanden kan het effect van de grondreflectie(s) extreem zijn, tot wel 40 dB extra demping t.o.v. wat zonder grondreflectie(s)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

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

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

ΔN 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 ΔN te bepalen. In gebouwen kan ΔN 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)_{Brini2019.sce}’ 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_{standby} kan in hedendaagse technologie laag blijven; orde groottes lager dan P_{actief} . Door nu $t_{\text{standby}} \gg t_{\text{actief}}$ te kiezen kunnen E_z en E_{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 $E_z \approx 36$ μ J. Wanneer we D_R een factor 10 verhogen, wordt $E_z \approx 4$ μ J.

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

1.5.1 Ontvanger

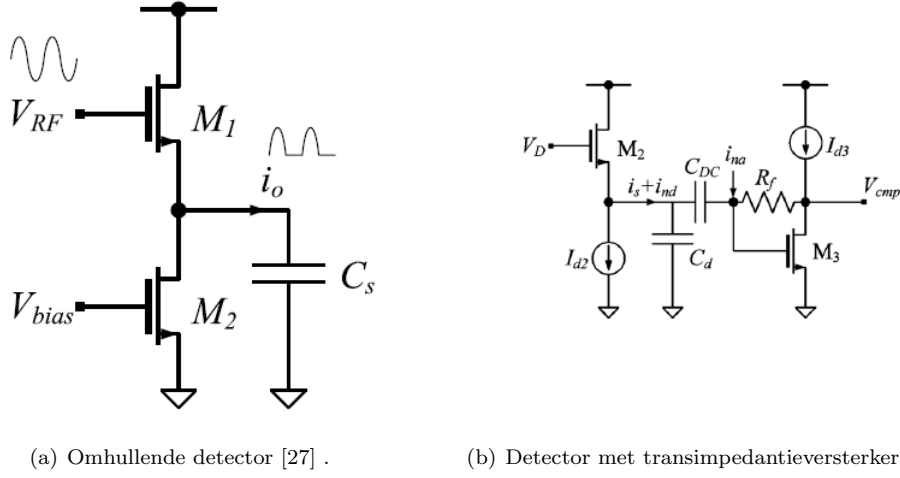
De ontvanger moet aan een zekere gevoeligheid, ruis en bandbreedte eisen voldoen. In hedendaagse technologie worden over het algemeen CMOS-transistoren gebruikt. Er geldt dan dat deze eisen in eerste benadering omgekeerd evenredig zijn met de stroom door de transistoren. In deze paragraaf zal gekeken 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 geldt⁵, 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.

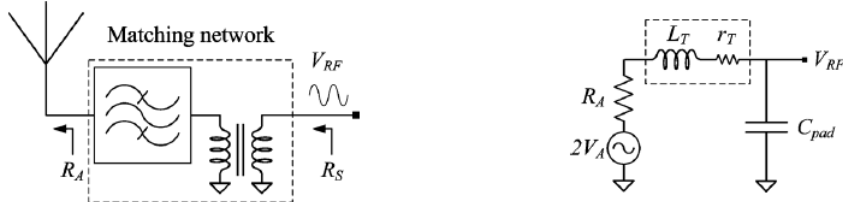
Met $U_o = 75 \text{ mV}$, een bit rate van 250 kb/s, 1 V voedingsspanning en $T = 300 \text{ K}$, vinden we voor een $SNR = 3.1$ en een S_{or} van -50 dBm:

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

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.

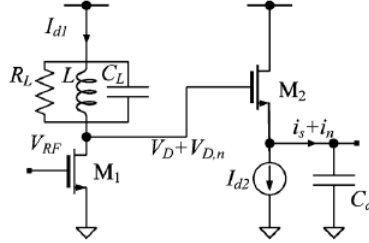
Voor ontvangers met een grote gevoeligheid (met ingangstransformator en versterker) is het verband tussen de SNR en het vermogen te benaderen met [29]

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

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 ≈ 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 paragraaf⁶ 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]

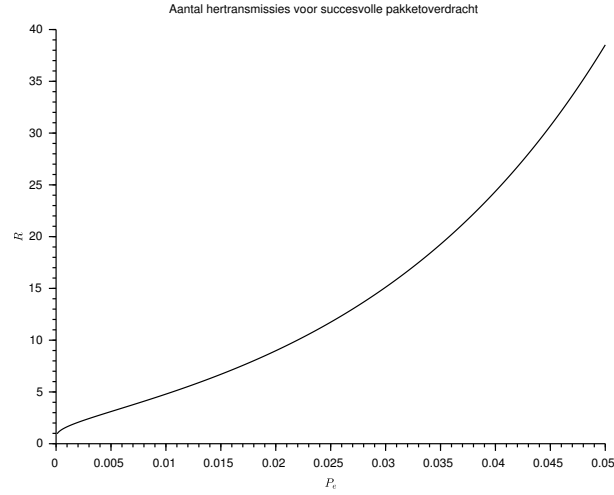
$$E_{TRX}^R = U \left[(I_{TX} + I_{RX}) R \frac{l}{D_R} + 2I_{id}t_{id}(R - 1) \right]. \quad (1.20)$$

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

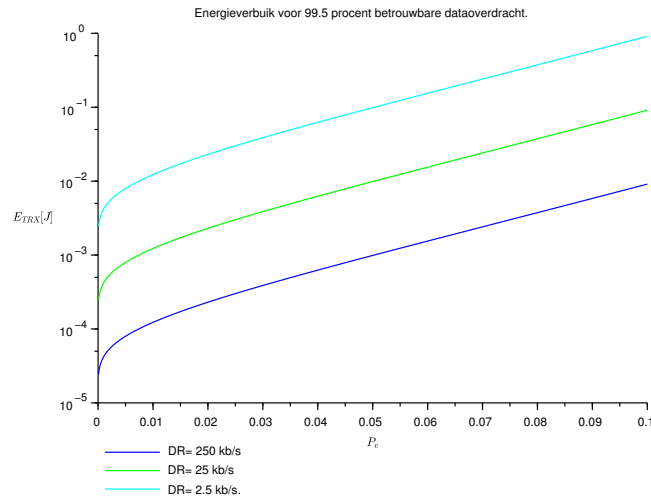
$$E_{TRX}^R = (P_z + P_o) R \frac{l}{D_R} + 2UI_{id}t_{id}(R - 1), \quad (1.21)$$

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 schuifregister⁷ [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

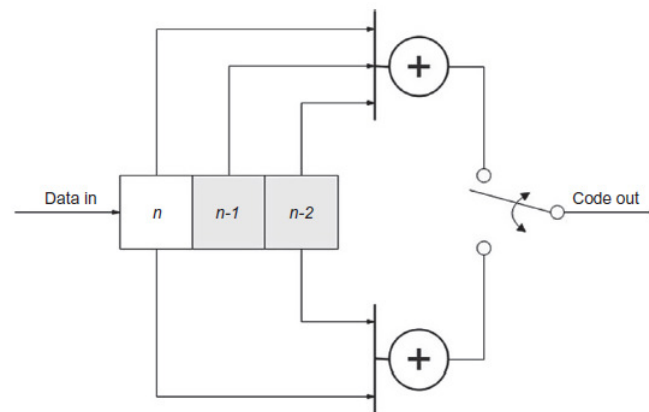


FIG. 9.7

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’ (β_{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]

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

β_{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 payload⁸ van 160 bit⁹. 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. β_{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, ...) 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

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

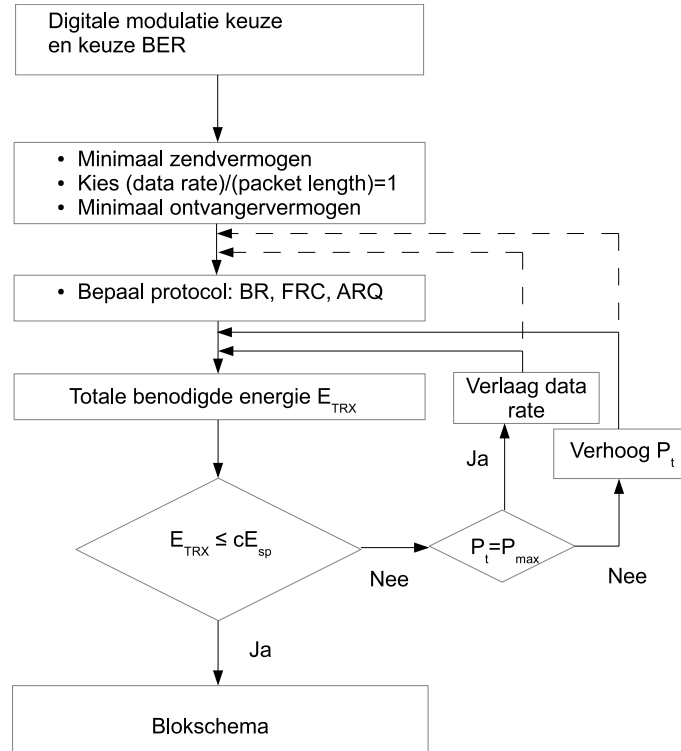
De benodigde tijd om een datapakket succesvol te verzenden volgt nu uit

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

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 soppen of met de opdrachtgever samen tot een andere oplossing (bijv. meer E toestaan) moeten komen. In het andere geval kan de stap naar het blokschemaniveau gezet worden.

1.8 Overwegingen op blokschemaniveau

Vanuit systeemniveau kom je op het punt van het blokschemaniveau. 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 worden¹⁰.

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- μ A Micro-Power Rail-Rail Input-Output Amplifier for Power Conscious Applications'.

Helaas kunnen we meestal niet al deze factoren in n 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 μ 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-/blokschemaniveau 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. η_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 [μW]	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
Sleep modes									
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.

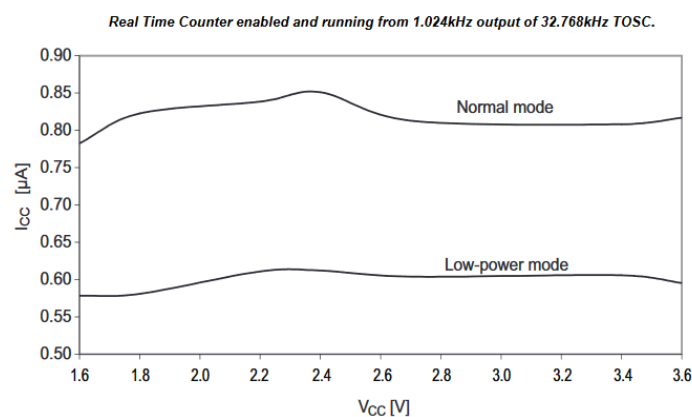


Figure 3: Stroomgebruik in power save modus uit datasheet ATxmega256A3U[7]

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].

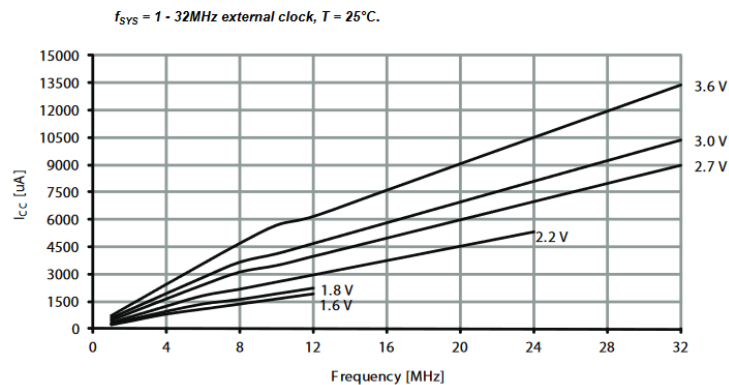


Figure 4: Stroomgebruik tegen frequentie uit datasheet ATxmega256A3U[7]

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

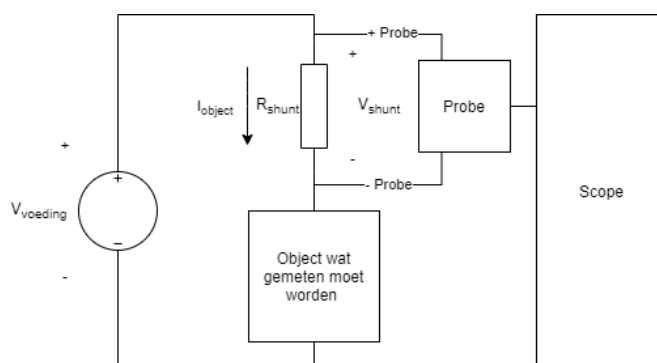


Figure 5: Testopstelling met shunt weerstand voor energie meting

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

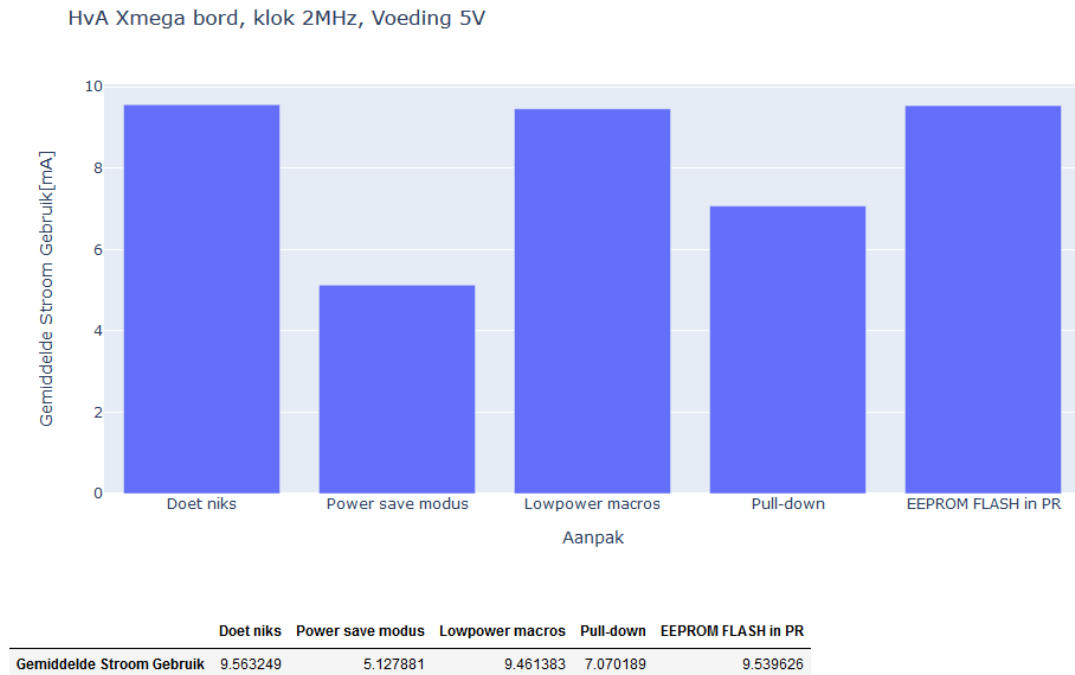
XMega-low-power

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 CO₂-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 CO₂-sensor. UART is boven TWI gekozen voor de k30 CO₂-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.

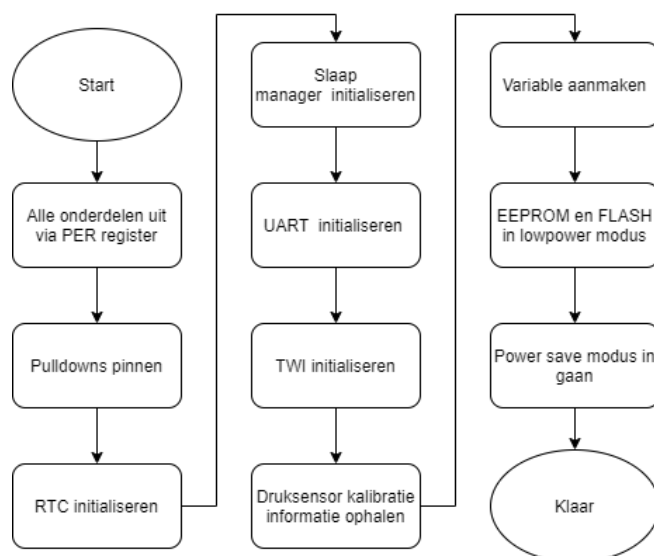


Figure 7: Flowchart opstart modulen

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.

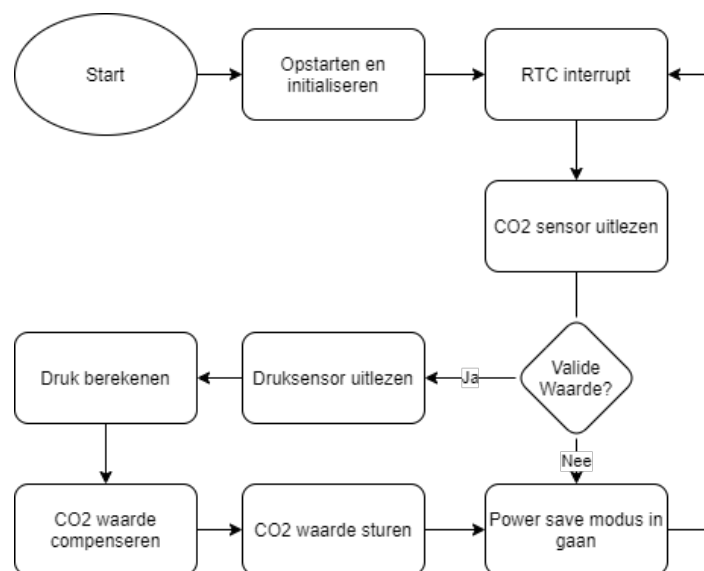
XMega-low-power

Figure 8: Flowchart hoofdprogramma module

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, 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, 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. Schrder-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] M. J. M. Pelgrom, *Analog to Digital Conversion*. Springer, 1st ed., 2010.
- [59] R. van de Plassche, *Integrated Analog-to-Digital and Digital-to-Analog Converters*. Kluwer Academic Publishers, 1st ed., 1994.

- [60] 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.
- [61] A. C. Linnenbank, *On-site recording, analysis, and presentation of multichannel ECG data*. PhD thesis, University of Amsterdam, 1996.
- [62] J. R. McClellan, R. W. Schafer, and M. A. Yoder, *Signal Processing First*. Pearson Education, 1st ed., 2003.
- [63] B. Girod, R. Rabenstein, and A. Stenger, *Signals and Systems*. John Wiley and Sons, 1st ed., 2001.
- [64] 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.
- [65] 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.
- [66] 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.
- [67] A. B. Williams and F. J. Taylor, *Electronic Filter Design Handbook*. McGraw-Hill, 2nd ed., 1988.
- [68] M. J. van der Horst, *Systematisch Ontwerptechniek, Analoge Signaalbewerking (Dictaat)*. Hogeschool van Amsterdam, 1st ed., 2017.
- [69] M. Stoopman, *Circuit Design for Highly Sensitive RF-Powered Wireless Sensor Nodes*. PhD thesis, Delft University of Technology, 2016.
- [70] C. Svensson, "Towards power centric analog design," *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 65, no. 3, pp. 44–51, 2015.